

EDUARDO ELLER BEHR

**FILTROS PASSIVOS APLICADOS A
INVERSORES MONOFÁSICOS
CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao curso de Engenharia
Elétrica da Universidade Federal de
Santa Catarina como requisito para
aprovação da disciplina EEL7890
- Trabalho de conclusão de Curso
(TCC).

Orientador: Roberto Francisco Co-
elho.

Co-Orientador: Vítor Ferreira
Gruner

**FLORIANÓPOLIS
2019**

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Behr, Eduardo Eller

Filtros passivos aplicados a inversores
monofásicos conectados à rede elétrica / Eduardo
Eller Behr ; orientador, Roberto Francisco Coelho,
coorientador, Víctor Ferreira Gruner, 2019.
106 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica,
Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Filtros. 3.
Inversores. 4. Energia Fotovoltaica. 5. Eletrônica
de Potência. I. Coelho, Roberto Francisco. II.
Gruner, Víctor Ferreira. III. Universidade Federal
de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica.
IV. Título.

Eduardo Eller Behr

**FILTROS PASSIVOS APLICADOS A INVERSORES
MONOFÁSICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA**

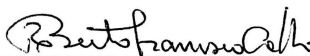
Este Trabalho foi julgado adequado como parte dos requisitos para
obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado, em
sua forma final, pela Banca Examinadora

Florianópolis, 18 de julho de 2019.

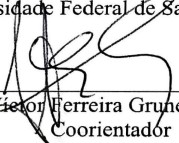


Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



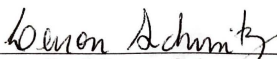
Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Eng. Eletric. Victor Ferreira Gruner, M. Eng. (UFSC)
Coorientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Lenon Schmitz, M. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina

Dedico este trabalho a todos aqueles que acreditaram em mim nestes
anos de graduação.

Agradecimentos

Agradeço inicialmente à minha mãe Sarita Rosa Eller Behr e ao meu pai Luciano Wagner Behr que sempre me incentivaram a estudar e a me dedicar à educação desde cedo e também por dedicarem suas vidas até hoje a criar quatro filhos.

Durante a longa jornada da graduação em engenharia elétrica desde 2013, encontrei pessoas com muitas semelhanças e diferenças que se tornaram muito importantes na minha formação. Agradeço, em especial, a Airton Isaac Pereira, Daniel Henrique Bellé, Douglas Ferronato Tavares e Leonardo Mariga, por terem compartilhado muitas experiências pessoais e acadêmicas comigo, desde churrascos, trilhas e festas universitárias até madrugadas regadas em desespero e desesperança, cujos esforços no final valeram a pena. Aproveito para agradecer também ao meu velho amigo Vinícius Heck Peiter que, mesmo não cursando a mesma graduação que eu, passou horas conversando comigo sobre os mais diversos assuntos ao gosto do indispensável café.

Além do café, a música foi uma parte importantíssima para me fazer suportar a vida acadêmica. Portanto, sou muito grato a Tim Bergling (Avicii, in memoriam), Armin van Buuren, Otto Jettman (Otto Knows), Sammy Renders (Sam Feldt) e a Axel Christofer Hedfors (Axwell) por representarem o que há de melhor na música da atualidade.

Agradeço à empresa LUG Power Electronics e a seus membros Vítor Ferreira Gruner e Roberto Buerger por estarem sempre presentes me auxiliando no preparo deste trabalho.

Eu gostaria também de agradecer aos professores que mais me influenciaram positivamente na vida, como Alfredo Müllen da Paz, Rubens Starke, Roberto Francisco Coelho e Jurandir Sell Macedo Jr, que me despertaram o interesse na física eletromagnética, matemática, eletrônica de potência e finanças, respectivamente.

Estes foram apenas alguns poucos nomes num universo de pessoas sem as quais este trabalho não seria possível.

Scientia potentia est. (Autor desconhecido)

*If you want something you've never had You must be willing to do
something you've never done. (Thomas Jefferson)*

*He said: One day you'll leave this world behind. So live a life you will
remember. My father told me when I was just a child. These are the
nights that never die. (Avicii)*

RESUMO

Este trabalho apresenta uma topologia de microinversor fotovoltaico de dois estágios cuja parte inversora é derivada do conversor Dual Buck para permitir analisar e comparar diferentes topologias de filtros passivos de interface entre o inversor e a rede elétrica. As configurações L, LCL, LCL+R, LCL+RC são discutidas e comparadas e, em seguida, se justifica a utilização do LCL+RC devido ao bom desempenho de filtragem, baixo custo, baixa amplitude de ressonância e baixas perdas. Uma metodologia de projeto para o LCL+RC é proposta e comparada com outras duas já existentes na literatura. São propostas também duas análises paramétricas do comportamento dinâmico dos filtros baseados nas funções de transferências por meio de diagramas de Bode e mapeamento de polos e zeros no plano complexo. A metodologia de projeto dos componentes magnéticos é deduzida e aplicada nos três métodos discutidos. Os métodos são então comparados por meio de simulações e validados pelos resultados experimentais.

Palavras-chave: Energia fotovoltaica, Energia renovável, Eletrônica de potência, Filtro LCL, Inversor, Processamento de energia.

ABSTRACT

This work presents a two stage photovoltaic micro-inverter topology in which the inverter stage derives from a Dual Buck converter in order to allow further analysis and comparison among multiple passive filter topologies used to interface the inverter and the electrical grid. The L, LCL, LCL+R and LCL+RC topologies are discussed and compared, followed by the reasoning justifying the use of the LCL+RC due to its adequate filtering performance, low cost, low resonance amplitude, and low losses. A methodology for designing the LCL+RC filter is proposed and compared among other two already described in the literature. Two filter's dynamic behavior parametric analysis methods are also proposed, which are based on the filter's transfer functions and make use of Bode diagram and pole-zero mapping on the complex plane. The magnetics components design methodology is derived and applied to all three methods discussed. The methods are then compared by means of simulations and validated by experimental results.

Keywords: Energy processing, Inverter, LCL filter, Photovoltaic energy, Power electronics, Renewable energy.

Lista de Figuras

1.1	Diagrama de blocos do sistema de processamento de energia fotovoltaica.	3
1.2	Inversor de ponte completa.	5
1.3	Inversor Heric.	5
1.4	Inversor H5.	6
1.5	Inversor Dual Buck original.	6
2.1	Inversor Dual Buck com filtro LCL+RC	9
2.2	Sinais de modulação e de acionamento dos transistores.	11
2.3	Caminho da corrente na primeira etapa de operação do Dual Buck.	12
2.4	Caminho da corrente na segunda etapa de operação do Dual Buck.	13
2.5	Caminho da corrente na terceira etapa de operação do Dual Buck.	14
2.6	Caminho da corrente na quarta etapa de operação do Dual Buck.	14
2.7	Conversor Buck equivalente.	15
2.8	Correntes através de S_1 e D_1 em função do sinal de acionamento de S_1	16
2.9	Ruído de comutação com sua envoltória Δi_c comparado com i_c	17
2.10	Sinais dos esforços de corrente e tensão nos componentes do circuito Buck Equivalente (fig. 2.7).	18
2.11	Modelo de pequenos sinais do Dual Buck.	21

2.12	Diagrama esquemático da validação da planta de controle de corrente em malha aberta. Devido à inclusão do filtro, um bloco de atraso foi adicionado em série com o modelo médio para compensar sua dinâmica.	22
2.13	Validação da planta de controle de corrente.	23
2.14	Diagrama do circuito de comparação entre o modelo comutado e a função de transferência do modelo médio linear.	24
2.15	Comparação entre modelos médios e comutados. Sinais de i_c dos dois modelos (em cima) e diferença entre eles (embaixo). O modelo comutado foi inicializado com atraso para demonstrar a dinâmica de rastreamento. . .	25
2.16	Malha de compensação de sincronismo da corrente i_c . .	28
2.17	Diagrama de Bode do projeto do controlador de corrente.	29
3.1	Modelo T genérico de filtros	32
3.2	Topologias de filtros comparadas. (a): L. (b): LCL. (c): LCL+R. (d): LCL+RC.	33
3.3	Resposta em frequência de algumas topologias de filtro para $L_1 = 1mH$, $L_2 = 70\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 0,5$ e $R_d = 19\Omega$	34
3.4	Módulo das impedâncias do modelo T para a topologia LCL+RC em função da frequência. $L_1 = 1mH$, $L_2 = 70\mu H$, $C_f = 0,5\mu F$, $C_d = 0,5\mu F$, $R_d = 22\Omega$	37
3.5	Banda de variação permitida de f_s em função da indutância incerta da rede L_g com demais parâmetros fixados.	40
3.6	Atenuação de corrente do filtro LCL para diversas capacitâncias em função de L_2 com $C_{eq,max} = 2,74\mu F$	42
3.7	Gráfico da potência normalizada dissipada em R_d em função de r_C	43
3.8	Gráfico da potência normalizada dissipada em R_d em função de r_C	44
3.9	Planta $G_{LCL+RC}(s)$ do filtro para diversos r_C	45
3.10	Diagrama de bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diferentes múltiplos de $R_{d,opt}$	46
3.11	Gráfico multivariável de $20\log_{10} G_{res}(j\omega, R_d) $	47
3.12	Relação entre a frequência de ressonância f_r e a razão das indutâncias r_L	49

3.13	Sistema genérico em malha fechada para traçar os ramos do lugar geométrico das raízes.	53
3.14	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de R_d . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$	55
3.15	Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de R_d . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$	56
3.16	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de C_{eq} . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	57
3.17	Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de C_{eq} . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	58
3.18	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_C . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $R_d = 22\Omega$	59
3.19	Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_C . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $R_d = 22\Omega$	60
3.20	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de L_{eq} . $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	61
3.21	Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de L_{eq} . $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	62
3.22	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_L . $L_{eq} = 1070\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	63
3.23	Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_L . $L_{eq} = 1070\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$	64
3.24	Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para todos os parâmetros variando individualmente a partir do ponto de operação projetado conforme o método proposto.	65
3.25	Parâmetros geométricos de um núcleo toroidal.	66
3.26	Especificações geométricas do núcleo.	70
3.27	Curva de Correção de A_l	71

3.28	Curvas de perdas volumétricas do XFLUX® 60μ em função da densidade de fluxo para diversas frequências.	74
3.29	Curva de magnetização de um núcleo com tangente proporcional à indutância.	76
4.1	Espectro de atenuação das funções $i_g(s)/u_c(s)$ para os três métodos com a rede curto circuitada e limite normativo de harmônicas injetadas (IEEE 519-2014).	80
4.2	Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método proposto.	84
4.3	Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método proposto.	85
4.4	Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método Liserre-Blaabjerg.	86
4.5	Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método Liserre-Blaabjerg.	87
4.6	Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método WU-Blaabjerg.	88
4.7	Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método WU-Blaabjerg.	89
4.8	Sinais de entrada e saída do filtro no domínio da frequência lado a lado utilizando os três métodos.	90
5.1	$ Z_2 $ em função da frequência de excitação para o método proposto.	94
5.2	$ Z_3 $ em função da frequência de excitação para o método proposto.	94
5.3	$ Z_1 $ em função da frequência de excitação para o método proposto.	95
5.4	Fotografia dos indutores de 1 mH para comparar modelos das três marcas.	95
5.5	Comparação de núcleos de diferentes fabricantes para indutor de 1 mH.	96
5.6	Função de transferência admitância $i_c(s)/u_c(s)$ para os três métodos de projeto com resultados medidos em circuito real.	97

Lista de Tabelas

2.1	Esforços nos componentes semicondutores do Dual Buck.	19
3.1	Substituição dos parâmetros no modelo T em função da topologia de filtro escolhida.	32
3.2	Especificações de projeto do Dual Buck proposto	38
3.3	Valores das indutâncias e suas relações para cada método.	52
4.1	Valores dos elementos passivos utilizados na comparação das metodologias de projeto do filtro LCL+RC.	79
4.2	Valores dos parâmetros do compensador PI para cada método.	80
4.3	Resultados numéricos dos parâmetros de desempenho. .	83
4.4	Valores de projeto dos núcleos 1a e 1b.	91
4.5	Valores de projeto do núcleo 2.	92

Lista de Símbolos

Símbolo	Descrição
x	Variável genérica utilizada para exemplificar símbolos de operadores.
\hat{x}	Valor de pico de uma variável x qualquer.
\vec{x}	Vetor ou campo vetorial da grandeza x .
$\langle x \rangle_T$	Média da variável x num período T para quaisquer x e T .
Δx	Diferença discreta entre dois valores de x . Pode indicar valor de pico a pico de um sinal.
$\angle x$	Ângulo (argumento) de uma variável complexa x .
$\Re\{x\}$	Parte real de x .
x^*	Conjugado complexo de x .
dx ou ∂x	Valor infinitesimal de x . Se x for uma área, ∂x é o perímetro dela.
$\vec{\nabla} \cdot \vec{x}$	Divergente do campo \vec{x} .
$\vec{\nabla} \times \vec{x}$	Rotacional do campo \vec{x} .
A	Área.
A_c	Área de seção transversal do núcleo magnético que é perpendicular ao fluxo magnético.
A_{exp}	Área de superfície do indutor exposta à convecção natural.
A_f	Área de seção transversal do fio condutor.
$A_{f,af}$	Área de seção transversal do fio condutor equivalente para altas frequências.

Símbolo	Descrição
A_l	Constante de indutância ou indutância específica. Definida como a indutância de uma única volta de condutor no núcleo.
$A_{W,g}$	Área da janela interna circular geométrica do núcleo toroidal.
A_m	Área da janela interna magnética delimitada por l_c (caminho magnético médio).
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
B	Densidade de fluxo magnético.
ΔB	Oscilação de pico a pico de B associado a Δi_c .
ΔB_{max}	Valor máximo de ΔB .
B_0	Ponto de operação de B associado a $\langle i_c \rangle_{T_s}$.
B_{sat}	Valor de saturação da densidade de fluxo magnético.
<i>BIBO</i>	<i>Bounded Input- Bounded Output</i> . Critério de estabilidade dinâmica no domínio do tempo.
<i>BJT</i>	<i>Bipolar Junction Transistor</i> .
C_d	Capacitância de amortecimento do filtro.
C_f	Capacitância de filtragem do filtro.
C_{eq}	Capacitância equivalente formada por C_f e C_d .
$C_i(s)$	Função de transferência do compensador Proporcional Integral da malha de corrente.
<i>CMC</i>	Corrente de modo comum (<i>common mode current</i>).
d	Razão cíclica do <i>PWM</i> .
\hat{d}	Componente de perturbação da razão cíclica d .
D	Componente constante da razão cíclica d .
D_1	Diodo 1.
D_2	Diodo 2.
D_3	Diodo 3.
D_4	Diodo 4.
δ	Profundidade pelicular de uma onda eletromagnética num condutor.

Símbolo	Descrição
DMC	Corrente de modo diferencial (<i>differential mode current</i>).
eq.	Equação.
E	Campo elétrico.
f	Variável de frequência.
$f_{c,c}$	Frequência de corte da malha de corrente compensada.
f_s	Frequência de comutação.
f_g	Frequência da rede.
f_r	Frequência de ressonância do filtro LCL.
$f_{r,max}$	Frequência de ressonância máxima do filtro LCL.
$f_{r,min}$	Frequência de ressonância mínima do filtro LCL.
\mathcal{F}	Força eletromotriz.
Φ	Fluxo magnético.
FP	Fator de potência.
FTMA	Função de transferência de malha aberta.
$FTMA_{nc}(s)$	FTMA não compensada.
$FTMA_c(s)$	FTMA compensada.
GC	Geração concentrada.
GD	Geração distribuída.
$G(s)$	Função de transferência genérica.
$G_L(s)$	Função de transferência entre $u_c(s)$ e $i_g(s)$ para o filtro L.
$G_{LCL}(s)$	Função de transferência entre $u_c(s)$ e $i_g(s)$ para o filtro LCL.
$G_{LCL+RC}(s)$	Função de transferência entre $u_c(s)$ e $i_g(s)$ para o filtro LCL+RC.
$G_{R_d}(s)$	Função auxiliar do LGR para variação de R_d .
$G_{res}(s)$	Termo ressonante de $G_{LCL+RC}(s)$.
η	Eficiência.
i_c	Corrente saída do conversor e de entrada do filtro.
I_c	Valor eficaz (<i>RMS</i>) de i_c .

Símbolo	Descrição
Δi_c	Componente de oscilação pico a pico de i_c na frequência f_s .
$\Delta i_{c,max}$	Valor máximo de Δi_c .
i_{cc}	Corrente de saída do barramento capacitivo e de entrada do inversor.
$i_{c,cont}$	Sinal de controle para i_c .
$i_{c,norm}$	Corrente i_c normalizada em função de U_g e P_g .
$i_{c,ref}$	Referência da corrente i_c gerada a partir de u_g .
$i_{c,dif}$	Diferença (erro) do seguimento de $i_{c,ref}$ por $i_{c,norm}$.
i_g	Corrente de saída do filtro e de entrada da rede.
i_{pv}	Corrente de saída do gerador fotovoltaico e de entrada do barramento capacitivo.
I	Corrente elétrica.
I_c	Valor <i>RMS</i> de i_c .
$I_{c,af}$	Valor <i>RMS</i> de i_c para altas frequências.
$I_{c,bf}$	Valor <i>RMS</i> de i_c para baixas frequências.
I_{cond}	Corrente de condução de um semiconductor.
$I_{g,k}$	Valor eficaz da componente de i_g na frequência $k \cdot 60Hz$.
I_{med}	Corrente média.
I_{RMS}	Corrente <i>RMS</i> .
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> .
j	Unidade imaginária tal que $j = \sqrt{-1}$.
J	Densidade superficial da corrente I .
k	Constante de proporcionalidade da equação 3.52 (Steinmetz).
k_B	Constante de exponenciação da frequência na equação 3.52 (Steinmetz).
k_f	Constante de exponenciação da densidade de fluxo na equação 3.52 (Steinmetz).
k_{cond}	Constante de condução térmica.
k_{convec}	Constante de convecção térmica..

Símbolo	Descrição
k_{rad}	Constante de irradiação térmica..
K	Ganho ou constante genérico(a).
K_i	Ganho do compensador $C_i(s)$.
l	Comprimento linear.
l_{circ}	Comprimento de uma volta do enrolamento condutor no núcleo magnético. Equivalente a ∂A_c .
l_c	Comprimento do caminho magnético médio num núcleo toroidal.
l_1	Diâmetro maior do núcleo toroidal.
l_2	Diâmetro menor do núcleo toroidal.
l_3	Altura do núcleo toroidal.
L	Filtro com um único indutor.
L	Indutância.
L_1	Indutância de entrada do filtro.
L_2	Indutância de saída do filtro.
L_{eq}	Indutância equivalente total ao somar L_1 com L_2 .
L_g	Indutância intrínseca da rede.
LGR	Lugar geométrico das raízes (<i>root locus</i>).
LCL	Filtro com duas indutâncias longitudinais e uma capacitância transversal.
$LCL + R$	Filtro LCL com ramo R de amortecimento paralelo à capacitância de filtragem.
LCL+RC	Filtro LCL com ramo RC de amortecimento paralelo à capacitância de filtragem.
$m f_c$	Margem de fase de $FTMA_c(s)$.
M	Índice de modulação.
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> .
MPPT	Rastreamento do ponto de máxima potência (<i>maximum power point tracking</i>).
μ	Permeabilidade magnética do núcleo.
μ_f	Permeabilidade magnética do fio condutor.

Símbolo	Descrição
n	Número de voltas de um enrolamento.
ω	Variável de frequência angular tal que $\omega = 2\pi f$.
$\omega_{c,c}$	Frequência angular de corte (0dB) de $FTMA_c$.
ω_s	Frequência angular de comutação.
ω_g	Frequência angular da tensão da rede tal que $\omega = 2\pi f_g$.
ω_r	Frequência angular de ressonância do filtro.
ω_{res}	Frequência angular ressonante de $G_{res}(s)$.
$\omega_{z,i}$	Zero do compensador $C_i(s)$.
P	Potência ativa.
P_g	Potência ativa nominal injetada na rede.
P_c	Perdas magnéticas no núcleo de um indutor.
P_{comut}	Perdas de comutação de um semiconductor.
$P_{cond,M}$	Perdas de condução de um <i>MOSFET</i> .
$P_{cond,D}$	Perdas de condução de um diodo.
P_{cc}	Potência ativa fornecida pelo barramento CC.
P_f	Perdas no filtro.
P_{R_d}	Potência dissipada em R_d .
P_{vol}	Perdas magnéticas por unidade de volume do núcleo magnético.
P_w	Perdas elétricas nos enrolamentos condutores de um indutor.
$P_{w,af}$	Perdas elétricas nos enrolamentos condutores (altas frequências).
$P_{w,bf}$	Perdas elétricas nos enrolamentos condutores (baixas frequências).
PI	Proporcional Integral. Sigla característica do compensador $C_i(s)$.
<i>PLL</i>	<i>Phase Locked Loop</i> .
<i>PWM</i>	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).
$Q_{C_{eq}}$	Potência reativa processada por C_{eq} .

Símbolo	Descrição
r_C	Razão entre C_d e C_f .
r_L	Razão entre L_2 e L_1 .
\mathcal{R}	Relutância magnética.
R	Resistência equivalente da rede (u_g/i_g).
R_d	Resistência de amortecimento do filtro.
$R_{d,opt}$	Valor otimizado de R_d que minimiza pico ressonante.
$R_{DS,on}$	Resistência equivalente de condução para o <i>MOSFET</i> .
RMS	<i>Root mean square</i> . Raíz quadrada da média quadrática de um sinal periódico.
σ	Parte real de s .
σ_f	Condutividade elétrica de um fio condutor.
s	Frequência complexa do domínio de Laplace tal que $s = \sigma + j\omega$.
s_r	polo real de $G_{LCL+RC}(s)$.
S	Potência aparente.
S_g	Potência aparente injetada na rede.
S_1	Interruptor 1.
S_2	Interruptor 2.
S_3	Interruptor 3.
S_4	Interruptor 4.
S_5	Interruptor 5.
S_6	Interruptor 6.
t	Variável do tempo.
t_{des}	Tempo de descida de um sinal do nível máximo ao nível mínimo.
t_{sub}	Tempo de subida de um sinal do nível mínimo ao nível máximo.
T	Temperatura variável de um corpo.
T_0	Temperatura ambiente (invariável).
ΔT	Diferença de temperatura para a temperatura ambiente.

Símbolo	Descrição
T_g	Período de oscilação tensão da rede u_g e inverso de f_g .
T_s	Período de comutação do inversor e inverso de f_s .
THD	Distorção harmônica total (<i>total harmonic distortion</i>).
U_{bloq}	Tensão de bloqueio de um semicondutor.
u_c	Tensão de saída do inversor e de entrada do filtro.
U_{cond}	Tensão de condução de um semicondutor.
U_{cc}	Tensão contínua do barramento capacitivo.
u_g	Tensão alternada da rede.
$u_{g,PLL}$	Tensão da rede processada pelo <i>PLL</i> .
U_g	Tensão eficaz da rede.
U_{max}	Tensão máxima atingida por um componente.
u_{mod}	Sinal de tensão moduladora.
u_{port}	Sinal de tensão portadora.
u_{sinc}	Sinal de sincronismo da tensão da rede (<i>PLL</i>) para a corrente injetada.
V_c	Volume do núcleo magnético.
Z	Impedância equivalente do filtro da perspectiva de u_c .
Z_1	Impedância 1 do modelo T.
Z_2	Impedância 2 do modelo T.
Z_3	Impedância 3 do modelo T.
Z_b	Impedância base definida na página 49.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Motivação	2
1.3	Objetivos	3
1.4	Revisão Bibliográfica	4
2	O conversor Dual Buck proposto	9
2.1	Etapas de operação	11
2.1.1	Primeira etapa de operação	12
2.1.2	Segunda etapa de operação	12
2.1.3	Terceira etapa de operação	13
2.1.4	Quarta etapa de operação	14
2.2	Esforços nos componentes	14
2.3	Modelagem de controle linear do conversor Dual Buck proposto	19
2.3.1	Validação em malha aberta	22
2.3.2	Validação em malha fechada	23
2.4	Projeto do compensador Proporcional Integral	26
3	Metodologias de análise e projeto de filtros LCL+RC	31
3.1	Topologias de filtros	31
3.1.1	Filtro L	33
3.1.2	Filtro LCL	35
3.1.3	Filtro LCL+R	35
3.1.4	Filtro LCL+RC	36
3.2	Metodologias de projeto de filtros LCL+RC	36
3.2.1	Método proposto	38

3.2.2	Método Liserre-Blaabjerg	48
3.2.3	Método WU-Blaabjerg	50
3.3	Análise de estabilidade paramétrica	52
3.3.1	R_d variável	54
3.3.2	C_{eq} variável	56
3.3.3	r_C variável	59
3.3.4	L_{eq} variável	60
3.3.5	r_L variável	63
3.3.6	Composição	64
3.4	Dimensionamento dos magnéticos	66
3.4.1	Revisão de eletromagnetismo	66
3.4.2	Projeto do componente magnético	68
3.4.3	Cálculo das perdas nos condutores	72
3.4.4	Cálculo das perdas no núcleo	73
3.4.5	Curva de magnetização do núcleo	76
3.4.6	Temperatura	77
4	Simulações	79
4.1	Parâmetros selecionados	79
4.2	Metodologia	81
4.3	Análise comparativa dos métodos	81
4.3.1	Fator de Potência	81
4.3.2	THD	81
4.3.3	Eficiência	82
4.3.4	Atenuação na frequência de comutação	82
4.4	Resultados de simulação	82
4.5	Estimativa do desempenho dos magnéticos	91
5	Resultados Experimentais	93
6	Conclusão	99
	Referências Bibliográficas	101

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Contextualização

Desde do surgimento da geração de eletricidade em larga escala no século XIX [1] até os dias de hoje, a maior parte da energia elétrica produzida no mundo provém de fontes não renováveis e altamente poluidoras como, os combustíveis fósseis [2]. Tal fato decorre do domínio das técnicas de processamento e fácil acesso aos insumos nas décadas anteriores.

Entretanto, a utilização de petróleo e carvão como fontes primárias vem trazendo muitos desafios, já que estes recursos são esgotáveis e contribuem enormemente para o aumento de dióxido de carbono e de enxofre na atmosfera, entre outros gases prejudiciais. Estes fatores motivaram a busca por outras fontes de energia, como a hidroelétrica, nuclear, etc, as quais também possuem seus respectivos desafios, desde inundações de grandes áreas, causando enormes danos ao meio ambiente, até questões relacionadas à segurança na contenção de materiais radiativos [3], [4].

Nas últimas décadas, a geração fotovoltaica está se estabelecendo como um mercado promissor devido à melhora na eficiência dos componentes que realizam processamento da energia, redução de poluentes [5] e incentivos políticos, como o da compensação de geração excessiva por meio de créditos de energia [6] para pequenos consumidores e geradores.

Como os níveis de irradiância solar no Brasil são elevados em

praticamente todo o território, não há uma necessidade nem um desejo de concentrar a geração (GC) em pontos específicos como se faz com usinas hidroelétricas, nucleares e termoeleétricas. Isto abre espaço para o conceito de geração distribuída (GD) que consiste na aproximação entre geradores e cargas, permitindo uma redução nas perdas de transmissão e distribuição [3] [7] [8].

