

Universidade Federal de Pernambuco
Centro de Tecnologia e Geociências
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

José Bruno da Silva

**Controle do Conversor de Interface de Sistema de Geração Distribuída para
Melhoria da Estabilidade Transitória Durante Falhas Remotas**

Recife

2018

José Bruno da Silva

**Controle do Conversor de Interface de Sistema de Geração Distribuída para
Melhoria da Estabilidade Transitória Durante Faltas Remotas**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis dos Santos Neves.

Recife

2018

Agradecimentos

A Deus, acima de todas as coisas, pela saúde, sabedoria e força, as quais foram fundamentais para o cumprimento do trabalho.

Aos meus pais, Maria de Lourdes e José Cícero, por sempre acreditarem no meu sucesso.

Ao professor e orientador Francisco Neves por ter me ajudado e colaborado com minhas pesquisas. Pelo apoio e orientação, pela amizade, pelo incentivo e pelas oportunidades oferecidas para o desenvolvimento deste trabalho.

A Energy Service, em especial ao seu gestor Mauro Cervessato pela confecção do conjunto motor-gerador.

A Rafael Neto, Oscar Cuaresma e Eduardo Barbosa por todo apoio e suporte no desenvolvimento do trabalho e obtenção dos resultados experimentais.

Aos amigos da faculdade pelos momentos marcantes que ficarão na lembrança.

Resumo

Nos diversos sistemas de potência, centenas de distúrbios ocorrem anualmente. Muitos deles podem levar a "*blackouts*" (interrupção no fornecimento de grandes blocos de energia elétrica por longo período de tempo). Grande parte desses distúrbios são causados por curto-circuito, ou por grandes variações na carga ou geração. A potência eletromagnética de saída de um gerador síncrono é geralmente alterada durante um distúrbio remoto na rede, tornando-se diferente da potência fornecida pela máquina primária, tendo como consequência a aceleração do rotor, do vetor fluxo de rotor e de tensão por ele induzida. A variação angular entre a tensão induzida e a da rede pode levar à instabilidade, dependendo da duração e severidade do distúrbio. Com o rápido crescimento da geração distribuída, que em sua maioria é constituída por fontes renováveis, é muito comum o uso de inversores para conexão com a rede. Esses inversores possuem flexibilidade em sua operação, podendo operar em diversos modos. Esta dissertação apresenta uma possível solução para minimizar os impactos causados por uma falha na rede de transmissão ou distribuição que tenha geração distribuída. Para isso, os inversores devem atuar em um outro modo de operação no momento de um distúrbio. Sendo assim, durante uma falha de grande magnitude e curta duração no sistema, é possível controlar a potência fornecida pelo gerador de modo que se diminuam as oscilações de frequência. Para avaliar as potencialidades e a eficácia da técnica proposta, foram obtidos resultados de simulação. Um protótipo de baixa potência foi também construído a fim de validar a proposta através de resultados experimentais em laboratório.

Palavras-chave: Estabilidade de sistemas de potência; micro rede; faltas em sistemas de potência; curto-circuito; inversor.

Abstract

Hundreds of disturbances occur every year in the power systems, caused by short circuits or severe variations in the load or generation conditions. These events may lead to the supply interruption of a big amount of energy. The output electromagnetic power from a synchronous generator generally changes after a remote disturbance in the electric grid, becoming different from the power provided by the primary mechanical source. As a consequence the generator rotor accelerates, as well as the flux and induced voltage vectors. The angular variation between the generator induced voltage and the grid voltage may lead to the loss of synchronism, depending on the duration and severity of the disturbance. In recent years, a rapid increase in the amount of distribution generation units connected to the grid is being observed. These new generation sources are connected to the grid through inverters, which have high control and operation flexibility. This dissertation presents a possible solution to minimize the impacts caused by a fault in a transmission or distribution grid also having distribution generation units. To accomplish this, the distributed generation inverters must operate in a different manner during a disturbance, in order to control the conventional synchronous generator so that its frequency oscillations are reduced. For evaluating the potential and efficacy of the proposed technique, simulation results were obtained. Further, a low power prototype was built to validate the proposal through laboratory experimental results.

Keywords: Power system stability; distributed generation; power system faults; short circuit inverter.

Lista de Ilustrações

Figura 1 – Classificação da Estabilidade em Sistemas de Potência	14
Figura 2 – Relação entre θ_m e δ_m	15
Figura 3 – Máquina Conectada a um Barramento Infinito	18
Figura 4 – Sistema de Representação com Gerador Representado Pelo Modelo Clássico	19
Figura 5 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m	20
Figura 6 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m	22
Figura 7 – Sistema Gerador-Barramento Infinito em Falta	24
Figura 8 – Circuito Equivalente Sistema Gerador-Barramento Infinito em Falta	25
Figura 9 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m	26
Figura 10 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m	27
Figura 11 – Vetor de sequência positiva, negativa e zero.	31
Figura 12 – Decomposição de um vetor $\vec{v}_{\alpha\beta}$ no referencial estacionário $\alpha\beta$	32
Figura 13 – Representação de um fasor espacial em referencial arbitrário dq	33
Figura 14 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.	37
Figura 15 – Diagrama unifilar do sistema em análise.	37
Figura 16 – Diagrama do sistema analisado	48
Figura 17 – Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada, com malha interna de corrente e malha externa de tensão	49
Figura 18 – Obtenção de $v_{\mu,\alpha\beta}$	50
Figura 19 – Obtenção de i_{inv}^*	51
Figura 20 – Sistema utilizada para modelagem da malha de corrente.	51
Figura 21 – Sistema utilizada para modelagem da malha de tensão.	55

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do projeto do controlador de tensão.	58
Tabela 2 – Parâmetros de resposta do controlador de tensão.	59

Lista de Abreviaturas e Siglas

FFNS	<i>Fundamental Frequency Negative Sequence</i>
FFPS	<i>Fundamental Frequency Positive Sequence</i>
GDSC	<i>Generalized Delayed Signal Cancellation</i>
LPF	<i>Low Pass Filter</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PCC	Ponto de Acoplamento Comum
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
VTHD	<i>Vector Total Harmonic Distortion</i>

Lista de Símbolos

α_m	Aceleração angular
E'	Módulo da tensão atrás da reatância
E_∞	Módulo da tensão do barramento infinito
H	Constante de inércia Normalizada
J	Momento de inércia
P_a	Potência de aceleração
P_e	Potência elétrica
P_m	Potência mecânica
S_{nom}	Potência de base do gerador
T_a	Torque de aceleração
T_e	Torque elétrico
T_m	Torque mecânico
$V_{s,abc}$	Tensão nos terminais do estator em abc
ω	Velocidade angular do rotor (rad.e/s)
ω_m	Velocidade mecânica do rotor (rad/s)
ω_{ms}	Velocidade mecânica síncrona do rotor (rad/s)
ω_s	Velocidade síncrona do rotor (rad.e/s)
X'_d	Reatância transitória de eixo direto
X_{eq}	Reatância equivalente
X_{L1}	Reatância da linha 1
X_{L2}	Reatância da linha 2
X_T	Reatância do transformador
θ_m	Posição angular do rotor
δ_m	Posição angular do rotor em relação ao eixo de referência
δ	Ângulo de carga

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	ORGANIZAÇÃO TEXTUAL	12
2	CONCEITOS BÁSICOS	13
2.1	DEFINIÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DE ESTABILIDADE EM SISTEMAS DE POTÊNCIA	13
2.2	EQUAÇÕES DE OSCILAÇÃO	14
2.3	ESTABILIDADE TRANSITÓRIA	17
2.4	MODELO DA MÁQUINA SÍNCRONA E SISTEMA EQUIVALENTE	18
2.4.1	Critério das Áreas Iguais	20
2.5	RESPOSTA A UM CURTO-CIRCUITO TRIFÁSICO	24
2.6	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	29
3	METODOLOGIA PROPOSTA	30
3.1	ANÁLISE VETORIAL DE SINAIS TRIFÁSICOS	30
3.1.1	Componentes Simétricas	30
3.1.2	Transformação de Coordenadas	31
3.1.3	Representação de Sinais Trifásicos com Componentes Harmônicas Utilizando Notação Vetorial	34
3.2	GDSC-PLL	35
3.3	OBJETIVOS	37
3.3.1	Redução da Amplitude da Oscilação de $\delta(t)$	37
3.3.2	Redução das oscilações no torque elétrico (T_e) da máquina	39
3.4	DESENVOLVIMENTO TEÓRICO	42
3.4.1	Casos Particulares a Partir das escolhas de k^+, k^-, k^0, k_P^* e k_Q^*	46
4	MODELAGEM E SISTEMA DE CONTROLE	48
4.1	GERAÇÃO DE REFERÊNCIA	49
4.2	MALHA INTERNA DE CORRENTE	51
4.3	MALHA EXTERNA DE TENSÃO	55
4.4	CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA	57
4.5	CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC	57
5	RESULTADOS	60
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	60
5.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	60
6	CONCLUSÃO	61

REFERÊNCIAS 62

APÊNDICES 64

1 INTRODUÇÃO

O suprimento de energia elétrica é fundamental para o desenvolvimento e manutenção da sociedade, tornando-a cada vez mais dependente deste recurso. Portanto, o fornecimento de energia elétrica de forma contínua e estável é essencial nos dias atuais.

Garantir o suprimento da demanda de energia elétrica de forma segura, confiável e de qualidade exige grandes esforços dos agentes de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica.

Em diversos países os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica são interligados, a exemplo do Brasil, formando um sistema elétrico de potência robusto. Tal característica de interligação do sistema proporciona uma maior confiabilidade no fornecimento de energia elétrica e atendimento da crescente demanda de energia (FURINI; ARAUJO, 2008), (Guimarães da Mata, 2005).

Sendo assim, sistemas de potência possuem uma dinâmica amplamente complexa devido a interação dos diversos tipos de equipamentos a ele interligados no qual possuem características dinâmicas de resposta diferente (FURINI; ARAUJO, 2008). Dentre os aspectos a serem considerados, no fornecimento contínuo e estável de energia, está as condições de estabilidade do sistema (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Entende-se por estabilidade de um sistema elétrico de potência como sendo a capacidade do sistema de, após uma dada perturbação, recuperar o estado de equilíbrio (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013), mantendo a tensão e frequência dentro dos limites de operação normal (AMOR; AMAR; GHARIANI, 2015).

Desde 1920, a estabilidade dos sistemas de potência tem se tornado um tema de grande preocupação para a segurança e confiabilidade na operação do sistema elétrico (STEINMETZ, 1920). Perturbações no sistema são inevitáveis, pois o mesmo está constantemente submetido a mudanças de carga, inserção ou perda de unidade geradora, desligamento de linha, entre outras. Há, ainda, perturbações causadas por falhas na operação do sistema e fenômenos da natureza, como exemplo: curto-circuitos, atuação incorreta da proteção, descargas atmosféricas, etc. (KUNDUR et al., 2004).

Afim de garantir o suprimento de energia de forma contínua e confiável, os sistemas elétricos são interligados. Porém, a operação do sistema se torna amplamente complexa e o problema da estabilidade ganha novas dimensões (MARUJO, 2017) (FURINI; ARAUJO, 2008). Apesar do significativo avanço da tecnologia, que hoje auxilia na operação e proteção do sistema, ainda ocorrem interrupções no fornecimento de energia de grandes dimensões, conhecido como "*blackout*", causados pelo problema da instabilidade na operação (KUNDUR et al., 2004).

1.1 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

A estrutura desta dissertação está dividida em seis capítulos, que abordam os seguintes assuntos:

No Capítulo 2 é apresentada definições do conceito de estabilidade e embasamento teórico necessário ao entendimento do trabalho.

No Capítulo 3 é apresentado a metodologia adotada. Inicialmente é introduzido alguns conceitos relacionados a análise do problema, em seguida é realizado o desenvolvimento teórico utilizado como base na resolução da proposta deste trabalho.

No Capítulo 4 é abordado a modelagem e controle de um inversor paralelo trifásico conectado a uma micro rede que opera em dois modos: fornecer energia a rede em condições normais, melhorar a estabilidade da rede em condições anormais.

No Capítulo 5 é apresentado resultados experimentais e de simulação

Por fim, no Capítulo 6 são expostas considerações finais do autor e sugestão para trabalhos futuros;

2 CONCEITOS BÁSICOS

Este capítulo se destina a descrever o embasamento teórico utilizado na proposta desta dissertação.

2.1 DEFINIÇÃO E CLASSIFICAÇÃO DE ESTABILIDADE EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

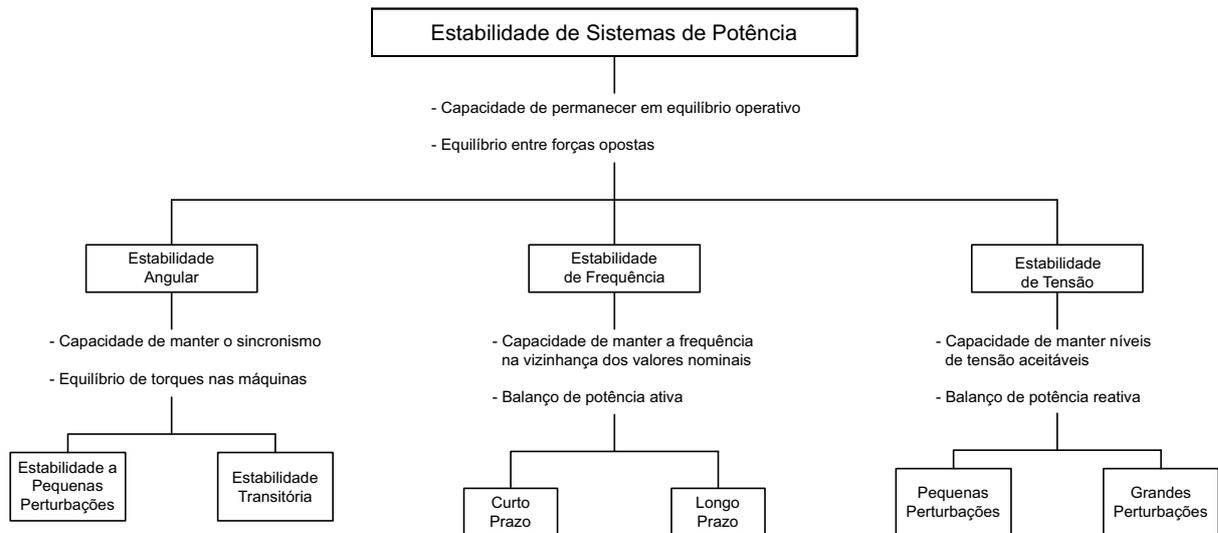
Um sistema de potência típico possui múltiplas variáveis de ordem elevada com diferentes dinâmicas e respostas a mudanças, variações e controle do sistema. Apesar de ser um problema único, várias formas de estabilidade ocorrem na operação do sistema, sendo influenciada por diversos fatores. Devido à grande dimensão e complexidade nos problemas de estabilidade, faz-se necessário definir e classificar diferentes tipos de problemas de estabilidade, podendo, assim, fazer uma análise do problema com determinado grau de detalhes na representação do sistema e utilizar técnicas apropriadas de análise (KUNDUR et al., 2004).

