



Universidade Federal da Bahia
DEE – Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Felipe Matos Lopes dos Santos

Controle de uma nanorrede de corrente contínua em modo ilhado

Dissertação de Mestrado

Salvador
2018

Universidade Federal da Bahia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Felipe Matos Lopes dos Santos

Controle de uma nanorrede de corrente contínua em modo ilhado

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Escola Politécnica, Universidade
Federal da Bahia, como requisito parcial
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica

Orientador: André P. N. Tahim

Área de concentração: Processamento da
Informação e Energia
Linha de Pesquisa: Sistemas de Potência

Salvador, Bahia, Brasil
Felipe M. L. dos Santos, Novembro de 2018

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema Universitário de Bibliotecas (SIBI/UFBA),
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Matos Lopes dos Santos, Felipe
Controle de uma nanorrede de corrente contínua em
modo ilhado / Felipe Matos Lopes dos Santos. --
Salvador, 2018.
72 f. : il

Orientador: André Pires Nóbrega Tahim.
Dissertação (Mestrado - Engenharia Elétrica) --
Universidade Federal da Bahia, Programa de pós-
graduação em Engenharia Elétrica, 2018.

1. Controle. 2. Nanorrede. 3. Geração distribuída.
I. Pires Nóbrega Tahim, André. II. Título. |

FELIPE MATOS LOPES DOS SANTOS

**Controle de uma nanorrede de corrente contínua em modo
ilhado**

Dissertação apresentada ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Escola Politécnica, Universidade
Federal da Bahia, como requisito parcial
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. André Pires Nobrega Tahim
Orientador - UFBA

Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa
UFBA

Profa. Dra. Alessandra Freitas Picanço
UFBA

Dedico esse trabalho a toda minha família, em especial meus pais Jacyra e Joab e minha esposa Elizabeth.

*“Nós somos o que fazemos
repetidamente. A excelência,
portanto, não é um ato, mas um
hábito”*

Aristóteles

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por tudo que tem feito por mim e por minha família e por mais essa vitória de um projeto concluído.

A minha família, especialmente meus pais Joab e Jacyra, meus irmãos Matheus e Juliana, minhas tias Dija e Mércia por todo o apoio e encorajamento para que mais essa etapa fosse concluída.

A minha esposa Elizabeth Mendes por toda a paciência, o amor e carinho de todos esses anos em que estamos juntos e pelo apoio a esse projeto de vida.

Ao meu orientador prof. Dr. André Tahim por todos os ensinamentos e orientações que permitiram que esse trabalho pudesse ser concluído com a qualidade e excelência devidas de uma dissertação de mestrado.

Aos amigos e colegas de pesquisa Leandro, Fabrício, Jesse e Vitor pelo companheirismo e amizade em todo esse período do trabalho.

A CAPES e ao LABEFEA pelo apoio e incentivo à pesquisa e desenvolvimento.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFBA, especialmente ao prof. Dr. Fernando Augusto Moreira que me deu tanto apoio para o início e continuidade desse projeto.

Resumo

As nanorredes (NR) CC surgiram, nos últimos anos, como possível solução para a crescente demanda energética das unidades consumidoras. Para nanorredes de corrente contínua que operam em modo ilhado, o balanço instantâneo de potência é de grande importância para manter a tensão do barramento constante. Isso porque em uma NR CC existem cargas e fontes de potência constante (CPL e CPS) que apresentam características não-lineares entre tensão e corrente, o que dificulta a aplicação de técnicas de controles clássicas (como o controle PI) além de contribuir para a instabilidade do sistema. Para contornar esses problemas devido às CPL e CPS, faz-se necessária a linearização desse sistema não-linear, possibilitando assim a aplicação de técnicas clássicas de controle que sejam capazes de manter a estabilidade do sistema, bem como a tensão do barramento próxima a um valor de referência constante. Para tal, é feita a modelagem e linearização da NR para obtenção do modelo médio de pequenos sinais com intuito de obter as funções de transferência (FTs) necessárias ao controle da tensão CC do barramento da nanorrede. Adicionalmente, projeta-se um sistema de controle para a NR e obtém-se as faixas de operação para as quais a estabilidade do sistema é garantida. A nanorrede é então testada através de simulações para validar o sistema de controle proposto.

Palavras-chaves: Controle, Nanorrede, CPL, Estabilidade.

Abstract

Nanogrids (NG) CC have emerged in recent years as a possible solution to the growing energy demand of consumer units. For direct current nanogrids operating in island mode, the instantaneous power balance is of great importance to keep the bus voltage constant. This is because in a DC NG there are loads and sources of constant power (CPL and CPS) that present non-linear characteristics between voltage and current, which makes it difficult to apply classic control techniques (such as PI control) in addition to contributing to instability of the system. In order to overcome these problems due to the CPL and CPS, it is necessary to linearize this non-linear system, thus allowing the application of classical control techniques that are capable of maintaining the stability of the system, as well as the bus voltage close to a constant reference value. For this, the modeling and linearization of the NG is done to obtain the small signal average model in order to obtain the transfer functions (TFs) needed to control the DC voltage of the NG bus. In addition, a control system is designed for the NG and the operating ranges are obtained for which the stability of the system is guaranteed. The nanogrid is then tested through simulations to validate the proposed control system.

Keywords: Control, Nanogrid, CPL, Stability.

Lista de Figuras

Figura 1.1: Matriz de capacidade instalada de geração de energia elétrica do Brasil em Setembro de 2016. Fonte (MINAS E ENERGIA, 2016)	1
Figura 1.2: Esquema do sistema de geração centralizada. Fonte: (QUEIROZ, 2017).....	2
Figura 1.3: Esquema de uma Nanorrede. Fonte: (BOROYEVICH, MATTAVELLI, <i>et al.</i> , 2013)	4
Figura 1.4: Módulos de uma nanorrede Fonte: (GUERRERO, SUN, <i>et al.</i> , 2011).....	5
Figura 1.5: Esquema de uma NR em modo ilhado com CPL Fonte: (TAHIM, 2015)	6
Figura 1.6: Nanorrede em modo ilhado com extração de potência dos painéis acima da demanda da carga Fonte: (GUERRERO, SUN, <i>et al.</i> , 2011)	8
Figura 1.7: Nanorrede em modo ilhado com extração de potência dos painéis abaixo da demanda da carga. Fonte: (GUERRERO, SUN, <i>et al.</i> , 2011)	8
Figura 2.1: Circuito simplificado de uma NR CC em modo ilhado. Fonte: (TAHIM, 2015)	11
Figura 2.2: Modelo de fonte CC ideal para o SAE Fonte: (TAHIM, 2015)	14
Figura 2.3: Conversor bidirecional de integração do SAE à NR. Fonte: (TAHIM, 2015)	14
Figura 2.4: Circuito da análise inicial da NR Fonte: (TAHIM, 2015).....	15
Figura 2.5: Circuito quando Q1 conduz e Q2 está aberta. Fonte: (TAHIM, 2015)	16
Figura 2.6: Circuito quando Q1 está aberta e Q2 conduz. Fonte: (TAHIM, 2015).	16
Figura 2.7: Variação do fator de amortecimento com valor de k	24
Figura 2.8: Circuito final da NR com r_L Fonte: (TAHIM, 2015).....	25
Figura 3.1: Diagrama de blocos correspondente a (3.5).	29
Figura 3.2: Sistema de controle com loop interno de corrente	30
Figura 3.3: Diagrama completo com malha de controle da tensão	33
Figura 3.4: Variação de k_{VP} em função de k_{VI} para diferentes valores de k	37
Figura 3.5: Circuito da NR sem r_L . Fonte: (TAHIM, 2015)	38
Figura 3.6: Diagramas de Bode malhas de controle: (a) T_{iMF} (b) T_{MF} considerando $T_{iMF} = 1$	40
Figura 3.7: Resposta ao degrau das FTs: (a) T_{iMF} (b) T_{MF}	40

Figura 3.8: (a) Resposta ao degrau de T_{MF1} e T_{MF2} (b) Diagramas de bode de T_{MF1} e T_{MF2}	41
Figura 3.9: Circuito simplificado da NR em modo ilhado Fonte: (TAHIM, 2015).....	42
Figura 3.10: Lugar das raízes para variações de k de (a) T_{iMF} (b) T_{MF}	43
Figura 3.11: Reposta ao degrau de T_{MF} para $k_{VP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{VI} = 114,4$	44
Figura 4.1: Diagrama completo de controle a ser simulado no SIMULINK	46
Figura 4.2: Tensão v_C para o controlador G_{vPI} de (4.9) com $k = 0$, $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 74,3 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 0,05$	47
Figura 4.3: Tensão v_C para o controlador G_{vPI} de (4.10) com $k = 0$, $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 114,4$	47
Figura 4.4: Tensão V_C para variação dos valores de k com $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 0,05$	48
Figura 4.5: Diagramas de Bode de G_{ild} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).	49
Figura 4.6: Diagramas de Bode de G_{vd} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).	50
Figura 4.7: Diagramas de Bode de G_{vb} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).	51
Figura 4.8: Diagramas de Bode de Z_{out} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).	52
Figura 4.9: Tensão V_C do barramento para variações de k.	53
Figura 4.10: Corrente I_{BUS} do barramento para variações de k.....	54
Figura 4.11: Corrente I_L das baterias para variações de k.....	54
Figura 4.12: Variações de P que representam as variações de k.....	55

Lista de Tabelas

Tabela 3.1: Tabela de Routh para T_{iMF}	32
Tabela 3.2: Critério de Routh-Hurwitz para TMF	36
Tabela 3.3: Valores dos parâmetros da NR.....	38

Lista de Abreviaturas e Siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
A	Ampère
CAES	<i>compressed air energy storage</i>
CPL	<i>constant power loads</i>
CPS	<i>constant power sources</i>
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
FES	<i>flywheel Energy Storage</i>
FV	fotovoltaico
FT	função de transferência
Hz	Hertz
kW	<i>kilowatt</i>
MMPS	modelo médio de pequenos sinais
NR	nanorrede
PI	proporcional-integral
SEP	sistema elétrico de potência
SAE	sistema de armazenamento de energia
UC	unidade consumidora
V	Volt
W	Watt

Sumário

1. Introdução.....	1
1.2. Justificativa.....	9
1.3. Problema.....	9
1.4. Objetivos	10
1.4.1. Objetivo Geral	10
1.4.2. Objetivos Específicos	10
2. Modelagem do sistema.....	11
2.1. Modelagem das cargas e fontes.....	12
2.2. Modelagem do sistema de armazenamento de energia	13
2.3. Modelagem pelo Modelo Médio de Pequenos Sinais	15
2.3.1. Influência da adição da resistência de amortecimento	25
2.4. Conclusões e contribuições do capítulo	27
3. Controle da nanorrede	28
3.1. Construção do Controle pelo MMPS	28
3.2. Análise da influência da FT de malha fechada para a tensão.....	34
3.3. Projeto dos controladores e Análise das FTs	37
3.4. Limites de estabilidade do sistema.....	41
3.5. Conclusões e contribuições do capítulo	44
4. Resultados e discussões.....	45
5. Conclusão	56
6. Referências	57

1. INTRODUÇÃO

Os sistemas de geração de energia convencionais advêm, em sua maioria, de fontes de energia não renováveis. Devido ao crescente aumento do consumo de energia a nível mundial, constantes investimentos no sistema elétrico de potência (SEP) tem sido feitos para garantir a qualidade do fornecimento de energia para as unidades consumidoras (UCs).

Contudo, nos últimos anos, esses investimentos não têm conseguido acompanhar o aumento do consumo. Adicionalmente, estima-se que, para o ano de 2040 haja uma demanda energética 30% maior do que a atual (TAHIM, 2015). Tornou-se então necessário a exploração de fontes alternativas e abundantes, tais como as energias solar e eólica, que pudessem auxiliar os sistemas centralizados de geração de energia elétrica (tradicionalmente utilizados).

A utilização de energias renováveis de forma eficiente e com redução de custo tem sido alvo de pesquisas por todo o mundo (LASSETER, 2002) (NORDMAN, 2014). No Brasil, um país em que mais de 64% da sua capacidade total de geração de energia pode ser obtida através de hidrelétricas, a capacidade de geração através da energia eólica cresceu 56,9% em 2015 (PORTAL BRASIL, 2016), correspondendo atualmente a 6,4% do total da matriz de capacidade de geração do país, conforme ilustra a Figura 1.1.

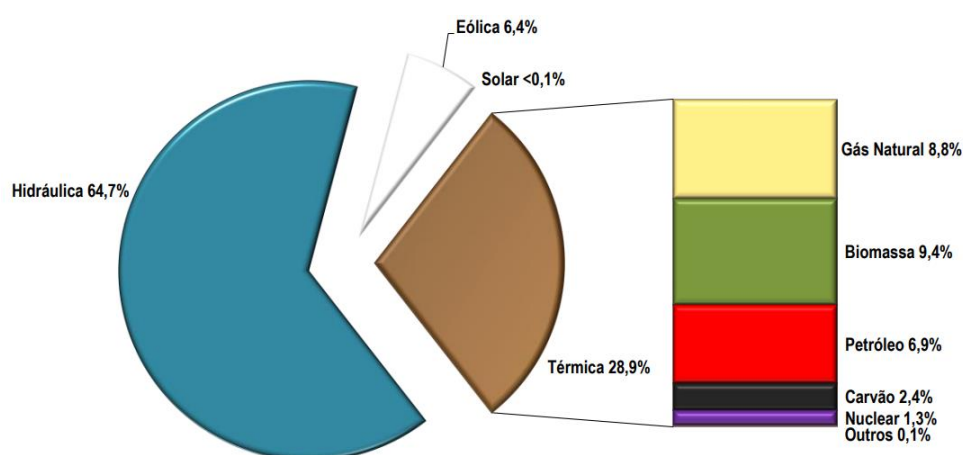


Figura 1.1: Matriz de capacidade instalada de geração de energia elétrica do Brasil em Setembro de 2016.
Fonte (MINAS E ENERGIA, 2016)

O sistema de geração centralizada utilizado no Brasil é ilustrado na Figura 1.2. Esse sistema tem sua eficiência reduzida de forma significativa devido às perdas de transmissão e distribuição da energia. A geração centralizada, apesar de ser capaz de fornecer grandes quantidades de energia, requer condições geográficas adequadas, o que faz com que as unidades geradoras fiquem distantes das UCs. Isso provoca uma redução significativa da eficiência desses sistemas.

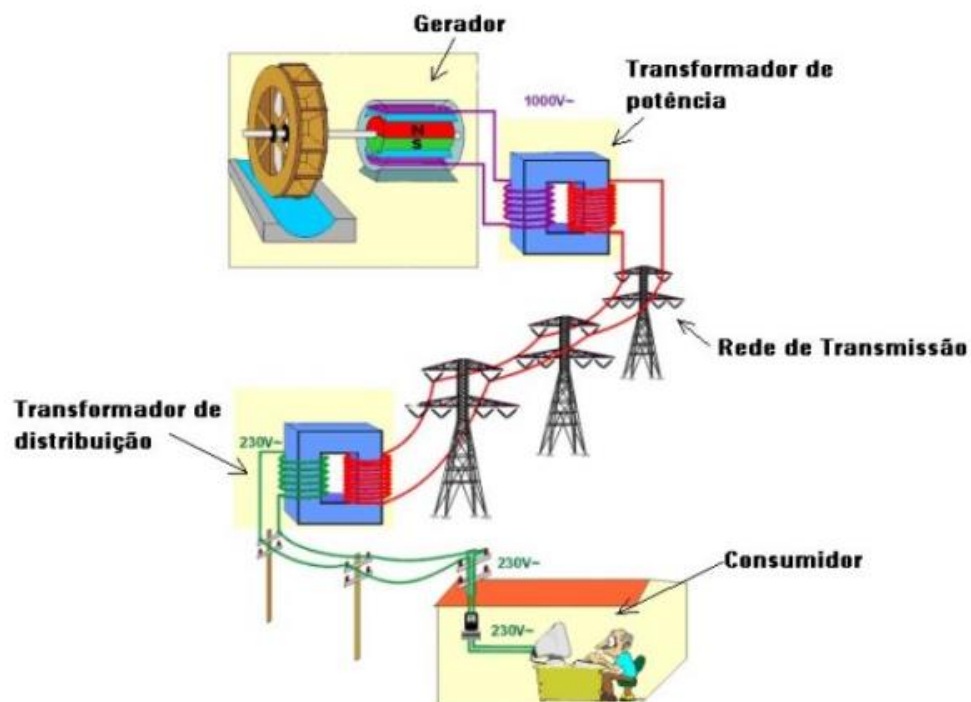


Figura 1.2: Esquema do sistema de geração centralizada.
Fonte: (QUEIROZ, 2017)

Como possível solução para a melhoria da qualidade da energia disponível ao consumidor está a utilização de microrredes e nanorredes (NR) de fontes renováveis. A proposta é fazer com que parte da energia consumida seja gerada próximo ou nas próprias UCs, reduzindo assim a quantidade de energia solicitada ao SEP e, conseqüentemente, aumentando a eficiência do mesmo. Segundo (LASSETER, 2002), o conceito de microrredes pressupõe um conjunto de cargas e microgerações que opera como um sistema controlável único que pode fornecer tanto potência quanto calor para a área local. Quando se trata de aplicações em menor escala, principalmente residencial, utiliza-se o termo nanorrede, que é o termo utilizado no presente trabalho.

As NR são sistemas que, apesar de não fornecerem potência em larga escala (uma vez que se tratam de aplicações mais a nível residencial) podem contribuir de forma significativa para a redução da quantidade de energia solicitada às unidades geradoras. Isso evita custos adicionais com projetos de expansão, não só das geradoras e das redes de distribuição, como também promove a melhoria da qualidade de energia em regiões que operam no seu limite de capacidade ou em sobrecarga.

Uma NR pode ser dividida em: cargas, sistema de armazenamento de energia (SAE), geração e conversores de potência (NORDMAN, 2014):

- Carga: Dispositivos elétricos de qualquer tamanho (geralmente menores do que 100 W);
- Sistema de armazenamento de energia: Pode ser interno a própria rede (feito geralmente através de um conjunto de baterias) ou em outra que pode conter apenas o armazenamento;
- Geração: Unidades de geração de energia que utilizam uma ou mais fontes de energia renovável (ex.: eólica e solar);
- Conversores de potência: Podem ser em uma única direção ou bidirecionais. Eles têm a capacidade de controlar o fluxo de potência para a carga (como também desconectar cargas menos prioritárias) e da energia trocada com outras redes. São os responsáveis pelo controle da tensão do barramento e são os “comandantes” da nanorede (NORDMAN, 2014).

As NR são utilizadas para potências que variam entre 10 a 100 kW (BOROYEVICH, MATTAVELLI, *et al.*, 2013). O esquema de uma nanorede é mostrado na Figura 1.3. Nesse caso, trata-se de uma rede que se utiliza tanto de energia solar quanto eólica.

1.1. Operação da NR

Para que opere adequadamente, a nanorede é dividida em quatro módulos principais (QU, WANG, *et al.*, 2015), como ilustrado na Figura 1.4:

- Módulo Renovável: Onde se encontram os dispositivos coletores de energia renovável e seus conversores;
- Módulo de Armazenamento: Que contém o sistema de armazenamento de energia (SAE) e seu conversor;

- Módulo de Entrada: Nele estão o conversor de integração da NR e a rede de distribuição bem como a interface entre elas;
- Módulo de Carga: Contendo as cargas internas da nanorrede e seus conversores.