A Resolução Normativa 482 publicada em 2012 pela ANEEL [6] regulamenta também as condições para implementação do sistema de GD e permite a popularização de microinversores fotovoltaicos que, por estarem diretamente conectados aos módulos fotovoltaicos, reduzem ainda mais as perdas do sistema e permitem uma expansão modular sem a necessidade da aquisição de inversores de preços e potências elevadas, além de já realizarem o rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*) individualmente nos módulos fotovoltaicos, evitando que o sombreamento parcial afete todo o sistema.

1.2 Motivação

Com o aumento do número de conversores estáticos processando energias renováveis entre as cargas e a rede, surge a necessidade da filtragem de ruídos introduzidos devido à comutação [8] para atender aos requisitos de rede, conforme recomenda a IEEE [9].

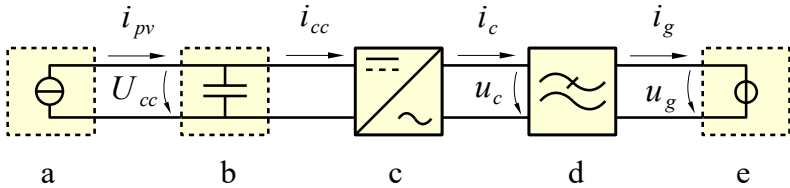
Além da necessidade em atender condições impostas pela legislação, é preciso buscar soluções de baixo custo para mercados emergentes, e um dos pontos bastante estudados nos dias de hoje é a escolha do filtro a ser utilizado e sua otimização, de modo a encontrar um ponto ótimo entre custo e benefício. Portanto, a pesquisa na eletrônica de potência hoje procura dar ênfase em soluções de alta eficiência e alta densidade de potência, assim como baixo custo e volume [10].

A presença de harmônicas num sinal pode ser averiguada pelo índice de Distorção Harmônica Total (*THD: Total Harmonic Distortion*), permitindo assim sua adoção como critério objetivo de dimensionamento do estágio de filtragem para garantir a baixa introdução de ruídos de comutação na rede elétrica, juntamente com outros critérios como fator de potência, amplitude das harmônicas individuais, etc.

Com a crescente demanda por energia elétrica provinda de fontes renováveis, tais como a fotovoltaica [5], surge a necessidade de adequar

as fontes geradoras à rede elétrica já existente. O grande desafio de hoje é desenvolver processadores de energia com alta eficiência, bom rastreamento de máxima potência (*MPPT*) e alto fator de potência, visto que, com a popularização das *smart grids* e da microgeração [3], a tendência é de que as perdas e ruídos na rede elétrica se tornem mais proeminentes, caso estes cuidados não sejam tomados. A Figura 1.1 mostra, de forma simplificada, a interface usual entre a geração fotovoltaica e a rede elétrica.

Figura 1.1: Diagrama de blocos simplificado do sistema de processamento de energia fotovoltaica. a) Fonte de corrente equivalente provinda do conversor CC-CC. b) Barramento capacitivo. c) Inversor. d) Filtro de saída. e) Rede elétrica.



A comparação de diferentes topologias de filtros realizada no capítulo 3 é necessária para se obter o melhor resultado quanto a custo, dimensões, eficiência e dinâmica do sistema.

1.3 Objetivos

Visando atender às condições regulamentadoras e econômicas supracitadas, a empresa LUG Power Electronics desenvolve atualmente no INEP (UFSC) um microinversor fotovoltaico de 1 kW de baixo custo para substituir os tradicionais sistemas de conversão centralizada, aumentando assim o rendimento, confiabilidade e acrescentando modularidade à geração.

Portanto, o presente trabalho objetiva estudar a topologia e o controle do inversor proposto com ênfase no dimensionamento e na análise do filtro passivo aplicado à filtragem de corrente em modo diferencial (*DMC: Differential Mode Current*), o qual faz a interface frente à rede elétrica com a finalidade de respeitar os requisitos da rede, ser-

vindo ao mesmo tempo como uma solução de baixo custo.

1.4 Revisão Bibliográfica

Em sistemas fotovoltaicos há quatro principais tipos de configurações utilizadas [11]:

- Inversor centralizado;
- Múltiplos ramos de conversão CC-CC;
- Múltiplos ramos de conversão CC-CA;
- Microinversores.

A popularização dos microinversores se dá devido à redução dos custos de instalação, maior segurança, melhor eficiência e otimização da extração da energia solar [11]. A redução dos custos de instalação é explicada pela modularidade dos microinversores e pela otimização da extração de energia mediante implementação individual de *MPPT*, impedindo que *strings* de módulos sejam bloqueadas devido ao sombreamento parcial [12].

Os microinversores sem transformadores podem ser classificados em três categorias [12]:

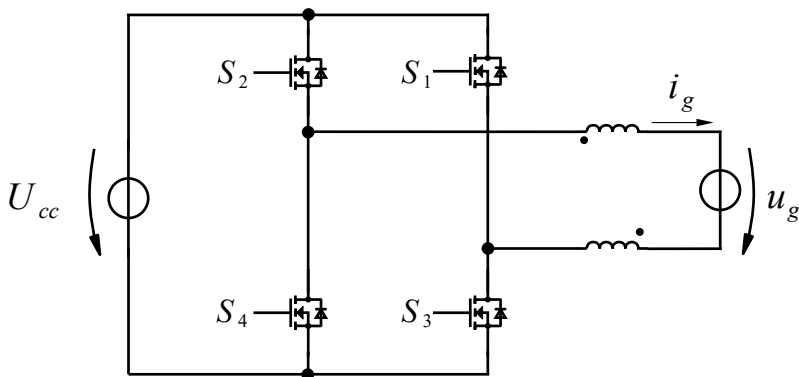
- Topologias de um estágio;
- Topologias de *Pseudo-DC-Link*;
- Topologias de dois estágios.

Os microinversores fotovoltaicos de dois estágios possuem um estágio de conversão CC-CC acoplado a um estágio de conversão CC-CA por meio de um barramento capacitivo que estabiliza a tensão fornecida ao inversor. Diversas topologias de inversores estudadas na literatura podem ser utilizadas, como a de ponte completa, Heric, H5, NPC, Dual Buck, etc.

A Figura 1.2 ilustra a topologia tradicional do inversor de ponte completa. Devido à necessidade de aterramento das partes metálicas dos módulos fotovoltaicos, as capacitâncias parasitas oriundas desse procedimento podem gerar correntes CC de fuga no sentido da rede,

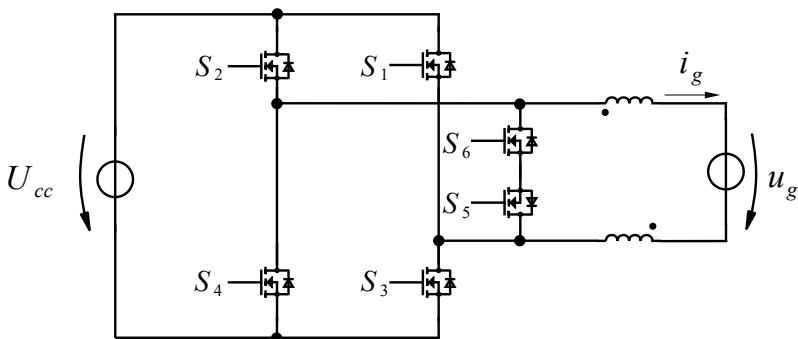
caso a modulação seja de três níveis [13]. Logo, o inversor de ponte completa deve operar com modulação a dois níveis, fato que dificulta a filtragem e, conseqüentemente, aumenta as perdas e o tamanho do filtro, reduzindo seu rendimento.

Figura 1.2: Inversor de ponte completa.



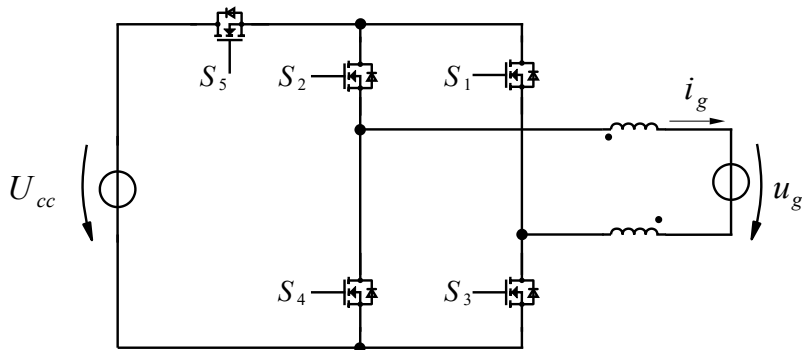
Para resolver esse problema foi proposto por [14] o inversor Heric (*Highly Efficient and Reliable Inverter Concept*), ilustrado na Figura 1.3. O inversor Heric utiliza um ramo auxiliar bidirecional para realizar um desacoplamento CA, garantindo um nível zero na saída e ausência de corrente de fuga [13]. Portanto, ele pode operar a três níveis e se apropriar de uma filtragem adequada.

Figura 1.3: Inversor Heric.



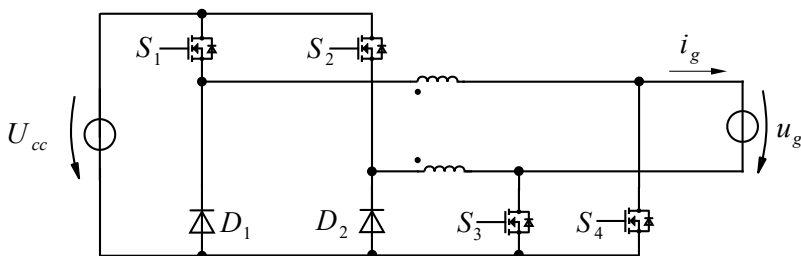
De forma similar ao inversor Heric, a topologia de inversor H5 proposto por [15] e mostrado na Figura 1.4 é capaz de mitigar correntes de fuga, mas desta vez por meio de um desacoplamento CC com uso de um interruptor entre o estágio inversor e o barramento CC [13].

Figura 1.4: Inversor H5.



A topologia de inversor Dual Buck originalmente proposta por [16] e apresentada na Figura 1.5 possui um número reduzido de interruptores, mas exige dois indutores, o que implica aumento do custo [13]. Além disso, os dois indutores utilizados podem não ter a mesma indutância na prática, o que acarretaria num desbalanceamento e no surgimento de correntes de fuga CC [17]. Sobre a topologia de ponte completa, o Dual Buck possui também a vantagem de eliminar a possibilidade de curto-circuito do barramento dos ramos a cada período de comutação.

Figura 1.5: Inversor Dual Buck original.



O processo de filtragem utilizado em inversores podem ser ativo ou passivo [18]. Tradicionalmente, os filtros passivos de inversores utilizavam apenas um indutor (filtro L) [19], mas logo percebeu-se que, com a utilização da topologia LCL, a indutância total poderia ser menor, com a penalidade de desenvolver ressonância e uma aumento na potência reativa devido ao capacitor.

O problema da ressonância pode ser mitigado por meio de técnicas de amortecimento ativo e passivo, comparadas em [18]. A solução aqui adotada é a utilização de amortecimento passivo com a introdução de um elemento resistivo verdadeiro para absorver a energia que poderia causar ressonância. Para a topologia LCL, existem diversas configurações possíveis, muito estudadas na literatura recente [20] [21].

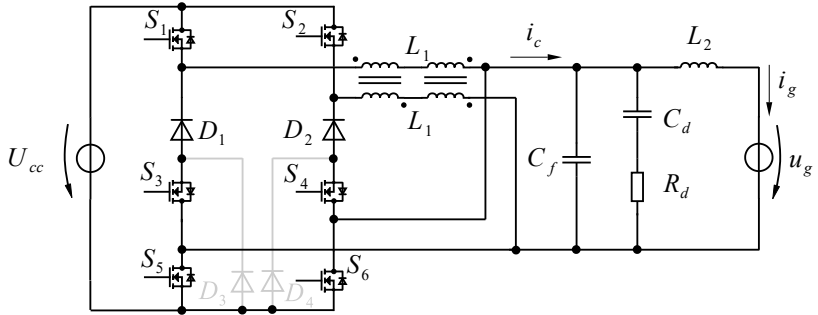
CAPÍTULO 2

O conversor Dual Buck proposto

Com o avanço das tecnologias de geração e processamento de energia, surgem problemas e soluções a todo o momento. Antes de abordar o tópico principal deste trabalho, os filtros, há a necessidade de discutir o funcionamento da solução implementada no bloco adjacente, o inversor.

A topologia de inversor Dual Buck da Figura 1.5 foi proposta por [16] e modificada por [17], adquirindo a forma ilustrada na Figura 2.1.

Figura 2.1: Inversor Dual Buck com filtro LCL+RC.



A introdução dos semicondutores S_3 e S_4 , conforme a Figura 2.1, aumenta a robustez do conversor, já que elimina a possibilidade de curto-circuito do barramento CC nos ramos. Além disso, os diodos D_3 e D_4 são responsáveis por limitar a sobretensão que poderia ocorrer

durante a passagem da tensão da rede por zero, devido às indutâncias do filtro, como discutido em [17].

Segundo [17], as vantagens deste conversor, quando comparadas com topologias mais tradicionais como a de ponte completa, são:

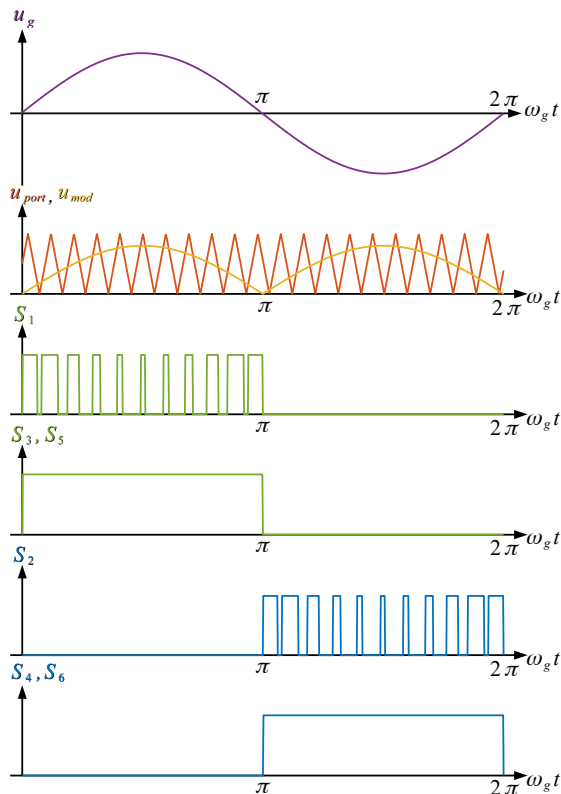
- Apenas dois interruptores comutam em alta frequência, implicando em baixas perdas por comutação;
- Apenas dois semicondutores conduzem em cada etapa de operação;
- Como as perdas se distribuem entre um número maior de componentes, cada um sofre uma dissipação menor de potência;
- Eliminação da possibilidade de curto-circuito nos ramos;
- Permite operação bidirecional;
- Baixa corrente de modo comum (*CMC*), devido à baixa impedância entre o neutro e o terminal negativo do barramento.

2.1 Etapas de operação

O detalhamento da operação do conversor precede sua análise matemática devido a sua importância ao permitir a visualização das formas de ondas e a compreensão dos padrões de corrente e tensão nos diagramas de circuito elétrico nas diferentes etapas de operação.

Durante o primeiro semiciclo da rede, a tensão u_g é positiva e o conversor pode operar na primeira ou na segunda etapa. Já no semiciclo em que a rede possui tensão u_g negativa, o conversor pode operar na terceira ou na quarta etapa. A Figura 2.2 ilustra os sinais de tensão da rede, portadora, moduladora e os acionamentos dos interruptores (período de comutação fora de escala).

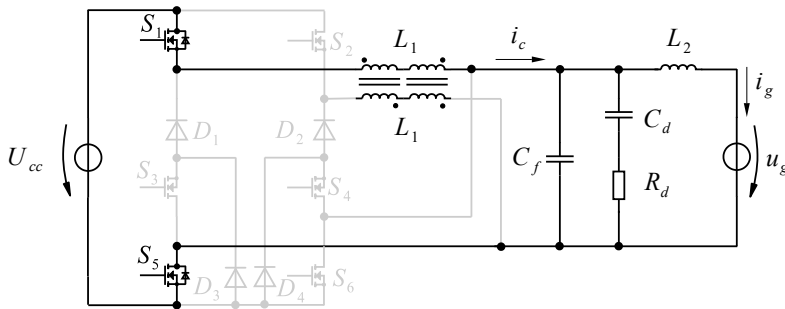
Figura 2.2: Sinais de modulação e de acionamento dos transistores.



2.1.1 Primeira etapa de operação

No início desta etapa, o conversor aciona os interruptores S_1 , S_3 e S_5 . Os interruptores S_1 e S_5 conectam os potenciais da rede no barramento CC e o interruptor S_3 aguarda a segunda etapa para conduzir. Como $U_{cc} > u_g$, há um fluxo de energia do barramento CC para o filtro de saída e a rede. Como se pode observar na Figura 2.3, a corrente flui através de S_1 , S_5 .

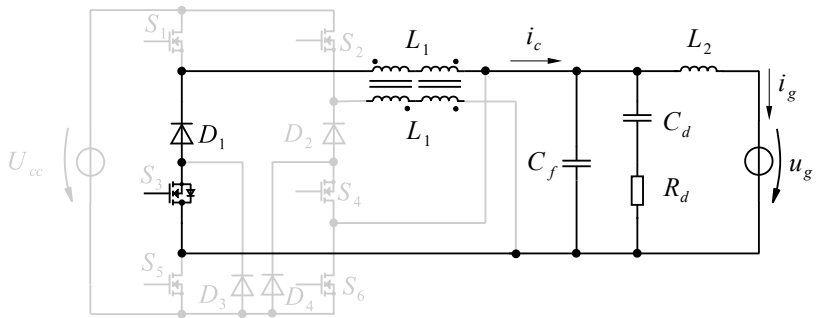
Figura 2.3: Caminho da corrente na primeira etapa de operação do Dual Buck.



2.1.2 Segunda etapa de operação

Nesta etapa, o interruptor S_1 é desativada e a corrente passa a fluir através de S_3 e D_1 devido à polarização direta de D_1 causada pela indutância L_1 . Nesta etapa, o fornecimento de energia é interrompida pelo barramento CC, mas continua a ser fornecida para a rede pelo filtro de saída em função da energia remanescente elementos armazenadores. A Figura 2.4 ilustra o caminho por onde flui a corrente elétrica.

Figura 2.4: Caminho da corrente na segunda etapa de operação do Dual Buck.

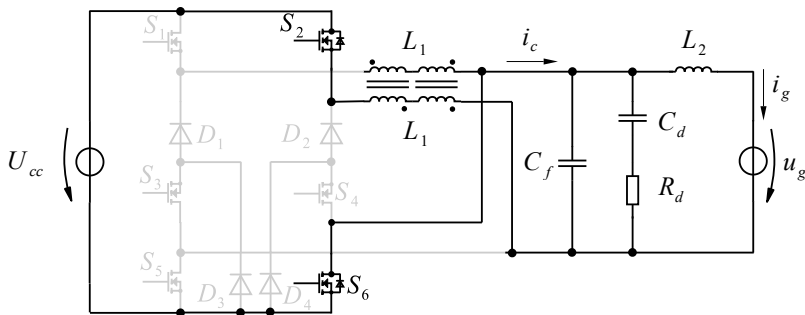


2.1.3 Terceira etapa de operação

A transição entre a segunda e a terceira etapa ocorre junto com a transição da tensão u_g por 0 V. A partir da terceira etapa, u_g e i_c se tornam negativos até o fim da quarta etapa.

Nesta etapa o conversor desliga os interruptores S_1 , S_3 e S_5 e aciona os interruptores S_2 , S_4 e S_6 , de modo que a corrente flua por S_2 e S_6 , enquanto S_4 aguarda a quarta etapa para poder conduzir com a polarização direta de D_2 , como pode ser verificado na Figura 2.5. Assim como na primeira etapa, o barramento fornece energia para a rede com intermédio do filtro.

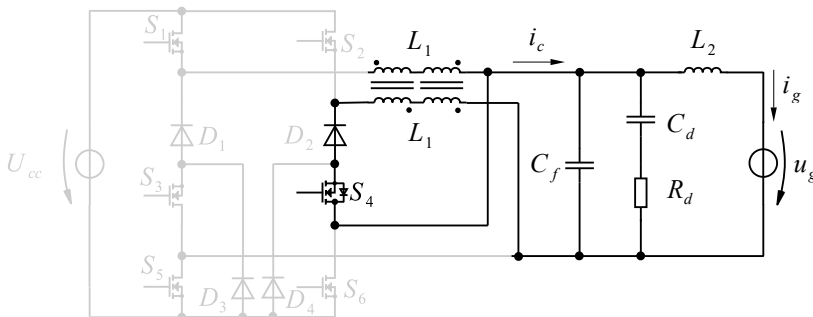
Figura 2.5: Caminho da corrente na terceira etapa de operação do Dual Buck.



2.1.4 Quarta etapa de operação

A quarta e última etapa ocorre de forma similar à segunda. O conversor desativa o interruptor S_2 e a corrente passa a fluir por S_4 e D_2 . Neste momento, o barramento cessa o fornecimento de energia e o filtro descarrega sua energia na rede. O processo descrito está representado na Figura 2.6.

Figura 2.6: Caminho da corrente na quarta etapa de operação do Dual Buck.



2.2 Esforços nos componentes

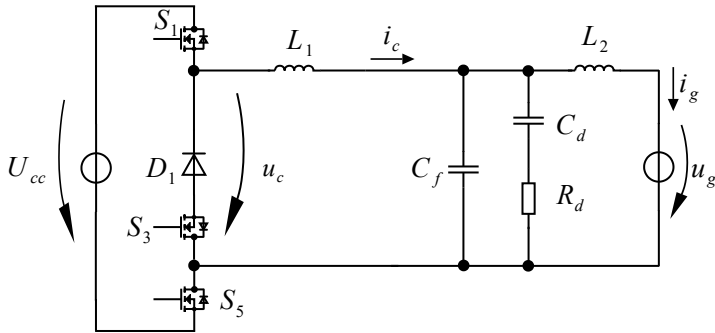
Para realizar a análise dos esforços das variáveis elétricas nos componentes do conversor, será considerada uma escala de tempo da

ordem de grandeza do período de comutação T_s para o ponto de máxima tensão da rede u_g . Assim, $u_g = 220\sqrt{2}$ V para $\omega_g t = \pi/4$ rad, e, já que $T_g \gg T_s$, a tensão da rede é aproximadamente constante na escala de tempo a ser analisada.

Neste instante considerado, o conversor opera alternadamente entre a primeira e segunda etapa, caracterizando a operação de um típico conversor Buck, como pode ser analisado na Figura 2.7. A razão cíclica estática é descrita em (2.1). Isto ocorre apenas no caso em que a razão cíclica é constante (regime permanente), pois as quedas de tensões médias nos indutores são nulas.

$$D = \frac{u_g}{U_{cc}} \quad (2.1)$$

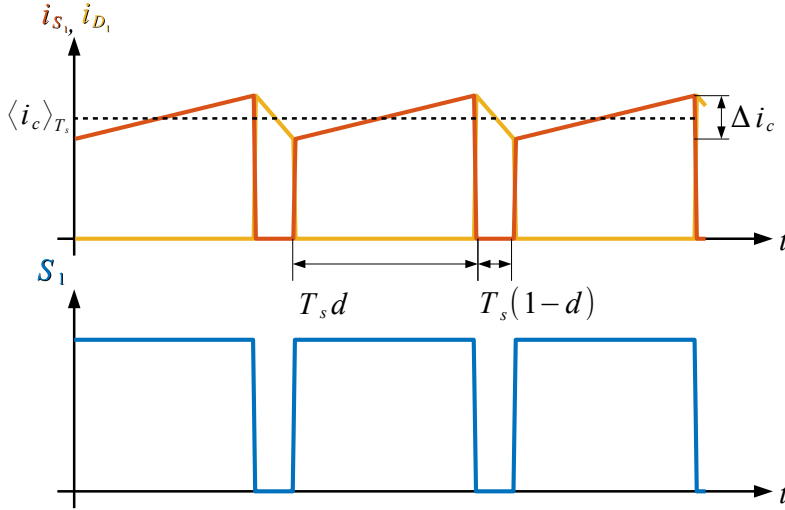
Figura 2.7: Conversor Buck equivalente válido para operação no semiciclo positivo da rede.



A corrente i_c que flui entre o inversor e o filtro de saída pode ser decomposta em uma componente média $\langle i_c \rangle_{T_s}$ dependente do valor da tensão da rede u_g e da potência ativa nominal P_g entregue à rede pelo sistema, como pode ser visto em (2.2). Além disso, i_c possui uma oscilação aproximadamente triangular conforme a Figura 2.8, com valor pico a pico dado por Δi_c e calculado como mostrado em (2.3), deduzida a partir da relação diferencial entre tensão e corrente no indutor.

$$\langle i_c \rangle_{T_s}(t) = \frac{2 \cdot P_g}{U_g \sqrt{2}} \cdot \text{sen}(\omega_g t) \quad (2.2)$$

Figura 2.8: Correntes através de S_1 e D_1 em função do sinal de acionamento de S_1 .



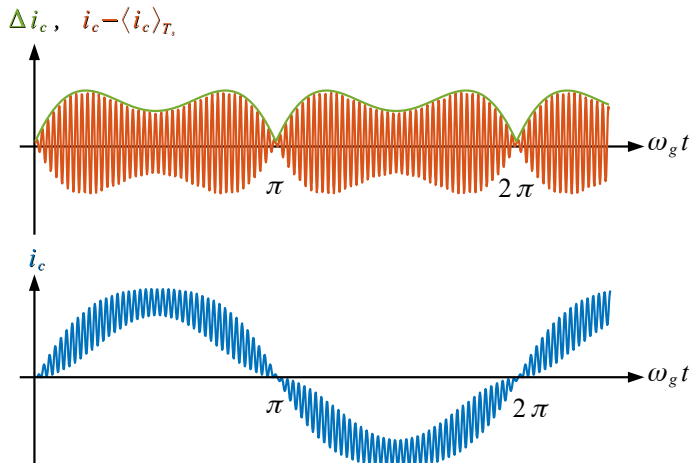
$$\Delta i_c = \frac{(U_{cc} - |u_g(t)|) \cdot d(t)}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (2.3)$$

Ao se verificar que $u_g(t)$ e $d(t)$ variam conforme uma função senoidal, pode-se calcular a derivada temporal de Δi_c e igualá-la a zero. Com isso, chega-se no máximo da função (2.3) que ocorre para $\omega_g t = \arcsen\left(\frac{U_{cc}}{2 \cdot U_g \sqrt{2}}\right)$. Isto permite calcular a máxima oscilação de pico a pico de i_c , descrita em (2.4). A corrente i_c pode ser visualizada num período da rede conforme a Figura 2.9, juntamente com sua componente de alta frequência isolada da média e a amplitude desta componente.

$$\Delta i_{c,max} = u_g(t) \cdot \frac{1 - \frac{|u_g(t)|}{U_{cc}}}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (2.4)$$

O importante ao se projetar o inversor e ao se escolher os elementos é conhecer os níveis dos esforços físicos nos semicondutores, isto é, sob quais condições elétricas e térmicas os componentes estarão sujeitos.

Figura 2.9: Ruído de comutação com sua envoltória Δi_c comparado com i_c .