A classificação do problema da estabilidade tem com base as seguintes considerações (KUNDUR et al., 2004):

- Natureza física da instabilidade resultante;
- O tamanho do distúrbio considerado, que influencia no método de cálculo e previsão da estabilidade;
- Os dispositivos, processos e o intervalo de tempo que devem ser levados em consideração na avaliação da estabilidade.

De acordo com a duração do distúrbio, os problemas de estabilidade são geralmente divididos em: estabilidade dinâmica e estabilidade transitória. Os efeitos do distúrbio são classificados em três subcategorias: a estabilidade angular, estabilidade de tensão e estabilidade de frequência (AMOR; AMAR; GHARIANI, 2015), (KUNDUR, 1994). Um quadro geral do problema de estabilidade nos sistemas de potência é dado pela Figura 1, identificando também as classes e subclasses em termos das categorias descritas anteriormente.

Figura 1 – Classificação da Estabilidade em Sistemas de Potência



Fonte: Adaptado de (KUNDUR et al., 2004).

2.2 EQUAÇÕES DE OSCILAÇÃO

Em sistemas de potência, a principal fonte de eletricidade são os geradores síncronos (AMOR; AMAR; GHARIANI, 2015). A máquina síncrona é acionada por um elemento primário que lhe fornece potência mecânica no qual é convertida em potência elétrica e entregue ao sistema. Uma diferença entre as duas potências, desconsiderando as perdas, transforma-se em potência de aceleração (ou desaceleração) do rotor da máquina (MATA, 2005).

O comportamento dinâmico de um sistema de potência pode ser descrito por equações matemáticas. As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico de uma máquina síncrona são conhecidas como equações de oscilação ("swing") do gerador. A análise das equações a seguir são baseadas na referência (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008) e servem como base para o desenvolvimento deste trabalho.

As equações de oscilação descrevem o movimento do rotor de uma máquina síncrona. O princípio básico dessas equações é baseado na segunda lei de Newton para rotação e estabelece que o torque de aceleração (T_a) é dado pelo produto do momento de inércia (J) e da aceleração angular (α), obtendo-se

$$J \frac{d\omega_m(t)}{dt} = T_m(t) - T_e(t) = T_a(t) \quad (2.1)$$

onde,

J = momento de inércia total do conjunto gerador-turbina ($kg.m^2$)

ω_m = velocidade angular do rotor (rad/s)

T_m = torque mecânico ($N.m$)

T_e = torque elétrico ($N.m$)

T_a = torque de aceleração ($N.m$)

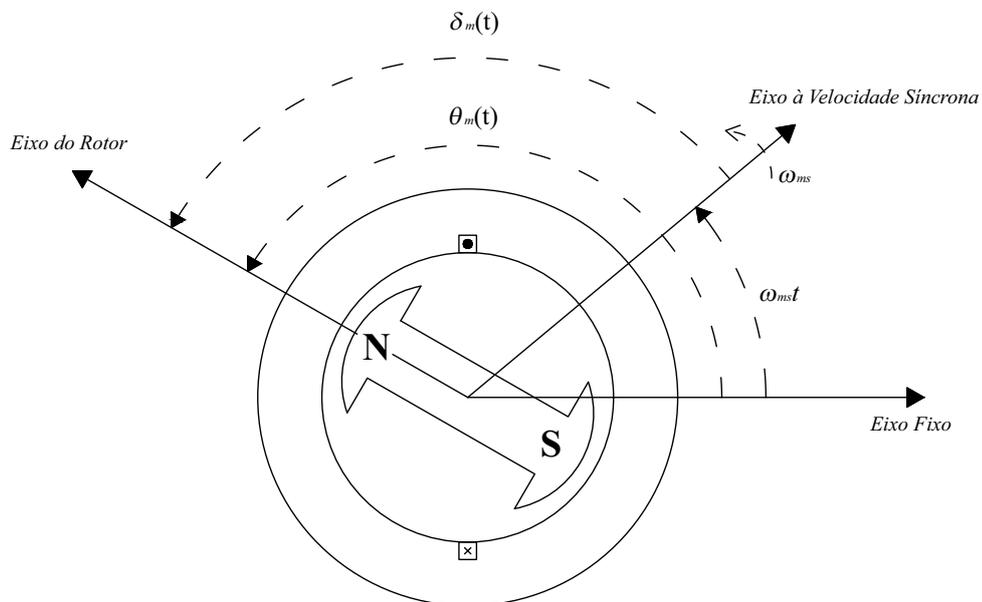
A aceleração angular e a velocidade do rotor podem ser dadas por

$$\alpha_m(t) = \frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{d^2\theta_m}{dt^2} \quad (2.2)$$

$$\omega_m(t) = \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Por conveniência, mensura-se a posição angular $\theta_m(t)$ com respeito a um eixo de referência que rotaciona a velocidade síncrona em relação a um eixo fixo (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008), conforme ilustrado na Figura 2. Tem-se então

Figura 2 – Relação entre θ_m e δ_m



Fonte: próprio autor.

$$\theta_m(t) = \omega_{ms}t + \delta_m(t) \quad (2.4)$$

onde,

ω_{ms} = velocidade síncrona angular do rotor (rad/s)

δ_m = posição angular do rotor com respeito ao eixo de referência que gira a velocidade síncrona (rad)

Derivando a Equação (2.4) em relação ao tempo, obtém-se

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} = \omega_{ms} + \frac{d\delta_m(t)}{dt} \quad (2.5)$$

$$\frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} = \frac{d^2\delta_m(t)}{dt^2} \quad (2.6)$$

Utilizando as Equações (2.6) em (2.1), obtém-se

$$J \frac{d^2\delta_m(t)}{dt^2} = T_m(t) - T_e(t) = T_a(t) \quad (2.7)$$

É conveniente trabalhar com potência em vez de torque. Multiplicando ambos os lados da Equação (2.7) por ω_m e sabendo que

$$P_m = \omega_m T_m$$

$$P_e = \omega_m T_e$$

obtém-se

$$J\omega_m(t) \frac{d^2\delta_m(t)}{dt^2} = P_m(t) - P_e(t) = P_a(t) \quad (2.8)$$

A Equação (2.8) pode ser normalizada em por unidade (p.u.) definindo a constante de inércia normalizada H como sendo:

$$\begin{aligned} H &= \frac{\text{Energia Armazenada a Velocidade Síncrona}}{\text{Potência de Base do Gerador}} \\ &= \frac{\frac{1}{2} J \omega_{ms}^2}{S_{nom}} \text{ joules/VA ou (s)} \end{aligned} \quad (2.9)$$

O momento de inércia pode ser expresso, então, por

$$J = \frac{2HS_{nom}}{\omega_{ms}^2} \quad (2.10)$$

Substituindo a Equação (2.10) em (2.8) e dividindo ambos os lados da igualdade por S_{nom} , obtém-se a seguinte equação normalizada

$$2H \frac{\omega_m(t)}{\omega_{ms}^2} \frac{d^2\delta_m(t)}{dt^2} = P_m(t) - P_e(t) = P_a(t) \quad p.u. \quad (2.11)$$

É conveniente escrever as grandezas angulares em termos de radianos elétricos, tal como

$$\omega(t) = \frac{P}{2} \omega_m(t) \quad (2.12)$$

$$\omega_s(t) = \frac{P}{2} \omega_{ms}(t) \quad (2.13)$$

$$\delta(t) = \frac{P}{2} \delta_m(t) \quad (2.14)$$

A frequência elétrica, em por-unidade, é dada por

$$\omega_{p.u.}(t) = \frac{\omega(t)}{\omega_s} = \frac{\frac{2}{P}\omega(t)}{\frac{2}{P}\omega_s} = \frac{\omega_m(t)}{\omega_{ms}} \quad (2.15)$$

Usando as Equações (2.12 - 2.15) a Equação (2.11) torna-se então

$$2H \frac{\omega_{p.u.}(t)}{\omega_s} \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} = P_m(t) - P_e(t) = P_a(t) \quad p.u \quad (2.16)$$

Frequentemente, adiciona-se a Equação (2.16) um termo referente ao torque de amortecimento, obtido por adição de um termo proporcional ao desvio de velocidade ($d\delta(t)/dt$)

$$\frac{2H}{\omega_s} \omega_{p.u.}(t) \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} = P_m(t) - P_e(t) - \frac{D}{\omega_s} \frac{d\delta(t)}{dt} = P_a(t) \quad p.u \quad (2.17)$$

onde D é dado em por unidade de potência, com valores típicos entre 0 e 2 (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008).

Escrevendo $P_d(t) = D(d\delta(t)/dt)/\omega_s$ como sendo a potência de amortecimento em por-unidade e substituindo na Equação (2.17), obtém-se

$$\frac{2H}{\omega_s} \omega_{p.u.}(t) \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} = P_m(t) - P_e(t) - P_d(t) = P_a(t) \quad p.u \quad (2.18)$$

A Equação diferencial (2.18) é de segunda ordem que pode ser reescrita em termos de duas equações diferenciais de primeira ordem. Usando as relações (2.3), (2.5) e (2.12 - 2.14) chega-se a

$$\frac{\delta(t)}{dt} = \omega(t) - \omega_s(t) \quad (2.19)$$

$$\frac{2H}{\omega_s} \omega_{p.u.}(t) \frac{d\omega(t)}{dt} = P_m(t) - P_e(t) - P_d(t) \quad (2.20)$$

As Equações (2.19) e (2.20) formam um sistema de equações primeira ordem e são amplamente utilizadas na resolução do problema de estabilidade.

2.3 ESTABILIDADE TRANSITÓRIA

O estudo da estabilidade transitória é indispensável em sistemas de potência. Relacionada a grandes perturbações, tal como curto-circuitos, perda de geração, desligamento de linhas, perda de carga, etc. Sua análise exige o uso de modelos não lineares para as máquinas e equipamentos conectados ao sistema (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Os convencionais métodos de análise aplicados na análise da estabilidade transitória são dados por: solução numérica das equações não-lineares, baseados na integração numérica das

equações diferenciais não-lineares do modelo do sistema, critério das áreas iguais e o método da função da energia transitória (SADAKAWA et al., 2017).

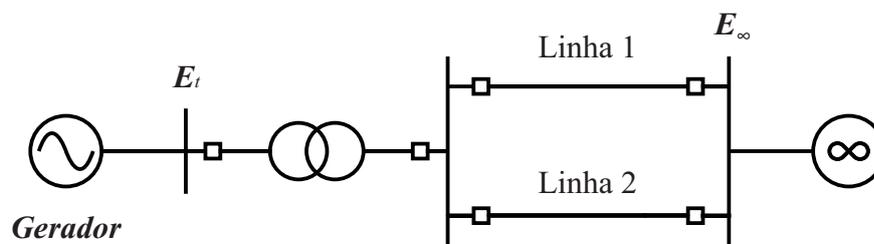
Diante do relevante problema exposto, este trabalho tem como base desenvolver um estudo para propor uma solução que vise diminuir o efeito de uma grande perturbação no sistema em um gerador síncrono. Para fins de simplificação, supõe-se que o gerador síncrono está conectado por meio de um transformador e de uma linha de transmissão a um barramento infinito, já que, o critério das áreas iguais trata-se de um método de análise gráfica para estabilidade transitória que proporciona uma excelente interpretação do fenômenos dinâmicos envolvidos, mas que é aplicado apenas para uma máquina conectada a um barramento infinito e para sistemas de duas máquinas (SADAKAWA et al., 2017).

Em um sistema multi-máquinas, o critério das áreas iguais também pode ser aplicado na análise de grandes perturbações, desde que o sistema agregue todos os geradores em duas máquinas equivalentes (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

2.4 MODELO DA MÁQUINA SÍNCRONA E SISTEMA EQUIVALENTE

Considera-se, neste trabalho, um gerador síncrono conectado a um barramento infinito por meio de um transformador e duas linhas de transmissão em paralelo, como ilustrado na Figura 3. O barramento infinito é representado por uma fonte de tensão constante em magnitude e frequência ((KUNDUR, 1994)).

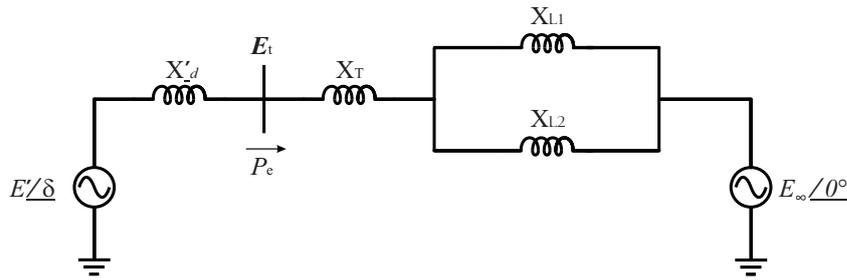
Figura 3 – Máquina Conectada a um Barramento Infinito



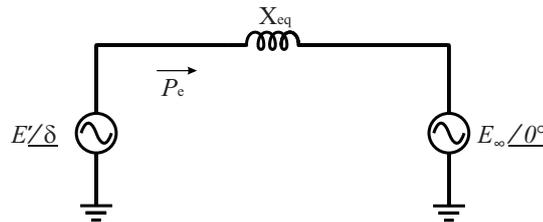
Fonte: Adaptado de (KUNDUR, 1994).

