

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DANIEL CARLETTI

**DESENVOLVIMENTO E APLICAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO
VIRTUAL PARA O CONTROLE DE INVERSORES NA GERAÇÃO
DISTRIBUÍDA**

VITÓRIA
2015

DANIEL CARLETTI

**DESENVOLVIMENTO E APLICAÇÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO
VIRTUAL PARA O CONTROLE DE INVERSORES NA GERAÇÃO
DISTRIBUÍDA**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo - UFES, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação
Coorientadora: Profa. Dra. Jussara Farias Fardin.

VITÓRIA
2015

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C281d Carletti, Daniel, 1989-
Desenvolvimento e aplicação de um gerador síncrono virtual
para o controle de inversores na geração distribuída / Daniel
Carletti. – 2015.
88 f. : il.

Orientador: Lucas Frizera Encarnação.
Coorientador: Jussara Farias Fardin.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Geração distribuída de energia elétrica. 2. Energia –
Fontes alternativas. 3. Inversores elétricos. 4. Maquinas
elétricas síncronas. 5. Eletrônica de potência. I. Encarnação,
Lucas Frizera. II. Fardin, Jussara Farias. III. Universidade
Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico. IV. Título.

CDU: 621.3

DANIEL CARLETTI

**DESENVOLVIMENTO DE UM GERADOR SÍNCRONO VIRTUAL
PARA O CONTROLE DE INVERSORES NA GERAÇÃO DISTRIBUÍDA**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 14 de abril de 2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. Jussara Farias Fardin - Coorientadora
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo - UFES

Prof. Dr. Francisco Kleber de Araújo Lima
Universidade Federal do Ceará - UFC

“Eis aqui o que é a ciência: a descoberta de que vale mais a pena verificar tudo através da experiência direta, em vez de confiar na experiência transmitida do passado. É assim que vejo as coisas, e esta é a melhor definição de ciência que posso dar. A ciência apresenta também a riqueza de uma visão do mundo criada por ela: a beleza e as maravilhas do mundo tal como as descobrimos através dos resultados de experiências novas.”

(Richard Feynman)

À minha família

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente à minha família pelo apoio cedido durante o período de realização do meu mestrado. Agradeço aos meus orientadores, Prof. Lucas Encarnação e Prof.^a Jussara Fardin por todo o suporte oferecido e pela confiança depositada em mim na realização deste trabalho. Também gostaria de agradecer a todos os colegas de laboratório que foram uma grande fonte de motivação e também de descontração durante os períodos mais extenuantes desta pós-graduação. Em especial, gostaria de agradecer aos colegas: Odair de Barros, Jhonny Barzola, Luciano Medina, Flavio Oliveira, Gabriel Taqueti, Leonardo Caires, Weder Nunes, Clainer Bravin, Arthur Amorim, Thiago Amorim, Rodrigo Fiorotti, Thiago Malavazi, Tiara Rodrigues e muitos outros que de alguma forma fizeram parte desta caminhada.

Gostaria de agradecer também aos demais professores do LEPAC por terem feito parte da minha vida nos últimos dois anos e de terem contribuído de alguma forma na minha jornada. Aos professores da banca avaliadora Domingos Simonetti e Francisco Lima.

Por fim, agradeço ao CNPq pela concessão da minha bolsa de estudos, sem a qual esta jornada não teria chegado ao seu destino final.

Resumo

O crescimento exponencial da parcela de Fontes de Energia Renováveis (FER), juntamente com o aumento no número de unidades de Geração Distribuída (GD) instaladas como, por exemplo, painéis fotovoltaicos modulares, célula a combustível, entre outras, pode levar a um sistema elétrico instável e inseguro no futuro devido à redução da inércia rotacional total do sistema. Para resolver este problema, uma solução utilizando o controle dos inversores de potência que fazem a interface entre essas FER e a rede está se tornando popular. Uma maneira de melhorar a estabilização do sistema seria introduzir de alguma forma uma inércia rotacional virtual às GDs. Para isto, é necessário que se combine uma forma de armazenamento rápido de energia, com um mecanismo de controle adequado ao conversor de potência da GD. Desta forma, a GD pode se comportar como um Gerador Síncrono Virtual e contribuir para a estabilização do sistema.

Neste trabalho, todo o equacionamento necessário para o controle de uma máquina síncrona virtual é apresentado. Um sistema será proposto para simulação de forma que seja comprovada a equivalência entre o controle proposto e uma máquina síncrona real frente a várias situações de operação. Os resultados de simulação serão analisados de forma a validar a equivalência entre o modelo proposto e os geradores síncronos. Por fim, uma aplicação do VSG será estudada em uma planta real. Será feita a simulação de um painel fotovoltaico conectado ao sistema através de um conversor trabalhando como um gerador virtual.

Abstract

The exponential growth of the market share of renewable energy sources (RES), together with the increase in the number of distributed generation units (DG) installed, for example modular photovoltaic panels, fuel cell, among others, can lead to an unstable and unsecure power system in the future due to the reduction of the total rotational inertia in the system. In order to solve this problem, a solution using the control of power inverters that interface RES to the grid is becoming popular. A way to stabilize the grid is to add a virtual rotational inertia to DGs. For that, it is necessary to combine a short-term energy storage system with a suitable control mechanism for the DG power electronics converter. In this way a generator can behave like a "Virtual Synchronous Generator" (VSG) and contribute to stabilization of grid frequency.

In this Master's thesis, all the mathematical development for the control of a VSG is presented. A system is proposed to simulate both VSG and the synchronous generator in order to prove their dynamic behaviors equivalence under a number of grid transients.

The simulation results will be discussed to validate this equivalence. In the end, a real application of the virtual machine will be proposed. The connection of a solar array to the grid using a VSG as the power converter interface will be verified using a simulation of a real power system.

Sumário

Sumário.....	x
Lista de Figuras.....	xii
Lista de Tabelas	xiv
Capítulo 1: Introdução.....	15
1.1 Objetivos do Trabalho.....	17
1.2 Organização do Trabalho.....	17
Capítulo 2: Modelagem e Controle do Gerador Síncrono	19
2.1 Modelagem do Gerador Síncrono	19
2.1.1 Considerações e Suposições Acerca da Modelagem do Gerador Síncrono.....	20
2.1.2 As Equações do Fluxo Concatenado no Referencial do Estator	21
2.1.3 As Equações do Fluxo Concatenado no Referencial do Rotor	22
2.1.4 Equações de Tensão do Gerador	26
2.1.5 Definição dos Parâmetros do Gerador e as Equações do Modelo Completo.....	28
2.2 Os Diferentes Modelos do Gerador Síncrono.....	34
2.2.1 Modelo de 6ª Ordem.....	35
2.2.2 Modelo de 5ª Ordem.....	36
2.2.3 Modelo de 4ª Ordem.....	36
2.2.4 Modelo de 3ª Ordem.....	37
2.2.5 Modelo de 2ª Ordem – O Modelo Clássico	38
2.3 Sistemas de Excitação	39
2.3.1 Tipos de Sistemas de Excitação	41
2.3.2 <i>Power System Stabilizer</i> (PSS).....	42
2.4 Tipos de Turbina e Governadores.....	42
2.5 Considerações Finais.....	43
Capítulo 3: Implementação do VSG.....	44
3.1 O Inversor	44
3.2 A Escolha do Modelo do Gerador.....	47
3.2.1 Sistema de Excitação e Governador do VSG.....	48
3.2.3 Ajuste de Tensão Terminal	49
3.2.4 Diagrama Geral de Controle do VSG.....	50
3.3 Projeto do Filtro LCL.....	51
3.4 Considerações Finais.....	53

Capítulo 4: Resultados de Simulação e Validação do VSG	54
4.1 O Sistema Proposto	54
4.2 Método de Validação Adotado Para o VSG	55
4.3 Resultados de Simulação	56
4.4 Considerações Finais.....	65
Capítulo 5: Simulação de uma Planta Real com o VSG.....	67
5.1 Caracterização do sistema.....	67
5.2 O Pannel Fotovoltaico.....	69
5.3 Projeto do Conversor Boost.....	72
5.4 Resultados de Simulação	76
5.5 Considerações Finais.....	80
Capítulo 6: Conclusões.....	81
6.1 Sugestões para trabalhos futuros.....	82
Referências Bibliográficas.....	83
Apêndice A: Parametros Utilizados no Sistema da Planta Real	86
Apêndice B: Produção Científica	88

Lista de Figuras

Figura 1 Componente de frequência fundamental da corrente de armadura.....	20
Figura 2 Os enrolamentos do gerador síncrono e seus respectivos eixos.	21
Figura 3 Os três conjuntos de enrolamentos fictícios perpendiculares representando o gerador síncrono.....	25
Figura 4 Aplicação da lei de Kirchoff da tensão aos dois tipos de circuito: (a) circuito gerador; (b) circuito motor.....	26
Figura 5 Diagrama de blocos típico do um sistema de excitação de um gerador síncrono.	40
Figura 6 Esquemático de um inversor trifásico a três braços típico.	45
Figura 7 Exemplo de funcionamento da modulação por largura de pulso senoidal.....	46
Figura 8 Diagrama de blocos do modelo DC1A de sistema de excitação CC para geradores síncronos.	48
Figura 9 Diagrama de blocos do controle de ajuste da tensão terminal implementado.....	49
Figura 10 Diagrama geral de controle do VSG proposto.....	50
Figura 11 Circuito do filtro LCL.	51
Figura 12 Esquemático da simulação do sistema com o VSG proposto.....	54
Figura 13 Esquemático da simulação do sistema com um gerador síncrono de parâmetros equivalentes ao VSG.	55
Figura 14 Corrente de eixo d (VSG x MS).	56
Figura 15 Corrente de eixo q (VSG x MS).	56
Figura 16 Tensão de eixo d (VSG x MS).....	57
Figura 17 Tensão de eixo q (VSG x MS).....	57
Figura 18 Potência ativa (VSG x MS).	57
Figura 19 Potência reativa (VSG x MS).	58
Figura 20 Velocidade angular (VSG x MS).....	58
Figura 21 Torque da máquina (VSG x MS).	58
Figura 22 Tensão de excitação E_f (VSG x MS).	59
Figura 23 Frequência da tensão terminal (VSG x MS).....	59
Figura 24 Corrente de eixo d com ilhamento (VSG x MS).	61
Figura 25 Corrente de eixo q com ilhamento (VSG x MS).	61
Figura 26 Tensão de eixo d com ilhamento (VSG x MS).....	62
Figura 27 Tensão de eixo q com ilhamento (VSG x MS).....	62
Figura 28 Potência ativa com ilhamento (VSG x MS).	62
Figura 29 Potência reativa com ilhamento (VSG x MS).	63
Figura 30 Velocidade angular com ilhamento (VSG x MS).....	63

Figura 31 Frequência terminal com ilhamento (VSG x MS).....	63
Figura 32 Torque com ilhamento (VSG x MS).....	64
Figura 33 Desvio no valor de potência entre P_{VSG} e P_{GS} para curto-circuito em diferentes pontos.....	65
Figura 34 Diagrama geral do sistema real modelado.....	68
Figura 35 Diagrama interno da microrrede proposta para análise com a inserção do sistema GD + VSG.....	68
Figura 36 Diagrama do modelo com um diodo antiparalelo da célula fotovoltaica.....	69
Figura 37 Configuração utilizada para a célula fotovoltaica no PSCAD.	71
Figura 38 Configuração do arranjo fotovoltaico completo implementado.	71
Figura 39 Curva típica de corrente por tensão para o painel projetado.	72
Figura 40 Curva típica de potência por tensão para o painel projetado.....	72
Figura 41 Interface clássica entre um painel fotovoltaico e o sistema de energia.....	73
Figura 42 Circuito do conversor CC/CC <i>boost</i>	73
Figura 43 Diagrama de controle desenvolvido para a tensão de saída do conversor <i>boost</i>	75
Figura 44 Regulação da tensão de saída efetuada pelo controle do conversor <i>boost</i>	76
Figura 45 Interface completa entre o arranjo fotovoltaico e a rede utilizando um conversor <i>boost</i> e um inversor trifásico a três braços.....	76
Figura 46 Tensão instantânea de saída do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.....	77
Figura 47 Frequência de saída do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.....	77
Figura 48 Potência ativa e reativa do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.....	78
Figura 49 Tensão do elo CC do inversor de potência, controlada pelo conversor <i>boost</i>	79

Lista de Tabelas

Tabela 1 Valores calculados e parâmetros utilizados para o filtro LCL.....	53
Tabela 2 Parâmetros adotados para a validação entre os sistemas.....	55
Tabela 3 Valores calculados e parâmetros utilizados para o conversor boost.....	75

Capítulo 1: Introdução

Os geradores síncronos possuem um papel fundamental no sistema elétrico interligado, sendo a maioria da produção da energia do sistema convertida por geradores síncronos através de uma força motriz mecânica proveniente de máquinas térmicas ou de turbinas hidráulicas, em centrais de produção em que existem um ou mais grupos de geradores síncronos com potências individuais na ordem de centenas ou até milhares de MVA. Estes geradores possuem um conjunto de características vantajosas que permitem que o sistema elétrico seja robusto e confiável.

O grande incentivo econômico, tecnológico e ambiental está levando a uma mudança na forma como é feita a geração e a transmissão de energia atualmente. A geração de energia de forma centralizada está dando espaço para uma geração menor e mais distribuída.

A geração distribuída engloba uma grande variedade de matrizes energéticas, algumas destas ainda em constante desenvolvimento outras já bastante consolidadas. É possível citar dentre essas fontes de geração distribuídas, tecnologias como máquinas de combustão interna, turbinas a gás, microturbinas, células a combustível, e outras. O cenário de geração distribuída é ainda composto em grande parte de dois tipos de geração que ganharam notório destaque nas últimas décadas, a geração fotovoltaica e a geração de energia eólica. A maioria das opções emergentes como, por exemplo, as microturbinas, a geração fotovoltaica e as células a combustível necessitam de um conversor de potência CC/CA, ou inversor, para serem conectadas ao sistema de distribuição. Uma melhor forma de visualizar o potencial da geração distribuída é adotando uma abordagem de sistema que veja a geração e suas cargas associadas como um subsistema, ou uma microrrede [1].

Entretanto, a implantação indiscriminada de geradores individuais distribuídos pode causar tantos problemas quanto o que se queria resolver em um primeiro instante.

Nos grandes sistemas, o conjunto dos geradores síncronos interligados e sua grande inércia rotacional permite que a rede seja considerada um barramento infinito, que é caracterizado pela frequência e tensão fixas nos valores nominais, independentemente da ocorrência de faltas ou perturbações, possuindo uma potência de curto-circuito infinita. No entanto, sistemas isolados tais como as microrredes ou mesmo sistemas maiores que testemunharam um aumento significativo de fontes renováveis e de geração distribuída, não devem ser tratados da mesma forma. Um dos principais problemas referidos é a intermitência, uma vez que as características das fontes renováveis tais como a velocidade do vento e a



irradiação solar são imprevisíveis, o que gera incerteza sobre a energia produzida e prejudica o despacho de energia ao longo do tempo.

Um segundo problema surge quando diversas fontes de geração não síncronas (não inerciais) de pequeno porte assumem uma porcentagem considerável da capacidade de geração síncrona. Em sistemas com essa característica, a inércia rotacional total do sistema interligado é reduzida significativamente, prejudicando a estabilidade transitória da rede frente a perturbações de curta duração como afundamentos de tensão e curto-circuito. Como consequência da diminuição da inércia total do sistema, a variação da velocidade de rotação dos geradores síncronos frente a variações de carga se tornará superior ao cenário atual, podendo resultar em grandes variações de frequência, tornando o sistema instável e inseguro para o consumidor [2]. Uma possível solução para prevenir a ocorrência deste cenário de instabilidade é fazer com que as GDs imitem o comportamento de geradores síncronos e sua capacidade de estabilização inercial através de suas interfaces de acoplamento com o sistema, neste caso os inversores.

O controle dos inversores na GD pode ser realizado de diversas formas, entre elas podem-se citar algumas em destaque, como o controle PQ-constante e o controle *droop*. O controle PQ-constante tem como objetivo controlar as saídas de potência ativa e reativa do inversor para valores previamente determinados [3]. Nesta estratégia de controle não existe contribuição para a estabilidade do sistema, ou seja, o inversor não reage dinamicamente frente a transitórios no sistema de forma a levar o mesmo para sua condição ideal em regime permanente. O controle do tipo *droop* possui a característica de imitar o comportamento terminal de um gerador síncrono, realizando a regulação de tensão e frequência nos terminais do inversor [4]. O controle *droop* busca ajustar automaticamente a tensão e a frequência de saída do inversor em determinadas situações, variando proporcionalmente as saídas de potência reativa e ativa para atingir seu objetivo. No entanto, por não emular completamente as características de uma MS, a análise de um sistema composto por várias GDs ligadas ao sistema através de um inversor com um controle *droop* se torna uma tarefa complexa.

Uma estratégia de controle que vem sendo estudada como alternativa para os controles tradicionais e que tem como objetivo imitar diretamente a característica de uma Máquina Síncrona (MS) é chamado usualmente na literatura de gerador síncrono virtual (*Virtual Synchronous Generator - VSG*) [5].

A grande vantagem desta última estratégia de controle citada é baseada no seguinte princípio: se for possível controlar um inversor de modo que ele possua um comportamento dinâmico equivalente ao de uma MS, as teorias já consolidadas de estabilidade do sistema



elétrico baseadas em geradores síncronos poderão ser utilizadas e estudadas também na análise de estabilidade de microrredes.

1.1 Objetivos do Trabalho

Os objetivos deste trabalho são os seguintes:

- Estudar a modelagem dos geradores síncronos utilizada em análise de transitórios e em estudos de estabilidade do sistema elétrico bem como seu controle;
- Através da modelagem da máquina síncrona, desenvolver um controle para conversores CC/CA conectados à rede de distribuição que seja capaz de emular o comportamento dinâmico de um gerador síncrono convencional;
- Validar o desempenho do controle proposto com o desempenho de um gerador síncrono através de simulações utilizando o *software* EMTDC/ PSCAD.
- Aplicação do VSG para interface de uma GD em um sistema real modelado no PSCAD.

1.2 Organização do Trabalho

O trabalho foi dividido em seis capítulos. Os parágrafos a seguir apresentam os principais temas que são abordadas por cada um deles.

O Capítulo 2 busca apresentar uma visão geral da modelagem da máquina síncrona utilizada em análise de transitório e em estudos de estabilidade de sistemas elétricos. Apresenta ainda cinco diferentes tipos de modelos matemáticos do gerador síncrono e suas diferenças. No final, faz um resumo dos sistemas de controle utilizados juntamente com o gerador síncrono, como os diferentes tipos de sistemas de excitação e suas principais características, e também a função do governador de velocidade no sistema.

No Capítulo 3 é apresentado o desenvolvimento do controle VSG para um conversor de potência. O capítulo faz uma breve introdução a respeito dos conversores CC/CA e seu chaveamento, e parte para o desenvolvimento do VSG com a escolha do modelo de máquina a ser utilizado, os sistemas de controle que serão incorporados e o projeto do filtro LCL que será utilizado para filtragem dos ruídos de chaveamento.

O Capítulo 4 é responsável pela apresentação dos resultados de simulação para a validação do controle VSG proposto no Capítulo 3. Neste capítulo é feita a apresentação da metodologia de validação que será utilizada e apresenta os gráficos obtidos através de simulação no PSCAD.



O Capítulo 5 é voltado para a aplicação do VSG no sistema real modelado no PSCAD. O capítulo começa fazendo a apresentação da rede que será utilizada e também mostra o projeto do painel fotovoltaico que será utilizado, bem como do conversor *CC/CC boost* que fará a interface entre o painel e o elo CC do inversor. O capítulo termina apresentando os resultados de simulação obtidos.

O Capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas no trabalho e as perspectivas de trabalhos futuros que podem ser realizados.

O Apêndice A contém os parâmetros da modelagem do sistema utilizado na simulação do Capítulo 5. O Apêndice B apresenta a produção científica obtida com o trabalho.



Capítulo 2: Modelagem e Controle do Gerador Síncrono

Tradicionalmente, o estudo da estabilidade de sistemas de energia se concentra na capacidade do sistema de manter sua operação após uma perturbação grave. No entanto, com o crescimento contínuo de interconexões, maior uso de novas tecnologias e a necessidade de operar o sistema em condições adversas, outros conceitos de estabilidade foram surgindo gerando uma preocupação ainda maior. A instabilidade em sistemas elétricos pode se manifestar em diferentes formas dependendo da configuração do sistema, modo de operação e o tipo de perturbação. A análise de tais problemas que inclui a identificação dos fatores essenciais que contribuem para o problema e a criação de estratégias de melhoria da operação estável do sistema é bastante facilitada pela classificação em categorias apropriadas dos mesmos. Baseado na natureza física do fenômeno, a estabilidade de sistemas de potência pode ser classificada em três categorias principais [6]:

- Estabilidade angular do rotor;
- Estabilidade de tensão; e
- Estabilidade de frequência.

As máquinas síncronas podem ser modeladas com tantos detalhes quanto forem necessários para o estudo da maioria das categorias de estabilidade do sistema, como citadas acima. Isso inclui uma representação apropriada da dinâmica do circuito de campo (sujeito a disponibilidade de dados), sistemas de excitação e circuitos amortecedores do rotor. Com as ferramentas computacionais disponíveis atualmente, não existe uma necessidade de simplificação dos modelos para tipos específicos de estudo. No entanto, como será abordada nesta seção, a simplificação em alguns casos pode ser feita sem prejuízo de fidelidade de resultados desde que os modelos adequados sejam adotados para o estudo a que se propõem.

O processo de modelagem apresentado neste trabalho seguirá o padrão apresentado em [7] e [8]. Para um desenvolvimento completo envolvendo todos os passos e manipulações algébricas, é recomendado ao leitor que recorra a uma das referências.

2.1 Modelagem do Gerador Síncrono

De forma a estudar o que acontece internamente em uma máquina síncrona submetida a uma mudança abrupta em suas condições de operação, é comum na literatura que seja feita uma análise do comportamento do gerador após a ocorrência de um curto-circuito em seus terminais, como apresentado na Figura 1.



