

**GABRIEL ANTÔNIO MARTINS PEREIRA DE MELO**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DA ESTRATÉGIA  
DE CONTROLE DE UM GERADOR ELÉTRICO  
ACIONADO POR MOTOR A PISTÃO LIVRE**



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA

**2020**

**GABRIEL ANTÔNIO MARTINS PEREIRA DE MELO**

**ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DA ESTRATÉGIA  
DE CONTROLE DE UM GERADOR ELÉTRICO  
ACIONADO POR MOTOR A PISTÃO LIVRE**

**Dissertação** apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de **MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA.**

Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Controle Linear.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Braga dos Santos  
Co-orientador: Prof. Dr. Daniel Pereira de Carvalho

UBERLÂNDIA – MG

**2020**

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU  
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

M528  
2020 Melo, Gabriel Antônio Martins Pereira de, 1994-  
Estudo e Desenvolvimento da Estratégia de Controle de  
um Gerador Elétrico Acionado por Motor a Pistão Livre  
[recurso eletrônico] / Gabriel Antônio Martins Pereira  
de Melo. - 2020.

Orientador: Marcelo Braga dos Santos.  
Coorientador: Daniel Pereira de Carvalho.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de  
Uberlândia, Pós-graduação em Engenharia Mecânica.  
Modo de acesso: Internet.  
Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.608>  
Inclui bibliografia.  
Inclui ilustrações.

1. Engenharia mecânica. I. Santos, Marcelo Braga dos,  
1974-, (Orient.). II. Carvalho, Daniel Pereira de, 1981-,  
(Coorient.). III. Universidade Federal de Uberlândia.  
Pós-graduação em Engenharia Mecânica. IV. Título.

CDU: 621

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**

Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica  
 Av. João Naves de Ávila, nº 2121, Bloco 1M, Sala 212 - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP 38400-902  
 Telefone: (34) 3239-4282 - www.posgrad.mecanica.ufu.br - secposmec@mecanica.ufu.br


**ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO**

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Mecânica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado Acadêmico, nº 570, COPEM				
Data:	28/09/2020	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	16:16:24
Matrícula do Discente:	11812EMC004				
Nome do Discente:	Gabriel Antônio Martins Pereira de Melo				
Título do Trabalho:	Estudo e Desenvolvimento da Estratégia de Controle de um Gerador Elétrico Acionado por Motor a Pistão Livre				
Área de concentração:	Mecânica dos Sólidos e Vibrações				
Linha de pesquisa:	Dinâmica de Sistemas Mecânicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:					

Reuniu-se por meio de videoconferência a Banca Examinadora, designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica, assim composta: Professores Doutores: Solidônio Rodrigues de Carvalho - FEMEC/UFU; Sebastião Simões Cunha Júnior - UNIFEI; Daniel Pereira de Carvalho, coorientador - FEELT/UFU; e Marcelo Braga dos Santos - FEMEC/UFU, orientador do candidato. Ressalta-se que os Prof. Marcelo Braga dos Santos, Solidônio Rodrigues de Carvalho, Daniel Pereira de Carvalho e o Discente participaram da defesa por meio de webconferência desde a cidade de Uberlândia/MG, e o Prof. Sebastião Simões Cunha Júnior desde a cidade de Itajubá/MG, em atendimento a Portaria nº 36, de 19 de março de 2020, da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Dr. Marcelo Braga dos Santos, apresentou a Comissão Examinadora e o candidato, agradeceu a presença do público, e concedeu ao Discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação do Discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor(a) presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos(às) examinadores(as), que passaram a arguir o(a) candidato(a). Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando o(a) candidato(a):

Aprovado.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre.

O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Sebastiao Simoes da Cunha Jr, Usuário Externo**, em 28/09/2020, às 21:01, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Marcelo Braga dos Santos, Professor(a) do Magistério Superior**, em 29/09/2020, às 09:23, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Daniel Pereira de Carvalho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 29/09/2020, às 10:06, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Solidonio Rodrigues de Carvalho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 29/09/2020, às 12:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://www.sei.ufu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **2286884** e o código CRC **F31A70E7**.

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente a Deus, pela conclusão deste trabalho e por iluminar o caminho que tracei até aqui.

Ao meu orientador Prof. Dr. Marcelo Braga dos Santos minha profunda admiração e agradecimento pelo suporte, conselhos e ensinamentos fornecidos. Ao meu co-orientador Prof. Dr. Daniel Pereira de Carvalho, cujo conhecimento compartilhado enriqueceu a temática estudada.

À minha mãe, em memória, por uma vida inteira de companheirismo, pelas palavras de motivação e pelo exemplo de ser humano, espelho para a minha formação. Ao meu pai, principalmente pelos recentes esforços que não me permitiram desistir da conclusão desta dissertação. À minha namorada Carla, por estar ao meu lado nos momentos mais difíceis pelos quais passei, me fazendo levantar a cabeça e não desistir dos meus sonhos. À minha sogra Mary, pelo apoio psicológico e palavras de reflexão.

A todos os meus familiares e amigos, pelo encorajamento e parceria.

À Universidade Federal de Uberlândia e à Faculdade de Engenharia Mecânica, que a mim me orgulham por terem sido instituições chave na minha formação.

Ao órgão de fomento CAPES, pelo apoio financeiro.

## RESUMO

A utilização de fontes de energia alternativas é uma preocupação constante da sociedade e da comunidade científica mundial. No cenário nacional, os crescentes estudos a respeito do tema possuem como objetivo não somente o aumento da disponibilidade de energia elétrica no país, como também o aumento da segurança energética brasileira. Neste âmbito, a tecnologia dos geradores lineares acionados por motor a pistão livre tem se mostrado promissora. No âmbito dos projetos de pesquisa sobre geradores lineares se faz necessária a evolução dos trabalhos através do projeto do sistema de controle de movimento, em malha fechada, do componente móvel linear, que pode ser compreendido como a planificação do rotor nos motores rotativos. A estratégia de controle desenvolvida visou maximizar a eficiência do conjunto, tornando o funcionamento da máquina mais estável e tolerante frente a variações de até 12,5% na força de combustão imposta pela queima dos gases utilizados como combustível. Foram projetadas técnicas e estratégias de controle baseadas no posicionamento do linor, que definiram seu máximo deslocamento a partir da variação da corrente induzida nas bobinas do gerador. Foi estudada a técnica de controle semiativo baseada em *PID* e suas variações, na qual a força de controle não atua diretamente sobre a perturbação e pela qual foi demonstrada a efetividade do controle via alteração da carga elétrica associada ao gerador. Além disso foram estudadas as técnicas de controle baseadas no chaveamento de semicondutores de potência, que também atuaram na alteração da carga elétrica. A ação destes semicondutores foi explorada nas topologias de conversão *DC-DC*, modelos *buck* e *boost*. O controle do movimento do linor realizado a partir da alteração da carga elétrica associada ao gerador demonstrou maior confiabilidade e estabilidade quando aplicado o conversor *DC-DC* modelo *boost*. Todas as técnicas de controle acima mencionadas foram avaliadas segundo a precisão no controle das variáveis de estado, o esforço de controle e a robustez frente ao caráter não uniforme da força de excitação. Do ponto de vista científico, conforme já citado, o controle de movimento do linor dos geradores elétricos lineares ainda demanda grandes estudos que sejam capazes de superar os desafios tecnológicos encontrados. Esta demanda permite estimar que a contribuição da dissertação será útil à área.

**Palavras-chave:** Motor Linear, Moto-Gerador a Pistão Livre, Controle Semiativo, Conversores *DC-DC*, Algoritmo *P&O*.

## ABSTRACT

The use of alternative energy sources is an important aim of the society and its scientific community. In the national scenario, the growing studies on this subject have as objective not only increasing the availability of electricity in the country, but also increase of Brazilian energy security. In this context, the technology of linear generators driven by free piston engine emerges as a viable solution. Within the scope of a great research project on linear generators, it is necessary the design of the closed loop movement control system of the linor, which could be comprehended as the planification of the rotor speed on rotative engines. The developed control strategy aimed to maximize the efficiency of the assembly, making the operation of the machine more stable and tolerant to variations up to 12,5% in the combustion force imposed by the burning of the gases used as fuel. Techniques and control strategies based on linor position were designed, which defines its maximum displacement controlling the variation of the current induced in the generator coils. The semi-active control technique based on *PID* and its variations was studied, in which the force of control does not actuate directly over the disturbance and by which the effectiveness of the control was demonstrated via the changing of the electrical charge associated with the generator. Besides, the techniques based on the switching of power semiconductors were studied, which also acted changing the electrical charge perceived by the generator. The action of these semiconductors was explored in the *DC-DC* conversion topologies, *buck* and *boost* models. The control of the linor movement made from the changing of the electrical charge associated with the generator demonstrated greater reliability and stability when the *DC-DC* converter *boost* model was applied. All the studied control techniques were evaluated according to the accuracy in the control of the state variables, the control effort and the robustness face to the non-uniform characteristic of the excitation force. From the scientific point of view, as already mentioned, the use of linear generators still requiring studies, capable to overcome the technological challenges encountered.

**Keywords:** Linear Engine, Free Piston Engine Generator, Semi-active Control, *DC-DC* Converters, *P&O* Algorithm.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Esquema de <i>FPE</i> com pistão simples. ....	6
Figura 2.2 – <i>FPE</i> hidráulico da <i>INNAS BV</i> . ....	7
Figura 2.3 – Conceito de motor 4 tempos com gerador elétrico. Patente: <i>Honda</i> . ....	8
Figura 2.4 – Esquema de <i>FPE</i> com pistão duplo. ....	8
Figura 2.5 - <i>FPE</i> hidráulico com duplo pistão. ....	9
Figura 2.6 – Esquema de <i>FPE</i> com pistões opostos. ....	10
Figura 2.7 – <i>FPE</i> com pistões opostos e dispositivo de sincronização. ....	11
Figura 2.8 – Cargas compatíveis com motores a pistão livre. ....	12
Figura 2.9 – Motor a pistão livre <i>Sandia HCCI</i> – Alternador Linear. ....	14
Figura 2.10 - Sistema de controle preditivo. ....	17
Figura 2.11 – Estrutura de controle multinível. ....	19
Figura 2.12 – Estrutura de controle modelada para o projeto de <i>FPEC</i> . ....	21
Figura 3.1 – (a) Topologia do gerador linear. (b) Dimensões de um trecho ativo. ....	23
Figura 3.2 – Distanciamento entre as linhas de centro $\phi$ dos ímãs e das bobinas ....	25
Figura 3.3 - Circuito elétrico do gerador e carga <i>RLC</i> associada, para a Fase <i>A</i> ....	27
Figura 3.4 – Modelo do gerador e carga elétrica associada em ambiente numérico de simulação.....	29
Figura 3.5 – Modelo para obtenção da força induzida $F_{ger}(t)$ em ambiente numérico de simulação ....	29
Figura 3.6 – Diagrama do moto-gerador a pistão duplo analisado ....	30
Figura 3.7 – Diagrama de corpo livre do conjunto pistão e linor do motor analisado ....	30
Figura 3.8 – Aspecto harmônico da força motriz de combustão $F_m(t)$ ....	31
Figura 3.9 – Modelo dinâmico do sistema em ambiente numérico de simulação ....	32
Figura 3.10 – Comportamento do sistema vibratório de <i>1 GDL</i> por ação do amortecimento $\xi$ ...33	
Figura 3.11 – Diagrama para visualização da estratégia de controle semiativo ....	34
Figura 3.12 – Diagrama das etapas de conversão de energia ....	37
Figura 3.13 – Retificador de Onda Completa ....	38
Figura 3.14 – Conversor <i>DC-DC</i> modelo <i>buck</i> ....	39
Figura 3.15 – Circuitos equivalentes dos estados <i>On</i> e <i>Off</i> do conversor buck ....	39
Figura 3.16 – Conversor <i>DC-DC</i> modelo <i>boost</i> ....	43

Figura 3.17 – Circuitos equivalentes dos estados <i>On</i> e <i>Off</i> do conversor <i>boost</i> .....	43
Figura 3.18 – Comportamento do trabalho $\tau_m$ em função do deslocamento $x_0$ .....	48
Figura 3.19 – Influência do amortecimento nas curvas de trabalho .....	49
Figura 3.20 – Curva <i>PV</i> típica de sistemas fotovoltaicos para obtenção do ponto de máxima potência .....	50
Figura 4.1 – Modelo completo com controle <i>PI</i> e circuito elétrico em espaço de estados .....	51
Figura 4.2 – Diagrama do controlador <i>PI</i> utilizado .....	52
Figura 4.3 – Deslocamento do linor $x(t)$ no sistema controlado .....	52
Figura 4.4 – Velocidade do linor $\dot{x}(t)$ no sistema controlado .....	53
Figura 4.5 – Tensão induzida trifásica $e(t)$ .....	53
Figura 4.6 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica $e(t)$ em regime .....	53
Figura 4.7 – Comportamento da corrente elétrica trifásica $i(t)$ mediante variação de $R_c$ .....	54
Figura 4.8 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica $i(t)$ em regime .....	54
Figura 4.9 – Comportamento da força induzida $F_{ger}(t)$ mediante variação de $\dot{q}(t)$ .....	54
Figura 4.10 – Destaque para da força induzida $F_{ger}(t)$ em regime .....	55
Figura 4.11 – Variação da resistência de carga $R_c$ ao longo do tempo .....	55
Figura 4.12 – Entradas e saídas do conversor <i>DC-DC</i> no modelo espaço de estados .....	57
Figura 4.13 – Atuação do algoritmo <i>P&amp;O</i> na variação da resistência $R_c$ .....	58
Figura 4.14 – Modelo completo com algoritmo <i>P&amp;O</i> e resistência variável .....	59
Figura 4.15 – Deslocamento do linor $x(t)$ no sistema controlado .....	59
Figura 4.16 – Velocidade do linor $\dot{x}(t)$ no sistema controlado .....	60
Figura 4.17 – Tensão induzida trifásica $e(t)$ .....	60
Figura 4.18 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica $e(t)$ em regime .....	60
Figura 4.19 – Comportamento da força induzida $F_{ger}(t)$ mediante variação de $\dot{q}(t)$ .....	61
Figura 4.20 – Destaque para da força induzida $F_{ger}(t)$ em regime .....	61
Figura 4.21 – Percentual da resistência de carga $R_c$ - saída do algoritmo <i>P&amp;O</i> - ao longo do tempo. ....	61
Figura 4.22 – Variação da resistência de carga $R_c$ ao longo do tempo .....	62
Figura 4.23 – Modelo de indutor similar ao dimensionado .....	64
Figura 4.24 – Circuitos Retificador e Conversor <i>buck</i> .....	65
Figura 4.25 – Resistência adequada à operação .....	65
Figura 4.26 – Modelo completo com algoritmo <i>P&amp;O</i> e conversor <i>DC-DC</i> do tipo <i>buck</i> .....	66

Figura 4.27 – Deslocamento $x(t)$ do linor no sistema controlado .....	67
Figura 4.28 – Velocidade $\dot{x}(t)$ do linor no sistema controlado .....	67
Figura 4.29 – Tensão induzida trifásica $e(t)$ .....	67
Figura 4.30 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica $e(t)$ em regime .....	68
Figura 4.31 – Comportamento da corrente elétrica trifásica $i(t)$ mediante ação do chaveamento .....	68
Figura 4.32 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica $i(t)$ em regime .....	68
Figura 4.33 – Comportamento da força induzida $F_{ger}(t)$ mediante variação de $\dot{q}(t)$ .....	69
Figura 4.34 – Destaque para da força induzida $F_{ger}(t)$ em regime .....	69
Figura 4.35 – Variação da tensão elétrica retificada $V_r$ ao longo do tempo .....	69
Figura 4.36 - Comportamento contínuo da corrente elétrica $i_L(t)$ sobre o indutor .....	70
Figura 4.37 – Variação da tensão elétrica retificada controlada $V_{rc}$ ao longo do tempo .....	70
Figura 4.38 – Comportamento da corrente elétrica $i_c(t)$ sobre a carga sob ação do semicondutor <i>MOSFET</i> .....	70
Figura 4.39 – Potência elétrica $P_c$ extraída ao longo do tempo .....	71
Figura 4.40 – Circuitos Retificador e Conversor <i>boost</i> .....	73
Figura 4.41 – Deslocamento $x(t)$ do linor no sistema controlado .....	74
Figura 4.42 – Velocidade $\dot{x}(t)$ do linor no sistema controlado .....	75
Figura 4.43 – Tensão induzida trifásica $e(t)$ .....	75
Figura 4.44 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica $e(t)$ em regime .....	75
Figura 4.45 – Comportamento da corrente elétrica trifásica $i(t)$ mediante ação do chaveamento .....	76
Figura 4.46 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica $i(t)$ em regime .....	76
Figura 4.47 – Comportamento da força induzida $F_{ger}(t)$ mediante variação de $\dot{q}(t)$ .....	76
Figura 4.48 – Destaque para da força induzida $F_{ger}(t)$ em regime .....	77
Figura 4.49 – Variação da tensão elétrica retificada $V_r$ ao longo do tempo .....	77
Figura 4.50 - Comportamento contínuo da corrente elétrica $i_L(t)$ sobre o indutor .....	77
Figura 4.51 – Variação da tensão elétrica retificada controlada $V_{rc}$ ao longo do tempo .....	78
Figura 4.52 – Comportamento da corrente elétrica $i_c(t)$ sobre a carga sob ação do semicondutor <i>MOSFET</i> .....	78
Figura 4.53 – Potência elétrica $P_c$ extraída ao longo do tempo .....	78
Figura 4.54 – Destaque para o deslocamento $x(t)$ e evidência dos 40hz de operação.....	80

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Dimensões e parâmetros da máquina elétrica proposta por Rodrigues (2020). ..	24
Tabela 4.1 – Parâmetros para simulação do modelo de controle semiativo. ....	52
Tabela 4.2 – Parâmetros para simulação do modelo para validação do algoritmo <i>P&amp;O</i> . ....	58
Tabela 4.3 – Parâmetros para simulação do modelo de controle com conversor tipo <i>buck</i> . ....	66
Tabela 4.4 – Parâmetros para simulação do modelo de controle com conversor tipo <i>boost</i> . ...	74

## LISTA DE SÍMBOLOS

$A$	Matriz de estado.
$\bar{A}$	Média das matrizes de estado <i>buck</i> e <i>boost</i> .
$A_p$	Área dos pistões do motor linear. Unidade: [ $m^2$ ]
$\propto$	Relação de proporcionalidade.
$B$	Matriz de entrada.
$\bar{B}$	Média das matrizes de entrada <i>buck</i> e <i>boost</i> .
$c$	Coefficiente de amortecimento relativo às perdas devido ao atrito no motor linear. Unidade: [ $N \cdot s/m$ ]
$c_{eq}$	Coefficiente de amortecimento equivalente entre $c$ e $c_{ger}$ . Unidade: [ $N \cdot s/m$ ]
$c_{ger}$	Coefficiente de amortecimento relativo a força induzida pelo gerador elétrico linear. Unidade: [ $N \cdot s/m$ ]
$c_{ideal}$	Coefficiente de amortecimento ideal. Unidade: [ $N \cdot s/m$ ]
$\varrho$	Distanciamento entre as linhas de centro dos ímãs e das bobinas. Unidade: [ $m$ ]
$C$	Matriz de saída.
$C_i$	Capacitor elétrico. Unidade: [ $F$ ]
$C_{(L,i)}$	Capacitâncias da carga elétrica associada aos terminais do gerador. Unidade: [ $F$ ]
$d$	<i>Duty cycle</i> .
$D$	Matriz de transição direta.
$\Delta z$	Distância horizontal entre as linhas de centro dos ímãs e das bobinas. Unidade: [ $m$ ]
$e$	Tensão induzida. Unidade: [ $V$ ]
$e_i$	Tensão induzida em cada uma das fases gerador elétrico. Unidade: [ $V$ ]
$err$	Diferença entre deslocamento real e referência. Unidade: [ $m$ ]
$F_0$	Módulo da força de excitação $F_m$ . Unidade: [ $N$ ]
$F_{ger}$	Força induzida. Unidade: [ $N$ ]
$F_m$	Força de excitação. Unidade: [ $N$ ]
$i_c$	Corrente elétrica sobre a carga. Unidade: [ $A$ ]
$i_i$	Corrente instantânea em cada uma das fases gerador elétrico. Unidade: [ $A$ ]
$i_L$	Corrente sobre o indutor. Unidade: [ $A$ ]
$k$	Constante de rigidez do elemento elástico associado ao linor. Unidade: [ $N/m$ ]

$L$	Indutor elétrico. Unidade: $[H]$
$L_{ij}$	Autoindutâncias e indutâncias mútuas das bobinas. Unidade: $[H]$
$L_{(L,i)}$	Indutâncias da carga elétrica associada aos terminais do gerador. Unidade: $[H]$
$\Lambda$	Fluxo concatenado. Unidade: $[Wb]$
$m_t$	Massa total do linor e qualquer elemento associado a ele. Unidade: $[kg]$
$N_c$	Número de voltas das bobinas do gerador elétrico linear.
$N_{pa}$	Número de trechos ativos do gerador elétrico linear.
$\eta$	Razão entre as frequências $w$ e $w_n$ .
$P_c$	Potência elétrica extraída pela carga. Unidade: $[W]$
$P_i$	Pressão no interior da câmara $i$ . Unidade: $[N/m^2]$ .
$\emptyset$	Ângulo de fase em relação ao instante $t = 0$ ; Unidade: $[rad]$
$q$	Carga elétrica. Unidade: $[C]$
$R_c$	Resistência de carga. Unidade: $[\Omega]$
$R_{c_i}$	Resistência de carga associada a cada uma das fases do circuito trifásico. Unidade: $[\Omega]$
$R_{(L,i)}$	Resistências da carga elétrica associada aos terminais do gerador. Unidade: $[\Omega]$
$T$	Período de integração. Unidade: $[s]$
$\tau_{AMORT}$	Energia dissipada pelo amortecedor. Unidade: $[J]$
$\tau_m$	Trabalho realizado pela força $F_m$ . Unidade: $[J]$
$u$	Entrada do sistema em espaço de estados.
$V_c$	Tensão elétrica sobre a carga. Unidade: $[V]$
$V_r$	Tensão elétrica retificada. Unidade: $[V]$
$V_{rc}$	Tensão elétrica retificada controlada. Unidade: $[V]$
$w$	Frequência de excitação do sistema. Unidade: $[rad/s]$
$w_n$	Frequência natural não amortecida.
$x$	Deslocamento do linor do motor linear. Unidade: $[m]$
$x_{REF}$	Referência de deslocamento. Unidade: $[m]$
$\xi$	Coefficiente de amortecimento.
$y$	Saída do sistema em espaço de estados.

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>4</b>
<b>2.1. Motor a pistão livre .....</b>	<b>4</b>
2.1.1. <i>Histórico .....</i>	<i>4</i>
2.1.2. <i>Classificação quanto à configuração .....</i>	<i>6</i>
2.1.2.1. <i>Pistão simples .....</i>	<i>6</i>
2.1.2.2. <i>Duplo pistão .....</i>	<i>8</i>
2.1.2.3. <i>Pistões opostos .....</i>	<i>10</i>
2.1.3. <i>Classificação quanto à carga .....</i>	<i>11</i>
<b>2.2. Máquinas elétricas .....</b>	<b>13</b>
2.2.1. <i>Histórico .....</i>	<i>13</i>
<b>2.3. Estratégias de controle .....</b>	<b>16</b>
2.3.1. <i>Histórico .....</i>	<i>16</i>
<b>3. DESENVOLVIMENTO TEÓRICO .....</b>	<b>23</b>
<b>3.1. Introdução .....</b>	<b>23</b>
<b>3.2. Modelo do gerador elétrico linear .....</b>	<b>24</b>
<b>3.3. Força induzida .....</b>	<b>25</b>
<b>3.4. Carga elétrica .....</b>	<b>27</b>
<b>3.5. Modelo dinâmico .....</b>	<b>29</b>
<b>3.6. Filosofia de controle .....</b>	<b>33</b>
<b>3.7. Estratégias de controle .....</b>	<b>34</b>
3.7.1. <i>Controle semiativo .....</i>	<i>34</i>
3.7.2. <i>Conversores DC – DC .....</i>	<i>37</i>
3.7.2.1. <i>Circuito conversor buck .....</i>	<i>38</i>
3.7.2.2. <i>Circuito conversor boost .....</i>	<i>43</i>
3.7.3. <i>Controle de chaveamento .....</i>	<i>46</i>
3.7.3.1. <i>Controle MPPT – Maximum Power Point Tracking .....</i>	<i>46</i>
3.7.3.2. <i>Algoritmo Perturb and Observe – P&amp;O .....</i>	<i>49</i>

<b>4. RESULTADOS .....</b>	<b>51</b>
<b>4.1. Controle semiativo .....</b>	<b>51</b>
<b>4.2. Conversores <i>DC-DC</i> .....</b>	<b>56</b>
4.2.1. <i>Validação do algoritmo P&amp;O</i> .....	56
4.2.2. <i>Circuito buck</i> .....	64
4.2.3. <i>Circuito boost</i> .....	73
<b>5. CONCLUSÃO .....</b>	<b>81</b>
<b>6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>84</b>



# CAPÍTULO I

## INTRODUÇÃO

O aumento populacional ao longo dos anos tem sido, sob o ponto de vista ambiental, motivo de importante discussão na comunidade científica. É grande o receio que o esgotamento de recursos leve a humanidade a catástrofes econômicas e sociais. Um dos recursos não-renováveis mais utilizados na sociedade moderna são os combustíveis fósseis e seus derivados, para abastecimento de setores cruciais como o de energia. Considerando a emissão de poluentes associada ao uso do petróleo e seus derivados, diversos setores têm buscado, através do avanço da tecnologia, explorar formas alternativas de geração de energia.

O setor de transportes representa sérios riscos ambientais, incluindo poluição do ar e aquecimento global. Embora reduzidos em função do aumento de veículos elétricos híbridos, tais riscos ainda são sérios (YAMANAKA *et al.*, 2018). Já a indústria busca alterar sua matriz de geração energética com a potencialização de fontes alternativas como eólica, solar, hidráulica, biomassa, geotérmica, marés, entre outros (ZOU *et al.*, 2017).

Neste âmbito, o gerador linear acionado por motor a pistão livre é tecnologia promissora e tema de um projeto de pesquisa submetido à Chamada Pública de Projetos de P&D 2018 da empresa FURNAS. Este projeto denominado “Desenvolvimento de máquina térmica, baseada no conceito de máquina de pistão livre, movimento linear em ressonância e com maior eficiência na conversão de energia” possui escopo para o desenvolvimento de ao menos 4 dissertações de mestrado dentro das linhas de pesquisa do Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da UFU.

Considerando o modelo numérico para simulação do funcionamento de um gerador elétrico desenvolvido por Rodrigues (2020) e o projeto e dimensionamento de um motor a pistão livre para operação em associação com um gerador elétrico linear desenvolvido por Rigobello (2020), há a necessidade da evolução da linha de pesquisa com o projeto do sistema de controle de movimento do pistão. Portanto, objetiva-se, com este trabalho, obter um sistema de controle capaz de controlar o movimento do linor do gerador maximizando a eficiência do conjunto, tornando o funcionamento da máquina mais estável e imune a variações decorrentes de problemas com a combustão dos gases utilizados como combustível, gases estes de baixo poder calorífico inferior e que demandam um sistema de geração de energia elétrica eficiente para que sua utilização seja economicamente viável.

O desenvolvimento desta dissertação de Mestrado é, desta forma, parte importante de um grande projeto de pesquisa já aprovado e em vias de obter recursos para a construção de um protótipo. Os resultados obtidos com a dissertação contribuirão então ao correto controle do funcionamento do protótipo dando maiores chances de sucesso ao projeto de pesquisa com FURNAS. Este grande projeto de pesquisa de geração de energia elétrica a partir de resíduos sólidos urbanos, do qual este trabalho faz parte, envolve quatro grandes áreas da engenharia e das ciências exatas. Leva em consideração fundamentos da Química para realizar a degradação e a reciclagem do *RSU*, da Termodinâmica e das Máquinas Térmicas para o desenvolvimento do motor linear a pistão livre, da Dinâmica das Máquinas e Vibrações Mecânicas para a melhoria do motor a pistão livre para que este opere na ressonância mecânica e finalmente das Máquinas Elétricas para a otimização do gerador elétrico linear (Alternador Linear).

Este trabalho apresenta estruturação em capítulos.

No Capítulo 2 é abordada a evolução tecnológica dos motores lineares, suas vantagens em relação aos motores baseados em movimento rotativo e suas principais topologias. Também são apresentados os principais dispositivos de carga que a ele podem ser acoplados - em especial, os geradores lineares - e suas características, bem como as vantagens e desvantagens das estratégias historicamente utilizadas para o controle de diferentes modelos de motores a pistão livre.

No Capítulo 3 apresentam-se o modelo dinâmico do sistema, o modelo do gerador linear, os equacionamentos para obtenção da força induzida necessária para movimentar o gerador, os equacionamentos da carga elétrica associada aos terminais do gerador, e a implementação dos modelos em diagramas de blocos. Ainda neste capítulo, apresentam-se a filosofia de controle proposta e as estratégias de controle do movimento do linor desenvolvidas.

No Capítulo 4 são apresentadas as características, vantagens e desvantagens dos resultados obtidos para cada uma das estratégias mencionadas.

No Capítulo 5 conclui-se sobre qual delas obteve maior efetividade no controle do movimento do linor, em malha fechada, a partir da variação da carga elétrica associada aos terminais do gerador.

## CAPÍTULO II

### REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

#### 2.1 Motor a pistão livre

##### 2.1.1 Histórico

O motor a pistão livre, *FPE- Free Piston Engine* em inglês, é um motor linear em que os pistões não possuem seu movimento restrito por uma cadeia cinemática composta de biela, manivela e bloco do motor (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007). Proposto na década de 1930, os *FPEs* foram usados em aplicações de compressão e geração de gases, e ofereciam algumas vantagens em relação às turbinas a vapor e motores à combustão da época (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007). A motivação para o uso deste tipo de motor está em seu rendimento termomecânica que oscila entre 40-50%, ao passo que nos motores tradicionais tal rendimento oscila entre 30-40% (MAX, 2005).

No entanto, a aplicação destes motores foi abandonada dada a dificuldade de controle e estabilização de seu funcionamento, com seu quase desaparecimento na metade do século XX (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007). Com os avanços das tecnologias de controle computadorizado, dos motores à combustão interna e da ciência dos materiais, progressos significativos têm sido realizados no âmbito das simulações, experimentos e sistemas de controle que envolvem *FPEGs* (*FPEs* acoplados à geradores) (XIAO; LI; HUANG, 2010). A aplicação dos motores lineares voltou a ser atrativa e em alguns casos já é tratada como uma alternativa ao uso de outros sistemas termodinâmicos como turbinas a vapor e motores convencionais.

Dentre as aplicações propostas para o uso dos *FPEs* destacam-se a geração de energia elétrica e o bombeamento hidráulico, tipicamente utilizados em veículos híbridos (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

Nos motores a pistão livre, o curso do pistão é usado diretamente para produzir energia hidráulica, pneumática ou elétrica. Isso pode ser feito com um único pistão em uma câmara de combustão ou com mais pistões em uma ou mais câmaras de combustão (ACHTEN, 1994).

Os motores lineares possuem uma simplicidade muito grande quando comparados aos motores convencionais, simplicidade esta que é devida à eliminação do conjunto biela-manivela do mecanismo. Esta construção simplificada implica em diversas vantagens, dentre elas a redução das perdas por atrito pela minimização do número de partes móveis e pela diminuição de forças laterais, a redução das perdas por transferência de calor devido a rápida expansão dos gases, o potencial de redução no custo de manutenção, o aumento da confiabilidade e da densidade de energia e a possibilidade do mesmo motor trabalhar com diversos combustíveis devido a taxa de compressão variável (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

Considera-se que o motor linear, quando acoplado a um gerador elétrico a imã permanente de movimento linear, transfere de maneira direta o trabalho decorrente da expansão dos gases para o gerador elétrico (JIA, 2016). A associação de duas câmaras de combustão opostas induzirá um movimento periódico ao linor fazendo com que haja também uma variação periódica do campo magnético gerado pelos imãs permanentes, variação esta que induz uma corrente elétrica sobre as bobinas do estator transformando uma parte da energia cinética do linor em energia elétrica. Estima-se que a eficiência destes motores lineares em associação com alternadores lineares a imã permanente, possam atingir um rendimento de até 46%, incluindo nesta estimativa perdas decorrentes do atrito entre os corpos (MAX, 2005).

A exemplo do avanço dos estudos sobre o tema no âmbito computacional, Chiang *et al.* (2013) aborda o desenvolvimento de um modelo numérico para o estudo de desempenho de uma válvula eletromecânica para o controle da admissão e da exaustão de gases na câmara de combustão de um motor a pistão livre acoplado a um gerador elétrico. No trabalho de Chiang *et al.* (2013) dois modos de operação, *HCCI – HOMOGENOUS CHARGE COMPRESSION IGNITION* e *SI – SPARK IGNITION*, foram estudados e concluiu-se que o modo de operação *HCCI* resulta em uma operação mais eficiente.

Jia (2016) enfatiza a retomada dos estudos relativos a máquinas geradoras de eletricidade baseadas em motores a pistão livre dado o desenvolvimento de novos métodos de controle da combustão e da quantidade de energia gerada. Citam-se ainda como fatores impulsionadores da aplicação desta tecnologia a crescente demanda por veículos híbridos, o aproveitamento de energias alternativas e o avanço da eletrônica de potência que aumentou consideravelmente o rendimento das máquinas elétricas lineares.

### 2.1.2 Classificação quanto à configuração

Mikalsen e Roskilly (2007) e Achten (1994) definem três configurações de motores lineares a pistão livre com vistas às vantagens, dificuldades e os desafios tecnológicos enfrentados para o uso comercial destes motores.

#### 2.1.2.1 Pistão simples

Nesta configuração, o motor é constituído de uma câmara de combustão e um dispositivo de carga e retomada. É caracterizado por possuir maior facilidade de ser controlado, porém apresenta uma dinâmica desbalanceada, exigindo algum meio que não a explosão do gás de combustão para que haja o retorno do pistão. A Fig. 2.1 ilustra uma associação típica entre um motor a pistão simples e bombas hidráulicas.

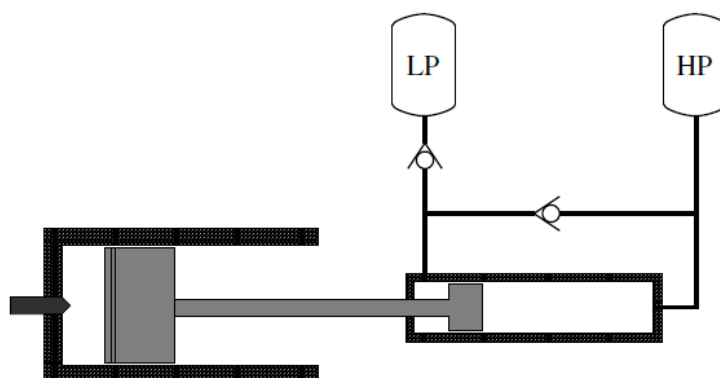


Figura 2.1 – Esquema de FPE com pistão simples (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

As bombas hidráulicas são um exemplo de dispositivo capaz de exercer tanto o papel de carga quanto de retomada, conseguido pela abertura e fechamento de válvulas que controlam o direcionamento do fluido.