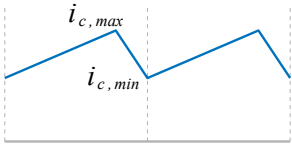
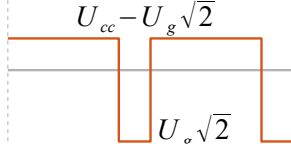
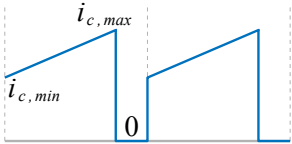
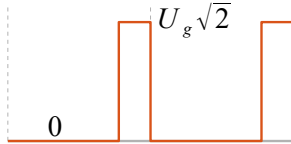
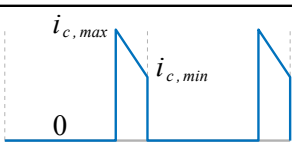
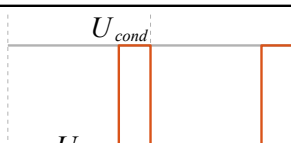
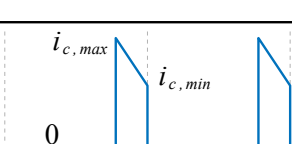
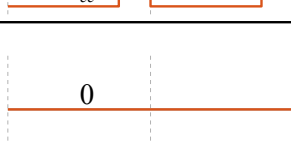
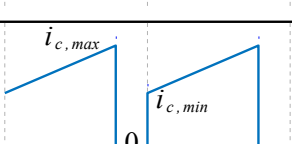
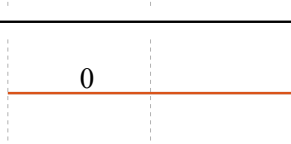


Para os esforços de campo elétrico, basta conhecer a tensão máxima que será aplicada nos componentes. Já para os esforços térmicos causados pelas perdas por condução, basta saber os valores médios e eficazes (*RMS*) de corrente pois, com o conhecimento de outros parâmetros fornecidos pelos fabricantes (resistência interna, tensão de condução, resistência térmica, etc), pode-se calcular o aquecimento nos componentes.

Se os interruptores se tratarem de MOSFET, devido a sua relação proporcional entre corrente e tensão, usa-se a corrente *RMS* para calcular as perdas. Se tratando de diodos, *IGBT* e *BJT*, usa-se a corrente média, pois a tensão tende a se manter constante durante a condução.

A Figura 2.10 ilustra os esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor Buck equivalente (Fig. 2.7) para quando $u_g(t)$ está em seu valor de pico positivo.

Figura 2.10: Sinais dos esforços de corrente e tensão nos componentes do circuito Buck Equivalente (fig. 2.7).

Componente	Esforços	
	Corrente	Tensão
L_1		
S_1		
D_1		
S_3		
S_5		

A Tabela 2.1 fornece os valores dos resultados mais importantes no projeto do inversor. O índice de modulação relaciona a tensão de pico da rede com a tensão do barramento e é definido, neste trabalho, conforme (2.5).

$$M = \frac{U_g \sqrt{2}}{U_{cc}} \quad (2.5)$$

Tabela 2.1: Esforços nos componentes semicondutores do Dual Buck.

Grandeza	S_1 e S_2	S_3 e S_4	S_5 e S_6	D_1 e D_2
I_{RMS}	$2I_c\sqrt{\frac{M}{3\pi}}$	$I_c\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4M}{3\pi}}$	$2I_c\sqrt{\frac{M}{3\pi}}$	$I_c\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4M}{3\pi}}$
I_{med}	$\frac{I_c M}{2\sqrt{2}}$	$I_c\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M}{2\sqrt{2}}\right)$	$\frac{I_c M}{2\sqrt{2}}$	$I_c\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi} - \frac{M}{2\sqrt{2}}\right)$
U_{max}	U_{cc}	$U_g\sqrt{2}$	$U_g\sqrt{2}$	U_{cc}

Para os semicondutores gerais, a expressão que estima as perdas de comutação é fornecida por (2.6) [22].

$$P_{comut} = \frac{1}{2}f_s I_{cond} U_{bloq} (t_{sub} + t_{des}) \quad (2.6)$$

As perdas por condução dos *MOSFET* e dos diodos são expressas por (2.7) e (2.8), respectivamente.

$$P_{cond,M} = R_{DS,on} \cdot I_{RMS}^2 \quad (2.7)$$

$$P_{cond,D} = U_{cond} \cdot I_{med} \quad (2.8)$$

2.3 Modelagem de controle linear do conversor Dual Buck proposto

Para realizar o controle de sinais do estágio de potência é necessário primeiro conhecer o modelo matemático que descreve o comportamento do sinal que se deseja controlar (corrente i_c) a partir do sinal fornecido pelo controlador (razão cíclica d) [23]. Como o modelo linear descreve a dinâmica média de um período de comutação T_s , a tensão da rede será considerada constante u_g , visto que $T_g \gg T_s$ [24].

Durante o semiciclo positivo da rede ($u_g > 0$), o inversor opera apenas com o ramo esquerdo, segundo a Figura 2.1. Ao desconsiderar-se o ramo direito (D_4 , D_2 , S_2 , S_4 e S_6), e tendo em vista que os semicondutores D_3 , S_3 e S_5 operam sempre fechados nesse semiciclo, pode-se também desconsiderá-los, obtendo-se assim a topologia clássica do conversor Buck, conforme a Figura 2.7.

A princípio, uma perturbação na razão cíclica d deveria causar

uma perturbação na tensão u_g , mas como se assume que a rede se comporta como um barramento infinito que não admite influências de cargas ou geradores de baixa potência, o sistema deve operar em malha fechada e a razão cíclica deve estar sincronizada com a rede. Visando uma sincronia perfeita de fase entre i_g e u_g , o modelo geral incluirá uma carga resistiva equivalente R . Ao testar o modelo em malha aberta, R deverá assumir um valor que dissipa uma potência equivalente à injetada na rede. No entanto, para operar em malha fechada no sistema real, $R = 0\Omega$, visto que a rede no modelo de pequenos sinais equivale a um curto-circuito por ser independente da dinâmica entre d e i_g para fins de controle.

Sabe-se que o ganho estático de tensão do conversor Buck é dado simplesmente pela razão cíclica, conforme (2.9).

$$\frac{u_c}{U_{cc}} = d \quad (2.9)$$

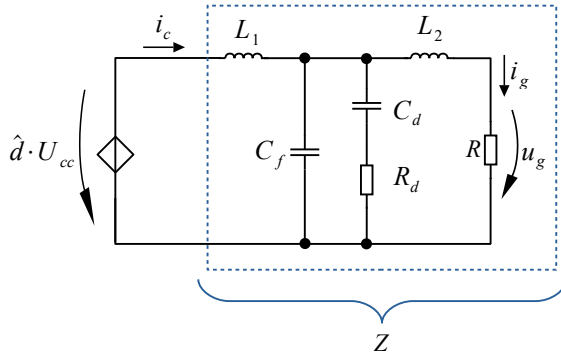
A tensão de barramento será considerada constante no intervalo T_s . Além disso, d pode ser decomposta em suas componentes constante D e oscilatória \hat{d} , como mostra (2.10).

$$d = \hat{d} + D \quad (2.10)$$

Na modelagem, é interessante apenas a componente oscilatória \hat{d} , e desconsidera-se D , pois D corresponde ao ponto de operação e o interesse é descrever uma variação em torno dele. Portanto, já que \hat{d} independe de um ponto de operação D , chega-se na relação (2.11). O circuito equivalente do modelo encontrado está representado na Figura 2.11, com a impedância equivalente Z .

$$u_c = \hat{d} \cdot U_{cc} \quad (2.11)$$

Figura 2.11: Modelo de pequenos sinais do Dual Buck ao se desprezar variações instantâneas da tensão de barramento e da rede no período de comutação.



Felizmente, como o circuito do modelo médio foi reduzido a uma fonte de tensão controlada conectada a uma impedância, a função de transferência pode ser facilmente obtida, conforme (2.12) e (2.13).

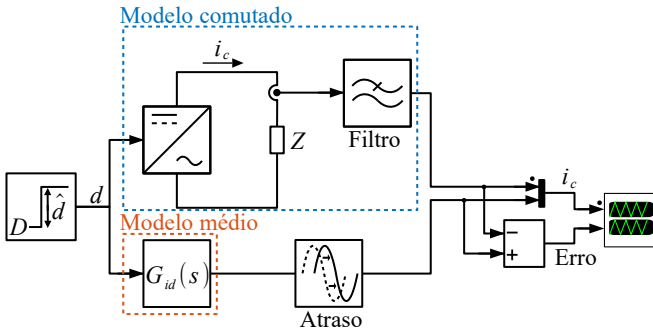
$$G_{id}(s) = \frac{i_c(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{U_{cc}}{Z(s)} \quad (2.12)$$

$$Z(s) = sL_1 \left[sC_f + \left(R_d + \frac{1}{sC_d} \right)^{-1} + (R + sL_2)^{-1} \right]^{-1} \quad (2.13)$$

2.3.1 Validação em malha aberta

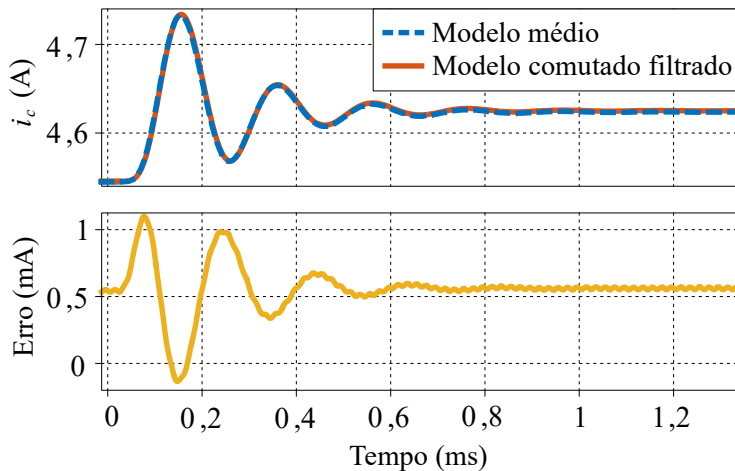
Para validar o modelo deduzido e representado por (2.12) é necessário verificar se uma perturbação na razão cíclica d causa, de fato, a reação esperada em i_c . A metodologia utilizada para tal verificação foi a simulação comparativa entre o modelo comutado (com harmônicas de comutação) e o modelo de médio linear de pequenos sinais. Como as oscilações de corrente em alta frequência de i_c são muito maiores que as de i_g , é difícil visualizar o sinal i_c puro sem filtragem no modelo comutado. Portanto, foi utilizado um filtro passa baixas antes da comparação e um bloco de atraso em cascata com o modelo médio para compensar a alteração da dinâmica causada pelo filtro. A Figura 2.12 ilustra o processo de comparação dos modelos para validação em malha aberta.

Figura 2.12: Diagrama esquemático da validação da planta de controle de corrente em malha aberta. Devido à inclusão do filtro, um bloco de atraso foi adicionado em série com o modelo médio para compensar sua dinâmica.



O sistema foi colocado a operar em malha aberta com razão cíclica máxima $D = \sqrt{2/3}$ e $R = U_g^2/P_g$. Em seguida, foi efetuada uma perturbação em degrau de $\hat{d} = 1\%$ e os sinais medidos de corrente dos dois modelos foram sobrepostos no gráfico superior da Figura 2.13. Com a finalidade de comparar numericamente a diferença foi introduzida também a medição do erro entre os sinais dos dois modelos, representado no gráfico inferior da Figura 2.13.

Figura 2.13: Validação da planta de controle de corrente.



2.3.2 Validação em malha fechada

A função de transferência $G_{id}(s)$ que relaciona i_c e d foi deduzida em (2.12) e validada em malha aberta na subseção 2.3.1 considerando-se a carga R . Entretanto, em aplicação prática no projeto do compensador de corrente injetada, considera-se $R = 0\Omega$ com a finalidade de representar a rede curto-circuitada.

$G_{id}(s)$ representa o modelo médio da composição conversor, filtro e rede, ou seja, é responsável por expressar o comportamento do sistema ao se desconsiderar a frequência de comutação. Para tal, é esperado que este modelo siga o mesmo comportamento do modelo comutado nas baixas frequências. Para fazer esta validação foi utilizado o circuito ilustrado na Figura 2.14.

O circuito da Figura 2.14 contém os dois modelos (comutado em cima e médio embaixo). Ambos possuem os mesmos parâmetros (resistências, capacitâncias, indutâncias, ganhos e frequências de corte do compensador de corrente).

Para comparar os modelos foi considerada a corrente do conversor i_c como ilustrado na Figura 2.15. O atraso de inicialização do modelo comutado permite uma melhor visualização da velocidade de reação e a precisão do compensador.

No gráfico abaixo (Fig. 2.15) é visualmente evidente que o erro médio entre os modelos se torna nulo ao longo do tempo, comprovando a validade da planta deduzida.

Figura 2.14: Diagrama do circuito de comparação entre o modelo comutado e a função de transferência do modelo médio linear.

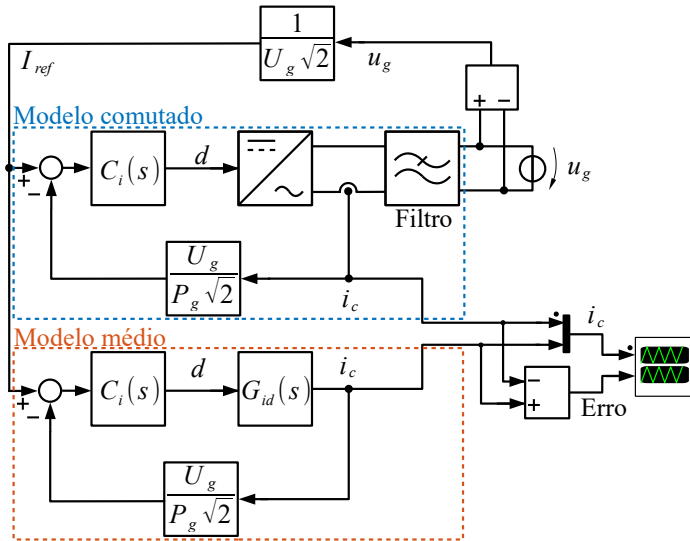
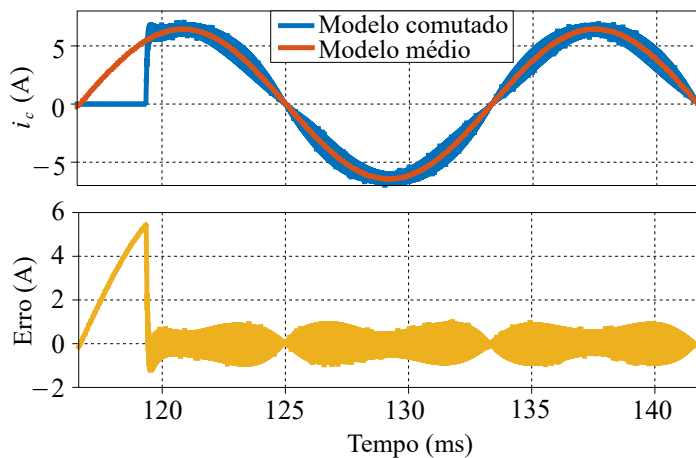


Figura 2.15: Comparação entre modelos médios e comutados. Sinais de i_c dos dois modelos (em cima) e diferença entre eles (embaixo). O modelo comutado foi inicializado com atraso para demonstrar a dinâmica de rastreamento.



2.4 Projeto do compensador Proporcional Integral

Para se garantir um bom fator de potência é necessário sincronizar a corrente injetada na rede (i_g) com a tensão (u_g). Assim, surge a necessidade de um sistema compensador rápido o suficiente para garantir um rastreamento na frequência da rede (f_g) e que seja, simultaneamente, imune ao ruído de comutação (f_s) e à ressonância do filtro (f_r). Além disso, é necessário garantir a estabilidade da compensação.

Neste trabalho foi decidido utilizar um compensador do tipo proporcional integral devido à sua simplicidade e à garantia de erro nulo ao degrau em regime permanente constante ($C_i(s)$, eq. 2.14). No produto da LUG Power Electronics foram introduzidos também filtros ressonantes sintonizados em algumas harmônicas ímpares da rede a fim de aumentar o ganho do controlador nestas frequências e melhorar a rastreamentabilidade de i_c .

Como é de interesse seguir uma referência senoidal de frequência f_g , basta escolher uma frequência de corte muito acima desta para que o compensador a enxergue como um sinal estático e permita a modelagem por meio de um ganho constante. Na prática, esta frequência deve estar acima de $10f_g$. O compensador PI é caracterizado por dois parâmetros: ganho K_i e frequência do zero $\omega_{z,i}$:

$$C_i(s) = K_i \cdot \frac{(s + \omega_{z,i})}{s} \quad (2.14)$$

O método de projeto adotado se baseia na análise da magnitude e fase no espectro de frequência da função de transferência de malha aberta (FTMA) [23], conforme ilustrado na Figura 2.17. Inicialmente é necessário analisar a malha não compensada ($FTMA_{nc}(s)$, eq. 2.15) e verificar se ela cumpre os requisitos dinâmicos desejados. Já que esse normalmente não é o caso, é necessário incluir o compensador e alterar a dinâmica para a malha compensada ($FTMA_c$, eq. 2.16):

- Largura de banda: inversamente proporcional ao tempo de transitório. Definido a partir da frequência de corte $\omega_{c,c}$ da malha compensada ($FTMA_c$, eq. 2.16) tal que $|FTMA_c(\omega_{c,c})| = 0$ dB. É de interesse que a largura de banda seja maior que a frequência

da rede, mas menor que as de comutação e ressonância;

- Amortecimento: medida de estabilidade e sobressinal. Definido a partir da margem de fase $m f_c$ da malha compensada tal que $m f_c = 180^\circ - \angle FTMA_c(\omega_{c,c})$.

$$FTMA_{nc}(s) = G_{id}(s) \cdot \frac{U_g}{P_g \sqrt{2}} \quad (2.15)$$

$$FTMA_c(s) = FTMA_{nc}(s) \cdot C_i(s) \quad (2.16)$$

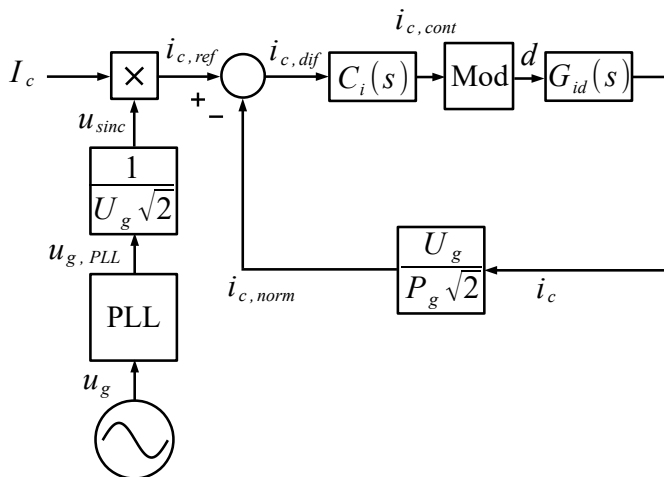
Para se fazer cumprir os requisitos supracitados, resolvem-se (2.17) e (2.18) na ordem apresentada.

$$\omega_{z,i} = \frac{\omega_{c,c}}{\tan(m f_c - 180^\circ + 90^\circ + \angle FTMA_{nc}(j\omega_{c,c}))} \quad (2.17)$$

$$K_i = \frac{\omega_{c,c}}{|FTMA_{nc}(j\omega_{c,c})| \cdot \sqrt{\omega_{c,c}^2 + \omega_{z,i}^2}} \quad (2.18)$$

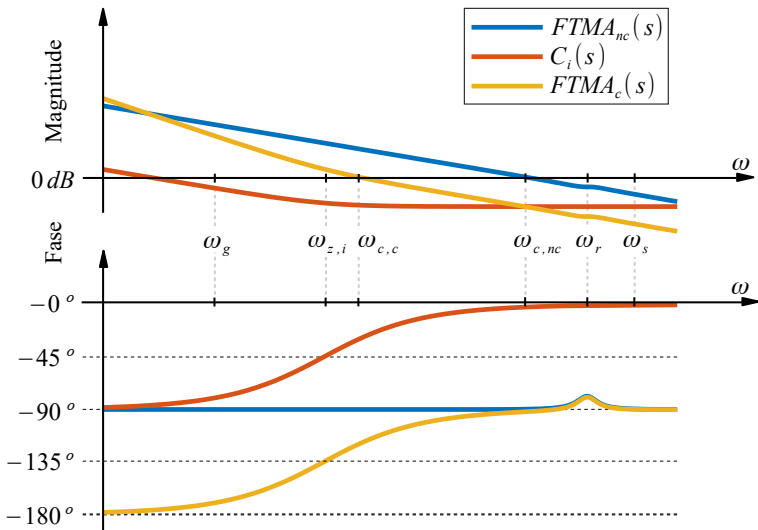
O sistema compensado em malha fechada é apresentado na Figura 2.16, onde pode-se observar que a referência de corrente é fornecida pela tensão u_g com um ganho normalizador. O sinal u_g é processado por um *SOGI SRF PLL* (*Second Order Generalized Integrator Based Synchronous Reference Frame Phase Locked Loop*), o qual gera um sinal senoidal de referência $u_{g,PLL}$ na mesma frequência e fase que a fundamental de u_g [25]. $u_{g,PLL}$ é então normalizado (u_{sinc}) para que possua valor de pico unitário e para que sirva de referência de rastreamento de i_c . u_{sinc} é multiplicado pela referência $RMS I_c$, resultando em $i_{c,ref}$, sinal de referência para a malha de controle de corrente. $i_{c,dif}$ é o sinal de erro dirigido para o controlador PI e resulta da diferença da referência pelo sinal lido e normalizado de i_c : $i_{c,norm}$. O controlador PI gera um sinal de controle $i_{c,cont}$ e o encaminha para o modulador que, neste caso, possui ganho equivalente unitário e fornece para a planta do conversor, $G_{id}(s)$, o sinal de modulação d .

A Figura 2.17 apresenta os diagramas de Bode de $FTMA_{nc}(s)$, $C_i(s)$ e $FTMA_c(s)$. Nela é possível visualizar todas as frequências relevantes juntamente com as funções de transferências consideradas.

Figura 2.16: Malha de compensação de sincronismo da corrente i_c .

Observa-se que, inicialmente, $FTMA_{nc}(s)$ possui frequência de corte ($\omega_{c,nc}$) muito elevada e próxima de ω_r e ω_s , implicando numa baixa atenuação de magnitude nestas bandas. Após a compensação com o controlador $C_i(s)$ foi possível reduzir a frequência de corte do sistema para $\omega_{c,c}$, garantindo melhor atenuação nas bandas de alta frequência ao custo de uma redução na margem de fase.

Figura 2.17: Diagrama de Bode do projeto do controlador de corrente.



CAPÍTULO 3

Metodologias de análise e projeto de filtros LCL+RC

A finalidade do filtro de saída posicionado entre o estágio de inversão e a rede é a mitigação de harmônicas de comutação que surgem no processamento eletrônico. Um filtro adequado que se busca para esta aplicação deve possuir as seguintes características:

- Baixa atenuação do sinal que se deseja passar (f_g);
- Alta atenuação do sinal que se deseja filtrar (f_s);
- Baixa amplitude de ressonância (alto amortecimento);
- Baixas perdas (alta eficiência);
- Baixo preço, volume e massa;
- Baixo defasamento entre i_g e u_g (fator de potência).

3.1 Topologias de filtros

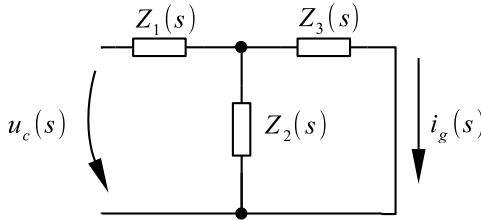
Uma forma prática de estudar o comportamento de um filtro é analisar a resposta dinâmica (amplificação e defasagem) da saída em função de uma entrada a uma dada frequência. As funções de transferências são representações matemáticas destas respostas dinâmicas para diversas frequências de excitação. Todas as topologias de filtros

Tabela 3.1: Substituição dos parâmetros no modelo T em função da topologia de filtro escolhida.

Filtro	Z_1	Z_2	Z_3
L	sL_1	∞	0
LCL	sL_1	$\frac{1}{sC_f}$	sL_2
LCL+R	sL_1	$\frac{1}{sC_f + \frac{1}{R_d}}$	sL_2
LCL+RC	sL_1	$\frac{1}{sC_f + \frac{1}{R_d + \frac{1}{sC_d}}}$	sL_2

passivos de saída considerados neste estudo podem ter suas relações entre entrada e saída deduzidas facilmente por meio do modelo genérico T, conforme a Figura 3.1.

Figura 3.1: Modelo T genérico de filtros passivos para dedução da função de transferência que relaciona tensão de entrada com a corrente de saída.



A função de transferência entre $u_c(s)$ e $i_g(s)$ está representada em (3.1), e os parâmetros a serem substituídos para cada tipo de filtro estão listados na Tabela 3.1.

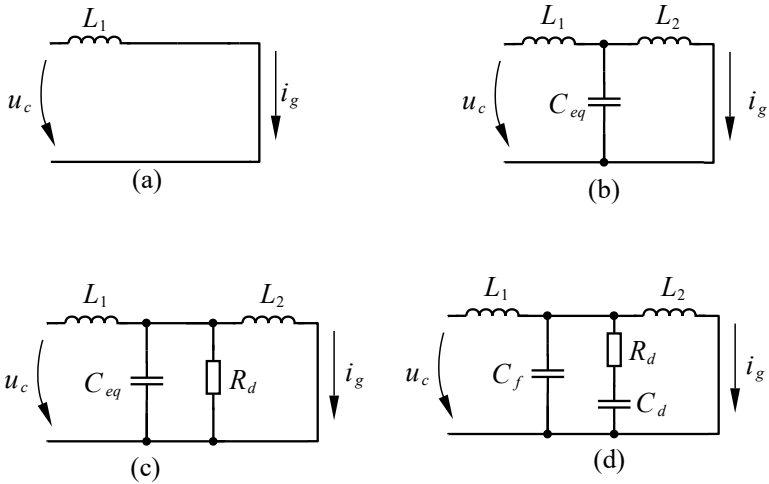
$$G(s) = \frac{i_g(s)}{u_c(s)} = \frac{1}{Z_3 + \frac{Z_1}{Z_2} \cdot (Z_2 + Z_3)} \quad (3.1)$$

Para os filtros L, LCL, LCL+R e LCL+RC foram deduzidas as funções de transferência em (3.2), (3.3), (3.4), e (3.5), respectivamente.

A compreensão da evolução dos filtros do L ao LCL+RC é facilitada pela Figura 3.2, onde as topologias são representadas esquematicamente com os respectivos componentes e grandezas relevantes. O primeiro aprimoramento é a introdução de um capacitor para au-

mentar a taxa de atenuação por frequência, seguido de um resistor e para amortecer a ressonância causada pelo capacitor. Finalmente, introduz-se também um outro capacitor para bloquear sinais de baixas frequências sobre o resistor. As respostas em frequência das quatro topologias estão ilustradas na Figura 3.3.

Figura 3.2: Topologias de filtros comparadas. (a): L. (b): LCL. (c): LCL+R. (d): LCL+RC.