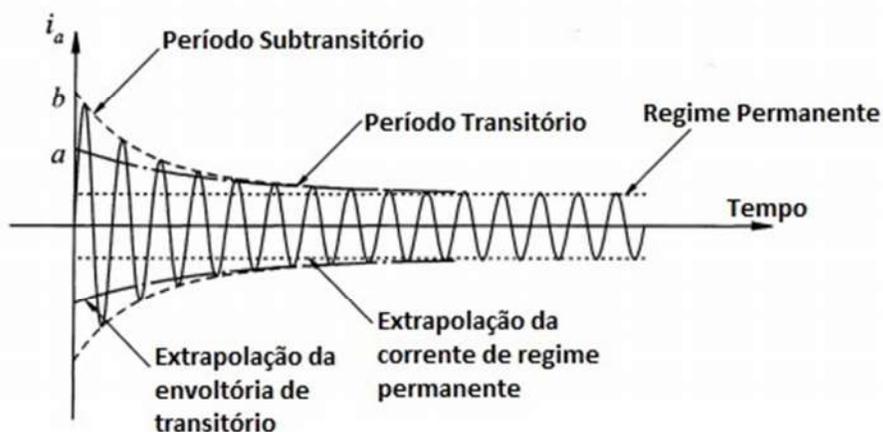


Figura 1 Componente de frequência fundamental da corrente de armadura.

Fonte: Kundur (1994, p. 109), modificado pelo autor

A ocorrência de uma falta nos terminais do gerador síncrono faz com que a corrente e o fluxo concatenado se comportem de uma maneira tal que três estados característicos podem ser identificados. Esses estados característicos são chamados de: estado de subtransiente, transiente e o regime permanente.

Em cada um destes três estados característicos o gerador pode ser representado como uma força eletromotriz (fem) em série com uma reatância, cujo valor está ligado à relutância do caminho do fluxo da reação de armadura. Na verdade, a transição de um estado para o outro se dá suavemente de forma que os valores fictícios das fem internas também variam suavemente no tempo. Em algumas análises essas variações suaves são desprezadas e as fem assumem um valor constante em cada um dos estados. Porém, para um estudo de estabilidade em sistemas de energia, a modelagem destas variações de fluxo deve ser estudada de forma mais rigorosa e o resultado final desse estudo se dá em um conjunto de equações diferenciais dinâmicas que representam um modelo avançado do gerador síncrono.

2.1.1 Considerações e Suposições Acerca da Modelagem do Gerador Síncrono

Algumas considerações podem ser feitas quando se está modelando um gerador síncrono para estudos de estabilidade em sistemas de energia. A Figura 2 mostra um esquemático do gerador, mostrando a posição relativa de seus enrolamentos e seus eixos em relação à fase 'a' que é tida como referência. O gerador a ser utilizado para modelagem possui um enrolamento de três fases no estator (A, B, C), um enrolamento de campo no rotor (F) e

dois enrolamentos amortecedores no rotor, um no eixo direto (D) e um no eixo em quadratura (Q).

No desenvolvimento do modelo matemático, as seguintes suposições foram consideradas:

1. O enrolamento trifásico no estator é simétrico;
2. A princípio para a modelagem é adotado um gerador de pólos salientes;
3. A capacitância de todos os enrolamentos pode ser desprezada;
4. Cada um dos enrolamentos distribuídos pode ser representado por um enrolamento concentrado;
5. A variação na indutância dos enrolamentos do estator devido à posição do rotor é senoidal e não contém harmônicas superiores;
6. As perdas por histerese podem ser desprezadas, mas a influência das correntes parasitas pode ser incluída na modelagem dos enrolamentos amortecedores;
7. Nos estados de transiente e subtransiente a velocidade do rotor é aproximadamente igual à síncrona ($\omega \approx \omega_s$); e
8. Os circuitos magnéticos são lineares (não saturados) e os valores de indutância não dependem da corrente.

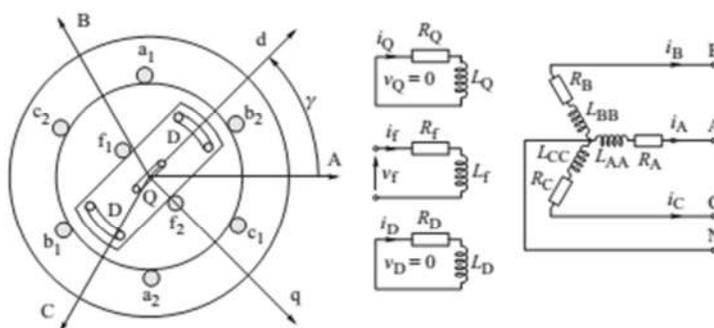


Figura 2 Os enrolamentos do gerador síncrono e seus respectivos eixos.

Fonte: Machowski, Bialek e Mumby (2008, p. 434)

2.1.2 As Equações do Fluxo Concatenado no Referencial do Estator

Todos os enrolamentos do gerador são magneticamente acoplados de forma que o fluxo magnético em cada enrolamento depende da corrente em todos os outros enrolamentos. Isto pode ser representado pela Equação matricial (2.1).



$$\begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \\ \dots \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & \vdots & L_{Af} & L_{AD} & L_{AQ} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & \vdots & L_{Bf} & L_{BD} & L_{BQ} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & \vdots & L_{Cf} & L_{CD} & L_{CQ} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{fA} & L_{fB} & L_{fC} & \vdots & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ L_{DA} & L_{DB} & L_{DC} & \vdots & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QA} & L_{QB} & L_{QC} & \vdots & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \dots \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ou,

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \dots \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_S & \vdots & \mathbf{L}_{SR} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{L}_{SR}^T & \vdots & \mathbf{L}_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC} \\ \dots \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Nas Equações (2.1) e (2.2), \mathbf{L}_S é a submatriz das indutâncias mútuas e próprias do estator, \mathbf{L}_R é a submatriz das indutâncias mútuas e próprias do rotor e \mathbf{L}_{SR} é a submatriz das indutâncias mútuas entre rotor e estator.

A maioria dessas indutâncias está sujeita a variações periódicas devido à saliência do rotor e sua rotação, portanto, são função do tempo.

2.1.3 As Equações do Fluxo Concatenado no Referencial do Rotor

Em qualquer momento a posição do rotor em relação ao referencial do estator é definida pelo ângulo γ exibido na Figura 2. Cada fasor na referência do estator, seja tensão, corrente ou fluxo concatenado, pode ser transformado para a referência de eixos (d,q) no rotor projetando-se as grandezas de uma referência na outra através de funções trigonométricas e o ângulo γ . Usando a notação da Figura 2, os vetores de corrente são:

$$\begin{aligned} i_d &= \beta_d \left[i_A \cos \gamma + i_B \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) + i_C \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \\ i_q &= \beta_q \left[i_A \sin \gamma + i_B \sin \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) + i_C \sin \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Em (2.3), os termos ‘d’ e ‘q’ se referem ao sistema de eixos adotado e não devem ser confundidos com os termos que representam os enrolamentos amortecedores ‘D’ e ‘Q’ da máquina ($i_d \neq i_D$ e $i_q \neq i_Q$). Na Equação (2.3) β_d e β_q são coeficientes arbitrários não nulos introduzidos devido à mudança do sistema de referência. A Equação (2.3) descreve uma transformação do referencial do estator (A, B, C) para o do rotor (d,q). A transformação



inversa de (d,q) para (A,B,C) não é única pois as duas equações em (2.3) possuem três incógnitas i_A , i_B , i_C . Uma transformação única pode ser obtida acrescentando uma nova coordenada. É conveniente definir esta nova coordenada como sendo a coordenada de sequência zero definida da mesma forma que no método de componentes simétricas.

$$i_0 = \beta_0(i_A + i_B + i_C) \quad (2.4)$$

Sendo β_0 novamente um coeficiente arbitrário introduzido devido à mudança no sistema de referência. Combinando as Equações (2.3) e (2.4) tem-se a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_0 & \beta_0 & \beta_0 \\ \beta_d \cos \gamma & \beta_d \cos \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & \beta_d \cos \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \\ \beta_q \sin \gamma & \beta_q \sin \left(\gamma - \frac{2}{3} \pi \right) & \beta_q \sin \left(\gamma + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

ou,

$$\mathbf{i}_{0dq} = \mathbf{W} \mathbf{i}_{ABC} \quad (2.6)$$

Na Equação (2.5) os coeficientes β_0 , β_d e β_q são não nulos. A matriz \mathbf{W} é não singular e a transformação inversa é unicamente determinada pela Equação (2.7).

$$\mathbf{i}_{ABC} = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{i}_{0dq} \quad (2.7)$$

Uma transformação similar pode ser concebida para os fasores da tensão de estator e o fluxo concatenado. As correntes, tensões e fluxos do rotor já estão na referência (d, q) e nenhuma transformação é necessária, permitindo a transformação de todas as correntes dos enrolamentos ser escrita na forma apresentada na Equação (2.8).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0dq} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$



Na Equação (2.8) \mathbf{i}_{fDQ} é o vetor coluna das correntes i_f , i_D e i_Q , e $\mathbf{1}$ é uma matriz unitária diagonal. Uma transformação similar pode ser definida para as tensões e fluxos concatenados do rotor. A transformação inversa da Equação (2.8) é definida na Equação (2.9).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0dq} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Os coeficientes introduzidos devido à mudança no referencial são escolhidos como sendo $\beta_0 = 1/\sqrt{3}$ e $\beta_d = \beta_q = \sqrt{2/3}$ e a matriz de transformação final é definida na Equação (2.10).

$$\mathbf{W} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \gamma & \cos\left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\gamma + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin \gamma & \sin\left(\gamma - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\gamma + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Com esta escolha de coeficientes $\mathbf{W}^{-1} = \mathbf{W}^T$ onde \mathbf{W}^{-1} e \mathbf{W}^T são respectivamente a inversa e a transposta de \mathbf{W} . Para uma matriz que satisfaça essa condição tem-se que $\mathbf{W} \cdot \mathbf{W}^T = \mathbf{1}$ e, portanto essa matriz é dita ortogonal. Uma matriz de transformação ortogonal se faz necessária para garantir que as potências calculadas em ambos os sistemas de referência (A, B, C) e (d,q) sejam idênticas, assim a transformação é dita invariante em potência.

Substituindo a Equação (2.9) juntamente com uma transformação similar para os fluxos e utilizando a matriz de transformação \mathbf{W} , a Equação (2.1) se torna:

$$\begin{bmatrix} \Psi_0 \\ \Psi_d \\ \Psi_q \\ \dots \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & \vdots & kM_f & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & \vdots & 0 & 0 & kM_Q \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & kM_f & 0 & \vdots & L_f & L_{fD} & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & \vdots & L_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & \vdots & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ \dots \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Na Equação (2.11) o fator k é um fator introduzido para que as correntes de eixos ‘d’ e ‘q’ produzam a mesma força magnetomotriz que o enrolamento trifásico de armadura. A



escolha de k neste caso é feita para que os enrolamentos ‘d’ e ‘q’ de armadura tenham um número de voltas $\sqrt{3/2}$ vezes maior que o enrolamento trifásico da máquina. Uma importante característica da Equação (2.11) é que a matriz de indutâncias é simétrica. Isto é devido à correta escolha de coeficientes β_0 , β_d e β_q o que garante a ortogonalidade da matriz de transformação \mathbf{W} . A transformação de todos os enrolamentos do gerador para a referência do rotor é chamada de transformação dq0 ou transformada de Park modificada. A matriz de transformação original proposta por Park não era ortogonal e conseqüentemente a matriz resultante de impedâncias não era simétrica. A alteração da transformada se deu por Charles Concordia, porém ela ainda é chamada de transformada de Park, ou transformada de Park modificada [7]. Todos os elementos da matriz de indutâncias da Equação (2.11) são constantes e independentes do tempo. Esta é a maior vantagem da transformação de Park.

A Equação (2.11) descreve três conjuntos de enrolamentos magneticamente acoplados como ilustrado na Figura 3.

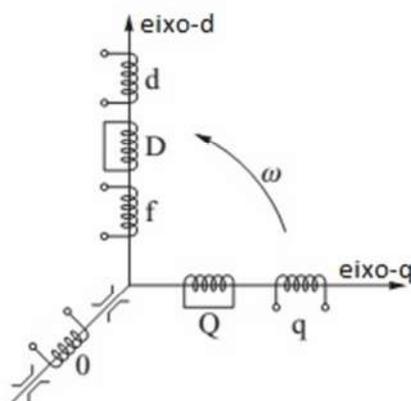


Figura 3 Os três conjuntos de enrolamentos fictícios perpendiculares representando o gerador síncrono.

Fonte: Machowski, Bialek e Mumby (2008, p. 438), modificado pelo autor

Cada conjunto de enrolamentos é independente dos demais de forma que não existe acoplamento magnético entre enrolamentos de diferentes conjuntos. A Figura 3 mostra isso ao apresentar os três conjuntos perpendiculares entre si. O primeiro conjunto, representado por suas equações correspondentes na Equação matricial (2.11), consiste de três enrolamentos no eixo ‘d’. Dois destes, ‘f’ e ‘D’, correspondem aos enrolamentos reais de campo e amortecedores do rotor. O terceiro enrolamento chamado de ‘d’ é fictício e representa o efeito do enrolamento trifásico do estator no eixo direto do rotor. Este enrolamento fictício no eixo ‘d’, apesar de não fazer parte do rotor, rotaciona juntamente com o mesmo.



O segundo conjunto de enrolamentos, representado por suas equações correspondentes na Equação (2.11), consiste de dois enrolamentos. O primeiro, chamado de ‘Q’, corresponde ao enrolamento real de amortecimento no eixo ‘q’ do rotor, enquanto o segundo, chamado de ‘q’, é um enrolamento fictício representando o efeito do enrolamento trifásico do estator no eixo ‘q’. Ambos rotacionam juntos com o rotor.

A equação para Ψ_0 na Equação matricial (2.11) representa um terceiro conjunto que consiste de um único enrolamento que é magneticamente separado dos outros dois conjuntos. Este enrolamento é mostrado na Figura 3 sendo perpendicular a ambos os eixos ‘d’ e ‘q’ e está presente no eixo de rotação equivalente do rotor. O enrolamento em questão pode ser omitido da análise se o enrolamento trifásico do estator estiver conectado em estrela e com o ponto neutro isolado, ou seja, não aterrado. Com esse esquema de conexão a soma das correntes de fase do estator deve ser zero e, como $i_0 = (i_A + i_B + i_C)/\sqrt{3} = 0$, a corrente neste enrolamento também é zero.

2.1.4 Equações de Tensão do Gerador

Os circuitos dos enrolamentos mostrados na Figura 2 podem ser divididos em dois tipos característicos. O primeiro tipo, consistindo dos enrolamentos do estator (A, B, C) e dos enrolamentos amortecedores (D, Q), são circuitos em que a fem induzida alimenta a corrente no enrolamento. A aplicação da lei de Kirchhoff da tensão neste tipo de circuito está ilustrada na Figura 4.a. O segundo tipo de circuito é representado pelo enrolamento de campo do rotor ‘f’ alimentado por uma fonte externa de tensão. Neste caso uma fem é induzida no enrolamento de forma a se opor ao sentido da corrente. O circuito equivalente é mostrado na figura 4.b.

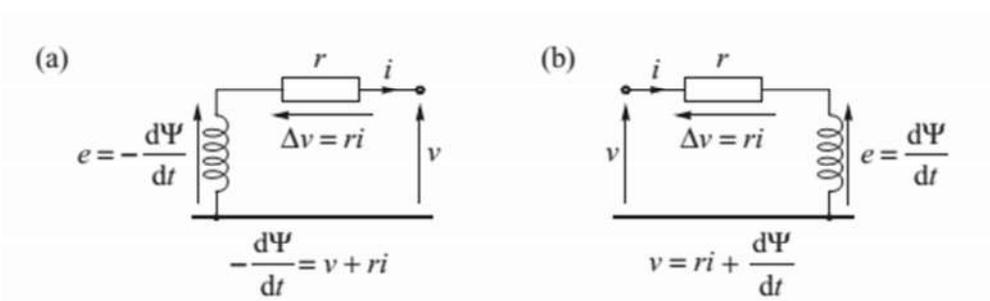


Figura 4 Aplicação da lei de Kirchhoff da tensão aos dois tipos de circuito: (a) circuito gerador; (b) circuito motor.

Fonte: Machowski, Bialek e Mumby (2008, p. 440)



Utilizando esta convenção, a equação de tensão na referência (A, B, C) é mostrada na forma matricial compacta na Equação (2.12):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ABC} \\ \mathbf{v}_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ABC} & \\ & \mathbf{R}_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ABC} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Na Equação (2.12), \mathbf{R}_{ABC} e \mathbf{R}_{fDQ} são matrizes de resistência diagonais. Estas equações podem ser transformadas para o eixo de referência (d,q) usando a Equação de transformação (2.9) para correntes, tensões e fluxos. Após uma extensa manipulação algébrica o resultado é dado na Equação (2.13):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0dq} \\ \mathbf{v}_{fDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ABC} & \\ & \mathbf{R}_{fDQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0dq} \\ \mathbf{i}_{fDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Psi_{ABC} \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{\Omega} & \\ & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{0dq} \\ \Psi_{fDQ} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

A matriz $\mathbf{\Omega}$ é conhecida como matriz de rotação, pois introduz termos nas equações de tensão que são dependentes da velocidade de rotação, e é definida na Equação (2.14):

$$\mathbf{\Omega} = \dot{\mathbf{W}}\mathbf{W}^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

A Equação (2.13), desconsiderando o termo 0dq, descreve a lei de Kirchhoff de tensões para os circuitos equivalentes do gerador mostrados na Figura 3. O termo rotacional representa as fem induzidas nos enrolamentos do estator devido à rotação do campo magnético.

As fem de armadura proporcionais à variação de fluxo, ou seja, os termos $\dot{\Psi}$ são conhecidos como fem de transformação e são geradas pela variação de corrente nos enrolamentos de mesmo eixo ao considerado.

A Equação (2.13) pode ser expandida para a forma apresentada nas Equações (2.15) e (2.16):

$$\left. \begin{aligned} v_0 &= -Ri_0 - \dot{\Psi}_0 \\ v_d &= -Ri_d - \dot{\Psi}_d - \omega\Psi_q \\ v_q &= -Ri_q - \dot{\Psi}_q + \omega\Psi_d \end{aligned} \right\} \text{estator} \quad (2.15)$$



$$\left. \begin{aligned} v_f &= R_f i_f + \dot{\Psi}_f \\ 0 &= R_D i_D + \dot{\Psi}_D \\ 0 &= R_Q i_q + \dot{\Psi}_Q \end{aligned} \right\} \text{rotor} \quad (2.16)$$

Se uma operação puramente balanceada é considerada então não há correntes de sequência zero e a primeira das equações do estator pode ser omitida. Geralmente, variações de velocidade no gerador são pequenas ($\omega \approx \omega_s$) enquanto as fem de transformação ($\dot{\Psi}_d$ e $\dot{\Psi}_q$) também o são quando comparadas com as fem rotacionais ($-\omega\Psi_q$ e $+\omega\Psi_d$), cujos valores se aproximam dos valores correspondentes aos da tensão do gerador. Desprezar $\dot{\Psi}_d$ e $\dot{\Psi}_q$ permite então que as Equações diferenciais (2.15), que descrevem a tensão de estator, sejam substituídas pelas Equações algébricas em (2.17):

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \approx - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\Psi_q \\ +\Psi_d \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

As equações diferenciais dos enrolamentos do rotor (2.16) permanecem inalteradas.

2.1.5 Definição dos Parâmetros do Gerador e as Equações do Modelo Completo

Utilizando-se de parâmetros do gerador como suas reatâncias e as constantes de tempo transitória e subtransitória, o conjunto de equações que constituem o modelo completo do gerador estudado, com as fem de transformação da armadura desprezadas, pode agora ser trabalhado de forma que expressões mais significativas sejam estabelecidas. Serão estudadas as equações do modelo durante os três principais estados da máquina, assim como serão definidas as equações que regem a parte mecânica do modelo do gerador.

A obtenção de tais reatâncias e constantes de tempo, constituída de todas as análises e desenvolvimentos algébricos, não será abordado com profundidade neste trabalho, ficando a cargo da necessidade do leitor a verificação nas referências correspondentes [7][8].

A) Regime Permanente

Em regime permanente, a corrente no enrolamento de campo é constante e as correntes nos enrolamentos amortecedores são nulas de forma que os fluxos concatenados da armadura na Equação (2.11) se escrevem:



$$\Psi_d = L_d i_d + kM_f i_f, \quad \Psi_q = L_q i_q \quad (2.18)$$

Substituindo essas expressões dos fluxos nas Equações de tensão da armadura (2.17), tem-se que:

$$v_d = -Ri_d - X_q i_q, \quad v_q = -Ri_q + X_d i_d + e_q \quad (2.19)$$

Na Equação (2.19), X_d e X_q são as reatâncias de eixo direto e quadratura e são dadas por:

$$X_d = \omega L_d \quad e \quad X_q = \omega L_q$$

Na Equação (2.19) $e_q = \omega \cdot k \cdot M_f i_f$ é a tensão de circuito aberto da armadura induzida pela corrente de campo i_f . Trabalhando em circuito aberto, a corrente de armadura é zero e a corrente de campo pode ser relacionada com o fluxo autoconcatenado da equação de fluxo para 'f' na Equação matricial (2.11) de forma que:

$$e_q = \omega \cdot k \cdot M_f i_f = \omega \cdot \frac{k \cdot M_f}{L_f} \Psi_{f(i_d=0)} \quad (2.20)$$

B) Regime Transitório

Quando o gerador está no estado transitório o fluxo da armadura penetra os enrolamentos amortecedores e as correntes amortecedoras são reduzidas para valores relativamente pequenos. Isto permite que os circuitos que representam os enrolamentos amortecedores sejam removidos do conjunto de equações e as equações de fluxo são dadas pela Equação (2.21):

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & kM_f \\ kM_f & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_f \end{bmatrix}, \quad \Psi_q = L_q i_q \quad (2.21)$$



enquanto

$$\dot{\Psi}_f = v_f - R_f i_f \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} v_d &= -R i_d - \omega \Psi_q \\ v_q &= -R i_q + \omega \Psi_d \end{aligned} \quad (2.23)$$

Estas equações podem ser analisadas em duas partes. Primeiramente, pode-se analisar o modo em que as Equações de tensão da armadura (2.23) são influenciadas pela presença do enrolamento de campo e, depois, como a Equação diferencial (2.22) determina o modo com que o fluxo de armadura interage com o enrolamento de campo. Considerando as equações para as tensões de armadura e a Equação (2.21), através de uma manipulação algébrica tem-se que:

$$v_q = -R i_q + X'_d i_d + e'_q \quad (2.24)$$

Na Equação (2.24), X'_d é a reatância transitória da máquina de eixo 'd' e a tensão e'_q é chamada de fem transitória de eixo 'q'.