Em outras associações, os dispositivos de carga podem diferir dos de retomada, por exemplo, um gerador elétrico para carga e uma câmara de mola a gás para retomada (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

A presença do dispositivo de retomada torna mais fácil o controle da quantidade de energia empregada no processo de compressão, de forma a regular a taxa de compressão e a amplitude do curso (ZHAO *et al.*, 2014). De fato, de acordo com Achten (1994) e Zhang *et al.* (2015), implementações bem-sucedidas de modelos de motor a pistão livre na configuração de pistão simples utilizando como acoplamento câmaras de mola a gás para retomada foram registradas. Um exemplo é o modelo ilustrado na Fig. 2.2, desenvolvido pela companhia holandesa *INNAS BV*.



Figura 2.2 – FPE hidráulico da *INNAS BV* (ACHTEN, 1994).

Registros de patente de motores a pistão livre utilizando como dispositivo de carga um gerador elétrico também foram realizados. Um exemplo é o motor patenteado pela companhia japonesa *Honda*, ilustrado na Fig. 2.3. Trata-se de um motor quatro tempos a pistão livre na configuração de pistão simples, tendo um gerador elétrico como dispositivo de carga e uma mola mecânica como dispositivo de retomada. O ciclo de expansão provê energia cinética a qual é parcialmente armazenada como energia potencial na mola, a ser aproveitada durante os ciclos de exaustão e compressão, respectivamente. O processo de indução deste modelo não é explicado (HANIPAH *et al.*, 2014).

Nota-se que há um sensor de proximidade instalado capaz de captar o movimento do pistão, permitindo uma regulagem, por exemplo, da frequência de operação.

Este conceito patenteado pela *Honda* já sofreu algumas melhorias através da instalação de dispositivos de ampliação de potência e de resfriamento externos (HANIPAH *et al.*, 2014).

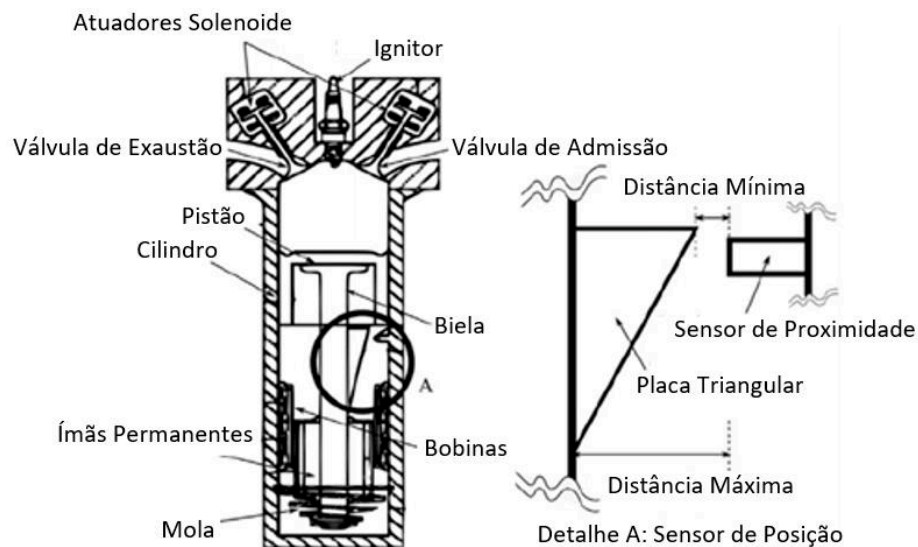


Figura 2.3 – Conceito de motor 4 tempos com gerador elétrico. Patente: *Honda*. Adaptado de Hanipah *et al.* (2014).

#### 2.1.2.2 Duplo pistão

Nesta classificação, os motores têm como vantagem serem simples e compactos em função de não necessitarem de dispositivos de retomada, visto que um dos pistões exerce o trabalho de compressão sobre o outro, configuração que promove um aumento na densidade de potência e eficiência energética (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

A Fig. 2.4 ilustra um modelo típico de um motor hidráulico a pistão livre na configuração de pistão duplo.

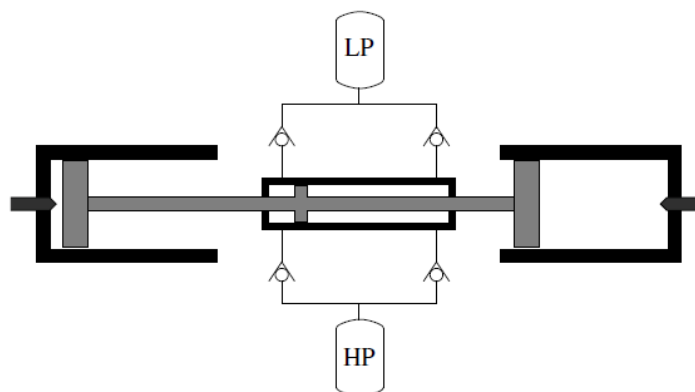


Figura 2.4 – Esquema de *FPE* com pistão duplo (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

De acordo com Tikkanen *et al.* (2000) e Li (2008), a configuração de duplo pistão (ou dupla câmara de combustão) é típico para muitas das pesquisas sobre a tecnologia de motores a pistão livre.



Diversos modelos foram propostos e alguns protótipos foram desenvolvidos, tanto aqueles que são fonte de energia hidráulica quanto de elétrica. Na Fig. 2.5 é ilustrado um protótipo da configuração que fornece energia hidráulica.

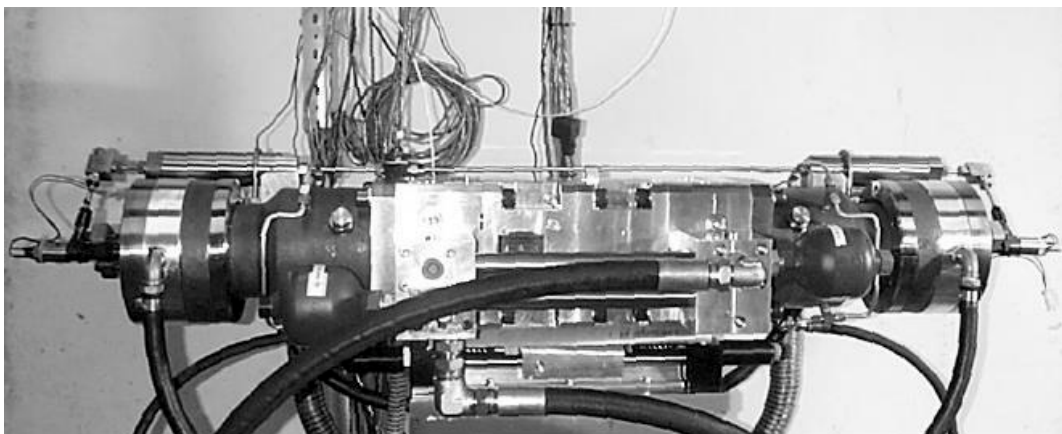


Figura 2.5 - FPE hidráulico com duplo pistão (TIKKANEN *et al.*, 2000).

Seu princípio de funcionamento permite a miniaturização do conjunto. Em contrapartida, é um motor intrinsecamente desbalanceado e apresenta grande dificuldade em ser controlado, visto que pequenas alterações no processo de combustão de um dos cilindros exercem grande influência sobre a compressão exercida sobre o outro no ciclo seguinte (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007). Um potencializador dessa dinâmica é o fato de que sistemas a duplo pistão não possuem os chamados acumuladores de compressão, ou seja, a energia necessária para a realização do ciclo de compressão de um pistão é entregue pelo ciclo de expansão do segundo (ACHTEN, 1994).

De forma mais detalhada, Achten (1994) explora a problemática desta configuração em relação à partida do motor, o controle da taxa de compressão e do sistema de abastecimento de combustível. O primeiro problema deve-se, segundo o levantamento de Hanipah *et al.* (2014), à ausência de um volante elétrico, que não só prejudica a partida como também o funcionamento do motor. Os dois últimos problemas estão muito relacionados entre si.

Em função de seu desbalanceamento intrínseco e das dificuldades em se manter um funcionamento harmônico do conjunto, os motores a duplo pistão normalmente requerem um aparato adicional responsável por realizar o controle do movimento, direta ou indiretamente, atuando sobre a quantidade de combustível injetado nas câmaras de combustão ou na temporização dos ciclos. A adição desses dispositivos de controle de vazão resulta no aumento das dimensões e peso do motor (ACHTEN, 1994).

### 2.1.2.3 Pistões opostos

Consiste basicamente em dois pistões com uma câmara de combustão em comum. Esta configuração apresenta como vantagens o balanceamento intrínseco e a ausência de vibrações caso seja feito o uso de pistões opostos de mesma massa. Em contrapartida, há um aumento de complexidade construtiva por possuir vínculo de sincronização entre os pistões (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

Zaseck (2013) complementa a explicação, citando que nesta variação ambos os pistões se movimentam um em sentido ao outro a fim de comprimir uma carga, e então se distanciam um do outro durante o ciclo de explosão. Motores com pistões opostos normalmente entregam maior densidade de carga, porém têm sua sincronização dificultada caso não disponham de componentes adicionais ou de controle.

No modelo ilustrado na Fig. 2.6, é evidente que cada pistão necessita de um dispositivo de retomada, além da associação de um dispositivo de carga a pelo menos um dos cilindros (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

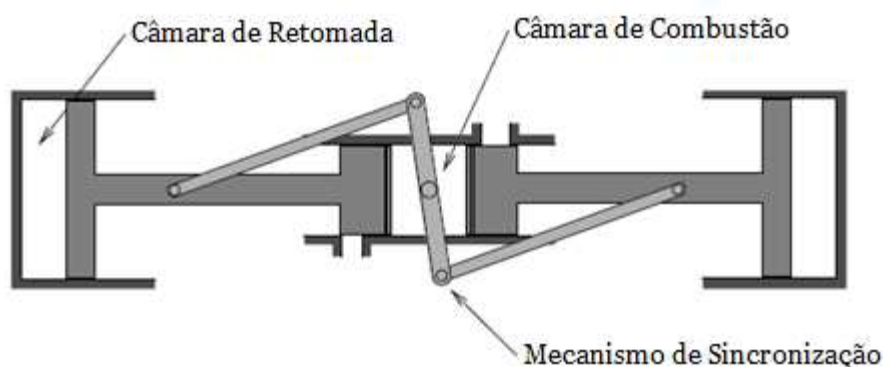


Figura 2.6 – Esquema de *FPE* com pistões opostos. Adaptado de Mikalsen e Roskilly (2007).

Foi apresentado pela Universidade de Toyohashi um motor hidráulico com pistões opostos, dois tempos, capaz de entregar uma eficiência energética de 31% (HIBI; ITO, 2004). Até a publicação de Mikalsen e Roskilly (2007), o protótipo da Universidade de Toyohashi foi considerado o único reportado pela bibliografia. Jia (2016) reporta um *FPE* com pistões opostos e com dispositivo de sincronização acoplado, ilustrado na Fig. 2.7.

O princípio da configuração em pistões opostos foi utilizado quase exclusivamente nos primeiros modelos de motores a pistão livre, entre 1930 e 1960. Estes motores foram bem-sucedidos como compressores e posteriormente como geradores a gás em plantas de larga escala, normalmente se utilizando de algumas unidades para alimentar uma única turbina. Em

função da necessidade absoluta de uso de um mecanismo para sincronização do pistão e da duplicidade de muitos componentes principais devido à característica simétrica, Achten (1994) rejeita este modelo (MIKALSEN; ROSKILLY, 2007).

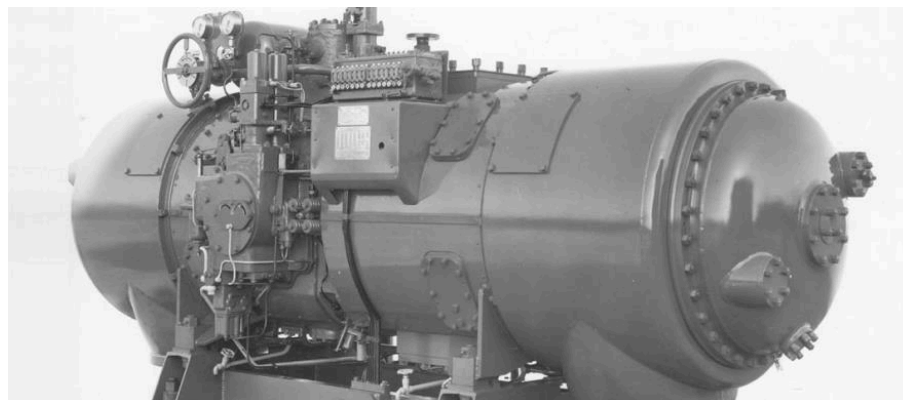


Figura 2.7 – FPE com pistões opostos e dispositivo de sincronização (JIA, 2016).

### 2.1.3 *Classificação quanto à carga*

Ao longo da operação dos motores a pistão livre, a combustão ocorre na câmara de combustão interna, e os gases de exaustão sob alta pressão empurram o pistão para trás. A energia química da mistura ar-combustível é, então, convertida em energia mecânica, a qual promove o movimento do pistão. Devido às suas características lineares, os motores a pistão livre requerem uma carga linear capaz de converter essa energia mecânica para uso na aplicação desejada (AICHLMAYR, 2002).

Jia (2016) elenca alguns requisitos técnicos a respeito da carga atrelada ao motor, em função de que esta é diretamente acoplada ao conjunto pistão-linor, a saber:

1. A carga deve prover uma satisfatória eficiência na conversão energética a fim de que o sistema como um todo seja eficiente;
2. A carga pode ser submetida à altas velocidades;
3. A carga pode ser submetida à elevado esforço proveniente do cilindro;
4. O dispositivo de carga pode ser submetido às transferências de calor dos cilindros do motor;
5. O tamanho, massa móvel e o perfil de força da carga devem ser possíveis de serem acoplados aos motores projetados.

Aichlmayr (2002) e Mikalsen e Roskilly (2007) classificam os dispositivos de carga mais comumente acoplados aos motores a pistão livre em três tipos, a saber, compressores, geradores elétricos e bombas hidráulicas, de acordo com sua aderência aos requisitos técnicos listados acima e com seu perfil de força resistiva, ilustrado na Fig. 2.8.

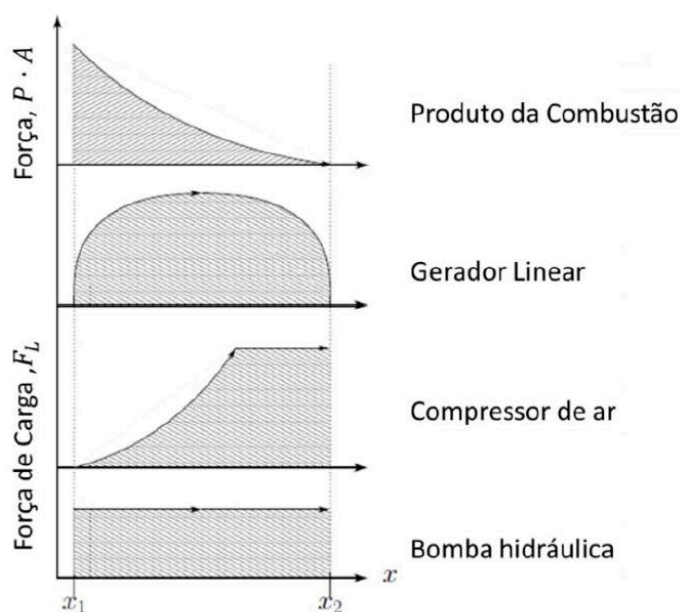


Figura 2.8 – Cargas compatíveis com motores a pistão livre. Adaptado de Aichlmayr (2002).

Os compressores de ar são talvez os mais elementares em função de seus requisitos de controle serem mínimos e seu design ser bastante intuitivo. Além disso, é essencialmente um motor de dois tempos convencional, naturalmente aspirado (AICHLMAYR, 2002). As bombas hidráulicas são mais complexas pois o conjunto da bomba não contribui com o retorno do pistão. Dessa forma, um dispositivo de retomada é necessário, e normalmente é necessário também um aparato especial para que este dispositivo de retomada seja acoplado à bomba hidráulica. Além disso, as bombas hidráulicas devem contar com um controle ativo da temporização e da velocidade a fim de variar o coeficiente de vazão e a pressão entregue (AICHLMAYR, 2002). Já as máquinas elétricas como dispositivo de carga, objeto deste estudo, serão detalhadas a seguir.

## 2.2 Máquinas elétricas

### 2.2.1 Histórico

As máquinas elétricas são dispositivos que convertem energia mecânica em energia elétrica através dos geradores elétricos, e energia elétrica em mecânica através de motores. Tais máquinas são consideradas reversíveis, visto que podem alterar facilmente entre um modo e outro de funcionamento (BOLDEA; TUTELEA, 2010).

Na vida moderna a energia elétrica é essencial em diversos aspectos. Boldea e Tutelea (2010) destacam aplicações como aquecimento, resfriamento, produção de diversos aparelhos industriais e domésticos e transporte de bens e pessoas.

Os geradores elétricos são movidos por fontes primárias de energia, tais como motores diesel, turbinas à vapor, turbinas a gás, turbinas hidráulicas e, mais recentemente, turbinas eólicas. Por outro lado, motores elétricos fornecem o controle de movimento, o qual é necessário em todas as indústrias para aumentar a produtividade, economizar energia e reduzir a poluição (BOLDEA; TUTELEA, 2010).

Motores elétricos comandam uma ampla variedade de aplicações, como motores a combustão interna, carros híbridos elétricos, aparelhos domésticos e portáteis. A potência dos motores pode variar de centenas de megawatts por unidade até pequenas frações de watts por unidade. Casas, carros, navios, aeronaves, robôs, estações de trabalho e notebooks, além dos aparelhos celulares, todos possuem um ou mais motores elétricos em seu interior capazes de propiciar seu funcionamento (BOLDEA; TUTELEA, 2010).

Os motores a pistão livre não possuem manivela que restrinja o movimento do pistão. Conseqüentemente, a taxa de compressão do *FPE* pode ser rapidamente adaptada a uma variedade de estratégias de combustão e tipos de combustível (ZASECK, 2013). Tal facilidade de acoplamento acaba por ser estendida aos dispositivos de carga, como os geradores elétricos.

A indústria automotiva tem trazido ao mercado os veículos híbridos, uma recente aplicação dos conceitos de pistão livre, já sugerida por Van Blarigan *et al.* (1998). A Fig. 2.9 traz um esquema de alternador linear capaz de gerar aproximadamente 30kW de potência. Proposto por Van Blarigan *et al.* (1998), o objetivo do equipamento que combina a configuração de um motor linear com o método de combustão *HCCI* seria alcançar um rendimento equivalente ao experimentado por motores de ciclo *Otto* e gerar quantidades diminutas de gases indesejados.

Em função dos requisitos desafiadores aos quais se propõe, não foi construído protótipo que os atendesse integralmente, apesar das várias tentativas realizadas ao longo dos anos, sendo Goldsborough e Van Blarigan os principais nomes ligados ao tema.

A tecnologia de máquinas elétricas lineares tem ainda um vasto campo para desenvolvimento, o que se deve ao surgimento tardio de dispositivos elétricos, no ainda recente século 19.

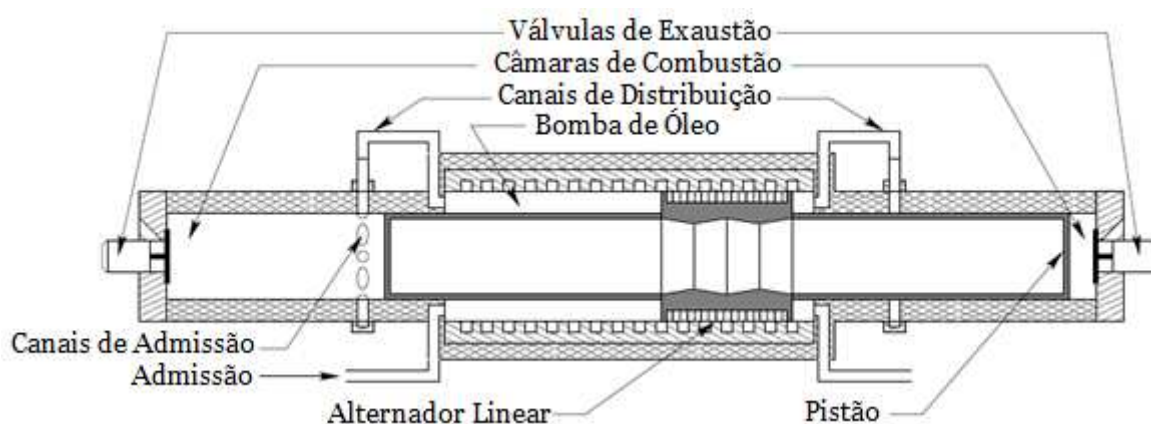


Figura 2.9 – Motor a pistão livre *Sandia HCCI* – Alternador Linear. Adaptado de Van Blarigan *et al.* (1998).

Boldea (2017) cita aplicações típicas que envolvem máquinas elétricas lineares atualmente. A saber, controle de pistão de compressores para refrigeradores de pequeno porte, controle de precisão em plataformas com movimentos delimitados em um plano, e geração de energia elétrica.

Boldea (2015) exemplifica uma vantagem importante alcançada pela associação entre o gerador elétrico linear e o chamado motor *Stirling* – motor a pistão linear com fonte de calor constante e ciclo termodinâmico similar ao *Carnot* – por alcançar funcionamento ininterrupto e sem falhas por até 50.000 horas. Além disso, cita como vantagens das máquinas elétricas o baixo custo de fabricação, a alta confiabilidade e a melhor rastreabilidade da posição do atuador. Segundo Yan *et al.* (2016), ainda são vantagens o controle preciso e a capacidade de miniaturização dos equipamentos elétricos.

Nas aplicações automotivas convencionais, o motor transmite potência por meio de um eixo virabrequim rotativo para as rodas ou carga. De forma alternativa, um *FPE* extrai energia diretamente do movimento linear dos pistões de forma hidráulica ou elétrica. Para a geração de energia elétrica, o *FPE* requer um alternador linear (ZASECK, 2013).

Através de um ímã permanente fixo no linor oscilante, corrente elétrica é induzida ao longo de seu percurso. Os laboratórios *Sandia* reportaram rendimento térmicos de 56% ao longo do desenvolvimento de um *FPE* elétrico numa avaliação de rápida compressão e expansão. Por outro lado, Xu e Chang (2010) desenvolveram um conceito de quatro tempos com 32% de eficiência na geração de energia elétrica (ZASECK, 2013).

Um dos maiores desafios a se enfrentar diz respeito ao controle da corrente elétrica que varia em função do movimento do linor. Com o avanço da ciência dos materiais e eletrônica de potência, foi dada continuidade ao desenvolvimento das máquinas elétricas lineares, através da obtenção de novas topologias, materiais, modelos e métodos de construção (BOLDEA, 2017).

Zaseck (2013), mesmo que sob um ponto de vista sobretudo mecânico, partilha deste pensamento, afirmando que um dos maiores obstáculos que impedem a disseminação da tecnologia de motores a pistão livre é a obtenção de um controle repetitivo, confiável e robusto de movimento. Acrescenta como justificativa desta dificuldade dois cenários. No primeiro, a adição de um excesso de combustível pode resultar numa colisão entre o pistão e a cabeça do cilindro. No segundo, combustível insuficiente irá produzir taxas de compressão inferiores às ideais e instabilidades na combustão, podendo o motor parar por completo.

Até o momento de sua publicação, Zaseck (2013) cita que poucas abordagens sobre o controle de posição do pistão em motores a pistão livre existiam, e que a maioria deles utilizavam controle *Proporcional-Integral-Derivativo* convencional e controle por ajuste de ganhos para alcançar a estabilidade. Poucos estudos continham análise ou garantiam estabilidade numa variedade de condições operacionais.

Dentre todos os desafios encontrados o controle de movimento do pistão parece estar entre as maiores preocupações do meio acadêmico e da indústria. Logo após o controle do movimento, são enumerados desafios tecnológicos como: lubrificação, refrigeração e o acúmulo e armazenamento de energia. Este último é devido à ausência de um mecanismo que atue como o volante dos motores convencionais, isto é, dispositivo que armazena energia excedente e a libera quando necessário, suavizando o funcionamento do motor.

## 2.3 Estratégias de controle

### 2.3.1 Histórico

Um estudo realizado em duas etapas, por Mikalsen e Roskilly (2010), investiga o controle de um *FPE* de um cilindro, diesel, com alternador linear acoplado sob então desenvolvimento na Universidade de Newcastle. A primeira parte usa um modelo para destacar os objetivos de controle desejados e comentar a influência do atuador no deslocamento do pistão, especificamente explorando a temporização da injeção, a massa de combustível injetado, a massa de ar e a carga. O estudo conclui que o controle sobre a temporização da injeção é mais apropriado para a otimização do sistema que para o estabelecimento da posição de fim de curso. Os resultados obtidos salientam a importância da precisão no estabelecimento do ponto morto superior para a operação do *FPE* e controle das taxas de compressão.

Na segunda parte da pesquisa, os autores consideram a dinâmica e o controle de movimento do pistão. O objetivo é obter uma margem de erro em se atingir o ponto morto superior e inferior de um milímetro para mais ou para menos, enquanto a taxa de compressão se mantenha entre níveis determinados. Mikalsen e Roskilly (2010) consideram como indicativos de performance a frequência de operação e as posições do ponto superior e inferior, tendo como entradas do sistema a massa de combustível, a massa de ar e a força elétrica da carga. Mikalsen e Roskilly (2010) reduzem a complexa estrutura de controle em três estruturas independentes entre si, de única entrada e única saída (do inglês *Single Input Single Output – SISO*). De maneira específica, Mikalsen e Roskilly (2010) utilizam controle *PI* em domínio contínuo, escolhendo a massa de combustível como responsável por controlar o ponto morto superior e a massa de ar para controlar o ponto morto inferior. Os autores ignoram a velocidade do motor devido a esta ser função da carga associada e da taxa de compressão. O resultado obtido mostra que quando há variação na carga de modo semelhante a uma entrada degrau, obtém-se erros significativos na posição do ponto morto superior, concluindo-se que uma estrutura de controle do tipo proporcional e integrativo não é suficiente para reduzir o erro proveniente das flutuações na carga.

Como alternativa, Mikalsen e Roskilly (2010) propõem um controlador com realimentação pseudo-derivativa (do inglês *Pseudo-Derivative Feedback - PDF*) e correção de perturbações na entrada, sintonizado especificamente para reduzir o erro de posição do ponto morto superior frente a alterações na carga. O motor mostrou-se sensível a mudanças imediatas na carga elétrica, enquanto o efeito das variações de combustão entre ciclos não foi crítico.



Mesmo tendo percebido melhora com essa implementação, os requisitos propostos pelos autores não foram alcançados da forma como se esperava (ZASECK, 2013).

A fim de reduzir o *delay* de tempo no *loop* de controle, um controle preditivo foi implementado em estudos posteriores por Mikalsen, Jones e Roskilly (2010), sistema que pode ser visualizado na Fig. 2.10. Neste sistema, a posição do ponto morto superior pode ser prevista a partir da velocidade do pistão durante a etapa de compressão ao invés de ser medida em função do ciclo anterior, o que causa uma melhora na performance do controlador. Melhorias significativas foram observadas usando o método de controle proposto comparado com o tradicional *PID* e variações, incluindo erro reduzido e resposta mais rápida (MIKALSEN; JONES; ROSKILLY, 2010).

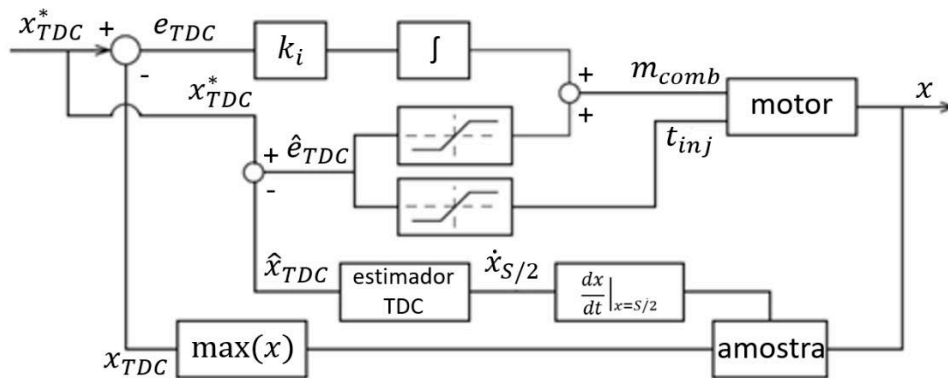


Figura 2.10 - Sistema de controle preditivo. Adaptado de Mikalsen, Jones e Roskilly (2010).

O esquema acima proposto foi sugerido para que se fizesse uso de um sistema de controle mais avançado baseado em lógica *Fuzzy*, objetivando tratar as não-linearidades e a característica multivariável do problema (MIKALSEN; JONES; ROSKILLY, 2010).

Outro estudo envolve o motor a pistão livre de um cilindro *Chiron*, hidráulico, desenvolvido pelas indústrias holandesas *NOAX* e *Innas BV*. No *Chiron*, a energia do processo de combustão é quase diretamente convertida em energia hidráulica. Ele conta com um controle eletrônico atuando direto nos parâmetros de injeção, de fluxo e de taxa de compressão. O fluxo de saída é controlado por meio da chamada modulação pulso-pausa (do inglês *Pulse-Pause Modulation – PPM*) da frequência do pistão. Como não há dispositivo de retomada, o conjunto do pistão entra em repouso após cada curso. Para iniciar o curso subsequente, utiliza-se a hidráulica para acelerar novamente o pistão. A modulação pulso-pausa altera a duração do repouso entre os cursos a fim de modificar a potência de saída e a velocidade do motor (ACHTEN *et al.*, 2000).

Ainda sobre o motor *Chiron*, cada curso é um evento isolado com impacto significativo nos cursos subsequentes. Segundo Zaseck (2013), o método utilizado parece ser baseado em calibração, sem realimentação ativa para ajustar discrepâncias na posição do fim de curso superior. A modulação pulso-pausa é um método popular de controle para *FPEs* de único cilindro. Hibi e Ito (2004), por exemplo, utilizam essa técnica no controle de motores hidráulicos a pistão livre na configuração de pistões opostos.

Pesquisadores do Instituto de Tecnologia de Beijing propuseram e demonstraram uma melhoria nas técnicas de modulação pulso-pausa, introduzindo, em tradução livre, a chamada modulação por retorno de posição (do inglês *Position Feedback Modulation – PFM*) (ZHAO *et al.*, 2008; GUO *et al.*, 2012; HU *et al.*, 2012). Esta alternativa explora a mesma estratégia de controle baseada na duração do repouso proposta por Achten *et al.* (2000), porém utiliza retroalimentação e estimativas de posicionamento do pistão para melhor operar o controle de válvulas e injeção de combustível (GUO *et al.*, 2012).

Estudos posteriores promovem o refinamento da técnica adicionando controle *PID* na temporização da injeção de combustível a fim de minimizar variações na posição do ponto morto inferior (GUO *et al.*, 2012). Nota-se que tal melhoria vai contra as afirmações de Mikalsen e Roskilly (2010), os quais defendem o uso da temporização da injeção como um parâmetro de otimização, e não como ferramenta de controle das posições de fim de curso.

Outros trabalhos provenientes da mesma instituição demonstraram uma rejeição pela continuidade do uso de temporização da injeção para controle das regiões de fim de curso, optando, em substituição, pelo controle baseado na quantidade de combustível injetado (ZHAO *et al.*, 2008). Paralelamente, neste estudo, foi implementada a detecção de falhas na ignição por meio da comparação da velocidade observada com a velocidade esperada para o pistão num determinado ponto. Nesta configuração, foram observadas variações de até 1% na posição do ponto morto superior e 3% na do inferior, embora já houvesse sido reportado erro nulo no método *PFM* (HU *et al.*, 2012).

Tikkanen e Vilenius (2006) propõem um controle do balanço energético de um *FPE* hidráulico, na configuração de duplo pistão, baseado em *PID*.

De acordo com Zaseck (2013), a definição de controle de energia é vaga. O método de Tikkanen e Vilenius (2006) também não é ajustável ou capaz de capturar discrepâncias na energia resultante das iterações anteriores. Considera-se apenas o erro associado à iteração corrente. Visto que o erro de posição do ponto morto inferior resultante das iterações anteriores pode alterar a quantidade de ar na câmara de combustão, é importante considerar as parcelas

precedentes do erro. Tikkanen e Vilenius (2006) efetuam o controle do comprimento do curso comparando o trabalho de compressão com uma taxa de compressão referência, e aplicam um integrador. A performance do controlador é demonstrada através de simulações.

Johansen *et al.* (2002) exploram o controle de um *FPE* de dois tempos, um cilindro, acoplado a um compressor e uma turbina elétrica. Os autores dividem o sistema em dois, cada um com única entrada e única saída. A estratégia de controle é construída através do balanço energético e seus princípios, e usa estruturas simples de controladores *PID* para estabilidade e alcance da referência. A Fig. 2.11 ilustra a estrutura de controle do *FPE* proposta, a qual é baseada num sistema de vários níveis. Segundo Jia (2016) o nível superior contempla otimização e controle do supervisor, que objetivam performar um controle lógico e adaptar as características de operação. O segundo nível é responsável pelo controle do movimento do pistão, no qual comandos são dados aos subsistemas de temporização capazes de executar a tarefa. Já o nível inferior corresponde ao controle de temporização das demais atividades, tais como injeção de combustível e abertura e fechamento de válvulas para cada ciclo.

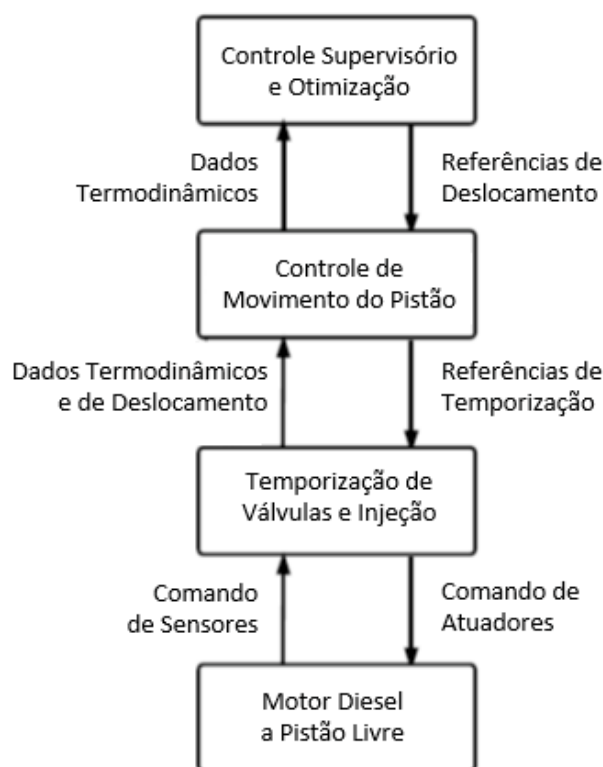


Figura 2.11 – Estrutura de controle multinível. Adaptado de Johansen *et al.* (2002).