Assume-se o modelo clássico e despreza-se os efeitos dos reguladores de velocidade dos geradores síncronos. A tensão interna da máquina é dada por E' e δ corresponde ao ângulo de carga entre o barramento infinito e a tensão interna da máquina. A Figura 4(a) ilustra a representação do sistema.

Figura 4 – Sistema de Representação com Gerador Representado Pelo Modelo Clássico



(a) Circuito equivalente



(b) Circuito equivalente reduzido

Fonte: próprio autor.

onde,

X'_d = Reatância transitória de eixo direto da máquina;

X_T = Reatância do transformados;

X_{L1} = Reatância da linha 1;

X_{L2} = Reatância da linha 2;

$X_{eq} = X'_d + X_T + (X_{L1} // X_{L2}) =$ reatância equivalente reduzida do sistema.

De acordo com a teoria do Fluxo de Potência ((GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008)), desprezando a resistência de estator, as perdas na linha e no transformador, a potência elétrica, entregue pelo gerador ao barramento infinito, é dada por

$$P_e = \frac{E'V_{bus}}{X_{eq}} \sin\delta \quad (2.21)$$

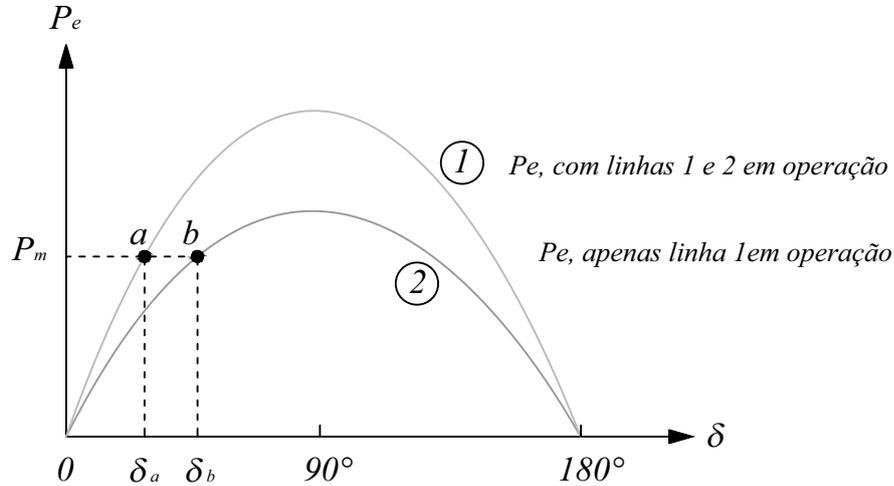
e a potência máxima que o gerador poderá fornecer é dada por

$$P_{e,max} = \frac{E'V_{bus}}{X_{eq}} \quad (2.22)$$

A Equação (2.21) ilustra que a potência elétrica transmitida é função da reatância de transferência e das tensões E' e E_∞ . A relação entre a Potência transferida P_e e o ângulo de carga δ está ilustrada na Figura 5, onde, para uma determinada potência mecânica de entrada P_m

e para o estado de operação das linhas (condição de operação das linhas 1 e 2), é gerada duas curvas $P_e - \delta$.

Figura 5 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m



Fonte: Adaptado de (KUNDUR, 1994).

A potência mecânica pode ser representada por uma linha horizontal, já que a mesma não depende do ângulo δ , mas sim do fluxo do fluido na turbina.

A curva 1 é dada para ambas as linhas 1 e 2 em operação, onde $X_{L,eq} = X_{L1} // X_{L2}$. No estado de equilíbrio, o ponto de operação é dado pela intersecção da linha horizontal de P_m com a curva 1, para um ângulo $\delta \leq 90^\circ$ (ponto *a*).

Já a curva 2 é dada para uma das linhas em operação, o que leva a um $X_{L,eq}$ maior que o valor encontrado para ambas as linhas em operação. No estado de equilíbrio, o ponto de operação é dado pela intersecção da linha horizontal de P_m com a curva 2, para um ângulo $\delta \leq 90^\circ$. Para transmitir a mesma potência, com uma reatância maior, o ângulo δ deve aumentar para que o estado de equilíbrio seja alcançado (ponto *b*).

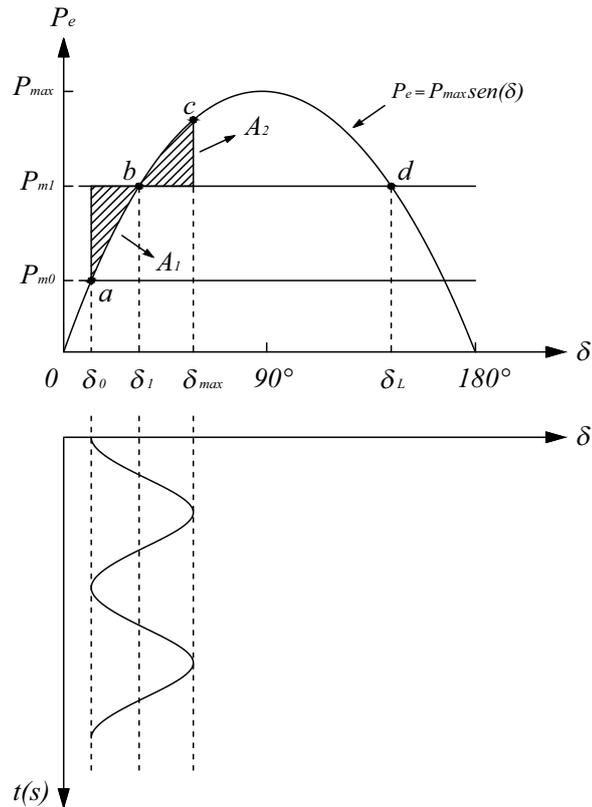
2.4.1 Critério das Áreas Iguais

O critério das áreas iguais é um método gráfico aplicado na análise da estabilidade transitória. Esse método de análise permite obter uma boa interpretação física dos fenômenos dinâmicos envolvidos no problema, porém sua aplicação está limitada na análise dos casos de estabilidade transitória de uma máquina conectada a um barramento infinito ou duas máquinas interconectadas por uma rede passiva (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013), (SADAKAWA et al., 2017).

Para o estudo em questão, algumas hipóteses são consideradas na análise de estabilidade transitória pelo critério das áreas iguais, são elas:

- 1 A potência mecânica de entrada do gerador síncrono é considerada constante. Pode-se assumir isso pelo fato de que os reguladores de velocidade das turbinas possuem constantes de tempo superiores a 1 s (MATA, 2005), o que permite supor, no período de estudo da perturbação, que a potência mecânica não varia.
- 2 A máquina síncrona é modelada de acordo com o modelo clássico (tensão constante atrás da reatância transitória) (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013) (WALANTUS, 2014). Outras simplificações é assumir que $x'_d = x'_q$, o fluxo de enlace permanece constante e que a saturação é desprezível.
- 3 Considera-se desprezível o efeito dos enrolamentos amortecedores e de outros efeitos que contribuam para o amortecimento (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013), assim $D = 0$. Esta hipótese é conservadora, uma vez que o efeito do amortecimento contribui para a redução das oscilações eletromecânicas. Consequentemente, na análise da estabilidade pelo critério das áreas iguais, caso o sistema permaneça estável no período transitório, o efeito do amortecimento proporcionará condições ainda melhores.

Na literatura (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008) (KUNDUR, 1994), um ótimo exemplo de explicar o princípio do critério das áreas iguais pode ser feito da seguinte forma: Considera-se uma elevação de potência mecânica de entrada de P_{m0} para P_{m1} de forma instantânea, como ilustrado na Figura 6.

Figura 6 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m 

Fonte: Adaptado de (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008).

Nesta análise, supõe-se inicialmente que a máquina esteja operando em um ponto de equilíbrio $\delta = \delta_0$ e $P_e = P_m = P_{m0}$ (ponto a), quando ocorre, em $t = 0$, uma mudança brusca em P_m de P_{m0} para P_{m1} .

Devido à inércia da máquina, o ângulo de carga δ não varia instantaneamente, ou seja, $\delta(0^+) = \delta(0^-) = \delta_0$ e $P_e(0^+) = P_e(0^-)$, fazendo com que $P_a = P_m - P_e > 0$, ocorrendo então a aceleração da máquina. Com a aceleração, a potência elétrica da máquina começa a se aproximar da potência mecânica da turbina e o ângulo δ do rotor começa a se aproximar de δ_1 (ponto c), no qual $P_e = P_{m1}$.

Quando o ângulo de carga δ alcança δ_1 (ponto c), $P_e = P_m$ e $(d^2\delta)/(dt^2)$ é igual a zero, contudo $d\delta/dt$ ainda é positivo e o ângulo de carga continua crescendo e ultrapassa δ_1 . Mas agora $P_m < P_e$, ocorrendo então a desaceleração do rotor. O ângulo de carga atinge seu valor máximo δ_{max} quando a energia de desaceleração (pontos $c - d$) se iguala a energia de aceleração (pontos $a - c$).

Se não houvesse amortecimento, o ângulo do rotor oscilaria entre δ_0 e δ_{max} na sua frequência natural. Porém, devido às perdas mecânicas e elétricas, a oscilação é amortecida e o ângulo de carga se estabiliza em δ_1 . É importante que δ_{max} não exceda o ângulo crítico δ_L , pois P_m excederia P_e novamente e o rotor aceleraria novamente, elevando mais ainda o δ e perdendo

a estabilidade.

Para a análise do critério das áreas iguais neste trabalho, considera-se uma máquina conectada a um barramento infinito, conforme Figura 3, e que no período transitório a velocidade da máquina permanece constante ((GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008)), ou seja $\omega_{p.u.}(t) = 1$ e $P_d(t) = 0$ em (2.18), resulta na seguinte equação

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e \quad p.u \quad (2.23)$$

Multiplicando ambos os lados da equação (2.23) por $d\delta/dt$ e usando

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{d\delta}{dt} \right]^2 = 2 \left(\frac{d\delta}{dt} \right) \left(\frac{d^2\delta}{dt^2} \right)$$

resulta em

$$\frac{2H}{\omega_s} \left(\frac{d^2\delta}{dt^2} \right) \left(\frac{d\delta}{dt} \right) = \frac{H}{\omega_s} \frac{d}{dt} \left[\frac{d\delta}{dt} \right]^2 = (P_m - P_e) \frac{d\delta}{dt} \quad p.u \quad (2.24)$$

Multiplicando (2.24) por dt e integrando de δ_0 a δ ,

$$\frac{H}{\omega_s} \int_{\delta_0}^{\delta} d \left[\frac{d\delta}{dt} \right]^2 = \int_{\delta_0}^{\delta} (P_m - P_e) d\delta \quad (2.25)$$

ou

$$\frac{H}{\omega_s} \left[\frac{d\delta}{dt} \right]^2 \Big|_{\delta_0}^{\delta} = \int_{\delta_0}^{\delta} (P_m - P_e) d\delta \quad (2.26)$$

A integração acima, equação (2.26), começa em um ponto de equilíbrio δ_0 onde $d\delta/dt = 0$, e vai até um ponto arbitrário δ . Quando δ alcança o valor máximo δ_{max} , $d\delta/dt = 0$ novamente. Portanto, a expressão a esquerda da igualdade de 2.26 torna-se igual a zero para $\delta = \delta_{max}$, resultando em

$$\int_{\delta_0}^{\delta_{max}} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (2.27)$$

De acordo com a Figura 6, durante o intervalo $\delta_0 < \delta < \delta_1$ o rotor está acelerando, a energia de aceleração durante este intervalo é dada por

$$\int_{\delta_0}^{\delta_1} (P_{m1} - P_e) d\delta = \text{área } A_1 \quad (2.28)$$

E durante o intervalo $\delta_1 < \delta < \delta_{max}$ o rotor está desacelerando, a energia de desaceleração é dada por

$$\int_{\delta_1}^{\delta_{max}} (P_e - P_{m1}) d\delta = \text{área } A_2 \quad (2.29)$$

Separando a integral da equação 2.27 na parcela que corresponde a energia de aceleração (área A_1) e desaceleração (área A_2), chega-se ao critério das áreas iguais como

$$\int_{\delta_0}^{\delta_1} (P_m - P_e) d\delta + \int_{\delta_1}^{\delta_{max}} (P_m - P_e) d\delta = 0 \quad (2.30)$$

ou

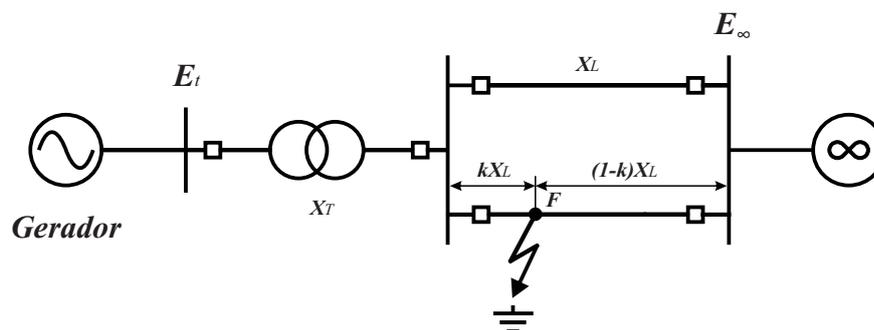
$$\underbrace{\int_{\delta_0}^{\delta_1} (P_m - P_e) d\delta}_{(\text{Área } 1)} = \underbrace{\int_{\delta_1}^{\delta_{max}} (P_e - P_m) d\delta}_{(\text{Área } 2)} \quad (2.31)$$

2.5 RESPOSTA A UM CURTO-CIRCUITO TRIFÁSICO

Como já mencionado anteriormente, a ocorrência de curto-circuitos no sistema elétrico acarreta grandes perturbações no sistema. Torna-se muito importante a análise de tais perturbações bem como propor estratégias para que os efeitos danosos sejam mitigados.

Para a análise de resposta a um curto circuito, considera-se a ocorrência de uma falta trifásica a terra em um ponto F pertencente a Linha 2 da Figura 3, conforme ilustrado na Figura 7.