Considerando um gerador de pólos lisos, tem-se um enrolamento extra no eixo em quadratura de forma que a expressão da tensão de eixo direto da armadura fica da seguinte forma:

$$v_d = -R i_d - X'_q i_q + e'_d \quad (2.25)$$

Na Equação (2.25), X'_q é a reatância transitória da máquina de eixo 'q' e a tensão e'_d é chamada de fem transitória de eixo direto.

O fluxo concatenado do enrolamento de campo 'f' não permanece constante durante todo o período transitório, mas varia lentamente enquanto o fluxo de armadura flui pelo enrolamento. Essa variação no fluxo concatenado do campo é determinada através da Equação diferencial (2.22). Apesar da Equação (2.22), juntamente com a definição de e'_q , poder ser usada diretamente para determinar como e'_q varia com o tempo, é normalmente mais conveniente reformular a equação diferencial de forma que a mesma seja mais facilmente relacionável com a armadura. Esta modificação pode ser efetuada através da substituição na



Equação diferencial (2.22) da expressão para i_f obtida da Equação de fluxo (2.21) que, após ser rearranjado e simplificado retorna o seguinte resultado:

$$\dot{e}'_q = \frac{e_f - e'_q + i_d(X_d - X'_d)}{T'_{do}} \quad (2.26)$$

Esta análise pode ser repetida para o eixo em quadratura ao se assumir um enrolamento adicional de rotor, como discutido anteriormente.

$$\dot{e}'_d = \frac{-e'_d - i_q(X_q - X'_q)}{T'_{qo}}, \quad X'_q \neq X_q \quad (2.27)$$

Na Equação (2.27), T'_{do} e T'_{qo} são chamadas de constantes de tempo transitórias em circuito aberto da máquina síncrona. Se não houver enrolamento adicional, ou seja, em caso de uma máquina de pólos salientes, então $X'_q = X_q$ e $e'_d = 0$.

C) Regime subtransitório

Durante o período subtransitório as bobinas amortecedoras do rotor agem como uma blindagem para o enrolamento de campo e o corpo do rotor em relação às mudanças no fluxo da armadura. O fluxo concatenado do campo 'f' permanece constante durante este período enquanto os fluxos concatenados dos enrolamentos amortecedores são constantes imediatamente após a falta ou perturbação e então enfraquecem com o tempo enquanto o gerador caminha para o estado transitório. Estas mudanças podem ser quantificadas usando uma abordagem similar à utilizada no período transitório.

Agora o conjunto completo de equações dos fluxos concatenados, Equação (2.11), juntamente com a equação de enfraquecimento do fluxo, Equação (2.16), se aplicam. As equações de tensão da armadura, Equação 2.17, são agora modificadas devido ao seu acoplamento com os circuitos do rotor nos eixos 'd' e 'q'. As equações de fluxo de eixo 'd' permitem que o fluxo de armadura 'd' seja escrito em termos de i_d , i_D e i_f como na Equação (2.28):

$$\Psi_d = L''_d i_d + (k_1 \Psi_f + k_2 \Psi_D) \quad (2.28)$$



sendo

$$k_1 = \frac{kM_f L_D - kM_D L_f D}{L_f L_D - L_{fD}^2}, \quad k_2 = \frac{kM_D L_f - kM_f L_f D}{L_f L_D - L_{fD}^2} \quad (2.29)$$

que, substituídos na equação de tensão de armadura retorna:

$$v_q = -Ri_q + X_d'' i_d + e_q'' \quad (2.30)$$

na qual X_d'' é chamada de reatância subtransitória de eixo direto e e_q'' é a fem subtransitória de eixo 'q', e representa uma tensão de armadura proporcional aos fluxos concatenados do rotor no eixo direto. Esses fluxos permanecem constantes imediatamente após a falta e apenas variam enquanto Ψ_D variar. Uma análise similar para a tensão de armadura no eixo em quadratura apresenta como resultado a Equação (2.31):

$$v_d = -Ri_d - X_q'' i_q + e_d'' \quad (2.31)$$

A forma como as tensões subtransitórias variam pode ser encontrada utilizando uma abordagem similar àquela aplicada ao período transitório. Através da utilização da equação diferencial do fluxo no enrolamento amortecedor no eixo direto e utilizando as equações de fluxo, Equação (2.11), após uma manipulação algébrica tem-se que:

$$\dot{e}_q'' = \frac{e_q' + i_d(X_d' - X_d'') - e_q''}{T_{do}''} \quad (2.32)$$

Fazendo uma análise similar ao enrolamento de eixo 'q', tem-se:

$$\dot{e}_d'' = \frac{e_d' - i_q(X_q' - X_q'') - e_d''}{T_{qo}''} \quad (2.33)$$

Na Equação (2.33), T_{do}'' e T_{qo}'' são chamadas de constantes de tempo subtransitórias em circuito aberto da máquina síncrona.



D) *Equacionamento Mecânico e Cálculo de Potência*

Para completar o conjunto de equações que descrevem o gerador, algumas expressões se fazem necessárias para o cálculo da potência elétrica terminal e a potência de entreferro da máquina. Com as fem de transformação desprezadas, a potência terminal trifásica pode ser obtida substituindo-se os valores de v_d , v_q , i_d e i_q na expressão de cálculo de potência no referencial dq0, assim tem-se que:

$$P_e = 3(V_d I_d + V_q I_q) \quad W \quad (2.34)$$

A potência de entreferro é obtida através da expressão da potência terminal, adicionando-se a perda na resistência de armadura.

$$P_g = 3[V_d I_d + V_q I_q + R(I_d^2 + I_q^2)] \quad W \quad (2.35)$$

Quando correntes, tensões e fluxos são expressos em notação por unidade, as expressões de potência trifásica, Equações (2.34) e (2.35), normalizadas ficam da seguinte forma:

$$P_e = (V_d I_d + V_q I_q) \quad pu \quad (2.36)$$

$$P_g = [V_d I_d + V_q I_q + R(I_d^2 + I_q^2)] \quad pu \quad (2.37)$$

Como $P = \omega \cdot T_e$, o torque de entreferro é dado, em pu, como a seguir:

$$T_e = \frac{V_d I_d + V_q I_q + R(I_d^2 + I_q^2)}{\omega} \quad (2.38)$$

A equação final, necessária para completar o conjunto de equações da máquina, é chamada de equação de *swing*, ou equação de oscilação mecânica, e é dada por:



$$T_m - T_e - D\Delta\omega = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$\frac{d(\theta)}{dt} = \omega \quad (2.39)$$

Percebe-se a presença de duas equações diferenciais ordinárias, caracterizando um modelo mecânico de segunda ordem. Nestas equações, T_m é o torque mecânico gerado pela máquina primária; T_e é o torque eletromagnético gerado pela máquina síncrona; P_m e P_e são as potências elétrica e mecânica respectivamente; D é a constante de amortecimento; ω é a velocidade do rotor; J é o momento de inércia do rotor e θ é a posição angular do rotor.

2.2 Os Diferentes Modelos do Gerador Síncrono

As equações apresentadas anteriormente representam a modelagem do comportamento dinâmico de um gerador síncrono e podem ser utilizadas para o desenvolvimento de uma série de modelos diferentes, sendo a máquina representada tanto pelas suas fem transitória ou subtransitória em série com suas reatâncias apropriadas. O modo como o fluxo de armadura gradualmente penetra no rotor durante uma falta e afeta estas fem é quantificado pelas Equações diferenciais (2.26), (2.27), (2.32) e (2.33). Estas equações são reunidas a seguir e expressas em valores ortogonais (de eixos 'd' e 'q') de fase:

$$T''_{do}\dot{E}''_q = E'_q - E''_q + I_d(X'_d - X''_d) \quad (2.40)$$

$$T''_{qo}\dot{E}''_d = E'_d - E''_d + I_q(X'_q - X''_q) \quad (2.41)$$

$$T'_{do}\dot{E}'_q = E_f - E'_q + I_d(X_d - X'_d) \quad (2.42)$$

$$T'_{qo}\dot{E}'_d = -E'_d - I_q(X_q - X'_q) \quad (2.43)$$

É interessante notar a similaridade estrutural dessas equações. No lado esquerdo está presente a derivada no tempo da fem multiplicada pela constante de tempo relevante à mesma enquanto o lado direito representa o circuito equivalente da armadura nos eixos 'd' e 'q', com as resistências desprezadas. Essas equações permitem o desenvolvimento de cinco diferentes modelos do gerador com complexidade e fidelidade diferentes. A cada modelo é dado um número que indica o número de equações diferenciais presentes no modelo. Quanto maior o



número, maior o grau de complexidade e maior o tempo computacional necessário para resolver as equações diferenciais.

No desenvolvimento dos modelos do gerador síncrono consideram-se todas as grandezas expressas em valores por unidade. É assumido na concepção dos modelos que a variação da velocidade rotórica é muito pequena, portanto $\omega \approx \omega_s$. Para incluir o efeito da variação de velocidade em todos os modelos pode-se incluir um fator multiplicador ω / ω_s em frente a todas as reatâncias.

2.2.1 Modelo de 6ª Ordem

Neste modelo, o gerador é representado pelas fem subtransitórias E_q'' e E_d'' em série com as reatâncias subtransitórias X_d'' e X_q'' como definido pelas equações de tensão de armadura, Equações (2.30) e (2.31).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d'' \\ E_q'' \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & X_q'' \\ -X_d'' & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

As Equações diferenciais (2.40), (2.41), (2.42) e (2.43) descrevem a variação nestas fem enquanto o fluxo ligando os circuitos do rotor enfraquece. A estas equações devem ser adicionadas à Equação (2.39) de forma a incluir a variação de velocidade e ângulo do rotor. Como as Equações (2.40) e (2.41) incluem a influência dos enrolamentos amortecedores, o coeficiente de amortecimento D na equação de oscilação mecânica precisa apenas quantificar o amortecimento mecânico devido às perdas por atrito e ventilação e, como é usualmente de pequenas proporções, podem ser desprezadas ($D \approx 0$). Desta forma, o conjunto completo com as seis equações diferenciais que descrevem o gerador é:

$$\begin{aligned} T_m - T_e - D\Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ T_{do}'' \dot{E}_q'' &= E_q' - E_q'' + I_d(X_d' - X_d'') \\ T_{qo}'' \dot{E}_d'' &= E_d' - E_d'' + I_q(X_q' - X_q'') \\ T_{do}' \dot{E}_q' &= E_f - E_q' + I_d(X_d - X_d') \\ T_{qo}' \dot{E}_d' &= -E_d' - I_q(X_q - X_q') \end{aligned} \quad (2.45)$$



Mudanças na potência mecânica P_m na primeira equação devem ser calculadas através de um modelo de turbina e seu sistema de controle de velocidade como será discutido nas seções seguintes. Mudanças na fem E_f na quinta equação devem ser calculadas através de um modelo de sistema de excitação, que também serão discutidos nas seções seguintes.

A potência de entreferro P_e pode ser calculada usando a Equação (2.36) substituindo os valores da tensão de armadura da Equação (2.44), tendo como resultado a Equação (2.46):

$$P_e = (E'_d I_d + E'_q I_q) + (X'_d - X'_q) I_d I_q \quad (2.46)$$

2.2.2 Modelo de 5ª Ordem

Neste modelo, o efeito da blindagem das correntes parasitas no rotor no eixo 'q' é desprezado de forma que $X'_q = X_q$ e $E'_d = 0$. A Equação (2.43) do conjunto de equações do modelo de sexta ordem é eliminada para gerar um conjunto de cinco equações diferenciais.

Mudanças na potência mecânica e na tensão de excitação E_f devem ser calculadas assim como no modelo de sexta ordem.

2.2.3 Modelo de 4ª Ordem

Neste modelo o efeito dos enrolamentos amortecedores no modelo de sexta ordem são desprezados e as Equações (2.40) e (2.41) são removidas do conjunto. O gerador é agora representado pelas tensões transitórias E'_q e E'_d em série com as reatâncias X'_d e X'_q como definido pela Equação (2.47):

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E'_d \\ E'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & X'_q \\ -X'_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

As mudanças nas tensões E'_q e E'_d são calculadas pelas Equações diferenciais (2.42) e (2.43) enquanto a potência de entreferro pode ser calculada como a seguir:

$$P_e = E'_q I_q + E'_d I_d + (X'_d - X'_q) I_d I_q \quad (2.48)$$

Como os enrolamentos amortecedores são ignorados, a potência calculada por esta equação despreza o torque assíncrono produzido pelos enrolamentos amortecedores, conseqüentemente, o coeficiente de amortecimento D na equação de oscilação mecânica deve ser aumentado por um valor correspondente ao valor do torque assíncrono médio.



Com todas essas considerações, o modelo é descrito pelas quatro equações diferenciais seguintes:

$$\begin{aligned}
 T_m - T_e - D\Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
 T'_{do}\dot{E}'_q &= E_f - E'_q + I_d(X_d - X'_d) \\
 T'_{qo}\dot{E}'_d &= -E'_d - I_q(X_q - X'_q)
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Mudanças na potência mecânica e na tensão de excitação E_f devem ser calculadas assim como no modelo de sexta ordem.

Este modelo simplificado do gerador síncrono é amplamente considerado como sendo suficientemente preciso para analisar dinâmicas eletromecânicas. A principal desvantagem deste modelo é o fato de o coeficiente de amortecimento equivalente D da equação mecânica só pode ser calculado de forma aproximada.

2.2.4 Modelo de 3ª Ordem

Este modelo é similar ao de quarta ordem, exceto pelo fato de que a tensão transitória E'_d é considerada constante, permitindo à Equação (2.41) ser removida do conjunto. O gerador é descrito apenas pelas Equações (2.40), (2.42) e (2.43). Além de desprezar os efeitos dos enrolamentos amortecedores ao assumir E'_d constante, este modelo também despreza o amortecimento produzido pelas correntes parasitas do rotor, mesmo se um enrolamento adicional é usado para representar o rotor. Se não houver enrolamento no eixo em quadratura para representar o corpo do rotor então $E'_d = 0$, $X'_q = X_q$ e a Equação (2.48) se resume a:

$$P_e = E'_q I_q + (X'_d - X_q) I_d I_q \tag{2.50}$$

Como no modelo de quarta ordem, os enrolamentos amortecedores são desprezados e seus efeitos podem ser incluídos ao se aumentar o valor do coeficiente de amortecimento na equação de oscilação mecânica. O modelo é descrito por três equações diferenciais:

$$T_m - T_e - D\Delta\omega = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \tag{2.51}$$



$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$

$$T'_{do}\dot{E}'_q = E_f - E'_q + I_d(X_d - X'_d)$$

Mudanças na potência mecânica e na tensão de excitação E_f devem ser calculadas assim como no modelo de sexta ordem.

2.2.5 Modelo de 2ª Ordem – O Modelo Clássico

O modelo clássico do gerador síncrono, amplamente utilizado em análises simplificadas de dinâmicas em sistemas de energia, considera que nem a corrente de armadura de eixo 'd' I_d nem a fem interna E_f , que representa a tensão de excitação, tem uma variação muito grande durante o regime transitório. Neste modelo, o gerador é representado por uma fem E' constante em série com uma reatância transitória X'_d e as Equações mecânicas (2.52):

$$T_m - T_e - D\Delta\omega = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega$$
(2.52)

A justificativa para o modelo clássico se dá devido à constante de tempo T'_{do} , presente na Equação (2.42), ser relativamente grande e na ordem de alguns segundos de forma que E'_q não varia muito devido ao fato de as variações em E_f e I_d serem pequenas. Isso significa que $E'_q \approx$ constante, porque já foi assumido que $E'_d \approx$ constante, e a magnitude da tensão transitória E' e sua posição α em relação ao rotor podem ser consideradas constantes. Se não houver saliência transitória no rotor, ou seja, $X'_q = X'_d$, e os dois circuitos equivalentes de eixo podem ser substituídos por apenas um, assim tem-se que:

$$I = I_q + jI_d, \quad V = V_q + jV_d, \quad E' = E'_q + jE'_d$$
(2.53)

As duas equações algébricas que descrevem a tensão de armadura em (2.47) podem ser substituídas por apenas uma:

$$V = (E'_q + jE'_d) - jX'_d(I_q + jI_d) = E' - jX'_d I$$
(2.54)



A suposição de pequenas variações na componente direta da corrente do gerador e na tensão interna E_f significa que apenas geradores localizados a uma grande distância do ponto de perturbação podem ser representados pelo modelo clássico.

2.3 Sistemas de Excitação

A função básica de um sistema de excitação é prover uma corrente contínua para o enrolamento de campo de uma máquina síncrona. O sistema de excitação também exerce funções de controle e proteção essenciais para um desempenho satisfatório do sistema de energia ao controlar a alimentação CC do campo da máquina [8].

As funções de controle incluem o controle da tensão terminal da máquina e do fluxo de potência reativa da mesma, assim como a melhoria da estabilidade do sistema. As funções de proteção garantem que os limites de capacidade da máquina síncrona, do sistema de excitação e de outros equipamentos, não sejam excedidos.

Do ponto de vista do gerador, o sistema de excitação deve ser capaz de ajustar automaticamente a alimentação de campo do gerador síncrono de forma a manter sua tensão terminal, mantendo a máquina dentro de sua capacidade de operação. O sistema de excitação também deve ser capaz de responder a situações de transiente de acordo com as capacidades da máquina.

Do ponto de vista do sistema, o circuito de excitação deve contribuir para um controle efetivo da manutenção do nível de tensão e da estabilidade do mesmo. Deve ser capaz de responder rapidamente a perturbações de forma a melhorar a estabilidade do sistema durante transitórios.

A Figura 5 mostra o diagrama de blocos funcional de um sistema de controle de excitação típico para um grande gerador síncrono.



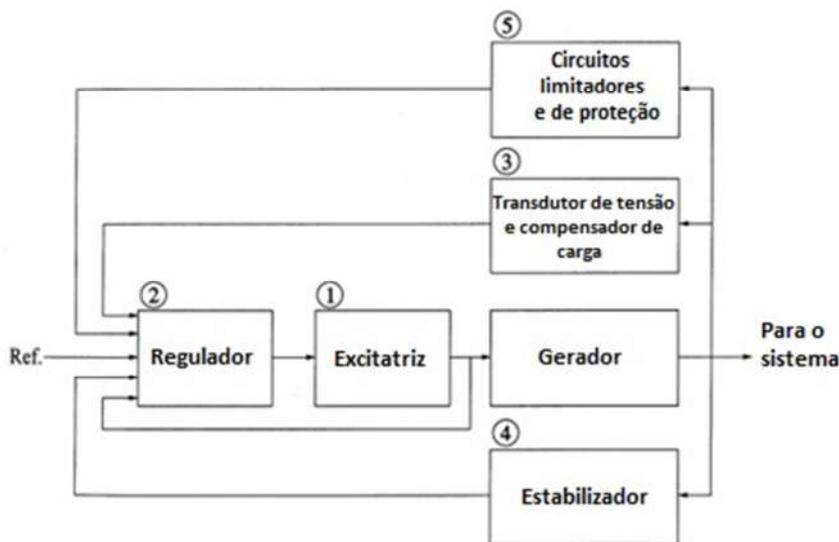


Figura 5 Diagrama de blocos típico de um sistema de excitação de um gerador síncrono.

Fonte: Kundur (1994, p. 317), modificado pelo autor

O bloco 1, chamado comumente de excitador, tem a função direta de alimentar o enrolamento de campo da máquina síncrona com uma tensão contínua, o que o caracteriza como o estágio de potência do sistema de excitação.

O bloco 2, ou regulador, processa e amplifica os sinais de entrada a níveis apropriados para o controle do excitador. Isso inclui funções de regulação e estabilização do sistema, como realimentação e compensação atraso-avanço.

O bloco 3 tem a função de transdutor de tensão e compensador de carga. Faz parte deste estágio a medição da tensão terminal do gerador, retificação e filtragem para valores CC, e comparação do valor medido com um sinal de referência que representa o valor desejado de tensão terminal. Se for necessária a manutenção de uma tensão constante em algum ponto eletricamente remoto dos terminais da máquina, uma compensação de carga pode ser utilizada.

O bloco 4 é chamado de estabilizador do sistema de energia. Sua função é gerar um sinal adicional de entrada ao regulador para amortecer possíveis oscilações no sistema. Alguns sinais típicos de entrada neste bloco são a variação de velocidade, potência de aceleração e variação de frequência.

Por fim, o bloco 5 do diagrama agrega as funções de limitação e proteção do sistema de excitação. Isso inclui uma vasta gama de funções de controle e proteção que garantem que os limites de capacidade do gerador e do próprio excitador não sejam superados. Algumas



das funções mais comuns incluem a limitação da corrente de campo, limite máximo de excitação, limitador da tensão terminal, etc.

2.3.1 Tipos de Sistemas de Excitação

Os sistemas de excitação podem ser classificados em três abrangentes categorias de acordo com a característica do estágio de potência utilizado no sistema [8]:

- Sistemas de excitação CC;
- Sistemas de excitação CA; e
- Sistemas de excitação estáticos.