A partir do modelo descrito acima, um sistema de controle eletrônico com hierarquia multinível foi desenvolvido para testes em um motor experimental, focado na temporização de válvulas e injeção de combustível, no controle de movimento do pistão e realização de estimativas de parâmetros relacionados a este movimento. O maior desafio, segundo Johansen *et al.* (2002), foi otimizar o motor e o sistema de controle a fim de conseguir confiabilidade, tolerância ao erro de determinados componentes e robustez altas o suficiente.

Em função dos resultados obtidos por Johansen, Jia (2016), no ano de sua publicação sugere já contar com tecnologia em eletrônica e controle capaz de fornecer a capacidade de processamento e resolução computacionais para a implementação do sistema de controle proposto nos modernos motores diesel a pistão livre de alta velocidade.

Zaseck (2013) comenta o estudo de 2002, dizendo que embora os pesquisadores tenham apresentado resultados experimentais a fim de demonstrar o comportamento adequado do controlador, o sistema não parece convergir para uma operação estável em regime permanente. Johansen *et al.* (2002) ainda refinaram sua pesquisa, incluindo em seu modelo de controle uma série de estimadores de estado dependentes da frequência de operação. Zaseck (2013) persiste em frustrar as melhorias do experimento afirmando que as estimativas são de natureza empírica, e carecem de interpretação física ou correlação.

Zaseck (2013) lembra que os controles *PI* e *PID* estabilizam e garantem o rastreamento da referência em sistemas *SISO*. Entretanto, ainda que se faça uso de estimadores de estado que oferecem resultados experimentais ditos mais encorajadores pelo pesquisador incluindo controle estável das regiões de fim de curso, flutuações excedem o já mencionado limite de um milímetro sugerido por outros autores.

Li e Sun (2011) apresentaram um estudo sobre um modelo de controle de *FPE* utilizando os princípios *PID* para gerenciar a taxa de compressão através da alteração da massa de combustível injetada. Já bastante abordado nas literaturas precedentes, o tema acaba por ser um dos únicos de sua categoria por utilizar o modelo de combustão *HCCI*, definido no início do capítulo anterior. Um estudo subsequente dos autores investiga a estabilidade de um *FPE* hidráulico usando o mesmo modelo de combustão. Li e Sun (2011) estruturam um sistema em seis estados e o linearizam em torno de um único ponto de operação. Zaseck (2013) também opina sobre o estudo, indicando que o modelo linearizado sugere a instabilidade do sistema na condição escolhida, dizendo ainda que os autores consideram apenas um ponto de equilíbrio e não se atentam sobre a interpretação dos significados físicos de seus resultados.

Li *et al.* (2012), em pesquisa mais recente, utilizam técnicas de controle repetitivo com uma servo-válvula hidráulica a fim de controlar a pressão na câmara de bombeamento hidráulico e a movimentação do pistão, e os resultados preliminares mostraram a eficácia da estratégia, ainda que esteja incompleto por não abordar condições e irregularidades a respeito da injeção ou queima do combustível.

Jia (2016) apresenta um controlador desenvolvido para o projeto de um conversor de energia a pistão livre (do inglês, *Free Piston Energy Converter - FPEC*), por demanda de um programa de financiamento europeu. A estrutura de controle está ilustrada na Fig. 2.12. Este controlador foi implementado em um sistema de prototipagem em tempo real e testado num modelo de simulação de motor a pistão livre acoplado a gerador (do inglês, *Free Piston Engine Generator - FPEG*). Este modelo de *FPEG* está presente no trabalho de Hansson (2006).

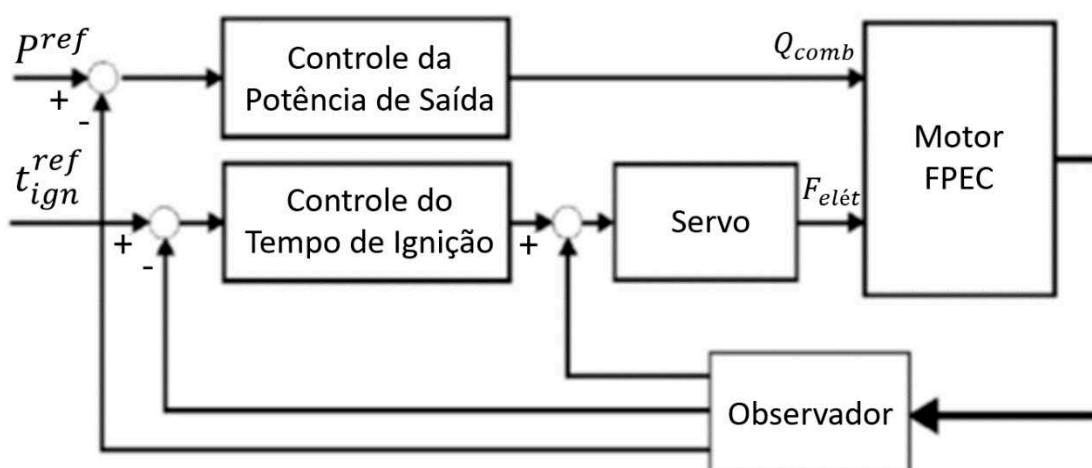


Figura 2.12 – Estrutura de controle modelada para o projeto de *FPEC*. Adaptado de Hansson (2016).

Nota-se que um importante problema dos geradores acionados por motores a pistão livre é o controle do movimento. O desenvolvimento dos moto-geradores baseados em motores a pistão livre e geradores elétricos lineares se dá simultaneamente ao desenvolvimento de técnicas de controle do movimento do pistão do motor e, por consequência, do linor do gerador elétrico linear. Neste trabalho, um modelo matemático computacional é utilizado para descrever os fenômenos físicos dos três domínios envolvidos na simulação do moto-gerador: termodinâmica, dinâmica de corpos rígidos e eletromagnetismo. Ao modelo que descreve a dinâmica do gerador, desenvolvido por Rodrigues (2020), foi adicionado um modelo de controle da energia gerada, de forma a determinar a quantidade de energia cinética do linor convertida em energia elétrica.

Pretende-se, portanto, controlar o movimento do pistão a partir da quantidade de energia gerada, maximizando-a, mas mantendo a estabilidade de funcionamento do moto gerador. Caso houver excedente de energia e a amplitude de movimento do linor aumentar, o gerador elétrico deverá gerar mais energia, amortecendo o movimento do linor pela conversão de energia cinética em energia elétrica. Caso contrário, reduz-se a energia gerada, diminuindo o amortecimento e favorecendo o movimento.

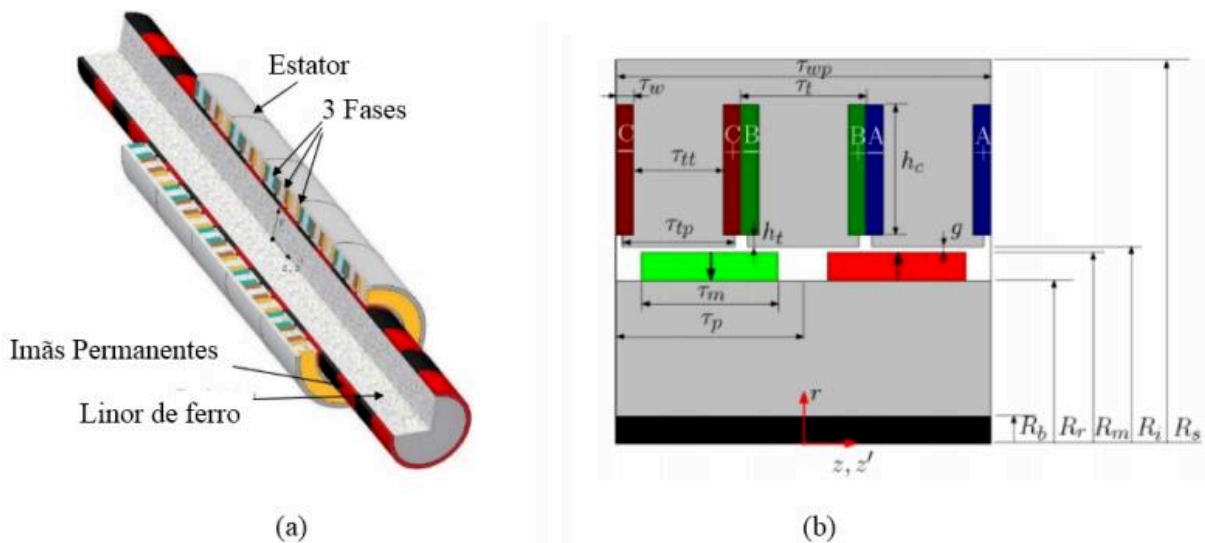
Para que o objetivo fosse alcançado, optou-se pela utilização de ambientes numéricos de simulação para a implementação de rotinas numéricas e para a integração dos modelos numéricos multidisciplinares.

# CAPÍTULO III

## DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

### 3.1 Introdução

A máquina elétrica a ser estudada é um gerador linear cuja força necessária para movimentar o linor é proporcional à velocidade do linor e função da carga elétrica intrínseca ao gerador. Dentre as diversas topologias existentes para geradores elétricos lineares, será utilizada a sugerida por Rodrigues (2020). Esta topologia, ilustrada na Fig. 3.1, é classificada como tubular, com magnetização radial, circuito trifásico e com polos salientes.



O projeto da máquina elétrica foi desenvolvido por Rodrigues (2020), no qual o passo magnético  $\tau_p$  é estabelecido em  $32,3\text{mm}$ . A condição de máxima eficiência do gerador elétrico é obtida quando o meio curso máximo do pistão equivale ao passo magnético  $\tau_p$ , situação na qual a variação do fluxo magnético sobre as bobinas é uma onda periódica completa (RODRIGUES, 2020). O projeto do sistema de controle de movimento  $x(t)$ , em malha fechada, do componente móvel linor deve, portanto, atuar na manutenção deste valor ao longo da operação do motor. Como referência, a Tab. 3.1 traz, do trabalho de Rodrigues (2020), valores e descrições do passo magnético e demais parâmetros considerados.

Tabela 3.1 – Dimensões e parâmetros da máquina elétrica proposta por Rodrigues (2020).

Dimensão	Valor	Descrição
$h_c$	$22,5\text{ mm}$	Altura das ranhuras
$h_m$	$5\text{ mm}$	Altura dos imãs
$h_t$	$2\text{ mm}$	Altura das extremidades
$g$	$1\text{ mm}$	Entreferro
$N$	50	Número de voltas das bobinas
$N_p$	2	Número de pólos magnéticos
$N_{pa}$	5	Número de trechos ativos
$N_{ph}$	3	Número de fases
$N_s$	15	Número de ranhuras
$N_{sp}$	5	Número de ranhuras por fase $N_s/N_{ph}$
$R_{ag}$	$33,8\text{ mm}$	Raio médio do entreferro
$R_b$	$5\text{ mm}$	Raio interno do eixo do linor
$R_i$	$34,3\text{ mm}$	Raio interno do estator
$R_m$	$33,3\text{ mm}$	Raio externo dos imãs
$R_r$	$28,3\text{ mm}$	Raio do eixo do linor
$R_s$	$66,6\text{ mm}$	Raio externo do estator
$\tau_m$	$32,3\text{ mm}$	Passo magnético
$\tau_p$	$32,3\text{ mm}$	Passo do polo
$\tau_t$	$21,46\text{ mm}$	Passo entre as ranhuras
$\tau_{tt}$	$15,53\text{ mm}$	Distância entre as ranhuras
$\tau_{tp}$	$19,1\text{ mm}$	Largura das extremidades
$\tau_w$	$3\text{ mm}$	Largura das ranhuras
$\tau_{wp}$	$64,6\text{ mm}$	Comprimento do trecho ativo

### 3.2 Modelo do gerador elétrico linear

O modelo do gerador elétrico linear foi construído através da aplicação do *Método dos Subdomínios*, desenvolvido por Rodrigues (2020) em sua dissertação de Mestrado.



O modelo possui como entrada o deslocamento do linor ( $x(t)$ ) e como saída a variação espacial do fluxo magnético sobre as bobinas ( $d\Lambda_{i,pm}(\Delta z)/d\Delta z$ ), a qual independe do tempo e é utilizada no cálculo da tensão induzida  $e(t)$  produzida, como segue.

$$e_i(t) = -N_c \cdot \dot{x}(t) \cdot \frac{d\Lambda_{i,pm}(\Delta z)}{d\Delta z} \quad (3.1)$$

Onde  $N_c$  representa o número de voltas das bobinas do gerador elétrico linear, e o subíndice "i" indica que a Eq.(3.1) é aplicável para qualquer uma das três fases do circuito elétrico. O termo  $\Delta z$  pode ser interpretado como a distância horizontal entre as linhas de centro dos ímãs e das bobinas, conforme indica a Fig. 3.2.

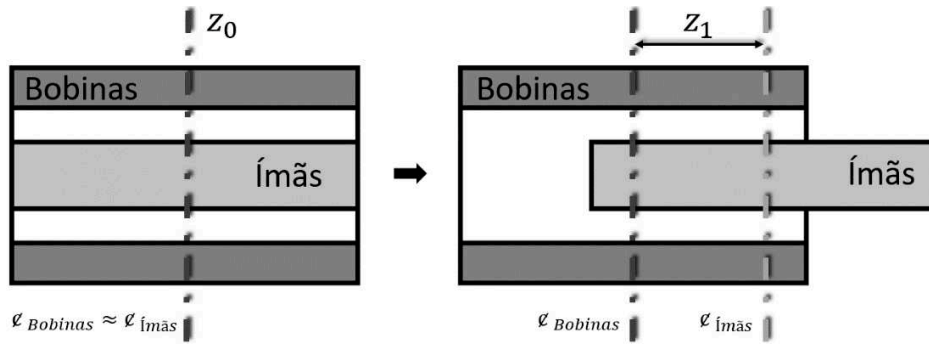


Figura 3.2 – Distanciamento entre as linhas de centro  $\varphi$  dos ímãs e das bobinas.

Nota-se que  $\Delta z = z_1 - z_0$ . Portanto, para  $z_0 = 0$ ,  $\Delta z = z_1$ . Para compatibilizar notações, adotar-se-á, para o deslocamento,  $x = \Delta z = z_1$ .

Da Eq.(3.1), é interessante destacar a proporção direta entre a tensão induzida  $e_i(t)$ , dada em *Volts*, e a velocidade de deslocamento do linor  $\dot{x}(t)$ , isto é:

$$e_i(t) \propto \dot{x}(t) \quad (3.2)$$

### 3.3 Força induzida

A força induzida  $F_{ger}(t)$ , expressa em *Newtons*, necessária para movimentar o gerador depende de seus aspectos construtivos e da carga elétrica associada. De posse da tensão induzida  $e_i(t)$  entregue pelo gerador é possível obter a força induzida  $F_{ger}(t)$  a partir da aplicação da lei da conservação da energia no sistema eletromecânico.

A energia de campo e a coenergia do sistema magnético foram consideradas iguais, indicando a linearidade do sistema (BOLDEA, 2015). Além disso, de acordo com Rodrigues (2020), a autoindutância e as indutâncias mútuas das bobinas são independentes do deslocamento do linor para a topologia de gerador tubular, com magnetização radial, circuito trifásico e com polos salientes. Tais considerações, que tem por resultado a Eq.(3.3), foram feitas visto que a inclusão completa da teoria agregaria complexidade ao estudo sem trazer melhoria significativa aos resultados.

$$F_{ger}(t) = N_c \cdot N_{pa} \{i_A \ i_B \ i_C\} \frac{d}{dz} \left\{ \begin{array}{l} \Lambda_{A,pm}(\Delta z) \\ \Lambda_{B,pm}(\Delta z) \\ \Lambda_{C,pm}(\Delta z) \end{array} \right\} \quad (3.3)$$

Da Eq.(3.3),  $N_{pa}$  é o número de pólos ativos do gerador elétrico linear e  $i_i$  é a corrente instantânea em cada uma das fases. Para um circuito puramente resistivo, e sendo  $R_{c_i}$  a resistência de carga associada a cada uma das fases do circuito trifásico, tem-se:

$$i_i(t) = \frac{e_i(t)}{R_{c_i}} \quad (3.4)$$

Relacionando a Eq.(3.2), Eq.(3.3) e Eq.(3.4), observa-se a proporção direta entre os termos  $e(t)$ ,  $i(t)$ ,  $F_{ger}(t)$  e  $\dot{x}(t)$ . Esta relação permite comparar a força induzida  $F_{ger}(t)$  a uma força de amortecimento viscoso. Isto é,  $F_{ger}(t)$  pode simplificarmente ser expressa por:

$$F_{ger}(t) = c_{ger}\dot{x}(t) \quad (3.5)$$

Onde  $c_{ger}$  é função de  $d\Lambda_i(\Delta z)/\Delta z$ ,  $N_c$ ,  $N_{pa}$  e  $1/R_{c_i}$ . O primeiro termo,  $d\Lambda_i(\Delta z)/\Delta z$ , é função do deslocamento e, portanto, da velocidade. Esta dependência de  $d\Lambda_i(\Delta z)/\Delta z$  em relação à velocidade  $\dot{x}(t)$  faz com que  $F_{ger}(t)$  não seja harmônica mesmo em condições em que  $\dot{x}(t)$  é harmônica. No entanto, de acordo com as simulações realizadas por Rodrigues (2020), esta simplificação é válida neste estudo.

### 3.4 Carga elétrica

Para que, a partir da tensão induzida  $e_i(t)$  obtida, seja possível calcular os valores de corrente em cada uma das fases, é necessário construir um modelo que represente um circuito elétrico associado aos terminais do gerador. Para tal, partiu-se do modelo mais completo desenvolvido por Rodrigues (2020), que compreende os termos resistivos, capacitivos e indutivos relacionados tanto à carga elétrica associada aos terminais quanto ao circuito intrínseco ao gerador, situação ilustrada pela Fig. 3.3. A Eq.(3.6), disposta em espaço de estados, é utilizada para determinação da corrente instantânea gerada pelo circuito elétrico.

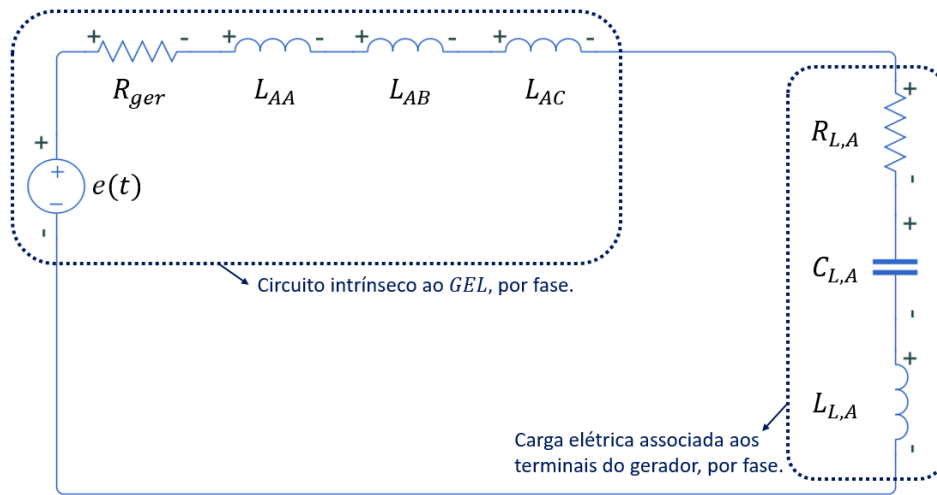


Figura 3.3 - Circuito elétrico do gerador e carga  $RLC$  associada, para a Fase A.

$$\begin{Bmatrix} \dot{\{i_i(t)\}} \\ \dot{\{q_i(t)\}} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_T] & [0] \\ [0] & [R_T] \end{bmatrix}^{-1} \left( - \begin{bmatrix} [R_T] & [C_T]^{-1} \\ -[R_T] & [0] \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \{i_i(t)\} \\ \{q_i(t)\} \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} \{e(t)\} \\ \{0\} \end{Bmatrix} \right) \quad (3.6)$$

Onde  $q_i(t)$  é a carga elétrica em cada uma das fases, e  $[R_T]$ ,  $[L_T]$  e  $[C_T]$  são respectivamente determinados pela Eq.(3.7), Eq.(3.8) e Eq.(3.9).

$$[R_T] = \begin{bmatrix} R_{ger} + R_{L,A} & 0 & 0 \\ 0 & R_{ger} + R_{L,B} & 0 \\ 0 & 0 & R_{ger} + R_{L,C} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[L_T] = \begin{bmatrix} L_{AA} + L_{L,A} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} + L_{L,B} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} + L_{L,C} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[C_T] = \begin{bmatrix} C_{L,A} & 0 & 0 \\ 0 & C_{L,B} & 0 \\ 0 & 0 & C_{L,C} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Os termos  $L_{ij}$  representam as autoindutâncias e as indutâncias mútuas das bobinas. Já os termos  $R_{L,i}$ ,  $L_{L,i}$  e  $C_{L,i}$  representam, respectivamente, as resistências, as indutâncias e as capacitâncias da carga elétrica associada aos terminais do gerador.

A partir da Eq.(3.6), é possível isolar a derivada primeira da corrente elétrica ( $\dot{i}_i(t)$ ) a fim de que se obtenha um formato de equacionamento, disposto abaixo, cuja implementação em ambiente numérico de simulação seja facilitada.

$$\dot{i}_i(t) = (e_i(t) - [R_T] \cdot \dot{q}(t) - [C_T]^{-1} \cdot q_i(t)) \cdot \frac{1}{L_T} \quad (3.10)$$

Matematicamente, com auxílio da Eq.(3.11), nota-se que a corrente elétrica ( $i_i(t)$ ) pode ser representada como sendo a derivada primeira da carga elétrica ( $\dot{q}_i(t)$ ). Consequentemente, a Eq.(3.12) demonstra que a derivada da corrente elétrica sobre a carga ( $\dot{i}_i(t)$ ) pode ser representada como sendo a derivada segunda da carga elétrica ( $\ddot{q}_i(t)$ ).

$$q_i = \int i_i dt \quad (3.11)$$

$$\ddot{q}_i(t) = \frac{di_i}{dt} = (e_i(t) - [R_T] \cdot \dot{q}_i(t) - [C_T]^{-1} \cdot q_i(t)) \cdot [L_T]^{-1} \quad (3.12)$$

Tendo por base o estudo de Rodrigues (2020), a carga elétrica associada ao gerador foi considerada como puramente resistiva, o que indica que os termos  $L_{L,i}$  e  $C_{L,i}$  foram admitidos como nulos. Além disso, é importante destacar que ao longo deste trabalho a variável que representa a corrente elétrica pode ser igualmente identificada pelos termos  $i_i(t)$  e  $\dot{q}_i(t)$ .

O modelo em diagrama de blocos, implementado em ambiente numérico de simulação e baseado na Eq.(3.12), pode ser visualizado na Fig. 3.4.

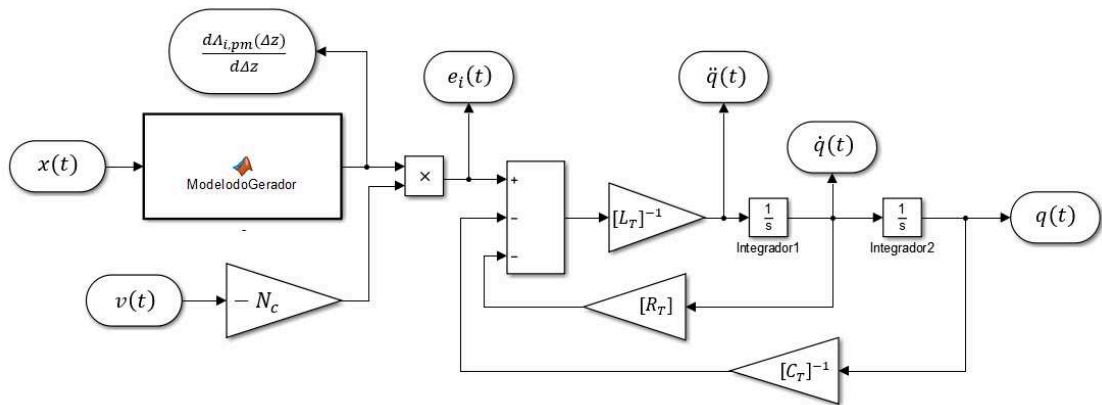


Figura 3.4 – Modelo do gerador e carga elétrica associada em ambiente numérico de simulação.

O modelo em diagrama de blocos construído para se obter a força induzida  $F_{ger}(t)$  necessária para mover o gerador elétrico quando submetido à carga resistiva pode ser visualizado na Fig. 3.5.

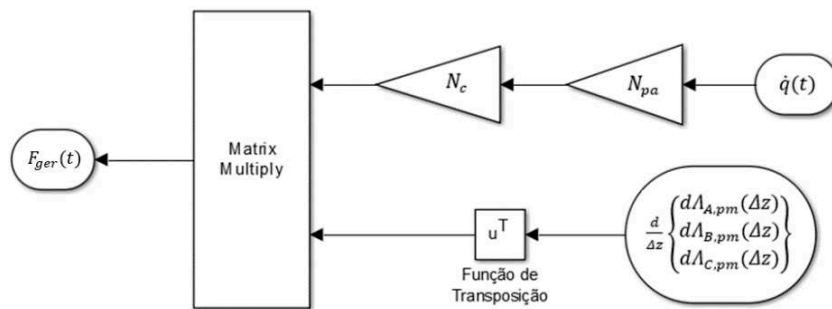


Figura 3.5 – Modelo para obtenção da força induzida  $F_{ger}(t)$  em ambiente numérico de simulação.

O modelo ilustrado pela Fig. 3.5 foi baseado na Eq.(3.3). Como já descrito, as correntes em cada uma das fases ( $\{i_A \ i_B \ i_C\}$ ) podem ser expressas pela derivada primeira da carga elétrica ( $\dot{q}_i(t)$ ). A derivada do fluxo magnético, obtida como saída do modelo do gerador, é transposta a fim de adequar a multiplicação matricial.

### 3.5 Modelo dinâmico

Como descrito anteriormente, a força induzida  $F_{ger}(t)$  é proporcional a velocidade do linor  $\dot{x}(t)$ . Dessa forma, associando-se o gerador elétrico linear a uma fonte de excitação e a um elemento elástico, tal qual uma mola, obtém-se um sistema de um grau de liberdade (1 GDL).

O gerador foi, então, associado a um motor a pistão duplo, considerado como fonte de excitação. Nesta configuração, o motor compreende duas câmaras de combustão que impulsionam os pistões de forma alternada. Este movimento alternado ora impulsiona o linor para a direita, ora para a esquerda. O diagrama que representa a associação entre o motor a pistão duplo, o gerador elétrico linear, o elemento elástico e a carga elétrica trifásica conectada às bobinas do estator pode ser visualizado na Fig. 3.6.

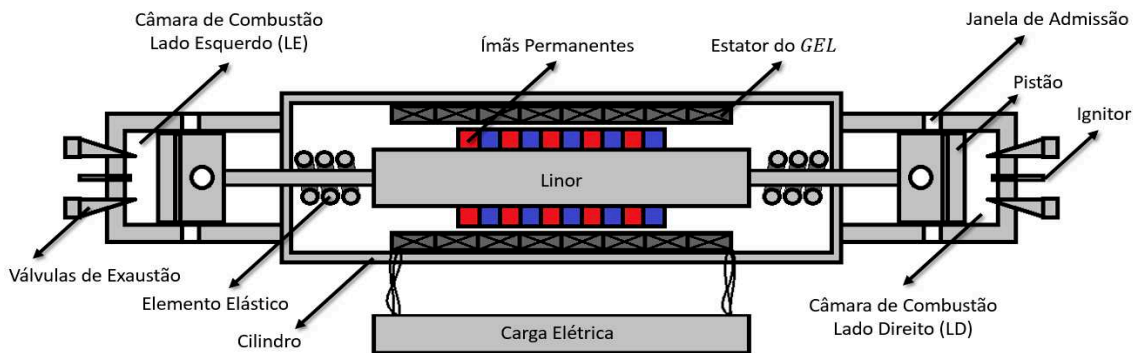


Figura 3.6 – Diagrama do moto-gerador a pistão duplo analisado.

O sistema completo, com os elementos de inércia, potenciais e dissipativos, pode ser representado via diagrama de corpo livre, conforme ilustra a Fig. 3.7.

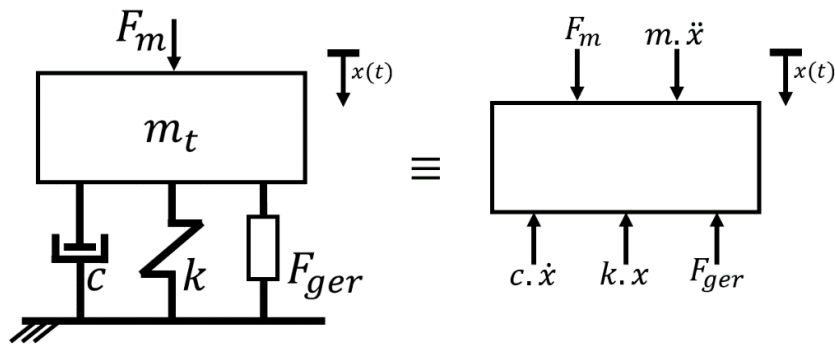


Figura 3.7 – Diagrama de corpo livre do conjunto pistão e linor do motor analisado.

No diagrama de corpo livre, é possível identificar a força de excitação  $F_m(t)$ , neste estudo nomeada como motriz de combustão, expressa em *Newtons*, variante ao longo do tempo, e que representa a força exercida pelo motor. De posse do diagrama da Fig. 3.7 e através da 2ª Lei de Newton, é possível escrever a Equação do movimento, como segue.

$$m_t \cdot \ddot{x}(t) + c \cdot \dot{x}(t) + k \cdot x(t) = F_m(t) - F_{ger}(t) \quad (3.13)$$

Onde,

$x(t)$  é o deslocamento do linor [ $m$ ];

$m_t$  é a massa total do linor e qualquer elemento móvel solidário a ele [ $kg$ ];

$c$  é o coeficiente de amortecimento relativo às perdas devido ao atrito [ $N \cdot s/m$ ];

$k$  é a constante de rigidez do elemento elástico associado ao linor [ $N/m$ ].

Os termos à esquerda da Eq.(3.13) são característica de um sistema dinâmico de 1 grau de liberdade.

Os resultados obtidos por Rodrigues (2020) mostram que embora se apliquem variações na forma de onda da excitação, o deslocamento do linor apresenta um comportamento próximo ao harmônico. Os espectros de potência da velocidade e da força induzida, por sua vez, são distorcidos com a presença de harmônicos de ordem superior. Entretanto, tais distorções são atenuadas em função da presença do elemento elástico, o qual funciona como um filtro mecânico e torna o primeiro harmônico predominante. É, portanto, razoável assumir, por simplificação, que a força motriz de combustão  $F_m(t)$  é harmônica e descrita pela Eq.(3.14). De acordo com o diagrama apresentado na Fig. 3.6 e adotando como positivo o sentido da esquerda para a direita, o aspecto gráfico desta força ao longo da operação do motor será o ilustrado pela Fig. 3.8.

$$F_m(t) = A_p(P_{LE}(t) - P_{LD}(t)) \quad (3.14)$$

Onde,

$A_p$  é a área do pistão [ $m^2$ ];

$P_i$  é a pressão no interior da câmara "i" [ $N/m^2$ ].

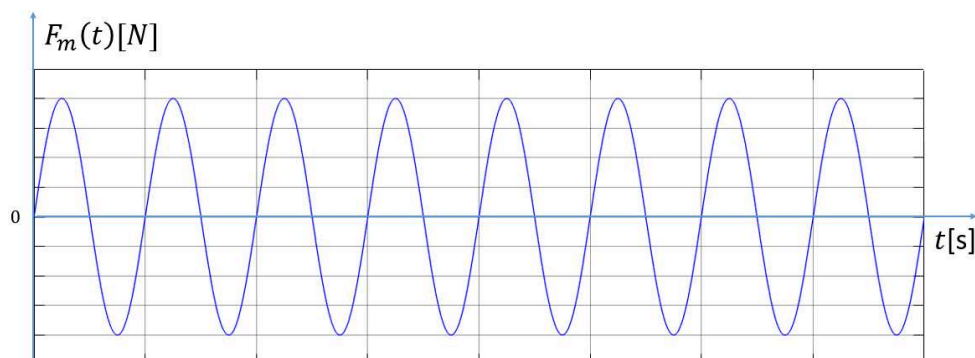


Figura 3.8 – Aspecto harmônico da força motriz de combustão  $F_m(t)$ .

A fim de implementar a Eq.(3.13) no modelo de diagrama de blocos do ambiente numérico de simulação, a aceleração  $\ddot{x}$  foi isolada, dando origem à Eq.(3.15), base para a construção do diagrama de blocos do modelo dinâmico, visualizado na Fig. 3.9.

$$\ddot{x}(t) = (F_m(t) - c \cdot \dot{x}(t) - k \cdot x(t) - F_{ger}(t)) \cdot \frac{1}{m_t} \quad (3.15)$$

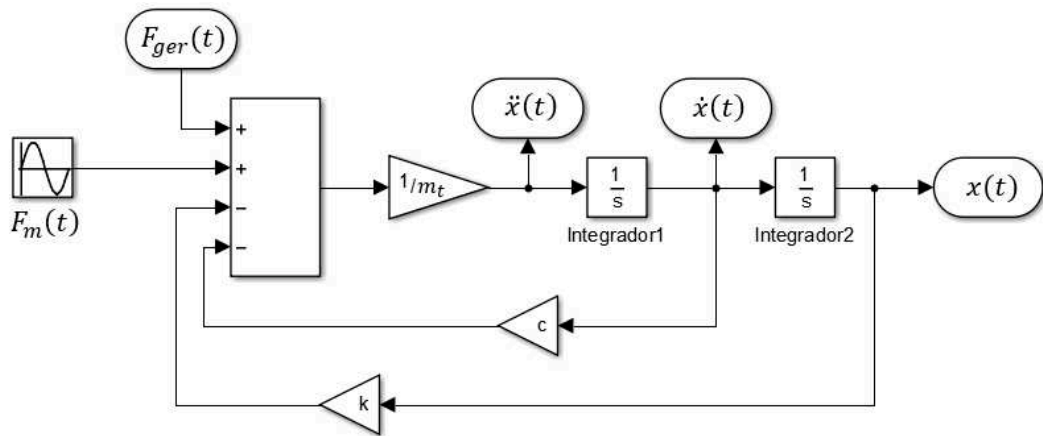


Figura 3.9 – Modelo dinâmico do sistema em ambiente numérico de simulação.