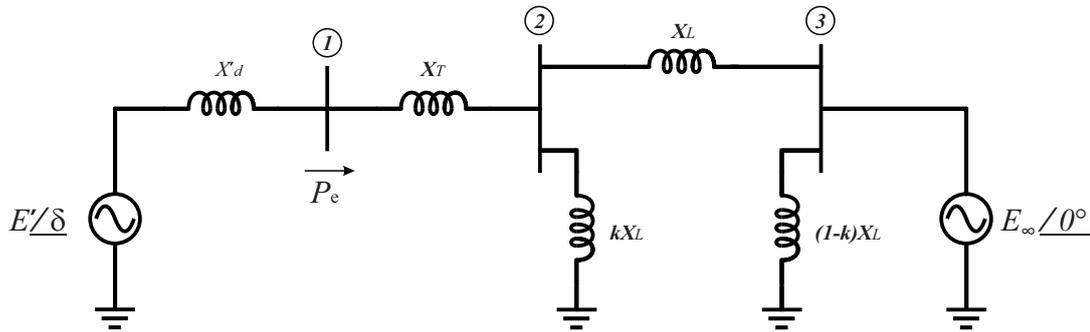
Figura 7 – Sistema Gerador-Barramento Infinito em Falta



Fonte: adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

o circuito equivalente pode ser apresentado na Figura 8.

Figura 8 – Circuito Equivalente Sistema Gerador-Barramento Infinito em Falta



Fonte: Adaptado de (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013).

Conforme (EREMIA; SHAHIDEHPOUR, 2013), a potência elétrica fornecida pelo gerador em três estágios de operação (pré falta, durante a falta e após a falta) é expressa de acordo com a equação 2.21 como segue

(i) Estado de Operação Pré-Falta (ambas as linhas estão em operação)

$$P_e^{pré} = P_m = \frac{E'V_{bus}}{X_{eq}^{pré}} \sin(\delta^{pré})$$

onde,

$$X_{eq}^{pré} = X'_d + X_T + \frac{X_L}{2}$$

(ii) Estado de operação em falta, quando ocorre um curto circuito trifásico em uma das linhas a uma distância $k * L$ do barramento 2 (Figura 8)

$$P_e^f = \frac{E'V_{bus}}{X_{eq}^f} \sin(\delta^f)$$

onde,

$$X_{eq}^f = X'_d + X_T + X_L + \frac{(X'_d + X_T)X_L}{kX_L}$$

(iii) Estado de operação pós-falta (a falta é eliminada e a linha 2 é retirada de operação)

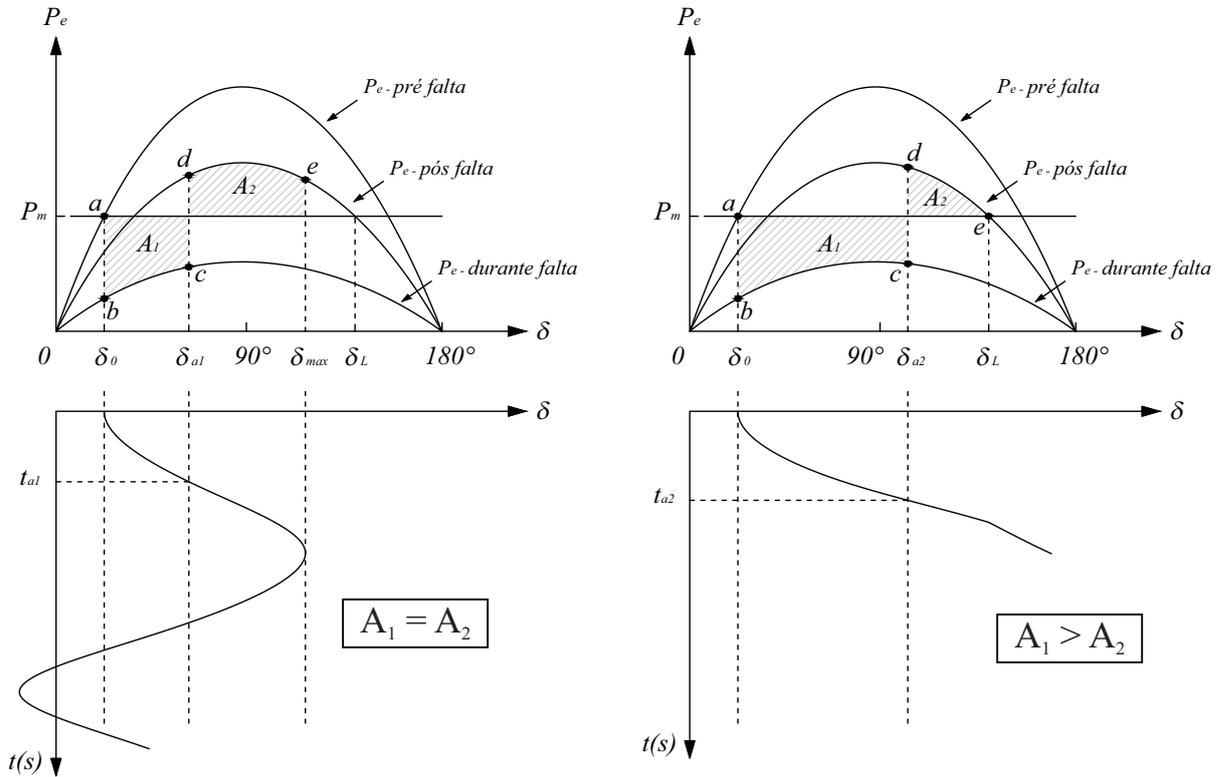
$$P_e^{pós} = \frac{E'V_{bus}}{X_{eq}^{pós}} \sin(\delta^{pós})$$

onde,

$$X_{eq}^{pós} = X'_d + X_T + X_L$$

As curvas de potência-ângulo correspondentes aos três estágios do distúrbio estão ilustradas na Figura 9.

Figura 9 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m



(a) Resposta a um tempo de eliminação da falta em t_{a1} segundos - caso estável

(b) Resposta a um tempo de eliminação da falta em t_{a2} segundos - caso instável

Fonte: adaptado de (KUNDUR, 1994).

A Figura 9(a) consiste na resposta do sistema a uma falta com um tempo de eliminação da falta igual a t_{a1} (ou tempo de abertura dos disjuntores da linha em falta). Na Figura 9(b) considera-se um tempo de eliminação da falta muito longo (t_{a2}) no qual o sistema se torna instável. Em ambos os casos P_m é assumido constante (KUNDUR, 1994).

Uma análise de ambos os casos ilustrados na Figura 9 é demonstrada a seguir:

- **Caso estável** (área $A_1 = A_2$)

Inicialmente o sistema opera em condições de equilíbrio, onde $P_e = P_m$ e $\delta = \delta_0$ (ponto "a"). Na ocorrência de uma falta trifásica em $t = 0$, a capacidade de transmissão de potência do sistema diminui substancialmente e o ponto de operação muda de a para b . Devido a inércia do conjunto Turbina-Gerador, o ângulo δ não varia instantaneamente. Nesse instante o rotor começa a acelerar, pois P_m é maior que P_e . Após um tempo t_{a1} (tempo de duração da falta e abertura da linha 2), o gerador se encontra no ponto de operação c .

Logo após a eliminação da falta, o ponto de operação muda repentinamente de c para d e agora P_e é maior que P_m , acarretando na desaceleração do rotor.

No ponto d a velocidade do rotor é maior que a velocidade síncrona ω_{ms} e δ continua aumentando até o ponto e , onde a energia cinética armazenada durante a aceleração da máquina (representada pela área A_1) seja igual à liberada pela sua desaceleração (representada pela área A_2). No ponto e , a velocidade relativa do rotor é igual a zero $\omega_m(t) = \omega_{ms}$ e δ alcança o valor máximo δ_m . Como P_e ainda é maior que P_m o rotor continua desacelerando, mas agora com uma velocidade menor que a velocidade síncrona.

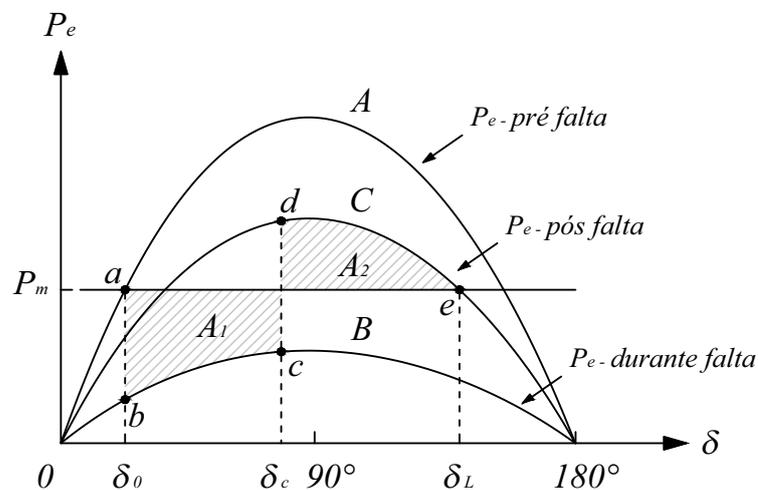
A partir de então o rotor oscila, na sua frequência natural, em torno de um ponto de equilíbrio δ_1 (interseção das curvas P_m e P_e - pós falta, sendo $\delta_1 < 90^\circ$) estabelecido na curva P_e - pós falta, e o valor mínimo de δ satisfaz o critério das áreas iguais para a configuração pós falta. Na ausência de qualquer fonte de amortecimento, o rotor oscilaria com amplitude constante em torno do novo ponto de operação (KUNDUR, 1994).

- **Caso instável** (área $A_1 > A_2$)

Com um tempo maior para a eliminação da falta, a energia de aceleração pode não ser totalmente liberada durante a desaceleração da máquina. É o caso em que o sistema se torna instável, pois o ponto e na Figura 9 corresponde ao ponto de operação no qual $\delta = \delta_L$. Como $A_1 > A_2$, no ponto e a velocidade do rotor ainda é maior que a velocidade síncrona e agora P_e é menor que P_m , assim, o rotor começa a acelerar novamente e o ângulo δ continua a aumentar, levando à perda de sincronismo.

Para a ocorrência de uma falta na Linha 2 em um ponto qualquer entre as barras 2 e 3 da Figura 4, pode-se fazer uma análise para determinar o ângulo crítico δ_c para o qual o sistema está no limiar da estabilidade, como ilustrado na Figura 10.

Figura 10 – Relação entre Potência vs ângulo δ_m



Fonte: próprio autor.

Aplicando o critério das áreas iguais na Figura 10, obtém-se

$$\int_{\delta_0}^{\delta_c} P_m d\delta - \int_{\delta_0}^{\delta_c} P_{Bmax} \text{sen}(\delta) d\delta = \int_{\delta_c}^{\delta_{max}} P_{Cmax} \text{sen}(\delta) d\delta - \int_{\delta_c}^{\delta_{max}} P_m d\delta$$

$$\Downarrow \qquad \qquad \qquad \Downarrow$$

$$P_m(\delta_c - \delta_0) + P_{Bmax}(\cos\delta_c - \cos\delta_0) = P_{Cmax}(\cos\delta_c - \cos\delta_{max}) - P_m(\delta_{max} - \delta_c)$$

Desenvolvendo a expressão acima e isolando o δ_c , chega-se a

$$\delta_c = \cos^{-1} \left[\frac{P_m(\delta_0 - \delta_{max}) + P_{Bmax} \cos\delta_0 - P_{Cmax} \cos\delta_{max}}{P_{Bmax} - P_{Cmax}} \right] \quad (2.32)$$

Um caso particular é dado para um curto circuito na barra 2, em que $P_e = 0$, portanto $P_{Bmax} = 0$ e a equação (2.32) se torna

$$\delta_c = \cos^{-1} \left[\frac{P_m}{P_{Cmax}} (\delta_{max} - \delta_0) + P_{Cmax} \cos\delta_{max} \right] \quad (2.33)$$

Dado o valor para o ângulo crítico em um curto circuito trifásico na barra pode-se determinar o tempo de eliminação da falta para este ângulo, chamado tempo crítico de eliminação da falta, pela solução da equação $\delta(t) = \delta_c$. O valor de $\delta(t)$ pode ser determinado pela integração da equação de balanço de potência (2.18), considerando-se $P_d = 0$ e $\omega_{p.u.}(t) = 1,0$, tem-se então

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} = P_m(t) = P_m \quad p.u$$

Integrando a equação duas vezes e considerando as condições iniciais $\delta(0) = \delta_0$ e $\frac{d\delta(0)}{dt} = 0$,

$$\frac{d\delta(t)}{dt} = \frac{\omega_s P_{mp.u}}{2H} t + 0$$

$$\delta(t) = \frac{\omega_s P_{mp.u}}{4H} t^2 + \delta_0$$

Se $\delta(t) = \delta_c$, o tempo crítico é dado por

$$t_c = \sqrt{\frac{4H(\delta_c - \delta_0)}{\omega_s P_{mp.u}}} \quad (2.34)$$

Devido a não linearidade da equação de oscilação, não é possível obter uma solução analítica para o tempo crítico no caso em que uma falta ocorre em algum ponto F na linha de transmissão que não seja no barramento.

2.6 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Pode-se concluir que quanto mais tempo durar uma falta, maiores serão os danos causados pela mesma, podendo levar o gerador a perder o sincronismo com o sistema e acarretar no desligamento do mesmo.

Isso provoca uma perda subta de geração, forçando outras máquinas a aumentar a potência elétrica fornecida ou sistema, ou desligamento de cargas.

3 METODOLOGIA PROPOSTA

3.1 ANÁLISE VETORIAL DE SINAIS TRIFÁSICOS

3.1.1 Componentes Simétricas

De acordo com o Teorema de Fortescue, Um sistema trifásico desequilibrado pode ser decomposto em três sistemas equilibrados de sequência positiva, negativa e zero (podendo também ser chamados de homopolar, direta e inversa) (FORTESCUE, 1918). Tal decomposição é única. Os fasores de cada conjunto de componentes de sequência são iguais em módulo bem como os ângulos entre fasores adjacentes do conjunto.