Os sistemas de excitação CC têm a característica de utilizar geradores CC como fontes de energia para a excitação da máquina e prover corrente ao rotor da máquina síncrona através do seu comutador. A excitatriz pode ser movida por um motor externo ou pelo próprio eixo do gerador. Pode ser autoexcitado ou de excitação independente, neste caso tem-se um gerador de ímãs permanentes alimentando o campo da máquina CC.

Os sistemas de excitação CC estão gradualmente desaparecendo enquanto muitos sistemas antigos estão sendo substituídos por sistemas CA ou estáticos. Em alguns casos, apenas os reguladores de tensão são substituídos por sistemas reguladores eletrônicos.

Através da Std 421.5-2005 [9], o IEEE visa estabelecer padrões para a modelagem de sistemas de excitação utilizados no estudo da estabilidade de sistemas. Entre os temas abordados estão presentes uma série de modelos de sistemas de excitação de todos os tipos e com diferentes funções e características próprias. Entre os sistemas de excitação CC, estão presentes neste documento quatro tipos de modelagem diferentes. São eles: DC1A, DC2A, DC3A e DC4B.

Os sistemas de excitação CA utilizam alternadores como fonte principal de energia para a excitação do gerador. Normalmente a excitatriz está ligada ao mesmo eixo do gerador. A saída CA da excitatriz pode ser retificada através de retificadores controlados e não controlados para produzir a corrente contínua necessária para o campo do gerador síncrono. Estes retificadores podem ser estacionários ou girantes.

Os sistemas de excitação CA podem, então, assumir diversas formas dependendo do tipo de retificação, do método de controle da saída da excitatriz e da fonte de excitação para a própria excitatriz.

De acordo com a Std 421.5-2005 do IEEE, são apresentados oito modelos diferentes de sistemas de excitação CA com características e níveis de complexidade diferentes. São eles: AC1A, AC2A, AC3A, AC4A, AC5A, AC6A, AC7B e AC8B.



Nos sistemas de excitação estáticos todos os componentes presentes são estáticos ou estacionários. Os retificadores estáticos, controlados ou não, alimentam a corrente de excitação diretamente para o campo do gerador principal. A fonte de alimentação para os retificadores vem diretamente do gerador principal através de um transformador abaixador ou, em alguns casos, de enrolamentos auxiliares do gerador.

De acordo com a configuração utilizada, o IEEE define sete tipos diferentes de modelos de sistemas de excitação estática. São eles: ST1A, ST2A, ST3A, ST4B, ST5B, ST6B, ST7B.

2.3.2 Power System Stabilizer (PSS)

Um PSS tem a função de adicionar amortecimento às oscilações do rotor do gerador através de um sinal complementar de controle enviado diretamente ao sistema de excitação. O sinal mais lógico e comum a ser utilizado para monitorar as oscilações no rotor é a variação de velocidade $\Delta\omega_r$ [10].

Devido às características do sistema de excitação através do qual o sinal do PSS deve agir, a modelagem do PSS deve incluir uma compensação de fase adequada para garantir que o torque elétrico de amortecimento introduzido esteja em fase com a variação na velocidade do rotor. Esta compensação de fase é criada utilizando uma quantidade de blocos de atraso-avanço que são combinados com um filtro de *washout* de forma que as variações em regime permanente sejam ignoradas. Um ganho deve ser adicionado para garantir a maximização do amortecimento.

O IEEE também define um conjunto de modelos padrão para a utilização do PSS juntamente com sistemas de excitação. São eles: PSS1A, PSS2B, PSS3B e PSS4B.

2.4 Tipos de Turbina e Governadores

Em um sistema de energia, os geradores síncronos são normalmente movidos ou por turbinas a vapor, turbinas a gás ou turbinas hidráulicas. Cada turbina é equipada com um sistema governador que fornece um meio pelo qual a turbina pode ser partida, acelerada até o ponto de operação e pode operar com a potência de saída solicitada.

Modelos digitais de governadores de velocidade e turbinas são necessários no desenvolvimento de estudos da estabilidade de um gerador síncrono operando tanto em um sistema ilhado como em grandes sistemas de potência. Tais modelos foram desenvolvidos há muitos anos e têm sido aperfeiçoados assim que o conhecimento acerca do tema, sua importância e as tecnologias de simulação computacionais foram evoluindo.



Os governadores de velocidade agem diretamente nas turbinas variando sua potência de saída para o eixo do gerador de forma a controlar a frequência do sistema. A frequência de um grande sistema de energia se comporta como a velocidade de um único gerador alimentando uma carga. Quando uma grande perturbação causa uma variação observável na potência de carga do sistema como, por exemplo, quando ocorre a rejeição de um grande bloco de cargas, o sistema reage como se fosse um único grande gerador cuja inércia se equivale à soma de todas as inércias do sistema. Quando uma carga é rejeitada do sistema os geradores aceleram e vice-versa. Para voltar a frequência para seu valor nominal, os governadores de todos os geradores no sistema corrigem o ponto de operação de suas turbinas. Sua configuração deve ser tal que esta correção não crie nenhuma instabilidade no sistema, enquanto traz a frequência a seu valor nominal de forma rápida.

Assim como nos sistemas de excitação, para cada tipo de governador, seja governadores de turbina hidráulica ou a vapor, existe uma série de modelos padronizados para estudos de estabilidade.

2.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a modelagem detalhada da máquina síncrona e as diferentes ordens de complexidade em que uma máquina é capaz de ser representada. Foram apresentados também os sistemas de controle clássicos de tensão e frequência para um gerador síncrono, o sistema de excitação e o sistema governador de velocidade. O funcionamento básico de cada sistema foi apresentado e os diferentes tipos de implementação de cada sistema também foram abordados. Este capítulo se caracteriza como um pré-requisito essencial no entendimento do funcionamento dinâmico de uma máquina síncrona e para um posterior entendimento do projeto de um gerador síncrono virtual.



Capítulo 3: Implementação do VSG

Em um futuro próximo, pode-se esperar que os conversores eletrônicos de potência tenham um impacto significativo em grandes sistemas de energia à medida que uma porcentagem considerável de todos os geradores síncronos tradicionais sejam substituídos por um tipo de geração cuja interface com o sistema seja feita através de conversores. Um potencial problema acerca desse cenário é a diminuição da inércia total do sistema comparado com o nível global de potência, causando então uma redução do efeito de autoestabilização do sistema. Uma possível solução para este problema surgiu com a ideia de poder controlar um inversor ligado ao sistema de forma que o mesmo seja capaz de emular o comportamento tradicional de uma máquina síncrona e, com isso, adicionar uma inércia virtual ao sistema.

A primeira proposta de um gerador síncrono virtual foi publicada por Beck e Hesse em 2007, e sua proposta foi chamada naquele momento de “VISMA” [11], do inglês *Virtual Synchronous Machine*. Ao longo do tempo, diversas outras abordagens com o objetivo de inserir uma inércia virtual ao sistema emulando as características de um gerador síncrono foram propostas. Grande parte dessas propostas utiliza implementações, tem objetivos e até terminologias diferentes.

Este capítulo tem como objetivo apresentar a proposta de desenvolvimento de um VSG que será posteriormente validado por meio de simulação. Será abordado o conversor e a técnica de chaveamento utilizada, a escolha da modelagem da máquina síncrona a ser utilizada, os controles que serão utilizados juntamente com o modelo e, por fim, será projetado um filtro LCL para a redução de ruídos de chaveamento do conversor em sua conexão com a rede.

3.1 O Inversor

Os conversores CC/CA são chamados de inversores e sua função consiste em converter uma tensão de entrada CC em uma tensão de saída CA simétrica de amplitude e frequência desejadas. A amplitude e a frequência da tensão de saída podem ser fixas ou variáveis de acordo com o controle empregado em seu chaveamento. As formas de onda da tensão de saída de inversores ideais deveriam ser senoidais. Entretanto, as formas de onda de inversores práticos apresentam um conteúdo harmônico. De acordo com a técnica de chaveamento utilizada, o conteúdo harmônico da tensão de saída pode ser minimizado ou reduzido significativamente [12].



O diagrama de um inversor trifásico a três braços está ilustrado na Figura 6.

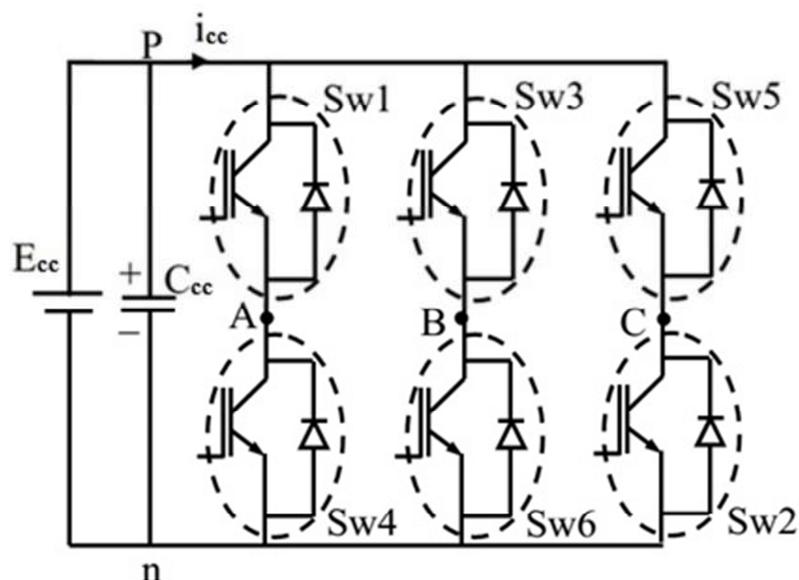


Figura 6 Esquemático de um inversor trifásico a três braços típico.

Fonte: Referência [13] modificada pelo autor

Os inversores que possuem como entrada uma fonte de tensão CC, como o da Figura 6, são normalmente chamados de *Voltage Source Inverters* (VSI). Alguns inversores podem possuir como entrada em seu elo CC uma fonte de corrente, tendo a denominação de *Current Source Inverters* (CSI). Os CSI têm uma aplicação mais limitada que os VSI e não serão discutidos neste trabalho. A forma mais típica de controle do chaveamento de um VSI é através da utilização de algum tipo de técnica de chaveamento por modulação de largura de pulso, do inglês *Pulse-Width Modulation* (PWM) [14].

A modulação PWM consiste basicamente na comparação de um sinal de referência constante ou variante no tempo com uma forma de onda triangular, onda portadora, de forma a gerar os sinais de disparo para as chaves. No caso de um VSI, queremos que a saída seja uma forma de onda senoidal de amplitude e frequência variáveis, portanto, o sinal de referência a ser comparado com a portadora também deve ser senoidal. Neste caso, chama-se o esquema de chaveamento de *Sinusoidal Pulse-width Modulation* (SPWM). A frequência da onda portadora define a frequência de chaveamento do inversor e é mantida sempre constante juntamente com sua amplitude.

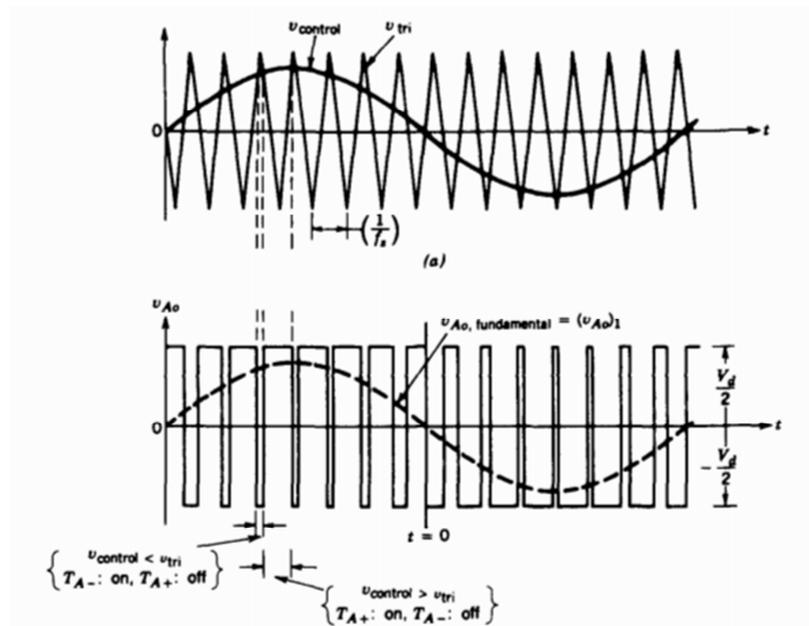


Figura 7 Exemplo de funcionamento da modulação por largura de pulso senoidal.

Fonte: Mohan, Undeland e Robbins (1995, p. 204)

A Figura 7 ilustra o esquema de chaveamento para uma fase utilizando a técnica de SPWM. Para um VSI trifásico são necessárias três referências senoidais defasadas de 120 graus entre si e comparadas com a mesma portadora triangular para que seja obtida uma tensão de saída trifásica balanceada. Para cada fase pode-se calcular o valor da tensão de pico da componente de frequência fundamental utilizando a Equação (3.1):

$$(\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{V_d}{2} = m_a \frac{V_d}{2} \quad (3.1)$$

Em que $\hat{V}_{control}$ é a amplitude do sinal de controle senoidal, \hat{V}_{tri} é a amplitude da onda portadora, m_a é chamado de índice de modulação e V_d é a tensão do elo CC do conversor. Quando o VSI opera com um índice de modulação menor do que 1.0 diz-se que o mesmo está operando na região linear. A Equação (3.1) só se aplica caso o inversor esteja nesta região de operação. Quando o índice de modulação se encontra com valor superior a 1.0 chama-se este ponto de operação de sobremodulação e a Equação (3.1) não se aplica mais, ou seja, a magnitude da componente fundamental da tensão não aumenta mais proporcionalmente com o valor de m_a .



3.2 A Escolha do Modelo do Gerador

A ideia por trás do conceito de VSG é a de emular o comportamento básico de uma MS, controlando um inversor de potência. Portanto, qualquer implementação de um VSG contém explicitamente um modelo matemático de uma MS. O modelo utilizado e seus parâmetros são sempre uma escolha individual de projeto. Entretanto, a reprodução da característica inercial e do amortecimento das oscilações eletromecânicas são aspectos comuns para todas as propostas. Aspectos como as dinâmicas de transiente e subtransiente podem ser incluídas ou desprezadas, dependendo do grau de complexidade requerido e da precisão necessária em reproduzir a dinâmica de uma MS [15]. Além disso, os parâmetros escolhidos para a realização de um VSG não estão limitados pela construção física de uma MS real. Deste modo, estes parâmetros podem ser escolhidos para replicar a dinâmica de uma MS particular ou podem ser escolhidos durante o projeto de forma a atingir um comportamento desejado.

Se o objetivo do VSG for replicar precisamente o comportamento dinâmico de uma MS, um modelo completo deve ser incluído no sistema de controle do inversor. O modelo completo deve incluir o equacionamento elétrico de 5ª ordem com representação em coordenadas (d,q) dos enrolamentos do estator, amortecedores e de campo da máquina (5 equações diferenciais ao todo), juntamente com o equacionamento mecânico de 2ª ordem envolvendo uma equação diferencial para velocidade e outra para posição angular, resultando em um modelo de 7ª ordem da MS. Para a realização do VSG neste trabalho será utilizado um modelo de 4ª ordem da MS, assim como descrito na Seção 2.2.3. Toda a modelagem computacional seguirá o equacionamento apresentado na Seção 2.2.3 e repetido a seguir:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} E'_d \\ E'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & X'_q \\ -X'_q & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \\
 T_m - T_e - D\Delta\omega &= \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega} - D\Delta\omega = J \frac{d\omega}{dt} \\
 \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\
 T'_{do}\dot{E}'_q &= E_f - E'_q + I_d(X_d - X'_d) \\
 T'_{qo}\dot{E}'_d &= -E'_d - I_q(X_q - X'_q) \\
 P_e &= E'_q I_q + E'_d I_d + (X'_d - X'_q) I_d I_q
 \end{aligned} \tag{3.2}$$



3.2.1 Sistema de Excitação e Governador do VSG

Para o controle de tensão terminal do VSG foi utilizado um modelo de sistema de excitação CC. Dentre os modelos presentes na Std 421.5-2005 do IEEE [9], o modelo incorporado ao modelo da máquina na implementação do VSG foi o DC1A com adaptações.

O esquema do modelo DC1A presente no padrão do IEEE está mostrado na Figura 8.

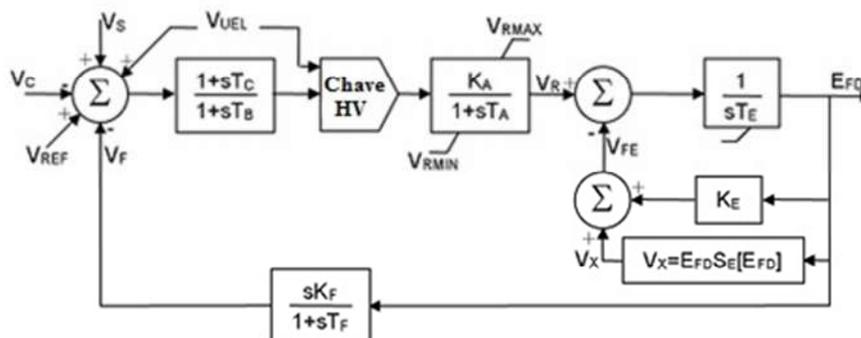


Figura 8 Diagrama de blocos do modelo DC1A de sistema de excitação CC para geradores síncronos.

Fonte: IEEE Std. 421.5 (2005, p. 7), modificada pelo autor

Para efeito de simplificação do modelo os efeitos de saturação magnética do gerador CC, que atua neste sistema como a excitatriz principal, foram desprezados. Portanto, a saída V_x do bloco de saturação na realimentação do modelo da excitatriz será considerada sempre nula. Outra consideração que será feita neste sistema excitador será o valor de K_E ajustado para 1, o que caracteriza que a máquina CC modelada como excitatriz tem excitação independente. No diagrama da Figura 8, V_{UEL} indica uma proteção de subexcitação do sistema de excitação que não será utilizado para os propósitos deste trabalho. Os valores das constantes T_c e T_b são usualmente muito pequenos, podendo ser facilmente ignoradas e consideradas como nulas. Sem V_{UEL} e sem as constantes de tempo T_c e T_b , tem-se que a saída do primeiro somador será alimentada diretamente no regulador com ganho K_A e constante de tempo T_A . O bloco “Chave HV” representa apenas um seletor de maior valor, mas como V_{UEL} será desconsiderado podemos retirar o bloco do diagrama de controle.

O sistema governador utilizado para o controle de frequência no desenvolvimento do VSG presente neste trabalho não segue a padronização de governadores presentes no IEEE. O governador virtual utilizado segue uma proposta muito mais simples e direta. A equação que rege esta parte do controle é dada a seguir:

$$T_m = \frac{P_m}{\omega} = \frac{P_{ref} + D_p f_n (1 - \omega)}{\omega} \quad (3.3)$$

Na Equação (3.3), pode-se observar a simplicidade do sistema de controle de frequência utilizado. O controle possui uma entrada de *set-point* de potência ativa P_{ref} juntamente com um controle *droop* simples de frequência, que é caracterizado por um coeficiente de *droop* D_p invariante, multiplicando a frequência nominal e o desvio de velocidade da máquina em relação à velocidade nominal de 1.0 pu. Ao se dividir a soma entre a referência de potência e a parcela de ajuste de potência referente ao *droop* pela velocidade, tem-se a entrada de torque mecânico que será imputado ao VSG para seu controle.

3.2.3 Ajuste de Tensão Terminal

Para realizar um melhor ajuste de tensão terminal do VSG, foi utilizado um controle PI duplo para essa função. O objetivo deste controle é levar o valor da tensão terminal externa do conversor a convergir para o valor de V_d e V_q calculados internamente através das equações algébricas do modelo de máquina apresentado na Seção 3.2. A realização deste controle se dá pela comparação entre os valores externos e internos que são alimentados posteriormente na entrada de controladores proporcionais integrais. A saída dos PI são somados com os valores das tensões transitórias E'_d e E'_q .

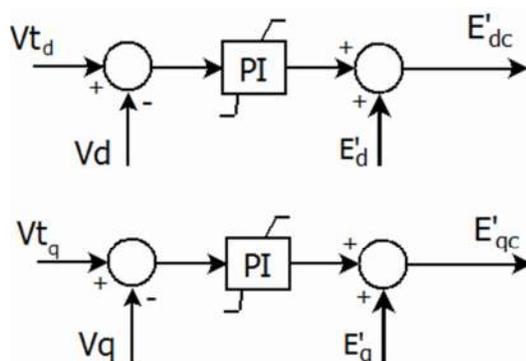


Figura 9 Diagrama de blocos do controle de ajuste da tensão terminal implementado.

Fonte: produção do próprio autor

Os dois controladores foram ajustados para um ganho proporcional K_p de 0,1 e uma constante de tempo de integração T_i de 0,01s. O valor ajustado para a constante de tempo foi o mesmo valor da constante de tempo da excitatriz no sistema de excitação a fim de evitar



possíveis oscilações no sistema. O valor de K_P foi ajustado de forma empírica. A saturação de ambos controladores foi ajustada para um valor mínimo de -10 e máximo de +10.

3.2.4 Diagrama Geral de Controle do VSG

O diagrama de blocos representando todas as etapas da implementação do controle do VSG proposto neste trabalho está ilustrado na Figura 10.

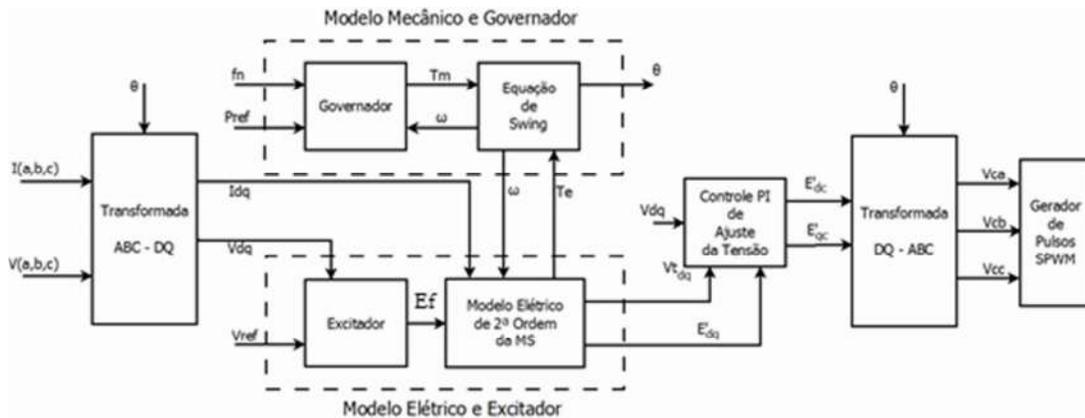


Figura 10 Diagrama geral de controle do VSG proposto.

Fonte: produção do próprio autor

As tensões e correntes trifásicas são medidas nos terminais do VSG após o filtro LCL e passam pela transformação de Park modificada ABC/dq0. Os valores de tensão e corrente nos eixos (d,q) alimentam a parte elétrica do equacionamento de 4ª ordem da máquina e também o sistema de excitação que realiza o controle da tensão terminal, utilizando para isso uma referência ajustada em 1.0 pu que é comparada à tensão terminal da máquina calculada como na Equação (3.4).

$$V_t = \sqrt{(V_d^2 + V_q^2)} \quad (3.4)$$

A saída do excitador representa a tensão de excitação E_f que é utilizada no modelo elétrico da máquina. O governador por sua vez recebe três entradas. A primeira representa a referência de frequência do sistema, que será utilizada na parcela do controle referente ao *droop* de frequência do governador utilizado como descrito na Equação (3.3). A segunda entrada diz respeito ao *set-point* de potência ativa de referência que se deseja obter na saída



do VSG. Por último, o governador recebe do bloco referente à equação de oscilação mecânica da máquina o valor da velocidade da máquina virtual, que é usado para o cálculo da referência de torque mecânico que sai do governador e serve como entrada para a equação de oscilação.

O bloco referente à oscilação mecânica recebe o torque mecânico controlado pelo governador e, juntamente com o torque elétrico calculado pelo modelo elétrico, realiza o cálculo da velocidade angular e do ângulo referente à máquina virtual. O ângulo calculado pela equação mecânica é usado pelas transformações de Park e transformação inversa.

O bloco responsável pela modelagem elétrica da máquina utiliza-se das Equações (3.2) para o cálculo das tensões de transitório e da tensão terminal interna do modelo. Esses valores de tensão são então utilizados para a realização do ajuste de tensão terminal descrito na Seção 3.2.3. Após o ajuste, os valores de referência para o chaveamento passam pela transformada inversa dq0/ABC e são enfim utilizados pelo gerador de pulsos para o chaveamento do circuito de potência.

3.3 Projeto do Filtro LCL

O objetivo principal do filtro LCL é reduzir os efeitos no sistema das oscilações em alta frequência ocasionadas pelo chaveamento do conversor. Em comparação com os tradicionais indutores de chaveamento, a presença do filtro LCL resulta em uma filtragem mais efetiva com valores de indutância significativamente menores, o que torna a execução do projeto mais simples. O esquemático de um filtro LCL está ilustrado na Figura 11.

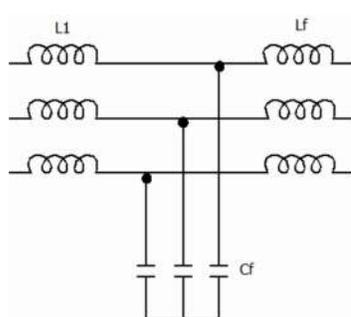


Figura 11 Circuito do filtro LCL.

Fonte: produção do próprio autor



A metodologia para o projeto de um filtro LCL se encontra na referência [16]. Os valores conhecidos para o projeto do filtro são a potência do conversor (P_n), a tensão nominal eficaz do filtro (e), a frequência da rede (f_n), a frequência de chaveamento do conversor (f_s), o fator de atenuação (r) e o *ripple* de corrente.

O indutor L_1 e o indutor L_f são calculados de acordo com as Equações (3.5) e (3.6) a seguir:

$$L_1 = \frac{e}{2 \cdot \sqrt{6} \cdot f_s \cdot i_{ripple}} \quad (3.5)$$

$$L_f = r \cdot L_1 \quad (3.6)$$

O capacitor C_f pode ser calculado pela Equação (3.7) a seguir:

$$C_f = 0,05 \frac{P_n}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot e^2} \quad (3.7)$$

A frequência de ressonância pode ser calculada pela Equação (3.8) e deve obedecer a condição descrita em (3.9) como se segue:

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{L_1 + L_f}{L_1 \cdot L_f \cdot C_f}} \quad (3.8)$$

$$10 \cdot f_n < f_{res} < 0,5 f_s \quad (3.9)$$

A Tabela 1 reúne os valores calculados para cada componente do filtro LCL projetado.



Tabela 1 Valores calculados e parâmetros utilizados para o filtro LCL.

PARÂMETROS	VALORES
Indutor (L_1)	0,6914 [mH]
Indutor (L_f)	0,1521 [mH]
Capacitor (C_f)	137,0125 [μ F]
Frequência de ressonância (f_{res})	1,2177 [kHz]
Frequência (f_n)	60 [Hz]
Frequência de Chaveamento (f_s)	10 [kHz]
Potência do conversor (P_n)	50 [kVA]

Fonte: produção do próprio autor

3.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a metodologia completa para a implementação do VSG proposto nesta dissertação assim como todos os componentes necessários para tal, como o inversor de potência, filtro LCL e a modelagem apropriada da máquina a ser utilizada. Cada elemento do sistema foi projetado para o atendimento de uma premissa de projeto. Baseando-se nas modelagens para a máquina síncrona apresentadas no Capítulo 2 foi escolhido um modelo que tivesse uma característica balanceada entre complexidade e fidelidade. Com isso, um modelo de 4ª ordem da MS foi escolhido.

A escolha dos controles de tensão e frequência foi apresentada e suas topologias detalhadas. Para o controle de tensão foi adotado um sistema de excitação com excitatriz em corrente contínua, cuja modelagem padrão pode ser encontrada facilmente na Std. 421.5/2005 do IEEE [9], com algumas modificações feitas com o propósito de simplificação do controle. Para o controle de frequência e ajuste de potência ativa da máquina virtual foi adotado um controlador *droop* simples representando o governador de velocidade. Por fim, para a realização do ajuste da tensão terminal da máquina, foi proposta a utilização de um controle PI para as tensões em eixos ‘d’ e ‘q’.

Para a interface do inversor com o sistema foi projetado um filtro LCL de forma a reduzir os efeitos das oscilações de alta frequência provocadas pelo chaveamento do conversor.



Capítulo 4: Resultados de Simulação e Validação do VSG

Com o intuito de verificar a equivalência entre o modelo de controle proposto do VSG e uma máquina síncrona, é proposto um sistema para a simulação de ambos. Tanto o VSG quanto a MS serão simulados em sistemas idênticos e serão submetidos aos mesmos procedimentos para a verificação dos seus comportamentos dinâmicos frente a tais perturbações.

Este capítulo tem como objetivo apresentar o sistema que será usado para a validação juntamente com a metodologia de simulação para que a equivalência entre VSG e MS seja verificada. Por fim, os resultados de simulação serão apresentados graficamente e analisados.

4.1 O Sistema Proposto

O sistema adotado para a validação é composto por um barramento infinito, ao qual está ligado o VSG em um caso e a MS em outro através de uma impedância de linha de distribuição. Juntamente aos objetos em estudo, será utilizada uma carga trifásica balanceada em estrela de impedância constante R_{Load} e L_{Load} , calculados a partir da tensão da rede e da potência ativa e reativa escolhidas, que será conectada também ao barramento infinito.

O circuito de potência do sistema com o VSG está ilustrado na Figura 12.

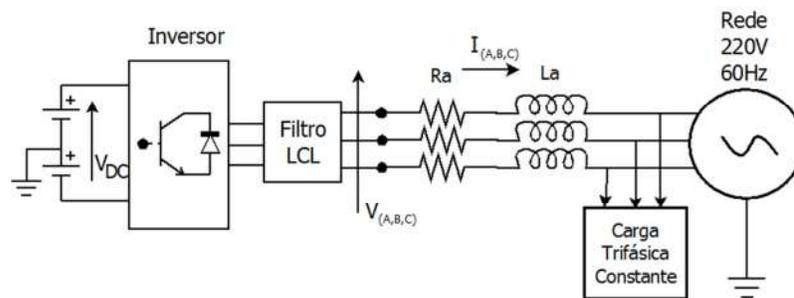


Figura 12 Esquemático da simulação do sistema com o VSG proposto.

Fonte: produção do próprio autor

A simulação da máquina síncrona será realizada na mesma plataforma com a exceção do filtro LCL, que deixa de ser necessário uma vez que não há chaveamento no seu funcionamento. O modelo para a simulação do gerador síncrono está ilustrado na Figura 13, juntamente com seu sistema de excitação e governador, que são os mesmos utilizados no controle do VSG.



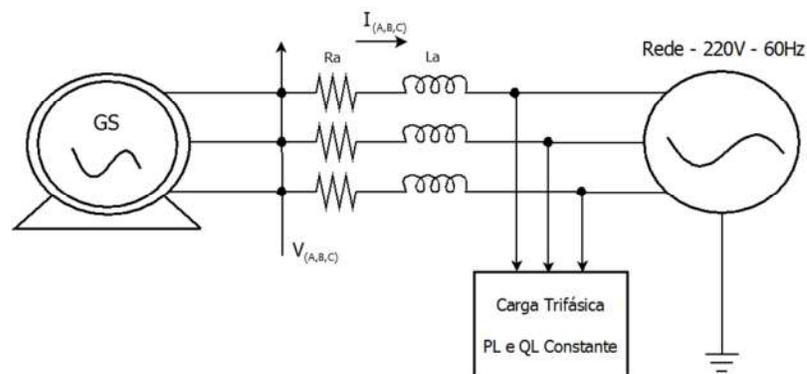


Figura 13 Esquemático da simulação do sistema com um gerador síncrono de parâmetros equivalentes ao VSG.

Fonte: produção do próprio autor

4.2 Método de Validação Adotado Para o VSG

Utilizando o *software* PSCAD/EMTDC para a simulação dos sistemas propostos, será comparada a resposta dinâmica do VSG proposto com uma MS equivalente sob os mesmos tipos e intensidade de transitórios. A Tabela 2 mostra as variáveis de sistema adotadas para a simulação bem como os parâmetros de uma MS a partir da qual será feito seu equivalente VSG.

Tabela 2 Parâmetros adotados para a validação entre os sistemas.

Dados do Sistema		Parâmetros do VSG e MS		Governador e Excitador	
Vn	220 [V]	Pn	50 [kVA]	DP	0,4
fn	60 [Hz]	Rs	0,008 [pu]	TA	0,001
Ra	0,01 [Ω]	Xd	1,45 [pu]	KA	100
La	0,6 [mH]	Xq	1,42 [pu]	TL	0,0
PL	38 [kW]	X'd = X'q	0,28 [pu]	KF	0,001
QL	15 [kvar]	T'd0	2,8 [s]	KL	1,0
R _{LOAD}	1,2733 [Ω]	T'q0	0,001 [s]	TF	0,1
L _{LOAD}	8,6 [mH]	J	0,05	VRmax	5,5 [pu]
L1	0,6914 [mH]	D	0,0	Vrmin	-5,5 [pu]
Lf	0,1521 [mH]	VDC	500 [V]	-	-
Cf	137,0125 [μ F]	-	-	-	-

Fonte: produção do próprio autor

Os dois sistemas serão submetidos a um afundamento de tensão crítico da ordem de 0,5pu com 200ms de duração, em aproximadamente 2 segundos de simulação, seguido de uma mudança de referência de potência ativa no governador de 0,6pu para 1,0pu no instante 4 segundos, e finalmente será aplicado um curto-circuito trifásico para terra no ponto de acoplamento da carga com o barramento infinito, com impedância de curto de 0,75ohms em 5



segundos de simulação, também com 200ms de duração. O comportamento dinâmico da MS e do VSG será analisado com o intuito de evidenciar a equivalência entre os dois equipamentos, validando o modelo do VSG desenvolvido. Os sistemas serão inicializados com uma referência de potência ativa de 0,6pu. A exposição dos resultados será realizada a partir de 1 segundo, ou seja, a partida de ambos serão desconsideradas e a análise começará com os dois sistemas em regime permanente.

Com os sistemas implementados e os parâmetros elétricos e diagramas de controle ajustados de acordo com a Tabela 2, a simulação foi então executada com um *time step* de 10 μ s.

4.3 Resultados de Simulação

Os resultados obtidos para ambos os sistemas estão ilustrados nas Figuras 14 a 23.

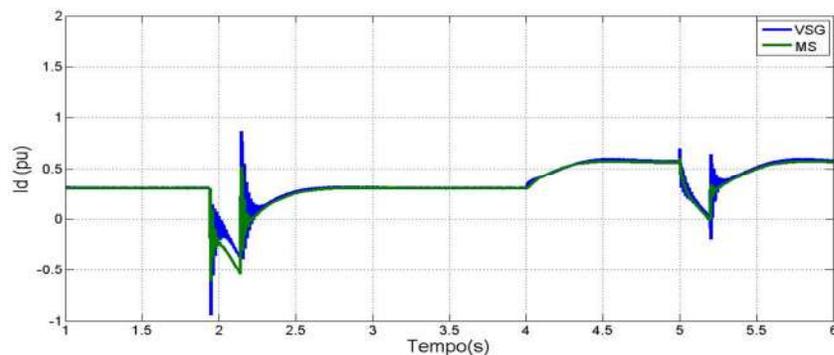


Figura 14 Corrente de eixo d (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

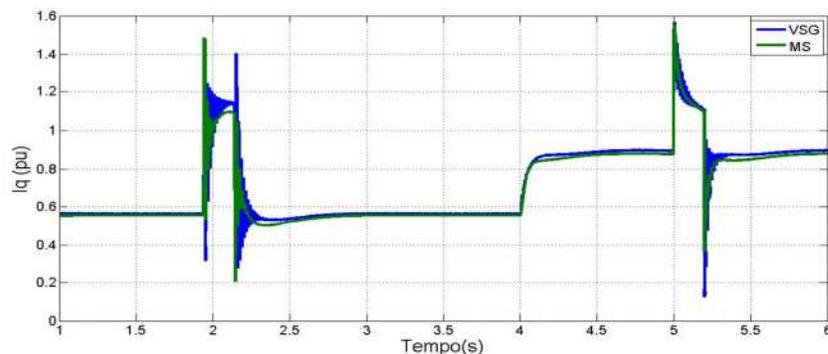


Figura 15 Corrente de eixo q (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

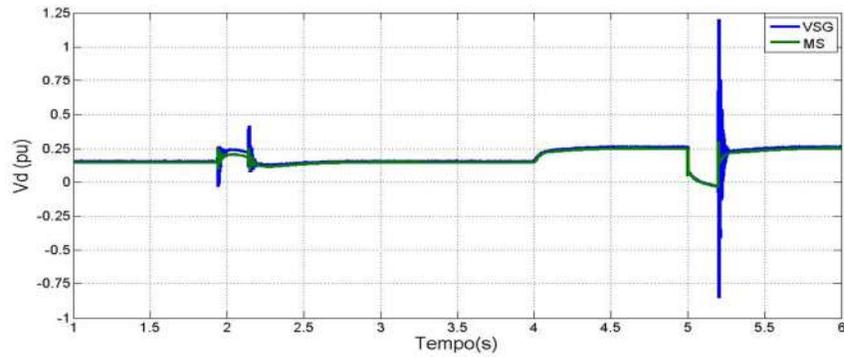


Figura 16 Tensão de eixo d (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

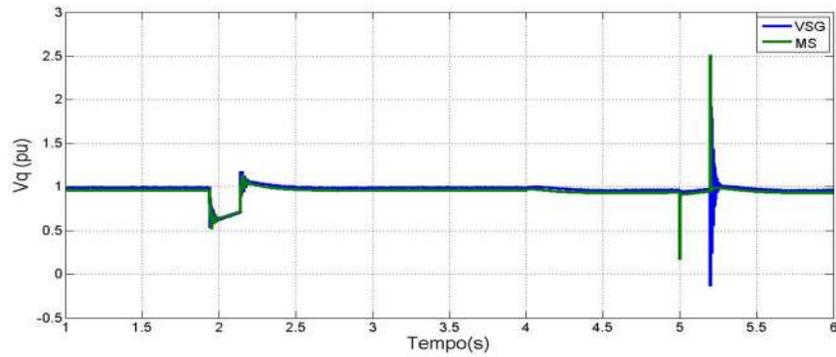


Figura 17 Tensão de eixo q (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

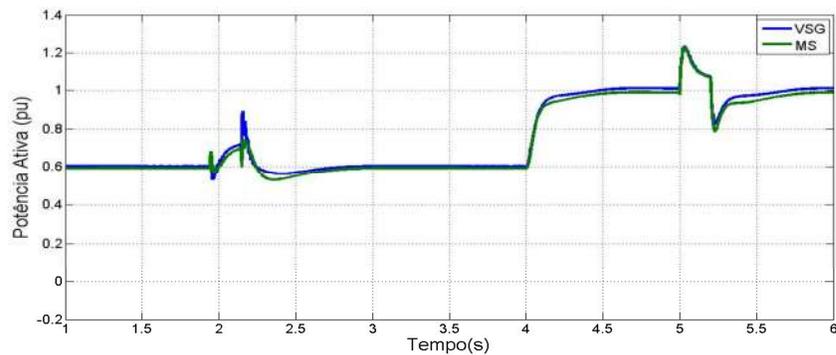


Figura 18 Potência ativa (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor



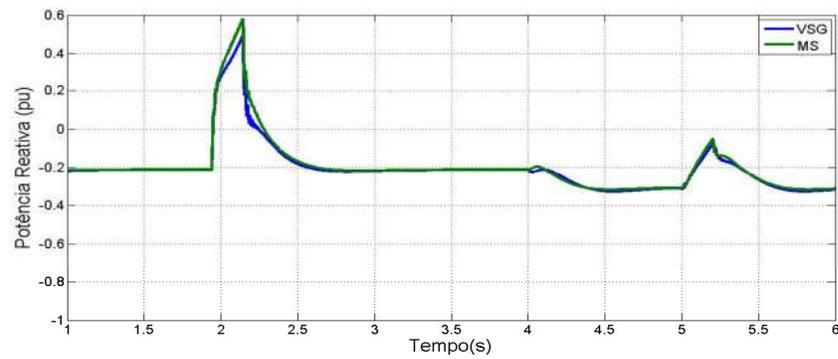


Figura 19 Potência reativa (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

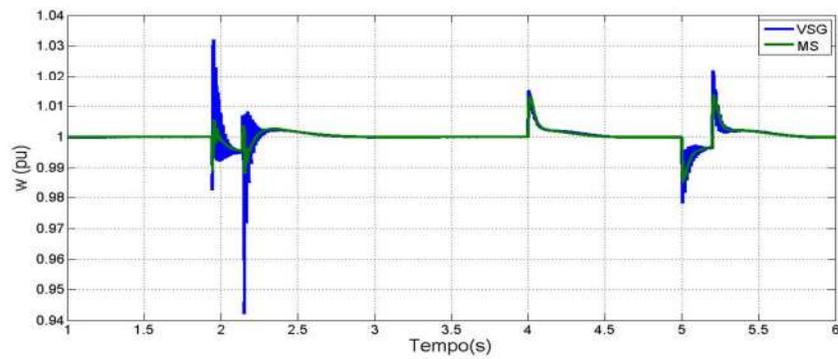


Figura 20 Velocidade angular (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

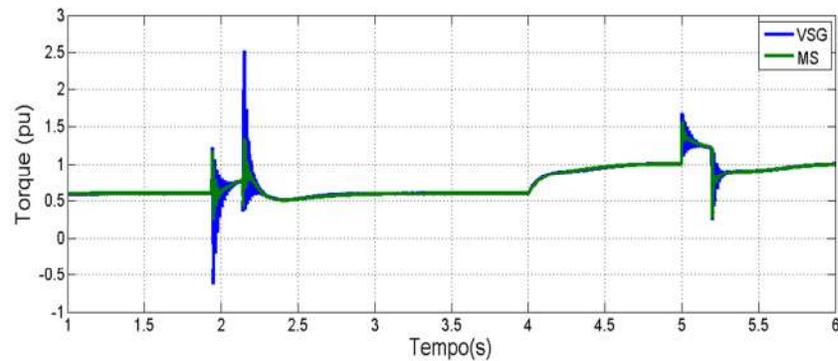


Figura 21 Torque da máquina (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

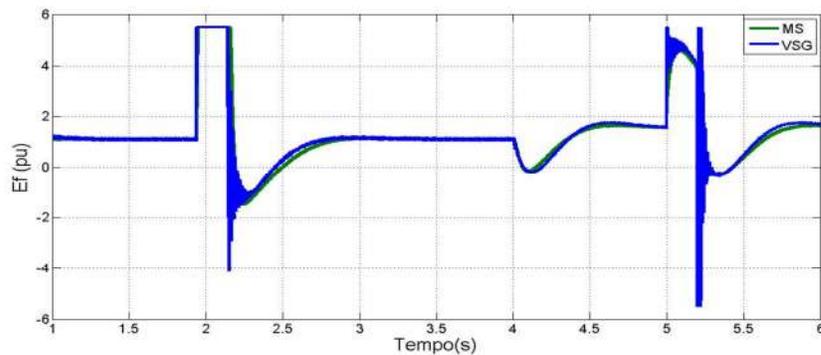


Figura 22 Tensão de excitação Ef (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

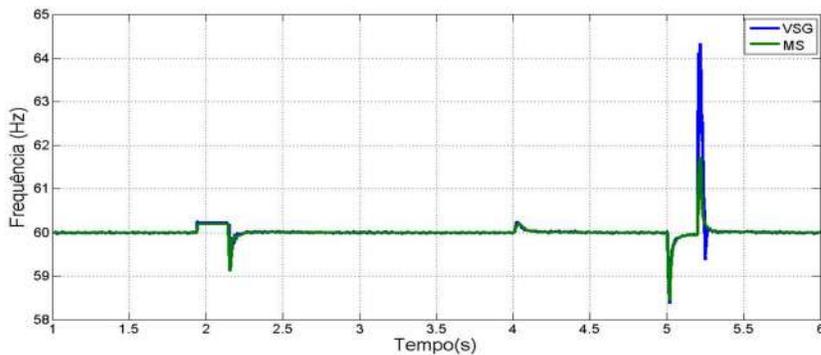


Figura 23 Frequência da tensão terminal (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

Analisando-se os resultados pode-se observar que tanto o gerador síncrono quanto o VSG apresentam uma dinâmica semelhante frente aos transitórios aplicados. Por exemplo, no momento em que ocorre o afundamento de tensão ambos passam a injetar uma grande quantidade de reativos como pode ser observado na Figura 19. A MS e o VSG que eram consumidores de reativos passam a fornecedores, uma vez que consumiam 10kvar e passaram a fornecer um máximo de 30 kvar no transitório. Isso ocorre devido à presença do sistema de excitação, que age como um controle V/Q. Para manter a tensão terminal no valor de referência o sistema de excitação aumenta a tensão E_f do campo da máquina, o que pode ser visto na Figura 22, fazendo com que a mesma, e o VSG também, passem a injetar reativos.

Outra situação que pode ser destacada é a mudança da referência de potência ativa no governador de 0,6pu para 1,0pu, que pode ser observada no instante 4 segundos na Figura 18. Uma das características de uma máquina síncrona é realizar essa transição de potência de



forma suave, amortecida. Essa característica é devido à inércia presente no rotor da máquina, e é esse comportamento que se busca modelar no controle de um inversor no método VSG. Vê-se também na Figura 20 que, com a mudança da referência de potência fornecida, a velocidade de ambos também atinge um pico de 1,015pu e volta de forma amortecida para a velocidade síncrona.

No curto-circuito, no instante 5 segundos, pode ser observado que a dinâmica de ambos permaneceu bastante próxima podendo ser visto claramente na Figura 20 que, após a extinção do curto-circuito, a máquina síncrona e o VSG aceleram devido à diferença instantânea entre potência elétrica e mecânica em ambos. O contrário pode ser verificado no início do curto em 5 segundos.

Como pode ser observado na Figura 23, a frequência da tensão terminal em ambos os sistemas ficou muito similar em todos os pontos e transitórios, com uma diferença no pico de frequência do VSG em relação à MS no momento da extinção do curto-circuito.

Podem ser observados também alguns pontos entre todas as curvas em que as dinâmicas do VSG e da MS divergiram. É possível visualizar na Figura 19 uma pequena diferença no pico de potência reativa atingida no primeiro transitório em 2 segundos. A potência reativa injetada pelo VSG não consegue atingir o mesmo valor que a potência reativa da MS atinge. No mesmo transitório também se observa que existe um joelho na curva de reativo da MS, também divergindo em alguns décimos de pu do VSG.

O transitório de afundamento traz um último ponto de contrariedade para a simulação. Pode-se observar na Figura 14, que ilustra a curva de corrente no eixo 'd', que ocorre algo semelhante ao apresentado na curva de potência reativa. O pico de corrente I_d ao final do transitório para o VSG não consegue igualar ao pico de corrente da MS por alguns décimos de pu.

A presença de uma resposta oscilatória na dinâmica do VSG nos instantes referentes aos transitórios aplicados ao sistema pode ser explicada de acordo com algumas características do modelo, assim como do controle aplicado. É válido destacar que, no desenvolvimento do VSG proposto, foi utilizada uma modelagem de ordem incompleta da máquina síncrona. Tal modelagem não é composta pela representação dos enrolamentos amortecedores de eixo direto e quadratura da máquina síncrona, o que pode explicar o aparecimento das oscilações eletromecânicas observadas nas curvas de velocidade angular e corrente terminal. Outra possível explicação para o aparecimento destas oscilações seria a falta da realização de um ajuste fino nos controles aplicados ao VSG, como o controle PI duplo utilizado para o ajuste da tensão terminal, o sistema de excitação e o governador de



velocidade. Uma possível proposta de trabalho futuro seria o estudo de um ajuste analítico dos parâmetros destas malhas de controle de forma a minimizar a sua contribuição às oscilações presentes em sua resposta a transitórios.

Uma análise do VSG operando em outras condições de rede se faz necessária para que a sua contribuição para a estabilidade do sistema seja afirmada. Para a realização de tal análise, foi observado o comportamento do VSG frente a uma situação de ilhamento do sistema elétrico e posteriormente foi aplicado um curto-circuito na barra referente à carga trifásica utilizada na simulação, como descrito na Seção 4.2. A comparação da dinâmica do sistema proposto com a máquina síncrona foi mantida de forma a verificar sua semelhança.

O sistema simulado neste caso foi o mesmo adotado para a validação do VSG como mostrado nas Figuras 12 e 13. O procedimento utilizado para a simulação começa com os dois sistemas (VSG e MS) operando com ajuste de potência ativa em 0,4pu, sendo aplicado o ilhamento da rede principal no instante 2 segundos. No instante 4 segundos é aplicado um curto-circuito na barra de carga do sistema. As Figuras 24 a 32 ilustram os resultados obtidos.

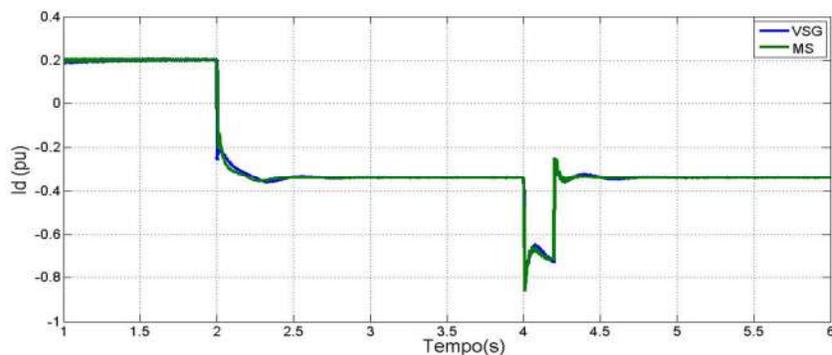


Figura 24 Corrente de eixo d com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

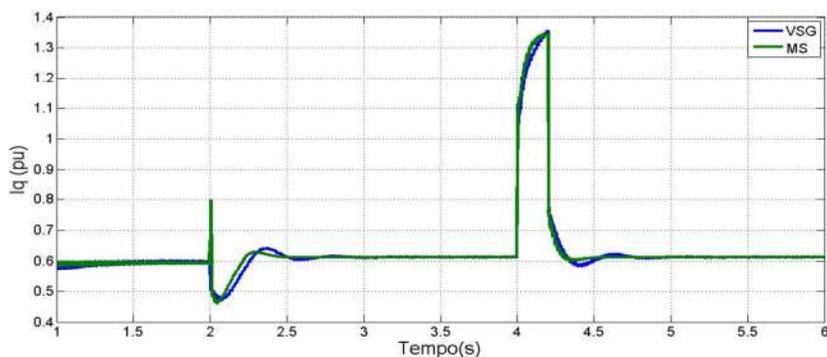


Figura 25 Corrente de eixo q com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor



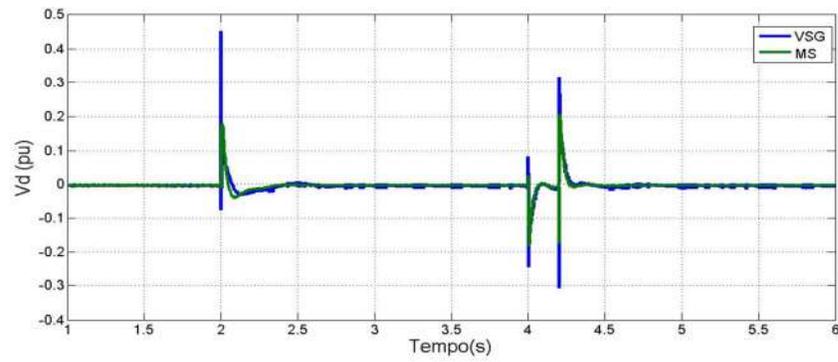


Figura 26 Tensão de eixo d com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

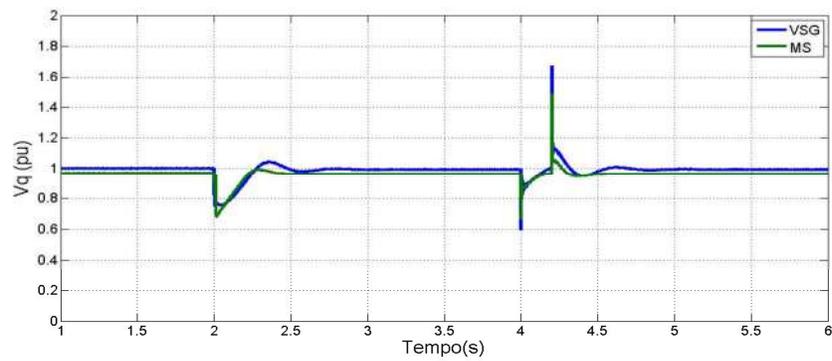


Figura 27 Tensão de eixo q com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

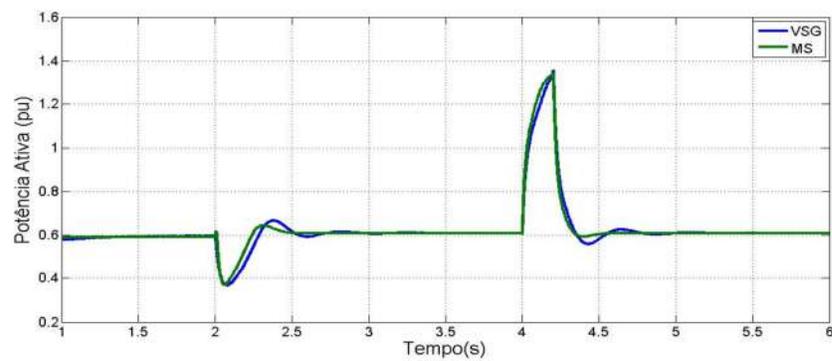


Figura 28 Potência ativa com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

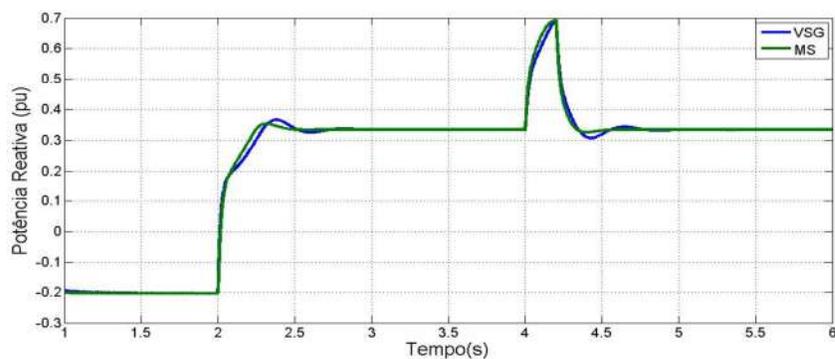


Figura 29 Potência reativa com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

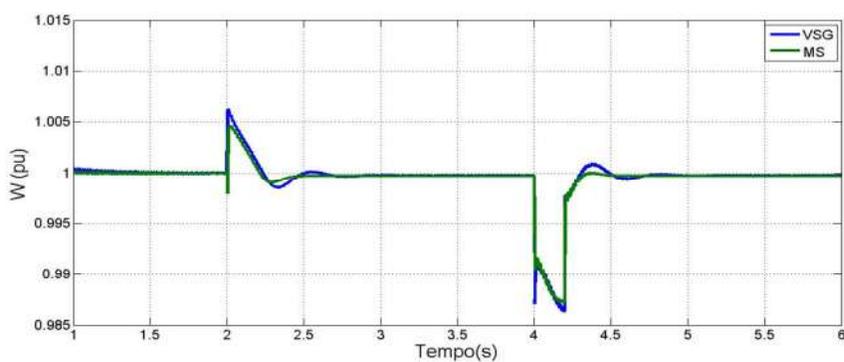


Figura 30 Velocidade angular com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

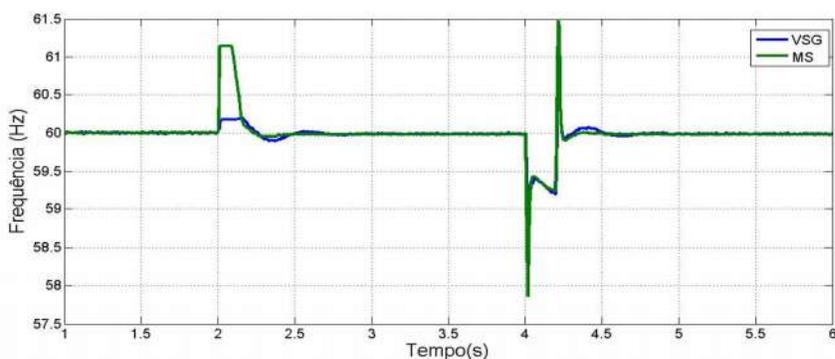


Figura 31 Frequência terminal com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

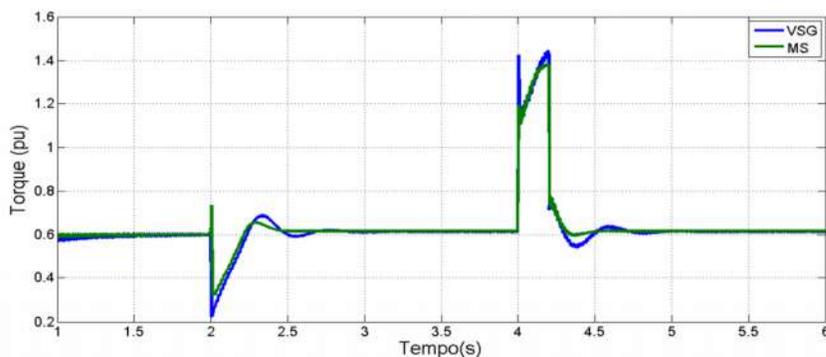


Figura 32 Torque com ilhamento (VSG x MS).

Fonte: produção do próprio autor

Como pode ser observado, o VSG mantém um comportamento dinâmico semelhante ao da MS convencional, assim como visto na simulação anterior. Desta vez, pode-se observar um comportamento menos oscilatório no momento do transitório de curto-circuito com o sistema ilhado. A redução nas oscilações no sistema também podem ser verificadas no gráfico de torque ilustrado na Figura 32.

Observa-se na curva de potência reativa ilustrada na Figura 29 que, no instante do ilhamento do sistema, tanto MS quanto o VSG passam a suprir automaticamente a potência reativa total consumida pela carga, ou seja, 15kVar de potência. A máquina que era um consumidor de potência reativa do sistema passa a fornecer toda a potência consumida pelas cargas ali presentes.

Com os resultados apresentados pode-se admitir que o comportamento do inversor controlado através de um modelo de MS virtual, ou VSG, atingiu um nível de proximidade elevado com o comportamento da máquina síncrona simulada e que seus comportamentos podem ser considerados equivalentes.

Uma última análise que pode ser feita tem o propósito de verificar a fidelidade do modelo escolhido em relação à distância do conversor operando como VSG em relação à origem do curto-circuito no sistema. Para tal verificação, um teste simples foi proposto. Foi realizada uma nova simulação com a mesma configuração e os mesmos parâmetros, mas desta vez o curto-circuito foi aplicado em um ponto intermediário na linha. A escolha do ponto foi tal que 2/3 da linha estariam entre a falta e o VSG/gerador e os outros 1/3 da linha estariam entre a falta e o barramento infinito. Em cada simulação foi medido o desvio no valor de potência $\Delta = P_{VSG} - P_{GS}$ em pu e os dois resultados foram comparados. A Figura 33 ilustra os dois desvios, ou erros, para os dois casos.



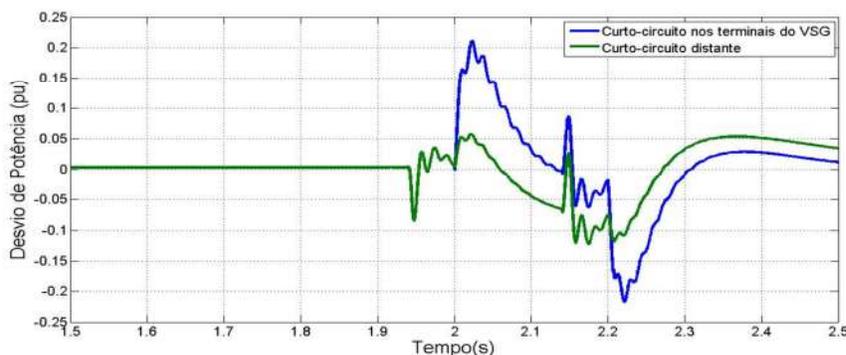


Figura 33 Desvio no valor de potência entre P_{VSG} e P_{GS} para curto-circuito em diferentes pontos.

Fonte: produção do próprio autor

Pode-se perceber que o desvio no caso da simulação com o curto-circuito mais próximo do VSG/gerador apresentou valores superiores ao desvio no caso da falta distante, o que corrobora com a afirmação de que modelos menos complexos perdem fidelidade na medida em que se deseja uma análise mais próxima das perturbações [7].

4.4 Considerações Finais

Este capítulo apresentou o procedimento adotado para a validação do VSG proposto pelo Capítulo 3. O comportamento dinâmico do VSG foi comparado ao de uma máquina síncrona frente a algumas situações de transitório em um sistema padrão. A comparação das respostas dinâmicas do VSG e da MS indica uma grande semelhança entre ambos.

O resultado obtido e ilustrado nas Figuras 14 a 33 mostra apenas algumas pequenas divergências e oscilações na resposta dinâmica do VSG que podem ser justificadas por algumas razões, entre elas a ordem reduzida do modelo de máquina adotado e também a falta de um ajuste fino dos controles utilizados no sistema com o VSG. O fato de um modelo de 4ª ordem ter sido adotado para a implementação do VSG pode ter contribuído para o aparecimento das oscilações na resposta transitória do mesmo, uma vez que em um modelo desta ordem a contribuição dos enrolamentos amortecedores não é inserida. Também pode-se inferir que a resposta oscilatória estaria sendo resultado de um ajuste pouco preciso dos ganhos dos controladores utilizados no desenvolvimento do sistema, como o sistema de excitação e o ajuste de tensão terminal. Uma possível proposta de trabalho futuro seria justamente a realização de um ajuste minucioso de tais controladores de forma a melhorar a resposta geral do sistema.



Com a presença de oscilações na resposta do sistema VSG, tem-se a preocupação de que com a inserção do mesmo em sistemas elétricos com características de rede diferentes, sua resposta dinâmica possa apresentar resultados contraditórios e que o mesmo pode não ser mais capaz de contribuir para a estabilização do sistema. A verificação de tal afirmação se deu neste capítulo através da simulação do controle VSG inserido em uma rede que apresentou em determinado momento uma situação de ilhamento. O comportamento do VSG analisado sob estas circunstâncias foi analisado e o resultado mostrou que o VSG apresentou uma boa fidelidade ao comportamento da mesma MS e que o controle proposto está apto a operar em condições de rede adversas.



Capítulo 5: Simulação de uma Planta Real com o VSG

A atenção crescente na geração distribuída e em alternativas renováveis para a geração de energia em substituição à geração convencional através de combustíveis fósseis tem elevado o interesse em sistemas de geração fotovoltaica. O mercado de sistemas fotovoltaicos tem se expandido rapidamente nos últimos anos e o custo da implantação da tecnologia caído devido ao constante desenvolvimento tecnológico e redução de custos de produção. Uma aplicação de painéis como a instalação de geração fotovoltaica integrada a prédios e construções está se tornando uma alternativa popular e com excelente custo benefício [17].

Em vista deste cenário, este capítulo tem como objetivo realizar uma simulação integrando uma fonte de geração distribuída fotovoltaica ao funcionamento de uma microrrede proposta. Tal integração se dará através da interligação do painel à rede utilizando para isso um conversor de potência controlado como um VSG. Um conversor CC/CC *boost* será projetado para a interface entre o painel e o elo CC do inversor, de forma a realizar o controle da tensão contínua no mesmo. O desempenho dinâmico do conjunto (painel + inversor) interligado ao sistema será observado.

5.1 Caracterização do sistema

O sistema a ser utilizado tem como base principal o *campus* da Universidade Federal do Espírito Santo (UFES). A modelagem completa com todos os parâmetros pode ser encontrada na referência [18].

A inserção da GD será feita em uma parte do sistema em que se encontra o Centro Tecnológico da UFES. Esta parte do sistema será tratada como uma microrrede, com abordagem similar à utilizada na referência [19]. Neste trabalho não será abordado o controle desta microrrede, assim como seu modo de operação em ilhamento não será estudado. A única fonte de geração distribuída presente será o arranjo fotovoltaico com a sua interface com o sistema feito através de um inversor controlado como um VSG, como proposto nos Capítulos 3 e 4. O diagrama geral do sistema pode ser visto na Figura 34. A visualização da microrrede ilustrando suas cargas e a inserção da GD se encontra na Figura 35.



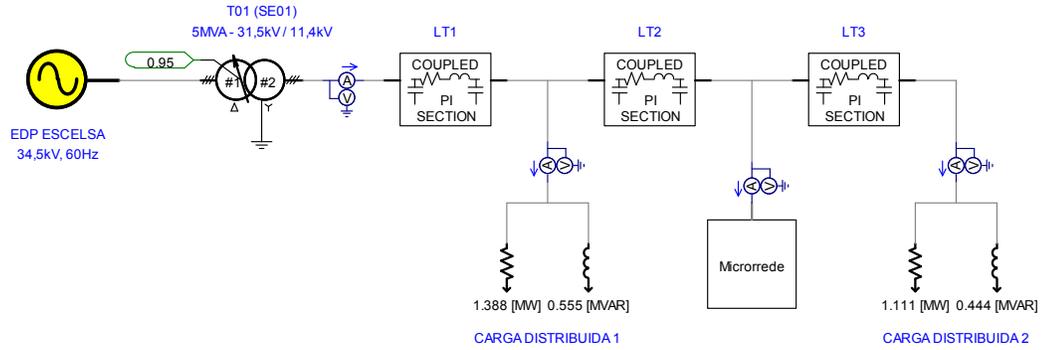


Figura 34 Diagrama geral do sistema real modelado.