O sinal "+" considerado para a força induzida  $F_{ger}(t)$  exercida sobre o sistema serve para compatibilizar as referências adotadas no modelo dinâmico e no modelo do gerador.

Para que se compreenda o efeito dissipativo do gerador elétrico linear e a controlabilidade do sistema vibratório de 1 *GDL* apresentado, alguns apontamentos serão realizados.

A força motriz de combustão pode ser reescrita de acordo com a Eq.(3.16).

$$F_m(t) = F_m \cdot \text{sen}(\omega t + \emptyset) \quad (3.16)$$

Onde,

$\omega$  é a frequência de excitação do sistema;

$\emptyset$  é o ângulo de fase em relação ao instante  $t = 0$ ;

Como já justificado, uma vez que a força induzida  $F_{ger}(t)$  é similar à força de resistência exercida por um amortecedor viscoso, a Eq.(3.13) pode ser reescrita como segue.

$$m_t \cdot \ddot{x}(t) + (c + c_{ger}) \cdot \dot{x}(t) + k \cdot x(t) = F_m \cdot \text{sen}(\omega t + \emptyset) \quad (3.17)$$



No domínio da frequência, esta equação pode ser representada por seu módulo e fase, como mostram, respectivamente, a Eq.(3.18) e Eq.(3.19).

$$\left| \frac{x}{F_m} \right| = \frac{1/k}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + (2\xi\eta)^2}} \quad (3.18)$$

$$\theta = \text{atan} \left( \frac{2\xi\eta}{1-\eta^2} \right) \quad (3.19)$$

Sendo  $\eta = \frac{\omega}{\omega_n}$ ,  $\xi = \frac{c_{eq}}{2m_t\omega_n}$ ,  $c_{eq} = c + c_{ger}$ ,  $\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m_t}}$ . Suas curvas são dadas por:

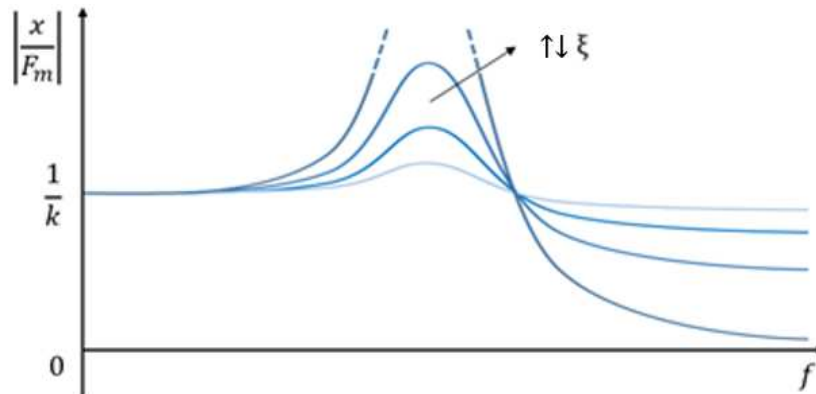


Figura 3.10 – Comportamento do sistema vibratório de 1 GDL por ação do amortecimento  $\xi$ .

Portanto, o sistema moto gerador é um sistema vibratório de 1GDL com amortecimento proporcional às propriedades eletromagnéticas do gerador e da impedância da carga elétrica a ele associada. Visto que considera-se puramente resistiva a carga elétrica associada ao gerador, esta deverá ser alterada de modo a variar a constante de proporcionalidade  $c_{ger}$  da força induzida, o que permitirá o controle de deslocamento do linor. As cargas elétricas do circuito intrínseco ao gerador, de natureza construtiva, não serão alteradas.

### 3.6 Filosofia de controle

Nos modelos elétrico e mecânico apresentados, há uma associação direta entre o equilíbrio de forças e a amplitude de movimento do linor. Desta forma, com uma força induzida  $F_{ger}(t)$  constante sobre o gerador, a variação da corrente circulante em suas fases determinará a corrente nas bobinas, e por consequência a amplitude de movimento do linor.

É importante resgatar que o objetivo de manter o controle de deslocamento do linor em 1 passo magnético se justifica visto que o modelo desenvolvido por Rodrigues (2020) e utilizado como base deste estudo indica que o gerador possui maior eficiência quando a variação do fluxo magnético sobre as bobinas é uma onda periódica completa, alcançada na condição de deslocamento objetivada.

Caso a impedância da carga associada ao gerador seja incrementada, a corrente circulante nas bobinas será reduzida, diminuindo a força induzida  $F_{ger}(t)$  contrária ao deslocamento do linor e aumentando a amplitude de deslocamento. Por outro lado, caso a impedância da carga associada ao gerador seja diminuída, a corrente circulante nas bobinas se elevará, aumentando a força induzida  $F_{ger}(t)$  e reduzindo a amplitude de deslocamento.

### 3.7 Estratégias de controle

#### 3.7.1 Controle semiativo

Nota-se da Eq.(3.4) e da proporção direta entre os termos  $e(t)$  e  $F_{ger}(t)$  apresentadas anteriormente, que nesta estratégia de controle altera-se a resistência de carga  $R_c$  de modo a aumentar ou diminuir o valor do amortecimento  $c_{ger}$ . Visto que a máquina é projetada para trabalhar em regime de ressonância, tem-se o controle alterando o amortecimento do sistema de modo a comutar seu comportamento entre as curvas apresentadas na Fig. 3.10.

Por tratarem-se de curvas de receptância, para cada valor do par  $|x/F_m|$  o controle deve ajustar  $c_{ger}$  para que o deslocamento se iguale à distância de 1 passo magnético.

Dado que a força de controle não atua diretamente sobre a perturbação  $F_m(t)$ , o controle implementado é classificado como semiativo, e seu diagrama pode ser visualizado na Fig. 3.11.

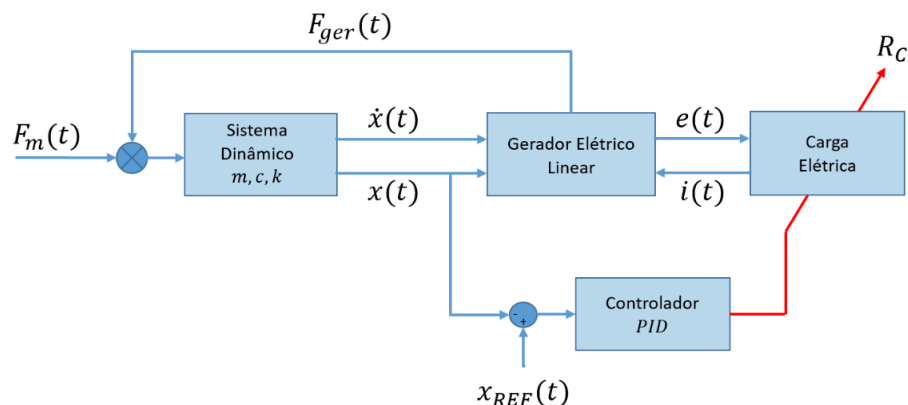


Figura 3.11 – Diagrama para visualização da estratégia de controle semiativo.

Nesta estratégia, a força de controle excita o sistema e tem como resposta o deslocamento  $x(t)$ . Monitorando o deslocamento, consegue-se variar a resistência  $R_c$  até que se estabeleça o equilíbrio. Esta variação ocorre sobre um valor base sugerido por Rodrigues (2020), estabelecido em  $100\Omega$ .

Para se realizar o procedimento de variação da resistência elétrica  $R_c$  associada ao circuito do gerador, foi escolhido o método de controle proporcional-integral-derivativo (*PID*). Esta escolha se justifica visto que as equações do modelo de carga elétrica evidenciadas anteriormente são do tipo linear. As cargas, independentemente de sua natureza resistiva, indutiva ou capacitiva, dão origem a equações diferenciais lineares. Além disso, a planta do sistema a ser controlado é conhecida.

A Eq.(3.1), que descreve o modelo do gerador elétrico linear, mostra que a tensão e a velocidade são diretamente relacionadas, evidenciando a linearidade deste trecho do sistema. Desta forma, não se faz necessário nenhum método de controle mais robusto ou complexo. As condições aqui descritas justificam, portanto, o uso do *PID*. Através dele é possível que se controle a amplitude do movimento do linor, objetivo desta dissertação. É interessante, num momento posterior, o uso de métodos de controle robusto, tais como *H – infinito*, ou de controle ótimo, tais como *LQR* ou métodos preditivos, para avaliação de desempenho no tempo de resposta do sistema ou previsibilidade de comportamento.

O modelo do gerador não compreende perdas de eficiência conforme o deslocamento do linor é alterado. Porém, como dito anteriormente, sabe-se que esta eficiência é máxima quando o deslocamento se iguala à distância de 1 passo magnético, estabelecido em  $32,3mm$ , valor que será tratado como referência de deslocamento.

Na prática, caso o deslocamento oscile até valores superiores à referência, corre-se o risco de que se exerçam pressões e temperaturas excessivas no interior das câmaras de combustão e o motor seja levado ao colapso. Caso o deslocamento oscile até valores inferiores à referência, o motor não conseguirá entregar a energia demandada podendo, inclusive, cessar o movimento.

Visto que o valor do deslocamento de referência é fixo e não oscila como um harmônico de frequência conhecida, foi necessário implementar à curva de deslocamento  $x(t)$  um bloco de detecção de valor máximo. Este bloco é responsável por sempre perceber o máximo valor atingido dentro do período do movimento estabelecido em  $0,025s$  ou  $40Hz$ , frequência utilizada por Rodrigues (2020) para o desenvolvimento do modelo do gerador elétrico aqui utilizado.

Os parâmetros proporcional e integral foram definidos a fim de compatibilizar a ordem de grandeza da entrada  $x(t)$  do controlador com a saída  $R_c$ . A parcela derivativa foi inutilizada devido às descontinuidades geradas em função da forma de onda, em degrau, obtida na saída do bloco de detecção de valor máximo. Tais descontinuidades trouxeram instabilidade ao sistema e aumentaram significativamente o tempo de simulação. Isto implicou na redução do controlador ao tipo *PI*. Gianelli (2013) ratifica esta escolha lembrando que o uso da ação derivativa requer cuidado e deve ser evitado em situações em que o erro varie bruscamente, em forma de degrau, uma vez que neste instante a sua derivada será infinita, e também em situações em que a medição esteja sujeita a ruídos, já que o comportamento oscilante faz com que a derivada do erro varie continuamente.

Dada a característica semiativa do controle, cuja atuação não ocorre diretamente sobre a perturbação  $F_m(t)$ , o levantamento dos pólos e zeros da planta global do sistema para análise de estabilidade, tempo de subida e demais parâmetros característicos dos clássicos métodos ativos de controle não se justifica, uma vez que neste caso questões como instabilidades ou saturação do controlador são alheios ao problema. Desta forma, os parâmetros proporcional e integrativo foram incrementados até que se observasse graficamente a obtenção de um erro nulo em regime e tempo de resposta adequado.

A ação do controlador mencionado faz com que quanto menor o  $err(t)$  obtido pela diferença entre o deslocamento referência  $x_{REF}(t)$  e o real  $x(t)$ , menor seja a taxa de crescimento da resistência. Desta forma, o movimento do linor é gradativamente amortecido ao longo da operação. Este acréscimo de resistência ocorre até que o erro se anule. Uma vez que o deslocamento real  $x(t)$  excede a referência, o controlador promove a redução da resistência elétrica associada ao gerador de modo a aumentar a corrente elétrica circulante em suas fases, bem como a força induzida  $F_{ger}(t)$ . À saída do controlador, foi adicionado um bloco de saturação a fim de que não fosse possível a obtenção de valores negativos para a resistência  $R_c$ .

A estratégia aplicada, portanto, consiste em um controle em malha fechada. Este controle, em função da característica de não atuar diretamente contra a excitação, mas sim alterando a função transferência do sistema, é classificado como semiativo. Apesar de funcional e útil na demonstração de que o sistema enxerga a carga elétrica como um amortecedor variável, esta é uma situação irreal. Em geral não se altera a carga elétrica associada ao gerador. Desta forma, propõe-se uma estratégia de controle mais adequada à realidade, obtida através do uso dos conversores *DC-DC*.

### 3.7.2 Conversores DC – DC

Nesta estratégia de controle, fazendo-se referência à Eq.(3.4), ao invés de se alterar a resistência elétrica associada, busca-se alterar o vetor de tensões induzidas. Seu princípio de funcionamento será descrito, e as etapas de conversão de energia envolvidas nesta abordagem podem ser visualizados na Fig. 3.12.

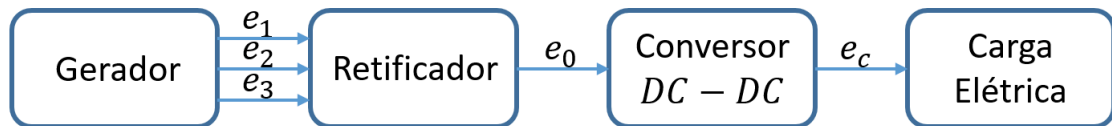


Figura 3.12 – Diagrama das etapas de conversão de energia.

Onde,

$e_1, e_2$  e  $e_3$  são as tensões induzidas trifásicas [V];

$e_0$  é a tensão elétrica retificada [V];

$e_c$  é a tensão elétrica retificada controlada [V].

A potência elétrica extraída pela carga, dada por  $P_c = e_c i_c$ , onde  $i_c$  é a corrente elétrica sobre a carga, somente pode ter origem no trabalho mecânico  $\tau_m$  realizado pelo sistema mecânico sobre o gerador. Com auxílio da Eq.(3.20) é possível descrever o trabalho mecânico da força induzida  $F_{ger}(t)$  como:

$$\tau_m = \int_0^t c_{ger} \dot{x} \dot{x} dt \quad (3.20)$$

Considerando a Lei da Conservação de Energia, tem-se que o trabalho mecânico  $\tau_m = \tau_c$ , o que estabelece uma relação entre  $c_{ger}$  e a potência extraída  $P_c$ .

Esta segunda estratégia de controle é baseada, portanto, em circuitos conversores DC-DC, cujos modelos *buck* e *boost* serão detalhados posteriormente. A forma como são comandados será determinada pela lei de controle.

A presença do circuito de retificação no modelo é imprescindível, visto que a realização do controle tem por base o uso de curvas contínuas de tensão e corrente elétricas. Por se tratar de um retificador de onda completa, deve-se considerar o rebatimento da parcela negativa da

onda alternada, o que faz com que o sinal de tensão retificada  $e_0$  na entrada do conversor *DC-DC* apresente a frequência de 80hz, o dobro da inserida pela fonte geradora.

Elementos capacitores e indutores estarão associados aos circuitos de potência, a fim de que colaborem para a estabilização das curvas de tensão e corrente. Estes componentes são responsáveis por reduzir, respectivamente, os chamados *ripple* de tensão e *ripple* de corrente, isto é, a máxima variação vertical da tensão e corrente elétricas. Quanto maior o valor de capacitância, dado em *Farad*, ou de indutância, dado em *Henry*, menores são os *ripples* observados, porém maior é a potência reativa do sistema, a qual deve ser evitada por não ser parcela útil da potência. Os capacitores e indutores que realizam este papel de estabilização são componentes de filtragem do circuito, não sendo encarados como carga.

Para realizar a operação de retificação, foi construído o modelo visualizado na Fig. 3.13, em ambiente numérico de simulação.

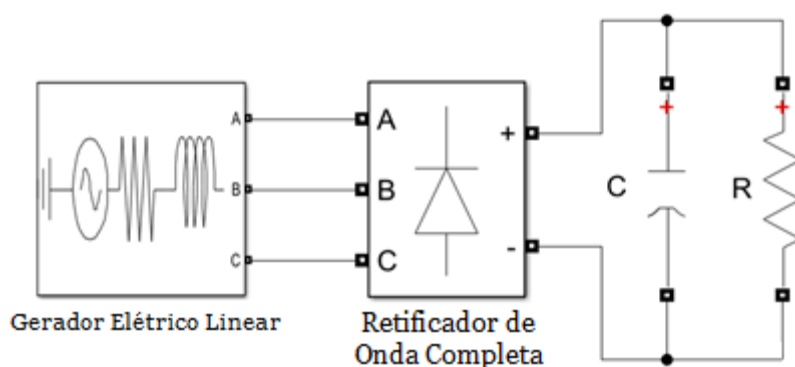


Figura 3.13 – Retificador de Onda Completa.

Deve-se lembrar que o valor da tensão elétrica retificada é aproximadamente a tensão de pico alternada ou tensão eficaz (RMS) multiplicada por  $\sqrt{2}$ .

### 3.7.2.1 Circuito conversor buck

No modelo *buck*, ou abaixador de tensão, a partir do controle do ciclo de trabalho ou *duty cycle* aplicado ao semicondutor *MOSFET* a ele associado, reduz-se a tensão de entrada para valores menores de saída até um valor mínimo de saturação. Em sistemas ideais, este controle da tensão de saída varia entre 100%, correspondente à tensão de entrada, e 0%, correspondente à tensão nula. A Fig. 3.14 mostra o circuito conversor *buck* desenvolvido em ambiente numérico de simulação.

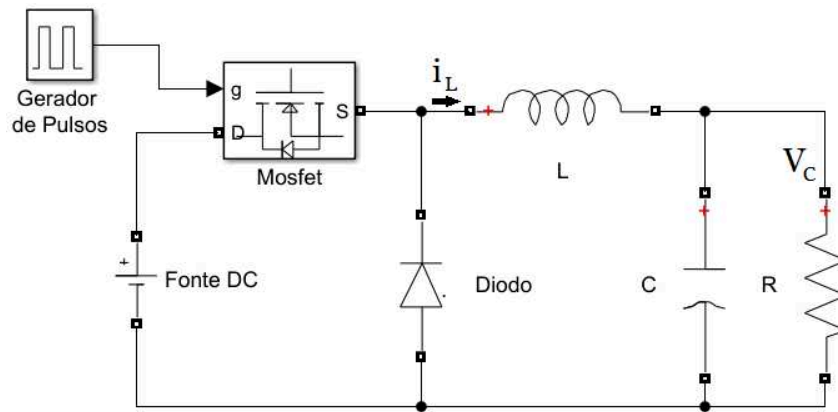


Figura 3.14 – Conversor *DC-DC* modelo *buck*.

O conversor possui dois possíveis estados de operação, com seus circuitos equivalentes ilustrados pela Fig. 3.15.

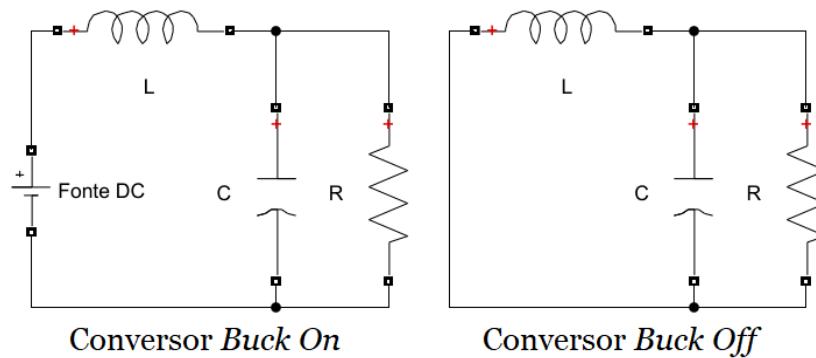


Figura 3.15 – Circuitos equivalentes dos estados *On* e *Off* do conversor *buck*.

Para auxiliar na compreensão sobre o funcionamento do conversor *buck* e como o *duty cycle d* atua sobre a obtenção dos valores de tensão e corrente na saída, a lei de controle é demonstrada abaixo em modelo de espaço de estados, cuja formulação é representada pelo par Eq.(3.21) e Eq.(3.22). Nestas equações, *A*, *B*, *C* e *D* são as matrizes do sistema, *x* é a variável de estado, *x'* é a derivada da variável de estado, *u* é a entrada e *y* é a saída.

$$x' = Ax + Bu \tag{3.21}$$

$$y = Cx + Du \tag{3.22}$$

Para este desenvolvimento, a Fig. 3.14 será utilizada como referência. A tensão elétrica  $V_c$  sobre a carga  $R$  e a corrente elétrica  $i_L$  sobre o indutor  $L$  são as variáveis de estado escolhidas. A tensão de entrada da fonte  $DC$ , por sua vez, será identificada como  $u_1$ .

Para o estado de operação *On*,  $V_c$  e  $i_L$  são obtidos a partir da Eq.(3.23) e Eq.(3.24).

$$V_c = u_1 - L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.23)$$

$$i_L = C \cdot \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \quad (3.24)$$

Fazendo  $i_L = x_1$  e  $V_c = x_2$ , e rearranjando a Eq.(3.23) e Eq.(3.24), pode-se obter as expressões das derivadas  $x'_1$  e  $x'_2$ , dispostas na Eq.(3.25) e Eq.(3.26).

$$x'_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{1}{L}u_1 \quad (3.25)$$

$$x'_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \quad (3.26)$$

As matrizes  $A$  e  $B$  para o estado *On* do circuito conversor *buck* podem ser, então, identificadas na formulação abaixo.

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.27)$$

Já para o estado *Off* o valor da tensão de entrada  $u_1$  é nulo, e a derivada da corrente sobre o indutor  $x'_1$  passa a ser definida como o disposto na Eq.(3.28). A derivada da tensão sobre a carga  $x'_2$  se mantém como a já mostrada na Eq.(3.26).

$$x'_1 = -\frac{1}{L}x_2 \quad (3.28)$$

As matrizes  $A$  e  $B$  para o estado *Off* do circuito conversor *buck* podem ser identificadas abaixo.



$$\begin{bmatrix} x_1' \\ x_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.29)$$

Após obtidos os equacionamentos das derivadas das variáveis  $i_L$  e  $V_C$  em modelo de espaço de estados para os modos de funcionamento *On* e *Off*, é necessário que se obtenham as matrizes  $A$  e  $B$  médias entre estes estados. Para tal, leva-se em consideração a variação do *duty cycle*  $d$ , de acordo com o equacionamento abaixo.

$$\bar{A} = A_{(on)}d + A_{(off)}(1 - d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1 - d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\bar{B} = B_{(on)}d + B_{(off)}(1 - d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} (1 - d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} d \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Por fim, para que se obtenham os estados de saída das variáveis  $i_L$  e  $V_C$ , definem-se as matrizes  $C$  e  $D$  como o disposto abaixo.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Portanto, o modelo completo em espaço de estados do circuito conversor *buck* é definido pela Eq.(3.34) e Eq.(3.35).

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.34)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.35)$$

Pode-se rearranjar a Eq.(3.34) a fim de que se obtenha a razão entre a saída de tensão  $V_c$ , representada por  $x_2$ , e a entrada de tensão  $u_1$ , como segue.

$$x'_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{d}{L}u_1$$

$$x'_1 L = -x_2 + du_1 \quad (3.36)$$

Para valores absolutos de tensão, pode-se considerar  $x'_1$  nulo. Obtém-se, portanto, a Eq.(3.37) como sendo a função transferência teórica de tensão do modelo *buck*.

$$x_2 = du_1$$

$$\frac{V_c}{u_1} = d \quad (3.37)$$

Para averiguação, no circuito de conversão *DC-DC* mostrado na Fig. 3.14, a fonte de tensão contínua foi estabelecida em 220V. O circuito foi submetido à ação de chaveamento do *MOSFET*, controlado pelo gerador de pulsos, inserindo sobre ele um sinal interpretado como porcentagem, neste caso, 50%. Através de um algoritmo de dimensionamento de circuitos de domínio da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, os valores do indutor  $L$ , do capacitor  $C$  e da carga elétrica  $R$  foram calculados como,

respectivamente,  $11mH$ ,  $3,64\mu F$  e  $100\Omega$ . Os componentes foram dimensionados tendo em vista um valor de corrente média de saída de  $2A$  e os *ripples* de tensão e corrente limitados em 5%. A tensão observada na carga foi de  $110V$  em regime, valor esperado quando se considera idealidade no chaveamento. A frequência de chaveamento selecionada para se operar o *MOSFET* foi de  $50kHz$ , valor tradicional para esta classe de semicondutores.

### 3.7.2.2 Circuito conversor boost

O modelo *boost*, ou aumentador de tensão, é capaz de, a partir do controle de *duty cycle* aplicado ao semicondutor *MOSFET* a ele associado, elevar a tensão de entrada para valores maiores de saída até um valor máximo de saturação. Em sistemas ideais, este controle da tensão de saída varia entre 0%, correspondente à tensão de entrada, e 100%, correspondente, em teoria, à tensão infinita. A Fig. 3.16 mostra o circuito conversor construído em ambiente numérico de simulação.

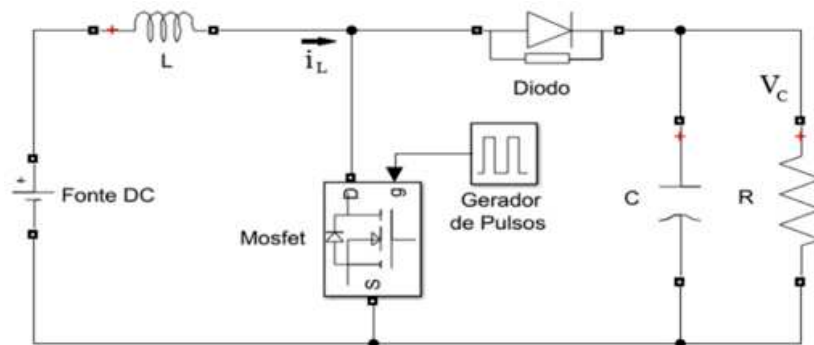


Figura 3.16 – Conversor *DC-DC* modelo *boost*.

O conversor possui dois possíveis estados de operação, com seus circuitos equivalentes ilustrados pela Fig. 3.17.

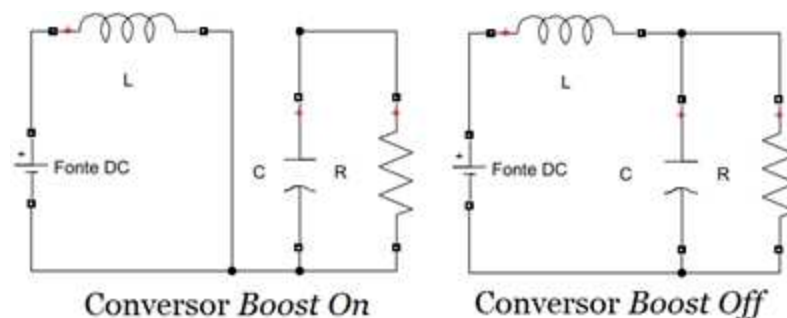


Figura 3.17 – Circuitos equivalentes dos estados *On* e *Off* do conversor *boost*.

A exemplo do conversor *buck*, é demonstrado abaixo o modelo em espaço de estados do conversor *boost*. A Fig. 3.16 será utilizada como referência. A tensão elétrica  $V_c$  sobre a carga  $R$  e a corrente elétrica  $i_L$  sobre o indutor  $L$  foram novamente as variáveis de estado escolhidas, e a tensão de entrada da fonte *DC* será identificada como  $u_1$ .

Para o estado de operação *On*,  $V_c$  e  $i_L$  podem ser obtidos a partir da Eq.(3.38) e Eq.(3.39). Neste caso, não há circulação de corrente sobre o indutor, portanto  $i_L$  é considerado nulo.

$$u_1 = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (3.38)$$

$$0 = C \cdot \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_c}{R} \quad (3.39)$$

Fazendo  $i_L = x_1$  e  $V_c = x_2$ , e rearranjando a Eq.(3.38) e Eq.(3.39), podemos obter as expressões das derivadas  $x'_1$  e  $x'_2$ , dispostas na Eq.(3.40) e Eq.(3.41).

$$x'_1 = \frac{1}{L} u_1 \quad (3.40)$$

$$x'_2 = -\frac{1}{RC} x_2 \quad (3.41)$$

As matrizes  $A$  e  $B$  para o estado *On* do circuito conversor *boost* podem ser, então, identificadas na formulação abaixo.

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.42)$$

Já para o estado *Off*, o circuito é equivalente ao do conversor *buck* em seu estado *On*, e tem sua formulação disposta na Eq.(3.27).

Em seguida, as matrizes  $A$  e  $B$  médias são calculadas, levando-se em consideração a variação do *duty cycle*  $d$ , de acordo com o equacionamento abaixo.

$$\bar{A} = A_{(on)}d + A_{(off)}(1 - d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} (1-d)$$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\bar{B} = B_{(on)}d + B_{(off)}(1-d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} (1-d)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Os estados de saída das variáveis  $i_L$  e  $V_C$  são os mesmos dos obtidos para o conversor *buck*, e estão definidos na Eq.(3.32) e Eq.(3.33).

Portanto, o modelo completo em espaço de estados do circuito conversor *boost* é definido pela Eq.(3.45) e Eq.(3.46).

$$\begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.45)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_1 \quad (3.46)$$

Rearranjando a Eq.(3.45), obtém-se a razão entre a saída de tensão  $V_C$ , representada por  $x_2$ , e a entrada de tensão  $u_1$ , como segue.

$$x'_1 = -\frac{(1-d)}{L} x_2 + \frac{1}{L} u_1$$

$$x_1' L = -(1-d)x_2 + u_1 \quad (3.47)$$

Para valores absolutos de tensão, considera-se  $x_1'$  nulo. Obtém-se, portanto, a Eq.(3.48) como sendo a função transferência teórica de tensão do modelo *boost*.

$$x_2 = \frac{u_1}{(1-d)}$$

$$\frac{V_c}{u_1} = \frac{1}{(1-d)} \quad (3.48)$$

Para averiguação, no circuito de conversão *DC-DC* mostrado na Fig. 3.16, a fonte de tensão contínua foi estabelecida em 220V. O circuito foi submetido à ação de chaveamento do *MOSFET*, numa largura de pulso de 50%. A exemplo do realizado para o modelo *buck*, fazendo uso do algoritmo de dimensionamento de circuitos elétricos, os valores do indutor  $L$ , do capacitor  $C$  e da carga elétrica  $R$  foram calculados como, respectivamente, 1,1mH, 9,09μF e 100Ω. Os componentes foram dimensionados tendo em vista um valor de corrente média de saída de 2A e os *ripples* de tensão e corrente limitados em 0,5%. A tensão observada na carga foi de 440V em regime, valor esperado quando se desconsidera a queda de potencial sobre o diodo e a não idealidade do chaveamento.

### 3.7.3 Controle de chaveamento

#### 3.7.3.1 Controle MPPT – Maximum Power Point Tracking

A estratégia de controle *MPPT* é uma técnica muito utilizada para extrair, com o mínimo de perdas, energia de fontes fotovoltaicas e eólicas para, por exemplo, carregamento de baterias. O objetivo do controlador é rastrear, nas curvas de tensão e corrente da fonte, o ponto onde a máxima potência é atingida. Dessa forma, o controlador ajusta a tensão elétrica percebida pela carga a fim de otimizar seu carregamento. Isso resulta no máximo aproveitamento da transferência de energia da fonte para a carga. Tal operação de manipulação da tensão normalmente é feita através de modulação por largura de pulso (*PWM*). Abaixo será explorada matematicamente a influência do controle *MPPT* no deslocamento do linor.

Quando um sistema de 1GDL, como o ilustrado na Fig. 3.7, é excitado harmonicamente, tem-se:

$$F_m = F_0 \text{sen}(\omega t) \quad (3.49)$$

$$x = x_0 \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (3.50)$$

A velocidade é, portanto, dada por:

$$\dot{x} = x_0 \omega \text{cos}(\omega t - \phi) \quad (3.51)$$

O trabalho realizado pela força  $F_m$  é disposto como segue:

$$\tau_m = \int F_m dx = \int F_m \frac{dx}{dt} dt \quad (3.52)$$

Aplicando-se um período de integração de  $T = 2\pi/\omega$ , tem-se:

$$\tau_m = \int_0^{2\pi} F_m \dot{x} dt = \int_0^{2\pi} F_0 x_0 \omega \text{sen}(\omega t) \text{cos}(\omega t - \phi) dt \quad (3.53)$$

Visto que o modelo atua na ressonância, tem-se que  $\omega = \omega_n$  e  $\phi = \pi/2$ . Portanto:

$$\tau_m = F_0 x_0 \omega_n \left( \frac{\pi}{\omega_n} \right) \text{sen}(\phi) = \pi F_0 x_0 \quad (3.54)$$

A solução completa da Equação diferencial é representada pela Eq.(3.53).

$$x(t) = \left( \frac{F_0}{k} \right) \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \text{sen}(\omega t - \phi) \quad (3.55)$$

Sobre ela, aplica-se  $\omega = \omega_n$  e  $\phi = \pi/2$ .

$$x(t) = \left( \frac{F_0}{k} \right) \frac{1}{2\xi} \text{sen}(\omega_n t - \phi) \quad (3.56)$$

No instante  $t = 0$ ,  $x_0 = (F_0/2k\xi)$ . Substituindo na Eq.(3.54), tem-se:

$$\tau_m = \frac{\pi F_0^2}{2k\xi} \quad (3.57)$$

Na Eq.(3.57), constata-se que para  $\xi = 0$ ,  $\tau \rightarrow \infty$ . Isto ocorre pois  $x_0 \rightarrow \infty$ . No entanto,  $x_0$  é limitado a um passo magnético, valor limite dado por  $x_{REF}$ . Desta forma, define-se  $\xi$  como segue:

$$\xi = \frac{F_0}{2kx_{REF}} \quad (3.58)$$

Visto que  $\xi = c/2\sqrt{m_t k}$ , tem-se:

$$c_{ideal} = \frac{2F_0\sqrt{m_t k}}{2kx_{REF}} = \frac{F_0}{x_{REF}} \sqrt{\frac{m_t}{k}} \quad (3.59)$$

A Fig. 3.18 ilustra a relação entre o trabalho da força  $F_m$  e o deslocamento  $x_0$ .

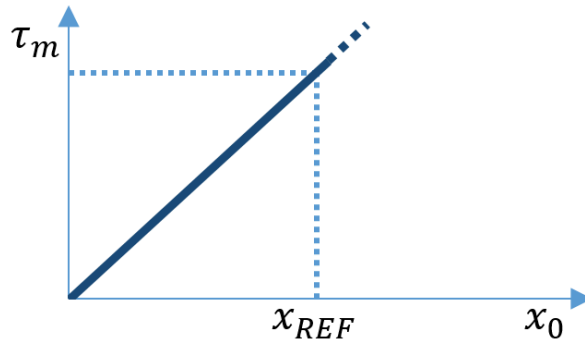


Figura 3.18 – Comportamento do trabalho  $\tau_m$  em função do deslocamento  $x_0$ .

