



**Oscar Cuaresma Zevallos**

**Controle do Inversor de uma Usina  
Fotovoltaica para Melhora da Estabilidade  
Transitória de uma Máquina Síncrona**

**Tese de Doutorado**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador : Prof. Ricardo Bernardo Prada  
Co-orientador: Prof. Fernando Mancilla-David  
Co-orientador: Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves

Rio de Janeiro  
Dezembro de 2019



**Oscar Cuaresma Zevallos**

**Controle do Inversor de uma Usina  
Fotovoltaica para Melhora da Estabilidade  
Transitória de uma Máquina Síncrona**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de  
Doutor pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica  
da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo.

**Prof. Ricardo Bernardo Prada**

Orientador

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

**Prof. Fernando Mancilla-David**

Co-orientador

University of Colorado Denver – UC-Denver

**Prof. Francisco de Assis dos Santos Neves**

Co-orientador

Universidade Federal de Pernambuco – UFPE

**Dr. Jorge Luiz de Araujo Jardim**

Consultoria e Desenvolvimento em Engenharia – HPPA

**Profa. Karen Caino de Oliveira Salim**

Universidade Federal do Rio de Janeiro – UFRJ

**Dr. Sérgio Gomes Júnior**

Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – CEPEL

**Dr. Fabricio Lucas Lirio**

Centro de Pesquisas de Energia Elétrica – CEPEL

Rio de Janeiro, 09 de Dezembro de 2019



Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

### **Oscar Cuaresma Zevallos**

Graduou-se em Engenharia Elétrica na Universidad Nacional de San Antonio Abad del Cusco. Fez mestrado no Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio, especializando-se na área de Sistemas de Energia.

#### Ficha Catalográfica

Cuaresma Zevallos, Oscar

Controle do Inversor de uma Usina Fotovoltaica para Melhora da Estabilidade Transitória de uma Máquina Síncrona / Oscar Cuaresma Zevallos; orientador: Ricardo Bernardo Prada; co-orientadores: Fernando Mancilla-David, Francisco de Assis dos Santos Neves. – Rio de Janeiro: PUC-Rio, Departamento de Engenharia Elétrica , 2019.

v., 147 f: il. color. ; 30 cm

Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica .

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Estabilidade transitória;. 3. geração fotovoltaica;. 4. máquina síncrona;. 5. inversores eletrônicos;. 6. sensibilidade dos autovalores;. 7. fasores dinâmicos;. 8. controle de corrente;. 9. controle de tensão do capacitor;. I. Prada, Ricardo. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica . III. Título.

CDD: 621.3

## Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Professor Ricardo Prada por ter me apoiado desde que comecei os meus estudos de pós-graduação na PUC-Rio. Também ao Professor Fernando Mancilla-David por ter me encaminhado durante o desenvolvimento do trabalho, a sua orientação e experiência foram essenciais na conclusão satisfatória da pesquisa.

Agradeço também o apoio do Professor Francisco Neves e ao meu colega e amigo Bruno da Silva, por ter-me dado a oportunidade de realizar a parte experimental no Laboratório do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, agradeço a todos os membros do GEPAE e muito especialmente ao colega e amigo Rafael Neto, quem nos orientou na gestão dos equipamentos e do software do laboratório para a obtenção dos resultados experimentais.

Gostaria de agradecer ao Governo Brasileiro, à Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro (PUC-Rio) e à instituição do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) por acreditar em meu trabalho e o apoio financeiro provido.

A minha mãe Nelly e irmã Amarilis e a meu amigo e irmão Julio, por sempre ter me dado todo o seu apoio, carinho e confiança quando as forças eram já fracas para concluir mais um objetivo importante na minha vida.

Não posso deixar de mencionar os meus colegas e amigos do Laboratório de Sistemas de Energia (LSE) e também amigos que fui conhecendo ao longo dos anos que sempre tiveram uma palavra de apoio, como Vanessa, Livia, Tulio, Marília, Paulo, Lisseth, Alan, Teddy, Junior, Azucena, Carlos, Maria, Roxana e aqueles que não mencionei e não por tanto estou menos grato com eles.

## Resumo

Cuaresma Zevallos, Oscar; Prada, Ricardo; Mancilla-David, Fernando; dos Santos Neves, Francisco de Assis. **Controle do Inversor de uma Usina Fotovoltaica para Melhora da Estabilidade Transitória de uma Máquina Síncrona**. Rio de Janeiro, 2019. 147p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

O incremento de geração fotovoltaica de grande porte traz consideráveis mudanças nas características operativas e dinâmicas do sistema quando este é submetido a grandes distúrbios. Um dos problemas técnicos mais relevantes é a estabilidade transitória, já que a geração intermitente ligada ao sistema por conversores eletrônicos não contribui para o aumento da inércia total do sistema. Entretanto, os conversores eletrônicos podem, potencialmente, trazer novas oportunidades de controle rápido para dar suporte aos geradores síncronos em resposta a um distúrbio severo. No presente trabalho propõe uma estratégia de controle para inversores fotovoltaicos baseado na injeção da corrente com um grande impacto na resposta transitória do ângulo do rotor da máquina síncrona, identificada através da análise de sensibilidade dos autovalores e dos fatores de participação. Ao fazer isso, é possível aumentar a potência ativa da máquina síncrona próximo do seu valor pré-falta, reduzindo o desequilíbrio entre o torque elétrico e mecânico. A estratégia de controle proposta foi testada experimentalmente, utilizando um inversor e uma montagem máquina síncrona-motor e, através da simulação de um sistema híbrido com um sistema fotovoltaico de grande porte. Os resultados mostram que a estratégia de controle proposta não está apenas em conformidade com os requisitos dos códigos da rede para melhorar a estabilidade da tensão durante uma perturbação grave, mas também é capaz de manter a estabilidade transitória da rede provando, assim, ser uma melhor alternativa em relação à capacidade FRT requerida pelos códigos de rede.

## Palavras-chave

Estabilidade transitória; geração fotovoltaica; máquina síncrona; inversores eletrônicos; sensibilidade dos autovalores; fasores dinâmicos; controle de corrente; controle de tensão do capacitor;

## Abstract

Cuaresma Zevallos, Oscar; Prada, Ricardo (Advisor); Mancilla-David, Fernando (Co-Advisor); dos Santos Neves, Francisco de Assis (Co-Advisor). **Proposed Inverter Control of a Photovoltaic Generation Unit for the Improvement of the Transient Stability of a Synchronous Machine**. Rio de Janeiro, 2019. 147p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The increase in photovoltaic generation has caused changes in the power system's operative and dynamic characteristics when subjected to severe disturbances. One of the most relevant problems associated with this renewable energy source is the transient stability, as renewable generation connected to the system by electronic converters does not contribute to the increase of the total inertia of the system. However, electronic converters can potentially bring new opportunities for rapid control to support synchronous generators in response to severe disturbance. The present work proposes a control strategy for photovoltaic inverters based on the injection of the current with a major impact on the transient response of the synchronous machine rotor angle, identified through the eigenvalue sensitivity analysis and the participation factors. By doing so, it is possible to increase the synchronous machine active power output close to its pre-fault value, reducing the disequilibrium between mechanical and electrical torque. The proposed control strategy was experimentally tested using an inverter and a synchronous-motor machine assembly and, by simulating a hybrid system with a large photovoltaic system. The results show that the proposed control strategy not only conforms to the grid codes requirements to improve voltage stability during a severe disturbance, but is also able to maintain transient stability thus proving to be a better alternative to the FRT capability required by the grid codes.

## Keywords

Transient stability; photovoltaic generation; synchronous machine; inverters; eigenvalue sensitivity; dynamic phasors; current control; capacitor voltage control;

# Sumário

1	Introdução	13
2	Revisão Bibliográfica	19
3	Conceitos Gerais de Estabilidade Transitória e Modelo da Máquina Síncrona	27
3.1	Estabilidade de Sistemas de Potência	27
3.1.1	Estabilidade Transitória do Ângulo do Rotor	29
3.2	O Problema da Estabilidade nos Sistemas Elétricos Modernos	39
3.2.1	Capacidades Relacionadas à Operação Segura do Sistema de Potência	39
3.3	Modelo da Máquina Síncrona	41
3.3.1	Equações de Tensão da Máquina Síncrona na Referência do Rotor: Equações de Park	41
4	Metodologia Proposta para Identificar a Variável de Maior Impacto na Variação do $\delta_r$	44
4.1	Fasores Dinâmicos	45
4.1.1	Fasores Dinâmicos em Sistemas Polifásicos	46
4.1.2	Modelo em Componentes de Sequência da Máquina Síncrona	47
4.1.3	Comparação entre os Modelos da Máquina Síncrona no Domínio do Tempo e em Componentes de Sequência	52
4.2	Equação de Estado da Máquina Síncrona no Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência	58
4.3	Análise de Sensibilidade dos Autovalores	61
4.4	Fatores de Participação	62
5	Controle Proposto do Inversor	63
5.1	Estratégia de Controle do Inversor Proposta	65
5.2	GDSC-PLL Generalized Delayed Signal Cancellation-Phase Locker Loop	68
5.3	Avaliação do Controle Proposto em um Sistema Teste	70
5.3.1	Análise de Sensibilidade do Sistema Teste	70
5.3.2	Resultados da Simulação com Injeção de Correntes Harmônicas - Caso 1	73
5.3.3	Resultados da Simulação com Injeção de Corrente em Componente <i>FFSP</i> - Caso 2	75
6	Sistema de Controle - Malhas de Corrente e de Tensão	81
6.1	Geração de Referência	82
6.2	Malha Interna de Corrente	84
6.3	Malha Externa de Tensão	89
6.4	Regulação da Tensão do barramento <i>CC</i>	91
6.5	Controlador para Malha de Corrente	92
7	Resultados	94
7.1	Descrição da Montagem Experimental	94

7.2	Resultados Experimentais	97
7.2.1	Caso Experimental 1	97
7.2.2	Caso Experimental 2	102
7.2.3	Comparação entre o Caso Experimental 1 e o Caso sem Atuação do Controle Proposto do Inversor	105
7.2.4	Comparação entre o Caso Experimental 1 e o Caso Experimental 2	109
7.2.5	Caso Experimental 3	112
7.3	Simulação de um Sistema Fotovoltaico de Grande Porte	115
7.3.1	Considerações Importantes da Simulação	117
7.3.2	Resultados da Simulação	120
8	Conclusão e Trabalhos Futuros	<b>124</b>
8.1	Conclusões	124
8.2	Trabalhos Futuros	126
	Referências bibliográficas	<b>127</b>
A	Análise Vetorial de Sinais Trifásicos	<b>132</b>
A.1	Teorema de Fortescue	132
A.2	Vetores Espaciais e Transformação de Coordenadas	133
A.3	Representação de Sinais Trifásicos Periódicos e Desbalanceados Utilizando Vetores Espaciais	135
B	Matriz de Reatâncias do Modelo em vetores Espaciais na Referência $qd$ da Máquina Síncrona	<b>138</b>
C	Parâmetros do GDSC para Obter Componentes de Sequência de FFSP-FFSN-DFSP-TFSP	<b>139</b>
C.1	Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $FFSP$	139
C.2	Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $FFSN$	140
C.3	Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $DFSP$	140
C.4	Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $TFSP$	141
D	Projeto do Controlador da Tensão do Barramento $CC$ Utilizado na Obtenção dos Resultados Experimentais	<b>142</b>
E	Projeto do Controlador da Corrente Utilizado na Obtenção dos Resultados Experimentais	<b>145</b>
E.1	Projeto do Controlador P-SSI	146

## Lista de figuras

Figura 3.1	Representação de um Sistema Elétrico de Potência mostrando o tipo de Acoplamento de Máquinas Síncronas, de Motores de Indução e de Usinas Eólicas e Fotovoltaicas	28
Figura 3.2	Resposta do Ângulo do Rotor $\delta_r$ a um Distúrbio Transitório	30
Figura 3.3	Máquina Síncrona Conectada a um Barramento Infinito	34
Figura 3.4	Máquina Síncrona Representada pelo Modelo Clássico.	34
Figura 3.5	Relação entre Potência vs Ângulo $\delta$ da Máquina Síncrona	35
Figura 3.6	Sistema Máquina Síncrona - Barramento Infinito em Falta	36
Figura 3.7	Circuito Equivalente do Sistema Máquina Síncrona - Barramento Infinito em Falta	36
Figura 3.8	Relação entre Potência vs $\delta$ do Sistema MS - BI em falta: Caso - Estável	37
Figura 4.1	Sistema Teste com a Máquina Síncrona no Modelo Padrão e no Modelo em Componentes de Sequência	53
Figura 4.2	Correntes de Saída da Máquina Síncrona Utilizando o Modelo Padrão no Domínio do Tempo	55
Figura 4.3	Correntes de Saída da Máquina Síncrona Utilizando o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência	55
Figura 4.4	Comparação do Torque Elétrico entre o Modelo Padrão e o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência	56
Figura 4.5	Comparação do Torque Elétrico Médio do Modelo Padrão e o Torque $\langle \bar{T}_e \rangle_0$ do Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência	57
Figura 4.6	Comparação da $\omega_r$ entre o Modelo Padrão e o valor $\langle \bar{\omega}_r \rangle_0$ do Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência durante o Transitório	57
Figura 4.7	Comparação do Ângulo do Rotor $\delta_r$ entre o Modelo Padrão e o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência	58
Figura 5.1	Cálculo das potências de referência no evento de falta em um sistema elétrico	64
Figura 5.2	Diagrama Trifilar do Sistema em Análise	65
Figura 5.3	Filtrado da Tensão do PCC	67
Figura 5.4	Diagrama de blocos do GDSC-PLL	70
Figura 5.5	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Caso 1	73
Figura 5.6	Potências Ativa e Reativa de Saída do Inversor - Caso 1	74
Figura 5.7	Correntes Trifásicas $I_{s,abc}$ , $I_{g,abc}$ e $I_{inv,abc}$ - Caso 1	74
Figura 5.8	Torque Elétrico da Máquina Síncrona - Caso 1	75
Figura 5.9	Ângulo do Rotor $\delta_r$ da Máquina Síncrona - Caso 1	76
Figura 5.10	Ângulo do Rotor $\delta_r$ da Máquina Síncrona - Caso Sem a Ação de Controle	76
Figura 5.11	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Caso 2	77

Figura 5.12	Potências Ativa e Reativa de Saída do Inversor - Caso 2	77
Figura 5.13	Correntes Trifásicas $I_{s,abc}$ , $I_{g,abc}$ e $I_{inv,abc}$ - Caso 2	78
Figura 5.14	Torque Elétrico da Máquina Síncrona - Caso 2	79
Figura 5.15	Ângulo do Rotor $\delta_r$ da Máquina Síncrona - Caso 2	79
Figura 6.1	Diagrama de Blocos do Sistema de Controle: Malha Externa e Malha Interna	82
Figura 6.2	Obtenção da componente $FFSP$ da Tensão do $PCC$	83
Figura 6.3	Obtenção da Corrente de Referência do Inversor	84
Figura 6.4	Modelo do Inversor Utilizado para Modelagem da Malha Interna de Corrente	85
Figura 6.5	Sistema Utilizado para Modelagem da Malha Externa de Tensão	90
Figura 6.6	Diagrama de Blocos Simplificado da Malha Externa de Tensão	92
Figura 7.1	Montagem dos Equipamentos Utilizados no Experimento	95
Figura 7.2	Protótipo Motor-Máquina Síncrona Utilizado no Experimento	96
Figura 7.3	Caso Experimental 1 e 2 - Carga Indutiva Bifásica	98
Figura 7.4	Captura da Tela do software <i>ControlDesk</i> - Caso 1	99
Figura 7.5	Correntes Trifásicas $I_{s,abc}$ , $I_{g,abc}$ e $I_{inv,abc}$ - Caso 1	100
Figura 7.6	Tensões Trifásicas $V_{s,abc}$ e Tensão do Barramento $CC$ - Caso 1	100
Figura 7.7	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 1	101
Figura 7.8	Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 1	102
Figura 7.9	Captura da Tela do software <i>ControlDesk</i> - Caso 2	103
Figura 7.10	Correntes Trifásicas $I_{s,abc}$ , $I_{g,abc}$ e $I_{inv,abc}$ - Caso 2	104
Figura 7.11	Tensões Trifásicas $V_{s,abc}$ e Tensão do Barramento $CC$ - Caso 2	105
Figura 7.12	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 2	106
Figura 7.13	Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 2	106
Figura 7.14	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1 - $T_{análise} = 0,6s$	107
Figura 7.15	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1 - $T_{análise} = 5s$	108
Figura 7.16	Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1	109
Figura 7.17	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2 - $T_{análise} = 0,6s$	110
Figura 7.18	Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2 - $T_{análise} = 5s$	111
Figura 7.19	Tensões por Fase $V_{s,a}$ , $V_{s,b}$ , $V_{s,c}$ - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2	111



Figura 7.20 Tensão do Barramento $CC$ - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2	112
Figura 7.21 Caso 3 - Condições de Operação da Máquina Síncrona Pré-Falta	113
Figura 7.22 Correntes Trifásicas $I_{s,abc}$ , $I_{g,abc}$ e $I_{inv,abc}$ - Caso 3	114
Figura 7.23 Tensões Trifásicas $V_{s,abc}$ e Tensão do Barramento $CC$ - Caso 3	114
Figura 7.24 Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 3	115
Figura 7.25 Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 3	116
Figura 7.26 Sistema Elétrico Híbrido de Grande Porte	116
Figura 7.27 Diagrama Trifilar de cada Inversor Individual de $P_{inv} = 2MW$	117
Figura 7.28 Resultados da simulação mostrando o desempenho do método proposto	121
Figura A.1 Componentes de Sequência Utilizando o Teorema de Fortescue	132
Figura A.2 Descomposição de um Vetor $f_{\alpha\beta}$ no Referencial Estacionário $\alpha\beta$	134
Figura A.3 Representação dos Eixos $qd$ em Relação ao Sistema Referencial Estacionário $\alpha\beta$	135
Figura D.1 Diagrama de Bode da Função de Transferência de Malha Aberta do Sistema	143
Figura D.2 Estrutura do Controlador da Tensão $V_{CC}$ . Controlador $PI$ com Ação <i>anti – windup</i>	144
Figura E.1 Estrutura do Controlador de Corrente	145
Figura E.2 Diagrama de Bode do Projeto do Controlador de Corrente	147

## Lista de tabelas

Tabela 4.1	Dados da Máquina Síncrona	54
Tabela 4.2	Dados da Linha de Transmissão	54
Tabela 5.1	Dados da Máquina Síncrona do Sistema Teste	71
Tabela 5.2	Dados da Linha de Transmissão do Sistema Teste	71
Tabela 5.3	Análise de Sensibilidade dos Autovalores do Sistema Teste	71
Tabela 7.1	Dados Nominiais da Máquina Síncrona	96
Tabela 7.2	Dados Nominiais do Inversor	96
Tabela 7.3	Caso Experimental 1 - Condições de Operação da Máquina Síncrona Pré-Falta	98
Tabela 7.4	Dados da Máquina Síncrona do Sistema Híbrido	117
Tabela 7.5	Dados da Sub-estação 1 do Sistema Híbrido	117
Tabela 7.6	Dados da Sub-estação 2 do Sistema Híbrido	117
Tabela 7.7	Dados da Sub-estação 3 (transformador de cada inversor individual de 2MW) do Sistema Híbrido	118
Tabela 7.8	Dados da Linha de Transmissão 11 do Sistema Híbrido	118
Tabela 7.9	Dados da Linha de Transmissão 13 do Sistema Híbrido	118
Tabela 7.10	Dados de Operação de cada Inversor Individual de 2MW do Sistema Híbrido	118
Tabela C.1	Parâmetros $A - E$ para Detectar a Componente $FFSP$	139
Tabela C.2	Parâmetros $A - E$ para Detectar a Componente $FFSN$	140
Tabela C.3	Parâmetros $A - E$ para Detectar a Componente $DFSP$	140
Tabela C.4	Parâmetros $A - E$ para Detectar a Componente $TFSP$	141
Tabela D.1	Parâmetros Utilizados para o Projeto do Controlador de Tensão	142
Tabela E.1	Parâmetros para Projeto do Controlador de Corrente	145

# 1

## Introdução

Em anos recentes, os sistemas de potência tem experimentado um incremento significativo na penetração de fontes de energia renováveis ligadas à rede através de dispositivos eletrônicos de potência como os inversores, afastando-se de um já bem compreendido sistema de potência baseado em máquinas síncronas. O incremento traz novos desafios técnicos, entre os quais a estabilidade transitória do sistema de potência, que volta a ser um foco importante de avaliação e de estudo de possíveis abordagens para que a nova configuração do sistema seja transitoriamente estável e atinja um novo ponto de equilíbrio após um distúrbio de grande porte. A nova configuração do sistema elétrico tem a característica de uma inércia total do sistema e de resposta do regulador de velocidade dos geradores convencionais reduzida, o que pode, potencialmente, ter um impacto negativo na resposta transitória e de amortecimento das oscilações dos ângulos dos rotores das máquinas síncronas, quando o sistema elétrico é submetido a grandes distúrbios. Entretanto, as usinas fotovoltaicas ligadas ao sistema por conversores, podem, potencialmente, trazer novas capacidades de controle rápido para dar suporte às máquinas síncronas durante distúrbios, sejam esses distúrbios balanceados ou desbalanceados. A nova configuração do sistema elétrico incluindo grandes usinas fotovoltaicas, sem um controle adequado a atuar durante distúrbio severos na rede de transmissão, podem colocar em risco a perda de sincronismo de grandes geradores síncronos podendo, em casos muito severos, produzir um blecaute do sistema elétrico. Um blecaute é já um problema muito severo, devido à dificuldade na recuperação do balance entre a geração e o consumo da carga elétrica. O escopo do trabalho é focado em propor um controle nos inversores de uma usina fotovoltaica, para atuar durante distúrbios severos e, assim, contribuir na melhora significativa da estabilidade transitória do ângulo do rotor e, da estabilidade de tensão do barramento de acoplamento comum entre a máquina síncrona e o sistema fotovoltaico.

Os códigos de operação das redes elétricas dos países, estabelecidos há duas décadas, por exemplo, não anteciparam mudanças significativas na configuração dos sistemas elétricos futuros, principalmente mudanças relacionadas ao uso massivo de conversores eletrônicos de potência. Os níveis atuais de

penetração de geração alternativa ou intermitente não eram parte do planejamento da operação de futuros sistemas elétricos. Mesmo na atualidade, é difícil compreender e estimar cenários reais de incremento de geração de energia renovável futuros. Na última década, os requisitos dos códigos de operação das redes elétricas subestimaram o rápido crescimento da geração de fontes renováveis ao redor do mundo, principalmente na Europa, o qual resultou em problemas técnicos que, no período de poucos anos, passaram de insignificantes à maior preocupação na operação do sistema elétrico. Um aspecto importante desses problemas técnicos é a capacidade dessas fontes de energia de permanecer ligadas ao sistema durante um distúrbio e de fornecer suporte ao sistema para, principalmente, melhorar a estabilidade de tensão e transitória.

A filosofia de desligar pequenos geradores de energia renovável uma vez que o distúrbio é detectado, era considerada viável em um cenário onde a maior parte da geração vinha de grandes usinas de geração convencional ou síncrona. Essa abordagem é apropriada só para sistemas elétricos que possuam uma pequena percentagem de penetração instantânea de geração alternativa ou intermitente. No entanto, com o incremento constante de geração, principalmente eólica e fotovoltaica, até níveis significativos, faz com que essa abordagem não seja mais apropriada pelo impacto negativo da inércia total reduzida e da incapacidade das máquinas síncronas de fornecer suficiente potência à carga do sistema após o distúrbio.

Uma vez identificada a necessidade de implementar capacidade de lidar com faltas fault-ride-through (*FRT*) nas unidades de geração eólica e fotovoltaica, programas de incentivo começaram em vários países da Europa (Alemanha, Itália, Portugal e Espanha) para implementar essa capacidade em usinas que já estavam em operação. Essa estratégia resultou em um alto custo e, geralmente, provocou problemas legais e técnicos. Os países onde o crescimento da instalação de usinas de fontes de energia renovável começou mais tarde, se beneficiaram da experiência prévia dos outros países em requerer capacidade de *FRT* nas novas usinas a serem instaladas nos sistemas elétricos.

Assim, ao redor do mundo, os requerimentos dos códigos de operação das redes elétricas a respeito da implementação da capacidade de *FRT* em unidades de geração fotovoltaica estão começando a mudar, contemplando a necessidade de permanecerem ligadas ao sistema durante o distúrbio, e a capacidade de dar apoio ao sistema para manter estabilidade de tensão e do ângulo do rotor das unidades de geração síncrona. Assim, por exemplo, nos Estados Unidos a norma nacional inicial [1] foi elaborada em relação ao desempenho de unidades de geração alternativa ou intermitente em geração distribuída em cenários de baixa penetração, onde as unidades em geração distribuída são de

um valor insignificante e podem ser removidos da rede elétrica sem colocar em risco a estabilidade. A norma atualizada [2] adiciona capacidades avançadas nas unidades de geração distribuída aos inversores fotovoltaicos. Essas capacidades estão relacionadas a *FRT* em tensão e frequência. As mudanças na norma visam minimizar os impactos negativos por eventos locais ou remotos, de tensão e/ou de frequência. O modo de operação das unidades de geração distribuída realizam *FRT* em modo de operação obrigatório, ou em modo de *zero – potência* ou *parada momentânea* de transferência de potência ativa e reativa à rede elétrica [3] em resposta a um distúrbio, determinada pelas faixas de operação de tensão ou frequência do sistema. Em setembro de 2012 o Integration of Variable Generation Task Force (*IVGTF*) comissionado pela The North American Electric Reliability Corporation (NERC), publicou um relatório [4] contendo recomendações para o controle de potência reativa e de tensão, o desempenho durante e após faltas, controle de potência ativa, harmônicos e interação subsíncrona, modelos para estudos de interligação e, sistemas de comunicação entre usinas eólica e solar com os operadores da rede elétrica. No código de operação das redes elétricas em média tensão na Alemanha introduzido em 2008 [5], o requerimento a respeito do *FRT* é incluído na seção “suporte de rede dinâmico”. O novo código de operação da Alemanha [6] estabelece, de forma similar ao novo código nos Estados Unidos, que usinas de geração fotovoltaicas permaneçam ligadas ao sistema durante o distúrbio, deixando de transferir potência ativa ao sistema. No entanto, durante o distúrbio, para o suporte de tensão, deve-se injetar uma potência reativa adicional. O código de rede Chinês [7] estabelece os requisitos de interconexão de usinas fotovoltaicas à rede elétrica, através de ações dinâmicas durante um distúrbio. A código chinês estabelece que durante o distúrbio a usina fotovoltaica pode interromper a transferência de potência ativa ao sistema ou reduzi-la significativamente para, assim, dar prioridade ao suporte de tensão através da injeção de potência reativa. Alguns dos códigos de rede estabelecem também os modos de operação para a recuperação da potência ativa, durante a etapa pós-distúrbio, através de uma rampa de recuperação, assim, por exemplo nos Estados Unidos [2], estabelece-se uma rampa de recuperação de 10% da potência nominal do sistema fotovoltaico por segundo. No código de rede da Alemanha [6] estabelece uma rampa de recuperação (limite inferior) de 20% da potência nominal do sistema fotovoltaico por segundo. O código de rede da Grã-Bretanha [8] estabelece uma rampa de recuperação (limite inferior) de 100% da potência nominal do sistema fotovoltaico por segundo para faltas com duração maior aos 140 ms e, uma rampa de 1000% da potência nominal do sistema fotovoltaico por segundo para faltas com duração menor aos 140 ms.

A capacidade *FRT* tem sido explorada na literatura em base aos requisitos dos códigos de operação de diversos países com maior desenvolvimento em geração fotovoltaica, assim, em [3] explora-se três modos de operação: sem capacidade *FRT* onde a proteção de subtensão desliga o sistema fotovoltaico em resposta a uma queda de tensão, como estabelecido em [5]; com capacidade *FRT* em modo de bloqueio, onde o sistema fotovoltaico permanece ligado à rede mas não injeta corrente ativa nem reativa durante a falta, esse modo é chamado de *parada momentânea*, como é feito em varios inversores do sistema elétrico nos Estados Unidos [2]; por último com capacidade *FRT* em modo de operação de suporte de tensão dinâmico, que corresponde aos requisitos de operação do código mais recente da Alemanha [6] para redes de alta tensão, similar ao modo de operação anterior, o sistema fotovoltaico permanece ligado ao sistema, no entanto, injeta-se corrente reativa, durante a falta, para dar suporte em tensão. Em [9] a capacidade *FRT* em sistemas fotovoltaicos é desenhado em base à aproximação de modelos de simulação com os resultados em campo realizados pelos fabricantes, os testes em campo são realizados em base ao código de rede Chinês [7]. O código estabelece como prioridade o fornecimento de potência reativa durante o distúrbio, para dar suporte em tensão ao sistema elétrico. Em [10] são mostrados três modos de operação de sistemas fotovoltaicos, para limitar o acréscimo da tensão do barramento *CC* durante um distúrbio: através de um curto-circuito nos painéis fotovoltaicos; através da abertura do circuito dos painéis fotovoltaicos e; mudando o controle para reduzir a potência transferida dos painéis fotovoltaicos ao barramento *CC*. As duas primeiras soluções deixam de transferir potência dos painéis fotovoltaicos para à rede elétrica, e na terceira solução a potência é reduzida, no entanto, nas três soluções a prioridade é dado ao suporte em tensão através da injeção de potência reativa durante o distúrbio. De forma geral a capacidade *FRT* dos sistema fotovoltaicos, de acordo aos mais recentes códigos de rede, permitem a redução da potência transferida ou desconexão temporal dos painéis fotovoltaicos com a rede elétrica dando, assim, prioridade ao suporte de tensão através da injeção de potência reativa durante o distúrbio. Esses conceitos serão usados para a obtenção dos resultados da simulação de um sistema fotovoltaico de grande porte.

Neste trabalho o foco de estudo é a implementação da capacidade do *FRT* em unidades de geração fotovoltaica para dar suporte no amortecimento da resposta em estabilidade transitória das máquinas síncronas ligadas ao sistema elétrico, quando o sistema é submetido a grandes distúrbios. A estabilidade transitória é a capacidade do sistema de manter sincronismo quando o sistema é submetido a um grande distúrbio [11]. Distúrbios severos como

mudanças na carga, falhas de equipamentos, saídas de geradores de grande capacidade e, faltas balanceadas e desbalanceadas que resultam em excursões significativas do ângulo do rotor das máquinas síncronas podendo, dependente da localização, duração da falta e a severidade da falta, provocar a perda de sincronismo do sistema elétrico. Em uma máquina síncrona, durante uma falta, o torque elétrico cai em relação ao torque mecânico e o rotor da máquina começa a acelerar com o subsequente incremento na velocidade angular do rotor e na posição angular do vetor de fluxo do rotor.

A grande vantagem dos conversores eletrônicos ou inversores é que podem atuar em faixas de tempo muito rápidos, por exemplo durante o período de duração de faltas severas, e essa capacidade pode ser aproveitada para dar suporte ao sistema elétrico em manter a estabilidade. Baseado nessa capacidade de resposta rápida, o trabalho propõe uma estratégia de controle a ser implementada no inversor com o objetivo de manter, durante o distúrbio, o valor da potência de saída da máquina síncrona o mais próximo possível do valor pré-falta. A proximidade ao valor pré-falta depende das características nominais de operação do inversor. Quanto mais próximo do valor pré-falta, consegue-se um menor desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica da máquina síncrona, o que se traduz em uma redução efetiva das oscilações do ângulo do rotor, garantindo que a máquina não perca sincronismo com o resto do sistema elétrico. A estratégia de controle proposta é realizada através da injeção de correntes que podem ser em diferentes frequências de harmônicos. O conteúdo harmônico da corrente a ser injetada pelo inversor é definido através da análise de sensibilidade dos autovalores com respeito à variação da velocidade e do ângulo do rotor da máquina síncrona, e através do estudo de fatores de participação aplicados nos modos de oscilação identificados como críticos ou os mais afetados pela variação da velocidade e do ângulo do rotor. Uma vez identificado o conteúdo harmônico a ser fornecido pelo inversor, deve-se projetar o controlador de corrente, baseado em um integrador senoidal de segunda ordem (*SOGI*), cuja função é de rastrear os sinais da corrente de referência calculado através da estratégia proposta. Assim também, deve-se projetar o controlador da tensão do barramento *CC* para manter o valor da tensão do capacitor num valor constante durante a operação normal do inversor e, para recuperar esse valor pré-falta uma vez que a ação de controle em contingência acabe.

A contribuição mais importante do trabalho se foca na viabilidade da proposta de controle, em conseguir melhorar a estabilidade de tensão do barramento de acoplamento comum, em cumprimento aos requisitos dos códigos de rede de operação de diversos países e, de reduzir as oscilações do ângulo

do rotor da máquina síncrona evitando a perda de sincronismo com o resto do sistema. A validação, além de ser feita através de simulações considerando um sistema fotovoltaico de grande porte, é feita também através da implementação em um laboratório experimental, obtendo resultados como esperados nas simulações. A parte experimental é uma contribuição muito importante, porque permite validar a proposta de controle no mundo real, mesmo sendo em um protótipo de pequena escala, portanto, permite incrementar a possibilidade do controle ser implementado na operação de um sistema elétrico real.

O trabalho é organizado da seguinte forma. No Capítulo 2 apresenta-se a revisão bibliográfica dos estudos relacionados à avaliação do impacto do incremento no uso de unidades geradoras fotovoltaicas e eólicas e possíveis estratégias de controle implementadas nessas unidades geradoras para amortecer a resposta transitória do sistema elétrico. No Capítulo 3 apresentam-se os conceitos gerais de estabilidade transitória considerando a mudança dos sistemas elétricos devido à integração de unidades eólicas e fotovoltaicas e o modelo da máquina síncrona a ser usado na análise matemática e nas simulações. No Capítulo 4 apresenta-se o método proposto para identificar a variável de estado responsável pela variação do ângulo do rotor da máquina síncrona através do estudo da análise de sensibilidade dos autovalores da matriz de estado das equações do modelo matemático da máquina síncrona. No Capítulo 5 apresenta-se a estratégia de controle proposto a ser implementado na operação do inversor em condições de distúrbio para amortecer as oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. No Capítulo 6 apresentam-se as malhas do sistema de controle do inversor, uma malha interna de corrente, que segue a corrente de referência calculada com base na estratégia de controle proposta, para reduzir as oscilações do ângulo do rotor e, uma malha externa de tensão para manter a tensão do barramento  $CC$  em um valor constante em operação normal do sistema elétrico. No Capítulo 7 apresentam-se os resultados experimentais obtidos no laboratório da Universidade Federal de Pernambuco (*UFPE*), assim também, são apresentados os resultados da simulação de um sistema híbrido de grande porte considerando um sistema fotovoltaico de  $100MW$  de potência para dar suporte a uma máquina síncrona de  $120MVA$ , ligadas ao ponto de acoplamento comum ou *PCC* (*Point of Common Coupling*). No Capítulo 8 apresentam-se as conclusões do trabalho e recomendações para trabalhos futuros.



Na literatura, há vários artigos focados na avaliação do impacto da instalação cada vez maior de unidades de geração alternativa ou intermitente, principalmente parques eólicos e fotovoltaicos, com implicações na estabilidade do sistema. Entre os principais problemas a serem avaliados tem-se os de controle de frequência, da resposta à inércia reduzida, problemas na estabilidade transitória (*ET*), problemas de estabilidade de tensão e problemas de estabilidade a pequenos sinais.

Sendo o foco de estudo desse trabalho a análise da estabilidade transitória, apresenta-se a literatura relacionada à avaliação do impacto do uso cada vez maior de geração eólica e fotovoltaica na estabilidade transitória. Em [12], [13] é avaliado o impacto de uma alta penetração de geração fotovoltaica e de geradores de turbina eólica (*GTE*) baseados em geradores de indução duplamente alimentado (*GIDA*) na estabilidade a pequenos sinais e na estabilidade transitória. A avaliação é feita através da análise de autovalores com respeito à inércia para identificar os modos de oscilação críticos. Os resultados obtidos da análise a pequenos sinais são ampliados através de simulações de faltas localizadas em barramentos próximos a geradores com os maiores fatores de participação nos modos de oscilação críticos para, assim, avaliar se a estabilidade transitória sofreu impacto negativo. Em [12], para o caso com alta penetração de geração fotovoltaica, o estudo de sensibilidade mostra que os autovalores são negativamente afetados pela redução da inércia total do sistema elétrico. Os estudos transitórios sob diferentes níveis de penetração fotovoltaica corroboram os resultados da análise a pequenos sinais: as simulações mostram que a geração fotovoltaica tem um impacto negativo na estabilidade transitória do sistema elétrico. Em [13], para o caso com alta penetração de *GTEs* baseados em geradores *GIDA*, os resultados da análise de sensibilidade dos autovalores são corroborados com faltas específicas para excitar os modos críticos e avaliar a estabilidade transitória. Esses resultados mostram que o sistema elétrico é afetado positiva e negativamente, dependendo da localização da falta, pelo incremento no uso de geradores *GIDAs*. Em [14], tem-se a mesma estratégia de avaliação da estabilidade a pequenos sinais e de estabilidade transitória mas, neste caso, utiliza-se um modelo dinâ-

mico de sequência positiva em uma unidade fotovoltaica. O modelo utilizado desenvolvido pelo Western Electricity Coordinating Council (*WECC*) é adequado para estudos eletromecânicos. Inclui-se também o modelo do conversor *CC/CC* e os seus controles associados. Esses controles associados fornecem de suporte de potência reativa para o controle de tensão durante as quedas de tensão nos terminais das unidades de geração fotovoltaica sob contingências. A aplicação do requisito de desconexão, presente na norma [1], em alguns casos incrementou e em outros piorou a estabilidade, dependendo da contingência. O resultado da avaliação indica que, apesar de certos cenários sofrerem um impacto negativo na estabilidade devido à utilização de unidades fotovoltaicas, sob certas estratégias de controle durante quedas de tensão, a potência ativa de saída das unidades fotovoltaicas foi mantida de forma estável. Em [15], tem-se um caso, em Ontario-Canadá, de avaliação do impacto de geração fotovoltaica em grande escala e em geração distribuída. Três estudos são desenvolvidos: a análise dos autovalores, cálculo de capacidade de carga e simulações no domínio do tempo. Consideram-se diferentes níveis de penetração de geração fotovoltaica para examinar a interação entre geração convencional síncrona e geração alternativa ou intermitente. Compara-se o impacto na estabilidade entre o uso de geração fotovoltaica em grande escala (centralizado) *vs.* múltiplas instalações de geração fotovoltaica distribuídas. Os resultados mostram que, do ponto de vista da estabilidade de tensão, a geração distribuída tem um melhor desempenho na melhora da estabilidade comparada ao caso com geração fotovoltaica centralizada com controle terminal de tensão, o que se deve a que o colapso de tensão é um fenômeno local, portanto, a geração distribuída será mais eficiente na solução deste problema. Em [16], a avaliação do impacto na estabilidade transitória da geração distribuída é feita junto com o uso de equipamento de armazenamento, como baterias e ultracapacitores, na rede elétrica. A avaliação é desenvolvida num sistema teste de 8 barras onde a geração distribuída é representada por pequenos geradores síncronos e geradores de indução. São avaliados diferentes níveis de penetração de geração distribuída e diferentes tipos e localização das faltas. O resultado da análise sugere que os dispositivos de armazenamento junto com a geração distribuída pode melhorar a estabilidade transitória. No entanto, os resultados são avaliados em um alimentador de distribuição típico e, portanto, não pode ser generalizado para qualquer configuração do sistema de distribuição. Em [17], avaliam-se os efeitos de uma alta penetração de geração fotovoltaica na análise dos transitórios (estabilidade de tensão e do ângulo do rotor da máquina síncrona). Identifica-se o impacto no sistema de transmissão pelo fato que, hoje, não está mais limitado unicamente ao sistema de distribuição. Os resultados

do estudo dinâmico indicam que a alta penetração de geração fotovoltaica tem impactos positivos e negativos no sistema de transmissão, dependendo do nível de penetração fotovoltaica, da topologia da rede, do tipo de distúrbio e da localização da falta. Em [18], é proposto um novo método para avaliar a estabilidade transitória em tempo real baseado na energia cinética corrigida em um sistema elétrico com geradores de turbina eólica (*GTEs*). A avaliação é realizada através do cálculo do tempo crítico de eliminação de falta (*TC*). Propõe-se também um novo método de cálculo indireto do ângulo do rotor da máquina síncrona (*MS*) baseado na expansão em séries de Taylor. O método leva em consideração o efeito dos controles dos *GTEs* no cálculo da energia cinética corrigida. Em todas as simulações os resultados mostram que o método calcula o *TC* dos *GTEs* com boa precisão e velocidade. Em simulações onde o tempo de liberação de falta foi menor ao *TC* calculado pelo método proposto, o sistema é estável. Caso contrário, em simulações onde o tempo de liberação de falta foi maior ao *TC* calculado, o sistema é instável. Em [19], propõe-se um método prático para avaliar a estabilidade transitória de um sistema elétrico considerando a integração de usinas eólicas offshore (a capacidade total do parque eólico é de 1000MW), para garantir geração suficiente e capacidade de reserva. Considera-se que os controladores das usinas eólicas offshore devem regular a tensão do *PCC* através do controlador de potência reativa. Os resultados mostram que a resposta dinâmica do sistema elétrico, com integração das usinas eólicas offshore, melhora quando as faltas estão localizadas próximas de geradores com capacidade ao redor da metade da capacidade do maior gerador (usina nuclear de 1280 MW e 625 Mvar de capacidade máxima). No entanto, há melhoria se o gerador de maior capacidade permanece em operação, caso contrário, a resposta dinâmica do sistema permanece igual a do caso base.

Quanto ao suporte no amortecimento das oscilações do ângulo do rotor das máquinas síncronas, a literatura pesquisada apresenta diferentes estratégias. Em [20], propõe-se utilizar o suporte que pode ser fornecido pelos *GTEs* através da injeção de potência reativa. A forma em que os *GTE* fornecem potência reativa é crítico para manter a estabilidade do ângulo do rotor das máquinas síncronas. A injeção de potência reativa é definida pelo controle de tensão terminal dos *GTEs* de velocidade variável. Esse suporte de potência reativa permite evitar o colapso de potência reativa das máquinas síncronas durante o distúrbio. Portanto, consegue-se um incremento na potência elétrica de saída da máquina síncrona reduzindo a diferença com respeito da potência mecânica e, assim, diminuindo o desvio do ângulo do rotor. O caso base é escolhido de forma que todos os *GTE* tenham um fator de potência capacitivo fixo (f.p.=0,95) chamado de caso capacitivo. Compara-se com o caso em que

os *GTE* possuem o controle de potência reativa chamado de caso de tensão terminal. Dos resultados das comparações entre ambos os casos sob contingência da perda de uma parte da geração síncrona, o controle melhora o desvio do ângulo do rotor da máquina síncrona, mas essa redução nas oscilações não é tão significativa para a contingência avaliada. Da comparação entre ambos os casos sob contingência de uma falta trifásica de duração de sete ciclos, o caso capacitivo perde sincronismo, resultado do colapso da potência reativa das máquinas síncronas. No caso de tensão terminal, o sistema não perde sincronismo, o que já é uma melhora significativa em manter a estabilidade do sistema elétrico. No entanto, no trabalho não há comparação onde ambos os casos sejam estáveis para observar-se a redução das oscilações do ângulo do rotor dado pelo suporte de potência reativa fornecida pelos *GTEs*. Mesmo com o suporte de potência reativa a maior excursão do ângulo do rotor da máquina síncrona foi de aproximadamente  $90^\circ$ , de um valor em estado estável de aproximadamente  $30^\circ$ , o que é um incremento considerável. Em [21], são propostos três controladores: o controlador lógico fuzzy (*FLC*), o controlador estático não-linear (*SNC*) e o controlador de sistema de inferência fuzzy baseado em rede adaptativa (*ANFIS*). Os três controladores são baseados em um limitador de corrente de falta resistivo variável (*VR – FCL*) para aumentar a estabilidade transitória de um sistema híbrido composto de *GTEs* baseado em geradores *GIDA*, unidades de geração fotovoltaicas e máquinas síncronas. O objetivo principal do trabalho é a inserção da resistência apropriada durante o período de distúrbio na rede para melhorar a estabilidade transitória. A conexão da resistência variável *VR – FCL* durante a falta causa a dissipação de potência através da limitação da corrente de curto circuito. O fornecimento de potência dos *GTEs* e máquinas síncronas é mantido durante a falta, mas, no caso das unidades fotovoltaicas, a falta faz com que seja impossível o fornecimento de potência ativa pelo decréscimo na tensão da rede elétrica. Através das simulações consegue-se provar que os três controladores propostos são capazes de gerar a resistência variável necessária para garantir a melhora da estabilidade transitória do sistema híbrido. Os controladores propostos conseguiram prevenir o incremento agudo da tensão do barramento *CC* do sistema fotovoltaico e, também, suprimir as sobre tensões do barramento *CC* dos *GTEs*. Os resultados da simulação do sistema elétrico sob contingência de uma falta trifásica com duração de  $t = 100ms$ , mostram uma redução significativa das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona, de um valor de  $45^\circ$  no caso sem nenhum controlador implementado, até um valor de  $35^\circ$  no caso com o controlador *FLC*. Os outros dois controladores conseguem valores similares aos obtidos pelo *FLC*. Os resultados da simulação sob contingência de uma

falta bifásica à terra com duração de  $t = 100ms$ , mostram uma redução não tão significativa comparada ao caso da falta trifásica, a redução obtida foi de um valor de  $40^\circ$  no caso sem nenhum controlador implementado, até um valor de  $36^\circ$  no caso com o controlador *ANFIS*, enquanto os outros dois controladores conseguem valores mais próximos dos  $40^\circ$ . A principal desvantagem da proposta desses controladores é o dimensionamento e instalação da resistência em níveis de tensão de transmissão. É considerado que a saída do transformador elevador da máquina síncrona de  $66kV$  é onde deverá ser instalado a resistência variável. Outros sistemas elétricos de maior capacidade podem ter tensões de transmissão de  $138kV$ ,  $220kV$  ou  $500kV$ . Em [22] propõe-se uma estratégia de controle para o conversor do lado do rotor (*RSC*) e para o conversor do lado da rede (*GSC*) do *GTE* para atenuar os impactos dos *GIDAs* na estabilidade transitória dos sistemas elétricos. Em estado estável o *RSC* controla a potência ativa e reativa de saída do *GTE* independentemente e o *GSC* controla a tensão do barramento *CC* para mantê-lo em uma faixa limite podendo regular a potência reativa que é trocada com a rede. Esse controle de potência reativa pode ser usado como suporte no período de falta. Para casos de contingência propõem-se três estratégias, sendo a primeira em modo de controle de tensão regulado pelo *GSC*. A segunda em modo de atuação como um compensador síncrono estático (*STATCOM*): o *GSC* pode atuar como *STATCOM* durante o distúrbio fornecendo de potência reativa cujo valor é limitado pelo valor nominal do *GSC* que é aproximadamente 30% do valor nominal do *GIDA*, complementando a ação de controle de tensão. A terceira em modo de atuação como um estabilizador do sistema de potência (*PSS*) onde a função principal é de amortecer as oscilações de baixa frequência na faixa de (0,1-2 Hz), conhecido como modos interárea. Os resultados são avaliados através de uma falta trifásica nos cenários base (sem nenhum tipo de controle nos *GTE*), modo de controle de tensão terminal, modo *STATCOM* e modo *PSS*. O caso base opera com todas as unidades geradoras como máquinas síncronas e, nos outros cenários, uma parte da matriz de geração é substituída por *GTEs*. Da comparação com o caso base, para uma contingência de falta trifásica com uma duração de  $t = 150ms$ , os cenários sem controle de tensão, modo de controle de tensão e modo *STATCOM* não apresentam uma melhora significativa na redução das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. No entanto, o cenário em modo *PSS* consegue um amortecimento significativo nas oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona, podendo o sistema ser instável nos primeiros ciclos do distúrbio mesmo com a atuação do controle em modo *PSS*. Em [23], propõe-se a utilização do par motor-gerador síncrono (*PMG*) para conectar os *GTE* com o resto do sistema elétrico. O

*PMG* deve ser capaz de controlar de forma flexível a potência ativa de forma similar a uma unidade térmica. A configuração *PMG* proposta permite a utilização de duas máquinas síncronas, uma atuando como motor e a outra como gerador, oferecendo ao sistema a inércia das duas máquinas para reduzir as oscilações dos ângulos do rotor das máquinas síncronas do sistema em situações de contingência. Os eixos das duas máquinas estão acoplados e, portanto, giram à mesma velocidade. A potência gerada pela energia renovável aciona o motor síncrono. O motor substitui a turbina térmica ou turbina hidráulica como motor primário do gerador síncrono. O sistema teste utilizado para avaliar a melhora da estabilidade transitória consiste de duas áreas e quatro máquinas síncronas, sendo considerada essa configuração como a do caso base. Os casos a serem comparados consideram substituir duas máquinas tradicionais por dois parques eólicos representando aproximadamente 50% da carga total do sistema. Quatro cenários são considerados com a potência do parque eólico transmitida pelo *PMG* proposto em diferentes percentagens: com 0% (sem a utilização do *PMG*), com 20%, com 60% e com 100% de utilização de *PMG*. Simulou-se uma falta trifásica em uma das linhas de transmissão do sistema teste e, observou-se uma melhora significativa na diferença angular do rotor entre as duas máquinas síncronas, de um valor de  $42,36^\circ$  (máxima diferença angular sem *PMG*) para um valor de  $32,8^\circ$  (máxima diferença angular com 100% de potência dos *GTEs* transferida através do *PMG*). A grande desvantagem da proposta é a necessidade de utilizar duas máquinas síncronas (motor e gerador) de capacidade similar ao parque eólico ou fotovoltaico para melhorar a estabilidade transitória do sistema, ao invés de aproveitar as capacidades que os inversores eletrônicos podem oferecer na redução das oscilações do ângulo do rotor desde o começo e durante o distúrbio. Em [24], propõe-se o uso de uma unidade de armazenamento de energia baseado em um supercapacitor (*SC*) como solução para a melhora da estabilidade transitória de um sistema multimáquinas, com máquinas síncronas, um parque eólico e um parque fotovoltaico de grande porte. O parque eólico é de  $300MW$  baseados em geradores síncronos de ímã permanente *GSIP* e o parque fotovoltaico é de  $75MW$ . O parque eólico e o parque fotovoltaico estão conectados a um barramento *CC* comum através de um conversor de fonte de tensão e de um conversor elevador *CC/CC* respectivamente. A potência do barramento *CC* é transferida ao sistema multimáquinas através de um inversor, transformador e uma linha de transmissão. O *SC* está conectado ao barramento *CC* comum através de um conversor bidirecional *CC/CC*, o qual é utilizado para suavizar as flutuações de potência devido às variações na velocidade do vento e radiação solar. Em estado estável, o controlador bidirecional é baseado em um controle

externo e um controle interno. O controle externo regula a potência ativa a ser injetada ou absorvida do *dc-link*, o controle interno controla a corrente do *SC* para seguir um valor de referência gerado pelo controle externo. Em contingência propõe-se um controlador suplementar amortecedor (*PID-SC*) cujo objetivo é de melhorar o amortecimento das oscilações de baixa frequência associado às máquinas síncronas do sistema multimáquinas. Para comprovar a efetividade do controlador suplementar, simulou-se uma falta trifásica com uma duração de  $t = 100ms$ , e comparou-se o desempenho dinâmico do sistema elétrico quando o parque eólico e o parque fotovoltaico não possui o controlador suplementar e quando possui o controlador *PID-SC*. Os resultados mostram um amortecimento significativo das oscilações do ângulo do rotor das máquinas síncronas dentro de uma faixa de 6s seguintes à liberação da falta em comparação aos 13s do caso sem o controlador *PID-SC*. No entanto, a amplitude das oscilações do ângulo do rotor em ambos os casos (sem o *PID-SC* e com o *PID-SC*) durante o primeiro segundo da falta são muito próximos, o que significa que poderia perder sincronismo nas primeiras oscilações antes que o controlador possa atuar efetivamente.