Fonte: produção do próprio autor

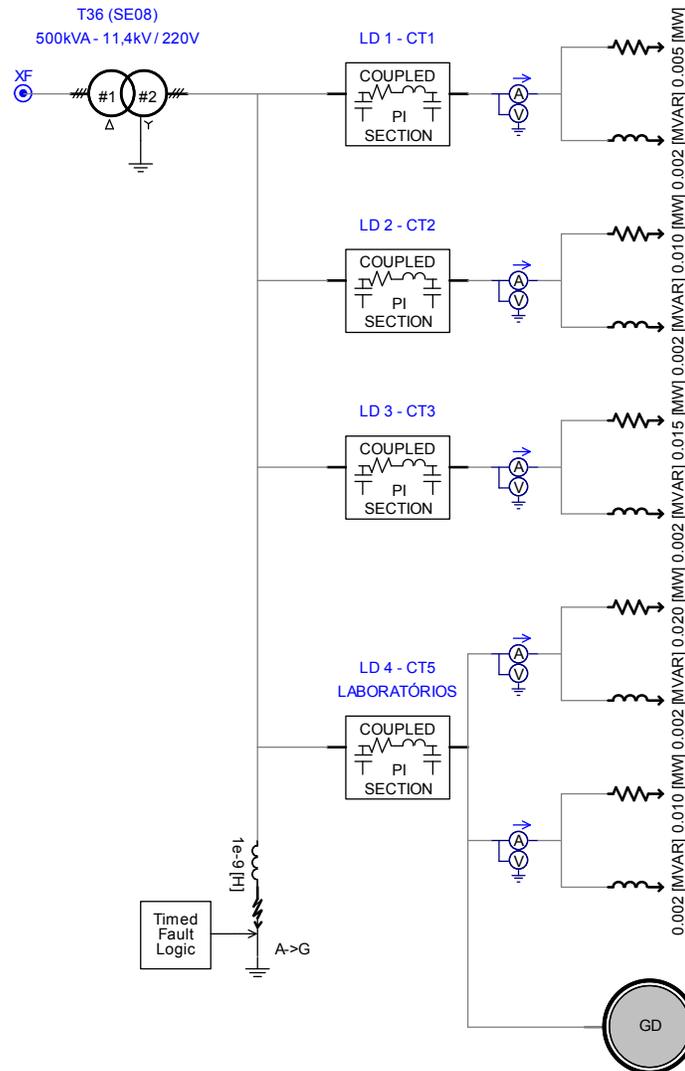


Figura 35 Diagrama interno da microrrede proposta para análise com a inserção do sistema GD + VSG.

Fonte: produção do próprio autor

Os valores utilizados na configuração dos elementos do sistema como cabos, transformadores, impedância de curto-circuito e cargas em geral estão presentes no Apêndice A.

5.2 O Painel Fotovoltaico

Um sistema de conversão de energia fotovoltaica tem como objetivo converter a luz solar em eletricidade. O dispositivo básico de um sistema de conversão fotovoltaica é chamado de célula fotovoltaica. As células fotovoltaicas podem ser agrupadas para formarem painéis ou módulos que por sua vez podem ser agrupados para formarem grandes arranjos com vários módulos agrupados em série e paralelo [20].

Para o estudo da dinâmica de interligação de sistemas fotovoltaicos ao sistema de energia foram desenvolvidas ao longo dos anos diversas modelagens matemáticas com a representação física de seu comportamento. Esses modelos desenvolvidos, assim como os modelos do gerador síncrono apresentados no Capítulo 2, apresentam graus de complexidade diferenciados de acordo com o nível de precisão necessário para a representação do sistema em estudo.

O PSCAD apresenta em sua biblioteca de módulos um bloco representando um arranjo fotovoltaico que pode ser encontrado junto aos demais módulos de fontes disponíveis. Apenas versões do PSCAD a partir da versão 4.5 possuem a modelagem de arranjo fotovoltaico. A modelagem da célula fotovoltaica que é utilizada no módulo disponível no PSCAD é uma modelagem muito comum, caracterizada pela presença de um diodo em antiparalelo e resistências série e paralelo [21].

O modelo da célula pode ser representado pelo circuito ilustrado na Figura 36.

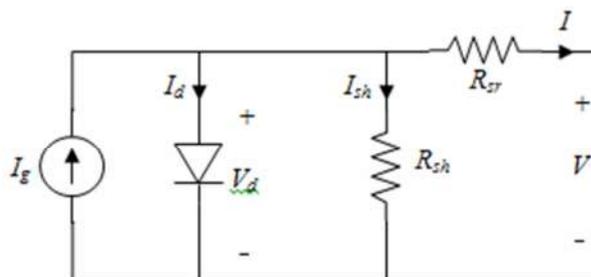


Figura 36 Diagrama do modelo com um diodo antiparalelo da célula fotovoltaica.

Fonte: Rajapakse e Muthumuni (2009, p. 1)



A corrente I_g , gerada quando a célula é exposta a luz, varia linearmente com a irradiação solar. A corrente I_d que flui pelo diodo em antiparalelo é, em grande parte, responsável por produzir as características não lineares da célula. Aplicando a lei de Kirchoff das correntes no circuito tem-se que:

$$I = I_g - I_d - I_{sh} \quad (5.1)$$

A substituição das expressões para a corrente no diodo I_d e a corrente no ramo paralelo I_{sh} retorna [20]:

$$I = I_g - I_o \left[\exp\left(\frac{V + IR_{sr}}{nkT_c/q}\right) - 1 \right] - \left(\frac{V + IR_{sr}}{R_{sh}}\right) \quad (5.2)$$

Na equação anterior, I_g é chamada de fotocorrente e é função da irradiação solar G e da temperatura da célula T_c :

$$I_g = I_{SCR} \frac{G}{G_R} [1 + \alpha_T(T_c - T_{CR})] \quad (5.3)$$

Na qual I_{SCR} é a corrente de curto-circuito nos valores de referência de radiação solar G_R e de temperatura da célula T_{CR} . O parâmetro α_T é o coeficiente de temperatura da fotocorrente, que para células de silício é um valor de 0,0017 A/K.

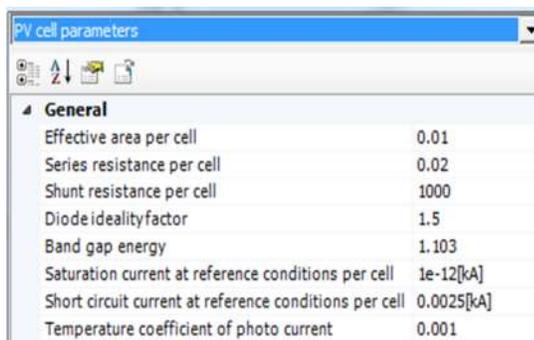
A corrente I_o na Equação (5.2) é chamada de “corrente escura” ou corrente de saturação, que é uma função da temperatura da célula e é dada por:

$$I_o = I_{oR} \left(\frac{T_c}{T_{CR}}\right)^3 \exp\left[\left(\frac{1}{T_{CR}} - \frac{1}{T_c}\right) \frac{q e_g}{nk}\right] \quad (5.4)$$

Na qual I_{oR} é o valor da corrente de saturação no valor de referência de temperatura. Os outros parâmetros presentes em 5.2, 5.3 e 5.4 são a carga do elétron q , a constante de Boltzmann k , o *gap* de energia do material da célula e_g e o fator de idealidade do diodo n (tipicamente 1,3 para células de silício).



Uma única célula pode ser agrupada em série e paralelo para criar um módulo de maior potência, com valores maiores de tensão terminal. O detalhe da configuração dos parâmetros da célula fotovoltaica no *software* está ilustrado na Figura 37.

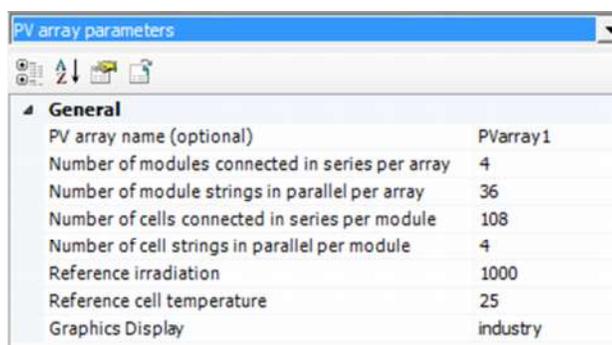


PV cell parameters	
General	
Effective area per cell	0.01
Series resistance per cell	0.02
Shunt resistance per cell	1000
Diode ideality factor	1.5
Band gap energy	1.103
Saturation current at reference conditions per cell	1e-12[kA]
Short circuit current at reference conditions per cell	0.0025[kA]
Temperature coefficient of photo current	0.001

Figura 37 Configuração utilizada para a célula fotovoltaica no PSCAD.

Fonte: produção do próprio autor

Os parâmetros da célula são valores padrões já incluídos no modelo presente na biblioteca do PSCAD. Com a configuração dos parâmetros de uma célula, foram configurados os parâmetros do arranjo. Foi feita uma associação de células em série e em paralelo de forma a criar um módulo que foi também escalonado para criar um arranjo final. A configuração utilizada no programa foi feita de acordo com a Figura 38.



PV array parameters	
General	
PV array name (optional)	PVarray1
Number of modules connected in series per array	4
Number of module strings in parallel per array	36
Number of cells connected in series per module	108
Number of cell strings in parallel per module	4
Reference irradiation	1000
Reference cell temperature	25
Graphics Display	industry

Figura 38 Configuração do arranjo fotovoltaico completo implementado.

Fonte: produção do próprio autor

A potência individual de cada célula ficou na ordem de 660 W. O arranjo final foi feito de forma que sua potência máxima final fosse suficientemente capaz de suportar o transitório de curto-circuito nos terminais do VSG na simulação final. O arranjo foi projetado para uma potência total máxima de aproximadamente 100 kW e uma tensão de circuito aberto



de 360V. Os gráficos das Figuras 39 e 40 ilustram as curvas típicas características do arranjo fotovoltaico projetado:

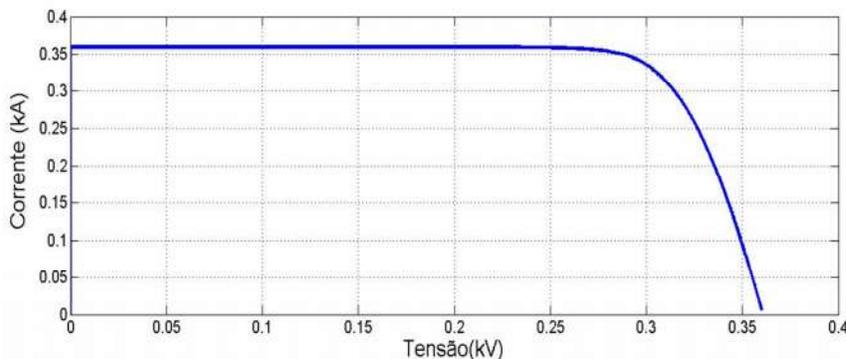


Figura 39 Curva típica de corrente por tensão para o painel projetado.

Fonte: produção do próprio autor

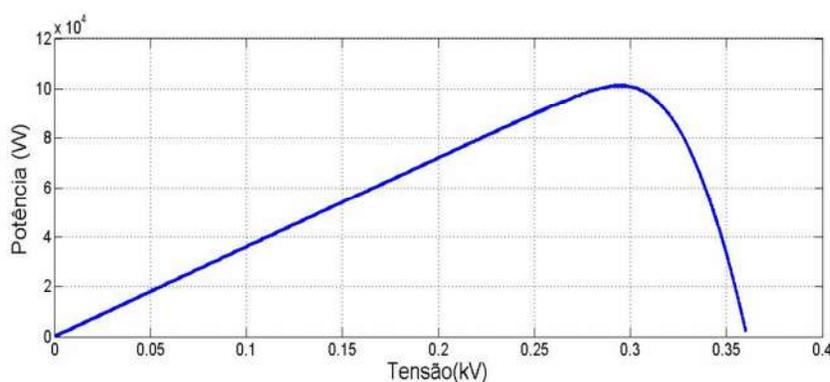


Figura 40 Curva típica de potência por tensão para o painel projetado.

Fonte: produção do próprio autor

5.3 Projeto do Conversor *Boost*

A saída de tensão de um painel fotovoltaico é variável e dependente das condições de irradiação solar e temperatura do painel. A tensão do painel varia, também, conforme a quantidade de carga solicitada em seus terminais se altere. Essa variação pode ser verificada na curva característica do painel como ilustrado nas Figuras 39 e 40.

Partindo do princípio que a tensão produzida pelo painel não é constante e, para o controle adequado de um inversor de potência é necessário que se mantenha uma tensão constante em seu *link* de tensão contínua, é necessário que essa tensão de saída seja adequada e controlada para um valor constante. Então, um conversor de tensão CC/CC com saída de



tensão constante controlada se faz necessário. A Figura 41 ilustra uma configuração tradicional da inserção de painéis fotovoltaicos ao sistema de energia.

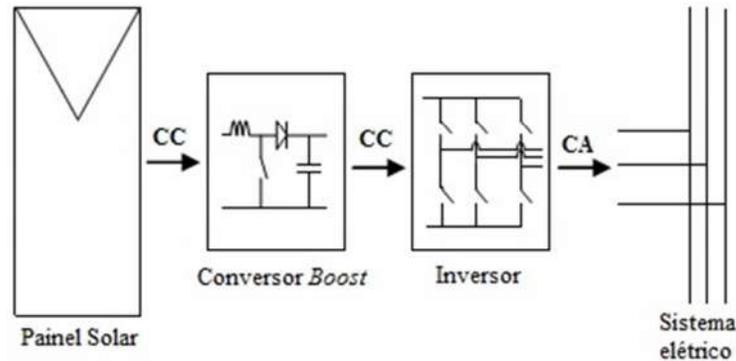


Figura 41 Interface clássica entre um painel fotovoltaico e o sistema de energia.

Fonte: Chan e Masri (2010, p. 1)

A configuração clássica de um conversor *boost* está ilustrada na Figura 42.

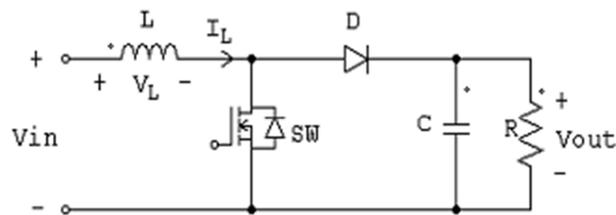


Figura 42 Circuito do conversor CC/CC *boost*.

Fonte: Chan e Masri (2010, p. 1)

Em um regulador *boost*, a tensão de saída é maior que a tensão de entrada, daí o nome *boost*. Quando a chave SW é fechada por um tempo t_1 , a corrente no indutor L cresce e é armazenada energia nele. Se a chave for aberta por um tempo t_2 , a energia armazenada no indutor será transferida para a carga através do diodo D e a corrente no indutor cairá. Se um capacitor suficientemente grande C for conectado em paralelo com a carga, a tensão de saída será contínua. A tensão sobre a carga pode ser elevada variando-se o ciclo de trabalho D_C , sendo que a tensão mínima se dá quando $D_C = 0$ e a tensão de saída se iguala à de entrada. A chave SW não pode conduzir continuamente de tal forma que $D_C = 1$. Para valores de D_C tendendo à unidade, a tensão de saída torna-se muito grande e muito sensível a variações de D_C [14].

O projeto do conversor *boost* a ser implementado para o propósito deste trabalho seguirá a rotina apresentada na referência [23]. A escolha do indutor L é feita calculando-se a indutância mínima para o conversor operar em modo de condução contínua, ou seja, o valor de indutância deve ser maior do que o valor calculado. A equação para o cálculo deste valor é a seguinte:

$$L_{min} = \frac{(1 - k)^2 D_C R}{2f} \quad (5.5)$$

Onde f é a frequência de chaveamento, R é a resistência de saída calculada para a potência de projeto do conversor e a tensão de saída adotada, e D_C é a razão cíclica que pode ser calculada utilizando-se a Equação (5.6):

$$V_{out} = \frac{1}{1 - D_C} V_{in} \quad (5.6)$$

A escolha do capacitor é feita para que se garanta que o *ripple* de saída esteja nos limites estabelecidos. A Equação (5.7) tem o objetivo de calcular o valor desta capacitância e a Equação (5.8) estabelece os limites de *ripple* para a tensão de saída.

$$C_{min} = \frac{D_C}{RfV_r} \quad (5.7)$$

$$V_r = \frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \quad (5.8)$$

Uma carga mínima, caracterizada por um resistor em paralelo com o capacitor de saída do conversor *boost*, foi inserida de forma a garantir a estabilidade na operação do mesmo.

As premissas do projeto juntamente com os valores adotados de capacitância e indutância para o conversor estão reunidas na Tabela 3 a seguir:

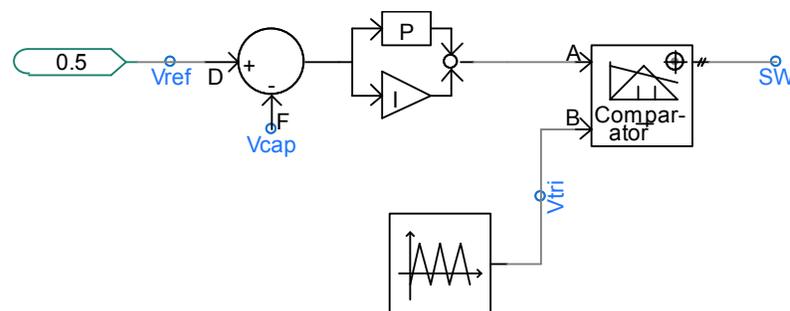


Tabela 3 Valores calculados e parâmetros utilizados para o conversor boost.

PARÂMETROS	VALORES ADOTADOS
Indutor (L)	50,0 [μ H]
Capacitor (C)	1000,0 [μ F]
Frequência de Chaveamento (f)	10 [kHz]
Potência do conversor (P)	50 [kW]
Tensão de saída (V_{out})	500 [V]
Tensão de entrada (V_{in})	360 [V]
Ripple de tensão (V_r)	0,02
Ganho proporcional (K_p)	1,0
Cte. de tempo de integração (T_i)	0,008 [s]
Carga mínima (ohms)	10000

Fonte: produção do próprio autor

O controle do conversor é feito comparando-se a tensão atual de saída com uma referência e zerando o valor do erro desta comparação através de um controlador PI, cujos ganhos também estão listados na Tabela 3. O esquema de controle do conversor está ilustrado na Figura 43. No gráfico da Figura 44 é ilustrada uma demonstração do conversor controlando a tensão de saída para 500 V na partida do controle e na ocorrência de uma variação na resistência de carga em sua saída. A tensão de saída do painel sofre um afundamento momentâneo com a variação de carga de 20 para 10 ohms e o conversor *boost* regula a tensão em 500 V.

**Figura 43** Diagrama de controle desenvolvido para a tensão de saída do conversor *boost*.

Fonte: produção do próprio autor



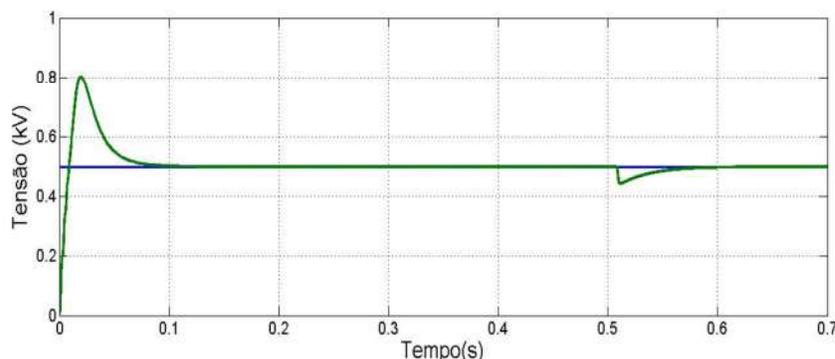


Figura 44 Regulação da tensão de saída efetuada pelo controle do conversor *boost*.

Fonte: produção do próprio autor

A Figura 45 a seguir ilustra o esquemático de conexão entre o painel e o inversor através do conversor CC/CC, feito no PSCAD.

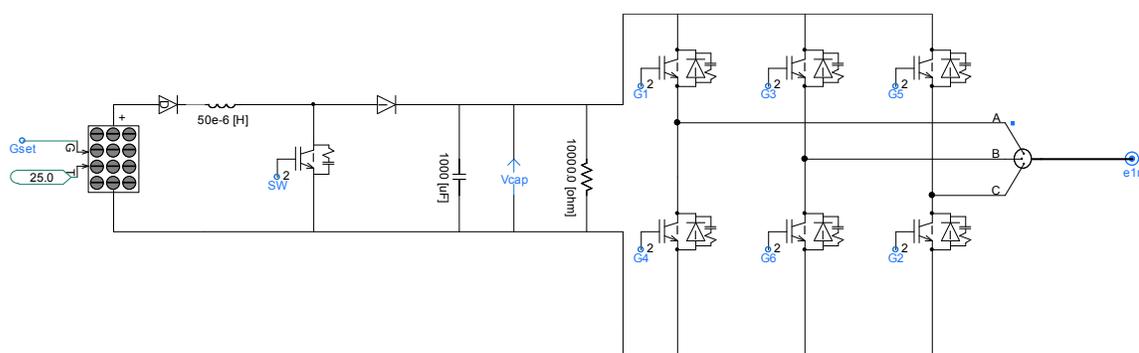


Figura 45 Interface completa entre o arranjo fotovoltaico e a rede utilizando um conversor *boost* e um inversor trifásico a três braços.