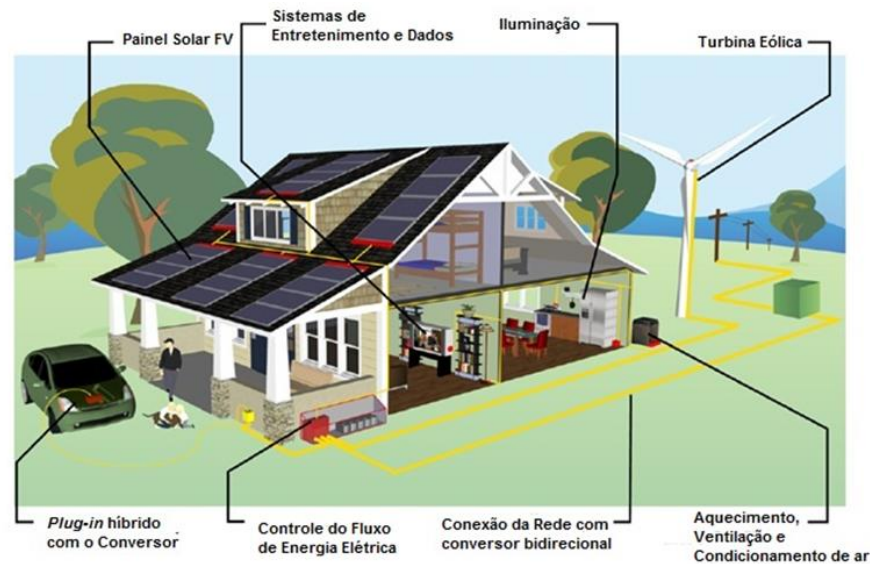


Figura 1.3:Esquema de uma Nanorrede.

Fonte: (BOROYEVICH, MATTAVELLI, *et al.*, 2013)

Uma nanorrede pode operar basicamente em dois modos: conectado a distribuição (onde parte da energia é extraída da rede quando necessário) ou no chamado modo ilhado. Nesse último, a conexão com a rede é interrompida e a nanorrede opera de maneira autônoma, utilizando somente o módulo renovável e o módulo de armazenamento para fornecer potência para as cargas internas.

O presente trabalho considera que a NR opera em modo ilhado, uma vez que nesse modo o controle da tensão e estabilidade do sistema são mais críticos do que no modo conectado, pois não há fornecimento de energia por parte da rede de distribuição. Outro fator que exerce grande influência sobre a estabilidade da NR são os tipos de cargas presentes na mesma.

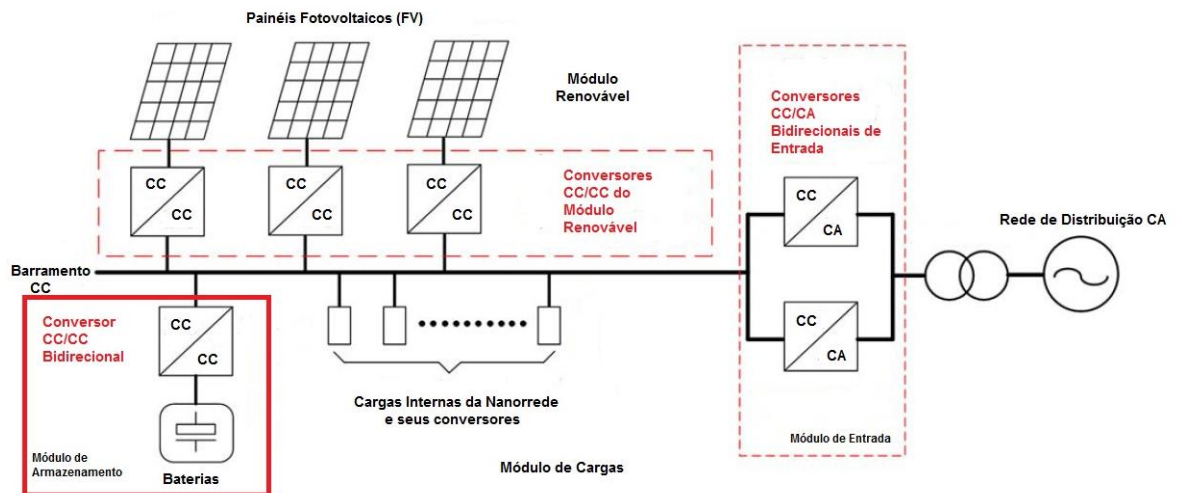


Figura 1.4: Módulos de uma nanorrede
 Fonte: (GUERRERO, SUN, *et al.*, 2011)

1.1.1. Tipos de cargas da Nanorrede

Uma vez que uma NR pode representar tanto um sistema residencial quanto industrial, faz-se necessária a análise dos tipos de carga mais comumente encontrados em tais sistemas bem como da influência de tais cargas para a estabilidade da NR. O primeiro tipo de carga a ser analisado é a carga de impedância constante (como as resistivas por exemplo). Nesse caso, a relação entre a tensão e a corrente apresenta comportamento linear descrito pela 1ª Lei de Ohm, conforme (1.1):

$$v = Ri \quad (1.1)$$

em que R é a impedância constante. Uma vez que a relação entre tensão e corrente apresenta comportamento linear, esse tipo de carga exerce pouca influência sob a estabilidade do sistema.

O segundo tipo de carga é a chamada carga de potência constante (CPL) (RIZZONI, ZHANG e LIU, 2017). Essas CPL são típicas de uma NR CC onde existem cargas que são alimentadas por conversores CC-CC, conforme Figura 1.5.

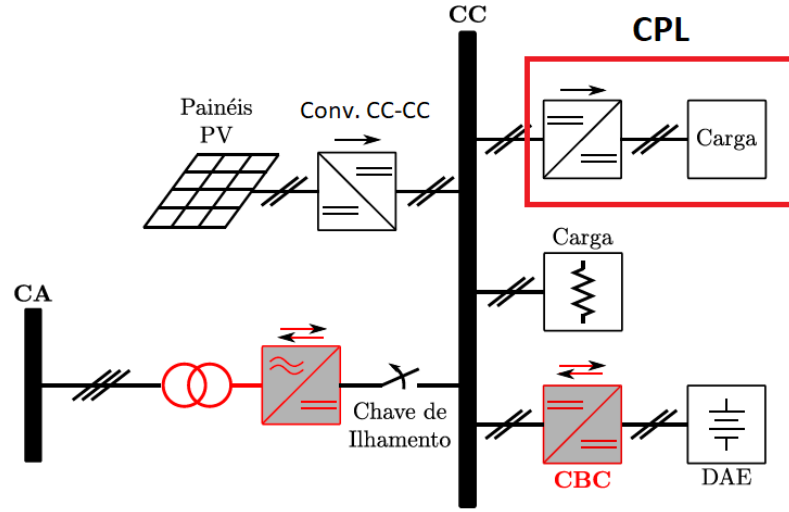


Figura 1.5: Esquema de uma NR em modo ilhado com CPL
Fonte: (TAHIM, 2015)

O barramento da NR é alimentado por conversores CC-CC. Contudo, algumas cargas requerem níveis de tensão CC diferentes da tensão do barramento. Nesses casos, essas cargas só podem ser conectadas ao barramento através de outros conversores CC-CC. Isso se faz necessário, por exemplo, em uma NR que apresenta cargas de 48 V e na qual o barramento é de 400 V. Assim, o conjunto composto pelo conversor CC-CC e a carga que requer tensão diferente em relação ao barramento é visto pelo conversor do barramento como uma CPL, conforme ilustra a Figura 1.5.

As CPL apresentam comportamento não linear entre tensão e corrente, conforme (1.2), devido a ação do conversor CC-CC que integra a carga a barramento que tem por objetivo manter a tensão na carga sempre constante e garantir o suprimento de potência para essa carga. O comportamento não linear desse tipo de carga pode levar a NR a uma instabilidade (RIZZONI, ZHANG e LIU, 2017). Caso essa instabilidade não seja mitigada, pode haver um colapso da tensão do barramento e, conseqüentemente, de toda a NR (WANG, HU, *et al.*, 2017).

$$i_{CPL} = \frac{P}{v_{CPL}} \quad (1.2)$$

Segundo (RIZZONI, ZHANG e LIU, 2017), as CPL podem ser modeladas como uma impedância negativa (modelo linear) conforme (1.3):

$$R_p = -\frac{V_{CPL}^2}{P} \quad (1.3)$$

Algumas estratégias de controle para NRs com CPL encontradas na literatura envolvem a modelagem pelo modelo comutado e aplicação de controle não linear, como em (TAHIM, PAGANO, *et al.*, 2012), ou controle robusto (RIZZONI, ZHANG e LIU, 2017). Outra estratégia que pode ser encontrada envolve a linearização do sistema para obtenção do chamado modelo médio do espaço de estados, como em (ZHAO, HU e CHEN, 2017), que permite a aplicação de técnicas clássicas de controle a um sistema originalmente não linear.

No presente trabalho, essa última estratégia é utilizada para obtenção do modelo médio de pequenos sinais (MMPS) através do qual são projetados controladores PI capazes de mitigar o problema das CPL e manter a tensão do barramento constante e a NR estável para uma faixa de valores de P. De forma complementar, são obtidas faixas de valores para os ganhos (proporcionais e integrais) dos controladores em que a NR se mantém estável.

1.1.2. Operação em Modo Ilhado

Enquanto está conectada a distribuição, o fornecimento de potência às cargas está assegurado. Entretanto, para operação em modo ilhado, o módulo de armazenamento assume a responsabilidade do controle da tensão do barramento e fornecimento de potência para as cargas críticas.

Quando a extração de energia das fontes renováveis é superior ao consumo, o controle atua sobre o módulo de armazenamento para absorver a energia excedente, através da injeção dessa energia nas baterias evitando assim que a tensão do barramento se eleve acima do valor de referência constante. Essa situação está ilustrada na Figura 1.6.

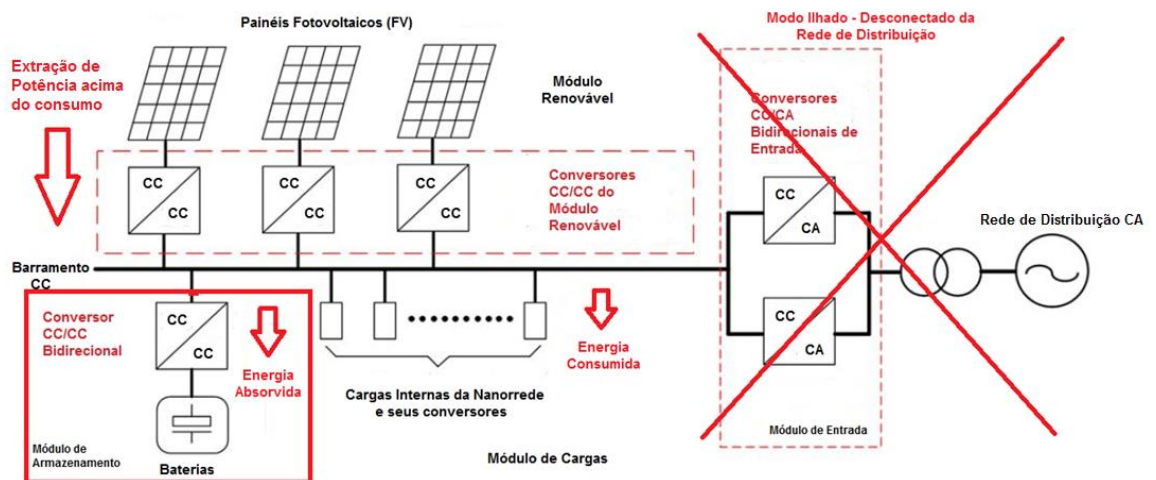


Figura 1.6: Nanorrede em modo ilhado com extração de potência dos painéis acima da demanda da carga

Fonte: (GUERRERO, SUN, *et al.*, 2011)

Semelhantemente, quando o inverso ocorre, o módulo de armazenamento injeta energia na nanorrede requerida pelas cargas, fazendo com que a tensão se mantenha próxima ao nível de referência constante, como ilustra a Figura 1.7. Cada conversor da nanorrede possui sua responsabilidade individual e age de maneira independente dos outros conversores. Contudo, quando a NR opera em modo ilhado, o sistema de controle atua sobre o conversor do módulo de armazenamento para manter a NR estável e a tensão do barramento constante, mesmo na presença de CPL.

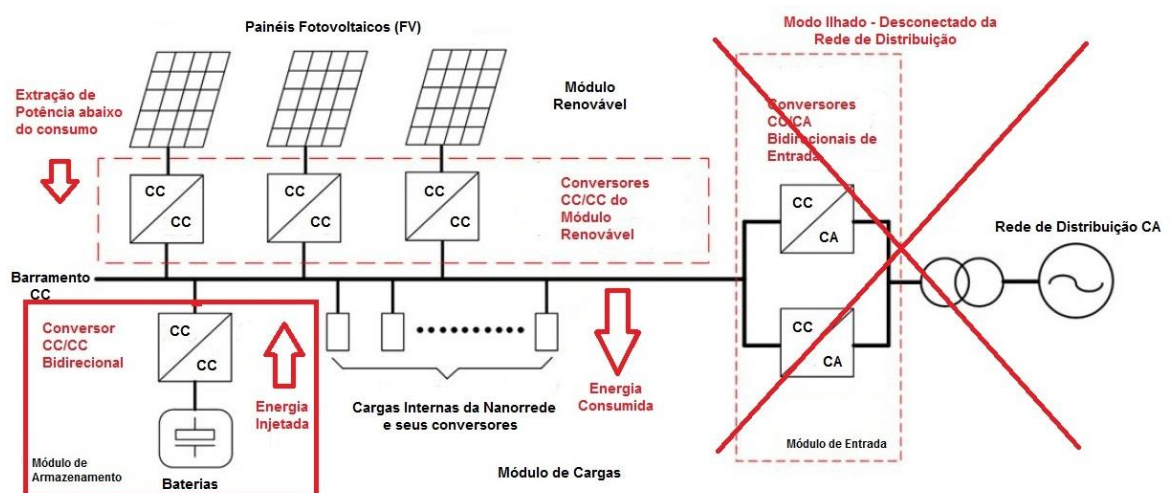


Figura 1.7: Nanorrede em modo ilhado com extração de potência dos painéis abaixo da demanda da carga.

Fonte: (GUERRERO, SUN, *et al.*, 2011)

Esse segundo caso apresenta a situação mais crítica para o sistema de controle em que há o desafio de manter a NR estável com tensão do barramento constante e garantir o suprimento das cargas, sobretudo das CPL, tendo disponível apenas a energia armazenada nas baterias para o suprimento da demanda da NR. Ambas situações do modo ilhado são consideradas e simuladas no capítulo 4 para variações das cargas CPL, contudo o presente trabalho se concentra no segundo caso, por se tratar da situação mais crítica para o sistema de controle.

1.2. Justificativa

A operação de uma NR em modo ilhado na presença de cargas de potência constante se apresenta como um desafio para os sistemas de controle, devido a limitação da potência disponível para atender as demandas de carga da NR, uma vez que não há fornecimento de energia por parte da rede de distribuição.

Adicionalmente, a não linearidade do sistema devido a presença das CPL e dos dispositivos de comutação dificultam a aplicação das técnicas clássicas de controle, que requerem a linearização do sistema para que possam ser implementadas. A escolha de um modelo linear aproximado da NR que possibilite a aplicação de tais técnicas, como o controle PI, que sejam capazes de manter o sistema estável traz consigo a necessidade de se obter os limites para os quais o controle é capaz de manter esta estabilidade da NR.

Portanto, é preciso não só escolher um modelo linear que se aproxime do comportamento real (não-linear) da NR como também conhecer as faixas de valores que estabelecem os limites para os ganhos dos controladores, como também para as variações possíveis das CPL.

1.3. Problema

O presente trabalho tem como problema o controle da estabilidade e tensão de uma NR CC que opera em modo ilhado e na presença de cargas de potência constante através do controle do módulo de armazenamento de energia.

Para garantir o correto funcionamento da nanorede, uma estratégia de controle da tensão deve assegurar (GRILLO, MUSOLINO, *et al.*, 2013):

- A estabilidade da NR para variações de carga CPL;
- A autorrecarga dos sistemas de armazenamento;

Adicionalmente, no presente trabalho são encontradas as faixas de potências das CPL para as quais o sistema de controle mantém a NR estável, bem como as faixas de valores dos ganhos proporcional e integral dos controladores PI para as quais a NR é mantida estável.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo Geral

O funcionamento adequado de toda a nanorede em modo ilhado é diretamente dependente do controle de injeção/extração de potência do módulo de armazenamento. O objetivo geral do presente trabalho é controlar a estabilidade da tensão do barramento de uma nanorede CC em modo ilhado na presença de CPL por meio de um controle bidirecional, através de um controlador PI.

1.4.2. Objetivos Específicos

Os objetivos específicos do presente trabalho são:

- Fazer a modelagem e linearização do sistema para obtenção do modelo médio de pequenos sinais (MMPS);
- Projetar controladores lineares utilizando o MMPS;
- Determinar os limites dos ganhos dos controladores através do critério de Routh-Hurwitz;
- Obter as faixas de potência para as quais o controle garante a estabilidade da NR no modo ilhado;
- Manter a estabilidade da NR em modo ilhado na presença de cargas de potência constante (CPL);

2. MODELAGEM DO SISTEMA

A análise da nanorrede com objetivo de se obter um melhor entendimento de todo o sistema requer a realização de uma modelagem capaz de descrever o comportamento dinâmico de cada parte que o compõe. Uma NR que opera em modo ilhado é composta basicamente de:

- Sistemas de Armazenamento de Energia (SAE) - Baterias;
- Fontes de Energia Renováveis - P_V ;
- Cargas resistivas (R) e cargas de potência constante (P_{CPL});
- Conversor bidirecional.

O circuito completo na NR de corrente contínua que opera em modo ilhado está ilustrado na Figura 2.1.

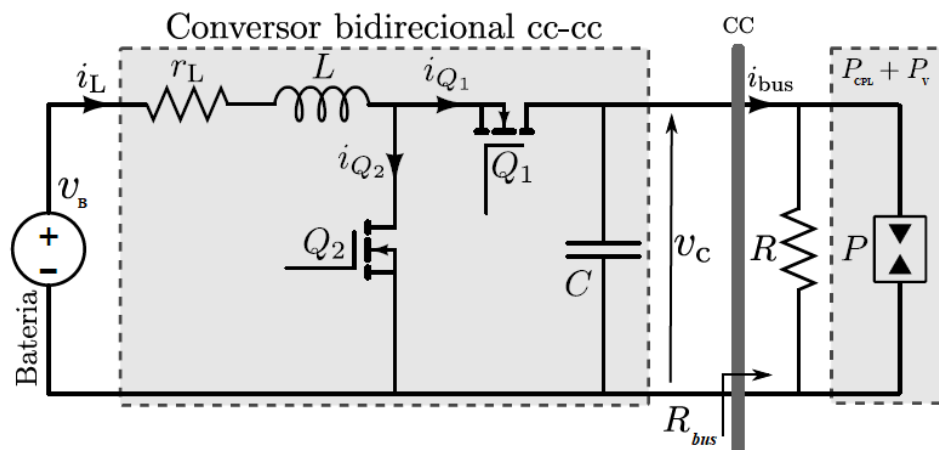


Figura 2.1: Circuito simplificado de uma NR CC em modo ilhado.

Fonte: (TAHIM, 2015)

Esse é o circuito que é analisado e simulado no presente trabalho. É feita a modelagem do circuito com e sem a resistência r_L intrínseca do indutor para obter a influência que a mesma exerce sob as FTs do sistema.

2.1. Modelagem das cargas e fontes

Nas NR típicas são encontradas basicamente dois tipos de carga: as cargas de impedância constante e as cargas de potência constante (CPL) (TAHIM, 2015). As cargas de impedância constante são modeladas como resistências de valor R .

A relação entre a tensão e corrente para esse tipo de carga é dada pela 1ª lei de Ohm $v_R = R \cdot i_R$. Portanto, para cargas resistivas, a tensão varia linearmente com a corrente. Esse tipo de carga não gera problema de instabilidade no sistema, mas exerce influência sobretudo no fator de amortecimento do sistema.