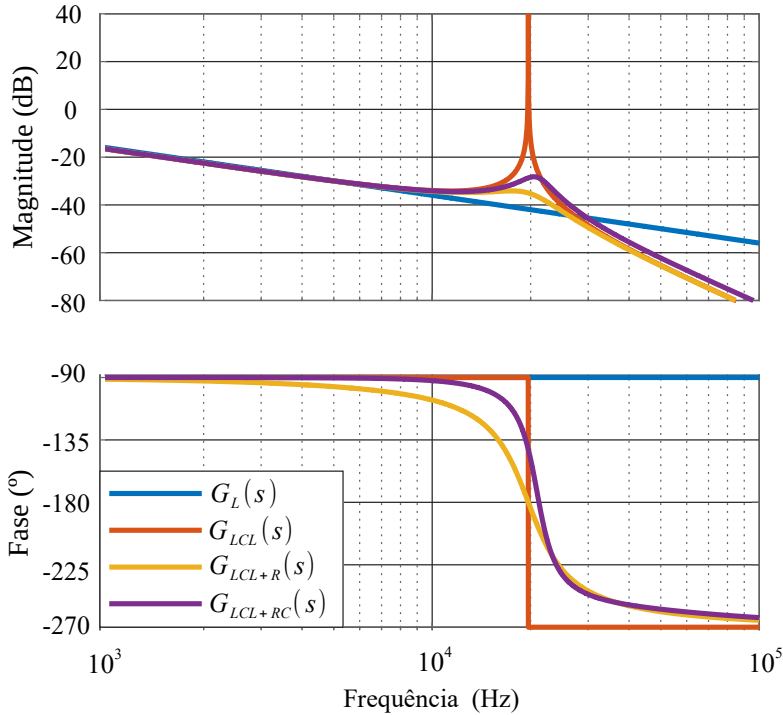
3.1.1 Filtro L

O filtro L é a topologia de filtro passivo mais simples e tradicional a ser utilizada num inversor conectado à rede, pois é composta por apenas um componente indutivo cuja impedância decai linearmente com a frequência numa taxa de 20 dB/dec. Possui como vantagens o fato de não causar ressonância e de possuir uma função de transferência (eq. 3.2) de primeira ordem com fácil controle.

$$G_L(s) = \frac{1}{sL_1} \quad (3.2)$$

O principal problema de se utilizar este filtro reside na dificuldade de se atingir uma boa atenuação na frequência de comutação ao

Figura 3.3: Resposta em frequência de algumas topologias de filtro para $L_1 = 1mH$, $L_2 = 70\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 0,5$ e $R_d = 19\Omega$.



mesmo tempo em que se permite a passagem da frequência da rede com valores não muito elevados de indutância. Portanto, para boa atenuação, a indutância deve ser alta e o filtro tende a ser volumoso e caro. Além disso, a única tecnologia viável disponível para implementar uma indutância é a utilização de condutores de cobre no circuito elétrico e materiais ferromagnéticos no circuito magnético, que possuem elevados custos.

Devido ao elevado custo e à baixa taxa de atenuação, é interessante utilizar topologias de ordens mais elevadas com a inserção de reatâncias capacitivas.

Por isso, topologias do tipo LCL estão se tornando tendências atuais em sistemas conectados à rede [26], já que conseguem atender às limitações de harmônicas injetadas com menor volume e custo [27],

[28].

3.1.2 Filtro LCL

O filtro LCL é um filtro de terceira ordem que introduz um par de polos complexos não amortecidos (sobre o eixo imaginário) a partir do qual a taxa de atenuação aumenta de 20 dB/dec para 60 dB/dec no espectro de frequência em escala logarítmica (diagrama de Bode). Sua função de transferência é representada por (3.3).

$$G_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s(L_1 + L_2)} \quad (3.3)$$

O filtro LCL, quando comparado com o tradicional filtro L, pode atender às exigências da conexão com a rede com menor volume e menor custo [29]. No entanto, sinais de ruído ou mesmo a planta de controle poderiam degradar a qualidade da corrente e até instabilizar o sistema na frequência de ressonância caso nenhum método de amortecimento seja utilizado [30].

3.1.3 Filtro LCL+R

O filtro LCL+R inclui um resistor de amortecimento em paralelo com o capacitor de filtragem. A influência do resistor ocorre no deslocamento dos polos complexos para o semiplano esquerdo causando a redução do pico ressonante. Sua função de transferência é descrita por (3.4).

$$G_{LCL+R}(s) = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C_f + s^2 \frac{L_1 L_2}{R_d} + s(L_1 + L_2)} \quad (3.4)$$

O grande problema desta topologia é a baixa eficiência já que, para baixas frequências (f_g), os indutores possuem baixa reatância, causando perdas elevadas no resistor, pois ele fica submetido à tensão da rede. Além disso, esta topologia exige resistências elevadas, ocasionando uma piora no desempenho da atenuação em altas frequências [20].

3.1.4 Filtro LCL+RC

Para resolver os problemas da topologia LCL+R, o filtro LCL+RC divide a capacitância total entre o ramo de filtragem e o ramo de amortecimento com a razão de capacitâncias r_C .

A topologia LCL+RC é cada vez mais utilizada por apresentar a redução nas perdas, simplicidade e bom desempenho de atenuação em altas frequências [27]. Sua função de transferência está descrita em (3.5).

$$G_{LCL+RC}(s) = \frac{s + \frac{1}{C_d R_d}}{s^4 L_1 L_2 C_f + s^3 \frac{L_1 L_2 (C_f + C_d)}{C_d R_d} + s^2 (L_1 + L_2) + s \frac{(L_1 + L_2)}{C_d R_d}} \quad (3.5)$$

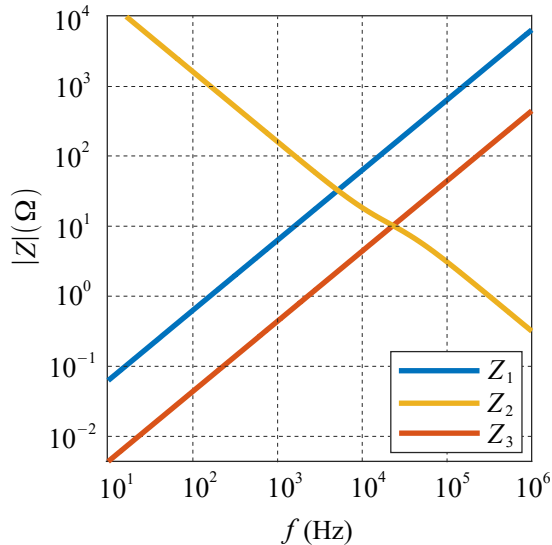
O problema do filtro LCL+R relatado anteriormente é resolvido graças à inserção do capacitor C_d em série com R_d que, em baixas frequências, especialmente em torno de f_g , desacopla o ramo de amortecimento contendo R_d . Isso implica no corte das perdas em torno de f_g sem afetar o desempenho de atenuação em torno da frequência de comutação f_s .

Para compreender a importância de um filtro de alta ordem vale verificar a variação das impedâncias internas Z_1 , Z_2 e Z_3 do modelo T com a visualização da Figura 3.4. Nela, observa-se que os indutores apresentam baixas reatâncias e os ramos transversais possuem alta impedância para a frequência da rede ($f = f_g$). Este cenário se inverte na frequência de comutação ($f = f_s$), na qual os indutores adquirem alta reatância e os ramos transversais baixa impedância. Estas características são típicas de um filtro passa-baixas de ordem elevada, já que as baixas frequências passam sem muitos problemas da entrada para a saída e as altas frequências, além de sofrerem alta impedância longitudinal, são curto-circuitadas pelas baixas impedâncias nos ramos transversais.

3.2 Metodologias de projeto de filtros LCL+RC

Devido à presença de indutores e capacitores na topologia LCL, é necessário o uso de métodos de amortecimentos para evitar instabilidade e amplificação de ruídos eletromagnéticos no sistema.

Figura 3.4: Módulo das impedâncias do modelo T para a topologia LCL+RC em função da frequência. $L_1 = 1mH$, $L_2 = 70\mu H$, $C_f = 0,5\mu F$, $C_d = 0,5\mu F$, $R_d = 22\Omega$.



Caso não haja amortecimento, o filtro tende a introduzir zeros no semiplano direito e polos complexos na função de transferência do controle de i_c na frequência de ressonância. Se a(s) frequência(s) de ressonância ficar(em) menor(es) que a frequência de cruzamento da malha de controle, a margem de fase ficará negativa e o sistema poderá se tornar instável [24].

De forma abrangente, existem dois métodos para realizar o amortecimento [18]. Estes são:

- Método Ativo: Utiliza técnicas microprocessadas para emular um resistor de amortecimento na malha de controle ou filtrar as referências de tensão de modulação, por exemplo. Possui melhor eficiência ao evitar dissipação de potência num resistor real, mas possuir maior complexidade na implementação;
- Método Passivo: Utiliza um resistor real para absorver a energia que poderia causar instabilidade. É um método simples, direto e de baixo custo [29], além de mais robusto, não dependendo de

sistemas microprocessados para seu funcionamento.

A Tabela 3.2 lista as especificações de projeto a ser realizado.

Tabela 3.2: Especificações de projeto do Dual Buck proposto

Parâmetro	Valor
ΔI_c máximo	$30\% I_c \sqrt{2}$
U_g	220 V
U_{cc}	381 V
P_g	1 kW
f_g	60 Hz
f_s	50 kHz
$f_{r,min}$	5 kHz
$f_{r,max}$	20 kHz

A seguir será proposto um método de projeto que procura otimizar custo e desempenho. Após a apresentação do proposto, dois outros métodos da literatura serão apresentados para fins de comparação.

3.2.1 Método proposto

Este método assume a relação $L_1 > L_2$ e visa garantir um bom compromisso entre estabilidade dinâmica, eficiência e custo para ser utilizado em instalações fotovoltaicas de baixas potências a um preço relativamente baixo.

Projeto do indutor L_1

O indutor L_1 depende de parâmetros inerentes do sistema (tensão de barramento, índice de modulação e frequência de comutação) e da máxima oscilação de corrente permitida através dele. Para um índice de modulação (divisão da tensão de pico da rede pela tensão do barramento) entre 0,5 e 1, o menor valor de L_1 é calculado por (3.6) como já se faz tradicionalmente. Neste projeto, o índice de modulação é de $\sqrt{2/3} \approx (311/381)$ (V/V).

$$L_{1,min} = \frac{U_{cc}}{8f_s \frac{\Delta i_{c,max}}{2}} \quad (3.6)$$

O critério de oscilação de corrente utilizado é limitar esta oscilação de alta frequência a 30% do valor de pico da corrente na frequência f_g , sendo $I_c = 4,54A$.

$$\frac{\Delta i_{c,max}}{2} < 30\% I_c \sqrt{2} \quad (3.7)$$

$$L_{1,min} = 988 \mu\text{H}$$

$$\therefore L_1 := 1 \text{ mH}$$

Projeto da capacitância C_{eq}

Antes de definir as capacitâncias de filtragem C_f e de amortecimento C_d , define-se uma capacitância equivalente dada pela soma delas, conforme (3.8).

$$C_{eq} = C_f + C_d \quad (3.8)$$

Existe um problema na incerteza dos parâmetros da rede que pode causar comportamentos inesperados na frequência de ressonância do filtro projetado. Como a indutância equivalente da rede L_g pode variar dependendo das condições locais de instalação, é necessário definir uma banda de variação aceitável garantindo que f_r não saia dela, independente do valor de L_g .

A frequência de ressonância f_r do filtro LCL é expressa por (3.9) e varia entre $f_{r,min}$ para $L_g \rightarrow \infty$ e $f_{r,max}$ para $L_g \rightarrow 0$, mas estes limites podem ser fixados pelas indutâncias e capacitâncias do filtro LCL, conforme (3.10) e (3.11). O posicionamento adequado do limite inferior $f_{r,min}$ garante que f_s seja atenuado pela malha de controle no pior caso ao se projetar com uma frequência de corte menor, ou seja, $f_g \ll f_{c,c} \ll f_{r,min}$. Já o posicionamento ideal do limite superior $f_{r,max}$ garante que o ruído de comutação não seja amplificado, desde que $f_{r,max} < f_s$. A Figura 3.5 demonstra o deslocamento da função de transferência de um filtro LCL para diferentes valores de L_g . Quanto maior o L_2 escolhido, menor a banda de variação de f_r .

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + (L_2 + L_g)}{L_1 C_{eq} (L_2 + L_g)}} \quad (3.9)$$

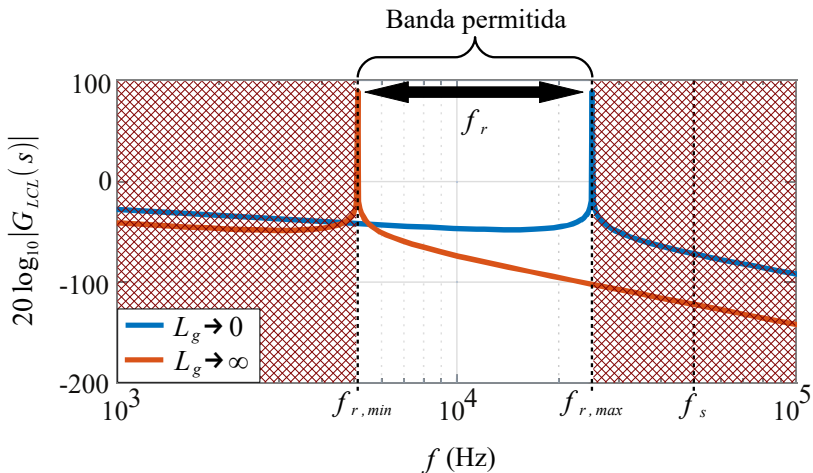
$$f_{r,min} = \lim_{L_g \rightarrow \infty} f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_{eq}}} \quad (3.10)$$

$$f_{r,min} := 5 \text{ kHz}$$

$$f_{r,max} = \lim_{L_g \rightarrow 0} f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_{eq}}} \quad (3.11)$$

$$f_{r,max} := 20 \text{ kHz}$$

Figura 3.5: Banda de variação permitida de f_s em função da indutância incerta da rede L_g com demais parâmetros fixados.



A partir de (3.10) pode-se encontrar o valor de C_{eq} ao manipular a expressão, resultando em (3.12).

$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_{r,min})^2 \cdot L_1} \quad (3.12)$$

$$\therefore C_{eq} \approx 1 \mu\text{F}$$

No entanto, deve-se cuidar para que C_{eq} não seja elevado a ponto

de processar potência reativa $Q_{C_{eq}}$ (eq. 3.13) em excesso. Idealmente, $Q_{C_{eq}}$ deve ser menor que 5% da potência ativa processada pelo inversor, ou seja, $Q_{C_{eq}} < 5\%P_g$ [29].

$$Q_{C_{eq}} = 2\pi f_g U_g^2 C_{eq} \quad (3.13)$$

$$C_{eq,max} = \frac{5\%P_g}{2\pi f_g U_g^2} \quad (3.14)$$

$$\therefore C_{eq,max} = 2,74 \mu\text{F}$$

Projeto do indutor L_2

Como $f_{r,max}$ depende de L_2 , o indutor ligado à rede é escolhido de forma a limitar o intervalo possível de f_r , segundo (3.15), deduzida a partir de (3.11).

$$L_{2,min} = \frac{L_1}{(2\pi f_{r,max})^2 L_1 C_{eq} - 1} \quad (3.15)$$

$$L_{2,min} = 67,6 \mu\text{H}$$

$$\therefore L_2 := 70 \mu\text{H}$$

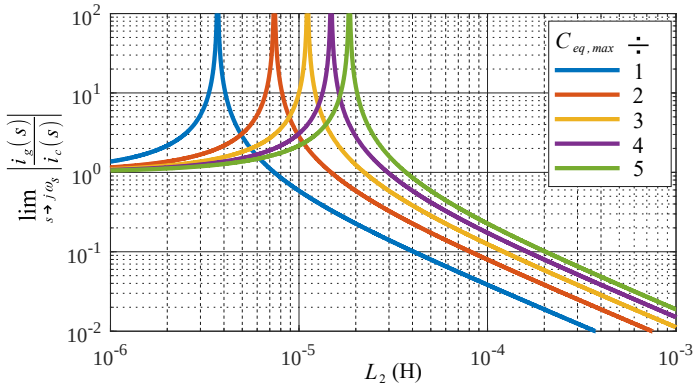
É interessante obter uma estimativa da atenuação total de corrente para diferentes valores de C_{eq} em função de L_2 . Conforme explicado em [31], a atenuação de corrente de um filtro LCL pode ser deduzida a partir da função descrita por (3.16). Esta equação não considera a indutância da rede (L_g) nem o resistor de amortecimento (R_d). A equação (3.16) está ilustrada na Figura 3.6.

$$\frac{i_g}{i_c}(s) = \frac{1}{s^2 C_{eq} L_2 + 1} \quad (3.16)$$

Observa-se que (3.16) é independente de L_1 , já que L_1 só influencia na relação entre i_c e u_c , mas, com i_c já definido, L_1 não influencia i_g .

Na Figura 3.6 é evidente que um valor muito pequeno de L_2 pode intensificar a ressonância, além de aumentar a sensibilidade da indutância da rede L_g como dito anteriormente.

Figura 3.6: Atenuação de corrente do filtro LCL para diversas capacitâncias em função de L_2 com $C_{eq,max} = 2,74\mu\text{F}$.



Projeto dos capacitores C_f e C_d

Com a capacitância total C_{eq} já calculada, define-se uma variável que relaciona a razão entre as duas capacitâncias utilizadas, descrita em (3.17).

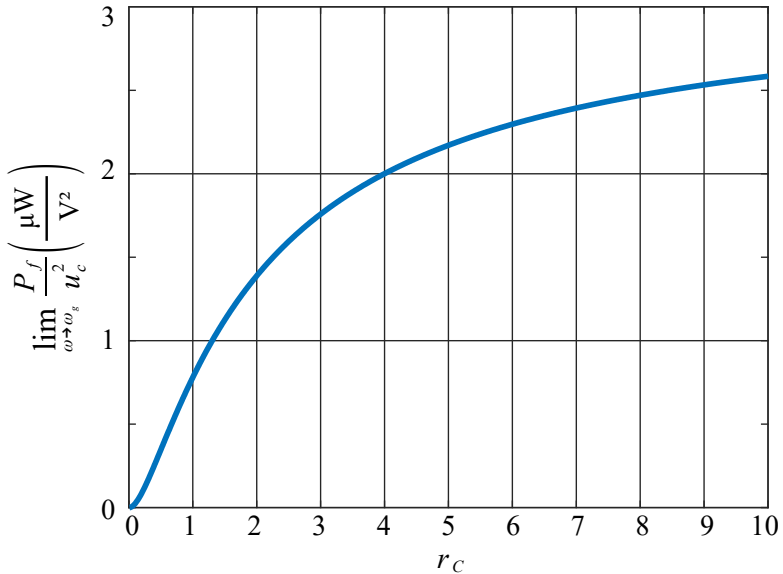
$$r_C = \frac{C_d}{C_f} \quad (3.17)$$

Para escolher uma boa razão r_C serão considerados critérios como perdas no resistor de amortecimento R_d e o desempenho de filtragem da topologia para $L_1 = 1 \text{ mH}$, $L_2 = 70 \mu\text{H}$, $C_{eq} = 1 \mu\text{F}$, $R_d = 22 \Omega$.

Na frequência da rede, L_1 impõe baixa reatância a u_c . Logo, as perdas são próximas do caso em que a tensão do conversor está diretamente aplicada ao ramo RC de amortecimento. A equação (3.18) retrata as perdas normalizadas do filtro em função de r_C para $u_g = u_c$ (circuito aberto). Nela nota-se por inspeção que, a medida que r_C cresce, a função converge para um limite final.

$$\frac{P_f}{u_c^2}(f_g) = \frac{R_d}{R_d^2 + \left(\frac{1+r_C}{r_C C_{eq} \omega_g}\right)^2} \quad (3.18)$$

Para calcular as perdas na frequência de comutação f_s , será con-

Figura 3.7: Gráfico da potência normalizada dissipada em R_d em função de r_C .

siderada a rede curto-circuitada ($R = 0 \rightarrow u_g = 0 \text{ V}$) e as reatâncias devido a L_1 e L_2 não serão mais desprezadas. A equação (3.19) demonstra o cálculo das perdas, em que Z é a impedância equivalente vista pelo inversor com a rede curto-circuitada.

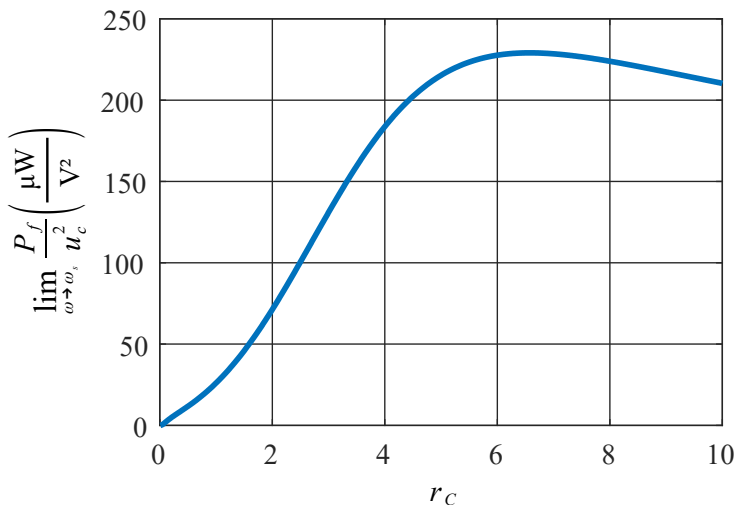
$$\frac{P_f}{u_c^2}(f_s) = \lim_{R \rightarrow 0} \Re \left\{ \left(\frac{1}{Z} \right)^* \right\} \quad (3.19)$$

A Figura 3.8 ilustra como as perdas são elevadas para valores grandes de r_C . Portanto, o valor de r_C deve ser minimizado para que as perdas sejam pequenas.

Ao se reduzir r_C , as perdas de fato diminuem, mas a topologia começa a perder suas características de atenuação, se tornando, no limite de $r_C = 0$, um filtro do tipo LCL. Esse fato é comprovado pelo gráfico traçado na Figura 3.9, onde se observa que o filtro adquire uma ressonância a medida em que r_C diminui.

Levando em consideração as perdas e a atenuação, deve-se escolher um valor intermediário para r_C . Neste caso, pode-se utilizar um

Figura 3.8: Gráfico da potência normalizada dissipada em R_d em função de r_C .



valor de $r_C = 1$. Assim, pode-se calcular C_f e C_d com (3.20) e (3.21), respectivamente.

$$C_f = \frac{1}{1 + r_C} C_{eq} \quad (3.20)$$

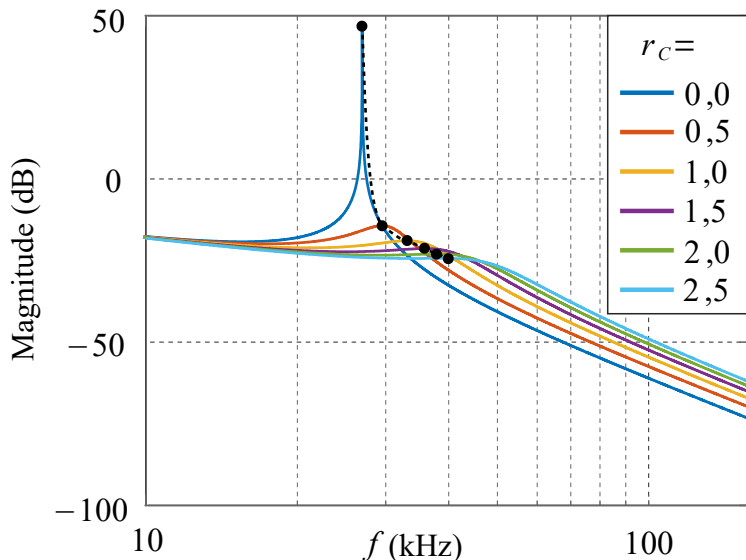
$$\therefore C_f := 0,47 \mu F$$

$$C_d = \frac{r_C}{1 + r_C} C_{eq} \quad (3.21)$$

$$\therefore C_f := 0,47 \mu F$$

Projeto do resistor de amortecimento R_d

A escolha da resistência de amortecimento deste método é seu ponto forte pois parte de uma análise analítica para determinar a resistência ótima $R_{d,opt}$ que garante o menor pico ressonante. As Figuras 3.10 e 3.11 demonstram o que ocorre com valores de R_d menores e maiores que $R_{d,opt}$. Além de ocorrer reduções da atenuação nos dois casos, as frequências ressonantes se deslocam assintoticamente para dois limi-

Figura 3.9: Planta $G_{LCL+RC}(s)$ do filtro para diversos r_C .

tes extremos nos quais o filtro LCL+RC se equivale a filtros LCL (sem amortecimento).

O primeiro passo na determinação de $R_{d,opt}$ consiste em verificar que a função (3.5) possui quatro polos complexos, sendo um localizado na origem. A partir de uma fatoração do polo da origem, obtêm-se a expressão (3.22) como polinômio característico de $G_{LCL+RC}(s)$. Os coeficientes a , b e c são obtidas a partir dos termos no denominador da função (3.5).

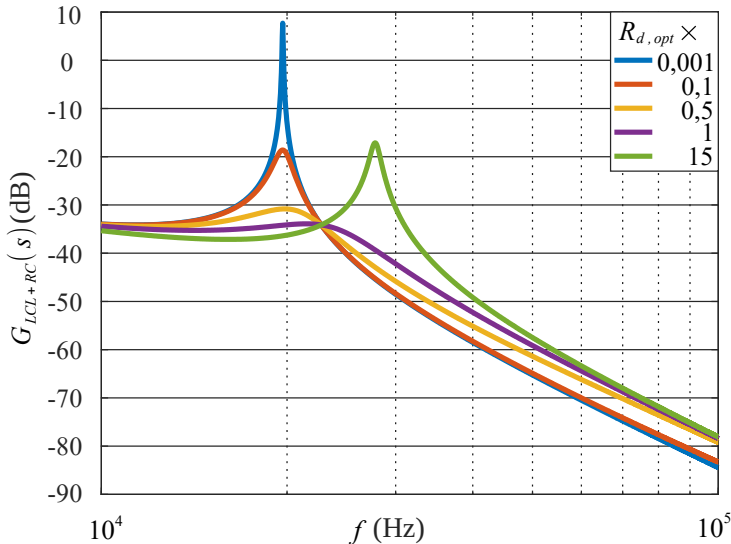
$$s^3 + as^2 + bs + c = 0 \quad (3.22)$$

A expressão em (3.22) possui três raízes complexas no plano s : duas conjugadas e uma real. O próximo passo consiste na fatoração desta raiz real (s_r), como mostra (3.23).

$$(s - s_r) \left(s^2 + s(a + s_r) - \frac{c}{s_r} \right) = 0 \quad (3.23)$$

Para encontrar o valor de s_r , pode-se usar o método Cardano-

Figura 3.10: Diagrama de bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diferentes múltiplos de $R_{d,opt}$



Tartaglia [32]. Assim, a função (3.5) se transforma na expressão em (3.24).

$$G_{LCL+RC}(s) = \frac{\frac{1}{L_1 L_2 C_f} \left(s + \frac{1}{R_d C_d} \right)}{s(s - s_r) \left(s^2 + s(a + s_r) - \frac{c}{s_r} \right)} \quad (3.24)$$

Já que o fenômeno de ressonância é devido à presença do par complexo conjugado do polinômio de segunda ordem no denominador de (3.24), define-se a expressão 3.25 que contém apenas este polinômio quadrático, cujo par de polos complexos se desloca conforme a Figura 3.14 para uma variação de R_d .

$$G_{res}(s) = \frac{1}{s^2 + s(a + s_r) - \frac{c}{s_r}} \quad (3.25)$$

A seguir, deseja-se encontrar o ponto máximo de $G_{res}(s)$ por meio do cálculo diferencial, segundo o desenvolvimento (3.26), sabendo que G_{res} depende de R_d nas variáveis a , c e s_r , assim como $j\omega$ na

variável s . A Figura 3.11 ilustra estas dependências multivariáveis.

$$\frac{d}{d\omega} |G_{res}(j\omega)| (R_d) = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_{res}(R_d) = \sqrt{-\frac{c}{s_r} - \frac{1}{2}(a + s_r)^2} \quad (3.26)$$

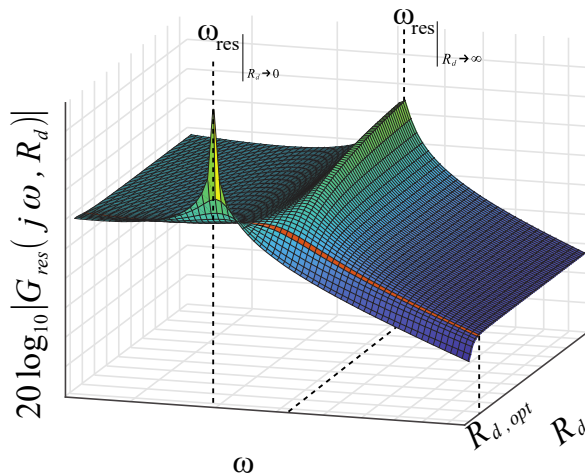
Agora deseja-se encontrar o valor de R_d que minimiza $|G_{res}(j\omega_{res})|$, como mostra (3.27). A equação (3.26) também evidencia que ω_{res} varia com R_d , fato que pode ser confirmado pela visualização do gráfico da Figura 3.11.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dR_d} |G_{res}(j\omega_{res})| &= 0 \\ \therefore R_{d,opt} &= 22 \Omega \end{aligned} \quad (3.27)$$

O valor de R_d encontrado em (3.27) corresponde a $R_{d,opt}$, a resistência de amortecimento que reduz ao máximo o pico ressonante do filtro LCL+RC.