De maneira análoga, temos que a energia dissipada pelo amortecedor é dada por:

$$\tau_{AMORT} = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} c \dot{x}^2 dt = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} c x_0^2 \omega^2 \cos^2(\omega t - \phi) dt \quad (3.60)$$



Resolvendo e aplicando  $\omega = \omega_n$ , obtém-se a Eq.(3.61). A Fig. 3.19 compara os trabalhos  $\tau_m$  e  $\tau_{AMORT}$ .

$$\tau_{AMORT} = c x_0^2 \omega_n^2 \frac{\pi}{\omega_n} = \pi c x_0^2 \omega_n \quad (3.61)$$

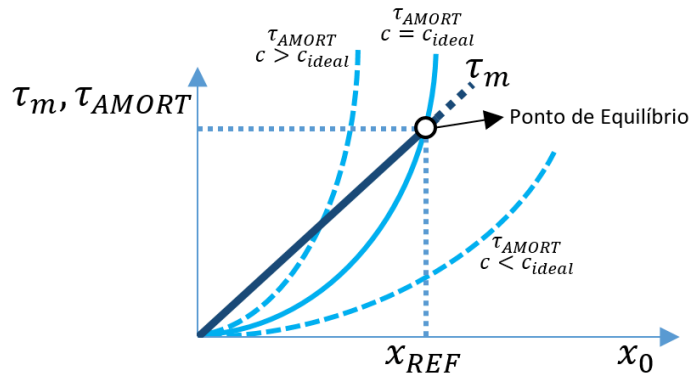


Figura 3.19 – Influência do amortecimento nas curvas de trabalho.

Conclui-se da Fig. 3.19 que um aumento no amortecimento equivalente até valores superiores à  $c_{ideal}$  reduz o valor do deslocamento  $x_0$  de equilíbrio. Por outro lado, a redução no amortecimento até valores inferior à  $c_{ideal}$  aumenta o valor do deslocamento  $x_0$  de equilíbrio, até seu já mencionado limite  $x_{REF}$  estabelecido em 1 passo magnético.

O controle *MPPT* deve, portanto, se ajustar a fim de que a carga elétrica gere um valor de amortecimento  $c$  que se iguale a  $c_{ideal}$  e conduza o deslocamento  $x_0$  ao valor de referência.

### 3.7.3.2 Algoritmo *Perturb and Observe* – *P&O*

O algoritmo *Perturb and Observe* realiza um procedimento no qual uma variável é alterada (perturbada) e o efeito da mudança numa variável complementar é monitorado (observado). Utilizando como exemplo um sistema de controle de energia fotovoltaica, temos como curva *PV* típica a ilustrada pela Fig. 3.20. A fim de que se obtenha o ponto de maior potência, os valores atuais da potência e tensão elétricas são avaliados e determina-se, inicialmente, se a potência atual é maior que a do passo anterior. Se sim, caso a tensão atual seja maior que a do passo anterior (de  $P_2$  a  $P_3$ ), o *duty cycle* é incrementado. Caso a tensão atual seja menor que a do passo anterior (de  $P_1$  a  $P_5$ ), o *duty cycle* é diminuído.

Por outro lado, caso a potência atual for menor que a do passo anterior, verifica-se a tensão. Se a tensão atual for maior que a do passo anterior (de  $P_5$  a  $P_1$ ), o *duty cycle* é diminuído. Se a tensão atual for menor que a do passo anterior (de  $P_4$  a  $P_3$ ), o *duty cycle* é incrementado. Como mencionado, tais decisões colaboram para o sistema atingir o ponto de máxima potência. Isto otimiza a extração de energia elétrica para a carga. Esta variação de *duty cycle* alcançada pelo uso do algoritmo é aplicada ao controle dos conversores *DC-DC* apresentados, permitindo a extração adequada de energia e trazendo equilíbrio ao deslocamento.

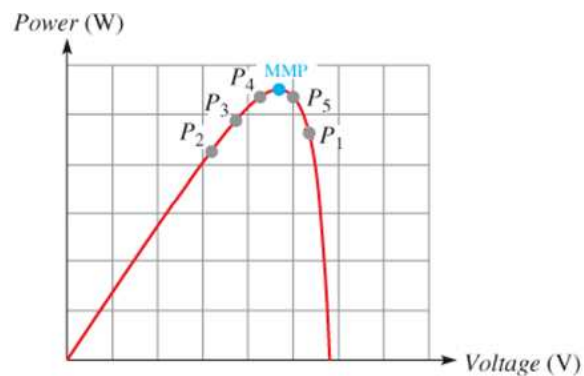


Figura 3.20 – Curva *PV* típica de sistemas fotovoltaicos para obtenção do ponto de máxima potência.

# CAPÍTULO IV

## RESULTADOS

### 4.1 Controle semiativo

O diagrama completo do sistema com atuação do controle semiativo e modelo de espaço de estados para o circuito elétrico de carga pode ser visualizado na Fig. 4.1. Além disso, o diagrama do controlador *PI* é evidenciado pela Fig. 4.2.

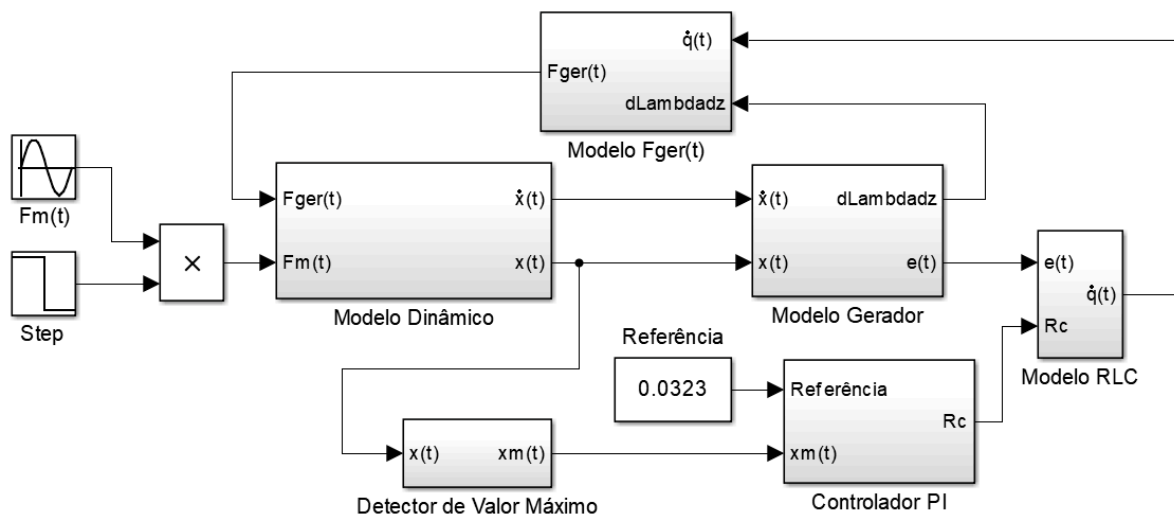


Figura 4.1 – Modelo completo com controle *PI* e circuito elétrico em espaço de estados.

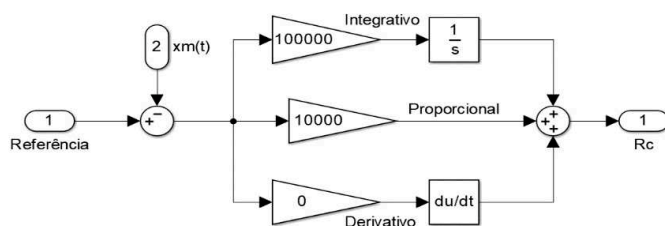


Figura 4.2 – Diagrama do controlador  $PI$  utilizado.

Como pode ser notado na Fig. 4.1, a entrada da força motriz harmônica  $F_m(t)$ , de amplitude definida em  $250N$ , é inserida no Modelo Dinâmico juntamente com uma entrada degrau, responsável por alterar o valor da força durante a simulação a fim de verificar a efetividade do controle na manutenção do deslocamento do linor. As variáveis e características da simulação estão definidas na Tab. 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros para simulação do modelo de controle semiativo

$F_m(N), t = 0s$	$F_m(N), t = 2s$	$m_t(kg)$	$k(kN/m)$	$c(N.s/m)$	$t_{sim}(s)$
250	300	5	315	0	3

Abaixo são apresentados os resultados obtidos para o deslocamento do linor  $x(t)$  (Fig. 4.3), velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  (Fig. 4.4), as curvas de tensão induzida  $e_i(t)$  (Fig. 4.5) e seu comportamento em regime (Fig. 4.6), as curvas de corrente  $i_i(t)$  (Fig. 4.7) e seu comportamento em regime (Fig. 4.8), a força induzida  $F_{ger}(t)$  (Fig. 4.9) e seu comportamento em regime (Fig. 4.10) e a resistência de carga  $R_c$  (Fig. 4.11).

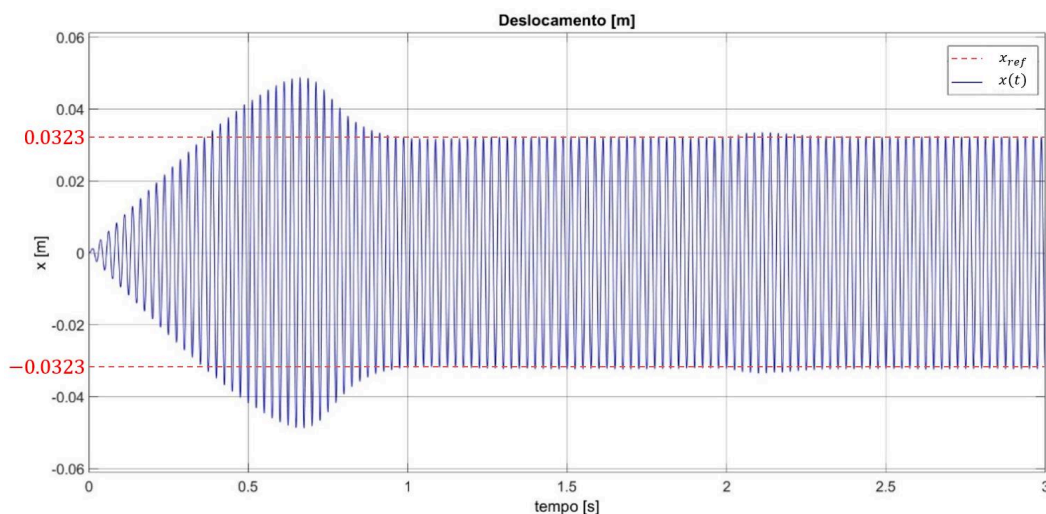


Figura 4.3 – Deslocamento do linor  $x(t)$  no sistema controlado.

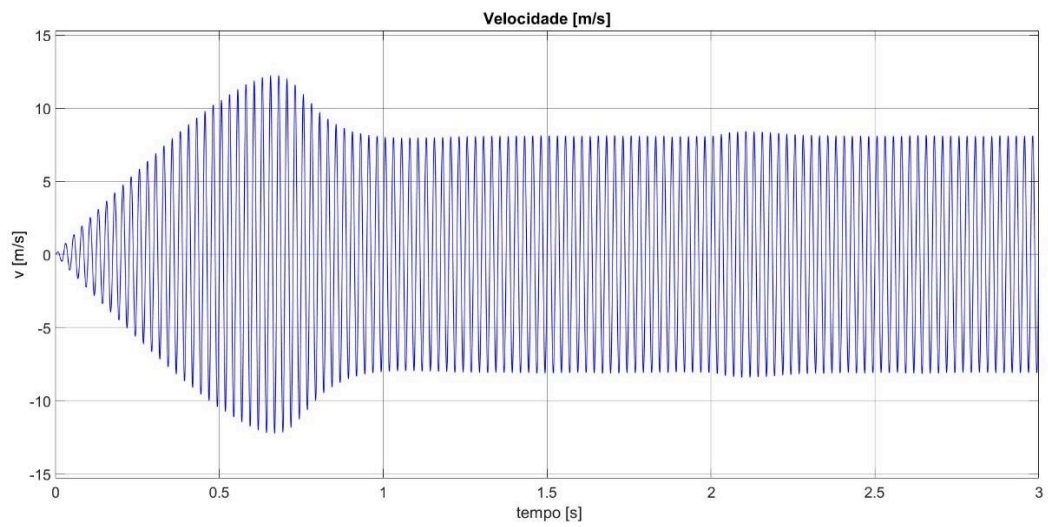


Figura 4.4 – Velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  no sistema controlado.

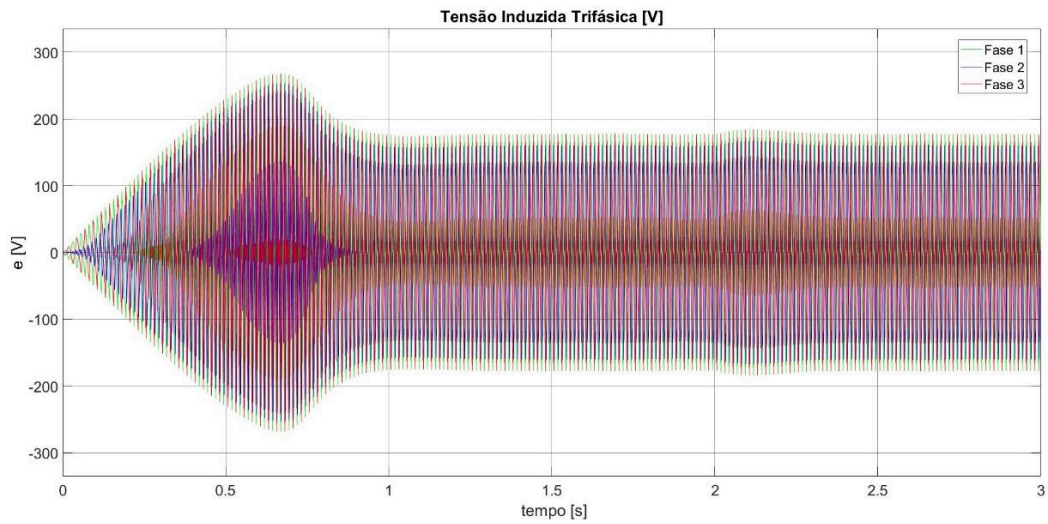


Figura 4.5 – Tensão induzida trifásica  $e_i(t)$ .

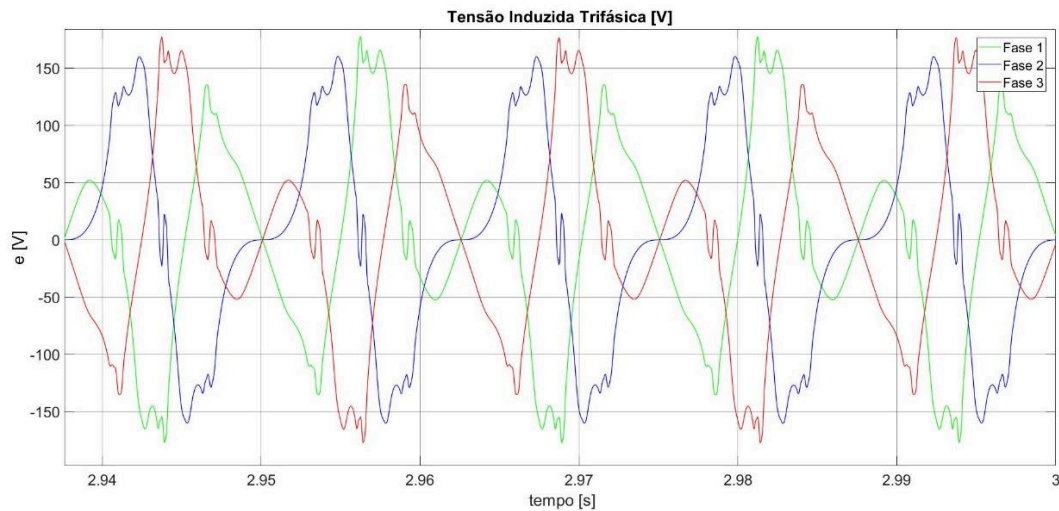


Figura 4.6 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  em regime.

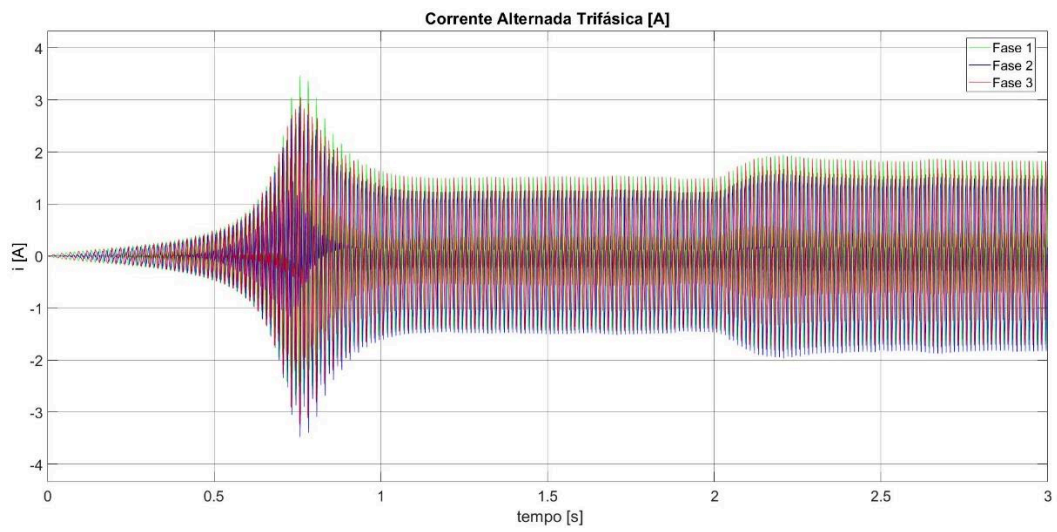


Figura 4.7 – Comportamento da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  mediante variação de  $R_c$ .

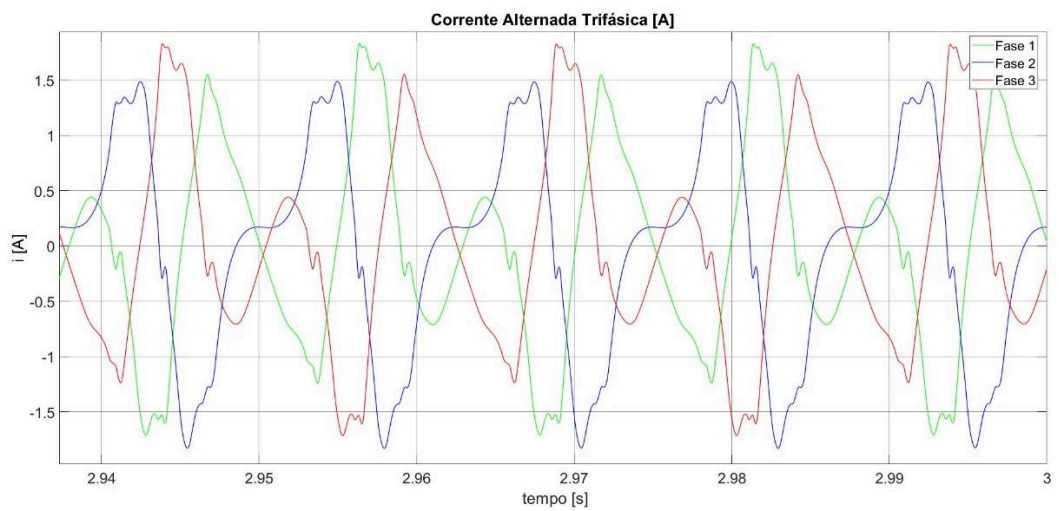


Figura 4.8 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  em regime.

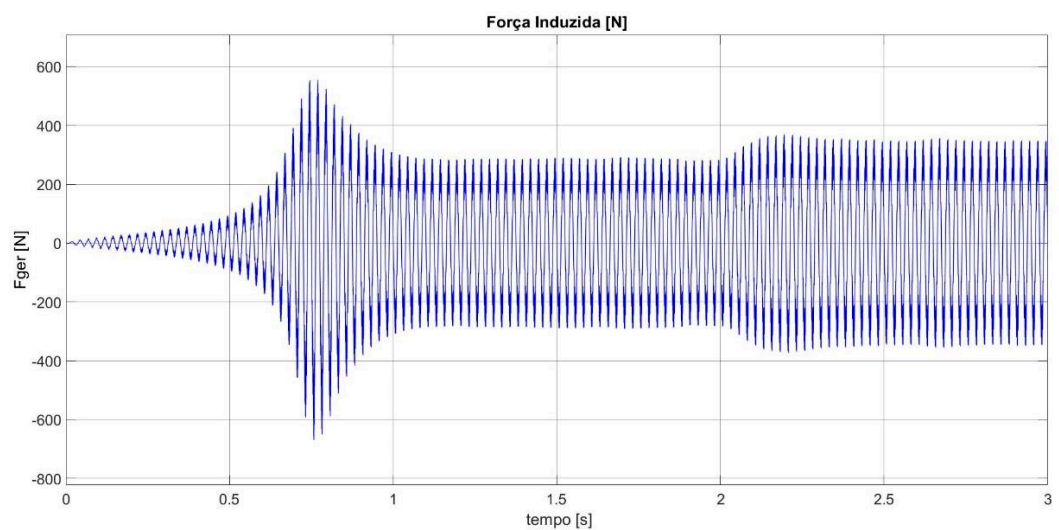


Figura 4.9 – Comportamento da força induzida  $F_{ger}(t)$  mediante variação de  $\dot{q}(t)$ .

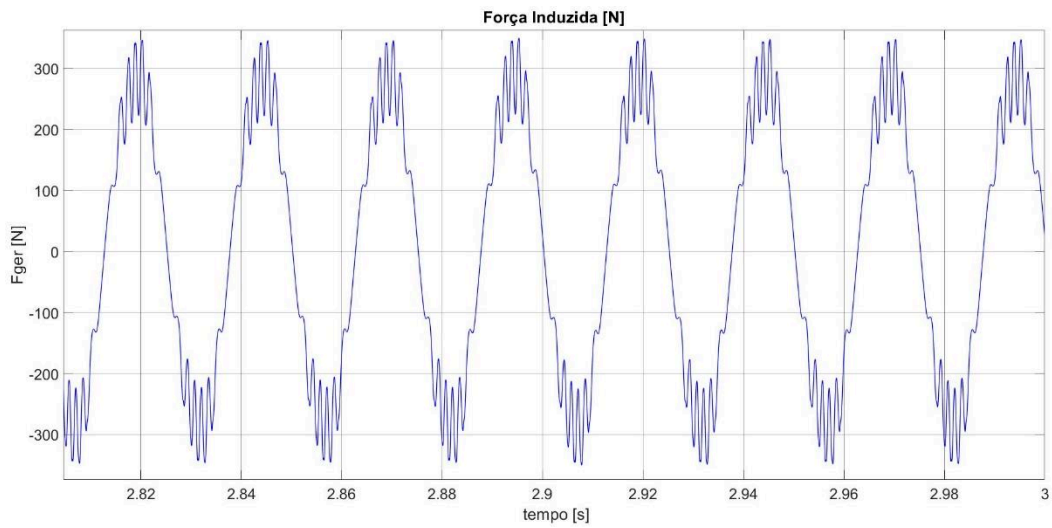


Figura 4.10 – Destaque para da força induzida  $F_{ger}(t)$  em regime.

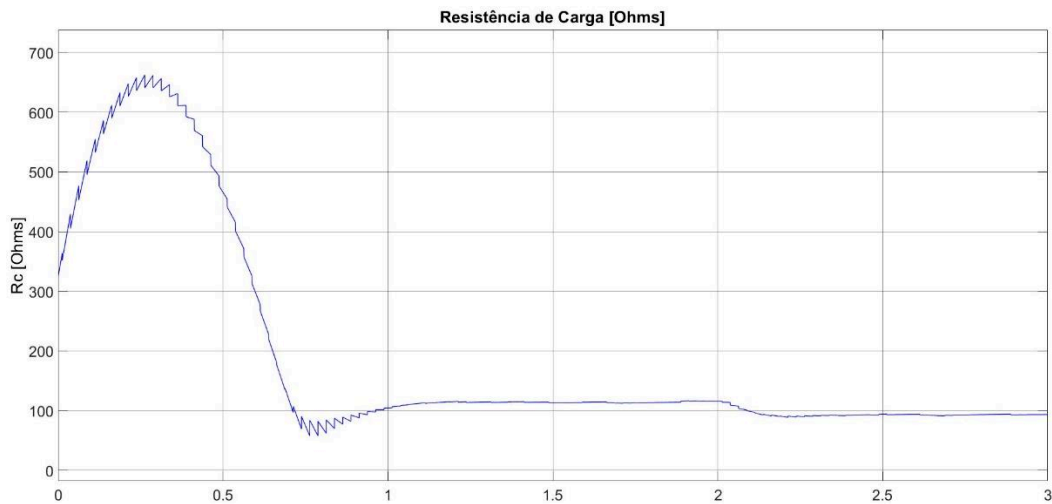


Figura 4.11 – Variação da resistência de carga  $R_c$  ao longo do tempo.

Em relação ao deslocamento  $x(t)$  do linor, observa-se como característica de resposta do sistema a presença de um *overshoot* de 51,11%, decorrência da atuação do controle enquanto o sistema acelera. Isto é, durante o regime transiente o controle entende haver uma sobrecarga sobre o gerador e portanto aumenta a resistência  $R$ , no entanto, o controle não é rápido o suficiente para reduzir a resistência e aumentar a carga sobre o gerador antes da ocorrência do *overshoot*. Imediatamente após a superação do deslocamento de referência, o controlador começa a reduzir a resistência de modo a frear o linor. Embora a presença deste *overshoot* seja, predominantemente, característica da dinâmica mecânica do sistema, o uso da parcela derivativa colaboraria para fins de redução do mesmo, porém é descartado em função da já abordada dificuldade de integração numérica do simulador.

Em situação de regime permanente, quando a força motriz de combustão  $F_m(t)$  é incrementada, o sistema se comporta de forma adequada, retornando à posição objetivo de  $3,23\text{mm}$  em cerca de  $0,2\text{s}$  com erro nulo, demonstrando a correta parametrização do controlador. A velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor, cuja integração numérica resulta no deslocamento  $x(t)$ , alcança o valor máximo de  $12,25\text{m/s}$  durante o regime transiente e  $8,1\text{m/s}$  em regime permanente, independentemente do valor de força motriz  $F_m(t)$  aplicada no intervalo estabelecido. A tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  e a corrente alternada trifásica  $i_i(t)$  apresentaram perfis que diferem de um perfil harmônico em função das características construtivas do gerador.

Em relação à variação da resistência de carga  $R_c$ , as curvas demonstram o correto comportamento das variáveis mediante alteração na força motriz de combustão  $F_m(t)$ , força esta cujo aumento impõe um maior deslocamento ao linor. Havendo, portanto, um excesso de energia disponível, o sistema deve promover a circulação de corrente para geração de energia elétrica, o que é alcançado a partir da redução da resistência de carga  $R_c$ . O aumento na amplitude da corrente elétrica imprime também um aumento na força induzida  $F_{ger}(t)$ , que defasada de  $180^\circ$  em relação à força motriz de combustão  $F_m(t)$  permite o reestabelecimento do equilíbrio ao sistema. A força induzida  $F_{ger}(t)$  apresenta 'overshoot' de  $600\text{N}$ , resultado do aumento da velocidade e tensões induzidas trifásicas enquanto o sistema incrementa a resistência de carga  $R_c$  até o valor de equilíbrio. Seu comportamento em detalhe é evidenciado na Fig. 4.10, em regime, num trecho no qual a força motriz  $F_m(t)$  está estabelecida em  $300\text{N}$ .

A estratégia de controle utilizada na obtenção dos resultados evidenciados anteriormente, baseada na variação da resistência de carga  $R_c$  associada ao circuito elétrico do gerador, apresenta simplicidade de implementação teórica, comprova a teoria apresentada e demonstra a viabilidade da realização do controle pela variação da quantidade de energia elétrica gerada. Em contrapartida, como justificado no capítulo anterior, sua implementação prática é inviável.

## 4.2 Conversores DC-DC

### 4.2.1 Validação do algoritmo P&O

A partir do equacionamento dos estados de operação dos conversores desenvolvidos anteriormente e de posse das matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  do sistema, é possível que se insira em



ambiente numérico de simulação um bloco de espaço de estados a fim de que o mesmo faça o papel do circuito conversor *DC-DC*, como ilustrado na Fig. 4.12.

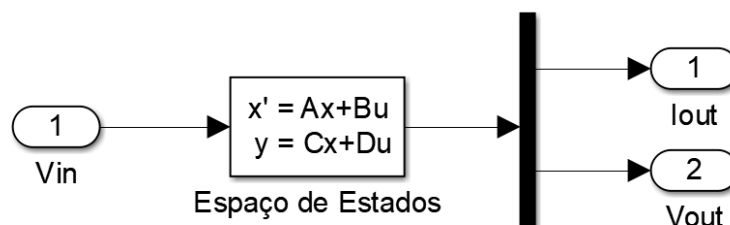


Figura 4.12 – Entradas e saídas do conversor *DC-DC* no modelo espaço de estados.

Esta abordagem de uso do conversor *DC-DC* em bloco de espaço de estados representa um ganho significativo no tempo de simulação do sistema, visto que dessa forma o modelo não compreende a comutação de uma chave física, como ocorre quando se faz uso de um componente semicondutor *MOSFET*. Entretanto, o bloco não conta com uma interface elétrica, necessária para que se conecte, por exemplo, o circuito retificador. Dessa forma, qualquer alteração da carga elétrica aparente, alcançada por intermédio da variação do *duty cycle*  $d$ , não pode ser percebida pelo restante do sistema. Conseqüentemente, não há aumento de circulação de corrente nas bobinas e tampouco alteração na força induzida  $F_{ger}(t)$ , responsável por garantir o equilíbrio ao sistema.

Faz-se necessário, portanto, recorrer à eletrônica de potência, inserindo componentes físicos ao modelo a fim de permitir a realização do controle. Esta inserção acaba por aproximar os resultados da realidade, e a implementação será feita de modo a antecipar o dimensionamento de componentes a serem aplicados num futuro protótipo de gerador acionado por motor a pistão livre.

Antes de se conectar o conversor *DC-DC* à saída do retificador, deve-se validar o comportamento do algoritmo *P&O* mediante efeito da variação da carga elétrica no controle de deslocamento do linor, a exemplo do que foi feito para a estratégia de controle semiativo. Para tal, a resistência de carga  $R_c$  do circuito retificador de onda completa ilustrado na Fig. 3.13 foi substituída por uma resistência variável cujo valor foi alterado de maneira diretamente proporcional à saída do algoritmo *P&O*, de forma a executar um papel similar à variação do *duty cycle* num circuito conversor. O valor nominal da resistência foi estabelecido em  $1,5k\Omega$ . Deve-se atentar, neste exemplo, para a inversão da lógica de operação do algoritmo *P&O*, visto que o aumento no percentual da resistência de carga  $R_c$  dificulta a passagem de corrente elétrica.

Abaixo, o diagrama de blocos do algoritmo *P&O* utilizado para esta abordagem.

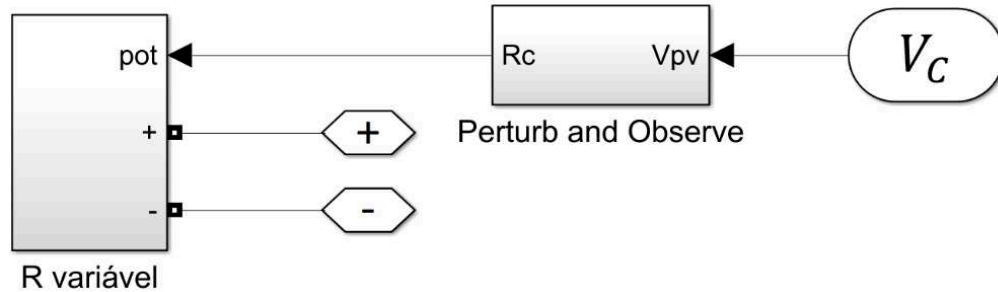


Figura 4.13 – Atuação do algoritmo *P&O* na variação da resistência  $R_c$ .

Sabe-se que o rendimento é máximo para o deslocamento do linor igual à distância de um passo magnético, no valor de  $32,3\text{mm}$ . Como o sistema ilustrado pela Fig. 4.1 já foi simulado e controlado tendo este valor de deslocamento como referência, o valor da tensão retificada  $V_r$  correspondente já é conhecido. Nesta abordagem, de acordo com a descrição de funcionamento do algoritmo *P&O*, a tensão  $V_r$  é, portanto, a variável observada.

Desta forma, enquanto o valor de  $V_r$  ótimo não é atingido, o movimento é favorecido, através do aumento da resistência elétrica via algoritmo *P&O*. Neste caso, a corrente extraída pela carga é reduzida e, por consequência, reduz-se a força de oposição ao movimento  $F_{ger}(t)$ .

Por outro lado, caso o valor de  $V_r$  ótimo for ultrapassado, o movimento é dificultado através da redução da resistência elétrica via algoritmo *P&O*. Neste caso, há um aumento na corrente extraída pela carga e, por consequência, a força de oposição ao movimento  $F_{ger}(t)$  é acentuada. As variáveis e características da simulação estão definidas na Tab. 4.2.

Tabela 4.2 – Parâmetros para simulação do modelo para validação do algoritmo *P&O*.

$F_m(N)$ $t = 0s$	$F_m(N)$ $t = 4s$	$F_m(N)$ $t = 8s$	$m_t$ (kg)	$k$ (kN/m)	$c$ (N.s/m)	$t_{sim}$ (s)	$V_r$ (V)	$R_c$ (k $\Omega$ )	$C$ ( $\mu F$ )
250	200	300	5	315	0	12	300	1,5	100

O diagrama de blocos completo do sistema para validação do algoritmo *P&O* pode ser visualizado na Fig. 4.14.