Para um sistema de tensões trifásicas desequilibradas designadas por V_a , V_b e V_c , as componentes simétricas de sequência zero, positiva e negativa da a fase a , denotadas por V^0 , V^+ e V^- , respectivamente, são definidas pela seguinte transformação

$$\begin{bmatrix} V^0 \\ V^+ \\ V^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}}_{[T_{0+-}]} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = [T_{0+-}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3.1)$$

Os fasores de tensão (V_a , V_b e V_c) podem ser obtidos através da inversa da matriz T_{0+-} multiplicada pela coluna de fasores de sequência zero, positiva e negativa, obtendo-se

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix}}_{[T_{0+-}]^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} V^0 \\ V^+ \\ V^- \end{bmatrix} = [T_{0+-}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V^0 \\ V^+ \\ V^- \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

As componentes de sequência positiva e negativa das demais fases, incluindo a fase a , é dada por:

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_b^+ \\ V_c^+ \end{bmatrix} = [T_{0+-}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

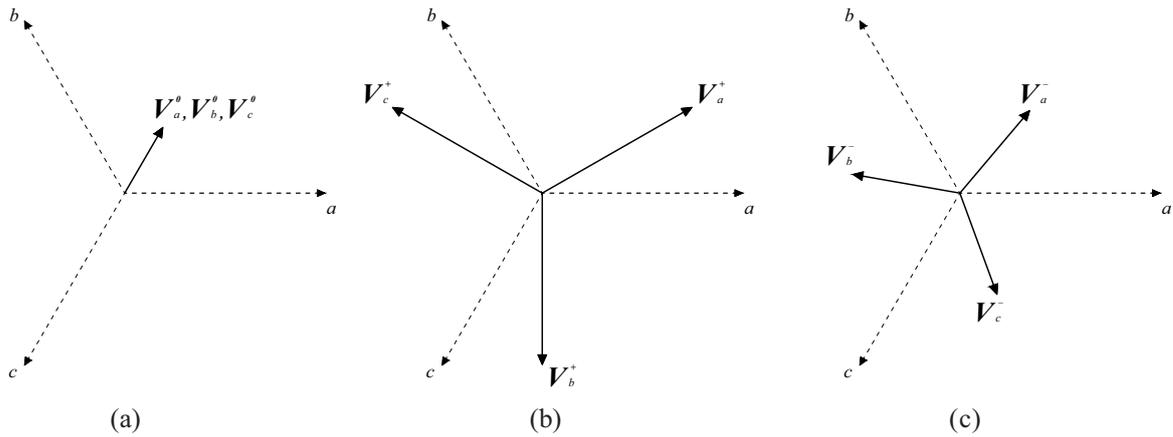
$$\begin{bmatrix} V_a^- \\ V_b^- \\ V_c^- \end{bmatrix} = [T_{0+-}]^{-1} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & a^2 & a \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Da Equação (3.2), a componente de sequência zero, igual para ambas as fases, é dada por

$$V_i^0 = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c); \quad \text{para } i = a, b, c \quad (3.5)$$

Pode-se notar que a tensão de sequência zero é nula em circuitos trifásicos equilibrados, pois a soma dos três fasores é nula (GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2008).

Figura 11 – Vetor de sequência positiva, negativa e zero.



Fonte: próprio autor.

3.1.2 Transformação de Coordenadas

Uma ferramenta matemática muito útil para análise e modelagem de sistemas trifásicos é a teoria de vetores espaciais. Baseada nas transformações $[abc - \alpha\beta 0]$ e $[abc - dq0]$, apresentadas por (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951) e (PARK, 1929), respectivamente, foi inicialmente aplicado ao estudos de máquinas elétricas, possibilitando a análise dinâmica dessas máquinas através de um conjunto reduzido de equações complexas.

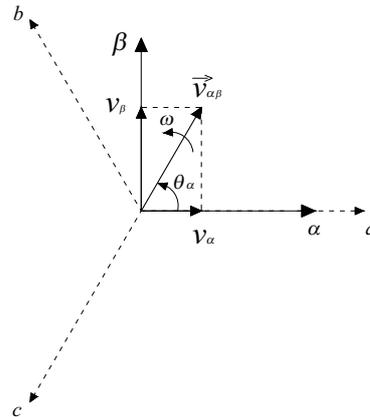
A aplicação da transformada de Clarke para um sistema trifásico equilibrado e variante no tempo $[v_a, v_b, v_c]^T$ permite representar esse mesmo sistema por um vetor bidimensional em um sistema de coordenadas de eixos α e β ortogonais e estacionários. Para esse sistema trifásico, sem a presença da componente de sequência zero, a transformação de Clarke, em sua implementação invariante em amplitude, é dada por

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (3.6)$$

ou, em sua forma matricial,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Figura 12 – Decomposição de um vetor $\vec{v}_{\alpha\beta}$ no referencial estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: próprio autor.

Caso o sistema trifásico possua componentes de sequência zero, ao aplicar as transformações das Equações (3.6) ou (3.7), a informação da componente de sequência zero é perdida, tornando inviável tal aplicação. Para obter também a componente de sequência zero, deve-se acrescentar mais um termo à equação matricial (3.7). A transformação de Clarke para tal sistema é dada por

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{[T_{\alpha\beta 0}]} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

A obtenção dos conjunto de sinais trifásicos em função de seus componentes em $\alpha\beta 0$, com transformação invariante em amplitude, é dada por

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta 0}]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Sendo assim, em sistemas onde a componente de sequência zero é nula, o vetor espacial $\vec{v}_{\alpha\beta}$ é dado por

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta \quad (3.10)$$

Uma outra forma, mais geral, de representar sinais trifásicos foi desenvolvida por Park, conhecido como transformada de Park, e permite representar um vetor espacial em um sistema de coordenadas ortogonais $[dq]$ que gira a uma velocidade ω , sendo $\theta = \omega t + \theta_0$ a posição angular do eixo d . Essa transformação a partir de um sistema de eixos fixos em $[\alpha\beta]$, para sistemas

trifásicos com componente de sequência zero, é dada por

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}] \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

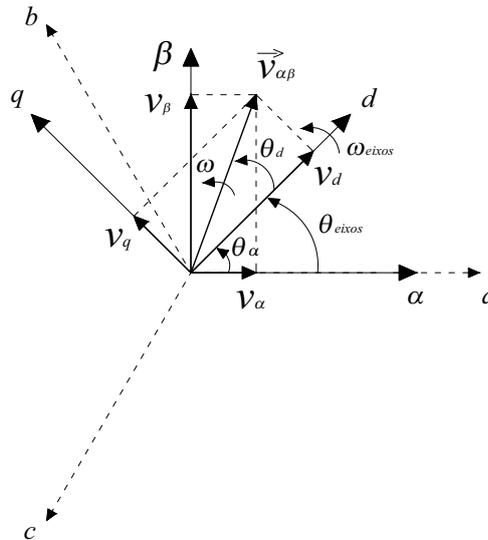
ou então

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [T_{dq0}][T_{\alpha\beta0}] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

que resulta em

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Figura 13 – Representação de um fasor espacial em referencial arbitrário dq .



Fonte: próprio autor.

3.1.3 Representação de Sinais Trifásicos com Componentes Harmônicas Utilizando Notação Vetorial

Um conjunto de sinais trifásicos periódicos, desequilibrados e distorcidos pode ser representado pelas seguintes equações (NETO, 2018)

$$\begin{cases} v_a = \sum_{h=0}^{\infty} [V_a^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_a^{(h)}) + V_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ v_b = \sum_{h=0}^{\infty} [V_b^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_b^{(h)}) + V_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \\ v_c = \sum_{h=0}^{\infty} [V_c^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_c^{(h)}) + V_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)})] \end{cases} \quad (3.14)$$

A h -ésima componente harmônica das tensões nas fases a,b e c é dada por

$$v_i^{(h)} = V_i^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_i^{(h)}) + V_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}), \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (3.15)$$

Aplicando a fórmula de Euler nos termos não homopolares do sistema de Equações (3.14), obtém-se

$$v_i^{(h)} = V_i^{(h)} \frac{[e^{j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})} + e^{-j(h\omega t + \varphi_i^{(h)})}]}{2} + V_0^{(h)} \cos(h\omega t + \varphi_0^{(h)}), \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (3.16)$$

Eliminando o efeito da componente homopolar, as componentes fundamental e harmônicas podem ser representadas em notação de vetor espacial no referencial estacionário $\alpha\beta$ conforme apresentado em (3.10). A aplicação desse procedimento resulta em

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{2}{3} (v_a^{(h)} + v_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \quad (3.17)$$

Substituindo os termos referentes as fases abc da Equação (3.16) em (3.17), desconsiderando a componente homopolar (pois a soma será nula), obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = \frac{1}{3} & \left[e^{jh\omega t} (V_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + V_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \right. \\ & \left. + e^{-jh\omega t} (V_a^{(h)} e^{-j\varphi_a^{(h)}} + V_b^{(h)} e^{-j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c^{(h)} e^{-j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \right]. \end{aligned} \quad (3.18)$$

ou ainda

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = e^{jh\omega t} & \left[\frac{1}{3} (V_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + V_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \right] \\ & + e^{-jh\omega t} \left[\frac{1}{3} (V_a^{(h)} e^{j\varphi_a^{(h)}} + V_b^{(h)} e^{j\varphi_b^{(h)}} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_c^{(h)} e^{j\varphi_c^{(h)}} e^{+j\frac{2\pi}{3}}) \right]^*. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Um único termo que contenha as informações de amplitude e ângulo de uma componente senoidal pode ser dado pela seguinte notação fasorial

$$\mathbf{V}_i^{(h)} = V_i^{(h)} e^{j\varphi_i^{(h)}} \quad \text{para } i = a, b, c. \quad (3.20)$$

Logo, substituindo a Equação (3.20) em (3.19), obtém-se

$$\begin{aligned} \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = & e^{jh\omega t} \left[\underbrace{\frac{1}{3} \left(\mathbf{V}_a^{(h)} + \mathbf{V}_b^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{V}_c^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right)}_{\mathbf{V}_{\alpha\beta+}^{(h)}} \right] \\ & + e^{-jh\omega t} \left[\underbrace{\frac{1}{3} \left(\mathbf{V}_a^{(h)} + \mathbf{V}_b^{(h)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{V}_c^{(h)} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right)}_{\mathbf{V}_{\alpha\beta-}^{(h)}} \right]^* . \end{aligned} \quad (3.21)$$

Os termos entre colchetes são fasores de sequência positiva e negativa, conforme descrito pelo teorema de Fortescue. Sendo assim, a Equação (3.21) pode ser reescrita como

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = \vec{v}_{\alpha\beta+}^{(h)} + \vec{v}_{\alpha\beta-}^{(h)} = \mathbf{V}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t} + \mathbf{V}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t} \quad (3.22)$$

consequentemente, o sistema de equações trifásicas em (3.14), pode ser representado em notação de fasor espacial em referencial $\alpha\beta$, desconsiderando a componente homopolar, pela seguinte expressão

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = \sum_{h=0}^{\infty} \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h)} = \sum_{h=0}^{\infty} [\mathbf{V}_{\alpha\beta+}^{(h)} e^{jh\omega t}] + \sum_{h=0}^{\infty} [\mathbf{V}_{\alpha\beta-}^{(h)*} e^{-jh\omega t}] \quad (3.23)$$

De forma geral, qualquer vetor espacial de sequência positiva ou negativa pode ser representado por

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} = V_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s\omega t} \quad (3.24)$$

onde

$$h_s = \begin{cases} h, & \text{para componentes harmônicas de sequência positiva} \\ -h, & \text{para componentes harmônicas de sequência negativa} \end{cases} .$$

3.2 GDSC-PLL

Uma ferramenta matemática proposta por (NEVES et al., 2010), permite cancelar uma família de componentes harmônicas, ou até mesmo a fundamental, de um sinal original qualquer. Essa ferramenta tem grande importância para o desenvolvimento deste trabalho no tocante a extração de sinais de sequência positiva, negativa e zero de tensões e correntes mensuradas para o controle do sistema de compensação de potência.

A ferramenta matemática proposta se trata de uma transformada baseada em cancelamento por sinal atrasado (GDSC) que em conjunto com um SFR-PLL permite a obtenção de uma determinada componente, fundamental ou harmônicas, de qualquer sinal periódico, desde que conhecida a frequência do sinal e essa se mantenha constante. A essa

Considerando que a um vetor espacial de sequência positiva ou negativa, como definido na Equação(3.24), seja aplicado um atraso no tempo de T_d é observado uma defasagem de θ_d radianos da fundamental (ou $h\theta_d$ radianos com respeito a componente harmônica h_s para o mesmo atraso de T_d), pode-se representar esse sinal atrasado pela seguinte expressão

$$\vec{v}_{\alpha\beta-\theta_d}^{(h_s)} = V_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{sgn(h_s)j\varphi^{(h_s)}} e^{jh_s(\omega t - \theta_d)} = \vec{v}_{\alpha\beta}^{(h_s)} e^{-jh_s\theta_d} \quad (3.25)$$

em que θ_d corresponde ao atraso em radianos da frequência fundamental.

A transformada GDSC é definida por uma combinação do vetor original e o atrasado conforme expressão a seguir

$$\vec{v}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} = \vec{a} \left(\vec{v}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} + e^{j\theta_1} \vec{v}_{\alpha\beta T}^{(h_s-\theta)} \right) \quad (3.26)$$

onde os parâmetros \vec{a} (ganho complexo) e θ_1 (ângulo de deslocamento) possuem valores constantes.

Substituindo a Equação (3.25) em (3.26), obtém-se

$$\vec{v}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} = \underbrace{\vec{a} \left(1 + e^{j\theta_1} e^{-j h_s \theta} \right)}_{\vec{G}^{(h_s)}} \vec{v}_{\alpha\beta T}^{(h_s)} \quad (3.27)$$

onde $\vec{G}^{(h_s)}$ representa o ganho da transformação GDSC na componente harmônica h_s .