Na Figura 3.11 é possível visualizar onde ocorrem as frequências de ressonância para $R_d \rightarrow 0$ e para $R_d \rightarrow \infty$. O diagrama de Bode de $G_{res}(j\omega, R_{d,opt})$ está destacado na superfície da função multivariável na seção transversal em que $R_d = R_{d,opt}$.

Figura 3.11: Gráfico multivariável de $20\log_{10} |G_{res}(j\omega, R_d)|$.



3.2.2 Método Liserre-Blaabjerg

Este método, apresentado em [33], assume a relação $L_1 < L_2$ se aproveitando da propriedade de baixa sensibilidade da frequência de ressonância f_r do filtro em função da indutância desconhecida da rede L_g devido ao filtro de saída L_2 maior.

Projeto do indutor L_1

O critério que determina L_1 aqui pode ser o mesmo utilizado pelo método proposto que se baseia na limitação de Δi_c , conforme (3.28) e (3.7).

$$L_{1,min} = \frac{U_{cc}}{8f_s \frac{\Delta i_{c,max}}{2}} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} L_{1,min} &= 988 \mu\text{H} \\ \therefore L_1 &:= 1 \text{ mH} \end{aligned}$$

Projeto do indutor L_2

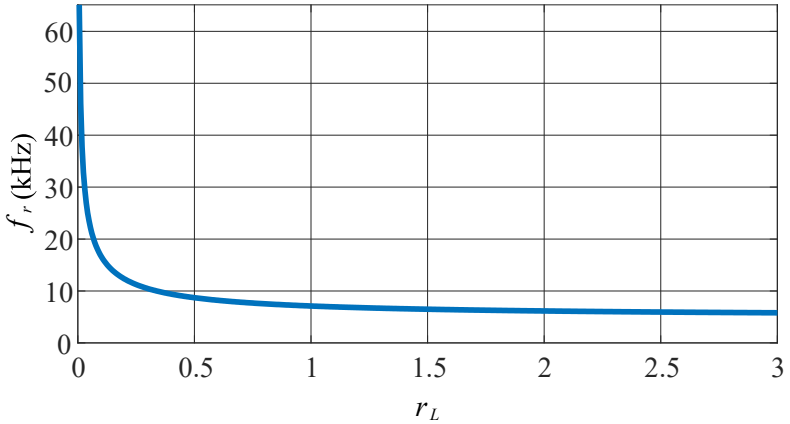
Define-se uma dependência linear r_L de L_2 por L_1 como (3.29).

$$r_L = \frac{L_2}{L_1} \quad (3.29)$$

A Figura 3.12 ilustra o gráfico de f_r em função de r_L . Observa-se que para $r_L > 1$ o filtro adquire um desacoplamento entre o pico de ressonância e quaisquer variações de L_g , já que L_g também influencia em f_r . Então, com r_L suficientemente grande, f_r será garantidamente sempre conhecida, independente das condições locais da rede. Este desacoplamento da frequência de ressonância com a indutância desconhecida da rede melhora a robustez do sistema, já que minimiza o risco existente na possibilidade do pico ressonante sair da região que garante estabilidade [19]. Neste projeto, será escolhido um valor no qual f_r praticamente não varie:

$$\begin{aligned} r_L &:= 3 \\ \therefore L_2 &= 3 \text{ mH} \end{aligned}$$

Figura 3.12: Relação entre a frequência de ressonância f_r e a razão das indutâncias r_L .



Projeto da capacitância C_{eq}

O primeiro passo é definir uma impedância base Z_b que relaciona a tensão da rede com a potência do sistema, como mostrado em (3.30).

$$Z_b = \frac{U_g^2}{P_g} \quad (3.30)$$

$$Z_b = 48,4 \Omega$$

Neste trabalho, o controle da corrente i_g é feito com a aquisição de i_c e u_g , mas outras estratégias podem ser adotadas, como visto em [33]. Para o caso presente, a capacitância de filtragem é definida por meio de (3.31) a fim de minimizar a absorção de potência reativa.

$$C_{eq} = \frac{L_1}{Z_b^2} \quad (3.31)$$

$$C_{eq} = 440 \text{ nF}$$

Este método não utiliza originalmente um segundo capacitor de amortecimento. No entanto, para fins de comparação dos métodos,

pode-se adotar $C_f = C_d$ tal que $C_f + C_d = C_{eq}$.

$$\begin{aligned} \therefore C_d &:= 0,22 \mu\text{F} \\ \therefore C_f &:= 0,22 \mu\text{F} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Projeto do resistor de amortecimento R_d

Os autores não propõem um método direto para projetar este elemento, apenas escolhem um arbitrariamente. Para fins de comparação se escolherá o mesmo do método proposto, de acordo com (3.33).

$$\begin{aligned} R_d &= R_{d,opt} \\ R_d &= 22 \Omega \end{aligned} \quad (3.33)$$

3.2.3 Método WU-Blaabjerg

Este método é apresentado em [29] e baseado em [34]. Se caracteriza pela relação $L_1 = L_2$. No artigo referência, os autores comparam três topologias de filtro, incluindo o LCL+RC, e apresentam critérios para projetar os elementos de filtragem passiva para minimizar as perdas e maximizar o amortecimento.

Projeto do indutor L_1

A escolha de L_1 também se baseia na limitação das oscilações de comutação até um percentual de I_c , conforme (3.34).

$$L_{1,min} = \frac{U_{cc}}{8f_s \frac{\Delta i_{c,max}}{2}} \quad (3.34)$$

$$L_{1,min} = 988 \mu\text{H}$$

$$\therefore L_1 := 1 \text{ mH}$$

Projeto do indutor L_2

L_2 deve ser projetado com valor igual ou menor que L_1 por questões de estabilidade [29]. Segundo [35], $L_1 \geq L_2$ deve ser satisfeito para que L_1 não sofra condução de correntes elevadas de alta frequência,

fato que pode comprometer a estabilidade de todo o sistema. Assim, neste caso, define-se $L_2 = L_1$.

$$\therefore L_2 := 1 \text{ mH}$$

Projeto da capacitância C_{eq}

C_{eq} máxima é calculada de modo a limitar a potência reativa processada até 5% da potência ativa total processada pelo sistema, P_g , conforme (3.35). Além disso, os autores definem $C_f = C_d$ para balancear o amortecimento e as perdas.

$$C_{eq} \leq \frac{5\%P_g}{U_g^2\omega_g} \quad (3.35)$$

$$C_{eq} \leq 2,74 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\therefore C_f = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\therefore C_d = 1 \text{ } \mu\text{F}$$

Projeto do resistor de amortecimento R_d

O resistor de amortecimento é calculado com a finalidade de colocar a frequência ressonante do filtro amortecido entre seus extremos possíveis (para $R_d = 0$ e $R_d \rightarrow \infty$). Para o caso $L_1 = L_2$ e $C_f = C_d$, vale (3.36) para que a f_r seja alocado na média aritmética dos valores extremos.

$$R_d = 1,5 \sqrt{\frac{L_1}{C_f}} \quad (3.36)$$

$$\therefore R_d = 47 \text{ } \Omega$$

Utilizando-se (3.36), o par de polos conjugados da função de transferência do filtro é alocado aproximadamente nas pontas dos lóbulos da Figura 3.14, locais nas quais as partes reais dos polos são mínimas e ocorre o maior afastamento do eixo imaginário.

As diferenças mais relevantes dos três métodos estão listadas na Tabela 3.3. Além da evidente diferença de indutância total (dada por L_{eq}), observa-se também que a razão entre L_2 e L_1 (dada por r_L)

se distingue significativamente. Como o custo de implementação de indutâncias elevadas é alto, o método proposto visa reduzir o preço do filtro e do produto final com a redução de L_{eq} .

Tabela 3.3: Valores das indutâncias e suas relações para cada método.

Parâmetro	Método		
	Proposto	Liserre-Blaabjerg	Wu-Blaabjerg
L_1 (μH)	1000	1000	1000
L_2 (μH)	70	3000	1000
r_L	0,07	3	1
L_{eq} (μH)	1070	4000	2000

3.3 Análise de estabilidade paramétrica

Após realizar o projeto dos filtros em planilha e a validação em simulação é importante verificar a sensibilidade de desempenho dos filtros às variações paramétricas das impedâncias encontradas, pois normalmente não há como ter exatidão nos valores de capacitâncias, resistências e indutâncias, já que eles podem desviar estatisticamente da média durante o processo de fabricação ou sofrer influências significativas da temperatura e esforços elétricos durante a operação.

Além disso, este tipo de análise pode ser muito útil durante o próprio projeto dos filtros já que permite utilizar informações visuais para que o projetista decida como manipular as variáveis de projeto em situações específicas.

O comportamento do filtro para diversas frequências de excitação é o fator mais importante aqui, porque infere a qualidade da atenuação ou mesmo a existência de uma possível banda de instabilidade.

Para auxiliar esta verificação de desempenho é sugerido dois métodos equivalentes:

- Resposta em frequência;
- Mapeamento de polos e zeros.

O método de mapeamento de polos e zeros fornece um panorama completo de uma função de transferência ao indicar diretamente a evo-

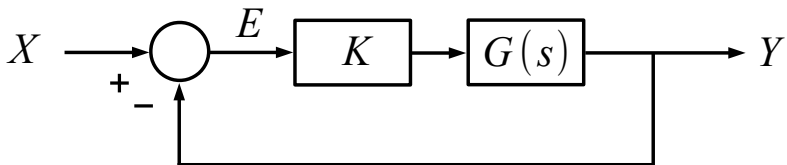
lução da localização dos polos e zeros ao se variar um parâmetro da função. A desvantagem deste método é devido ao fato das informações de amplitude (atenuação ou amplificação) não serem representadas graficamente, mas apenas a localização das raízes complexas. Ainda sim, tem seu valor por expressar visualmente o sentido de deslocamento das raízes e, em especial, dos polos.

O método de resposta em frequência fornece informações relativas às mudanças de amplitude e fase de um sinal senoidal puro para diversas frequências numa varredura de espectro (do inglês, *frequency sweep*) ao longo do eixo imaginário do plano complexo.

O objetivo dos filtros utilizados neste trabalho é atenuar as componentes de alta frequência da corrente i_g a partir de uma tensão aplicada pelo estágio de potência, u_c . A função de transferência $G(s)$ correspondente para o modelo T pode ser deduzida por (3.1). Com a expressão obtida é possível analisar a estabilidade do filtro para determinados intervalos de valores de cada um dos parâmetros passivos (R_d , L_1 , C_f , r_L , r_C , etc), mantendo-se os demais fixados, por meio do mapeamento das posições dos polos e zeros da função de transferência, método também conhecido como LGR (Lugar geométrico das raízes), e por meio do diagrama de Bode.

O LGR é comumente utilizado na literatura para analisar estabilidade de sistemas realimentados (compensados ou não) com a variação de um ganho K (vide [23] e Fig. 3.13) e se aproveita do fato de que todas as bandas de frequência com ganho superior a 0 dB em malha aberta causarão um comportamento instável quando em malha fechada.

Figura 3.13: Sistema genérico em malha fechada para traçar os ramos do lugar geométrico das raízes.



Este fenômeno é evidenciado com a presença de polos de malha fechada no semiplano direito do plano complexo. A Figura 3.13 ilustra as relações utilizadas na literatura, nas quais a estabilidade *BIBO* da

função de transferência Y/X é analisada por sua equação característica (3.37), formada por seu denominador.

$$1 + K \cdot G(s) = 0 \quad (3.37)$$

Neste estudo, entretanto, o LGR será considerado em malha aberta para indicar a proximidade dos polos de $G(s)$ com o eixo imaginário do plano s , sem a necessidade de retroalimentação ou variação de um ganho.

Para fins de demonstração, sejam os seguintes valores a configuração de operação padrão do filtro, calculadas segundo método proposto, da qual cada variável será variada enquanto as demais ficam constantes:

- $L_{eq} = 1070 \mu\text{H}$;
- $r_L = 70/1000$;
- $C_{eq} = 1 \mu\text{F}$;
- $r_C = 1$;
- $R_d = 22 \Omega$.

3.3.1 R_d variável

A partir das definições anteriores, traça-se o mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de R_d , como mostra a Figura 3.14. Nela, os polos são representados por "x" e os zeros por "o". Como o plano s sempre possui simetria em relação ao eixo real ao representar sistemas físicos, o semiplano inferior não foi representado por ser redundante.

Observa-se que há polos e zeros no eixo real, mas estes não são do interesse de análise. É necessário atentar ao par de polos complexos com trajetória encurvada ilustrada na parte superior da Figura 3.14, onde foi destacada em vermelho a localização do polo para o caso da definição padrão vista anteriormente.

A Figura 3.14 ilustra uma variação de $R_d = 0,1 \Omega$ até $R_d = 10 \text{ k}\Omega$ seguindo os sentidos de crescimento das setas e permite identificar uma tendência: para valores muito elevados ou muito reduzidos de

R_d , o par de polos complexos conjugados se aproxima do eixo imaginário, diminuindo a atenuação do filtro.

O nível de amortecimento dos polos pode ser entendida como a posição angular deles em relação à origem: amortecimento nulo quando sobre o eixo imaginário e amortecimento total quando sobre o eixo real. Logo, a resistência ideal a ser projetada deve estar próxima à ponta do lóbulo da Figura 3.14, região representada pela circunferência tracejada.

Os valores de Magnitude e fase de $G_{LCL+RC}(s)$ para variação de R_d podem ser visualizados no diagrama de Bode da Figura 3.15. Observa-se que o comportamento é condizente com o previsto pela Figura 3.14: ao aumentar R_d a frequência de ressonância se desloca para a direita (sentido de incremento), mas existe um ponto ótimo no qual o amortecimento é máximo e a amplitude de ressonância mínima.

Figura 3.14: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de R_d . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$.

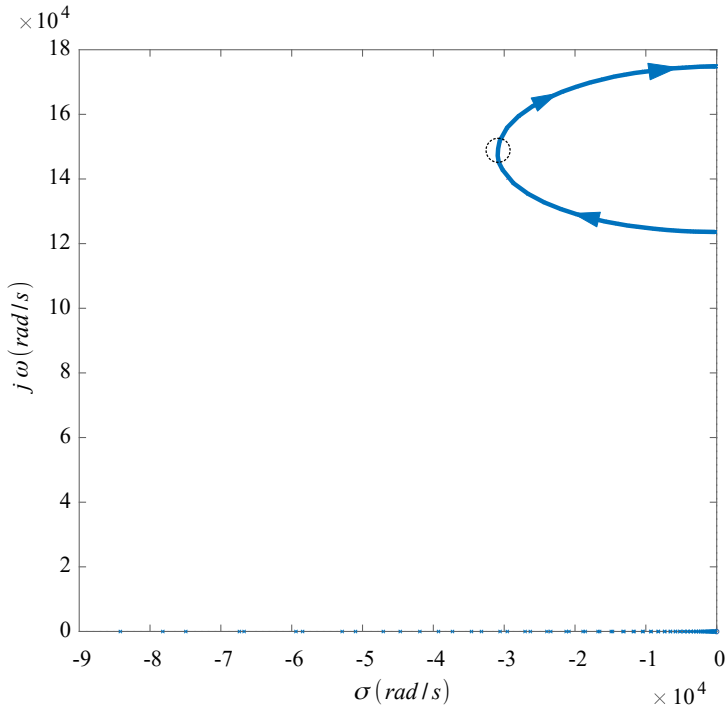
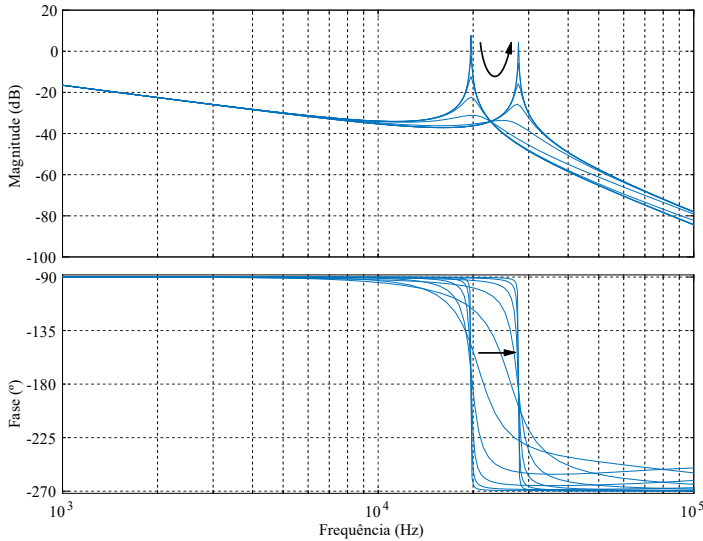


Figura 3.15: Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de R_d . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$.



3.3.2 C_{eq} variável

Agora variando-se o valor de C_{eq} e mantendo-se os demais parâmetros constantes, obtêm-se a curva traçada na Figura 3.16 para o intervalo de 1 nF a 10 μF . Aqui se observa que ao aumentar C_{eq} , o par de polos complexos conjugados se aproxima do eixo imaginário assintoticamente, reduzindo a frequência ressonante e aumentando levemente sua amplitude. Nota-se também que o traçado da Figura 3.16 se desenvolve em sentido aproximadamente radial do plano complexo até a origem, portanto, o amortecimento não varia com grande intensidade. O mesmo comportamento é observado no diagrama de Bode da Figura 3.17.

Figura 3.16: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de C_{eq} . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.

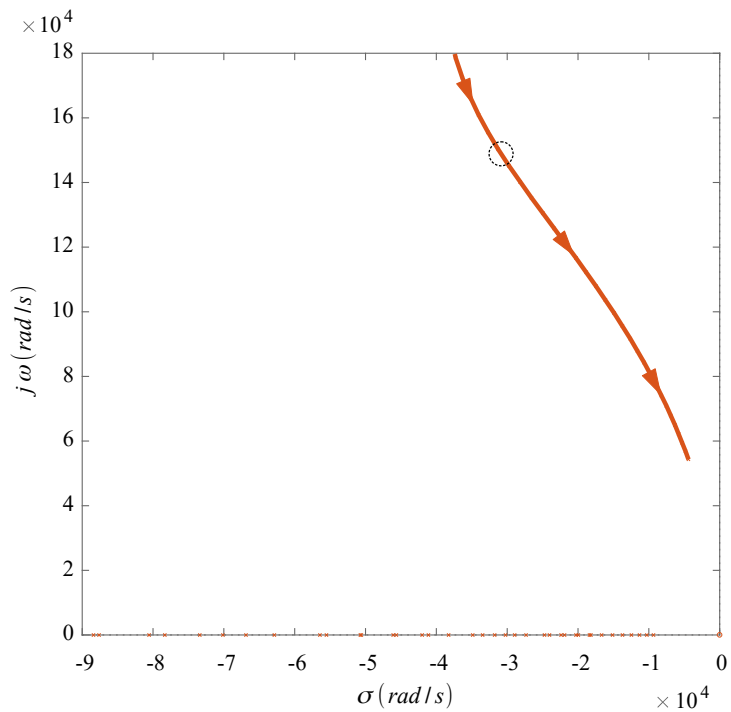
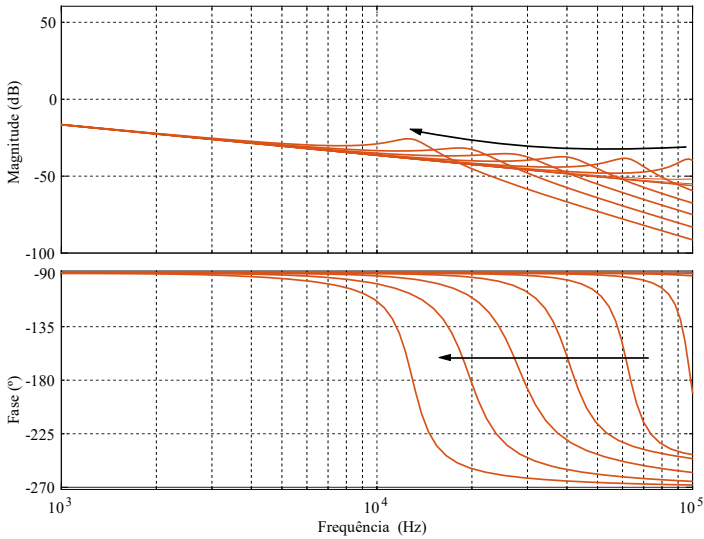


Figura 3.17: Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de C_{eq} .
 $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.



3.3.3 r_C variável

Para uma variação de r_C no intervalo de 0, 1 a 10 com os demais parâmetros fixados, obtêm-se o traçado da Figura 3.18. Para $r_C = 0$ o par de polo conjugados se localiza sobre o eixo imaginário pois este valor implica na inexistência do ramo de amortecimento. A medida que r_C aumenta com o incremento relativo de C_d sobre C_f , os polos se afastam do semiplano direito, e a frequência de ressonância aumenta, assim como a atenuação em torno dela. O aumento da atenuação da frequência ressonante é devido à grande mudança angular do par de polos conjugados desta variação paramétrica. Este comportamento é evidenciado pelo diagrama de Bode da Figura 3.19.

Figura 3.18: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_C . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $R_d = 22\Omega$.

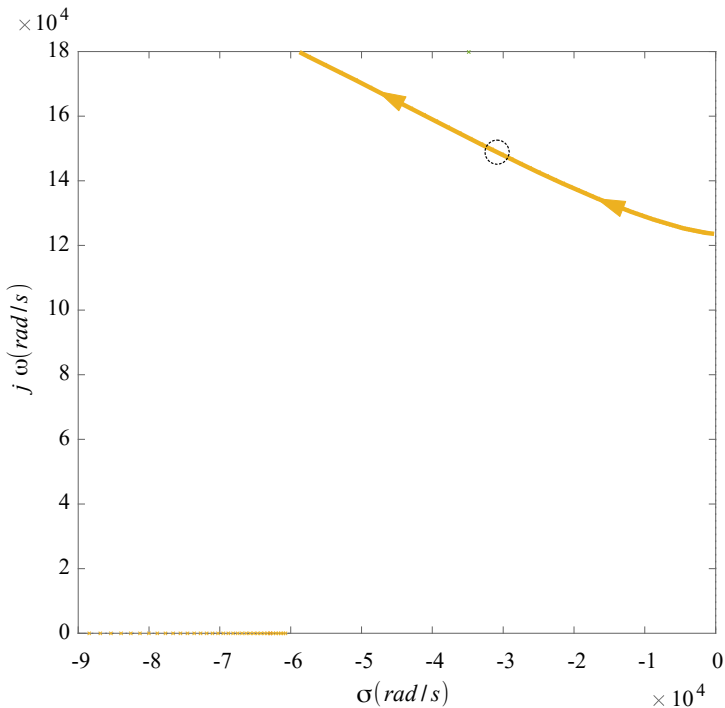
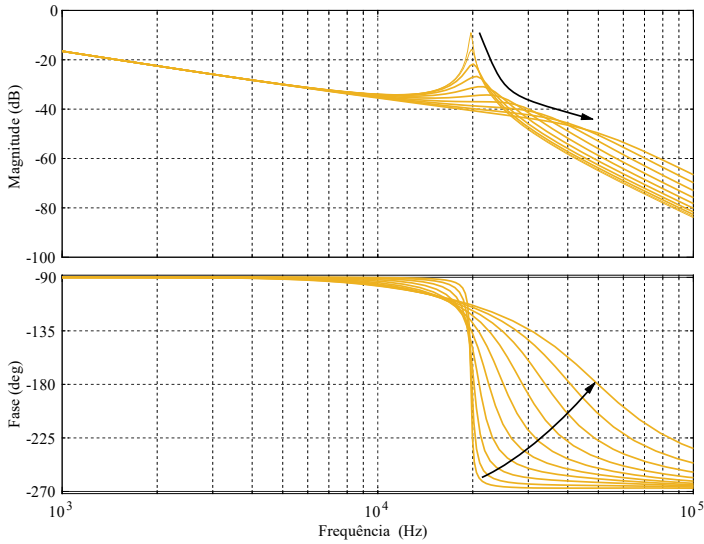


Figura 3.19: Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_C . $L_{eq} = 1070\mu H$, $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $R_d = 22\Omega$.



3.3.4 L_{eq} variável

Uma variação de $1\mu H$ a 10 mH da indutância L_{eq} caracteriza o traçado da Figura 3.20. Da mesma forma que ocorreu para C_{eq} , um aumento de L_{eq} causa uma redução assintótica da frequência de ressonância e da atenuação em torno dela. A medida que L_{eq} aumenta, a frequência ressonante decai, mas o amortecimento não varia de forma acentuada, como confirmado pelo diagrama de Bode na Figura 3.21.

Figura 3.20: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de L_{eq} . $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.