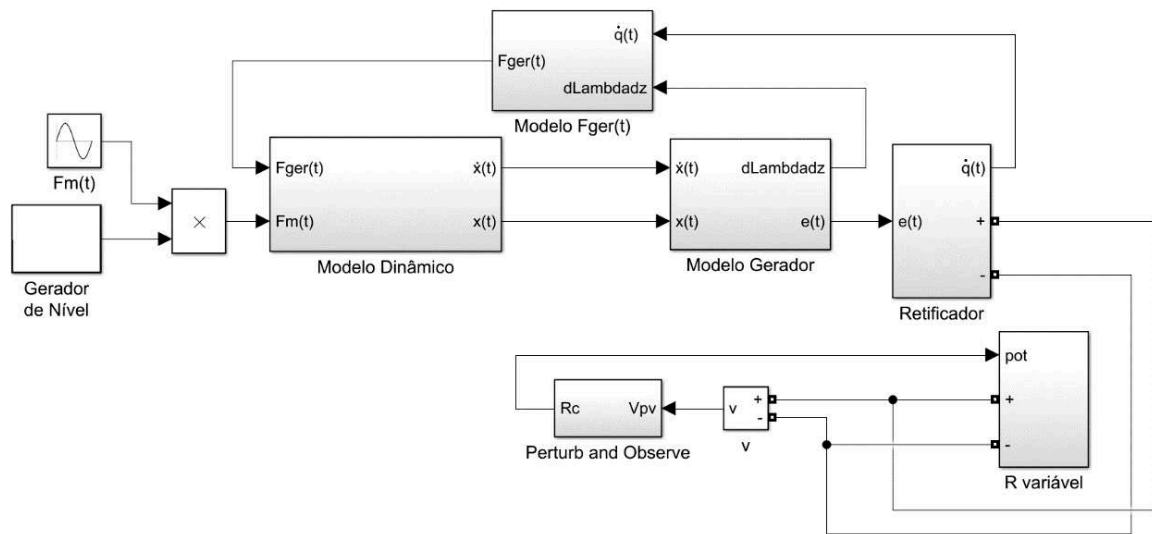


Figura 4.14 – Modelo completo com algoritmo *P&O* e resistência variável.

Os resultados do deslocamento do linor  $x(t)$  (Fig. 4.15), velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  (Fig. 4.16), as curvas de tensão induzida  $e_i(t)$  (Fig. 4.17) e seu comportamento em regime (Fig. 4.18), a força induzida  $F_{ger}(t)$  (Fig. 4.19) e seu comportamento em regime (Fig. 4.20), o percentual da resistência de carga  $R_c$  (Fig. 4.21) e a resistência de carga  $R_c$  (Fig. 4.22) são apresentados abaixo.

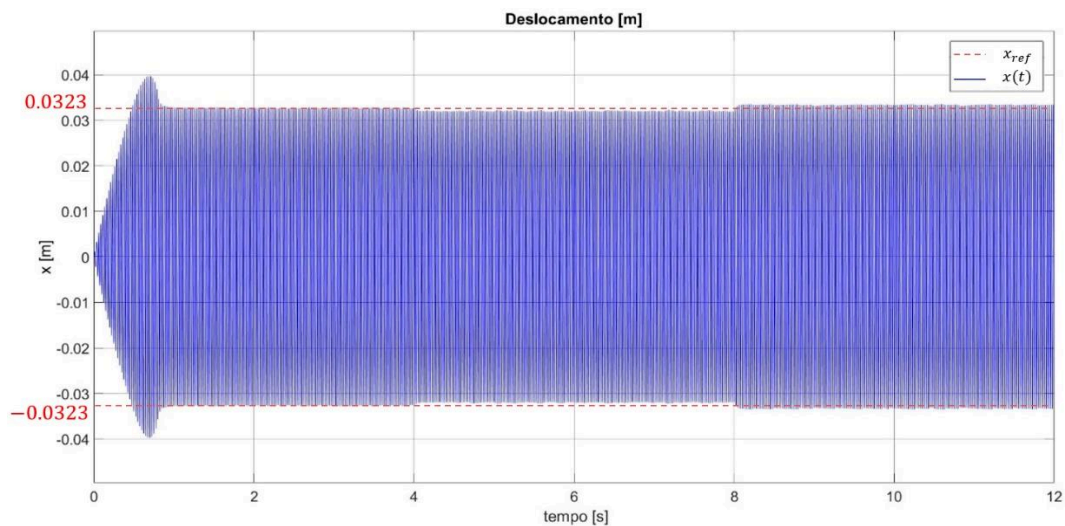


Figura 4.15 – Deslocamento do linor  $x(t)$  no sistema controlado.

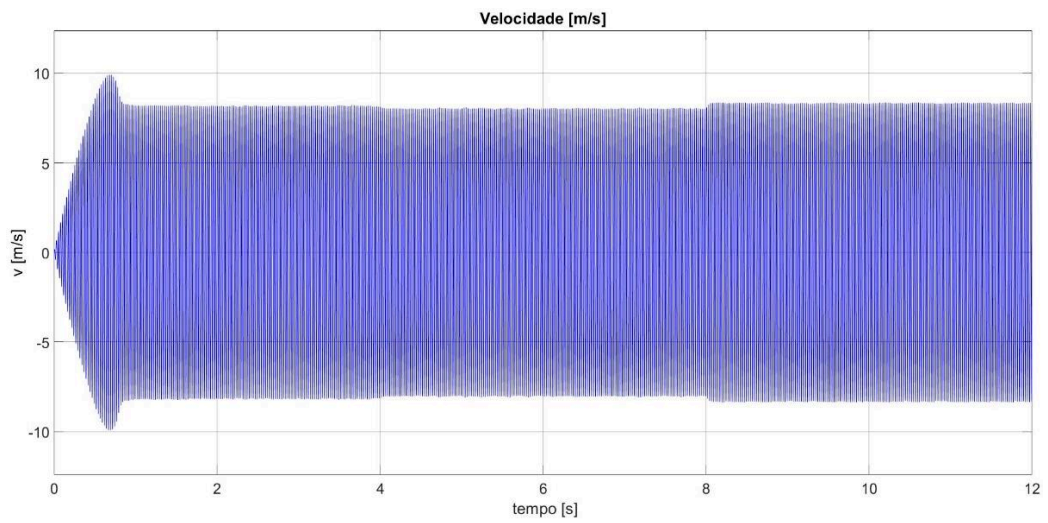


Figura 4.16 – Velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  no sistema controlado.

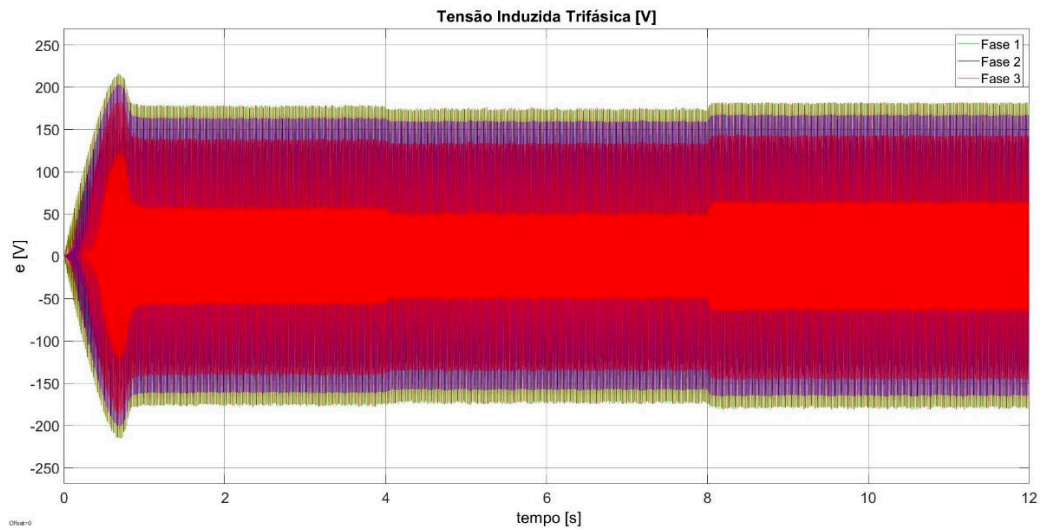


Figura 4.17 – Tensão induzida trifásica  $e_i(t)$ .

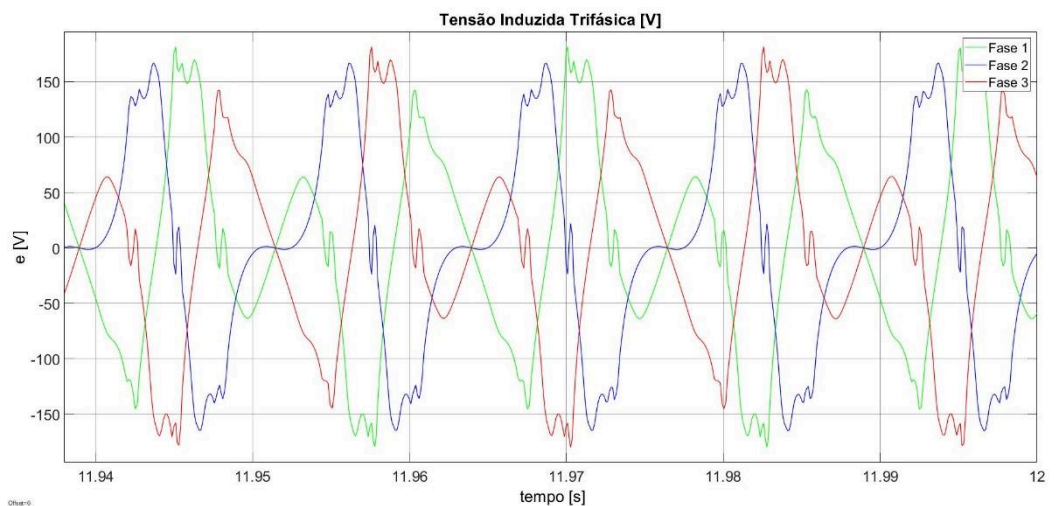


Figura 4.18 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  em regime.

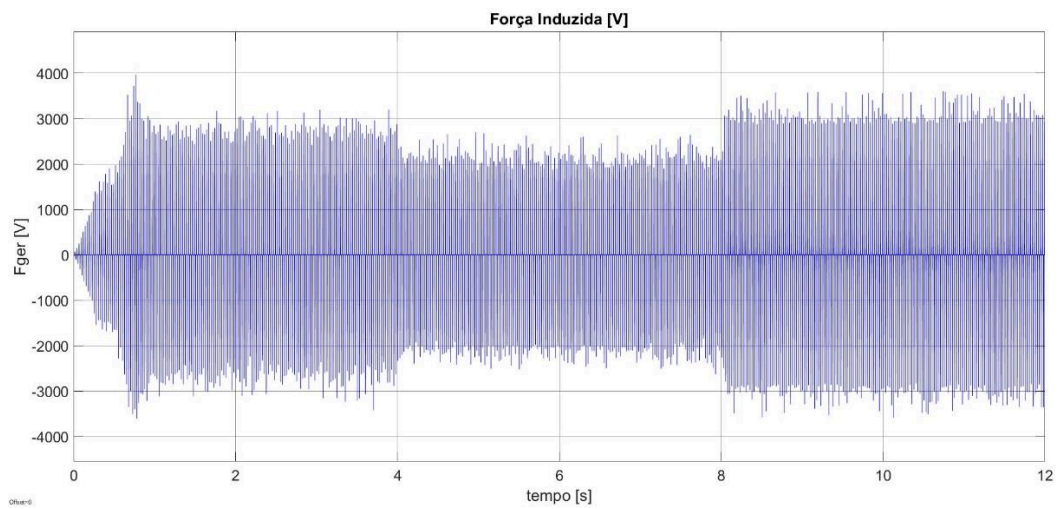


Figura 4.19 – Comportamento da força induzida  $F_{ger}(t)$  mediante variação de  $\dot{q}(t)$ .

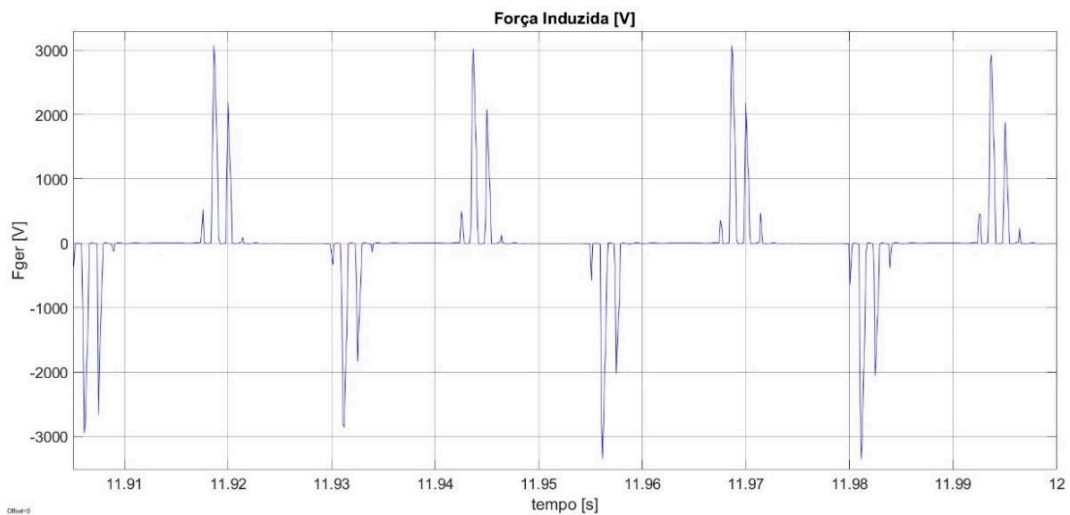


Figura 4.20 – Destaque para da força induzida  $F_{ger}(t)$  em regime.

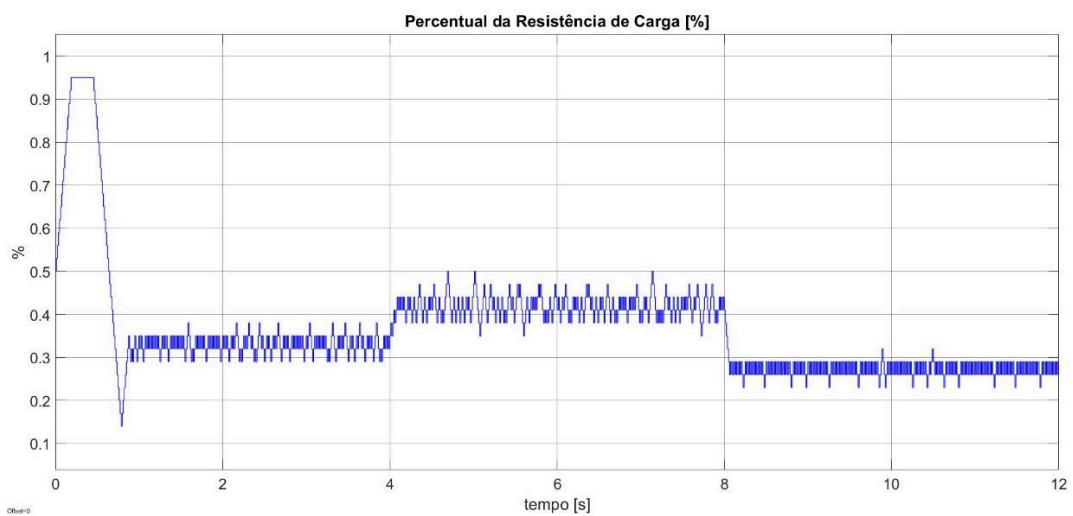


Figura 4.21 – Percentual da resistência de carga  $R_c$  - saída do algoritmo  $P\&O$  - ao longo do tempo.

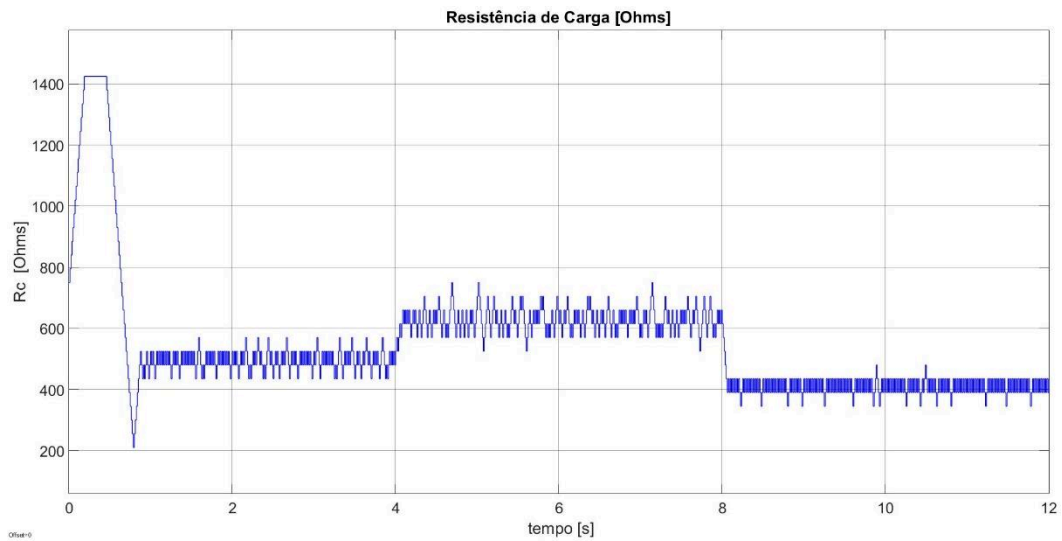


Figura 4.22 – Variação da resistência de carga  $R_c$  ao longo do tempo.

A resistência variável utilizada nesta abordagem tem por objetivo auxiliar na compreensão do comportamento do sistema mediante variação da carga elétrica pelo uso do algoritmo *P&O*. O valor atribuído ao capacitor  $C$ , componente do circuito retificador, foi de  $100\mu F$ .

O deslocamento  $x(t)$  do linor apresenta valor máximo de  $0,0397m$ , cerca de 23% acima do valor objetivo. Tal característica é devida ao tempo necessário para que haja uma redução significativa no percentual da resistência de carga  $R_c$  - saída do algoritmo *P&O* - e, consequentemente na resistência elétrica associada. Reduções mais bruscas foram a causa de instabilidade na resposta.

De acordo com o critério de 2%, a estabilização ocorre em 1s de operação e a variação do deslocamento mediante alteração da força motriz  $F_m(t)$  é de cerca  $0,0015m$ , ou 4,64%. Vale lembrar que as variações na força motriz de combustão  $F_m(t)$  foram de 20% para mais e 20% para menos, e, nessas condições, o sistema ainda opera com segurança, indicativo da capacidade de aplicação em sistemas nos quais a força motriz é significativamente variante ao longo do tempo.

A velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor alcança o valor máximo de  $9,9m/s$  durante o regime transiente e valores entre  $8m/s$  e  $8,32m/s$  em regime permanente, a depender do valor de força motriz  $F_m(t)$  aplicada no intervalo estabelecido.

A tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  e a corrente alternada trifásica  $i_i(t)$  apresentaram os perfis periódicos, porém não harmônicos, em função da já validada modelagem da máquina elétrica, realizada por Rodrigues (2020), que compreende a característica construtiva

desbalanceada do gerador. No escopo deste trabalho, tais formas de onda são indicativos do correto funcionamento da máquina elétrica em associação com o modelo de controle proposto.

As curvas de percentual da resistência de carga  $R_c$  - saída do algoritmo *P&O* - e da resistência de carga  $R_c$  são correspondentes, visto que neste caso o objetivo do algoritmo *P&O* está em observar o valor da tensão retificada  $V_r$  e variar  $R_c$ . É interessante notar que foi imposta uma saturação à saída do algoritmo *P&O*, que permite sua variação entre 5% e 95%, o que evita o aumento da resistência até o limite nominal da resistência de carga e um consequente mau contato sucessivo entre os terminais do componente, capaz de promover surtos de corrente ao sistema. A implementação desta saturação evita também a diminuição da resistência até que se anule, o que geraria um curto-circuito entre os terminais do retificador. Em valores físicos, segundo o modelo, a resistência pode variar entre  $75\Omega$  e  $1,425k\Omega$ .

Uma vez que a tensão elétrica retificada  $V_r$  nominal for atingida, aqui estabelecida em  $300V$  de acordo com as simulações já realizadas pelo modelo ilustrado na Fig. 4.1, a resistência elétrica é reduzida até que a corrente  $i_c(t)$  sobre a carga produza uma força induzida  $F_{ger}$  suficiente para retornar o sistema ao equilíbrio.

Tendo sido percebida a ação da variação da resistência elétrica sobre o deslocamento do linor, a próxima etapa deve consistir em substituir a resistência variável por um circuito de conversão *DC-DC*. É válido ressaltar que esta substituição é mandatória visto que não se objetiva alterar o valor real da resistência elétrica ao longo da operação. Ao invés disso, o papel do conversor *DC-DC* é realizar a alteração aparente desta carga elétrica através da operação de chaveamento.

Inicialmente, o já descrito modelo *buck* será conectado à saída do retificador. Posteriormente, o modelo *boost* será explorado e ambos serão comparados. As simulações e observação de resultados na plataforma numérica de simulação serão possíveis visto que, diferentemente do que ocorre com o bloco de espaço de estados, a interface elétrica necessária à realização do controle *MPPT* está disponível. Como já mencionado, será utilizada uma frequência de chaveamento de  $50kHz$  para o componente *MOSFET* dos conversores. Além disso, ao longo da construção dos modelos foram tomados alguns cuidados adicionais, e feitas considerações que aproximam o sistema de um real funcionamento.

#### 4.2.2 Circuito buck

A Fig. 3.14 será utilizada como referência para o circuito conversor *buck* simulado. Antes que o dimensionamento de componentes seja apresentado, é importante ressaltar que a corrente  $i_L$  sobre o indutor pode operar em modo descontínuo. Esta condição permite simulações com resultados válidos, visto que um circuito *buck* é capaz de operar tanto em modo contínuo quanto em modo descontínuo. Porém, para a aplicação aqui abordada, há a preferência de que a corrente sobre o indutor não atinja um valor nulo, isto é, opere em modo contínuo. Tal preferência se dá pois o comportamento da corrente  $i_L$  influi diretamente na estabilidade da saída de tensão, a qual deve ser a mais estável possível a fim de que o algoritmo *P&O* tenha um funcionamento otimizado.

Para que se alcance um modo de funcionamento contínuo da corrente  $i_L$ , deve-se dimensionar corretamente o componente indutor  $L$ . Devido ao comportamento altamente oscilante das correntes de saída do modelo do gerador, a corrente  $i_L$  apenas atingiu seu modo contínuo de operação sobre o indutor quando este assumiu um valor de  $300mH$ . Deve-se atribuir a este indutor uma parcela resistiva, aqui definida em  $6\Omega$ , conforme modelo comercial fabricado por *Hammond Manufacturing*® e ilustrado pela Fig. 4.23. Além disso, a corrente mínima a ser suportada pelo enrolamento em regime permanente é de  $1A$ .



Figura 4.23 – Modelo de indutor similar ao dimensionado.

A fim de refinar ainda mais o controle proposto, foram incrementados os valores dos filtros capacitivos da saída do retificador e da carga, para respectivamente  $220\mu F$  e  $100\mu F$ . A Fig. 4.24 resume os circuitos de retificação e conversão *DC-DC* aplicados. Pode-se observar que a parcela resistiva do indutor foi considerada no modelo.



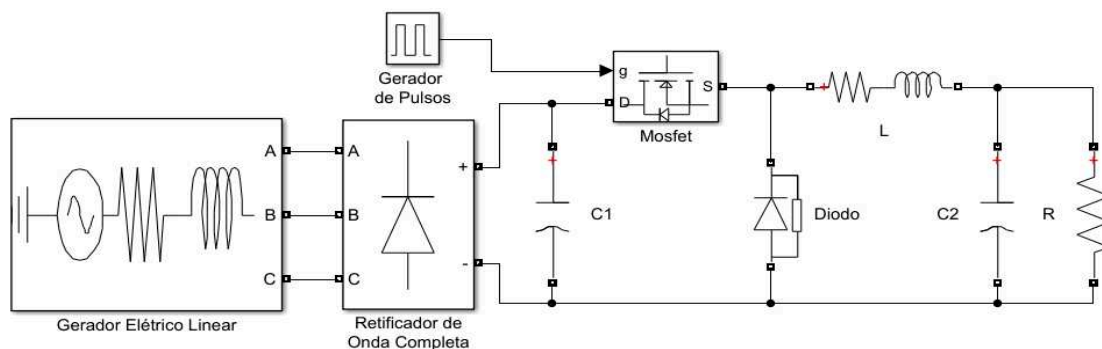


Figura 4.24 – Circuitos Retificador e Conversor *buck*.

Do início da operação até o momento no qual o pistão atinge o deslocamento ótimo de um passo magnético, ou seja,  $32,3\text{mm}$ , o algoritmo se comporta da forma ilustrada pela Fig. 3.20, de modo a facilitar o movimento do pistão. Esta facilitação, num circuito tipo *buck*, é feita abaixando-se o valor do *duty cycle*  $d$ . Uma vez que se tenha atingido o valor objetivo de deslocamento, aumenta-se o *duty cycle* a fim de que mais energia mecânica seja convertida em energia elétrica, estabilizando assim a amplitude de movimento.

Por permitir boa amplitude na variação da corrente elétrica e, conseqüentemente, permitir o controle do sistema com boa margem de segurança, a resistência de carga  $R_c$  foi considerada fixa em  $100\Omega$ . Levando-se em consideração a corrente elétrica nela impressa, esta resistência deve dissipar uma potência mínima de cerca de  $180\text{W}$ . A fabricante *Arcol*® comercializa um componente similar ao dimensionado, ilustrado pela Fig. 4.25.

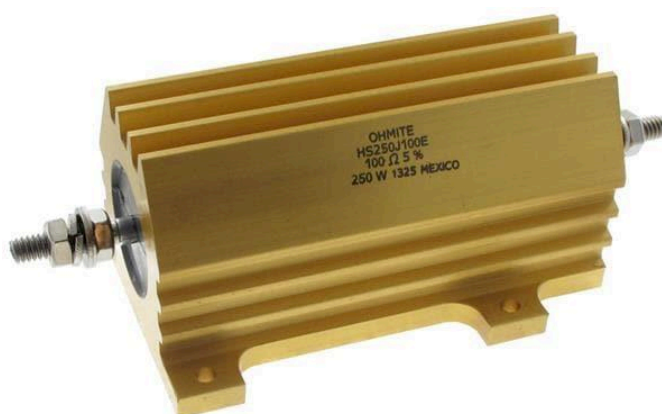


Figura 4.25 – Resistência adequada à operação.

As variáveis e características da simulação estão definidas na Tab. 4.3.

Tabela 4.3 – Parâmetros para simulação do modelo de controle com conversor tipo *buck*.

$F_m(N)$ $t = 0s$	$F_m(N)$ $t = 4s$	$F_m(N)$ $t = 8s$	$m_t$ (kg)	$k$ (kN/m)	$c$ (N.s/m)	$t_{sim}$ (s)	$R_c$ ( $\Omega$ )	$L$ (mH)	$C_1$ ( $\mu F$ )	$C_2$ ( $\mu F$ )
160	140	180	5	315	5	12	100	300	220	100

O diagrama de blocos completo do sistema de controle com algoritmo *P&O* e conversor *DC-DC* tipo *buck* pode ser visualizado na Fig. 4.26.

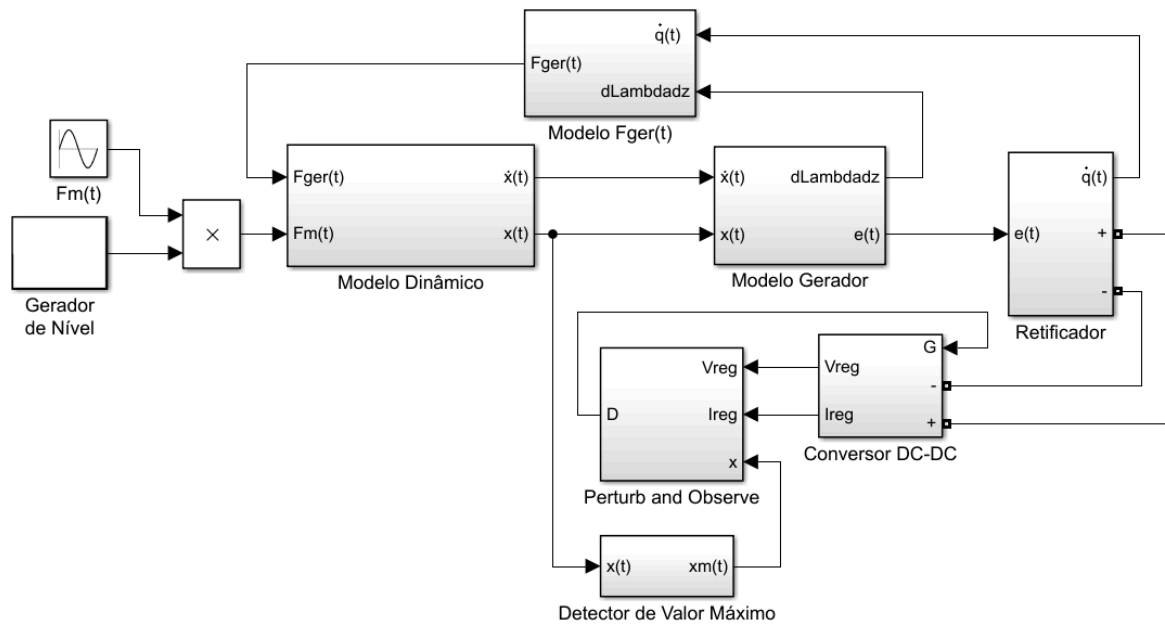


Figura 4.26 – Modelo completo com algoritmo *P&O* e conversor *DC-DC* do tipo *buck*.

Os resultados do deslocamento do linor  $x(t)$  (Fig. 4.27), velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  (Fig. 4.28), as curvas de tensão induzida  $e_i(t)$  (Fig. 4.29) e seu comportamento em regime (Fig. 4.30), as curvas de corrente  $i_i(t)$  (Fig. 4.31) e seu comportamento em regime (Fig. 4.32), a força induzida  $F_{ger}(t)$  (Fig. 4.33) e seu comportamento em regime (Fig. 4.34), a tensão elétrica retificada  $V_r(t)$  (Fig. 4.35), a corrente  $i_L(t)$  sobre o indutor (Fig. 4.36), a tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}(t)$  (Fig. 4.37), a corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga (Fig. 4.38) e a potência elétrica  $P_c$  extraída pela carga (Fig. 4.39) são apresentados abaixo.

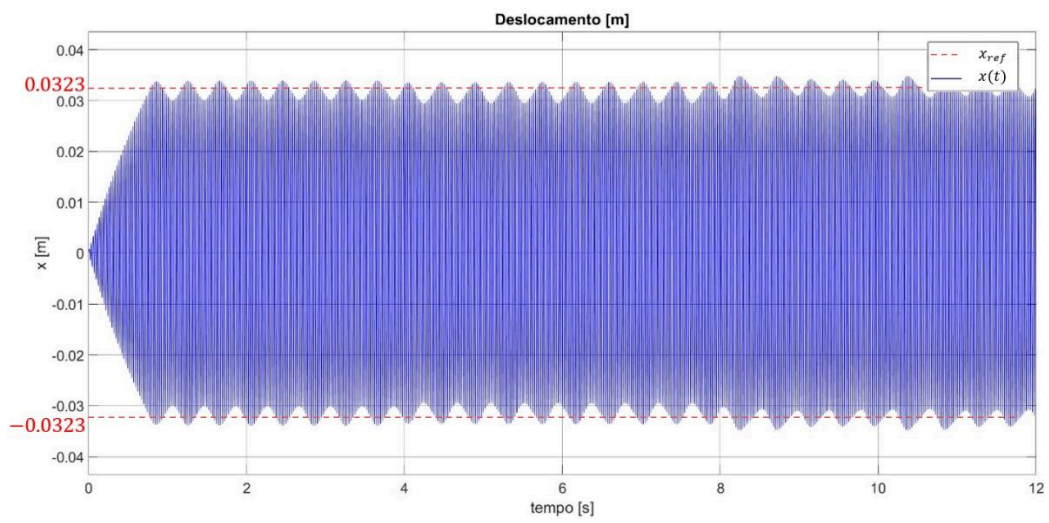


Figura 4.27 – Deslocamento  $x(t)$  do linor no sistema controlado.

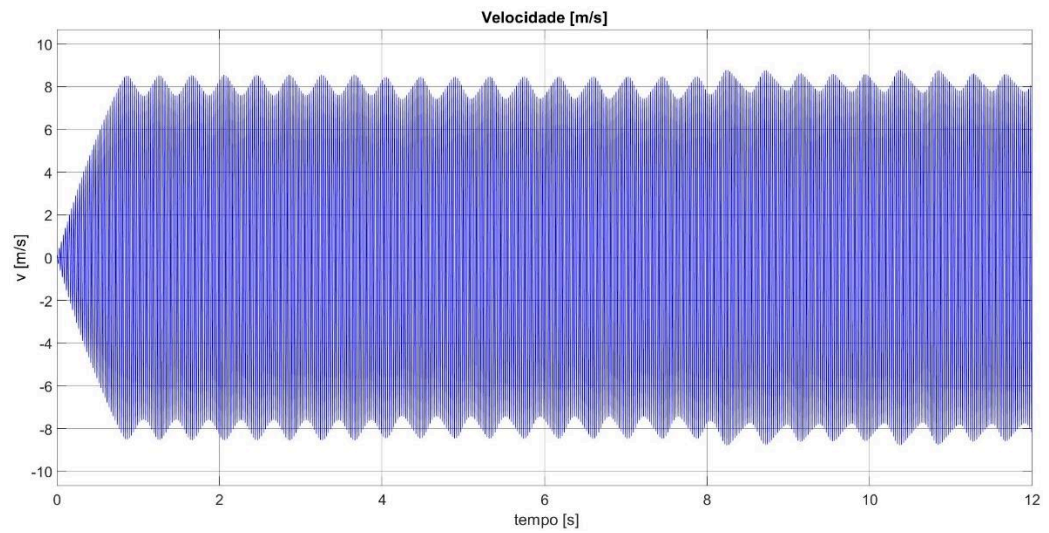


Figura 4.28 – Velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor no sistema controlado.

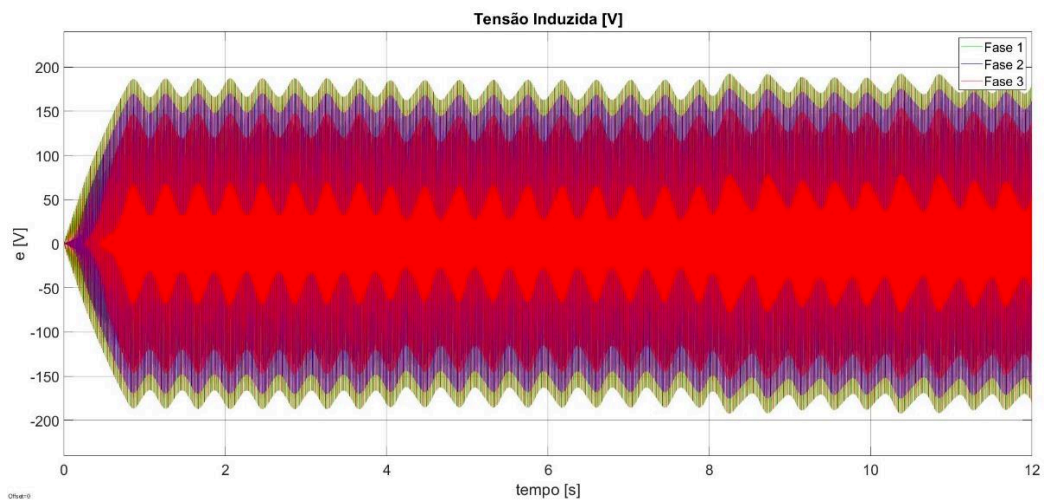


Figura 4.29 – Tensão induzida trifásica  $e_i(t)$ .