Fonte: produção do próprio autor

5.4 Resultados de Simulação

Para efeito de verificação da resposta do sistema proposto o mesmo foi simulado sobre o efeito de quatro diferentes transitórios. O sistema parte com o VSG operando com um *set-point* de potência ativa de 0,6 pu, que pode ser observado no começo do gráfico da Figura 48. A base de potência do sistema adotado foi de 50 kVA. Em 1 segundo, o *set-point* de potência ativa do controle do VSG é ajustado para 0,4 pu. No instante 2 segundos, uma queda de tensão de 0,5 pu foi aplicada na barra referente ao sistema externo. A queda de tensão teve uma duração total de 200 ms. Após 1 segundo da ocorrência da queda de tensão foi aplicado um curto-circuito monofásico na fase A do sistema, localizado a montante da linha LD4 na



microrrede, Figura 35. O curto-circuito também teve uma duração de 200ms. Por fim, após 1 segundo a entrada de irradiação solar no arranjo fotovoltaico foi variada de 1000 W/m^2 para 600 W/m^2 para verificação da resposta do controle de tensão do conversor *boost*, bem como a resposta do sistema.

Os resultados da simulação com o conjunto (painel + conversor *boost* + inversor VSG) pode ser visto nos gráficos das Figuras 46, 47 e 48.

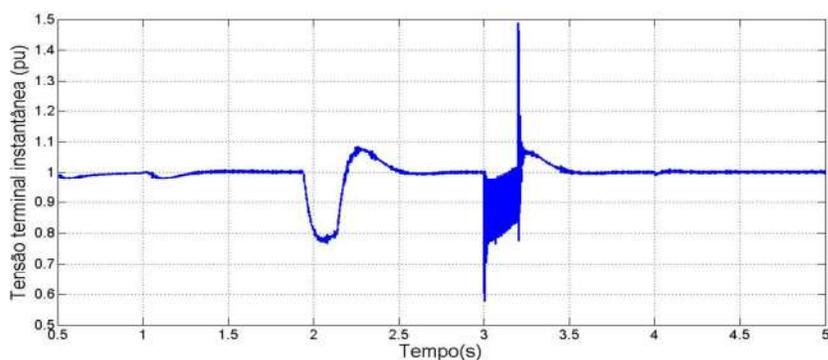


Figura 46 Tensão instantânea de saída do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.

Fonte: produção do próprio autor

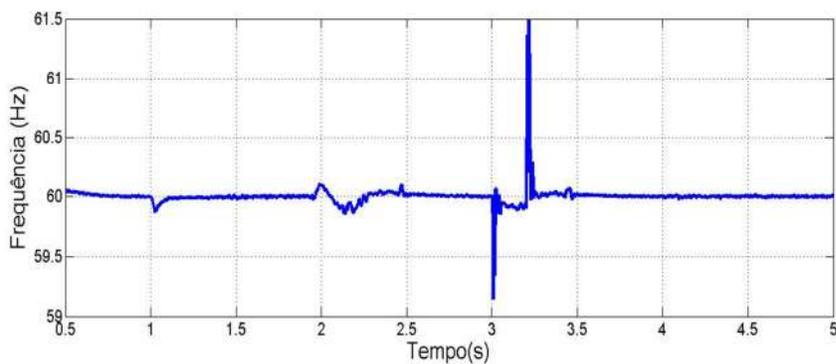


Figura 47 Frequência de saída do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.

Fonte: produção do próprio autor

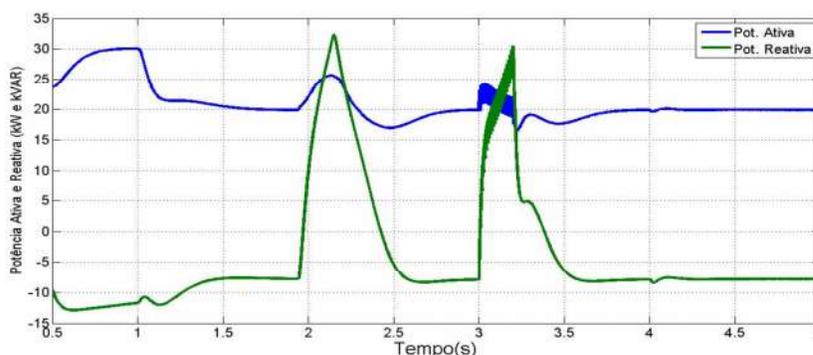


Figura 48 Potência ativa e reativa do conjunto painel fotovoltaico + conversor VSG.

Fonte: produção do próprio autor

Assim como na simulação apresentada na seção anterior, no momento da ocorrência do afundamento de tensão o VSG passa a injetar uma grande quantidade de potência reativa que pode ser explicado pela presença do sistema de excitação tentando levar a tensão terminal da máquina virtual de volta para o valor de referência. O VSG que antes consumia uma potência reativa de aproximadamente 12 kvar passa a fornecer um pico de 22 kvar no afundamento. O mesmo pode ser observado no curto-circuito monofásico.

Observa-se também no gráfico de potência ativa, Figura 48, a transição suave na mudança de *set-point* ocorrida no instante 1 segundo, uma grande vantagem da estratégia de controle do VSG em relação aos controles convencionais de conversores ligados a rede.

A tensão instantânea ilustrada na Figura 46 foi calculada de acordo com a Equação 5.9.

$$V_T = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \quad (5.9)$$

Na qual V_a , V_b e V_c representam a tensão trifásica instantânea nos terminais do VSG. Pode-se observar no gráfico de tensão terminal instantânea do VSG, Figura 46, que o sistema de excitação realiza adequadamente a função de regulação de tensão. Após os dois transitórios principais o sistema de controle faz com que a tensão terminal retorne rapidamente ao seu valor de referência indicado de 1,0 pu rms. Verifica-se que durante o período de duração do transitório de curto-circuito monofásico, a curva de tensão terminal instantânea apresenta uma oscilação temporária que dura até a extinção do curto-circuito.

O gráfico de frequência, Figura 47, mostra a regulação de frequência implementada no bloco governador de velocidade virtual do VSG através do coeficiente de *droop* adotado.



Pode-se verificar que a frequência rapidamente retorna ao seu valor nominal de referência após a ocorrência dos transitórios de afundamento e curto monofásico e, como característica do controle *droop*, existe uma variação de potência ativa proporcional à variação de frequência.

É importante salientar que, ao contrário da análise feita no capítulo anterior em que o elo CC do inversor consistia de fontes de tensão contínua ideal, nesta seção introduzimos o painel fotovoltaico juntamente com o conversor *boost*, o que adiciona uma dinâmica diferente ao desempenho do conversor VSG.

Para a verificação do funcionamento satisfatório do conversor *boost* na regulação de tensão do elo CC do inversor, o valor da radiação solar incidente sobre o painel foi alterada para um valor de 600W/m^2 . O gráfico da Figura 49 ilustra a tensão no elo CC do inversor durante o período de simulação.

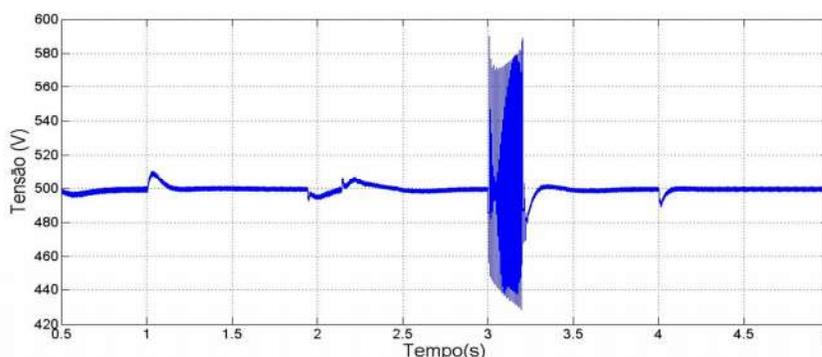


Figura 49 Tensão do elo CC do inversor de potência, controlada pelo conversor boost.

Fonte: produção do próprio autor

Pode-se observar que, durante o curto-circuito a tensão no elo CC oscila da mesma forma como observado na curva de tensão terminal instantânea do VSG. Isso ocorre devido ao curto-circuito monofásico provocar um desbalanceamento no sistema e com isso fazer surgirem oscilações de energia ativa no lado de corrente alternada do sistema, que por sua vez são espelhadas para o lado de corrente contínua, ou seja, o elo CC do inversor. Essa situação pôde ser confirmada a partir do momento em que foi verificado que a oscilação apresentada no elo CC possui a mesma frequência da oscilação de tensão observada no gráfico da Figura 46 no instante 3 segundos.

Durante o período referente ao afundamento de tensão observa-se o controle do conversor *boost* trabalhar na tentativa de manter um valor estável de 500 V em sua tensão de



saída. Da mesma forma, após o curto-circuito enquanto a entrada de irradiação solar é alterada no painel fotovoltaico, o controle do conversor *boost* realiza o ajuste de sua tensão de saída. Pode-se observar também o baixo valor de *ripple* para a tensão ajustada de saída.

5.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou uma análise da resposta do controle VSG realizando a interface de uma fonte de energia distribuída com o sistema em uma planta real e de grande complexidade. Através do modelo de célula fotovoltaica presente na biblioteca do programa de simulação PSCAD, versão 4.5.2, e do projeto adequado de um conversor CC/CC boost, foi possível adequar a GD ao elo CC do inversor controlado como VSG conectado ao sistema de baixa tensão da rede da Universidade Federal do Espírito Santo. O comportamento do sistema completo foi avaliado frente a algumas condições de transitório aplicadas à planta simulada.

Com as respostas apresentadas pelo conjunto, é possível chegar à conclusão de que o controle VSG adotado representa uma grande contribuição à estabilidade do sistema em que o mesmo está inserido.

Na simulação apresentada neste capítulo, o elo CC do inversor VSG não apresenta mais uma característica ideal de energia infinita. Com a adição do modelo da célula fotovoltaica e do conversor boost entre o painel e o inversor tem-se, agora, uma característica dinâmica a mais no sistema. O elo CC do inversor controlado como VSG não pode mais ser tratado como uma fonte infinita de energia e, com isso, sua capacidade de estabilização inercial devido à modelagem de máquina fica limitada e relacionada a esta dinâmica presente no elo CC.

Por fim, deve-se frisar que a aplicação do VSG em sistemas de geração distribuída não está limitada apenas à fontes de geração através de painéis solares fotovoltaicos. Toda fonte de geração que tenha como característica a geração de energia em corrente contínua é uma potencial aplicação do gerador síncrono virtual.



Capítulo 6: Conclusões

Neste trabalho foi realizado um estudo acerca de uma nova proposta de controle de conversores conectados ao sistema de distribuição para a interligação de fontes de geração de energia distribuída. A estratégia consiste em emular o comportamento de uma máquina síncrona e sua característica inercial para controlar um inversor de potência, de forma que a dinâmica deste conversor frente a transitórios do sistema e sua operação em regime fossem equivalentes ao de um gerador síncrono convencional.

Através da utilização da modelagem de um gerador síncrono, apropriadamente concebida para análise de transitórios e estudos de estabilidade em sistemas elétricos, juntamente com os sistemas de controle estudados para o gerador síncrono, o governador de velocidade e o sistema de excitação, foi desenvolvido e implementado um gerador síncrono virtual, do inglês *Virtual Synchronous Generator* (VSG). Para a implementação da parte do chaveamento do VSG foi adotada a estratégia amplamente utilizada e conhecida como *Sinusoidal Pulse-Width Modulation* (SPWM), que gerou os pulsos para o inversor trifásico.

Através da utilização de um sistema único para simulação do VSG e de um gerador síncrono convencional, foi possível verificar a equivalência entre a máquina virtual e o gerador síncrono modelado no PSCAD. As curvas de simulação obtidas indicam uma equivalência entre os sistemas, mostrando que um inversor controlado através de uma estratégia VSG tem um comportamento dinâmico similar ao de um gerador síncrono convencional. Uma vantagem do VSG em relação aos geradores síncronos reais consiste no fato de que as máquinas elétricas síncronas são imutáveis, seus parâmetros e suas características mecânicas e elétricas são as mesmas do momento de sua fabricação até o final de sua vida útil, exceto por leves mudanças devido ao desgaste com o tempo. No caso do VSG tem-se um sistema que pode ser chamado de máquina síncrona virtual e que seus parâmetros, variáveis mecânicas e elétricas podem ser alterados de acordo com a vontade de seu projetista e de acordo com as necessidades do sistema ao longo de sua operação.

Pode-se citar como uma das vantagens do VSG o fato de que a análise de sistemas de potência com diversas fontes de geração não síncrona conectada ao sistema através de inversores de potência acaba se tornando uma tarefa não trivial. Com a equivalência comprovada entre o controle VSG para o conversor e uma máquina tradicional, o estudo e análise da estabilidade de redes com esse tipo de geração presente se torna mais fácil, pois fica passível da utilização das técnicas tradicionais de análise.



Por fim, uma possível aplicação para o VSG em sistemas de distribuição foi proposta e estudada. Uma rede real foi modelada no PSCAD e, através da utilização de um conversor controlado com a estratégia VSG, foi inserida uma GD com fonte de energia fotovoltaica ao sistema para que seu desempenho dinâmico fosse verificado. O sistema se mostrou robusto, com uma boa regulação de tensão e frequência, o que mostra que o VSG é uma alternativa promissora para a interligação de GDs ao sistema de distribuição e em microrredes.

6.1 Sugestões para trabalhos futuros

Alguns tópicos pertinentes ficam como sugestão para trabalhos futuros:

- Desenvolvimento do VSG em bancada para verificação experimental de resultados;
- Sintonia fina dos controles do VSG como o sistema de excitação e o ajuste de tensão terminal para melhor desempenho do sistema;
- Comparação do desempenho dinâmico entre o VSG e a estratégia clássica de controle *droop* de tensão e frequência;
- Estudo da aplicação do VSG em situações de ilhamento e *black start* em uma microrrede;
- Estudo do desenvolvimento de geradores virtuais com características mecânicas e elétricas adaptativas utilizando estratégias de controle para modificação em tempo real de parâmetros do VSG para melhoria no desempenho do conversor sob determinadas condições oscilatórias do sistema;
- Ainda no ponto anterior, pode ser analisada a utilização de estratégias de controle avançadas como o controle *Fuzzy* e estratégias de controle preditivo no auto ajuste de parâmetros como o momento de inércia virtual do VSG, por exemplo;
- Introdução do conceito de inércia virtual ao controle de conversores nas diversas aplicações do sistema de energia como: conversores *back-to-back* de geradores eólicos, dispositivos STATCOM, conversores VSC em sistemas HVDC, etc.



Referências Bibliográficas

- [1] Lasseter, R.H.; Paigi, P., "Microgrid: a conceptual solution," Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , vol.6, no., pp.4285,4290 Vol.6, 20-25 June 2004
- [2] Driesen, J.; Visscher, K., "Virtual synchronous generators," Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE , vol., no., pp.1,3, 20-24 July 2008
- [3] Hagiwara, M.; Maeda, R.; Akagi, H., "Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.26, no.6, pp.1649,1658, June 2011
- [4] Guerrero, J.M.; Vasquez, J.C.; Matas, J.; de Vicuña, L.G.; Castilla, M., "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.1, pp.158,172, Jan. 2011
- [5] Chang-hua Zhang; Qing-Chang Zhong; Jin-Song Meng; Xin Chen; Qi Huang; Shu-Heng Chen; Zhi-peng Lv, "An improved synchronverter model and its dynamic behaviour comparison with synchronous generator," Renewable Power Generation Conference (RPG 2013), 2nd IET , vol., no., pp.1,4, 9-11 Sept. 2013
- [6] IEEE Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses," IEEE Std 1110-2002 (Revision of IEEE Std 1110-1991) , vol., no., pp.0_1,72, 2003
- [7] J. Machowski, J. Bialek, J. Mumby, "Power System Dynamics: Stability and Control", John Wiley & Sons, 2008, ISBN 978-0-470-72558-0
- [8] P. Kundur. "Power system stability and control", Mc- Graw-Hill Inc., (1994).



- [9] IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies," IEEE Std 421.5-2005 (Revision of IEEE Std 421.5-1992) , vol., no., pp.0_1,85, 2006
- [10] R. Preece. "Improving the Stability of Meshed Power Networks: A Probabilistic Approach Using Embedded HVDC Lines", Springer, 2013, ISBN 978-3-319-02393-9
- [11] Beck, H.-P.; Hesse, R., "Virtual synchronous machine," Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on , vol., no., pp.1,6, 9-11 Oct. 2007
- [12] RASHID, M. H., Eletrônica de potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações. Makron Books, 1999.
- [13] 3-PHASE Voltage Source Inverter With Square Wave Output. Disponível em: <<http://protorit.blogspot.com.br/2012/10/3-phase-voltage-source-inverter.html>>. Acesso em: 17 fev. 2015.
- [14] Mohan, N., Undeland, T., and Robbins, W., Power Electronics, 3rd Ed. New York: John Wiley and Sons, 1995.
- [15] D'Arco, S.; Suul, J.A, "Virtual synchronous machines — Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids," PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble , vol., no., pp.1,7, 16-20 June 2013
- [16] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M., Aquila, A. D., A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping, IEEE, Industry Applications Conference, 1552 - 1557 vol.3, 12-16 Oct. 2003.
- [17] Koutroulis, E.; Kalaitzakis, K.; Voulgaris, N.C., "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.16, no.1, pp.46,54, Jan 2001



- [18] Padua, D. B.; Modelagem e Análise do Sistema Elétrico de Distribuição em 11,4 kV do Campus de Goiabeiras da UFES. Projeto de Graduação, UFES, Vitória, 2011.
- [19] SILVA, G. A. T.; Modos de Operação de Uma Microrrede de Baixa Tensão Baseada em Inversores de Potência. Dissertação de Mestrado, PPGEE, UFES, Vitória, 2014.
- [20] Villalva, M.G.; Gazoli, J.R.; Filho, E.R., "Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays," Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian , vol., no., pp.1244,1254, Sept. 27 2009-Oct. 1 2009
- [21] Rajapakse, A. D.; Muthumuni, D. "Simulation Tools for Photovoltaic System Grid Integration Studies," IEEE Electrical Power and Energy Conference, EPEC, 2009.
- [22] CHAN, Pui-weng; MASRI, Syafrudin. DC-DC Boost Converter with Constant Output Voltage for Grid Connected Photovoltaic Application System. Disponível em: <<http://core.ac.uk/display/12342408>>. Acesso em: 10 mar. 2015.
- [23] Hasaneen, B.M.; Mohammed, A.A.E., "Design and simulation of DC/DC boost converter," Power System Conference, 2008. MEPCON 2008. 12th International Middle-East, vol., no., pp.335,340, 12-15 March 2008



Apêndice A: Parametros Utilizados no Sistema da Planta Real

As Tabelas A.1, A.2, A.5, A.6, A.7 e A.8 podem ser encontradas na referência [18] juntamente com o desenvolvimento matemático realizado para a definição dos parâmetros do sistema. Assim como as Tabelas A.3 e A.4 podem ser encontradas na referência [19].

Tabela A.1 - Resumo dos parâmetros da fonte de tensão trifásica

$S_{cc_{3\phi}}$ [MVA]	Tensão [kV]	X/R	$R_{cc_{FT}}$ [Ω]	$L_{cc_{FT}}$ [mH]
626,6	34,5	9,8448	0,0512	1,47

Tabela A.2 - Resumo dos parâmetros dos transformadores

Trafo.	S_{nom} [kVA]	Tensão [V]	Tap [%]	R_1, R_2 [pu]	L_1, L_2 [pu]	R_m [pu]	L_m [pu]
T01	5000	34500 / 11400	-5	0,002576	0,030943	680,1241	100,6769
T36	500	11400 / 220	-	0,016368	0,015145	476,1905	84,6395

Tabela A.3 - Resumo dos parâmetros de sequência positiva dos cabos

Cabo	Comp. [km]	R_1 [Ω /km]	L_1 [mH/km]	C_1 [nF/km]
LT 1	0,9125	0,601961644	1,102035337	25,10463562
LT 2	0,9125	0,601961644	1,102035337	25,10463562
LT 3	0,9985	0,599484226	1,103989646	23,82471207

Tabela A.4 - Resumo dos parâmetros de sequência zero dos cabos

Cabo	Comp. [km]	R_0 [Ω /km]	L_0 [mH/km]	C_0 [nF/km]
LT 1	0,9125	0,779605479	5,29647302	19,23752877
LT 2	0,9125	0,779605479	5,29647302	19,23752877
LT 3	0,9985	0,777140711	5,35583879	17,82202303

Tabela A.5 - Resumo dos parâmetros das cargas distribuídas 1 e 2

Carga	P [kW]	Q [kvar]	R [Ω]	L [H]
1	1388	555	93,57	0,6205
2	1111	444	116,96	0,7756



Tabela A.6 - Potência das cargas da microrrede

Potência	CTI	CTII	CTIII	CTV	Laboratórios	Total
Ativa (kW)	5	10	15	20	10	60
Reativa (kvar)	2	2	2	2	2	10

Tabela A.7 - Comprimento dos cabos de baixa tensão da microrrede

Linha	LD 1 (CTI)	LD 2 (CTII)	LD 3 (CTIII)	LD 4 (CTV e Labs.)
Comp. (m)	40,69	29,74	76,39	36,99

Tabela A.8 - Parâmetros dos cabos de baixa tensão da microrrede

R1 (Ω/km)	R0 (Ω/km)	L1 (mH/km)	L0 mH/km	C1 (nF/km)	C0 (nF/km)
0,6	0,93028	1,162547	3,962879	10	10



Apêndice B: Produção Científica

Durante a realização deste trabalho, um artigo foi aprovado em congresso científico:

- Artigo: Desenvolvimento de um Gerador Síncrono Virtual
- Situação: Artigo apresentado no XI IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (XI INDUSCON) no dia 09 de dezembro de 2014, em Juiz de Fora / MG.