Na literatura descrita, se fazem avaliações do impacto do incremento do uso de geração fotovoltaica e eólica na estabilidade transitória de um sistema elétrico quando o sistema é submetido a um grande distúrbio. Os resultados das avaliações mostram em alguns casos a maior utilização de usinas fotovoltaicas e eólicas contribuem para a melhora da estabilidade a pequenos sinais e transitória do sistema elétrico e, em outros casos, os resultados não garantem uma melhora da estabilidade, pelo contrário mostram uma deterioração das condições de estabilidade do sistema. A determinação da natureza do impacto positivo ou negativo do uso massivo de parques eólicos e fotovoltaicos depende das condições topológicas, das condições operativas dos maiores geradores síncronos ligados ao sistema, da severidade, do tipo e localização das faltas e, da função dos controladores implementados nessas unidades de geração. Quanto aos métodos e controles propostos para o suporte no amortecimento das oscilações do ângulo do rotor, tem-se descrito várias alternativas entre os quais podem-se observar controles implementados nos inversores das unidades fotovoltaicas e eólicas, cuja função é de dar suporte de potência reativa em diferentes estratégias, como controlador da tensão terminal ou atuando como *PSS*. Outras alternativas, nas quais não são implementados controles nos inversores, incluem controladores para a inserção de um limitador de corrente de falta resistivo variável, utilização de um supercapacitor ou uso de um par motor-gerador síncrono para substituir os conversores eletrônicos e contribuir com a inércia dessas máquinas no amortecimento das oscilações do ângulo

do rotor das máquinas síncronas ligadas ao sistema de potência. De forma geral, os resultados mostram melhoras não muito significativas desde o começo do distúrbio. Nas alternativas onde se conseguiu melhoras significativas no amortecimento das oscilações foram em uma faixa de tempo superior ao fim das faltas, podendo o sistema ser vulnerável a perder sincronismo nos primeiros ciclos após o começo do distúrbio. Em contraste, a proposta de controle do trabalho, apresenta uma melhora significativa na redução das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona desde os primeiros ciclos do distúrbio e, nas subseqüentes oscilações até atingir um novo ponto de equilíbrio. A proposta é avaliada através da implementação da proposta em um laboratório experimental e, através da simulação considerando um sistema fotovoltaico de grande capacidade, os resultados provam a efetividade do controle proposto na melhora da estabilidade transitória do ângulo do rotor e, da estabilidade de tensão do barramento de acoplamento comum entre a máquina síncrona e o sistema fotovoltaico.



### 3

## Conceitos Gerais de Estabilidade Transitória e Modelo da Máquina Síncrona

Neste capítulo é apresentado a base teórica da estabilidade transitória, desde a perspectiva da mudança dos sistemas elétricos nas últimas duas décadas, onde tem se visto um grande incremento no uso de fontes de energia fotovoltaica e eólica ligadas ao sistema elétrico através de inversores. Além desses conceitos gerais, serão apresentadas as equações do modelo matemático da máquina síncrona, a ser usada na análise de sensibilidade dos autovalores no Capítulo 4.

### 3.1

#### Estabilidade de Sistemas de Potência

A estabilidade de um sistema elétrico de potência é definido como a capacidade do sistema de manter um estado de operação em equilíbrio em condições normais de operação e, de retornar a um estado aceitável de equilíbrio após o sistema ser submetido a um grande distúrbio [11]. Em anos onde a percentagem das fontes de energia ligadas à rede através de inversores não eram significativas, o sistema elétrico dependia unicamente nos princípios físicos e resposta dinâmica das máquinas síncronas para manter a estabilidade na rede elétrica. Toda a massa girante das máquinas síncronas estão fortemente ligadas uma com outra através da rede elétrica permitindo a todas girar na velocidade síncrona em condições normais de operação. A Figura 3.1 [25] mostra um único eixo girante à velocidade síncrona (50 ou 60 Hz), onde essa massa girante representa a inércia total do sistema elétrico. Essa inércia total é igual à soma das massas de todos os geradores síncronos. Os geradores assíncronos e motores de indução não giram necessariamente a velocidades síncronas e, portanto, não são consideradas na inércia total do sistema. As usinas fotovoltaicas não tem inércia pelo fato de não ter partes móveis e, as usinas eólicas tem partes móveis, mas geralmente elas utilizam máquinas de indução sendo ligados ao sistema elétrico através de inversores o que efetivamente isola toda a massa rotativa do gerador eólico do resto do sistema.

A inércia é a medida da capacidade de um sistema elétrico de dar uma

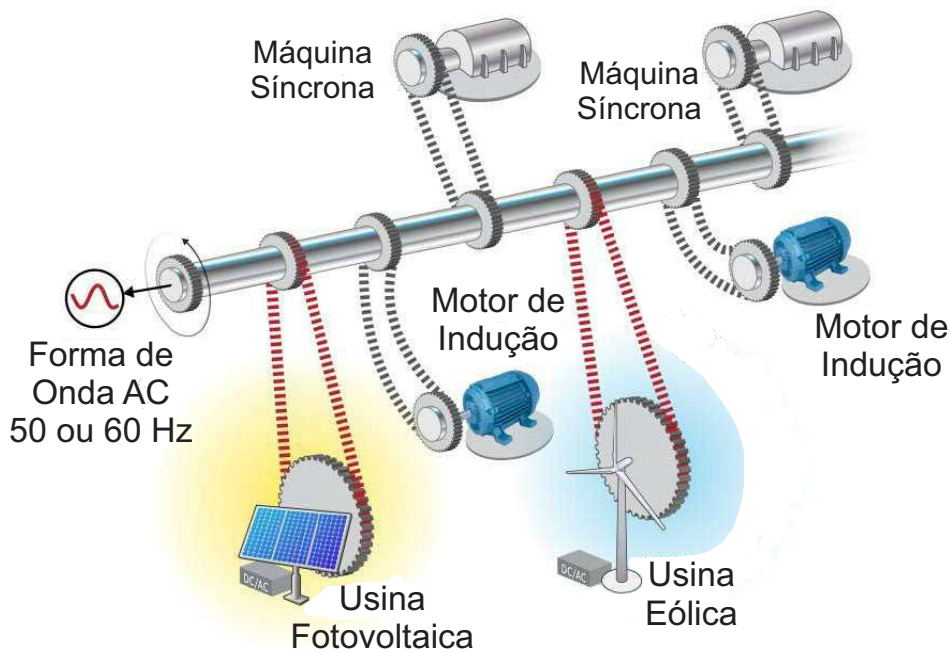


Figura 3.1: Representação de um Sistema Elétrico de Potência mostrando o tipo de Acoplamento de Máquinas Síncronas, de Motores de Indução e de Usinas Eólicas e Fotovoltaicas

resposta quando esse sistema é submetido à grandes distúrbios, para manter sincronismo [25]. No entanto, a operação dos sistemas elétricos modernos deve ter em conta o incremento significativo no uso de usinas fotovoltaicas e eólicas o que irá a reduzir a inércia total do sistema e, a sua capacidade de resposta a grandes distúrbios. A resposta dinâmica dos sistemas elétricos com geração predominantemente síncrona é já bem conhecida e estudada mas, os sistemas elétricos modernos e das seguintes décadas terão uma mudança significativa na sua resposta dinâmica à grandes distúrbios pela inércia total reduzida do sistema, portanto deverá-se estudar, avaliar e implementar as capacidades de resposta rápida dos inversores de usinas eólicas e fotovoltaicas, para dar suporte ao sistema em manter e retornar a um estado de equilíbrio durante a operação normal e após um distúrbio, respectivamente.

Em operação normal do sistema elétrico, os controles dos inversores são capazes de fornecer ao sistema de um controle independente, um de outro, de potência ativa e de potência reativa. A resposta transitória dos inversores para dar suporte ao sistema em manter estabilidade (angular, de frequência e de tensão) durante um distúrbio, depende do desenho adequado dos controladores do inversor para ter uma resposta semelhante a uma inércia sintética [25].

A estabilidade dos sistemas elétricos de potência podem ser divididos em

três categorias: estabilidade do ângulo do rotor, estabilidade de frequência e, estabilidade de tensão. Cada uma de essas categorias pode ser dividido em duas sub-categorias: estabilidade de pequeno sinal e estabilidade a grandes distúrbios.

- A estabilidade do ângulo do rotor é a capacidade do sistema elétrico de manter sincronismo após um distúrbio severo.
- A estabilidade de frequência é a capacidade do sistema elétrico de manter uma frequência estável durante a operação normal do sistema e de restabelece-lo a um nível adequado após contingências, onde apresentam-se desequilíbrios entre a geração e a carga.
- A estabilidade de tensão é a capacidade do sistema elétrico de manter as tensões na faixa de operação normal em todas as barras do sistema após distúrbios.

O foco de estudo do trabalho é a respeito da estabilidade do ângulo do rotor na sub-categoria de estabilidade transitória ou de distúrbios severos, portanto, esse conceito será desenvolvido na seguinte seção.

### 3.1.1

#### Estabilidade Transitória do Ângulo do Rotor

A estabilidade transitória como foi definida na seção 3.1 é a capacidade do sistema elétrico de manter sincronismo quando é submetido a distúrbios transitórios severos [11]. A resposta transitória das máquinas síncronas é determinada por grandes excursões do ângulo do rotor e é influenciada pela relação de potência-ângulo, o comportamento estável ou instável dessas excursões é usualmente definido no primeiro segundo após o distúrbio, o que depende da severidade e do estado de operação do sistema elétrico. Os distúrbios mais frequentemente considerados são os curto-circuitos de diferentes tipos como os de fase à terra, bifásico à terra e trifásicos, os que geralmente acontecem no sistema de transmissão. A Figura 3.2 apresenta o comportamento estável (caso 1) e dois instáveis (casos 2 e 3) do ângulo do rotor de uma máquina síncrona. No caso 1 a resposta do ângulo do rotor atinge um valor máximo para ir-se reduzindo nas seguintes oscilações até atingir um novo estado de equilíbrio. No caso 2 o ângulo do rotor continua se incrementando até perder o sincronismo e, no caso 3 o sistema é estável na primeira oscilação mas torna-se instável nas seguintes oscilações. A forma de instabilidade do caso 3 é geralmente causado pela condição instável de pequeno sinal do estado em post-falta e não necessariamente como resultado do distúrbio transitório [11]. Se a perda de

sincronismo se produzisse, seria evidente dentro dos dois ou três segundos a partir do início do distúrbio.

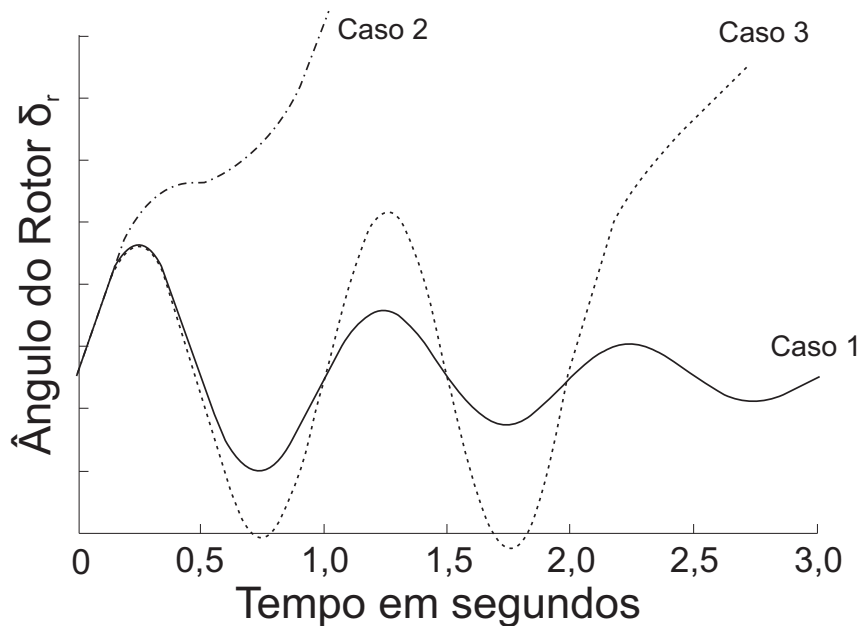


Figura 3.2: Resposta do Ângulo do Rotor  $\delta_r$  a um Distúrbio Transitório

É importante nos sistemas elétricos atuais avaliar o impacto de um uso cada vez maior de sistemas de geração eólicos e fotovoltaicos de grande porte (na ordem de centos de  $MW$ ) na resposta transitória do sistema elétrico submetido a grandes distúrbios. Usualmente os códigos de rede dos sistemas elétricos de vários países requeriam dos geradores de fontes de energia renovável que fossem desligados do sistema elétrico uma vez a falta fosse detectada, essa estratégia é válida em sistemas onde geradores de fontes renováveis representam uma percentagem pequena da matriz energética total do sistema, contudo, nos sistemas modernos a tendência é de incrementar a utilização desse tipo de fontes de energia renovável o que invalida o requisito deles a serem desligados do sistema elétrico durante o distúrbio, portanto, faz-se necessários mudanças nos códigos de rede relacionadas a implementar a capacidade de *ride-through* nos geradores eólicos e fotovoltaicos durante e possivelmente após o distúrbio de forma a não serem desligados do sistema e, de dar suporte ao sistema elétrico de retornar a um estado aceitável de equilíbrio. As capacidades de *ride-through* e de suporte ao sistema devem aproveitar o desenvolvimento tecnológico que aportam os inversores e seus controles em dar uma resposta rápida durante e após um distúrbio severo para manter sincronismo e retornar a um estado de operação estável.

### 3.1.1.1

#### Equação de Oscilação

As equações de maior importância que permitem avaliar a estabilidade de um sistema elétrico de potência são as equações da inércia rotacional que descrevem o equilíbrio ou desequilíbrio entre o torque mecânico e o torque eletromagnético de cada máquina síncrona do sistema.

Um evento no sistema elétrico como um distúrbio, um incremento súbito de carga, a perda de uma unidade geradora, etc. produz um desequilíbrio entre o torque mecânico e o torque eletromagnético determinado por uma aceleração ou desaceleração da velocidade do rotor da máquina síncrona, a equação que define é apresentada a seguir [11]:

$$T_a = T_m - T_e \quad (3-1)$$

onde

- $T_a$  é o torque acelerante em  $N - m$
- $T_m$  é o torque mecânico em  $N - m$
- $T_e$  é o torque eletromagnético em  $N - m$

A equação de oscilação que descreve o comportamento mecânico da máquina síncrona é definido como:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_a = T_m - T_e \quad (3-2)$$

onde

- $J$  é o momento de inércia combinado do gerador e a turbina em  $kg.m^2$
- $\omega_m$  é a velocidade angular do rotor em  $rad - mec/s$
- $t$  é o tempo em  $s$

Em (3-2) o momento de inércia pode ser representado em função da constante de inércia  $H$ , definida como a energia cinética em  $watt - s$  à velocidade nominal dividido por a base da potência em  $VA$ . Assim, a constante de inércia  $H$  é definida como:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_{0m}^2}{VA_{base}} \quad (3-3)$$

onde

- $\omega_{0m}$  é a velocidade angular nominal em  $rad - mec/s$

O momento de inércia  $J$  em termos de  $H$  é definida como:

$$J = \frac{2H}{\omega_{0m}^2} VA_{base} \quad (3-4)$$

Substituindo (3-4) em (3-2) temos:

$$2H \frac{d}{dt} \left( \frac{\omega_m}{\omega_{0m}} \right) = \frac{T_m - T_e}{T_{base}} \quad (3-5)$$

onde

O termo do torque base é  $T_{base} = V A_{base} / \omega_{0m}$ . A equação de oscilação em *p.u.* é definido por:

$$2H \frac{d\bar{\omega}_r}{dt} = \bar{T}_m - \bar{T}_e \quad (3-6)$$

O termo  $\bar{\omega}_r$  é definido por:

$$\bar{\omega}_r = \frac{\omega_m}{\omega_{0m}} = \frac{\omega_r / P}{\omega_0 / P} = \frac{\omega_r}{\omega_0} \quad (3-7)$$

onde

- $\omega_r$  é a velocidade angular do rotor em *rad – ele/s*
- $\omega_0$  é a velocidade nominal em *rad – ele/s*
- $P$  é o número de polos do campo.

A posição angular do rotor  $\delta_r$  em *rad – ele* com respeito a uma referência girante síncrona e com um valor em  $t = 0$  de  $\delta_0$  é definido por:

$$\delta_r = \omega_r t - \omega_0 t + \delta_0 \quad (3-8)$$

Tomando a derivada do ângulo do rotor com respeito ao tempo, temos:

$$\frac{d\delta_r}{dt} = \omega_r - \omega_0 = \Delta\omega_r \quad (3-9)$$

Tomando a segunda derivada temos:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\delta_r}{dt^2} &= \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{d(\Delta\omega_r)}{dt} \\ &= \omega_0 \frac{d\bar{\omega}_r}{dt} = \frac{d(\Delta\bar{\omega}_r)}{dt} \end{aligned} \quad (3-10)$$

Substituindo o termo  $d\bar{\omega}_r/dt$  de (3-10) em (3-6), temos:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta_r}{dt^2} = \bar{T}_m - \bar{T}_e \quad (3-11)$$

Na equação de oscilação é desejável incluir a componente de torque de amortecimento, não incluído no cálculo do torque elétrico  $T_e$ . O que se consegue somando um termo proporcional ao desvio de velocidade em (3-11), assim:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta_r}{dt^2} = \bar{T}_m - \bar{T}_e - K_D \Delta\bar{\omega}_r \quad (3-12)$$

De (3-9) podemos obter:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta_r}{dt^2} = \bar{T}_m - \bar{T}_e - \frac{K_D}{\omega_0} \frac{d\delta_r}{dt} \quad (3-13)$$

Em (3-13) o termo  $K_D$  é o fator de amortecimento. A equação de oscilação definida em (3-13) representa as oscilações do ângulo do rotor  $\delta_r$  da máquina síncrona durante um distúrbio. A equação de oscilação (3-13) pode ser escrita em termos *p.u.* de potência, assim obtém-se:

$$2H \frac{\bar{\omega}_r}{\omega_0} \frac{d^2 \delta_r}{dt^2} = \bar{P}_m - \bar{P}_e - \frac{\bar{\omega}_r}{\omega_0} K_D \frac{d\delta_r}{dt} \quad (3-14)$$

A equação definida em (3-14) será útil no desenvolvimento do critério de áreas iguais na seção seguinte.

### 3.1.1.2

#### Critério de Areas Iguais

Como foi descrito na seção 3.1.1.1 a estabilidade de um sistema elétrico de potência pode ser avaliado através da inspeção das curvas definidas pela equação de oscilação da máquina síncrona após a ocorrência de um distúrbio. Se as curvas mostram que os ângulos de duas máquinas síncronas se afastam sem limite, o sistema torna-se instável. Caso contrario, se os ângulos, após o distúrbio, atingem um valor máximo e logo diminuem, é provável que o sistema atingirá um estado estável. Em um sistema de duas maquinas, sob condições de torque mecânico constante, sem amortecimento e, usando como modelo de máquina síncrona uma tensão constante atrás da reatância transitória, se após a ocorrência de um distúrbio a separação angular entre os dois geradores incrementa indefinidamente se diz que as máquinas perdem sincronismo na primeira oscilação, se a separação angular oscila com amplitude constante se diz que as máquinas não perdem sincronismo na primeira oscilação. O método gráfico usado como ferramenta para avaliar se as máquinas perdem sincronismo uma com respeito à outra é chamado de critério de áreas iguais. O critério de áreas iguais pode ser aplicado para todo sistema elétrico de *duas – máquinas*, sejam esses sistemas compostos por dois geradores ou sejam cada um desses representações de sistemas multimáquina [26]. No desenvolvimento do critério de áreas iguais consideramos o sistema mostrado na Figura 3.3, o sistema está composto por uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito por meio de um transformador e duas linhas de transmissão em paralelo. O barramento infinito é representado por uma fonte de tensão trifásica com magnitude e frequência constante.

A Figura 3.4(a) representa a máquina síncrona como uma fonte de tensão  $E'$  em *p.u.* atrás da reatância transitória de eixo direto  $X'_d$  em *p.u.*, o ângulo  $\delta_r$  corresponde a diferença angular entre a tensão interna da máquina e a do barramento infinito.

onde

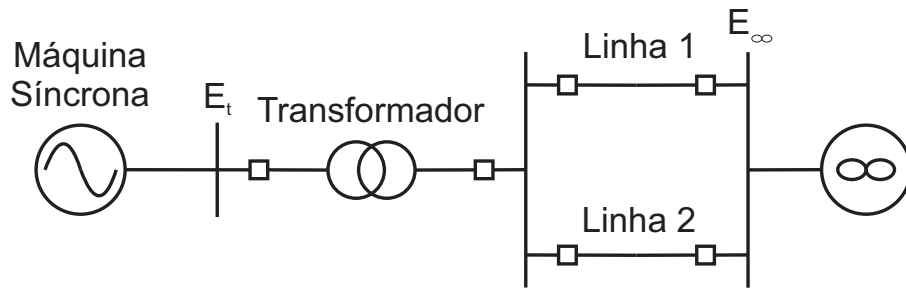
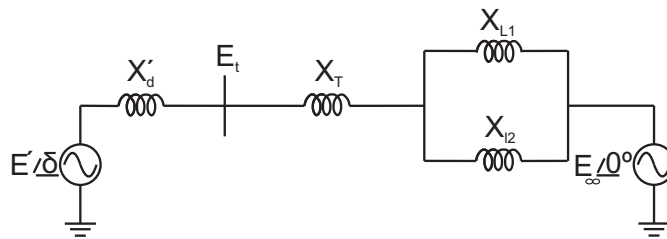
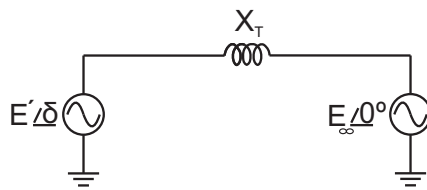


Figura 3.3: Máquina Síncrona Conectada a um Barramento Infinito



3.4(a): Circuito Equivalente



3.4(b): Circuito Equivalente Reduzido

Figura 3.4: Máquina Síncrona Representada pelo Modelo Clássico.

- $X_T$  é a reatância do transformador
- $X_{L1}$  é a reatância da linha de transmissão 1
- $X_{L2}$  é a reatância da linha de transmissão 2
- $X_{eq} = X'_d + X_T + (X_{L1} // X_{L2})$  é a reatância equivalente reduzida do sistema elétrico

A potência elétrica de saída da máquina síncrona para o barramento infinito desprezando a resistência do estator, as perdas resistivas no transformador e perdas resistivas nas linhas de transmissão é definido por (em unidades *p.u.*):

$$\overline{P}_e = \frac{E' E_\infty}{X_{eq}} \sin(\delta_r) \quad (3-15)$$

A potência máxima que o gerador pode fornecer acontece quando o  $\delta_r = 90^\circ$ , assim:



$$\overline{P}_e^{max} = \frac{E' E_{\infty}}{X_{eq}} \quad (3-16)$$

A equação (3-15) mostra que a potência de saída da máquina depende dos valores da tensão interna da máquina, tensão do barramento infinito, a reatância equivalente reduzida do sistema e da separação angular  $\delta_r$  como se mostra na Figura 3.5. A curva 1 é da potência elétrica com as duas linhas de transmissão em operação e, a curva 2 com apenas a linha de transmissão 1 em operação. A potência mecânica é considerada constante e é representada por uma linha horizontal na Figura 3.5, a resposta dos governadores é considerada muito lenta para mudar o valor da  $P_m$  durante os tempos transitórios considerados para o estudo.

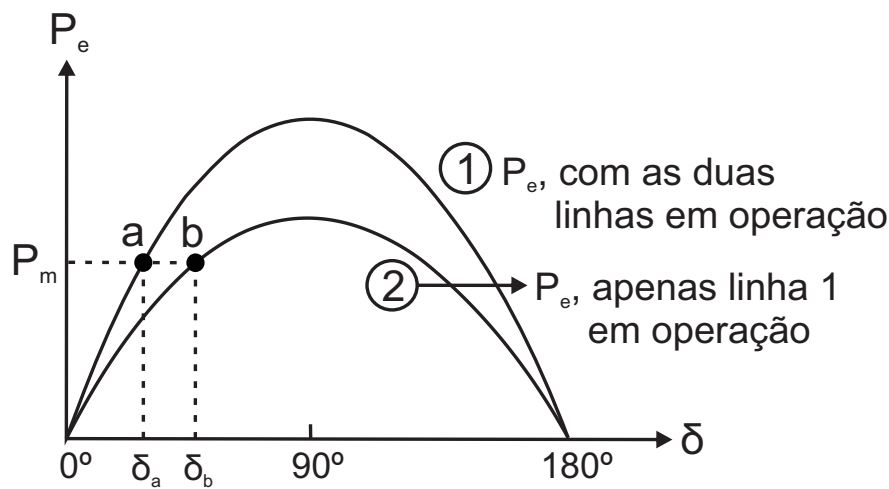


Figura 3.5: Relação entre Potência vs Ângulo  $\delta$  da Máquina Síncrona

Os pontos de intersecção da  $P_m$  com as curvas de potência elétrica são os pontos de operação em equilíbrio, conclui-se da análise da Figura 3.5 que para transmitir a mesma potência elétrica, com uma reatância maior (curva 2), o ângulo  $\delta_r$  deve incrementar para que o estado de equilíbrio seja atingido.

Considera-se a ocorrência de um curto circuito trifásico no sistema da Figura 3.3 localizada numa porção da linha de transmissão 2 (ponto  $F$ ), mostrado na Figura 3.6.

O diagrama unifilar do circuito equivalente considerando a falta é mostrado na Figura 3.7.

A potência elétrica da máquina fornecida nos estágios de operação em pré-falta, durante a falta e após a falta são expresados de acordo à (3-15), assim [27]:

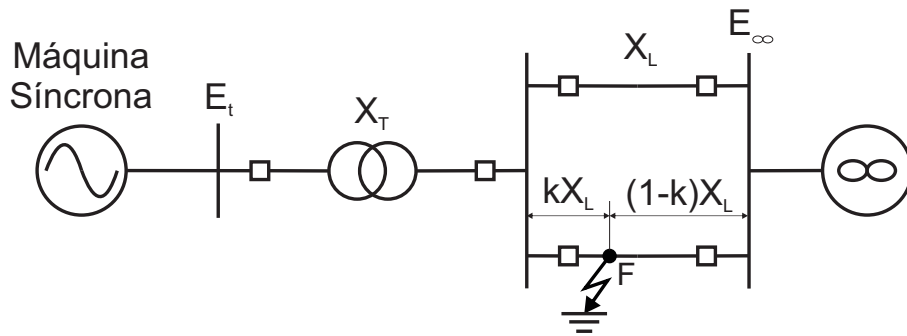


Figura 3.6: Sistema Máquina Síncrona - Barramento Infinito em Falta

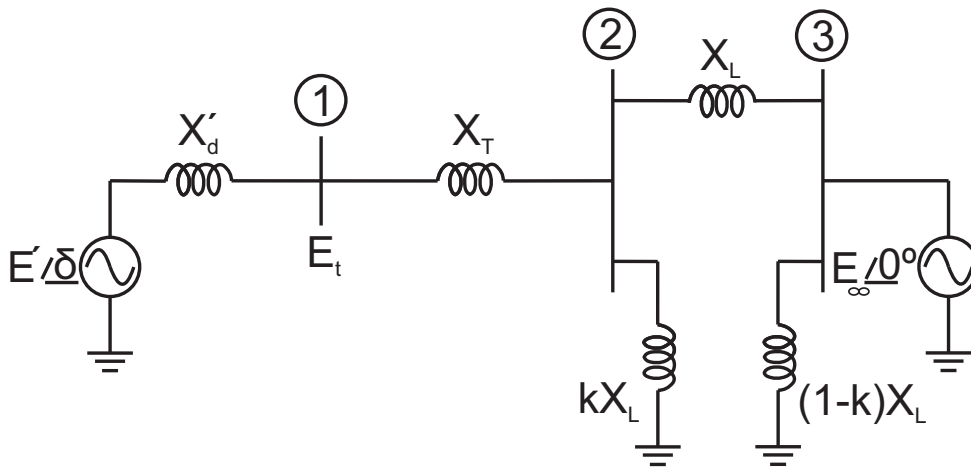


Figura 3.7: Circuito Equivalente do Sistema Máquina Síncrona - Barramento Infinito em Falta

- Estado de operação em pré-falta (as duas linhas de transmissão em operação).

$$\overline{P}_e^{pré-f} = \overline{P}_m = \frac{E' E_\infty}{X_{eq}} \sin(\delta_r) \quad (3-17)$$

- Estado de operação em falta, quando o sistema é submetido a um curto circuito trifásico na linha de transmissão 2 a uma distância  $k * X_{L2}$  do barramento 2.

$$\overline{P}_e^f = \frac{E' E_\infty}{X_{eq}^f} \sin(\delta_r) \quad (3-18)$$

onde

$X_{eq}^f = X_d' + X_T + X_L + \frac{(X_d' + X_T)X_L}{kX_L}$  Considerando as duas linhas de transmissão iguais e com reatâncias iguais ao valor  $X_L$ .

- Estado de operação em pós-falta, quando a falta é eliminada e a linha

de transmissão 2 é retirada de operação.

$$\overline{P}_e^{pós-f} = \frac{E' E_{\infty}}{X_{eq}^{pós-f}} \sin(\delta_r) \quad (3-19)$$

onde

$$X_{eq}^{pós-f} = X'_d + X_T + X_L$$

Na Figura 3.8 mostram-se as curvas de potência elétrica -  $\delta_r$  para as três etapas do distúrbio.

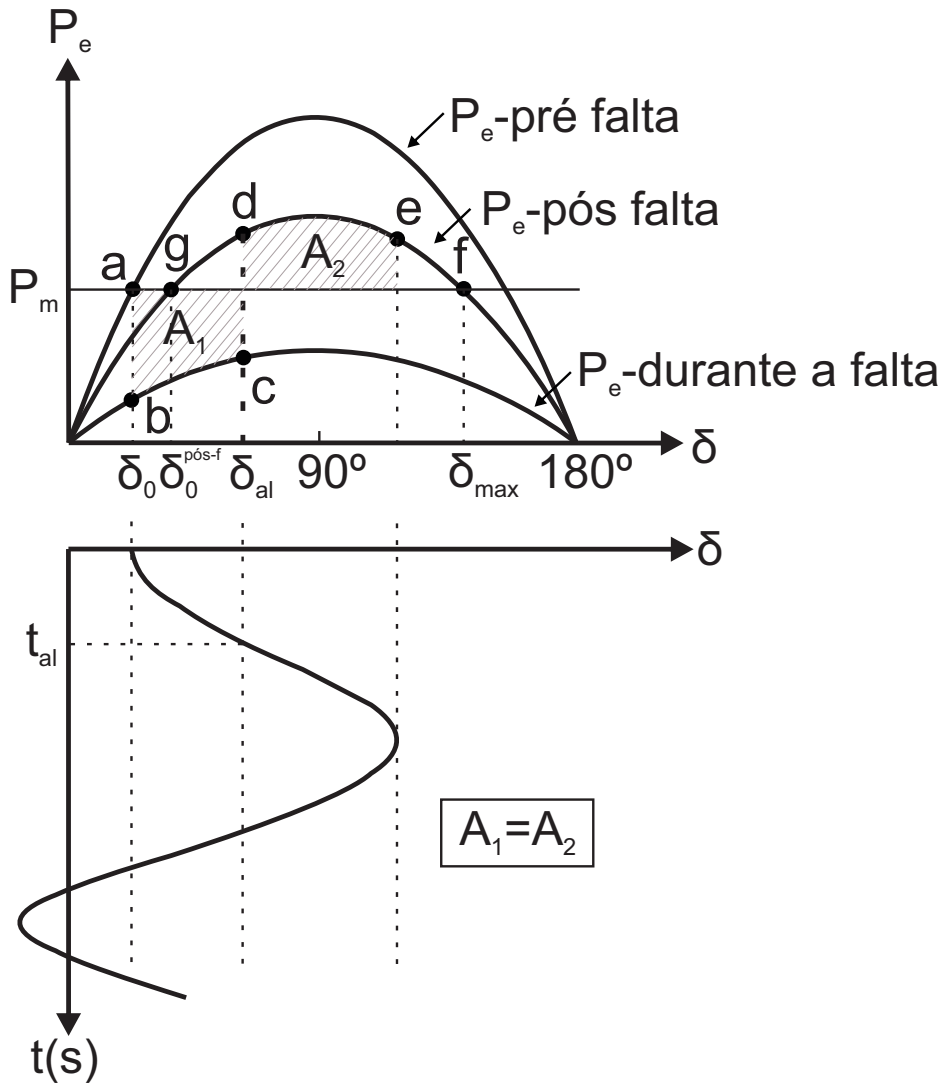


Figura 3.8: Relação entre Potência vs  $\delta$  do Sistema MS - BI em falta: Caso - Estável

O ponto  $a$  é chamado de ponto de equilíbrio inicial entre a curva de potência elétrica da máquina síncrona e a potência mecânica considerada constante, o ângulo correspondente a esse estado inicial é o  $\delta_0$ . No instante

da falta a potência elétrica da máquina cai para um valor muito inferior ao da potência mecânica no ponto  $b$ , a inércia da máquina não permite o ângulo do rotor mudar imediatamente, mas a partir deste ponto existe um desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica da máquina,  $\bar{P}_m > \bar{P}_e^f$  o que produz uma aceleração do rotor da máquina síncrona armazenando energia cinética na massa rotativa da máquina. A máquina acelera até atingir o ponto  $c$  onde a falta é liberada, passando do ponto  $c$  para o ponto  $d$ , aqui o rotor da máquina começa a desacelerar pela condição de  $\bar{P}_m < \bar{P}_e^{pós-f}$ , até que a área de aceleração  $A_{ac}$  seja igual à área de desaceleração  $A_{dac}$ . No ponto  $e$  a velocidade relativa do rotor é zero [27], a partir deste ponto e sendo que ainda a potência elétrica é maior que a potência mecânica, o ângulo do rotor diminui seguindo a curva de potência elétrica em pós-falta até atingir o novo ponto de equilíbrio em  $g$ , na ausência de amortecimento o ângulo do rotor continua oscilando ao redor do valor  $\delta_0^{pós-f}$ . Se as duas áreas não forem iguais até o ponto  $f$  o ponto de operação continua a curva em pós-falta e o ângulo do rotor continua incrementando além do ponto  $f$ , a máquina começa a acelerar novamente desde que a  $\bar{P}_m > \bar{P}_e^{pós-f}$ , e o sincronismo é perdido. O máximo valor que o ângulo do rotor pode atingir antes de perder sincronismo é  $\delta^{max}$  no ponto  $f$ , nesta condição podemos calcular o ângulo crítico  $\delta_{crit}$  e o tempo crítico  $t_{crit}$  para liberar a falta e, assim, evitar a perda de sincronismo. As áreas de aceleração e desaceleração são calculadas como:

$$A_{ac} = \int_{\delta_0}^{\delta_{crit}} (\bar{P}_m - \bar{P}_e^f) d\delta_r \quad (3-20)$$

$$A_{dac} = \int_{\delta_{crit}}^{\delta_{max}} (\bar{P}_e^{pós-f} - \bar{P}_m) d\delta_r \quad (3-21)$$

Para o distúrbio considerado, o limite de estabilidade transitória corresponde a quando as áreas são iguais. O valor do ângulo do rotor  $\delta_{crit}$  é chamado de crítico por que é o valor máximo que pode atingir até o fim da duração do distúrbio para manter o sincronismo. Assim podemos obter o seu valor através de:

$$\begin{aligned} & \bar{P}_m (\delta_{crit} - \delta_o) + \bar{P}_{max}^f (\cos(\delta_{crit}) - \cos(\delta_o)) \\ &= \bar{P}_{max}^{pós} (\cos(\delta_{crit}) - \cos(\delta_{max})) - \bar{P}_m (\delta_{max} - \delta_{crit}) \end{aligned} \quad (3-22)$$

$$\delta_{crit} = \arccos \left[ \frac{\bar{P}_m (\delta_o - \delta_{max}) + \bar{P}_{max}^f \cos(\delta_o) - \bar{P}_{max}^{pós} \cos(\delta_{max})}{\bar{P}_{max}^f - \bar{P}_{max}^{pós}} \right] \quad (3-23)$$

Sendo que o curto é trifásico a potência elétrica durante a falta é  $\bar{P}_{max}^f = 0$ , assim, temos:

$$\delta_{crit} = \arccos \left[ \frac{\bar{P}_m}{\bar{P}_{m\max}} (\delta_{max} - \delta_0) + \cos(\delta_{max}) \right] \quad (3-24)$$

O tempo correspondente para atingir o ângulo crítico  $\delta_{crit}$  é chamado de tempo crítico  $t_{crit}$  para eliminação da falta. De (3-14), considerando para o estado de falta  $\bar{P}_e^f = 0$ ,  $\bar{\omega}_r = 1, 0$  e desprezando o amortecimento, tem-se:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2 \delta_r(t)}{dt^2} = \bar{P}_m(t) \quad (3-25)$$

Integrando (3-25) duas vezes temos:

$$\frac{2H}{\omega_0} (\delta_r(t_{crit}) - \delta_r(t_0)) = \frac{\bar{P}_m}{2} (t_{crit}^2 - t_0^2) \quad (3-26)$$

Considerando,  $\delta_r(t_{crit}) = \delta_{crit}$ ,  $\delta_r(t_0) = \delta_0$  e  $t_0 = 0$ , temos que o tempo crítico é calculado por:

$$t_{crit} = \sqrt{\frac{4H (\delta_{crit} - \delta_0)}{\omega_0 \bar{P}_m}} \quad (3-27)$$

Através de (3-27) é possível calcular o tempo crítico de liberação de falta para que o sistema não perca sincronismo.

## 3.2

### O Problema da Estabilidade nos Sistemas Elétricos Modernos

O rápido crescimento ao redor do mundo de fontes alternativas de geração, são devido à melhora da tecnologia como os conversores eletrônicos, os sistemas de controle e, melhoras na estrutura usada, o que permite operá-los de forma confiável. As fontes alternativas (eólico e fotovoltaico), são fontes de energia primárias porque a fonte de entrada nesses sistemas não podem ser controlados. No entanto, a conexão dessas fontes ao sistema através de inversores permitem um controle rápido e preciso.

As capacidades dessas fontes alternativas tem evoluído significativamente durante a última década e, podem contribuir na operação segura dos sistemas de potência, fornecendo os tipos de serviços tradicionalmente dados pelas máquinas síncronas convencionais. As capacidades relacionadas a manter operação segura se focam em aspectos como resposta em frequência, a inércia do sistema, e capacidades de permanecer ligados e dar suporte durante eventos severos de tensão e frequência.

#### 3.2.1

##### Capacidades Relacionadas à Operação Segura do Sistema de Potência

Na medida em que as fontes alternativas incrementam, existe um maior interesse em avaliar os possíveis impactos na estabilidade e operação segura do sistema durante eventos severos no sistema.

Existe preocupação entre os operadores do sistema elétrico em relação ao deterioro da resposta em frequência, o qual pode ser causado pela retirada da resposta dos governadores durante um evento, a falta de ter governadores em operação dos geradores convencionais e, a constante mudança das características da frequência das cargas. Tudo isto pode-se ver ainda mais complicado pela inserção de fontes alternativas ligadas ao sistema através de inversores eletrônicos. As máquinas síncronas contribuem na inércia total do sistema e, alguns deles podem ter controles dos seus governadores em operação. Em contraste, as unidades de geração eólicas e fotovoltaicas podem fornecer de uma "inércia sintética", através de um rápido controle de resposta em frequência com um inversor eletrônico para simular a resposta de inércia.

O impacto de geração não síncrona na estabilidade de frequência pode aparecer mais rapidamente em sistemas relativamente pequenos, com penetrações significativas de fontes alternativas, porque a variabilidade das fontes de energia podem comprometer uma percentagem significativa da demanda em comparação a uma rede elétrica maior.

Os requerimentos dos códigos de operação estão mudando na medida em que o incremento das fontes renováveis podem causar um impacto negativo na estabilidade do sistema, quando é submetido a um distúrbio severo. Por exemplo as primeiras usinas eólicas operavam através de geradores simples de indução, fornecendo nenhum suporte dinâmico à rede elétrica durante um distúrbio severo. Ainda mais, devido à sua resposta diferente dos geradores convencionais, eles eram requeridos de ser desligados do sistema se a frequência ou a tensão ficavam em faixas fora dos valores nominais, prevendo, assim, piorar a situação. No entanto, com o incremento de fontes alternativas, a perda de parcelas significativas dessas fontes de energia durante distúrbios severos, tornou-se uma preocupação na operação segura e, provou-se necessário a incorporação de requerimentos de suporte em tensão por parte das usinas de fontes alternativas, esse suporte é realizado através da injeção de potência reativa para melhora do afundamento de tensão durante a falta.

Os requisitos de apoio ou suporte durante um distúrbio severo por parte de fontes alternativas de geração distribuída, também estão evoluindo. As empresas de distribuição colocam como requisito que os sistemas fotovoltaicos de geração distribuída sejam desligadas quando a tensão ou frequência fiquem fora dos seus valores nominais. Esse requerimento é baseado em aspectos de segurança, para evitar a energização de uma parte da rede que supostamente deve estar desenergizada o que em inglês é conhecido como anti-aislanding. O requisito era razoável quando não existia uma parcela significativa de geração fotovoltaica no sistema mas, isso não é mais viável quando existem em operação

milhares de megawatts de geração que poderiam ser desligadas durante um distúrbio. A norma [2], requer dos sistemas fotovoltaicos de geração distribuída a permanecer ligados ao sistema e, de dar suporte em tensão durante um distúrbio severo.

### 3.3

#### Modelo da Máquina Síncrona

Por muitas décadas o gerador síncrono impulsionado por turbinas hidráulicas e de vapor, tem sido a principal força de trabalho para converter energia mecânica em energia elétrica. Assim, a máquina síncrona é caracterizada usando modelos que representem o seu comportamento elétrico e eletromecânico, sendo esses modelos simplificados ou mais complexos dependendo do estudo a ser realizado. As equações aqui apresentadas são usadas para prever o desempenho da máquina síncrona em estado normal de operação e quando for submetido a um distúrbio. O rotor de uma máquina síncrona esta equipada com um enrolamento de campo de excitação e um ou mais enrolamentos de amortecimento, todos os enrolamentos tem diferentes características elétricas. O rotor de uma máquina síncrona de polos salientes é magneticamente assimétrica e portanto uma mudança de referência nas variáveis do rotor não oferecem nenhuma vantagem [28]. No entanto, uma mudança de referência nas variáveis do estator é conveniente, neste trabalho as variáveis do estator são transformadas à referência do rotor da máquina (equações de Park) [29].

#### 3.3.1

##### Equações de Tensão da Máquina Síncrona na Referência do Rotor: Equações de Park

R. H. Park foi o primeiro em transformar as variáveis do estator à referência do rotor da máquina síncrona, o que elimina a variação das indutâncias no tempo das equações de tensão da máquina síncrona. Assim, tem-se as equações de tensão como mostrado em [28].

$$v_{qd0s}^r = -r_s i_{qd0s}^r + \frac{\omega_r}{\omega_0} \psi_{qd0s}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{qd0s}^r}{dt} \quad (3-28)$$

$$v_{qdr}^r = r_r i_{qdr}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{qdr}^r}{dt} \quad (3-29)$$

onde

$$\left( \psi_{qd0s}^r \right)^T = \begin{bmatrix} \psi_{ds}^r & -\psi_{qs}^r & 0 \end{bmatrix} \quad (3-30)$$

As equações de Park das tensões na referência do rotor são geralmente apresentados na forma expandida, assim:

$$v_{qs}^r = -r_s i_{qs}^r + \frac{\omega_r}{\omega_0} \psi_{ds}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{qs}^r}{dt} \quad (3-31)$$

$$v_{ds}^r = -r_s i_{ds}^r - \frac{\omega_r}{\omega_0} \psi_{qs}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{ds}^r}{dt} \quad (3-32)$$

$$v_{0s}^r = -r_s i_{0s}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{0s}^r}{dt} \quad (3-33)$$

$$v_{kq1}^r = r_{kq1} i_{kq1}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{kq1}^r}{dt} \quad (3-34)$$

$$v_{kq2}^r = r_{kq2} i_{kq2}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{kq2}^r}{dt} \quad (3-35)$$

$$v_{fd}^r = r_{fd} i_{fd}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{fd}^r}{dt} \quad (3-36)$$

$$v_{kd}^r = r_{kd} i_{kd}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\psi_{kd}^r}{dt} \quad (3-37)$$

As expressões para os fluxos magnéticos por segundo em função de termos de reatâncias e correntes é dado por:

$$\psi_{qs}^r = -X_q i_{qs}^r + X_{mq} (i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) \quad (3-38)$$

$$\psi_{ds}^r = -X_d i_{ds}^r + X_{md} (i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (3-39)$$

$$\psi_{0s}^r = -X_{ls} i_{0s}^r \quad (3-40)$$

$$\psi_{kq1}^r = X_{kq1} i_{kq1}^r + X_{mq} (-i_{qs}^r + i_{kq2}^r) \quad (3-41)$$

$$\psi_{kq2}^r = X_{kq2} i_{kq2}^r + X_{mq} (-i_{qs}^r + i_{kq1}^r) \quad (3-42)$$

$$\psi_{fd}^r = X_{fd} i_{fd}^r + X_{md} (-i_{ds}^r + i_{kd}^r) \quad (3-43)$$

$$\psi_{kd}^r = X_{kd} i_{kd}^r + X_{md} (-i_{ds}^r + i_{fd}^r) \quad (3-44)$$

onde as reatâncias de eixo direto  $X_d$  e de eixo em quadratura  $X_q$  do estator e, as reatâncias de campo  $X_{fd}$ , de amortecimento no eixo direto  $X_{kd}$  e os de amortecimento no eixo em quadratura  $X_{kq1}$  e  $X_{kq2}$  do rotor são expresados como:

$$X_q = X_{ls} + X_{mq} \quad (3-45)$$

$$X_d = X_{ls} + X_{md} \quad (3-46)$$

$$X_{kq1} = X_{lkq1} + X_{mq} \quad (3-47)$$

$$X_{kq2} = X_{lkq2} + X_{mq} \quad (3-48)$$

$$X_{fd} = X_{lfd} + X_{md} \quad (3-49)$$



$$X_{kd} = X_{lkd} + X_{md} \quad (3-50)$$

As equações (3-32) até (3-45) descrevem o comportamento elétrico da máquina síncrona em função das equações das tensões e dos fluxos magnéticos por segundo.