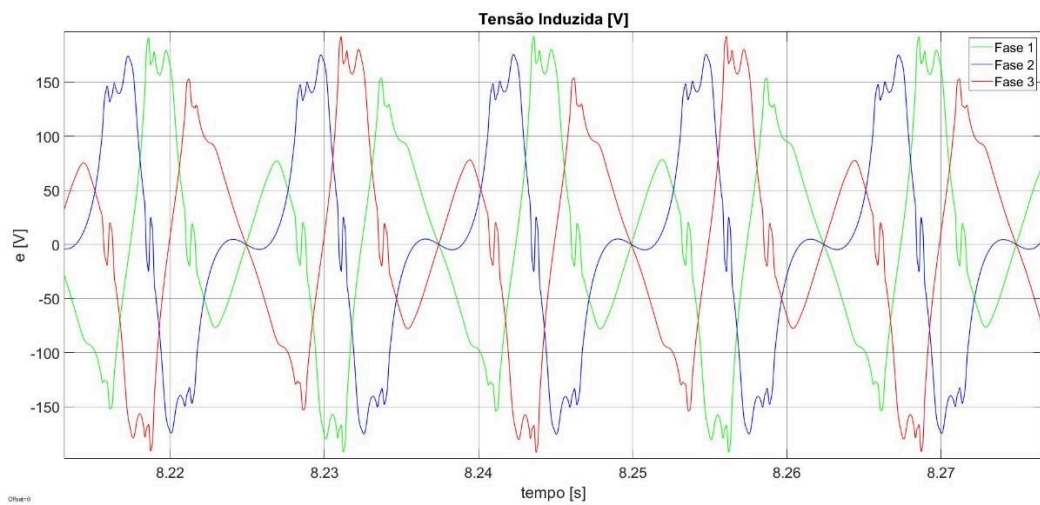


Figura 4.30 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  em regime.

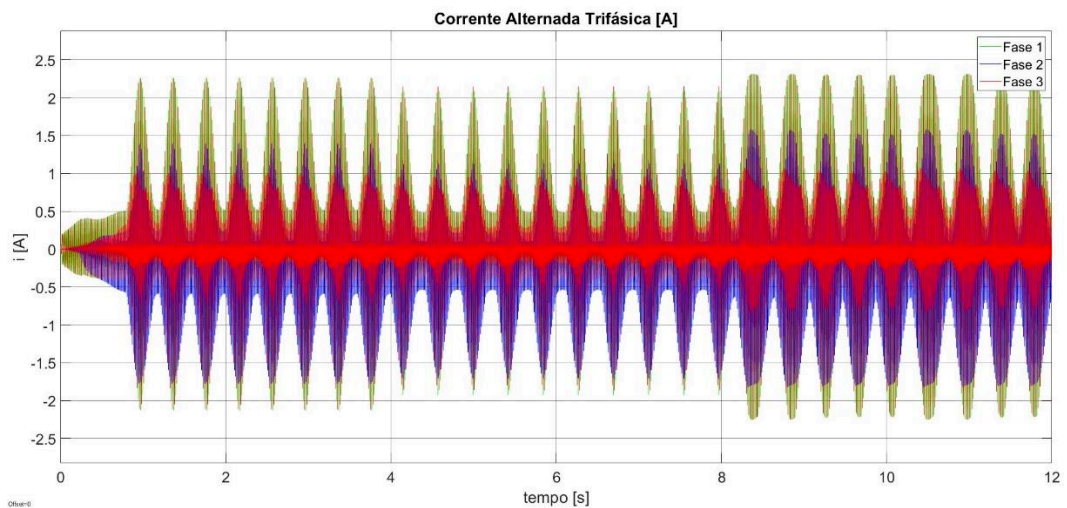


Figura 4.31 – Comportamento da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  mediante ação do chaveamento.

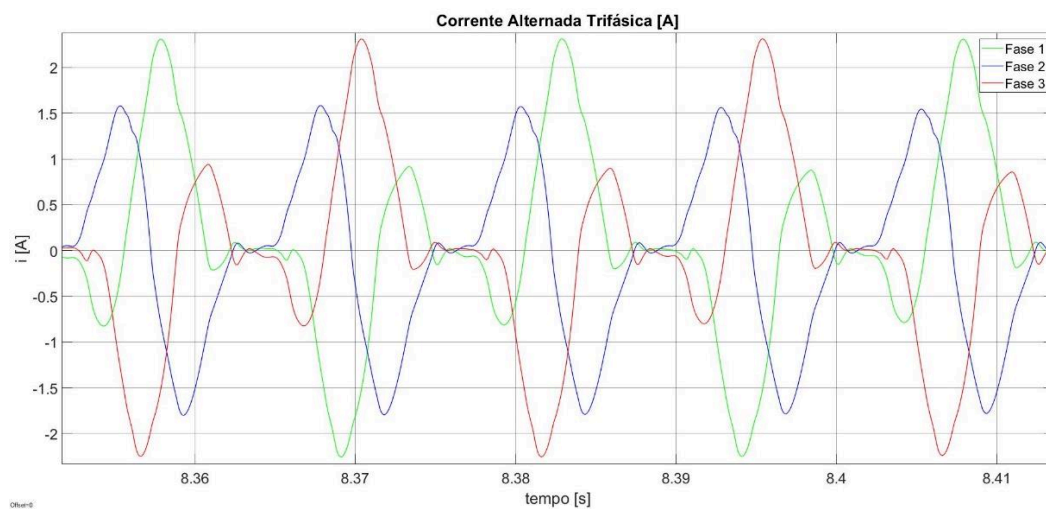


Figura 4.32 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  em regime.

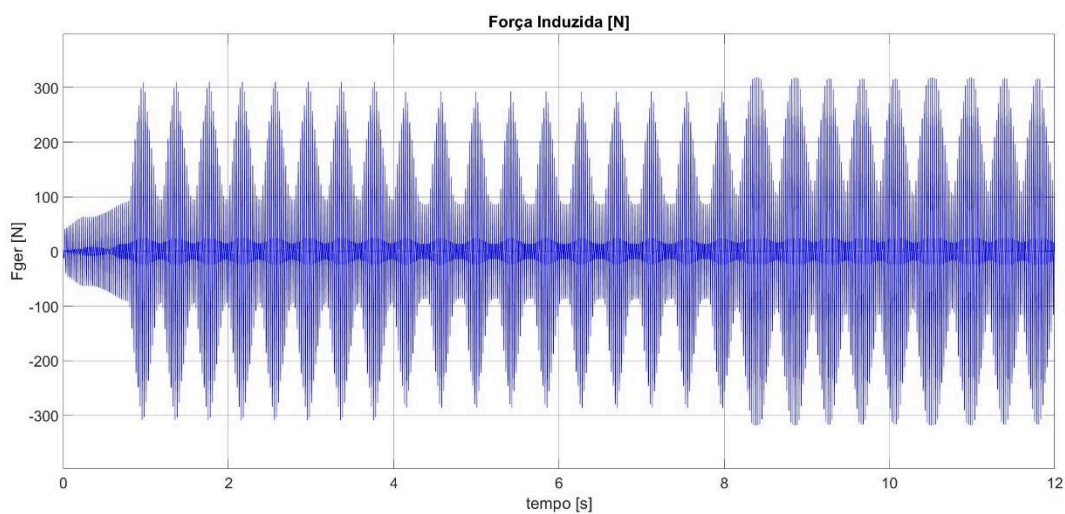


Figura 4.33 – Comportamento da força induzida  $F_{ger}(t)$  mediante variação de  $\dot{q}(t)$ .

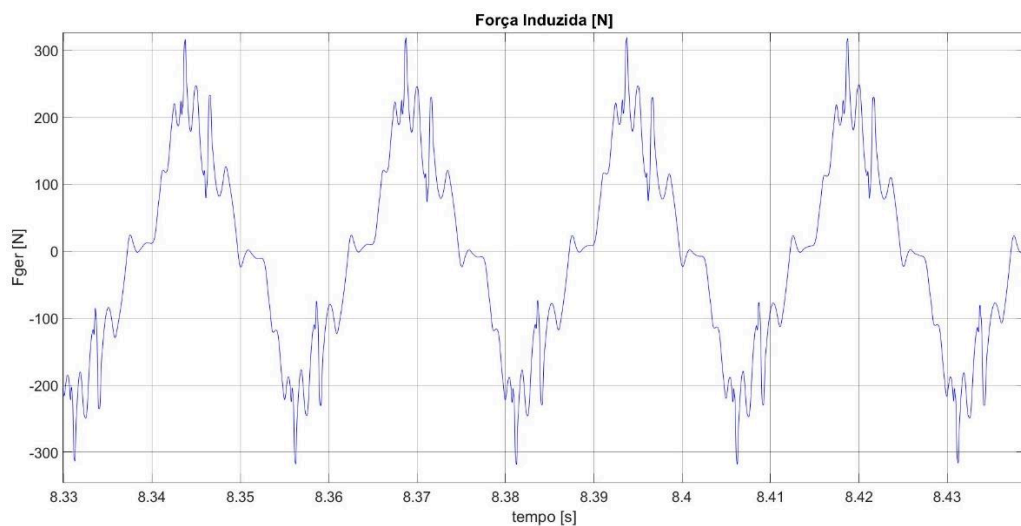


Figura 4.34 – Destaque para da força induzida  $F_{ger}(t)$  em regime.

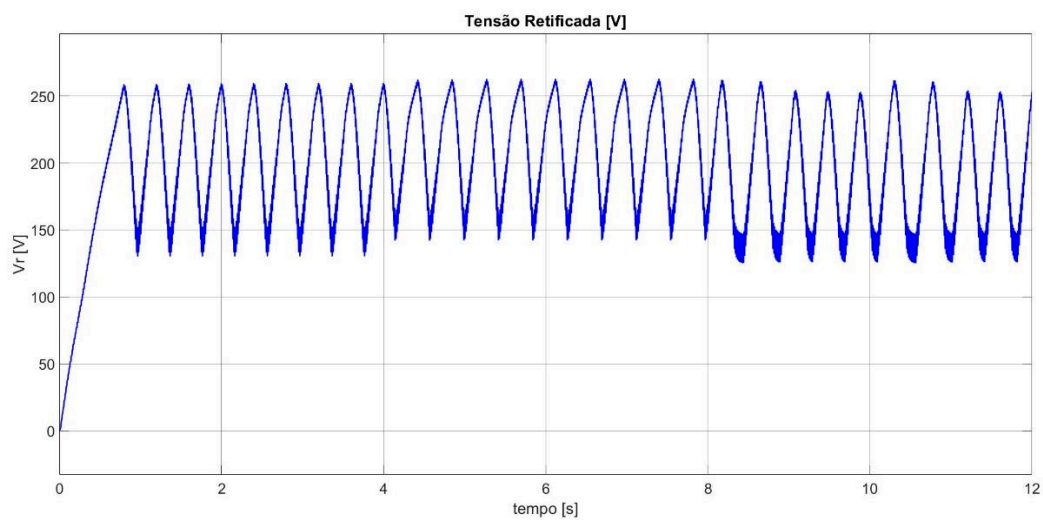


Figura 4.35 – Variação da tensão elétrica retificada  $V_r$  ao longo do tempo.

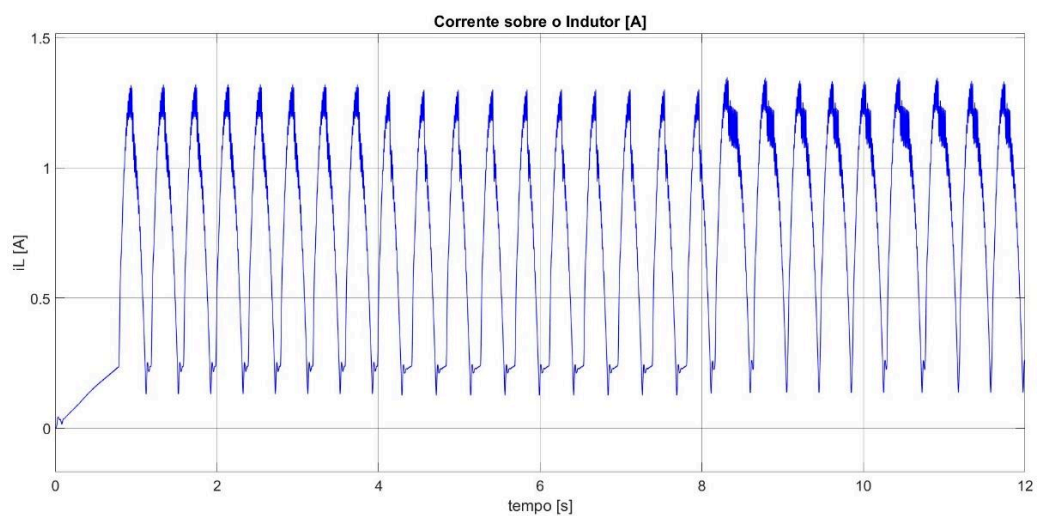


Figura 4.36 - Comportamento contínuo da corrente elétrica  $i_L(t)$  sobre o indutor.

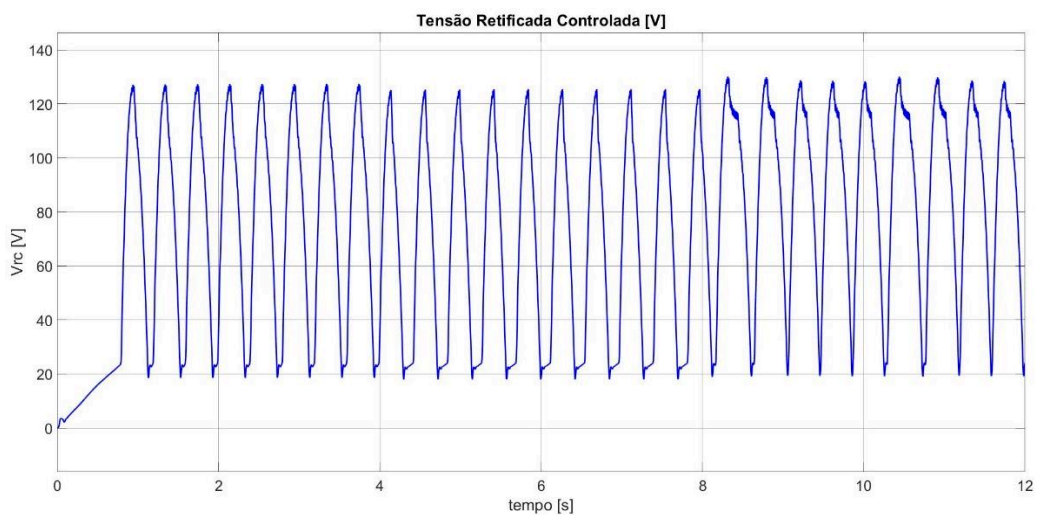


Figura 4.37 – Variação da tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}$  ao longo do tempo.

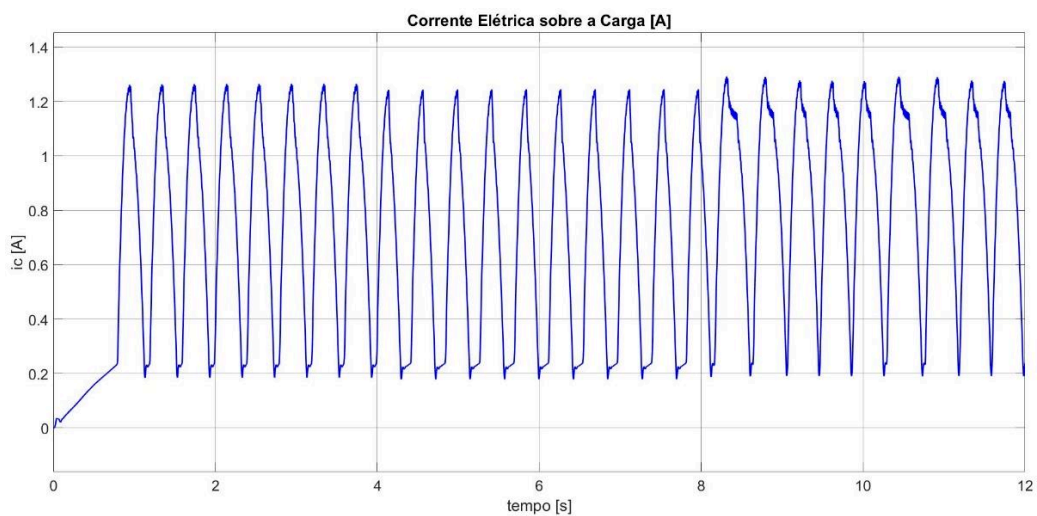


Figura 4.38 – Comportamento da corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga sob ação do semicondutor *MOSFET*.

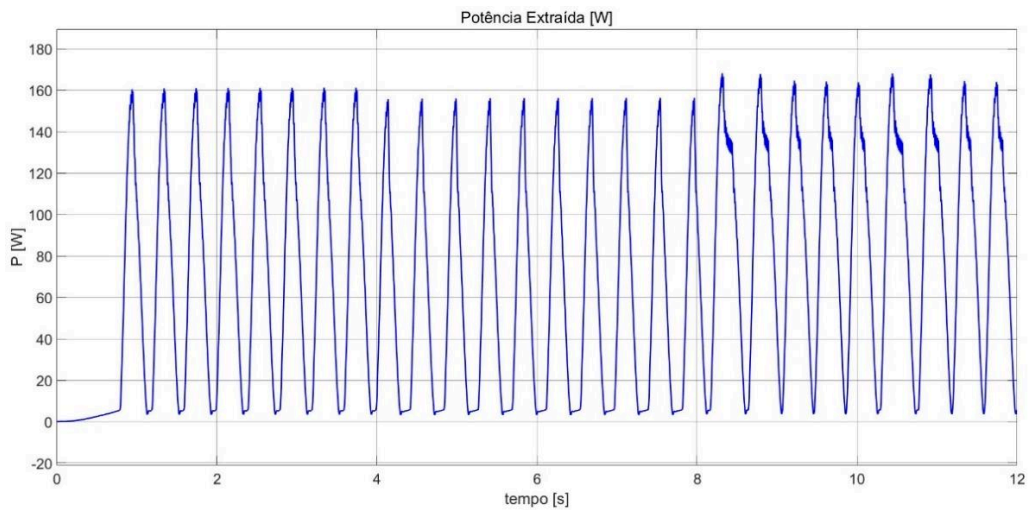


Figura 4.39 – Potência elétrica  $P_c$  extraída ao longo do tempo.

A partir dos resultados obtidos para o modelo de controle com algoritmo  $P&O$  e circuito conversor *buck*, algumas características podem ser observadas.

Em função do coeficiente de amortecimento aplicado, o deslocamento  $x(t)$  atinge o regime permanente de forma mais suave, não apresentando ‘overshoot’ de sinal, apesar da inércia elétrica atuante no sistema e responsável pela redução da rapidez na resposta. O limite mínimo atingido foi de  $0,02875m$  e o máximo,  $0,0348m$ . Estes limites representam respectivamente 11% e 7,74% de divergência em relação ao deslocamento ótimo de  $3,23mm$ . Variou-se a força motriz  $F_m(t)$  em 12,5% para mais e para menos, a fim de fornecer margem de segurança para situações de oscilação. Para as dadas características, devido às variações apresentadas, o deslocamento não se enquadra nos critérios de estabilidade de 2% ou 5%.

A velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor, em função de sua dependência linear, tem comportamento similar ao justificado para o deslocamento, alcançando valores entre  $8,45m/s$  e  $8,85m/s$ , oscilação que também não se enquadra nos critérios de estabilidade de 2% ou 5%.

Assim como nas simulações anteriores, a tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  e a corrente alternada trifásica  $i_i(t)$  apresentaram os perfis periódicos, porém não harmônicos, em função da já validada modelagem da máquina elétrica, realizada por Rodrigues (2020), que compreende a característica construtiva desbalanceada do gerador. Mais uma vez, no escopo deste trabalho, tais formas de onda são indicativos do correto funcionamento da máquina elétrica em associação com o modelo de controle proposto.

A curva de tensão elétrica retificada  $V_r(t)$ , quando aplicada a força motriz  $F_m(t)$  nominal de  $160N$ , apresenta oscilações (*ripples*) entre 39% abaixo e 22% acima do valor esperado de aproximadamente  $212,5V$ , resultado da tensão de pico alternada multiplicada por  $\sqrt{2}$ . Tais oscilações são consideráveis quando se vislumbra o cenário ideal, no qual a saída do retificador é uma fonte constante de tensão elétrica. Foi considerada pertinente a tentativa de aumento no valor dos capacitores de filtro  $C_1$  e  $C_2$  a fim de que o *ripple* de tensão fosse reduzido. Entretanto, com o aumento destas variáveis, as simulações passaram a apresentar problemas de convergência e tempos de resposta muito elevados, uma vez que o aumento no valor dos componentes capacitivos ou indutivos gera aumento na inércia elétrica do sistema. As oscilações na curva de deslocamento  $x(t)$  e nas demais dela dependentes certamente seriam reduzidas com o uso de estratégias que minimizassem o *ripple* na tensão  $V_r(t)$  apresentado.

O comportamento do *duty cycle*  $d$ , definido pelo algoritmo *P&O*, influi diretamente na resposta elétrica do sistema. Os limites de chaveamento foram estabelecidos em 10% e 90%. Esta margem fez com que a tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}(t)$  alcançasse valores entre  $18V$  e  $130,23V$ , sempre inferiores à tensão elétrica retificada  $V_r(t)$ , anterior ao conversor *DC-DC*, por se tratar de um circuito abaixador de tensão.

A corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga varia juntamente com a tensão  $V_{rc}(t)$ , obtendo valores entre  $0,18A$  e  $1,29A$ . O produto entre estas duas variáveis  $i_c(t)$  e  $V_{rc}(t)$  fornece a potência extraída pela carga, fruto da conversão de energia cinética em energia elétrica. Esta potência, que num sistema considerado ideal é mantida constante desde a saída do gerador até a carga, atinge valores entre  $3,24W$  e  $168W$ , que se alteram com o objetivo de manter estável o deslocamento de um passo magnético. A corrente elétrica  $i_L(t)$  sobre o indutor apresenta comportamento contínuo, ou seja, não atinge o valor nulo ao longo da operação do conversor. Esta condição é esperada em função do dimensionamento realizado para o circuito.

Conforme a variação do *duty cycle*  $d$  do circuito conversor altera a percepção de carga elétrica do sistema, a corrente elétrica  $i_i(t)$  varia e, juntamente com ela, a força induzida  $F_{ger}(t)$ , que se opõe à força motriz de combustão  $F_m(t)$  do sistema mecânico. Observa-se, portanto, que nesta implementação de controle com o uso de um circuito *buck*, a força induzida  $F_{ger}(t)$  obteve valores entre  $\pm 320N$  a fim de fornecer equilíbrio ao sistema.



### 4.2.3 Circuito boost

Os componentes indutores e capacitores dimensionados anteriormente para o circuito *buck* foram mantidos, e pretende-se, portanto, submeter o indutor  $L$  ao modo contínuo de operação. A Fig. 4.40 resume os circuitos de retificação e conversão *DC-DC* aplicadas ao modelo.

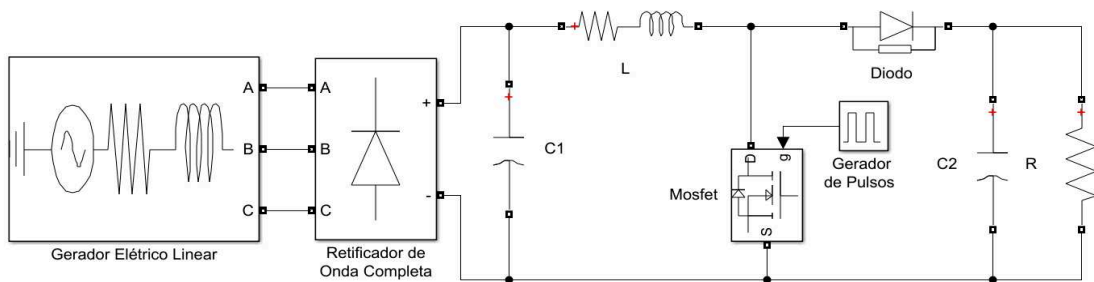


Figura 4.40 – Circuitos Retificador e Conversor *boost*.

Do início da operação até o momento no qual o pistão atinge o deslocamento ótimo de um passo magnético, ou seja,  $32,3\text{mm}$ , o algoritmo se comporta de modo a facilitar o movimento do pistão. Para tal, reduz-se o valor do *duty cycle*  $d$ . Uma vez que se tenha atingido o valor objetivo de deslocamento, aumenta-se o *duty cycle* a fim de que mais energia mecânica seja convertida em energia elétrica, estabilizando assim a amplitude de movimento. O bloco detector de valor máximo é mantido e utilizado na tomada de decisão do algoritmo *P&O*.

Por permitir critério de comparação, os valores de força motriz de combustão  $F_m(t)$ , entrada do sistema, foram mantidos idênticos aos simulados para o modelo com conversor *buck*, bem como os períodos de aplicação das forças. Por consequência, para que o conversor *boost* pudesse operar corretamente, foi necessário utilizar uma resistência elétrica de valor superior à utilizada na abordagem com o conversor *buck*, dada a elevação de tensão promovida por este modelo de conversor. Isto faz com que, mantida a potência de saída do sistema, seja necessária uma redução na corrente elétrica circulante. Dessa forma, caso a resistência  $R_c$  fosse mantida no valor de  $100\Omega$ , a corrente circulante nos enrolamentos das bobinas, mesmo com o valor de *duty cycle* situado no valor mínimo de 10% de saturação, seria grande o suficiente para gerar uma força induzida capaz de impedir que o linor atingisse o deslocamento ideal de um passo magnético. Portanto, a fim de adequar a amplitude de variação da corrente elétrica e permitir o controle do sistema com boa margem de segurança, a resistência  $R_c$  foi estabelecida em  $800\Omega$ .

Para que o deslocamento do linor no início do processo fosse ainda menos prejudicado, os limites de saturação foram ampliados para um mínimo e máximo de respectivamente 5% e 95%. As variáveis e características da simulação estão definidas na Tab. 4.4.

Tabela 4.4 – Parâmetros para simulação do modelo de controle com conversor tipo *boost*.

$F_m(N)$ $t = 0s$	$F_m(N)$ $t = 4s$	$F_m(N)$ $t = 8s$	$m_t$ ( $kg$ )	$k$ ( $kN/m$ )	$c$ ( $N.s/m$ )	$t_{sim}$ ( $s$ )	$R_c$ ( $\Omega$ )	$L$ ( $mH$ )	$C_1$ ( $\mu F$ )	$C_2$ ( $\mu F$ )
160	140	180	5	315	5	12	800	300	220	100

Os resultados do deslocamento do linor  $x(t)$  (Fig. 4.41), velocidade do linor  $\dot{x}(t)$  (Fig. 4.42), as curvas de tensão induzida  $e_i(t)$  (Fig. 4.43) e seu comportamento em regime (Fig. 4.44), as curvas de corrente  $i_i(t)$  (Fig. 4.45) e seu comportamento em regime (Fig. 4.46), a força induzida  $F_{ger}(t)$  (Fig. 4.47) e seu comportamento em regime (Fig. 4.48), a tensão elétrica retificada  $V_r(t)$  (Fig. 4.49), a corrente  $i_L(t)$  sobre o indutor (Fig. 4.50), a tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}(t)$  (Fig. 4.51), a corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga (Fig. 4.52) e a potência elétrica  $P_c$  extraída pela carga (Fig. 4.53) são apresentados abaixo.

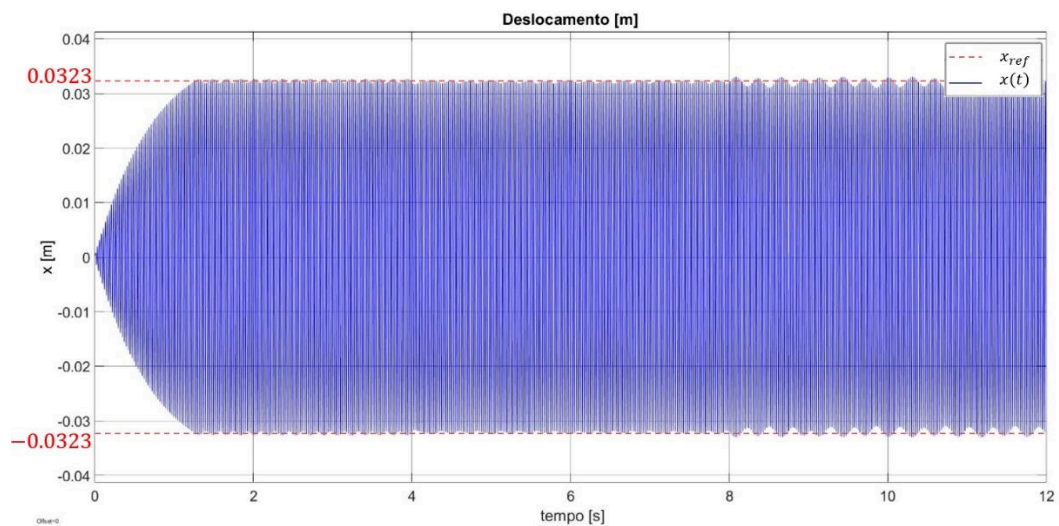


Figura 4.41 – Deslocamento  $x(t)$  do linor no sistema controlado.

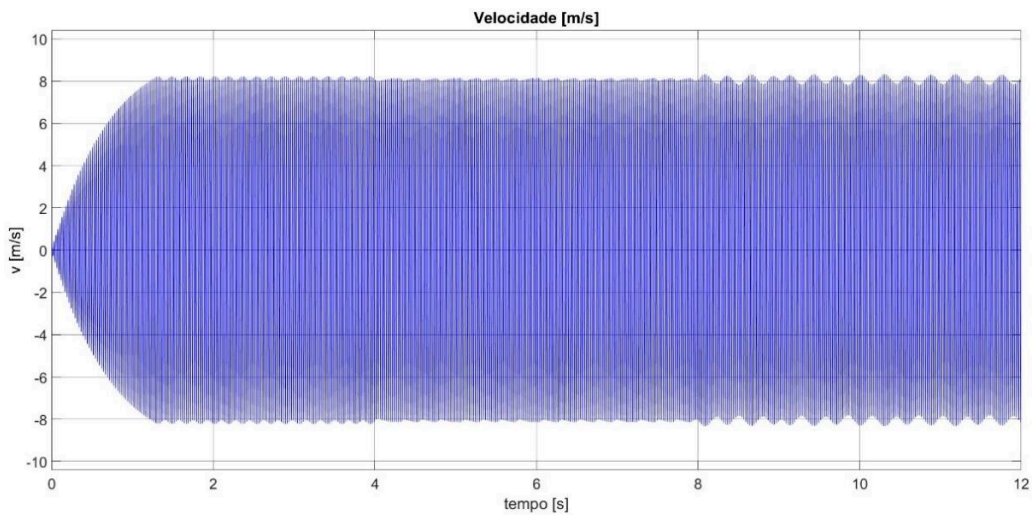


Figura 4.42 – Velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor no sistema controlado.

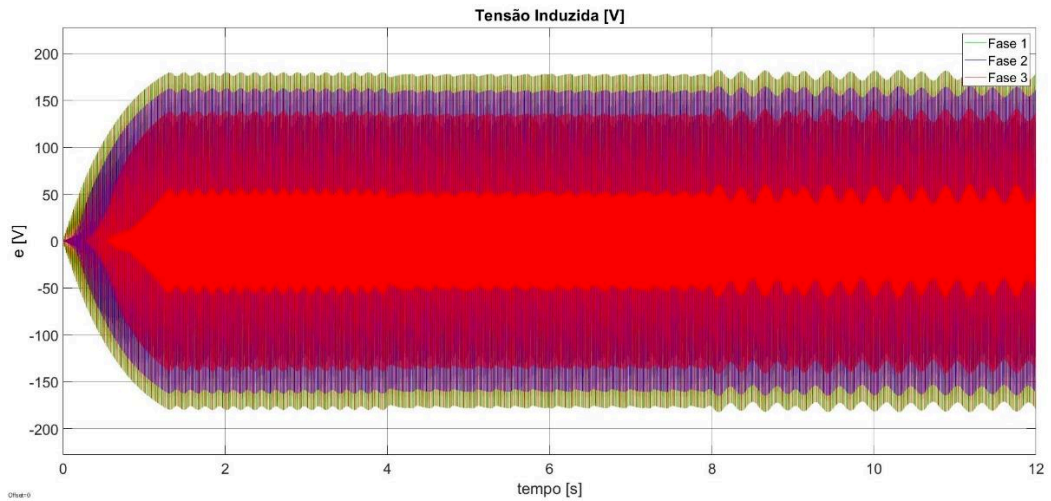


Figura 4.43 – Tensão induzida trifásica  $e_i(t)$ .

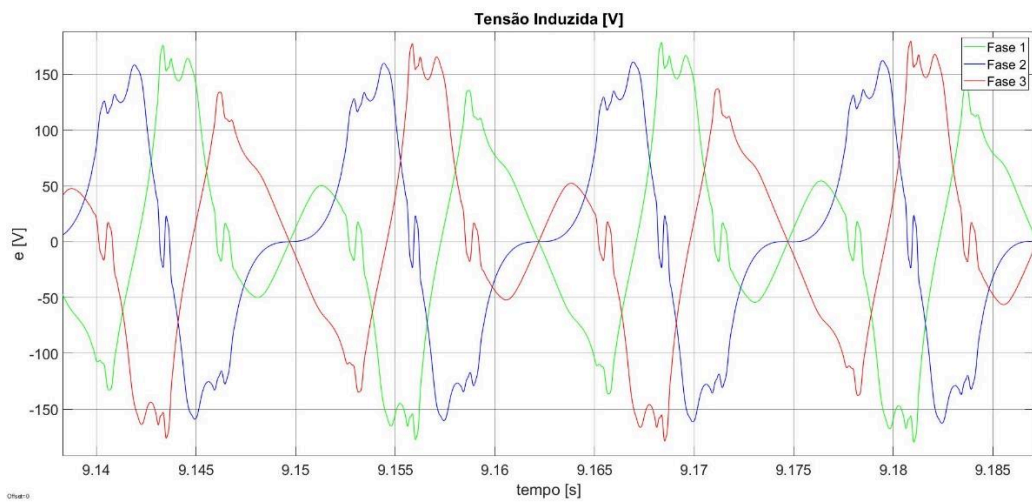


Figura 4.44 – Destaque para as três fases da tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  em regime.