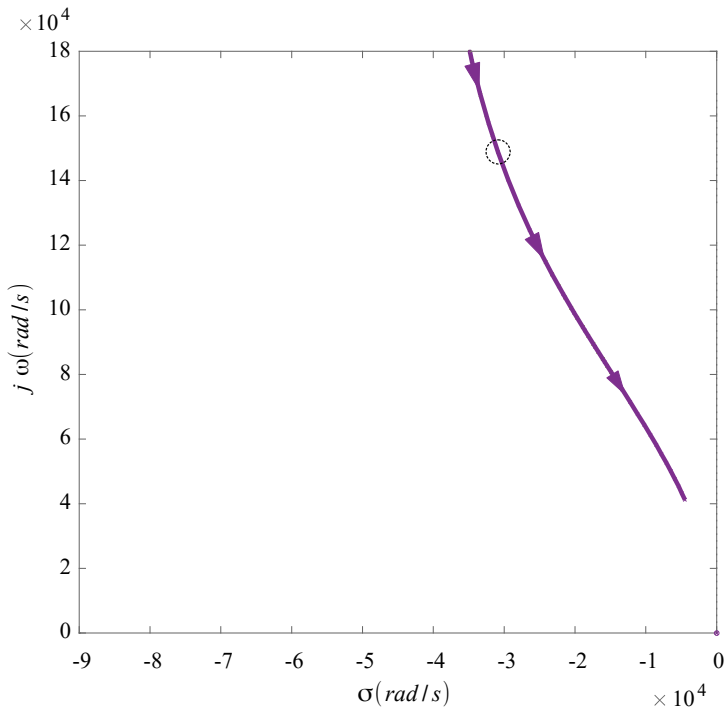
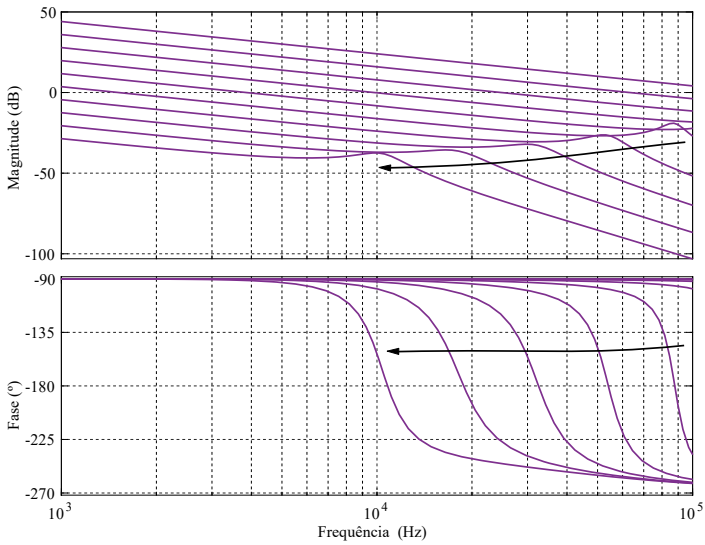


Figura 3.21: Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de L_{eq} . $r_L = 70/1000$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.



3.3.5 r_L variável

Finalmente, para uma variação de r_L no intervalo de 0,01 a 10, o mapeamento de polos e zeros adquire a forma ilustrada na Figura 3.22. Um incremento na razão das indutâncias para os demais parâmetros fixados se deve a um aumento relativo de L_2 sobre L_1 , implicando numa redução da frequência de ressonância e da atenuação dela. A trajetória de deslocamento do par de polos conjugados para a variação de r_L é muito parecida com a da variação de L_{eq} . No entanto, como mostra o diagrama de Bode da Figura 3.23, a magnitude de $G_{LCL+RC}(s)$ cresce à medida que a frequência ressonante diminui, o oposto do que ocorre no diagrama de Bode da Figura 3.21.

Figura 3.22: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_L . $L_{eq} = 1070\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.

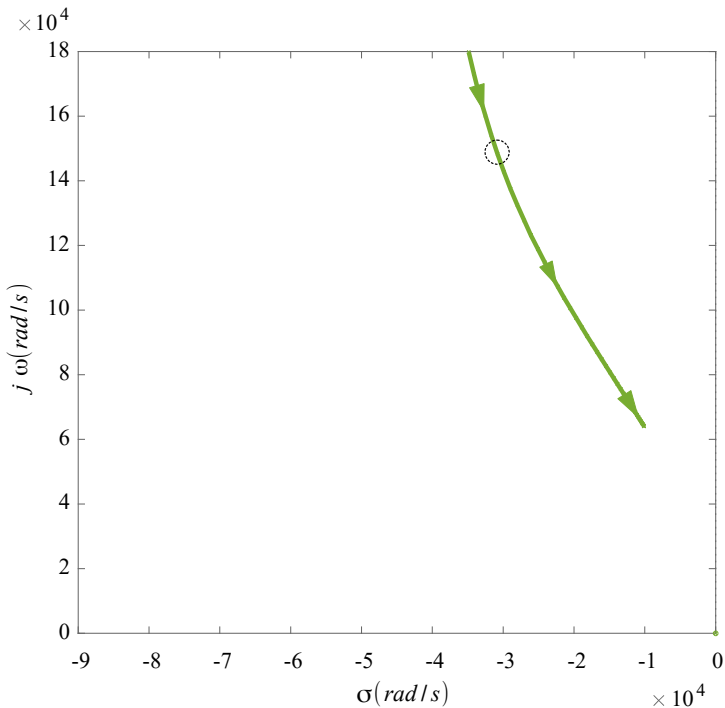
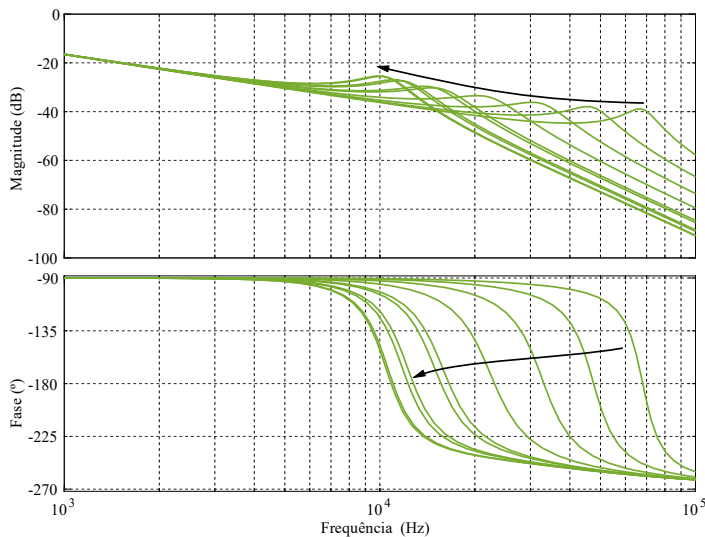


Figura 3.23: Diagrama de Bode de $G_{LCL+RC}(s)$ para diversos valores de r_L . $L_{eq} = 1070\mu H$, $C_{eq} = 1\mu F$, $r_C = 1$, $R_d = 22\Omega$.



3.3.6 Composição

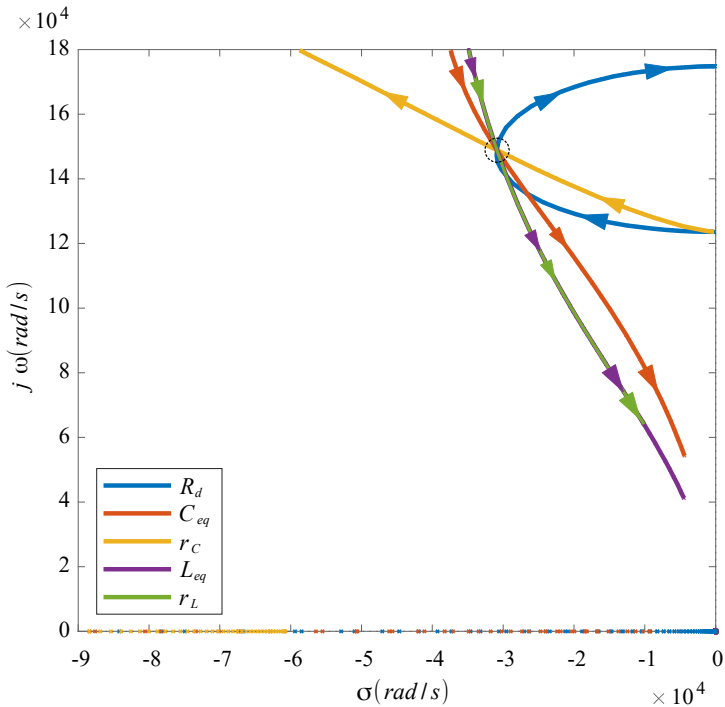
Após realizar uma análise individual detalhada, é interessante compor as figuras de mapeamento das raízes de $G_{LCL+RC}(s)$ numa só, a fim de se ter uma ideia mais abrangente dos fenômenos em questão.

A Figura 3.24 ilustra o que ocorreria com o par de polos conjugados se, a partir do ponto de operação (circunferência tracejada), cada parâmetro fosse individualmente variado, enquanto os demais ficassem fixados.

Na Figura 3.24 é observável que os traçados de L_{eq} e r_L de fato se sobrepõem e se desenvolvem com bastante similaridade ao traçado de C_{eq} , causando uma convergência para a origem à medida que os parâmetros são incrementados. Além disso, os traçados de R_d e r_C partem do mesmo local quando $R_d = 0 \Omega$ e $r_C = 0$. Este fenômeno é facilmente compreendido quando se nota que, se $r_C = 0$, C_d também se anula e R_d é eletricamente desacoplado do filtro, eliminando a propriedade amortecedora.

Com a ideia apresentada pela Figura 3.24, pode-se adquirir intuitivamente a noção qualitativa da variação do ponto de operação do filtro a partir da manipulação de seus parâmetros individuais. Assim poder-se-ia, por exemplo, prever um deslocamento do ponto de operação para o canto inferior esquerdo da Figura 3.24 ao incrementar-se r_C junto com L_{eq} , r_L ou C_{eq} .

Figura 3.24: Traçado do mapeamento dos polos e zeros de $G_{LCL+RC}(s)$ para todos os parâmetros variando individualmente a partir do ponto de operação projetado conforme o método proposto.



3.4 Dimensionamento dos magnéticos

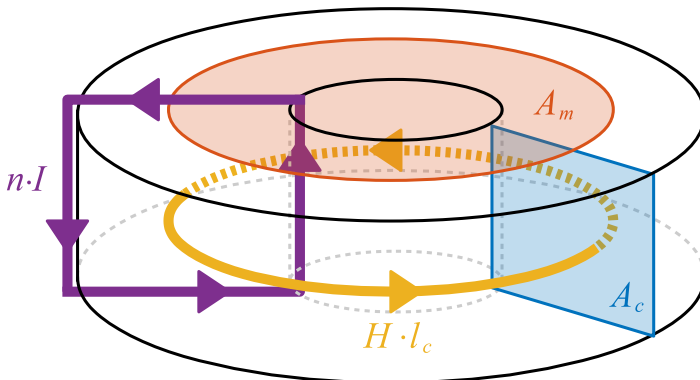
Os elementos magnéticos são os que merecem mais atenção no projeto devido ao seu custo, volume e massa quando comparados aos demais. Portanto, é razoável buscar métodos que otimizem seus desempenhos e indutâncias. Para isso é necessário entender as características físicas fundamentais que as descrevem.

3.4.1 Revisão de eletromagnetismo

O indutor faz a interface entre a física da eletricidade e do magnetismo e, portanto, é necessário compreender como estes fenômenos se relacionam matematicamente para poder projetar um elemento magnético que permita cumprir as características elétricas procuradas no projeto do sistema de filtragem.

Os conceitos base do equacionamento do eletromagnetismo podem ser consultados detalhadamente em [36] e [24].

Figura 3.25: Parâmetros geométricos de um núcleo toroidal.



Num enrolamento de n voltas bem acoplado num núcleo sem dispersão por onde circula uma corrente elétrica I , surge um campo

magnético H segundo a lei de Ampere para baixas frequências, como mostram (3.38) e a Figura 3.25.

$$\begin{aligned}
 \vec{\nabla} \times \vec{H} &= \vec{J} \\
 \iint_{A_m} \vec{\nabla} \times \vec{H} \cdot d\vec{A} &= \iint_{A_m} \vec{J} \cdot d\vec{A} \\
 \oint_{\partial A_m} \vec{H} \cdot d\vec{l} &= nI \\
 \mathcal{F} &= nI
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

A tensão U nos terminais de um enrolamento com n voltas num núcleo magnético por onde flui um fluxo magnético Φ é expressa pela lei de Faraday, conforme (3.39), no domínio do tempo e fasorial.

$$\begin{aligned}
 \vec{\nabla} \times \vec{E} &= n \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\
 \iint_{A_c} \vec{\nabla} \times \vec{E} \cdot d\vec{A} &= n \frac{\partial}{\partial t} \iint_{A_c} \vec{B} \cdot d\vec{A} \\
 \oint_{\partial A_c} \vec{E} \cdot d\vec{l} &= n \frac{\partial \Phi}{\partial t} \\
 U &= j\omega n \Phi
 \end{aligned}
 \tag{3.39}$$

Da mesma forma que a lei de Ohm relaciona a força eletromotriz U e o fluxo elétrico I em função da propriedade de resistência R do meio, a lei de Hopkinson relaciona a força magnetomotriz \mathcal{F} com o fluxo magnético Φ por meio da propriedade de relutância \mathcal{R} do circuito magnético, como é expressa por (3.40).

$$\mathcal{F} = \Phi \mathcal{R}
 \tag{3.40}$$

A força magnetomotriz é dada pela integral de linha do campo H , tal que $\mathcal{F} = nI$.

$$\begin{aligned}
 \mathcal{F} &= \Phi \mathcal{R} \\
 nI &= \frac{U}{j\omega n} \mathcal{R} \\
 \frac{n^2}{\mathcal{R}} j\omega I &= U \\
 \frac{n^2}{\mathcal{R}} \frac{dI}{dt} &= U \\
 L \frac{dI}{dt} &= U
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

A dedução de (3.41) mostra como encontrar a relação entre tensão e corrente num elemento puramente indutivo. A relutância também pode ser deduzida a partir das relações anteriores, como mostram as relações apresentadas em (3.42).

$$\begin{aligned}
 \mathcal{R} &= \frac{\mathcal{F}}{\Phi} \\
 \mathcal{R} &= \frac{\oint_{\partial A_m} (\vec{H} \cdot d\vec{l})}{\int_{A_c} (\mu \vec{H} \cdot d\vec{A})} \\
 \mathcal{R} &= \frac{l_c}{\mu A_c}
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

3.4.2 Projeto do componente magnético

O projeto de um núcleo toroidal de dois enrolamentos iguais segue os seguintes passos básicos:

- (i) Definir indutância;
- (ii) Definir núcleo (toroidal, geometria e material específicos);
- (iii) Calcular relutância total (núcleo+lacuna);
- (iv) Calcular número de voltas;
- (v) Verificar se a realização é viável;
- (vi) Calcular temperatura e densidade de fluxo alcançadas.

Definição da indutância

A indutância a ser utilizada aqui depende do método utilizado para projeto, visto no início do capítulo.

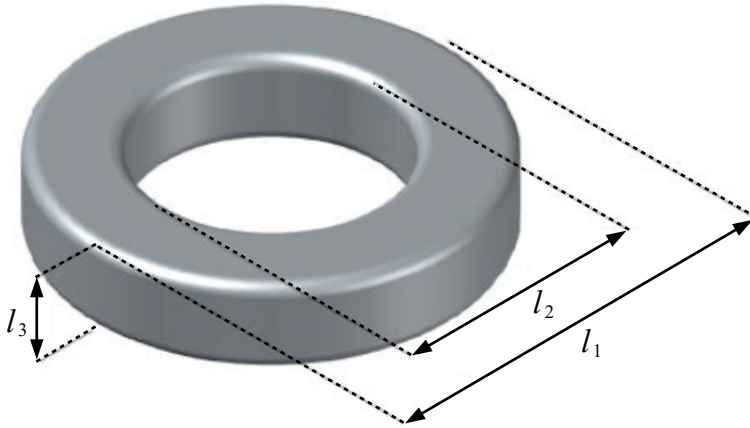
Definição do núcleo

A escolha do núcleo leva em consideração fatores como preço, níveis de saturação permitidos, permeabilidade desejada, perdas em altas frequências, volume, massa, emissão de radiação eletromagnética, acoplamento, eficiência, etc.

Para este trabalho, foi considerado um núcleo do formato toroidal, cujas especificações estão disponíveis em [37].

- Modelo: 78071A7
- Fabricante: Magnetics
- Massa: 38 g
- $\mu = 60 \frac{\mu\text{H}}{\text{m}}$
- $A_l = 61 \text{ nH}(\pm 8\%)$
- $l_c(L_e) = 81,4 \text{ mm}$
- $A_c(A_e) = 65,6 \text{ (mm)}^2$
- $A_{W,g}(W_A) = 297 \text{ (mm)}^2$
- $V_c = 5.340 \text{ (mm)}^3$
- $l_1 = 33 \text{ mm}$
- $l_2 = 20 \text{ mm}$
- $l_3 = 11 \text{ mm}$

Figura 3.26: Especificações geométricas do núcleo.



Fonte: Catálogo da magnetics [37].

Cálculo da relutância e do número de voltas

Como visto na dedução de (3.42), a relutância é calculada simplesmente pela expressão (3.43) que, por representar uma geometria toroidal, não considera lacuna de ar no circuito magnético, fator que aumentaria significativamente o valor da relutância.

$$\mathcal{R} = \frac{l_c}{\mu A_c} \quad (3.43)$$

O desenvolvimento de (3.41) mostra que as variáveis n e \mathcal{R} caracterizam a indutância própria L do indutor. Então segue que:

$$n = \sqrt{L\mathcal{R}} \quad (3.44)$$

No entanto, (3.44) não considera a variação da relutância para níveis elevados de fluxo.

Para resolver este problema são utilizados, na prática, resultados empíricos já testados pelos fabricantes dos núcleos para estimar o número de voltas a ser feito para cumprir a indutância desejada. A

fabricante Magnetics explica seu método em [38] e define uma constante de indutância A_l (unidade: Henry) que considera implicitamente os efeitos de espriamento dos campos, aumento da relutância para \mathcal{F} elevado e outras não-idealidades.

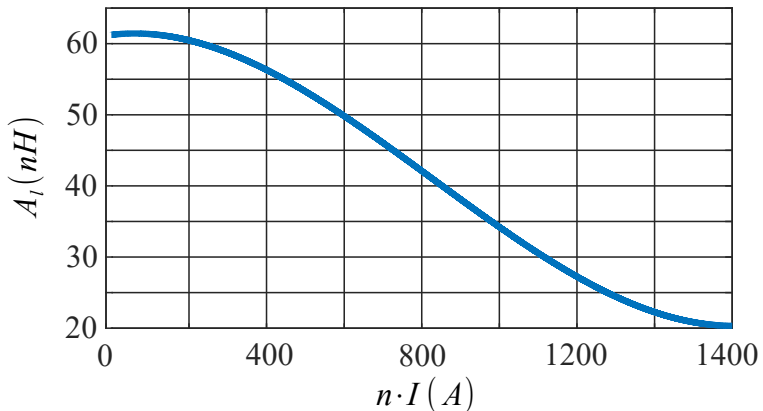
O cálculo pelo método da Magnetics está representado em (3.45). A própria fabricante sugere considerar o pior caso, por exemplo, assumir A_l 8% menor. A relutância é obtida empiricamente por (3.46).

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_l}} \quad (3.45)$$

$$\mathcal{R} = \frac{1}{A_l} \quad (3.46)$$

Segundo o catálogo [37], A_l varia em função de \mathcal{F} como descrito pelo gráfico interpolado da Figura 3.27. Logo, pode ser necessário realizar alguns cálculos iterativos para encontrar o valor de A_l que descreve o comportamento do núcleo para a filtragem de ΔI_c em função do ponto de operação de baixa frequência $\langle i_c \rangle_{T_s}(t)$.

Figura 3.27: Curva de Correção de A_l .



Verificação de realização

Os últimos passos consistem na verificação da possibilidade de realizar o projeto. É necessário verificar se:

- É possível incluir a quantidade de condutores necessários através do núcleo?
- O ponto de operação se encontra na região linear?
- As perdas estão dentro dos limites aceitáveis?
- A temperatura alcançada pode ser tolerada?

3.4.3 Cálculo das perdas nos condutores

A potência dissipada nos condutores do indutor pode ser facilmente calculadas por meio da lei de Joule. No entanto, é adequado considerar o efeito pelicular neste caso, já que a profundidade de penetração da onda eletromagnética é menor que o raio do condutor. A equação (3.47) destaca a decomposição de componentes de baixas e altas frequências de i_c .

$$P_w = P_{w,bf} + P_{w,af} \quad (3.47)$$

Perdas em baixas frequências

A perda nas baixas frequências é majoritariamente devido à componente fundamental de i_c a f_g , apesar de poder conter efeitos de harmônicas de baixa ordem. A equação (3.48) retrata a dependência do valor eficaz da corrente em baixas frequências.

$$P_{w,bf} = I_{c,bf}^2 \frac{l_{circ} n}{\sigma_f A_f} \quad (3.48)$$

Perdas em altas frequências

Para o caso das altas frequências é necessário calcular primeiro a profundidade pelicular da onda eletromagnética no condutor na frequência de comutação do conversor. A equação (3.49) calcula a profundidade a partir da superfície do condutor na qual a densidade de corrente é 36,79% daquela da superfície.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma_f \omega_s \mu_f}} \quad (3.49)$$

Com o valor de δ obtido, calcula-se a área equivalente do condutor para frequências elevadas, conforme (3.50).

$$A_{f,af} = A_f - \pi \left(\sqrt{\frac{A_f}{\pi}} - \delta \right)^2 \quad (3.50)$$

Finalmente, considerando as harmônicas de comutação, pode-se obter uma estimativa da potência dissipada nos enrolamentos conforme (3.51). Para fins de simplificação, pode-se substituir as harmônicas em torno de f_s por uma única equivalente em f_s , isto é, substituir o sinal de comutação triangular por uma senoide equivalente.

$$P_{w,af} = I_{c,af}^2 \frac{l_{circ} n}{\sigma_f A_{f,af}} \quad (3.51)$$

3.4.4 Cálculo das perdas no núcleo

As perdas de energia num circuito magnético podem ser expressas empiricamente pela equação de Steinmetz (eq. 3.52), conforme explicado em [39]. Nela, a potência volumétrica é expressa em miliwatt por centímetro cúbico, a frequência em quilohertz e a densidade de fluxo em Tesla.

$$P_{vol} = k \cdot f^{k_f} \cdot \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^{k_B} \quad (3.52)$$

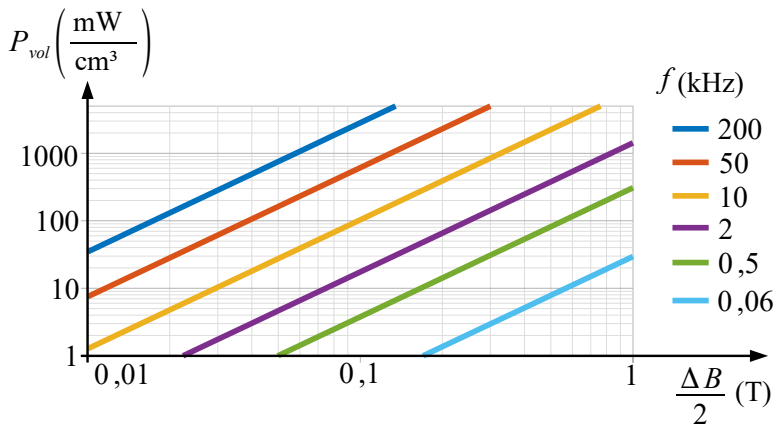
Teoricamente, todas as harmônicas geradas na comutação deveriam ser consideradas no cálculo das perdas de (3.52), mas para altos níveis de precisão de cálculo, pode-se optar por resolver por meios mais avançados, como pelo método de elementos finitos. Na prática, o que se faz neste estudo é a aproximação de todas as harmônicas em torno de f_s por uma única de frequência com valor f_s , além do desprezo das harmônicas de ordens mais elevadas ($2f_s$, $2f_s$, etc). Isto equivale à substituição do sinal triangular de comutação por um sinal senoidal equivalente.

Para se evitar distorção harmônica durante a filtragem, deve-se

trabalhar num ponto de operação de densidade de fluxo menor que B_{sat} . Além disso, é notável que quando se utiliza valores altos de densidade de fluxo, a indutância é reduzida.

Os coeficientes de Steinmetz k , k_f e k_B podem ser extraídos indiretamente dos catálogos dos núcleos magnéticos por regressão linear das linhas log-log de perdas em função da densidade de fluxo para diversas frequências, caso não sejam explicitamente informados. A Figura 3.28 representa uma família de curvas de perdas para o núcleo XFLUX® com permeabilidade de $60 \mu \text{ H/m}$, disponível em [38].

Figura 3.28: Curvas de perdas volumétricas do XFLUX® 60μ em função da densidade de fluxo para diversas frequências.



Os coeficiente são calculados após a extração do logaritmo dos dois lados de (3.52) com algumas considerações que seguem. O cálculo dos logaritmos permite linearizar funções exponenciais, algo que é de grande vantagem aqui.

$$\log(P_{vol}) = \log(k) + k_f \cdot \log(f) + k_B \cdot \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right) \quad (3.53)$$

O coeficiente k_B é calculado por meio da derivada parcial das perdas volumétricas em relação à densidade de fluxo para uma frequência fixa ($f = f_s$).

$$\frac{\partial \log(P_{vol})}{\partial \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right)} = \frac{\partial [\log(k) + k_f \cdot \log(f_s)]}{\partial \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right)} + k_B \cdot \frac{\partial \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right)}{\partial \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right)} \quad (3.54)$$

O primeiro termo do lado direito de (3.54) é zero pois não há termos variáveis com a densidade de fluxo. Portanto, k_B pode ser obtido por (3.55). Nota-se que, por se tratarem de retas no gráfico log-log, a derivada parcial se torna apenas uma razão de diferenças discretas entre diferentes pontos de operações.

$$k_B = \frac{\partial \log(P_{vol})}{\partial \log\left(\frac{\Delta B}{2}\right)} = 1,91 \quad (3.55)$$

O coeficiente k_f é calculado mediante a derivada parcial das perdas volumétricas em relação à frequência para uma densidade de fluxo fixada ($B = B_0$) em (3.56) com considerações análogas às de (3.54). O cálculo final de k_f está expresso em (3.57).

$$\frac{\partial \log(P_{vol})}{\partial \log(f)} = \frac{\partial [\log(k) + k_B \cdot \log(B_0)]}{\partial \log(f)} + k_f \cdot \frac{\partial \log(f)}{\partial \log(f)} \quad (3.56)$$

$$k_f = \frac{\partial \log(P_{vol})}{\partial \log(f)} = 1,11 \quad (3.57)$$

Finalmente, o coeficiente de perdas k pode ser calculado por (3.58).

$$k = \frac{P_v}{f^{k_f} (\Delta B/2)^{k_B}} = 663 \quad (3.58)$$

Como já foi visto, a corrente i_c varia com o tempo em função da tensão da rede. Já que está sendo considerada apenas uma harmônica para as perdas no núcleo ($f = f_s$), isto implica numa perda calculada menor que a verdadeira. Para compensar parcialmente este efeito, será considerado o valor máximo de Δi_c (equação 2.4), e não seu valor médio, para estimar as perdas magnéticas. A equação 3.59 permite obter uma oscilação da densidade de fluxo devido a uma oscilação de corrente.

$$\Delta B = \frac{L \Delta I}{n A_c} \quad (3.59)$$

Finalmente, as perdas no núcleo podem ser calculadas sabendo-se o volume e a densidade de perdas do núcleo, conforme (3.60).

$$P_c = V_c P_{vol} \quad (3.60)$$

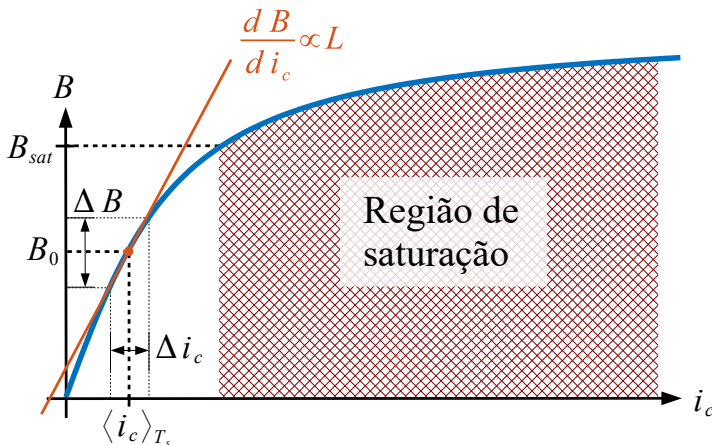
3.4.5 Curva de magnetização do núcleo

Além de verificar potência dissipada no elemento magnético, é necessário analisar se o núcleo opera na região linear ou se está saturando, por dois principais motivos:

- Perda de indutância: já que a indutância é proporcional à inclinação da curva $B \times I$, o filtro pode perder sua propriedade projetada se o ponto de operação ultrapassar o limite de saturação;
- Distorção harmônica: se a corrente do indutor ultrapassar periodicamente o limite de saturação, surgem harmônicas ímpares que deterioram o sinal que se desejava filtrar.

A Figura 3.29 retrata o comportamento do campo magnético induzido no núcleo do indutor em função da corrente que o excita.

Figura 3.29: Curva de magnetização de um núcleo com tangente proporcional à indutância.



3.4.6 Temperatura

Um corpo que converte energia eletromagnética em energia térmica em sua massa a uma taxa constante (regime permanente) alcança equilíbrio térmico após certo tempo devido à fuga de energia para o espaço ao redor por meio de três maneiras [40]:

- calor condutivo entre sólidos;
- calor convectivo entre sólido e fluido;
- calor radioativo através de radiação eletromagnética.

Esses efeitos são descritos por (3.61), onde $\Delta T = T - T_0$.

$$P_c + P_w = (k_{cond} + k_{convect}) \cdot (T - T_0) + k_{rad} \cdot (T^4 - T_0^4) \quad (3.61)$$

A equação (3.61), além de ser difícil de ser resolvida, depende de muitos parâmetros dificilmente previsíveis numa modelagem simplificada sem alto poder de computação. Portanto, em aplicações práticas, é interessante buscar uma solução mais simples.

Das equações (3.47) e (3.60), pode-se estimar a variação de temperatura do núcleo por meio da equação empírica apresentada em (3.62), deduzida por [41] e reforçada por [42] (página 374). A_{exp} corresponde à área de superfície do indutor que está exposta à convecção natural (incluindo as regiões dos enrolamentos e do buraco interno), em centímetros quadrados, calculada por (3.63).

$$\Delta T = 450 \left(\frac{P_c + P_w}{A_{exp}} \right)^{0,826} \quad (3.62)$$

$$A_{exp} = \pi \cdot \left(l_1 l_3 + l_2 l_3 + 2 \left(\left(\frac{l_1}{2} \right)^2 + \left(\frac{l_2}{2} \right)^2 \right) \right) \quad (3.63)$$

Após encontrar ΔT , a temperatura final de equilíbrio dos núcleos será esta variação superposta à temperatura ambiente, ou seja, $T = T_0 + \Delta T$.

CAPÍTULO 4

Simulações

Este capítulo objetiva comparar os métodos discutidos no capítulo 3. Os três métodos utilizados nas comparações se diferenciam majoritariamente pela razão das indutâncias r_L : $L_1 \gg L_2$ para o método proposto, $L_1 = L_2$ para o método WU-Blaabjerg e $L_1 < L_2$ para o método Liserre-Blaabjerg.

Todas as simulações realizadas aqui foram executadas pelo *software* PLECS 4.1.2 da Plexim GmbH.

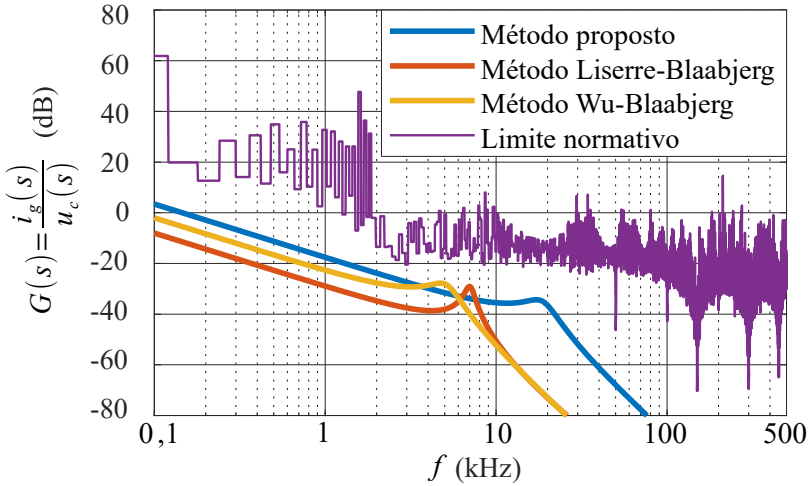
4.1 Parâmetros selecionados

Seguindo as orientações de cada método foram definidos os parâmetros expostos na Tabela 4.1 para a simulação comparativa.

Tabela 4.1: Valores dos elementos passivos utilizados na comparação das metodologias de projeto do filtro LCL+RC.

Parâmetro	Método		
	Proposto	Liserre-Blaabjerg	WU-Blaabjerg
L_1 (μH)	1000	1000	1000
L_2 (μH)	70	3000	1000
C_f (μF)	0,47	0,22	1,0
C_d (μF)	0,47	0,22	1,0
R_d (Ω)	22	22	47

Figura 4.1: Espectro de atenuação das funções $i_g(s)/u_c(s)$ para os três métodos com a rede curto circuitada e limite normativo de harmônicas injetadas (IEEE 519-2014).



A Figura 4.1 ilustra a resposta no espectro de frequências de i_g dada uma entrada u_c para filtros projetadas pelos três métodos. Além disso, a Figura 4.1 mostra o limite definido pelas recomendações de IEEE 519-2014 [43] para as harmônicas de i_g , ou seja, estando as funções de transferência abaixo dela, os projetos estão dentro do limite legal.

A partir dos parâmetros definidos na Tabela 4.1 foram calculados, individualmente para cada método, o ganho K_i e o zero $\omega_{z,i}$ (Tab. 4.2) a partir de critérios dinâmicos idênticos para malha fechada, ou seja, com margem de fase $m f_c = 60^\circ$ e frequência de corte $f_{c,c} = 600$ Hz.

Tabela 4.2: Valores dos parâmetros do compensador PI para cada método.

	Método		
Parâmetro	Proposto	Liserre-Blaabjerg	WU-Blaabjerg
K_i	0,0589	0,2234	0,1117
$\omega_{z,i}$ (rad/s)	2177	2177	2183

4.2 Metodologia

As simulações foram realizadas sob as seguintes condições:

- $u_g(t) = 220\sqrt{2}\text{sen}(2\pi 60t)$ V;
- $U_{cc} = 220\sqrt{3}$ V;
- $P_g = 1$ kW;
- Simulação de passo variável com passo máximo de $5 \cdot 10^{-6}$ s;
- Parâmetros de desempenho amostrados aos 2 s de simulação.

4.3 Análise comparativa dos métodos

A comparação entre os métodos pode ser realizada com critérios muito diversos, podendo levar em consideração fatores físicos (elétricos, térmicos, energéticos) ou econômicos (custo, necessidade), por exemplo. Características físicas como Fator de Potência, *THD*, Eficiência e Perdas podem ser muito úteis para se obter uma ideia do desempenho do filtro em termos de qualidade de energia processada.

4.3.1 Fator de Potência

O fator de potência (*FP*), razão entre potência real e potência aparente injetadas na rede (eq. 4.1), foi calculado aos 2 s com a divisão entre a média da potência ativa dos últimos 1/120 s e a média da potência aparente, também dos últimos 1/120 s. A média da potência aparente foi calculada com o produto entre o valor *RMS* da tensão u_g e corrente i_g com 1000 amostras e um tempo de amostragem de $1/(1000 \cdot 60)$ s.

$$FP = \frac{P_g}{S_g} \quad (4.1)$$

4.3.2 *THD*

O índice *THD* (*Total Harmonic Distortion*) infere o nível de poluição harmônica injetada na rede a partir de um cálculo realizado sobre o sinal i_g com período base de 60 Hz (frequência fundamental).

Analicamente, a THD é calculada conforme (4.2) [44]. Entretanto, neste trabalho, ela é calculada automaticamente pelo osciloscópio do PLECS aos 2 s com uma janela de 1/60 s.

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{I_{g,k}}{I_{g,1}} \right)^2} \quad (4.2)$$

4.3.3 Eficiência

A eficiência é a razão da potência injetada na rede pela potência fornecida pelo barramento CC, como mostra (4.3).

$$\eta = \frac{P_g}{P_{cc}} \quad (4.3)$$

Nas simulações consideradas, as perdas existentes se devem aos semicondutores e resistência R_d . As perdas nos indutores (condutores e núcleo) não são consideradas. Para isolar a distinção dos modelos para as perdas na resistência de amortecimento, mede-se também as perdas nesse, P_{R_d} .

4.3.4 Atenuação na frequência de comutação

A estimativa de atenuação na frequência de comutação seleciona a componente harmônica de i_g na frequência f_s e a compara com aquela de i_c , conforme a expressão (4.4). Esta medida fornece uma informação importante de desempenho do filtro, já que indica diretamente em quantos decibéis o ruído de corrente em modo diferencial é atenuada ao passar pelo filtro.

$$20 \log \left| \frac{i_g(f_s)}{i_c(f_s)} \right| \quad (4.4)$$

4.4 Resultados de simulação

Pelos meios supramencionados para realizar os experimentos de simulação, foram obtidos os valores expostos na Tabela 4.3. Nela se observa que, independente do método escolhido, o desempenho de fator de potência FP , eficiência η e perdas em R_d são muito parecidos e

com excelente qualidade. A maior diferença está, como previsto, na THD obtida pelo método proposto, já que este favorece a economia de indutores enquanto mantém níveis aceitáveis em norma de distorção harmônica introduzida na rede.

A Tabela 4.3 também mostra a atenuação de corrente no filtro na frequência de comutação, ou seja, em quanto o sinal $i_c(f_s)$ foi atenuado para resultar em $i_g(f_s)$.

Tabela 4.3: Resultados numéricos dos parâmetros de desempenho.

Parâmetro	Método		
	Proposto	Lisserre-Blaabjerg	WU-Blaabjerg
FP	99,93%	99,99%	99,93%
THD^*	3,02%	0,917%	0,220%
η^{**}	99,32%	99,29%	99,34%
P_{R_d} (mW)	410	590	350
$20 \log \left \frac{i_g(f_s)}{i_c(f_s)} \right $	-9,54 dB	-39,4 dB	-40,6 dB

*Considerando até a 1000ª harmônica de f_g . **Cálculo de eficiência não considera perdas nos elementos magnéticos.

As Figuras 4.2 a 4.7 mostram os resultados gráficos de u_g , i_g , u_c e i_c das simulações realizadas para os três métodos, tanto para valores absolutos no domínio do tempo quanto para valores relativos à fundamental no domínio da frequência.

A Figura 4.8 ilustra o gráfico do espectro na banda 49,5 kHz a 50,5 kHz de u_g , i_g , u_c e i_c para os três métodos lado a lado. Nela é possível observar que, exceto por i_g , os sinais praticamente não se diferenciam. Devido à menor indutância total prevista pelo método proposto, o sinal de i_g é o menos atenuado dos três métodos, fato que justifica a THD relativamente alta.

Figura 4.2: Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método proposto.

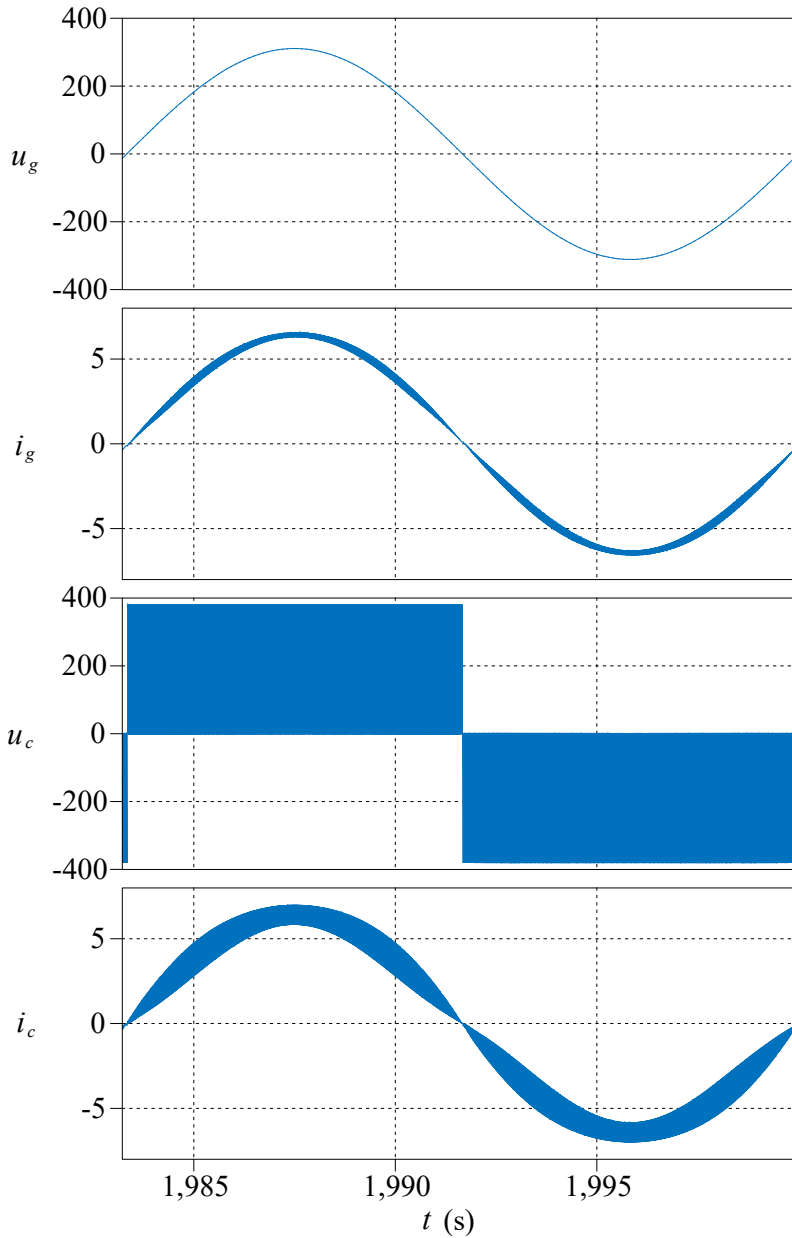


Figura 4.3: Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método proposto.

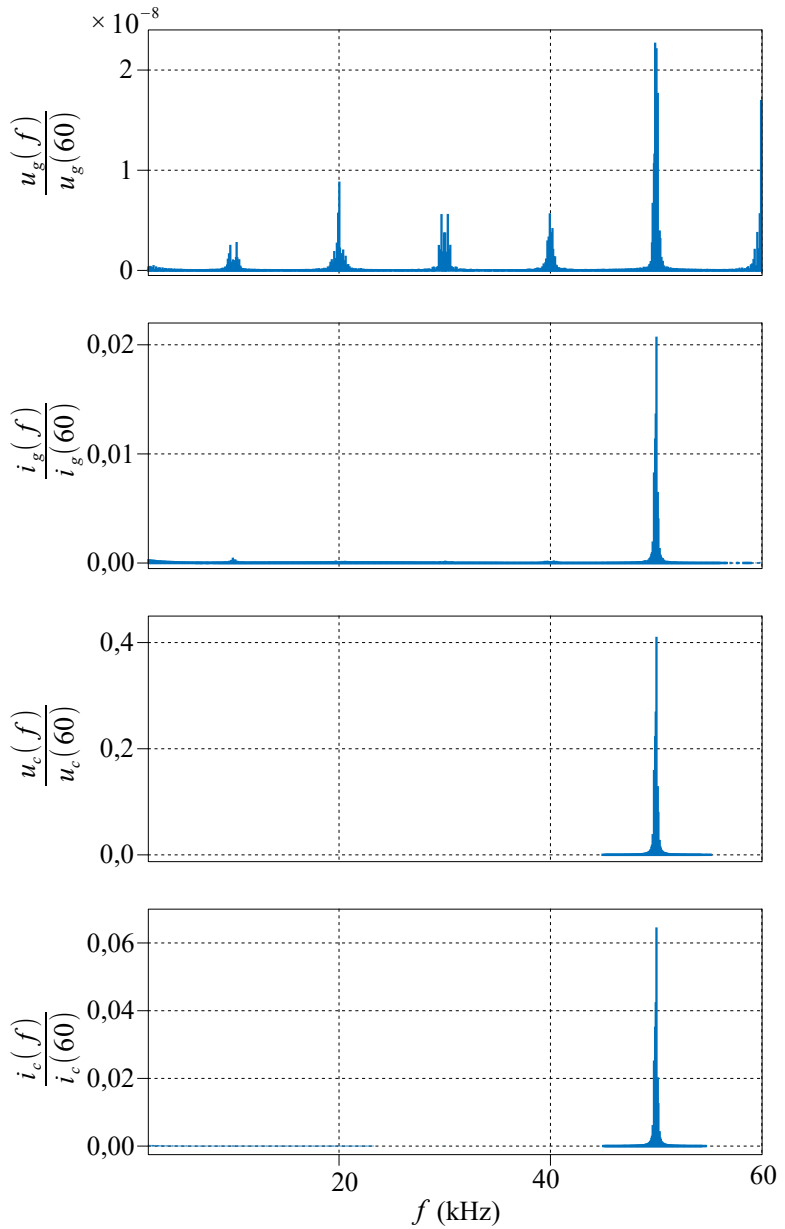


Figura 4.4: Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método Liserre-Blaabjerg.

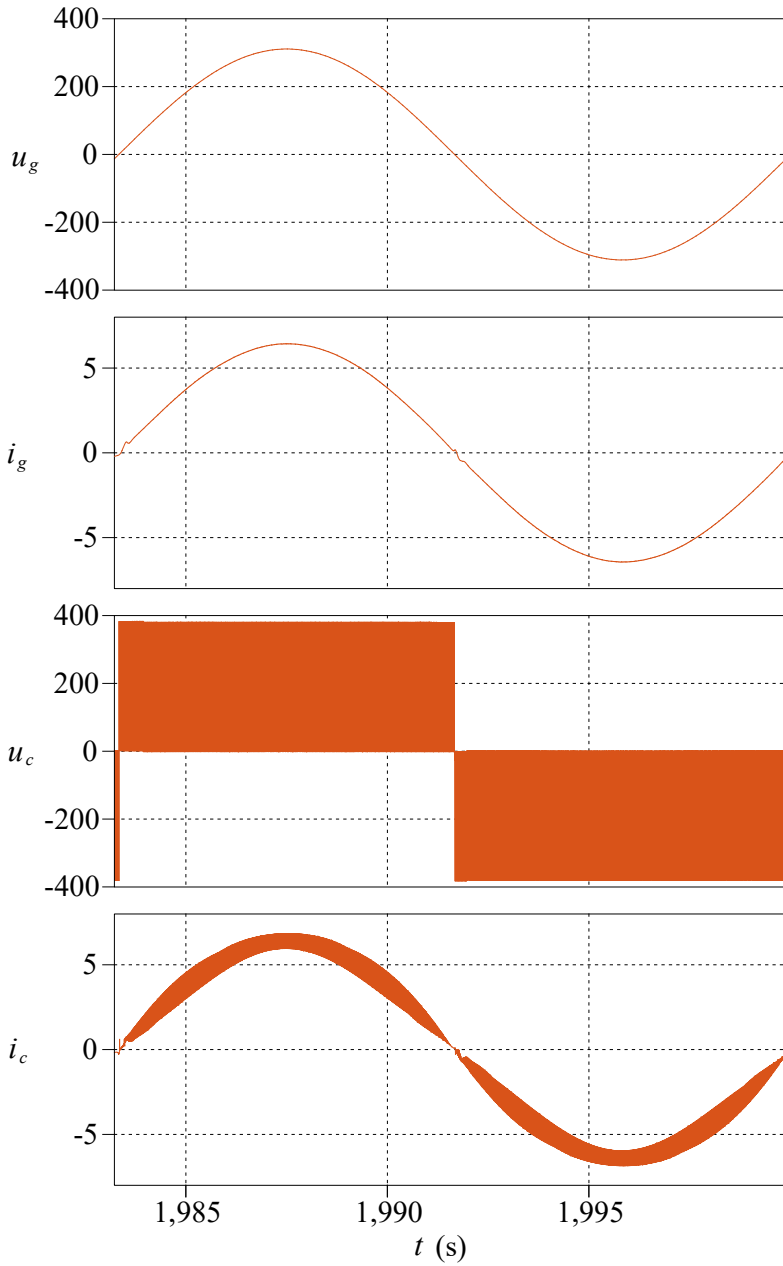


Figura 4.5: Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método Liserre-Blaabjerg.

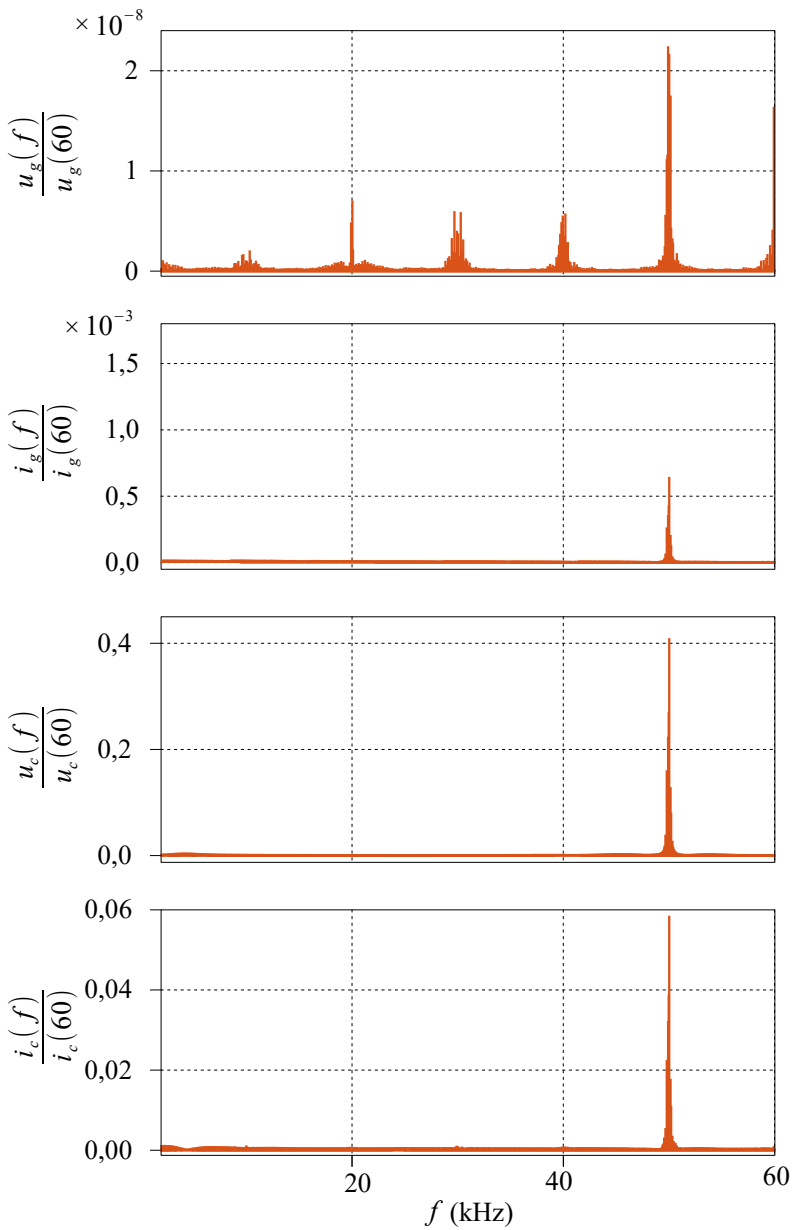


Figura 4.6: Sinais do filtro no domínio do tempo utilizando o método WU-Blaabjerg.

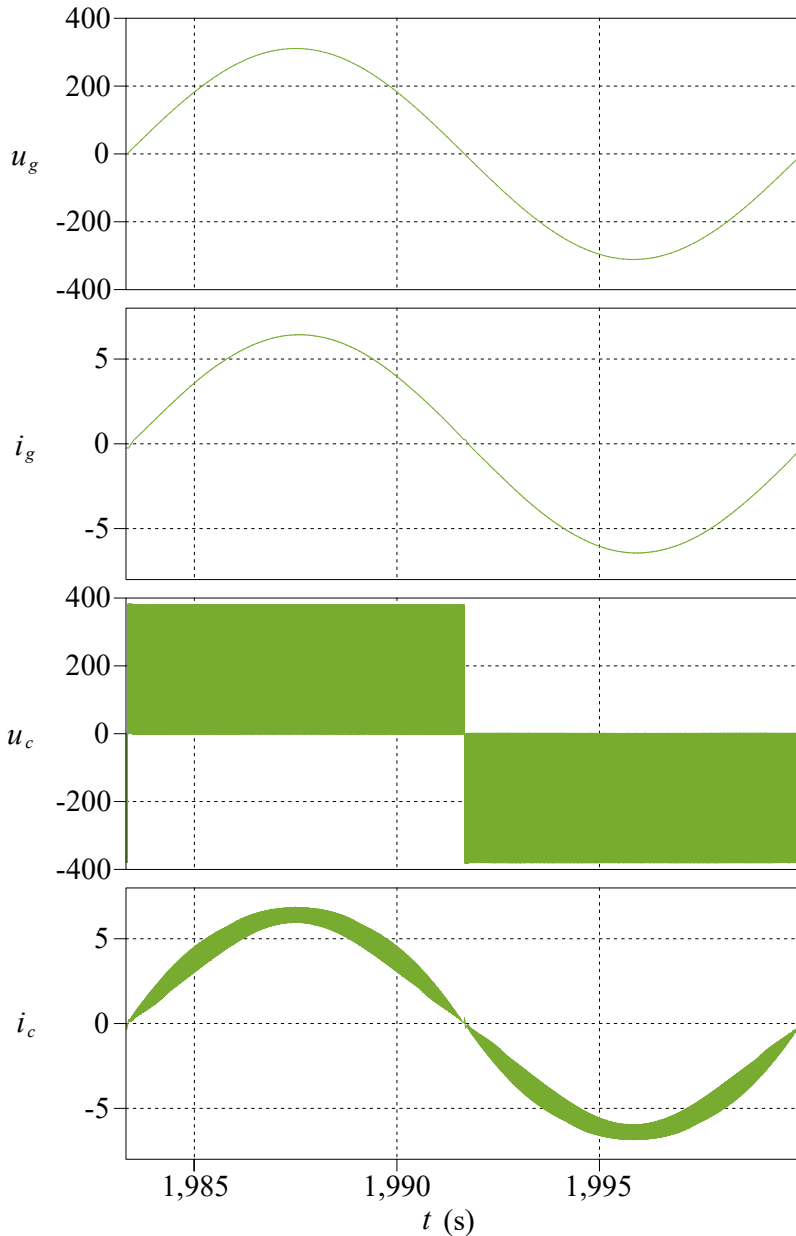


Figura 4.7: Sinais do filtro no domínio da frequência utilizando o método WU-Blaabjerg.