A seguir se mostra as equações que descrevem o comportamento mecânico da máquina síncrona: o torque elétrico, a equação de oscilação e a equação que descreve o comportamento do ângulo do rotor, assim:

- Para o torque elétrico em p.u.:

$$\bar{T}_e = \psi_{ds}^r i_{qs}^r - \psi_{qs}^r i_{ds}^r \quad (3-51)$$

Desenvolvendo obtemos:

$$\bar{T}_e = X_{md} \left( -i_{ds}^r + i_{fd}^r + i_{kd}^r \right) i_{qs}^r - X_{mq} \left( -i_{qs}^r + i_{kq1}^r + i_{kq2}^r \right) i_{ds}^r \quad (3-52)$$

- Para a equação de oscilação:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d\omega_r}{dt} = \left( \bar{T}_m - \bar{T}_e \right) = \bar{T}_a \quad (3-53)$$

Em (3-53) observamos que o termo  $\bar{T}_a$  representa o torque acelerante ou desacelerante dependendo do tipo de distúrbio no sistema elétrico, em condições normais de operação existe equilíbrio entre o  $\bar{T}_m$  e o  $\bar{T}_e$ , portanto, o valor do  $\bar{T}_a$  é zero. Quando ocorre uma falta balanceada ou desbalanceada no sistema o equilíbrio é perdido, assim a máquina síncrona começa a acelerar porque o  $\bar{T}_m$  é maior que o  $\bar{T}_e$ .

- Para a equação do ângulo do rotor: O ângulo do rotor é definido como:

$$\delta_r = \omega_r t - \omega_0 t + \delta_0 \quad (3-54)$$

Tomando a derivada com respeito ao tempo de (3-54) obtemos:

$$\frac{1}{\omega_0} \frac{d\delta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{\omega_0} - 1 \quad (3-55)$$

## 4

### Metodologia Proposta para Identificar a Variável de Maior Impacto na Variação do $\delta_r$

O objetivo principal do trabalho é implementar um controle no inversor de um sistema fotovoltaico ou eólico, para dar suporte à máquina síncrona em manter estabilidade transitória. Através desse controle pretende-se reduzir a amplitude das oscilações do ângulo do rotor e a redução do tempo necessário para que o sistema atinja um novo ponto de equilíbrio quando o sistema elétrico é submetido a um distúrbio de grande porte. Para esse fim, a estratégia de controle é desenvolvida em dois Capítulos. No Capítulo 4 é apresentada a metodologia para determinar a variável de maior impacto na variação do torque elétrico, uma vez determinada a componente ou componentes harmônicas que devem ser fornecidas pelos inversores de um sistema fotovoltaico, deve-se determinar a forma em que essas correntes deveram ser injetadas, para esse fim um controle baseado no cálculo da potência ativa que deve ser absorvida pelos inversores é proposta, a qual é apresentada no Capítulo 5.

Durante uma falta desbalanceada (monofásica, bifásica ou bifásica à terra) aparecem correntes harmônicas, em distintos graus em sequência positiva e negativa, as quais podem ter um impacto negativo nas excursões do ângulo do rotor. Para identificar essas correntes harmônicas é necessário modelar a máquina síncrona em termos de componentes harmônicas. Em [30] propõe-se o uso de fasores dinâmicos aplicado a sistemas polifásicos para análise de faltas assimétricas. A modelagem em fasores dinâmicos oferece a vantagem de representar um sinal trifásico em suas componentes harmônicas de sequência positiva e negativa, o que é muito útil em casos de faltas desbalanceadas, assim, como mostrar e quantificar acoplamentos dinâmicos entre, por exemplo, as oscilações na velocidade do rotor e as correntes e os fluxos em componentes de sequência.

Neste capítulo, apresentar-se-a a simulação de um sistema elétrico submetido a um curto circuito monofásico na rede de transmissão, usando como modelo de máquina síncrona o modelo padrão no domínio do tempo apresentado na Seção 3.3.1 e o modelo em fasores dinâmicos, permitindo assim, a comparação entre ambos modelos durante o comportamento transitório das variáveis da máquina síncrona, como as correntes de saída do estator, o torque

elétrico, a corrente de campo e o ângulo do rotor.

A modelagem em fasores dinâmicos permite observar as correntes em componentes harmônicas de sequência positiva ou negativa que tem influência no torque elétrico da máquina síncrona. O torque mecânico é considerado constante durante o período transitório e, portanto, na equação de oscilação poderá-se observar que as oscilações da velocidade do rotor e, também, de ângulo do rotor, são consequência das correntes harmônicas presentes no cálculo do torque elétrico.

Para identificar quais das correntes harmônicas de sequência positiva ou negativa tem um impacto negativo nas oscilações do ângulo do rotor  $\delta_r$ , propõe-se usar a análise de sensibilidade dos autovalores com respeito à variação da velocidade do rotor e com respeito à variação do ângulo do rotor da máquina síncrona. Assim, será possível identificar o grau e a sequência da corrente ou correntes harmônica(s) com maior participação nos modos de oscilação identificados como críticos pela análise de sensibilidade [31].

É claro que a análise de sensibilidade envolve a linearização de equações não lineares que representam o comportamento elétrico e mecânico da máquina síncrona. Portanto, faz-se necessário questionar se essa análise é adequada para a análise de estabilidade transitória. A análise de sensibilidade é tomada aqui como uma ferramenta para prever o comportamento dinâmico da máquina avaliado a partir de um ponto de equilíbrio do sistema. Parece aparente chegar à conclusão de que, a corrente em componente de frequência fundamental de sequência positiva é a de maior impacto nas oscilações do torque elétrico durante um distúrbio severo mas, como poderá ser observado na modelagem em fasores dinâmicos da máquina síncrona em [30], o torque elétrico depende de correntes em várias frequências, o que não permite determinar qual dessas variáveis teria o maior impacto na variação durante o distúrbio. Assim, a análise de sensibilidade serve como uma boa aproximação para determinar, junto com os fatores de participação qual dessas variáveis é a de maior impacto na variação do torque elétrico.

## 4.1

### Fasores Dinâmicos

Os fasores dinâmicos usam séries de Fourier da forma apresentada em (4-1), como representação de uma forma de onda (real ou complexa) no domínio do tempo.

$$f(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} F_m(t) e^{jm\omega_0 t} \quad (4-1)$$

onde  $\omega_0 = 2\pi/T_0$  e, cada  $F_m(t)$  são os coeficientes de Fourier complexos, também conhecidos como fasores dinâmicos. O interesse está focado em

encontrar os coeficientes  $F_m(t)$  que forneçam uma boa aproximação do sinal original. O  $m - th$  coeficiente ( $m - fasor$ ) no tempo  $t$  é determinado por:

$$F_m(t) = \frac{1}{T_0} \int_{t-T_0}^t f(t) e^{-jm\omega_0 t} dt = \langle f \rangle_m(t) \quad (4-2)$$

Esses coeficientes estão em função do tempo porque o intervalo sob consideração desliza-se como uma janela em função do tempo, como mostrado em (4-2).

O modelo dinâmico para os coeficientes da série de Fourier é determinado na medida em que a janela de tamanho  $T$  desliza sobre os sinais de interesse, obtendo-se um modelo de espaço-estado onde os coeficientes em (4-2) são as variáveis de estado. As principais propriedades dos fasores dinâmicos são:

- Diferenciação com respeito ao tempo - A derivada do  $m$ -th coeficiente de Fourier é determinado usando (4-1) e (4-2) e, integração por partes. A equação (4-3) descreve como a derivada do  $m$ -th coeficiente pode ser calculada:

$$\frac{d\langle f \rangle_m}{dt}(t) = \left\langle \frac{df}{dt} \right\rangle_m(t) - jm\omega_0 \langle f \rangle_m(t) \quad (4-3)$$

- Cálculo da média do produto - O  $m$ -th fasor ou a média do produto de dois sinais  $f(t)$  e  $g(t)$ , como mostrado em [32], pode ser calculado através de:

$$\langle f \cdot g \rangle_m = \sum_{i=-\infty}^{\infty} [\langle f \rangle_{m-i} \langle g \rangle_i] \quad (4-4)$$

#### 4.1.1

##### Fasores Dinâmicos em Sistemas Polifásicos

As definições apresentadas em (4-1) e (4-2) podem ser generalizados a sistemas polifásicos. No caso deste trabalho, considera-se um sistema trifásico ( $a - b - c$ ). A partir da análise em vetores espaciais  $\alpha\beta$  de sinais trifásicos periódicos, desbalanceados, e distorcidos apresentados no Anexo A, pode-se obter a seguinte definição:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = \sum_{h=-\infty}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] \quad (4-5)$$

A equação (4-5) é análoga à definição apresentada em (4-1) e, portanto,  $\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)}$  é o fasor dinâmico do sinal trifásico em vetores espaciais. Dependendo do valor da harmônica pode se obter componentes harmônicas de sequência positiva (com valores de  $h$  positivos) e, componentes de sequência negativa (com valores de  $h$  negativos). De forma similar à definição em (4-2), os valores dos coeficientes da série de Fourier em vetores espaciais na referência estacionária podem ser calculados por:

$$\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} = \frac{1}{T_0} \int_{t-T_0}^t \vec{f}_{\alpha\beta} e^{-jh\omega_0 t} dt \quad (4-6)$$

#### 4.1.2

##### Modelo em Componentes de Sequência da Máquina Síncrona

Na Seção 3.3.1 apresentou-se o modelo da máquina síncrona em termos das equações de Park em forma escalar. No entanto, para maior facilidade em representar a máquina síncrona em termos de componentes harmônicas, primeiro deve-se transformar essas equações em vetores espaciais referenciados ao rotor através das seguintes definições [33]:

- Para as tensões:

$$\vec{v}_{qds}^r = v_{qs}^r - jv_{ds}^r \quad (4-7)$$

- Para os fluxos magnéticos:

$$\vec{\psi}_{qds}^r = \psi_{qs}^r - j\psi_{ds}^r \quad (4-8)$$

- Para as correntes:

$$\vec{i}_{qds}^r = i_{qs}^r - ji_{ds}^r \quad (4-9)$$

Assim, pode-se obter para as equações de tensão do estator referenciado ao rotor em vetores espaciais a seguinte definição:

$$\vec{v}_{qds}^r = -r_s \vec{i}_{qds}^r + j \frac{\omega_r}{\omega_0} \vec{\psi}_{qds}^r + \frac{1}{\omega_0} \frac{d\vec{\psi}_{qds}^r}{dt} \quad (4-10)$$

onde o fluxo magnético vetorial do estator referenciado ao rotor  $\vec{\psi}_{qds}^r$  é definido por:

$$\vec{\psi}_{qds}^r = -\frac{X_d + X_q}{2} \vec{i}_{qds}^r + \frac{X_d - X_q}{2} \vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{mq} (i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) - jX_{md} (i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (4-11)$$

É importante observar em (4-11) que aparece um termo vetorial de corrente conjugado  $\vec{i}_{qds}^{r\dagger}$ . Esse termo conjugado aparece nas equações dos fluxos magnéticos do rotor, como poderá ser observado nas equações apresentadas a seguir. Portanto, para ter a mesma quantidade de equações de fluxo magnético e de variáveis de corrente deve-se tomar o conjugado de (4-11), obtendo-se mais uma equação de fluxo magnético conjugado do estator:

$$\vec{\psi}_{qds}^{r\dagger} = \frac{X_d - X_q}{2} \vec{i}_{qds}^r - \frac{X_d + X_q}{2} \vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{mq} (i_{kq1}^r + i_{kq2}^r) + jX_{md} (i_{fd}^r + i_{kd}^r) \quad (4-12)$$

As equações de fluxo magnético do rotor da máquina síncrona em função das correntes em vetores espaciais são dadas por:

$$\psi_{kq1}^r = -\frac{X_{mq}}{2}\vec{i}_{qds}^r - \frac{X_{mq}}{2}\vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{kq1}i_{kq1} + X_{mq}i_{kq2} \quad (4-13)$$

$$\psi_{kq2}^r = -\frac{X_{mq}}{2}\vec{i}_{qds}^r - \frac{X_{mq}}{2}\vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{mq}i_{kq1} + X_{kq2}i_{kq2} \quad (4-14)$$

$$\psi_{fd}^r = -j\frac{X_{md}}{2}\vec{i}_{qds}^r + j\frac{X_{md}}{2}\vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{fd}i_{fd} + X_{md}i_{kd} \quad (4-15)$$

$$\psi_{kd}^r = -j\frac{X_{md}}{2}\vec{i}_{qds}^r + j\frac{X_{md}}{2}\vec{i}_{qds}^{r\dagger} + X_{md}i_{fd} + X_{kd}i_{kd} \quad (4-16)$$

De forma geral pode-se representar as equações de fluxo magnético em função das correntes em vetores espaciais do estator referenciado ao rotor e, das correntes do rotor através de:

$$\vec{\psi} = X_A \cdot \vec{I} \quad (4-17)$$

onde

$$\vec{\psi} = \begin{bmatrix} \vec{\psi}_{qds}^r & \vec{\psi}_{qds}^{r\dagger} & \psi_{kq1}^r & \psi_{kq2}^r & \psi_{fd}^r & \psi_{kd}^r \end{bmatrix}^T$$

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} \vec{i}_{qds}^r & \vec{i}_{qds}^{r\dagger} & i_{kq1}^r & i_{kq2}^r & i_{fd}^r & i_{kd}^r \end{bmatrix}^T$$

A matriz  $X_A$  de reatâncias do estator do eixo em quadratura e direto e reatâncias dos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura e direto e, de campo do rotor é apresentado no Anexo B.

As equações de tensão do estator em vetores espaciais referenciados ao rotor e de tensão do rotor podem ser reescritos como:

$$\vec{V} = -R\vec{I} - j\bar{\omega}_r J\vec{\psi} + \frac{1}{\omega_0}p[\vec{\psi}] \quad (4-18)$$

onde

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} \vec{v}_{qds}^r & \vec{v}_{qds}^{r\dagger} & v_{kq1}^r & v_{kq2}^r & v_{fd}^r & v_{kd}^r \end{bmatrix}^T$$

$$R = \text{diag} \begin{bmatrix} r_s & r_s & -r_{kq1} & -r_{kq2} & -r_{fd} & -r_{kd} \end{bmatrix}$$

$$J = \text{diag} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ e}$$

O termo  $p$  será usado em substituição da derivada com respeito ao tempo  $d/dt$ .

Substituindo (4-17) em (4-18) e reordenando os termos obtém-se:

$$\frac{X_A}{\omega_0}p[\vec{I}] = \vec{V} + R\vec{I} + j\bar{\omega}_r JX_A\vec{I} \quad (4-19)$$

Uma vez determinadas as equações da máquina síncrona em vetores espaciais referenciados ao rotor deve-se aplicar o conceito de fasores dinâmicos nas variáveis de corrente, de tensão e de velocidade do rotor em (4-19). Obtendo-se assim:

$$\frac{X_A}{\omega_0}\langle p[\vec{I}] \rangle_k = \langle \vec{V} \rangle_k + R\langle \vec{I} \rangle_k + jJX_A\langle \bar{\omega}_r \vec{I} \rangle_k \quad (4-20)$$

Em (4-20) considera-se que a velocidade do rotor em p.u. ( $\bar{\omega}_r$ ) tem apenas componente  $CC$ , isto é  $\langle \bar{\omega}_r \rangle_0$  [30]. Essa consideração simplifica o conjunto de

equações em (4-20) através de  $\langle \bar{\omega}_r \bar{I} \rangle_k = \langle \bar{\omega}_r \rangle_0 \langle \bar{I} \rangle_k$ . Usando a propriedade descrita em (4-3) obtém-se o conjunto de equações que descrevem o comportamento elétrico da máquina síncrona em fasores dinâmicos:

$$p \langle \bar{I} \rangle_k = \omega_0 X_A^{-1} (R + j J X_A \langle \bar{\omega}_r \rangle_0 - j k X_A) \langle \bar{I} \rangle_k + \omega_0 X_A^{-1} \langle \bar{V} \rangle_k \quad (4-21)$$

As equações em (4-21) descrevem o comportamento elétrico da máquina síncrona em termos de fasores dinâmicos das variáveis na referência do rotor. A seguir define-se as equações que descrevem o comportamento mecânico da máquina síncrona em termos de fasores dinâmicos na referência do rotor:

– Para o torque elétrico:

$$\begin{aligned} \langle \bar{T}_e \rangle_k = & \frac{X_{md}}{2} \left\langle \left( i_{fd}^r + i_{kd}^r \right) \left( \bar{i}_{qds}^r + \bar{i}_{qds}^{r\dagger} \right) \right\rangle_k \\ & - j \frac{X_{mq}}{2} \left\langle \left( i_{kq1}^r + i_{kq2}^r \right) \left( \bar{i}_{qds}^r - \bar{i}_{qds}^{r\dagger} \right) \right\rangle_k \\ & - j \frac{X_{md} - X_{mq}}{4} \left[ \left\langle \left( \bar{i}_{qds}^r \right)^2 - \left( \bar{i}_{qds}^{r\dagger} \right)^2 \right\rangle_k \right] \end{aligned} \quad (4-22)$$

– Para a equação de oscilação:

$$2Hp [\langle \bar{\omega}_r \rangle_k] = \langle \bar{T}_m \rangle_k - \langle \bar{T}_e \rangle_k - jk(2H)\omega_0 \langle \omega_r \rangle_k \quad (4-23)$$

– Para o ângulo do rotor:

$$\frac{1}{\omega_0} p [\langle \delta_r \rangle_k] = \langle \bar{\omega}_r - 1 \rangle_k - jk \langle \delta_r \rangle_k \quad (4-24)$$

onde  $k$  representa o grau da harmônica dos fasores dinâmicos das variáveis na referência do rotor (no trabalho foi escolhido valores para  $k = 0, 1, 2$ ). Assim ao substituir o valor de  $k$  nas equações anteriores obtém-se conjuntos de equações separadas para cada harmônica considerada. Deve-se salientar que ao considerar que a velocidade do rotor tem apenas componente  $CC$ , também se deverá considerar que as equações que descrevem o comportamento mecânico como a do torque elétrico, a equação de oscilação e o ângulo do rotor tem apenas componente  $CC$ . Essa consideração poderá ser avaliada na Seção 4.1.3 onde se apresentam as comparações entre o modelo padrão no domínio do tempo e o modelo em fasores dinâmicos, para o comportamento da velocidade do rotor e do ângulo do rotor. O conjunto de equações para os valores de  $k$  considerados são:

– Para  $k = 0$  :

$$p \langle \bar{I} \rangle_0 = \omega_0 X_A^{-1} (R + j J X_A \langle \bar{\omega}_r \rangle_0) \langle \bar{I} \rangle_0 + \omega_0 X_A^{-1} \langle \bar{V} \rangle_0 \quad (4-25)$$

$$\begin{aligned} \langle \bar{T}_e \rangle_0 = & \frac{X_{md}}{2} \left\langle \left( i_{fd}^r + i_{kd}^r \right) \left( \vec{i}_{qds}^r + \vec{i}_{qds}^{r\dagger} \right) \right\rangle_0 \\ & - j \frac{X_{mq}}{2} \left\langle \left( i_{kq1}^r + i_{kq2}^r \right) \left( \vec{i}_{qds}^r - \vec{i}_{qds}^{r\dagger} \right) \right\rangle_0 \\ & - j \frac{X_{md} - X_{mq}}{4} \left[ \left\langle \left( \vec{i}_{qds}^r \right)^2 - \left( \vec{i}_{qds}^{r\dagger} \right)^2 \right\rangle_0 \right] \end{aligned} \quad (4-26)$$

$$p[\langle \bar{\omega}_r \rangle_0] = \frac{1}{2H} \left( \langle \bar{T}_m \rangle_0 - \langle \bar{T}_e \rangle_0 \right) \quad (4-27)$$

$$p[\langle \delta_r \rangle_0] = \omega_0 (\langle \bar{\omega}_r \rangle_0 - 1) \quad (4-28)$$

Desenvolvendo os termos do lado direito da igualdade do  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$  pode-se obter as seguintes definições:

$$\langle i_x^r \vec{i}_{qds}^r \rangle_0 = \langle i_x^r \rangle_0 \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0 + \langle i_x^r \rangle_1^\dagger \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_1 + \langle i_x^r \rangle_2^\dagger \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_2 \quad (4-29)$$

$$\langle i_x^r \vec{i}_{qds}^{r*} \rangle_0 = \langle i_x^r \rangle_0 \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0^\dagger + \langle i_x^r \rangle_1^\dagger \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_{-1}^\dagger + \langle i_x^r \rangle_2^\dagger \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_{-2}^\dagger \quad (4-30)$$

onde  $i_x^r$  pode ser quaisquer das correntes dos enrolamentos amortecedores ou de campo do rotor. Pode-se observar em (4-30) a necessidade de identificar a variável de corrente harmônica (possibilitada através da análise de sensibilidade dos autovalores), com maior impacto negativo nas oscilações do ângulo do rotor quando o sistema é submetido a um grande distúrbio.

– Para  $k = 1$  :

$$p\langle \vec{I} \rangle_1 = \omega_0 X_A^{-1} (R + jJX_A \langle \bar{\omega}_r \rangle_0 - j(1)X_A) \langle \vec{I} \rangle_1 + \omega_0 X_A^{-1} \langle \vec{V} \rangle_1 \quad (4-31)$$

– Para  $k = 2$  :

$$p\langle \vec{I} \rangle_2 = \omega_0 X_A^{-1} (R + jJX_A \langle \bar{\omega}_r \rangle_0 - j(2)X_A) \langle \vec{I} \rangle_1 + \omega_0 X_A^{-1} \langle \vec{V} \rangle_2 \quad (4-32)$$

onde:

$$\begin{aligned} \langle \vec{I} \rangle_0 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0 & \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0^\dagger & \langle i_{kq1}^r \rangle_0 & \langle i_{kq2}^r \rangle_0 & \langle i_{fd}^r \rangle_0 & \langle i_{kd}^r \rangle_0 \end{bmatrix}^T \\ \langle \vec{I} \rangle_1 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_1 & \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_{-1}^\dagger & \langle i_{kq1}^r \rangle_1 & \langle i_{kq2}^r \rangle_1 & \langle i_{fd}^r \rangle_1 & \langle i_{kd}^r \rangle_1 \end{bmatrix}^T \\ \langle \vec{I} \rangle_2 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_2 & \langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_{-2}^\dagger & \langle i_{kq1}^r \rangle_2 & \langle i_{kq2}^r \rangle_2 & \langle i_{fd}^r \rangle_2 & \langle i_{kd}^r \rangle_2 \end{bmatrix}^T \\ \langle \vec{V} \rangle_0 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_0 & \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_0^\dagger & \langle v_{kq1}^r \rangle_0 & \langle v_{kq2}^r \rangle_0 & \langle v_{fd}^r \rangle_0 & \langle v_{kd}^r \rangle_0 \end{bmatrix}^T \\ \langle \vec{V} \rangle_1 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_1 & \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_{-1}^\dagger & \langle v_{kq1}^r \rangle_1 & \langle v_{kq2}^r \rangle_1 & \langle v_{fd}^r \rangle_1 & \langle v_{kd}^r \rangle_1 \end{bmatrix}^T \\ \langle \vec{V} \rangle_2 &= \begin{bmatrix} \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_2 & \langle \vec{v}_{qds}^r \rangle_{-2}^\dagger & \langle v_{kq1}^r \rangle_2 & \langle v_{kq2}^r \rangle_2 & \langle v_{fd}^r \rangle_2 & \langle v_{kd}^r \rangle_2 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$



Deve-se observar que nas equações de (4-25) até (4-28) e (4-31) e (4-32) as variáveis das correntes e tensões em fasores dinâmicos estão na referência do rotor da máquina síncrona e, portanto, deverá se fazer a equivalência entre as harmônicas na referência estacionária desenvolvidas na Seção 4.1.1 e as harmônicas na referência do rotor.

Em [33], a relação existente entre os vetores espaciais na referência do rotor e os vetores espaciais na referência estacionária é dada através da seguinte definição:

$$\vec{f}_{qds}^r = \vec{f}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_r} \quad (4-33)$$

Substituindo o valor de  $\theta_r = \omega_0 t + \delta_r$  em (4-5) obtém-se:

$$\vec{f}_{qds}^r = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \left[ \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t} \right] \cdot e^{-j(\omega_0 t + \delta_r)} \quad (4-34)$$

$$\vec{f}_{qds}^r = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \left[ \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right) e^{j(h-1)\omega_0 t} \right] \quad (4-35)$$

onde pode-se substituir o valor de  $h - 1$  por  $k$ :

$$\vec{f}_{qds}^r = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right) e^{j(k)\omega_0 t} \right] \quad (4-36)$$

De forma similar aos vetores espaciais na referência estacionária, pode-se considerar (4-36) como um somatório infinito de séries de Fourier, o que possibilita definir os fasores dinâmicos na referência do rotor como:

$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_k = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right) = \frac{1}{T_0} \int_{t-T_0}^t \vec{f}_{qds}^r e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (4-37)$$

Assim, existem nas equações da máquina síncrona em fasores dinâmicos na referência do rotor, termos conjugados das variáveis de corrente e de tensão, as quais deverão ser definidas em função das harmônicas na referência estacionária, obtendo-se a seguinte definição:

$$\vec{f}_{qds}^{r\dagger} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger e^{j(1-h)\omega_0 t} \right] \quad (4-38)$$

De forma similar, para os termos conjugados pode-se substituir o valor de  $1 - h$  por  $k$ :

$$\vec{f}_{qds}^{r\dagger} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger e^{j(k)\omega_0 t} \right] \quad (4-39)$$

Os fasores dinâmicos dos vetores espaciais conjugados podem ser calculados por:

$$\langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_k = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger = \frac{1}{T_0} \int_{t-T_0}^t \vec{f}_{qds}^{r\dagger} e^{-jk\omega_0 t} dt \quad (4-40)$$

As equações (4-37) e (4-40) permitem definir as equivalências entre as harmônicas consideradas na referência do rotor e as harmônicas na referência estacionária.

Ao substituir o valor de  $k = 0, 1, 2$  em (4-37) e (4-40) obtém-se as seguintes equivalências:

$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_0 = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(1)} e^{-j\delta_r} \right) \quad (4-41)$$

$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_1 = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(2)} e^{-j\delta_r} \right) \quad (4-42)$$

$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_2 = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(3)} e^{-j\delta_r} \right) \quad (4-43)$$

$$\langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_0 = \langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_0^\dagger = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(1)} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger \quad (4-44)$$

$$\langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_1 = \langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_{-1}^\dagger = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(0)} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger \quad (4-45)$$

$$\langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_2 = \langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_{-2}^\dagger = \left( \tilde{f}_{\alpha\beta-}^{(1)\dagger} e^{-j\delta_r} \right)^\dagger \quad (4-46)$$

Dessas equivalências pode-se observar que as harmônicas de ordem  $k = 0, 1, 2$  na referência do rotor são consequência das harmônicas de frequência fundamental de sequência positiva (*FFSP*), de dupla frequência fundamental de sequência positiva (*DFSP*) e de tripla frequência fundamental de sequência positiva (*TFSP*) na referência estacionária, respectivamente. Similarmente, nos termos conjugados pode-se observar que as harmônicas de ordem  $0, -1, -2$  na referência do rotor são consequência das harmônicas de frequência fundamental de sequência positiva (*FFSP*), de componente *CC* e de frequência fundamental de sequência negativa (*FFSN*) na referência estacionária, respectivamente.

Da comparação entre (4-41) até (4-46) pode-se obter importantes definições:

$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_0^\dagger = \langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_0 \quad (4-47)$$

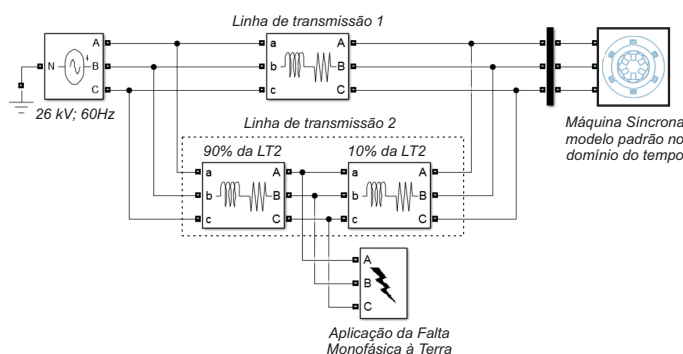
$$\langle \vec{f}_{qds}^r \rangle_{+k} = \langle \vec{f}_{qds}^{r\dagger} \rangle_{-k}^\dagger \quad (4-48)$$

#### 4.1.3

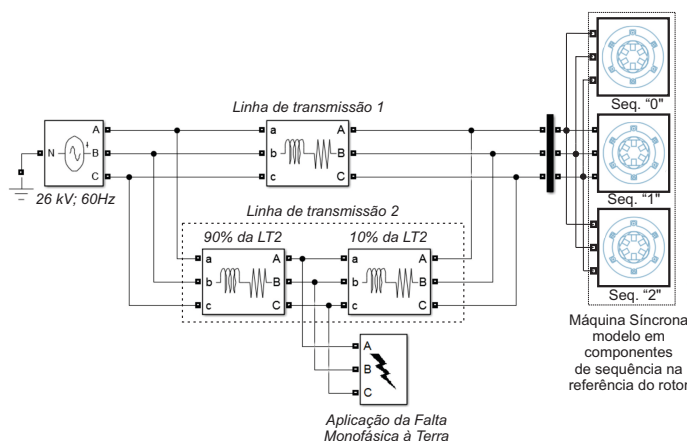
#### Comparação entre os Modelos da Máquina Síncrona no Domínio do Tempo e em Componentes de Sequência

Nesta Seção se apresenta uma comparação da simulação entre os modelos de máquina síncrona utilizando o modelo padrão no domínio do tempo apresentado na Seção 3.3 e o modelo desenvolvido na Seção 4.1.2 em componentes harmônicas de sequência. Para esse fim, o sistema teste usado é apresentado

na Figura 4.1. É composto de uma máquina síncrona ligada a um barramento infinito através de duas linhas de transmissão, e uma falta monofásica à terra é simulada, com uma duração de  $200ms$ , localizada a um 90% do comprimento da linha de transmissão 2 a partir do barramento infinito. Na Figura 4.1(a) apresenta-se o sistema elétrico utilizando como modelo da máquina síncrona o modelo padrão no domínio do tempo. Na Figura 4.1(b) apresenta-se o sistema utilizando como modelo da máquina síncrona o modelo em componentes harmônicas de sequência, onde cada máquina síncrona representa uma harmônica na referência do rotor, determinada pelas equações para cada  $k = 0, 1, 2$  do modelo desenvolvido na Seção 4.1.2.



4.1(a): Modelo Padrão no Domínio do Tempo



4.1(b): Modelo em Componentes de Sequência

Figura 4.1: Sistema Teste com a Máquina Síncrona no Modelo Padrão e no Modelo em Componentes de Sequência

Os dados da máquina síncrona são apresentados na Tabela 4.1 e os dados das duas linhas de transmissão são dados na Tabela 4.2.

Tabela 4.1: Dados da Máquina Síncrona

Potência: 835 MVA	
Tensão de linha a linha: 26 kV	
Fator de potência: 0,85	
Pólos: 2	
Velocidade: 3600 rpm	
Inércia combinada do gerador e turbina	
$J = 0,0658.10^6 J.s^2$ , $H=5,6$ s	
Parâmetros em ohm e p.u.	
$r_s = 0,00243\Omega$ , $0,003p.u.$	
$X_{ls} = 0,1538\Omega$ , $0,19p.u.$	
$X_q = 1,457\Omega$ , $1,8$ p.u.	$X_d = 1,457\Omega$ , $1,8$ p.u.
$r_{kq1} = 0,00144\Omega$ , $0,00178$ p.u.	$r_{fd} = 0,00075\Omega$ , $0,000929$ p.u.
$X_{lkq1} = 0,6578\Omega$ , $0,8125$ p.u.	$X_{lfd} = 0,1145\Omega$ , $0,1414$ p.u.
$r_{kq2} = 0,00681\Omega$ , $0,00841$ p.u.	$r_{kd} = 0,01080\Omega$ , $0,01334$ p.u.
$X_{lkq2} = 0,07602\Omega$ , $0,0939$ p.u.	$X_{lkd} = 0,06577\Omega$ , $0,08125$ p.u.

Tabela 4.2: Dados da Linha de Transmissão

$$R_{LT} = 0,0352\Omega, 0,0434 \text{ p.u.} \quad | \quad L_{LT} = 0,0014H, 0,6414 \text{ p.u.}$$

As duas linhas de transmissão do sistema elétrico teste são iguais e, portanto, os dados da Tabela 4.2 são apenas de uma das linhas de transmissão.

A seguir se mostram os resultados das simulações entre os modelos padrão e em componentes harmônicas da máquina síncrona. Na Figura 4.2 apresentam-se as correntes trifásicas de saída da máquina síncrona utilizando o modelo padrão no domínio do tempo. A faixa de tempo mostrada é aproximadamente os  $200ms$  de duração da falta.

Na Figura 4.3 apresentam-se as correntes trifásicas de saída da máquina síncrona utilizando o modelo em componentes harmônicas de sequência.

Pode-se observar nas Figuras 4.2 e 4.3 que o comportamento das correntes de saída da máquina síncrona são iguais na operação estável pré-falta. Durante o distúrbio os comportamentos são bastante próximos, exceto durante o transitório dos dois primeiros ciclos. Porém, essa diferença não terá impacto significativo no comportamento do ângulo do rotor como poderá ser observado.

Na Figura 4.4 apresenta-se a comparação entre as curvas do torque elétrico entre o modelo de máquina o modelo padrão e o modelo em componentes de sequência durante o distúrbio. Similarmente ao caso das correntes, o torque tem um comportamento muito próximo, exceto nos dois primeiros ciclos do transitório do distúrbio. Essa diferença mesmo sendo considerável (porque os resultados são apresentados em p.u.) não tem impacto considerável nas oscilações do ângulo do rotor. Deve-se esclarecer que a curva do torque elétrico

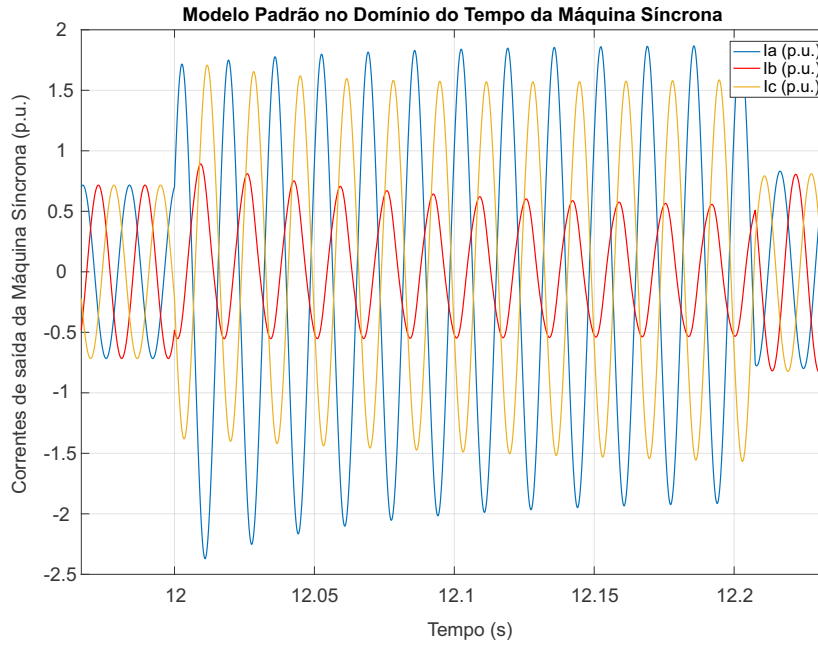


Figura 4.2: Correntes de Saída da Máquina Síncrona Utilizando o Modelo Padrão no Domínio do Tempo

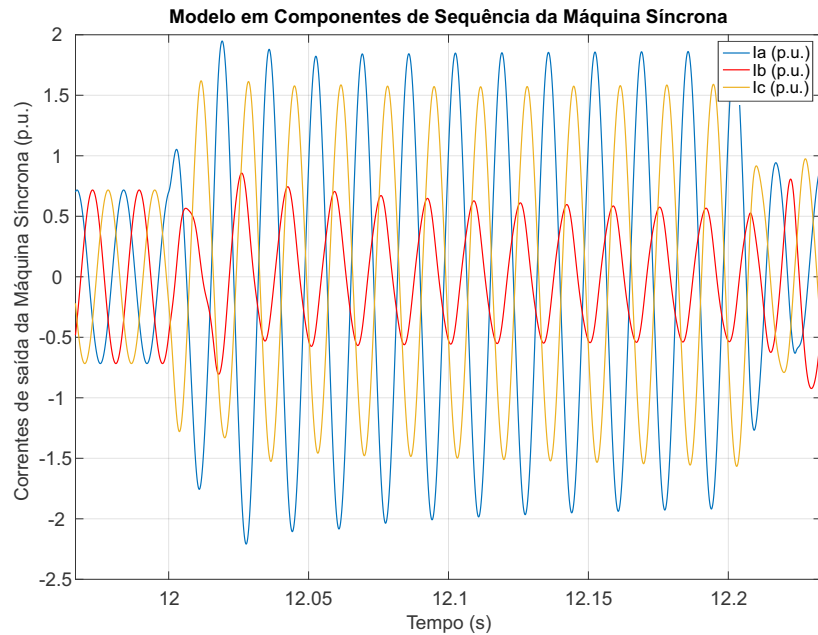


Figura 4.3: Correntes de Saída da Máquina Síncrona Utilizando o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência

no modelo em componentes harmônicas de sequência foi construído a partir de três valores, o  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$ , o  $\langle \bar{T}_e \rangle_1$  e o  $\langle \bar{T}_e \rangle_2$ . As equações correspondentes aos torques elétricos de grau de harmônica  $k = 1, 2$  não são mostradas mas foram

consideradas nas simulações (para obter essas equações deve se substituir o valor de  $k = 1, 2$  em (4-22)).

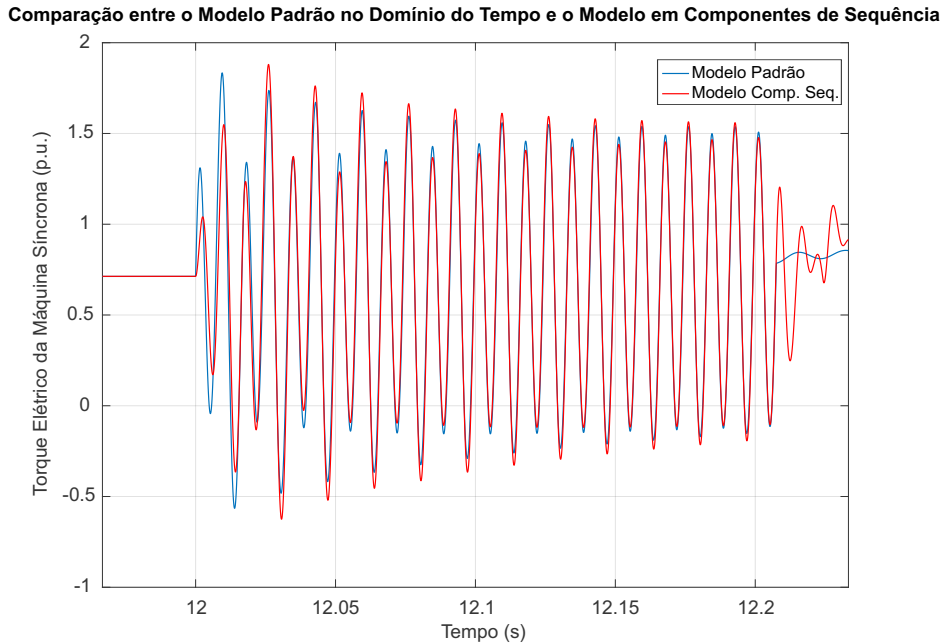


Figura 4.4: Comparação do Torque Elétrico entre o Modelo Padrão e o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência

Na Figura 4.5 apresenta-se a comparação entre as curvas do valor médio do torque elétrico utilizando o modelo padrão e a curva do torque elétrico em componente  $k = 0$ , isto é  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$  utilizando o modelo em componentes harmônicas de sequência. A importância de mostrar a curva do  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$  é porque as duas variáveis de velocidade angular  $\langle \bar{\omega}_r \rangle_0$  e do ângulo do rotor  $\langle \delta_r \rangle_0$  são calculados em função do  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$ . Da comparação pode-se observar que existe diferença entre ambas curvas logo depois do início do distúrbio e logo depois do fim do distúrbio. Por outro lado, aproximadamente de  $t = 12,05s$  até o fim da falta em  $t = 12,2s$  as duas curvas são muito próximas. Mesmo com essas diferenças no início e no final de ambas curvas do torque elétrico, a curva do ângulo do rotor não terá diferenças consideráveis utilizando o modelo em componentes de sequência ao comparar com o modelo padrão, como poderá ser observado.

Na Figura 4.6 apresenta-se a curva da velocidade angular do rotor da máquina síncrona  $\omega_r$  para ambos modelos de máquina síncrona. Como foi indicado na Figura 4.5 o termo  $\langle \bar{\omega}_r \rangle_0$  é calculado unicamente a partir do  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$ . Pode-se observar uma boa aproximação entre as duas curvas. No entanto, o modelo em componentes de sequência não consegue aproximar de forma exata as pequenas oscilações durante o período transitório do distúrbio que pode

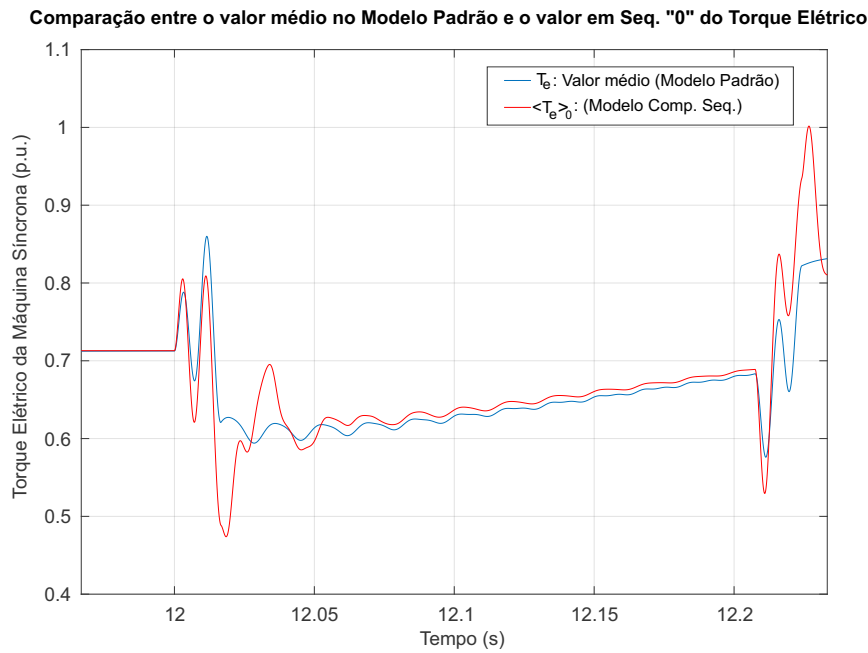


Figura 4.5: Comparação do Torque Elétrico Médio do Modelo Padrão e o Torque  $\langle \bar{T}_e \rangle_0$  do Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência

ser observado no modelo padrão. A causa deste comportamento se deve ao considerar-se apenas a componente harmônica  $k = 0$  no torque elétrico.

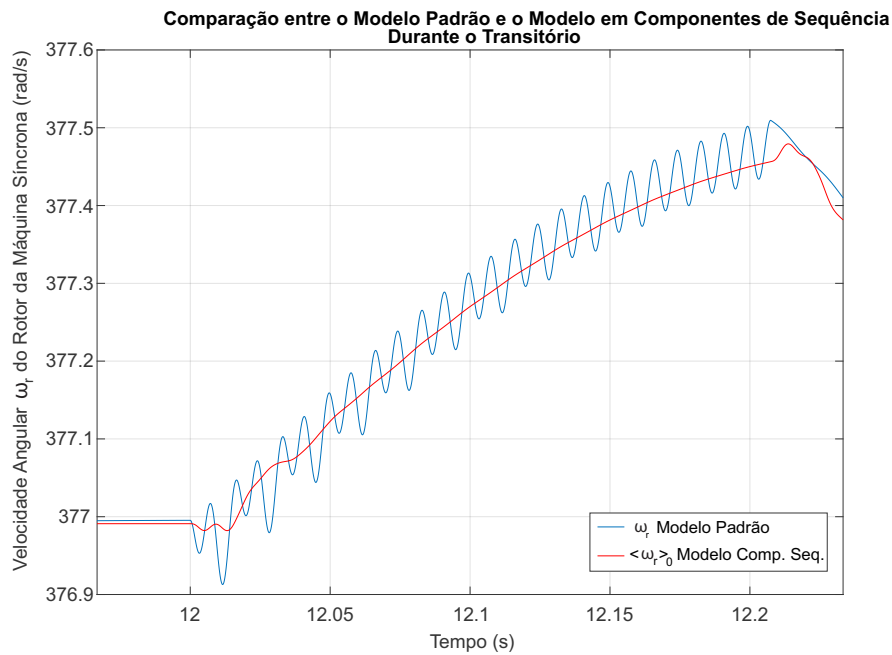


Figura 4.6: Comparação da  $\omega_r$  entre o Modelo Padrão e o valor  $\langle \bar{\omega}_r \rangle_0$  do Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência durante o Transiente

Na Figura 4.7 apresenta-se a curva do ângulo do rotor da máquina síncrona ( $\delta_r$ ) para ambos modelos de máquina síncrona. Pode-se observar uma boa aproximação entre as duas curvas durante o período do distúrbio e durante as oscilações seguintes até chegar a um ponto próximo do equilíbrio. A diferença nos valores entre uma e outra curva são menores de  $0,5^\circ$  ( $0,98\%$  de diferença percentual) o que permite concluir que o modelo em componentes de sequência é adequado para aproximar o comportamento do ângulo do rotor. A importância dessa conclusão se deve a que o ângulo do rotor é a variável utilizada para avaliar a estabilidade transitória do sistema elétrico e, portanto, o modelo em componentes harmônicas de sequência pode ser utilizado no estudo da sensibilidade dos autovalores a ser desenvolvido.