A aplicação dessa transformação em sinais trifásicos e periódicos permite cancelar componentes harmônicas de uma família ($h_s = m \pm kn, \forall k \in N$) do sinal original a partir da escolha dos parâmetros θ_1 e θ . Sendo assim, definindo m uma harmônica qualquer e n a periodicidade que determina o cancelamento de outras harmônicas, faz-se

$$\vec{G}_{gdsc}^{(h_s=m \pm kn)} = \vec{a} \left(1 + e^{j\theta_1} e^{-j h_s \theta} \right) = 0 \quad (3.28)$$

consequentemente, observa-se que

$$e^{j[\theta_1 - (m \pm kn)\theta_d]} = -1 \quad (3.29)$$

Isso é alcançado, conforme (NEVES et al., 2010), fazendo

$$1 + e^{j\theta_1} e^{-j(h_i \pm kn)\theta} = 0 \Rightarrow \begin{cases} \theta = \frac{2\pi}{k} \\ \theta_1 = m\theta + \pi \end{cases} \quad (3.30)$$

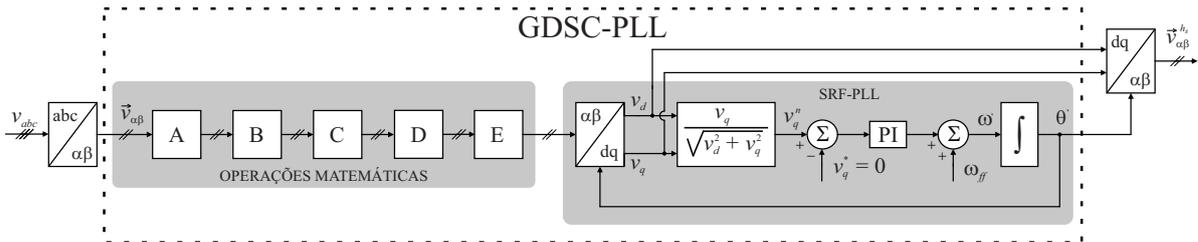
Para a obtenção do sinal na frequência desejada, o parâmetro \vec{a} é determinado pela imposição do ganho que a transformada deve apresentar numa frequência escolhida. Por exemplo, para um ganho unitário na frequência fundamental ($h_s = +1$), obtém-se

$$\vec{G}^{(h_s=1)} = \vec{a} \left(1 + e^{j(\theta_1 - \theta)} \right) = 1 \Rightarrow \vec{a} = \frac{1}{1 + e^{j(\theta_1 - \theta)}} \quad (3.31)$$

Contudo, um ideal FFPS detector deve ser capaz de eliminar o sinal de sequência negativa de frequência fundamental e todas as harmônicas de sequência positiva e negativa ao redor dele e ainda possuir ganho unitário para o vetor FFPS. Isso não é possível usando apenas uma transformação do tipo descrita em (3.27). Contudo, algumas transformações podem ser escolhidas e colocadas em cascata para eliminar vetores de componentes harmônicas ao redor do vetor de FFPS (NEVES et al., 2010).

A saída da última transformação em cascata é enviada para um SRF-PLL (synchronous reference frame + phase-locked loop), onde as componentes de alta frequência que não são eliminadas pelas transformações em cascata podem ser atenuadas pela escolha adequada a largura de banda do SRF-PLL (SOUZA, 2012). O esquema para obtenção de vetor espacial de tensão (ou corrente) de frequência fundamental e sequência positiva ou negativa, utilizado neste trabalho, é mostrado na Figura 14

Figura 14 – Diagrama em blocos do GDSC-PLL.

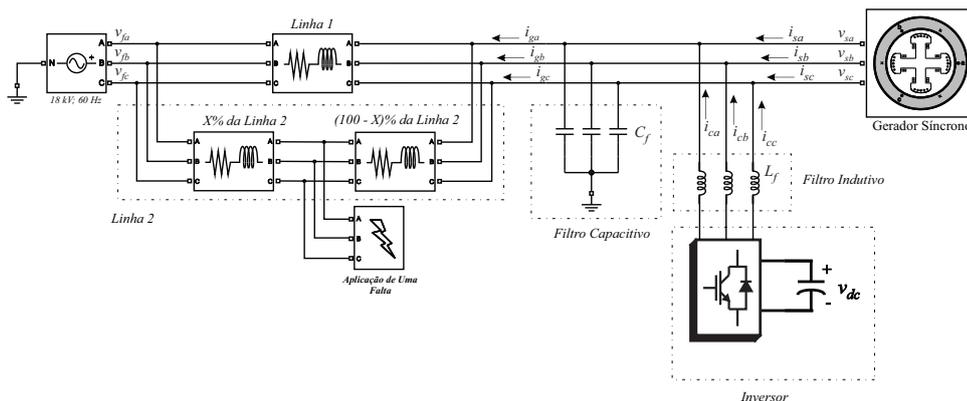


Fonte: adaptado de (SOUZA, 2012).

3.3 OBJETIVOS

A abordagem deste trabalho se baseia em determinar as correntes a serem injetadas por um inverso no sistema elétrico, de tal forma a reduzir a amplitude das oscilações do ângulo δ e/ou minimizar os distúrbios no torque elétrico da máquina. Os terminais do inversor se encontra conectado aos terminais do gerador, conforme diagrama unifilar da Figura 15.

Figura 15 – Diagrama unifilar do sistema em análise.



Fonte: próprio autor.

3.3.1 Redução da Amplitude da Oscilação de $\delta(t)$

Em uma primeira análise, da equação (2.18), considerando, no momento do distúrbio, $\omega_{p.u.}(t) = 1$, $P_m(t) = P_m$ (c.t.e) e $P_d(t) = 0$, obtêm-se

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d^2\delta(t)}{dt^2} = P_m - P_e(t) \quad p.u \quad (3.32)$$

Integrando duas vezes ambos os lados da equação (3.32) em dt no intervalo de tempo $[t_0$ a $t_1]$, obtém-se

$$\frac{2H}{\omega_s} \cdot [\delta] \Big|_{\delta_0}^{\delta_1} = E_m[t] \Big|_{t_0}^{t_1} - \int_{t_0}^{t_1} E_e(t) dt \quad (3.33)$$

ou

$$\frac{2H}{\omega_s} (\delta_1 - \delta_0) = E_m(t_1 - t_0) - \int_{t_0}^{t_1} E_e(t) dt \quad (3.34)$$

onde,

E_m - Energia mecânica fornecida pela máquina motriz;

E_e - Energia elétrica na saída do gerador.

Durante o transitório, tem-se uma condição de incerteza com relação a posição de equilíbrio no qual o ângulo δ permanecerá. Então é desejável que, durante o intervalo da perturbação, o ângulo δ esteja próximo de δ_0 , ou seja, $\delta(t) - \delta_0 < \varepsilon$.

Para que essa condição seja satisfeita, a integral da energia elétrica durante o intervalo em análise deve ser próxima à integral da energia mecânica. Porém, se torna oneroso desenvolver um controle que mapeie a energia elétrica e ao mesmo tempo resolva a integral mencionada acima de forma a controlar a energia elétrica.

Uma outra análise pode ser feita tornando $d^2\delta/dt^2 = d\omega/dt$, e assim a equação (3.32), mantendo as considerações citadas, pode ser reescrita como

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega(t)}{dt} = P_m - P_e(t) \quad p.u \quad (3.35)$$

Integrando ambos os lados da equação (3.35) em dt no intervalo de tempo $[t_0$ a $t_1]$, obtém-se

$$\frac{2H}{\omega_s} \cdot [\omega] \Big|_{\omega_0}^{\omega_1} = P_m[t] \Big|_{t_0}^{t_1} - \int_{t_0}^{t_1} P_e(t) dt \quad (3.36)$$

ou

$$\frac{2H}{\omega_s} (\omega_1 - \omega_0) = P_m(t_1 - t_0) - P_{e,med}(t_1 - t_0) \quad (3.37)$$

onde,

$P_{e,med}$ - Potência elétrica média no intervalo de integração.

Se $P_{e,med} \cong P_m$, então $(\omega_1 - \omega_0) \cong 0$.

Para uma análise em que

$$\Delta t = (t_1 - t_0) \longrightarrow 0$$

e considerando nesse intervalo de tempo que, no momento do distúrbio, ocorre a atuação do controle rapidamente e que a potência elétrica de saída média é igual à potência mecânica, o desvio de velocidade $(\omega_1 - \omega_0) = 0$.

Isso equivale a dizer que, de acordo com a equação (2.19),

$$\frac{\delta(t)}{dt} = \omega(t) - \omega_s(t) = 0$$

Supondo ainda que, durante o período do distúrbio, a potência elétrica média foi mantida constante e igual à potência mecânica de entrada, então pode-se concluir que

$$\delta(t) \approx \delta_0, \quad t_0 < t < t_1$$

A aplicação de um controle que possibilite a manutenção da potência elétrica de saída em qualquer distúrbio, incluindo faltas, possibilita manter a velocidade do rotor próxima à velocidade pré-falta e também mantém o ângulo δ próximo do seu valor de equilíbrio nas condições normais de operação.

3.3.2 Redução das oscilações no torque elétrico (T_e) da máquina

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (3.38)$$

De acordo com a teoria apresentada em (NEVES; DAVID; AZEVEDO, 2016), tem-se que, para faltas equilibradas e desequilibradas (falta trifásica, bifásica ou monofásica), surgirão termos oscilantes de potência ativa e reativa, tal afirmação é dada pela seguinte análise

$$\begin{aligned} \vec{v}_s &= \vec{v}_+ + \vec{v}_- \\ &= V_+ \cdot e^{+j\omega t} \cdot e^{j\varphi_{v+}} + V_- \cdot e^{-j\omega t} \cdot e^{j\varphi_{v-}} \end{aligned} \quad (3.39)$$

A equação (3.39) é o fasor espacial da tensão nos terminais da máquina, o mesmo leva em conta apenas as componentes de sequência positiva e negativa. A componente de sequência zero é nula quando se representa a tensão em forma de fasor espacial.

Considerando para o cálculo da potência apenas a corrente de sequência positiva, dada por $\vec{i}_{+1} = I_{+1} \cdot e^{j\varphi_{i+1}} \cdot e^{+j\omega t}$, tem-se

$$\hat{S} = (\vec{v}_+ + \vec{v}_-) \cdot (\vec{i}_{+1})^\dagger + \vec{V}_0 \cdot (\vec{I}_{+1,a} + \vec{I}_{+1,b} + \vec{I}_{+1,c})^\dagger \quad (3.40)$$

Da equação (3.40), o termo $\vec{V}_0 \cdot (\vec{I}_{+1,a} + \vec{I}_{+1,b} + \vec{I}_{+1,c})^\dagger$ é nulo, pois as correntes são equilibradas, logo chega-se a

$$\hat{S} = V_+ \cdot I_{+1} \cdot e^{j(\varphi_{v+} - \varphi_{i+1})} + V_- \cdot I_{+1} \cdot e^{j(\varphi_{v-} - \varphi_{i+1})} \cdot e^{-2j\omega t} \quad (3.41)$$

Deseja-se cancelar o segundo termo da Equação (3.41). Isso é feito injetando, no ponto de conexão entre o conversor e a rede, componentes harmônicas de corrente que anulam o segundo termo. Considerando conhecida a potência desejada (constante no valor de pré-falta)

$\widehat{S}^* = P^* + jQ^*$. Determina-se i^* igualando o primeiro termo da Equação (3.41) a potência desejada. Tem-se então

$$\begin{aligned}\widehat{S}^* &= P^* + jQ^* \\ &= (\vec{v}_+ + \vec{v}_-).(\vec{i}^*)^\dagger\end{aligned}\quad (3.42)$$

no qual (*) representa o valor de referência; (†), o complexo conjugado.

O segundo termo da expressão (3.41) é cancelado através da imposição de correntes, na saída do estator da máquina, com componentes harmônicas dada pelo vetor espacial de corrente harmônica de sequência positiva (\vec{i}_{+h}). Isso é obtido através do inversor que se encontra no ponto de acoplamento comum (ponto de conexão do inversor com a rede). A potência complexa produzida pela componente harmônica da corrente (\vec{i}_{+h}) é dada por

$$\widehat{S}_{i_{+h}} = V_+.I_{+h}.e^{j(\varphi_{v_+} - \varphi_{i_{+h}})}.e^{j(1-h)\omega t} + V_-.I_{+h}.e^{j(\varphi_{v_-} - \varphi_{i_{+h}})}.e^{-j(1+h)\omega t} \quad (3.43)$$

Com isso, seguindo ainda a teoria apresentada em (NEVES; DAVID; AZEVEDO, 2016), a expressão da potência complexa de referência é dada por

$$\widehat{S}^* = (\vec{v}_+ + \vec{v}_-).(\vec{i}_{+1} + \vec{i}_{+3} + \vec{i}_{+5} + \dots)^\dagger \quad (3.44)$$

com $h = 1, 3, 5, 7, 9, \dots$ (ímpar), no qual deduz-se da equação (3.42) e (3.44) que

$$\vec{i}^* = (\vec{i}_{+1} + \vec{i}_{+3} + \vec{i}_{+5} + \dots) \quad (3.45)$$

o VTHD do vetor espacial corrente de referência pode ser obtido por

$$VTHD = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_+}{V_-}\right)^2 - 1}} \quad (3.46)$$

Deve-se atentar ao fato de que as componentes harmônicas de \vec{i}^* , equação (3.45), são equilibradas e de sequência positiva, ou seja, possuem a seguinte forma

$$\begin{aligned}i_{+h,a} &= I_{+h}.e^{j(+h\omega t + \varphi_{+h,a})} \\ i_{+h,b} &= I_{+h}.e^{j(+h\omega t + \varphi_{+h,b} - 120^\circ)} \\ i_{+h,c} &= I_{+h}.e^{j(+h\omega t + \varphi_{+h,c} + 120^\circ)}\end{aligned}\quad (3.47)$$

Percebe-se então que, se houver componente de tensão de sequência zero no momento da falta, a influência da tensão de sequência zero sobre a potência ativa e reativa é nula, pois

$$\vec{V}_0.(\vec{I}_{+h,a} + \vec{I}_{+h,b} + \vec{I}_{+h,c})^\dagger = 0 \quad (3.48)$$

Sendo assim, conclui-se então que a teoria abordada na pesquisa é aplicável a qualquer tipo de falta.

Expressando a equação (3.44) em termos das coordenadas de eixo estacionário $\alpha - \beta$

$$\begin{aligned}\hat{S}^* &= (\vec{v}_+ + \vec{v}_-).(\vec{i}_{+1} + \vec{i}_{+3} + \vec{i}_{+5} + \dots)^\dagger \\ &= (v_\alpha + jv_\beta).(i_\alpha - ji_\beta)\end{aligned}\quad (3.49)$$

Uma característica importante de \vec{i}^* é que a mesma não possui componente homopolar, ou seja,

$$i_0 = 0$$

já que tanto a componente fundamental das fases abc bem como as componentes harmônicas são defasadas de 120° entre si.