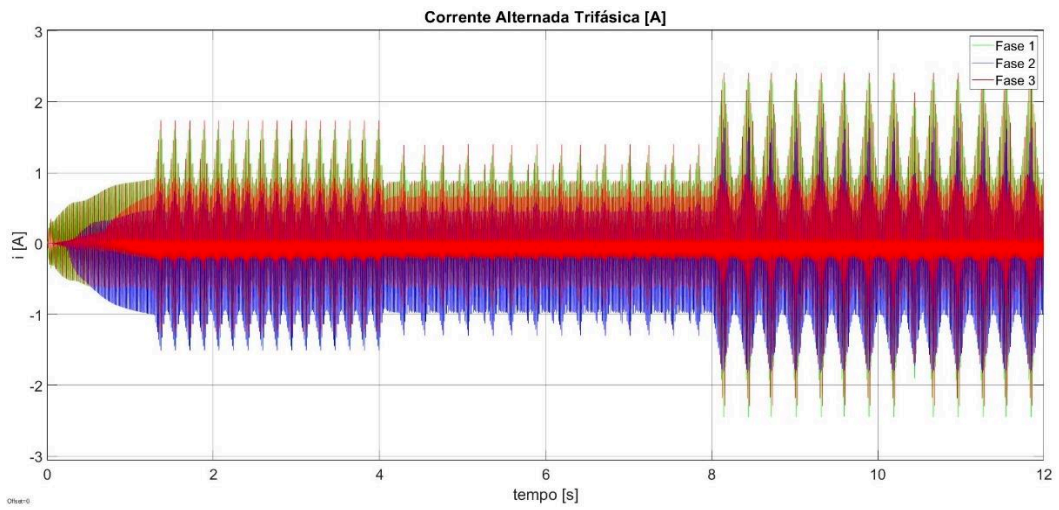


Figura 4.45 – Comportamento da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  mediante ação do chaveamento.

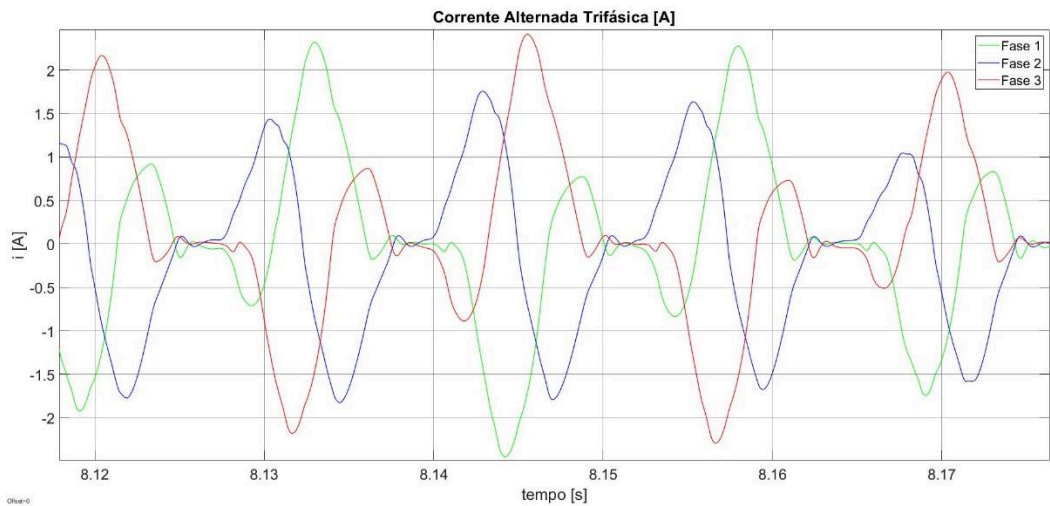


Figura 4.46 – Destaque para as três fases da corrente elétrica trifásica  $i_i(t)$  em regime.

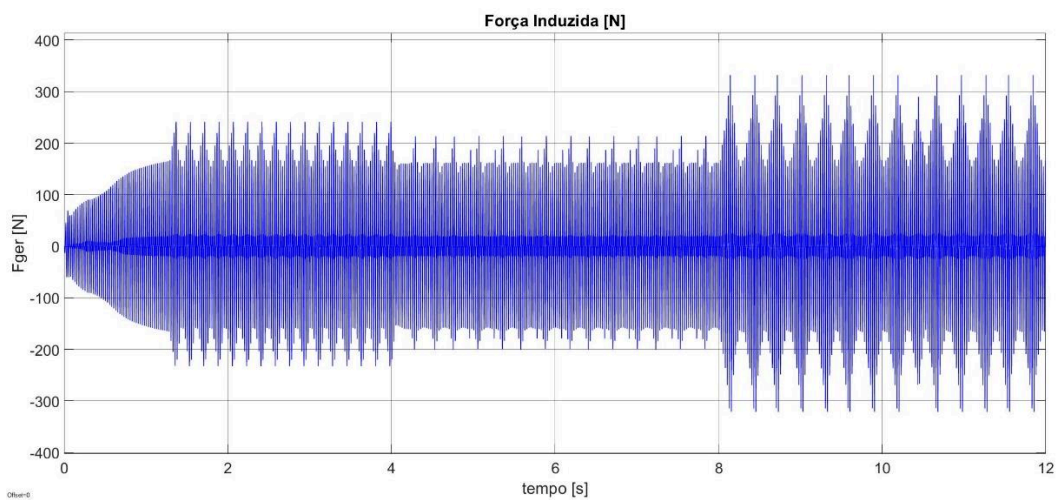


Figura 4.47 – Comportamento da força induzida  $F_{ger}(t)$  mediante variação de  $\dot{q}(t)$ .

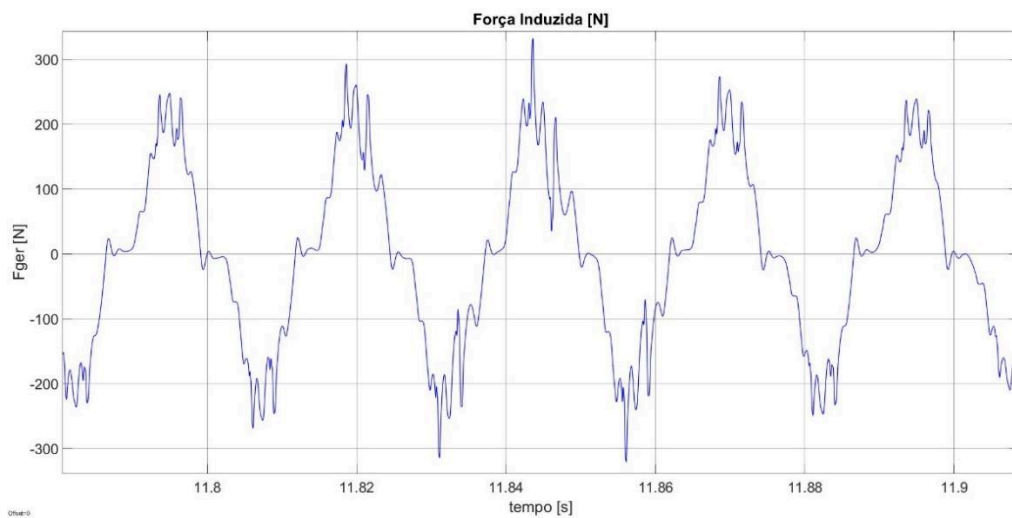


Figura 4.48 – Destaque para da força induzida  $F_{ger}(t)$  em regime.

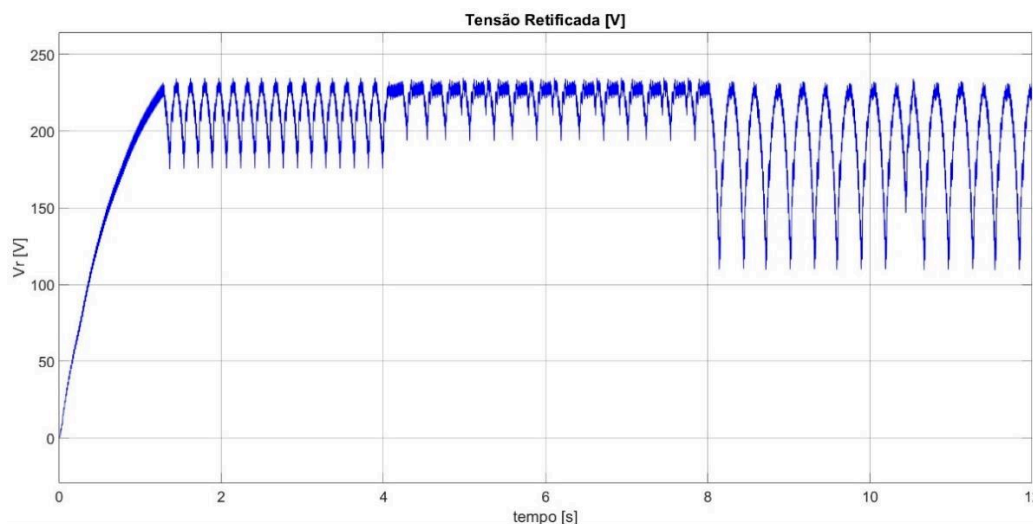


Figura 4.49 – Variação da tensão elétrica retificada  $V_r$  ao longo do tempo.

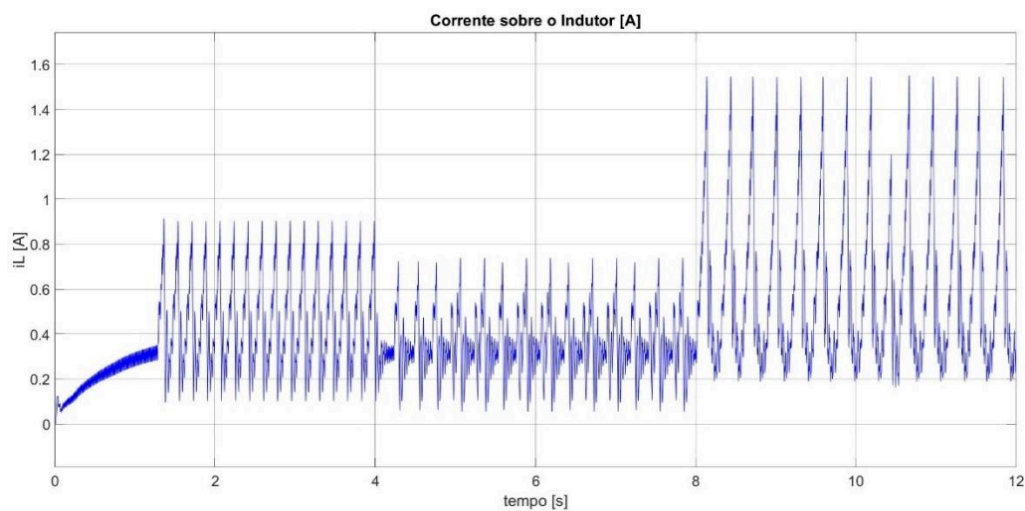


Figura 4.50 - Comportamento contínuo da corrente elétrica  $i_L(t)$  sobre o indutor.

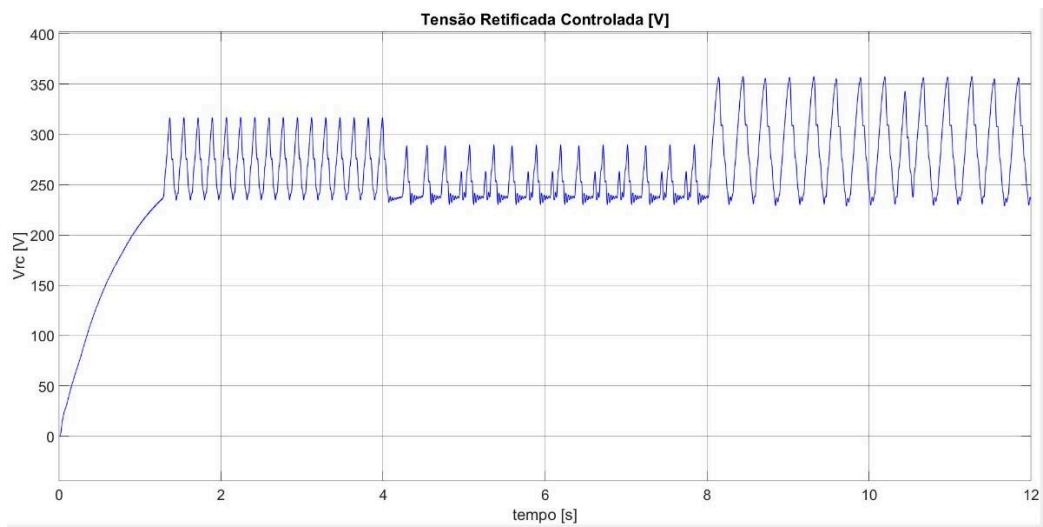


Figura 4.51 – Variação da tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}$  ao longo do tempo.

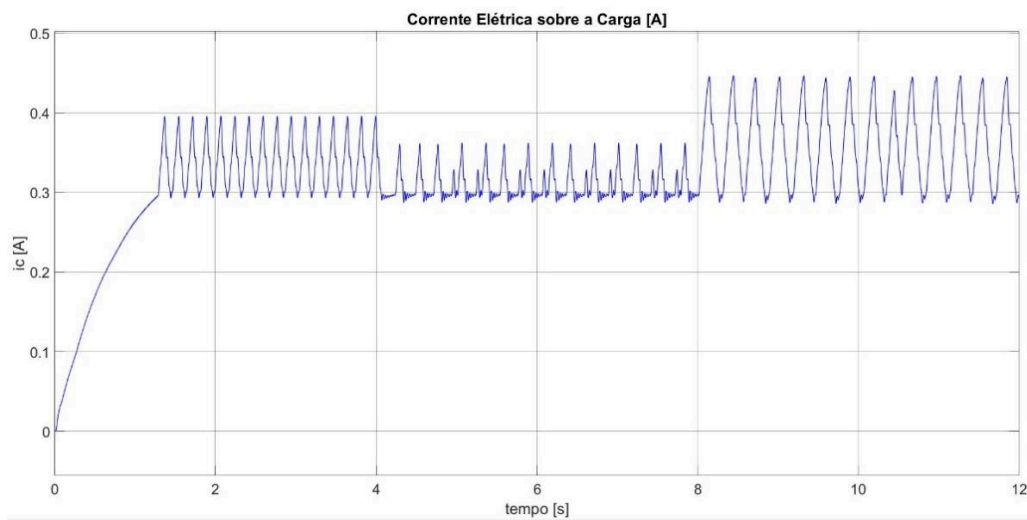


Figura 4.52 – Comportamento da corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga sob ação do semicondutor *MOSFET*.

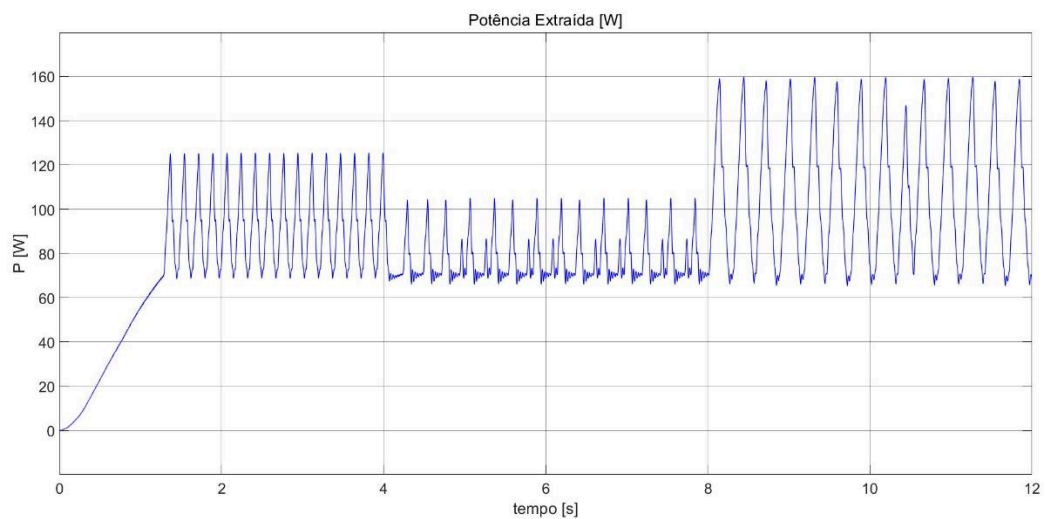


Figura 4.53 – Potência elétrica  $P_c$  extraída ao longo do tempo.

O deslocamento  $x(t)$  apresentou uma variação menos expressiva ao longo do tempo que a apresentada pelo uso do conversor *buck*, estabilidade que traz benefícios ao sistema. Em valores numéricos, aplicadas as mesmas forças que as aplicadas no conversor *buck*, o sistema atingiu um deslocamento máximo de  $0,033m$ , correspondente a 2,17% acima do esperado, e mínimo de  $0,031m$ , correspondente a 4% abaixo do esperado. Sob  $160N$  de atuação de  $F_m(t)$ , este modelo obteve para o deslocamento um tempo de acomodação que se enquadra no critério de estabilidade de 2%, alcançado aos  $1,212s$ . A velocidade  $\dot{x}(t)$  do linor, por sua vez, alcançou os valores máximo e mínimo de, respectivamente,  $8,3m/s$  e  $7,8m/s$ , observados quando aplicada a maior amplitude de atuação de  $F_m(t)$ , isto é,  $180N$ .

A exemplo do observado nas simulações anteriores, a tensão induzida trifásica  $e_i(t)$  e a corrente alternada trifásica  $i_i(t)$  apresentaram os perfis periódicos, porém não harmônicos, em função da já validada modelagem da máquina elétrica, realizada por Rodrigues (2020), que compreende a característica construtiva desbalanceada do gerador. Novamente, para o escopo deste trabalho, tais formas de onda são indicativos do correto funcionamento da máquina elétrica em associação com o modelo de controle proposto.

O *duty cycle*  $d$  opera dentro de um intervalo menor que o observado no modelo com conversor *buck*, o que traz maior margem para variação da carga elétrica aparente. Este intervalo de valores, dado em porcentagem, de largura de pulso do chaveamento permitiu que a tensão elétrica retificada controlada  $V_{rc}(t)$  alcançasse valores entre  $230V$  e  $358V$ , sempre superiores à tensão elétrica retificada  $V_r(t)$  anterior ao conversor *DC-DC*, por se tratar de um circuito aumentador de tensão. Independentemente do modelo de conversor utilizado, a potência extraída pelo gerador não deve se alterar, visto que as forças de entrada e o deslocamento objetivo são os mesmos em ambas as situações.

Visto que neste modelo trabalham-se com valores de tensão  $V_{rc}(t)$  superiores aos trabalhados no modelo anterior, é esperado que a corrente elétrica  $i_c(t)$  observada sobre a carga seja menor, a fim de que a potência elétrica seja, guardadas as devidas perdas, conservada entre a entrada e a saída do conversor. Comprovadamente, a corrente elétrica  $i_c(t)$  sobre a carga varia juntamente com a tensão  $V_{rc}(t)$ , obtendo valores entre  $0,289A$  e  $0,447A$ . O produto entre as variáveis  $i_c(t)$  e  $V_{rc}(t)$  fornece a potência extraída pelo gerador, a qual atinge valores entre  $66,5W$  e  $160W$ , que se alteram com o objetivo de manter estável o deslocamento de um passo magnético.

A corrente elétrica  $i_L(t)$  sobre o indutor manteve seu comportamento contínuo, também esperado em função do dimensionamento realizado para o circuito. Nesta implementação de controle com o uso de um circuito *boost*, a força induzida  $F_{ger}(t)$  obteve valores entre  $\pm 320N$ , também observados quando feito uso do circuito *buck*. A semelhança é esperada em função de as forças motrizes de combustão  $F_m(t)$  aplicadas ao longo do tempo terem sido as mesmas em ambos os exemplos.

A Fig. 4.54 ilustra, em detalhe, a curva de deslocamento obtida, cuja frequência de operação estabelecida em  $40Hz$  está evidenciada.

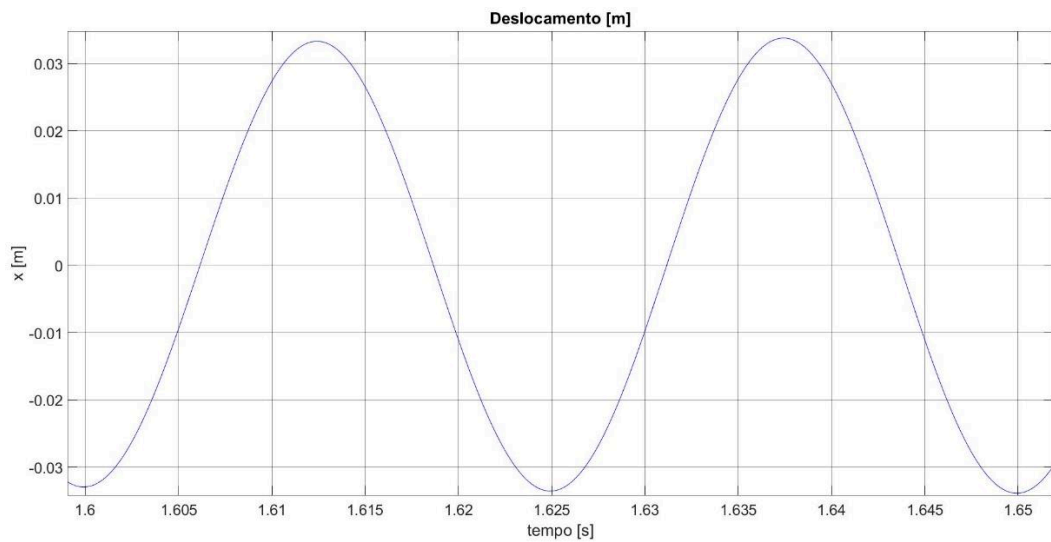


Figura 4.54 – Destaque para o deslocamento  $x(t)$  e evidência dos  $40Hz$  de operação.



## CAPÍTULO V

### CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou como proposta o estudo e simulação de um sistema de controle, aplicado a sistemas moto-geradores a pistão livre, capaz de controlar o movimento do linor do gerador elétrico linear de forma a maximizar a eficiência do conjunto e tornar o funcionamento da máquina mais estável e imune a variações decorrentes de problemas com a combustão dos gases utilizados como combustível, gases estes de baixo poder calorífico inferior.

Ao longo do desenvolvimento do controlador, as características construtivas do motor, fonte de excitação do sistema, e do gerador, dispositivo de carga a ele acoplado, foram levados em consideração. Em relação ao motor, optou-se pela configuração com pistões duplos. Nesta configuração, um dos pistões exerce trabalho de compressão sobre o outro, o que promove um aumento na densidade de potência e eficiência energética. Apesar do desbalanceamento intrínseco, as forças decorrentes da combustão incitam no sistema um movimento harmônico. Já em relação ao gerador elétrico linear, optou-se pela topologia tubular, com magnetização radial, circuito trifásico e com polos salientes, com modelo numérico computacional baseado no *Método dos Subdomínios*, desenvolvido por Rodrigues (2020).

Uma vez que a associação direta entre o equilíbrio de forças e a amplitude de movimento do linor foi demonstrada matematicamente, a filosofia de controle buscou obter precisão no estabelecimento do ponto morto superior de operação do sistema. Para tal, foram utilizadas duas abordagens que permitiram a variação da corrente circulante nas bobinas do gerador e, por consequência, o controle da amplitude de movimento do linor. Esta amplitude, de acordo com a bibliografia levantada, deveria ser equivalente à distância de um passo magnético, com variação inferior a um milímetro para mais ou para menos.

A primeira abordagem, relativa ao controle semiativo, fez uso dos modelos dinâmico e elétrico em formato de espaço de estados, além do modelo numérico do gerador elétrico. Através de um controlador *PI* que recebeu como entrada o deslocamento do linor, a resistência elétrica associada ao gerador foi variada, de modo a adequar a corrente elétrica circulante nas bobinas e, por consequência, a força induzida  $F_{ger}(t)$  contrária ao movimento. Nesta estratégia, em contramão do que indica a bibliografia, a estrutura de controle do tipo proporcional e integrativo foi suficiente para reduzir o erro proveniente das flutuações da carga, da ordem de 20% acima do valor nominal de 250N. Em contrapartida, antes da estabilização, houve um excedente de 51,08% do valor objetivo de deslocamento, cenário de potencial colapso do sistema.

A segunda abordagem buscou introduzir a eletrônica de potência ao modelo, substituindo as estruturas matriciais de espaço de estados. Nesta vertente, inseriu-se primeiramente um circuito retificador de onda completa associado à uma resistência variável. O controle sobre esta resistência variável foi realizado mediante ação do algoritmo *Perturb & Observe*, o qual buscou otimizar a extração de energia em função do valor da tensão retificada. Assim como na primeira abordagem, esta estratégia de controle é baseada na variação da resistência de carga  $R_c$  associada ao circuito elétrico do gerador, e foram necessárias para comprovação da viabilidade de realização do controle pela variação da quantidade de energia elétrica gerada.

A fim de que o valor real da resistência elétrica não fosse alterado ao longo da operação, inseriram-se os conversores *DC-DC*, associados ao circuito retificador, capazes de realizar a alteração aparente da carga elétrica através da operação de chaveamento via algoritmo *P&O*.

Apesar de ambos os conversores terem apresentado eficiências locais de conversão de energia muito semelhantes, nota-se que o sistema como um todo, com o uso do circuito *buck*, foi capaz de extrair ligeiramente mais potência que com o uso do modelo *boost*. Entretanto esta diferença de cerca de 5% não justificaria o uso do circuito *buck* devido à instabilidade que traz ao movimento do linor e à ampla variação da potência extraída ao longo da operação, cujo valor quase se anula em determinados momentos. O circuito *boost*, por sua vez, colabora para uma extração mais consistente de energia do sistema. Em função da característica de elevação da tensão de entrada, apresenta em sua saída correntes menores que, num circuito de potência, normalmente significam redução em tamanho, peso e custo de componentes. Além disso, aplicadas variações de 12,5% sobre os 160N de força nominal de excitação, observou-se que o sistema, com o uso do circuito *boost*, apresentou variação da amplitude de deslocamento entre +0,7mm e -1,3mm, valores que refletem similaridade com o recomendado pela bibliografia.

Conclui-se, portanto, efetividade no controle do movimento do linor, em malha fechada, a partir da variação da carga elétrica associada ao gerador. Com o término dessa etapa, abrem-se possibilidades de avanço e melhorias no projeto.

Destaca-se a necessidade de um dimensionamento mais criterioso de componentes eletrônicos, em especial dos elementos indutores, a fim de que seus valores nominais sejam reduzidos e melhor compatibilizados com a ordem de grandeza da potência extraída pela máquina elétrica, sem que isso implique num modo de operação descontínuo, situação evitada ao longo do desenvolvimento desta dissertação. Já em relação aos elementos capacitores, este dimensionamento promoveria menores variações na amplitude da tensão retificada.

Ao longo do trabalho, considerou-se a força de excitação como harmônica. Sugere-se, em sequência, inclusão do modelo termodinâmico da fonte. Uma vez adicionado o modelo, conforme abordado em estudos precedentes, é possível que se explorem estratégias de controle baseadas na quantidade de combustível injetado. Além disso, faz-se necessário a inclusão das eficiências térmica, mecânica e elétrica ao longo das etapas de conversão de energia.

Considera-se promissor, num momento posterior, a implementação de uma lógica de controle, baseada em treinamento por redes neurais, que seja capaz de lidar com as não linearidades das taxas de compressão e eficiências de combustão de diferentes combustíveis.

A futura construção de um protótipo pode ser almejada, e deve considerar, além de aspectos térmicos e mecânicos, o dimensionamento e seleção de sensores de proximidade para estabelecimento das posições de ponto morto superior e inferior, o projeto e construção de um circuito eletrônico de alimentação e a inclusão de estruturas de dissipação térmica.

## CAPÍTULO VI

### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ACHTEN, P., **A Review of Free Piston Engine Concepts**, SAE Technical Paper 941776, 1994. <https://doi.org/10.4271/941776>

ACHTEN, P.; VAN DEN OEVER, J.; POTMA, J.; VAEL, G., **Horsepower with Brains: The Design of the CHIRON Free Piston Engine**, SAE Technical Paper 2000-01-2545, 2000. <https://doi.org/10.4271/2000-01-2545>

AICHLMAYR, H. T., **Design Considerations, Modeling and Analysis of Micro-Homogeneous Charge Compression Ignition Combustion Free-Piston Engines**, PhD thesis, The University of Minnesota, 2002.

BOLDEA, I.; TUTELEA, L., **Electric Machines: Steady State, Transients, and Design with MATLAB**, Boca Raton, CRC Press, 2010. <https://doi.org/10.1201/9781439882979>

BOLDEA, I., **Synchronous generators**, Boca Raton, CRC Press, 2015. <https://doi.org/10.1201/b19310>

BOLDEA, I., **Linear electric machines, drives, and MAGLEVs handbook**, Boca Raton, CRC press, 2017. <https://doi.org/10.1201/b13756>

CHIANG, C. J.; YANG, J. L.; LAN, S. Y.; SHEI, T. W.; CHIANG, W. S.; CHEN, B. L., **Dynamic modeling of a SI/HCCI free-piston engine generator with electric mechanical valves**, Appl. Energy 2013. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2012.07.033>

GIANELLI, C. A., **Estudo Comparativo entre Controle Adaptativo e Controle Fuzzy**, Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2013.

GUO, F.; ZHAO, C.; HUANG, Y.; LIU, J., **Study on Piston Motion Control Strategy of Single Piston Hydraulic Free-piston Engine**. In 2012 Second International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application - Ieee, 2012. <https://doi.org/10.1109/ISdea.2012.555>

HANIPAH, M. R.; Mikalsen, R.; Roskilly, A. P., **Recent commercial free-piston engine developments for automotive applications**, Appl. Ther. Eng. – Elsevier - 2014. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2014.09.039>

HANSSON J., **Analysis and Control of a Hybrid Vehicle Powered by Free-piston Energy Converter**, KTH, Stockholm, 2006.

HIBI, A.; ITO, T., **Fundamental test results of a hydraulic free piston**, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2004. <https://doi.org/10.1177/095440700421801010>

HU, J.; WU, W.; YUAN, S.; JING, C., **On-off motion of a hydraulic free-piston engine**, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2012. <https://doi.org/10.1177/0954407012453238>

JIA, B., **Analysis and control of a spark ignition free-piston engine generator**. Tese de Doutorado, Newcastle University, 2016.

JOHANSEN, T.; EGELAND, O.; JOHANNESSEN, E.; KVAMSDAL, R., **Free-piston diesel engine timing and control - Toward electronic cam- and crankshaft**, Control Systems Technology, IEEE Transactions, 2002. <https://doi.org/10.1109/87.987063>

LI, Q.; XIAO, J.; HUANG, Z., **Simulation of a two-stroke free-piston engine for electrical power generation**, Energy & fuels, 2008. <https://doi.org/10.1021/ef800217k>

LI, K.; SUN, Z., **Modeling and control of a hydraulic free piston engine with HCCI combustion**, In Proceedings of the 52nd National Conference on Fluid Power, 2011.

LI, K.; SADIGHI, A.; SUN, Z., **Motion control of a hydraulic free-piston engine**, In American Control Conference (ACC), 2012.

MAX, E., **Fpec, free piston energy converter**, in Proceedings of the 21st Electric Vehicle Symposium & Exhibition, EVS. 2005.

MIKALSEN, R.; ROSKILLY, A. P., **A review of free-piston engine history and applications**, Applied Thermal Engineering, Elsevier, v. 27, n. 14-15, 2007. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2007.03.015>

MIKALSEN, R.; ROSKILLY, A. P., **The control of a free-piston engine generator. Part 1: Fundamental analyses**, Applied Energy, April 2010. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.06.036>

MIKALSEN, R.; ROSKILLY, A. P., **The control of a free-piston engine generator. Part 2: Engine dynamics and piston motion control**, Applied Energy, April 2010. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.06.035>

MIKALSEN, R.; JONES, E.; ROSKILLY, A. P., **Predictive piston motion control in a free-piston internal combustion engine**, Applied Energy, May 2010. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.11.005>

RODRIGUES, R. V., **Estudo e desenvolvimento numérico do projeto de um gerador elétrico acionado por motor a pistão livre**, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2020. <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.48>

RIGOBELLO, L. S., **Projeto e dimensionamento de um motor de pistão livre para operação em associação com um gerador elétrico linear**, Tese de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, 2020. <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2020.567>

TIKKANEN, S.; LAMMILA, M.; HERRANEN, M.; VILENIUS, M., **First cycles of the dual hydraulic free piston engine**, SAE Technical Paper, 2000. <https://doi.org/10.4271/2000-01-2546>

TIKKANEN, S.; VILENIUS, M., **Control of dual hydraulic free piston engine**, International Journal of Vehicle Autonomous Systems, 2006. <https://doi.org/10.1504/IJVAS.2006.009305>

VAN BLARIGAN, P.; PARADISO, N.; GOLDSBOROUGH, S., **Homogeneous charge compression ignition with a free piston: A new approach to ideal Otto cycle performance**, SAE Technical Paper, 1998. <https://doi.org/10.4271/982484>

XIAO, J.; LI, Q.; HUANG, Z., **Motion characteristic of a free piston linear engine**, Applied energy, Elsevier, v. 87, n. 4, 2010. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.07.005>

XU, Z.; CHANG, S., **Prototype testing and analysis of a novel internal combustion linear generator integrated power system**, Applied Energy, Elsevier, v. 87, n. 4, 2010. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2009.08.027>

YAMANAKA, Y.; NIREI, M.; SATO, M.; MURATA, H.; BU, Y.; MIZUNO, T., **Design of a Linear Synchronous Generator and Examination of the Driving Range for a Free-Piston Engine Linear Generator System**, IEEJ Journal IA, Vol.7, No.4, 2018. <https://doi.org/10.1541/ieejia.7.351>

YAN, L.; ZHANG, L.; PENG, J.; ZHANG, L.; JIAO, Z., **Electromagnetic linear machines with dual Halbach array: design and analysis**, Springer, 2016. <https://doi.org/10.1007/978-981-10-2309-5>

ZASECK, K. M., **Modeling and Control of Hydraulic Linear and Free-Piston Engines**, PhD thesis, University of Michigan, 2013.

ZHANG, S.; ZHAO, C.; ZHAO, Z., **Stability analysis of hydraulic free piston engine**, Applied Energy, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2015.03.098>

ZHAO, Z.; ZHANG, F.; ZHAO, C.; CHEN, Y., **Modeling and Simulation of a Hydraulic Free Piston Diesel Engine**, SAE Technical Paper, 2008. <https://doi.org/10.4271/2008-01-1528>

ZHAO, Z.; ZHANG, F.; HUANG, Y.; ZHAO, C., **Determination of TDC in a hydraulic free-piston engine by a novel approach**, Applied Thermal Engineering, 2014. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2014.05.054>

ZOU, H.; WANG, M.; TANG, M.; LI, C.; TIAN, C., **Experimental investigation and performance analysis of a direct-driven linear generator**, Energy Procedia, Elsevier, v. 142, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.12.045>