As cargas de potência constante apresentam uma relação não linear entre tensão e corrente. Uma vez que a potência P_{CPL} deve ser mantida constante, ou seja, o produto entre corrente e a tensão é fixa e um aumento no valor da tensão resulta na diminuição do valor da corrente. Vale ressaltar que, como se trata de cargas que consomem energia da nanorrede, o valor dessa potência é sempre positivo ($P_{CPL} \geq 0$). Assim, a relação entre a tensão e corrente das CPL é dada por:

$$i_{CPL} = \frac{P_{CPL}}{v_{CPL}} \quad (2.1)$$

Quando ocorre uma variação da tensão v_{CPL} , a CPL demanda uma corrente i_{CPL} tal que o produto entre tensão e corrente seja constante. Entretanto, essa variação da corrente em função da tensão apresenta comportamento não linear e pode provocar instabilidade na NR, assim, é comum a linearização do modelo (2.1) em um ponto de operação de tensão V_C que facilite o projeto de controladores (TAHIM, 2015). Assim, para fins de análise de circuito, a potência P passa a ser modelada como uma resistência negativa de valor:

$$R_P = -\frac{V_C^2}{P} \quad (2.2)$$

As fontes renováveis presentes em uma NR são de fundamental importância para o funcionamento adequado do sistema e, portanto, faz-se necessário incluí-las na modelagem da NR. Os módulos renováveis são programados de forma a extrair a maior quantidade de energia da fonte (solar ou eólica, por exemplo). Para tal, utilizam-se

algoritmos que rastreiam o ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*), permitindo assim a máxima extração de potência das fontes.

Quando as fontes operam em MMPT, a relação entre a tensão e corrente extraída através dos painéis fotovoltaicos apresenta característica não linear, uma vez que o rastreamento da máxima potência tenta manter a potência P_V sempre constante para uma dada irradiação incidente nos painéis renováveis. Isso faz com que as fontes operando em MPPT sejam vistas pelo sistema como fontes de potência constante (*Constant Power Sources – CPS*) (TAHIM, 2015). Uma vez que se tratam de fontes, a energia é injetada no barramento e, portanto, $P_V \leq 0$. Assim, é possível modelar as CPL e CPS em uma só potência P , conforme descrito em (2.3):

$$P = P_{CPL} + P_V = kP_R = k \frac{V_C^2}{R} \quad (2.3)$$

em que P_R é a potência da carga resistiva R e k é uma constante de proporcionalidade entre P e P_R . No presente trabalho, a influência da análise da presença de CPL e CPS para a NR é analisada através da constante k de (2.3).

Assim, para valores positivos de P ($k > 0$) tem-se que $P_{CPL} > P_V$ e, conseqüentemente, para $P < 0$ (ou $k < 0$) tem-se que $P_V > P_{CPL}$. Na próxima seção aborda-se a modelagem dos SAE, que é a parte da NR responsável pela estabilidade da tensão da NR em modo ilhado.

2.2. Modelagem do sistema de armazenamento de energia

O SAE constitui parte fundamental das nanorredes CC devido à natureza intermitente da geração por fontes renováveis de energia, sobretudo em situações onde ocorre uma falta na rede elétrica externa (ilhamento).

Adicionalmente, o SAE tem o papel de manter a NR estável e suprir a demanda de cargas consideradas críticas pelo maior tempo possível. O SAE é composto por um conjunto de baterias e modelado por uma fonte de tensão CC ideal, que é um modelo válido análises em curtos espaços de tempo, como no presente trabalho. Esse modelo é ilustrado na Figura 2.2.

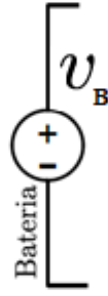


Figura 2.2: Modelo de fonte CC ideal para o SAE
Fonte: (TAHIM, 2015)

Onde v_B representa a tensão nos terminais das baterias. Uma vez que essa tensão v_B é, frequentemente, inferior a tensão do barramento CC, faz-se necessário a utilização do conversor CC-CC para a interconexão entre o SAE e o barramento da NR. Adicionalmente, considerando que as baterias atuam tanto absorvendo quanto injetando energia na NR, é necessário que esse conversor tenha característica bidirecional.

Para isso, é utilizado no presente trabalho o conversor bidirecional ilustrado na Figura 2.3.

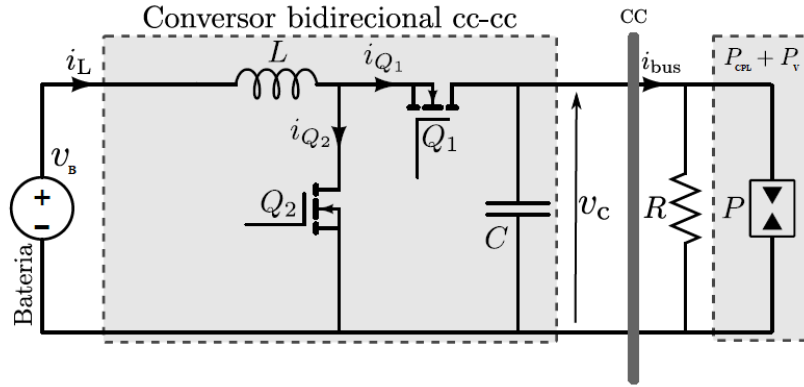


Figura 2.3: Conversor bidirecional de integração do SAE à NR.
Fonte: (TAHIM, 2015)

A bidirecionalidade desse sistema é assegurada pela operação dos interruptores Q1 e Q2 que operam de forma complementar. O circuito da Figura 2.3, pode ser analisado para três faixas de valores de k :

- $k = 0$, para cargas puramente resistivas;
- $k > 0$, para as CPL;
- $k < 0$, para as CPS.

Na seção a 2.3 discute-se a modelagem da NR por meio do Modelo Médio de Pequenos Sinais, com intuito de obter as funções de transferência (FT) necessárias ao controle do sistema.

2.3. Modelagem pelo Modelo Médio de Pequenos Sinais

Nessa sessão, obtém-se o Modelo Médio de Pequenos Sinais (MMPS) da NR simplificada da Figura 2.4. Nesta situação, a NR não apresenta a resistência r_L . O objetivo é obter as funções de transferência do sistema da Figura 2.4 para posteriormente inserir as contribuições da resistência r_L , visando analisar quais os impactos de sua adição no comportamento dinâmico do sistema.

O presente trabalho foca apenas na NR operando em modo ilhado. Assim, o circuito da Figura 2.4 representa uma nanorrede CC em modo ilhado analisado sob a ótica do SAE.

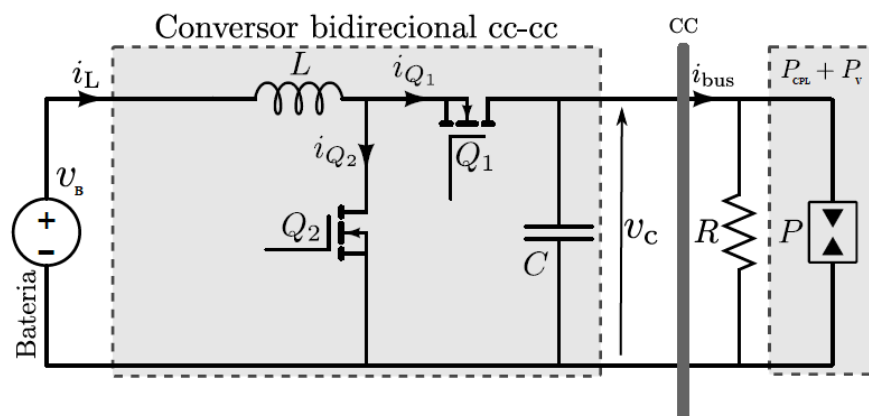


Figura 2.4: Circuito da análise inicial da NR
Fonte: (TAHIM, 2015)

Em que i_{bus} é a corrente que flui através do barramento, com sentido positivo para saída em direção as cargas e negativo para entrada no SAE (quando as baterias absorvem energia do barramento). A análise tem início ao considerar que os interruptores Q_1 e Q_2 atuam de forma complementar, ou seja, quando Q_1 está conduzindo, Q_2 está aberto e vice-versa. Inicialmente analisa-se a situação em que Q_1 conduz e Q_2 está aberto.

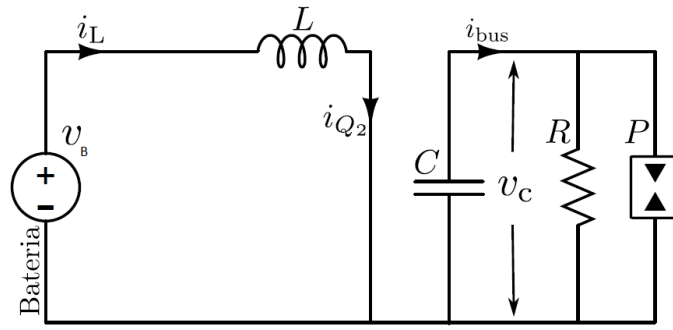


Figura 2.5: Circuito quando Q1 conduz e Q2 está aberta.
Fonte: (TAHIM, 2015)

Analisando o circuito da Figura 2.5, é possível obter (2.4) e (2.5) para este estado topológico:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_B) \quad (2.4)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{1}{C}\left(\frac{v_C}{R} + \frac{P}{v_C}\right) \quad (2.5)$$

Para segunda situação, onde Q1 está aberto e Q2 conduz, obtém-se o circuito conforme a Figura 2.6.

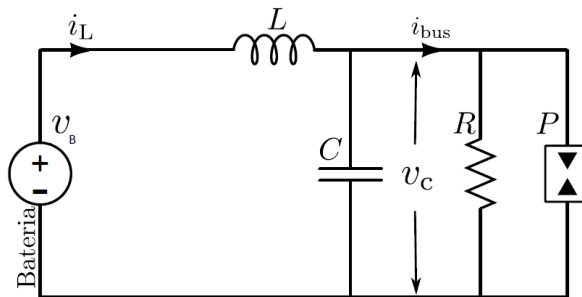


Figura 2.6: Circuito quando Q1 está aberta e Q2 conduz.
Fonte: (TAHIM, 2015).

Analisando o estado topológico da Figura 2.6, é possível obter (2.6) e (2.7) para a segunda situação:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_B - v_C) \quad (2.6)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(i_L - \frac{v_C}{R} - \frac{P}{v_C} \right) \quad (2.7)$$

A partir dos estados topológicos representados por (2.4) a (2.7) e da expressão da potência $P = k (V_C^2 / R)$ é possível obter o modelo comutado da NR conforme (2.8) e (2.9):

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (v_B - uv_C) \quad (2.8)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(ui_L - \frac{v_C}{R} (1 - k) \right) \quad (2.9)$$

A variável u pode assumir apenas os valores 0 e 1, sendo que para $u=0$ tem-se o estado topológico ilustrado na Figura 2.5 e para $u=1$ o ilustrado na Figura 2.6. O modelo comutado de (2.8) e (2.9) apresenta comportamento não linear devido à presença dos dispositivos interruptores.

O projeto de controladores para sistemas não lineares de equações diferenciais descontínuas é uma tarefa complexa. Com objetivo de simplificar e tornar possível a aplicação de técnicas clássicas de controle, são utilizados os chamados modelos médios aproximados. Esses modelos tornam possível a linearização de (2.4) a (2.7), possibilitando assim a obtenção das funções de transferência do sistema. Vale lembrar que a aplicação a transformada de Laplace, para obtenção das FTs, requer que o sistema apresente comportamento linear.

Alguns modelos médios aproximados são encontrados na literatura tais como: o modelo médio do espaço de estados (ZHAO, HU e CHEN, 2017) (SUN, ZHANG, *et al.*, 2011) e o modelo médio de pequenos sinais (MMPS) (EGHTEDARPOUR e FARJAH, 2013). Apesar de ambos modelos terem abordagens diferentes, os resultados finais obtidos são similares em torno de um ponto operação (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004). No presente trabalho, utiliza-se o MMPS visto que resulta em uma análise mais intuitiva e que facilita o entendimento.

A obtenção de um modelo de pequenos sinais adequado exige um conversor CC-CC bem projetado em que o *ripple* de comutação seja pequeno e que a frequência natural ω_0 do sistema seja menor do que a frequência de comutação ω_{ch} dos interruptores (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Uma vez que essas condições sejam satisfeitas, é possível a utilização do MMPS que consiste em realizar a linearização do modelo comutado descrito em (2.8) e (2.9) em torno de um ponto de operação (I_L, V_C), inserindo perturbações de baixa amplitude em torno desse ponto. Para isso, tal modelo desconsidera as parcelas de harmônicas de ordem igual ou superior a dois. Esse modelo é válido quando $\omega_0 \ll \omega_{ch}$, uma vez que a medida que ω_0 se aproxima de ω_{ch} , as harmônicas se tornam cada vez maiores e mais significantes para o sistema (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Assim, para obtenção do MMPS é preciso analisar as formas de onda da tensão no indutor e da corrente no capacitor, substituindo-os pelos valores médios. Esses valores médios são obtidas através da integração das variáveis em um período de comutação T_S . Assim, o valor médio de uma variável $x(t)$, denotado por $\langle x(t) \rangle$, é dado por (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004):

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} x(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

Aplicando esse conceito de valores médios das variáveis à (2.8) e (2.9), têm-se:

$$u = \langle u \rangle = d \quad (2.11)$$

$$i_C = \langle i_C \rangle = C \frac{d \langle v_C \rangle}{dt} \quad (2.12)$$

$$v_L = \langle v_L \rangle = L \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} \quad (2.13)$$

As variáveis entre o símbolo $\langle \rangle$ denotam os valores médios das variáveis u , i_C e v_L e a variável d representa o valor médio da variável u . O valor médio para a tensão no indutor é obtido pela média da equação diferencial do indutor:

$$L \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} \approx \langle v_B \rangle - \langle v_C \rangle d \quad (2.14)$$

De forma análoga à (2.14), obtêm-se para a média da equação diferencial do capacitor:

$$C \frac{d \langle v_C \rangle}{dt} \approx \langle i_L \rangle (1 - d) - \frac{\langle v_C \rangle}{R} (1 - k) \quad (2.15)$$

Agrupando (2.14) e (2.15), obtêm-se:

$$L \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} \approx \langle v_B \rangle - \langle v_C \rangle d \quad (2.16)$$

$$C \frac{d \langle v_C \rangle}{dt} \approx \langle i_L \rangle (1 - d) - \frac{\langle v_C \rangle}{R} (1 - k) \quad (2.17)$$

Como é possível observar em (2.16) e (2.17), existem parcelas onde ocorre multiplicação de termos variantes no tempo ($\langle v_C \rangle$, $\langle i_L \rangle$ e d), logo trata-se de um modelo não-linear. Assim, considerando que algumas técnicas de análise de circuitos CA, como a transformada de Laplace, não funcionam para sistemas não-lineares, é preciso linearizar o sistema descrito em (2.16) e (2.17) por meio de um modelo de pequenos sinais (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Assim, para obter um modelo linear, realiza-se uma linearização em torno de um ponto quiescente de operação (I_L, V_C). Inicialmente, substitui-se as variáveis descritas em (2.11) a (2.13) por seus valores estáticos (referentes ao ponto de operação) acrescidos das perturbações de baixa amplitude:

$$\langle v_B \rangle = V_B + \Delta v_B; \quad (2.18)$$

$$\langle v_C \rangle = V_C + \Delta v_C; \quad (2.19)$$

$$\langle i_L \rangle = I_L + \Delta i_L; \quad (2.20)$$

$$d = D + \Delta d. \quad (2.21)$$

Em que V_B, V_C, I_L e d representam os valores no ponto quiescente de operação (CC) de v_B, v_C, i_L e d , respectivamente e os termos precedidos pelo símbolo Δ indicam as pequenas perturbações (CA) em torno do ponto (I_L, V_C). Considerando que as perturbações são de baixa amplitude, a modelagem feita a seguir é válida se somente quando satisfeitas as condições de (2.22) a (2.25):

$$V_B \gg \Delta v_B; \quad (2.22)$$

$$V_C \gg \Delta v_C; \quad (2.23)$$

$$I_L \gg \Delta i_L; \quad (2.24)$$

$$D \gg \Delta d. \quad (2.25)$$

Isso porque a medida que esses valores das perturbações aumentam as contribuições harmônicas se tornam mais significativas e não podem ser desconsideradas.

Substituindo (2.18) a (2.21) em (2.16) e (2.17), têm-se:

$$L \frac{d(I_L + \Delta i_L)}{dt} = (V_B + \Delta v_B) - (V_C + \Delta v_C)(D + \Delta d) \quad (2.26)$$

$$C \frac{d(V_C + \Delta v_C)}{dt} = (I_L + \Delta i_L)(1 - (D + \Delta d)) - \frac{(V_C + \Delta v_C)}{R}(1 - k) \quad (2.27)$$

Desenvolvendo as multiplicações em (2.26) e (2.27), nota-se a existência de três tipos de parcelas. A primeira parcela CC é composta por multiplicações de termos não variantes com o tempo:

$$L \frac{d(I_L)}{dt} = 0 = V_B - V_C(1 - D) \quad (2.28)$$

$$C \frac{d(V_C)}{dt} = 0 = (1 - D)I_L - \frac{V_C(1 - k)}{R} \quad (2.29)$$

Uma vez que os termos CC (2.28) e (2.29) são termos não variantes no tempo, suas derivadas temporais consequentemente são iguais a zero e representam os valores finais de cada estado (equações estáticas). Através de (2.28) e (2.29), é possível obter as expressões para o ponto de operação, dadas por:

$$V_C = \frac{V_B}{1 - D}; \quad (2.30)$$

$$I_L = \frac{V_B(1 - k)}{R} \frac{1}{(1 - D)^2}; \quad (2.31)$$

$$D = 1 - \frac{V_B}{V_C}; \quad (2.32)$$

$$I_{bus} = \frac{V_C(1 - k)}{R} = I_L(1 - D). \quad (2.33)$$

A segunda parcela contém os termos de primeira ordem, composta por multiplicações de termos CC com termos variantes do tempo (CA):

$$L \frac{d\Delta i_L}{dt} = (\Delta v_B + V_C \Delta d - \Delta v_C (1 - D)) \quad (2.34)$$

$$C \frac{d\Delta v_C}{dt} = (1 - D) \Delta i_L - \frac{(1 - k)}{R} \Delta v_C - I_L \Delta d \quad (2.35)$$

A última parcela contém os termos de segunda ordem que é composta pelo produto de dois termos CA:

$$\Delta v_C \Delta d \approx 0 \quad (2.36)$$

$$- \Delta i_L \Delta d \approx 0 \quad (2.37)$$

Os termos de segunda ordem (2.36) e (2.37) só podem ser desprezados para perturbações de amplitude pequena em torno de ponto de operação. Restam apenas, portanto, os termos de primeira ordem (2.34) e (2.35), que representam as equações do MMPS linearizadas mostradas novamente a seguir:

$$L \frac{d\Delta i_L}{dt} = (\Delta v_B + V_C \Delta d - \Delta v_C (1 - D)); \quad (2.38)$$

$$C \frac{d\Delta v_C}{dt} = (1 - D) \Delta i_L - \frac{(1 - k)}{R} \Delta v_C - I_L \Delta d. \quad (2.39)$$

De posse de (2.38) e (2.39), é possível aplicar a Transformada de Laplace nas mesmas com intuito de obter as FTs necessárias ao controle dadas por:

$$G_{V_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)}; \quad (2.40)$$

$$G_{V_d}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta d(s)}; \quad (2.41)$$

$$Z_{out}(s) = - \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)}. \quad (2.42)$$

Essas FTs descrevem como ocorrem as variações da tensão a ser controlada (Δv_C) frente às variações dos parâmetros de entrada do sistema (Δv_B , Δd , Δi_{bus}). Em outras

palavras, para realizar o controle da tensão de saída $v_C(t)$ é preciso saber como as variações da tensão das baterias (Δv_B), da corrente de carga (Δi_{bus}), e da razão cíclica (Δd) afetam a tensão do barramento (Δv_C).