Sendo conhecida a potência de referência bem como a tensão nos terminais da máquina, o vetor corrente de referência necessário para impor uma potência complexa constante na saída dos terminais da máquina é obtido por

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}^2|} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix}\quad (3.50)$$

Se V_- for muito grande, o VTHD da corrente injetada será elevado, podendo o conversor não ser capaz de suprir tal conteúdo harmônico. Uma estratégia para limitar esse efeito é usar uma tensão \vec{v} parcialmente influenciada pela tensão de sequência negativa, dada por

$$\vec{v}_\mu = \vec{v}_+ + (1 - \mu)\vec{v}_- \quad ; \quad 0 \leq \mu \leq 1 \quad (3.51)$$

$$\begin{cases} \mu = 0 \Rightarrow \text{Correntes distorcidas, mas } P \text{ e } Q \text{ constantes;} \\ \mu = 1 \Rightarrow \text{Correntes FFPS, mas } P \text{ e } Q \text{ oscilam.} \end{cases}$$

como consequência as potências não serão mais constantes se $\mu \neq 0$.

Sendo assim, a equação (3.44) torna-se então

$$\hat{S}^* = (\vec{v}_+ + (1 - \mu)\vec{v}_-).(\vec{i}_{+1} + \vec{i}_{+3} + \vec{i}_{+5} + \dots)^\dagger \quad (3.52)$$

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta}^* = \begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}^2|} \begin{bmatrix} v_{\mu\alpha} & v_{\mu\beta} \\ v_{\mu\beta} & -v_{\mu\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

O VTHD do vetor corrente de referência agora pode ser escrito da seguinte forma

$$VTHD = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{V_+}{(1-\mu)V_-}\right)^2 - 1}} \quad (3.54)$$

A Figura ilustra, por meio de um diagrama de blocos, a representação da equação (3.53) vista na simulação do problema.

De acordo com a Figura , deve-se impor um retardo nos sinais de potência, pois deseja-se que, após alguma perturbação, a potência nos terminais da máquina não varie significativamente em um curto intervalo de tempo. Isso é feito com a aplicação de um LPF lento. Sendo assim, a corrente $\vec{i}_{s,\alpha\beta 0}^*$ é dada por

$$\begin{bmatrix} i_{s,\alpha}^* \\ i_{s,\beta}^* \\ i_{s,0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

O cancelamento do segundo termo da Equação (3.41) é satisfeito de acordo com a diferença entre a corrente que flui pela rede I_{rede} e a corrente de referência desejada no estator da máquina I_s , conforme visto na Figura 15 e representado por meio do diagrama de blocos da Figura . Tratou-se até agora de apresentar a teoria utilizada nesta pesquisa. Na próxima subseção serão apresentados os resultados obtidos em simulações. Tais resultados comprovam a teoria abordada nesta pesquisa.

3.4 DESENVOLVIMENTO TEÓRICO

Com base no exposto acima, deduz-se que no momento da perturbação e atingido o RPS, obtêm-se:

- Equações de Tensão V_s de sequência positiva, negativa e zero:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{+,s} &= V_+ \cdot e^{j\theta_+} \\ \mathbf{V}_{-,s} &= V_- \cdot e^{j\theta_-} \\ \mathbf{V}_{0,s} &= V_0 \cdot e^{j\theta_0} \end{aligned} \quad (3.56)$$

- Equações da Corrente I_g de sequência positiva, negativa e zero:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{+,g} &= I_+ \cdot e^{j\varphi_{g+}} \\ \mathbf{I}_{-,g} &= I_- \cdot e^{j\varphi_{g-}} \\ \mathbf{I}_{0,g} &= I_0 \cdot e^{j\varphi_{g0}} \end{aligned} \quad (3.57)$$

Os valores de V_s e I_g de sequência positiva, negativa e zero permanecerão iguais aos valores apresentados nas equações (3.56) e (3.57) durante a perturbação, ou seja, independente do valor de corrente que o inversor injetar na rede, I_g só dependerá de V_s e como a mesma não varia, já que são impostas fontes ideais, I_g também não varia (considerando a análise fasorial).

A representação e vetores espaciais de V_s e I_g , considerando transformação invariante em potência, é dado por

- Equações de Tensão V_s em $\alpha\beta 0$:

$$v_{s,0} = V_0 \cdot \frac{(e^{j(\omega t + \theta_0)} + e^{-j(\omega t + \theta_0)})}{2} \quad (3.58)$$

$$\vec{v}_{s,\alpha\beta} = V_+ \cdot e^{j(\omega t + \theta_+)} + V_- \cdot e^{-j(\omega t + \theta_-)} \quad (3.59)$$

- Equações da Corrente I_g em $\alpha\beta 0$:

$$i_{g,0} = I_0 \cdot \frac{(e^{j(\omega t + \varphi_{g0})} + e^{-j(\omega t + \varphi_{g0})})}{2} \quad (3.60)$$

$$\vec{i}_{g,\alpha\beta} = I_+ \cdot e^{j(\omega t + \varphi_{g+})} + I_- \cdot e^{-j(\omega t + \varphi_{g-})} \quad (3.61)$$

- A potência complexa \hat{S}_g é dada por:

$$\hat{S}_g = \vec{v}_{s,\alpha\beta} \cdot \vec{i}_{g,\alpha\beta} + v_{s,0} \cdot i_{g,0} \quad (3.62)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_g &= (V_+ \cdot e^{+j\omega t} \cdot e^{j\theta_+} + V_- \cdot e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\theta_-}) \cdot (I_+ \cdot e^{+j\omega t} \cdot e^{j\varphi_{g+}} + I_- \cdot e^{-j\omega t} \cdot e^{-j\varphi_{g-}})^\dagger + \\ &V_0 \cdot I_0 \cdot [\cos(\omega t + \theta_0) \cdot \cos(\omega t + \varphi_{g0}) + j \cos(\omega t + \theta_0) \cdot \text{sen}(\omega t + \varphi_{g0})] \\ &= V_+ \cdot I_+ \cdot e^{j(\theta_+ - \varphi_{g+})} + V_+ \cdot I_- \cdot e^{j2\omega t} \cdot e^{j(\theta_+ + \varphi_{g+})} + V_- \cdot I_+ \cdot e^{-j(\theta_- + \varphi_{g-})} + \\ &V_- \cdot I_- \cdot e^{-j2\omega t} \cdot e^{-j(\theta_- - \varphi_{g-})} + 0,5 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot e^{-j(\theta_0 - \varphi_{g0})} + 0,5 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot e^{j2\omega t} \cdot e^{j(\theta_0 + \varphi_{g0})} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Observa-se da equação (3.63) a presença de termos de potência constante e termos de potência oscilatório. Por questões de simplificação, nomeia-se cada termo da equação por:

- Termos de Potência constante de \hat{S}_g :

$$\begin{cases} \bar{S}_{g+} = \bar{P}_{g+} + j\bar{Q}_{g+} = V_+ \cdot I_+ \cdot e^{j(\theta_+ - \varphi_{g+})}; \\ \bar{S}_{g-} = \bar{P}_{g-} + j\bar{Q}_{g-} = V_- \cdot I_- \cdot e^{-j(\theta_- - \varphi_{g-})}; \\ \bar{S}_{g0} = \bar{P}_{g0} + j\bar{Q}_{g0} = V_0 \cdot I_0 \cdot e^{j(\theta_0 - \varphi_{g0})}. \end{cases}$$

- Termos de Potência oscilante de \hat{S}_g :

$$\begin{cases} \tilde{S}_{g+} = \tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+} = V_+ \cdot I_- \cdot e^{j2\omega t} \cdot e^{j(\theta_+ + \varphi_{g+})}; \\ \tilde{S}_{g-} = \tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-} = V_- \cdot I_+ \cdot e^{-j2\omega t} \cdot e^{-j(\theta_- + \varphi_{g-})}; \\ \tilde{S}_{g0} = \tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0} = 0,5 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot e^{j2\omega t} \cdot e^{j(\theta_0 + \varphi_{g0})}. \end{cases}$$

As análises seguintes considera que a potência $\hat{S}_g = P_g + jQ_g$ permanecerá constante durante a perturbação, já que é considerado que V_s e I_g não variam durante a falta. Como já foi

visto no capítulo 1, a corrente desejada é obtida pela equação (3.53) do mesmo capítulo. De acordo com a Figura ??, a corrente I_{inv}^* é dada por

$$I_{inv}^* = I_g - I_s^* \quad (3.64)$$

Desenvolvendo a equação (3.64) em termos dos eixos $\alpha\beta 0$, chega-se a

$$\vec{i}_{inv,\alpha\beta 0}^* = (\vec{i}_{g+} + \vec{i}_{g-} + i_{g0}) - (\vec{i}_{+1s}^* + \vec{i}_{+3s}^* + \vec{i}_{+5s}^* + \dots) \quad (3.65)$$

A corrente do inversor desejada é dada pela equação (3.65). Para os casos em que se faz necessário a limitação da corrente do inversor, bem como outras técnicas de reduzir a gravidade das perturbações, a cada termo de corrente em $\vec{i}_{inv,\alpha\beta 0}^*$ multiplica-se um fator k^i , conforme a seguinte equação

$$\vec{i}_{inv,\alpha\beta 0}^{**} = k^+ \cdot \vec{i}_{g+} + k^- \cdot \vec{i}_{g-} + k^0 \cdot i_{g0} - k^* (\vec{i}_{+1s}^* + \vec{i}_{+3s}^* + \vec{i}_{+5s}^* + \dots) \quad (3.66)$$

Da equação (3.66), i_s é dada por

$$\begin{aligned} \vec{i}_{s,\alpha\beta 0}^{**} &= \vec{i}_{g,\alpha\beta 0} - \vec{i}_{inv,\alpha\beta 0}^{**} \\ &= (\vec{i}_{g+} + \vec{i}_{g-} + i_{g0}) - [k^+ \cdot \vec{i}_{g+} + k^- \cdot \vec{i}_{g-} + k^0 \cdot i_{g0} - k^* \cdot \vec{i}_s^*] \\ &= (1 - k^+) \cdot \vec{i}_{g+} + (1 - k^-) \cdot \vec{i}_{g-} + (1 - k^0) \cdot i_{g0} + k^* \cdot \vec{i}_s^* \end{aligned} \quad (3.67)$$

onde (**) denota valor de referência limitado.

Fazendo,

$$\begin{cases} \bar{k}^+ = (1 - k^+); \\ \bar{k}^- = (1 - k^-); \\ \bar{k}^0 = (1 - k^0). \end{cases}$$

reescreve-se a equação (3.67) como sendo

$$\vec{i}_{s,\alpha\beta 0}^{**} = \bar{k}^+ \cdot \vec{i}_{g+} + \bar{k}^- \cdot \vec{i}_{g-} + \bar{k}^0 \cdot i_{g0} + k^* (\vec{i}_{+1s}^* + \vec{i}_{+3s}^* + \vec{i}_{+5s}^* + \dots) \quad (3.68)$$

Os valores de k^i se encontram no intervalo de $[0, 1]$. Será analisado os diferentes tipos de escolha para os valores de k^i , bem como os impactos causados na simulação do problema. Da equação (3.49) do capítulo 1, supondo $\mu = 0$, tem-se que

$$\begin{aligned} \widehat{S}^* &= (\vec{v}_+ + \vec{v}_-) \cdot k^* (\vec{i}_{+1}^* + \vec{i}_{+3}^* + \vec{i}_{+5}^* + \dots)^\dagger \\ &= k^* \cdot (\vec{v}_+ + \vec{v}_-) (\vec{i}_{+1}^* + \vec{i}_{+3}^* + \vec{i}_{+5}^* + \dots)^\dagger \\ &= k^* \cdot (P_s^* + jQ_s^*) \Rightarrow \text{Termo Constante} \end{aligned} \quad (3.69)$$

Fazendo-se agora uma nova definição em que, para P_s^* e Q_s^* , é definido um novo k^* para a potência ativa e outro para a reativa, k_P^* e k_Q^* , respectivamente. Pode-se ainda ter $k_P^* \neq k_Q^*$, mais a frente será esclarecido o motivo dessa separação.

Partindo das análises e premissas anteriores, as potências \widehat{S}_g , \widehat{S}_s e \widehat{S}_{inv} são dadas por

$$\begin{aligned}\widehat{S}_g &= (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) + \\ &\quad (\tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+}) + (\tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-}) + (\tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0})\end{aligned}\quad (3.70)$$

$$\begin{aligned}\widehat{S}_{inv} &= k^+ \cdot (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + k^- \cdot (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + k^0 \cdot (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) + \\ &\quad k^- \cdot (\tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+}) + k^+ \cdot (\tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-}) + k^0 (\tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0}) - \\ &\quad (k_P^* P_s^* + jk_Q^* Q_s^*)\end{aligned}\quad (3.71)$$

$$\begin{aligned}\widehat{S}_s &= \overline{k}^+ \cdot (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + \overline{k}^- \cdot (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + \overline{k}^0 \cdot (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) + \\ &\quad \overline{k}^- \cdot (\tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+}) + \overline{k}^+ \cdot (\tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-}) + \overline{k}^0 \cdot (\tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0}) + \\ &\quad (k_P^* P_s^* + jk_Q^* Q_s^*)\end{aligned}\quad (3.72)$$

A potência de referência ($S_s^* = P_s^* + jQ_s^*$), que é a potência entregue pela máquina antes da falta, é o valor desejado na saída da máquina, porém, o inversor provavelmente não conseguirá impor tal solicitação. Uma das técnicas, então, é escolher valores de k^i que viabilize uma menor potência na saída do inversor. Após escolher os valores de k^i , deve-se encontrar os valores de k_P^* e k_Q^* de forma a manter a potência média de saída da máquina no valor de pré-falta.