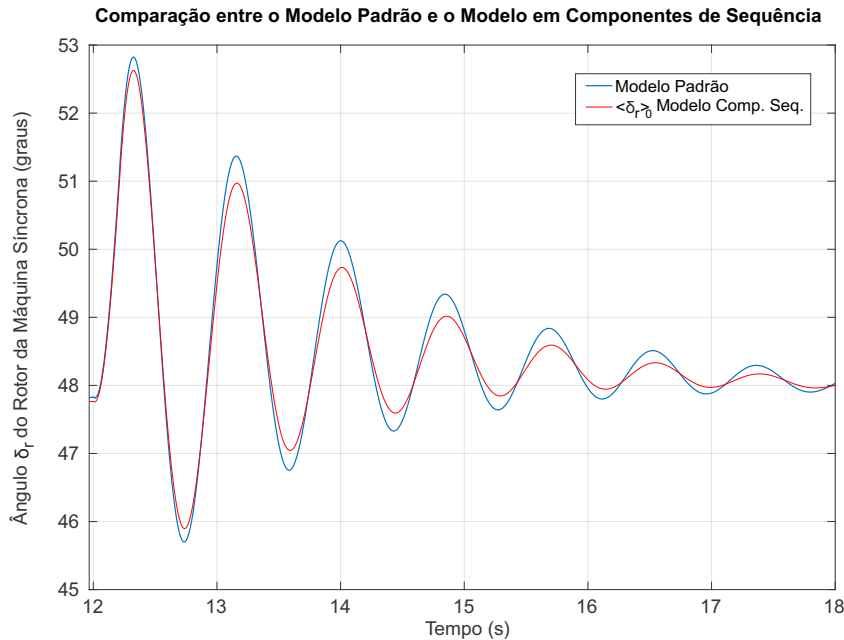


Figura 4.7: Comparação do Ângulo do Rotor  $\delta_r$  entre o Modelo Padrão e o Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência

## 4.2

### Equação de Estado da Máquina Síncrona no Modelo em Componentes Harmônicas de Sequência

Nesta Seção será definida a equação de estado da máquina síncrona no modelo em componentes de sequência como um passo prévio à análise de sensibilidade dos autovalores. Para esse fim se utilizam as equações apresentadas em (4-25) até (4-28), (4-31) e (4-32) obtendo a equação geral:



$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} Y_0 \\ Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} + F \begin{bmatrix} Z_0 \\ Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \quad (4-49)$$

onde

$$\begin{aligned} Y_0 &= \begin{bmatrix} [\langle \vec{I} \rangle_0]^T & \langle \omega_r \rangle_0 & \langle \delta_r \rangle_0 \end{bmatrix}^T \\ Y_1 &= [\langle \vec{I} \rangle_1] \\ Y_2 &= [\langle \vec{I} \rangle_2] \\ Z_0 &= \begin{bmatrix} [\langle \vec{V} \rangle_0]^T & \langle \bar{T}_m \rangle_0 & \omega_0 \end{bmatrix}^T \\ Z_1 &= [\langle \vec{V} \rangle_1] \\ Z_2 &= [\langle \vec{V} \rangle_2] \end{aligned}$$

As variáveis representadas pelos vetores  $Y_0$ ,  $Y_1$  e  $Y_2$  são as variáveis de estado do modelo em componentes de sequência da máquina síncrona. Porém, a matriz "E" ainda não é a matriz de estado. Para determinar a matriz de estado se deve linearizar (4-49) através da expansão em séries de Taylor avaliados ao redor de um ponto de operação estável. A matriz de estado deve ser uma matriz de números reais e, portanto, a linearização deve ser feita em função das partes reais e imaginárias das variáveis de estado, obtendo-se:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta X_0 \\ \Delta X_1 \\ \Delta X_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta X_0 \\ \Delta X_1 \\ \Delta X_2 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} \Delta U_0 \\ \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \end{bmatrix} \quad (4-50)$$

onde

$$\begin{aligned} \Delta X_0 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{I} \rangle_0^R & \Delta \langle \bar{\omega}_r \rangle_0 & \Delta \langle \delta_r \rangle_0 & \Delta \langle \vec{I} \rangle_0^I \end{bmatrix}^T \\ \Delta \langle \vec{I} \rangle_0^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_0^R & \Delta \langle i_{kq1}^r \rangle_0^R & \Delta \langle i_{kq2}^r \rangle_0^R & \Delta \langle i_{fd}^r \rangle_0^R & \Delta \langle i_{kd}^r \rangle_0^R \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I} \rangle_0^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_0^I \end{bmatrix} \\ \Delta X_1 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{I}_s^r \rangle_1^R & \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_1^R & \Delta \langle \vec{I}_s^I \rangle_1^I & \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_1^I \end{bmatrix}^T \\ \Delta \langle \vec{I}_s^r \rangle_1^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_1^R & \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_{-1}^R \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_1^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle i_{kq1}^r \rangle_1^R & \Delta \langle i_{kq2}^r \rangle_1^R & \Delta \langle i_{fd}^r \rangle_1^R & \Delta \langle i_{kd}^r \rangle_1^R \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I}_s^I \rangle_1^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_1^I & \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_{-1}^I \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_1^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle i_{kq1}^r \rangle_1^I & \Delta \langle i_{kq2}^r \rangle_1^I & \Delta \langle i_{fd}^r \rangle_1^I & \Delta \langle i_{kd}^r \rangle_1^I \end{bmatrix} \\ \Delta X_2 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{I}_s^r \rangle_2^R & \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_2^R & \Delta \langle \vec{I}_s^I \rangle_2^I & \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_2^I \end{bmatrix}^T \\ \Delta \langle \vec{I}_s^r \rangle_2^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_2^R & \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_{-2}^R \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I}_r \rangle_2^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle i_{kq1}^r \rangle_2^R & \Delta \langle i_{kq2}^r \rangle_2^R & \Delta \langle i_{fd}^r \rangle_2^R & \Delta \langle i_{kd}^r \rangle_2^R \end{bmatrix} \\ \Delta \langle \vec{I}_s^I \rangle_2^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_2^I & \Delta \langle \vec{i}_{qds} \rangle_{-2}^I \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta \langle \vec{I}^r \rangle_2^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle i_{kq1}^r \rangle_2^I & \Delta \langle i_{kq2}^r \rangle_2^I & \Delta \langle i_{fd}^r \rangle_2^I & \Delta \langle i_{kd}^r \rangle_2^I \end{bmatrix} \\
 \Delta U_0 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{V} \rangle_0^R & \Delta \langle \bar{T}_m \rangle_0 & \Delta \omega_0 & \Delta \langle \vec{V} \rangle_0^I \end{bmatrix}^T \\
 \Delta \langle \vec{V} \rangle_0^R &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(1)R} & \Delta \langle v_{kq1}^r \rangle_0^R & \Delta \langle v_{kq2}^r \rangle_0^R & \Delta \langle v_{fd}^r \rangle_0^R & \Delta \langle v_{kd}^r \rangle_0^R \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V} \rangle_0^I &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(1)I} \end{bmatrix} \\
 \Delta U_1 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_1^R & \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_1^R & \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_1^I & \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_1^I \end{bmatrix}^T \\
 \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_1^R &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(2)R} & \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(0)R} \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_1^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle v_{kq1}^r \rangle_1^R & \Delta \langle v_{kq2}^r \rangle_1^R & \Delta \langle v_{fd}^r \rangle_1^R & \Delta \langle v_{kd}^r \rangle_1^R \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_1^I &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(2)I} & \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(0)I} \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_1^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle v_{kq1}^r \rangle_1^I & \Delta \langle v_{kq2}^r \rangle_1^I & \Delta \langle v_{fd}^r \rangle_1^I & \Delta \langle v_{kd}^r \rangle_1^I \end{bmatrix} \\
 \Delta U_2 &= \begin{bmatrix} \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_2^R & \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_2^R & \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_2^I & \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_2^I \end{bmatrix}^T \\
 \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_2^R &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(3)R} & \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta-}^{(1)R} \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_2^R &= \begin{bmatrix} \Delta \langle v_{kq1}^r \rangle_2^R & \Delta \langle v_{kq2}^r \rangle_2^R & \Delta \langle v_{fd}^r \rangle_2^R & \Delta \langle v_{kd}^r \rangle_2^R \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}_s^r \rangle_2^I &= \begin{bmatrix} \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta+}^{(3)I} & \Delta \tilde{v}_{\alpha\beta-}^{(1)I} \end{bmatrix} \\
 \Delta \langle \vec{V}^r \rangle_2^I &= \begin{bmatrix} \Delta \langle v_{kq1}^r \rangle_2^I & \Delta \langle v_{kq2}^r \rangle_2^I & \Delta \langle v_{fd}^r \rangle_2^I & \Delta \langle v_{kd}^r \rangle_2^I \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Em (4-50) a matriz  $A$  é a matriz de estado do sistema de equações da máquina síncrona em componentes de sequência. A partir da matriz de estado podem-se calcular os autovalores  $\lambda_i$  ou raízes da equação característica da matriz de estado. A equação característica da matriz  $A$  é definida como [28]:

$$\det(A - \lambda I) = 0 \quad (4-51)$$

onde  $I$  é a matriz identidade e  $\lambda$  são as raízes da equação característica. Em (4-51) a estabilidade a pequenos sinais é garantida se todas as raízes da equação característica tem partes reais negativas. Os autovalores fornecem uma forma simples de prever o comportamento de uma máquina síncrona partindo de qualquer condição de operação em estado estável. Os autovalores podem ser reais ou complexos, em pares conjugadas. As partes reais que são negativas correspondem às variáveis de estado ou oscilações das variáveis de estado que decrescem exponencialmente com o tempo. Partes reais que são positivas indicam acréscimo exponencial com o tempo, o que significa uma condição instável. Para qualquer autovalor  $\lambda_i$ , o vetor coluna  $\phi_i$  que satisfaz a condição:

$$A\phi_i = \lambda_i\phi_i \quad (4-52)$$

é chamado de autovetor direito da matriz  $A$  associado ao autovalor  $\lambda_i$ . De forma similar, o vetor coluna  $\sigma_i$  que satisfaz a condição:

$$\sigma_i A = \lambda_i \sigma_i \quad (4-53)$$

é chamado de autovetor esquerdo da matriz  $A$  associado ao autovalor  $\lambda_i$ . Com base na matriz  $A$ , através dos autovalores e autovetores é possível calcular a sensibilidade dos autovalores em relação à velocidade angular e ângulo do rotor.

### 4.3

#### Análise de Sensibilidade dos Autovalores

A sensibilidade dos autovalores com respeito a qualquer variável [11] [34] pode ser definida tomando a derivada parcial de (4-52):

$$\frac{\partial A}{\partial \mu} \phi_i + A \frac{\partial \phi_i}{\partial \mu} = \lambda_i \frac{\partial \phi_i}{\partial \mu} + \frac{\partial \lambda_i}{\partial \mu} \phi_i \quad (4-54)$$

Pré-multiplicando (4-54) pelo autovetor esquerdo  $\sigma_i$ , obtém-se:

$$\sigma_i \frac{\partial A}{\partial \mu} \phi_i + \sigma_i A \frac{\partial \phi_i}{\partial \mu} = \lambda_i \sigma_i \frac{\partial \phi_i}{\partial \mu} + \frac{\partial \lambda_i}{\partial \mu} \sigma_i \phi_i \quad (4-55)$$

Reordenando os termos em (4-55) obtém-se:

$$\sigma_i \frac{\partial A}{\partial \mu} \phi_i + \sigma_i [A - \lambda_i I] \frac{\partial \phi_i}{\partial \mu} = \frac{\partial \lambda_i}{\partial \mu} \sigma_i \phi_i \quad (4-56)$$

onde  $\sigma_i [A - \lambda_i I] = 0$ , tem-se:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \mu} = \sigma_i \frac{\partial A}{\partial \mu} \phi_i \quad (4-57)$$

Através de (4-57) se pode calcular a sensibilidade dos autovalores com respeito de qualquer variável de estado representado por  $\mu$ . Como o objetivo é determinar as variáveis de estado em componentes de sequência com maior impacto nas variações do ângulo do rotor da máquina síncrona durante uma perturbação severa, a análise de sensibilidade dos autovalores será calculada com respeito às variações da velocidade angular  $\langle \omega_r \rangle_0$  e às variações do ângulo do rotor  $\langle \delta_r \rangle_0$  assim mostrado nas seguintes equações:

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \langle \omega_r \rangle_0} = \sigma_i \frac{\partial A}{\partial \langle \omega_r \rangle_0} \phi_i \quad (4-58)$$

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial \langle \delta_r \rangle_0} = \sigma_i \frac{\partial A}{\partial \langle \delta_r \rangle_0} \phi_i \quad (4-59)$$

Através de (4-58) e (4-59) pode-se encontrar os autovalores que foram mais afetados pela variação da  $\langle \omega_r \rangle_0$  e do  $\langle \delta_r \rangle_0$ , os quais são chamados de autovalores ou modos de oscilação críticos. Na próxima Seção será definido como determinar as variáveis em componentes de sequência com maior participação nesses modos de oscilação identificados como críticos para, assim, identificar as variáveis em componentes de sequência com maior influência na variação do  $\langle \delta_r \rangle_0$ .

#### 4.4

#### Fatores de Participação

A análise de fatores de participação é realizada nos modos de oscilação críticos identificados pela análise de sensibilidade. O objetivo é identificar aquelas variáveis em componentes de sequência com maior participação ou impacto no modo ou modos de oscilação críticos para, assim, através de um controle implementado no inversor, reduzir o impacto dessas variáveis na variação do ângulo do rotor. O controle deve aproveitar a resposta rápida do inversor para injetar correntes em frequência fundamental ou em componentes harmônicas, de acordo com a necessidade indicada pelo estudo de sensibilidade e dos fatores de participação.

A matriz de participação  $P$  é uma medida da associação entre as variáveis de estado e os modos de oscilação [11], dada por:

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & P_2 & \cdots & P_n \end{bmatrix} \quad (4-60)$$

onde de forma geral cada coluna é calculada através de:

$$P_i = \begin{bmatrix} P_{1i} \\ P_{2i} \\ \vdots \\ P_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1i}\sigma_{i1} \\ \phi_{2i}\sigma_{i2} \\ \vdots \\ \phi_{ni}\sigma_{in} \end{bmatrix} \quad (4-61)$$

O elemento  $P_{ni} = \phi_{ni}\sigma_{in}$  é definido como o fator de participação e é uma medida da participação relativa da  $n$  – ésima variável de estado no  $i$  – ésimo modo de oscilação. Uma vez determinadas as variáveis de maior impacto na variação do ângulo do rotor, poderá se determinar o conteúdo harmônico e a sequência das correntes a serem injetadas pelo inversor para reduzir esse impacto e, portanto, reduzir as excursões do ângulo do rotor durante e após a ocorrência de um grande distúrbio.

## 5

### Controle Proposto do Inversor

O objetivo do trabalho é definir um controle a ser implementado no inversor para ele atuar durante a falta e, possivelmente, alguns ciclos após o término da falta, para reduzir as oscilações do ângulo do rotor causados pelo desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica na máquina síncrona. Se o desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica for reduzida, as oscilações do ângulo  $\delta_r$  do rotor também serão reduzidas, isto é, durante o distúrbio, quanto mais próximo o valor da potência elétrica do seu valor pré-falta, menores as amplitudes das oscilações do ângulo  $\delta_r$  serão. Segundo os estudos tradicionais de estabilidade transitória, um distúrbio severo como uma falta (balanceada ou desbalanceada) produz torque acelerante, o que provoca o armazenamento de energia cinética na massa rotativa da máquina síncrona e que deverá retornar ao sistema elétrico uma vez a falta seja liberada. No entanto, tudo isso depende da resposta inercial da máquina síncrona: quanto maior seja a inércia de uma máquina síncrona menor será a taxa de variação da velocidade angular do rotor  $\omega_r$  e viceversa.

Nos sistemas elétricos atuais, com o uso cada vez maior de unidades de geração fotovoltaica ligadas ao sistema através de inversores eletrônicos, deve-se aproveitar as capacidades de resposta rápida dos inversores que podem atuar dentro da faixa de duração do distúrbio. Essa capacidade é uma grande vantagem comparada ao tempo de ação dos reguladores de velocidade das máquinas síncronas que atuam em uma faixa posterior ao fim da falta. Assim, o controle proposto a ser implementado no inversor de um sistema fotovoltaico, pretende aproveitar essa capacidade de resposta rápida para absorver a energia cinética armazenada na máquina e, assim, incrementar a potência de saída da máquina síncrona até um valor o mais próximo possível ao de pré-falta, dependente dos limites operacionais do inversor ou grupo de inversores em um sistema fotovoltaico de grande porte, reduzindo o valor do torque acelerante. Essa mesma estratégia pode ser aproveitada durante os ciclos posteriores ao fim da falta onde, dependendo das novas condições de operação, o inversor ainda terá que absorver ou gerar potência elétrica para manter as amplitudes das oscilações do ângulo do rotor reduzidas. O fluxograma apresentado na Figura 5.1, descreve a implementação da estratégia de controle no cálculo das

potências ativa e reativa de referência, a serem fornecidas pelos inversores do sistema fotovoltaico, assim, quando o sistema está operando em estado estável (sem falta), o controle de tensão mantém a tensão do barramento  $CC$  num valor fixo e, permite a transferência da potência ativa máxima  $p_{mppt}^*$  que pode ser fornecida pelos painéis fotovoltaicos. É usual que o sistema fotovoltaico atue com um fator de potência unitário, portanto, o valor da potência reativa  $q_{mppt}^*$  é zero. Em caso de falta, são calculadas as potências de referência a serem fornecidas pelos inversores, em função da potência tanto ativa como reativa, necessárias para manter a potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona em um valor próximo ao de pré-falta. Ambos valores de referência devem ser restritos dentro de valores máximos considerando os limites operacionais dos inversores. A prioridade de fornecimento de potência ativa ou reativa será desenvolvida nas seguintes seções.

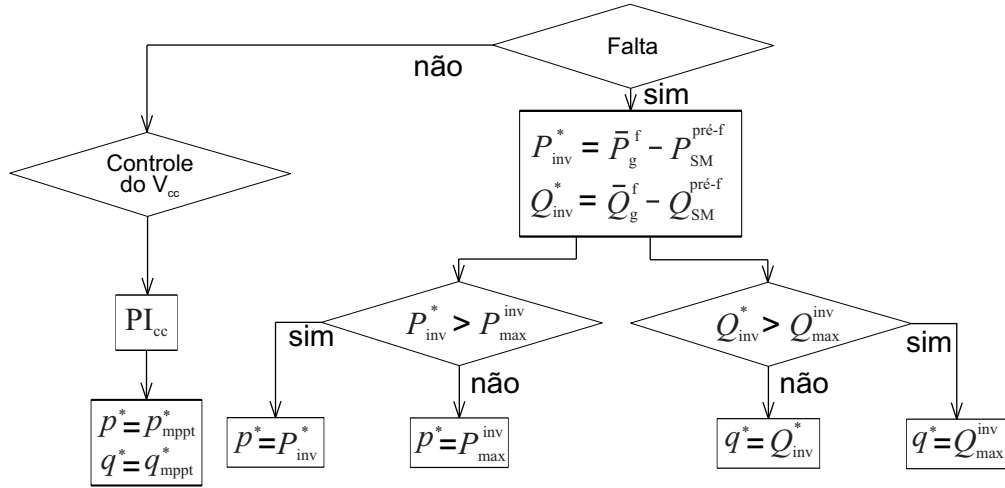


Figura 5.1: Cálculo das potências de referência no evento de falta em um sistema elétrico

É claro que o controle proposto faz-se efetivo através da injeção de correntes no sistema elétrico para dar o suporte necessário à máquina síncrona durante a falta. O conteúdo harmônico das correntes a ser fornecido pelo inversor é definido pela análise de sensibilidade dos autovalores com respeito à variação da velocidade  $\omega_r$  e do ângulo  $\delta_r$  do rotor como foi descrito no Capítulo 4. A partir da Figura 5.2 pode-se definir as equações matemáticas relacionadas ao controle proposto. Na configuração mostrada na Figura 5.2 apresenta-se um inversor operando em paralelo a uma máquina síncrona ligados a um barramento infinito (referência em tensão e ângulo) através de duas linhas de transmissão. A falta aplicada é localizada em uma percentagem da segunda linha de transmissão ( $X\%$ ) a partir do barramento infinito. A tensão trifásica  $v_{abc}^{PCC}$  representa a tensão do *Point of Common Coupling PCC* ou ponto de acoplamento comum entre a máquina síncrona e o inversor.

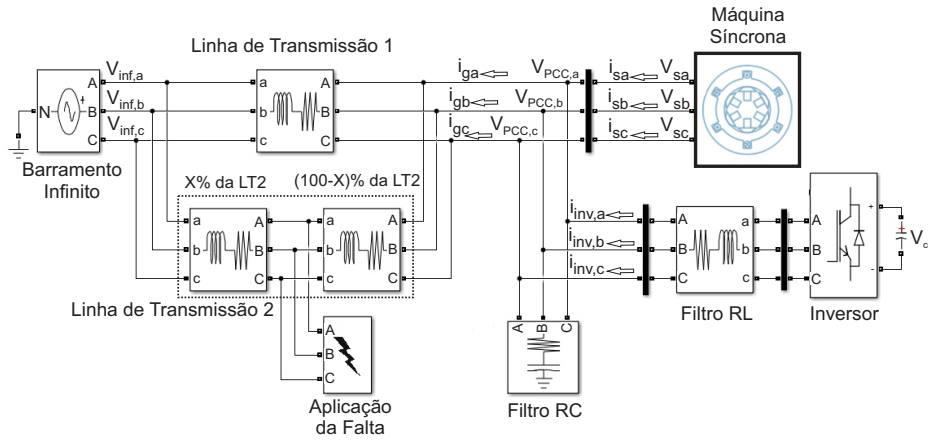


Figura 5.2: Diagrama Trifilar do Sistema em Análise

### 5.1 Estratégia de Controle do Inversor Proposta

Em operação estável, existe equilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica na máquina síncrona e, portanto, não existe a necessidade de atuação do inversor durante essa etapa. O inversor que representa a ligação entre a fonte de energia fotovoltaica ou eólica com a rede, atuará de forma a, idealmente, extrair a máxima potência da fonte de energia de acordo com as condições de irradiação solar. Sob essas condições obtém-se a seguinte definição:

$$P_S^{pré-f} + P_{inv} = P_g \quad (5-1)$$

onde  $P_S^{pré-f}$  é o valor pré-falta da potência ativa de saída da máquina síncrona,  $P_{inv}$  é a potência ativa de saída do inversor em modo de operação de extração de máxima potência e  $P_g$  é a potência ativa na rede de transmissão (potência ativa transmitida através das linhas de transmissão 1 e 2). Em operação sob perturbação, o equilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica na máquina é perdido, sem atuação do inversor, a seguinte equação é obtida:

$$P_S^f + P_{inv}^f = P_g^f \quad (5-2)$$

onde o sobrescrito  $f$  nos termos de potência ativa da máquina, do inversor e da rede, representa que o sistema se encontra na condição de falta.

Usualmente, os antigos códigos da rede elétrica dos países [1] exigem a desconexão imediata das usinas fotovoltaicas uma vez que a falta é detectada, sendo religadas uma vez que o sistema tenha atingido um novo ponto de equilíbrio. Porém, nos últimos anos tem se visto um incremento significativo

no uso de geração fotovoltaica e, portanto, o requerimento de desconexão pode piorar ainda mais a resposta dinâmica do sistema durante um distúrbio severo. Desse modo, os códigos da rede elétrica tem sido atualizados para incluir capacidades *FRT* [1] [6] [7] nas unidade fotovoltaicas para dar suporte ao sistema na melhora da estabilidade de tensão, de frequência e transitória.

O controle proposto visa manter a potência de saída da máquina síncrona em um valor o mais próximo possível do valor pré-falta  $P_S^{pré-f}$  com o objetivo de reduzir as amplitudes das oscilações do ângulo do rotor. Assim, pode-se definir a seguinte equação:

$$P_{inv}^* = \bar{P}_g^f - P_S^{pré-f} \quad (5-3)$$

onde  $P_{inv}^*$  é a potência ativa de referência que o inversor deverá fornecer ou absorver do sistema elétrico durante a perturbação para manter a potência ativa de saída da máquina síncrona em um valor próximo ao de pré-falta  $P_S^{pré-f}$  e, o valor de  $\bar{P}_g^f$  é o valor de potência média injetada na rede elétrica durante o distúrbio.

Como foi indicado, a ação do controle está relacionada à injeção de correntes em componentes de sequência definidos pela análise de sensibilidade calculados em função da potência de referência do inversor:

$$S_{inv}^* = P_{inv}^* + j \cdot Q_{inv}^* = \vec{v}_{\mu,\alpha\beta}^{PCC} \cdot \vec{i}_{inv,\alpha\beta}^{*\dagger} \quad (5-4)$$

onde a tensão do *PCC* :  $(\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}^{PCC})$  e a corrente do inversor  $\vec{i}_{inv,\alpha\beta}^*$  em vetores espaciais na referência estacionária podem ser representados por:

$$\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}^{PCC} = v_{\mu,\alpha}^{PCC} + j \cdot v_{\mu,\beta}^{PCC} \quad (5-5)$$

$$\vec{i}_{inv,\alpha\beta}^* = i_{inv,\alpha}^* + j \cdot i_{inv,\beta}^* \quad (5-6)$$

Substituindo (5-5) e (5-6) em (5-4) obtém-se:

$$P_{inv}^* + j \cdot Q_{inv}^* = (v_{\mu,\alpha}^{PCC} + j \cdot v_{\mu,\beta}^{PCC}) (i_{inv,\alpha}^* - j \cdot i_{inv,\beta}^*) \quad (5-7)$$

Colocando em forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} i_{inv,\alpha}^* \\ i_{inv,\beta}^* \end{bmatrix} = M_{\mu,\alpha\beta} \begin{bmatrix} P_{inv}^* \\ Q_{inv}^* \end{bmatrix} \quad (5-8)$$

onde  $M_{\mu,\alpha\beta}$  é a matriz de transformação e é definido como:

$$M_{\mu,\alpha\beta} = \frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta}^{PCC}|^2} \begin{bmatrix} v_{\mu,\alpha}^{PCC} & v_{\mu,\beta}^{PCC} \\ v_{\mu,\beta}^{PCC} & -v_{\mu,\alpha}^{PCC} \end{bmatrix} \quad (5-9)$$

Assim, a corrente de referência a ser fornecida pelo inversor para manter a potência de saída da máquina em um valor próximo do valor pré-falta é definida como:



$$\begin{bmatrix} i_{inv,\alpha}^* \\ i_{inv,\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}_{\alpha\beta}^{PCC}|^2} \begin{bmatrix} v_{\mu,\alpha}^{PCC} & v_{\mu,\beta}^{PCC} \\ v_{\mu,\beta}^{PCC} & -v_{\mu,\alpha}^{PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{inv}^* \\ Q_{inv}^* \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

O ajuste da potência reativa de referência do inversor ( $Q_{inv}^*$ ) em (5-10), inicialmente tem um valor de zero. No entanto, é possível dar um suporte de potência reativa para melhorar a queda de tensão do *PCC* durante o distúrbio. A capacidade de suporte de potência reativa será mais amplamente desenvolvida na Seção 6.1.

Em (5-10) a corrente de referência do inversor é determinada em função da potência ativa de referência do inversor (diferença entre o valor médio da potência da rede elétrica e o valor pré-falta da potência de saída da máquina síncrona) e, a tensão  $\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}^{PCC}$ , onde o índice  $\mu$  indica que a tensão do *PCC* está sendo filtrada para permitir passar certo conteúdo de harmônicas, como é mostrado na Figura 5.3.

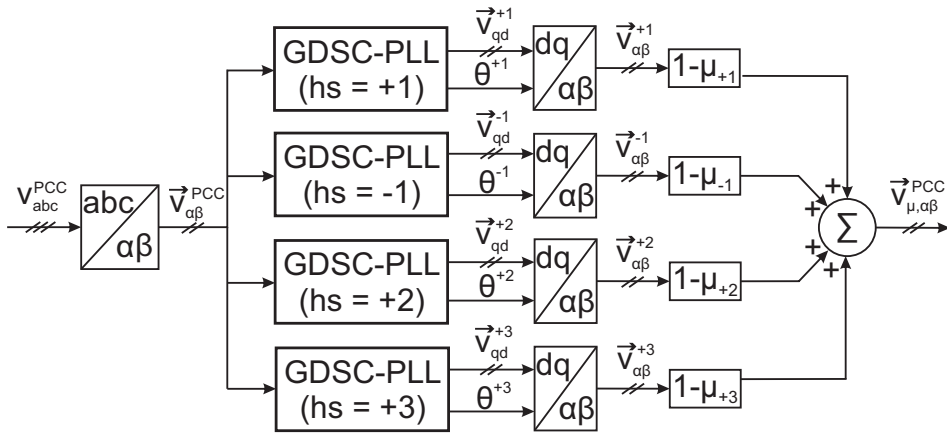


Figura 5.3: Filtrado da Tensão do *PCC*

Na Figura 5.3 mostra-se o possível conteúdo harmônico da tensão do *PCC* em função dos valores definidos para  $k = 0, 1, 2$  na referência do rotor, como mostrado na Seção 4.1.2, os que são consequência dos harmônicos de frequência fundamental de sequência positiva (*FFSP*), de frequência fundamental de sequência negativa (*FFSN*), de dupla frequência em sequência positiva (*DFSP*) a qual é de um valor muito menor comparado aos outros harmônicos, e de tripla frequência em sequência positiva (*TFSP*) na referência estacionária. Os valores de cada  $\mu_i$  onde  $i = +1, -1, +2, +3$  podem ser 0 ou 1 dependendo do que a análise de sensibilidade indique em relação ao conteúdo harmônico a ser suprido pelo inversor. O processo de filtragem é realizado através do método *GDSC – PLL* (Generalized Delayed Signal Cancellation-Phase Locked Loop) que será desenvolvido na próxima Seção.

## 5.2

**GDSC-PLL Generalized Delayed Signal Cancellation-Phase Locker Loop**

O método do *GDSC* é capaz de filtrar as harmônicas contidas em um sinal vetorial em  $\alpha\beta$  para obter o vetor de (*FFPS*) ou quaisquer vetor harmônico de sequência positiva ou negativa. O método é baseado em cinco transformações matemáticas onde combinam-se o sinal atual e o sinal atrasado para cancelar certo conteúdo de harmônicas e obter uma única componente harmônica ao final das transformações. O método é apresentado e desenvolvido em [35] [36]. No Anexo A conseguiu-se determinar que uma componente vetorial harmônica pode ser representada pela soma de dois componentes vetoriais, um em sequência positiva e o outro em sequência negativa. De forma geral, um componente harmônico em quaisquer das sequências pode ser representado por:

$$\bar{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = \hat{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega_0 t} \quad (5-11)$$

onde, dependendo do valor de  $h_s$ , pode-se obter uma componente de sequência positiva ou negativa:

- $+h_s$  para componentes harmônicas de sequência positiva.
- $-h_s$  para componentes harmônicas de sequência negativa.

Considerando uma componente harmônica de sequência positiva ou negativa atrasada no tempo por um ângulo correspondente a  $h_s\theta_d$ :

$$\bar{f}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = \hat{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega_0 t - \theta_d)} = \hat{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{\text{sgn}(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega_0 t} e^{-jh_s\theta_d} \quad (5-12)$$

A equação (5-12) pode ser escrita em termos mais simples:

$$\bar{f}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = \bar{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d} \quad (5-13)$$

Logo, define-se uma transformação matemática em que os vetores original e atrasado são combinados. Assim, obtém-se:

$$\bar{f}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} = \vec{a} \bar{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} + \vec{a} e^{j\theta_1} \bar{f}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} \quad (5-14)$$

onde o ganho complexo  $\vec{a}$  e o ângulo  $\theta_1$  são constantes.

A transformação apresentada em (5-14) é usada para eliminar componentes harmônicas específicas do sinal original. Porém, a componente harmônica que deseja-se obter (em qualquer sequência) ao final das transformações, deve ter o seu ganho igual a um. Assim, a partir de (5-13) e (5-14), é possível definir que o vetor transformado  $\bar{f}_{\alpha\beta T}^{(h_s)}$  é igual ao produto do vetor original  $\bar{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)}$  por um ganho complexo  $\vec{G}^{(h_s)}$ , como mostrado a seguir:

$$\vec{f}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} = \underbrace{\vec{a} \left( 1 + e^{j\theta_1} e^{-jh_s\theta_d} \right)}_{\vec{G}^{(h_s)}} \vec{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \quad (5-15)$$

$$\vec{f}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} = \vec{G}^{(h_s)} \vec{f}_{\alpha\beta}^{(h_s)} \quad (5-16)$$

Os parâmetros  $\theta_d$  e  $\theta_1$  são definidos com o fim de eliminar componentes harmônicas de uma família de harmônicas ( $h_s = h_i \pm mn, \forall n \in \mathbb{N}$ ), onde  $h_i$  é uma harmônica qualquer e o valor  $m$  é a periodicidade; ambos parâmetros são constantes inteiras. A eliminação da família de harmônicas se consegue ao fazer o ganho complexo  $\vec{G}^{(h_i \pm mn)} = 0$ :

$$1 + e^{j\theta_1} e^{-j(h_i \pm mn)\theta_d} = 0 \quad (5-17)$$

onde:

$$\theta_d = \frac{2\pi}{m} \quad (5-18)$$

$$\theta_1 = h_i\theta_d + \pi \quad (5-19)$$

Para obter a componente harmônica desejada, se deve fazer o ganho  $\vec{G}^{(h_s)} = 1$ , dessa forma determina-se o parâmetro constante complexo  $\vec{a}$ :

$$\vec{a} \left( 1 + e^{j(\theta_1 - \theta_d)} \right) = 1 \quad (5-20)$$

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j\theta_1} e^{-jh_s\theta_d}} \quad (5-21)$$

Assim, por exemplo para obter a componente de  $FFSP$  ( $h_s = +1$ ), o parâmetro  $\vec{a}$  é dado por:

$$\vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j(\theta_1 - \theta_d)}} \quad (5-22)$$

Um detector ideal de componentes harmônicas deve ser capaz de eliminar todas as componentes harmônicas de sequência positiva e negativa ao redor dela. Por exemplo, no caso da componente de  $FFSP$  deve poder eliminar a componente de  $FFSN$  e todas as outras componentes harmônicas em ambas sequências. Isso não é possível usando apenas uma transformação do tipo descrito em (5-16). Portanto, o que é proposto em [36] é o uso de cinco transformações em cascata para eliminar componentes harmônicas ao redor da componente vetorial harmônica que se deseja extrair do sinal original, como pode ser observado na Figura 5.4.

A componente vetorial harmônica de saída da última transformação  $E$  é enviada para um  $SRF - PLL$  (synchronous reference frame + phase locked loop), onde as componentes de alta frequência que não são eliminadas pelas transformações em cascata podem ser atenuadas pela escolha adequada da largura de banda do  $SRF - PLL$ . No Anexo C são apresentados os

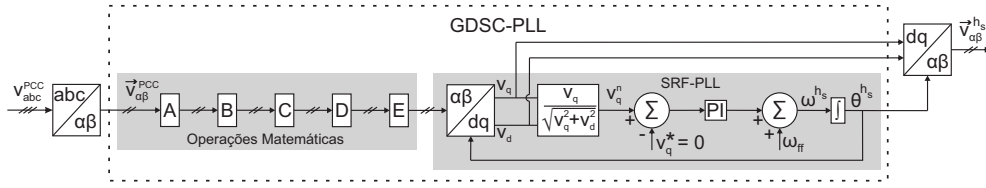


Figura 5.4: Diagrama de blocos do GDSC-PLL

parâmetros usados para cada uma das transformações  $A - E$  para a obtenção das componentes harmônicas de  $FFSP$ ,  $FFSN$ ,  $DFSP$  e de  $TFSP$ .

### 5.3

#### Avaliação do Controle Proposto em um Sistema Teste

A estratégia de controle do inversor proposta apresentado na Seção 5.1 deve ser avaliada através da análise de sensibilidade dos autovalores com respeito à variação da velocidade angular e do ângulo do rotor da máquina síncrona. A análise de sensibilidade determina o conteúdo harmônico da corrente a ser fornecida pelo inversor seguindo a estratégia de controle proposta. Assim também, para validar a efetividade da estratégia na redução das oscilações do ângulo do rotor e as conclusões da análise de sensibilidade, faz-se necessário obter os resultados da simulação de um sistema teste, o que será apresentado.

A configuração do sistema teste usado nas simulações é o apresentado na Figura 5.2. O modelo do inversor e seus respectivos filtros é substituído por uma fonte ideal de corrente. A falta é localizada em um 20% do comprimento da segunda linha de transmissão a partir do barramento infinito, sendo a falta bifásica à terra com uma duração de  $t = 200ms$ . Os dados da máquina síncrona e da linha de transmissão são mostrados nas Tabelas 5.1 e 5.2. As duas linhas de transmissão do sistema teste são iguais e, portanto, os dados da Tabela 5.2 são apenas de uma das linhas de transmissão.

#### 5.3.1

##### Análise de Sensibilidade do Sistema Teste

A análise de sensibilidade é aplicada ao sistema teste através das equações mostradas nas seções 4.3 e 4.4. Os resultados da análise de sensibilidade com respeito à velocidade angular  $\omega_r$  e ângulo  $\delta_r$  do rotor da máquina síncrona são mostrados na Tabela 5.3.

Dos resultados mostrados na Tabela 5.3 pode-se observar os maiores valores de sensibilidade em vermelho. Os resultados das sensibilidades com respeito à  $\omega_r$  e  $\delta_r$  indicam os mesmos modos de oscilação (3 e 4) como modos

Tabela 5.1: Dados da Máquina Síncrona do Sistema Teste

Potência: 33,5 MVA	
Tensão de linha a linha: 13,8 kV	
Fator de potência: 0,85	
Pólos: 4	
Velocidade: 1800 rpm	
Inércia combinada do gerador e turbina	
$J = 3,8 \cdot 10^3 J.s^2$ , $H=2,0$ s	
Parâmetros em ohm e p.u.	
$r_s = 0,0224\Omega$ , $0,004p.u.$	
$X_{ls} = 0,955\Omega$ , $0,168p.u.$	
$X_q = 5,002\Omega$ , $0,88$ p.u.	$X_d = 7,67\Omega$ , $1,35$ p.u.
$r_{kq1} = 0,321\Omega$ , $0,0564$ p.u.	$r_{fd} = 0,0036\Omega$ , $0,000632$ p.u.
$X_{lkq1} = 0,788\Omega$ , $0,139$ p.u.	$X_{lfd} = 1,144\Omega$ , $0,201$ p.u.
$r_{kd} = 0,0892\Omega$ , $0,0157$ p.u.	$X_{lkd} = 0,704\Omega$ , $0,124$ p.u.

Tabela 5.2: Dados da Linha de Transmissão do Sistema Teste

$R_{LT} = 0,1976\Omega$ , $0,0348$ p.u.	$L_{LT} = 1,766H$ , $0,311$ p.u.
---	----------------------------------

Tabela 5.3: Análise de Sensibilidade dos Autovalores do Sistema Teste

$\lambda_i$	Parte Real dos $\lambda_i$	Freq. (Hz)	RA (%)	Sensibilidade ( $\omega_r$ )	Sensibilidade ( $\delta_r$ )	Variável Dominante
1-2	-5,5	$\pm 60$	1,4	-0,3	0,6	—
3	-65,1	0	100	-3,7	-3,3	$c, a, d$
4	-27,2	0	100	-1,6	2,0	$f, b, e$
5	0	0	100	0	0	—
6-7	-3	$\pm 1,9$	25,2	2,9	-0,1	$b, e$
8	-0,3	0	100	-0,001	0,5	—
9-10	-5,4	$\pm 120$	0,7	-0,2	0	—
11-12	-5,4	$\pm 0,1$	99,6	-0,2	0	—
13-14	-69,5	$\pm 60$	18,1	0,3	0	—
15-16	-28,6	$\pm 60$	7,6	0,02	0	—
17-18	-0,7	$\pm 60$	0,2	0	0	—
19-20	0	$\pm 60$	0	0	0	—
21-22	-5,44	$\pm 180$	0,5	-0,2	0	—
23-24	-5,44	$\pm 60$	1,4	-0,2	0	—
25-26	-69,5	$\pm 120$	9,2	0,3	0	—
27-28	-28,6	$\pm 120$	3,8	0,02	0	—
29-30	-0,7	$\pm 120$	0,1	0	0	—
31-32	0	$\pm 120$	0	0	0	—

de oscilação críticos, exceto o modo de oscilação par (6-7) indicado apenas pela sensibilidade com respeito à  $\omega_r$ .

Uma vez identificados os modos críticos, pode-se determinar através do estudo de fatores de participação aquelas variáveis de estado que tiveram o maior impacto nesses modos de oscilação críticos e que, portanto, seriam as variáveis com maior impacto na variação do  $\omega_r$  e do  $\delta_r$ . Essas variáveis de maior impacto são mostradas na última coluna da Tabela 5.3 onde cada letra representa uma variável de estado definido como:

- $a$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0^R$ ,
- $b$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0^I$ ,
- $c$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle i_{kq1}^r \rangle_0^R$ ,
- $d$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle i_{kq2}^r \rangle_0^R$ ,
- $e$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle i_{fd}^r \rangle_0^R$ ,
- $f$  representa a variável em fasores dinâmicos:  $\langle i_{kd}^r \rangle_0^R$ .

Dentre as variáveis de corrente em fasores dinâmicos na referência do rotor de maior impacto, a variável que pode ser manipulada durante o distúrbio pela injeção de corrente fornecida pelo inversor é a corrente do estator da máquina síncrona, isto é, a corrente  $\langle \vec{i}_{qds}^r \rangle_0$  (parte real e parte imaginária). Como foi visto em (4-41), essa corrente na referência do rotor é consequência da corrente em componente de  $FFSP$  na referência estacionária. Portanto, conclui-se que o inversor deve injetar corrente em componente de  $FFSP$  seguindo a estratégia de controle proposta, com o fim de reduzir as oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona, durante a ação de controle.

A seguir apresentam-se os resultados das simulações do sistema teste considerando o inversor como uma fonte ideal de corrente. A corrente fornecida é calculada baseada na estratégia de controle proposta sob duas condições:

- Caso 1 - Considerando que o inversor irá injetar correntes em componentes harmônicas de  $FFSP$ ,  $FFSN$ ,  $DFSP$  e  $TFSP$ ,
- Caso 2 - Considerando que o inversor irá injetar correntes apenas em componente de  $FFSP$ .

Para ambos os casos, considera-se que a ação de controle irá além do tempo de duração da falta e, assim, o tempo considerado é de  $T_{ctrl} = 350ms$  contados a partir do início da falta.

### 5.3.2

#### Resultados da Simulação com Injeção de Correntes Harmônicas - Caso 1

Na Figura 5.5 apresentam-se os resultados da potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona, em seus valores reais e valores médios. Pode-se observar que, durante a ação de controle, a potência ativa média de saída da máquina síncrona manteve-se em um valor muito próximo do valor pré-falta, o que prova a efetividade da estratégia de controle proposta. Neste caso, não houve suporte de potência reativa fornecido pelo inversor e, portanto, o comportamento da potência reativa de saída da máquina síncrona é a esperada durante um curto-circuito.

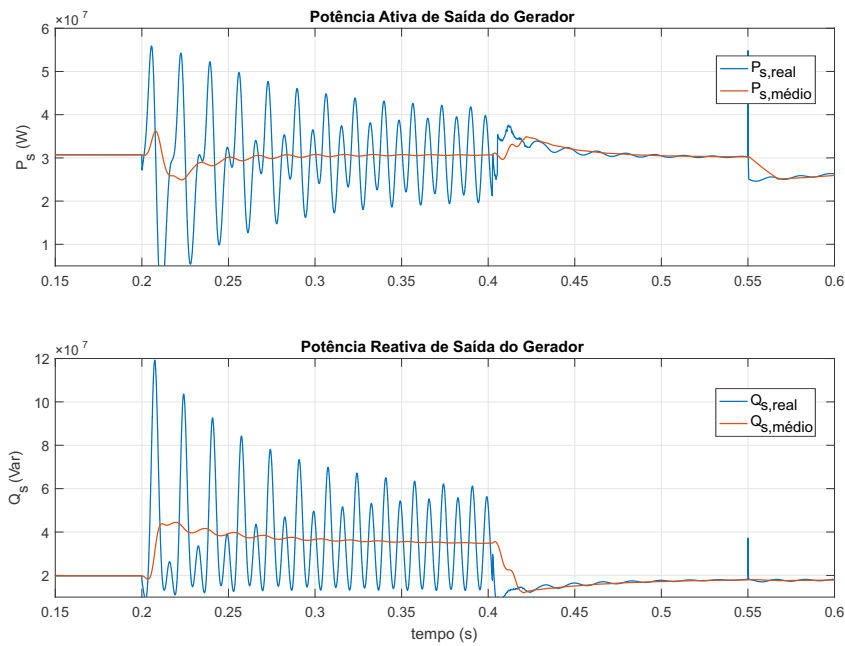


Figura 5.5: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Caso 1

Na Figura 5.6 apresentam-se os resultados da potência ativa e reativa de saída do inversor, em seus valores reais e valores médios. Pode-se observar que durante a ação de controle, a potência ativa do inversor é negativa, o que significa que o inversor está absorvendo a energia armazenada na massa rotativa da máquina síncrona. É claro que a capacidade de absorção do inversor está sujeita às capacidades nominais de operação do inversor durante um curto-circuito. Pode-se observar que a potência reativa do inversor não teve mudança significativa durante a ação de controle, o que indica que o inversor não forneceu de suporte de potência reativa durante a ação de controle.

Na Figura 5.7 apresentam-se os resultados das correntes trifásicas de saída do estator  $I_{s,abc}$ , da rede de transmissão  $I_{g,abc}$  e do inversor  $I_{inv,abc}$ . Pode-se observar que a corrente do inversor contém componentes harmônicas no

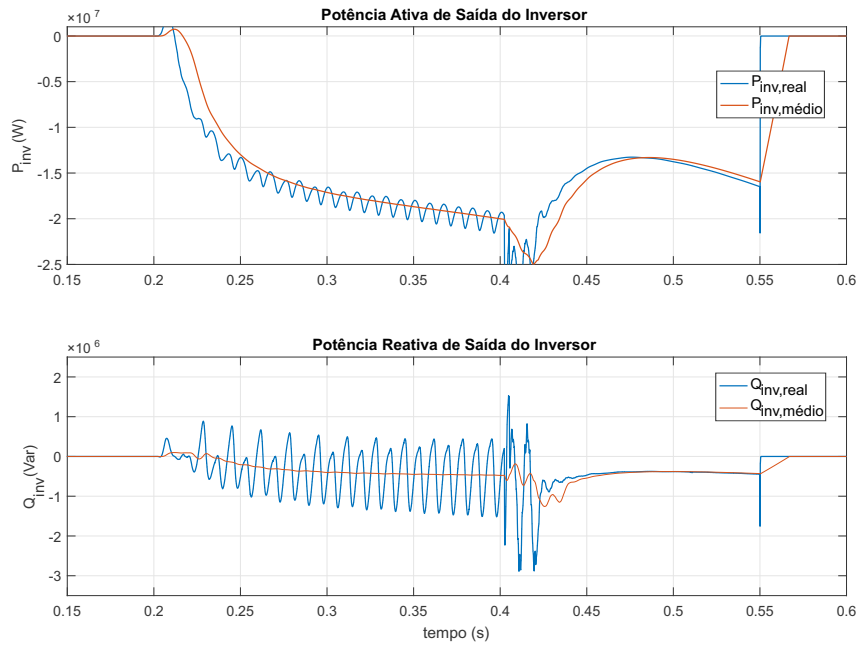


Figura 5.6: Potências Ativa e Reativa de Saída do Inversor - Caso 1

período de duração do distúrbio e, atinge um valor pico aproximado de 0,98 p.u. durante a ação de controle.

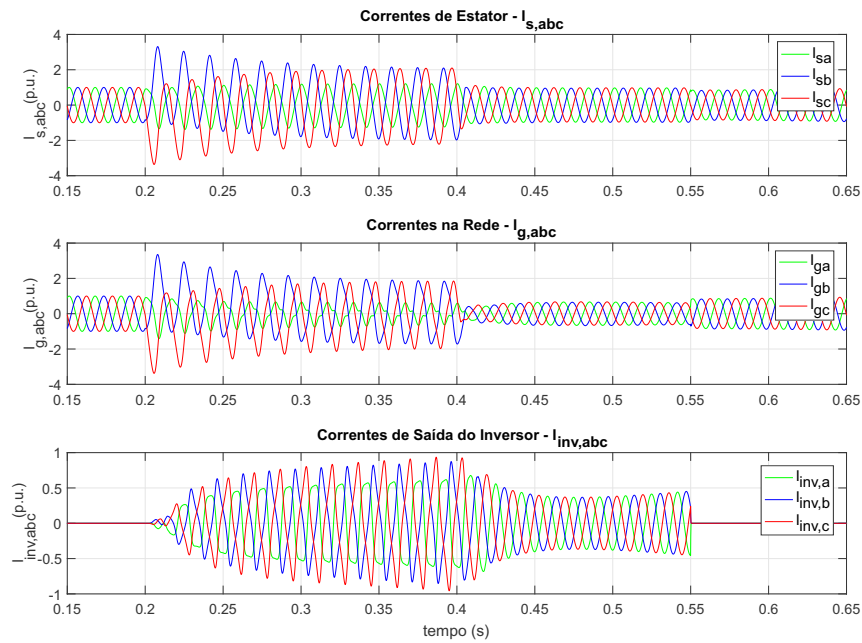


Figura 5.7: Correntes Trifásicas  $I_{s,abc}$ ,  $I_{g,abc}$  e  $I_{inv,abc}$  - Caso 1

Na Figura 5.8 apresentam-se os resultados do torque elétrico da máquina síncrona. De forma similar ao apresentado na potência ativa de saída da máquina síncrona, pode-se observar que, durante a ação de controle, o valor



médio do torque elétrico manteve-se em um valor muito próximo do valor pré-falta.

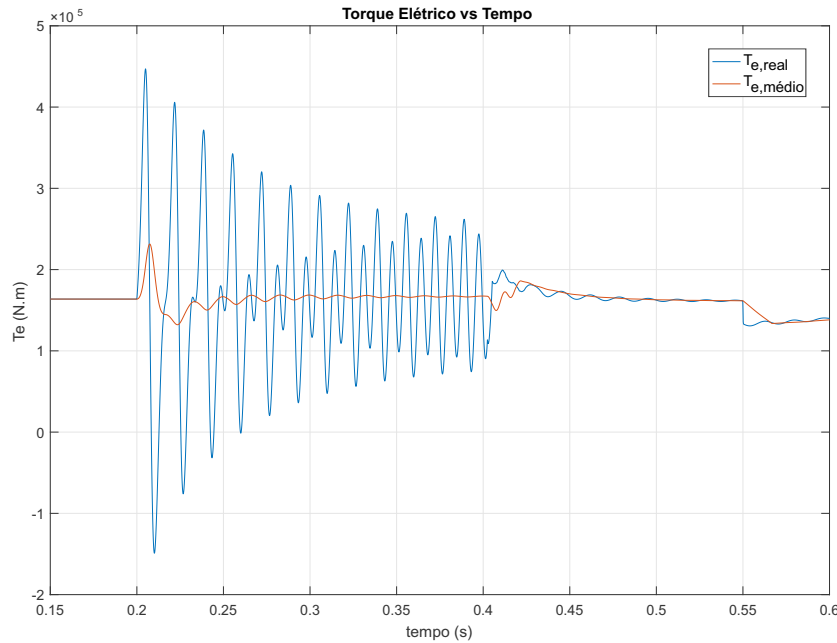


Figura 5.8: Torque Elétrico da Máquina Síncrona - Caso 1

Na Figura 5.9 apresentam-se os resultados do ângulo do rotor  $\delta_r$  da máquina síncrona. Pode-se observar a efetividade da ação de controle proposta em manter o valor do ângulo muito próximo do valor pré-falta durante o curto circuito. Assim, também, as oscilações após a falta são reduzidas significativamente em comparação ao caso sem a ação de controle, como apresentado na Figura 5.10. O caso sem ação de controle é definido de forma a que nenhuma ação de controle é implementada no inversor.

### 5.3.3

#### Resultados da Simulação com Injeção de Corrente em Componente $FFSP$ - Caso 2

Na Figura 5.11 apresentam-se os resultados da potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona para o Caso 2. Ao comparar com os resultados do Caso 1, pode-se observar que não existe uma mudança significativa no comportamento dinâmico das potências ativa e reativa durante a ação de controle.