Adicionalmente, como o objetivo do presente trabalho é a realização desse controle de $v_C(t)$ através do SAE, outra FT também importante para o controle é ilustrada a seguir:

$$G_{iLd}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} \quad (2.43)$$

Essa FT descreve como as variações na razão cíclica (Δd) influenciam a corrente extraída / injetada nas baterias. O controle atuará sobre a variável d , que representa a razão cíclica. Através de pequenas variações Δd , é possível controlar a injeção / extração de corrente nas baterias, com intuito de regular a tensão $v_C(t)$ do barramento, mantendo-a dentro dos níveis desejados.

Inicia-se pela obtenção da FT G_{iLd} . Para tal, aplica-se a transformada de Laplace em (2.38) e (2.39). Assim, tem-se:

$$L s \Delta i_L = (\Delta v_B + V_C \Delta d - \Delta v_C (1 - D)); \quad (2.44)$$

$$Cs \Delta v_C = (1 - D) \Delta i_L - \frac{(1 - k)}{R} \Delta v_C - I_L \Delta d. \quad (2.45)$$

Substituindo o valor de Δv_C de (2.45) em (2.44), tem-se :

$$\left[\frac{LCRs^2 + L(1 - k)s + R(1 - D)^2}{RCs + (1 - k)} \right] \Delta i_L(s) = \left(\Delta v_B(s) + \left(V_C + \frac{I_L R(1 - D)}{RCs + (1 - k)} \right) \Delta d(s) \right) \quad (2.46)$$

Fazendo $\Delta v_B(s) = 0$ e considerando as expressões para o ponto de operação descritas em (2.30) a (2.33), é possível obter a FT conforme (2.47):

$$G_{iLd}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_B}{R(1 - D)^3} \frac{RCs + 2(1 - k)}{\left[\frac{LC}{(1 - D)^2} \right] s^2 + \left[\frac{L(1 - k)}{R(1 - D)^2} \right] s + 1} \quad (2.47)$$

Para obter as FTs G_{vb} e G_{vd} de (2.44) e (2.45), respectivamente, isola-se o valor de Δi_L em (2.44) e o substitui em (2.45), para, após agrupar os termos, obter:

$$\begin{aligned} \left[LCs^2 + \frac{L(1-k)}{R}s + (1-D)^2 \right] \Delta v_C(s) \\ = (1-D)\Delta v_B(s) + \left[V_C - \frac{I_L L s}{(1-D)} \right] \Delta d(s) \end{aligned} \quad (2.48)$$

Através de (2.48) e das expressões do ponto de operação descritas em (2.30) a (2.33) é possível obter as FTs G_{vb} e G_{vd} fazendo-se, respectivamente, $\Delta d = 0$ e $\Delta v_B = 0$ para obter:

$$G_{v_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)} = \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.49)$$

$$G_{v_d}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_B}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{2\xi}{\omega_0}s}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.50)$$

$$\omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}} \quad (2.51)$$

$$\xi = \frac{(1-k)}{2R(1-D)} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.52)$$

em que ω_0 e ξ representam, respectivamente, a frequência natural e o fator de amortecimento do sistema. Vale ressaltar que o denominador de G_{iLd} , G_{vd} e G_{vb} são iguais, porém essas últimas FTs foram colocadas na forma canônica para facilitar a análise da influência que os parâmetros da NR exercem sobre ω_0 e ξ . Assim, é seguido esse padrão para todas as FTs obtidas no presente capítulo.

Por fim, a última FT a ser obtida para o controle é a que representa a impedância de saída $Z_{out}(s)$ do sistema. Para tal, é feita a análise da impedância equivalente do circuito da Figura 2.4, tomando como base a saída (lado da carga R). Isso é feito substituindo a fonte V_B por um curto circuito e refletindo a impedância do indutor L para o lado da saída, que tem valor $L.s / (1-D)^2$. Assim, obtém-se $Z_{out}(s)$ dado por:

$$Z_{out}(s) = -\frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)} = -\frac{1}{(1-D)^2} \frac{Ls}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.53)$$

em que ω_0 e ξ são os mesmos de (2.51) e (2.52). É possível perceber que G_{iLd} , G_{vb} , G_{vd} e Z_{out} possuem os mesmos valores de ω_0 e ξ , o que significa que os polos das FTs G_{vb} , G_{vd} e Z_{out} são iguais.

Como é possível notar, a presença das CPL e CPS não exerce influência sobre o valor de ω_0 mas gera uma diminuição de ξ a medida que k se aproxima de 1 (p/ $k > 0$), conforme a Figura 2.7. Adicionalmente, percebe-se que os ganhos CC das FTs permanecem inalterados, ou seja, também não são influenciados pela adição de P.

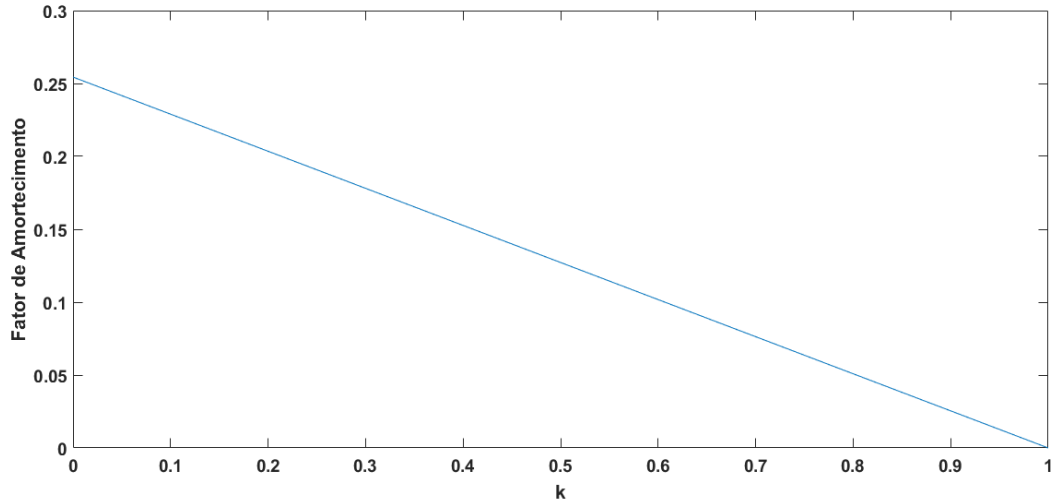


Figura 2.7: Variação do fator de amortecimento com valor de k

Para se ter um sistema com resposta transitória que seja satisfatória, é desejável que o fator de amortecimento ξ seja tão grande quanto possível. De forma complementar, sistemas com baixo ξ possuem margem de fase reduzida, o que não é desejável. Assim, analisando por (2.52), a medida que k se aproxima de 1, ou P se aproxima de um valor positivo igual a P_R , o fator de amortecimento ξ tende a 0, o que leva o sistema a instabilidade.

Uma vez que se considera de (2.3) que $P = P_{CPL} + P_V$ e que $P_{CPL} \geq 0$ e $P_V \leq 0$, conclui-se que a medida que P_{CPL} supera P_V por um valor próximo de P_R , a NR tende a instabilidade.

Discute-se de forma breve na seção 2.3.1 sobre a influência da consideração de uma resistência r_L intrínseca ao indutor L para as FTs da NR. Uma vez obtidas as FTs

do sistema, é possível iniciar o projeto dos controladores que sejam capazes de regular a tensão V_C frente aos distúrbios e variações de carga. Entretanto, antes faz-se necessário analisar a influência da resistência r_L intrínseca ao indutor.

2.3.1. Influência da adição da resistência de amortecimento

O circuito ilustrado na Figura 2.8 considera a presença da resistência equivalente série r_L do indutor ao circuito da Figura 2.4.

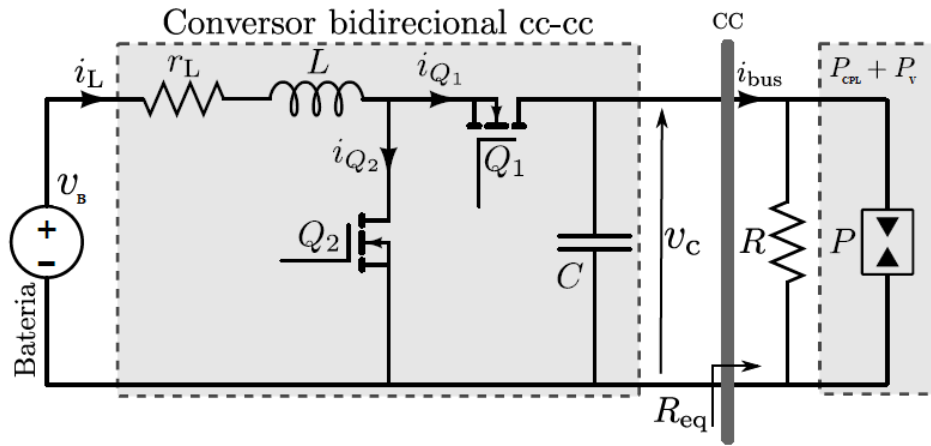


Figura 2.8: Circuito final da NR com r_L
Fonte: (TAHIM, 2015)

Novamente, como foi feito para a análise das CPL e CPS, são feitas as análises do circuito da Figura 2.8 para obtenção das seguintes equações:

$$L \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \langle v_B \rangle - \langle v_C \rangle d - r_L \langle i_L \rangle \quad (2.54)$$

$$C \frac{d\langle v_C \rangle}{dt} = \langle i_L \rangle (1 - d) - \frac{\langle v_C \rangle}{R} (1 - k) \quad (2.55)$$

Essas equações foram obtidas utilizando-se dos mesmos critérios das análises anteriores. Como é possível perceber por (2.54), a adição da resistência r_L provoca uma alteração na dinâmica da corrente i_L do indutor. Uma vez que a corrente do indutor influencia na dinâmica da tensão do capacitor (barramento). Assim, a adição de r_L produz alterações em todas as FTs do sistema.

Por fim, através das mesmas considerações anteriormente feitas, tem-se que as FTs para o circuito da Figura 2.8 são:

$$G_{i_{Ld}}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_B}{R(1-D)^3} \frac{RCs + 2(1-k)}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.56)$$

$$G_{V_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)} = \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.57)$$

$$\begin{aligned} G_{V_d}(s) &= \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta d(s)} = \\ &= \frac{1}{(1-D)^2} \frac{V_B - \frac{V_B(1-k)}{R} \frac{1}{(1-D)^2} r_L - L \frac{V_B(1-k)}{R} \frac{1}{(1-D)^2} (1-k)s}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \end{aligned} \quad (2.58)$$

$$Z_{out}(s) = -\frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)} = -\frac{1}{(1-D)^2} \frac{Ls + \frac{V_B(1-k)}{R} \frac{1}{(1-D)^2} r_L}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (2.59)$$

Para essas equações tem-se o fator de amortecimento e a frequência natural dados por:

$$\omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}} \quad (2.60)$$

$$\xi = \frac{(1-k)}{2R(1-D)} \sqrt{\frac{L}{C}} + \frac{r_L}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (2.61)$$

Analisando (2.56) a (2.59), verifica-se que a consideração de r_L provoca alterações em todas as FTs do sistema. Percebe-se que houve um acréscimo no fator de amortecimento. Apesar de ser uma variação pequena, esse acréscimo de ξ produz um aumento da margem de fase do sistema, melhorando assim sua estabilidade. É possível perceber também que a consideração de r_L também não produz alteração no valor da frequência ω_0 .

Considerando que r_L modela a resistência equivalente série do indutor L e considerando a carga resistiva da nanorrede $R \gg r_L$, a influência de r_L para as FTs do

sistema pode ser desprezada e, no presente trabalho, é desconsiderada. Portanto, para sintonia dos controladores são utilizadas no capítulo 3 as FTs obtidas em (2.47) e (2.49) a (2.53).

2.4. Conclusões e contribuições do capítulo

No presente capítulo foi abordada a modelagem simplificada de uma nanorrede CC que opera em modo ilhado através do modelo médio de pequenos sinais. Dentre as principais contribuições desse capítulo estão:

- Obtenção do modelo de pequenos sinais aplicado a NR CC em modo ilhado;
- A análise comparativa para sistemas com e sem a presença de CPL / CPS;
- A análise da influência da resistência equivalente série r_L do indutor ao sistema.

A partir do que foi exposto anteriormente, e através das análises feitas no presente capítulo é possível concluir que:

- A presença de CPL no sistema provoca uma diminuição do fator de amortecimento do mesmo;
- A presença de CPL não influencia a frequência ω_0 do sistema;
- A consideração de uma resistência equivalente série r_L do indutor produz um aumento do fator de amortecimento do sistema;

3. CONTROLE DA NANORREDE

No capítulo de introdução foram discutidas algumas estratégias de controle encontradas na literatura. No presente capítulo, aborda-se como o controlador é sintonizado para nanorredes CC que operam em modo ilhado, bem como alguns fatores que são indissociáveis dos estudos de controle como é o caso da estabilidade do sistema.

O sistema de controle associado ao MMPS é desenvolvido com auxílio da plataforma MATLAB / SIMULINK com a validação do modelo sendo feita através do software PSIM.

Adicionalmente, são discutidas as influências das CPL e CPS e resistência r_L para o controle e estabilidade do sistema. Os resultados das simulações bem como as discussões são abordados no Capítulo 4.

3.1. Construção do Controle pelo MMPS

O MMPS resulta nas FTs obtidas no Capítulo 3 dadas por:

$$G_{V_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)} = \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (3.1)$$

$$G_{V_d}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_B}{(1-D)^2} \frac{1 - \frac{2\xi}{\omega_0}s}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (3.2)$$

$$Z_{out}(s) = -\frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)} = -\frac{1}{(1-D)^2} \frac{Ls}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (3.3)$$

$$G_{i_{Ld}}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_B}{R(1-D)^3} \frac{RCs + 2(1-k)}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (3.4)$$

Em que ω_0 e ξ são dados conforme (2.51) e (2.52). Nesse capítulo desconsidera-se a influência exercida pela resistência r_L para as FTs do sistema. Essas FTs são utilizadas para o desenvolvimento do diagrama de blocos do sistema de controle. O objetivo do

presente capítulo é sintonizar os controladores das malhas de corrente e tensão e obter as faixas de estabilidade para os ganhos dos controladores bem como os limites para os quais o controle é capaz de manter a estabilidade da NR para variações das CPL / CPS.

Primeiramente, considerando as FTs de (3.1) a (3.3), obtém-se a seguinte equação para a variação da tensão do barramento Δv_C :

$$\Delta v_C = G_{V_B} \Delta v_B + G_{V_d} \Delta d - Z_{out} \Delta i_{bus} \quad (3.5)$$

A equação 3.5 reúne todas as contribuições dos parâmetros de entrada (v_B , d e i_{bus}) que provocam variações na tensão do barramento v_C e representa a FT de malha aberta do sistema como representado no diagrama da Figura 3.1. Contudo para realizar o controle da tensão v_C é necessário que haja um controle da corrente i_L da bateria. Como o principal controle em modo ilhado é feito pelo controlador do conversor integrado às baterias, a regulação da tensão v_C depende também da energia injetada / extraída das baterias.

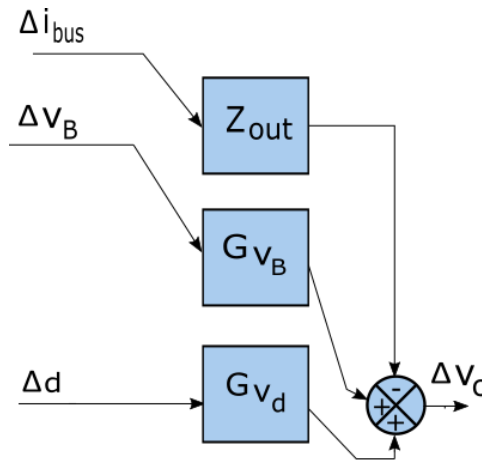


Figura 3.1: Diagrama de blocos correspondente a (3.5).

Portanto, faz-se necessário também controlar a corrente i_L através de um controlador PI com auxílio da função de transferência G_{iLd} . Por meio da escolha dos ganhos dos controladores, é possível fazer com que a dinâmica da corrente i_L no indutor seja mais rápida do que a da tensão v_C do capacitor. Assim, no diagrama, o controle da corrente é processado em uma malha fechada interna, sendo a malha externa destinada ao controle da tensão.

O controle atua variando a razão cíclica d da Figura 3.1, em Δd no diagrama da Figura 3.1. Para conversores CC-CC, uma razão cíclica de valor fixo faz com que o conversor não seja capaz de regular a tensão v_C do barramento frente aos distúrbios e transitórios que podem ocorrer na NR (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004). Assim, é necessário que o controle atue variando a razão cíclica durante esses transitórios fazendo assim com que a tensão do barramento se mantenha regulada dentro de níveis pré-estabelecidos.

Projeta-se inicialmente o controlador para regulação da corrente i_L das baterias, como ilustrado na Figura 3.2:

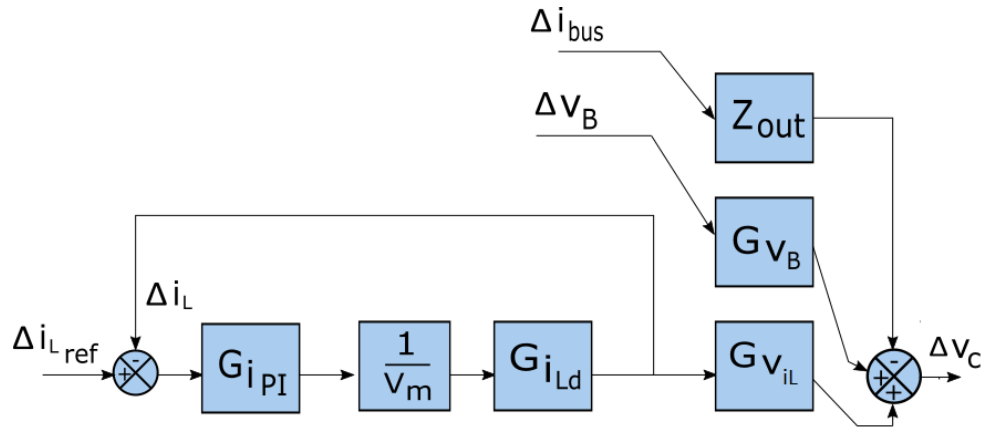


Figura 3.2: Sistema de controle com loop interno de corrente

em que G_{iPI} representa o controlador PI para regulação da corrente, V_m representa o valor de pico da portadora para geração do PWM e $G_{viL} = G_{vd} / G_{iLd}$. Considerando que G_{iPI} é um controlador do tipo PI tem-se:

$$G_{iPI} = k_{ip} + \frac{k_{il}}{s} \quad (3.7)$$

Por meio da análise do diagrama da Figura 3.2, tem-se a FT de malha fechada para a corrente dada por:

$$T_{iMF} = \frac{G_{iPI} G_{iLd}}{V_m + G_{iPI} G_{iLd}} \quad (3.8)$$

Substituindo os valores de (2.70) e (3.7) em (3.8), tem-se a FT de malha fechada para o controle da corrente (T_{iMF}) dada por:

$$T_{iMF}(s) = \frac{1 + \left(\frac{k_{iP}}{k_{iI}} + \frac{RC}{2(1-k)} \right) s + \left[\frac{(RCk_{iP})}{2(1-k)k_{iI}} \right] s^2}{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3} \quad (3.9)$$

Em que:

$$a_1 = \frac{V_m R(1-D)}{2(1-k)V_B k_{iI}} + \frac{k_{iP}}{k_{iI}} + \frac{RC}{2(1-k)} \quad (3.10)$$

$$a_2 = \frac{LV_m(1-D)}{2V_B k_{iI}} + \frac{(RCk_{iP})}{2(1-k)k_{iI}} \quad (3.11)$$

$$a_3 = \frac{LCRV_m(1-D)}{2(1-k)k_{iI} V_B} \quad (3.12)$$

Por meio da escolha dos valores de k_{iI} e k_{iP} é possível controlar os valores de a_1 , a_2 e a_3 de tal forma que satisfaça (3.13) (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004):

$$|a_1| \gg \left| \frac{a_2}{a_1} \right| \gg \left| \frac{a_3}{a_2} \right| \quad (3.13)$$

Isso ocorre quando os três polos ($-1/a_1$, $-a_1/a_2$, $-a_3/a_2$), de T_{iMF} estão afastados entre si, ou seja, apresentam valores muito distintos entre si em relação ao eixo real. Nesse caso, o comportamento da FT T_{iMF} pode ser aproximado pelo comportamento de uma FT de primeira ordem. Caso sejam satisfeitas as inequações de (3.13), é possível aproximar o denominador de T_{iMF} por (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004):

$$\left(1 + a_1 s + \frac{a_2}{a_1} s + a_2 s^2 \right) \left(1 + \frac{a_3}{a_2} s \right) \quad (3.14)$$

Assim, analisando os polos de T_{iMF} através de (3.14), tem-se que a FT de malha fechada para a corrente é estável quando $a_1 > 0$, $a_2 > 0$ e $a_3 > 0$. Contudo, caso as inequações de (3.13) não sejam satisfeitas, é possível aplicar o critério de Routh-Hurwitz

para determinar a estabilidade de T_{iMF} através dos coeficientes a_1 , a_2 e a_3 . Para tal, é feita a Tabela 3.1, denominada tabela de Routh:

s^3	a_3	a_1	0
s^2	a_2	1	0
s^1	$\frac{a_2 a_1 - a_3}{a_2}$	0	
s^0	1		

Tabela 3.1: Tabela de Routh para T_{iMF}

Pelo critério de Routh-Hurwitz, para que o sistema seja estável e, portanto, não apresente raízes do lado direito do eixo real, é necessário que não haja alteração de sinal nos coeficientes da segunda coluna da tabela de Routh. Assim, pela Tabela 3.1, a FT T_{iMF} será estável se $a_3 > 0$, $a_2 > 0$ e $a_1 a_2 > a_3$. Essas condições são satisfeitas para valores de k , k_{iP} e k_{iI} dados por (3.15) a (3.17)

$$k < 1 \quad (3.15)$$

$$k_{iP} > 0 \quad (3.16)$$

$$k_{iI} > 0 \quad (3.17)$$

Para projetar um sistema de regulação adequado, é preciso que a malha externa seja capaz de perceber e corrigir as perturbações na tensão V_C . Isso é feito alterando-se dinamicamente a corrente i_{Lref} no diagrama da Figura 3.2, obtendo assim o modelo final da Figura 3.3:

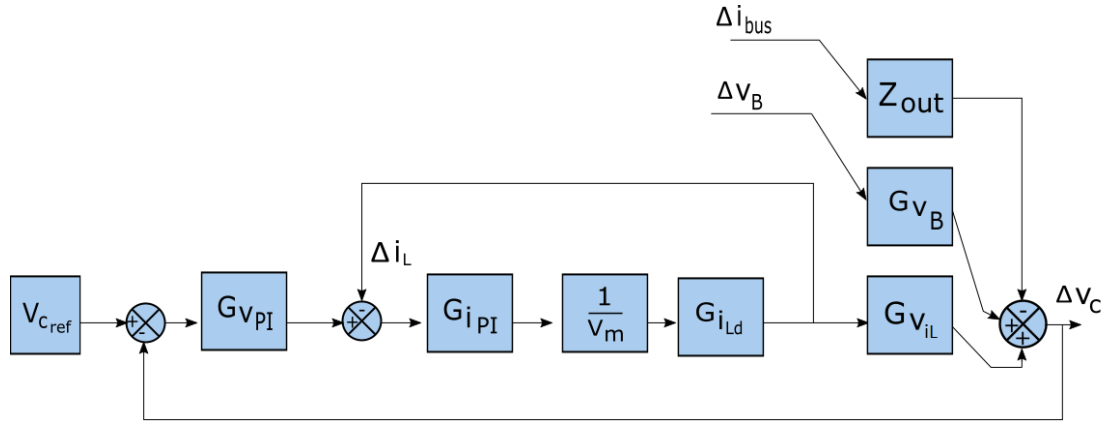


Figura 3.3: Diagrama completo com malha de controle da tensão

Em que G_{vPI} é o controlador PI da tensão dado por:

$$G_{vPI}(s) = k_{vp} + \frac{k_{vi}}{s} \quad (3.18)$$

Através da realimentação negativa, o sistema da Figura 3.3 é capaz de reagir as variações da tensão V_C , comparando-as com o valor de referência desejado (V_{Cref}). O controlador de tensão G_{vPI} então converte essa diferença (erro) em um sinal de referência para a malha de corrente (i_{Lref}) que, por sua vez, controla a extração / injeção de energia das baterias, fazendo assim a regulação da tensão V_C de saída.

Como é possível observar na Figura 3.3, a malha fechada interna é para o controle da corrente i_L , enquanto que a externa regula a tensão V_C . Através das FTs obtidas no capítulo anterior e com as funções dos controladores G_{iPI} e G_{vPI} é possível obter as FTs de malha aberta e fechada para o controle da tensão.

O diagrama da Figura 3.3 é simulado no software SIMULINK e, como forma de validação, o controlador é aplicado ao circuito da Figura 2.8 que, por sua vez, é simulado no software PSIM. No Capítulo 4 são mostrados e comparados os resultados de ambas simulações frente a variações de carga. No presente trabalho, optou-se pela utilização de controladores PI por serem de fácil implementação por apresentarem resultados satisfatórios para aplicações de regulação de tensão (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Vale ressaltar também que, devido a característica bidirecional do conversor, o controle deve funcionar tanto para situações em que as baterias injetam energia ($i_L > 0$) quanto para a absorção de energia do barramento ($i_L < 0$). Outras estratégias de controle

podem ser vistas em (GUERRERO, SUN, *et al.*, 2011) e (ZHAO, HU e CHEN, 2017) onde são utilizados dois sistemas de controle sendo um para cada sentido da corrente i_L . Para tal, faz-se necessária a utilização de dispositivos de comutação que alternem entre os dois sistemas de controle.

Utiliza-se no presente trabalho um único controlador capaz de injetar ou extrair potência da bateria (ambos sentidos da corrente i_L). Esse modelo, além de diminuir os transitórios causados naturalmente pelos novos dispositivos de comutação inseridos, evita que haja momentos nos quais a NR fica sem os sistemas de controle (o que ocorre no momento em que os sistemas de controle se alternam).

Vale ressaltar também que ao diagrama da Figura 3.3 podem ser facilmente implementados outros tipos de controladores, alterando-se, para tal, apenas os controladores G_{iPI} e G_{vPI} . Contudo, uma vez alterados G_{iPI} e G_{vPI} , as análises para as FTs de malha fechada para a corrente e a tensão devem ser refeitas, uma vez que as relações obtidas para em (3.9) a (3.12) se alteram.

Passa-se agora a obtenção da FT de malha fechada para o controle da tensão V_C , para que seja feita a análise da influência desta sobre o sistema descrito por (3.5).

3.2. Análise da influência da FT de malha fechada para a tensão

Uma vez obtida a FT do controle de malha fechada da corrente i_L $T_{iMF}(s)$ por meio de (3.9), é possível obter as FTs de malha aberta e malha fechada da tensão que são, respectivamente, T e T_{MF} . Essas FTs, pelo diagrama da Figura 3.3, são dadas por:

$$T = G_{vPI} T_{iMF} G_{vIL} \quad (3.19)$$

$$T_{MF}(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} \quad (3.20)$$

Inicia-se a análise através da influência que as FTs de (3.19) e (3.20) exercem sobre (3.5). Pelo diagrama da Figura 3.3, e considerando (3.19) e (3.20), tem-se a nova relação da variação da tensão ΔV_C dada por:

$$\Delta v_C = \frac{G_{VB}}{1 + T} \Delta v_B + \frac{T}{1 + T} \Delta v_{Cref} - \frac{Z_{out}}{1 + T} \Delta i_{bus} \quad (3.21)$$

Um objetivo central de um controle por realimentação negativa como o da Figura 3.3 é o de construir um circuito que seja capaz de ajustar automaticamente o valor da razão cíclica d fazendo assim com que o valor da saída desejada (v_C) seja mantido suficientemente próximo do valor de referência (V_{Cref}) (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Comparando (3.21) e (3.5), é possível perceber que a inserção do sistema de controle provoca uma atenuação de $1 / (1 + T)$ nas FTs G_{vB} e Z_{out} , o que faz com que o sistema se torne menos suscetível a variações da tensão V_C frente às variações de ΔV_B e Δi_{bus} . Isso significa que, após a inserção do controle, a NR sofrerá variações menores da tensão do barramento (V_C) para situações de variação de carga (Δi_{bus}) como também para a carga / descarga dos SAE (ΔV_B). Esse é o resultado desejado, uma vez que é função do sistema de controle é manter a tensão de saída V_C o mais próximo possível do valor de referência.

Esse tipo de controle é adequado para sistemas onde existem variações e distúrbios desconhecidos que os impedem de atingir o desempenho desejado, como é o caso das nanorredes CC (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Nota-se em (3.21), que o nível de atenuação em G_{vB} e Z_{out} é aproximadamente o módulo da função de transferência $T(s)$, representado por $|T(s)|$ ou simplesmente T . Para sistemas em que o T é suficientemente grande, a tensão do barramento V_C apresenta menor sensibilidade a pequenas variações de i_{bus} e V_B . Portanto, a medida de eficiência do controle aplicado a NR CC em modo ilhado é o ganho de malha aberta T (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Como abordado no capítulo anterior, as FTs G_{iLd} , G_{vB} , G_{vd} e Z_{out} dependem apenas dos parâmetros da NR (L , C , R , P , V_C , V_B). Assim, é possível concluir que a eficiência do controle dependerá da escolha dos ganhos dos controladores de corrente e tensão G_{iPI} e G_{vPI} .

Analisa-se a seguir como ocorre essa atenuação provocada pelo T para três faixas de frequência consideradas mais importantes para operação adequada do sistema de controle. Essa análise pode ser confirmada através dos diagramas de bode do T e T_{MF} .

O controlador é projetado considerando que o sistema de controle com referências constantes opera na faixa de frequências abaixo da frequência de cruzamento f_c . Essa última é definida como a frequência cuja magnitude de $T = 1$ ou 0 dB (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Para obter as FTs T e T_{MF} , considera-se que, uma vez projetados os ganhos k_{iP} e k_{iI} da malha de corrente, o controle se torna estável e, assim, $T_{iMF} = 1$. Essa consideração pode ser feita devido ao fato da dinâmica da malha de controle da corrente ser mais rápida do que a da malha de controle da tensão, quando os controladores são projetados para tal. Assim, tem-se as FTs da malha de tensão dadas por:

$$T_{MF} = \frac{R(1-D)^2 k_{vI} + [k_{vP}R(1-D)^2 - Lk_{vI}(1-k)]s - [Lk_{vP}(1-k)]s^2}{(a_{v0}) + (a_{v1})s + (a_{v2})s^2} \quad (3.22)$$

Onde a_{v1} , a_{v2} e a_{v3} são dados por:

$$a_{v0} = R(1-D)^2 k_{vI} \quad (3.23)$$

$$a_{v1} = 2(1-D)(1-k) + k_{vP}R(1-D)^2 - Lk_{vI}(1-k) \quad (3.24)$$

$$a_{v2} = RC(1-D) - Lk_{vP}(1-k) \quad (3.25)$$

De maneira similar ao que foi feito para T_{iMF} , é possível aplicar o critério de Routh-Hurwitz para determinar os limites de estabilidade de T_{MF} . Para tal, a tabela de Routh de T_{MF} pode ser construída conforme a Tabela 3.2.

s^2	a_{v2}	a_{v0}	0
s^1	a_{v1}	0	
s^0	a_{v0}		

Tabela 3.2: Critério de Routh-Hurwitz para TMF

Considerando que para $k_{vI} > 0$, $a_{v0} > 0$, tem-se que T_{MF} é estável se $a_{v2} > 0$ e $a_{v1} > 0$. Para tal, os valores limites de k , k_{vP} e k_{vI} são:

$$k < 1 \quad (3.26)$$

$$0 < k_{vP} < \frac{RC(1-D)}{L(1-k)} \quad (3.27)$$

$$0 < k_{vI} < \frac{2(1-D)}{L} + \frac{k_{vP}R(1-D)^2}{L(1-k)} \quad (3.28)$$

Conforme a Figura 3.4, é possível analisar o comportamento de k_{VP} em função de k_{VI} para alguns valores de k .

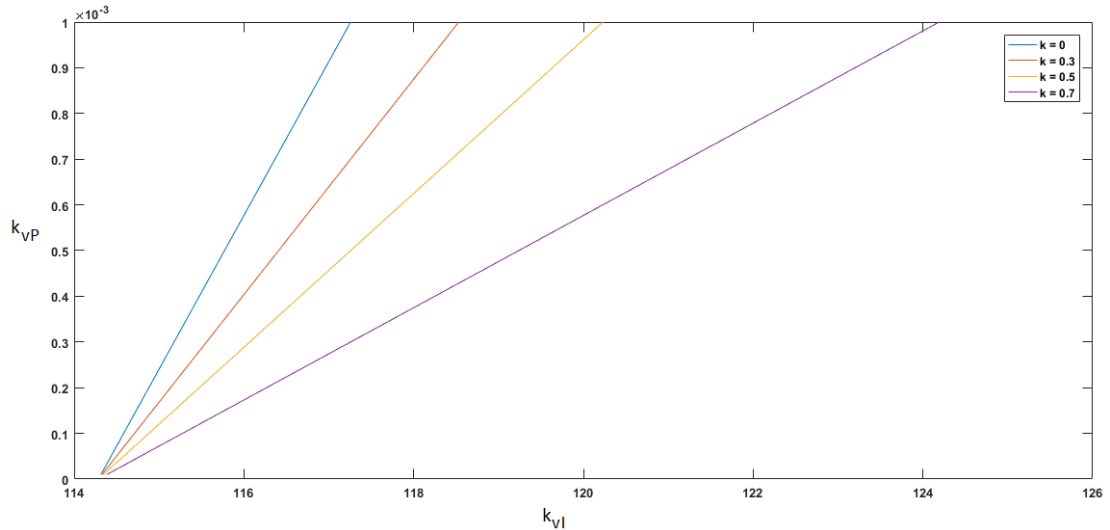


Figura 3.4: Variação de k_{VP} em função de k_{VI} para diferentes valores de k

Os valores limites de k_{VP} e k_{VI} para a estabilidade da NR estão sobre as retas ilustradas na Figura 3.4 para os diferentes valores de k . Considerando que a região de estabilidade para os valores de k_{VP} e k_{VI} é a localizada abaixo das curvas e acima do eixo horizontal (k_{VI}), nota-se que o aumento dos valores de k diminui a região de estabilidade do sistema.

Na seção a seguir, são projetados os controladores G_{VPI} e G_{IPI} , bem como são ilustrados os diagramas de bode das FTs T_{iMF} e T_{MF} .

3.3. Projeto dos controladores e Análise das FTs

Primeiramente, faz-se necessário relembrar o primeiro circuito em estudo ilustrado na Figura 2.4:

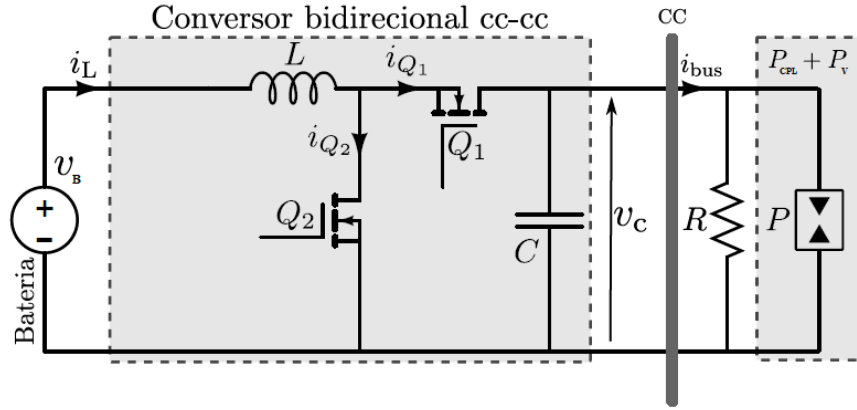


Figura 3.5: Circuito da NR sem r_L .
Fonte: (TAHIM, 2015)

Seguindo a análise feita anteriormente e através dos cálculos de projeto dos conversores CC-CC, são projetados os valores aos parâmetros da NR conforme a Tabela 3.3:

Parâmetro	Valor
V_B	160 V
V_C	400 V
L	7 mH
R	130 Ω
C	10 μ F
f_s	100 kHz
V_m	1

Tabela 3.3: Valores dos parâmetros da NR

Onde f_s é a frequência de comutação dos dispositivos Q1 e Q2 e V_m representa o valor de pico da portadora para geração do PWM. Inicialmente, considera-se $k=0$ (carga puramente resistiva). Aplicando os valores dos parâmetros da tabela, é possível obter as FTs $G_{i_{Ld}}$, G_{v_B} , $G_{v_{iL}}$ e Z_{out} , através de (2.47) a (2.53) mostradas anteriormente, dadas por:

$$G_{i_{Ld}}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{2V_C}{Ls + R(1-D)^2} \quad (3.29)$$

$$G_{v_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)} = \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0}\right)s^2} \quad (3.30)$$

$$G_{v_{iL}}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_L(s)} = \frac{1}{(1-D)} \frac{R(1-D)^2 - L(1-k)s}{RCs + 2(1-k)} \quad (3.31)$$

$$Z_{out}(s) = -\frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)} = -\frac{1}{(1-D)^2} \frac{Ls}{1 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right)s + \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)s^2} \quad (3.32)$$

em que os valores da frequência ω_0 e do fator de amortecimento ξ para carga puramente resistiva são dados por:

$$\omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{LC}} \quad (3.33)$$

$$\xi = \frac{(1-k)}{2R(1-D)} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.34)$$

Utilizando os parâmetros da NR conforme a tabela anterior, é possível, com auxílio do software MATLAB analisar os diagramas de Bode de $T(s)$ e $T_{MF}(s)$ para o sistema de controle projetado.

Vale ressaltar que o sistema de controle precisa ter comportamento tal que a dinâmica da malha de controle da corrente seja mais rápida do que a da malha de controle da tensão, satisfazendo assim as condições anteriormente estabelecidas.

Entretanto, é preciso que os ganhos dos controladores estejam dentro das faixas estabelecidas por (3.16) a (3.17) para estabilidade de T_{iMF} e (3.27) a (3.28) para estabilidade de T_{MF} , considerando para ambos os casos que $k < 1$. A verificação desses limites de estabilidade é feita na seção 3.4 do presente capítulo. Considerados esses limites de estabilidade do sistema e a relação entre k_{vI} e k_{vP} ilustrada na Figura 3.4, são projetados os controladores G_{iPI} e G_{vPI} dados por:

$$G_{iPI}(s) = 30 + \frac{5}{s} \quad (3.35)$$

$$G_{vPI}(s) = 0,05 \times 10^{-3} + \frac{0,05}{s} \quad (3.36)$$

Os controladores PI foram utilizados no presente trabalho pois, além das características já citadas, são capazes de oferecer ao sistema: rejeição de distúrbios de

baixa frequência e erro nulo de regime permanente (ERICKSON e MAKSIMOVIC, 2004).

Uma vez obtidos os ganhos dos controladores G_{iPI} e G_{vPI} , é possível obter as funções de transferência T_{iMF} e T_{MF} . Com auxílio do MATLAB, são ilustrados na Figura 3.6 os diagramas de Bode de ambas FTs considerando $k=0$.

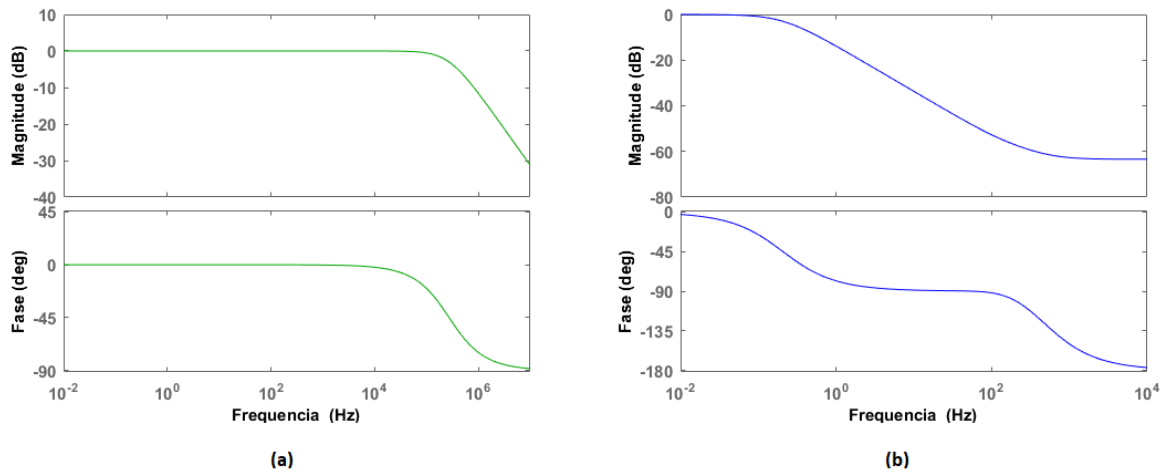


Figura 3.6: Diagramas de Bode malhas de controle: (a) T_{iMF} (b) T_{MF} considerando $T_{iMF} = 1$.

Para verificar a estabilidade de ambas malhas de controle, é analisada a resposta ao degrau de T_{iMF} e T_{MF} considerando $k=0$, obtendo-se o resultado ilustrado na Figura 3.7:

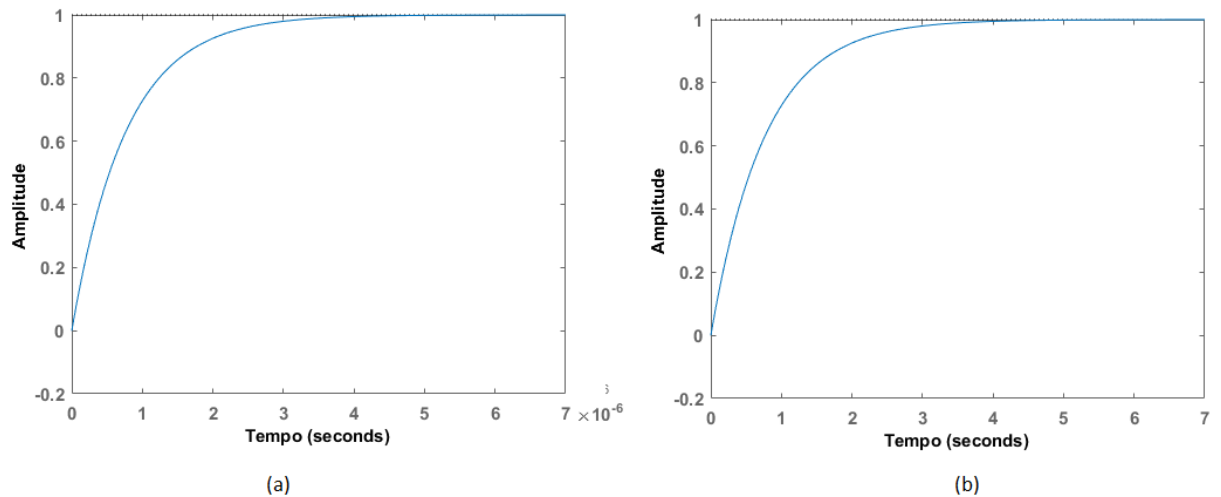


Figura 3.7: Resposta ao degrau das FTs: (a) T_{iMF} (b) T_{MF}

Através da Figura 3.7 é possível confirmar a estabilidade de ambas malhas de corrente e tensão, bem como notar as diferenças nos tempos de estabilização que em T_{iMF}

é de aproximadamente $3 \mu\text{s}$ (microsegundos) enquanto que em T_{MF} é de cerca de 3 segundos. Isso confirma a consideração anteriormente feita de que a dinâmica de T_{iMF} é mais rápida do que a de T_{MF} .

Como forma de verificação adicional desse fato, foram gerados através do MATLAB o diagrama de bode e resposta ao degrau de uma função T_{MF} que leva em consideração a FT T_{iMF} , ou seja, que considera a função T_{iMF} obtida em (3.9) para o cálculo de T_{MF} . Para realizar a comparação com o diagrama de bode e resposta ao degrau de T_{MF} ilustradas nas Figuras 3.6 e 3.7, ambas funções T_{MF} são plotadas juntas na Figura 3.8, em que T_{MF1} é a FT apresentada anteriormente (que considera $T_{iMF} = 1$) e T_{MF2} é a FT que considera T_{iMF} dado por (3.9). Para ambos os casos, considera-se $k = 0$:

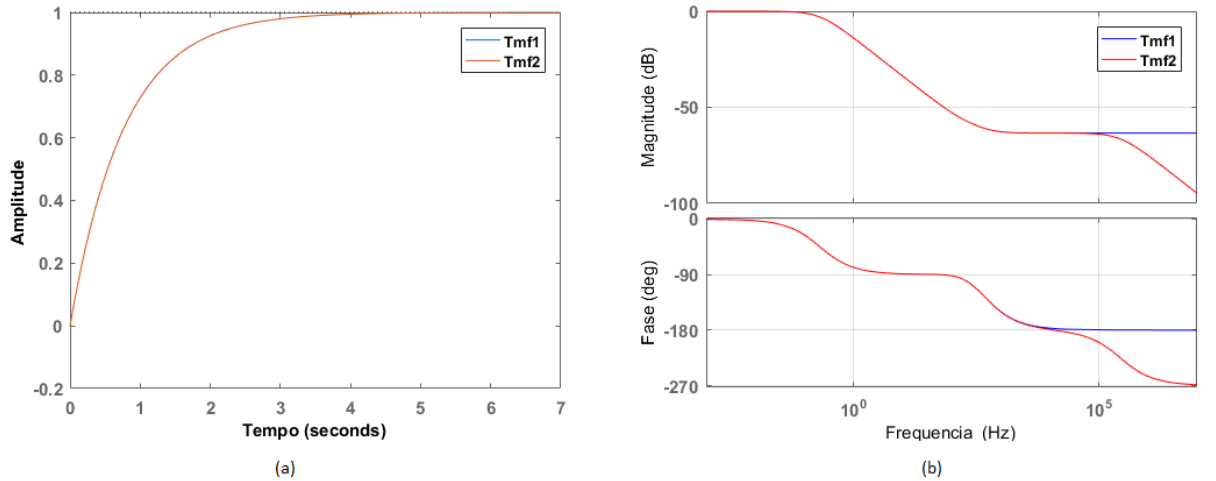


Figura 3.8: (a) Resposta ao degrau de T_{MF1} e T_{MF2} (b) Diagramas de bode de T_{MF1} e T_{MF2}

É possível notar na Figura 3.8 que ambas T_{MF1} e T_{MF2} apresentam respostas ao degrau e diagramas de bode semelhantes, com diferenças percebidas para frequências acima de 100 kHz (Figura 3.8(b)). Portanto, é possível concluir que os controladores projetados satisfazem as condições anteriormente estabelecidas e estão dentro das faixas de estabilidade do sistema. Na seção 3.4, são verificados os limites de estabilidade encontrados para os ganhos dos controladores e valores das CPL.

3.4. Limites de estabilidade do sistema

O sistema simplificado da nanorrede, com resistência r_L e com carga resistiva e CPL, R e P, respectivamente, está ilustrada na Figura 3.9 a seguir:

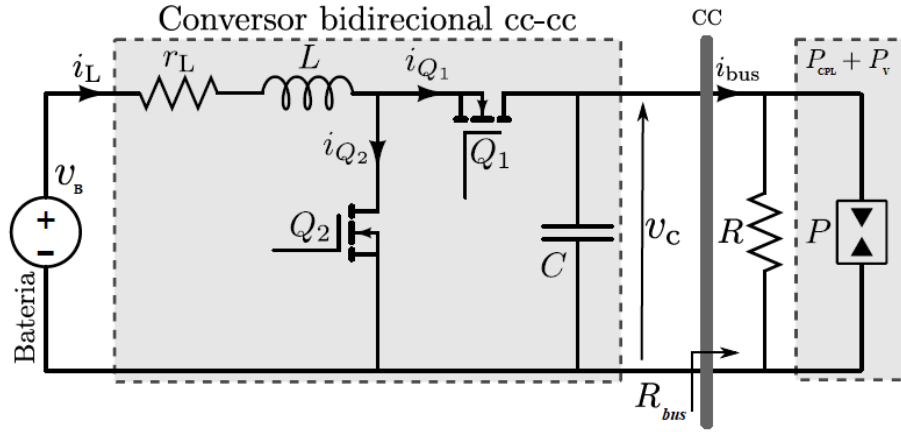


Figura 3.9: Circuito simplificado da NR em modo ilhado
Fonte: (TAHIM, 2015)

Para que a sistema se mantivesse estável, foram obtidas faixas de valores para k , e para os ganhos dos controladores G_{iPI} e G_{vPI} dadas por:

$$k < 1 \quad (3.37)$$

$$k_{ip} > 0 \quad (3.38)$$

$$k_{il} > 0 \quad (3.39)$$

$$0 < k_{vp} < \frac{RC(1-D)}{L(1-k)} \quad (3.40)$$

$$0 < k_{vi} < \frac{2(1-D)}{L} + \frac{k_{vp}R(1-D)^2}{L(1-k)} \quad (3.41)$$

Primeiramente são verificados os limites para os valores de k tanto para a FT T_{IMF} como para T_{MF} , conforme ilustra a Figura 3.10. Como é possível perceber, para valores de k próximos de 1 ($P_{CPL} = P_R$) ambas FTs se tornam marginalmente estáveis com raízes sobre o eixo imaginário, atingindo a instabilidade para valores de k ligeiramente superiores a 1 (1,1). Isso corrobora com o limite encontrado na seção 3.2.

O lugar das raízes da Figura 3.10 é gerado considerando os controladores de G_{iPI} e G_{vPI} de (3.35) e (3.36)

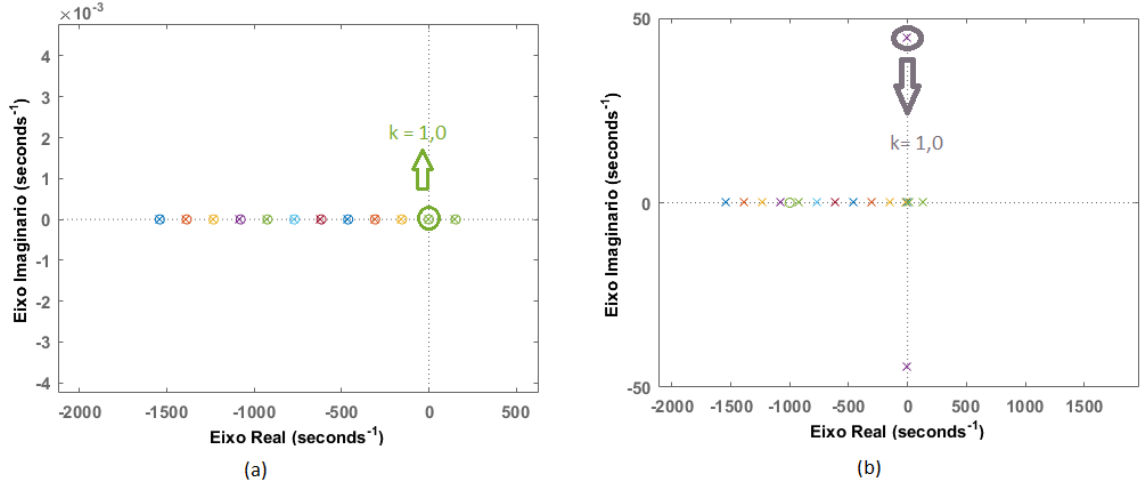


Figura 3.10: Lugar das raízes para variações de k de (a) T_{IMF} (b) T_{MF}

É possível perceber que os resultados ilustrados na Figura 3.10 corroboram com o limite expresso em (3.37), confirmando o limite das CPL para a NR CC em modo ilhado. Vale ressaltar que, para os valores de $k < 0$ (CPS), em que a energia gerada pelos módulos PV é maior do que a consumida pelas CPL da NR. A regulação da potência P_v injetada na NR é feita pelo módulo renovável. Logo, $k < 0$ apresenta menor risco para a estabilidade da NR e a análise desenvolvida no presente trabalho considera apenas o limite de superior de k ($k < 1$) por tem maior relevância para a estabilidade do sistema.

Considerando que $k_{iP} > 0$ e $k_{iI} > 0$ já são condições necessárias do próprio controlador PI da corrente, essas condições não precisam ser analisadas. Considerando os dados da Tabela 3.3, os limites calculados para k_{vP} e k_{vI} são, respectivamente, $74,3 \times 10^{-3}$ e 114,4 (considerando o valor de $k_{vP} = 0,05 \times 10^{-3}$) e $k = 0$ em ambos os casos. Esse último limite é verificado através da resposta ao degrau de T_{MF} mostrada na Figura 3.11. Vale ressaltar que não existe apenas um valor limite para k_{vI} e k_{vP} mas sim um conjunto de valores (sobre as retas traçadas na Figura 3.4), contudo foi escolhido esse valor para mostrar o comportamento do sistema de controle para esses valores limites de k_{vI} e k_{vP} .

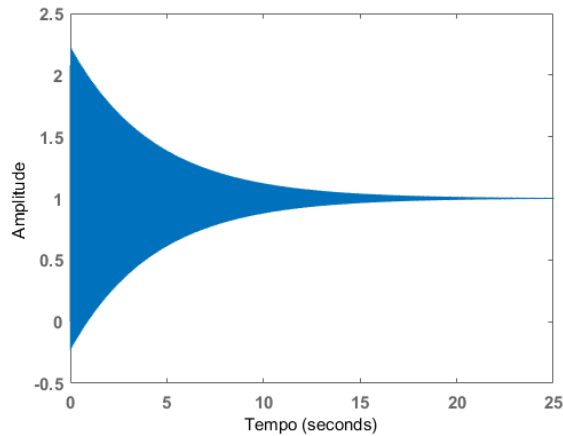


Figura 3.11: Reposta ao degrau de T_{MF} para $k_{VP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{VI} = 114,4$

3.5. Conclusões e contribuições do capítulo

No presente capítulo foram abordados os aspectos necessários para a construção do sistema de controle da NR em modo ilhado, utilizando-se, para tal, as FTs obtidas através do MMPS do Capítulo 2 bem como os diagramas desenvolvidos no presente capítulo. Dentre as principais contribuições desse capítulo estão:

- A construção dos diagramas de controle da NR;
- A análise das FTs de malha aberta $T(s)$ e de malha fechada $T_{MF}(s)$;
- Análise da faixa de valores dos parâmetros dos controladores PI que mantém a rede estável na presença de cargas de potência constante;

Através das análises apresentadas foi possível obter as seguintes conclusões:

- O controle estabiliza a NR através pequenas variações da razão cíclica d em torno do ponto quiescente de operação (onde $d = D$);
- A NR apresenta instabilidade para valores de $k > 1$, $k_{VP} > \frac{RC(1-D)}{L(1-k)}$ e

$$k_{VI} > \frac{2(1-D)}{L} + \frac{k_{VP}R(1-D)^2}{L(1-k)}$$

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

No capítulo 2 foi discutida a modelagem da NR pelo MMPS, bem como foram obtidas as FTs necessárias para o controle. No capítulo 3, essas FTs foram utilizadas para criar um sistema de controle da NR que, através de diagramas de blocos, fosse capaz de regular a tensão do barramento v_C para perturbações de carga R e P. Ainda no Capítulo 3, foram analisadas a influência da adição das CPL e CPS e da resistência de amortecimento r_L para a estabilidade do sistema.

No presente capítulo, são mostrados os resultados das FTs do Capítulo 2 e do sistema de controle do Capítulo 3 para os parâmetros mostrados a seguir:

Parâmetro	Valor
V_B	160 V
V_C	400 V
L	7 mH
R	130 Ω
C	10 μ F
f_s	100 kHz
V_m	1

Os controladores G_{iPI} e G_{vPI} , projetados no capítulo anterior, são:

$$G_{iPI}(s) = 30 + \frac{5}{s} \quad (4.1)$$

$$G_{vPI}(s) = 0,05 \times 10^{-3} + \frac{0,05}{s} \quad (4.2)$$

Utilizando os parâmetros mostrados anteriormente, são calculadas as FTs, considerando $k = 0$ ($P = 0$):

$$G_{iLd}(s) = \frac{\Delta i_L(s)}{\Delta d(s)} = \frac{0,025 s + 38,46}{1 + (0,0003365)s + (4,375 \times 10^{-7})s^2} \quad (4.3)$$

$$(4.4)$$

$$G_{V_B}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta v_B(s)} = \frac{2,5}{1 + (0,0003365)s + (4,375 \times 10^{-7})s^2}$$

$$G_{V_{iL}}(s) = \frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_L(s)} = \frac{20,8 - 0,007s}{(0,8) + (0,00052)s^2} \quad (4.5)$$

$$Z_{out}(s) = -\frac{\Delta v_C(s)}{\Delta i_{bus}(s)} = \frac{0,04375 s}{1 + (0,0003365)s + (4,375 \times 10^{-7})s^2} \quad (4.6)$$

Com os controladores projetados em (4.1) e (4.2) e através das FTs, são calculadas as FTs de malha fechada $T_{iMF}(s)$ e $T_{MF}(s)$:

$$T_{iMF}(s) = \frac{(0,0039)s^2 + (6,001)s + 1}{(2,275 \times 10^{-9})s^3 + (0,003902)s^2 + (6,006)s + 1} \quad (4.7)$$

$$T_{MF}(s) = \frac{(-5,6 \times 10^{-8})s^2 + (0,0001104)s + 0,1664}{(8,314 \times 10^{-5})s^2 + (0,1281)s + 0,1664} \quad (4.8)$$

O diagrama de blocos que representa o sistema, ilustrado novamente na Figura 4.1, é simulado no *software* SIMULINK:

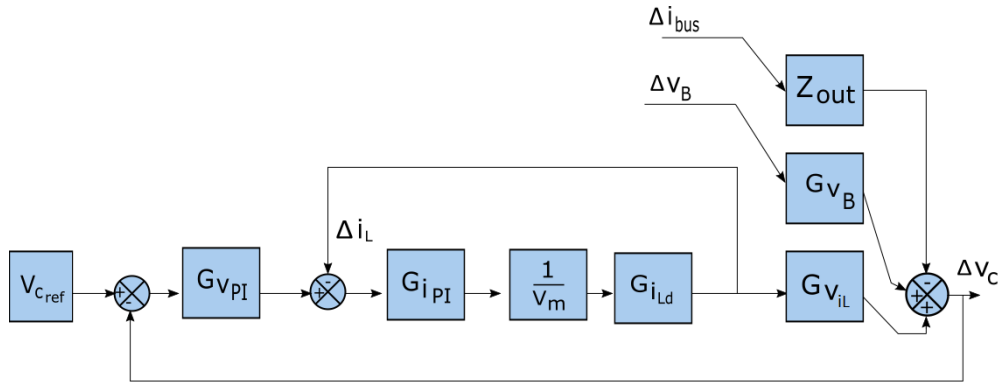


Figura 4.1: Diagrama completo de controle a ser simulado no SIMULINK

Inicialmente, para verificação do MMPS e dos limites dos controladores obtidos no capítulo 3, é feita a simulação do diagrama da Figura 4.1 utilizando o controlador G_{IPI} de (4.1) e fazendo o G_{VPI} conforme (4.9) para verificar o limite de k_{VP} e segundo (4.10) para o limite de k_{VI} :

$$G_{VPI}(s) = 74,3 \times 10^{-3} + \frac{0,05}{s} \quad (4.9)$$

$$G_{vPI}(s) = 0,05 \times 10^{-3} + \frac{114,4}{s} \quad (4.10)$$

Os controladores de (4.9) e (4.10) apresentam 2 pares de valores limites de estabilidade de k_{vP} e k_{vI} para $k = 0$. Para o controlador G_{vPI} de (4.9), obteve-se a tensão v_C conforme a Figura 4.2:

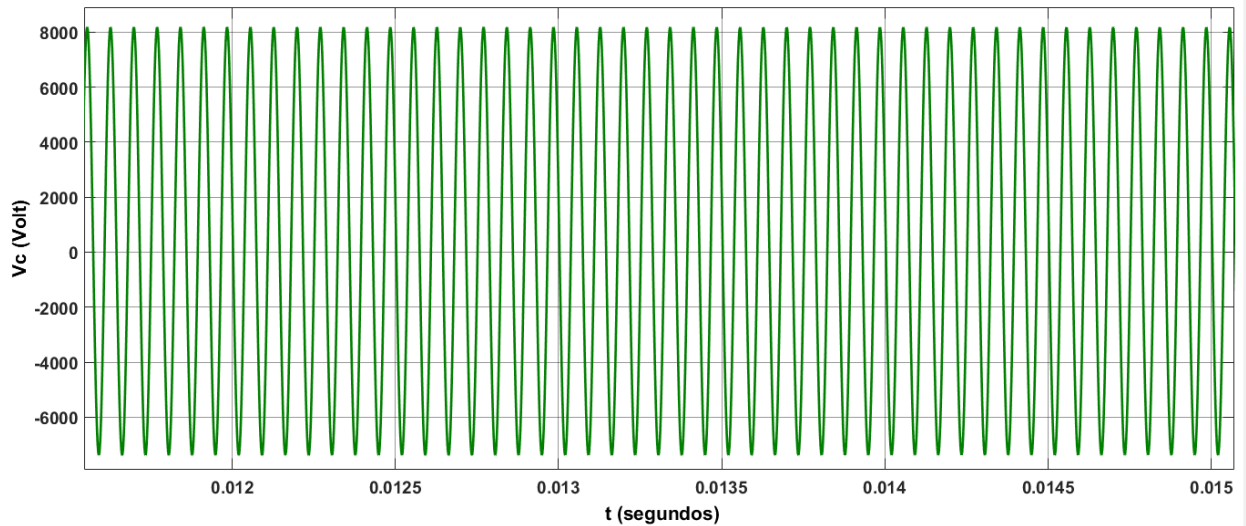


Figura 4.2: Tensão v_C para o controlador G_{vPI} de (4.9) com $k = 0$, $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 74,3 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 0,05$.