Para valores arbitrários de k^+ , k^- e k^0 , pode-se obter os valores de k_P^* e k_Q^* da seguinte forma

$$\begin{aligned}\widehat{S}_{inv} &= k^+ \cdot (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + k^- \cdot (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + k^0 \cdot (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) - \\ &\quad (k_P^* P_s^* + jk_Q^* Q_s^*)\end{aligned}\quad (3.73)$$

$$\begin{aligned}\widehat{S}_s &= \overline{k}^+ \cdot (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + \overline{k}^- \cdot (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + \overline{k}^0 \cdot (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) + \\ &\quad (k_P^* P_s^* + jk_Q^* Q_s^*)\end{aligned}\quad (3.74)$$

É desejado que

$$\widehat{S}_s = (\overline{P}_s + j\overline{Q}_s) = P_s^* + jQ_s^* \quad (3.75)$$

isso implica em

$$\begin{cases} \overline{k}^+ \cdot \overline{P}_{g+} + \overline{k}^- \cdot \overline{P}_{g-} + \overline{k}^0 \cdot \overline{P}_{g0} + k_P^* P_s^* = P_s^*; \\ \overline{k}^+ \cdot \overline{Q}_{g+} + \overline{k}^- \cdot \overline{Q}_{g-} + \overline{k}^0 \cdot \overline{Q}_{g0} + k_Q^* Q_s^* = Q_s^*. \end{cases} \quad (3.76)$$

que resulta em

$$\begin{cases} k_P^* \cdot P_s^* = P_s^* - (\overline{k}^+ \cdot \overline{P}_{g+} + \overline{k}^- \cdot \overline{P}_{g-} + \overline{k}^0 \cdot \overline{P}_{g0}); \\ k_Q^* \cdot Q_s^* = Q_s^* - (\overline{k}^+ \cdot \overline{Q}_{g+} + \overline{k}^- \cdot \overline{Q}_{g-} + \overline{k}^0 \cdot \overline{Q}_{g0}). \end{cases} \quad (3.77)$$

Do sistema de equações (3.77), as equações (3.73) e (3.74) podem ser reescritas como

$$\begin{aligned}\widehat{S}_{inv} &= (\overline{P}_{g+} + j\overline{Q}_{g+}) + (\overline{P}_{g-} + j\overline{Q}_{g-}) + (\overline{P}_{g0} + j\overline{Q}_{g0}) - (P_s^* + jQ_s^*) \\ &= (\overline{P}_g + j\overline{Q}_g) - (P_s^* + jQ_s^*)\end{aligned}\quad (3.78)$$

$$\widehat{S}_s = P_s^* + jQ_s^* \quad (3.79)$$

Os valores reais de \widehat{S}_{inv} e \widehat{S}_s ficam então

$$\begin{aligned}\widehat{S}_{inv} &= k^-.(\tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+}) + k^+.(\tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-}) + k^0.(\tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0}) + \\ &\quad (\overline{P}_g + j\overline{Q}_g) - (P_s^* + jQ_s^*)\end{aligned}\quad (3.80)$$

$$\begin{aligned}\widehat{S}_s &= \overline{k}^-.(\tilde{P}_{g+} + j\tilde{Q}_{g+}) + \overline{k}^+.(\tilde{P}_{g-} + j\tilde{Q}_{g-}) + \overline{k}^0.(\tilde{P}_{g0} + j\tilde{Q}_{g0}) + \\ &\quad (P_s^* + jQ_s^*)\end{aligned}\quad (3.81)$$

A partir do desenvolvimento teórico apresentado nesta seção, pode-se deduzir algumas particularidades através das escolhas dos valores de k^+ , k^- , k^0 , k_P^* e k_Q^* .

3.4.1 Casos Particulares a Partir das escolhas de k^+ , k^- , k^0 , k_P^* e k_Q^*

Observa-se que a partir dos valores de k^+ , k^- e k^0 , pode-se escolher o quanto de potência para a rede o inversor ou o gerador irá fornecer.

Um caso particular, muito importante para a análise deste trabalho, é quando $k_P^* = [0, 1]$ e $k^+ = k^- = k^0 = 0$ e ainda $k_Q^* = 0$, fazendo com que

$$\widehat{S}_{inv} = -k_P^*.P_s^* - j0 \quad (3.82)$$

Deseja-se com isso que a potência ativa média na saída do gerador seja próxima do valor de pré-falta, pois, assim, é reduzida a aceleração da máquina.

Para garantir que a potência ativa média na saída dos terminais da máquina seja aproximadamente igual a P_s^* , a potência de saída do inversor é dada por

$$\begin{aligned}\widehat{S}_{inv} &= -(P_s^* - \overline{P}_{g+} - \overline{P}_{g-} - \overline{P}_{g0} + j0) \\ &= -P_s^* + \overline{P}_{g+} + \overline{P}_{g-} + \overline{P}_{g0}\end{aligned}\quad (3.83)$$

Isso já reduz bastante a corrente do inversor e mantém a potência média de saída da máquina constante. Caso haja a necessidade de se reduzir ainda mais a corrente do inversor, deve-se reduzir a potência ativa injetada, como na seguinte equação

$$\widehat{S}_{inv} = k_P^{**}(-P_s^* + \overline{P}_{g+} + \overline{P}_{g-} + \overline{P}_{g0}) \quad (3.84)$$

onde,

$$-P_{lim,max} \leq k_P^{**} \cdot (-P_s^* + \bar{P}_{g+} + \bar{P}_{g-} + \bar{P}_{g0}) \leq P_{lim,max}$$

Sendo assim, a corrente injetada pelo inversor, no referencial $\alpha\beta$, é dada por

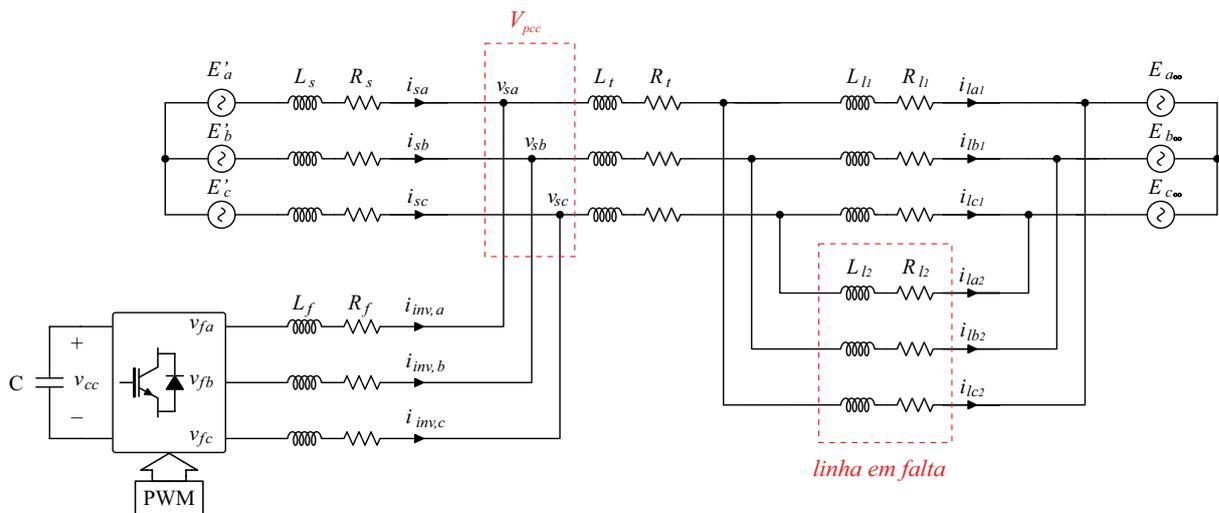
$$\mathbf{i}_{inv,\alpha\beta}^* = \begin{bmatrix} i_{inv,\alpha}^* \\ i_{inv,\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{|\vec{v}|^2} \begin{bmatrix} v_{\mu\alpha} & v_{\mu\beta} \\ v_{\mu\beta} & -v_{\mu\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_P^{**}(-P_s^* + \bar{P}_{g+} + \bar{P}_{g-} + \bar{P}_{g0}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

Os cálculos anteriores foram feitos considerando $\mu = 0$, caso $\mu \neq 0$ o VTHD de i_{inv} irá diminuir, mas a potência ativa média injetada pelo inversor ainda será igual a $k_P^{**}(-P_s^* + \bar{P}_{g+} + \bar{P}_{g-} + \bar{P}_{g0})$. Partindo do desenvolvimento teórico apresentado neste capítulo, faz-se necessário a realização de simulações para comprovar a teoria. Os resultados serão apresentados no capítulo 5.

4 MODELAGEM E SISTEMA DE CONTROLE

Para o projeto do sistema de controle de correntes de saída do inversor shunt em paralelo com o gerador síncrono, faz-se necessário obter o modelo dinâmico do sistema. O sistema considerado para modelagem é exibido na Figura 16.

Figura 16 – Diagrama do sistema analisado



Fonte: próprio autor.

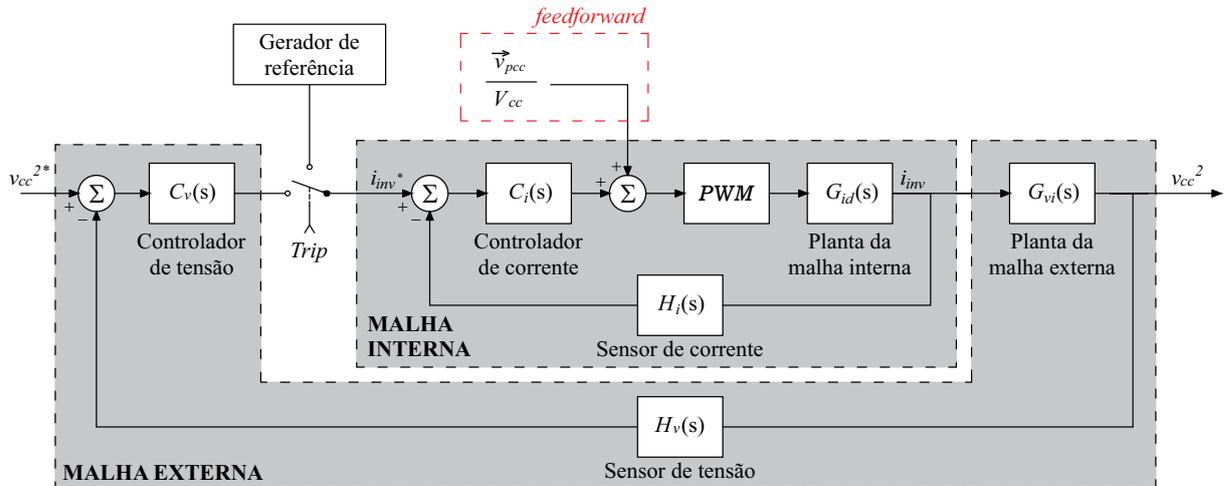
As correntes injetadas na rede $i_{inv,a}$, $i_{inv,b}$ e $i_{inv,c}$, durante uma perturbação de magnitude considerável, é possível que sejam controladas a partir do chaveamento adequado do inversor. Sendo realizado através de sinais modulares por largura de pulso (pulse width modulation - PWM), em que as razões cíclicas são as variáveis manipuladas.

No sistema analisado, a dinâmica do controle de corrente deve ser rápida o suficiente para compensar a perturbação causada no torque elétrico da máquina devido a uma falta na linha.

O controlador de tensão deve atuar somente em condições normais de operação do sistema, regulando apenas a componente CC de tensão do barramento.

Sendo assim, utiliza-se uma estrutura de controle implementada em duas malhas: uma interna rápida de corrente e um externa lenta de tensão. O diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada é apresentada na Figura 17.

Figura 17 – Diagrama de blocos da estrutura de controle utilizada, com malha interna de corrente e malha externa de tensão



Fonte: próprio autor.

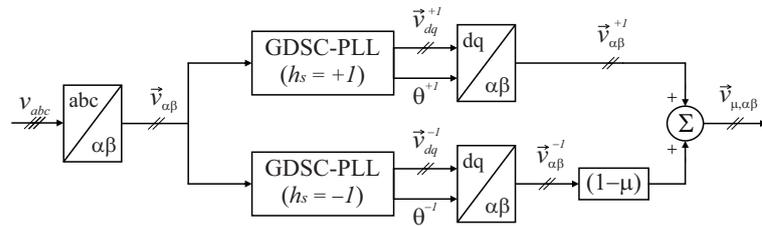
Nas subseções seguintes são apresentados: o funcionamento do bloco de geração de referência, a modelagem da planta da malha interna e a modelagem da planta da malha externa.

4.1 GERAÇÃO DE REFERÊNCIA

Com base nas equações descritas no capítulo anterior, apresenta-se nesta seção a estratégia completa adotada na geração de referência do controle de torque do gerador síncrono. A princípio, realiza-se a medição da tensão nos terminais do gerador ($v_{s,abc}$) e das correntes de rede ($i_{g,abc}$) e de estator ($i_{s,abc}$). Inicialmente deve-se obter o valor instantâneo de $\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}$, conforme Equação (3.51).

A obtenção de $\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}$ se dá inicialmente pela aplicação da transformada de **Clarke** (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951) aos sinais de medidos de tensão (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}), por meio do GDSC-PLL extrai-se as componentes de sequência positiva e negativa de frequência fundamental das tensões medidas. Logo após é aplicada a transformação $dq \rightarrow \alpha\beta$ e somado os sinais de sequência positiva e negativa, porém, o sinal de sequência negativa em referencial $\alpha\beta$ é multiplicado por um fator $(1 - \mu)$, como visto na Equação (3.51).

O diagrama de blocos que representa a obtenção de \vec{v}_{μ} está ilustrado na Figura 18.

Figura 18 – Obtenção de $v_{\mu,\alpha\beta}$.

Fonte: próprio autor.

A partir das medições da tensão terminal do gerador, da corrente de estator e da corrente de rede, calcula-se as potências ativa e reativa de saída do gerador e injetada na rede. A potência ativa e reativa do gerador passam por filtros passa baixas bem lento, com o intuito de guardar a informação da potência de pré-falta por um período de tempo (durante a falta e alguns segundos após a falta).

A potência ativa e reativa injetada na rede passam por **Filtros Média Móvel**, pois, após diversas análises, verificou-se como sendo mais objetivo e simples manter a potência média de saída do gerador igual ao valor de pré-falta, isso pode ser obtido através da diferença entre a potência média injetada na rede e a potência de pré-falta.

Realiza-se então o cálculo conforme Equação (3.78) e obtém-se a potência média de referência do inversor. Porém, deve-se atentar ao limite de potência ($S_{máx}$) no qual o inversor é capaz de fornecer. