



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E  
DE COMPUTAÇÃO



# **Desacoplamento P/Q de Sistemas de Geração Distribuída Utilizando o Conceito de Impedância Virtual**

**Luã Silva Cardoso**

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro

**Dissertação de Mestrado** apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Automação e Sistemas) como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências.

Número de ordem PPgEEC: M601  
Natal, RN, 31 de Junho de 2019

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN  
Sistema de Bibliotecas - SISBI  
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Cardoso, Luã Silva.

Desacoplamento P/Q de sistemas de geração distribuída  
utilizando o conceito de impedância virtual / Luã Silva Cardoso.  
- 2019.

110f.: il.

Dissertação (Mestrado)-Universidade Federal do Rio Grande do  
Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2019.

Orientador: Dr. Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro.

1. Geração Distribuída - Dissertação. 2. Controle do Fluxo de  
Potência - Dissertação. 3. Modo Tensão - Dissertação. 4.  
Impedância Virtual - Dissertação. I. Ribeiro, Ricardo Lúcio de  
Araujo. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 004.75

# **Desacoplamento P/Q de Sistemas de Geração Distribuída Utilizando o Conceito de Impedância Virtual**

**Luã Silva Cardoso**

Dissertação de Mestrado aprovada em 30 de agosto de 2019 pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

---

Prof. Dr. Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro (orientador) ..... DEE/UFRN

---

Prof. Dr. José Renes Pinheiro ..... UFSM

---

Prof. Dr. Thiago de Oliveira Alves Rocha ..... DEE/UFRN

---

Prof. Dr. Cecilio Martins de Sousa Neto ..... UFERSA

---

Prof. Dr. Carlos Eduardo Trabuco Dorea ..... DCA/UFRN

*"Nas trevas, olhem para a luz"*  
*Mestre dos Magos*

---

# Agradecimentos

---

A Deus.

Ao meu pai, Aldo Cardoso de Lima, e minha mãe, Maria das Graças Silva Cardoso.

A minha tia Maria de Lurdes e meu amigo Almir.

As minhas tias Vilani Lima e Fátima Lima.

As minhas tias, em memória, Ana Lima, Maria do Carmo e Aldeiza Paiva.

A minha namorada Lidianny Fernandes de Azevedo.

Aos meus amigos do LEIER: Sâmara Paiva, Thales Queiroz, Evandro Nunes, Denis Keuton, Everton Silva, Juliano Leal, Yuri Iohanssen, João Paulo, Guilherme Penha, Rodrigo, Rafael Ribeiro, Carlos Chester e Thiago Figueiredo.

Ao meu orientador Ricardo Lúcio.

Ao Prof. Thiago Rocha.

Ao meu co-orientador Prof. José Renes.

Ao meu primo, Victor Paiva.

Aos meus amigos Canindé Lopes, José Ribeiro, Martins Mayko e Washington Lima.

As minhas amigas Nayana Morais, Iana Barbalho, Kaliane Vanessa e Maria Tereza.

---

# Resumo

---

A utilização de sistemas de geração distribuída, que utilizam fontes renováveis de energia elétrica, tem se tornado cada vez mais comum, devido ao retorno do investimento, que está ocorrendo cada vez mais ágil, aos avanços dos sistemas de interconexão e também aos problemas ambientais gerados pela utilização de sistemas não renováveis de geração. No Brasil, a capacidade energética proveniente da geração distribuída está em constante crescimento. Diante do novo modelo do sistema elétrico de potência, com a participação de sistemas de geração distribuída, a utilização de métodos que regulem o fluxo de potência nas unidades de geração pode contribuir diretamente para a estabilidade do sistema elétrico, especialmente em redes de baixa tensão, pois as mesmas possuem perfil predominantemente resistivo e o fornecimento de potência ativa pode ocasionar sobretensões. Além disso, estratégias de fluxo de potência utilizadas em sistemas de geração convencionais não podem ser utilizadas nos sistemas de geração distribuída devido ao acoplamento entre as potências ativa e reativa. Dessa forma, a realização desse trabalho tem o objetivo de adequar o controle do fluxo de potência, em um sistema fotovoltaico de geração distribuída controlado no modo tensão, utilizando o conceito de impedância virtual. Para superar o problema do acoplamento entre as potências ativa e reativa, o sistema implementado nesse trabalho utiliza um resistor virtual. Para efeito de análise, o resistor virtual é implementado de duas formas. Na primeira é implementado um resistor virtual positivo para acentuar o perfil resistivo do sistema, tornando possível o controle  $P/V$  e  $Q/\theta$ . Na segunda é implementado um resistor virtual negativo com o intuito de tornar o perfil da rede predominantemente indutivo e realizar o controle tradicional  $P/\theta$  e  $Q/V$ . A utilização do conceito de impedância virtual é avaliada por meio de resultados de simulação e experimentais.

**Palavras-chave:** Geração Distribuída, Controle do Fluxo de Potência, Modo Tensão, Impedância Virtual.

---

# Abstract

---

The distributed generation systems based on renewable sources has increased due to a fast return on investment, advances in interconnection systems, and environmental concerns. In Brazil, the distributed generation energy capacity is growing due to the new electric power system model based on distributed generation systems participation and methods to regulate the power flow in generation units. The generation units contribute to electric system stability, especially in low-voltage grids, which is the predominantly resistive and the active power produces overvoltages. In addition, power flow strategies used in conventional generation systems cannot be used in low-voltage systems due to active and reactive power coupling. This paper presents the power flow control on distributed generation photovoltaic system controlled in voltage mode based on virtual impedance concept. In order to overcome the active and reactive power coupling problem, the proposed method is implemented by means a virtual resistor. For analysis purposes, the virtual resistor is implemented by two ways. In the first one, a positive virtual resistor is implemented to accentuate the resistive profile of the system, performing the  $P/V$  and  $Q/\theta$  control. In the second one, a negative virtual resistor is implemented in order to make the network profile predominantly inductive, and then perform the traditional  $P/\theta$  and  $Q/V$  control. The virtual impedance concept technique is evaluated through simulation and experimental results.

**Keywords:** Distributed Generation, Power Flow Control, Voltage Mode, Virtual Impedance.

---

# Sumário

---

<b>Sumário</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>viii</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Siglas</b>	<b>xi</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	4
1.2 Objetivos . . . . .	4
1.3 Contribuições . . . . .	5
1.4 Metodologia . . . . .	5
1.5 Organização do Trabalho . . . . .	6
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>8</b>
2.1 Modos de Operação de Sistemas de Geração Distribuída . . . . .	8
2.2 Impedância Virtual . . . . .	10
2.2.1 Controle do Fluxo de Potência . . . . .	10
2.2.2 Análise do Fluxo de Potência no modo tensão . . . . .	11
2.3 Síntese do Capítulo . . . . .	17
<b>3 Impedância Virtual</b>	<b>18</b>
3.1 Introdução . . . . .	18
3.2 Impedância Virtual Externa . . . . .	20
3.3 Impedância Virtual Interna . . . . .	24
3.4 Impedância Virtual no Sistema Proposto . . . . .	25
3.5 Síntese do Capítulo . . . . .	26
<b>4 Modelagem Dinâmica do Sistema</b>	<b>27</b>
4.1 Descrição do SGD Fotovoltaico . . . . .	27
4.2 Modelagem do Sistema de Interconexão . . . . .	28
4.3 Modelo da Tensão no Capacitor do Filtro . . . . .	30
4.4 Modelagem do Barramento CC . . . . .	33
4.5 Modelagem da dinâmica das Potências Ativa e Reativa . . . . .	35

4.5.1	Sistema com Perfil Resistivo . . . . .	36
4.5.2	Sistema com Perfil Indutivo . . . . .	43
4.6	Síntese do Capítulo . . . . .	46
<b>5</b>	<b>Sistema de Controle</b>	<b>47</b>
5.1	Sistema de Controle Implementado . . . . .	47
5.1.1	Sistema de Controle com o Resistor Virtual Positivo . . . . .	48
5.1.2	Sistema com Perfil Indutivo . . . . .	50
5.2	MPPT - <i>Maximum Power Point Tracking</i> . . . . .	51
5.3	<i>Phase-Locked Loop</i> . . . . .	52
5.4	Projeto dos Controladores . . . . .	53
5.4.1	Sistema de Primeira Ordem . . . . .	53
5.4.2	Sistema de Segunda Ordem . . . . .	56
5.5	Síntese do Capítulo . . . . .	59
<b>6</b>	<b>Resultados</b>	<b>60</b>
6.1	Descrição do Sistema Implementado . . . . .	60
6.2	Resultados de Simulação . . . . .	61
6.2.1	Descrição do Sistema Simulado . . . . .	62
6.2.2	Resultados de Simulação com Implementação do Resistor Virtual Positivo, $R \gg X$ . . . . .	63
6.2.3	Resultados de Simulação com implementação do Resistor Virtual Negativo, $X \gg R$ . . . . .	68
6.3	Resultados Experimentais . . . . .	73
6.3.1	Descrição do Sistema Experimental . . . . .	73
6.3.2	Resultados Experimentais com Implementação do Resistor Virtual Positivo, $R \gg X$ . . . . .	76
6.3.3	Resultados Experimentais com Implementação do Resistor Virtual Negativo, $X \gg R$ . . . . .	80
6.3.4	Discussão dos Resultados . . . . .	85
6.4	Síntese do Capítulo . . . . .	86
<b>7</b>	<b>Conclusão</b>	<b>87</b>
7.1	Conclusões Gerais . . . . .	87
7.2	Trabalhos Futuros . . . . .	88
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>90</b>

---

# Lista de Figuras

---

1.1	Capacidade da geração energética no Brasil, de acordo com o tipo de fonte, no ano de 2018. . . . .	3
2.1	Representação simplificada do modo de operação de conversores conectados à rede elétrica (a) modo tensão, (b) modo corrente, (c) modo corrente com suporte à rede, e (d) modo tensão com suporte à rede. . . . .	10
2.2	Modelo simplificado do conversor de potência conectado a um sistema de distribuição (a) circuito equivalente e (b) diagrama fasorial. . . . .	11
3.1	Diagrama de blocos do sistema de controle composto por um inversor trifásico e filtro LCL operando em modo corrente. . . . .	20
3.2	Diagrama de blocos do sistema de controle composto por inversor trifásico e filtro LC operando no modo tensão. . . . .	21
3.3	Diagrama de blocos do (a) sistema controle no modo corrente e (b) no modo tensão. . . . .	21
3.4	Circuito elétrico com impedância virtual (a) no modo tensão e (b) no modo corrente. . . . .	24
3.5	Diagrama de blocos do sistema de controle do SGD operando no modo corrente com a inserção da impedância virtual interna. . . . .	25
3.6	Circuito elétrico com impedância virtual interna com impedância (a) $G_{vi,2}$ e (b) $G_{vi,1}$ . . . . .	25
3.7	Circuito elétrico equivalente do sistema com a utilização de um resistor virtual. . . . .	26
4.1	Diagrama unifilar do sistema fotovoltaico interconectado com à rede elétrica. . . . .	28
4.2	Filtro LCL para interconexão com a rede elétrica. . . . .	29
4.3	Circuito elétrico do barramento CC a) circuito com $r_{se}$ b) circuito simplificado . . . . .	33
4.4	Circuito elétrico do conversor interconectado com a rede elétrica. . . . .	35
4.5	Diagrama fasorial do conversor interconectado com à rede elétrica. . . . .	35
5.1	Diagrama do sistema quando o resistor virtual negativo é usado. . . . .	49
5.2	Diagrama do sistema com a utilização do resistor virtual negativo. . . . .	50
5.3	Fluxograma do MPPT utilizado. . . . .	51
5.4	Diagramas de blocos do SRF-PLL usado no trabalho. . . . .	52
5.5	Estimação do vetor tensão interno da rede elétrica $e_s$ . . . . .	53

5.6	Diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada. . . . .	54
5.7	Polos complexos de malha fechada com partes real e imaginária iguais. . .	55
5.8	Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência ativa com a variação de tensão do sistema aproximado e real. . . . .	57
5.9	Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência reativa com a variação angular do sistema aproximado e real. . . . .	57
5.10	Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência ativa com a variação angular do sistema aproximado e real. . . . .	58
5.11	Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência reativa com a variação da tensão do sistema aproximado e real. . . . .	58
6.1	Diagrama unifilar do sistema interconectado com à rede elétrica simulado no <i>software</i> PSIM. . . . .	62
6.2	Resultados de simulação da partida do sistema com a utilização do resistor virtual positivo. . . . .	64
6.3	Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência ativa. . . . .	65
6.4	Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência reativa. . . . .	67
6.5	Lugar das raízes do sistema com perfil indutivo. . . . .	68
6.6	Resultados de simulação da partida do sistema com a utilização do resistor virtual negativo. . . . .	70
6.7	Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência ativa. . . . .	71
6.8	Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência reativa. . . . .	72
6.9	Diagrama elétrico simplificado da plataforma experimental. . . . .	73
6.10	Foto do filtro LCL e indutor do <i>boost</i> . . . . .	74
6.11	Foto do sistema de aquisição e processamento de dados dSPACE 1103. . .	74
6.12	Foto da plataforma experimental utilizada no trabalho. . . . .	75
6.13	Resultado experimental da partida do sistema com utilização do resistor virtual positivo. . . . .	77
6.14	Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência ativa. . . . .	78
6.15	Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência reativa. . . . .	79
6.16	Resultado experimental do sistema com utilização do resistor virtual positivo: tensão e corrente da fase A (a), e THD da corrente na fase A (b). . . . .	80
6.17	Resultado experimental da partida do sistema com utilização do resistor virtual negativo. . . . .	82
6.18	Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência ativa. . . . .	83
6.19	Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência reativa. . . . .	84

6.20 Resultado experimental do sistema com utilização do resistor virtual negativo: tensão e corrente da fase A (a), e THD da corrente na fase A (b).  
..... 85

---

# Lista de Tabelas

---

1.1	Empreendimentos em fase de construção outorgados pela ANEEL. . . . .	2
1.2	Artigos publicados em anais de congressos. . . . .	6
2.1	Resumo da revisão bibliográfica . . . . .	16
6.1	Parâmetros da subestação disposta no LEIER. . . . .	60
6.2	Parâmetros de desempenho dos controladores. . . . .	61
6.3	Parâmetros do SGD utilizado na simulação . . . . .	62
6.4	Parâmetros dos controladores utilizados na simulação com o resistor virtual positivo . . . . .	63
6.5	Parâmetros dos controladores utilizados na simulação com o resistor virtual negativo . . . . .	69
6.6	Parâmetros dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos resultados experimentais com resistor virtual positivo . . . . .	76
6.7	Parâmetros dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos resultados experimentais do sistema de controle com resistor virtual negativo . . . . .	81
6.8	Desempenho do sistema durante os testes de simulação e experimentais. . . . .	86



---

# Lista de Símbolos

---

$\omega^*$	Frequência angular de referência
$\omega$	Frequência angular controlada
$E^*$	Tensão de referência
$E$	Tensão controlada
$P^*$	Potência ativa de referência
$P$	Potência ativa controlada
$Q^*$	Potência reativa de referência
$Q$	Potência reativa controlada
$i^*$	Corrente de referência
$v^*$	Tensão de referência
$Z$	Impedância entre SGD e fonte interna da rede
$V_A$	Tensão da fonte A
$V_B$	Tensão da fonte B
$I$	Corrente entre a fonte A e a fonte B
$\Phi$	Ângulo de defasagem da corrente I em relação a fonte A
$X$	Reatância total entre o SGD e a fonte interna da rede elétrica
$R$	Resistência total entre o SGD e a fonte interna da rede elétrica
$\theta$	Ângulo de defasagem entre a fonte A e a fonte B
$V_D$	Tensão do eixo direto
$V_Q$	Tensão do eixo em quadratura
$P_c$	Potência ativa fornecida pelo SGD à rede elétrica
$Q_c$	Potência reativa fornecida pelo SGD à rede elétrica
$Z_t$	Impedância total entre $V_A$ e $V_B$
$Z_{vi}$	Impedância virtual interna
$G_{vi1}(s)$	Bloco que emula a impedância virtual interna na posição 1
$G_{vi2}(s)$	Bloco que emula a impedância virtual interna na posição 2
$G_{vo}(s)$	Bloco que emula a impedância virtual externa
$Z_{vo}(s)$	Impedância virtual externa
$v_{cc}$	Tensão do barramento CC
$C_{cc}$	Capacitor do barramento CC
$l_f$	Indutor do filtro LCL conectado ao VSI
$r_f$	Resistência intrínseca do indutor $l_f$
$l_g$	Indutor do filtro LCL conectado ao PAC
$r_g$	Resistência intrínseca do indutor $l_g$
$C_f$	Capacitor do filtro LCL
$r_d$	Resistência de amortecimento do filtro LCL
$Z_S$	Impedância da rede elétrica
$Z_L$	Impedância conectadas ao PAC

$v_{PAC123}$	Tensão do PAC em coordenadas 123
$Y_{vo}(s)$	Bloco da admitância virtual
$X_{123}/X_{dq}^*$	Bloco de transformação das coordenadas 123 para o referencial estacionário
$X_{dq}^*/X_{dq}^e$	Bloco de transformação de coordenadas no referencial síncrono para o referencial estacionário
$X_{dq}^e/X_{dq}^*$	Bloco de transformação de coordenadas no referencial estacionário para o referencial síncrono
$X_{dq}^*/X_{123}$	Bloco de transformação das coordenadas estacionário para o referencial 123
$v_{PACdq}^{s*}$	Tensão do PAC de referência no referencial síncrono
$i_{f123}$	Corrente que circula entre o indutor $l_f$ e o VSI
$i_{g123}$	Corrente que circula entre o indutor $l_g$ e o PAC
$v_{c123}$	Tensão sobre o ramo do capacitor do filtro LCL
$e_{s123}$	Tensão interna da rede elétrica no referencial 123
$\hat{\theta}_{PLL}$	Ângulo estimado pelo PLL
$i_{gv}^{e*}$	Parcela da corrente fornecida ao PAC no referencial estacionário referente a admitância virtual
$i_g^{e*}$	Corrente fornecida ao PAC no referencial estacionário de referência
$v_{cc}^*$	Tensão sobre o barramento CC de referência
$i_{gd}^{e*}$	Corrente de eixo direto fornecida ao PAC de referência no referencial estacionário
$i_{gq}^{e*}$	Corrente em quadratura fornecida ao PAC de referência no referencial estacionário
$v_{PACvdq}^{s*}$	Parcela da tensão referente a impedância virtual no referencial síncrono
$v_{PACdq}$	Tensão do PAC no referencial síncrono
$T_{vol}(s)$	Ganho de ramo direto do sistema operando no modo tensão
$T_{vcl}(s)$	Função transferência sem a parcela da impedância virtual do sistema operando no modo tensão
$Z_p(s)$	Impedância do filtro de saída
$Z_o(s)$	Impedância da rede
$Y_p(s)$	Admitância do filtro de saída
$Y_o(s)$	Admitância da rede
$G_{cv}(s)$	Controlador de tensão
$T_{iol}(s)$	Ganho de ramo direto do sistema operando no modo corrente
$T_{icl}(s)$	Função transferência sem a parcela da impedância virtual do sistema operando no modo corrente
$G_{ci}(s)$	Controlador de corrente
$k_{pv}$	Ganho proporcional do controlador tipo PI da malha de tensão
$k_{iv}$	Ganho integrativo do controlador tipo PI da malha de tensão
$k_{pi}$	Ganho proporcional do controlador tipo PI da malha de corrente
$k_{ii}$	Ganho integrativo do controlador tipo PI da malha de corrente
$Z_{vi1}$	Impedância virtual na posição 1
$Z_{vi2}$	Impedância virtual na posição 2

$v_{cdq}^e$	Tensão do capacitor no referencial síncrono controlada
$v_{cdq}^{e*}$	Tensão do capacitor no referencial síncrono de referência
$i_{fdq}^{e*}$	Corrente no indutor $l_f$ no referencial síncrono de referência
$i_{fdq}^e$	Corrente no indutor $l_f$ no referencial síncrono controlada
$R_v$	Resistor virtual
$v_c$	Tensão sobre o capacitor do filtro LCL
$v_c'$	Tensão sobre o capacitor do filtro LCL com a parcela da impedância virtual
$v_{pac}$	Tensão no PAC
$e_s$	Tensão interna da rede elétrica
$i_{PV}$	Corrente fornecida pelo <i>boost</i>
$i_{VSI}$	Corrente fornecida pelo barramento CC
$v_{f123}$	Tensão sintetizada pelo inversor no referencial 123
$i_f$	Corrente que flui pelo indutor $l_f$
$i_g$	Corrente que flui pelo indutor $l_g$
$v_f$	Tensão sintetizada pelo inversor
$T_{dq-123}$	Matriz transformação do referencial síncrono para o referencial 123
$T_{123-dq}$	Matriz transformação do referencial 123 para o referencial síncrono
$v_{fdq}^e$	Modulo da tensão sintetizada pelo inversor no referencial síncrono
$v_{fd}^e$	Tensão sintetizada pelo inversor no referencial síncrono de eixo direto
$v_{fq}^e$	Tensão sintetizada pelo inversor no referencial síncrono em quadratura
$v_{cd}^e$	Tensão no ramo do capacitor no referencial síncrono de eixo direto
$v_{cq}^e$	Tensão no ramo do capacitor no referencial síncrono em quadratura
$i_{fq}^e$	Corrente no indutor $l_f$ no referencial síncrono em quadratura
$i_{fd}^e$	Corrente no indutor $l_f$ no referencial síncrono de eixo direto
$v_{fd}^e$	Parcela da perturbação de eixo direto da transformação de coordenada
$v_{fq}^e$	Parcela da perturbação de quadratura da transformação de coordenada
$i_{c123}$	Corrente no ramo do capacitor no referencial 123
$i_{cdq}^e$	Modulo da corrente no ramo do capacitor no referencial síncrono
$P(s)$	Modelo do barramento CC
$X_t$	Reatância entre o ramo do capacitor do filtro LCL e o $E_s$
$R_t$	Resistência entre o ramo do capacitor do filtro LCL e o $E_s$
$P_c$	Potência ativa fornecida à rede elétrica pelo SGD
$Q_c$	Potência reativa fornecida à rede elétrica pelo SGD
$\theta_c$	Ângulo entre o vetor tensão $E_s$ e o vetor tensão $V_c$
$R_v$	Resistência virtual
$\Delta P$	Varição da Potência ativa
$\Delta v_c$	Varição da tensão sobre o ramo do capacitor $C_f$
$\Delta i_g^*$	Varição da corrente fornecida à rede elétrica
$\Delta \theta_c$	Varição no ângulo do vetor tensão do ramo do capacitor
$\Delta Q_c$	Varição da Potência reativa

---

# Lista de Abreviaturas e Siglas

---

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
FRE	Fontes Renováveis de Energia
ISGT	<i>Innovative Smart Grid Technology</i>
I/O	<i>Input/Output</i>
LEIER	Laboratório de Eletrônica Industrial e Energias Renováveis
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PI	<i>Proportional Integral</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PR	Proporcional Ressonante
PV	<i>photovoltaic</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
P&O	Perturba e Observa
UPS	<i>Uninterruptable Power Supply</i>
SRF-PLL	<i>Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop</i>
SEPOC	<i>Seminar on Power Electronics and Control</i>
SGD	Sistemas de geração distribuída
SOGI	<i>Second-Order General-Integrator</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZOH	<i>Zero Order Hold</i>

---

# Capítulo 1

## Introdução

---

A crescente demanda do consumo da energia elétrica, as restrições ambientais e a necessidade do fornecimento ininterrupto de energia têm pressionado o setor elétrico para que seja implementada uma nova reestruturação no sistema elétrico de energia (Tao et al. 2015a, Blaabjerg et al. 2006, Boroyevich et al. 2013). O avanço da eletrônica de potência junto à evolução de tecnologias relacionadas às fontes renováveis de energia (FRE) viabilizaram a criação de estruturas capazes de fornecer, de forma adequada, a energia elétrica produzida por tais fontes ao sistema elétrico. Essas estruturas geralmente utilizam conversores de potência, que são operados a partir da utilização de estratégias de controle que garantem o fornecimento da potência gerada pela fonte renovável à rede elétrica. Os exemplos mais comuns de fontes renováveis de energia são a geração solar e a geração eólica. A geração eólica e solar são atraentes para a geração de energia elétrica devido a não emissão de gases que poluem o meio ambiente durante a produção de energia.

No ano de 2018, as usinas hidroelétricas foram responsáveis por 60,37 % de toda energia elétrica consumida no Brasil (ANEEL 2018b). Embora a maior parte da energia elétrica brasileira seja proveniente de usinas hidroelétricas, esse tipo de geração necessita de uma vasta área para represar um elevado volume de água. Tal necessidade causa um elevado impacto no local onde a usina é instalada. A garantia da segurança energética nos próximos anos com a construção de usinas hidroelétricas de larga geração, como Itaipu e Paulo Afonso, se torna difícil devido a restrições ambientais. Uma alternativa à criação de novas unidades geradoras concentradas convencionais, frente a crescente da demanda energética e desafios associados ao gerenciamento de energia, é a utilização de sistemas de geração distribuída (SGD) (Guerrero et al. 2010). Atualmente, é comum a utilização de SGD baseados em fontes renováveis. Tais sistemas têm ganhado cada vez mais espaço no cenário mundial devido aos incentivos políticos, baixo impacto ambiental, eficiência e viabilidade econômica (Dou et al. 2017, Wu et al. 2017). Além de tais características, os SGD podem ser utilizados para fornecerem potência reativa, contribuindo para a estabilidade do sistema elétrico, além de fornecerem a potência produzida pela coogeração na forma de potência ativa. Apesar de tal possibilidade, geralmente tais sistemas são operados para fornecerem apenas potência ativa (Rocha 2015).

Outro fator que propiciou o aumento de unidades de geração distribuída baseada em FRE, é o sistema de compensação de energia implementado pelas concessionárias de energia (ANEEL 2018b). Esse sistema de compensação viabiliza o retorno financeiro do

Tabela 1.1: Empreendimentos em fase de construção outorgados pela ANEEL.

Tipo	Quantidade	Potência (kW)	Percentual(%)
Central Geradora Hidrelétrica	8	12.910	0,063
Central Geradora Eólica	215	4.942.825	24,440
Pequena Central Hidrelétrica	143	1.855.148	9,172
Geradora Solar Fotovoltaica	80	2.217.987	10,966
Usina Hidrelétrica	13	1.954.160	9,662
Usina Termelétrica	145	7.891.188	39,018
Usina Termonuclear	1	1.350.000	6,675

investimento em um período, normalmente, inferior a 10 anos.

No Brasil, a geração distribuída foi inicialmente regulamentada em 17 de abril de 2012 com a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012. Com o objetivo de reduzir os custos e tempo para a conexão da microgeração e minigeração, compatibilizar o sistema de compensação de energia elétrica com as condições gerais de fornecimento, a ANEEL publicou a Resolução Normativa nº 687/2015 revisando a Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012. Nesse resolução a geração distribuída é classificada como unidade de microgeração, não ultrapassando a potência de 75 kW, e unidades de minigeração, com potência entre 75kW e 5MW. Com a elaboração da Resolução Normativa 482/2012 o consumidor brasileiro passou a ter possibilidade de gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou a partir de uma cogeração qualificada e fornecer o excedente da sua produção para a rede de distribuição de sua localidade (ANEEL 2018b). Até dezembro de 2018, no Brasil existiam mais de 44000 unidades consumidoras com SGD (ANEEL 2018c).

Na Figura 1.1 é apresentada a capacidade da geração energética do Brasil no ano de 2018 outorgada pela agência nacional de energia elétrica (ANEEL) (ANEEL 2018a). Embora o percentual da produção energética baseada na energia fotovoltaica seja baixo (0,89%), o número de unidades geradoras que utilizam esse tipo de fonte teve um aumento significativo nos últimos anos. Esse fato é devido a incentivos fiscais do governo e a viabilidade econômica da utilização de tais sistemas. Outra característica relevante que pode ser verificada na Figura 1.1 é que a capacidade da produção energética brasileira possui quase 70%, da sua geração, baseada em FRE, sendo essa majoritariamente proveniente de fontes hídricas (ANEEL 2018a).

Na Tabela 1.1 é apresentado o quantitativo de empreendimentos que ainda estavam em fase de construção no ano de 2018. De acordo com os dados da ANEEL (2018a) e ANEEL (2018c), as unidades consumidoras que possuem SGD ainda representam uma pequena parcela do perfil da geração de energia elétrica no Brasil. Por outro lado, o número de empreendimentos em fase de construção que utilizam FRE ultrapassam os 55% do total da capacidade energética que está em fase de construção, sendo 35,4% compostos por unidades eólicas e solares (ANEEL 2018a).

De acordo com os dados apresentados na Tabela 1.1 a geração eólica tem grande participação nos empreendimentos que estão outorgados para construção. Esse participação se dá tanto pelo número elevado de unidades, que são 215, como também pela elevada potência instalada, de mais de 4 GW. Dessa forma mais de 24% dos empreendimentos

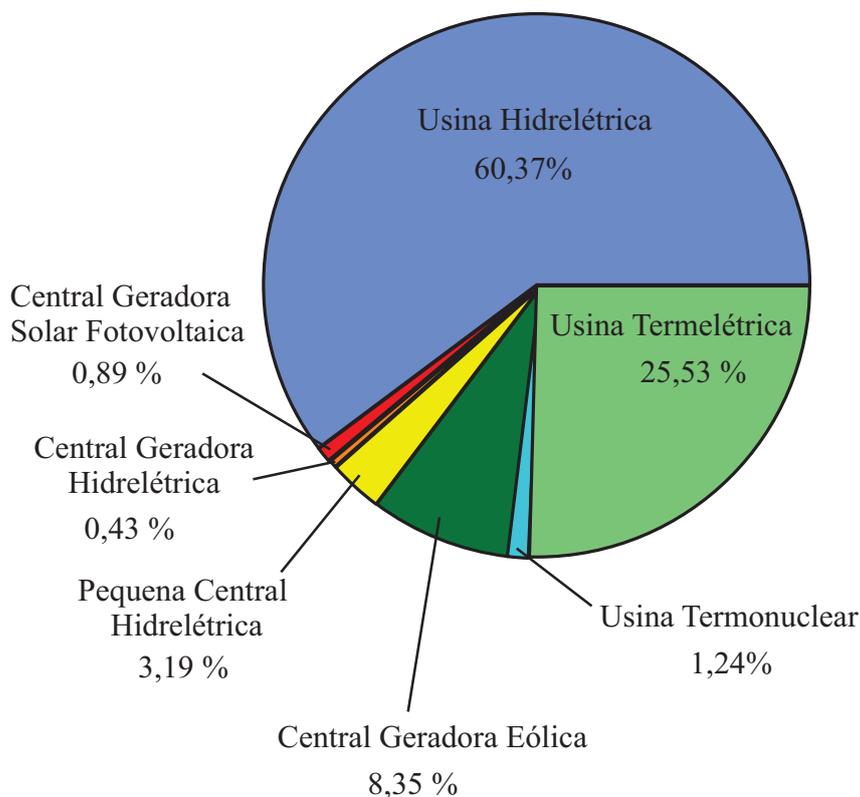


Figura 1.1: Capacidade da geração energética no Brasil, de acordo com o tipo de fonte, no ano de 2018.

outorgados no Brasil para a geração de energia elétrica são provenientes da geração eólica. Essa elevação da geração eólica é possível devido aos incentivos fiscais provenientes de leilões de energia (ANEEL 2018a). Outro fator que permite ao sistema elétrico brasileiro a evolução da geração eólica é que o Brasil possui uma boa porcentagem da geração proveniente de fontes despacháveis, como a geração hidroelétrica e termoeletrica. Dessa forma, a participação da geração eólica pode ser elevada sem a necessidade da utilização de sistemas armazenadores de energia.

O gerenciamento da geração de energia elétrica proveniente de SGD possui maior flexibilidade quando comparado ao sistema de geração convencional. Por se tratar de várias unidades de geração, uma eventual falha em um SGD não conduz o sistema elétrico a situações críticas, que possam, por exemplo, ocasionar um *blackout*. Essa característica é devido a baixa capacidade energética desses sistemas quando comparado a geração concentrada. Os SGD regulamentados pela Resolução Normativa 687/2015 da ANEEL possuem uma capacidade máxima de 5 MW, já a geração concentrada, como as que utilizam usinas hidroelétricas normalmente, tem um potencial energético superior. Um exemplo de uma usina hidroelétrica de elevada potência é a usina de Itaipu, com capacidade instalada de 14 GW (ITAIPU 2018).

Outra característica importante dos SGD é a sua proximidade aos grandes centros consumidores. Os grandes centros de geração são alocados geograficamente longe dos gran-

des centros urbanos e necessitam de longas linhas de transmissão, contribuindo diretamente para impedância característica indutiva do sistema (Guerrero et al. 2010). Já os SGD geralmente são conectados na rede elétrica de baixa tensão, que possui características diferentes do sistema de transmissão. Enquanto os sistemas de alta tensão possuem relação  $X/R$  bem maior que 1, as redes de baixa tensão possuem essa relação próximo de 0,14 (Li et al. 2017). Nessas condições, o forte acoplamento entre as potências ativas e reativa inviabiliza o controle tradicional, onde a potência ativa é regulada por meio da variação do ângulo de carga e a potência reativa é regulada por meio da variação da amplitude da tensão, isto é:  $P/\theta$  e  $Q/V$  (Rocabert et al. 2012). Vários trabalhos na literatura apresentam artifícios para superar esse problema, um deles é a utilização da impedância virtual para alterar o perfil da rede elétrica. Através da impedância virtual é possível conduzir o perfil do sistema para dois cenários distintos: um perfil fortemente resistivo, onde a regulação da potência do sistema é realizada utilizando as relações  $P/V$  e  $Q/\theta$ , ou um perfil fortemente indutivo, onde a relação  $P/\theta$  e  $Q/V$  presente nos sistemas de transmissão pode ser utilizada.

Nesse trabalho é realizado um estudo utilizando um SGD fotovoltaico conectado a uma rede de baixa tensão, sendo operado no modo tensão. Para superar o problema do acoplamento entre as potências ativa e reativa na rede de baixa tensão, a técnica de impedância virtual é implementada. No trabalho é apresentado o estudo comparativo entre a utilização da técnica da impedância virtual resistiva positiva e negativa e são apresentadas as fundamentações necessárias para a implementação do controle do sistema quando a rede tem perfil fortemente indutivo e fortemente resistivo.

## 1.1 Motivação

O elevado crescimento da utilização de SGD pode causar sobretensões, desvios de frequência, além de outros problemas que comprometem a qualidade da energia elétrica. Geralmente esses sistemas são conectados à rede elétrica sendo controlados no modo corrente, fornecendo, geralmente, apenas potência ativa, o que pode causar problemas de sobretensão devido a característica predominantemente resistiva das redes de baixa tensão. A implementação do controle no modo tensão viabiliza a utilização de estratégias de controle ancilares que contribuam para a estabilidade de tensão do ponto de acoplamento onde o SGD é conectado a partir do fornecimento ou consumo de reativos. Para isso, a técnica de impedância virtual pode ser implementada para viabilizar o controle no modo tensão em redes de baixa tensão.

## 1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é a realização do controle do fluxo de potência de um SGD fotovoltaico de baixa tensão controlado no modo tensão. Devido ao perfil resistivo das redes de baixa tensão, o conceito da impedância virtual é utilizado para contornar o problema do acoplamento das potências ativa e reativa. A impedância virtual implementada é do tipo resistiva e a sua utilização tem o objetivo de tornar o perfil da impedância

característica do sistema predominantemente resistiva ou indutiva, utilizando um resistor virtual positivo ou negativo, respectivamente. Dessa forma, nesse trabalho é realizada a comparação do comportamento do SGD utilizando uma resistência virtual positiva e negativa. A característica predominantemente indutiva ou resistiva da impedância característica da rede elétrica reduz o acoplamento entre as potências ativa e reativa, facilitando o controle das mesmas. Aspectos relacionados ao projeto e desempenho são analisados para as duas formas de implementação.

Os objetivos específicos são:

- Obtenção dos modelos necessários para se dimensionar os controladores utilizados no sistema para a implementação do sistema predominantemente resistivo e indutivo, a partir da utilização do conceito da impedância virtual;
- Realizar o desacoplamento do controle da potência ativa e reativa tornando a impedância característica da rede predominantemente resistiva e indutiva;
- Comparação do desempenho do sistema utilizando a resistência virtual negativa e positiva;
- Implementação do sistema proposto através de simulação e experimentos.

### 1.3 Contribuições

As principais contribuições deste trabalho são:

- Análise e implementação de um SGD fotovoltaico operado no modo tensão utilizando a técnica de impedância virtual para realizar o controle do fluxo de potência;
- Comparação do desacoplamento P/Q utilizando um resistor virtual negativo e positivo;
- Dedução do modelo dinâmico para o controle das potências ativa e reativa em uma rede elétrica com perfil predominantemente resistivo.
- Adequação do sistema experimental fotovoltaico LEIER/UFRN para operar no modo tensão;
- Obtenção do vetor tensão da fonte interna da rede elétrica para funções de transformação de referencial e adequado fluxo de potência entre o SGD e a rede elétrica.

Na Tabela 1.2 são apresentados os trabalhos que foram publicados e aceitos para publicação em anais de congresso no decorrer do mestrado. O artigo publicado no *Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC)* 2018 foi realizado em parceria com o trabalho desenvolvido por outros pesquisadores. O trabalho publicado no *Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT)* é decorrente da linha de pesquisa desenvolvida no mestrado.

### 1.4 Metodologia

O trabalho proposto nessa dissertação foi desenvolvido de acordo com a seguinte metodologia:

Tabela 1.2: Artigos publicados em anais de congressos.

Evento	Título	Autores
SEPOC - 2018	Técnica de Controle Vetorial para Sincronização com a Rede Elétrica e Operação de um Gerador Síncrono de Polos Salientes <sup>1</sup>	G. P. da S. Júnior, L. S. Cardoso, R. L. de A. Ribeiro, T. O. A. Rocha, C. M. S. Neto
ISGT - 2019	<i>Improvements on Power Flow Control of Voltage-Source-Based Grid-Supporting Converter by Using Virtual Impedance Concept</i> <sup>2</sup>	L. S. Cardoso, T. de O. A. Rocha, R. L. A. Ribeiro, J. R. Pinheiro

<sup>1</sup>Publicado<sup>2</sup>Aceito

- Revisão bibliográfica do estado da arte das principais estratégias de controle baseada em impedância virtual para o controle de fluxo de potência entre sistemas conectados ao sistema elétrico via conversores de potência e a rede elétrica;
- Modelagem do SGD conectado à rede elétrica;
- Adaptações no sistema de controle para implementação do controle do fluxo de potência entre o SGD e à rede elétrica utilizando o conceito de impedância virtual.
- Apresentação dos resultados do método proposto por meio de simulações utilizando o software PSIM e dos resultados em uma plataforma experimental.

## 1.5 Organização do Trabalho

Esta dissertação de mestrado está organizada da seguinte maneira:

- No capítulo 1 é apresentada uma introdução que contempla o perfil energético do Brasil e a importância do estudo de sistemas de geração distribuída baseado em fontes renováveis de energia.
- No capítulo 2 é apresentado o estado da arte com ênfase em aplicações no controle de fluxo de potência.
- No capítulo 3 é apresentada uma introdução teórica da implementação da impedância virtual. Ao final é enfatizado como a impedância virtual é inserida no sistema utilizado no trabalho.
- No capítulo 4 é apresentada a modelagem do sistema para cada malha de controle utilizada no sistema de controle implementado. Ao final é apresentada a estrutura completa e é justificada a utilização da impedância virtual no sistema de controle utilizado.
- No capítulo 5 é apresentado o sistema de controle utilizado no sistema estudado.
- No capítulo 6 são apresentados os resultados de simulação e experimentais do sistema de controle utilizado.

- No capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais obtidas com a realização desse trabalho e com a obtenção dos resultados de simulação e experimentais.

---

# Capítulo 2

## Estado da Arte

---

Neste capítulo são apresentadas algumas aplicações baseadas no conceito de impedância virtual utilizadas no controle do fluxo de potência entre sistemas elétricos de potência conectados à rede elétrica via conversores de potência. Como o fluxo de potência é dependente da impedância característica da rede elétrica, o fluxo de potência em regime permanente entre os SGD e a rede elétrica é analisado para uma rede predominantemente resistiva, predominantemente indutiva e complexa. Para uma melhor compreensão de como tais sistemas funcionam são apresentados os quatro modos de operação dos conversores de potência conectados à rede elétrica, que são: modo corrente, modo tensão, modo corrente com suporte à rede e modo tensão com suporte à rede.

### 2.1 Modos de Operação de Sistemas de Geração Distribuída

A utilização de SGD permite que a energia produzida pelos sistemas de cogeração seja inserida no sistema elétrico de forma distribuída, não possuindo assim as perdas nas linhas de transmissão presentes na geração concentrada. Além disso, também há a possibilidade de tais sistemas fornecerem serviços de suporte à rede elétrica durante a operação regular e também durante falhas e contingências, aumentando assim o desempenho e confiabilidade do sistema elétrico (Wang et al. 2015). Os SGD geralmente são conectados ao PAC (Ponto de Acoplamento Comum) da rede elétrica via conversores estáticos de potência. A conexão de tais conversores com a rede elétrica não pode ser implementada de forma direta, dessa forma é necessária a utilização de um de um filtro de interconexão, que pode ser do tipo L, LC ou LCL (Rocha 2015). A literatura especializada aponta que tais sistemas podem ser operados de quatro formas distintas, que são i) modo tensão, ii) modo corrente, iii) modo tensão com suporte à rede e iv) modo corrente com suporte à rede, onde geralmente os sistemas que trabalham no modo tensão são conectados a rede via filtros LC e os que operam no modo corrente são conectados a rede via filtro LCL (Rocabert et al. 2012). As principais características de tais formas de operação são:

- **Modo corrente**
  - Possuem alta impedância de saída;
  - Utilizado na maioria das aplicações de SGD;

- Geralmente possuem *Maximum Power Point Tracking* (MPPT);
  - Não operam isolados/ilhados da rede elétrica;
  - Geralmente *synchronous reference frame phase-locked loop* (SRF-PLL) são utilizados;
  - Realizam o controle das correntes fornecidas pelo SGD e também da potências ativa e reativa fornecidas.
- **Modo tensão**
    - Possuem baixa impedância de saída;
    - Pode operar no modo isolado/ilhado;
    - Controle da corrente de saída do *voltage source inverter* (VSI) e da tensão do ponto de acoplamento;
    - As potências ativa e reativa são fornecidas em função do controle da tensão do ponto de acoplamento.
  - **Modo corrente com suporte à rede**
    - Contribui para a manutenção e estabilidade da tensão e frequência da rede utilizando o controle por decaimento (*droop control*);
    - Não operam no modo isolado/ilhado;
    - As potências ativa e reativa fornecidas dependem do ponto de operação da cogeração e da tensão do PAC.
  - **Modo tensão com suporte à rede**
    - Simula o comportamento de uma fonte de tensão;
    - As potências ativa e reativa dependem do controle da tensão do ponto de acoplamento;
    - A impedância entre o VSI e à rede pode ser modificada via controle utilizando a técnica de impedância virtual;
    - Podem operar no modo isolado/ilhado;
    - Utilizam o controle por decaimento para flexibilizar o controle de tensão em função das potências ativa e reativa entregues.

Quando o sistema é operado no modo corrente, geralmente o mesmo fornece para a rede elétrica apenas potência ativa. Ele pode ser representado como uma fonte de corrente ideal conectada em paralelo com a rede elétrica possuindo um alto valor de impedância paralela ( ver Figura 2.1 a ). Tal operação normalmente utiliza um controlador MPPT ( do inglês, *maximum power point tracking*) que define valores de referência para a máxima potência instantânea que pode ser fornecida pelo sistema. Quando o sistema é operado no modo tensão, ele pode ser representado como uma fonte de tensão de corrente alternada (CA) em série com uma impedância de valor baixo. Os modos de operação fonte de corrente e fonte de tensão podem operar dando suporte à rede elétrica. Nesse modo de operação o sistema regula a corrente/tensão de saída com o objetivo de manter o valor da frequência da rede e a amplitude da tensão próximos de seus valores nominais, nas Figuras 2.1 c) e 2.1 d) (adaptado de (Rocabert et al. 2012, Rodriguez et al. 2013a) ) são ilustrados tais modo de operação.

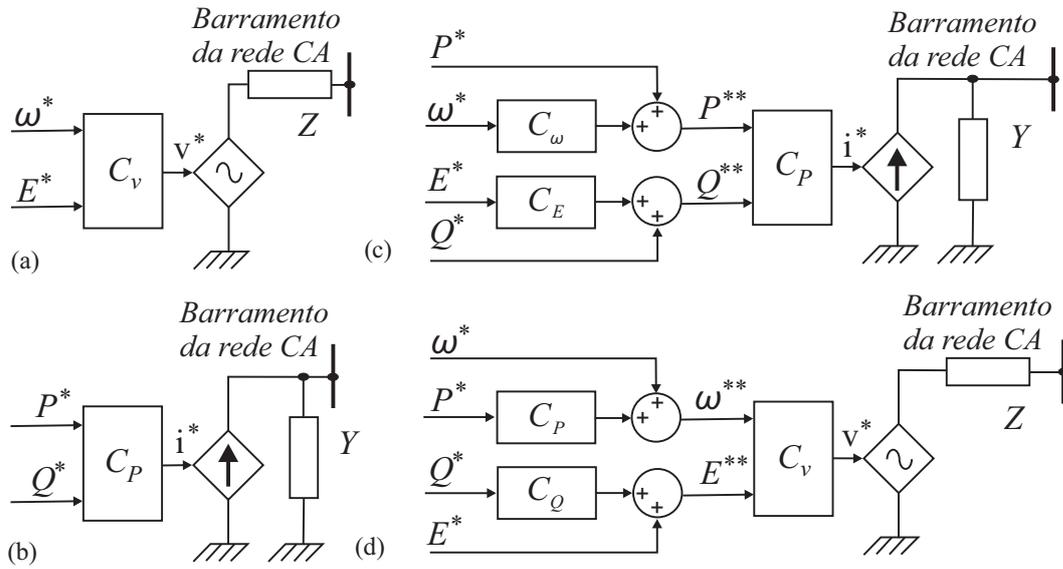


Figura 2.1: Representação simplificada do modo de operação de conversores conectados à rede elétrica (a) modo tensão, (b) modo corrente, (c) modo corrente com suporte à rede, e (d) modo tensão com suporte à rede.

Geralmente, os SGD são controlados para operar no modo fonte de corrente, entregando para a rede elétrica apenas potência ativa sem nenhuma participação na manutenção da estabilidade de tensão do ponto de acoplamento onde tais sistemas são conectados. Devido ao perfil resistivo das redes de baixa tensão, o elevado nível de injeção de potência por esses sistemas pode ocasionar sobretensões (Rocabert et al. 2012). A utilização de SGD que operem no modo tensão possibilita o uso de estratégias de controle ancilares que contribuam para que o sistema seja menos suscetível a transientes no sistema elétrico de baixa tensão.

## 2.2 Impedância Virtual

A técnica de impedância virtual tem sido bastante utilizada nos últimos anos para contornar problemas relacionados a baixa impedância do filtro de saída utilizado em sistemas que utilizam conversores estáticos conectados a rede elétrica. As aplicações do conceito de impedância virtual são divididas em 4 principais ramos: controle do fluxo de potência, estabilização ativa, compensação de harmônicos, desbalanceamentos e tolerância a faltas (Wang et al. 2015). A seguir é apresentada a análise de algumas aplicações de impedância virtual para a regulação do fluxo de potência.

### 2.2.1 Controle do Fluxo de Potência

A técnica de impedância virtual pode ser empregada com o objetivo de auxiliar o controle do fluxo de potência entre um SGD e a rede elétrica. Nesse contexto, as aplicações comuns na literatura são: i) redução do acoplamento entre as potências ativa e reativa

entregues à rede elétrica, ii) elevação da precisão do compartilhamento de cargas entre conversores e iii) viabilização do controle por decaimento (Tao et al. 2015a, Blaabjerg et al. 2006, Dou et al. 2017). O perfil da impedância característica da rede elétrica, onde o SGD é conectado, é um fator importante para selecionar a técnica de controle adequada para controle do fluxo de potência. Além disso, a impedância característica é fundamental para o dimensionamento dos controladores de potência empregados no SGD, principalmente quando os mesmos são controlados no modo tensão (Zhang et al. 2010).

### 2.2.2 Análise do Fluxo de Potência no modo tensão

Quando o conversor opera no modo tensão, as potências ativas e reativas fornecidas ao PAC podem ser calculadas por meio das expressões que são mostradas a seguir. Essas equações são baseadas no circuito elétrico em que o conversor de potência é conectado ao PAC por meio de uma impedância, conforme apresentado na Figura 2.2 (a). O Diagrama fasorial do circuito da Figura 2.2 (a) é apresentado na Figura 2.2 (b), onde é considerado que a corrente  $I$  fornecida pela fonte  $V_A$  tem fator de potência indutivo.

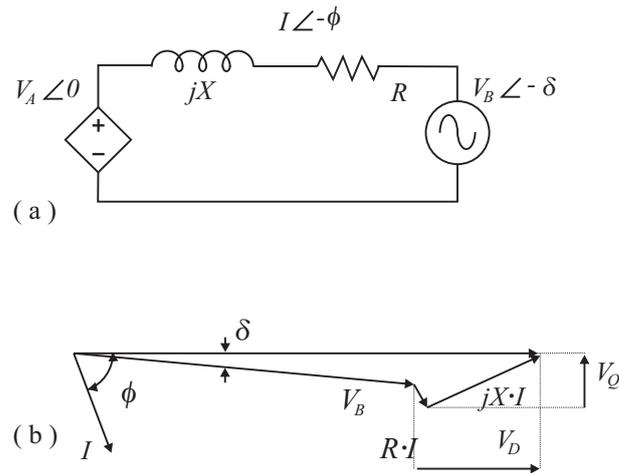


Figura 2.2: Modelo simplificado do conversor de potência conectado a um sistema de distribuição (a) circuito equivalente e (b) diagrama fasorial.

$$P_c = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos \delta) + X V_B \sin \delta], \quad (2.1)$$

$$Q_c = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [-R V_B \sin \delta + X (V_A - V_B \cos \delta)], \quad (2.2)$$

onde:  $V_A$  e  $V_B$  são as tensões eficazes do SGD e da rede elétrica, respectivamente;  $\delta$  é a diferença angular entre aos vetores tensão  $V_A$  e  $V_B$ ;  $Z = R + jX$  é a impedância de interconexão entre o SGD e a rede elétrica;  $P_c$  é a potência ativa entregue a fonte  $V_B$  e  $Q_c$  é a potência reativa entregue a fonte  $V_B$ . Redes de media tensão e alta tensão possuem, tipicamente, uma elevada relação  $X/R$  devido a forte perfil indutivo desses sistemas. Assim, a parte resistiva desses sistemas pode ser negligenciada. Dessa forma, considerando

que :  $\sin(\delta) \approx \delta$  and  $\cos(\delta) \approx 1$ , o ângulo  $\delta$  pode ser utilizado como meio regulador de fluxo de potência ativa entre a rede elétrica e o SGD, enquanto que a diferença das tensões  $V_A - V_B$  pode ser utilizada como meio regulador de fluxo de potência reativa entre a rede elétrica e o SGD.

$$P_c \approx \frac{V_A}{X} (V_B \sin \delta) \implies \delta \approx \frac{XP_c}{V_A V_B}, \quad (2.3)$$

$$Q_c \approx \frac{V_A}{X} (V_A - V_B \cos \delta) \implies V_A - V_B \approx \frac{XQ_c}{V_A}. \quad (2.4)$$

A partir da análise das Equações 2.3 e 2.4 é possível observar que a frequência da rede elétrica e a tensão do PAC podem ser utilizadas para regular a potência ativa e reativa, respectivamente.

Por outro lado, a rede de baixa tensão possui um perfil resistivo, e dependendo da relação  $X/R$  tal característica possibilita negligenciar a parte reativa do sistema. Dessa forma, a potência ativa e reativa podem ser calculadas por meio das equações abaixo.

$$P_c \approx \frac{V_A}{R} (V_A - V_B \cos \delta) \implies V_A - V_B \approx \frac{RP_c}{V_A}, \quad (2.5)$$

$$Q_c \approx -\frac{V_A}{R} (V_B \sin \delta) \implies \delta \approx -\frac{RQ_c}{V_A V_B}. \quad (2.6)$$

O sistema de geração convencional é baseado na utilização de geradores síncronos de elevada potência que possuem característica predominantemente indutiva. Tais sistemas de geração são ligados ao sistema elétrico através de longas linhas de transmissão que também possuem impedância característica predominantemente indutiva. Essa característica permite que o controle da potência ativa seja realizado por meio da variação angular do vetor tensão do sistema de geração, enquanto que o controle da potência reativa é realizado por meio da variação da amplitude do vetor tensão do sistema de geração. Diferente da geração convencional, os SGD são conectados à rede elétrica no nível de distribuição, principalmente na baixa tensão. Na rede elétrica de baixa tensão o controle das potências ativa e reativa usado na geração convencional não pode ser utilizado devido à característica do sistema, que apresenta um perfil resistivo (Rocabert et al. 2012). Devido à característica resistiva dos sistemas de baixa tensão, com uma baixa relação  $X/R$ , geralmente há um acoplamento entre as potências ativa e reativa.

Quando o conceito de impedância virtual é utilizado para modificar virtualmente a impedância característica da rede elétrica, a partir do controle do SGD, geralmente deseja-se tornar o perfil predominantemente indutivo ou resistivo. Dependendo do perfil original da rede elétrica essa modificação pode ser feita para que o sistema tenha um perfil diferente do original ou mais acentuado, sempre com o objetivo de reduzir o acoplamento  $P/Q$ . Essa característica é desejada para o adequado controle de fluxo de potência entre o SGD e a rede elétrica (Wang et al. 2015). Nesse contexto, a utilização da impedância virtual é uma técnica bastante eficaz, pois é capaz de modificar a impedância de saída do conversor no sistema de controle, sem a necessidade de modificar os parâmetros físicos do sistema. Essa característica é interessante pois quando ocorre uma modificação na impedância, a partir do ajuste dos parâmetros físicos do SGD, há uma elevação das perdas do

sistema. Além disso, esse método pode ser inapropriado, devido aos limites dos requisitos de performance do conversor (de Oliveira e Silva 2017).

As redes de baixa tensão possuem uma impedância característica com perfil resistivo, o que torna inviável a injeção de potência por métodos tradicionais, que utilizam a relação  $P/\theta$  e  $Q/V$  para regular o fluxo de potência (Rocabert et al. 2012). No estudo realizado por Li & Kao (2009) é apresentada uma técnica capaz de modificar a impedância de saída de um conversor conectado a uma rede elétrica de baixa tensão. Nesse trabalho é utilizado um indutor virtual na saída do conversor para tornar a impedância do sistema predominante indutiva e reduzir o acoplamento entre as potências ativa e reativa. O indutor utilizado nesse trabalho utiliza o modelo de regime permanente. Tal escolha é devido à elevada amplificação de ruídos do modelo diferencial. Devido a característica de regime permanente ser utilizada, o modelo adotado não contempla a dinâmica transitória do indutor virtual inserido no sistema. Os autores utilizaram um conversor do tipo VSI trifásico com um filtro LC para interconectar o sistema à rede elétrica. Os autores apresentam resultados de simulação e de uma estrutura experimental. Para realização deste trabalho, os autores utilizam uma fonte de tensão CC ( corrente contínua ) que torna o sistema despachável, pois há a possibilidade da imposição da potência ativa que é entregue à rede. Isso não é compatível com a geração eólica e solar tradicionalmente conectadas à rede, sem o uso de baterias. Para esses sistemas há uma intermitência na geração e algoritmos de MPPT são usadas para se obter a máxima potência disponível pela fonte primária. Assim, o ideal desempenho é alcançado na condição de regime permanente, durante a ocorrência de oscilações o desacoplamento não é obtido de forma satisfatória.

No trabalho desenvolvido por Mahmood et al. (2015) é apresentado um estudo da utilização de uma estratégia de controle utilizada para se obter o adequado compartilhamento de potência reativa entre conversores. O conceito de impedância virtual é utilizado para aumentar a precisão do compartilhamento de potência reativa em uma microrrede que opera no modo ilhado. Em redes ilhadas a potência reativa representa a corrente circulante entre os conversores e o crescimento dessa corrente pode comprometer o funcionamento dos conversores. Embora o sistema proposto apresente uma solução ao compartilhamento de potência reativa, o sistema de controle compartilha de uma comunicação a fim de compensar a diferença de tensão entre os conversores conectados à rede. Esse aspecto torna o sistema inviável para utilização em larga escala, uma vez que existe um custo adicional para realizar a comunicação entre os conversores e uma eventual falha na comunicação pode tornar o sistema ineficiente. No controle de cada sistema é utilizada uma impedância virtual adaptativa do tipo indutiva. A variação da impedância virtual ocorre a cada mudança no perfil de potência ativa. Para realizar o ajuste da impedância virtual, os autores propõem um controlador baseado em um integrador e um controlador proporcional que atuam de maneiras distintas, operando na alteração da impedância virtual de forma adaptativa e na tensão de referência de saída do sistema de eixo direto no referencial síncrono, respectivamente. A comunicação entre os conversores garante o compartilhamento adequado de reativos. O sistema estudado é testado durante a ocorrência de falhas na comunicação dos conversores que não propiciam a instabilidade do sistema. Tais falhas apenas acarretam uma diferença entre a potência reativa produzida pelos conversores. Os autores utilizam dois conversores do tipo VSI conectados à rede

elétrica trifásica através de filtros LC. Foram apresentados resultados de simulações e experimentais com uma estrutura de 2 kVA. Apesar das análises realizadas pelos autores demonstrarem a aplicabilidade do método, são utilizados alimentadores com característica R/X menor que para os alimentadores e em redes de baixa tensão geralmente tais alimentadores possuem característica R/X maior que um (Rocabert et al. 2012).

No trabalho desenvolvido por Matas et al. (2010) é apresentado um estudo do impacto da impedância de saída dos conversores no fluxo de potência ativa e reativa entre inversores em paralelo operando no modo tensão com o controle por decaimento. O controle por decaimento baseia-se na relação de proporcionalidade entre a variação da potência ativa e da potência reativa em função das variações da frequência e da tensão, respectivamente (D'Arco et al. 2015). No trabalho é utilizada uma impedância virtual do tipo indutiva na malha externa de controle para reduzir o acoplamento entre as potências ativa e reativa de um sistema conectado à rede elétrica de baixa tensão. No estudo é apresentado um comparativo entre dois casos: a utilização do modelo diferencial do indutor junto com um filtro passa baixa para realizar a suavização de componentes de alta frequência, e a utilização do modelo diferencial do indutor em conjunto com um SOGI ( do inglês, *second-order general-integrator* ). A utilização do SOGI acelera o tempo de resposta da defasagem necessária no sistema de controle, com isso o controle é capaz de atuar de maneira mais rápida e precisa em situações onde ruídos na corrente e cargas não lineares possam degradar a qualidade de energia. Os resultados demonstram que quando é utilizado o SOGI o sistema possui uma maior imunidade a ruídos, menor distorção harmônica da tensão e um melhor nível de compartilhamento de carga entre os conversores. Os autores utilizaram dois conversores monofásicos do tipo VSI conectados entre si por meio de dois filtros de conexão do tipo LC. Foram apresentados resultados de simulações e resultados extraído de uma estrutura experimental de 2 kVA. No trabalho os autores utilizam um estrutura SOGI para o compartilhamento de cargas entre conversores que operam como UPS ( do inglês, *uninterruptable power supply* ), no entanto, os autores não fazem nenhuma menção da utilização da estrutura em conversores conectado a rede elétrica.

Em Rodriguez et al. (2013a) é apresentado um estudo da utilização de um SGD operado no modo tensão e dando suporte à rede elétrica com o intuito de realizar o adequado controle do fluxo de potência entre o conversor e a rede elétrica. Os autores utilizam uma admitância virtual com característica resistiva e indutiva para tornar a rede predominantemente indutiva e realizar o controle  $P/\theta$  e  $Q/V$  tradicional. A admitância é utilizada ao invés da impedância porque a implementação utilizada modifica a corrente de referência do controle de corrente, em uma atuação *feedback*, a partir da medição da tensão do ponto de acoplamento. A utilização da admitância virtual tem uma vantagem em relação a utilização da impedância virtual, pois com a admitância é realizada a operação de integração que evita o problema da utilização do modelo de regime permanente e da derivada da indutância virtual. Dessa forma é obtido um bom desempenho durante o regime permanente e o transitório. Além dessas características, com a utilização da admitância virtual não é necessária a utilização de filtros do tipo passa baixa usados no modelo diferencial para eliminar amplificação de ruídos. Os autores utilizaram um conversor tipo VSI trifásico com um filtro LC para interconectar o sistema à rede elétrica. No trabalho são apresentados resultados de uma estrutura experimental de 10 kVA. Embora os autores apresentem

resultados experimentais que demonstrem a eficácia do sistema proposto, no trabalho não são apresentados múltiplos cenários que corroborem a eficácia do sistema proposto, como por exemplo: variação da impedância/admitância virtual no sistema de controle.

Em Altahir et al. (2017a) é apresentado um estudo do uso da impedância virtual para auxiliar no controle do fluxo de potência reduzindo o acoplamento entre as potências ativa e reativa fornecidas à rede elétrica. Nesse estudo é abordada a importância do conhecimento do perfil da impedância da rede elétrica. A partir de tal conhecimento, uma impedância virtual resistiva é utilizada para se obter uma redução do acoplamento entre o controle das potências ativa e reativa. A impedância virtual é implementada a partir da utilização de um resistor negativo e a sua utilização tem o objetivo de tornar o perfil da rede predominantemente indutiva. Com a utilização da resistência virtual negativa é possível obter a característica indutiva típica do sistema de transmissão. Apesar de ser possível a utilização de estratégias de controle aplicadas em sistemas tradicionais, a utilização de um resistor virtual negativo reduz a margem de estabilidade e o amortecimento do sistema, o que pode levar o sistema a instabilidade a partir de pequenas variações da potência ativa. No trabalho é apresentada uma análise da relação entre a temperatura e a resistência da rede, caso seja utilizado um resistor virtual negativo com valor próximo da parcela resistiva da impedância da rede elétrica. Durante os testes foi observado que quando há uma redução da temperatura média dos condutores a variação da resistência do alimentador torna o sistema instável. Para evitar a instabilidade do sistema, os autores utilizam valores que não comprometam a estabilidade. Porém, com a utilização de valores baixos para a resistência virtual, o acoplamento entre as potências ativas e reativa ainda é observado. Outro aspecto relevante é a não apreciação de resultados experimentais que corroborem o modelo proposto.

Na Tabela 2.1 é apresentado um resumo dos trabalhos analisados, em que é apresentado a qual ramo a técnica de impedância virtual é implementada e como foi validado o trabalho.

Tabela 2.1: Resumo da revisão bibliográfica

Referência	Impedância Virtual Utilizada				Avaliação	
	R	L	Comp.	Acop.	Sim.	Exp.
(Li & Kao 2009)	-	x	-	x	x	x
(Mahmood et al. 2015)	-	x	x	-	x	x
(Matas et al. 2010)	-	x	x	-	x	x
(Rodriguez et al. 2013a)	-	x	-	x	-	x
(Altahir et al. 2017a)	x	-	-	x	x	-
(Zhao et al. 2017)	-	x	-	x	x	x

Comp. - Compartilhamento de Potência Reativa.

Acop. - Redução do Acoplamento P/Q.

Sim. - Simulação.

Exp. - Experimental.

Neste trabalho é abordado o estudo de um SGD fotovoltaico conectado a rede elétrica trifásica de baixa tensão. O sistema de controle utilizado neste trabalho faz com que o SGD seja operado no modo tensão e são apresentados dois cenários de operação. No primeiro caso é utilizada uma resistência virtual positiva para tornar, de forma virtual, a impedância característica do sistema resistiva, dessa forma é utilizado o controle P/V e Q/θ. No segundo caso é utilizada uma resistência virtual negativa para tornar a impedância característica do sistema indutiva, sendo utilizado o controle tradicional P/θ e Q/V.

## 2.3 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo foi apresentado um levantamento bibliográfico sobre o uso da técnica de impedância virtual para mitigar diversos problemas existentes em conversores de potência. A técnica de impedância é largamente utilizada na literatura para mitigar problemas de fluxo de potência, compensação ativa, compensação harmônica e tolerância a faltas.

Como um dos objetivos da realização desse trabalho é a implementação da impedância virtual para garantir o adequado controle do fluxo de potência em um sistema de geração conectado a rede através de um conversor de potência foi dada uma maior ênfase na aplicação da impedância virtual para esse fim. Além da análise bibliográfica foi apresentada uma tabela com um resumo dos trabalhos analisados e suas principais características. Também foi apresentado o tema central que é abordado nesse trabalho, que é a obtenção do desacoplamento  $P/Q$  de um sistema de geração fotovoltaico para o adequado controle do fluxo de potência. Tal desacoplamento é obtido com a utilização de uma resistência virtual negativa, tonando a rede predominantemente indutiva, e uma resistência virtual positiva, tornando a rede predominantemente resistiva.

---

## Capítulo 3

# Impedância Virtual

---

Os SGD conectados à rede elétrica via conversores de potência podem ser controlados no modo tensão ou no modo corrente, conforme apresentado no Capítulo 2. O conceito de impedância virtual pode ser aplicado nesses sistemas para dar mais funcionalidades ao SGD, do que apenas o fornecimento da potência gerada para a rede elétrica. Dessa forma nesse capítulo são apresentadas as principais aplicações do conceito de impedância virtual no sistema de controle do SGD operando no modo corrente e no modo tensão. Também são apresentados os diagramas de blocos de tais sistemas e de como a impedância virtual pode alterar o comportamento do sistema. No final do capítulo é apresentada uma breve descrição de como a impedância virtual é inserida no sistema estudado.

### 3.1 Introdução

Conforme apresentado no Capítulo 2, a técnica de impedância virtual vem sendo largamente utilizada para prover serviços ancilares em sistemas que utilizam conversores de potência. As estratégias de controle baseadas em impedância virtual são uma maneira atraente de moldar os perfis dinâmicos dos sistemas que utilizam conversores (Wang et al. 2015). A impedância virtual é um conceito de controle orientado a circuitos, sem perdas, capaz de moldar a dinâmica do sistema em prol de características que favoreçam o sistema de controle. De maneira geral, a utilização da impedância virtual torna o sistema menos susceptível a distúrbios e confiável devido ao aumento da margem de estabilidade do sistema e ao aumento da controlabilidade do sistema. A impedância virtual é geralmente implementada em sistemas de controle com ação *feedback* e/ou *feedforward*, sendo tais ações normalmente constituídas de uma estrutura *multi-loop* (Wang et al. 2015). O controle por *multi-loop* normalmente é utilizado para controlar aplicações de conversão de energia, incluindo fontes de alimentação ininterruptas e interfaces para geração de energia distribuída (He & Li 2012, Loh & Holmes 2005).

Geralmente, a impedância virtual pode ser implementada de duas formas distintas com o intuito de moldar a impedância característica do sistema. Tais formas são as seguintes (Wang et al. 2015):

1. De modo interno, onde a impedância virtual interna  $Z_{vi}$  é aplicada diretamente no modulador *Pulse Width Modulation* (PWM) e é, portanto, influenciada pelos atrasos

de tempo do sistema de controle digital. A implementação pode ser baseada na ação *feedforward* das variáveis de perturbação, com o bloco  $G_{vi1}$ , ou ser realizado pela realimentação das variáveis de estado do filtro de conexão com o controlador  $G_{vi2}$ , conforme é apresentado no diagrama de bloco da Figura 3.1, adaptado de Wang et al. (2015).

2. De modo externo, onde a impedância virtual externa  $Z_{vo}$  modifica a referência do controlador de corrente e/ou tensão a partir de uma ação *feedback* da variável de perturbação com o bloco  $G_{vo}(s)$  apresentado na Figura 3.1. Desse modo, a impedância virtual é sujeita à dinâmica das malhas de controle de tensão e/ou corrente do sistema (Wang et al. 2015).

Na Figura 3.1 é apresentada a estrutura de controle comum em conversores do tipo VSI trifásicos conectados à rede via filtro LCL operando no modo corrente, adaptado de Wang et al. (2015), em que  $v_{cc}$  é a tensão do barramento CC,  $C_{cc}$  é o capacitor do barramento CC,  $l_f$  é o indutor do filtro LCL conectado ao VSI,  $l_g$  é o indutor do filtro LCL conectado ao PAC,  $C_f$  é o capacitor do filtro LCL,  $Z_s$  é a impedância da rede,  $e_{s123}$  são as tensões internas da rede e  $v_{PAC123}$  são as tensões no PAC. A impedância  $Z_L$  representa as cargas conectadas ao PAC,  $i_{g123}$  são as correntes que fluem do filtro LCL para o PAC,  $Y_{vo}$  é o bloco da admitância virtual,  $G_{vi1}$  e  $G_{vi2}$  são blocos de impedância virtual interna, *PLL* (do inglês, *phase lock-loop*) é usado para sincronizar o sistema com a rede elétrica,  $G_{ci}$  é o bloco do controlador de corrente e PI é o bloco do controlador de corrente do barramento CC. A impedância  $Z_{vo}(s)$  representa a malha externa de impedância virtual,  $Z_{vi}(s)$  representa a malha interna de impedância virtual,  $i_{gdq}^{e*}$  são as correntes fornecidas para a rede elétrica no referencial síncrono,  $i_{gdq}^{e*}$  são as correntes da rede de referência no referencial síncrono,  $i_{gvdq}^{e*}$  são as parcelas de corrente devido à ação da admitância virtual, o  $v_{f123}$  são as tensões sintetizadas pelo inversor,  $\theta$  é o ângulo fornecido pelo PLL, o bloco  $X_{123}/X_{dq}^s$  é o bloco de transformação das coordenadas 123 para o referencial estacionário e o bloco  $X_{dq}^s/X_{dq}^e$  é o bloco que transforma as variáveis do referencial síncrono para o referencial estacionário.

Na literatura são apresentados vários trabalhos que descrevem o sistema operando no modo corrente. Em Silva et al. (2017) é realizado um estudo da utilização da técnica de impedância virtual para obter uma interconexão adequada entre um sistema de potência trifásico conectado à rede elétrica por meio de um filtro LCL e o conversor de potência. Em Fonsêca et al. (2017), é utilizada a técnica de impedância virtual para atingir um melhor nível de fornecimento da potência ativa, para isto, é utilizada uma estratégia de controle que permite modificar virtualmente, no sistema de controle, a impedância característica da rede.

Na Figura 3.1  $Y_{vo}$  representa a impedância virtual externa,  $G_{vi1}$  representa a impedância virtual interna 1,  $G_{vi2}$  representa a impedância virtual interna 2 e  $G_{ci}$  representa o controlador de corrente do sistema.

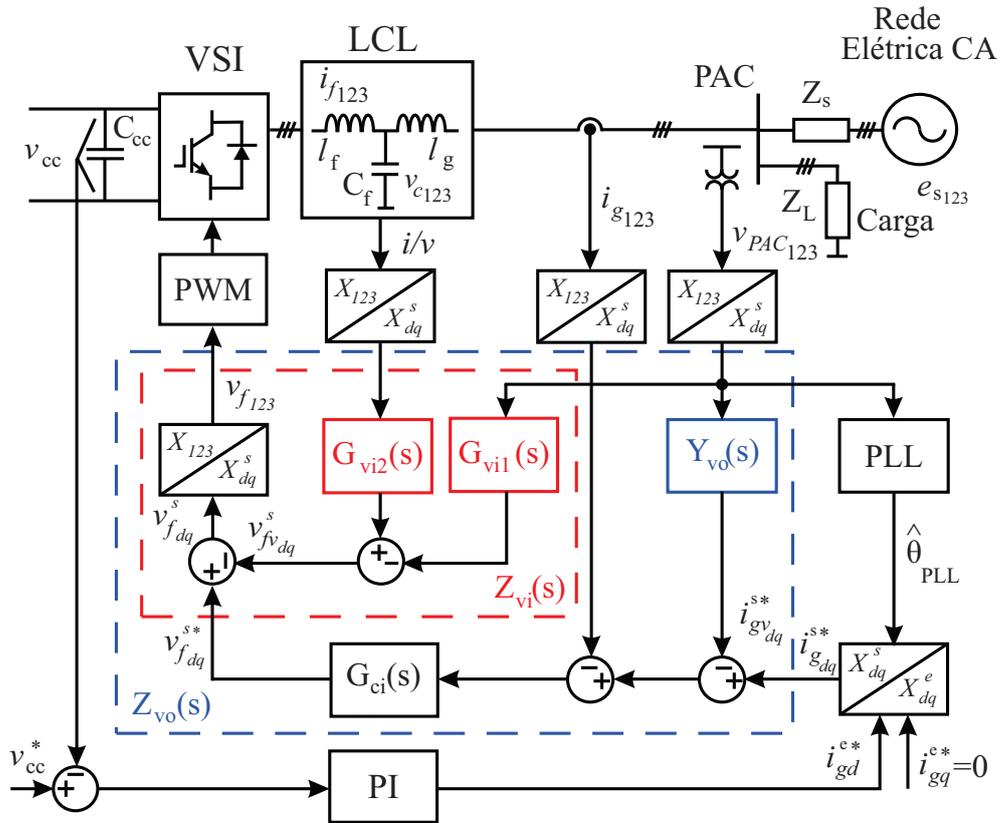


Figura 3.1: Diagrama de blocos do sistema de controle composto por um inversor trifásico e filtro LCL operando em modo corrente.

Na Figura 3.2 é apresentada a estrutura de controle comumente utilizada em conversores do tipo VSI trifásicos conectados à rede elétrica através de um filtro LC onde o sistema é operado no modo tensão. A Figura 3.2 foi adaptada de Wang et al. (2015). O filtro LC normalmente é utilizado quando o SGD é operado no modo tensão e o filtro LCL normalmente é utilizado quando o conversor é operado no modo corrente. Na Figura 3.2 as tensões  $v_{PAC_{dq}}^{s*}$  são as tensões geradas pelo bloco de impedância virtual  $G_{vo}(s)$  no referencial estacionário,  $v_{PAC_{dq}}^{s*}$  são as tensões do PAC de referência no referencial estacionário geradas pelo controle das potências ativa  $P$  e reativa  $Q$  e as potências  $P^*$  e  $Q^*$  são as potências de referência usadas no controle de  $P$  e  $Q$ .

Ambas as estruturas apresentadas nas Figuras 3.2, 3.1 são capazes de garantir o fornecimento de potência do SGD para à rede elétrica. A escolha de qual estrutura utilizar, se baseia nas características presentes nesse modos de operação, que são apresentadas no tópico 2.1 do Capítulo 2.

### 3.2 Impedância Virtual Externa

Quando a impedância virtual externa é utilizada, normalmente as variáveis utilizadas na realimentação são as variáveis de corrente ou tensão. A impedância virtual externa

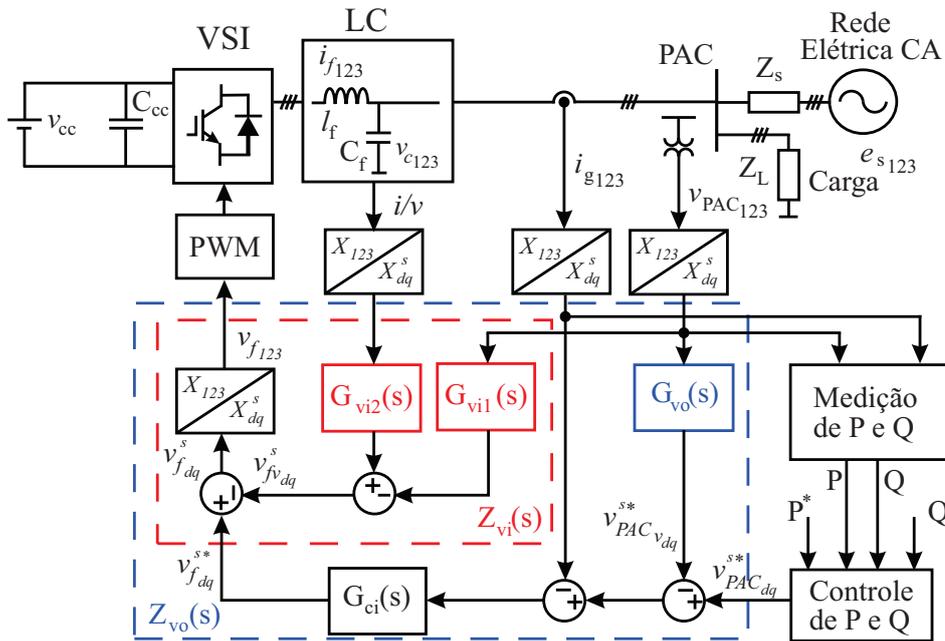


Figura 3.2: Diagrama de blocos do sistema de controle composto por inversor trifásico e filtro LC operando no modo tensão.

normalmente é utilizada com o intuito de que sejam reduzidas as correntes circulantes entre os conversores de potência que operam em paralelo e a redução do acoplamento entre as potências ativa e reativa em redes de baixa tensão (Lazzarin et al. 2013, Wang et al. 2015). Nas Figuras 3.3 (a) e (b) são apresentados os diagramas de blocos do sistema de controle que opera no modo tensão e no modo corrente, respectivamente, com variáveis de realimentação na implementação da impedância virtual externa, adaptado de Wang et al. (2015).

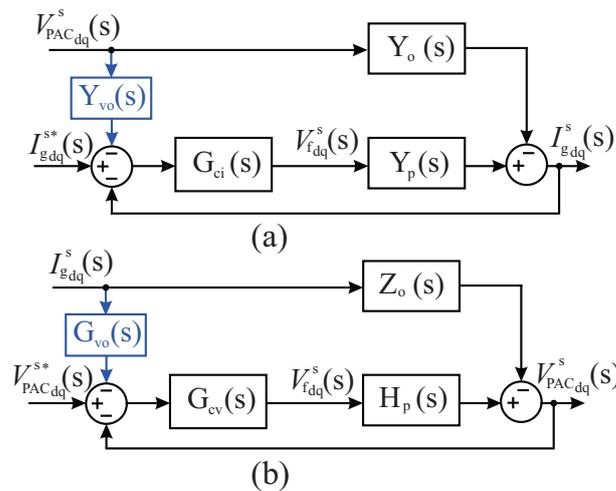


Figura 3.3: Diagrama de blocos do (a) sistema controle no modo corrente e (b) no modo tensão.

Nas expressões que são apresentadas a seguir se tem, o ganho de ramo direto do sistema  $T_{vol}$ , a função transferência sem a parcela do efeito da impedância virtual  $T_{vcl}$  e a função de transferência com a parcela do efeito da impedância virtual, ambas considerando a parcela da impedância de saída do filtro  $Z_o(s)$  apresentado na Figura 3.3 (a) como uma perturbação.

$$T_{vol}(s) = G_{cv}(s)H_p(s). \quad (3.1)$$

Desconsiderando a parcela provinda da impedância virtual  $Z_{vo}(s)$ , a tensão em malha fechada  $V_{PACdq}^s(s)$  é descrita como apresentada abaixo (ver Figura 3.4 b) ):

$$V_{PACdq}^s(s) = V_{fdq}^s(s)H_p(s) - Z_o(s)I_{gdq}^s(s), \quad (3.2)$$

em que:

$$H_p(s) = \left. \frac{V_{PACdq}^s(s)}{V_{fdq}^s(s)} \right|_{I_{gdq}^s(s)=0}, \quad (3.3)$$

e

$$Z_o(s) = \left. \frac{-V_{PACdq}^s(s)}{I_{gdq}^s(s)} \right|_{V_{PACdq}^{s*}(s)=0}. \quad (3.4)$$

As tensões  $V_{PACdq}^s(s)$  também podem ser dadas por:

$$V_{PACdq}^s(s) = T_{vcl}(s)V_{PACdq}^{s*}(s) - Z_o(s)I_{gdq}^s(s), \quad (3.5)$$

onde a função de transferência de malha fechada  $T_{vcl}(s)$  pode ser obtida a partir do princípio da superposição, considerando  $I_{gdq}^s(s) = 0$ .

$$V_{PACdq}^s(s) = T_{vcl}(s)V_{PACdq}^s(s), \quad (3.6)$$

$$T_{vcl}(s) = \frac{V_{PACdq}^s(s)}{V_{PACdq}^{s*}(s)} = \frac{T_{vol}(s)}{[1 + T_{vol}(s)]} = \frac{G_{cv}(s)H_p(s)}{1 + G_{cv}(s)H_p(s)}, \quad (3.7)$$

com a inserção da impedância virtual  $Z_{vo}$  temos que

$$V_{PACdq}^s(s) = T_{vcl}(s)[V_{PACdq}^{s*}(s) - Z_{vo}(s)I_{gdq}^s(s)] - Z_o(s)I_{gdq}^s(s). \quad (3.8)$$

Considerando a Figura 3.3 (a) do sistema operando no modo corrente, podemos obter a função transferência de malha aberta  $T_{iol}(s)$ , desconsiderando as parcelas provenientes das admitâncias  $Y_0$  e  $Y_{vo}$ .

$$T_{iol}(s) = G_{ci}(s)Y_p(s), \quad (3.9)$$

A corrente  $I_{gdq}^s(s)$  pode ser dada por

$$I_{gdq}^s(s) = V_{fdq}^s(s)Y_p(s) - V_{PACdq}^s(s)Y_o(s), \quad (3.10)$$

onde pelo princípio da superposição temos que

$$Y_p(s) = \left. \frac{I_{gdq}^s(s)}{V_{fdq}^s(s)} \right|_{V_{PACdq}^s(s)=0}, \quad (3.11)$$

$$Y_o(s) = \left. \frac{-I_{gdq}^s(s)}{V_{PACdq}^s(s)} \right|_{I_{gdq}^{s*}(s)=0}. \quad (3.12)$$

A corrente  $I_{gdq}^s(s)$  também podem ser dadas por

$$I_{gdq}^s(s) = T_{icl}(s)I_{gdq}^{s*}(s) - Y_o(s)V_{PACdq}^s(s). \quad (3.13)$$

Desconsiderando a parcela da admitância de saída  $Y_o(s)$  apresentada na Figura 3.3 (b) (princípio da superposição), a função transferência em malha fechada  $T_{icl}(s)$  pode ser obtida da seguinte forma

$$T_{icl}(s) = \frac{I_{gdq}^s(s)}{I_{gdq}^{s*}(s)} = \frac{T_{iol}(s)}{1 + T_{iol}(s)} = \frac{G_{ci}(s)Y_p(s)}{1 + G_{ci}(s)Y_p(s)}. \quad (3.14)$$

Considerando a parcela da impedância virtual, a Equação 3.13 é rescrita da seguinte forma:

$$I_{gdq}^s(s) = I_{gdq}^{s*}(s)[T_{icl}(s) - Y_{vo}(s)V_{PACdq}^s(s)] - Y_o(s)V_{PACdq}^s(s). \quad (3.15)$$

Desconsiderando a parcela do termo  $Y_o(s)$ , em malha fechada tem-se:

$$T_{iclvo}(s) = \frac{[T_{iol}(s) - Y_{vo}(s)V_{PACdq}^s(s)]}{1 + [T_{iol}(s) - Y_{vo}(s)V_{PACdq}^s(s)]}. \quad (3.16)$$

Os controladores  $G_{cv}(s)$  e  $G_{ci}(s)$  geralmente usados são do tipo PI, com a seguinte função de transferência:

$$G_{cv}(s) = \frac{k_{pv}(s + k_{iv}/k_{pv})}{s}, \quad (3.17)$$

$$G_{ci}(s) = \frac{k_{pi}(s + k_{ii}/k_{pi})}{s}, \quad (3.18)$$

em que  $k_{ii}$  é o ganho integrativo do controlador de corrente,  $k_{pi}$  é o ganho proporcional do controlador de corrente,  $k_{iv}$  é o ganho integrativo do controlador de tensão e  $k_{pv}$  é o ganho proporcional do controlador de tensão.

No referencial estacionário as grandezas são senoidais e o controlador PI garante erro nulo apenas para referências do tipo degrau. Dessa forma, o controlador proporcional ressonante (PR) é usado, pois o mesmo garante erro nulo para referencias senoidais. A função de transferência do controlador PR é dada por:

$$G_{PIPR}(s) = \frac{k_p s^2 + k_i s + \omega k_p}{s^2 + \omega^2}, \quad (3.19)$$

onde  $\omega$  é a frequência do sistema.

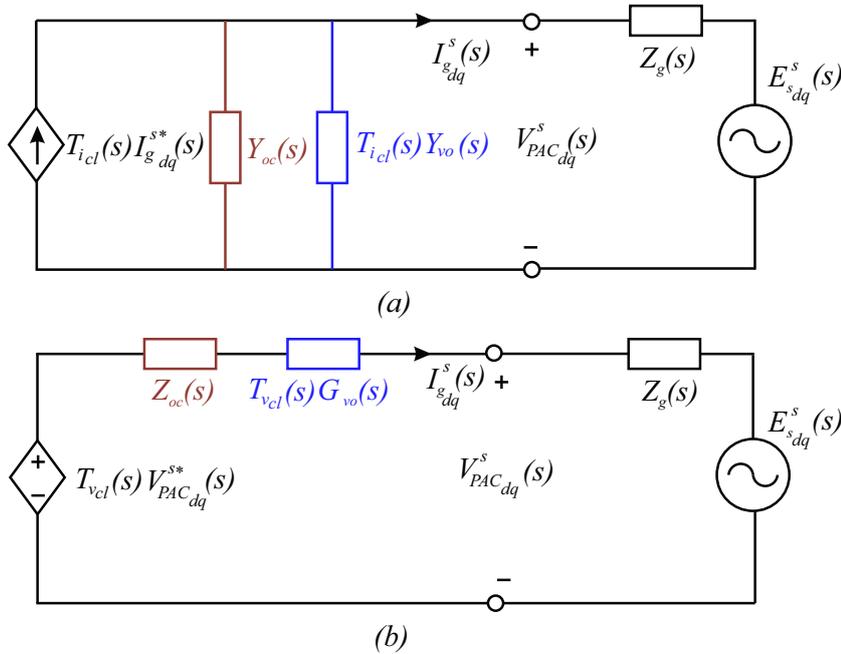


Figura 3.4: Circuito elétrico com impedância virtual (a) no modo tensão e (b) no modo corrente.

Na Figura 3.4 (a) é apresentado o circuito elétrico que representa o sistema com a inserção da impedância virtual no conversor operando no modo corrente, na Figura 3.4 (b) é apresentado o circuito elétrico que representa o sistema com a inserção de uma admitância virtual no conversor operando no modo tensão, adaptado de Wang et al. (2015).

Por se tratar de um elemento virtual inserido no sistema via controle, a inserção da impedância virtual não adiciona perdas por efeito *joule* ao sistema físico, modificando apenas a dinâmica do sistema não havendo dissipação de energia elétrica, como nos elementos reais.

### 3.3 Impedância Virtual Interna

Na Figura 3.5 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle de corrente de um SGD controlado no modo corrente. Para a impedância interna apenas é apresentado o caso do sistema operado no modo corrente. Na Figura 3.5 são apresentadas as formas da inserção da impedância virtual interna, usando as funções de transferência  $G_{vi,1}(s)$  e/ou  $G_{vi,2}(s)$ .

A utilização da impedância virtual interna pode ser utilizada para emular a inserção de um elemento virtual no filtro de interconexão. A impedância virtual interna normal-

mente é utilizada em trabalhos relacionados a estabilização ativa para mitigar problemas relacionados a oscilações na frequência do sistema e harmônicos (Wang et al. 2015).

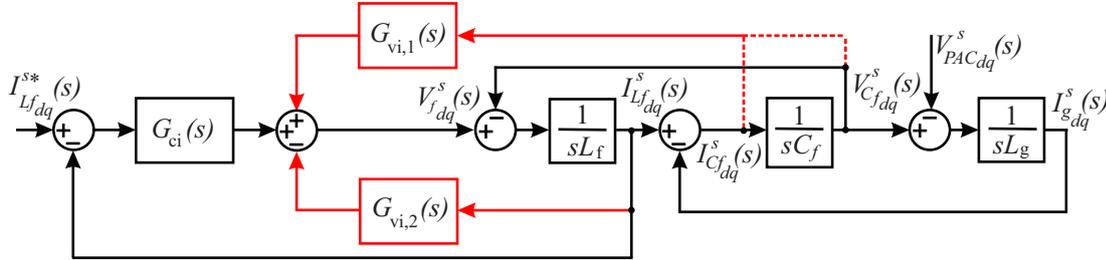


Figura 3.5: Diagrama de blocos do sistema de controle do SGD operando no modo corrente com a inserção da impedância virtual interna.

Na Figura 3.5 são apresentadas 2 (duas) possíveis implementações da impedância virtual interna no SGD operado no modo corrente, adaptado de Wang et al. (2015). O efeito de cada realimentação está atrelado a um comportamento distinto que pode ser analisado de maneira simples na forma de um circuito elétrico. Outra característica de desempenho importante é que devido ao fato da impedância interna impor sua contribuição na estrutura de controle diretamente na tensão de referência do conversor  $V_{fdq}^s$ , a ação de controle proveniente da mesma é mais rápida quando comparada com a impedância virtual externa, uma vez que a impedância virtual interna utiliza a ação de controle *feedforward*.

Na Figura 3.6 é apresentado o circuito elétrico equivalente do diagrama de blocos apresentado na Figura 3.5, adaptado de Wang et al. (2015). Os valores das impedâncias  $Z_{vi_1}$  e  $Z_{vi_2}$  são representadas pelos blocos  $G_{vi,2}(s)$  e  $G_{vi,1}(s)$ , respectivamente.

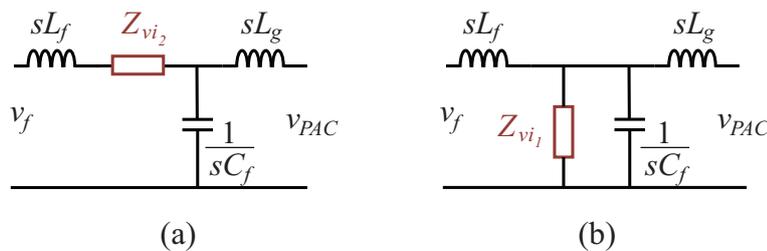


Figura 3.6: Circuito elétrico com impedância virtual interna com impedância (a)  $G_{vi,2}$  e (b)  $G_{vi,1}$ .

### 3.4 Impedância Virtual no Sistema Proposto

A técnica de impedância virtual é utilizada no sistema de controle utilizado nesse trabalho para reduzir o acoplamento entre as potências ativa e reativa no controle do fluxo de potência. Tal acoplamento se deve ao perfil complexo da impedância característica das redes de baixa tensão. O SGD estudado é controlado no modo tensão, onde as tensões do capacitor no referencial síncrono  $v_{cdq}^e$  e as correntes de saída do VSI no referencial

síncrono  $i_{fdq}^e$  são reguladas. A inserção da impedância virtual é feita de forma externa (*feedback*). Para a análise realizada nesse trabalho, são estudados dois cenários: no primeiro cenário é inserido no sistema de controle um resistor virtual positivo tornando o comportamento do sistema predominantemente resistivo. No segundo cenário é inserido no sistema de controle um resistor virtual negativo tornando o comportamento do sistema predominantemente indutivo. A relação  $X/R$  do sistema é um parâmetro importante para escolha adequada da técnica de controle empregada no sistema. A utilização da técnica de impedância virtual flexibiliza a utilização do modo de operação em tensão no sistema de controle. Na Figura 3.7 é representado o circuito do sistema com a inserção do resistor virtual  $R_v$ .

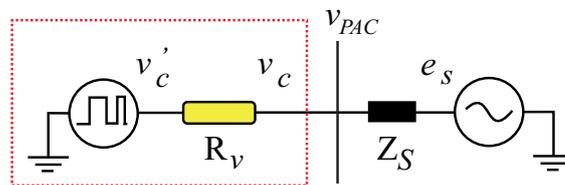


Figura 3.7: Circuito elétrico equivalente do sistema com a utilização de um resistor virtual.

Onde  $v'_c$  é a tensão de referência que o sistema deve sintetizar considerando a parcela de tensão do resistor virtual  $R_v$ ,  $v_c$  é a tensão no capacitor do filtro de interconexão,  $Z_s$  é a impedância característica da rede elétrica e  $e_s$  é a tensão interna da rede elétrica. Mais detalhes a respeito de como a resistência virtual  $R_v$  é inserida são abordados no Capítulo 5 de sistemas de controle.

### 3.5 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os modelos baseados na impedância dos sistemas de geração distribuída que utilizam conversores de potência que operam no modo tensão e no modo corrente. As duas implementações com impedância virtual encontradas na literatura são apresentadas, que são conhecidas como: impedância virtual interna e impedância virtual externa. No capítulo foram apresentados os sistemas de controle de um SGD conectado à rede elétrica operado no modo tensão e no modo corrente, também foi apresentado o circuito equivalente com a utilização da impedância virtual, em ambos os casos. No final do capítulo foi dada uma breve apresentação de como a impedância virtual é inserida no estudo realizado nesse trabalho.

---

# Capítulo 4

## Modelagem Dinâmica do Sistema

---

Neste capítulo é apresentada a descrição do sistema fotovoltaico utilizado neste trabalho. Além da descrição, são obtidos os modelos necessários para o dimensionamento dos controladores utilizados no sistema de controle. Basicamente o sistema de controle se divide em 4 etapas: i) controle da corrente fornecida pelo VSI, ii) controle da tensão sobre o capacitor do filtro de conexão, iii) controle da tensão do barramento CC e iv) controle das potências ativa e reativa. Os controles de corrente, de tensão do capacitor e de tensão do barramento CC são realizados da mesma forma tanto para a implementação do resistor virtual negativo como para o positivo. O controle das potências ativa e reativa é alterado dependendo do resistor virtual aplicado, pois com a inserção do resistor virtual positivo é obtida uma impedância característica resistiva entre o capacitor do filtro de conexão e a tensão interna  $e_s$ , já com o resistor virtual negativo a impedância possui perfil predominantemente indutivo. Dessa forma, nesse capítulo além dos modelos de controle do conversor conectado à rede elétrica também são apresentadas as funções de transferência que relacionam  $P/\theta$  e  $Q/V$ , para o caso da implementação do resistor virtual negativo, e  $P/V$  e  $Q/\theta$  para a implementação do resistor virtual positivo.

### 4.1 Descrição do SGD Fotovoltaico

O sistema fotovoltaico de geração distribuída utilizado nesse trabalho foi desenvolvido por pesquisadores pertencentes ao Laboratório de Eletrônica Industrial e Energias Renováveis - LEIER, onde a estrutura experimental construída foi desenvolvida durante o projeto P&D 2012/00042-2 (PETROBRAS/ANEEL). O sistema fotovoltaico desenvolvido no projeto controla o SGD no modo corrente. A análise teórica do sistema implementado foi desenvolvida por Rocha (2015). Para a obtenção das análises propostas nesse trabalho foi necessária a adequação da estrutura física e de controle da plataforma desenvolvida no LEIER. Sensores de corrente foram adicionados na saída do VSI e sensores de tensão no filtro de conexão foram adicionados para que o sistema fosse operado no modo tensão. Apesar dos sistemas controlados no modo tensão geralmente possuem um filtro de conexão do tipo LC, nesse trabalho foi aproveitado o filtro LCL da plataforma do LEIER. Dessa forma, na Figura 4.1 é apresentado o diagrama de blocos que representa a estrutura física da plataforma do LEIER, com as alterações necessárias para a realização desse trabalho.

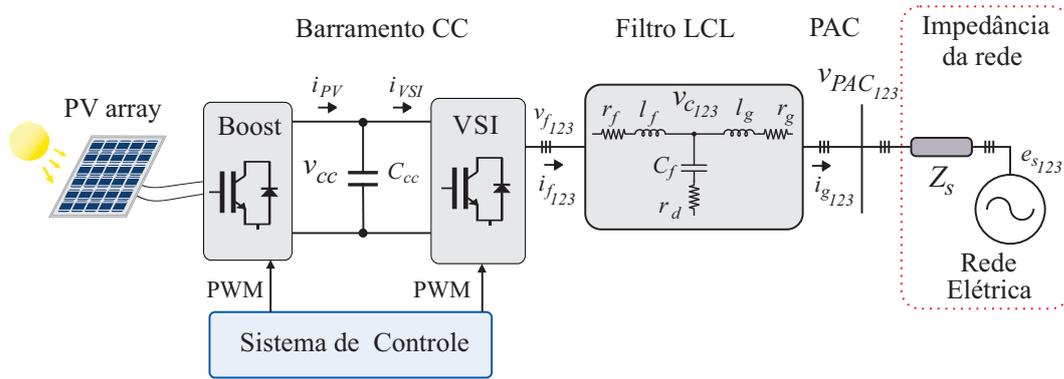


Figura 4.1: Diagrama unifilar do sistema fotovoltaico interconectado com a rede elétrica.

A conversão da tensão CC gerada pelo *array* fotovoltaico para uma tensão CA realizada em duas etapas. Tal conversão é necessária para que a potência produzida pelo *array* possa ser despachada para a rede elétrica. Na primeira etapa é utilizado um conversor CC/CC elevador, do tipo *boost*. Na segunda etapa é utilizado um conversor CC/CA do tipo VSI. O capacitor  $C_{cc}$  é usado no barramento CC do VSI e a tensão  $v_{cc}$  é a tensão sobre o barramento. A corrente  $i_{PV}$  é a corrente fornecida pelo *boost* e a corrente  $i_{VSI}$  é a corrente de entrada do VSI. O conversor *boost* e o VSI são comandados por sinais PWM definidos pelo sistema de controle utilizado. As tensões  $v_{f123}$  e as correntes  $i_{f123}$  são as tensões de fase aplicadas pelo VSI e suas respectivas correntes. O filtro LCL é composto pelas indutâncias  $l_f$  e  $l_g$ , onde a indutância  $l_f$  é conectada na saída do VSI e a indutância  $l_g$  é conectada no lado da rede elétrica. As resistências  $r_f$  e  $r_g$  são as resistências intrínsecas dos indutores  $l_f$  e  $l_g$ , respectivamente. A resistência  $r_d$  inserida em série com o capacitor  $C_f$  é a resistência de amortecimento usada para amortecer o pico de ressonância do filtro LCL. As tensões  $v_{c123}$  são as tensões de fase sobre a associação série do capacitor  $C_f$  e a resistência  $r_d$ . O filtro LCL é conectado à rede elétrica no PAC e suas respectivas tensões são  $v_{pac123}$ . O modelo adotado para a rede elétrica é composto por uma impedância  $Z_s$  em série com uma fonte de tensão interna  $e_{s123}$ , onde a impedância  $Z_s$  é composta pela associação série do resistor  $r_s$  e da indutância  $l_s$ .

## 4.2 Modelagem do Sistema de Interconexão

Para obtenção do modelo da corrente regulada pelo VSI, é utilizada a dinâmica do elemento que interconecta o VSI à rede elétrica. O modelo utiliza a dinâmica do indutor  $l_f$ , uma vez que, essencialmente, a tensão no ramo do capacitor é regulada pelo fluxo de corrente  $i_f$  regulado pelo VSI (Tao et al. 2015b, Rocha 2015, de Oliveira e Silva 2017). A corrente  $i_f$  possui sua dinâmica condicionada ao elemento  $l_f$ . Na Figura 4.2 é apresentado o filtro de interconexão do tipo LCL utilizado.

Nesse trabalho as correntes do VSI no referencial síncrono  $I_{fdq}^e(s)$  são reguladas, dessa forma é necessária a obtenção do modelo que relaciona tais correntes em função das tensões  $V_{fdq}^e(s)$  aplicada pelo VSI. Considerando que a tensão sobre o capacitor é uma

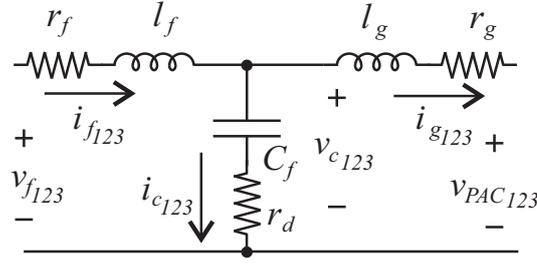


Figura 4.2: Filtro LCL para interconexão com a rede elétrica.

perturbação, é possível obter tais funções de transferência. Esse modelo é usado para o projeto dos controladores de corrente.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 4.2, temos a seguinte expressão:

$$v_{f123} - r_f i_{f123} - l_f \frac{d}{dt} i_{f123} - v_{c123} = 0, \quad (4.1)$$

sendo

$$v_{f123} = T_{dq-123} v_{fdq}^e, \quad (4.2)$$

$$i_{f123} = T_{dq-123} i_{fdq}^e, \quad (4.3)$$

e

$$v_{c123} = T_{dq-123} v_{cdq}^e. \quad (4.4)$$

A matriz  $T_{dq-123}$  é a matriz utilizada para transformar as grandezas do referencial síncrono para o referencial natural 123. A matriz de transformação usada nesse trabalho é conservativa em potência e a sua inversa é igual a sua transposta. Tal matriz é apresentada abaixo:

$$T_{dq-123} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_T) & \text{sen}(\theta_T) \\ \cos(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_T - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) & \text{sen}(\theta_T + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Substituindo as Equações 4.2, 4.3 e 4.4 na Equação 4.1, multiplicando pela matriz  $T_{123-dq}$  à esquerda e substituindo  $T_{123-dq}^T T_{dq-123} = I$  temos que

$$v_{fdq}^e - r_f i_{fdq}^e - T_{dq-123}^T l_f \frac{d}{dt} [T_{dq-123} i_{fdq}^e] - v_{cdq}^e = 0. \quad (4.6)$$

Utilizando a regra da cadeia pode-se obter a seguinte expressão

$$v_{fdq}^e - r_f i_{fdq}^e - T_{123-dq}^T l_f \frac{d}{dt} [T_{dq-123}] i_{fdq}^e - T_{123-dq} T_{dq-123} l_f \frac{d}{dt} [i_{fdq}^e] - v_{cdq}^e = 0, \quad (4.7)$$

sendo

$$T_{dq-123} \frac{d}{dt} T_{dq-123} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.8)$$

dessa forma

$$v_{fdq}^e - r_d i_{fdq}^e - \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} l_f i_{fdq}^e - l_f \frac{d}{dt} i_{fdq}^e - v_{cdq}^e = 0. \quad (4.9)$$

Separando as componentes  $d$  e  $q$  da Equação 4.9 temos as seguintes expressões

$$v_{fd}^e - r_d i_{fd}^e + \omega l_f i_{fq}^e - l_f \frac{d}{dt} i_{fd}^e - v_{cd}^e = 0, \quad (4.10)$$

$$v_{fq}^e - r_d i_{fq}^e - \omega l_f i_{fd}^e - l_f \frac{d}{dt} i_{fq}^e - v_{cq}^e = 0, \quad (4.11)$$

considerando que

$$v_{fd}^e = v_{fd}^e + \omega l_f i_{fq}^e - v_{cd}^e, \quad (4.12)$$

$$v_{fq}^e = v_{fq}^e - \omega l_f i_{fd}^e - v_{cq}^e. \quad (4.13)$$

Pode se obter a função de transferência que relaciona as correntes  $I_{gdq}^e(s)$  com as tensões  $V_{fdq}^e$ . Tal função de transferência é obtida a partir da utilização da transformada de Laplace nas Equações 4.10 e 4.11, levando em consideração as Equações 4.12 e 4.13. Dessa forma são obtidas as seguintes funções de transferência

$$\frac{I_{fd}^e(s)}{V_{fd}^e(s)} = \frac{1/l_f}{s + r_f/l_f}, \quad (4.14)$$

e

$$\frac{I_{fq}^e(s)}{V_{fq}^e(s)} = \frac{1/l_f}{s + r_f/l_f}. \quad (4.15)$$

### 4.3 Modelo da Tensão no Capacitor do Filtro

Conforme apresentado na subseção anterior, o controle da tensão no ramo capacitivo do LCL possibilita o controle do fluxo de potência entre o SGD e a rede elétrica. O controle de potência necessita definir o vetor tensão necessário sobre o ramo capacitivo para que o fluxo de potência seja adequado.

Neste trabalho a tensão sobre o capacitor é regulada no referencial síncrono. Dessa forma é necessário obter a relação entre a tensão e a corrente do ramo capacitivo nesse referencial. A dedução do modelo matemático da tensão no ramo do capacitor utilizando

o referencial síncrono é apresentado abaixo. Utilizando a lei de Kirchoff das correntes e das tensões no circuito da Figura 4.2, temos que:

$$i_{c_{123}} = i_{f_{123}} - i_{g_{123}}, \quad (4.16)$$

$$v_{c_{123}} = r_d i_{c_{123}} + \frac{1}{C_f} \int i_{c_{123}}, \quad (4.17)$$

substituindo a Equação 4.16 na Equação 4.17 e depois derivando

$$\frac{d}{dt} v_{c_{123}} = \frac{d}{dt} r_d [i_{f_{123}} - i_{g_{123}}] + \frac{1}{C_f} [i_{f_{123}} - i_{g_{123}}], \quad (4.18)$$

sendo

$$i_{g_{123}} = T_{dq-123} i_{g_{dq}}^e, \quad (4.19)$$

$$i_{c_{123}} = T_{dq-123} i_{c_{dq}}^e, \quad (4.20)$$

temos que

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [T_{dq-123} v_{c_{dq}}^e] &= r_d \frac{d}{dt} [T_{dq-123} (i_{f_{123}} - i_{g_{123}})] + \\ &\quad \frac{1}{C_f} T_{dq-123} [i_{f_{123}} - i_{g_{123}}]. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Multiplicando por  $T_{123-dq}$  a esquerda

$$\begin{aligned} T_{123-dq} \frac{d}{dt} [T_{dq-123} v_{c_{dq}}^e] &= T_{123-dq} \frac{d}{dt} [T_{dq-123} (i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e)] r_d \\ &\quad + T_{123-dq} \frac{1}{C_f} T_{dq-123} [i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e]. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Como a matriz  $T_{dq-123}$  é variante no tempo é necessário utilizar a regra da cadeia para desenvolver a Equação 4.22, assim temos

$$\begin{aligned} T_{123-dq} \frac{d}{dt} [T_{dq-123} v_{c_{dq}}^e] &+ T_{123-dq} T_{dq-123} \frac{d}{dt} v_{c_{dq}}^e = \\ & r_d \left[ T_{123-dq} \frac{d}{dt} (T_{dq-123} [i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e]) + \right. \\ & \left. T_{123-dq} T_{dq-123} \frac{d}{dt} (i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e) \right] + \frac{1}{C_f} [i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e], \end{aligned} \quad (4.23)$$

sendo

$$[T_{123-dq}] \frac{d}{dt} [T_{dq-123}] = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Substituindo a Equação 4.24 na Equação 4.23 temos que

$$\omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} v_{c_{dq}}^e + \frac{d}{dt} v_{c_{dq}}^e = r_d \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} (i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e) + r_d \frac{d}{dt} (i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e) + \frac{1}{C_f} (i_{f_{dq}}^e - i_{g_{dq}}^e), \quad (4.25)$$

desconsiderando a componente homopolar

$$-\omega v_{c_q}^e + \frac{dv_{c_d}}{dt} = r_d \omega (i_{f_q}^e - i_{g_q}^e) + r_d \frac{d}{dt} (i_{f_d}^e - i_{g_d}^e) + \frac{1}{C_f} (i_{f_d}^e - i_{g_d}^e), \quad (4.26)$$

$$\omega v_{c_d}^e + \frac{dv_{c_q}}{dt} = r_d \omega (i_{f_d}^e - i_{g_d}^e) + r_d \frac{d}{dt} (i_{f_q}^e - i_{g_q}^e) + \frac{1}{C_f} (i_{f_q}^e - i_{g_q}^e), \quad (4.27)$$

considerando que o acoplamento entre os eixos são perturbações  $P_{dq}^e$ , dadas por

$$P_d^e = +\omega v_{c_q}^e - r_d \omega i_{g_q}^e - r_d \frac{d}{dt} i_{g_d}^e - \frac{1}{C_f} i_{g_d}^e, \quad (4.28)$$

e

$$P_q^e = -\omega v_{c_d}^e - r_d \omega i_{g_d}^e - r_d \frac{d}{dt} i_{g_q}^e - \frac{1}{C_f} i_{g_q}^e. \quad (4.29)$$

Utilizando a transformada de Laplace na Equações 4.26 e 4.27 e desconsiderando que as perturbações  $P_{dq}^e$  são compensadas pelo controlador da tensão do ramo capacitivo, pode-se obter as seguintes expressões

$$I_{f_d}^e(s) \left( \frac{1}{C_f} + r_d s \right) = s V_{c_d}^e(s), \quad (4.30)$$

$$I_{f_q}^e(s) \left( \frac{1}{C_f} + r_d s \right) = s V_{c_q}^e(s), \quad (4.31)$$

dessa forma, as funções de transferência utilizadas para o dimensionamento dos controladores da tensão do ramo capacitivo são apresentadas abaixo

$$\frac{V_{c_d}^e(s)}{I_{f_d}^e(s)} = \frac{r_d(s + 1/r_d)}{sC_f}, \quad (4.32)$$

e

$$\frac{V_{c_q}^e(s)}{I_{f_q}^e(s)} = \frac{r_d(s + 1/r_d)}{sC_f}. \quad (4.33)$$

### 4.4 Modelagem do Barramento CC

Para que a regulação da tensão do barramento CC possa ser realizada de forma adequada é necessário que se obtenha a função de transferência que represente a dinâmica do barramento. O controle da tensão do barramento se baseia no balanço de potência, pois quando a potência fornecida pelo VSI à rede elétrica é igual à potência fornecida pelo *boost* ao barramento, desconsiderando as perdas do conversor e do barramento CC, a tensão do barramento é estabilizada. Dessa forma, o controle dessa tensão necessita determinar a potência de referência que deve ser despachada pelo SGD para a rede elétrica, para que  $v_{cc}$  possa ser regulada. Para se obter a relação da tensão  $v_{cc}$  com a potência  $P_{cc}$  fornecida pelo VSI à rede elétrica, inicialmente é considerado o circuito que representa o barramento CC (Rocha 2015). Na Figura 1.2 (a) é possível visualizar o circuito do barramento CC, onde  $C_{cc}$  é a capacitância do componente,  $r_p$  é a resistência que representa a dinâmica da descarga do capacitor e a resistência  $r_{se}$  descreve as perdas no dielétrico. A corrente  $i_c$  é a corrente que flui pelo barramento. Para os capacitores eletrolíticos, geralmente utilizados em VSI, a resistência  $r_{se}$  é praticamente desprezível quando comparada a resistência  $r_p$  (Rocha 2015). Dessa forma, o circuito da Figura 1.2(a) pode ser simplificado pelo circuito apresentado na Figura 1.2(b).

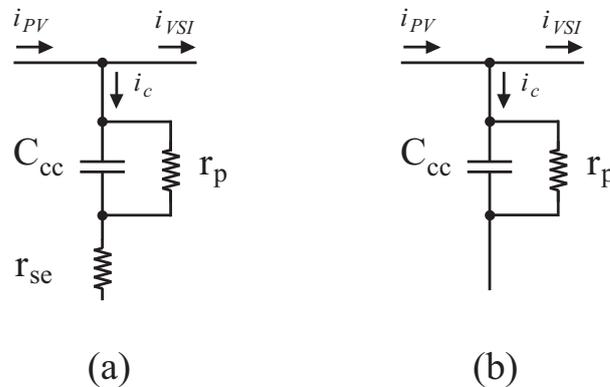


Figura 4.3: Circuito elétrico do barramento CC a) circuito com  $r_{se}$  b) circuito simplificado

A partir da análise do circuito apresentado na Figura 4.3 (b) é possível obter a potência do barramento CC  $P_{cc}$  no domínio da frequência, como apresentado abaixo

$$P_{cc}(s) = \frac{V_{cc}(s) * V_{cc}(s)}{Z_{cc}(s)}, \quad (4.34)$$

onde  $Z_{cc}(s)$  é a impedância do barramento, que pode ser expressa da seguinte forma

$$Z_{cc}(s) = \frac{1/C_{cc}}{s + \frac{1}{r_p C_{cc}}}. \quad (4.35)$$

Dessa forma, a relação do quadrado da tensão  $V_{cc}(s)$  e a potência  $P_{cc}(s)$  é dada por

$$\frac{V_{cc}(s) * V_{cc}(s)}{P_{cc}(s)} = \frac{1/C_{cc}}{s + \frac{1}{r_p C_{cc}}}. \quad (4.36)$$

A potência  $P_{cc}(s)$  pode ser obtida da seguinte forma

$$P_{cc}(s) = V_{cc}(s)I_c(s) = V_{cc}(s)[I_{PV}(s) - I_{VSI}(s)] = V_{cc}(s)I_{PV}(s) - V_{cc}(s)I_{VSI}(s). \quad (4.37)$$

Desconsiderando a perda sobre o VSI, temos que a potência ativa entregue à rede é igual a

$$P_c(s) = V_{cc}(s)I_{VSI}(s), \quad (4.38)$$

dessa forma  $P_{cc}(s)$  é dada por

$$P_{cc}(s) = V_{cc}(s)I_{PV}(s) - P_c(s). \quad (4.39)$$

A corrente  $I_{PV}(s)$  fornecida pelo *boost* ao barramento possui variações lentas, associadas principalmente a variações de irradiância e também a variações do ponto de operação do MPPT. Com isso, o termo  $V_{cc}(s)I_{PV}(s)$  pode ser considerado como uma perturbação, que será compensada pelo controlador da tensão do barramento. Dessa forma, temos que

$$P_{cc}(s) \Big|_{I_{PV}(s)=0} = -P_c(s). \quad (4.40)$$

A partir de tal consideração, temos que a função de transferência que relaciona o quadrado da tensão sobre o barramento e a potência ativa entregue a rede é dada por

$$\frac{V_{cc}(s) * V_{cc}(s)}{P(s)} = -\frac{1/C_{cc}}{s + \frac{1}{r_p C_{cc}}}. \quad (4.41)$$

## 4.5 Modelagem da dinâmica das Potências Ativa e Reativa

A regulação do fluxo de potência das potências ativa e reativa entre o conversor e a rede elétrica pode ser realizada por meio da regulação da amplitude e do argumento do vetor tensão no ramo do capacitor do filtro do LCL. O controle das potências ativa e reativa possui uma forte dependência da característica  $X/R$  da impedância da rede elétrica. As redes de baixa tensão possuem a relação  $X/R$  tipicamente menor que 1 (Guerrero et al. 2010), o que faz com que a rede possua um comportamento resistivo e que haja um acoplamento entre as potências  $P$  e  $Q$ . Na Figura 4.5 é apresentado o circuito elétrico utilizado para analisar o fluxo de potência entre o ramo capacitivo e a fonte de tensão interna da rede elétrica. Na Figura 4.4 é apresentado o circuito por fase do sistema em regime permanente, onde  $V_c$  e  $E_s$  são as tensões RMS sobre o ramo capacitivo e tensão interna da rede elétrica, respectivamente, e  $\theta_c$  é a fase da tensão sobre o ramo capacitivo. A corrente  $I_g$  é o valor RMS da corrente entregue à rede, e  $\phi$  é sua fase.

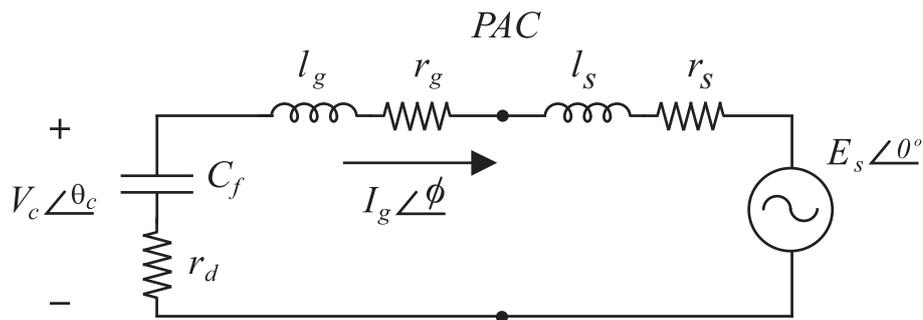


Figura 4.4: Circuito elétrico do conversor interconectado com a rede elétrica.

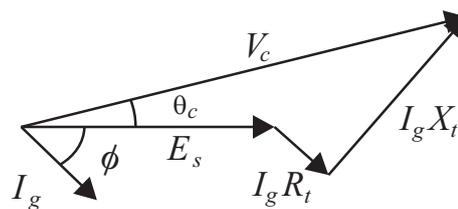


Figura 4.5: Diagrama fasorial do conversor interconectado com à rede elétrica.

Analisando o circuito da Figura 4.4 é possível obter o fasor da corrente  $\hat{I}_g$ , que é

$$\hat{I}_g = \frac{V_c \angle \theta_c - E_s \angle 0}{R_t + jX_t}, \quad (4.42)$$

sendo  $R_t = r_g + r_s$  e  $L_t = l_g + l_s$ .

A potência aparente  $S$  fornecida para a rede elétrica depende do fasor corrente  $\hat{I}_g$  e do fasor tensão  $\hat{V}_c$

$$S = \dot{V}_c j_g^* = V_c \angle \theta_c \left[ \frac{V_c \angle -\theta_c - E_s \angle 0}{R_t - jX_t} \right]. \quad (4.43)$$

Desenvolvendo a Equação 4.43 temos a seguinte expressão

$$S = \frac{V_c^2 - V_c E_s (\cos \theta_c + j \operatorname{sen} \theta_c)}{R_t - jX_t}, \quad (4.44)$$

A potência aparente  $S$  também pode ser dada por

$$S = P + jQ, \quad (4.45)$$

onde

$$P = \frac{V_c}{R_t^2 + X_t^2} \left[ X_t (V_c - E_s \cos \theta_c) + R_t E_s \operatorname{sen} \theta_c \right], \quad (4.46)$$

e

$$Q = \frac{V_c}{R_t^2 + X_t^2} \left[ -R_t E_s \operatorname{sen} \theta_c + X_t (V_c - E_s \cos \theta_c) \right]. \quad (4.47)$$

As redes de baixa tensão possuem impedância característica complexa, o que dificulta o controle de potência no modo tensão, devido ao acoplamento entre a potência ativa e reativa. O acoplamento das potências pode ser observado nas Equações 4.46 e 4.47, pois variações da amplitude do vetor tensão  $V_c$  e do seu argumento  $\theta_c$  alteram tanto a potência ativa  $P$  como a potência reativa  $Q$ . Tal acoplamento dificulta a definição do vetor tensão sobre o ramo capacitivo a partir do controle de potência. Além disso, a característica complexa não é desejada pois inviabiliza a utilização de técnicas de controle ancilares, como por exemplo o controle por decaimento. Apesar disso, é possível regular o fluxo de potência entre o conversor e a rede elétrica com baixo acoplamento  $P/Q$  nos cenários  $R \gg X$  e  $X \gg R$  utilizando o conceito de impedância virtual. Dessa forma, as análises do fluxo de potência para uma rede predominantemente resistiva e indutiva são apresentadas a seguir.

### 4.5.1 Sistema com Perfil Resistivo

Com a utilização da resistência virtual positiva é possível considerar a rede predominantemente resistiva, dessa forma as Equações 4.46 e 4.47 podem ser simplificadas pelas equações abaixo.

$$P = \frac{V_c}{R} (V_c - E_s \cos \theta_c) \rightarrow V_c - E_s \approx \frac{RP}{V_c}, \quad (4.48)$$

$$Q = \frac{-V_c}{R} (E_s \operatorname{sen} \theta_c) \rightarrow \theta_c \approx \frac{-R\theta_c}{V_c E_s}, \quad (4.49)$$

sendo  $R = R_t + R_v$ ;  $R_v$  a resistência virtual e  $L = L_t$ .

As simplificações para obtenção de  $V_c - E_s$  e  $\theta_c$  são possíveis a partir da simplificação de  $\cos\theta_c \approx 1$  e  $\sin\theta_c \approx \theta_c$ , considerando pequenas variações de  $\theta_c$ ,  $-\pi/6 < \theta_c < \pi/6$ . Dessa forma, com a rede predominantemente indutiva as relações  $P/V$  e  $Q/\theta$  podem ser utilizadas. Os modelos para potência ativa e reativa para esse caso são descritos abaixo. A modelagem usada para obter tais modelos se baseia na modelagem apresentada por Zhang et al. (2010), sendo que para esta análise é considerada uma rede resistiva e que a matriz de transformação de referencial é conservativa em potência e não em amplitude, como feito em Zhang et al. (2010).

Inicialmente é necessário obter a expressão da potência ativa em função das variações de tensão. Em regime permanente a potência ativa  $P$  é dada por

$$P = \text{Re}\{\dot{V}_c \dot{I}_g^*\}. \quad (4.50)$$

Reescrevendo a Equação 4.50 em função dos desvios da tensão e corrente temos que

$$\Delta P = \text{Re}\{\dot{i}_g^* \Delta v_c + v_c \Delta \dot{i}_g^*\}, \quad (4.51)$$

onde:

$$\dot{i}_g = \frac{V_c \angle \theta_c - E_s \angle 0}{R + j\omega L}. \quad (4.52)$$

Reescrevendo a Equação 4.52 em componentes d e q pode-se obter o fasor corrente em função de tais componentes

$$\sqrt{3}\dot{i}_g = I_{gd}^e + jI_{gq}^e, \quad (4.53)$$

$$\sqrt{3}\dot{i}_g = \frac{(V_{cd}^e + jV_{cq}^e) - (E_{cd}^e + jE_{cq}^e)}{R + j\omega L}, \quad (4.54)$$

sendo

$$E_{cq}^e = 0, \quad (4.55)$$

pois o vetor tensão é alinhado com a tensão  $E_s$ . Além disso temos que

$$E_{cd}^e = \sqrt{3}E_s, \quad (4.56)$$

$$V_{cd}^e = \sqrt{3}V_c \cos\theta_c, \quad (4.57)$$

$$V_{cq}^e = \sqrt{3}V_c \sin\theta_c, \quad (4.58)$$

$$I_{gd}^e = \frac{RV_{cd}^e + \omega LV_{cq}^e - RE_{cd}^e}{R^2 + (\omega L)^2}, \quad (4.59)$$

$$I_{gq}^e = \frac{RV_{c_q}^e + \omega LV_{c_q}^e - RE_{s_q}^e}{R^2 + (\omega L)^2}. \quad (4.60)$$

Aplicando a lei de Kirchoff no circuito da Figura 4.4 e realizando a transformação do referencial natural 123 para o referencial síncrono temos as seguintes expressões

$$\sqrt{3}V_c \cos\theta_c - Ri_{gd}^e - L \frac{d}{dt} i_{gd}^e - \sqrt{3}E_s + \omega Li_{gq}^e = 0, \quad (4.61)$$

e

$$\sqrt{3}V_c \sin\theta_c - Ri_{gq}^e - L \frac{d}{dt} i_{gq}^e - \omega Li_{gd}^e = 0. \quad (4.62)$$

Considerando pequenas variações em torno de um ponto de operação, temos que

$$V_c = V_{c_n} + \Delta v_c, \quad (4.63)$$

$$i_{gd}^e = I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e, \quad (4.64)$$

$$i_{gq}^e = I_{gq}^e + \Delta i_{gq}^e, \quad (4.65)$$

$$E_s = E_{s_n} + \Delta e_s, \quad (4.66)$$

onde  $\Delta v_c$ ,  $\Delta i_{gd}^e$ ,  $\Delta i_{gq}^e$ ,  $\Delta e_s$  são as variações de  $V_c$ ,  $I_{gd}^e$ ,  $I_{gq}^e$  e  $e_s$ . As variáveis  $V_{c_n}$ ,  $I_{gd}^e$ ,  $I_{gq}^e$  e  $E_{s_n}$  são seus valores nominais. Substituindo as Equações 4.63, 4.64, 4.65 e 4.66 nas Equações 4.61 e 4.62, tem-se que

$$\sqrt{3} \cos\theta_c (V_c + \Delta v_c) - R(I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e) - e_{s_d}^e + \omega L(I_{gq}^e + \Delta i_{gq}^e) = L \frac{d}{dt} (I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e), \quad (4.67)$$

$$\sqrt{3} \sin\theta_c (V_c + \Delta v_c) - R(I_{gq}^e + \Delta i_{gq}^e) - e_{s_d}^e - \omega L(I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e) = L \frac{d}{dt} (I_{gq}^e + \Delta i_{gq}^e). \quad (4.68)$$

Como

$$\frac{d}{dt} I_{gd}^e = \frac{d}{dt} I_{gq}^e = 0, \quad (4.69)$$

temos que

$$\sqrt{3} \cos\theta_c \Delta v_c - R \Delta i_{gd}^e + \omega L i_{gd}^e = L \frac{d}{dt} \Delta i_{gd}^e, \quad (4.70)$$

$$\sqrt{3} \sin\theta_c \Delta v_c - R \Delta i_{gq}^e - \omega L i_{gq}^e = L \frac{d}{dt} \Delta i_{gq}^e. \quad (4.71)$$

Utilizando a transformada de Laplace nas Equações 4.70 e 4.71, temos

$$\sqrt{3}\cos\theta_c\Delta V_c(s) - R\Delta I_{gd}^e(s) + \omega LI_{gd}^e(s) = L\frac{d}{dt}\Delta I_{gd}^e(s), \quad (4.72)$$

e

$$\sqrt{3}\sin\theta_c\Delta V_c(s) - R\Delta I_{gq}^e(s) - \omega LI_{gq}^e(s) = L\frac{d}{dt}\Delta I_{gq}^e(s). \quad (4.73)$$

Isolando os termos  $I_{gq}^e(s)$  e  $I_{gd}^e(s)$  das equações anteriores, a relação de  $\Delta I_{gd}^e(s)$  e  $\Delta I_{gq}^e(s)$  por  $\Delta V_c(s)$  é dada por

$$I_{gd}^e(s) = \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \sin\theta_c + (sL + R)\cos\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s), \quad (4.74)$$

e

$$I_{gq}^e(s) = \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \cos\theta_c + (sL + R)\sin\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s), \quad (4.75)$$

sendo

$$\Delta P(s) = \begin{bmatrix} I_{gd}^e \\ I_{gq}^e \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Delta V_{cd}^e \\ \Delta V_{cq}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cd}^e \\ V_{cq}^e \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Delta I_{gd}^e \\ \Delta I_{gq}^e \end{bmatrix}. \quad (4.76)$$

Utilizando a transformada de Laplace nas Equações 4.65 e 4.66 e como  $\sqrt{3}V_c\cos\theta_c = v_{cd}^e$  e  $\sqrt{3}V_c\sin\theta_c = v_{cq}^e$  temos que

$$\Delta V_{cd}^e(s) = (sL + R)\Delta I_{gd}^e(s) - \omega L\Delta I_{gq}^e(s), \quad (4.77)$$

e

$$\Delta V_{cq}^e(s) = (sL + R)\Delta I_{gq}^e(s) + \omega L\Delta I_{gd}^e(s). \quad (4.78)$$

Resolvendo as expressões matriciais da Equação 4.76,  $\Delta P$  é dado por

$$\Delta P(s) = I_{gd}^e\Delta V_{cd}^e(s) + I_{gq}^e\Delta V_{cq}^e(s) + V_{cd}^e\Delta I_{gd}^e(s) + V_{cq}^e\Delta I_{gq}^e(s). \quad (4.79)$$

Substituindo as Equações 4.77 e 4.78 na Equação 4.79 tem-se a seguinte expressão

$$\begin{aligned} \Delta P(s) = & I_{gd}^e [(sL + R)\Delta I_{gd}^e(s) - \omega L\Delta I_{gq}^e(s)] + I_{gq}^e [(sL + R)\Delta I_{gq}^e(s) + \omega L\Delta I_{gd}^e(s)] + \\ & V_{cd}^e \left[ \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \sin\theta_c + (sL + R)\cos\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) + \right. \\ & \left. V_{cq}^e \left[ \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \cos\theta_c + (sL + R)\sin\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s). \right. \end{aligned} \quad (4.80)$$

Multiplicando termo a termo

$$\begin{aligned}
\Delta P(s) = & I_{gd}^e (sL + R) \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) - \\
& I_{gd}^e \omega L \left[ \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \right] \Delta V_c(s) + \\
& I_{gq}^e (sL + R) \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) + \\
& I_{gq}^e \omega L \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) + \\
& V_{cd}^e \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) + \\
& V_{cq}^e \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s).
\end{aligned} \tag{4.81}$$

Organizando a Equação 4.81 de  $\Delta P(s)$  apresentada anteriormente, tem-se que a função de transferência que relaciona  $\Delta P/\Delta V_c$  é dada por

$$\frac{\Delta P(s)}{\Delta V_c(s)} = \frac{a_0 s^2 + a_1 s + a_2}{s^2 + b_0 s + b_1}, \tag{4.82}$$

sendo

$$a_0 = \left[ \sqrt{3} L^2 (\cos \theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3} L^2 (\sin \theta_c) I_{gq}^e \right], \tag{4.83}$$

$$\begin{aligned}
a_1 = & \left[ \sqrt{3} I_{gd}^e (L(R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) + Lr \cos \theta_c) + \right. \\
& \left. \sqrt{3} I_{gq}^e (L(R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) + LR \sin \theta_c) + \sqrt{3} L (\cos \theta_c) V_{cd}^e \right. \\
& \left. + \sqrt{3} L (\sin \theta_c) V_{cq}^e - \sqrt{3} L^2 \omega (\cos \theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3} L^2 \omega (\cos \theta_c) I_{gq}^e \right],
\end{aligned} \tag{4.84}$$

$$\begin{aligned}
a_2 = & \left[ \sqrt{3} (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) V_{cd}^e + \sqrt{3} (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) V_{cq}^e + \right. \\
& \left. \sqrt{3} R (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3} R (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gq}^e - \right. \\
& \left. \sqrt{3} L \omega (R \cos \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3} L \omega (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gq}^e \right],
\end{aligned} \tag{4.85}$$

$$b_0 = \frac{2R}{L}, \tag{4.86}$$

e

$$b_1 = \frac{R^2 + \omega^2 L^2}{L^2}. \quad (4.87)$$

Em regime permanente a potência reativa  $Q$  é dada por

$$Q = \text{Im}\{\dot{V}_c \dot{I}_g^*\}. \quad (4.88)$$

Similar como apresentado na Equação 4.76, temos que a variação da potência reativa pode ser dada em função das variações das tensões  $V_{cdq}^e$  e das correntes  $I_{gdq}^e$

$$\Delta Q(s) = \begin{bmatrix} I_{gd}^e \\ -I_{gq}^e \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Delta V_{cd}^e(s) \\ \Delta V_{cq}^e(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cd}^e \\ V_{cq}^e \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} -\Delta I_{gq}^e(s) \\ \Delta I_{gd}^e(s) \end{bmatrix}. \quad (4.89)$$

Para que se obtenha a relação da variação da potência reativa  $\Delta Q$  em função da variação angular  $\Delta\theta_c$  é necessário obter a relação das correntes  $\Delta I_{gd}^e(s)$  e  $\Delta I_{gq}^e(s)$  em função de  $\Delta\theta_c(s)$ . Utilizando as Equações 4.61 e 4.62 e considerando uma variação em torno de  $\theta_c$  é igual a  $\Delta\theta_c$ , temos que

$$\sqrt{3}V_c \cos(\theta_c + \Delta\theta_c) - R(I_{gd}^e + I_{gq}^e) - \sqrt{3}E_{sd}^2 + \omega L(I_{gd}^e + \Delta i_{gq}^e) = L \frac{d}{dt}(I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e), \quad (4.90)$$

e

$$\sqrt{3}V_c \sin(\theta_c + \Delta\theta_c) - R(I_{gd}^e + I_{gq}^e) - \omega L(I_{gd}^e + \Delta i_{gd}^e) = L \frac{d}{dt}(I_{gq}^e + \Delta i_{gq}^e). \quad (4.91)$$

Para uma pequena variação angular, pode-se utilizar a seguinte aproximação

$$\sin(\theta_c + \Delta\theta_c) \approx \sin\theta_c + \cos(\theta_c)\Delta\theta_c, \quad (4.92)$$

e

$$\cos(\theta_c + \Delta\theta_c) \approx \cos\theta_c - \sin(\theta_c)\Delta\theta_c. \quad (4.93)$$

Substituindo as Equações 4.92 e 4.93 nas Equações 4.70 e 4.71

$$\sqrt{3}V_c \sin(\theta_c)\Delta\theta_c - R\Delta i_{gd}^e - \omega L\Delta i_{gq}^e = L \frac{d}{dt}\Delta i_{gd}^e, \quad (4.94)$$

$$\sqrt{3}V_c \cos(\theta_c)\Delta\theta_c - R\Delta i_{gq}^e + \omega L\Delta i_{gd}^e = L \frac{d}{dt}\Delta i_{gq}^e. \quad (4.95)$$

Utilizando a transformada de Laplace na Equações 4.94 e 4.95 e isolando os termos  $\Delta I_{gd}^e(s)$  e  $\Delta I_{gq}^e(s)$ , tem-se que

$$\Delta I_{gd}^e(s) = \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \cos\theta_c - (sL + R)\sin\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s), \quad (4.96)$$

e

$$\Delta I_{gq}^e(s) = \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{sen}\theta_c + (sL + R)\text{cos}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s). \quad (4.97)$$

Resolvendo a Equação 4.89  $\Delta Q$  pode ser dado por

$$\Delta Q(s) = I_{gd}^e \Delta V_{c_q}^e(s) - I_{gq}^e \Delta V_{c_d}^e(s) - V_{c_d}^e \Delta I_{gq}^e(s) + V_{c_q}^e \Delta I_{gd}^e(s). \quad (4.98)$$

Substituindo as Equações 4.96 e 4.97 na Equação 4.98

$$\begin{aligned} \Delta Q(s) = & I_{gd}^e \left[ (sL + R)\Delta I_{gd}^e(s) - \omega L \Delta I_{gq}^e(s) \right] - \\ & I_{gq}^e \left[ (sL + R)\Delta I_{gq}^e(s) - \omega L \Delta I_{gd}^e(s) \right] - \\ & V_{c_d}^e \Delta I_{gq}^e(s) + V_{c_q}^e \Delta I_{gd}^e(s), \end{aligned} \quad (4.99)$$

e

$$\begin{aligned} \Delta Q(s) = & I_{gd}^e (sL + R) \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{cos}\theta_c - (sL + R)\text{sen}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s) - \\ & I_{gd}^e \omega L \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{sen}\theta_c + (sL + R)\text{scos}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s) - \\ & I_{gq}^e (sL + R) \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{sen}\theta_c + (sL + R)\text{cos}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s) - \\ & I_{gq}^e \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{cos}\theta_c - (sL + R)\text{sen}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s) - \\ & V_{c_d}^e \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{sen}\theta_c + (sL + R)\text{scos}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s) + \\ & V_{c_q}^e \sqrt{3}V_c \left[ \frac{\omega L \text{cos}\theta_c + (sL + R)\text{ssen}\theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta\theta_c(s). \end{aligned} \quad (4.100)$$

Organizando a Equação 4.100 mostrada anteriormente, a função de transferência que relaciona  $\Delta Q$  em função de  $\Delta\theta_c$  é dada por

$$\frac{\Delta Q(s)}{\Delta\theta_c(s)} = \frac{c_0 s^2 + c_1 s + c_2}{s^2 + b_0 s + b_1}, \quad (4.101)$$

sendo

$$c_0 = \left[ -\sqrt{3}L^2 V_c \text{cos}\theta_c I_{gq}^e - \sqrt{3}L^2 V_c \text{sen}\theta_c I_{gd}^e \right], \quad (4.102)$$

$$c_1 = \left[ \sqrt{3}L^2\omega V_c (\sin\theta_c) I_{gq}^e - \sqrt{3}V_c I_{gd}^e (L(R\sin\theta_c - L\omega\cos\theta_c) + LR\sin\theta_c) - \right. \\ \left. \sqrt{3}LV_c (\cos\theta_c) V_{cd}^e - \sqrt{3}LV_c (\sin\theta_c) V_{cq}^e - \sqrt{3}L^2\omega V_c (\cos\theta_c) I_{gd}^e - \right. \\ \left. \sqrt{3}V_c I_{gq}^e (L(R\cos\theta_c + L\omega\sin\theta_c) + LR\cos\theta_c) \right], \quad (4.103)$$

e

$$c_2 = \left[ -\sqrt{3}V_c (R\cos\theta_c + L\omega\sin\theta_c) V_{cd}^e - \sqrt{3}V_c (R\sin\theta_c - L\omega\cos\theta_c) V_{cq}^e - \right. \\ \left. \sqrt{3}RV_c (R\sin\theta_c - L\omega\cos\theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3}RV_c (R\cos\theta_c + L\omega\sin\theta_c) I_{gq}^e - \right. \\ \left. \sqrt{3}L\omega V_c (R\cos\theta_c + L\omega\sin\theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3}L\omega V_c (R\sin\theta_c - L\omega\cos\theta_c) I_{gq}^e \right]. \quad (4.104)$$

#### 4.5.2 Sistema com Perfil Indutivo

Quando a impedância virtual resistiva negativa é introduzida no sistema de controle, o sistema pode ser considerado predominantemente indutivo. Dessa forma as potências ativa e reativa entregues para a rede elétrica podem ser dadas por

$$P = \frac{V_c}{X} (E_s \sin\theta_c) \rightarrow \theta_c \approx \frac{XP}{V_c E_s}, \quad (4.105)$$

$$Q = \frac{V_c}{X} (V_c - E_s \cos\theta_c) \rightarrow V_c - E_s \approx \frac{XQ}{V_c}. \quad (4.106)$$

As Equações 4.105 e 4.106 podem ser obtidas a partir da utilização da aproximação  $\sin\theta_c \approx \theta_c$  e  $\cos\theta_c \approx 1$ . Dessa forma, quando a rede tem perfil predominantemente indutivo as relações  $P/\theta$  e  $Q/V$  podem ser utilizadas.

O modelo utilizado para as potências ativa e reativa para realizar o controle do fluxo de potência quando a rede elétrica possui característica predominantemente indutiva foi desenvolvido por Zhang et al. (2010). A diferença do modelo utilizado por Zhang et al. (2010) e o utilizado nesse trabalho é que no trabalho do Zhang et al. (2010) a transformação para o referencial síncrono é realizada utilizando uma matriz conservativa em amplitude e nesse trabalho é utilizada uma matriz conservativa em potência.

Para obter a relação entre a potência ativa e a variação angular é necessário substituir as Equações 4.96 e 4.97 na Equação 4.79 como apresentado abaixo.

$$\begin{aligned}
\Delta P(s) = & I_{gd}^e (sL + R) \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c - (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s) - \\
& I_{gd}^e \omega L \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s) + \\
& I_{gq}^e (sL + R) \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s) + \\
& I_{gq}^e \omega L \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c - (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s) + \\
& V_{cd}^e \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \cos \theta_c - (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s) + \\
& V_{cq}^e \sqrt{3} V_c \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 + (\omega L)^2} \right] \Delta \theta_c(s).
\end{aligned} \tag{4.107}$$

Organizando a expressão anterior, a função transferência que relaciona  $\Delta P(s)$  em função de  $\Delta \theta_c(s)$  é dada por

$$\frac{\Delta P(s)}{\Delta \theta_c(s)} = \frac{d_0 s^2 + d_1 s + d_2}{s^2 + b_0 s + b_1}, \tag{4.108}$$

onde

$$d_0 = \left( \sqrt{3} L^2 V_c (\cos \theta_c) I_{gq}^e - \sqrt{3} L^2 V_c (\sin \theta_c) I_{gd}^e \right), \tag{4.109}$$

$$\begin{aligned}
d_1 = & \left[ \sqrt{3} V_c I_{gq}^e (L(R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) + LR \cos \theta_c) - \sqrt{3} V_c I_{gd}^e (L(R \sin \theta_c - \right. \\
& L \omega \cos \theta_c) + LR \sin \theta_c) + \sqrt{3} L V_c (\cos \theta_c) V_{cq}^e - \sqrt{3} L V_c (\sin \theta_c) V_{cd}^e - \\
& \left. \sqrt{3} L^2 \omega V_c (\cos \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} L^2 \omega V_c (\sin \theta_c) I_{gq}^e \right],
\end{aligned} \tag{4.110}$$

e

$$\begin{aligned}
d_2 = & \left[ -\sqrt{3} V_c (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) V_{cd}^e + \sqrt{3} V_c (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) V_{cq}^e - \right. \\
& \sqrt{3} r V_c (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gd}^e + \sqrt{3} r V_c (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gq}^e - \\
& \left. \sqrt{3} L \omega V_c (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} L \omega V_c (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gq}^e \right].
\end{aligned} \tag{4.111}$$

Para obter a função transferência que relaciona  $\Delta Q(s)$  em função da tensão  $\Delta V_c(s)$  é necessário substituir as Equações 4.74 e 4.75 na Equação 4.79, como segue:

$$\Delta Q(s) = I_{gd}^e \Delta V_{cd}^e(s) + I_{gq}^e \Delta V_{cq}^e(s) + V_{cd}^e \Delta I_{gd}^e(s) + V_{cq}^e \Delta I_{gq}^e(s), \quad (4.112)$$

$$\begin{aligned} \Delta Q(s) = & I_{gd}^e (sL + R) \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) - \\ & I_{gd}^e \omega L \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) - \\ & I_{gq}^e (sL + R) \sqrt{3} \left[ \frac{-\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) - \\ & I_{gq}^e \omega L \sqrt{3} \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) - \\ & V_{cd}^e \left[ \frac{\omega L \sin \theta_c + (sL + R) \cos \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s) + \\ & V_{cq}^e \left[ \frac{-\omega L \cos \theta_c + (sL + R) \sin \theta_c}{(sL + R)^2 (\omega L)^2} \right] \Delta V_c(s). \end{aligned} \quad (4.113)$$

Organizando os termos da Equação 4.113, temos que a função transferência que relaciona  $\Delta Q(s)$  por  $\Delta V_c(s)$

$$\frac{\Delta Q(s)}{\Delta V_c(s)} = \frac{e_0 s^2 + e_1 s + e_2}{s^2 + b_0 s + b_1}, \quad (4.114)$$

onde

$$e_0 = \left[ \sqrt{3} L^2 (\cos \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} L^2 (\sin \theta_c) I_{gq}^e \right], \quad (4.115)$$

$$\begin{aligned} e_1 = & \left[ \sqrt{3} I_{gd}^e (L(R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) + LR \cos \theta_c) - \right. \\ & \left. \sqrt{3} I_{gq}^e (L(R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) + LR \sin \theta_c) + \sqrt{3} L (\cos \theta_c) V_{cq}^e - \right. \\ & \left. \sqrt{3} L (\sin \theta_c) V_{cd}^e - \sqrt{3} L^2 \omega (\sin \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} L^2 \omega (\sin \theta_c) I_{gq}^e \right], \end{aligned} \quad (4.116)$$

e

$$\begin{aligned} e_2 = & \left[ -\sqrt{3} (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) V_{cd}^e + \sqrt{3} (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) V_{cq}^e + \right. \\ & \left. \sqrt{3} R (R \cos \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} R (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gq}^e - \right. \\ & \left. \sqrt{3} L \omega (R \sin \theta_c - L \omega \cos \theta_c) I_{gd}^e - \sqrt{3} L \omega (R \sin \theta_c + L \omega \sin \theta_c) I_{gq}^e \right]. \end{aligned} \quad (4.117)$$

## 4.6 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo foi descrito o sistema utilizado nesse trabalho. O sistema fotovoltaico utilizado nesse trabalho foi desenvolvido por pesquisadores do LEIER. Dessa forma nesse capítulo são apresentadas as características desse sistema e quais foram as adequações necessárias para operar o SGD no modo tensão. O sistema de controle utilizado se divide basicamente em 4 etapas, i) controle das correntes fornecidas pelo VSI, ii) controle das tensões sobre o ramo capacitivo, iii) controle das potências ativa e reativa e iv) controle da tensão do barramento CC. O controle das correntes, das tensões do filtro e da tensão do barramento CC é realizado da mesma forma para os casos da rede predominantemente indutiva como para o caso da rede predominantemente resistiva. Os modelos utilizados para o projeto dos controladores de tais variáveis foram obtidos no capítulo. Além disso, os modelos de potência ativa e reativa foram obtidos para o caso da utilização do resistor virtual positivo e negativo, para que os controle  $P/V$ ,  $Q/\theta$ ,  $P/\theta$  e  $Q/V$  possam ser realizados.

---

# Capítulo 5

## Sistema de Controle

---

Um sistema de geração distribuída controlado para operar como uma fonte de tensão realiza geralmente o controle das correntes fornecidas pelo VSI, controle das tensões sobre o capacitor e controle das potências ativa e reativa. Quando uma fonte não despachável é usada, como módulos fotovoltaicos ou um gerador eólico, também é necessário realizar o controle da tensão do barramento CC. Nesse sentido o sistema de controle utilizado nesse trabalho é do tipo cascata com 4 malhas de controle, que são i) controle das correntes fornecidas pelo VSI, ii) controle das tensões sobre o ramo capacitivo do LCL, iii) controle das potências ativa e reativa e iv) controle da tensão do barramento CC, sendo a primeira a mais interna e a quarta a mais externa. Para se obter o desacoplamento entre as potências ativa e reativa é utilizada a técnica de impedância virtual de duas formas distintas. Inicialmente é utilizada uma resistência virtual negativa para tornar a impedância característica da rede predominantemente resistiva e logo após é utilizada uma resistência virtual negativa para tornar a impedância característica da rede predominantemente indutiva. A modelagem necessária para o dimensionamento dos controladores foi apresentada no Capítulo 4. Nesse Capítulo é apresentada a estrutura de controle utilizada nas duas implementações. O controle das correntes fornecidas pelo VSI, controle das tensões do ramo capacitivo, controle da tensão do barramento e sistema de sincronização são os mesmos para os dois casos, já o controle das potências ativa e reativa são distintos. Isso se dá pelo fato de que com o uso da resistência virtual positiva os controles  $P/V$  e  $Q/\theta$  são usados e com a resistência virtual negativa os controle  $P/\theta$  e  $Q/V$  são usados. Além da estrutura do sistema de controle, nesse capítulo também são apresentados os métodos de projeto para os controladores utilizados, se baseando nas funções de transferência obtidas no Capítulo 4. O método de posicionamento de polos é usado para o dimensionamento de todos os controladores.

### 5.1 Sistema de Controle Implementado

Neste trabalho é utilizado um sistema de controle que opera um SGD no modo tensão utilizando a técnica de impedância virtual para possibilitar o adequado controle do fluxo de potência entre o SGD e a rede elétrica. O controle do sistema no modo tensão permite controlar o fluxo de potência por meio dos ajustes da fase  $\theta_c^*$  e amplitude  $\hat{v}_c^*$  do vetor tensão do ramo capacitivo. O controle do fluxo de potência possui uma forte dependência

da impedância característica da rede elétrica. Devido à impedância característica resistiva das redes de baixa tensão, o controle tradicional  $P/\omega$  e  $Q/V$  tradicionalmente usados para sistema de alta potência não pode ser utilizado. Para evitar o problema do acoplamento entre as potências ativa e reativa, nesse trabalho é utilizado a técnica de impedância virtual. Nesse contexto, nesse trabalho é apresentado um estudo comparativo da utilização de um resistor virtual positivo, utilizado para tornar a impedância característica do sistema predominantemente resistiva  $R \gg X$ , e a utilização de um resistor virtual negativo, utilizado para tornar a impedância característica do sistema predominantemente indutiva  $X \gg R$ .

Para a implementação do sistema de controle desse trabalho, é utilizado um controle em cascata em 4 camadas. Uma prática efetiva para projetar um sistema de controle em cascata consiste em primeiro dimensionar a malha mais interna e depois definir as demais malhas externas. Para separar a dinâmica de duas ou mais malhas e ter um sistema efetivo de alto desempenho, é essencial que a malha possua uma dinâmica bem mais rápida que a dinâmica da malha mais externa. Como resultado, as malhas de controle externas e internas são desacopladas e seus parâmetros podem ser ajustados separadamente (Rodriguez et al. 2013b, Tzou 1995, He & Li 2012, Vilathgamuwa et al. 2002). As camadas do controle em cascata usadas nesse trabalho se dividem em

- controle das correntes fornecidas pelo VSI,
- controle das tensões sobre o ramo capacitivo do LCL,
- controle das potências ativa e reativa,
- controle da tensão do barramento CC.

O controle de corrente é a malha mais interna e o controle da tensão do barramento CC a mais externa. Como o sistema de controle é diferente, para a implementação do resistor virtual positivo e negativo, a seguir são apresentadas as particularidades de cada caso.

### 5.1.1 Sistema de Controle com o Resistor Virtual Positivo

Na Figura 5.1 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle com a utilização do resistor virtual positivo. Os blocos  $C_C(s)$ ,  $C_P^+(s)$ ,  $C_Q^+(s)$ ,  $C_V(s)$  e  $C_I(s)$  são os controladores da tensão do barramento CC, da potência ativa e reativa quando o resistor virtual positivo é usado, da tensão e de corrente, respectivamente.

Na estrutura de controle apresentada na Figura 5.1, o controlador do barramento CC gera a potência de referência  $P^*$  a partir do erro entre o quadrado da tensão  $v_{cc}$  e o quadrado da tensão medida  $v_{cc}$ . Os controladores de potência geram o vetor tensão de referência  $v_c^*$ , (ver Figura 3.7), onde é garantido que o fluxo de potência entre as fontes  $v_c^*$  e  $e_s$  possui o desacoplamento P/Q esperado. O controlador de potência ativa produz a amplitude do vetor tensão  $\hat{v}_c^*$  a partir do erro entre a potência ativa de referência  $P^*$  e a potência ativa medida  $P$ . O controlador da potência reativa produz a fase do vetor tensão  $\theta_c^*$  a partir do erro entre a potência reativa de referência  $Q^*$  e a potência reativa medida  $Q$ . O vetor tensão de referência é transformado de sua forma polar para sua forma retangular, originando os vetores  $v_{cd}^{e*}$  e  $v_{cq}^{e*}$ , onde  $v_{cd}^{e*} = \hat{v}_c^* \cos(\theta_c^*)$  e  $v_{cq}^{e*} = \hat{v}_c^* \sin(\theta_c^*)$ .

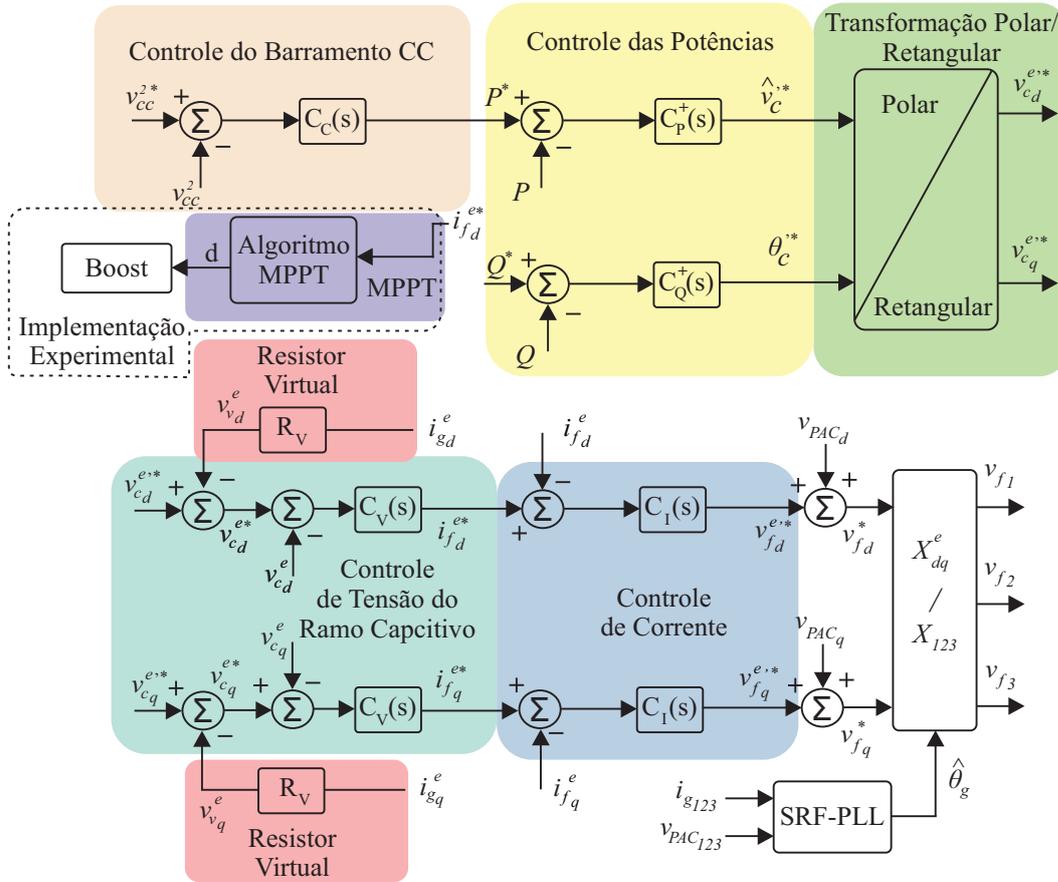


Figura 5.1: Diagrama do sistema quando o resistor virtual negativo é usado.

As tensões de referência sobre o ramo capacitivo  $v_{cdq}^{e*}$  são obtidas a partir da soma das tensões  $v_{cdq}^{e'}$  com as tensões  $v_{vdq}^e$ , produzidas pelo resistor virtual positivo  $R_V$  a partir das correntes fornecidas para à rede  $i_{gdq}^e$ . Os controladores da tensão sobre o ramo capacitivo  $C_V(s)$  geram as correntes do VSI de referência no referencial síncrono  $i_{fdq}^{e*}$ . Tais correntes são usadas como referência para o controle das correntes  $i_{fdq}^e$ , realizado pelos controladores  $C_I(s)$ . Os controladores de corrente geram as tensões de referência  $v_{fdq}^{e'}$ , que são somadas com as tensões do PAC no referencial síncrono  $v_{pacdq}^e$  com o intuito de se obter as tensões de referência do VSI no referencial síncrono  $v_{fdq}^{e*}$ . Por fim, as tensões  $v_{fdq}^{e*}$  são transformadas para o referencial natural, usando o bloco de transformação  $x_{dq}^e/x_{123}$  e o argumento  $\hat{\theta}_g$  estimado pelo SRF-PLL utilizado no trabalho para realizar a sincronização do sistema com a rede elétrica. Apesar dos SGD operados no modo tensão não necessitarem do SRF-PLL, nesse trabalho foi aproveitado o SRF-PLL da estrutura PV disposta no LEIER, em que a sincronização do sistema ocorre com a tensão interna  $e_s$ , e não com a tensão  $v_{PAC}$  como usado por Rocha (2015). O algoritmo MPPT define a razão cíclica do conversor *boost*  $d$ , a partir da análise da corrente de referência de eixo direto gerada pelo controlador do barramento CC.

### 5.1.2 Sistema com Perfil Indutivo

Na Figura 5.2 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle com a utilização do resistor virtual negativo. Os blocos  $C_P^-(s)$  e  $C_Q^-(s)$  são, respectivamente, os controladores da potência ativa e potência reativa quando o resistor virtual negativo é usado.

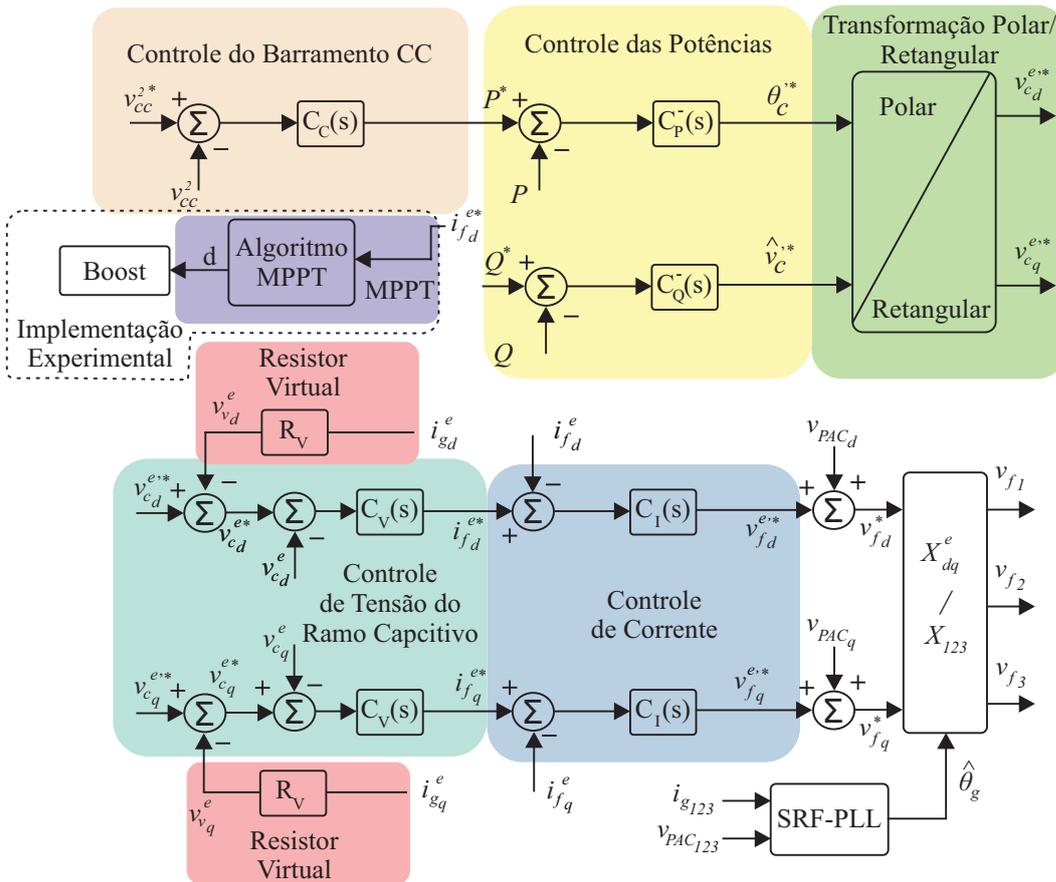


Figura 5.2: Diagrama do sistema com a utilização do resistor virtual negativo.

Na estrutura de controle apresentada na Figura 5.2, o controlador de potência ativa  $C_P^-(s)$  produz um sinal para a fase do vetor tensão  $\theta_c^{**}$  a partir do erro entre a potência ativa de referência  $P^*$  e potência ativa medida  $P$ . O controlador da potência reativa  $C_Q^-(s)$  produz a amplitude do vetor tensão  $\hat{v}_c^{**}$  a partir do erro entre a potência reativa de referência  $Q^*$  e a potência reativa medida  $Q$ . Em relação ao controle da tensão do barramento CC, das correntes fornecidas pelo VSI, das tensões do ramo capacitivo, MPPT e SRF-PLL é feito da mesma como apresentado no item 5.1.1, para implementação da resistência virtual positiva.

## 5.2 MPPT - *Maximum Power Point Tracking*

O algoritmo utilizado para implementar o rastreamento de máxima potência dos módulos fotovoltaicos nesse trabalho foi proposto por Barreto (2014). A técnica é baseada no algoritmo Pertuba e Observa (P&O) tradicional. O funcionamento do MPPT é baseado em uma perturbação periódica inserida no sistema, em que é modificada a razão cíclica do conversor *boost* e é observada a variação do fornecimento de potência ativa do sistema fotovoltaico, a partir da análise da corrente  $i_{fd}^{e*}$  gerada pelo controlador de tensão  $C_v(s)$ . A partir da análise dessa corrente é possível saber se a potência fornecida pelo sistema fotovoltaico é maior ou menor a cada alteração da razão cíclica  $d$  do conversor *boost*. Isso é possível porque a potência ativa fornecida para a rede elétrica é praticamente igual a  $v_{cd}^e * i_{fd}^e$ . Como a tensão  $v_{cd}^e$  não apresenta grandes variações dentro do funcionamento normal do sistema, é possível obter a informação da potência ativa a partir da análise da corrente  $i_{fd}^{e*}$ . Devido à não linearidade da tensão e corrente nos módulos fotovoltaicos, a perturbação conduz o sistema a um maior ou menor fornecimento de potência instantânea. A constante perturbação no sistema atinge um ponto de operação em que o sistema fornece a máxima potência momentânea. Na Figura 5.3 é apresentado o fluxograma do funcionamento do MPPT utilizado.

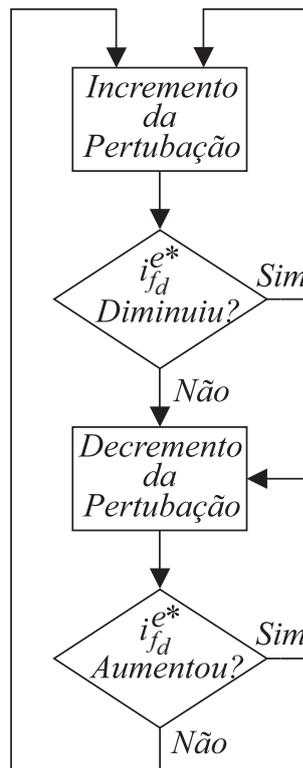


Figura 5.3: Fluxograma do MPPT utilizado.

A perturbação  $\Delta d$  é inserida e é esperado um tempo para que o sistema se estabilize e seja feita uma análise se a potência fornecida está aumentando ou não. O MPPT analisa a variação da potência a cada 1 segundo, isto garante que a malha mais externa do sistema

de controle utilizado nesse trabalho atinja a condição de regime permanente (ver Tabela 6.2). A Figura 5.3 foi adaptada de Rocha (2015).

### 5.3 Phase-Locked Loop

A sincronização entre o vetor tensão do conversor e o vetor tensão da fonte interna da rede elétrica é realizada a partir de um SRF-PLL (TEODORESCU et al. 2011). Nessa estrutura é utilizada uma matriz de transformação de coordenadas junto a um controlador tipo PI. O SRF-PLL é capaz de estimar a amplitude e a frequência angular do vetor tensão da fonte interna da rede elétrica. Para fornecer a frequência angular da rede elétrica, o SRF-PLL alinha o ângulo de fase da tensão estimada com o ângulo da tensão de referência, que é a tensão interna da rede elétrica.

Tradicionalmente o SRF-PLL é utilizado para identificar o vetor tensão das tensões do PAC, principalmente quando o SGD opera no modo corrente, como realizado em Rocha (2015). Nesse trabalho o vetor de tensão de referência é o da fonte interna da rede elétrica, portanto, é preciso utilizar um equacionamento para se obter tal vetor tensão.

Para realizar o controle do fluxo de potência nesse trabalho é utilizado o argumento da tensão interna  $e_s$  da rede elétrica como referência. Tal argumento é utilizado para obter todas as transformações de referencial no sistema de controle. Como a tensão interna não é acessível, a mesma é estimada a partir das tensões  $v_{cdq}^e$ , das correntes  $i_{gdq}^e$  e da informação da impedância da rede elétrica  $Z_s$ . Nesse trabalho a impedância da rede é conhecida, mas métodos de estimação de impedância podem ser utilizados, como o proposto por Alves et al. (2019).

Na Figura 5.4 é apresentado o diagrama de blocos do SRF-PLL utilizado nesse trabalho, onde  $\hat{\theta}_g$  é o ângulo estimado do vetor tensão da fonte interna da rede elétrica  $e_s$ ,  $\hat{\omega}$  é a frequência estimada,  $\hat{e}_{sdq}^e$  são as tensões internas estimadas da rede elétrica no referencial síncrono,  $r_s$  é a resistência da rede,  $X_s$  é a reatância da rede e  $v_{PAC123}$  são as tensões do PAC.

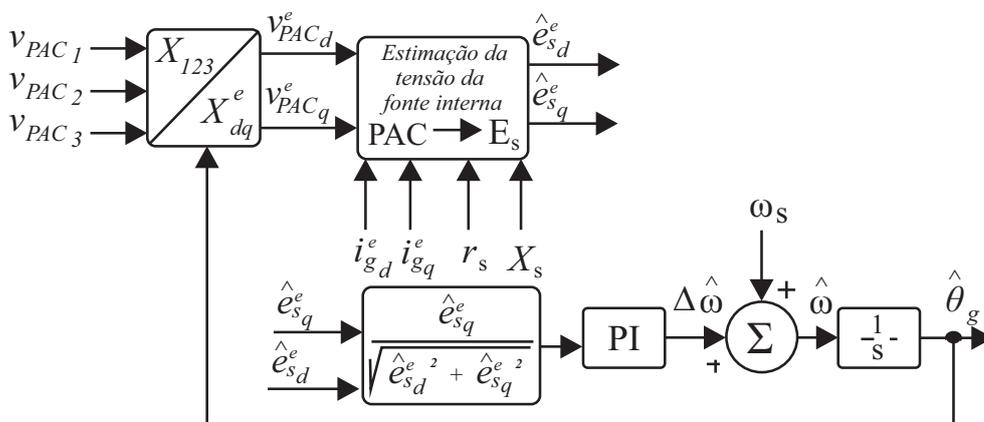


Figura 5.4: Diagramas de blocos do SRF-PLL usado no trabalho.

A estrutura do SRF-PLL se baseia nas tensões medidas no PAC, no qual é realizada a

transformação do referencial 123 para o referencial síncrono. A partir das tensões  $v_{PAC_d}^e$  e  $v_{PAC_q}^e$  é utilizado um bloco que realiza a obtenção das tensões da fonte interna da rede elétrica no referencial síncrono  $\hat{e}_{s_d}^e$  e  $\hat{e}_{s_q}^e$  a partir do conhecimento da impedância característica estimada da rede elétrica e das correntes  $i_{g_d}^e$  e  $i_{g_q}^e$ . Tal bloco é usado porque as tensões usadas para o referencial no trabalho são as tensões da fonte interna da rede elétrica, pois o controle do fluxo de potência se baseia no fluxo entre a tensão interna  $e_s$  e a tensão sobre o capacitor modificada pela impedância virtual. A partir dessa estrutura é possível extrair o argumento do vetor tensão em tempo real. A estimação desse ângulo é importante porque a partir dele é realizado o controle das variáveis de estado no referencial síncrono, uma vez que todos os controladores e variáveis de estado do sistema utilizam esse referencial.

O sistema de controle proposto utiliza a estimação do vetor tensão da fonte interna da rede  $e_s$  apresentada na Figura 3.7. Na Figura 5.5 é apresentada a decomposição vetorial utilizada para estimar o vetor tensão da fonte interna da rede  $e_s$ .

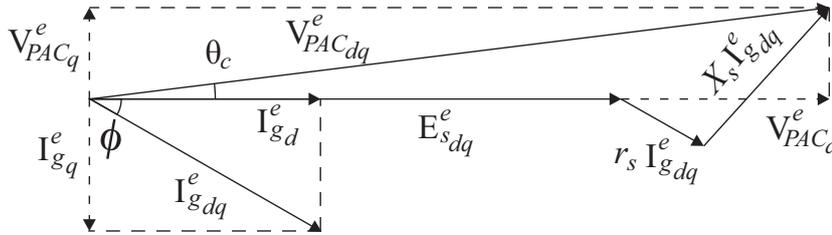


Figura 5.5: Estimação do vetor tensão interno da rede elétrica  $e_s$ .

A partir da análise do diagrama fasorial da Figura 5.5 é possível obter as tensões  $e_{s_dq}^e$ . Tais tensões são obtidas com a utilização das expressões apresentadas abaixo.

$$e_{s_d}^e = v_{PAC_d}^e - (r_s i_{g_d}^e - X_s i_{g_q}^e), \quad (5.1)$$

e

$$e_{s_q}^e = v_{PAC_q}^e - (r_s i_{g_q}^e + X_s i_{g_d}^e). \quad (5.2)$$

## 5.4 Projeto dos Controladores

### 5.4.1 Sistema de Primeira Ordem

Conforme apresentado no Capítulo 4, as plantas da tensão sobre o ramo capacitivo, tensão do barramento CC e correntes do VSI apresentam um modelo de primeira ordem. A função de transferência que representa a dinâmica da tensão sobre o ramo capacitivo apresenta um zero em  $s = \frac{1}{r_d C_f}$  (Equação 4.33). O projeto do LCL foi realizado seguindo o roteiro proposto por Koutroulis & Blaabjerg (2012), onde o zero pode ser desconsiderado. Como o método usado para o projeto do LCL da plataforma experimental do LEIER utilizou tal roteiro, o zero  $\frac{1}{r_d C_f}$  é desconsiderado. Nesse trabalho para o projeto

dos controladores da tensão do ramo capacitivo. A partir de tal consideração é possível generalizar as três plantas de primeira ordem para um sistema com o ganho  $k_1$  e o polo  $p_1$ .

O critério utilizado para dimensionar os controladores do tipo PI ( proporcional integral ) é baseado no método de alocação de polos, a partir da equação Diofantina. Na Figura 5.6 é apresentado um sistema de controle em malha fechada, onde  $P_1(s)$  é a planta de primeira ordem,  $C_{PI}(s)$  é o controlador do tipo PI,  $H(s)$  é a realimentação unitária,  $R(s)$  é o sinal de entrada e  $Y(s)$  saída do sistema.

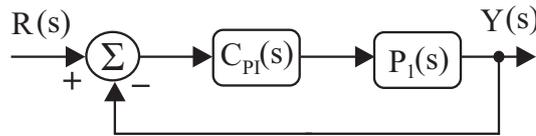


Figura 5.6: Diagrama de blocos de um sistema de controle em malha fechada.

Os parâmetros dos blocos descrito na Figura 5.6 são apresentados na equações 5.3, 5.4 e ??.

$$C_{PI}(s) = \frac{k_p s + k_i}{s}, \quad (5.3)$$

e

$$P_1(s) = \frac{k_1}{(s + p_1)}. \quad (5.4)$$

A função transferência de malha fechada do sistema descrito na Figura 5.6 é descrita pelas equações a seguir.

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C_{PI}(s)P_1(s)}{1 + C_{PI}(s)P_1(s)H(s)}, \quad (5.5)$$

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C_{PI}(s)P_1(s)}{1 + C_{PI}(s)P_1(s)}, \quad (5.6)$$

e

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{k_p k_1 s + k_i k_1}{s^2 + [k_p k_1 + p_1]s + k_i k_1}. \quad (5.7)$$

O denominador da função de transferência  $Y(s)/R(s)$  é dado por

$$D_{1_{mf}}(s) = 1 + C_{PI}(s)P_1(s)H(s), \quad (5.8)$$

$$D_{1_{mf}}(s) = s^2 + [k_p k_1 + p_1]s + k_i k_1, \quad (5.9)$$

onde  $D_{1_{mf}}(s)$  é o denominador da função transferência de malha fechada do sistema apresentado na Figura 5.6. A partir do polinômio da Equação 5.9 são obtidos os parâmetros dos controladores em função do desempenho requerido. Abaixo é apresentado o polinômio de segunda ordem  $D_{1_{desem}}(s)$  em função do coeficiente de amortecimento  $\xi$  e da banda

passante  $\omega_n$ .

$$D_{1_{desem}}(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (5.10)$$

A localização dos polos utilizados na determinação do polinômio de referência  $D_{1_{desem}}(s)$  usado nesse trabalho é apresentada na Figura 5.7. Conforme apresentado nesta Figura, o valor do coeficiente de amortecimento  $\xi$  é igual a 0,707, o que corresponde a uma porcentagem de *overshoot* de 5% e um  $\theta_{c1} = 45$  graus. Dessa forma, a banda passante  $\omega_n$  pode ser projetada para determinar o tempo de estabilização do sistema em malha fechada.

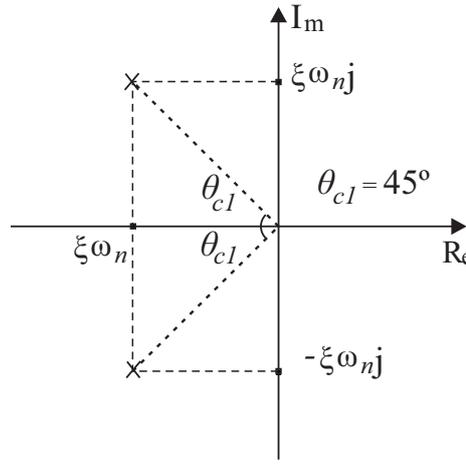


Figura 5.7: Polos complexos de malha fechada com partes real e imaginária iguais.

Para atingir o desempenho requerido na planta de primeira ordem, os polinômios  $D_{1_{mf}}(s)$  e  $D_{1_{desem}}(s)$  são igualados.

$$D_{1_{mf}}(s) = D_{1_{desem}}(s), \quad (5.11)$$

$$s^2 + [k_p k_1 + p_1]s + k_i k_1 = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2, \quad (5.12)$$

em que

$$\omega_n^2 = k_i k_1, \quad (5.13)$$

e

$$2\xi\omega_n = k_p k_1 + p_1, \quad (5.14)$$

Para uma dinâmica subamortecida ( $\xi < 1$ ) temos que o tempo de estabilização à dois por cento do valor final é aproximadamente

$$t_{est2\%} = \frac{4}{\xi\omega_n}. \quad (5.15)$$

Dessa forma a banda passante do sistema em malha fechada é projetada em função do tempo de estabilização requerido.

### 5.4.2 Sistema de Segunda Ordem

Conforme apresentado no Capítulo 4, as plantas das potências ativa e reativa apresentam uma dinâmica de segunda ordem. Neste caso, para realizar o projeto dos controladores das potências ativa e reativa, também, foram utilizados controladores do tipo PI. O uso de um controlador do tipo PI é adequado e usual para essa finalidade (Zhang et al. 2010, Li & Kao 2009, Mahmood et al. 2015, Matas et al. 2010). A seguinte metodologia foi utilizada para o projeto dos controladores:

1. Obtenção dos modelos de potência ativa e reativa para a implementação da resistência virtual negativa e positiva (ver o item 4.5 );
2. A dinâmica do sistema em malha aberta é analisado utilizando o *software* Matlab, a partir da utilização de um degrau unitário como entrada;
3. São obtidos os valores de regime e o tempo de estabilização, assim a planta de segunda ordem é aproximada para uma planta de primeira ordem, obtendo-se os valores de  $k_1$  e  $p_1$ ;
4. Os ganhos do controlador PI são calculados em função do tempo de estabilização e coeficiente de amortecimento requeridos no projeto utilizando as Equações 5.12 e 5.14.
5. Com o projeto do PI realizado, são utilizados os ganhos  $k_p$  e  $k_i$  para analisar a dinâmica do sistema em malha fechada usando as plantas de potência ativa e reativa de segunda ordem com o auxílio do *software* Matlab, e caso seja necessário é realizado um ajuste fino. Para efeito de análise, é utilizado uma entrada do tipo degrau como entrada no sistema em malha fechada.

Nas Figuras 5.10, 5.11, 5.8, e 5.9 são apresentadas as respostas ao degrau do sistemas em malha fechada. Os parâmetros usados para a obtenção de tais curvas estão presentes na Tabela 6.3 no Capítulo 6. Tais parâmetros representam as características técnicas do sistema estudado. Os parâmetros de desempenho dos controladores e os respectivos critérios de projeto são apresentados nas Tabelas 6.2.

Nas Figuras 5.8 e 5.9 são apresentadas as dinâmicas em malha fechada das potências ativa e reativa usando o modelo descrito no capítulo 4 e o modelo aproximado para o caso que o sistema possui característica resistiva,  $R \gg X$ . Neste caso, para a construção dos gráficos das respostas dos sistemas no caso resistivo, foi utilizado um resistor virtual positivo de  $2 \Omega$ . Em ambos os casos, o desempenho do sistema aproximado e o desempenho do sistema real apresentam dinâmica similar em relação à resposta degrau. Como a dinâmica em malha fechada dos sistemas simplificados foi similar à dinâmica em malha fechada dos modelos reais não é necessário realizar o ajuste fino dos parâmetros dos controladores.

A função transferência do sistema que relaciona a potência ativa com variação da tensão utilizando o resistor virtual positivo é mostrada a seguir:

$$\frac{\Delta P(s)}{\Delta V(s)} = \frac{2,765 \times 10^5 s + 8,607 \times 10^8}{s^2 + 6000s + 9,142 \times 10^6}. \quad (5.16)$$

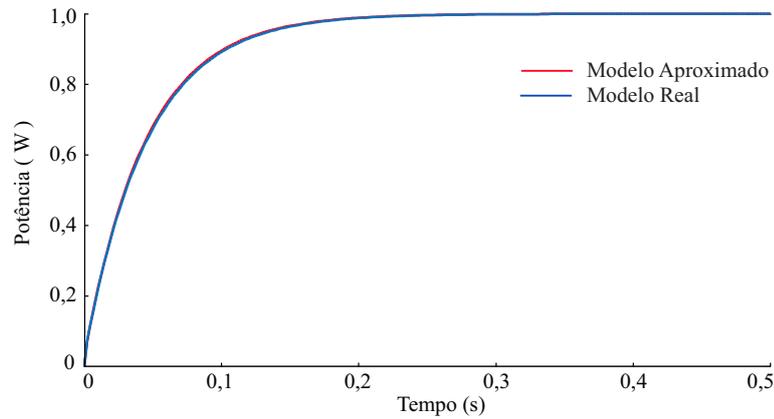


Figura 5.8: Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência ativa com a variação de tensão do sistema aproximado e real.

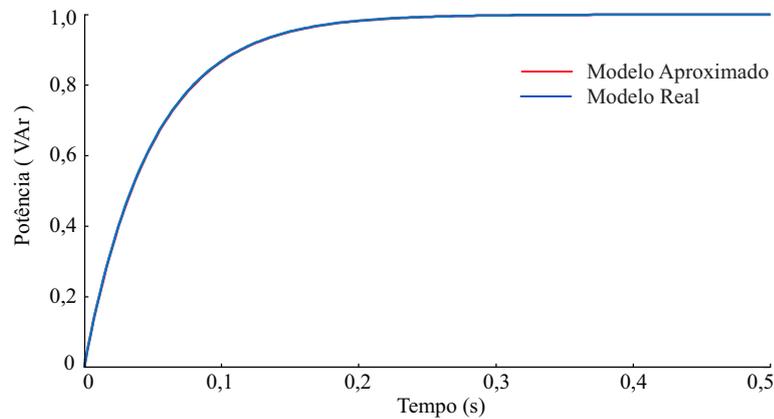


Figura 5.9: Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência reativa com a variação angular do sistema aproximado e real.

A função transferência do sistema que relaciona a potência reativa com variação angular utilizando o resistor virtual positivo é mostrada a seguir:

$$\frac{\Delta Q(s)}{\Delta \theta(s)} = \frac{-1,132 \times 10^6 s - 2,576 \times 10^{10}}{s^2 + 6000s + 9,142 \times 10^6} \quad (5.17)$$

Na Figura 5.10 é apresentada a resposta ao degrau do sistema em malha fechada para o controle da potência ativa em função da variação angular.

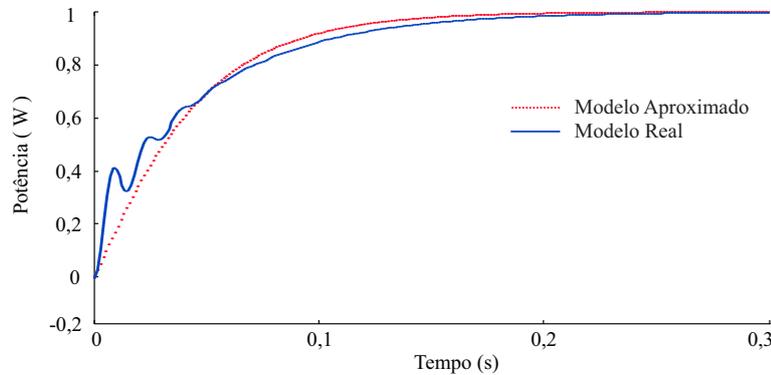


Figura 5.10: Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência ativa com a variação angular do sistema aproximado e real.

A função transferência do sistema que relaciona a potência ativa com variação angular utilizando o resistor virtual negativo é mostrada a seguir:

$$\frac{\Delta P(s)}{\Delta \theta_c(s)} = \frac{-2305s^2 - 1,773 \times 10^5 s + 1,431 \times 10^{10}}{s^2 + 153,8s + 1,48 \times 10^5} \quad (5.18)$$

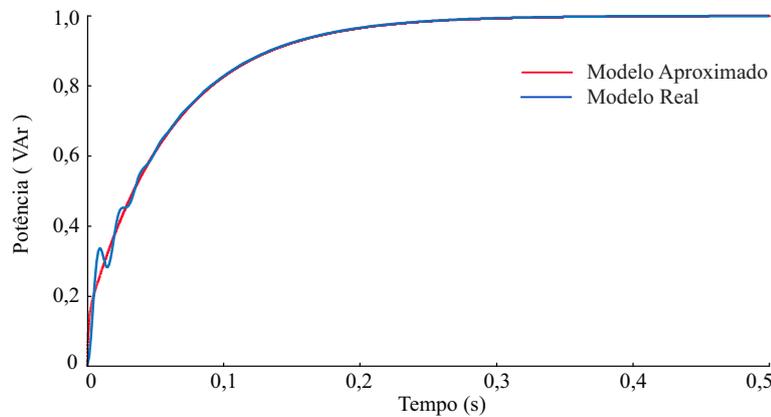


Figura 5.11: Comparação da resposta ao degrau do sistema que relaciona a potência reativa com a variação da tensão do sistema aproximado e real.

A função transferência do sistema que relaciona a potência reativa com variação da tensão utilizando o resistor virtual negativo é mostrada a seguir:

$$\frac{\Delta Q(s)}{\Delta V(s)} = \frac{10,25s^2 + 788,2s + 6,689 \times 10^7}{s^2 + 153,8s + 1,48 \times 10^5} \quad (5.19)$$

Em ambos os casos, o desempenho do sistema aproximado e o desempenho do sistema real apresentam dinâmica similar quando um degrau unitário é usado como referência.

No caso em que o sistema possui característica indutiva (Figuras 5.10 e 5.11),  $X \gg R$ , a função transferência apresenta um zero no semi-plano direito causando um *undershoot* na sua resposta. Neste caso, para a construção dos gráficos das respostas dos sistemas no caso indutivo, foi utilizado um resistor virtual negativo de  $-0,36 \Omega$ .

## 5.5 Síntese do Capítulo

Nesse capítulo foi apresentada a estrutura de controle utilizada neste trabalho. Como o desacoplamento P/Q é obtido para duas situações, uma com a rede predominantemente indutiva e a outra com a rede predominantemente resistiva, em cada caso é necessário a utilização de um sistema de controle distinto. Dessa forma são apresentadas as duas estruturas. Além disso, é apresentado o esquema de sincronização usando o SRF-PLL com a estimação da tensão interna da rede. O algoritmo de MPPT usado neste trabalho, também é apresentado em conjunto com o projetos dos controladores.

---

# Capítulo 6

## Resultados

---

Nesse capítulo são apresentados os resultados de simulação e experimentais da estratégia de controle utilizada neste trabalho. Tais resultados são importantes para validar a efetividade do método utilizado. A partir das análises dos resultados obtidos pode-se conhecer as limitações existentes no sistema e as adequações que são necessárias. Tanto na análise dos resultados de simulação como nos experimentais são realizados testes para a implementação do sistema utilizando inicialmente a resistência virtual positiva e logo após a resistência virtual negativa. Os resultados são analisadas em relação à partida do sistema, como também em relação ao acoplamento P/Q, verificado a partir da variação das potências ativa e reativa de referência. Para realização das simulações foi utilizado o *software* PSIM. Os resultados experimentais foram realizados na estrutura experimental pertencente ao LEIER, desenvolvida no projeto P&D (PETROBRAS/ANEEL) 2012/00042-2.

### 6.1 Descrição do Sistema Implementado

Na Tabela 6.1 são apresentados os parâmetros da subestação disposta no LEIER da Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Os parâmetros da impedância característica da subestação apresentados nesta Tabela foram obtidos através de um método ativo desenvolvido por Alves et al. (2019) baseado na transformada *wavelet*. Neste método são analisadas as tensões no PAC durante a injeção de um inter-harmônico na rede elétrica. Os parâmetros estimados com este método foram utilizados para realizar o projeto do sistema de controle tanto para simulação como para a plataforma experimental.

Tabela 6.1: Parâmetros da subestação disposta no LEIER.

Parâmetros da subestação LEIER/UFRN	
Potência nominal da subestação	15 kVA
Tensão no lado de alta	380/127 V
Tensão no lado de baixa	220/127 V
Frequência da Rede Elétrica	60 Hz
Impedância característica da subestação	0,43 + j0,141

A subestação abrigada do LEIER/UFRN possui três transformadores monofásicos

com potência de 5 kVA, cada um. Em ambos os casos, todos os controladores utilizados foram discretizados utilizando o método ZOH ( do inglês, *Zero Order Hold* ) com um período de amostragem de  $100 \mu\text{s}$  e implementados na linguagem C++. Durante a realização dos resultados de simulação e experimentais foram utilizados saturadores com ação *anti-windup* de 600V, 10kVA, 11 kW, 340 V e 40 A nos controladores de tensão do barramento CC, potência ativa, potência reativa, tensão no ramo capacitivo e corrente de saída do VSI, respectivamente.

Para uma melhor organização da apresentação dos resultados, os mesmos são apresentados em um mesmo padrão para todos os casos analisados. Em cada caso são apresentados 3 cenários, sendo eles: partida do sistema, variação de potência ativa e variação de potência reativa. Em cada cenário, os gráficos seguem a seguinte ordem:

- Tensão do barramento CC  $v_{cc}$ ;
- Potência ativa  $P$ ;
- Potência reativa  $Q$ ;
- Amplitude do vetor tensão com a parcela da impedância virtual  $\hat{v}_c^*$ ;
- Argumento do vetor tensão com a parcela da impedância virtual  $\hat{\theta}_c^*$ .

Os parâmetros de desempenho do sistema de controle são apresentados na Tabela 6.2 apresentada a seguir.

Tabela 6.2: Parâmetros de desempenho dos controladores.

Parâmetros de desempenho dos controladores.	
Tempo de estabilização da tensão do barramento CC $v_{cc}$	0,3 s
Tempo de estabilização da corrente $i_{fdq}^e$	0,02s
Tempo de estabilização da tensão do ramo capacitivo $v_{cdq}^e$	0,08 s
Tempo de estabilização da potência ativa $P$	0,5 s
Tempo de estabilização da potência reativa $Q$	0,2 s
Coefficiente de amortecimento $\xi$	0,707

Para validar o método proposto nos resultados são realizadas variações da potência ativa e reativa. A variação da amplitude e argumento do vetor tensão são discutidos em cada análise. Nos resultados experimentais é apresentada a THD das correntes fornecidas à rede elétrica. O cálculo da THD das correntes é baseado na FFT ( do inglês, *Fast Fourier Transform* ) por meio de simulação *off-line*. Para realização desse procedimento foi considerado até o 25º harmônico.

## 6.2 Resultados de Simulação

Para emular uma fonte de energia despachável do tipo fotovoltaica, na simulação é utilizada uma fonte ideal de corrente CC de 18 A, que corresponde a uma potência de, aproximadamente, 8 kW, pois a tensão do barramento CC é de 450V. Dessa forma o painel fotovoltaico composto pela associação dos módulos e o conversor *boost* é representado pela fonte de corrente. Tal simplificação é possível porque a atuação do MPPT+*boost*+Painel tem uma dinâmica bem mais lenta que a dinâmica do VSI conectado à rede elétrica.

### 6.2.1 Descrição do Sistema Simulado

Na Figura 6.1 é apresentado o diagrama elétrico simplificado do sistema de geração fotovoltaico trifásico conectado a rede elétrica. Nessa Figura são destacados em vermelho todos os pontos de medições no sistema utilizado para implementação da técnica de controle utilizada neste trabalho.

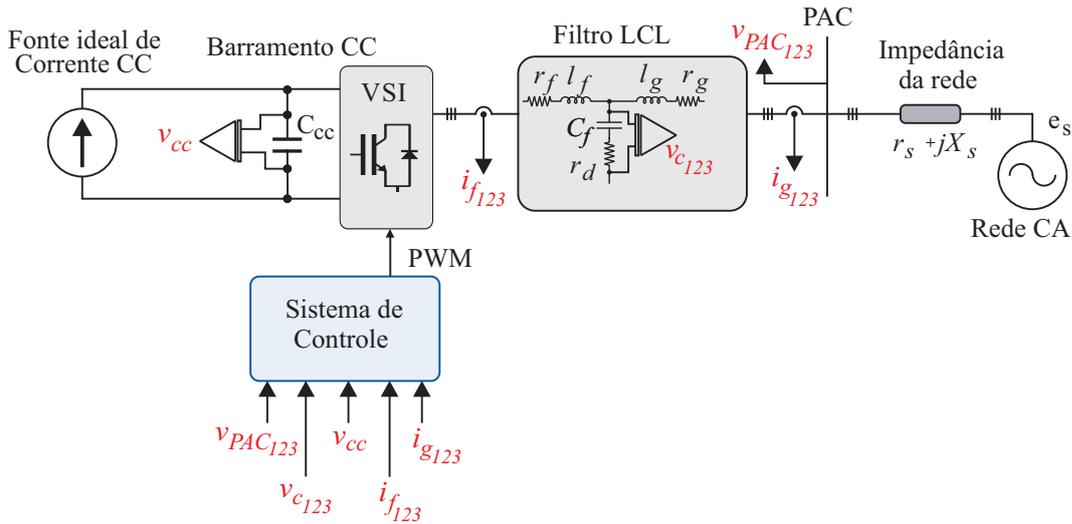


Figura 6.1: Diagrama unifilar do sistema interconectado com a rede elétrica simulado no software PSIM.

Na Tabela 6.3 são apresentados os parâmetros do SGD conectado à rede elétrica. Os parâmetros do filtro LCL foram projetados por Rocha (2015) durante o projeto P&D (PETROBRAS/ANEEL).

Tabela 6.3: Parâmetros do SGD utilizado na simulação

Parâmetros do SGD	
Tensão do barramento CC $v_{cc}$	450 V
Tensão RMS de linha da rede elétrica	220 V
Frequência de chaveamento	10 kHz
Indutor $l_f$ do filtro LCL	1 mH
Resistência intrínseca do indutor $l_f$	0,032 $\Omega$
Indutor $l_g$ do filtro LCL	500 $\mu$ H
Resistência intrínseca do indutor $l_g$	0,021 $\Omega$
Capacitor $C_f$ do filtro LCL	15 $\mu$ F
Resistor de amortecimento $r_d$	4,7 $\Omega$

## 6.2.2 Resultados de Simulação com Implementação do Resistor Virtual Positivo, $R \gg X$

Os resultados de simulação do sistema operando com a redução do acoplamento entre as potências ativa e reativa usando um resistor virtual positivo são apresentados nas Figuras 6.2, 6.3 e 6.4. Os resultados foram obtidos com a utilização de um resistor virtual positivo de  $2 \Omega$ . Conforme apresentado na Tabela 6.1, a resistência da rede  $r_s$  é de  $0,43 \Omega$ , com a inserção do resistor virtual o sistema passará a ter uma relação  $R/X$  de aproximadamente 14. Na Tabela 6.4 são apresentados os parâmetros de controle utilizados na simulação.

Tabela 6.4: Parâmetros dos controladores utilizados na simulação com o resistor virtual positivo

Parâmetros dos controladores	
Ganho proporcional do controlador de corrente	0,4033
Ganho integral do controlador de corrente	142,26
Ganho proporcional do controlador da tensão no ramo capacitivo	4,21
Ganho integral do controlador da tensão no ramo capacitivo	336,9
Ganho proporcional do controlador da tensão do barramento CC	0,0626
Ganho integral do controlador da tensão do barramento CC	0,4179
Ganho proporcional do controlador de potência ativa	0,0039
Ganho integral do controlador da potência ativa	2,3974
Ganho proporcional do controlador de potência reativa	-7,25e-6
Ganho integral do controlador da potência reativa	-0,0723

O comportamento do sistema é apresentado nas Figuras 6.2, 6.3 e 6.4. Na Figura 6.2 é apresentado a partida do sistema, apresentando os valores de  $P$ ,  $Q$ ,  $v_c^*$  e  $\theta_c^*$ . A partida do sistema é realizada após 0,1 s para que o SRF-PLL entre em regime permanente com o intuito de que as oscilações de corrente e tensão sejam atenuadas na partida do VSI. Após o SRF-PLL entrar em regime, o sistema leva aproximadamente 0,5 segundos para estabilizar. A tensão do barramento atinge um máximo valor de 474 volts, o que corresponde a um *overshoot* de aproximadamente 4%, um valor próximo do projetado. O valor da variação angular de referência sobre o ramo capacitivo tem um valor inferior a 1 grau, equivalente a 0,019 radianos. A tensão de referência sobre o ramo capacitivo é modificada de 240 para 295 volts, e sua curva se assemelha à curva da potência ativa medida. Como na partida o SGD varia a potência de 0kW até a potência nominal e a potência reativa permanece em zero, a amplitude do vetor tensão sobre o ramo capacitivo  $v_c^*$  sofre uma maior alteração do que a fase  $\theta_c^*$ , pois quando a rede possui um perfil resistivo, a potência ativa se relaciona com amplitude da tensão, pois o controle P/V é utilizado. Um *undershoot* de, aproximadamente, 500 W é verificado na potência ativa P. Como a relação P/V é alcançada a tensão  $v_c^*$  possui também um *undershoot*, como valor de aproximadamente 5 volts.

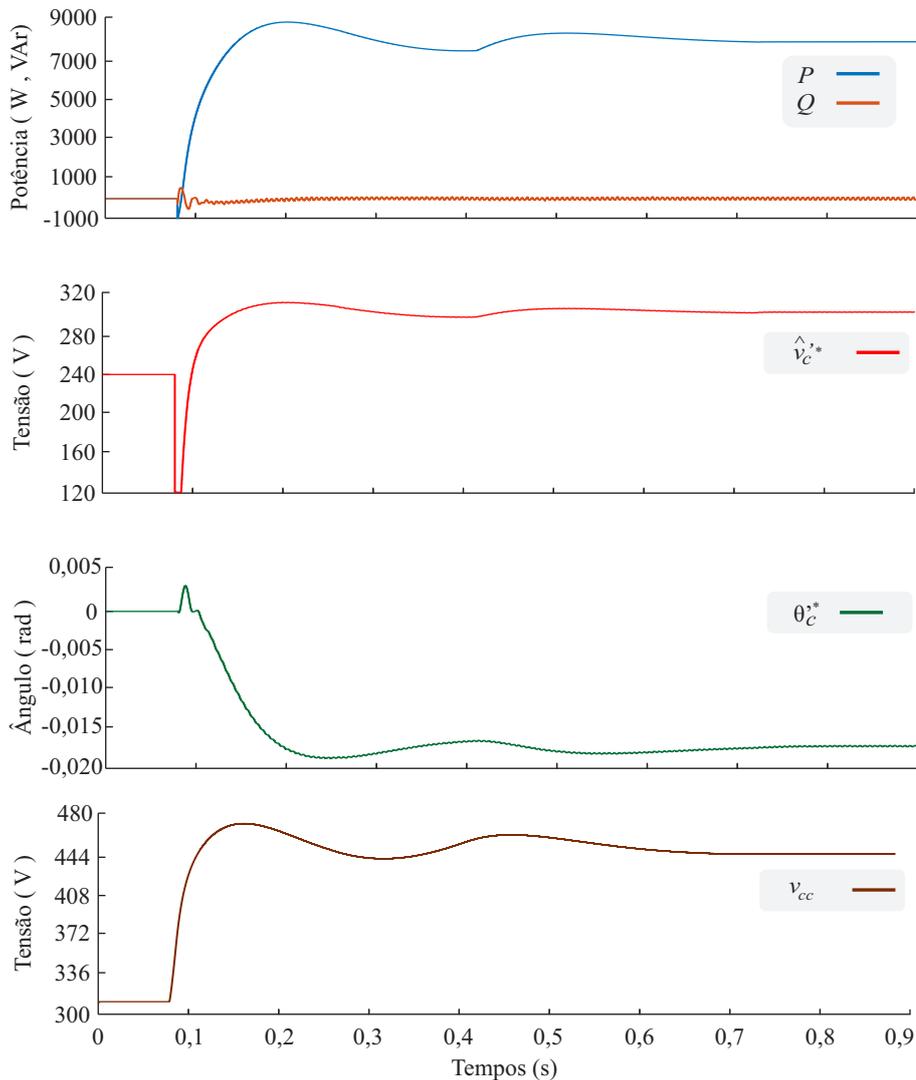


Figura 6.2: Resultados de simulação da partida do sistema com a utilização do resistor virtual positivo.

Na Figura 6.3 é apresentado o comportamento do sistema durante uma variação da potência de referência, de 8 kW para 6 kW. A variação da potência ativa é realizada com a inserção de um resistor de  $101,5 \Omega$  em paralelo com o barramento CC. A referência  $P^*$  é modificada em 0,98 s. A potência ativa decai para 6 kW em um tempo de aproximadamente de 0,4 s. A tensão do o barramento CC apresenta uma variação de 28 V após a variação brusca de potência ativa, e em aproximadamente 0,4 s a tensão se estabiliza em 450 volts. Estes valores do tempo de estabilização são bem próximos dos valores descrito na Tabela 6.2.

Por se tratar de um sistema com perfil resistivo, o comportamento das variáveis do controle apresentadas nesta Figura, denotam o baixo acoplamento no controle da variação da potência ativa em função da variação da amplitude da tensão. Enquanto a tensão apresenta uma variação de, aproximadamente, 15 V, a variação do ângulo  $\theta_c^*$  foi de,

aproximadamente, 0,0034 rads.

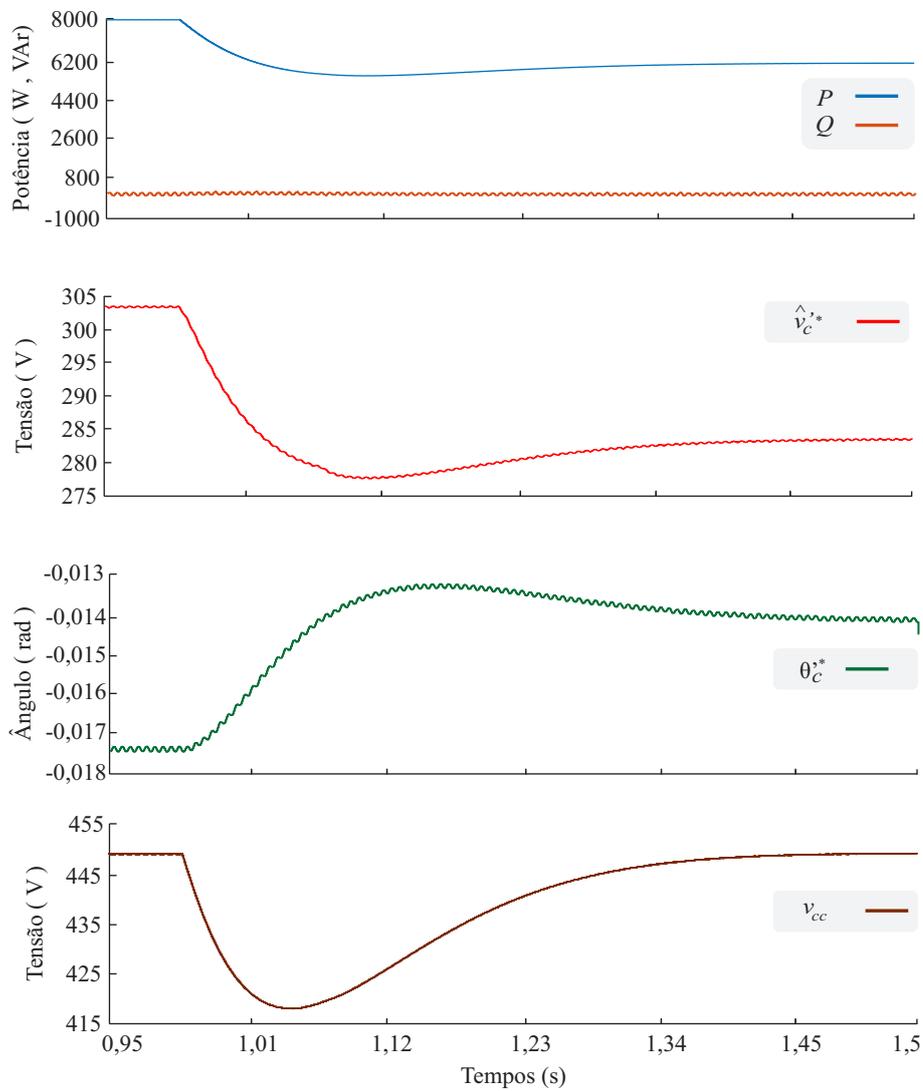


Figura 6.3: Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência ativa.

Na Figura 6.4 é apresentado um transitório de potência reativa. No instante  $t = 1,5$  s, a potência reativa de referência é modificada de 0 kVAr para 3 kVAr. O sistema leva, aproximadamente, 0,15 s para estabilizar. Durante o transitório a tensão do barramento CC apresenta uma suave variação, inferior a 0,3 V, pois a tensão do barramento CC está diretamente relacionada a potência ativa P e não a potência reativa Q, por esse motivo a oscilação de tensão do barramento é bem menor quando ocorre uma variação de Q, em relação a uma variação de P. A amplitude da tensão apresenta uma máxima variação de, aproximadamente, 22 V, enquanto que o ângulo de fase apresenta uma variação de, aproximadamente, 0,11 rads. Diferentemente do caso apresentado na Figura 6.3, a variação angular, neste caso, tem um incremento de quase 60 vezes maior que a variação angular apresentado na Figura 6.3. A variação da amplitude da tensão na Figura 6.4 comparada a variação da amplitude da tensão na Figura 6.3, apresenta um comportamento contrario ao ângulo de fase, isto é, ela apresenta uma variação quase 10 vezes menor.

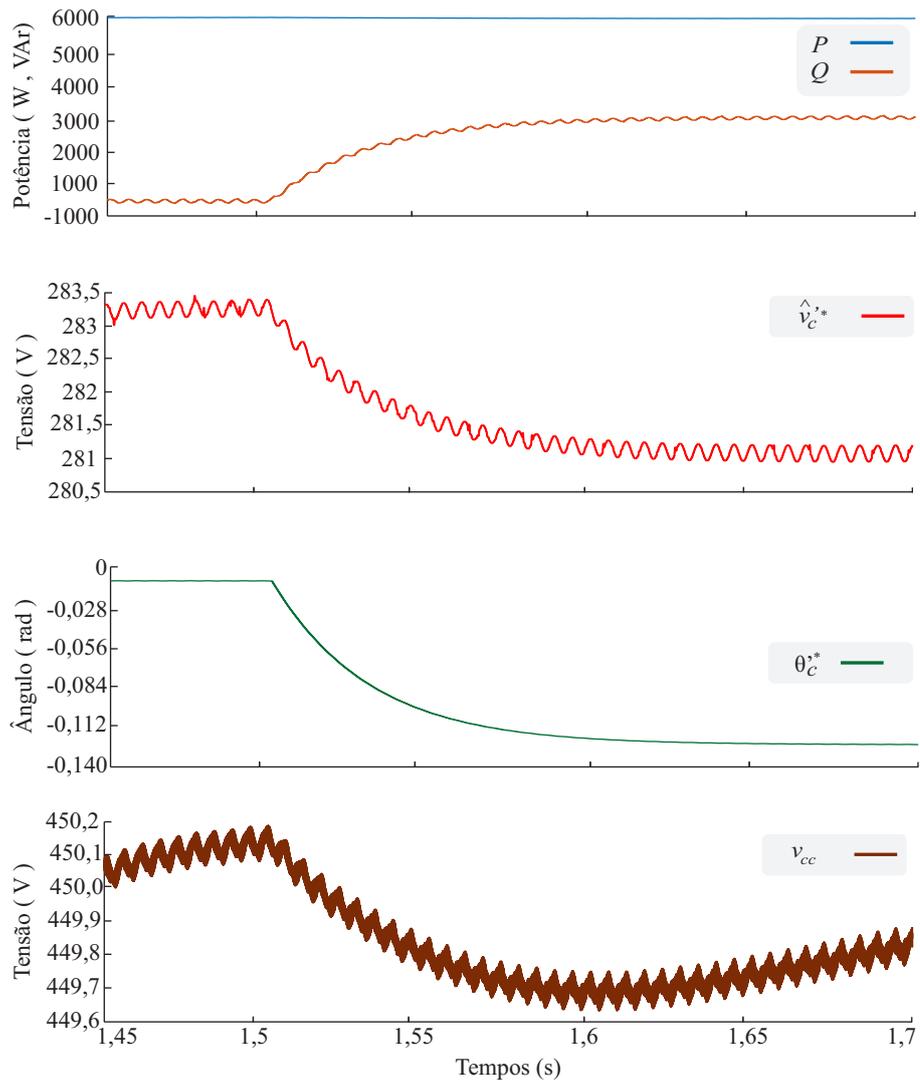


Figura 6.4: Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência reativa.

### 6.2.3 Resultados de Simulação com implementação do Resistor Virtual Negativo, $X \gg R$

Nas Figuras 6.6, 6.7 e 6.8 são apresentados os resultados obtidos com a utilização de um resistor virtual negativo de  $0,36 \Omega$ . Conforme apresentado na Tabela 6.1, a reatância estimada da rede é de  $0,141 \Omega$ , com a inserção do resistor virtual o sistema passará a ter uma relação  $X/R$  de aproximadamente 3.

Outro aspecto desvantajoso e importante para a implementação do resistor virtual negativo é a limitação de valores que podem ser utilizados. Esse aspecto é crucial, pois à medida que a resistência total do sistema é reduzida, dois polos do sistema são deslocados no sentido do semi-plano direito, conduzindo o sistema a instabilidade. Na Figura 6.5 é ilustrado o lugar das raízes com a resistência total do sistema variando de  $2,4 \Omega$  até  $-0,2 \Omega$ .

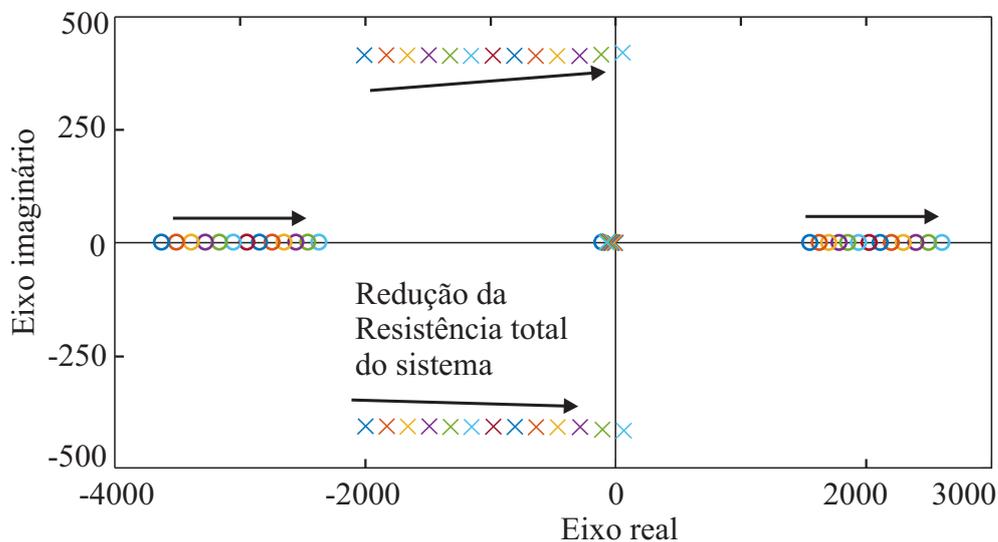


Figura 6.5: Lugar das raízes do sistema com perfil indutivo.

Quando o valor da resistência total do sistema assume valores negativo o sistema torna-se instável (Altahir et al. 2017b, Zhang et al. 2016). Ademais, a resistência  $r_s$  do modelo da rede elétrica sofre variações devido à variação de temperatura dos fios condutores. Essa característica acentua a problemática envolvendo a utilização do resistor virtual negativo (Zhang et al. 2016).

Na Tabela 6.5 são apresentados os parâmetros dos controladores utilizado na simulação.

Na Figura 6.6 são apresentados resultados da partida do sistema simulado com a utilização do resistor virtual negativo. A partida do sistema com o resistor virtual negativo apresenta um comportamento oscilatório e de fase não mínima. Conforme apresentado no Capítulo 5, as funções transferência que relacionam a variação da potência ativa com a variação angular, possuem um zero no semi plano direito.

Tabela 6.5: Parâmetros dos controladores utilizados na simulação com o resistor virtual negativo

Parâmetros dos Controladores	
Ganho proporcional do controlador de corrente	0,4033
Ganho integral do controlador de corrente	142,26
Ganho proporcional do controlador de tensão no ramo capacitivo	4,21
Ganho integral do controlador de tensão no ramo capacitivo	336,9
Ganho proporcional do controlador da Tensão do Barramento CC	0,0626
Ganho integral do controlador da tensão do barramento CC	0,4179
Ganho proporcional do controlador de potência ativa	-5,803e-6
Ganho integral do controlador da potência ativa	-4,967e-5
Ganho proporcional do controlador de potência reativa	0,00788
Ganho integral do controlador da potência reativa	0,00016

Na Figura 6.7 é apresentada uma variação de potência ativa no sistema simulado com o resistor virtual negativo. A variação da potencia ativa é realizada com a inserção de um resistor de  $101,5 \Omega$  em paralelo com o barramento CC. A utilização do resistor virtual negativo diminui a impedância total do sistema de controle, dessa forma, diferentemente do sistema com o resistor virtual positivo, uma pequena variação em qualquer dos parâmetros de controle, provoca uma elevada variação na potência ativa ou reativa, conforme é apresentado na Figura 6.7. Ainda nesta Figura, é possível notar a relação do controle do fluxo de potência ativa com o ângulo  $\theta_c^*$ . Devido a baixa relação  $X/R$  é possível notar que o acoplamento no controle da potência ativa com a variação do ângulo  $\theta_c^*$  e da modulo da tensão. No instante próximo a 1 s a potência ativa é reduzida bruscamente em 2 kW, a tensão do barramento CC tem afundamento de aproximadamente 7% e o sistema leva, aproximadamente, 0,4 s para atingir o valor de referência.

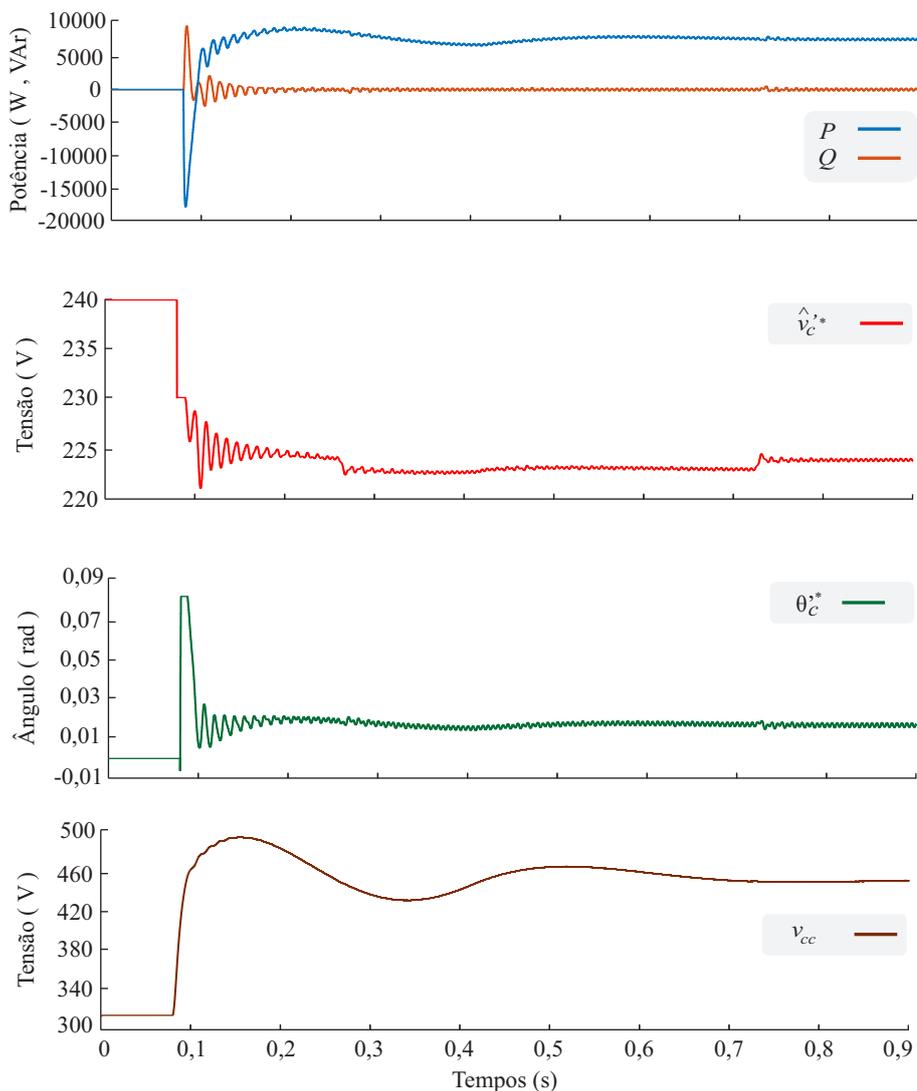


Figura 6.6: Resultados de simulação da partida do sistema com a utilização do resistor virtual negativo.

Na Figura 6.8 é apresentado o comportamento do sistema durante uma variação de potência reativa no sistema simulado com o resistor virtual negativo. Nesta situação, por existir um acoplamento entre as potências ativas e reativas, quando a potência reativa de referência é modificada de 0 kVAr para 3 kVAr, é provocada uma oscilação no barramento CC. Embora o projeto do controle das potências ativas e reativas fixem o tempo de estabilização em 0,4 s, o tempo gasto até o sistema atingir o valor do regime permanente é inferior a 0,1 s. Embora o tempo de estabilização projetado seja maior que o tempo de estabilização observado no resultado, essa variação é esperada pois o modelo que descreve a dinâmica dessa grandeza apresenta duas aproximações, sendo a primeira na sua modelagem e a segunda no projeto dos controladores.

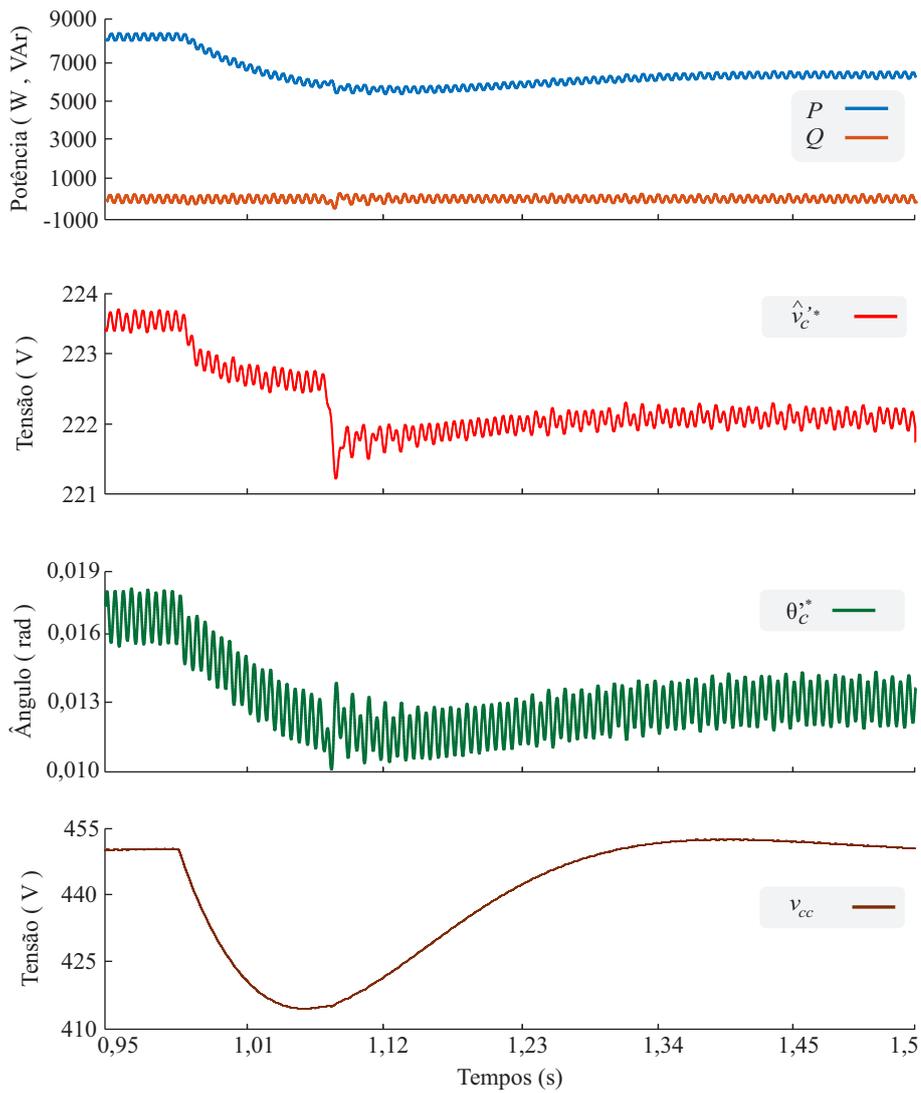


Figura 6.7: Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência ativa.

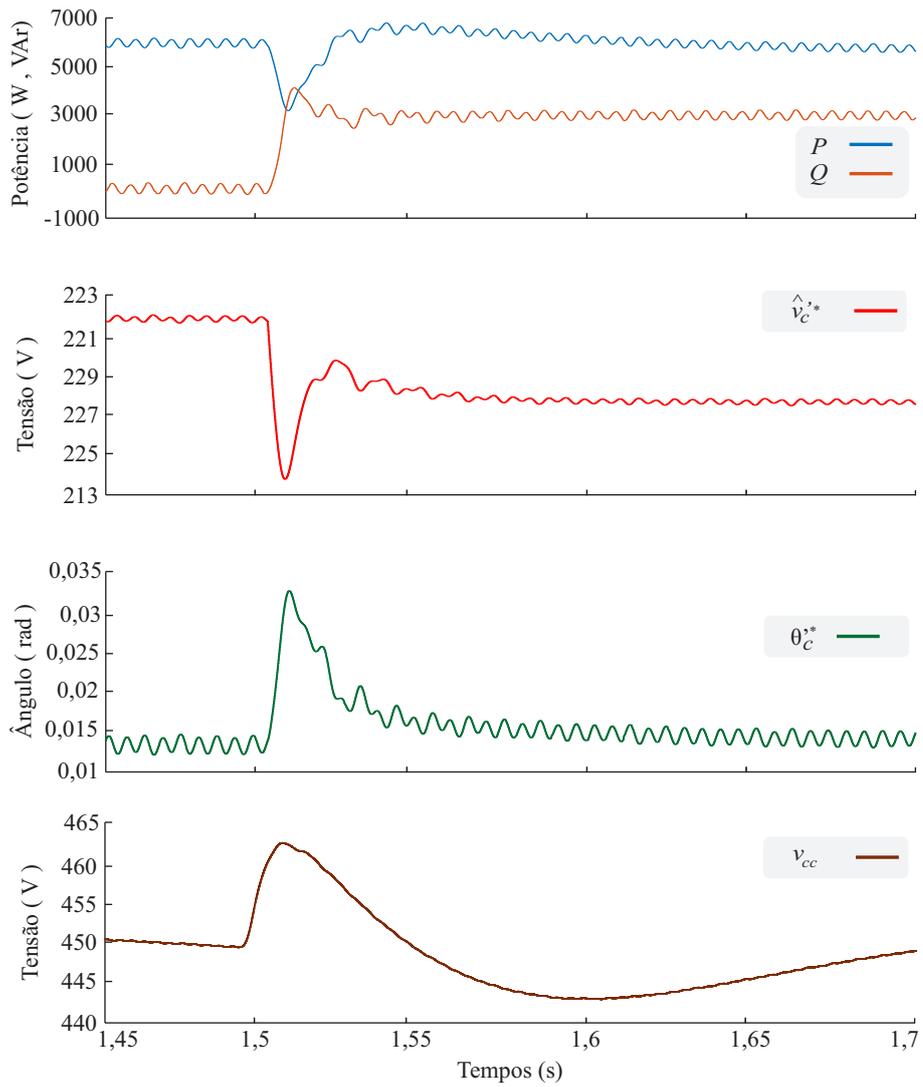


Figura 6.8: Resultado de simulação do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência reativa.

## 6.3 Resultados Experimentais

Para realização dos experimentos foi utilizado a estrutura experimental proveniente do projeto P&D (PETROBRAS/ANEEL) 2012/00042-2. Para realização dos experimentos, foi utilizado um algoritmo MPPT, descrito no item 5.2 dessa dissertação, para extrair a máxima potência instantânea dos módulos fotovoltaicos. A constante variação da potência oriunda do sistema fotovoltaico faz com que o perfil de potência ativa entregue a rede elétrica apresente variações a cada 1 s.

### 6.3.1 Descrição do Sistema Experimental

Na Figura 6.9 é apresentado o diagrama elétrico simplificado do sistema experimental de geração fotovoltaico trifásico conectado a rede elétrica. Nessa Figura é destacado em vermelho todos os pontos de medições no sistema utilizado para implementação da técnica de controle proposta neste trabalho.

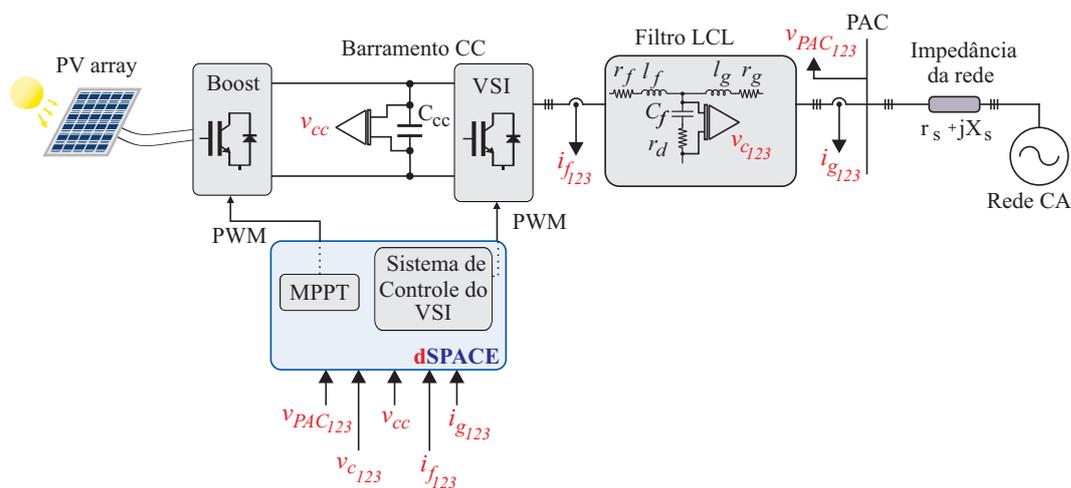


Figura 6.9: Diagrama elétrico simplificado da plataforma experimental.

Para realização da aquisição dos dados foram utilizados sensores de tensão e corrente de efeito *hall* do tipo LV-20-P e LA-35-NP, respectivamente. Para o processamento dos dados foi utilizado um dSPACE 1103. O dSPACE possui um processador que opera a 1 GHz, dispõe de uma interface com 32 portas I/O (do inglês, *Input/Output*) e possui 12 saídas PWM. A planta fotovoltaica é composta por 32 módulos fotovoltaicos, cada módulo fotovoltaico possui potência de 245 Wp, totalizando aproximadamente uma potência de pico de 8 kWp. Os 32 painéis foram configurados em 4 *strings* ligadas em paralelo, cada *string* possui 8 módulos fotovoltaicos ligados em série. Nas Figuras 6.10, 6.11 e 6.12 são apresentados, respectivamente, os indutores utilizados no filtro LCL e no *boost*, o dSPACE e a bancada utilizados para realização dos ensaios experimentais.

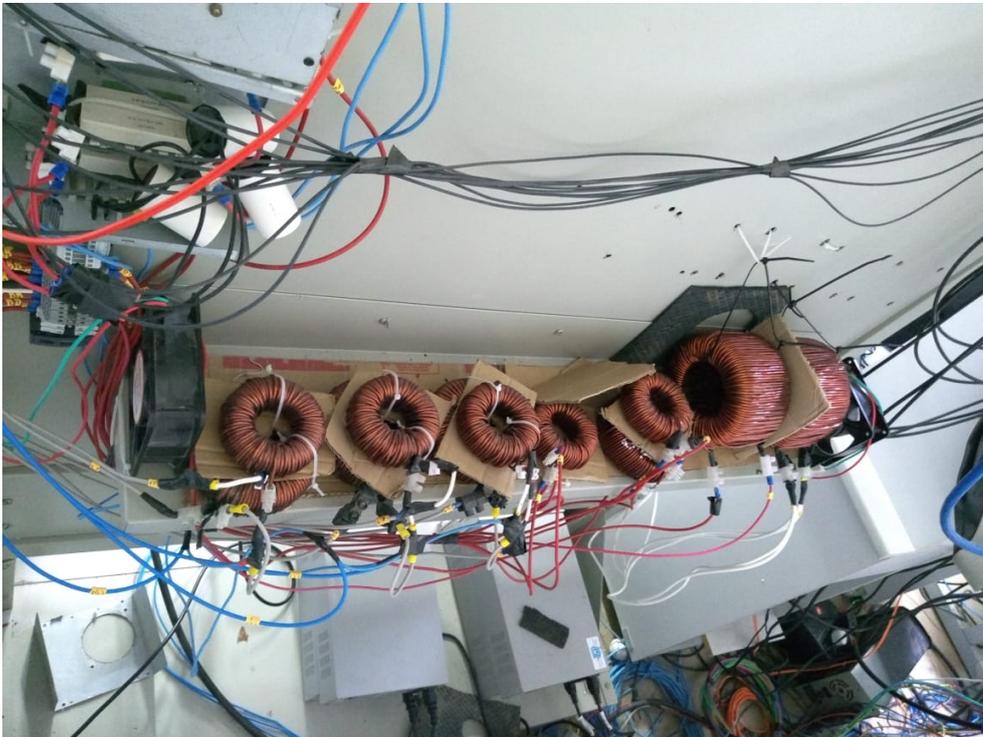


Figura 6.10: Foto do filtro LCL e indutor do *boost*.



Figura 6.11: Foto do sistema de aquisição e processamento de dados dSPACE 1103.

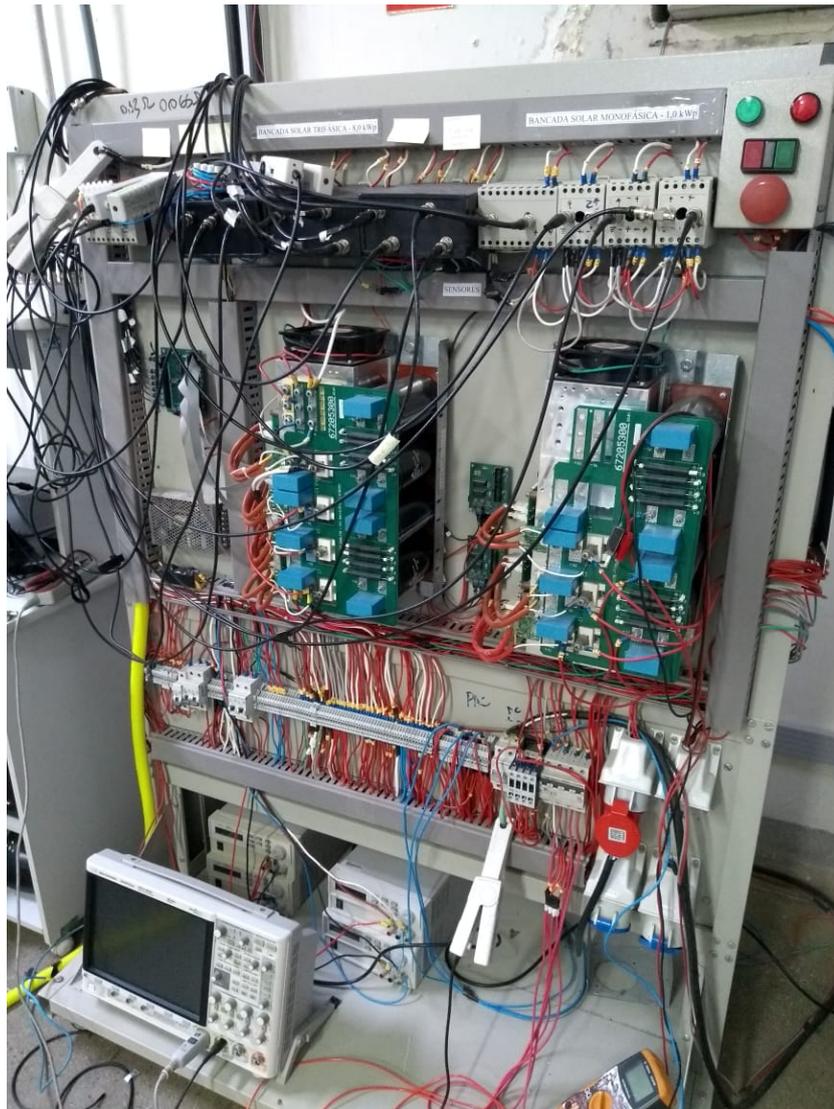


Figura 6.12: Foto da plataforma experimental utilizada no trabalho.

### 6.3.2 Resultados Experimentais com Implementação do Resistor Virtual Positivo, $R \gg X$

Nas Figuras 6.13, 6.14 e 6.15 são apresentados os resultados experimentais obtidos com a utilização de um resistor virtual positivo de  $2 \Omega$ . A resistência da rede  $r_s$  é de  $0,43 \Omega$ , com a inserção do resistor virtual o sistema passa a ter uma relação  $R/X$  de aproximadamente 14. A impedância  $Z_s$  utilizada nas simulações e no projeto dos controladores correspondem aos valores do sistema elétrico disposto no LEIER.

O valor das contantes proporcionais e das constantes integrativas utilizado no controlador da tensão do barramento CC, controlador da corrente  $i_f$  e controlador da tensão para o ramo capacitivo foram os mesmos utilizados nas simulações ( ver Tabela 6.4). Os valores dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos resultados experimentais são apresentados na Tabela 6.6. Estes ganhos são diferentes dos valores utilizados em simulação pois foi realizado um ajuste fino nos ganhos do controladores na etapa experimental para adequação dos parâmetros de desempenho do sistema em malha fechada.

Tabela 6.6: Parâmetros dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos resultados experimentais com resistor virtual positivo

Parâmetros dos Controladores	
Ganho Proporcional do Controlador de Potência Ativa	0,0039
Ganho Integral do Controlador da Potência Ativa	2,397
Ganho Proporcional do Controlador de Potência Reativa	$-7,25 \times 10^{-7}$
Ganho Integral do Controlador da Potência Reativa	-0.00072

Na Figura 6.13 é apresentado o comportamento do sistema implementado na plataforma experimental com o resistor virtual positivo. Sua partida ocorre no instante próximo a 2,27 segundos, para atenuar transientes na partida foi utilizado um atraso de 0,1 s para que o SRF-PLL atinja a condição de regime permanente.

A partida do sistema experimental com o resistor positivo quando comparado aos resultados de simulação com o resistor virtual positivo ( Ver Figura 6.2) possui um comportamento atípico. Na partida do sistema simulado a potência ativa e a tensão do barramento CC apresentam um *overshoot* inferior a 10%. As diferenças da partida em ambiente de simulação e nos resultados experimentais ocorreram porque, as perturbações  $v_{PAC_d}^e$  e  $v_{PAC_q}^e$  (ver Figura 5.2) foram zeradas durante a realização dos ensaios experimentais. Dessa forma é possível notar o erro de implementação quando observado o valor inicial (antes da partida do sistema) da variável  $\hat{v}_c^*$  nas Figuras 6.13 e 6.2. Enquanto que nos resultados de simulação essa variável parte do valor próximo a  $v_{PAC_{dq}}^e$ , nos resultados experimentais essa variável parte do zero, acentuando o transitório de partida.

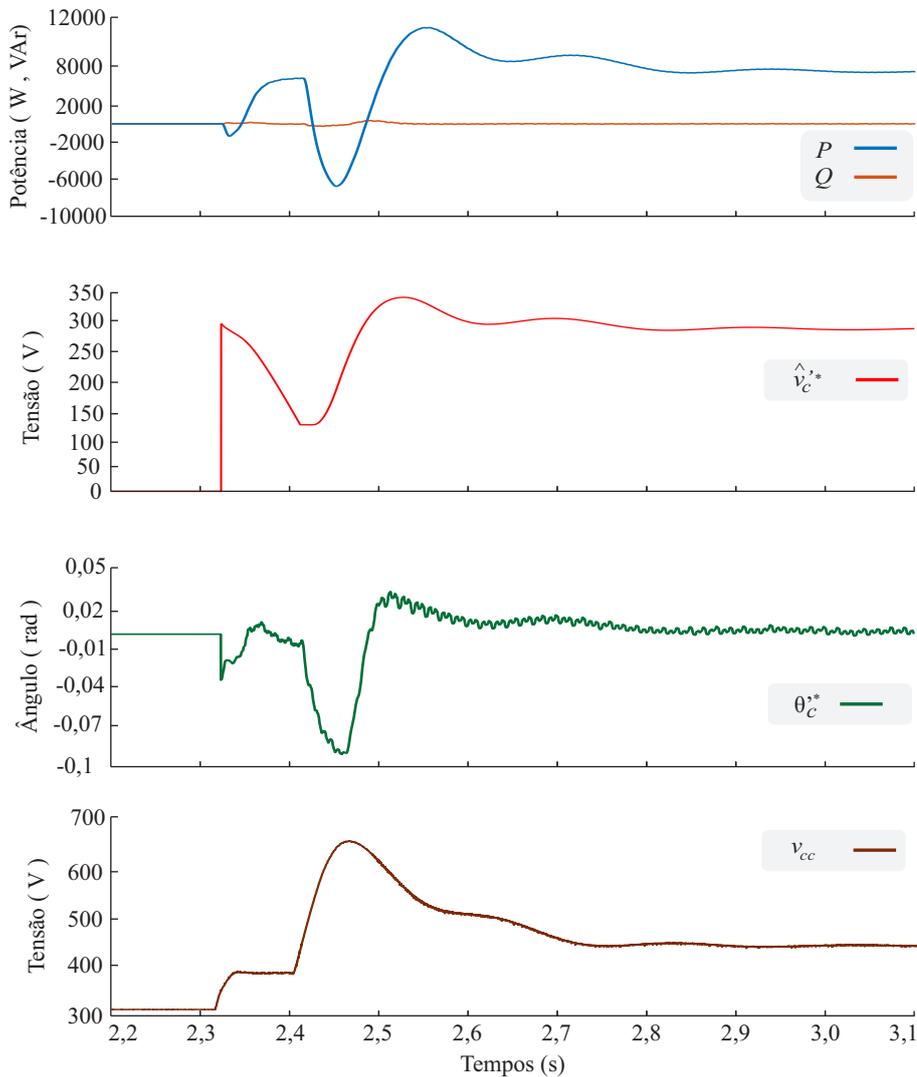


Figura 6.13: Resultado experimental da partida do sistema com utilização do resistor virtual positivo.

O resultado experimental da partida do sistema com a utilização do resistor virtual positivo apresentou um *overshoot* na tensão do barramento CC de 55%, e levou cerca de 0,5 s para estabilizar. É importante ressaltar que a máxima tensão no barramento CC, disposto na estrutura experimental é de 900 V, durante a partida essa tensão chegou a 75% do máximo valor factível. No algoritmo em que foi implementado o sistema de controle foi adicionado um comando de segurança em que o sistema cessa o funcionamento caso a tensão do barramento CC atinja um valor de 750 V. Durante o transitório da partida do sistema, o controle garantiu o funcionamento do sistema sem extrapolar os limites físicos de operação.

A diferença da oscilação na tensão do barramento CC entre o resultado de simulação e o resultado experimental é decorrente do acentuado transitório ocasionado pela retirada das perturbações  $v_{PACdq}^e$  no controle da tensão do ramo capacitivo. Isso se deve ao fato que

a estrutura utiliza o controle do tipo cascata e o controlador da tensão do barramento CC é mais externo que os controladores da tensão do ramo capacitivo.

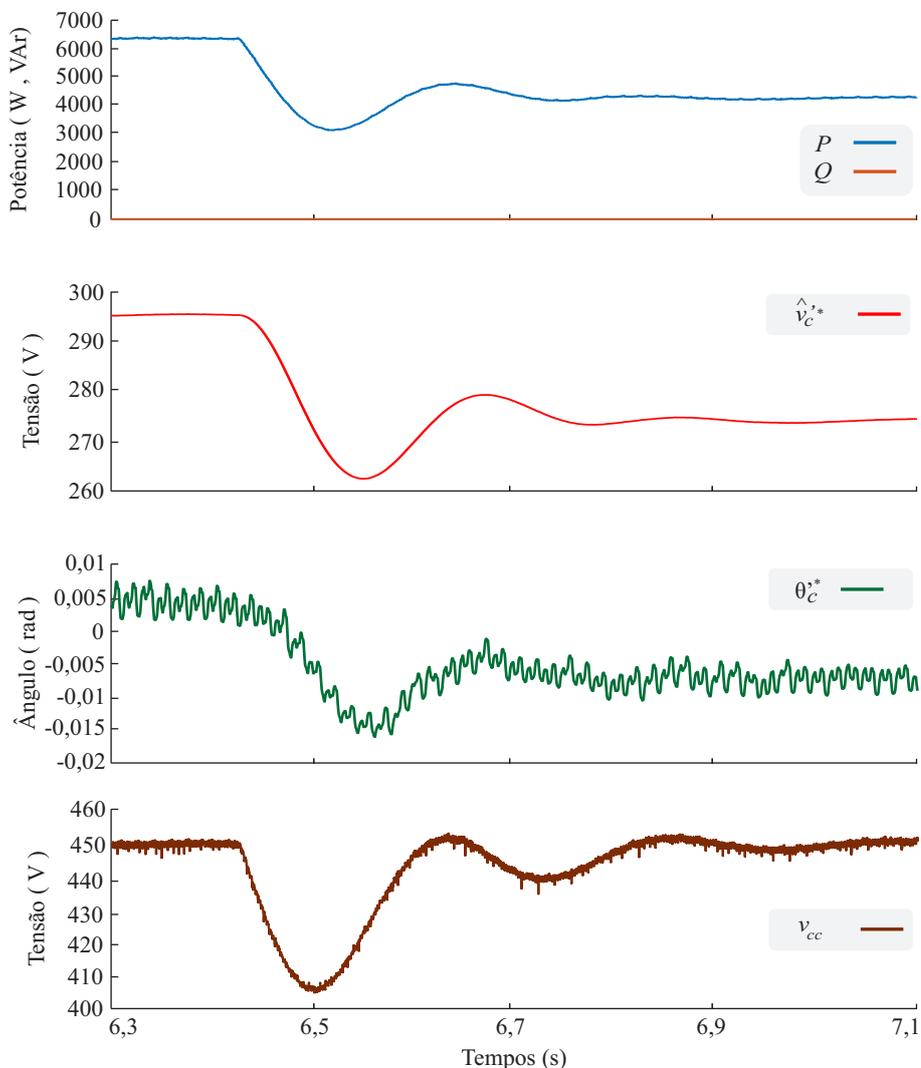


Figura 6.14: Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência ativa.

Os resultados de variação da potência ativa e reativa foram realizados de forma similar aos resultados de simulação. Por esse motivo os mesmos apresentam um comportamento similar. As características de *overshoot*, tempo de estabilização e baixo nível de acoplamento entre a potência ativa e a potência reativa foram bem próximos dos resultados de simulação. Diferentemente da partida, durante as variações de  $P$  e  $Q$ , o sistema apresenta transitórios que independem das perturbações  $v_{PAC_{dq}}^e$ , portanto o comportamento do sistema apresenta resultados similares aos resultados da simulação

Na Figura 6.14 é apresentado o comportamento do sistema durante a variação de potência ativa. Por se tratar de um sistema que utiliza uma fonte primária não despachável junto a um sistema de MPPT, a variação da potência ativa foi realizada com a inserção de

um resistor de aproximadamente  $100 \Omega$  em paralelo com o barramento CC. A inserção desse resistor provoca um decaimento no fornecimento de potência ativa de aproximadamente 2 kW para rede elétrica. O desempenho no controle da tensão do barramento CC é compatível com os parâmetros de projeto estabelecidos na Tabela 6.2. A boa performance do sistema é atingida devido o baixo acoplamento no controle das potências  $P$  e  $Q$ .

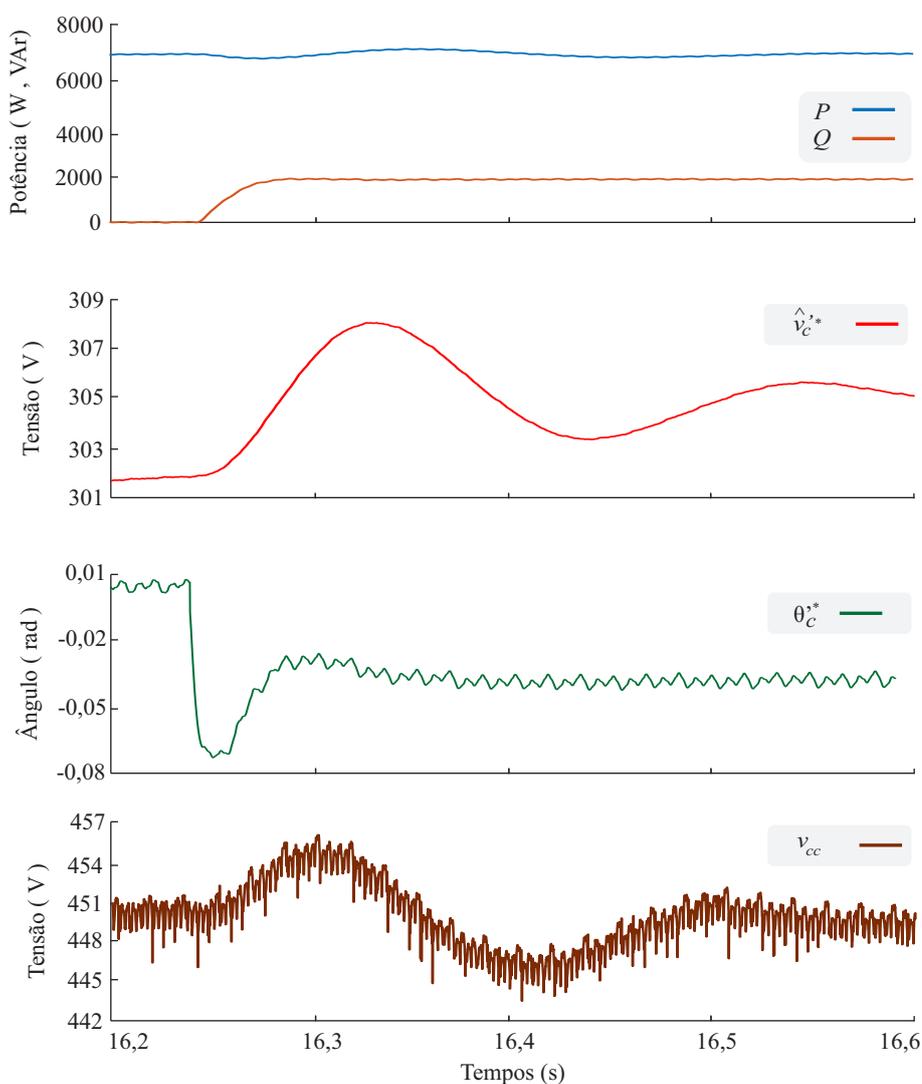


Figura 6.15: Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual positivo com variação de potência reativa.

Na Figura 6.15 são apresentados os resultados experimentais da variação de potência reativa  $Q$ , no instante  $t = 16,25$  s a potência reativa de referência é modificada de 0 kVAr para 2 kVAr. O sistema apresenta um tempo de estabilização de aproximadamente 0,05 s, com um *overshoot* de 5%. No instante da mudança do valor da potência reativa de referência, a variação da tensão do barramento CC é inferior a 1 %, a baixa variação na tensão do barramento CC indica a mínima relação entre a potência ativa e a potência reativa. No instante da mudança do valor da potência reativa de referência, a tensão

$\hat{v}_c^*$  apresenta uma variação de 1 %, enquanto que o ângulo  $\theta_c^*$  apresenta uma variação superior a 100%. Esse comportamento ratifica o desacoplamento entre as potências  $P$  e  $Q$ .

Na Figura 6.16(a) são apresentados os sinais de tensão e corrente da fase A do PAC entre os intervalos de 18,2 a 18,4 segundos. Na Figura 6.16(b) é apresentada a distorção harmônica total da corrente fornecida à rede elétrica na fase A. A corrente da fase A apresenta uma THD média inferior a 3%. De acordo com a *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality* (2009), esse valor está dentro dos limites aceitáveis de operação.

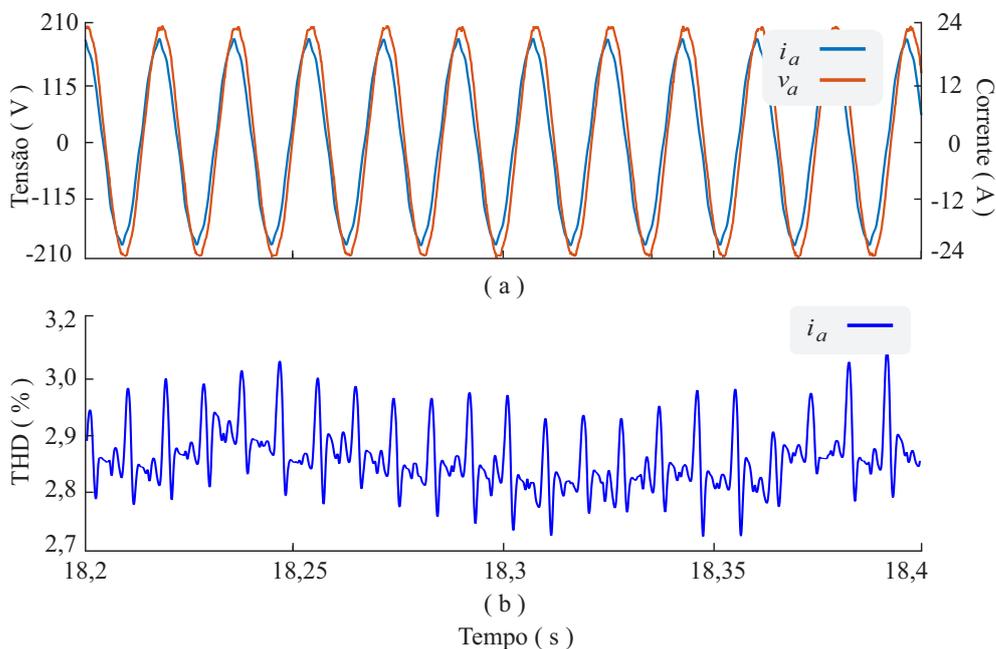


Figura 6.16: Resultado experimental do sistema com utilização do resistor virtual positivo: tensão e corrente da fase A (a), e THD da corrente na fase A (b).

### 6.3.3 Resultados Experimentais com Implementação do Resistor Virtual Negativo, $X \gg R$

Os resultados experimentais do controle do fluxo de potência com a redução do acoplamento entre as potências ativa e reativa usando um resistor virtual negativo são apresentados nas Figuras 6.17, 6.18 e 6.19. Nas Figuras são apresentadas respectivamente a partida do sistema, a variação da potência ativa e a variação da potência reativa.

O valor das constantes proporcionais e das constantes integrativas utilizado no controlador da tensão do barramento CC, controlador da corrente  $i_f$  e controlador da tensão para o ramo capacitivo foram os mesmos utilizados na simulação ( Ver Tabela 6.5). Os valores dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos experimentos são apresentados na Tabela 6.7.

Tabela 6.7: Parâmetros dos controladores de potência ativa e potência reativa utilizados nos resultados experimentais do sistema de controle com resistor virtual negativo

Parâmetros dos Controladores	
Ganho Proporcional do Controlador de Potência Ativa	$-2,32 \times 10^{-5}$
Ganho Integral do Controlador da Potência Ativa	$-2,48 \times 10^{-4}$
Ganho Proporcional do Controlador de Potência Reativa	0,00788
Ganho Integral do Controlador da Potência Reativa	0,00165

Nos resultados experimentais é perceptível uma oscilação quando comparado aos resultados de simulação. Na partida do sistema, a tensão do barramento CC apresenta um *overshoot* de 10%, o *overshoot* da potência ativa é de 12%. O bom desempenho da partida do sistema com resistor negativo junto ao *overshoot* superior a 50% da partida do sistema com o resistor virtual positivo não eram esperados. Os resultados obtidos do sistema de controle com o resistor virtual positivo foram extraídos antes dos resultados do sistema de controle com o resistor virtual negativo. Durante a realização dos ensaios experimentais com o resistor virtual negativo as perturbações  $v_{PACdq}^e$  foram adicionadas no sistema de controle, dessa forma, a partida do sistema apresenta uma oscilação inferior quando comparado à partida do sistema com o resistor virtual positivo ( ver Figura 6.13). Conforme apresentado nos resultados de simulação, a partida do sistema com o resistor virtual negativo apresenta variações bruscas em  $P$  e  $v_{cc}$ , a escala de tempo na Figura 6.17 não permite a visualização do transitório inicial ( cerca de 20 ms). O longo intervalo de tempo utilizado na Figura 6.17 busca contemplar a dinâmica de todas as variáveis presentes nesta figura, por este motivo esta figura não favorece a visualização do transitório da partida nos instantes entre 2 s e 2,3 s.

Na partida do sistema e na variação da potencia ativa, as curvas da potência ativa e do ângulo  $\theta_c^*$  apresentam comportamento similar. Essa característica ratifica que o controle da potência ativa é realizado através da variação do ângulo de carga da tensão no ramo capacitivo. A partida do sistema apresenta um *overshoot* na tensão inferior a 5 % e na tensão do barramento CC um *overshoot* na potência ativa inferior a 8 %. Durante a partida é possível notar o acoplamento entre a potência ativa e a potência reativa no instante entre 2 s e 2,5 s, o acoplamento decorre da baixa relação entre  $X/R$  obtida com a inserção do resistor virtual negativo.

No instante  $t = 2,25$  s da Figura 6.17 é verificada uma oscilação mútua das potências  $P$  e  $Q$ , tal fato ocorre devido ao acoplamento entre as potências  $P$  e  $Q$ , ainda, presente no sistema. No instante  $t = 1,5$  s ocorre uma variação de potência ativa no sistema decorrente da atuação do MPPT. Ainda nesta figura é perceptível o comportamento similar da potência ativa com o ângulo  $\theta_c^*$ .

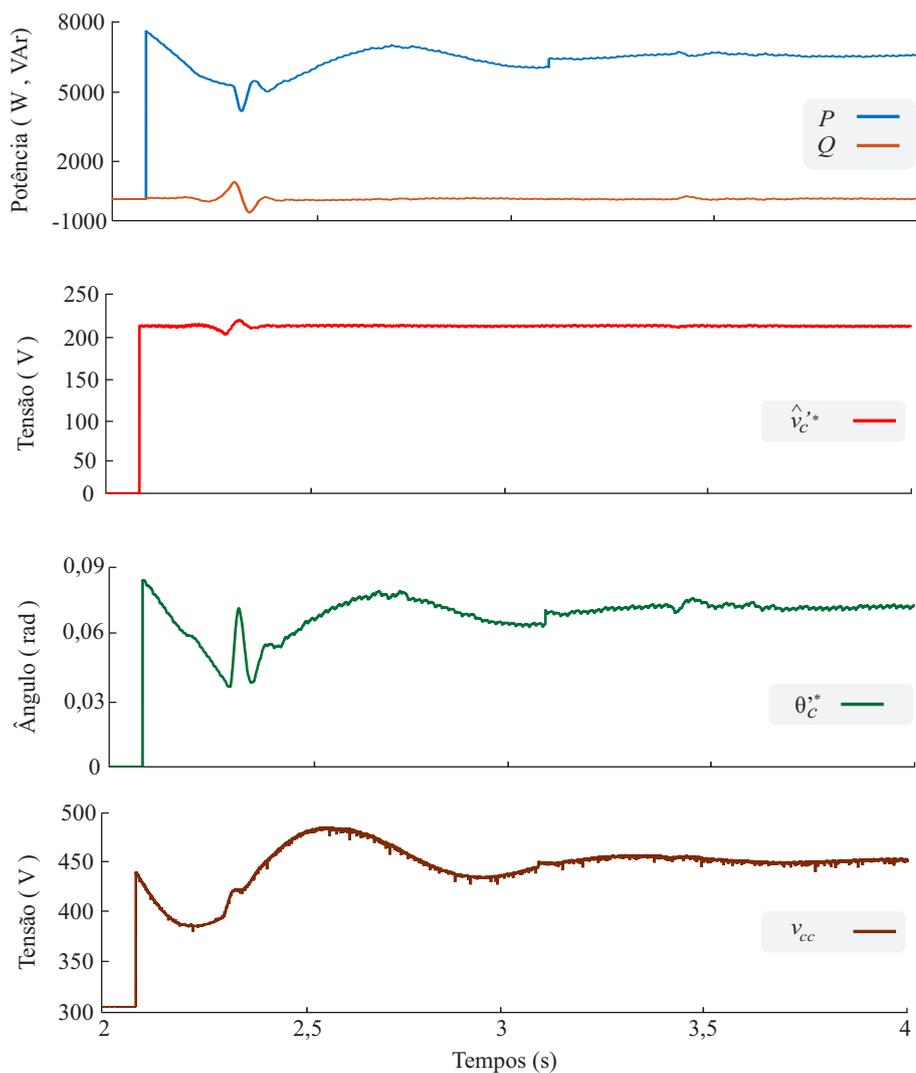


Figura 6.17: Resultado experimental da partida do sistema com utilização do resistor virtual negativo.

Na Figura 6.17 é apresentado o comportamento do sistema com o resistor virtual negativo sob uma variação de potência ativa de 2 kW. Conforme discutido anteriormente, por se tratar de um sistema que utiliza uma fonte primária não despachável junto a um sistema de MPPT, a variação da potência ativa foi realizada com a inserção de um resistor de aproximadamente  $100 \Omega$  em paralelo com o barramento CC. No instante  $t = 6,43 \text{ s}$  é inserido o resistor ocasionando uma variação na potência ativa fornecida à rede elétrica de aproximadamente 2 kW.

O desempenho no controle da tensão do barramento CC é compatível com os parâmetros de projeto estabelecidos na Tabela 6.2. Embora o sistema atinja o regime permanente, a baixa relação  $X/R$  não contribui para boa performance do sistema, na Figura 6.18 é perceptível a oscilação na potência reativa, que varia em de 0 a 150 VAR. No instante 14,07s ocorre uma descontinuidade da captura dos sinais no Dspace 1103.

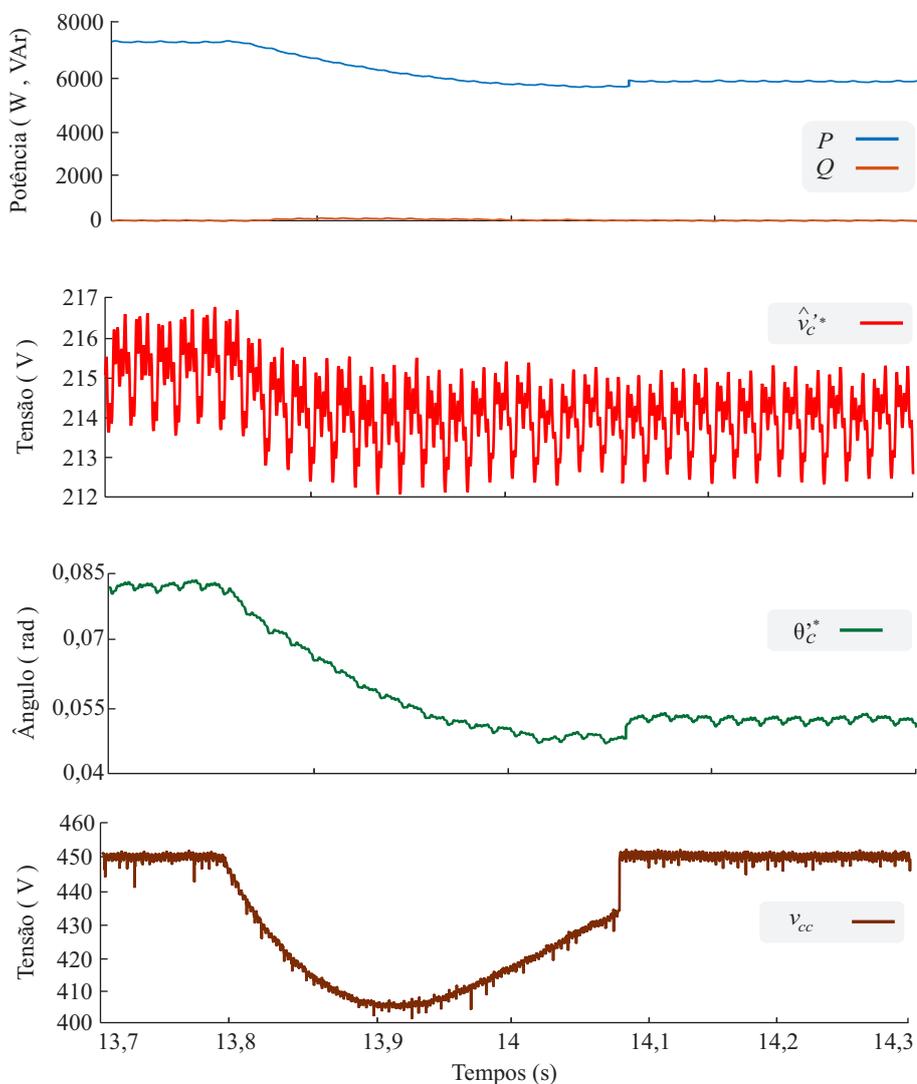


Figura 6.18: Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência ativa.

Na Figura 6.19 é apresentado o comportamento do sistema com o resistor virtual negativo em que a potência reativa de referência é modificada de 0 kVar para 2 kVar no instante  $t= 17,26$  s. Durante o transitório decorrente da variação da potência reativa de referência, há uma oscilação na tensão do barramento CC de quase 4%, e na potência ativa de 12 %.

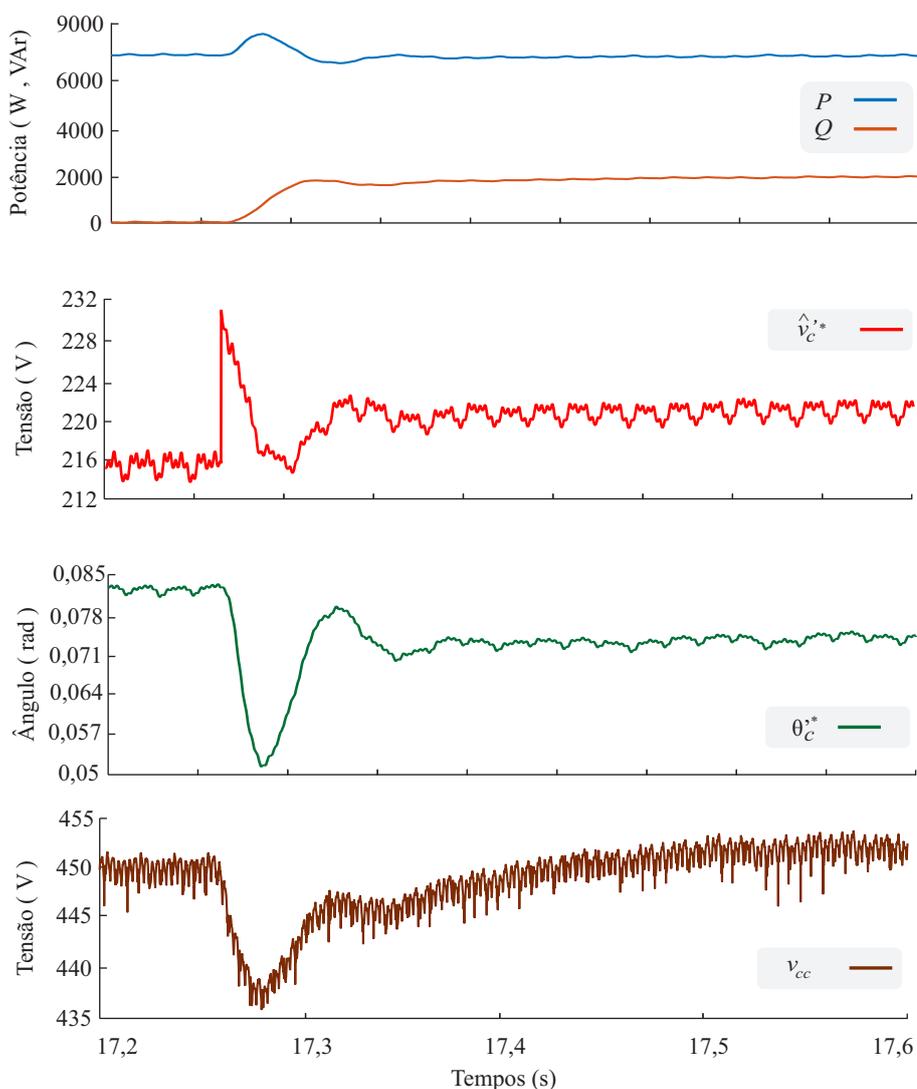


Figura 6.19: Resultado experimental do sistema utilizando o resistor virtual negativo com variação de potência reativa.

Durante a variação de potência ativa e durante a variação de potência reativa nas Figuras 6.17 e 6.18, respectivamente, ainda é possível observar o acoplamento entre a potência ativa e a potência reativa. A utilização do resistor virtual negativo não permite, na prática, atingir uma boa relação  $X/R$ , portanto não é possível atingir um baixo nível de acoplamento como apresentado nos resultados com o resistor virtual positivo.

Na Figura 6.20(a) são apresentados os sinais de tensão do PAC e corrente da fase A fornecida ao PAC. Na Figura 6.20(b) é apresentado a corrente fornecida ao PAC pela fase A. Esta corrente apresenta uma distorção harmônica total inferior a 4%. De acordo com a *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality* (2009), esse valor está dentro dos limites aceitáveis de operação.

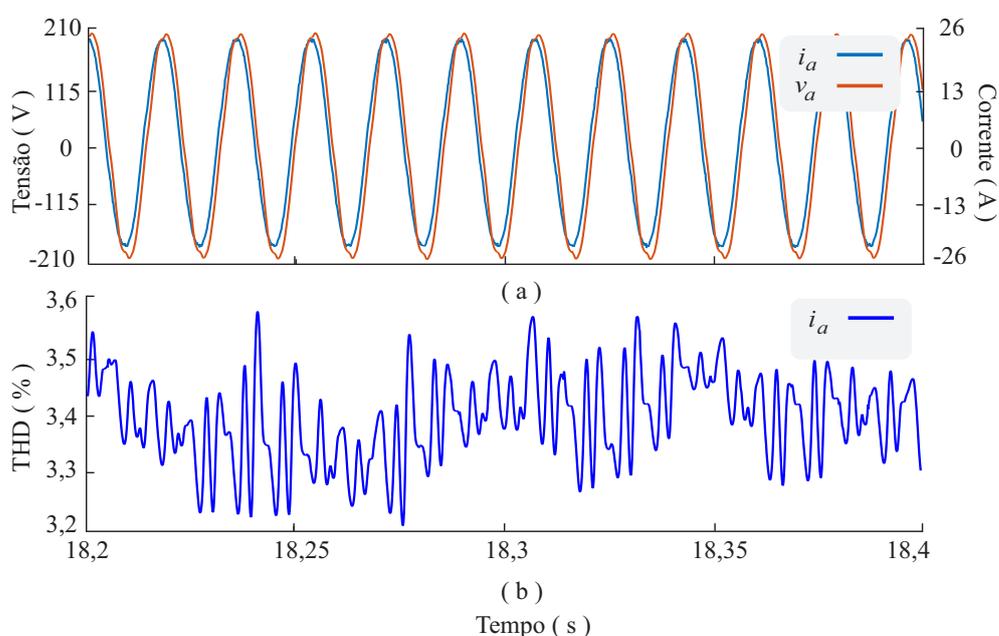


Figura 6.20: Resultado experimental do sistema com utilização do resistor virtual negativo: tensão e corrente da fase A (a), e THD da corrente na fase A (b).

### 6.3.4 Discussão dos Resultados

A desempenho do sistema de controle apresentados nos itens 5.1.1 e 5.1.2 foram apresentados neste capítulo por meio de resultados de simulação e experimentais. Em ambos, foi possível atingir a redução do acoplamento entre a potência ativa e a potência reativa. Contudo, a utilização do resistor virtual positivo apresentou um maior nível de desacoplamento e conseqüentemente um resultado menos oscilatório devido ser possível atingir uma maior relação  $R/X$ .

Do ponto de vista prático, a implementação do resistor virtual negativo é bastante problemática, pois:

- Os sensores devem estar bem calibrados, pois durante a realização dos ensaios experimentais foi necessário recalibrar os sensores várias vezes para atingir resultados mais concisos. A utilização dos sensores com uma calibração precisa é essencial para estimar com precisão a tensão interna  $e_s$ . Durante a realização dos ensaios experimentais do sistema  $X \gg R$ , a calibração imprecisa dos sensores de corrente ocasionou oscilações no sistema.

- Além de se tratar de um sistema de fase não mínima, o que ocasiona um *undershoot*, a redução do perfil resistivo torna o sistema menos amortecido, tal característica propicia oscilações no sistema.
- A baixa impedância de saída do filtro, não favorece a dinâmica do sistema, isto é: o baixo valor da reatância do sistema faz com que as variações na tensão sobre  $v_c$  também sejam baixas. Dada a potência trabalhada, uma baixa variação de tensão entre  $e_s$  e  $v_c$  não contribui para um bom desempenho do sistema, tendo em vista que a baixa variação de tensão pode não ser sensível aos sensores de tensão.
- A partida do sistema é bastante crítica, isto é, a amplitude e ângulo do vetor tensão na hora da sincronização devem estar bem próximos, caso contrário, o transiente da corrente da partida produz uma perturbação suficientemente alta para atrapalhar na estimação do ângulo pelo SRF-PLL e conseqüentemente a proteção da estrutura física é acionada.

Na Tabela 6.8 são sumarizados os parâmetros de desempenho dos sistemas de controle para os resultados de simulação e experimental nos dois casos: implementação do resistor virtual positivo e do resistor virtual negativo.

Tabela 6.8: Desempenho do sistema durante os testes de simulação e experimentais.

		Projetado			Resultados de simulação			Resultados experimentais		
		Partida	$\Delta P$	$\Delta Q$	Partida	$\Delta P$	$\Delta Q$	Partida	$\Delta P$	$\Delta Q$
Tempo de estabilização (s)	R+	0,5	0,5	0,2	0,4	0,3	0,15	0,7	0,5	0,06
	R-				0,5	0,4	0,7	1	0,4	0,07
Overshoot/ undershoot	R+	5%	5%	5%	10%	10%	0%	38%	10%	5%
	R-				12%	5%	33%	15%	0%	5%

## 6.4 Síntese do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados preliminares de simulação e resultados experimentais do sistema proposto neste trabalho. Para realização da simulação foi utilizado uma fonte de corrente CC para emular uma fonte de energia despachável, enquanto que na plataforma experimental foi-se utilizado uma planta fotovoltaica de 8 kWp. Nos resultados de simulação foi apresentado o sistema operando com o resistor virtual nos 2 cenários. No primeiro cenário é utilizado um resistor virtual positivo, no segundo cenário é utilizado um resistor virtual negativo. Nos resultados experimentais foi apresentado o cenário com a utilização do resistor virtual positivo. Nos resultados apresentados foi possível verificar que a utilização do resistor virtual conduziu o sistema a dois cenários distintos. No primeiro foi possível regular potência ativa por meio da variação da tensão de referência sintetizada pelo VSI e a potência reativa por meio da variação do ângulo da tensão de referência sintetizada pelo VSI. No segundo foi possível regular potência reativa por meio da variação da tensão de referência sintetizada pelo VSI e a potência ativa por meio da variação do ângulo da tensão de referência sintetizada pelo VSI.

---

# Capítulo 7

## Conclusão

---

### 7.1 Conclusões Gerais

Nesta dissertação de mestrado foi apresentada uma análise da utilização de um resistor virtual para reduzir o acoplamento entre as potências ativa e reativa em um SGD fotovoltaico, controlado no modo tensão, interconectado a uma rede de baixa tensão. O controle do fluxo de potência no modo tensão possibilita um maior controle do SGD sob eventuais transientes de tensão ou corrente oriundos da rede elétrica.

Com o objetivo de apresentar o crescimento dos SGD a nível nacional, foram apresentados os detalhes da produção nacional de energia elétrica baseada em fontes renováveis de energia do ano corrente. Para demonstrar o conceito da impedância virtual, foi apresentado o modelo do inversor conectado à rede elétrica, funcionando como fonte de tensão. Posteriormente, foi apresentada a implementação dos sistemas propostos para a utilização da técnica de impedância virtual. No Capítulo 5 foi apresentado o procedimento para o dimensionamento dos parâmetros de controle, a fim de viabilizar o funcionamento do sistema de controle proposto neste trabalho.

A análise proposta foi implementada em dois sistemas de controle que operam no modo tensão, ambos utilizados para interconectar o SGD a uma rede elétrica de baixa tensão. Cada sistema de controle é utilizado para operar sob um perfil de impedância característica. A técnica de impedância virtual foi utilizada para conduzir o sistema de baixa tensão a dois cenários distintos. No primeiro é inserido um resistor virtual positivo que conduz o sistema a um perfil resistivo. No segundo é inserido um resistor virtual negativo que conduz o sistema a um perfil indutivo.

Por fim, para ratificar a estrutura de controle descrita neste trabalho, foram apresentados resultados realizados em ambiente de simulação e resultados obtidos a partir da utilização de uma plataforma experimental. Nos resultados com a utilização do resistor virtual positivo é notório o menor nível de acoplamento entre as potências ativa e reativa quando comparado aos resultados que utilizam o resistor virtual negativo. Tal fato é justificável devido ser possível ter uma maior relação  $R/X$  do que a relação  $X/R$ , uma vez que a utilização do resistor virtual negativo é limitada (Altahir et al. 2017b). Os resultados em ambos casos são coerentes com o comportamento descrito neste trabalho.

A utilização do resistor virtual negativo é limitada a utilização de valores de impedância característica da rede, que normalmente possui variações de acordo com o ponto de operação da rede elétrica. Tal impedância é influenciada pela entrada/saída de sistemas de

geração como também a entrada/saída de cargas. A utilização do resistor virtual positivo não possui essa limitação, assim, é possível propiciar um melhor nível de desacoplamento entre as potências ativa e reativa.

A utilização do resistor virtual positivo permite um maior nível de desacoplamento pois é possível utilizar valores superior a valores típicos da rede. Contudo a utilização desse resistor não propicia a utilização de técnicas ancilares que, por exemplo, auxiliem a estabilidade do sistema elétrico. Ao conduzir o comportamento do sistema para um comportamento convencional de sistemas de transmissão, caso da rede com perfil predominantemente indutivo, o sistema de controle está apto a utilizar técnicas ancilares, como por exemplo, o controle por decaimento e a implementação de uma máquina síncrona virtual.

A escolha da impedância virtual adequada para uma estrutura de controle do fluxo de potência não depende, apenas, do menor nível de acoplamento entre as potências ativa e reativa. A redução do acoplamento entre as potências pode ser atingida não apenas com a utilização de um resistor virtual positivo ou negativo, os modelos apresentados neste trabalho não se resumem apenas a utilização do desacoplamento utilizando o resistor virtual, mas sim um elemento que modifique a impedância característica do sistema de controle. Embora o resistor virtual negativo apresente uma implementação delicada, a característica indutiva do sistema pode ser atingida, também, por meio de um indutor virtual.

Por fim, mediante o comportamento dos sistemas apresentados no Capítulo 6, a utilização do resistor virtual positivo apresenta um melhor desempenho no que concerne à redução do acoplamento entre a potência ativa e potência reativa. Para ratificar essa afirmação foram utilizados 3 cenários de operação, são eles: Partida do sistema, variação da potência ativa fornecida à rede elétrica e variação da potência reativa fornecida à rede elétrica.

## 7.2 Trabalhos Futuros

Como continuação dos estudos a serem realizados logo após esta dissertação, as seguintes propostas de trabalhos futuros são sugeridas:

- Comparação de desempenho do sistema de controle utilizado com um sistema que utilize uma realimentação do tipo *feedforward*.
- Relação de desempenho do sistema de controle baseado em impedância virtual com a variação paramétrica dos parâmetros da rede elétrica.
- Adequação do sistema de controle proposto para operação no modo ilhado.
- Implementação de técnicas ancilares que possibilite uma melhor qualidade de energia fornecida ao PAC.
- Comparação do desempenho do sistema com a implementação de indutores virtuais.
- Análise de desempenho entre um elemento virtual e um elemento físico no sistema elétrico.
- Utilização de um sincronizador de potência ativa ao invés do uso do SRF-PLL.

- Adequação do sistema para a operação ilhada;

---

## Referências Bibliográficas

---

- Altahir, S. Y., X. Yan & H. Hasabelrasul (2017a), Combined power decoupling strategy for inverters in low-voltage microgrids, *em* 'IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society', pp. 952–957.
- Altahir, S. Y., X. Yan & H. Hasabelrasul (2017b), 'Combined power decoupling strategy for inverters in low-voltage microgrids', pp. 952–957.
- Alves, D. K., R. L. A. Ribeiro, F. B. Costa & T. O. A. Rocha (2019), 'Real-time wavelet-based grid impedance estimation method', *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **66**(10), 8263–8265.
- ANEEL (2018a), Agência nacional de energia elétrica - aneel, Página na internet, ANEEL, Brasília, DF.  
**URL:** <http://www2.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm/>
- ANEEL (2018b), NOVET's homepage, Página na internet, ANEEL, Brasília, DF.  
**URL:** <http://www.aneel.gov.br/informacoes-tecnicas/>
- ANEEL (2018c), NOVET's homepage, Página na internet, ANEEL, Brasília, DF.  
**URL:** [http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD\\_Estadual.asp](http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Estadual.asp)
- Barreto, Rodrigo Lopes (2014), Contribuições ao método de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos, Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, UFRN, Natal, RN.
- Blaabjerg, F., R. Teodorescu, M. Liserre & A. V. Timbus (2006), 'Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems', *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **53**(5), 1398–1409.
- Boroyevich, D., I. Cvetkovic, R. Burgos & D. Dong (2013), 'Intergrid: A future electronic energy network?', *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* **1**(3), 127–138.
- D'Arco, S., J. A. Suul & O. B. Fosso (2015), 'Automatic tuning of cascaded controllers for power converters using eigenvalue parametric sensitivities', *IEEE Transactions on Industry Applications* **51**(2), 1743–1753.

- de Oliveira e Silva, João Paulo (2017), Implementação de controle baseado em impedância virtual para sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, UFRN, Natal, RN.
- Dou, C., Z. Zhang, D. Yue & M. Song (2017), ‘Improved droop control based on virtual impedance and virtual power source in low-voltage microgrid’, *IET Generation, Transmission Distribution* **11**(4), 1046–1054.
- Fonsêca, T. Q., R. L. A. Ribeiro, F. B. Costa & T. O. A. Rocha (2017), Enhanced power flow control of distributed generator units by using virtual impedance scheme, em ‘2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)’, pp. 1–5.
- Guerrero, J. M., F. Blaabjerg, T. Zhelev, K. Hemmes, E. Monmasson, S. Jemei, M. P. Comech, R. Granadino & J. I. Frau (2010), ‘Distributed generation: Toward a new energy paradigm’, *IEEE Industrial Electronics Magazine* **4**(1), 52–64.
- He, J. & Y. W. Li (2012), ‘Generalized closed-loop control schemes with embedded virtual impedances for voltage source converters with lc or lcl filters’, *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(4), 1850–1861.
- IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality* (2009), *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)* pp. c1–81.
- ITAIPU (2018), Itaipu binacional, Página na internet, ITAIPU, Foz do Iguaçu, PR.  
**URL:** <https://www.itaipu.gov.br/sala-de-imprensa/itaipu-em-numeros>
- Koutroulis, E. & F. Blaabjerg (2012), ‘Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected pv inverters’, *IET Power Electronics* **5**(8), 1491–1499.
- Lazzarin, T. B., G. A. T. Bauer & I. Barbi (2013), ‘A control strategy for parallel operation of single-phase voltage source inverters: Analysis, design and experimental results’, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **60**(6), 2194–2204.
- Li, C., S. K. Chaudhary, M. Savaghebi, J. C. Vasquez & J. M. Guerrero (2017), ‘Power flow analysis for low-voltage ac and dc microgrids considering droop control and virtual impedance’, *IEEE Transactions on Smart Grid* **8**(6), 2754–2764.
- Li, Y. W. & C. Kao (2009), ‘An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid’, *IEEE Transactions on Power Electronics* **24**(12), 2977–2988.
- Loh, Poh Chiang & D. G. Holmes (2005), ‘Analysis of multiloop control strategies for lc/cl/lcl-filtered voltage-source and current-source inverters’, *IEEE Transactions on Industry Applications* **41**(2), 644–654.

- Mahmood, H., D. Michaelson & J. Jiang (2015), 'Accurate reactive power sharing in an islanded microgrid using adaptive virtual impedances', *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(3), 1605–1617.
- Matas, J., M. Castilla, L. G. d. Vicuña, J. Miret & J. C. Vasquez (2010), 'Virtual impedance loop for droop-controlled single-phase parallel inverters using a second-order general-integrator scheme', *IEEE Transactions on Power Electronics* **25**(12), 2993–3002.
- Rocabert, J., A. Luna, F. Blaabjerg & P. Rodríguez (2012), 'Control of power converters in ac microgrids', *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(11), 4734–4749.
- Rocha, Thiago de Oliveira Alve (2015), Contribuições para estratégia de controle aplicada à geração fotovoltaica interconectada à rede elétrica, Dissertação de mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, UFRN, Natal, RN.
- Rodríguez, P., I. Candela, C. Citro, J. Rocabert & A. Luna (2013a), Control of grid-connected power converters based on a virtual admittance control loop, *em* '2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)', pp. 1–10.
- Rodríguez, P., I. Candela, C. Citro, J. Rocabert & A. Luna (2013b), Control of grid-connected power converters based on a virtual admittance control loop, *em* '2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)', pp. 1–10.
- Silva, J. P. O., E. A. F. Nunes, T. O. A. Rocha & F. B. Costa (2017), Impedance shaping of grid-connected three-phase pv systems, *em* '2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)', pp. 1–6.
- Tao, Y., Q. Liu, Y. Deng, X. Liu & X. He (2015a), 'Analysis and mitigation of inverter output impedance impacts for distributed energy resource interface', *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(7), 3563–3576.
- Tao, Y., Q. Liu, Y. Deng, X. Liu & X. He (2015b), 'Analysis and mitigation of inverter output impedance impacts for distributed energy resource interface', *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(7), 3563–3576.
- TEODORESCU, R., M. LISERRE & P. RODRIGUEZ (2011), *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, IEEE Wiley, West Sussex.
- Tzou, Ying-Yu (1995), Dsp-based fully digital control of a pwm dc-ac converter for ac voltage regulation, *em* 'Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference', Vol. 1, pp. 138–144 vol.1.
- Vilathgamuwa, M., A. A. D. Ranjith Perera & S. S. Choi (2002), 'Performance improvement of the dynamic voltage restorer with closed-loop load voltage and current-mode control', *IEEE Transactions on Power Electronics* **17**(5), 824–834.

- Wang, X., Y. W. Li, F. Blaabjerg & P. C. Loh (2015), ‘Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters’, *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(12), 7019–7037.
- Wu, X., C. Shen & R. Iravani (2017), ‘Feasible range and optimal value of the virtual impedance for droop-based control of microgrids’, *IEEE Transactions on Smart Grid* **8**(3), 1242–1251.
- Zhang, L., L. Harnefors & H. Nee (2010), ‘Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters’, *IEEE Transactions on Power Systems* **25**(2), 809–820.
- Zhang, P., H. Zhao, H. Cai, J. Shi & X. He (2016), ‘Power decoupling strategy based on ‘virtual negative resistor’ for inverters in low-voltage microgrids’, *IET Power Electronics* **9**(5), 1037–1044.
- Zhao, X., J. M. Guerrero, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, X. Wu & K. Sun (2017), ‘Low-voltage ride-through operation of power converters in grid-interactive microgrids by using negative-sequence droop control’, *IEEE Transactions on Power Electronics* **32**(4), 3128–3142.