Para o controlador G_{vPI} de (4.10), obteve-se a tensão v_C conforme a Figura 4.3:

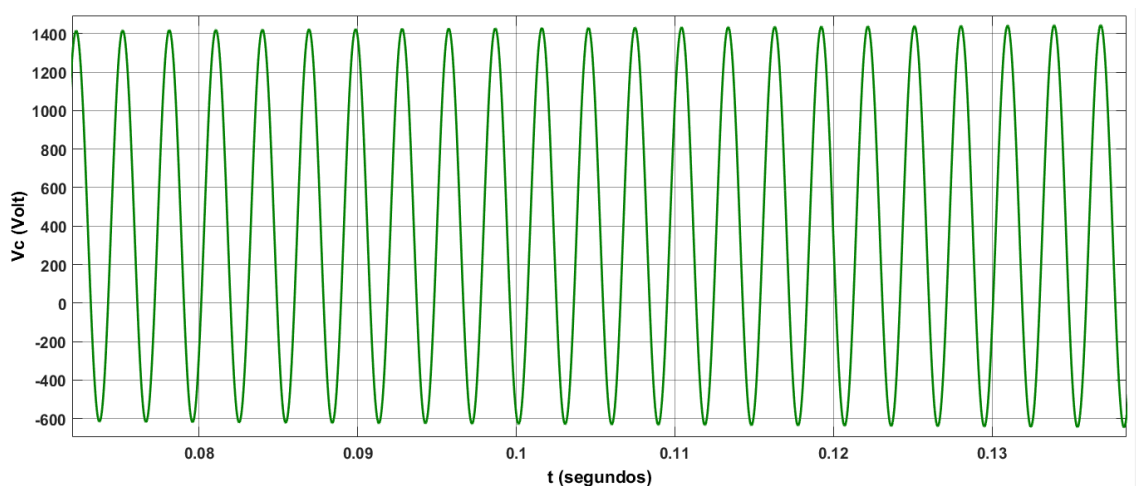


Figura 4.3: Tensão v_C para o controlador G_{vPI} de (4.10) com $k = 0$, $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 114,4$.

Uma vez verificados os limites de k_{vI} e k_{vP} , é feita a verificação para os valores limites de k , considerando os controladores G_{iPI} e G_{vPI} de (4.1) e (4.2), respectivamente,

em que $k_{IP} = 30$, $k_{IL} = 5$, $k_{VP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{VI} = 0,05$. Para tal, foi feita uma simulação, conforme Figura 4.4, em que:

- $k = 0$ ($P = 0$), em $t = 0s$;
- $k = 0,488$, ($P = 0,488$; $P_R = 600$ W) em $t = 0,05s$;
- $k = 0,732$, ($P = 0,732$; $P_R = 900$ W) em $t = 0,10s$;
- $k = 0,990$, ($P = 0,99$; $P_R = 1217$ W) em $t = 0,05s$;

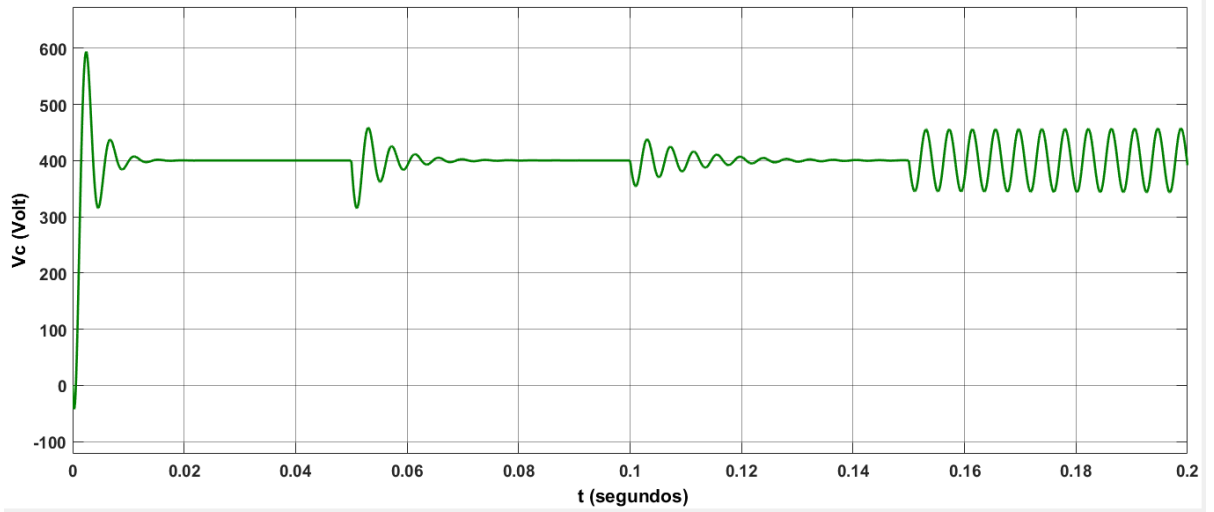


Figura 4.4: Tensão V_C para variação dos valores de k com $k_{IP} = 30$, $k_{IL} = 5$, $k_{VP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{VI} = 0,05$.

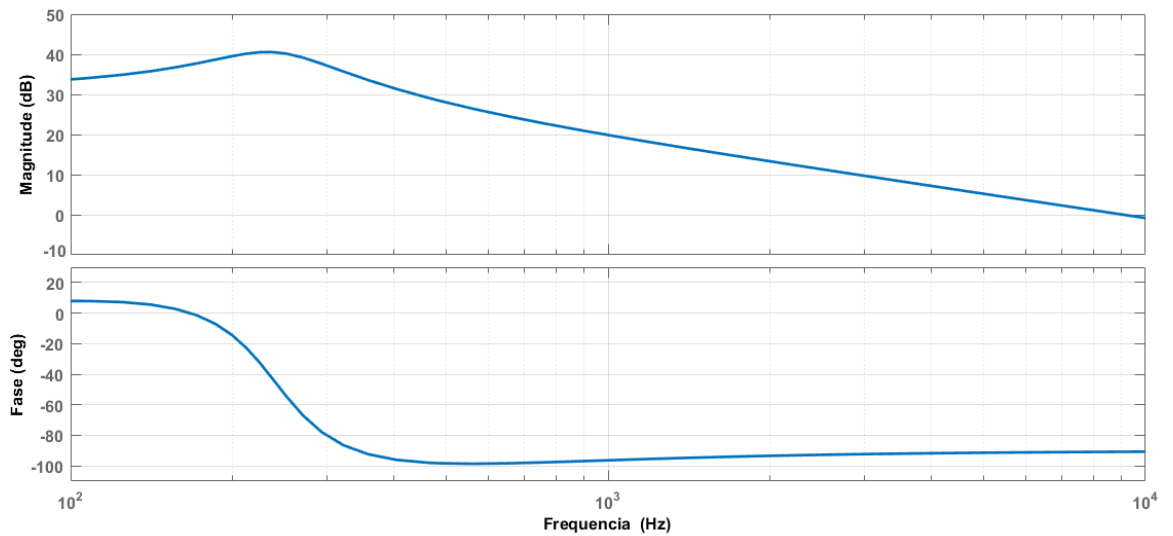
Como é possível observar na Figura 4.4, a tensão v_C oscila em torno do valor de referência de 400V para $k = 0,99$ ($P = 1217$ W), o que condiz com o limite de $k < 1$ obtido no Capítulo 3.

Para comparação entre o modelo comutado e o MMPS são gerados os diagramas de Bode de G_{vd} , G_{vb} , G_{ild} e Z_{out} obtidas para ambos modelos. De (2.8) e (2.9), tem-se as equações do modelo comutado a ser simulado no PSIM, conforme (4.9) e (4.10):

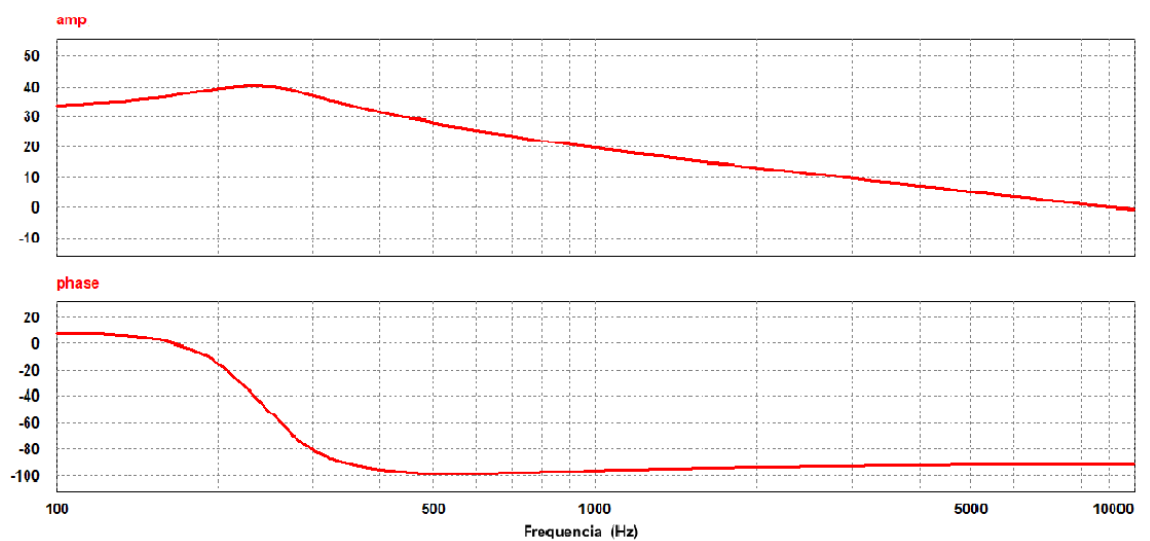
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(v_B - uv_C) \quad (4.11)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(ui_L - \frac{v_C}{R}(1 - k)\right) \quad (4.12)$$

As simulações mostradas a seguir tem como objetivo estabelecer uma comparação entre o modelo comutado, simulado no PSIM, e o MMPS, simulado através do MATLAB/SIMULINK. Inicia-se pelo diagrama de Bode G_{ild} obtido perturbando-se a razão cíclica e analisando o efeito sobre i_L , conforme ilustra a Figura 4.5:



(a)



(b)

Figura 4.5: Diagramas de Bode de G_{ild} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).

Como é possível analisar, o G_{ild} apresenta o mesmo diagrama de bode para ambos os *softwares*, demonstrando assim uma equivalência entre o MMPS e o modelo comutado.

As Figuras 4.6 a 4.8 ilustram os demais diagramas de Bode de G_{vd} , G_{vb} e Z_{out} , perturbando-se, respectivamente, a razão cíclica, a tensão v_B das baterias e a corrente de

que flui para as cargas i_{bus} e analisando seus efeitos sobre a tensão do barramento v_C , obtendo-se:

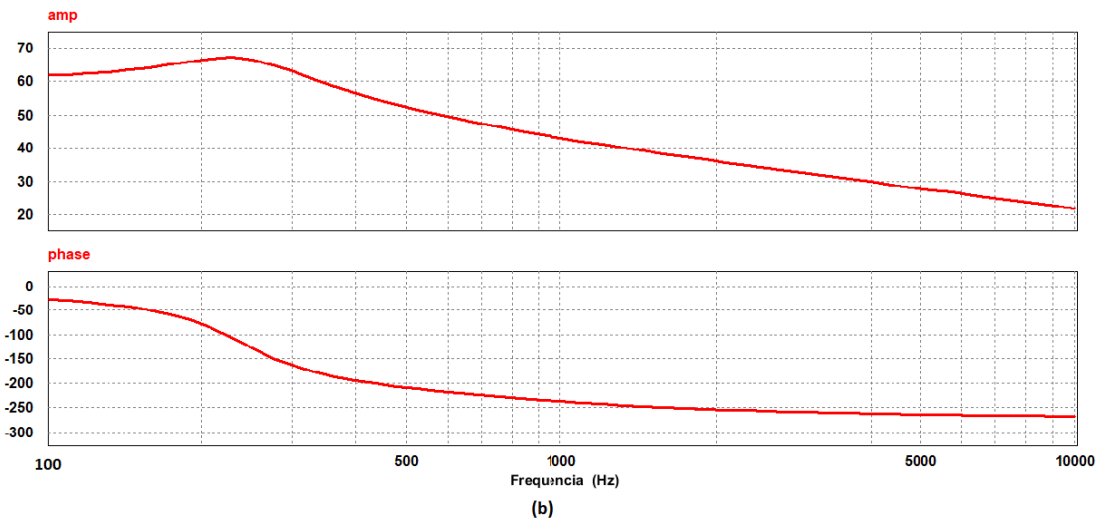
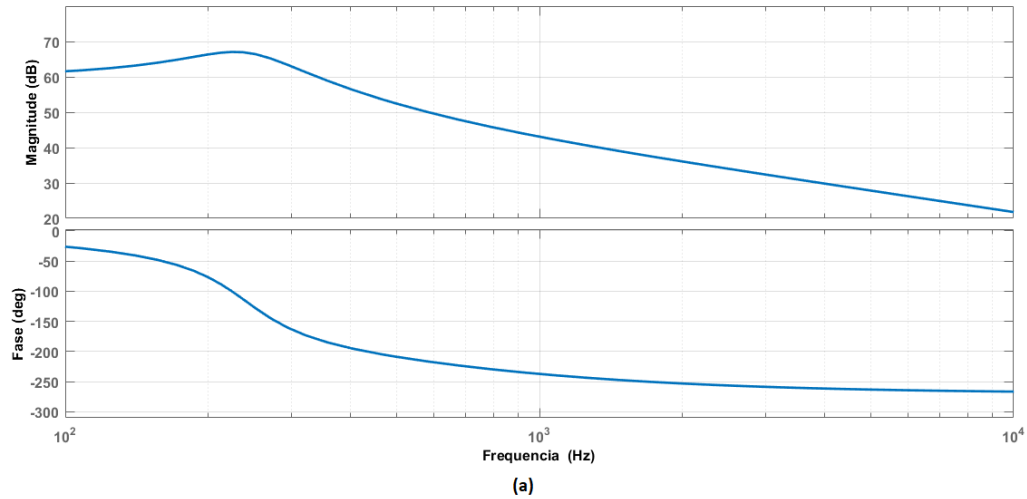


Figura 4.6: Diagramas de Bode de G_{vd} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).

Semelhante a G_{ild} , os diagramas de bode de G_{vd} são equivalentes em ambos os *softwares*, o que corrobora com as aproximações feitas no capítulo 2 para obtenção do MMPS.

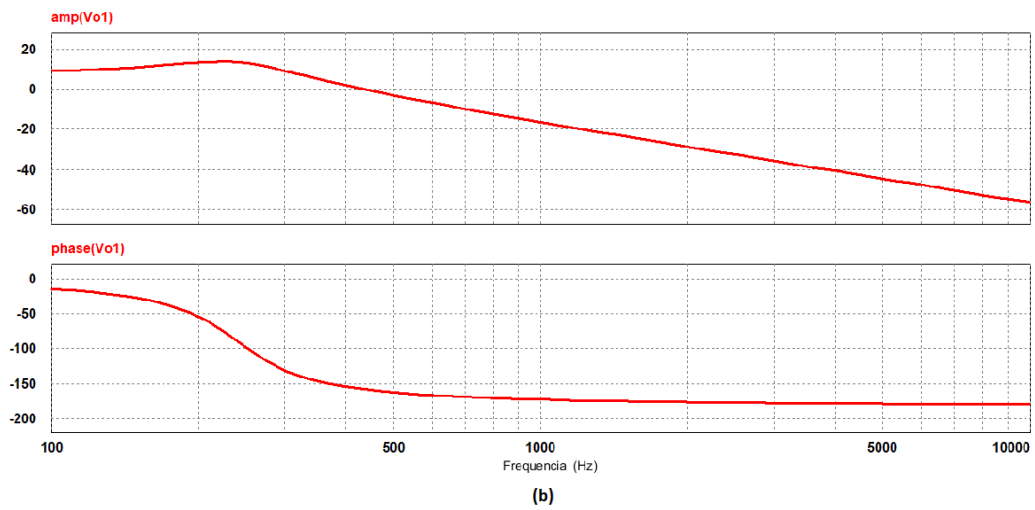
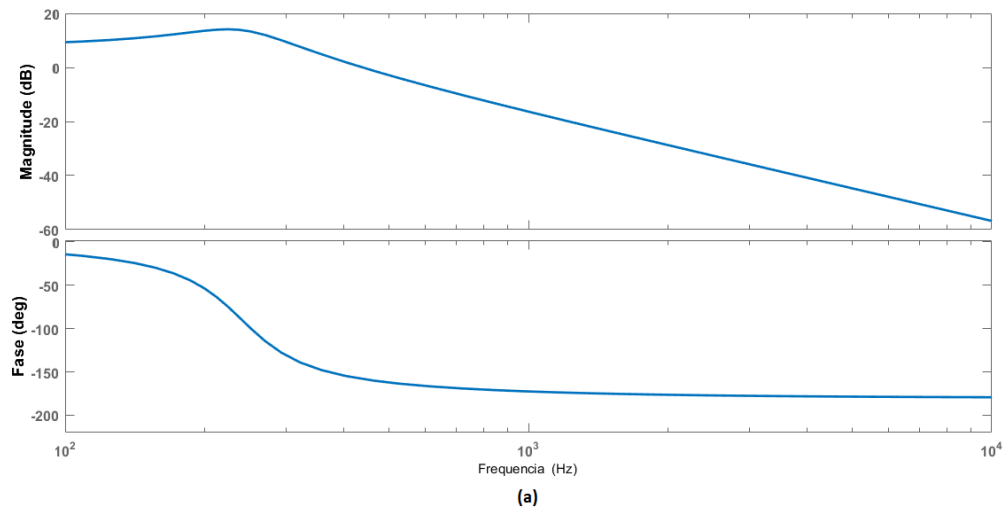


Figura 4.7: Diagramas de Bode de G_{vb} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).