Na Figura 5.12 apresentam-se os resultados da potência ativa e reativa de saída do inversor para o Caso 2. Ao comparar com os resultados do Caso 1, pode-se observar que não existe uma mudança significativa nas potências ativa e reativa médias de saída do inversor. No entanto, as oscilações do valor real

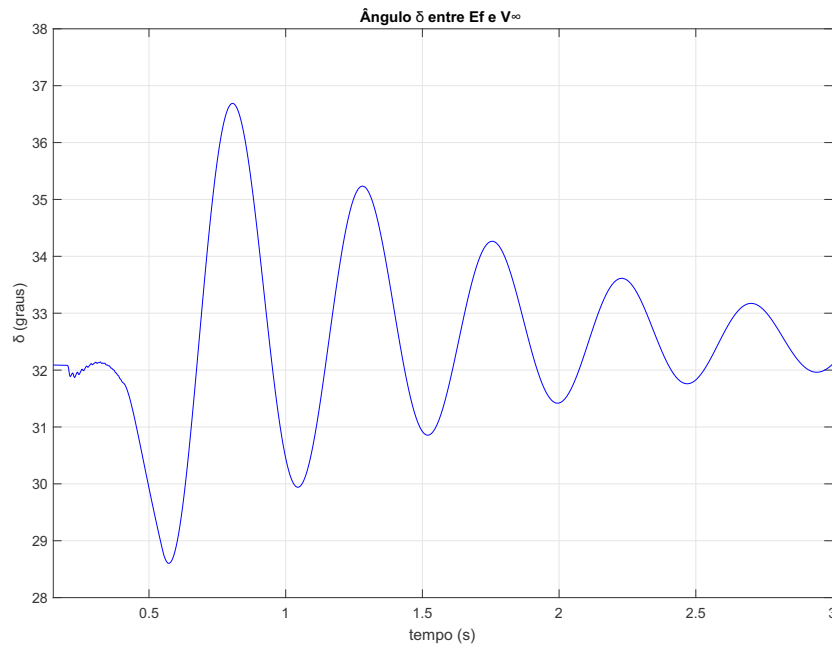


Figura 5.9: Ângulo do Rotor  $\delta_r$  da Máquina Síncrona - Caso 1

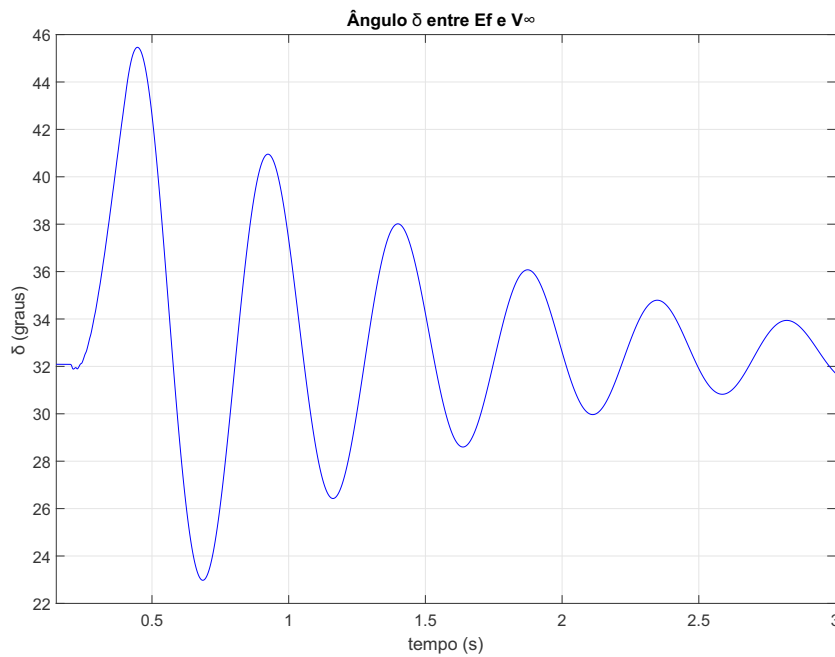


Figura 5.10: Ângulo do Rotor  $\delta_r$  da Máquina Síncrona - Caso Sem a Ação de Controle

das potências ativa e reativa do inversor são significativamente diminuídas no Caso 1 durante a ação do controle proposto.

Na Figura 5.13 apresentam-se os resultados das correntes trifásicas de saída do estator  $I_{s,abc}$ , da rede de transmissão  $I_{g,abc}$  e do inversor  $I_{inv,abc}$  para

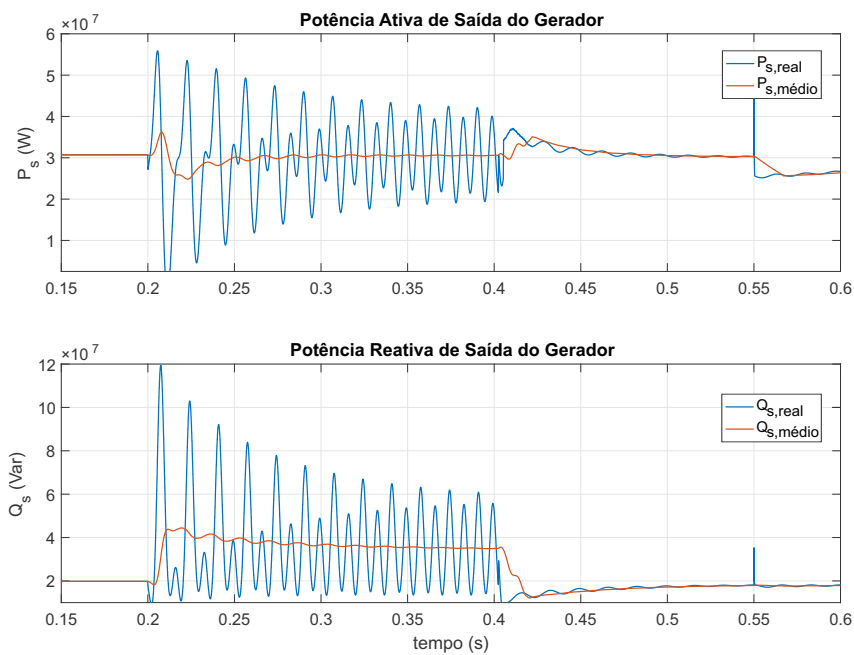


Figura 5.11: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Caso 2

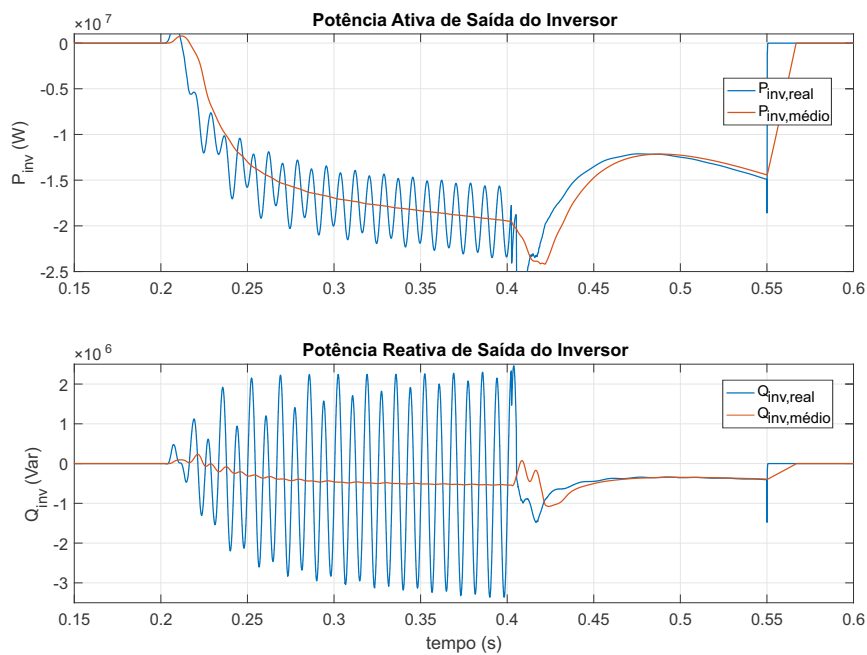


Figura 5.12: Potências Ativa e Reativa de Saída do Inversor - Caso 2

o Caso 2. Ao comparar com os resultados do Caso 1, pode-se observar que não existe mudança significativa nas correntes de saída da máquina síncrona e nem da rede elétrica. Diferença pode-se observar na corrente do inversor do Caso 2 na qual o valor máximo atingido durante a ação de controle é de 0,75 p.u., o

que se deve a que o Caso 2 apenas tem componente de *FFSP*.

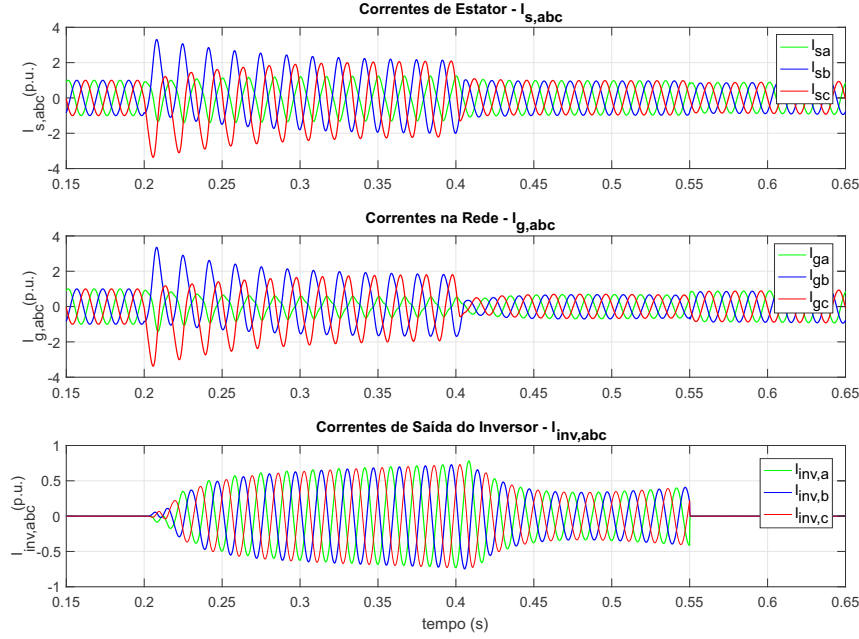


Figura 5.13: Correntes Trifásicas  $I_{s,abc}$ ,  $I_{g,abc}$  e  $I_{inv,abc}$  - Caso 2

Na Figura 5.14 apresentam-se os resultados do torque elétrico da máquina síncrona para o Caso 2. Ao comparar com os resultados do Caso 1, pode-se observar que não existe mudança significativa no comportamento dinâmico do torque elétrico durante a ação de controle.

Na Figura 5.15 apresentam-se os resultados do ângulo do rotor  $\delta_r$  da máquina síncrona para o Caso 2. Pode-se observar que o Caso 2 atinge valores de oscilação um pouco menores ao compará-los com os resultados do Caso 1, a melhora está na ordem dos  $0,3^\circ$ . Essa pequena melhora na redução do  $\delta_r$  e, o fato da corrente do inversor ser menor no Caso 2 permite concluir que a injeção de apenas componente de *FFSP* é uma melhor alternativa em comparação à injeção de várias componentes harmônicas.

Da análise de sensibilidade dos autovalores e da comparação dos resultados apresentados das simulações com injeção de correntes com conteúdo harmônico (Caso 1) e com injeção de correntes de componente *FFSP* (Caso 2), pode-se concluir que o inversor deve injetar correntes apenas em componente de *FFSP* seguindo a estratégia de controle proposta, com o objetivo de reduzir significativamente as oscilações do ângulo do rotor  $\delta_r$  da máquina síncrona.

Neste Capítulo foi apresentada a estratégia de controle baseado no cálculo da corrente necessária, a ser injetada pelo inversor, para manter a potência de saída da máquina síncrona perto de valor pré-falta considerando os

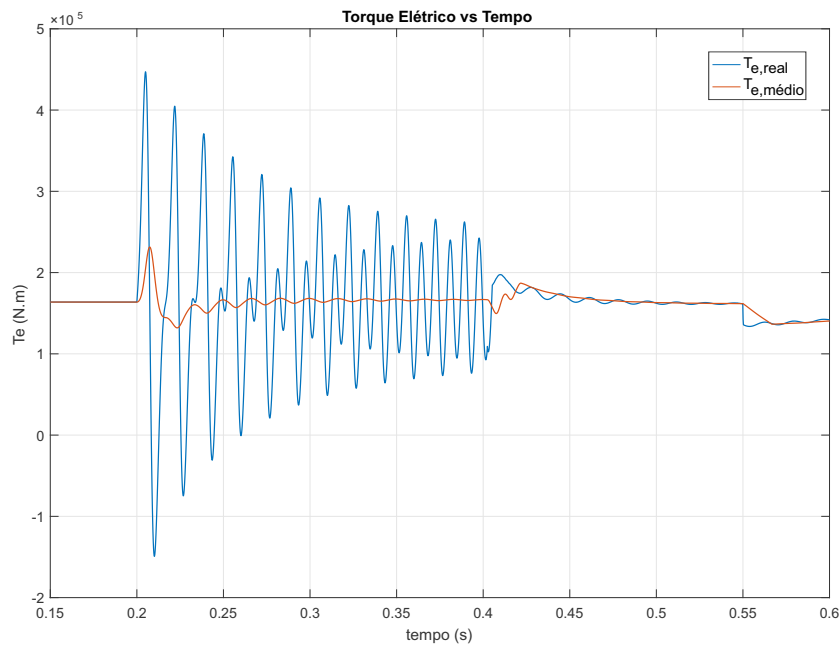
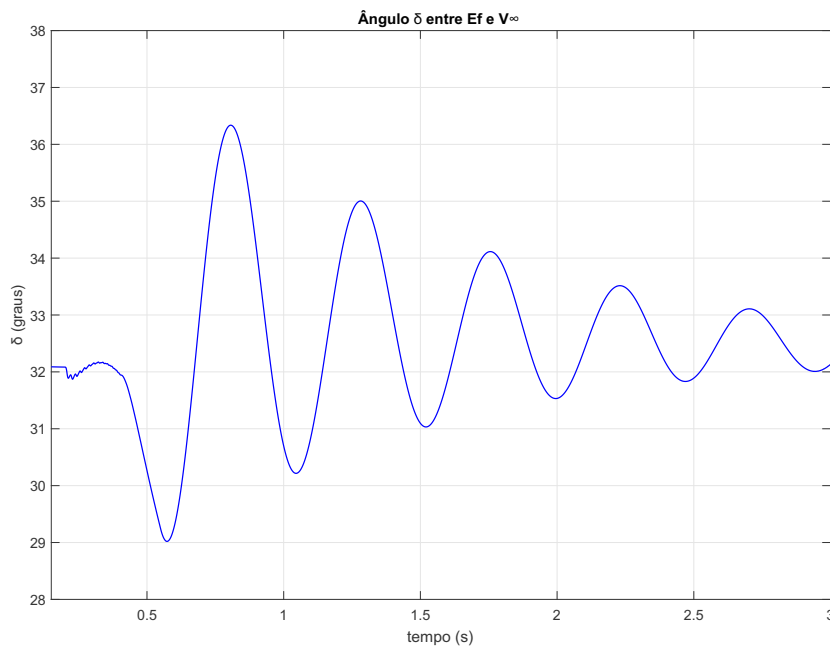


Figura 5.14: Torque Elétrico da Máquina Síncrona - Caso 2

Figura 5.15: Ângulo do Rotor  $\delta_r$  da Máquina Síncrona - Caso 2

limites operacionais do inversor. A injeção de corrente pode ser feita considerando só componente *FFSP* ou varias componentes harmônicas. Define-se o conteúdo harmônico através da análise de sensibilidade dos autovalores num sistema-teste, essa análise determina que a componente *FFSP* é a de maior participação nos modos de oscilação críticos afetados pela variação da veloci-

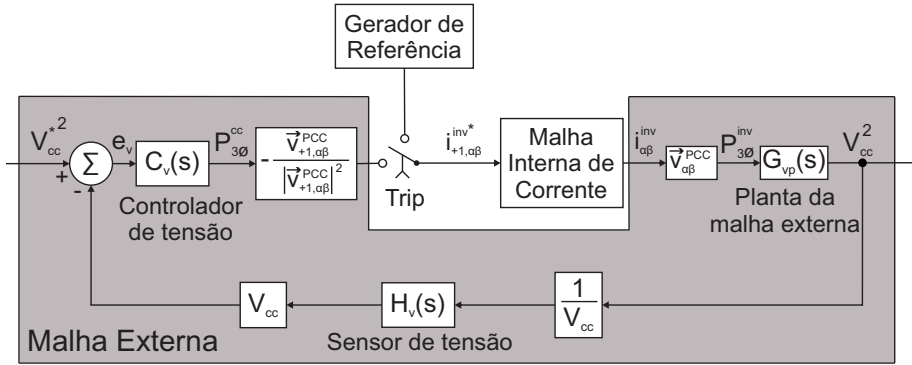
dade e do ângulo do rotor da  $MS$ . No entanto, as simulações apresentadas neste Capítulo consideram o inversor como uma fonte ideal de corrente e, para que o modelo do inversor considerando a ação dos  $IGBTs$  seja usado, deve-se projetar o sistema de controle que inclui: o projeto do controlador da malha interna de corrente e o projeto do controlador da malha externa de tensão, apresentados no Capítulo 6.

No Capítulo 5 foi proposto uma estratégia de controle a fim de manter a potência ativa de saída da máquina síncrona em um valor próximo do valor pré-falta durante o distúrbio, com o objetivo de reduzir a amplitude das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. Através da análise de sensibilidade e das simulações apresentadas no Capítulo 5, determinou-se que a corrente de referência a ser fornecida pelo inversor durante a atuação de controle deve ser em componente de *FFSP*. Essas correntes precisam de um controlador, como o apresentado na Figura 6.1(b), o qual, através de um chaveamento dos transistores bipolares de porta isolada *IGBT* do inversor, irão sintetizar tensões usando sinais modulados por largura de pulso (*pulse width modulation* - *PWM*), onde as variáveis manipuladas são as razões cíclicas.

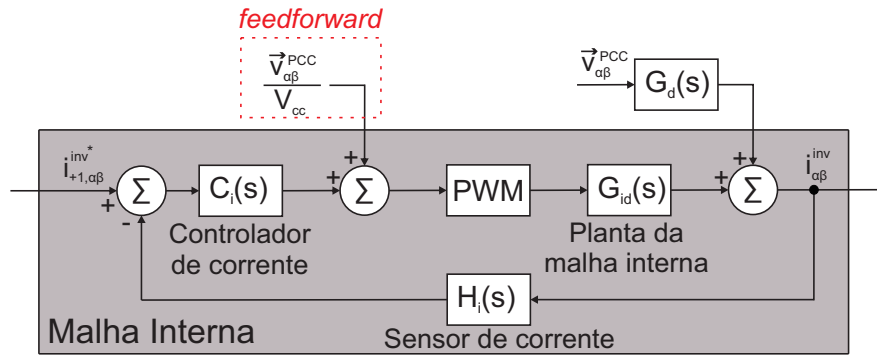
Na Figura 6.1(a) se apresenta o diagrama de blocos da malha externa de tensão, a qual atua quando o sistema está operando em condição estável. Assim, em estado estável, a corrente de referência é determinada pelo controlador de tensão visando manter a tensão do barramento *CC* em um valor de tensão maior do que o valor pico de tensão de linha a linha do *PCC*. O sinal do *trip* de falta muda o modo de operação (de condição estável para condição de falta) onde as correntes de referência de entrada para a malha interna de corrente (6.1(b)) são determinadas pelo bloco de gerador de referência como será mostrado a seguir. Assim, o controle de tensão não atua mais na regulação de tensão *CC* deixando o capacitor absorver a energia cinética armazenada na máquina síncrona visando manter a sua potência ativa de saída em um valor próximo ao de pré-falta.

A estrutura de controle apresentada na Figura 6.1 deve ser configurada para que a malha interna seja de ação rápida para acompanhar as variações do torque elétrico da máquina síncrona durante a ação de controle. Uma malha externa lenta para o controle de tensão é necessária.

Nas seguintes seções é apresentado o funcionamento do gerador de referência, atualizando-se o desenho apresentado na Figura 5.3 do Capítulo 5 com os resultados determinados pela análise de sensibilidade e dos fatores de participação.



6.1(a): Diagrama de Blocos da Malha Externa de Tensão



6.1(b): Diagrama de Blocos da Malha Interna de Corrente

Figura 6.1: Diagrama de Blocos do Sistema de Controle: Malha Externa e Malha Interna

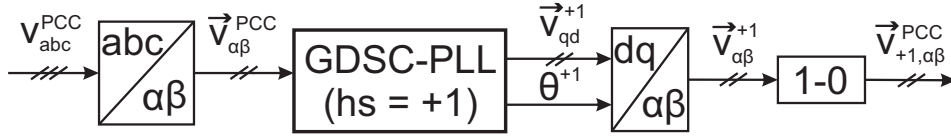
## 6.1

### Geração de Referência

No processo da geração de referência de corrente durante o distúrbio, deve-se primeiro atualizar o que foi descrito na Seção 5.1 com os resultados encontrados na análise de sensibilidade dos autovalores e das simulações nas Seções 5.3.1 e 5.3.2 respectivamente, onde foi determinado que o conteúdo harmônico de corrente a ser suprido pelo inversor deve ser em *FFSP* seguindo a estratégia de controle proposta. Assim, na Figura 6.2 a tensão instantânea  $\vec{v}_{\alpha\beta}^{PCC}$  é obtida aplicando a transformada de Clarke [37] nas medições de tensão trifásica do  $v_{abc}^{PCC}$ . Passando pelo filtro *GDSC* e, assim, obter a componente de *FFSP* e ser transformada à referência estacionária ao passar pelo bloco  $dq \rightarrow \alpha\beta$ . O valor de  $\mu_{+1} = 0$ , obtendo a tensão instantânea em *FFSP* do *PCC* ( $\vec{v}_{+1,\alpha\beta}^{PCC}$ ). Os valores de  $\mu_{-1} = 1$ ,  $\mu_{+2} = 1$  e  $\mu_{+3} = 1$ .

Da mesma forma atualiza-se (5-8) e (5-9):



Figura 6.2: Obtenção da componente *FFSP* da Tensão do *PCC*

$$\begin{bmatrix} i_{inv,+1\alpha}^* \\ i_{inv,+1\beta}^* \end{bmatrix} = M_{+1,\alpha\beta} \begin{bmatrix} P_{inv}^* \\ Q_{inv}^* \end{bmatrix} \quad (6-1)$$

onde:

$$M_{+1,\alpha\beta} = \frac{1}{|\vec{v}_{+1\alpha\beta}^{PCC}|^2} \begin{bmatrix} v_{+1\alpha}^{PCC} & v_{+1\beta}^{PCC} \\ v_{+1\beta}^{PCC} & -v_{+1\alpha}^{PCC} \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

A equação (6-1) indica a forma de determinar a corrente de referência em *FFSP* que será o valor de entrada da malha interna de corrente durante a ação de controle proposta. O diagrama de blocos mostrado na Figura 6.3 ilustra o processo completo para a obtenção da corrente de referência durante a ação de controle. O primeiro passo é a obtenção dos valores instantâneos em vetores espaciais de tensão e corrente de saída da máquina síncrona e de corrente da rede de transmissão através da transformação de Clarke dos valores trifásicos medidos de tensão e corrente de saída da máquina e de corrente da rede de transmissão, respectivamente. Uma vez obtidos esses valores pode-se calcular as potências instantâneas ativa e reativa de saída da máquina síncrona e de injeção na rede de transmissão. Os valores de potência ativa e reativa de saída da máquina passam por filtros passa baixa bem lentos (*LPF*) para que o valor de saída desse filtro se mantenha no valor pré-falta durante a ação de controle. As potências ativa e reativa de injeção na rede passam por filtros de média móvel *FMM* para obter os valores médios dessas potências durante a ação de controle. Comprovou-se que é mais simples e prático manter a potência média de saída da máquina síncrona em um valor muito próximo ao de pré-falta. Assim, são calculados os valores de potência ativa e reativa média de saída do inversor. Esses valores são obtidos da diferença entre a potência média da rede de transmissão e a potência pré-falta de saída da máquina. No entanto, a potência ativa média do inversor deve passar por um saturador que limite o seu valor ao valor nominal de potência aparente do inversor  $S_{\max}^{inv}$ . Da saída do saturador, obtém-se a potência média de referência de saída do inversor  $P_{inv}^*$ .

A prioridade do esquema apresentado na Figura 6.3 é de absorver a potência ativa da máquina síncrona e a capacidade de absorção não deve

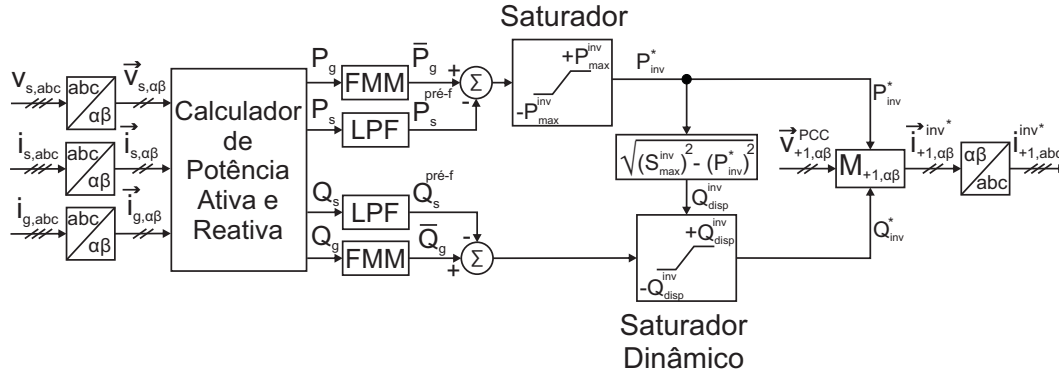


Figura 6.3: Obtenção da Corrente de Referência do Inversor

ultrapassar o valor máximo de potência ativa calculado pela definição seguinte:

$$P_{\max}^{\text{inv}} = \frac{C}{2\Delta t} (v_{CC}^{\max 2} - v_{CC}^2), \quad (6-3)$$

onde  $C$  é a capacitância do barramento  $CC$ ,  $\Delta t$  é a máxima duração da falta,  $v_{CC}$  é a tensão do barramento  $CC$  em estado estável e,  $v_{CC}^{\max}$  é a tensão máxima do barramento  $CC$  que pode ser atingida durante o distúrbio.

Se existir folga entre o valor da potência ativa de referência do inversor  $P_{\text{inv}}^*$  e a potência máxima do inversor  $S_{\max}^{\text{inv}}$  pode-se considerar a possibilidade de dar suporte de potência reativa durante o distúrbio para melhorar o afundamento de tensão do  $PCC$  causado pelo distúrbio. No entanto, o valor da potência reativa que pode ser suprida pelo inversor está sujeita à potência disponível com respeito à  $S_{\max}^{\text{inv}}$ . Assim, a potência reativa disponível que pode ser suprido pelo inversor pode ser calculada por:

$$Q_{\text{disp}}^{\text{inv}} = \sqrt{(S_{\max}^{\text{inv}})^2 - (P_{\text{inv}}^*)^2} \quad (6-4)$$

Utilizando o valor calculado de  $Q_{\text{disp}}^{\text{inv}}$  para atualizar os valores limites do saturador dinâmico pode-se obter a potência reativa média de referência do inversor  $Q_{\text{inv}}^*$ . Uma vez que os valores médios de referência de potência ativa e reativa do inversor são definidos e, utilizando o valor de tensão em componente  $FFSP$  filtrado pelo  $GDSC$  ( $\vec{v}_{+1\alpha\beta}^{\text{PCC}}$ ) pode-se calcular a corrente de referência instantânea  $\vec{i}_{+1\alpha\beta}^{\text{inv}*}$  e, através da transformação  $\alpha\beta \rightarrow abc$  pode-se obter a corrente de referência trifásica  $i_{+1,abc}^{\text{inv}*}$ .

## 6.2

### Malha Interna de Corrente

O diagrama de blocos da malha interna de corrente apresentada na Figura 6.1(b) pode ser modelado analisando-se o circuito mostrado na Figura 6.4 onde considera-se as tensões do  $PCC$  como fontes ideais de tensão separadas  $120^\circ$  entre fases em sequência positiva. Uma vez que a malha de controle interna

de corrente é considerada mais rápida que a da malha de tensão, é possível considerar a tensão do barramento  $V_{CC}$  como uma fonte de tensão  $CC$  ideal.

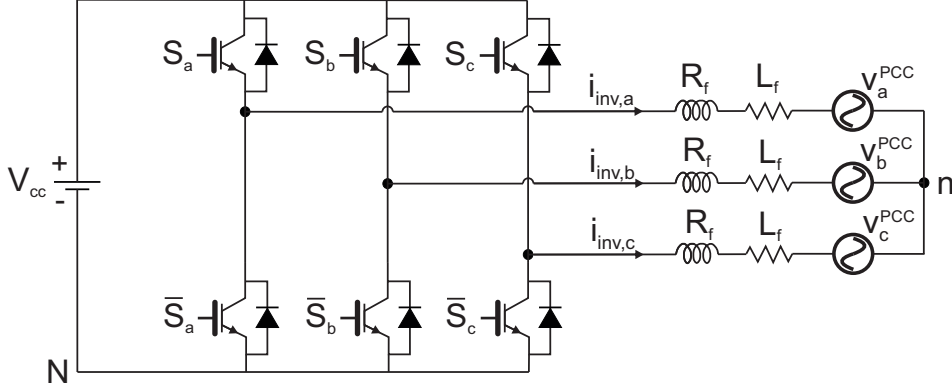


Figura 6.4: Modelo do Inversor Utilizado para Modelagem da Malha Interna de Corrente

A modelagem segue o descrito em [38], onde utiliza-se a lei de Kirchhoff para tensões e correntes do  $PCC$ , obtendo-se assim, três equações diferenciais para cada uma das fases:

$$v_{aN} = R_f i_{inv,a} + L_f \frac{di_{inv,a}}{dt} + v_a^{PCC} + v_{nN} \quad (6-5)$$

$$v_{bN} = R_f i_{inv,b} + L_f \frac{di_{inv,b}}{dt} + v_b^{PCC} + v_{nN} \quad (6-6)$$

$$v_{cN} = R_f i_{inv,c} + L_f \frac{di_{inv,c}}{dt} + v_c^{PCC} + v_{nN} \quad (6-7)$$

Considerando as tensões do  $PCC$  como equilibradas, tem-se que a soma das fases de tensão do  $PCC$  é zero:  $(v_a^{PCC} + v_b^{PCC} + v_c^{PCC} = 0)$ . Por ser um sistema a três fios não existe a corrente de sequência homopolar  $(i_{inv,a} + i_{inv,b} + i_{inv,c} = 0)$ , e chega-se a:

$$v_{nN} = \frac{1}{3} (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (6-8)$$

Substituindo (6-8) em (6-5) e isolando o termo diferencial obtém-se:

$$\frac{di_{inv,a}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{inv,a} + \frac{2}{3L_f} v_{aN} - \frac{1}{3L_f} v_{bN} - \frac{1}{3L_f} v_{cN} - \frac{1}{L_f} v_a^{PCC} \quad (6-9)$$

De forma análoga para as outras fases em (6-6) e (6-7), obtém-se em forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv,a} \\ i_{inv,b} \\ i_{inv,c} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{inv,a} \\ i_{inv,b} \\ i_{inv,c} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_a^{PCC} \\ v_b^{PCC} \\ v_c^{PCC} \end{bmatrix} \quad (6-10)$$

A função de chaveamento dos transistores *IGBT* de cada braço do inversor  $c_k$ , onde  $k = a, b, c$ , é definida por:

$$c_k = \begin{cases} 1 & \text{se a chave } S_k \text{ está fechada e } \bar{S}_k \text{ está aberta} \\ 0 & \text{se a chave } S_k \text{ está aberta e } \bar{S}_k \text{ está fechada} \end{cases}$$

onde  $\bar{S}_k$  é o complemento de  $S_k$ . Utilizando a função de chaveamento, as tensões de polo do inversor  $v_{kN}$  podem ser definidas:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_{CC} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (6-11)$$

De (6-8) e (6-11) pode-se obter:

$$v_{nN} = \frac{V_{CC}}{3} \sum_{k=a}^c c_k \quad (6-12)$$

De forma geral, pode-se definir (6-5), (6-6) e (6-7) isolando a parte diferencial:

$$\frac{di_{inv,k}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{inv,k} - \frac{v_k^{PCC}}{L_f} + \frac{v_{kN}}{L_f} - \frac{v_{nN}}{L_f} \quad (6-13)$$

Substituindo (6-12) em (6-13) pode-se obter:

$$\frac{di_{inv,k}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{inv,k} - \frac{v_k^{PCC}}{L_f} + \frac{V_{CC}}{L_f} \left( c_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c c_k \right) \quad (6-14)$$

onde:

$$d_{kn} = c_k - \frac{1}{3} \sum_{k=a}^c c_k \quad (6-15)$$

Conforme indicado em [38], o termo  $d_{kn}$  em (6-15) é definido como a função de chaveamento (*do inglês switching state function*). Sua representação matricial é da forma:

$$\begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \quad (6-16)$$

Substituindo (6-11) e (6-16) em (6-10) pode-se simplificar o modelo representado em espaço de estados, obtendo-se na forma matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv,a} \\ i_{inv,b} \\ i_{inv,c} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{inv,a} \\ i_{inv,b} \\ i_{inv,c} \end{bmatrix} + \frac{V_{CC}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_a^{PCC} \\ v_b^{PCC} \\ v_c^{PCC} \end{bmatrix} \quad (6-17)$$

O sistema a três fios do inversor não apresenta componentes homopolares e, portanto, permite o uso da abordagem do modelo  $\alpha\beta 0$ , o que possibilita o projeto de controladores no domínio vetorial [39]. Assim, aplicando a transformada de Clarke à equação em espaço de estados (6-17), obtém-se:

$$[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{inv(abc)}] = -\frac{R_f}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{inv(abc)}] + \frac{V_{CC}}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [d_{(abc)n}] - \frac{1}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [v_{(abc)}^{PCC}] \quad (6-18)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv,\alpha} \\ i_{inv,\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{inv,\alpha} \\ i_{inv,\beta} \end{bmatrix} + \frac{V_{CC}}{L_f} \begin{bmatrix} d_\alpha \\ d_\beta \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_\alpha^{PCC} \\ v_\beta^{PCC} \end{bmatrix} \quad (6-19)$$

A equação em espaço de estados em  $\alpha\beta$  apresentado em (6-19) permite a análise no domínio vetorial através da seguinte definição:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{inv,\alpha\beta} = -\frac{R_f}{L_f} \vec{i}_{inv,\alpha\beta} + \frac{V_{CC}}{L_f} \vec{d}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_f} \vec{v}_{\alpha\beta}^{PCC} \quad (6-20)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6-20) obtém-se:

$$\left( \frac{R_f}{L_f} + s \right) \cdot \vec{I}_{inv}(s) = \frac{V_{CC}}{L_f} \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \frac{1}{L_f} \vec{V}^{PCC}(s) \quad (6-21)$$

Isolando em função da corrente do inversor tem-se:

$$\vec{I}_{inv}(s) = \frac{\frac{V_{CC}}{L_f}}{\left( \frac{R_f}{L_f} + s \right)} \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \frac{\frac{1}{L_f}}{\left( \frac{R_f}{L_f} + s \right)} \cdot \vec{V}^{PCC}(s) \quad (6-22)$$

Colocando em termos que foram definidos na Figura 6.1(b), obtém-se a seguinte definição:

$$\vec{I}_{inv}(s) = G_{id}(s) \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) + G_d(s) \cdot \vec{V}^{PCC}(s) \quad (6-23)$$

onde:

$$G_{id}(s) = -V_{CC} \cdot G_d(s) = \frac{\frac{V_{CC}}{R_f}}{\left( 1 + \frac{L_f}{R_f} s \right)} \quad (6-24)$$

O termo  $G_{id}(s)$  representa a planta da malha interna e o termo  $G_d(s) \cdot \vec{V}^{PCC}(s)$  representa o distúrbio na saída.

Uma outra abordagem para simplificar (6-10) de modo a utilizar o PWM regular trifásico simétrico é apresentada a seguir.

A partir de:

$$v_{nN} = v_{kN} - v_{kn} \quad (6-25)$$

e substituindo (6-8) em (6-25) obtém-se:

$$v_{kn} = v_{kN} - \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (6-26)$$

Colocando (6-26) em forma matricial obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_P \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (6-27)$$

A matriz  $P$  é singular e, portanto, (6-27) possui infinitas soluções. Uma das soluções é considerar a tensão de polo do inversor como a soma de uma componente de modo diferencial  $v_{MDk}$  e uma componente de modo comum  $v_{MC}$ :

$$v_{kN} = v_{MDk} + v_{MC} \quad (6-28)$$

Substituindo (6-28) em (6-27), as componentes de modo comum são canceladas:

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDc} \\ v_{bn} &= -\frac{1}{3}v_{MDa} + \frac{2}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDc} \\ v_{cn} &= -\frac{1}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} + \frac{2}{3}v_{MDc} \end{aligned} \quad (6-29)$$

Sabendo que  $v_{MDa} + v_{MDb} + v_{MDc} = 0$ , (6-29) pode ser manipulada para obter  $v_{an} = v_{MDa}$ ,  $v_{bn} = v_{MDb}$  e  $v_{cn} = v_{MDc}$ . Por outro lado, considerando valores médios obtém-se:

$$\bar{v}_{kN} = V_{CC} \cdot d_k \quad (6-30)$$

onde  $d_k$  representa a razão cíclica da chave  $S_k$ . A partir de (6-25), (6-28) e (6-30) obtém-se:

$$\bar{v}_{kN} = V_{CC} \cdot d_k = \bar{v}_{MDk} + \bar{v}_{MC} = \bar{v}_{kn} + \bar{v}_{nN} \quad (6-31)$$

Isolando o termo  $d_k$ , a equação que calcula a razão cíclica é dada por:

$$d_k = \frac{\bar{v}_{kn}}{V_{CC}} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{CC}} = d_{kn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{CC}} \quad (6-32)$$

Portanto, para valores médios, (6-27) pode ser determinada por:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{an} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{CC}} \\ d_{bn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{CC}} \\ d_{cn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{CC}} \end{bmatrix} \quad (6-33)$$

A equação (6-33) possui infinitas soluções. Portanto, impondo a condição de razões cíclicas iguais para componentes homopolares, obtém-se uma solução única, dada por:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = V_{CC} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} \quad (6-34)$$

onde se sabe que  $d_{an} + d_{bn} + d_{cn} = 0$ .

A abordagem de modulação implementada através do *PWM* regular trifásico simétrico pode ser feita utilizando-se:

$$d_k = d_{kn} + \left( \frac{d_{med}}{2} + \frac{1}{2} \right) \quad (6-35)$$

onde o termo  $d_{med}$  é o valor intermediário entre  $d_{an}$ ,  $d_{bn}$  e  $d_{cn}$ .

### 6.3

#### Malha Externa de Tensão

Na topologia do inversor, em condições normais de operação o controle deverá atuar para que a energia armazenada no capacitor mantenha a tensão do barramento  $CC$  em um valor pré-determinado. Já na condição de distúrbio, o capacitor deve absorver a energia cinética armazenada na máquina síncrona visando diminuir as oscilações do ângulo do rotor da máquina. Durante o distúrbio o controle de tensão é desativado permitindo, assim, a absorção de energia pelo capacitor. Para modelagem da resposta dinâmica da tensão do barramento  $CC$  ( $V_{CC}$ ) em função das correntes de saída do inversor, considera-se a configuração mostrada na Figura 6.5.

Para que a tensão média no capacitor se mantenha constante deve existir um equilíbrio entre a potência de entrada e a de saída do inversor. Desprezando as perdas internas no inversor pode-se obter:

$$P_{entrada} = P_{saída} \rightarrow v_{CC} i_{CC} = v_{inv,a} i_{inv,a} + v_{inv,b} i_{inv,b} + v_{inv,c} i_{inv,c} \quad (6-36)$$

A corrente que passa pelo capacitor é:

$$i_{cap} = -i_{CC} = C \frac{dV_{CC}}{dt} \quad (6-37)$$

Substituindo (6-37) em (6-36), obtém-se:

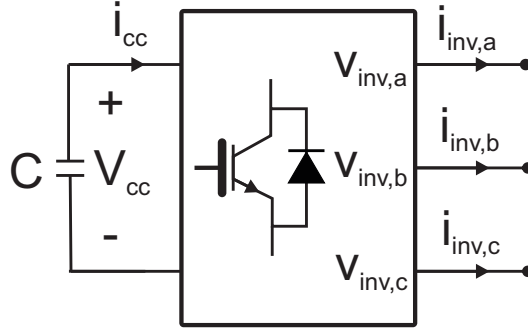


Figura 6.5: Sistema Utilizado para Modelagem da Malha Externa de Tensão

$$-C v_{CC} \frac{dV_{CC}}{dt} = v_{inv,a} i_{inv,a} + v_{inv,b} i_{inv,b} + v_{inv,c} i_{inv,c} \quad (6-38)$$

Considerando que  $v_{CC} \frac{dV_{CC}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{d[V_{CC}^2]}{dt}$  pode representar a dinâmica do quadrado da tensão do barramento  $CC$  ( $V_{CC}^2$ ), a ser utilizada na modelagem da planta da malha externa de tensão como foi mostrado na Figura 6.1(a), o que torna a equação dinâmica da planta como:

$$-\frac{C}{2} \frac{d[V_{CC}^2]}{dt} = [v_{inv,(abc)}]^T \cdot [i_{inv,(abc)}] \quad (6-39)$$

Ao aplicar a transformada de Clarke no modelo da planta em (6-39) obtém-se:

$$-\frac{C}{2} \frac{d[V_{CC}^2]}{dt} = ([T_{\alpha\beta 0}] [v_{inv,(abc)}])^T \cdot ([T_{\alpha\beta 0}] [i_{inv,(abc)}]) \quad (6-40)$$

Simplificando:

$$-\frac{C}{2} \frac{d[V_{CC}^2]}{dt} = ([v_{inv,\alpha\beta}]^T \cdot [i_{inv,\alpha\beta}]) \quad (6-41)$$

Em um sistema sem componente homopolar, (6-41) pode ser simplificada:

$$\frac{d[V_{CC}^2]}{dt} = -\frac{2}{C} (v_{inv,\alpha} i_{inv,\alpha} + v_{inv,\beta} i_{inv,\beta}) \quad (6-42)$$

Torna-se interessante modelar a planta em função da potência trifásica de saída do inversor, já que a planta apresenta comportamento linear:

$$\frac{d[V_{CC}^2]}{dt} = -\frac{2}{C} p_{3\phi} \quad (6-43)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (6-43) e isolando em função de  $\frac{V_{CC}^2(s)}{P_{3\phi}}$ :

$$G_{vp}(s) = \frac{V_{CC}^2(s)}{P_{3\phi}} = -\frac{2}{Cs} \quad (6-44)$$

onde  $G_{vp}(s)$  é o modelo da planta da malha externa.



## 6.4

### Regulação da Tensão do barramento CC

A regulação de tensão do capacitor é realizada de forma lenta, quando comparada à malha de controle das correntes. Dessa forma, a malha interna de corrente pode ser representada por  $1/H_i(s)$ , onde  $H_i(s)$  é a função de transferência do sensor com filtro *anti-aliasing* [39].

Na Figura 6.1(a) apresentou-se a malha externa de controle de tensão, onde o controlador de tensão calcula uma potência de referência  $P_{3\phi}^{CC}$  a ser entregue ao capacitor com o fim de reduzir o erro  $e_v$ . A partir desse valor calculado é possível obter o valor da corrente de referência  $\vec{i}_{inv,+1\alpha\beta}^*$  que representa a corrente necessária para manter a tensão do barramento CC no valor pré-determinado e suprir as perdas no inversor. Com o intuito de compensar o ganho negativo do modelo da planta, a corrente é pré-multiplicada por  $-1$ .

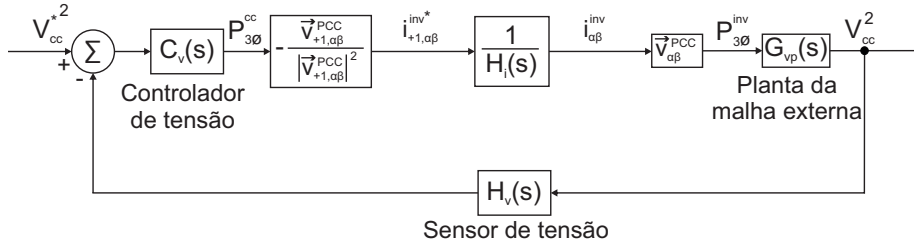
Considerando os sensores de corrente com ganhos unitários e filtro *anti-aliasing* da malha interna com banda de passagem elevada, tem-se  $\vec{i}_{inv,+1\alpha\beta}^* = \vec{i}_{inv,\alpha\beta}^*$ . Assim, os blocos em cascata que representam  $1/V_{CC}$  e  $V_{CC}$  podem ser suprimidos para facilitar a análise do projeto do controlador  $C_v(s)$ . Com essas simplificações o sistema de blocos da malha externa de tensão pode ser representado como na Figura 6.6(a). Uma forma mais simplificada é suprimir a conversão algébrica de potência para corrente ( $P_{3\phi}^{CC} \rightarrow \vec{i}_{inv,+1\alpha\beta}^*$ ) e de corrente para potência ( $\vec{i}_{inv,\alpha\beta} \rightarrow P_{3\phi}^{inv}$ ), obtendo-se, assim, o diagrama de blocos simplificado mostrado na Figura 6.6(b).

A função de transferência dos sensores de tensão e filtro *anti-aliasing* é dada por:

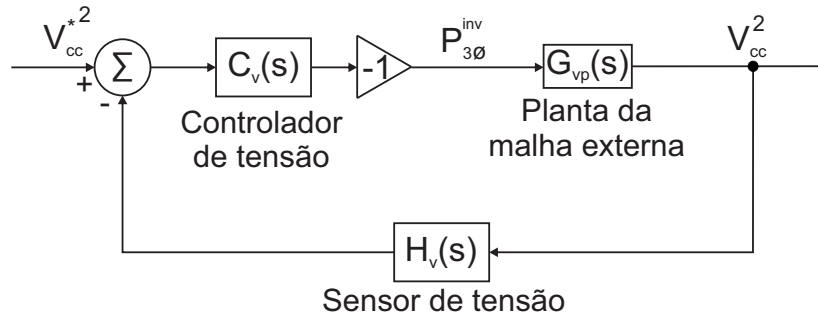
$$H_v(s) = k_{Hv} \cdot \frac{\omega_{Hv}}{s + \omega_{Hv}} \quad (6-45)$$

onde  $k_{Hv}$  é o ganho do sensor e  $\omega_{Hv}$  é a frequência de corte do filtro. A partir do diagrama simplificado mostrado na Figura 6.6(b) pode-se desenhar o projeto do controlador de tensão, onde é utilizado a estratégia de aproximação da resposta em frequência através do domínio  $\omega$  [40]. Isso permite aplicar métodos baseados no diagrama de Bode a sistemas de tempo discreto, podendo ser implementada seguindo os passos:

- Discretiza-se o modelo da planta  $G_v(s) = G_{vp}(s)H_v(s)$  utilizando ZOH *zero-order-hold*;  $G_v(s) \rightarrow G_v(z)$
- Converte-se a função da planta no domínio discreto  $z$  para um domínio contínuo auxiliar  $w$  através do método de Tustin;  $G_v(z) \rightarrow G_v(\omega)$



6.6(a): Diagrama de Blocos Simplificado da Malha Externa de Tensão-Modelo 1



6.6(b): Diagrama de Blocos Simplificado da Malha Externa de Tensão-Modelo 2

Figura 6.6: Diagrama de Blocos Simplificado da Malha Externa de Tensão

- Projeta-se o controlador de tensão  $C_v(\omega)$  no domínio  $\omega$  através do diagrama de Bode;
- Discretiza-se o controlador de tensão utilizando novamente o método de Tustin.  $C_v(\omega) \rightarrow C_v(z)$

A análise e desenvolvimento do projeto do controlador de tensão usado para a obtenção dos resultados experimentais do Capítulo 7 é apresentado no Anexo D.

## 6.5

### Controlador para Malha de Corrente

O controle de corrente deve ser capaz de fornecer correntes de *FFSP* seguindo a estratégia de controle proposta. Existem diversas soluções capazes de rastrear os sinais de referência periódicos. Essas soluções são estruturas de controle que apresentam ganho infinito em uma frequência ou em um conjunto de frequências selecionado pelo projetista. A estrutura a ser utilizada

no trabalho é baseado em um integrador senoidal, utilizando integradores generalizados de segunda ordem ou *SOGIs* (*second – order – generalized – integrators*) onde a função de transferência do *SOGI* é definida por:

$$C_{SOGI}^{(\pm\omega_0)}(s) = \frac{2k_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6-46)$$

A ação ressonante desse controlador apresenta ganho infinito em um par de frequências  $(\pm\omega_0)$ , garantindo erro nulo em regime permanente para referências senoidais com frequência  $\omega_0$  para ambas sequências positiva e negativa [39].

A estrutura de (6-46) é também conhecida como integrador de sinais senoidais (*sinusoidal signal integrator* - *SSI*). Pode-se acrescentar uma ação proporcional em paralelo de modo a aumentar a estabilidade relativa do sistema. Esse sistema com ação proporcional é chamado de *P – SSI*.

Seguindo uma metodologia similar à apresentada em [41], apresenta-se uma metodologia de projeto consistente em:

- Modelar e discretizar a planta que se deseja controlar;
- Sintonizar um ganho proporcional ( $k_{pI}$ ), responsável por definir o comportamento geral da resposta em frequência do sistema;
- Adicionar o *SSI* discretizado em paralelo à ação proporcional;
- Sintonizar o ganho integral ( $k_{iI}$ );
- Compensar eventuais atrasos decorrentes da planta, processo de amostragem e tempo de computação.

A análise e desenvolvimento do projeto de controlador de corrente utilizado para a obtenção dos resultados experimentais é apresentado no Anexo E.

Neste Capítulo foram apresentados os projetos dos controladores da malha interna de corrente e malha externa de tensão. Considera-se que a ação do controlador de corrente é mais rápida que a do controlador de tensão, porque o controlador de corrente deve ser capaz de seguir as rápidas variações do torque elétrico da *MS* durante os transitórios produzidos durante o curto circuito. O projeto dos controladores de corrente e de tensão são fundamentais para a obtenção dos resultados experimentais, a ser apresentados no seguinte Capítulo, porque o inversor utilizado precisa dos sinais de controle para o chaveamento dos transistores *IGBT*.

Neste Capítulo serão apresentados os resultados da avaliação da estratégia de controle proposta, utilizando uma montagem experimental de pequeno porte sob uma falta desbalanceada e uma falta balanceada. Deve-se salientar que a montagem experimental não considera o uso da fonte primária (painéis fotovoltaicos) porque o laboratório experimental não possui esses equipamentos, e portanto, todos os resultados apresentam a operação do sistema com potência ativa de saída do inversor  $P_{inv} = 0W$  em pré-falta. Apresenta-se também os resultados da simulação de um sistema de grande porte, considerando todo um sistema fotovoltaico com uma potência ativa de saída do sistema fotovoltaico  $P_{inv} = 100MW$  operando com um fator de potência unitário. Neste caso considera-se o uso de painéis fotovoltaicos como a fonte primária de cada um dos inversores do sistema fotovoltaico.

## 7.1

### Descrição da Montagem Experimental

A estratégia de controle proposta apresentada no Capítulo 5 foi validada utilizando uma montagem disponível no laboratório experimental do grupo de eletrônica de potência e acionamentos elétricos (*GEPAE*) da Universidade Federal de Pernambuco (*UFPE*). A montagem utilizada é a apresentada na Figura 7.1, a qual consiste de uma bancada com um inversor trifásico, uma carga indutiva, um protótipo de máquina síncrona-volante de inércia-motor primário e, o hardware *dSPACE*. Na bancada, além do inversor estão, os sensores de medição das tensões e das correntes e as chaves de conexão da máquina com a rede. A carga indutiva é de  $L_c = 128mH$ , a qual será ligada ao sistema, como mostrado nas Figuras 7.3 e 7.21 para simular a aplicação de uma falta bifásica e trifásica respectivamente. O *dSPACE* é um hardware que serve para processar as grandezas mensuradas (tensões e correntes) através dos blocos do *RTI* (*real-time interface*) que conecta o modelo em Simulink com a placa *I/O* (*input-output*) do *dSPACE*, permitindo assim, usar o modelo projetado em Simulink/Matlab no hardware do *dSPACE* em tempo real. O *dSPACE* envia e recebe informações do computador, em tempo real, através do software *ControlDesk*, sendo possível armazenar quaisquer variável

do sistema de controle assim como alterar os parâmetros desse sistema. O conjunto máquina síncrona-volante de inércia-motor primário é usado para simular a operação de uma usina hidrelétrica, onde o volante é um disco montado no eixo entre a máquina síncrona e o motor primário para se assemelhar a uma hidrelétrica. A máquina primária é um motor de indução que é controlado por um inversor comercial parametrizado com o torque máximo limitado e impondo uma velocidade superior à síncrona. Velocidades superiores à síncrona acontecem na máquina síncrona quando é submetida a um distúrbio e, portanto, os ajustes do inversor que controla a máquina primária permitem a velocidade da máquina síncrona subir, mantendo o torque da máquina primária constante no valor máximo. Na Figura 7.2 pode-se observar o conjunto máquina síncrona-volante de inércia-motor de indução.



Figura 7.1: Montagem dos Equipamentos Utilizados no Experimento

O teste experimental visa validar a estratégia de controle proposta de atuação do inversor durante a ocorrência de uma perturbação severa no sistema, como por exemplo faltas trifásicas. No entanto, aplicar um curto circuito não é possível de se realizar em laboratório sem colocar em risco a segurança dos operadores e das instalações. Uma alternativa para submeter o gerador às condições que se apresentam durante um curto circuito é apresentado nos esquemas das Figuras 7.3 e 7.21. O sinal de *trip* abre a chave contatora entre a máquina síncrona e a rede elétrica. A potência ativa de saída do gerador cai a um valor próximo de zero, ao mesmo tempo que o sinal de *trip* fecha

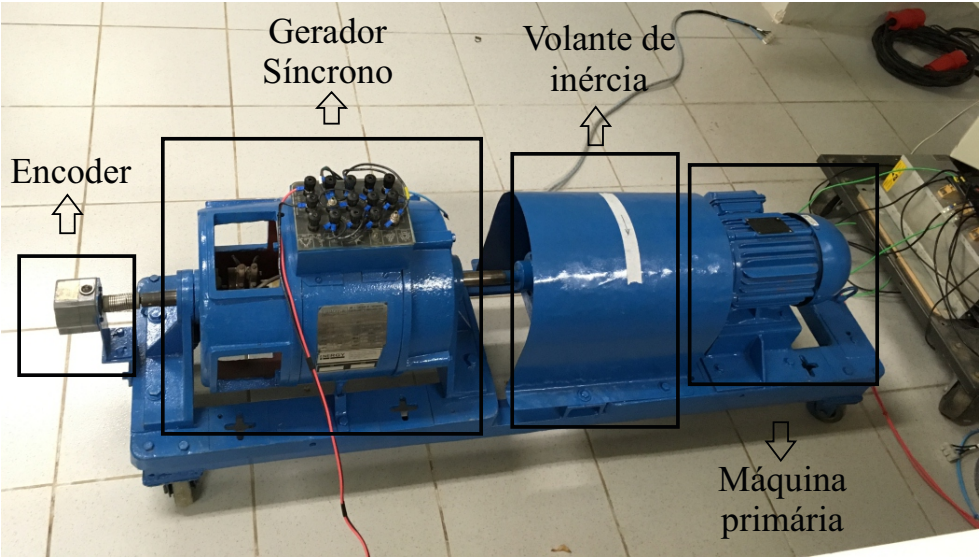


Figura 7.2: Protótipo Motor-Máquina Síncrona Utilizado no Experimento

a chave contatora de uma carga indutiva de baixa impedância e, dependendo da conexão, como mostrado nos esquemas, se assemelhará a um curto bifásico (Figura 7.3) ou a um curto trifásico (Figura 7.21). Assim, durante a perturbação, a potência reativa de saída da máquina síncrona será elevada e passam a surgir correntes elevadas semelhantes às de curto circuito. Os dados nominais da máquina síncrona e do inversor são apresentados nas Tabelas 7.1 e 7.2 respectivamente.

Tabela 7.1: Dados Nominais da Máquina Síncrona

$V_{LL}$ (V)	$I_{nom}$ (A)	$S_{nom}$ (kVA)	Fases
133	5,8	2	3
FP	Freq. (Hz)	$I_{campo}$ (A)	RPM
0,8	60	0,6	1800

Tabela 7.2: Dados Nominais do Inversor

C (mF)	$V_{CC}$ (V)	$V_{CC}^{max}$ (V)	$S_{nom}$ (kVA)
4,7	250	600	2

## 7.2

### Resultados Experimentais

Nesta Seção são apresentados três casos, cada um deles sob diferentes condições de operação. Os dois primeiros casos se assemelham uma falta bifásica entre as fases  $B$  e  $C$  conectando-se a carga indutiva entre essas fases. No Caso 1, o controle do inversor absorverá unicamente potência ativa e, no Caso 2, o inversor além da absorção de potência ativa irá entregar potência reativa durante o período de falta. Para cada um dos dois primeiros casos são apresentados os gráficos correspondentes às correntes de saída da máquina síncrona, da rede e do inversor, as tensões no  $PCC$  e a tensão no barramento  $CC$  do inversor, as potências ativa e reativa de saída da máquina, da rede e do inversor e, por último, o gráfico correspondente à velocidade do rotor e a frequência da máquina síncrona. São apresentadas as comparações entre o caso sem atuação do inversor e o Caso 1 para observar o impacto positivo que teve a atuação de controle do inversor nas oscilações de potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona, assim como na velocidade do rotor da máquina. São apresentados as comparações entre o Caso 1 e o Caso 2, o que permite observar a melhora nas condições de estabilidade da máquina síncrona quando o inversor fornece de suporte de potência reativa no período de duração de falta. O terceiro caso (Caso 3) se assemelha uma falta trifásica, onde o controle, de forma similar ao Caso 2, além da absorção de potência ativa irá entregar potência reativa durante o período de falta. São apresentados os gráficos correspondentes às correntes de saída da máquina síncrona, da rede e do inversor, as tensões no  $PCC$  e a tensão no barramento  $CC$  do inversor, as potências ativa e reativa de saída da máquina, da rede e do inversor e, por último, o gráfico correspondente à velocidade do rotor e a frequência da máquina síncrona.

#### 7.2.1

##### Caso Experimental 1

O esquema do Caso 1 é apresentado na Figura 7.3, onde o sinal do *trip* com duração de  $T_{trip} = 100ms$  é aplicado ao enrolamento do contator. O sinal do *trip* abre os contatos normalmente fechados (NF) entre a máquina síncrona e a rede (fases  $B$  e  $C$ ) e fecha os contatos (NA) normalmente abertos inserindo a carga indutiva entre as fases  $B$  e  $C$ . A carga indutiva é o equivalente a colocar três indutores de valor  $L_c = 128mH$  em paralelo. Assim, o valor equivalente da indutância inserida como carga é de  $L_{ceq} = 42,7mH$ . Uma vez que o sinal do *trip* finalizou, o sistema volta a suas condições iniciais de operação, isto é, fecham os contatos entre a máquina e a rede e abrem os contatos da carga

indutiva. Neste caso experimental, o controle do inversor irá atuar de forma a absorver apenas potência ativa, como poderá ser observado nos gráficos seguintes. O sinal do *trip* é aplicado no instante de tempo  $t = 0s$  a partir do qual o software *ControlDesk* começa a registrar as variáveis de tensões e correntes até o fim do período de análise em  $T_{análise} = 600ms$ . No entanto, em todos os gráficos a seguir, pode-se observar um atraso na ação do *trip* causado pela demora na atuação mecânica dos contatores entre a máquina síncrona e a rede e os contatores da carga indutiva. O tempo de atuação do controle proposto do inversor foi ajustado de modo a atuar além do fim da duração de falta. Neste caso experimental, foi ajustado em um tempo de atuação de  $T_{ctrl} = 350ms$  contados a partir do início da falta.

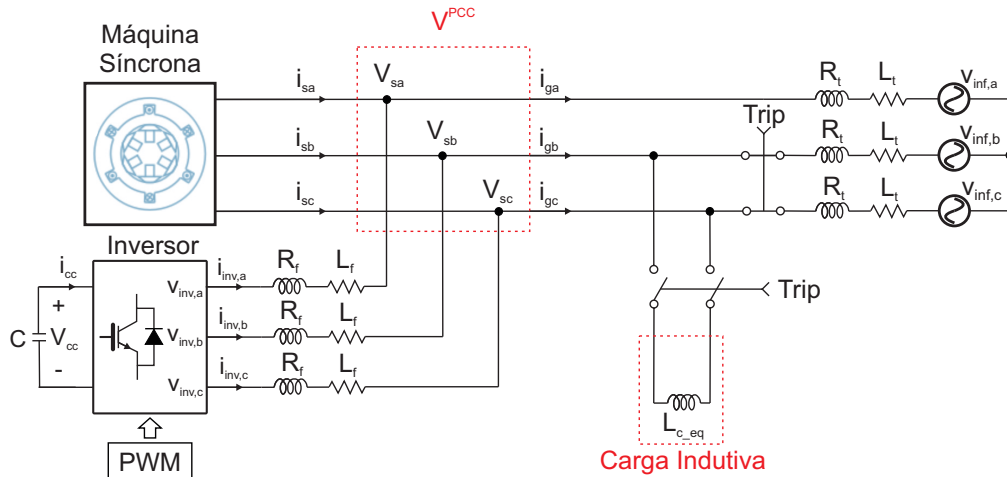


Figura 7.3: Caso Experimental 1 e 2 - Carga Indutiva Bifásica

A Tabela 7.3 apresenta os valores de potência ativa e reativa, tensão e corrente das condições iniciais ou de pré-falta da máquina síncrona.

Tabela 7.3: Caso Experimental 1 - Condições de Operação da Máquina Síncrona Pré-Falta

$P_s$ (W)	$Q_s$ (var)	$V_{LL}^{PCC}$ (V)	$I_s$ (A)
1344	-136,2	133	8,29

Na Figura 7.4 apresentam-se uma captura da tela do *software* ControlDesk com os resultados do Caso 1.

Na Figura 7.5 apresentam-se os resultados experimentais das correntes trifásicas de saída da máquina síncrona  $I_{s,abc}$ , da rede  $I_{g,abc}$  e do inversor  $I_{inv,abc}$ . Pode-se observar que a corrente do inversor passa por três etapas, a primeira começa com o início do *trip* e finaliza aos  $180ms$  aproximadamente.



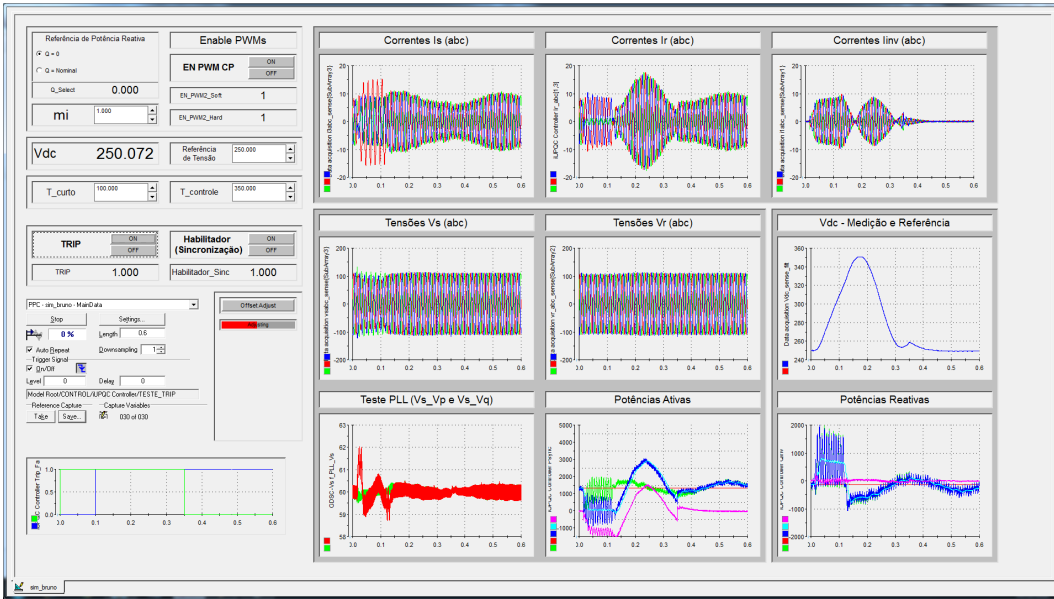


Figura 7.4: Captura da Tela do software *ControlDesk* - Caso 1

Nessa primeira etapa, o capacitor atinge o seu máximo valor, que é de aproximadamente  $V_{CC} = 350V$  como pode ser observado na Figura 7.6. A segunda etapa finaliza no tempo de atuação do controle proposto  $T_{ctrl} = 350ms$ , Nessa segunda etapa, o requerimento da estratégia de controle do inversor não precisa mais absorver potência ativa e, portanto, o inversor começa a devolver a potência ativa absorvida à rede como pode ser observado na Figura 7.7. Uma consequência direta do fornecimento de potência ativa pelo inversor é a diminuição do valor da tensão do barramento  $CC$ , devido ao descarregamento da energia armazenada no capacitor na etapa prévia. A terceira etapa começa a partir do tempo  $T = 350ms$  e, corresponde ao começo da ação do controle de tensão do barramento  $CC$ . No entanto, como já ao final da segunda etapa o valor da tensão do barramento  $CC$  é de aproximadamente  $V_{CC} = 260V$  a ação de controle de tensão ira descarregar uma pequena parcela da energia armazenada no capacitor para atingir o valor da tensão de operação nas condições pré-falta que corresponde ao valor de  $V_{CC} = 250V$ .

Na Figura 7.6 apresentam-se a tensão do barramento  $PCC$  que corresponde também à tensão nos terminais de saída da máquina síncrona. Pode-se observar a queda de tensão durante o período em que a carga indutiva é conectada às fases  $B$  e  $C$  dos terminais da máquina síncrona. É mostrado também o resultado da tensão do barramento  $CC$ , como já explicado a medida em que a potência ativa é absorvida até atingir um valor máximo de  $V_{CC} = 350V$  e, a partir daí, começa a diminuir ainda pela ação do controle proposto. Pode-se observar ao final do período da ação do controle que o valor da tensão é de  $V_{CC} = 260V$  e, a partir desse instante, o controle de tensão atua para diminuir

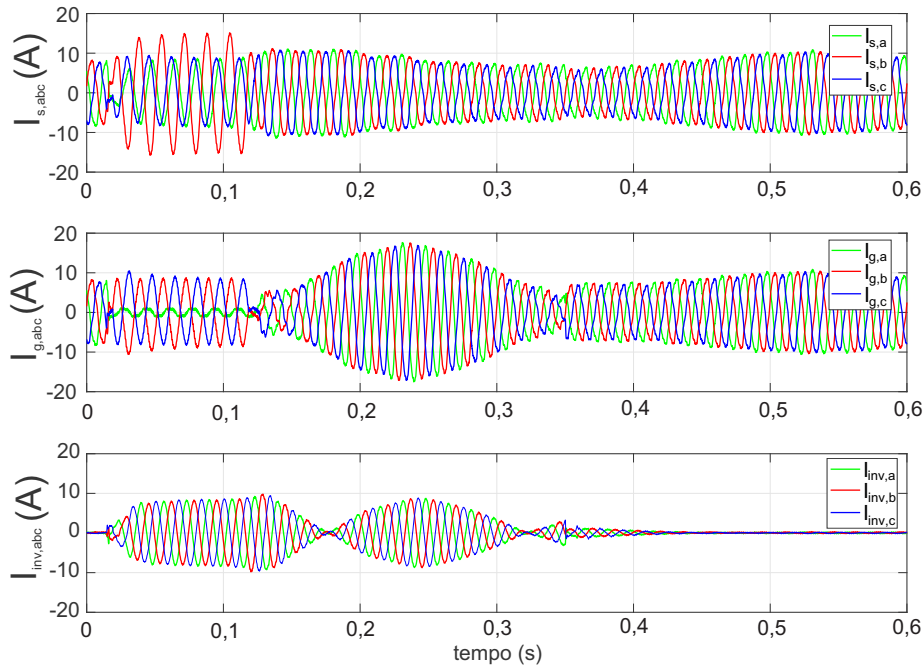


Figura 7.5: Correntes Trifásicas  $I_{s,abc}$ ,  $I_{g,abc}$  e  $I_{inv,abc}$  - Caso 1

a tensão até o valor ajustado pré-falta  $V_{CC} = 250V$ .

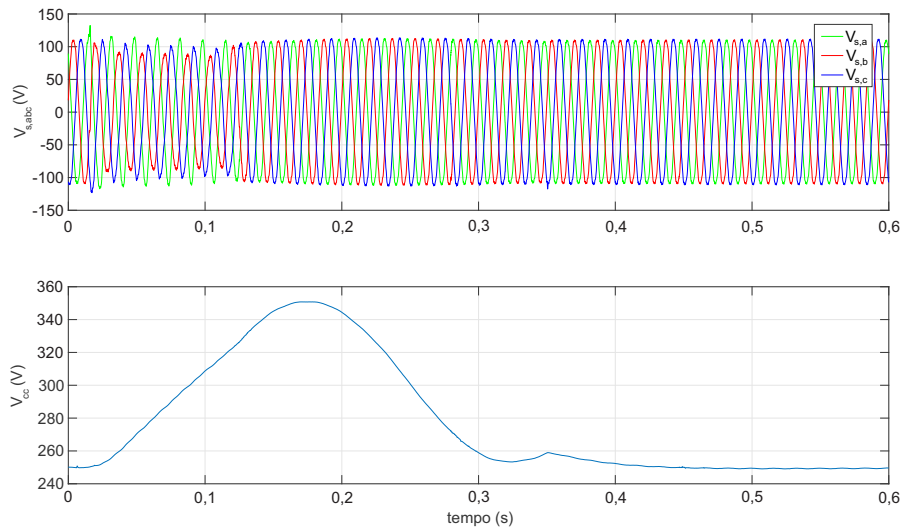


Figura 7.6: Tensões Trifásicas  $V_{s,abc}$  e Tensão do Barramento  $CC$  - Caso 1

Na Figura 7.7 apresentam-se a potência ativa e a potência reativa de saída da máquina síncrona, da rede e do inversor. Pode-se observar o comportamento da potência ativa de saída da máquina síncrona  $P_s$  durante o período do "curto bifásico" como sendo muito próxima do valor pré-falta  $P_s^{pré-falta}$ , o que acontece pela ação do controle proposto do inversor. O controle proposto faz

com que o inversor absorva a energia cinética armazenada na massa rotativa da máquina síncrona permitindo, assim, à máquina síncrona entregar potência até um valor próximo do valor nas condições iniciais de operação. Como a potência ativa de saída da máquina é próxima do valor pré-falta, o desbalanço entre a potência mecânica fornecida pelo motor de indução e a potência elétrica da máquina síncrona é significativamente reduzida, o que se traduz em uma redução significativa das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. Os resultados experimentais da potência reativa  $Q_{inv}$  mostram que o inversor não fornece potência reativa durante o período da ação de controle proposto e, portanto, o seu valor é zero ou muito próximo de zero durante o tempo de análise.

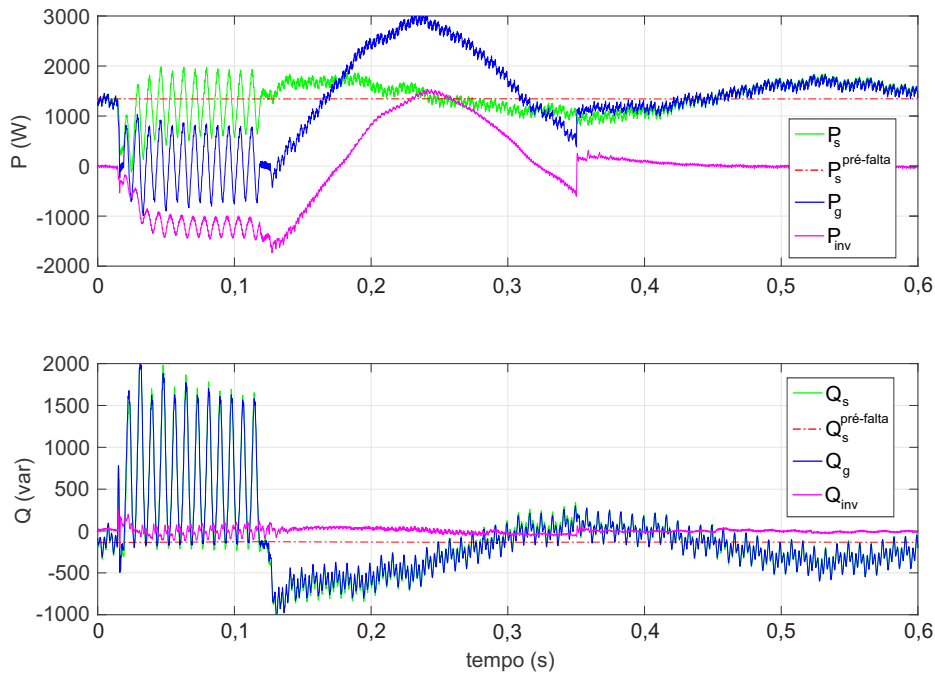


Figura 7.7: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 1

Na Figura 7.8 apresentam-se a velocidade angular do rotor e da frequência da máquina síncrona. Pode-se observar que tanto a velocidade como a frequência, aumentam até um valor máximo de  $\omega_r = 390 rad.e/s$  e de  $62 Hz$ , respectivamente. Esses valores são atingidos porque a ação de controle proposto tem uma entrada suave, a qual é uma rampa que sobe de um valor de 0 até um valor de 1 em um período de tempo de um ciclo da frequência fundamental a partir do começo da falta. Isto é, dentro desse período de um ciclo a potência de referência do inversor  $P_{inv}^*$  é multiplicada pelos valores da rampa. A comparação com o Caso sem o controle do inversor, será analisado

após apresentar os resultados experimentais correspondentes ao Caso 2 que é mostrado na próxima Seção.

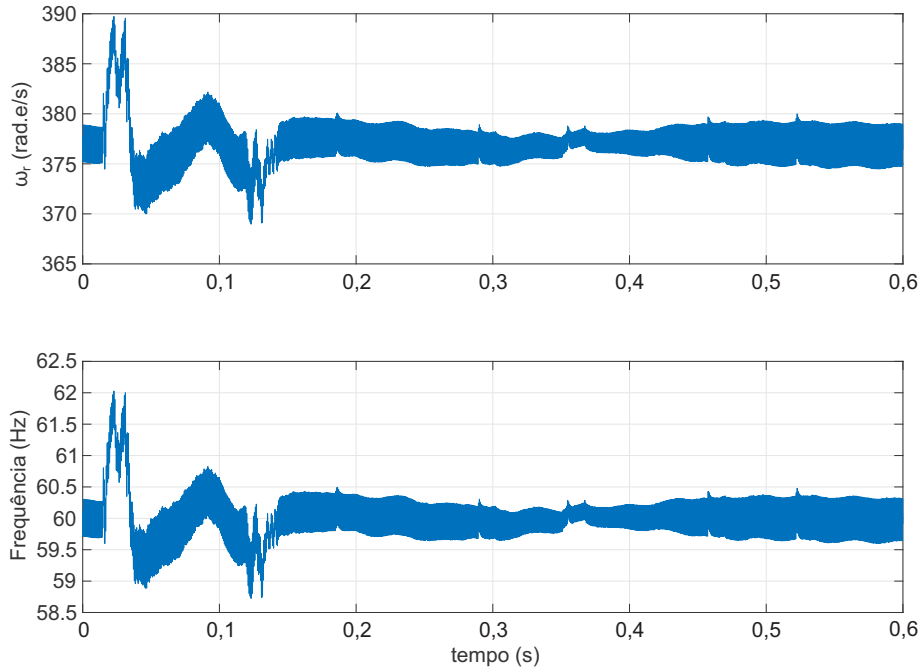


Figura 7.8: Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 1

### 7.2.2 Caso Experimental 2

O esquema do Caso 2 é o mesmo que foi apresentado na Figura 7.3 mas, neste caso, o controle do inversor proposto além de absorver potência também irá fornecer potência reativa visando melhorar o afundamento da tensão durante o período do curto bifásico. Os tempos de análise também são  $T_{análise} = 600ms$ , a duração do sinal do  $T_{trip} = 100ms$  e o tempo de atuação do controle proposto do inversor é de  $T_{ctrl} = 350ms$ . As condições de operação pré-falta são as mesmas que as apresentadas na Tabela 7.3. Na Figura 7.9 apresentam-se uma captura da tela do software *ControlDesk* com os resultados do Caso 2.

Na Figura 7.10 apresentam-se as correntes trifásicas de saída da máquina síncrona  $I_{s,abc}$ , da rede  $I_{g,abc}$  e do inversor  $I_{inv,abc}$ . Pode-se observar que a corrente do inversor passa por três etapas, a primeira começando com o *trip* e finalizando aos  $150ms$  aproximadamente. Nessa primeira etapa, o capacitor atinge o seu máximo valor, que é de aproximadamente  $V_{CC} = 335V$  como pode ser observado na Figura 7.11. A segunda etapa finaliza no tempo de

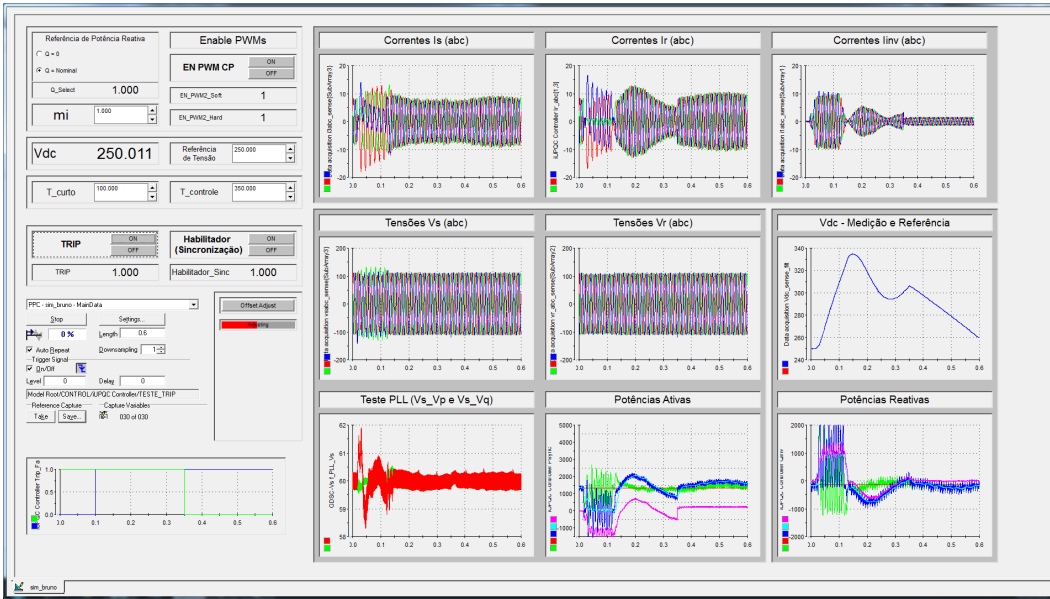


Figura 7.9: Captura da Tela do software *ControlDesk* - Caso 2

atuação do controle proposto  $T_{ctrl} = 350ms$ . Nessa segunda etapa de acordo com a estratégia de controle do inversor, não é mais necessário absorver potência ativa e, portanto, o inversor começa a devolver a potência ativa absorvida à rede, como pode ser observado na Figura 7.12. Uma consequência direta do fornecimento de potência ativa pelo inverter é a diminuição do valor da tensão do barramento  $CC$ , devido ao descarregamento da energia armazenada no capacitor na etapa prévia. No entanto, no tempo  $T = 280ms$ , o controle proposto calcula que a potência de referência do inversor  $P_{inv}^*$  deve novamente absorver potência, como pode ser observado na Figura 7.12 e, como consequência a tensão  $CC$  aumenta até atingir um valor aproximado de  $V_{CC} = 306V$  no instante em que a ação do controle proposta finaliza. A terceira etapa começa a partir do tempo  $T = 350ms$  e, corresponde ao começo da ação do controle da tensão do barramento  $CC$ . Pode-se observar que a corrente do inversor é constante e permanece num valor aproximado de  $I_{inv} = 1.5A$ , pela ação *anti-windup* do projeto de controlador de tensão apresentado no Anexo D. Dessa forma, a tensão do barramento  $CC$  diminui descarregando a energia armazenada no capacitor até atingir a tensão de operação nas condições pré-falta que corresponde a  $V_{CC} = 250V$ . No entanto, como o tempo de análise é limitado a  $T_{análise} = 600ms$ , o valor da tensão  $CC$  atinge nesse instante  $V_{CC} = 260V$  mas, o controle da tensão  $CC$  ainda continuará até atingir o valor pré-falta correspondente a  $V_{CC} = 250V$ .

Na Figura 7.11 apresentam-se a tensão do barramento  $PCC$  que corresponde também à tensão nos terminais de saída da máquina síncrona. Pode-se observar a queda de tensão durante o período em que a carga indutiva é co-

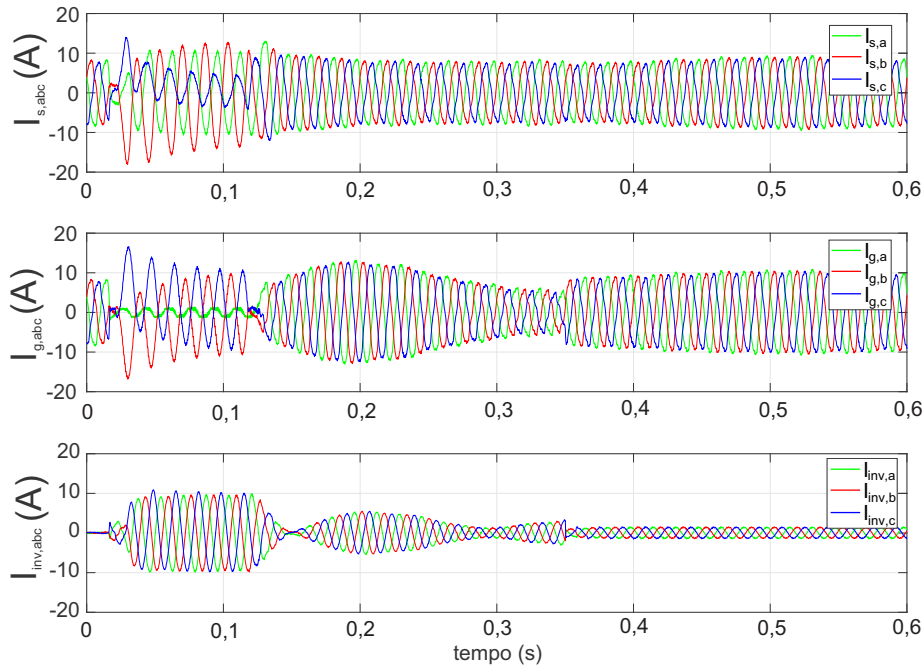


Figura 7.10: Correntes Trifásicas  $I_{s,abc}$ ,  $I_{g,abc}$  e  $I_{inv,abc}$  - Caso 2

nectada às fases  $B$  e  $C$  dos terminais da máquina síncrona. No entanto, a queda de tensão é menor comparada aos resultados do Caso 1, o que é possível pela ação de controle permitindo fornecer potência reativa durante o período do curto circuito. É mostrado também o resultado da tensão do barramento  $CC$  e, como foi explicado, o valor da tensão  $CC$  aumenta a medida que a potência ativa é absorvida até atingir um valor máximo de  $V_{CC} = 335V$ . A partir daí começa a diminuir ainda pela ação do controle proposto mas, volta a absorver energia e a tensão no capacitor aumenta novamente até atingir o valor de  $V_{CC} = 306V$ , instante final da ação do controle proposto. A partir desse instante, o controle de tensão atua para diminuir a tensão  $CC$  até o valor ajustado pré-falta  $V_{CC} = 250V$ .

Na Figura 7.12 apresentam-se a potência ativa e potência reativa de saída da máquina síncrona, da rede e do inversor. Pode-se observar o comportamento da potência ativa de saída da máquina síncrona durante o período do "curto bifásico" como sendo muito próxima do valor pré-falta  $P_s^{pré-falta}$ , o que acontece pela ação do controle proposto do inversor. O controle proposto faz com que o inversor absorva a energia cinética armazenada na massa rotativa da máquina síncrona permitindo, assim, à máquina síncrona de entregar potência ativa até um valor próximo do valor nas condições iniciais de operação. Como a potência ativa de saída da máquina é próxima do valor pré-falta, o desbalanço entre a potência mecânica fornecida pelo motor de indução e a potência elétrica

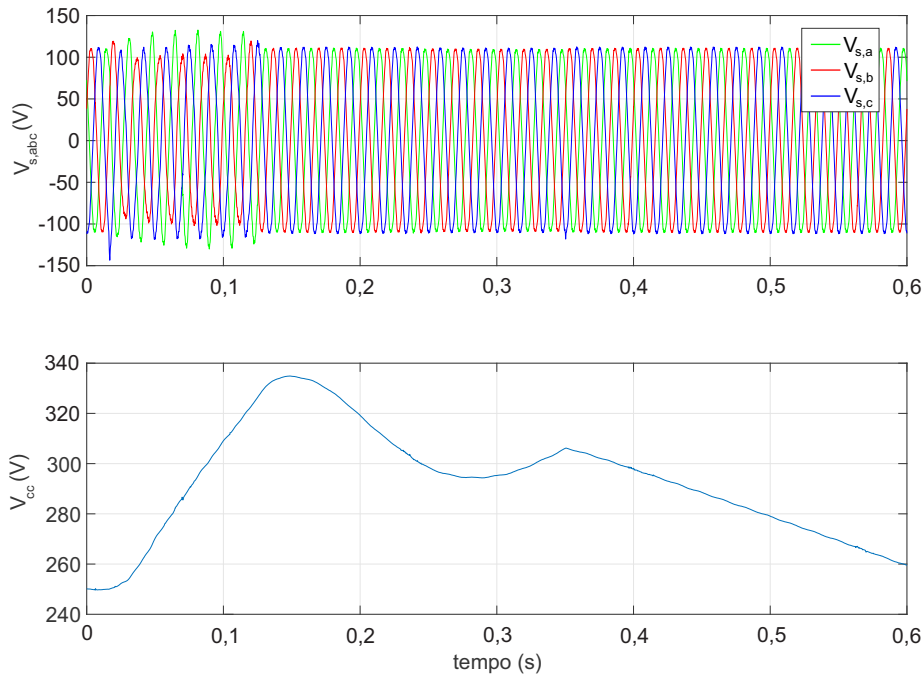


Figura 7.11: Tensões Trifásicas  $V_{s,abc}$  e Tensão do Barramento  $CC$  - Caso 2

da máquina síncrona é significativamente reduzida, o que se traduz em uma redução significativa das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. Os resultados experimentais da potência reativa mostram que o inversor fornece potência reativa  $Q_{inv}$  durante o período de duração do sinal de *trip* em um valor aproximado de  $1000var$  o que junto à potência ativa absorvida aproximada de  $1300W$  produzem uma potência aparente de  $1640VA$  que é menor que o valor da potência máxima ou nominal de operação do inversor. As consequências mais importantes do fornecimento de potência reativa é a melhora do perfil de tensão nos terminais da máquina síncrona durante o período de duração do *trip* e, de manter a potência reativa de saída da máquina síncrona em um valor muito próximo ao de pré-falta durante o período da ação de controle proposta.

Na Figura 7.13 apresentam-se a velocidade do rotor e da frequência da máquina síncrona. Pode-se observar que, tanto a velocidade como a frequência, aumentam até um valor máximo de  $\omega_r = 388.5rad.e/s$  e de  $61.83Hz$  respectivamente, valores que são um pouco menores comparados ao Caso 1.

### 7.2.3

#### Comparação entre o Caso Experimental 1 e o Caso sem Atuação do Controle Proposto do Inversor

Na Figura 7.14 apresentam-se a comparação entre o Caso 1 e o caso sem atuação do controle relativa à potência ativa e reativa de saída da máquina

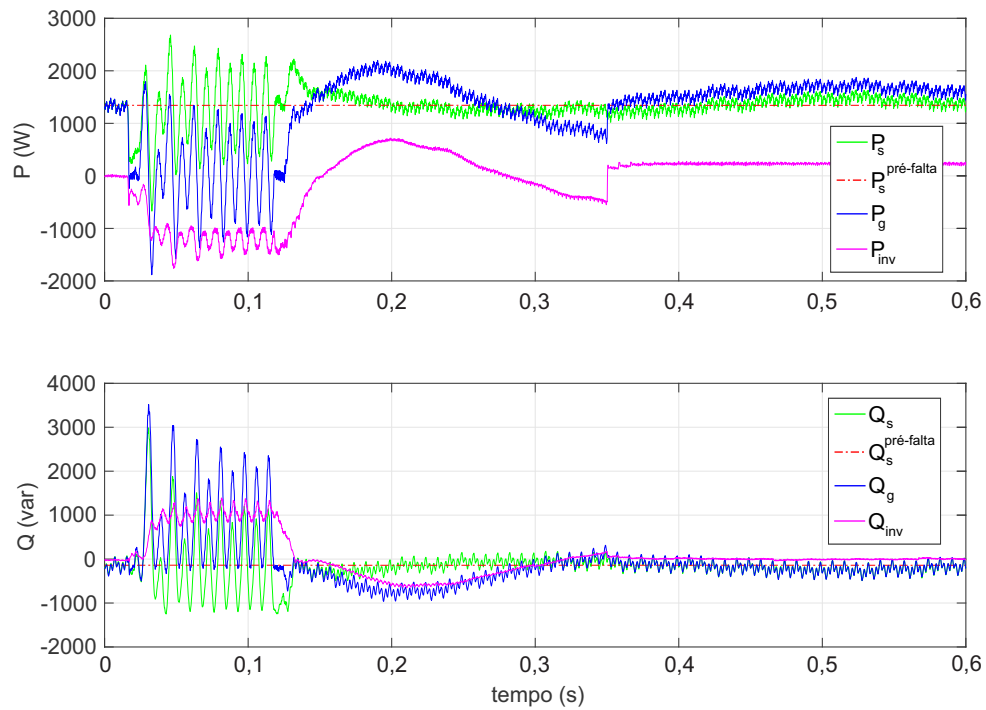


Figura 7.12: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 2

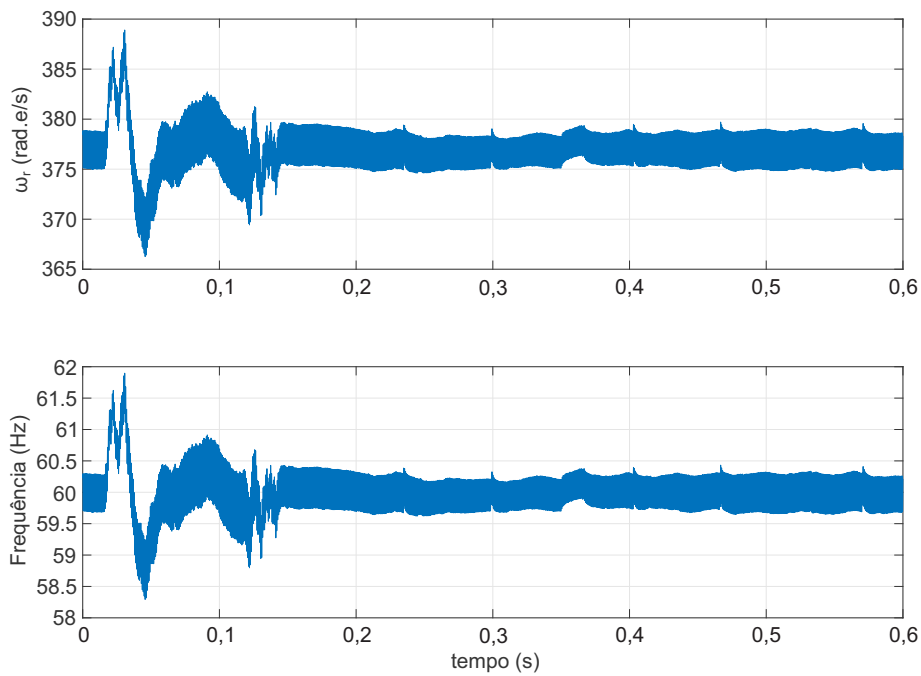


Figura 7.13: Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 2



síncrona. Pode-se observar a curva de potência ativa de saída da máquina síncrona relacionada ao caso sem controle em azul  $P_s^{falta}$ , onde a potência ativa diminui até próximo de zero durante o período de duração do *trip*. Uma vez que o *trip* de falta finaliza, a potência ativa começa a oscilar significativamente ao redor do valor pré-falta. Ao observar a curva de potência ativa de saída da máquina síncrona relacionada ao Caso 1, absorvendo unicamente potência ativa pelo inversor, em verde  $P_s^{ctrl}$ , onde a potência ativa se recupera até um valor muito próximo do valor pré-falta durante o período de duração do *trip*. Uma vez que o *trip* de falta finaliza, a potência ativa começa a oscilar mas em uma amplitude significativamente menor em comparação ao caso sem controle.

Pode-se observar a curva de potência reativa de saída da máquina síncrona relacionada ao caso sem controle em azul  $Q_s^{falta}$ , onde a potência reativa tem valores oscilantes muito altos, exatamente como acontece em um curto circuito real, durante o distúrbio. Após o término do sinal do *trip*, a potência reativa continua oscilando em amplitudes significativas ao redor do valor pré-falta. Ao observar a curva de potência reativa de saída da máquina síncrona relacionada ao Caso 1, mesmo que o controle proposto não forneça potência reativa durante o período do *trip* as amplitudes das oscilações da potência reativa da máquina se reduzem significativamente quando comparadas ao caso sem controle.

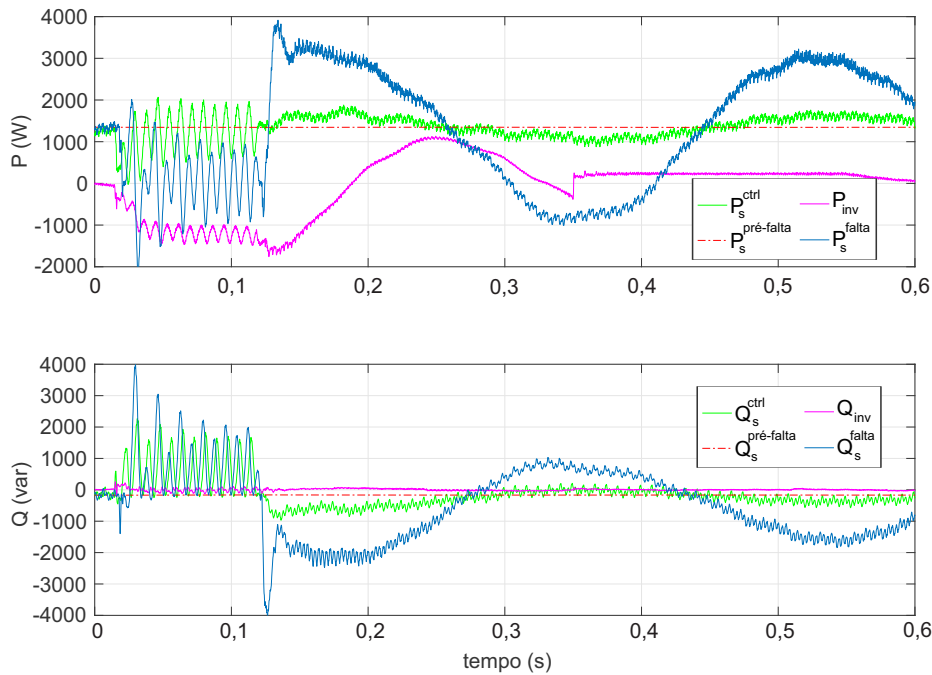


Figura 7.14: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1 -  $T_{análise} = 0,6s$

Na Figura 7.15 apresentam-se os mesmos resultados experimentais da Figura 7.14 com a diferença que o tempo de análise mostrado é de  $T_{análise} = 5s$ . Pode-se observar a redução significativa das oscilações das curvas de potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona o que valida a efetividade da ação de controle proposta na redução das oscilações de potência ativa e consequentemente nas oscilações do ângulo do rotor da máquina. Mesmo que o controle no Caso 1 não forneça potência reativa já se obtém uma redução significativa nas oscilações na curva de potência reativa quando comparado ao caso sem controle.

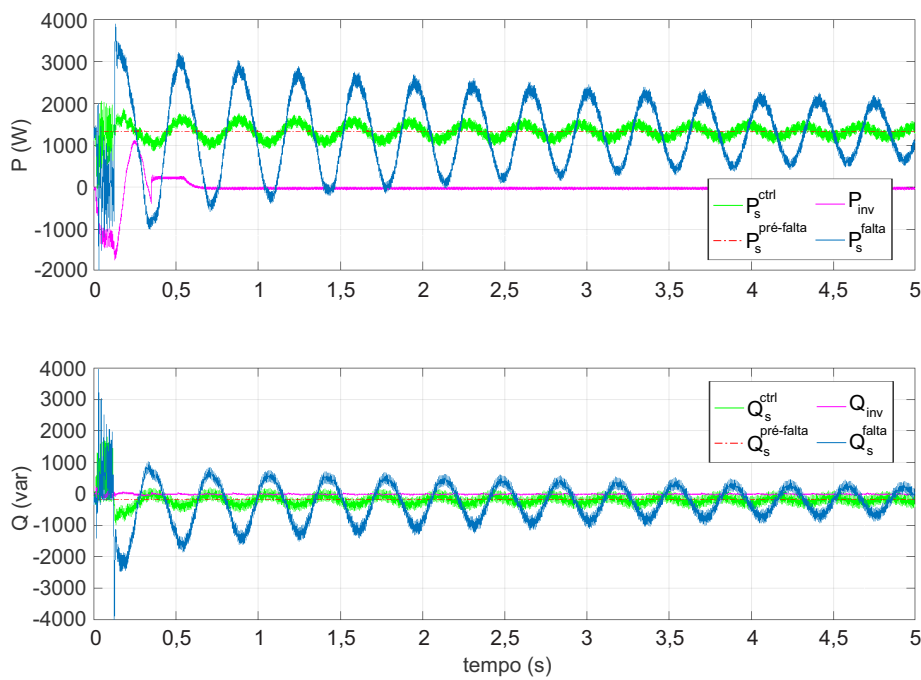


Figura 7.15: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1 -  $T_{análise} = 5s$

Na Figura 7.16 mostra-se a melhora significativa nos valores máximos atingidos para os valores de velocidade do rotor  $\omega_r$  e frequência da máquina síncrona. Pode-se observar no caso sem controle que os valores máximos atingidos são  $\omega_r = 400rad.e/s$  e  $Frequência = 64Hz$  e, no instante em que o sinal do *trip* finaliza os valores de velocidade e frequência diminuem até valores muito baixos de aproximadamente  $\omega_r = 345rad.e/s$  e  $Frequência = 55Hz$ . A ação de controle é efetiva em reduzir esse valores máximos atingidos no caso sem controle e, é efetiva em manter a velocidade  $\omega_r$  e a  $Frequência$  em valores próximos aos de pré-falta durante a ação de controle e após finalizada a ação de controle.

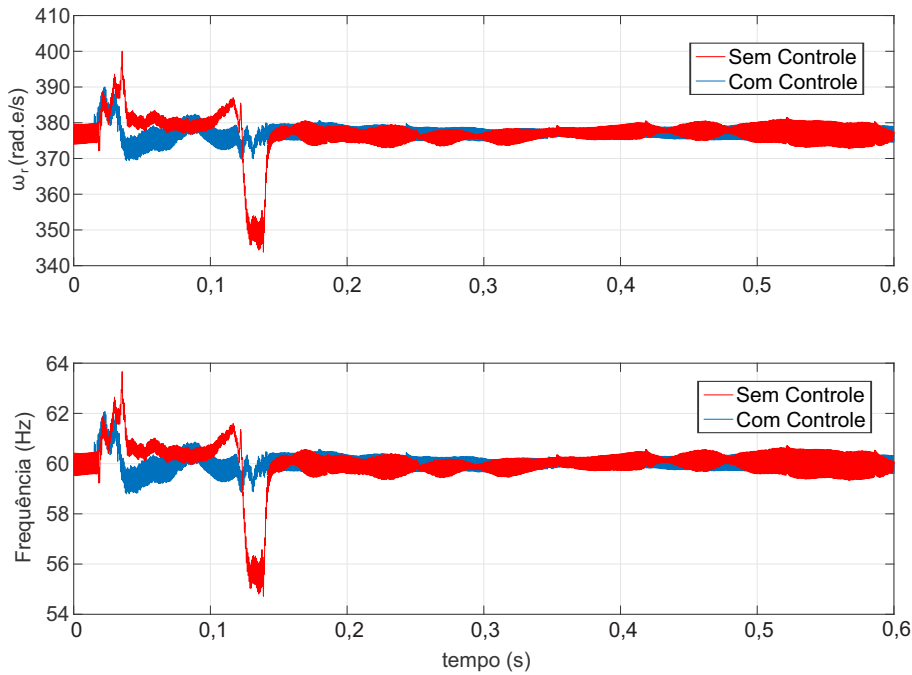


Figura 7.16: Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Comparação entre o caso sem controle e o Caso 1

#### 7.2.4

##### Comparação entre o Caso Experimental 1 e o Caso Experimental 2

Na Figura 7.17 apresentam-se a comparação entre o Caso 1 e o Caso 2 relativa à potência ativa e reativa de saída da máquina síncrona. Pode-se observar as curvas de potência ativa de saída da máquina síncrona para os Casos 1 e 2 onde, em ambos casos, pela ação do controle proposto, as duas curvas oscilam ao redor do valor da potência ativa pré-falta  $P_s^{pré-falta}$  no período de duração do sinal do *trip*. A diferença entre as curvas se apresenta nas oscilações ao redor do valor pré-falta da curva de potência ativa do Caso 2  $P_s^{ctrl:P+Q}$  em azul são maiores comparadas à curva de potência ativa do Caso 1  $P_s^{ctrl:P}$  em verde. No entanto, em qualquer dos casos as curvas oscilam ao redor do valor pré-falta, o que significa uma redução significativa das oscilações do ângulo do rotor. As curvas de potência ativa de saída do inversor mostram um comportamento semelhante no período de duração do sinal do *trip*. Uma vez finalizado o sinal do *trip*, a curva de potência ativa relacionada ao Caso 2 começa a fornecer potência e, portanto, descarrega o capacitor até um tempo aproximado de  $T = 250ms$ , onde começa a absorver potência ativa novamente até o fim da ação de controle proposta. A partir desse ponto, é o controle de tensão que começa a atuar descarregando o capacitor até atingir o valor de tensão do barramento  $CC$  pré-falta. Na curva relacionada ao Caso

1 observa-se ainda absorção de potência ativa além da finalização do sinal de *trip*, quando comparado ao Caso 2. Essa parcela de tempo do Caso 1, onde continua absorvendo potência ativa faz com que a tensão do barramento *CC* continue aumentando até um valor próximo de  $V_{CC} = 360V$ , como pode ser observado na Figura 7.20. Quanto às curvas de potência reativa, pode-se observar no Caso 2 que a estratégia de controle visa manter a potência reativa de saída da máquina em um valor muito próximo ao valor pré-falta, através do fornecimento de potência reativa pelo inversor limitado pela potência máxima do inversor  $S_{max}^{inv} = 2000VA$ .

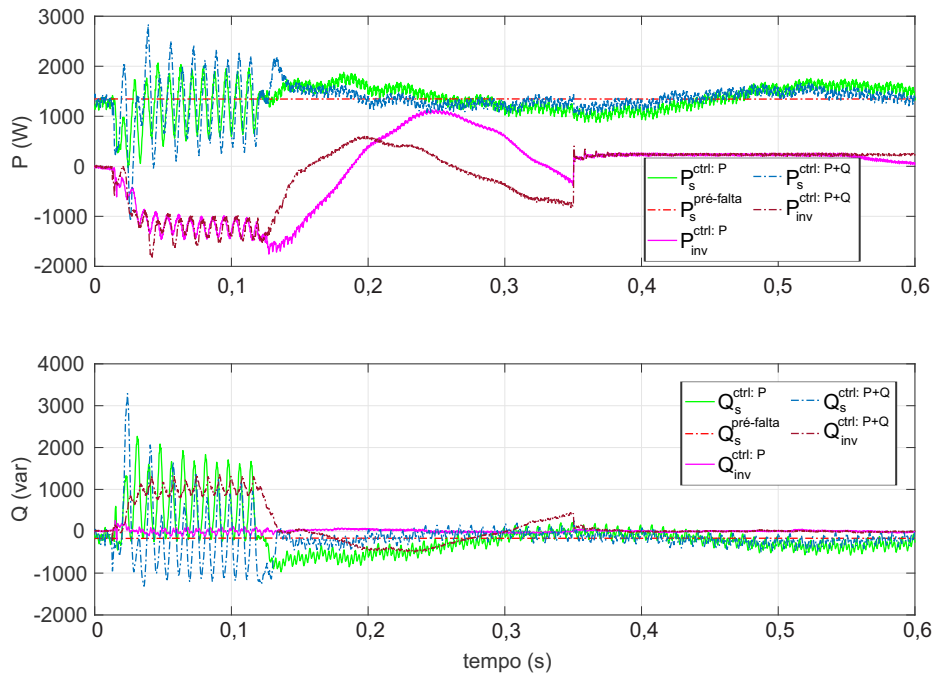


Figura 7.17: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2 -  $T_{análise} = 0,6s$

Na Figura 7.18 apresentam-se as mesmas curvas da Figura 7.17 com um tempo de análise  $T_{análise} = 5s$ . Pode-se observar que, tanto nas curvas de potência ativa como reativa de saída da máquina síncrona no Caso 2, uma pequena melhora na redução das oscilações de ambas potências, o que se traduz também em uma redução das oscilações do ângulo do rotor da máquina quando comparada ao Caso 1.

Na Figura 7.19 apresentam-se a tensão nos terminais da máquina síncrona. O Caso 2 apresenta um melhor perfil de tensão quando comparado ao Caso 1. Validando que é possível o suporte de potência reativa fornecido pelo inversor durante um distúrbio, dentro dos limites operacionais do inversor.

Na Figura 7.20 apresentam-se a tensão do barramento *CC* para ambos

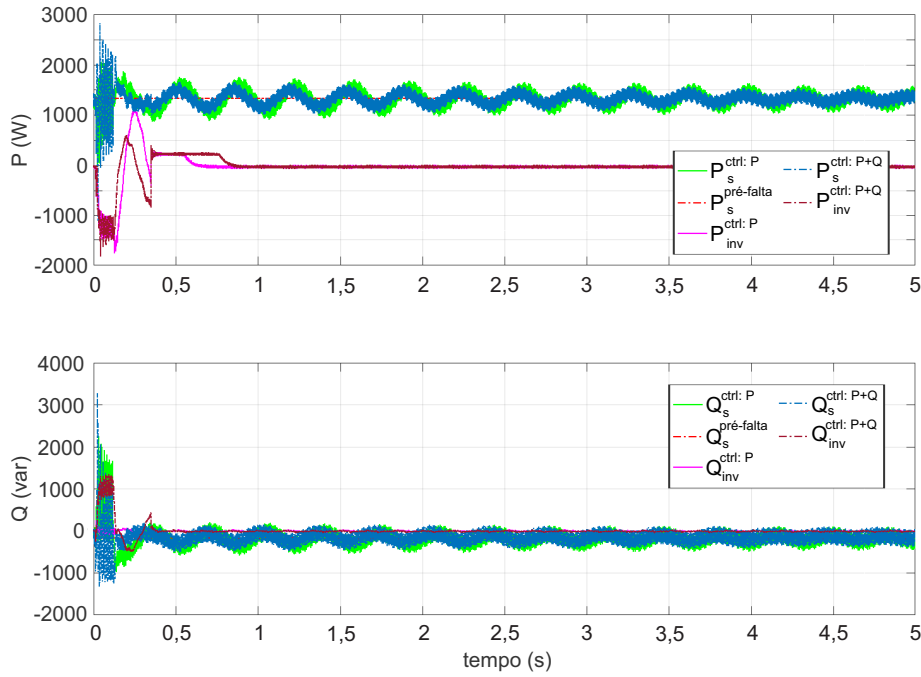


Figura 7.18: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2 -  $T_{análise} = 5s$

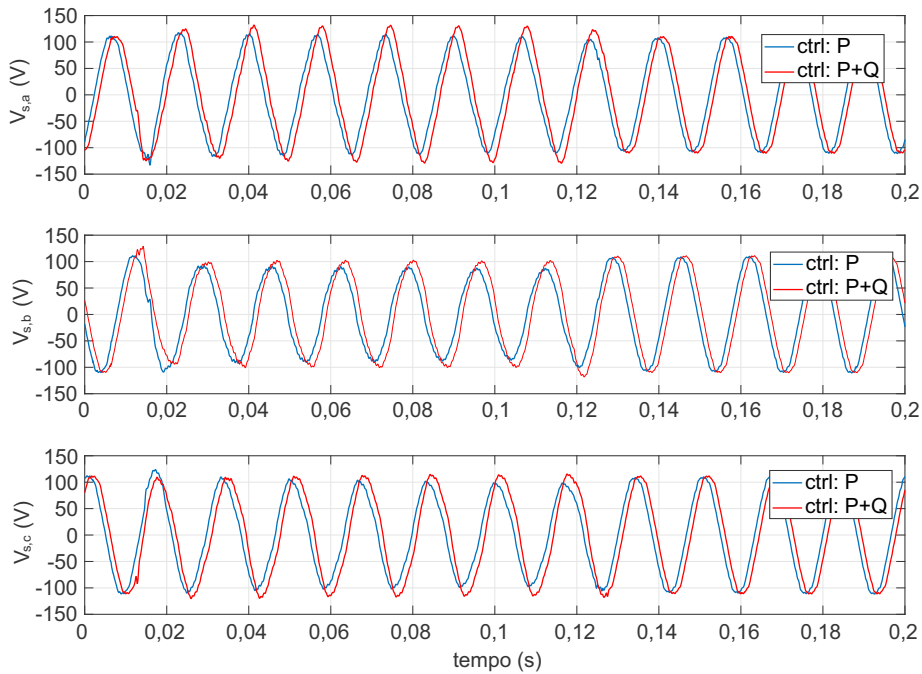


Figura 7.19: Tensões por Fase  $V_{s,a}$ ,  $V_{s,b}$ ,  $V_{s,c}$  - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2

casos. É possível observar que o Caso 2, com o apoio de potência reativa, permitiu reduzir o valor máximo atingido pela tensão do capacitor durante

a atuação de controle proposto, de um valor aproximado de  $V_{CC} = 360V$  no Caso 1 até um valor aproximado de  $V_{CC} = 340V$  no Caso 2. Esse resultado é importante em casos em que o controle ajustado a absorver unicamente potência ativa, ultrapasse o valor máximo de tensão do barramento  $CC$ .

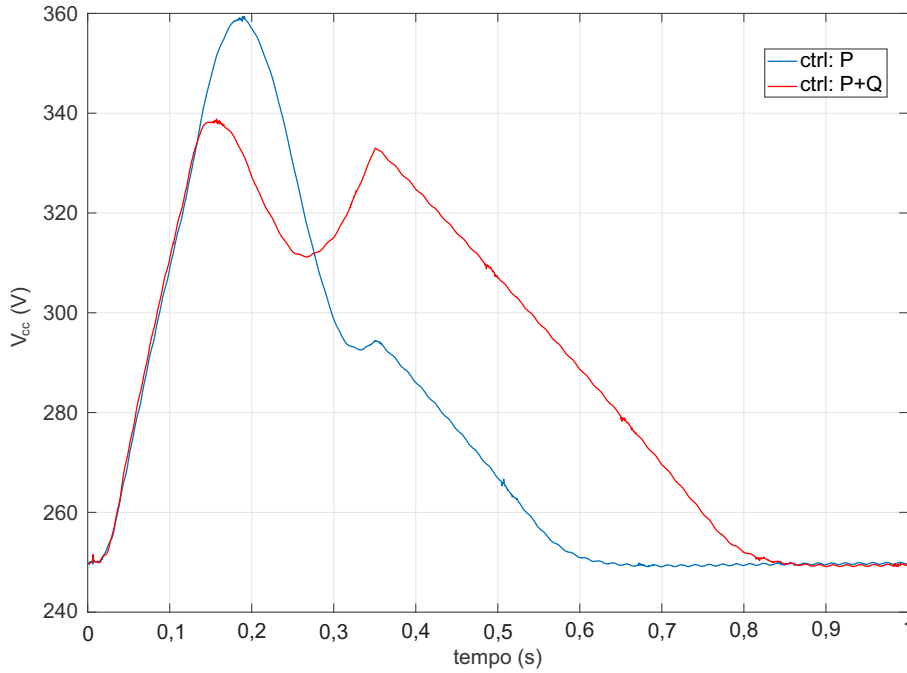


Figura 7.20: Tensão do Barramento  $CC$  - Comparação entre o Caso 1 e o Caso 2

### 7.2.5

#### Caso Experimental 3

O esquema do Caso 3 é apresentado na Figura 7.21, onde o sinal do *trip* com duração de  $T_{trip} = 100ms$  é aplicado ao enrolamento do contator. O sinal do *trip* abre os contatos NF (normalmente fechados) entre a máquina síncrona e a rede elétrica e, fecha os contatos (NA) normalmente abertos inserindo a carga indutiva trifásica conectada em delta. Uma vez que o sinal do *trip* finalizou, o sistema volta a suas condições iniciais de operação, isto é, fecham os contatos entre a máquina e a rede e, abrem os contatos da carga indutiva. Neste caso experimental, o controle do inversor irá atuar de forma a absorver potência ativa e fornecer potência reativa, sujeito ao limite da potência máxima do inversor, como poderá ser observado nos próximos gráficos. O tempo de atuação do controle proposto do inversor foi ajustado de modo a atuar além do fim da falta e, neste caso experimental, foi ajustado em um tempo  $T_{ctrl} = 200ms$  contados a partir do início da falta.

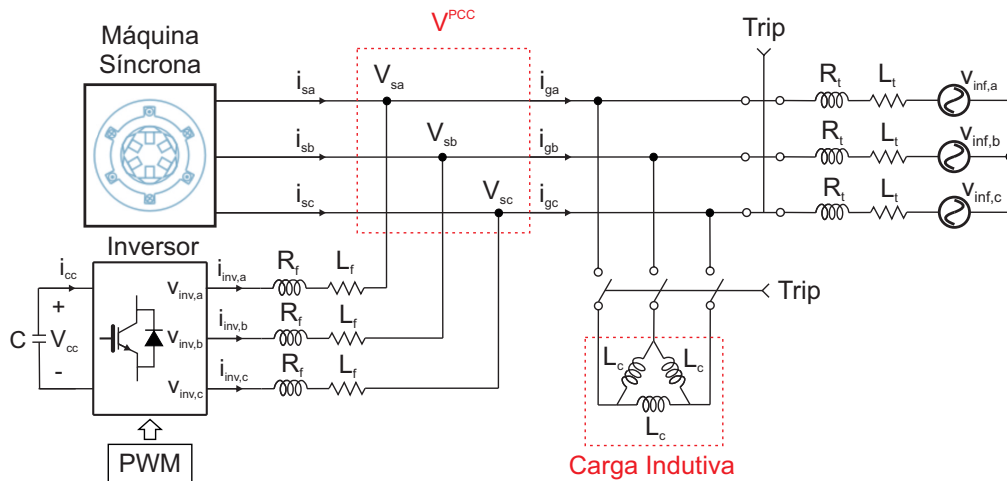


Figura 7.21: Caso 3 - Condições de Operação da Máquina Síncrona Pré-Falta

Na Figura 7.22 apresentam-se as correntes de saída da máquina síncrona  $I_{s,abc}$ , da rede  $I_{g,abc}$  e do inversor  $I_{inv,abc}$ . Pode-se observar que a corrente do inversor passa por duas etapas, a primeira começando com o *trip* e finalizando aos  $150ms$  aproximadamente. Nessa primeira etapa, o capacitor atinge o seu máximo valor que é de aproximadamente  $V_{CC} = 334V$  como pode ser observado na Figura 7.23. A segunda etapa finaliza no tempo de atuação do controle proposto  $T_{ctrl} = 200ms$ . De acordo com a estratégia de controle do inversor, não é mais necessário absorver potência ativa e, portanto, o inversor devolve a potência ativa absorvida à rede elétrica, como pode ser observado na Figura 7.24. Uma consequência direta do fornecimento de potência ativa pelo inversor é a diminuição do valor da tensão do barramento  $CC$ , devido ao descarregamento da energia armazenada no capacitor na etapa prévia. No instante em que a ação do controle proposto finaliza, começa a ação do controle da tensão do barramento  $CC$ , dessa forma, a tensão do barramento  $CC$  diminui descarregando a energia armazenada no capacitor até atingir a tensão de operação nas condições pré-falta que corresponde ao valor de  $V_{CC} = 250V$ .

Na Figura 7.23 apresentam-se a tensão do  $PCC$ . Pode-se observar que a queda de tensão, durante o período em que a carga indutiva é conectada, não é significativa, e assim, o suporte de potência reativa fornecida pelo inversor permitiu manter o perfil de tensão  $PCC$  num valor muito próximo do valor pré-falta durante o distúrbio. É mostrada também a tensão do barramento  $CC$  e, como já explicado, o valor da tensão  $CC$  aumenta a medida que a potência ativa é absorvida até atingir um valor máximo de  $V_{CC} = 334V$ . A partir daí começa a diminuir ainda pela ação do controle, até finalizar a ação de controle. A partir desse instante o controle de tensão atua para diminuir a tensão  $CC$

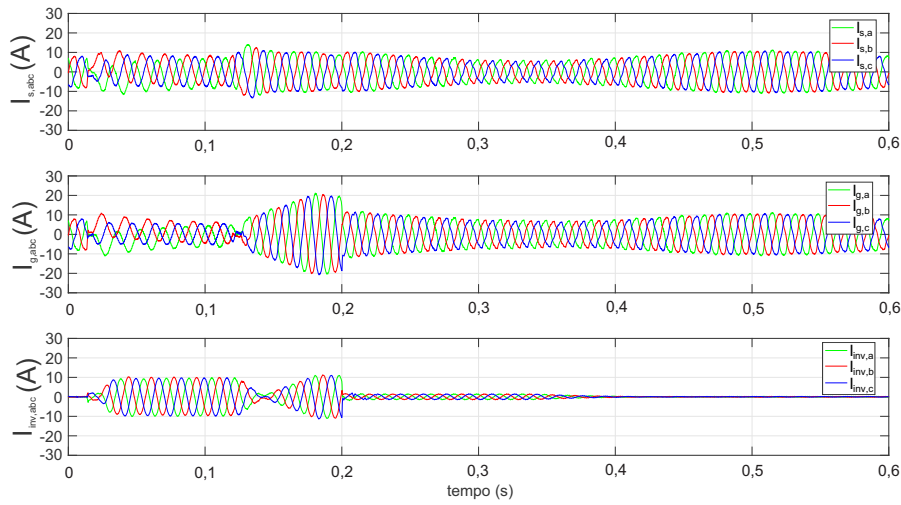


Figura 7.22: Correntes Trifásicas  $I_{s,abc}$ ,  $I_{g,abc}$  e  $I_{inv,abc}$  - Caso 3

até o valor ajustado pré-falta  $V_{CC} = 250V$ .

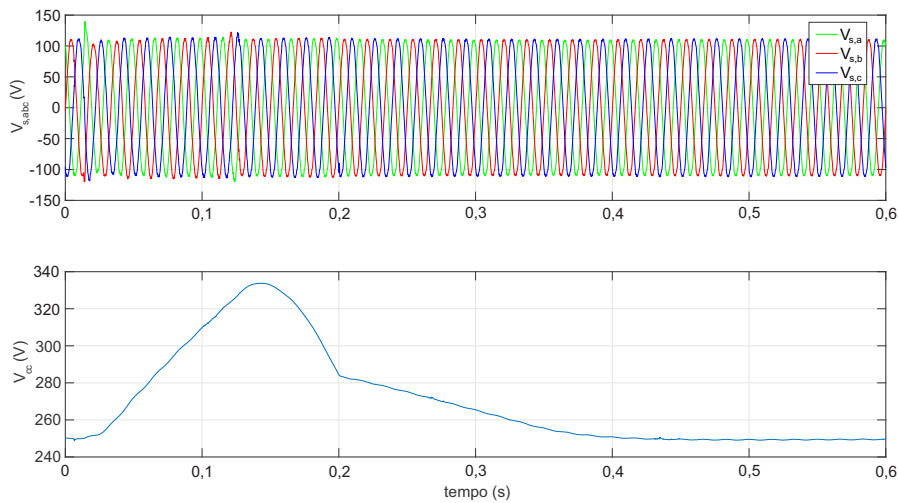


Figura 7.23: Tensões Trifásicas  $V_{s,abc}$  e Tensão do Barramento  $CC$  - Caso 3

Na Figura 7.24 apresentam-se a potência ativa e a potência reativa de saída da máquina síncrona, da rede elétrica e do inversor. Pode-se observar o comportamento da potência ativa de saída da máquina síncrona  $P_s$  durante o período do "curto trifásico" como sendo muito próxima do valor pré-falta, o que acontece pela ação do controle proposto do inversor. Como a potência ativa de saída da máquina síncrona é próxima do valor pré-falta, o desbalanço entre a potência mecânica e a potência elétrica é significativamente reduzida e, portanto, existe uma redução significativa das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona. Os resultados experimentais da potência reativa mostram que o inversor fornece potência reativa  $Q_{inv}$  durante o período de duração



do sinal do *trip* em aproximado de  $1000\text{var}$ , o que, junto à potência ativa absorvida aproximada de  $1200\text{W}$ , produzem uma potência aparente de  $1560\text{VA}$  que é menor que o valor de potência máxima ou nominal de operação do inversor. As consequências mais importantes dessa ação de controle, a respeito do fornecimento de potência reativa, é a melhora do perfil de tensão nos terminais da máquina síncrona durante o período de duração do *trip* e de manter a potência reativa de saída da máquina síncrona em um valor muito próximo ao de pré-falta durante o período da ação de controle proposta.

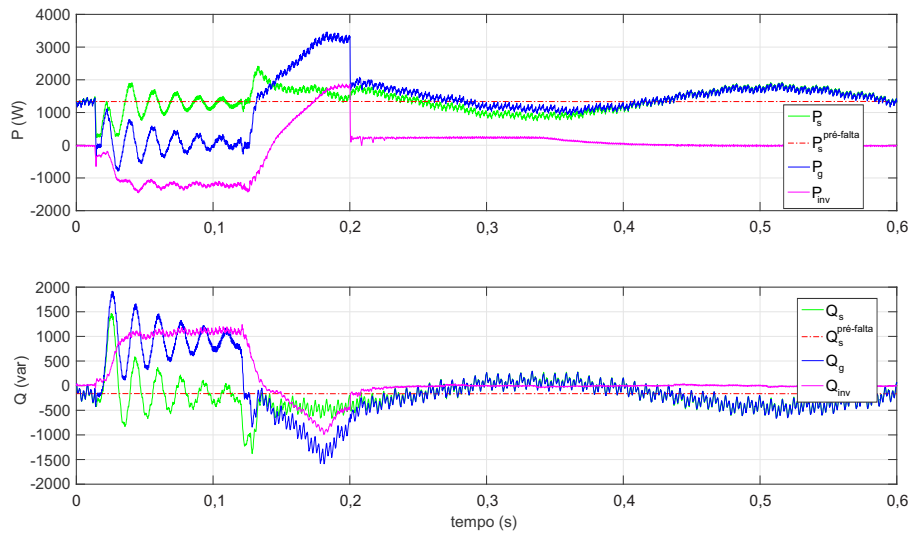


Figura 7.24: Potências Ativa e Reativa de Saída da Máquina Síncrona, do Inversor e da Rede Elétrica - Caso 3

Na Figura 7.25 apresentam-se a velocidade do rotor e a frequência da máquina síncrona. Pode-se observar que, tanto a velocidade como a frequência, aumentam até um valor máximo de  $\omega_r = 387\text{rad.e/s}$  e de  $61.5\text{Hz}$  respectivamente.

### 7.3

#### Simulação de um Sistema Fotovoltaico de Grande Porte

O sistema elétrico mostrado na Figura 7.26 apresenta uma máquina síncrona de potência aparente de  $120\text{MVA}$  ligada ao sistema de transmissão através de um transformador de potência aparente de  $210\text{MVA}$ . O sistema fotovoltaico de  $100\text{MVA}$  é composto por 50 unidades fotovoltaicas de  $2\text{MVA}$  de potência aparente máxima cada uma. A configuração de cada uma dessas unidades fotovoltaicas é apresentada na Figura 7.27. O sistema fotovoltaico está ligado ao *PCC* através de um transformador de  $120\text{MVA}$  de potência aparente e uma linha de transmissão curta de  $15\text{km}$ . O *PCC* mostrado na Figura 7.26 é o ponto comum de interconexão entre a *MS* e o sistema

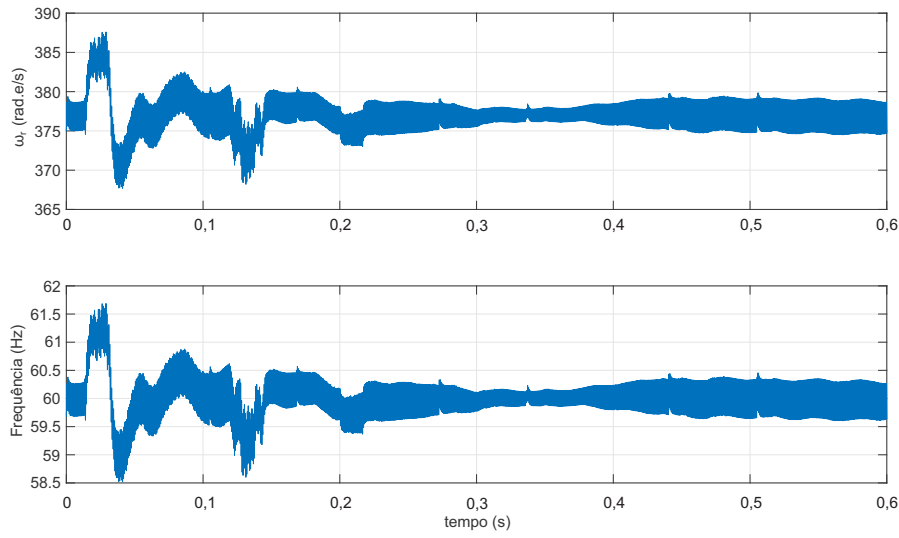


Figura 7.25: Velocidade Angular do Rotor e Frequência da Máquina Síncrona - Caso 3

fotovoltaico de grande porte. As duas linhas em paralelo da rede de transmissão são iguais e estão ligadas a um barramento infinito que representa o resto do sistema elétrico. Os dados de cada um dos componentes do sistema elétrico da Figura 7.26 são apresentados nas Tabelas 7.4, 7.5, 7.6, 7.7, 7.8, 7.9 e 7.10.

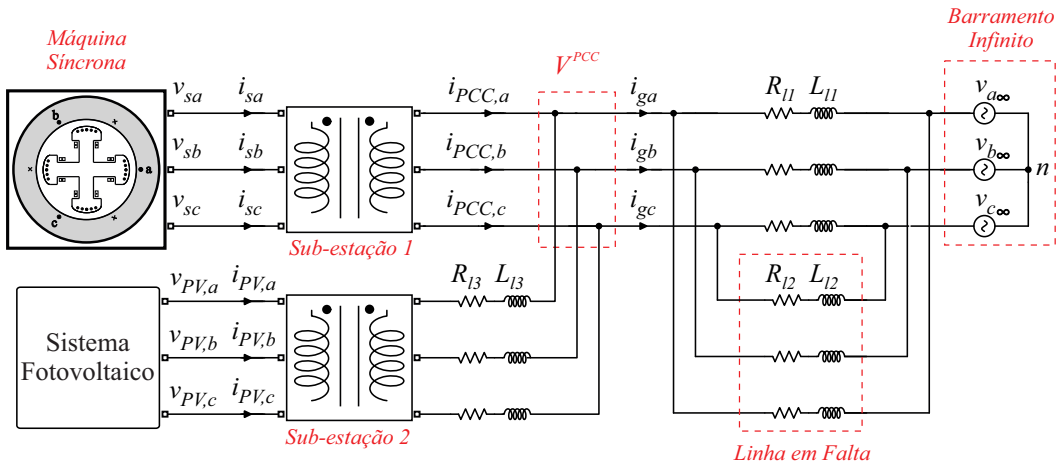


Figura 7.26: Sistema Elétrico Híbrido de Grande Porte

Os dados apresentados na Tabela 7.10 correspondem aos dados usados da capacitância do barramento  $CC$ , a tensão de operação nominal  $V_{CC}$  e máxima  $V_{CC}^{max}$  do barramento  $CC$ , a potência nominal de cada inversor e, os dados dos filtros  $RL$  e  $RC$  de saída de cada inversor individual. Os dados dos ganhos proporcional e integral utilizados para o projeto do controlador de tensão são ( $k_{Pv} = 7,788$  e  $k_{Iv} = 55,3$ ) e do projeto do controlador de corrente são ( $k_{Pi} = 4,05 \times 10^{-5}$  e  $k_{Ii} = 0.0085$ ).

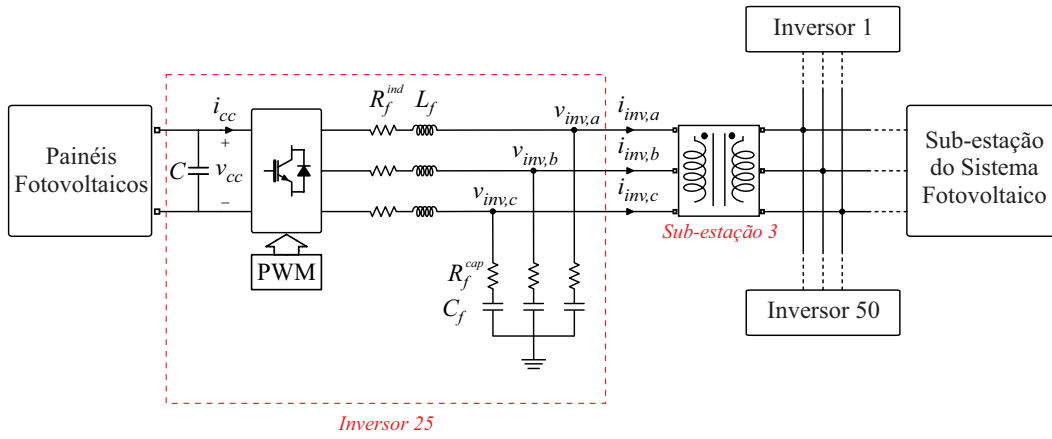


Figura 7.27: Diagrama Trifilar de cada Inversor Individual de  $P_{inv} = 2MW$

Tabela 7.4: Dados da Máquina Síncrona do Sistema Híbrido

Potência: 120 MVA

Tensão de linha a linha: 13,8 kV

Pólos: 4

Velocidade: 1800 rpm

Inércia combinada do gerador e turbina

$H=3,2$  s

Parâmetros em p.u.

$r_s = 0,00285 p.u.$

$X_{ls} = 0,18 p.u.$

$X_d = 1,305 p.u.$  |  $X'_d = 0,296 p.u.$

$X''_d = 0,252 p.u.$  |  $X_q = 0,474 p.u.$

$X'_q = 0,243 p.u.$  |  $T'_d = 1,01$  s

$T''_d = 0,053$  s |  $T''_{q0} = 0,1$  s

Tabela 7.5: Dados da Sub-estação 1 do Sistema Híbrido

$S$ (MVA)	$V_{LL}^{prim}$ (kV)	$V_{LL}^{sec}$ (kV)	$R$ (p.u.)	$X$ (p.u.)
210	13,8	230	0,0027	0,08

Tabela 7.6: Dados da Sub-estação 2 do Sistema Híbrido

$S$ (MVA)	$V_{LL}^{prim}$ (kV)	$V_{LL}^{sec}$ (kV)	$R$ (p.u.)	$X$ (p.u.)
120	25	230	0,002	0,02

### 7.3.1

#### Considerações Importantes da Simulação

Em relação aos dados do capacitor do barramento  $CC$ , foi usado uma capacitância  $C = 90mF$  para cada unidade individual fotovoltaica de  $2MW$ .

Tabela 7.7: Dados da Sub-estação 3 (transformador de cada inversor individual de  $2MW$ ) do Sistema Híbrido

$S$ (MVA)	$V_{LL}^{prim}$ (kV)	$V_{LL}^{sec}$ (kV)	$R$ (p.u.)	$X$ (p.u.)
12,5	0,575	25	0,001	0,01

Tabela 7.8: Dados da Linha de Transmissão 11 do Sistema Híbrido

Comprimento (km)	$R_{11}$ ( $\Omega/km$ )	$L_{11}$ ( $H/km$ )
80	0,0529	0.0028

Tabela 7.9: Dados da Linha de Transmissão 13 do Sistema Híbrido

Comprimento (km)	$R_{13}$ ( $\Omega/km$ )	$L_{13}$ ( $H/km$ )
15	0,0529	0,0028

Tabela 7.10: Dados de Operação de cada Inversor Individual de  $2MW$  do Sistema Híbrido

$C$ (mF)	$v_{dc}$ (V)	$v_{dc}^{max}$ (V)	$S_{nom}$ (MVA)	$R_f^{ind}$ ( $\mu\Omega$ )	$L_f$ ( $\mu H$ )	$R_f^{cap}$ ( $\mu\Omega$ )	$C_f$ (mF)
90	1100	2200	2	89,27	11,84	8,8	6

Essa capacitância pode ser encontrada em diversos artigos com um valor igual ou muito próximo ao usado na simulação. Assim, em [42], para uma turbina eólica de  $2MW$ , utiliza-se uma capacitância de  $C = 90mF$  e uma tensão nominal do barramento  $CC$  de  $V_{CC} = 1000V$ . Em [43], para uma turbina eólica de  $1MW$ , utiliza-se uma capacitância de  $C = 134mF$  e tensão nominal do barramento  $CC$  de  $V_{CC} = 1050V$ . De forma similar, em [44], para uma turbina eólica de velocidade variável de  $1MW$ , utiliza-se uma capacitância de  $C = 134mF$  e uma tensão nominal do barramento  $CC$  de  $V_{CC} = 1050V$ .

É importante ter em consideração o valor máximo que pode atingir o capacitor durante um surto de tensão e, assim, nesta simulação, considerou-se o uso dos capacitores *AVX* da série *FFLC*, os quais podem resistir a um acréscimo de tensão, durante um surto, de até duas vezes a tensão nominal de operação da tensão do barramento  $CC$ , isto é, que o capacitor escolhido pode resistir até  $V_{CC}^{max} = 2200V$ .

Uma consideração importante é o tempo de duração da falta. Na literatura tem-se muitos exemplos de simulações e de casos reais como em [21], onde o tempo de duração da falta é de  $100ms$  para um sistema híbrido com uma

usina eólica de  $60MW$ , um sistema fotovoltaico de  $50MW$  e uma máquina síncrona de  $100MVA$ . Em [3] o sistema teste nórdico do IEEE é utilizado, considerando sistemas fotovoltaicos com potências entre  $130MW$  e  $300MW$ , ligados ao sistema e operados com fator de potência unitário. As faltas simuladas tem uma duração de  $100ms$ , o que é típico nos sistemas de proteção de acordo com códigos de rede internacionais. Em [45] apresenta-se o relatório do incêndio *Blue Cut* na Califórnia, publicado pela *North American Electric Reliability Corporation*, correspondente ao evento que resultou na perda de aproximadamente  $1200MW$  de geração fotovoltaica. A duração das faltas nas linhas de transmissão, causadas pelo incêndio, estão na faixa de  $41,5ms$  e  $57,5ms$ . Assim, percebeu-se como adequado o uso de um tempo de simulação de falta de  $150ms$  para avaliar o desempenho do controle proposto. O tipo de falta implementada na simulação é uma falta bifásica à terra (fases *B* e *C* em falta). A falta é eliminada através da abertura da linha de transmissão em falta, mostrado na Figura 7.26, e a linha em falta é religada após  $600ms$ .

Conforme visto no Capítulo 1 à respeito da capacidade *FRT* nos sistemas fotovoltaicos, a proposta de controle dos inversores do sistema fotovoltaico da Figura 7.26 deve ser ajustada com base nos requisitos dos mais recentes códigos de rede dos países com maior desenvolvimento em geração fotovoltaica. Assim, estabelece-se que, em pré-falta, os inversores individuais de  $2MVA$  operam com fator de potência unitário, fornecendo a máxima quantidade de potência que pode ser obtida dos painéis fotovoltaicos  $P_{inv}^{max} = 2MW$ . A capacidade *FRT* será implementada no sistema da simulação através do desligamento dos painéis fotovoltaicos de forma temporária durante a perturbação permitindo, assim, a absorção de potência ativa para reduzir as oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona, sem ultrapassar os limites operacionais de cada um dos inversores do sistema fotovoltaico. Durante o distúrbio, além da absorção de potência ativa, será implementado o apoio à tensão através da injeção de potência reativa.

Os códigos de rede também estabelecem a rampa de recuperação de potência ativa em pós-falta e, assim, para a duração de falta estabelecida de  $150ms$ , é possível utilizar uma rampa de recuperação de 100% da potência nominal de cada inversor por segundo (limite inferior). Essa rampa de recuperação é estabelecida pelo código de rede da Grã-Bretanha [3] para faltas com duração superior aos  $140ms$ .

Por último, deve-se estabelecer a potência média que pode ser absorvida por cada unidade fotovoltaica individual considerando os dados de capacitância, tempo de duração de falta, tensão máxima e tensão nominal de operação do barramento *CC*, através de:

$$P_{inv}^{max} = \frac{C}{2\Delta t} (V_{CC,max}^2 - V_{CC}^2) \quad (7-1)$$

Não obstante o valor máximo de tensão do barramento  $CC$  é  $V_{CC}^{max} = 2200V$ , no cálculo da potência média considerou-se um valor menor de  $V_{CC}^{max} = 1950V$  para ter uma margem adequada de tensão e, assim, não ter a possibilidade de ultrapassar o máximo valor permitido do capacitor. Assim, através de (7-1) o valor da potência média absorvida é  $P_{med} = 0,78MW$  para cada inversor individual de  $2MVA$ . Logo, todo o sistema fotovoltaico poderá absorver no máximo uma potência total de  $40MW$  e, portanto, o restante poderá ser utilizado para dar suporte à tensão através da injeção de potência reativa, sem ultrapassar o valor máximo de potência aparente de cada inversor individual  $S_{max}^{inv} = 2MVA$ . A capacidade da resistência ao curto-circuito, de acordo à norma IEC 60439-1, para cada inversor é de  $40kA/1s$  [46] no lado  $CA$  e, de  $6kA$  no lado  $CC$ .

### 7.3.2

#### Resultados da Simulação

Os resultados da simulação mostrados na Figura 7.28a correspondem à simulação com capacidade FRT com base nos requisitos do código de rede alemão [6], isto é, o sistema PV permanece ligado à rede de potência e injeta potência ativa e reativa calculados com base no fluxograma apresentado em [47]. Os resultados mostrados na Figura 7.28b correspondem à simulação com capacidade  $FRT$  com base na estratégia de controle proposta. Da análise dos resultados pode-se observar que, durante a falta, as fases mostradas na Figura 7.28a tem valores de  $V_b^{PCC} = V_c^{PCC} = 0.54p.u.$  e  $V_a^{PCC} = 0.95p.u.$ . As fases mostradas na Figura 7.28b tem valores de  $V_b^{PCC} = V_c^{PCC} = 0.55p.u.$  e  $V_a^{PCC} = 0.98p.u.$ . Da comparação, a tensão do  $PCC$  tem valores maiores com a estratégia de controle proposta.

As variáveis  $i_{abc}^{PCC}$  são as correntes de entrada ao  $PCC$  chegando da sub-estação 1 da  $MS$ . Durante a falta, para ambos casos, as correntes de falta das fases b e c atingem um valor máximo de 4 p.u. diminuindo exponencialmente até o final da falta. O módulo da corrente de falta da fase a na Figura 7.28b tem um valor maior ao apresentado na Figura 7.28a e, esse incremento se traduz em um incremento na potência transferida da  $MS$  à rede de transmissão e, assim, reduzindo o desequilíbrio com a potência mecânica.

As variáveis  $i_{abc}^{inv}$  são as correntes de saída de cada unidade fotovoltaica. Em estado-estável o valor da corrente é de  $2,84kA$ . Durante a falta, ambos casos mostram um incremento no módulo da corrente até um valor de  $4kA$  mas, no entanto, a fase da corrente injetada na rede depende da estratégia

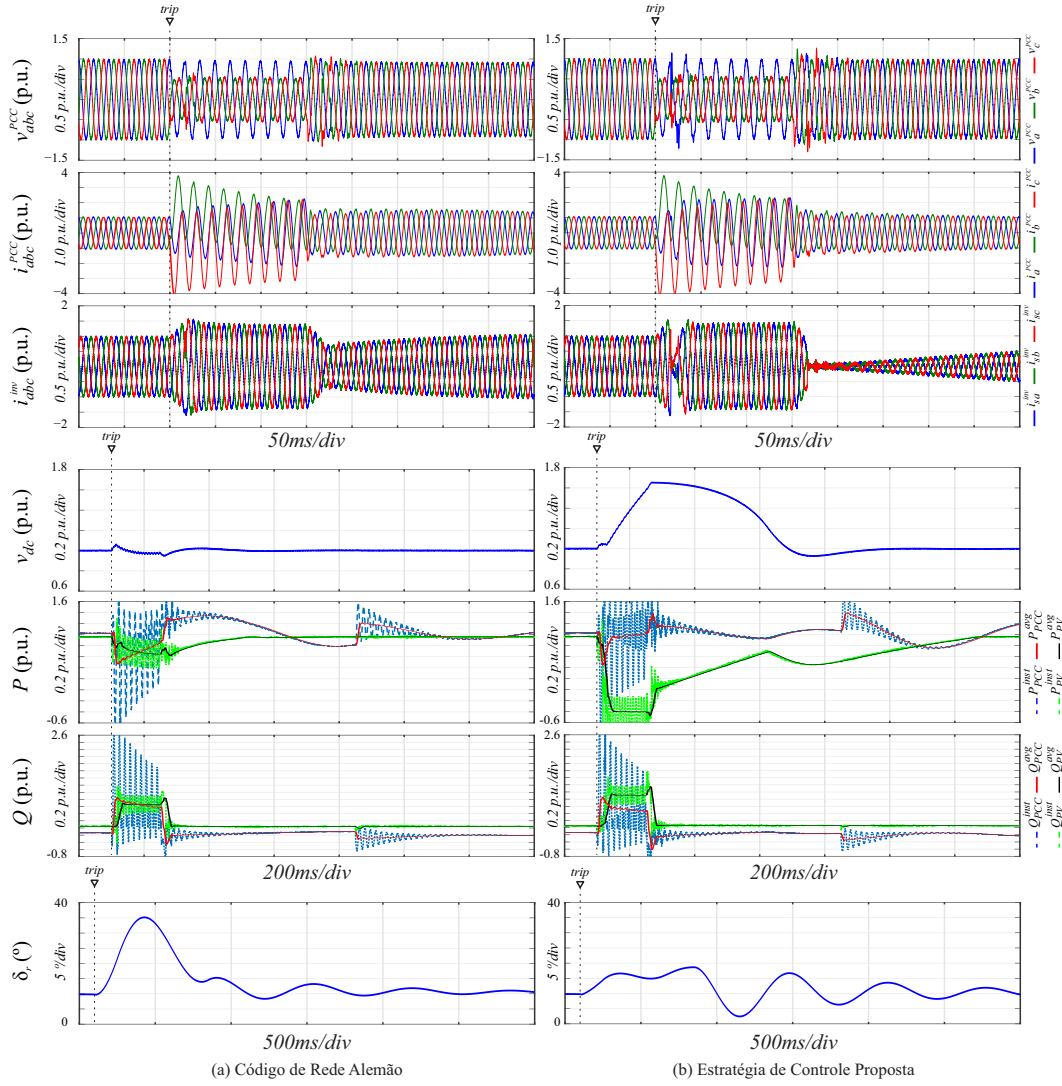


Figura 7.28: Resultados da simulação mostrando o desempenho do método proposto

de controle implementada. Para ambos casos o módulo da corrente de falta está abaixo do valor da resistência de curto-circuito de  $40K\Omega/1s$  especificado para cada inversor, as correntes de saída não contêm nenhuma componente harmônica, exceto a componente de  $FFSP$  e, após a falta, as correntes do inversor incrementam até seu valor nominal através da rampa de recuperação de potência ativa.

Durante a falta, os resultados da Figura 7.28a mostram que a tensão do barramento  $CC$  é mantido próximo do valor pré-falta devido à atuação do controlador de tensão. Os resultados da Figura 7.28b mostram um incremento devido à absorção da energia cinética da  $MS$  até atingir um valor máximo de  $v_{CC} = 1,65p.u.$  sem esse valor exceder o valor limite de  $v_{CC}^{máx} = 2p.u.$  imposto pelo capacitor escolhido. Em pós-falta, o controlador de tensão do barramento  $CC$  atua liberando a energia armazenada no capacitor e continua atuando até

a tensão  $CC$  atinga o seu valor nominal pré-falta.

Os valores de potência ativa instantânea  $P_{PCC}^{inst}$  e média  $P_{PCC}^{med}$  correspondem à potência ativa de entrada ao  $PCC$  chegando da subestação 1. Os resultados da Figura 7.28a mostram um decréscimo significativo no valor  $P_{PCC}^{med}$  durante a falta causando desequilíbrio com a potência mecânica e, também, em pós-falta mostra oscilações significativas. Os resultados da Figura 7.28b mostram um incremento na potência ativa média  $P_{PCC}^{med}$  durante a falta até um valor próximo ao valor pré-falta e, também, as oscilações pós-falta são reduzidas significativamente. As potências ativa instantânea  $P_{PV}^{inst}$  e média  $P_{PV}^{med}$  correspondem às potências ativas de entrada no  $PCC$  chegando da subestação 2. Os resultados da Figura 7.28a mostram que o sistema fotovoltaico reduz a potência ativa de saída para  $65MW$  durante a falta e, em pós-falta, incrementa até atingir seu valor nominal de  $100MW$  através da rampa de recuperação de potência ativa. Os resultados da Figura 7.28b mostram que o sistema fotovoltaico absorve  $40MW$  durante a falta e, em pós-falta incrementa com uma rampa maior ao  $100\%/s$  devido à liberação da energia armazenada nos capacitores do sistema fotovoltaico mas, no entanto, como o valor de rampa é um limite inferior, o valor da rampa de incremento da potência ativa durante a liberação da energia dos capacitores não entra em conflito com o requisito do código de rede.

Os resultados de potência reativa instantânea  $Q_{PCC}^{inst}$  e média  $Q_{PCC}^{med}$  da Figura 7.28b experimentam uma redução de aproximadamente  $15Mvar$  durante a falta em comparação com os resultados da Figura 7.28a. Os resultados de potência reativa instantânea  $Q_{PV}^{inst}$  e média  $Q_{PV}^{med}$  da Figura 7.28a mostram que o sistema fotovoltaico da suporte à tensão do  $PCC$  injetando  $66Mvar$  na rede durante a falta e, os resultados da Figura 7.28b mostram que o sistema fotovoltaico injeta  $90Mvar$  na rede. As potências ativa e reativa do sistema fotovoltaico totalizam  $93MVA$  de potência aparente para o caso com o controle implementado como requerido no código de rede alemão e,  $99MVA$  de potência aparente para o caso com a estratégia de controle proposta. Em ambos casos a potência aparente total não ultrapassa o valor máximo de potência aparente do sistema fotovoltaico de  $100MVA$ .

O resultado do ângulo do rotor  $\delta_r$  da MS da Figura 7.28a mostra um incremento significativo até atingir um valor de  $35,2^\circ$  durante a falta. O resultado da Figura 7.28b mostra que  $\delta_r$  atinge um valor de  $16,6^\circ$  durante a falta, o que significa uma redução de  $18,6^\circ$ . Esse resultados provam que a estratégia de controle proposta é uma melhor alternativa em relação à capacidade  $FRT$ , melhorando não apenas a estabilidade de tensão mas, também, apoiando a máquina em manter o sincronismo com a rede de potência.



Durante o período pós-falta,  $\delta_r$  incrementa levemente até o valor de  $18,6^\circ$  devido à atuação do controlador de tensão do barramento  $CC$ .

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais e de simulação de um sistema fotovoltaico de grande porte considerando a estratégia de controle proposta do Capítulo 5 e os projetos dos controladores de corrente e de tensão do Capítulo 6.

Para a obtenção dos resultados experimentais simulou-se uma falta bifásica e trifásica utilizando uma carga indutiva de baixa impedância, a ser ligada nos terminais da  $MS$  ao mesmo tempo que a  $MS$  é desligada da rede de distribuição. Os resultados experimentais mostram a efetividade da estratégia de controle em manter a potência de saída da  $MS$  em um valor muito próximo do valor pré-falta, o que reduz as excursões do ângulo do rotor da  $MS$ . O suporte de potência reativa durante o distúrbio, provou ser útil na melhora do perfil de tensão do  $PCC$  e, na redução do valor máximo atingido pela tensão do barramento  $CC$ .

Os resultados experimentais permitiram comprovar a efetividade do controle proposto em um sistema experimental. Porém, esse sistema é de pequeno porte e não permite avaliar se a proposta será efetiva em um sistema elétrico real de grande porte. Assim, implementou-se uma simulação considerando um sistema híbrido com uma máquina síncrona de  $120MVA$  de potência aparente e, um sistema fotovoltaico de  $100MVA$  operando com fator de potência unitário para, assim, provar a viabilidade do uso do controle proposto em um sistema de grande porte. Os resultados mostram que a estratégia de controle proposta é implementável utilizando tecnologia atual no referente ao uso de capacitores e inversores e, que é uma melhor alternativa em relação à capacidade FRT em sistemas fotovoltaicos para dar suporte à rede de potência em manter estabilidade de tensão e transitória durante distúrbios severos na rede de transmissão. Os inversores devem atuar de forma coordenada para absorver a potência ativa permitida dentro dos limites operacionais dos inversores e dos capacitores do barramento  $CC$  para, assim, reduzir as oscilações do ângulo do rotor e, de fornecer suporte de potência reativa para a melhora da estabilidade de tensão durante o distúrbio. No capítulo seguinte são apresentadas as principais conclusões e sugestões de trabalhos futuros.

**8.1****Conclusões**

As condições de estabilidade transitória, definidas pelo comportamento dinâmico do ângulo do rotor  $\delta_r$  da máquina síncrona, são colocadas em maior risco de perda de sincronismo quando as usinas fotovoltaicas de grande capacidade de geração são desligadas do sistema elétrico ao início de um distúrbio severo. Entretanto, os inversores que conectam essas usinas de geração com o resto da rede elétrica, tem a capacidade de dar uma resposta rápida, mesmo dentro da faixa de duração de um distúrbio como as faltas balanceadas e desbalanceadas no sistema de transmissão.

No trabalho foi proposto uma estratégia de controle a ser implementada nos inversores de usinas fotovoltaicas, visando incrementar a potência ativa de saída da máquina síncrona até um valor muito próximo do valor pré-falta. Deve-se salientar que a estratégia de controle é projetada em base a uma configuração particular de um sistema elétrico de potência, não foi considerado outras configurações de sistemas elétricos, nem se considerou um sistema fotovoltaico de geração distribuída. Para o caso particular desse sistema elétrico, comprovou-se nos resultados das simulações utilizando um sistema híbrido de grande porte e nos resultados experimentais do Capítulo 7 que esse incremento se consegue através da absorção da energia cinética armazenada na massa rotativa da máquina síncrona por parte do inversor ou grupo de inversores operando coordenadamente. O objetivo da estratégia de controle proposta é de liberar a energia cinética armazenada na máquina, durante o distúrbio, para reduzir o desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica e, assim, reduzir efetivamente a amplitude das oscilações do ângulo do rotor da máquina.

A estratégia de controle proposta não determina o conteúdo harmônico da corrente a ser fornecida pelo inversor e, portanto, a análise de sensibilidade é utilizada para determinar qual a corrente de saída da máquina síncrona é a de maior impacto na variação do ângulo do rotor da máquina. Concluiu-se que o inversor, durante a ação de controle, deve injetar correntes em componente

de *FFSP* seguindo a estratégia de controle proposta. A efetividade do uso de apenas componente *FFSP* é validada através de simulações apresentadas no Capítulo 5.

Os resultados experimentais e de simulação de um sistema híbrido de grande porte apresentados no Capítulo 7 provam a efetividade da estratégia de controle proposta na redução significativa das oscilações da potência ativa de saída da máquina síncrona, tanto durante a ação de controle como após o término do controle. Essa redução significativa da potência ativa da máquina se traduz em uma redução significativa das amplitudes das oscilações do ângulo do rotor da máquina e, assim, também da frequência e velocidade angular do rotor.

A estratégia de controle proposta deixa aberta a possibilidade de dar suporte de potência reativa ao sistema durante a ação de controle sujeito aos limites operacionais do inversor. Conseguiu-se provar com os resultados experimentais apresentados no Capítulo 7, que o suporte de potência reativa consegue reduzir ainda mais as oscilações da potência ativa de saída da máquina quando comparada ao caso sem apoio de potência reativa. Assim, pode-se dizer que a estratégia de controle proposta junto com o suporte de potência reativa fornecido pelo inversor, permite que a máquina síncrona opere em um ponto de operação muito próximo da condição de operação pré-falta, no que diz respeito à potência ativa de saída da máquina, durante a ação de controle. Além disso, o suporte de potência reativa consegue reduzir o valor máximo atingido pela tensão do capacitor quando comparado ao caso sem o suporte de potência reativa. Essa conclusão é muito importante em casos onde exista a possibilidade de a tensão do capacitor superar seu valor nominal de operação em condição de distúrbio.

A estratégia de controle proposta é viável de ser implementada em um sistema híbrido de grande porte, considerando todo um sistema fotovoltaico composto de várias unidades de inversores individuais operando de forma coordenada para absorver a potência ativa e, de fornecer suporte em potência reativa dentro dos limites operacionais de cada um dos inversores. Os ajustes operacionais da simulação do sistema de grande porte considera o uso de tecnologia atual referente à absorção de energia pelos capacitores do barramento *CC* e, dos limites operacionais de curto circuito dos inversores. Assim, também a ação de controle proposta provou ser uma melhor alternativa no que diz respeito da capacidade *FRT* a ser requerida pelos códigos de rede para dar suporte ao sistema em manter estabilidade transitória e de tensão durante distúrbios severos na rede de transmissão. Pode-se concluir que a estratégia de controle proposta é uma alternativa viável a ser implementada em sistemas

fotovoltaicos reais de grande porte, na redução das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona e, de melhora da estabilidade de tensão através do suporte de potência reativa em conformidade com os limites operacionais da tecnologia atual de capacitores do barramento  $CC$  e dos inversores.

## 8.2

### Trabalhos Futuros

No trabalho não foi considerado a simulação utilizando uma usina eólica de grande porte e, portanto, recomenda-se realizar a simulação com a estratégia de controle implementada nos inversores de uma usina eólica de grande capacidade de geração. Deve-se considerar que a parada momentânea das máquinas assíncronas, utilizadas em geradores eólicos, podem causar problemas e atrasos na recuperação da potência nominal de geração, o que pode causar instabilidades no sistema elétrico.

Recomenda-se realizar a simulação utilizando uma usina eólica offshore de grande capacidade de geração, ligado ao sistema através de um sistema de alta tensão em corrente contínua.

Recomenda-se considerar o uso de sistemas de armazenamento massivo como baterias, para que a potência ativa a ser absorvida seja armazenada nas baterias diminuindo, assim, o incremento da tensão dos capacitores do barramento  $CC$ .

É importante avaliar a implementação de um estabilizador de sistema de potência ( $PSS$ ) na máquina síncrona, o que pode contribuir ainda mais com a redução das oscilações do ângulo do rotor da máquina síncrona a partir de aproximadamente um segundo após o começo do distúrbio.

## Referências bibliográficas

- [1] I. S. Board, *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems: 1547-2003*. IEEE, 2003.
- [2] D. Photovoltaics and E. Storage, *IEEE standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces*, IEEE Std, pp. 1547–2018, 2018.
- [3] G. Lammert, D. Premm, L. D. P. Ospina, J. C. Boemer, M. Braun, and T. Van Cutsem, *Control of Photovoltaic Systems for Enhanced Short-Term Voltage Stability and Recovery*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 34, no. 1, pp. 243–254, 2018.
- [4] A. Ellis, R. Walling, B. Zavadil, D. Jacobson, R. Piwko *et al.*, *2012 Special assessment interconnection requirements for variable generation*, North American Reliability Corporation NERC, 2012.
- [5] W. Bartels, F. Ehlers, K. Heidenreich, R. Hüttner, H. Kühn, T. Meyer, T. Kumm, J. Salzmann, H. Schäfer, and K. Weck, *Technical Guideline Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network. Guideline for Generating Plants' Connection to and Parallel Operation with the Medium-Voltage Network*, BDEW Bundesverband der Energie-und Wasserwirtschaft e. V. (German Association of Energy and Water Industries), 2008.
- [6] *VDE-AR-N 4120, Technical requirements for the connection and operation of costumer installations to the high-voltage network (TCC High-Voltage)*, 2015.
- [7] *Technical requirements for connecting photovoltaic power station to power system*. Chinese Grid Code GB/T 19964-2012, 2013.
- [8] *National Grid, Guidance Notes – Power Park Modules*, Issue 3, 2012.
- [9] P. Chao, W. Li, S. Peng, X. Liang, D. Xu, L. Zhang, N. Chen, and Y. Sun, *A Unified Modeling Method of Photovoltaic Generation Systems under Balanced and Unbalanced Voltage Dips*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2018.

- [10] M. Mirhosseini, J. Pou, and V. G. Agelidis, *Single-and two-stage inverter-based grid-connected photovoltaic power plants with ride-through capability under grid faults*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6, no. 3, pp. 1150–1159, 2014.
- [11] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*. McGraw-hill New York, 1994, vol. 7.
- [12] S. Eftekharnejad, V. Vittal, G. T. Heydt, B. Keel, and J. Loehr, *Small signal stability assessment of power systems with increased penetration of photovoltaic generation: A case study*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 4, no. 4, pp. 960–967, 2013.
- [13] D. Gautam and V. Vittal, *Impact of DFIG based wind turbine generators on transient and small signal stability of power systems*, in 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting. IEEE, 2009, pp. 1–6.
- [14] P. G. Bueno, J. C. Hernández, and F. J. Ruiz-Rodriguez, *Stability assessment for transmission systems with large utility-scale photovoltaic units*, IET Renewable Power Generation, vol. 10, no. 5, pp. 584–597, 2016.
- [15] B. Tamimi, C. Cañizares, and K. Bhattacharya, *System stability impact of large-scale and distributed solar photovoltaic generation: The case of Ontario, Canada*, IEEE transactions on sustainable energy, vol. 4, no. 3, pp. 680–688, 2013.
- [16] A. K. Srivastava, A. A. Kumar, and N. N. Schulz, *Impact of distributed generations with energy storage devices on the electric grid*, IEEE Systems Journal, vol. 6, no. 1, pp. 110–117, 2012.
- [17] S. Eftekharnejad, V. Vittal, G. T. Heydt, B. Keel, and J. Loehr, *Impact of increased penetration of photovoltaic generation on power systems*, IEEE transactions on power systems, vol. 28, no. 2, pp. 893–901, 2013.
- [18] M. Tajdinian, A. R. Seifi, and M. Allahbakhshi, *Transient Stability of Power Grids Comprising Wind Turbines: New Formulation, Implementation, and Application in Real-Time Assessment*, IEEE Systems Journal, no. 99, pp. 1–12, 2018.
- [19] A. Sajadi, R. M. Kolacinski, K. Clark, and K. A. Loparo, *Transient Stability Analysis for Offshore Wind Power Plant Integration Planning Studies—Part I: Short-Term Faults*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 1, pp. 182–192, 2019.

- [20] E. Vittal, M. O'Malley, and A. Keane, *Rotor angle stability with high penetrations of wind generation*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 27, no. 1, pp. 353–362, 2012.
- [21] M. K. Hossain and M. H. Ali, *Transient stability augmentation of PV/DFIG/SG-based hybrid power system by nonlinear control-based variable resistive FCL*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6, no. 4, pp. 1638–1649, 2015.
- [22] M. Edrah, K. L. Lo, and O. Anaya-Lara, *Impacts of high penetration of DFIG wind turbines on rotor angle stability of power systems*, IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 6, no. 3, pp. 759–766, 2015.
- [23] S. Wei, Y. Zhou, and Y. Huang, *Synchronous motor-generator pair to enhance small signal and transient stability of power system with high penetration of renewable energy*, IEEE Access, vol. 5, pp. 11 505–11 512, 2017.
- [24] L. Wang, Q.-S. Vo, and A. V. Prokhorov, *Stability improvement of a multi-machine power system connected with a large-scale hybrid wind-photovoltaic farm using a supercapacitor*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 54, no. 1, pp. 50–60, 2018.
- [25] B. Kroposki, B. Johnson, Y. Zhang, V. Gevorgian, P. Denholm, B.-M. Hodge, and B. Hannegan, *Achieving a 100% renewable grid: Operating electric power systems with extremely high levels of variable renewable energy*, IEEE Power and Energy Magazine, vol. 15, no. 2, pp. 61–73, 2017.
- [26] E. W. Kimbark, *Power system stability*. John Wiley & Sons, 1995, vol. 1.
- [27] M. Eremia and M. Shahidehpour, *Handbook of electrical power system dynamics: modeling, stability, and control*. John Wiley & Sons, 2013, vol. 92.
- [28] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. Wiley Online Library, 2002, vol. 2.
- [29] R. H. Park, *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [30] A. M. Stankovic and T. Aydin, *Analysis of asymmetrical faults in power systems using dynamic phasors*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, no. 3, pp. 1062–1068, 2000.

- [31] H. Z. El-Din and R. T. Alden, *Second order eigenvalue sensitivities applied to power system dynamics*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 96, no. 6, pp. 1928–1936, 1977.
- [32] V. A. Caliskan, O. Verghese, and A. M. Stankovic, *Multifrequency averaging of DC/DC converters*, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 14, no. 1, pp. 124–133, 1999.
- [33] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*. Oxford university press, 1996, vol. 1.
- [34] P. J. Nolan, N. Sinha, and R. T. Alden, *Eigenvalue sensitivities of power systems including network and shaft dynamics*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 95, no. 4, pp. 1318–1324, 1976.
- [35] H. Souza, F. Neves, M. Cavalcanti, E. Bueno, and M. Rizo, *Frequency adaptive phase-sequence separation method based on a generalized delayed signal cancelation method*, in 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2009, pp. 568–572.
- [36] F. A. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, and M. Rizo, *A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals*, IEEE Transactions on power delivery, vol. 25, no. 3, pp. 1816–1825, 2010.
- [37] W. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, *Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, 1951.
- [38] L. LIMONGI, “Filtros ativos de potência para compensação de harmônicos de corrente e potência reativa,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, 2006.
- [39] R. CAVALCANTI NETO, “Controle repetitivo complexo baseado em gdsc aplicado a filtro ativo de potência,” Master’s thesis, Universidade Federal de Pernambuco, 2018.
- [40] K. Ogata *et al.*, *Discrete-time control systems*. Prentice Hall Englewood Cliffs, NJ, 1995, vol. 2.
- [41] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. López, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesana, *Effects of discretization methods on the performance*



- of resonant controllers*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 7, pp. 1692–1712, 2010.
- [42] P. S. Flannery and G. Venkataramanan, *A fault tolerant doubly fed induction generator wind turbine using a parallel grid side rectifier and series grid side converter*, IEEE Transactions on power electronics, vol. 23, no. 3, pp. 1126–1135, 2008.
- [43] A. Mullane, G. Lightbody, and R. Yacamini, *Wind-turbine fault ride-through enhancement*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 20, no. 4, pp. 1929–1937, 2005.
- [44] J. Chen, L. Jiang, W. Yao, and Q. Wu, *Perturbation estimation based nonlinear adaptive control of a full-rated converter wind turbine for fault ride-through capability enhancement*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 29, no. 6, pp. 2733–2743, 2014.
- [45] *North American Electric Reliability Corporation, 1200 MW Fault induced solar photovoltaic resource interruption disturbance report: southern california 8/16/2016 event*. NERC, Atlanta, GA, June, 2017.
- [46] ABB Central Inverters. *PVS800-57B central inverters - hardware manual*. Accessed: 2019-08-22. [Online]. Available: <https://new.abb.com/power-converters-inverters/solar/central/pvs800> – Nov, 2018.
- [47] F. A. Neves, M. Carrasco, F. Mancilla-David, G. M. Azevedo, and V. S. Santos, *Unbalanced grid fault ride-through control for single-stage photovoltaic inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 4, pp. 3338–3347, 2015.
- [48] C. L. Fortescue, *Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks*, Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 37, no. 2, pp. 1027–1140, 1918.
- [49] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, *Comparison of current control techniques for active filter applications*, IEEE transactions on industrial electronics, vol. 45, no. 5, pp. 722–729, 1998.

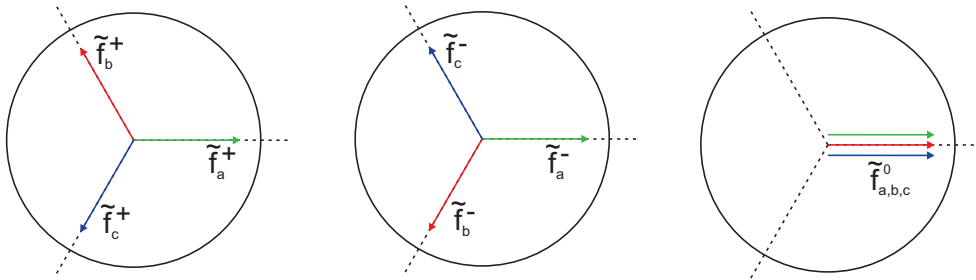
## A

### Análise Vetorial de Sinais Trifásicos

#### A.1

##### Teorema de Fortescue

O teorema de Fortescue estabelece que um sistema trifásico desbalanceado pode ser representado por três componentes equilibrados em sequências positiva, negativa e zero [48]. O teorema de Fortescue tem a vantagem de que uma vez que o sistema trifásico é representado por suas componentes de sequência equilibradas, a análise monofásica pode ser estendida para as outras fases. A Figura A.1 apresenta as componentes equilibradas de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero. A sequência positiva (A.1(a)) consiste em três fasores equilibrados desfasados um de outro em  $120^\circ$ , na sequência de fases do sistema original ( $a - b - c$ ). A sequência negativa (A.1(b)) consiste em três fasores equilibrados desfasados em  $120^\circ$ , com sequência de fases contrária do sistema original ( $a - c - b$ ). A sequência zero (A.1(c)) consiste em três fasores equilibrados em fase.



A.1(a): Sequência Positiva    A.1(b): Sequência Negativa    A.1(c): Sequência Zero

Figura A.1: Componentes de Sequência Utilizando o Teorema de Fortescue

As componentes equilibradas de sequência, de um sistema desequilibrado, podem ser obtidos a partir de:

$$\begin{bmatrix} \vec{f}^+ \\ \vec{f}^- \\ \vec{f}^0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_{[T_{+-0}]} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

onde  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ .

Os fasores de sequência positiva podem ser representados em referencial  $abc$ :

$$\begin{bmatrix} \vec{f}_a^+ \\ \vec{f}_b^+ \\ \vec{f}_c^+ \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-2})$$

De forma similar, os fasores de sequência negativa podem ser representados em referencial  $abc$ :

$$\begin{bmatrix} \vec{f}_a^- \\ \vec{f}_b^- \\ \vec{f}_c^- \end{bmatrix} = [T_{+-0}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

De (A-1), a sequência homopolar pode ser calculada como:

$$\vec{f}^0 = \frac{1}{3} (f_a + f_b + f_c) \quad (\text{A-4})$$

Se o sistema original for equilibrado, existe só componente de sequência positiva.

## A.2

### Vetores Espaciais e Transformação de Coordenadas

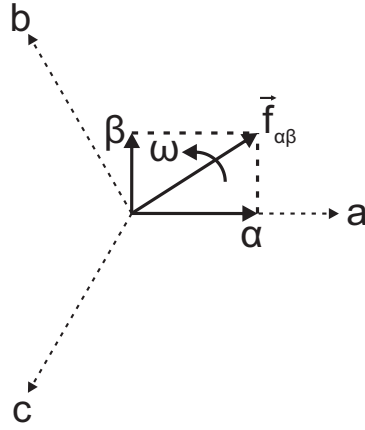
O conceito de vetores espaciais é amplamente usado na caracterização dos fluxos magnéticos das máquinas elétricas, possibilitando a análise dinâmica dessas máquinas através de um conjunto reduzido de equações. Os vetores espaciais proporcionam uma notação compacta e de fácil manipulação algébrica quando comparada à análise no sistema  $(a - b - c)$  e, facilidade com a transformação na referência rotacional [33] [30].

Os vetores espaciais são obtidos através da transformada de Clarke [37] com o fim de transformar um sistema de coordenadas trifásico  $(a - b - c)$  em um sistema de coordenadas bifásico, ortogonal e estacionário, os eixos são denominados  $\alpha$  e  $\beta$ . A Figura A.2 apresenta a decomposição de um vetor  $f_{\alpha\beta}$  no referencial estacionário  $\alpha\beta$ .

A transformação de Clarke é descrita por:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} (f_a + \alpha f_b + \alpha^2 f_c) \quad (\text{A-5})$$

Em forma matricial temos:


 Figura A.2: Descomposição de um Vetor  $f_{\alpha\beta}$  no Referencial Estacionário  $\alpha\beta$ 

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

A obtenção dos sinais trifásicos em função de seus componentes em referencial  $\alpha\beta$  é dado por:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-7})$$

Em sistemas balanceados onde a componente de sequência zero é nula, o vetor espacial  $\vec{f}_{\alpha\beta}$  é:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = f_\alpha + j \cdot f_\beta \quad (\text{A-8})$$

Outra forma de representar sinais trifásicos foi desenvolvida por Park [29], onde se faz uso das coordenadas  $qd0$ , obtidas através da transformada de Park. A transformada utiliza um sistema de coordenadas bifásico e ortogonal que gira a uma velocidade  $\omega$ , sendo  $\theta = \omega t$  a posição angular. Ao sincronizar a rotação dos eixos  $qd$  com a rotação do vetor espacial  $\vec{f}_{\alpha\beta}$  é possível representar sinais trifásicos alternados como sinais contínuos. A transformada de Park é:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-9})$$

A Figura A.3 mostra uma representação instantânea dos eixos do sistema de coordenadas  $qd$ . A transformada de Park precisa da posição angular instantânea  $\theta$  para ser calculada.

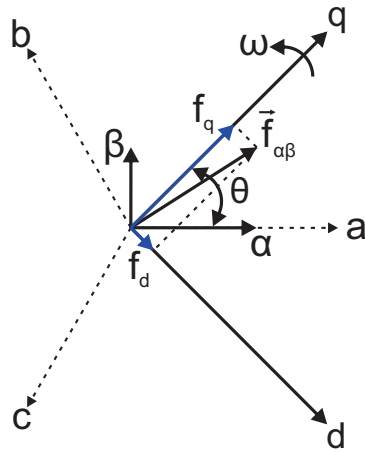


Figura A.3: Representação dos Eixos  $qd$  em Relação ao Sistema Referencial Estacionário  $\alpha\beta$

Substituindo a definição A-6 em A-9 podemos obter as coordenadas  $qd0$  em função das coordenadas trifásicas  $(a - b - c)$ , assim:

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{qd0}]} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-10})$$

A obtenção dos sinais trifásicos em função do sistema de coordenadas rotacionais  $qd0$  pode ser obtido através da seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = [T_{qd0}]^{-1} \begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-11})$$

onde a inversa da matriz  $[T_{qd0}]$  é definida como:

$$[T_{qd0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A-12})$$

### A.3

#### Representação de Sinais Trifásicos Periódicos e Desbalanceados Utilizando Vetores Espaciais

Dado um conjunto de sinais trifásicos periódicos, desbalanceados e distorcidos, é possível representar esses sinais em coordenadas  $(a - b - c)$  como mostrado nas seguintes equações:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} [\hat{f}_a^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_a^{(h)}) + \hat{f}_0^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0^{(h)})] \\ f_b(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} [\hat{f}_b^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_b^{(h)}) + \hat{f}_0^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0^{(h)})] \\ f_c(t) &= \sum_{h=0}^{\infty} [\hat{f}_c^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_c^{(h)}) + \hat{f}_0^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0^{(h)})] \end{aligned} \quad (\text{A-13})$$

Usando a expansão de Euler nos termos não homopolares da equação A-13, obtém-se de forma geral para uma componente harmônica em quaisquer das fases a seguinte definição:

$$f_i^{(h)} = \hat{f}_i^{(h)} \frac{e^{jh(\omega_0 t + \varphi_i^{(h)})} + e^{-jh(\omega_0 t + \varphi_i^{(h)})}}{2} + \hat{f}_0^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0^{(h)}) \quad (\text{A-14})$$

onde  $i = a, b, c$

Substituindo a definição (A-14) no sistema de equações em (A-13) e, utilizando a notação em vetores espaciais  $\alpha\beta$  obtém-se:

$$\vec{f}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \hat{f}_a^{(h)} \left( e^{jh(\omega_0 t + \varphi_a^{(h)})} + e^{-jh(\omega_0 t + \varphi_a^{(h)})} \right) \\ + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} \left( e^{jh(\omega_0 t + \varphi_b^{(h)})} + e^{-jh(\omega_0 t + \varphi_b^{(h)})} \right) \\ + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} \left( e^{jh(\omega_0 t + \varphi_c^{(h)})} + e^{-jh(\omega_0 t + \varphi_c^{(h)})} \right) \\ + 2 \left[ \hat{f}_0^{(h)} \cos(h\omega_0 t + h\varphi_0^{(h)}) \right] \underbrace{\left( 1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)}_{=0} \end{bmatrix} \quad (\text{A-15})$$

As componentes de sequência homopolar são eliminadas conforme apresentado acima, resultando em:

$$\begin{aligned} \vec{f}_{\alpha\beta}^{(h)} &= \frac{1}{3} \left[ \hat{f}_a^{(h)} e^{jh\varphi_a^{(h)}} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} e^{jh\varphi_b^{(h)}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} e^{jh\varphi_c^{(h)}} \right] e^{jh\omega_0 t} \\ &+ \frac{1}{3} \left[ \hat{f}_a^{(h)} e^{-jh\varphi_a^{(h)}} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} e^{-jh\varphi_b^{(h)}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} e^{-jh\varphi_c^{(h)}} \right] e^{-jh\omega_0 t} \end{aligned} \quad (\text{A-16})$$

O segundo termo de (A-16) pode ser representado pelo seu conjugado (representado pelo símbolo sobrescrito  $\dagger$ ), assim:

$$\begin{aligned} \vec{f}_{\alpha\beta}^{(h)} &= \left[ \frac{1}{3} \left( \hat{f}_a^{(h)} e^{jh\varphi_a^{(h)}} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} e^{jh\varphi_b^{(h)}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} e^{jh\varphi_c^{(h)}} \right) \right] e^{jh\omega_0 t} \\ &+ \left[ \frac{1}{3} \left( \hat{f}_a^{(h)} e^{jh\varphi_a^{(h)}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} e^{jh\varphi_b^{(h)}} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} e^{jh\varphi_c^{(h)}} \right) \right]^\dagger e^{-jh\omega_0 t} \end{aligned} \quad (\text{A-17})$$

Observa-se que os termos entre colchetes são os fasores de sequência positiva e negativa de Fortescue. A equação (A-17) pode ser representada

como a soma de dois vetores de sequência positiva e negativa na referência estacionária  $\alpha\beta$ , assim:

$$\vec{f}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{f}_{\alpha\beta-}^{(h)} \quad (\text{A-18})$$

onde cada vetor de sequência positiva e negativa é representado por:

$$\vec{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} = \tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t} \quad (\text{A-19})$$

$$\vec{f}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \tilde{f}_{\alpha\beta-}^{(h)\dagger} e^{-jh\omega_0 t} \quad (\text{A-20})$$

A representação em referencial  $\alpha\beta$  de todos os harmônicos contidos no sinal trifásico original pode ser definido utilizando (A-17), assim:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \sum_{h=1}^{\infty} \vec{f}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] + \sum_{h=1}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta-}^{(h)\dagger} e^{-jh\omega_0 t}] \quad (\text{A-21})$$

Substituindo um valor negativo do harmônico ( $-h$ ) no termo da componente de sequência positiva em (A-17), pode-se obter:

$$\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(-h)} = \frac{1}{3} \left[ \hat{f}_a^{(h)} e^{-jh\varphi_a^{(h)}} + e^{j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_b^{(h)} e^{-jh\varphi_b^{(h)}} + e^{-j\frac{2\pi}{3}} \hat{f}_c^{(h)} e^{-jh\varphi_c^{(h)}} \right] \quad (\text{A-22})$$

Da comparação entre (A-22) e o termo da componente harmônica de sequência negativa em (A-17), obtém-se:

$$\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(-h)} = \tilde{f}_{\alpha\beta-}^{(h)\dagger} \quad (\text{A-23})$$

Substituindo (A-23) em (A-21), obtém-se:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] + \sum_{h=1}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(-h)} e^{-jh\omega_0 t}] = \sum_{h=0}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] + \sum_{h=-\infty}^{-1} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] \quad (\text{A-24})$$

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = \sum_{h=-\infty}^{\infty} [\tilde{f}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega_0 t}] \quad (\text{A-25})$$

A equação (A-25) é análoga à equação em fasores dinâmicos definido em (4-1) apresentado na Seção 4.1.

## B

### Matriz de Reatâncias do Modelo em vetores Espaciais na Referência $qd$ da Máquina Síncrona

A matriz de reatâncias  $X_A$  do modelo em vetores espaciais da máquina síncrona é:

$$X_A = \begin{bmatrix} -\frac{X_d+X_q}{2} & \frac{X_d-X_q}{2} & X_{mq} & X_{mq} & -jX_{md} & -jX_{md} \\ \frac{X_d-X_q}{2} & -\frac{X_d+X_q}{2} & X_{mq} & X_{mq} & jX_{md} & jX_{md} \\ -\frac{X_{mq}}{2} & -\frac{X_{mq}}{2} & X_{kq1} & X_{mq} & 0 & 0 \\ -\frac{X_{mq}}{2} & -\frac{X_{mq}}{2} & X_{mq} & X_{kq2} & 0 & 0 \\ -j\frac{X_{md}}{2} & j\frac{X_{md}}{2} & 0 & 0 & X_{fd} & X_{md} \\ -j\frac{X_{md}}{2} & j\frac{X_{md}}{2} & 0 & 0 & X_{md} & X_{kd} \end{bmatrix} \quad (B-1)$$



## C

### Parâmetros do GDSC para Obter Componentes de Sequência de FFSP-FFSN-DFSP-TFSP

Para implementar as transformações em cascata  $A - E$  da seção 5.1, é necessário primeiro calcular os parâmetros de cada uma das transformações, o ângulo de atraso  $\theta_d$  e, o ângulo de rotação do sinal atrasado  $\theta_1$ .

#### C.1

##### Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $FFSP$

Na Tabela C.1 apresentam-se os parâmetros para a obtenção da componente de  $FFSP$  pelo método do  $GDSC$ .

Com esses parâmetros é possível obter os ganhos complexos  $\vec{a}_T$  e  $\vec{G}_T^{(h_s)}$  para cada transformação, através das equações:

- ganho complexo  $\vec{a}_T$ ,

$$\vec{a}_T = \frac{1}{\left(1 + e^{j(\theta_1^T - \theta_d^T)}\right)} \quad (C-1)$$

- ganho complexo  $\vec{G}_T^{(h_s)}$ .

$$\vec{G}_T^{(h_s)} = \vec{a}_T \left(1 + e^{j(\theta_1^T - h_s \theta_d^T)}\right) \quad (C-2)$$

onde  $T$  representa cada transformada  $A - E$  e,  $h_s$  representa a família de hamônicas a ser eliminadas.

Tabela C.1: Parâmetros  $A - E$  para Detectar a Componente  $FFSP$

Transformação	$\theta_d$	$\theta_1$	$h_s$
A	180°	180°	$2 \pm 2n$
B	60°	0°	$3 \pm 6n$
C	60°	120°	$5 \pm 6n$
D	30°	30°	$7 \pm 12n$
E	15°	15°	$13 \pm 24n$

Tabela C.2: Parâmetros  $A - E$  para Detectar a Componente  $FFSN$

Transformação	$\theta_d$	$\theta_1$	$h_s$
A	180°	180°	$\pm 2n$
B	60°	60°	$1 \pm 6n$
C	60°	60°	$3 \pm 6n$
D	30°	30°	$5 \pm 12n$
E	15°	15°	$11 \pm 24n$

Tabela C.3: Parâmetros  $A - E$  para Detectar a Componente  $DFSP$

Transformação	$\theta_d$	$\theta_1$	$h_s$
A	180°	0°	$3 \pm 2n$
B	72°	108°	$4 \pm 5n$
C	72°	-108°	$6 \pm 5n$
D	45°	180°	$8 \pm 8n$
E	30°	120°	$10 \pm 12n$

## C.2

### Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $FFSN$

Na Tabela C.2 apresentam-se os parâmetros para a obtenção da componente de  $FFSN$  pelo método do  $GDSC$ .

Com esses parâmetros é possível obter os ganhos complexos  $\vec{a}_T$  e  $\vec{G}_T^{(h_s)}$  para cada transformação, através das equações:

- ganho complexo  $\vec{a}_T$ ,

$$\vec{a}_T = \frac{1}{\left(1 + e^{j(\theta_1^T + \theta_d^T)}\right)} \quad (C-3)$$

- ganho complexo  $\vec{G}_T^{(h_s)}$ .

$$\vec{G}_T^{(h_s)} = \vec{a}_T \left(1 + e^{j(\theta_1^T - h_s \theta_d^T)}\right) \quad (C-4)$$

## C.3

### Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $DFSP$

Na Tabela C.3 apresentam-se os parâmetros para a obtenção da componente de  $DFSP$  pelo método do  $GDSC$ .

Com esses parâmetros é possível obter os ganhos complexos  $\vec{a}_T$  e  $\vec{G}_T^{(h_s)}$  para cada transformação, através das equações:

- ganho complexo  $\vec{a}_T$ ,

Tabela C.4: Parâmetros  $A - E$  para Detectar a Componente  $TFSP$

Transformação	$\theta_d$	$\theta_1$	$h_s$
A	180°	180°	$4 \pm 2n$
B	90°	-90°	$5 \pm 4n$
C	45°	135°	$7 \pm 8n$
D	30°	150°	$11 \pm 12n$
E	22,5°	67,5°	$11 \pm 16n$

$$\vec{a}_T = \frac{1}{\left(1 + e^{j(\theta_1^T - 2\theta_d^T)}\right)} \quad (C-5)$$

– ganho complexo  $\vec{G}_T^{(h_s)}$ .

$$\vec{G}_T^{(h_s)} = \vec{a}_T \left(1 + e^{j(\theta_1^T - h_s \theta_d^T)}\right) \quad (C-6)$$

#### C.4

##### Parâmetros para Obtenção da Componente de Sequência $TFSP$

Na Tabela C.4 apresentam-se os parâmetros para a obtenção da componente de  $TFSP$  pelo método do  $GDSC$ .

Com esses parâmetros é possível obter os ganhos complexos  $\vec{a}_T$  e  $\vec{G}_T^{(h_s)}$  para cada transformação, através das equações:

– ganho complexo  $\vec{a}_T$ ,

$$\vec{a}_T = \frac{1}{\left(1 + e^{j(\theta_1^T - 3\theta_d^T)}\right)} \quad (C-7)$$

– ganho complexo  $\vec{G}_T^{(h_s)}$ .

$$\vec{G}_T^{(h_s)} = \vec{a}_T \left(1 + e^{j(\theta_1^T - h_s \theta_d^T)}\right) \quad (C-8)$$

## D

### Projeto do Controlador da Tensão do Barramento *CC* Utilizado na Obtenção dos Resultados Experimentais

Os dados a ser utilizados na função de transferência da planta e, dos sensores de tensão e filtro *anti – aliasing* para o projeto do controlador de tensão, são mostrados na Tabela D.1.

Seguindo os passos descritos na Seção 6.4, obtém-se a função de transferência da planta no domínio  $\omega$ , dada por:

$$G_V(\omega) = \frac{0,002628\omega^2 + 219,5\omega - 1,073 \cdot 10^7}{\omega^2 + 2,52 \cdot 10^4\omega + 4,835 \cdot 10^{-8}} \quad (D-1)$$

Visto que a ação de controle  $P_{3\phi}^{CC}$  é pré-multiplicada por  $-1$  antes de ser aplicada à planta do sistema, (D-1) deve ser igualmente pré-multiplicada por  $-1$ , assim:

$$G_V(\omega) = \frac{-0,002628\omega^2 - 219,5\omega + 1,073 \cdot 10^7}{\omega^2 + 2,52 \cdot 10^4\omega + 4,835 \cdot 10^{-8}} \quad (D-2)$$

Apesar da função de transferência  $G_v(\omega)$  apresentar um polo em  $\omega \approx 0$ , decorrente da modelagem considerando um inversor trifásico real, esse polo é distanciado ainda mais ao considerar as perdas do inversor. Visto que a tensão  $V_{CC}$  deve ser constante e, a planta  $G_v(\omega)$  não possui polo na origem, torna-se possível obter erro nulo em regime permanente ao utilizar um controlador *PI*. O controlador *PI* de tensão deve ser sintonizado de modo que sua frequência de cruzamento por  $0dB$  satisfaça a inequação:

$$f_{cv} < f_{ci}/10 \quad (D-3)$$

onde  $f_{ci}$  representa a frequência de cruzamento por  $0dB$  da malha interna de corrente. Esse critério é escolhido para que a dinâmica de controle das correntes não seja comprometida pelo controlador da tensão do barramento *CC*. Contudo, durante a obtenção dos resultados experimentais verificou-se

Tabela D.1: Parâmetros Utilizados para o Projeto do Controlador de Tensão

C	$K_{Hv}$	$\omega_{Hv}$	$1/T_s$
(mF)	(V/V)	$\times 10^3(rad/s)$	(kHz)
4,7	1	$2\pi \cdot 5,1$	17,28

a presença de um distúrbio de medição com frequência  $f_d = 60Hz$ . O efeito desse distúrbio na medição pode ser atenuado ao fazer:

$$f_{cv} < f_d/10 \rightarrow f_{cv} < 6Hz \quad (D-4)$$

O zero real do controlador  $PI$  é alocado em  $s = -2\pi f_z$ , onde  $f_z$  representa a frequência em  $Hz$  onde o zero é posicionado. O parâmetro é selecionado de modo a não afetar a margem de fase pelo  $PI$ , sendo calculado por:

$$f_z \approx f_{cv}/10 \quad (D-5)$$

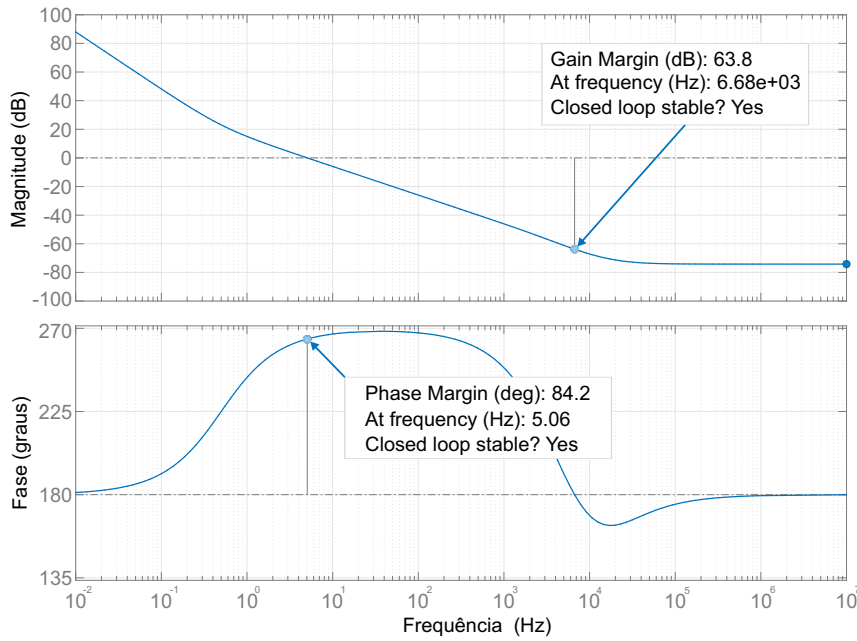


Figura D.1: Diagrama de Bode da Função de Transferência de Malha Aberta do Sistema

O ganho do controlador é sintonizado de forma a obter a frequência de cruzamento desejada. Assim, a função de transferência do controlador de tensão projetado é da forma:

$$C_v(\omega) = 0,074301 \cdot \frac{\omega + 3,14}{\omega} \quad (D-6)$$

O diagrama de Bode mostrado na Figura D.1 do sistema compensado possui uma margem de ganho  $MG = 63,8dB$ , margem de fase  $MF = 84,2^\circ$  e frequência de cruzamento  $f_{cv} = 5.06Hz$ . Os parâmetros do controlador discreto  $C_v(z)$  (obtido através do método de Tustin) podem ser calculados através de:

$$C_v(z) = \frac{k_{pv}z + (k_{iv}T_s - k_{pv})}{z - 1} \quad (D-7)$$

O controlador discreto da equação (D-7) é implementado como apresentado na Figura D.2, onde os ganhos proporcional e integral são  $k_{pv} = 0,07431$  e  $k_{iv} = 2 \cdot 10^{-5}/T_s$ , respectivamente. O  $T_s$  é definido como o período de amostragem e, neste trabalho é utilizado um valor de  $T_s = 17280Hz$ .

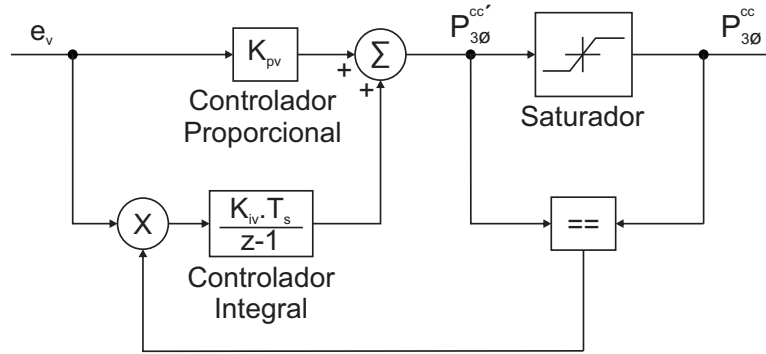


Figura D.2: Estrutura do Controlador da Tensão  $V_{CC}$ . Controlador  $PI$  com Ação *anti – windup*

Os limites do saturador do controlador mostrado na Figura D.2 da ação *anti – windup* são selecionados de modo a escolher a máxima variação de potência que o sistema pode compensar, neste trabalho é usado um valor de  $P_{3\phi}^{CC(sat)} = \pm 250W$ . O bloco que apresenta o simbolo de dupla igualdade (==) possibilita que a entrada do controlador integral seja nula em caso os sinais  $P_{3\phi}^{CC'}$  e  $P_{3\phi}^{CC}$  fossem diferentes, é dizer, se a ação de controle estiver saturada.

## E

### Projeto do Controlador da Corrente Utilizado na Obtenção dos Resultados Experimentais

O controlador é projetado considerando a planta  $G_{id}(s)$  modelada na Seção 6.2, cujos parâmetros são exibidos na Tabela E.1.

A estrutura do controlador de corrente é apresentada na Figura E.1.

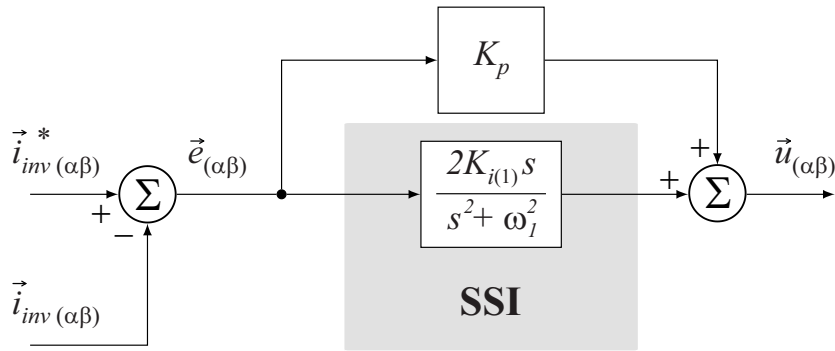


Figura E.1: Estrutura do Controlador de Corrente

O controlador  $P - SSI$  da Figura E.1, calcula o valor do erro  $\vec{e}_{(\alpha\beta)}$  como a diferença entre o valor referencial desejado  $\vec{i}_{inv(\alpha\beta)}^*$  de saída do controlador da tensão do barramento  $CC$  em estado estável, ou do bloco gerador de referência durante a ação de controle proposta e, o valor medido de corrente de saída do inversor  $\vec{i}_{inv(\alpha\beta)}$ , assim, aplica uma correção  $\vec{u}_{(\alpha\beta)}$  baseada na ação proporcional  $k_{pI}$  e do integrador senoidal  $SSI$ .

Tabela E.1: Parâmetros para Projeto do Controlador de Corrente

$V_{CC}$ (V)	$L_f$ (mH)	$R_f$ (mΩ)	$1/T_s$ (kHz)
250	2,56	307,5	17,28

## E.1

### Projeto do Controlador P-SSI

Para o projeto do controlador de corrente utilizado para a obtenção dos resultados experimentais, optou-se por projetar um *SSI* com pico de ressonância na componente de *FFSP* como pode-se observar na Figura E.1. Os passos para projetar o controlador utilizado foi de forma similar ao que foi desenvolvido em [39], onde projetou-se um controlador que pudesse compensar a distorção harmônica produzida por uma carga não linear, com o fim de atenuar os distúrbios de correntes na rede elétrica.

Como primeiro passo, discretiza-se a planta que se deseja controlar. Na Seção 6.2, o modelo da planta é dado pela equação (6-24) e, substituindo os parâmetros apresentados na Tabela E.1 obtém-se:

$$G_{id}(s) = \frac{813,0}{1 + 0,008325s} \quad (E-1)$$

A planta é discretizada utilizando um *ZOH* (*zero – order – hold*), uma vez que a dinâmica do *PWM* pode ser aproximada pela dinâmica do *ZOH*, e é acrescida do atraso do processamento, modelado por  $z^{-1}$  [49]. Obtém-se, assim, a seguinte função de transferência da planta discretizada:

$$G_{id}(z) = \frac{5,632}{z^2 - 0,9931z} \quad (E-2)$$

O controlador de corrente é inicialmente discretizado. A função de transferência do *SSI* utilizado para ser sintonizado na harmônica de frequência fundamental no domínio- $z$  [41] é definida por:

$$C_{SSI}^{(\pm 1 \cdot \omega_0)^1}(z) = 2k_{iI} \cdot \frac{\text{sen}(1 \cdot \omega_0 T_s)}{2 \cdot 1 \cdot \omega_0} \cdot \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(1 \cdot \omega_0 T_s) + z^{-2}} \quad (E-3)$$

Na Figura E.2 é apresentado o diagrama de Bode para o controlador de corrente considerando os ganhos proporcional e integral como:  $k_{pI} = 0,0375$  e  $k_{iI} = 3$  respectivamente. O gráfico de magnitude do diagrama de Bode apresenta um único ganho infinito na componente de *FFSP*. O gráfico de fase do diagrama de Bode não apresenta cruzamento por  $-180^\circ$  levando ao sistema do controlador de corrente a ser estável.



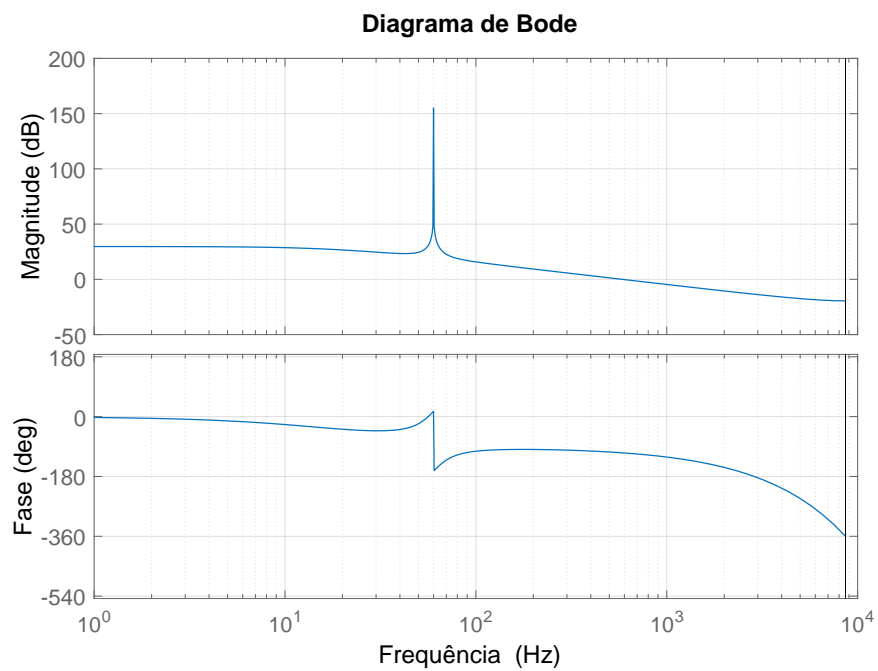


Figura E.2: Diagrama de Bode do Projeto do Controlador de Corrente