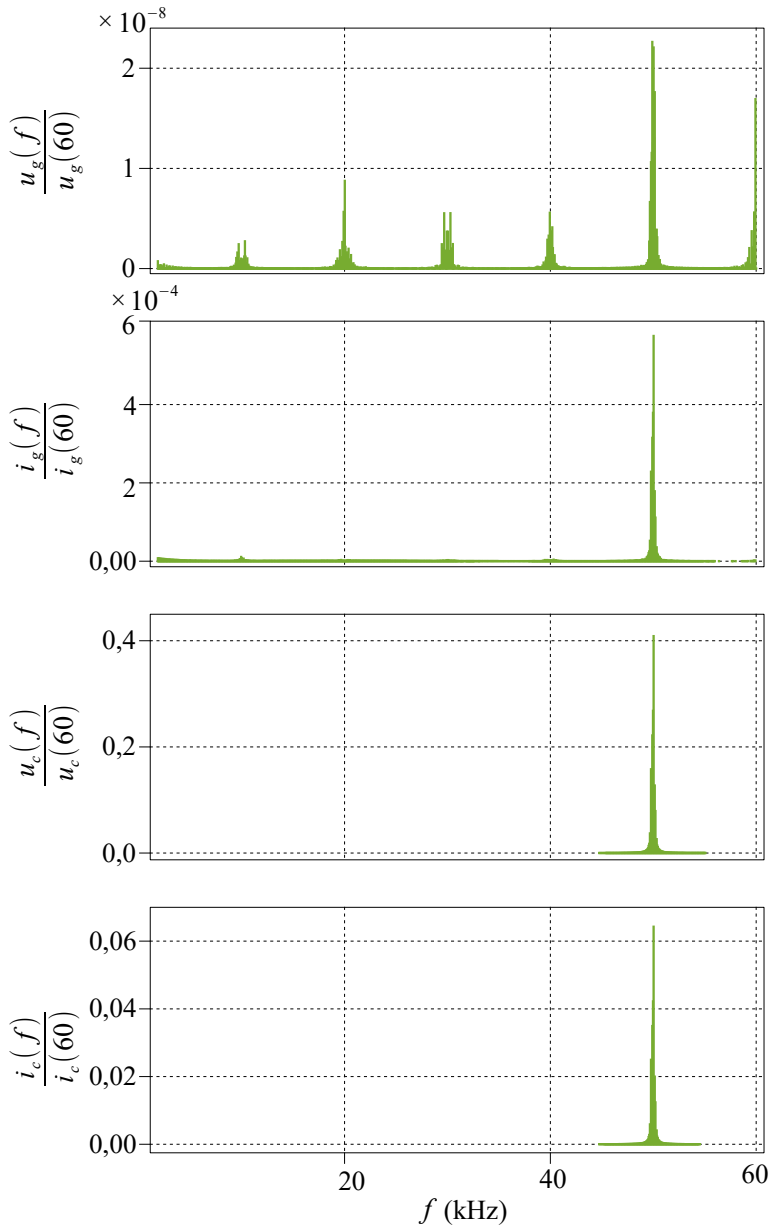
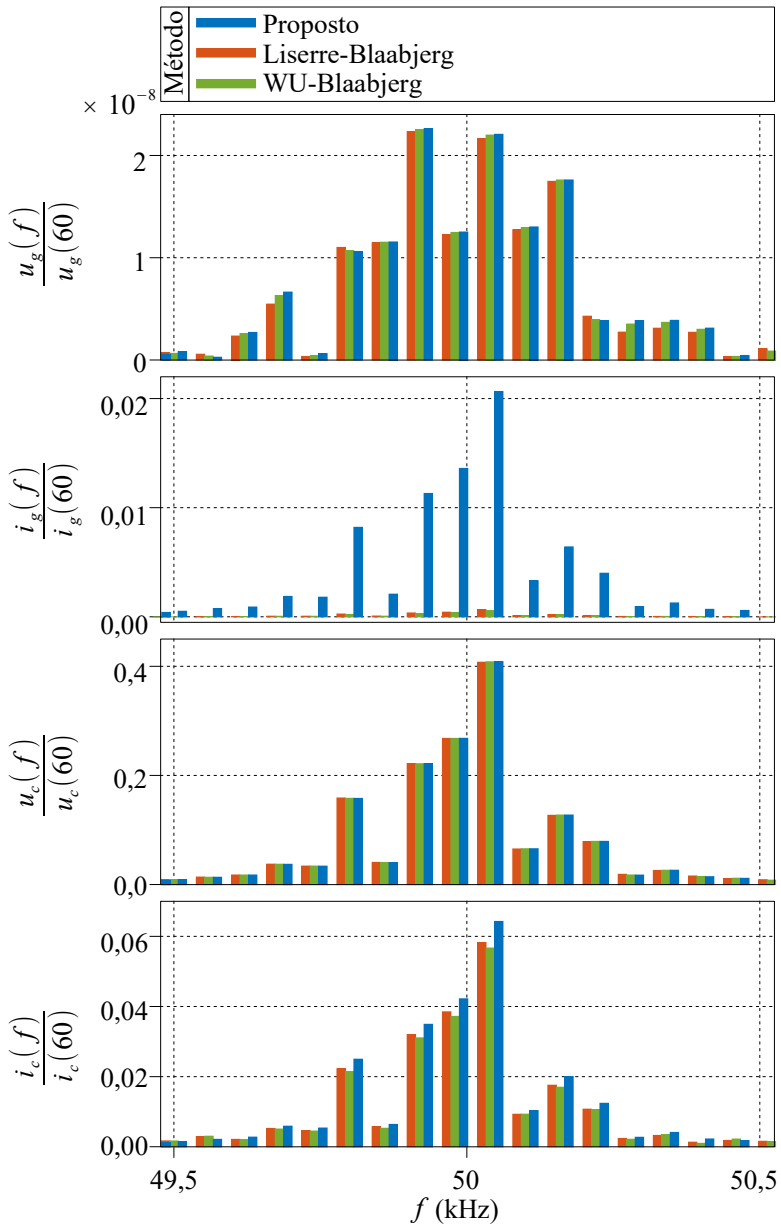


Figura 4.8: Sinais de entrada e saída do filtro no domínio da frequência lado a lado utilizando os três métodos.



4.5 Estimativa do desempenho dos magnéticos

Os métodos para estimar perdas, saturação e elevação de temperatura dos magnéticos vistos na seção 3.4 foram aplicados a partir dos valores das simulações realizadas. A Tabela 4.4 e 4.5 listam os valores obtidos analiticamente para os magnéticos L_1 e L_2 , respectivamente.

Núcleos L_{1a} e L_{1b}

A indutância L_1 é dividida igualmente em dois núcleos (a e b), como mostra a Figura 2.1. Isto permite reduzir as correntes de modo comum e distribuir as perdas de potência.

Observa-se que devido à indutância L_1 atribuída igualmente aos três métodos, todos os casos terão aproximadamente o mesmo desempenho.

Tabela 4.4: Valores de projeto dos núcleos 1a e 1b.

Indutância 1	Método		
	Proposto	Liserre-Blaabjerg	WU-Blaabjerg
$L_1/2$ (μ H)	500	500	500
n	91	91	91
P_w (W)	2,76	2,76	2,76
P_c (W)	2,41	2,41	2,41
ΔB_{max} (mT)	168	168	168
B_{max} (mT)	625	625	625
ΔT (C°)	80	80	80

Núcleo L_2

A indutância L_2 é construída em núcleo único e suas estimativas estão listadas na Tabela 4.5. Observa-se que, quando os indutores diferentes são expostos às mesmas correntes e tensões, aqueles de maior indutância sofrem maiores esforços magnéticos e térmicos no núcleo e menores esforços elétricos nos condutores. Logo, o método proposto,

além de prever um núcleo menor, reduz as perdas e elevações de temperatura.

Apesar do método proposto possuir menor capacidade de filtração, as perdas nos condutores são significativamente menores que a dos demais métodos devido ao menor número de voltas nos enrolamentos.

As perdas no núcleo do método proposto são maiores que as dos outros métodos devido à maior amplitude de harmônicas na frequência de comutação e, conseqüentemente, maior amplitude da densidade de fluxo magnético. Entretanto, como o núcleo é composto por material com baixas perdas e opera num ponto de operação de baixa densidade de fluxo, as perdas no núcleo se tornam pequenas perante às perdas nos condutores.

Tabela 4.5: Valores de projeto do núcleo 2.

Indutância 2	Método		
	Proposto	Liserre-Blaabjerg	WU-Blaabjerg
L_2 (μH)	70	3000	1000
n	34	222	128
P_w (W)	1,01	6,60	3,81
P_c (W)	0,026	0,008	0,000
ΔB_{max} (mT)	16	8	1
B_{max} (mT)	210	1328	765
ΔT (C°)	21	98	62

CAPÍTULO 5

Resultados Experimentais

Com a finalidade de validar os modelos utilizados nos projetos e análises dos filtros, pode-se decompor o filtro no modelo T, com as impedâncias equivalentes Z_1 , Z_2 e Z_3 , como visto anteriormente na Figura 3.1. Isto auxilia na percepção dos parâmetros que se alteram com a frequência.

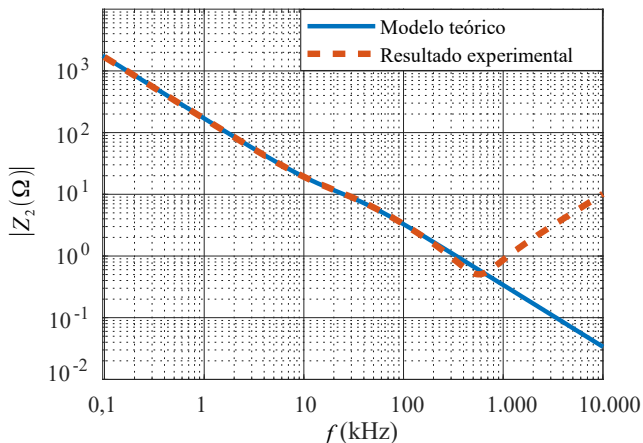
As Figuras 5.1, 5.2 e 5.3 demonstram o objetivo conceitual do filtro passa-baixas empregado entre inversor e rede: possuir baixa impedância longitudinal (indutores) em baixas frequências e baixa impedância transversal (capacitores) em altas frequências.

A Figura 5.1 expressa graficamente a impedância do ramo Z_2 , responsável pela filtragem capacitiva e amortecimento, projetada pelo método proposto. Observa-se que a impedância medida experimentalmente é próxima da teórica até cerca de 700 kHz. A partir de 1 MHz, o ramo Z_2 adquire um comportamento indutivo, já que o módulo da impedância aumenta com a frequência.

As Figuras 5.2 e 5.3 ilustram a variação das impedâncias indutivas de L_2 e L_1 , respectivamente. O núcleo de L_1 ensaiado é fabricado pela Magnetics e o de L_2 pela Amogreentech.

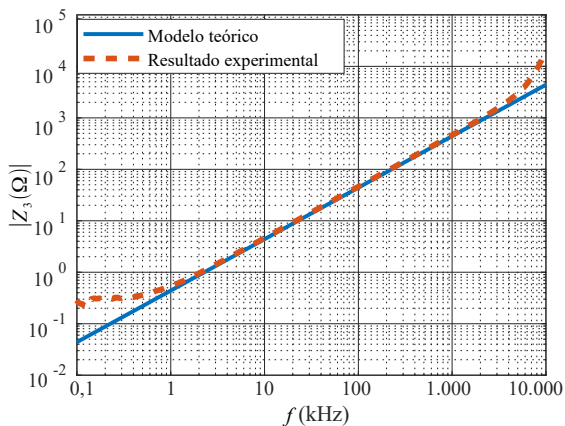
Já que no caso da Figura 5.2, L_2 é relativamente pequena, Z_3 possui inicialmente um comportamento resistivo nas baixas frequências, mas logo adquire o comportamento indutivo esperado. Este fenômeno não ocorre com Z_1 (Fig. 5.3), pois L_1 , por ser relativamente grande, possui muitas voltas de enrolamento. Este fenômeno é devido ao fato de que a resistência de um enrolamento é proporcional ao número de voltas, enquanto a indutância é proporcional ao quadrado desse valor.

Figura 5.1: $|Z_2|$ em função da frequência de excitação para o método proposto.



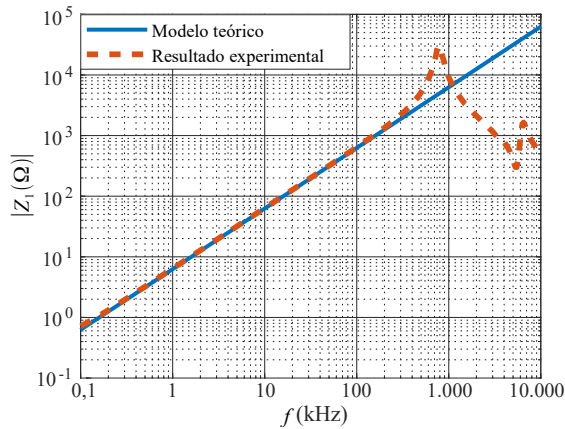
Logo, a medida que n tende ao infinito, a reatância indutiva predomina sobre a resistência.

Figura 5.2: $|Z_3|$ em função da frequência de excitação para o método proposto.



Núcleos de diferentes modelos, fabricantes e geometria podem apresentar resposta em frequência diferentes e afetar o produto final. Para comprovar isto foram utilizados um núcleo 78071A7 da Magnetics, um KS106026A da Magmatec e um APH23P60 da Amogreentech, todos enrolados para uma indutância de 1 mH. A Figura 5.4 mostra os

Figura 5.3: $|Z_1|$ em função da frequência de excitação para o método proposto.



indutores enrolados com pares idênticos de 1 mH.

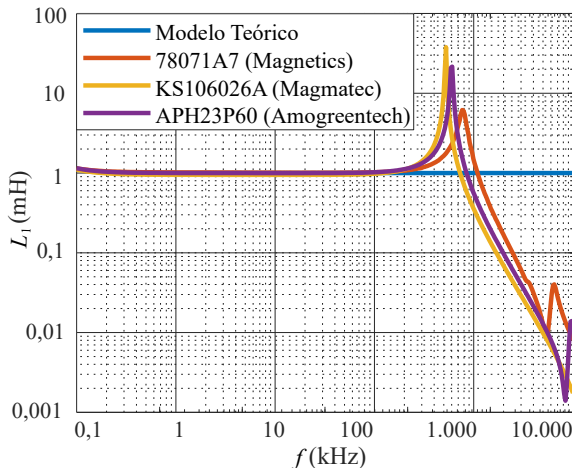
Como a reatância indutiva de L_1 é muito maior que a sua parte real resistiva e, assumindo que os efeitos capacitivos não sejam relevantes neste espectro, o indutor L_1 pode ter sua indutância representada graficamente conforme a Figura 5.5 para os três núcleos diferentes. Nessa figura, observa-se que a indutância é praticamente constante até 100 kHz, frequência a partir da qual seu valor diverge bastante do desejado. É também observável que a fabricante e o modelo do núcleo influencia a resposta em frequência do indutor.

Figura 5.4: Fotografia dos indutores de 1 mH para comparar modelos das três marcas.



Na análise direta da diferença entre os métodos utiliza-se a comparação da função de transferência admitância $i_c(s)/u_c(s)$ (saída curto-circuitada) do modelo teórico de parâmetros localizados com as medições práticas de uma varredura de espectro do circuito montado em

Figura 5.5: Comparação de núcleos de diferentes fabricantes para indutor de 1 mH.

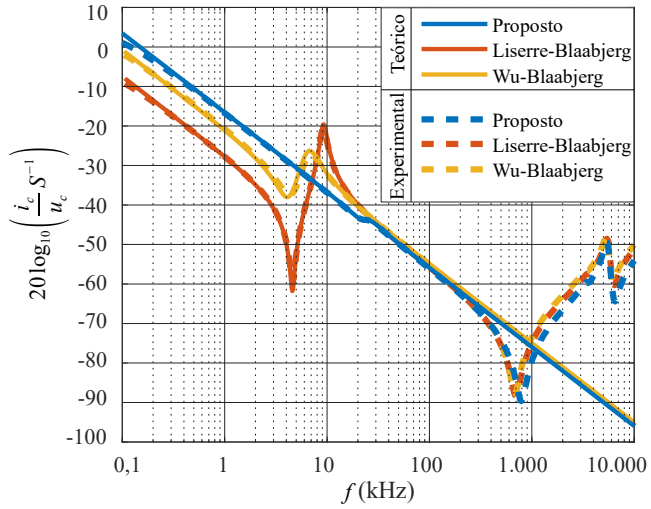


placa de prototipagem.

A Figura 5.6 ilustra a comparação direta entre o modelo e a medição realizada com o filtro projetado os três métodos. As medições evidenciam que o filtro é modelado com boa precisão para uma banda de aproximadamente 400 kHz, frequência a partir da qual seu comportamento verdadeiro diverge daquele estimado.

Estes resultados experimentais podem então garantir que dentro da banda de frequências englobada pela frequência de comutação, os modelos pouco divergirão da realidade quando se levando em conta a variação paramétrica em função da frequência.

Figura 5.6: Função de transferência admitância $i_c(s)/u_c(s)$ para os três métodos de projeto com resultados medidos em circuito real.



CAPÍTULO 6

Conclusão

Este trabalho buscou explorar por meios qualitativos e quantitativos o desempenho geral de filtros passivos aplicados no condicionamento de energia fotovoltaica para a rede elétrica de tensão alternada.

A topologia de inversor Dual Buck proposta permite um processamento de energia bidirecional com apenas dois interruptores operando em alta frequência e maior robustez. Além disso, devido à sua capacidade de operar com modulação a três níveis sem introduzir correntes de modo comum, o inversor selecionado permite uma filtragem mais eficaz de correntes de modo diferencial.

Com a técnica de modulação senoidal *PWM* a três níveis aplicada em alta frequência é possível realizar um controle simplificado de sincronização da corrente injetada por meio do compensador proporcional integral, já que o desacoplamento entre as componentes da frequência da rede e da frequência de comutação possibilita um fácil rastreamento de sinal senoidal com técnicas tradicionalmente aplicadas a rastreamento de sinais constantes em forma de degrau.

A comparação entre topologias de filtros de interface com a rede mostrou que a configuração LCL+RC se torna a melhor opção em relação à topologia L devido à sua alta capacidade de filtragem de corrente em modo diferencial com a utilização de capacitores, baixa amplitude de ressonância quando comparado ao LCL devido à realização de amortecimento resistivo e baixas perdas diante do LCL+R após a introdução de um segundo capacitor de desacoplamento em frequência.

O presente trabalho introduziu dois métodos já utilizados pela literatura mas que, por serem de natureza simplista, podem não ser

adequados ao projeto de filtros LCL+RC com especificações precisas de custo e desempenho. Portanto, foi proposto um método para minimizar o volume e custo dos indutores de tal forma que as exigências legais ainda sejam respeitadas. Além disso, o método proposto permite uma minimização absoluta da amplitude de ressonância com a escolha de um resistor de amortecimento otimizado.

A análise de estabilidade paramétrica apresentada visa contribuir com a identificação e visualização do desempenho e das características gerais do filtro projetado, possibilitando um auxílio de grande importância ao projetista, já que permite reconhecer com exatidão os efeitos das manipulações dos parâmetros do filtro.

Na seção de modelagem dos magnéticos é também apresentada uma forma simples de obter os coeficientes de Steinmetz a partir das curvas obtidas em catálogos de produtos. Isto permite uma modelagem mais genérica das perdas volumétricas em função da densidade de fluxo e da frequência de comutação.

Espera-se que, com as metodologias de projeto e análise de filtros apresentadas, futuros desenvolvimentos de tecnologias relacionadas possam ser facilitados e melhorados, a fim de encontrar formas mais rápidas e precisas de projeto.

Trabalhos futuros

Com base no trabalho apresentado, poder-se-ia estender o método de análise de mapeamento de polos e zeros para variações paramétricas multivariáveis que facilitassem o deslocamento do ponto de operação para o local desejado de modo generalizado. Para tal, seria necessário um desenvolvimento matemático mais aprofundado e aplicado ao projeto dos filtros.

É possível que se possa definir um conjunto de valores ideais dos componentes para atingir um determinado desempenho a partir de uma escolha adequada de local para colocar o par de polos complexos da função de transferência do filtro LCL+RC. Portanto, um software capaz de traçar automaticamente as trajetórias de deslocamento com atualização instantânea após modificação e que determinasse a melhor localização dos polos em termos de desempenho e custo seria de grande auxílio para futuros projetistas.

Referências Bibliográficas

- [1] COELHO, R. F. *Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica Para Alimentação Ininterrupta de Cargas CC a Partir de Fontes Renováveis*. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2013.
- [2] BRITISH PETROLEUM. *Energy Outlook 2030*. [S.l.], 2013.
- [3] Buerger, Roberto. *Contribuição ao Estudo de Microrredes Trifásicas Supridas a Partir de Geração Fotovoltaica com Possibilidade de Operação em Modo Ilhado ou Conectado à Rede Elétrica*. Tese de doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2019.
- [4] KONSTANTIN, Panos. *Praxisbuch Energiewirtschaft: Energieumwandlung, -transport und -beschaffung im liberalisierten Markt*. 2ª Ed. Springer Verlag: Burgstetten (Alemanha), 2009.
- [5] R. F. COELHO, F. M. CONCKER, D. C. MARTINS. *A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems*. 9th IEEEIAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2010.
- [6] Resolução Normativa 482 da ANEEL, abril de 2012. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/cedoc/bren2012482.pdf>. Acessado em 11 de junho de 2019.
- [7] H. Kuang, S. Li, Z. Wu. *Discussion on advantages and disadvantages of distributed generation connected to the grid*. International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011.

- [8] Channegowda, P; JOHN, V. *Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 57, n. 12, dez. 2010.
- [9] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992), 2014.
- [10] KOLAR, J.W. et al. *Optimal Design of LCL Harmonic Filters for Three-Phase PFC Rectifiers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 28, n. 7, jul. 2013.
- [11] A. M. Sadati, S. Krauter, and J. Bendfeld. *Comparison of micro inverters based on practical analysis*. 2015 5th International Youth Conference on Energy (IYCE).
- [12] D. Meneses, F. Blaabjerg, Ó. García, and J. A. Cobos. *Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application*. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 6, p. 2649-2663, jun. 2013.
- [13] Prof. Dr. Cassiano Rech et al. *ESTUDO COMPARATIVO DE INVERSORES MONOFÁSICOS NÃO ISOLADOS PARA CO-NEXÃO DE SISTEMAS DE GERAÇÃO FOTOVOLTAICOS NA REDE DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA*. Universidade Federal de Santa Maria: set 2012.
- [14] Schmidt et al. *DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current*. Mai 2006.
- [15] Victor et al. *Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into alternating current voltage*. Ago 2008.
- [16] S. V. Araújo; P. Zacharias; R. Mallwitz. *Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 57, p. 3118-3128, Set 2010.

- [17] Munaretto, Lucas. *Inversor unidirecional de alta eficiência com tensão de modo comum reduzida*. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2017.
- [18] Julean, Anca. *Active damping of LCL Filter resonance in grid connected applications*. Dissertação de mestrado. Universidade de Aalborg. Aalborg (Dinamarca), 2009.
- [19] Majid Sanatkar-Chayjani; Mohammad Monfared. *Stability Analysis and Robust Design of LCL With Multituned Traps Filter for Grid-Connected Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 63, n. 11, jul. 2016.
- [20] LEE, F.; JIAO, J. *LCL Filter Design and Inductor Current Ripple Analysis for a Three-Level NPC Grid Interface Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 30, n. 9, set. 2015.
- [21] LISERRE, M; BLAABJERG, F; SEBASTIAN, R. *Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, , jun. 2013.
- [22] MARTINS, Denizar Cruz. *Eletrônica de Potência: Semicondutores de Potência Controlados, Conversores CC-CC Isolados e Conversores CC-CC a Tiristor (Comutação Forçada)*. Florianópolis, 2006.
- [23] LUNZE, J. *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. 10. Auflage. Borchum (Alemanha): Springer Vieweg Verlag, 2010.
- [24] ERICKSON, R.W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. Ed. 2. Boulder (Estados Unidos da América): Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [25] S. Golestan; Mohammad Monfared; Francisco D. Freijedo; Josep M. Guerrero. *Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 6, p. 2167, jun. 2013.
- [26] LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. *Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier*. IEEE Transac-

- tions on Industry Applications, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, set. 2005. ISSN 0093-9994.
- [27] TANG, Y. et al. *Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 59, n. 3, p. 1443–1452, mar. 2012. ISSN 0278-0046.
- [28] BLASKO, V.; KAURA, V. *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three phase voltage source converter*. Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 545–551 vol.2.
- [29] WU, W; HE, Y.; BLAABJERG, F;. *New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 10, out. 2013.
- [30] WU, W. et al. *A Robust Passive Damping Method for LLCL-Filter-Based Grid-Tied Inverters to Minimize the Effect of Grid Harmonic Voltages*. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 29, n. 7, p. 3279-3289, jul. 2014. ISSN 0885-8993.
- [31] Bezerra, Pedro André Martins. *Inversor Trifásico PWM Fonte de Tensão com Integração de Interruptores em Delta*. Dissertação de mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2013.
- [32] Girolamo CARDANO. *Artis Magnæ, Sive de Regulis Algebraicis Liber Unus*. Milano (Itália), 1545.
- [33] LISERRE, M; BLAABJERG, F; DELL'AQUILA, A. *Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter*. International Journal of Electronics, 91:8, 445-460, 2004, DOI: 10.1080/00207210412331306186.
- [34] WU, W; HE, Y.; BLAABJERG, F;. *An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 27, n. 2, fev. 2012.

- [35] LANG, Y; XU, D; HADIANAMREI, S. R; MA, H. *A novel design-method of LCL type utility interface for three-phase voltage source rectifier*. Brazilian Power Electronics Conference: Recife, 2005.
- [36] BASTOS, João P. A. *Eletromagnetismo para Engenharia: estática e quase-estática*. 3ª ed. rev. Florianópolis: Editora da UFSC, 2008.
- [37] Catálogo do núcleo 78071A7 da Magnetics (versão de 26/12/2018). Disponível em: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/Datasheets/0078071A7.pdf>.
- [38] MAGNETICS POWDER CORE CATALOG. Pittsburgh (Estados Unidos da América): Matnetics, 2017.
- [39] SUDHOFF, Scott D. *Power Magnetic Devices: A Multi-Objective Design Approach*. New Jersey (Estados Unidos da América): John Wiley and Sons, 2014.
- [40] HALLIDAY, David; RESNICK, Robert; WALKER, Jearl. *Fundamentals of Physics*. 9th Edition. John Wiley and Sons: New York (Estados Unidos da América), 2011.
- [41] MCLYMAN, W.T. *Transformer and Inductor Design Handbook*. 3ª Ed. New York (Estados Unidos da América): Marcel Dekker, 2004.
- [42] KAZIMIERCZUK, Marian K. *High-Frequency Magnetic Components*. 2ª Ed. Dayton (Estados Unidos da América): John Wiley Sons, 2014.
- [43] IEEE 519-2014. *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. IEEE: New York (Estados Unidos da América), 2014.
- [44] ZACH, F. *Leistungselektronik: Ein Handbuch Band 1*. 4. Auflage. Wien (Áustria): Springer Verlag, 2009.