Analisando pelas Figuras 4.5 a 4.8, é possível notar que todas as FTs do MMPS são iguais às do modelo comutado, mostrando que as aproximações feitas para obtenção do MMPS, que desconsideram os efeitos dos termos de segunda ordem, podem ser aplicadas para o projeto de controladores para NR de corrente contínua para pequenos sinais.

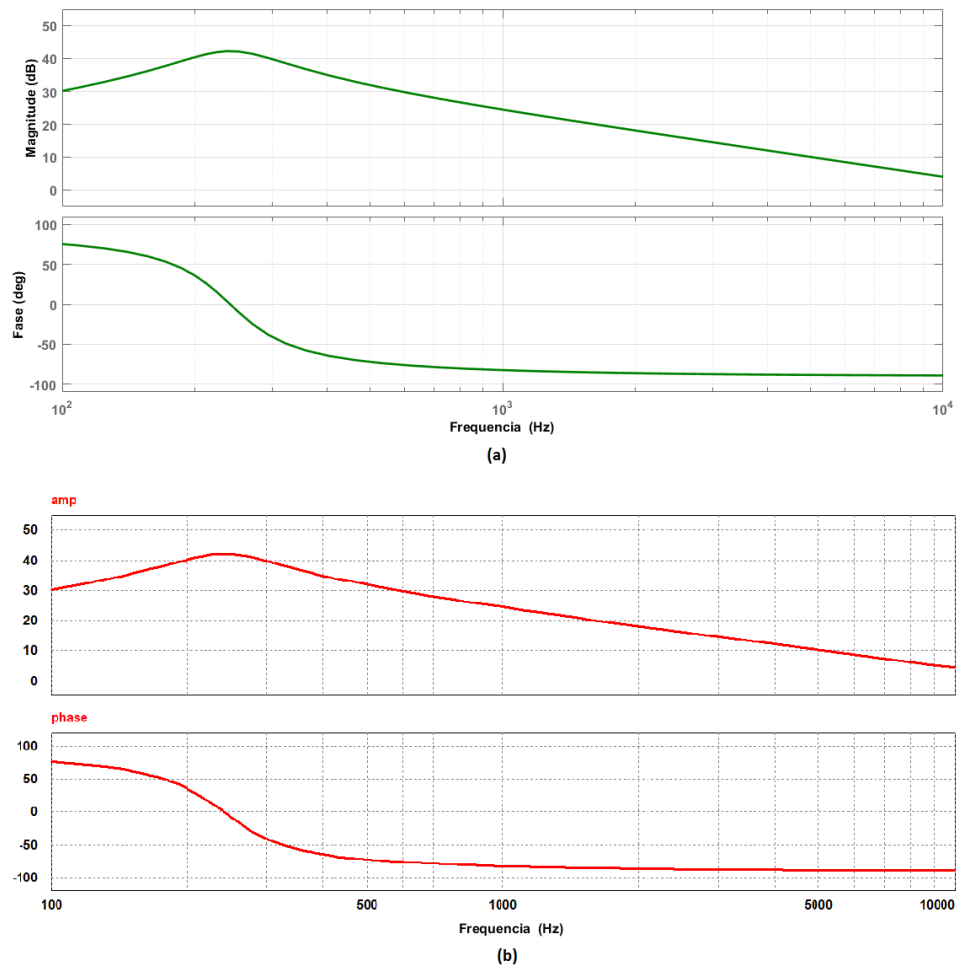


Figura 4.8: Diagramas de Bode de Z_{out} simulados (a) no MATLAB (b) no PSIM (circuito).

Por fim, para validação do sistema de controle projetado, é feita a simulação no SIMULINK do diagrama de blocos da Figura 4.1, em que são feitas variações da carga através de diferentes valores de k ($P = kP_R$) em instantes de tempo t diferentes, considerando os ganhos escolhidos $k_{iP} = 30$, $k_{iI} = 5$, $k_{vP} = 0,05 \times 10^{-3}$ e $k_{vI} = 0,05$, conforme mostrado a seguir:

- Em $t_1 = 0,05s$, $k = -0,410$ ($P = -500W$);
- Em $t_2 = 0,10s$, $k = -1,140$ ($P = -1400W$);
- Em $t_3 = 0,15s$, $k = 0,325$ ($P = 400W$);
- Em $t_4 = 0,2s$, $k = 0,732$ ($P = 900W$);
- Em $t_5 = 0,25s$, $k = 0,99$ ($P = 1217W$);
- Em $t_6 = 0,3s$, $k = 1,006$ ($P = 1237W$).

Essa ordem foi utilizada com intuito de mostrar a bidirecionalidade do sistema (i_L com valores positivos e negativos) bem como a faixa de valores de k ($k < 1$) em que o sistema se mantém estável. Por fim, no instante t_5 , é feita uma simulação para um valor de $k \geq 1$ para comprovar que o sistema se torna instável para tais valores.

Nas Figuras 4.9 a 4.12 são mostradas, respectivamente, as simulações para a tensão do barramento v_C , a corrente do barramento i_{bus} , corrente das baterias i_L e os valores de P (variações de k).

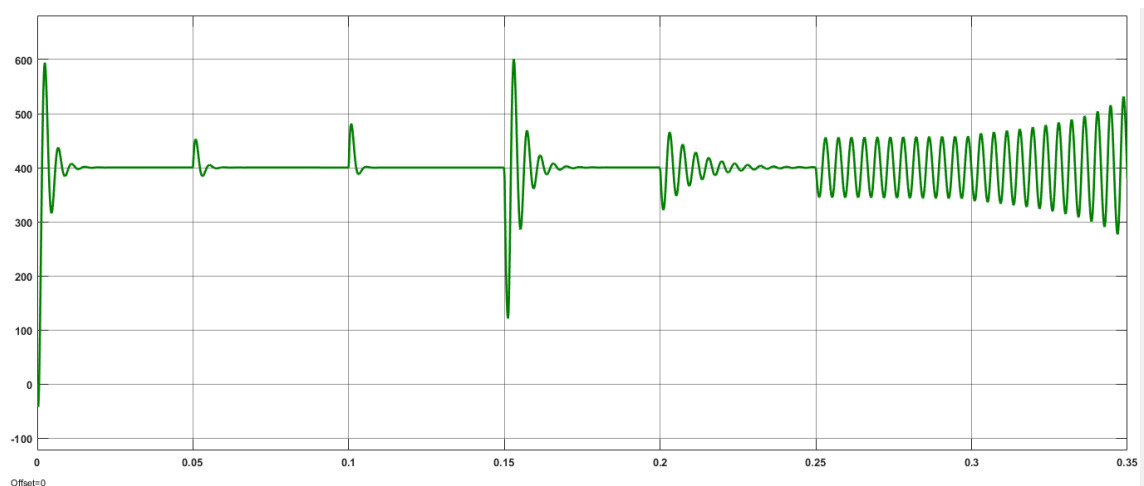


Figura 4.9: Tensão v_C do barramento para variações de k .

A análise da Figura 4.9 indica que o controle projetado é capaz de regular a tensão v_C do barramento, mantendo-a próxima do valor de referência de 400V para valores de P inferiores a 1217W ($k = 0,99$). Quando k atinge o valor de 0,99 (em $t_5 = 0,25s$), o sistema se torna marginalmente estável, passando a oscilar em torno dos valores

de referência. Para $k = 1,005$, o sistema se torna instável, e o controle se torna incapaz de regular a tensão do barramento.

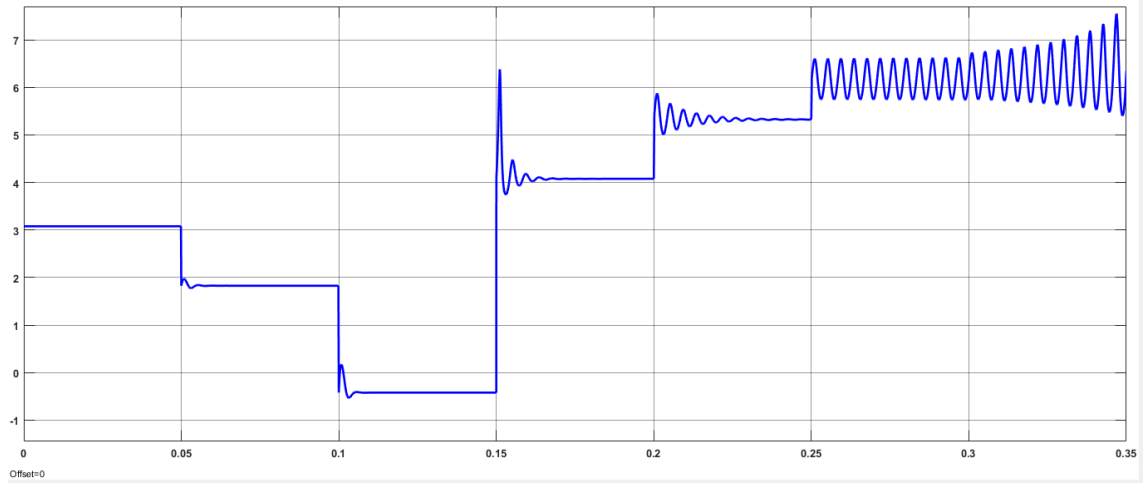


Figura 4.10: Corrente i_{bus} do barramento para variações de k .

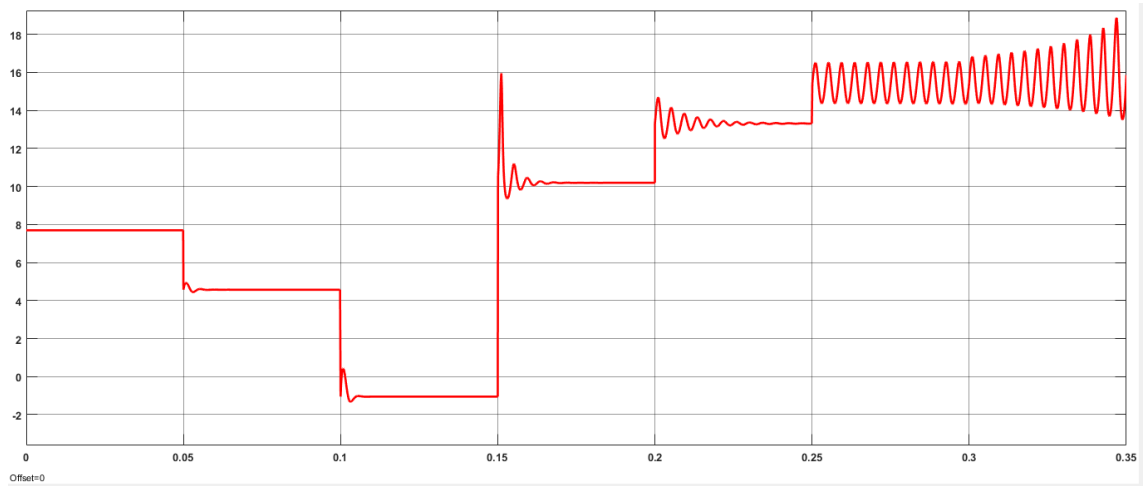


Figura 4.11: Corrente i_L das baterias para variações de k .

Nas Figuras 4.10 e 4.11 observa-se que a relação entre os valores de regime de i_{bus} e i_L segue a relação do ponto de operação (I_L , V_C) de (2.24) obtida no Capítulo 2. Adicionalmente, nota-se que ambas correntes atingem a instabilidade após o instante $t_6 = 0,3s$, quando $k = 1,005$.

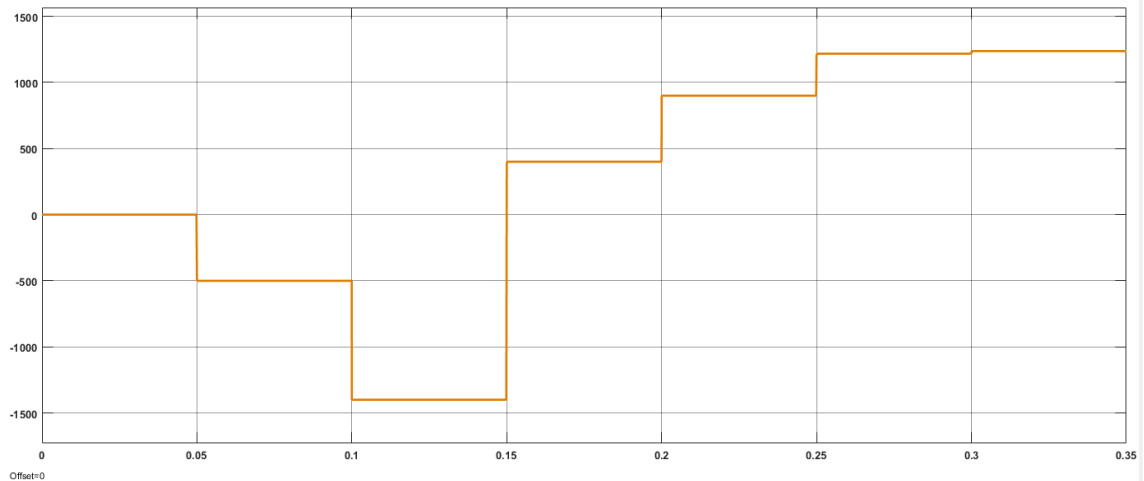


Figura 4.12: Variações de P que representam as variações de k.

Através da Figura 4.12, é possível observar que, uma vez que o sistema se aproxima da estabilidade marginal em $t_5 = 0,25s$ (com $k=0,99$), um ligeiro aumento no valor da potência P faz com que o sistema atinja a instabilidade, conforme os limites encontrados no Capítulo 3.

5. CONCLUSÃO

O presente trabalho teve como objetivo principal a realização do controle de tensão do barramento de uma nanorede CC que opera em modo ilhado. Para tal, foi feita a modelagem para obtenção do modelo médio de pequenos sinais, através do qual foi projetado o sistema de controle. Dentre os principais resultados obtidos, foi possível concluir que:

- O MMPS, apesar de ser um modelo linear, possibilita o projeto de controladores para um sistema inicialmente não-linear;
- O sistema de controle projetado, através do MMPS, apresenta resultados satisfatórios para o controle da tensão CC do barramento;
- O controle é capaz de manter a NR estável para uma faixa de valores de k , obedecendo as inequações dos controladores;
- A comparação dos resultados entre o MMPS (SIMULINK) e o modelo comutado (PSIM) mostra que o MMPS é adequado para o projeto de controladores nesse cenário.

Assim, é possível afirmar que o MMPS pode ser utilizado para linearização de uma NR de corrente contínua que opera em modo ilhado e que o sistema de controle desenvolvido através dessa modelagem é capaz de regular a tensão CC do barramento, mantendo a NR estável para uma faixa de valores dos ganhos k_{iP} , k_{iL} , k_{vP} e k_{vL} e na presença das CPL.

Os trabalhos futuros se concentrarão na análise da NR em modo conectado utilizando o MMPS, bem como o desenvolvimento de um sistema de controle que seja capaz de manter a NR estável também para esse modo. Como propostas de continuidade do presente trabalho têm-se:

- A utilização de um modelo não ideal para as baterias e consequente análise do sistema;
- Controle e gerenciamento de carga das baterias;
- A implementação do sistema projetado e comparação dos resultados com os obtidos no presente trabalho;
- O desenvolvimento da análise para topologias diferentes do SAE;
- A análise comparativa do sistema utilizando-se um conversor isolado no lugar do buck-boost bidirecional.

6. REFERÊNCIAS

ANEEL. **ANEEL**, 2016. Disponível em:
<[http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar\(3\).pdf](http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/atlas/pdf/03-Energia_Solar(3).pdf)>. Acesso em:
2016 nov. 04.

BOROYEVICH, D. et al. **Center for Power Electronics Systems**. CPES, 2010.
Disponível em:
<http://www.cpes.vt.edu/public_files/CPES_REN_Proposal_Aug2010.pdf>. Acesso em:
14 nov. 2016.

BOROYEVICH, D. et al. **A Testbed for Experimental Validation of a Low-voltage DC Nanogrid for Buildings**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Blacksburg, 21 Janeiro 2013.

EGHTEDARPOUR, N.; FARJAH, E. **Distributed charge/discharge control of energy storages in a renewable-energy-based DC micro-grid**. The Institution of Engineering and Technology - IEEE, 20 Abril 2013.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2^a. ed. Nova York: [s.n.], 2004.

GRILLO, S. et al. **DC Islands in AC Smart Grids**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Milão, 24 Fevereiro 2013.

GUERRERO, J. M. et al. **A Distributed Control Strategy Based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Jiangsu, 12 Outubro 2011. 14.

LASSETER, R. H. **MicroGrids**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, 07 Agosto 2002.

MINAS E ENERGIA. **Ministério de Minas e Energia**, 2016. Disponível em: <<http://www.mme.gov.br/documents/10584/3308684/Boletim+de+Monitoramento+do+Sistema+El%EF%BF%BDtrico+-+Setembro-2016.pdf/8b923e4c-5816-46d5-9bb1-e34099aa5258>>. Acesso em: 2016 nov. 03.

NORDMAN, B. **Nanogrids**. Nordman IBL, 2014. Disponível em: <<http://nordman.lbl.gov/docs/nano.pdf>>. Acesso em: 2016 nov. 14.

PORTAL BRASIL. Portal Brasil, 2016. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2016/01/capacidade-de-geracao-eolica-tem-crescimento-de-56-9-em-2015>>. Acesso em: 03 nov. 2016.

QU, D. et al. **An Improved DC-Bus Signaling Control Method in A Distributed Nanogrid Interfacing Modular Converters**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Sydney, 09 Junho 2015. 05.

QUEIROZ, R. **Infopetro**, 2017. Disponível em: <<https://infopetro.wordpress.com/2017/05/29/da-geracao-centralizada-a-geracao-distribuida-questoes-que-exigirao-uma-coordenacao-centralizada/>>. Acesso em: 07 abr. 2018.

RIZZONI, G.; ZHANG, W.; LIU, J. **Robust Stability Analysis of DC Microgrids**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, 20 Dezembro 2017

SCHÖNBERGER, J.; DUKE, R.; ROUND, S. D. **DC-Bus Signaling: A Distributed Control Strategy for a Hybrid Renewable Nanogrid**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Christchurch, 14 Julho 2006.

SUN, K. et al. **A Distributed Control Strategy Based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage**. Institute of Electrical and Electronic Engineers - IEEE, 14 Março 2011.

TAHIM, A. P. N. **Controle De Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua**. Florianópolis: [s.n.], 2015.

TAHIM, A. P. N. et al. **Controle Nao-Linear de um Conversor Bidirecional Associado a Baterias para Regulação de Tensao em uma Microrede CC**. Anais do XIX Congresso Brasileiro de Automática - CBA, 2012.

WANG, J. et al. **Smart Resistor: Dynamic Stabilization of Constant**. Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE, Columbus, 18 Maio 2017.

ZHAO, Z.; HU, J.; CHEN, H. **Bus Voltage Control Strategy for Low Voltage DC Microgrid Based on AC Power Grid and Battery**. Institute of Electrical and Electronic Engineers - IEEE, 15 Maio 2017.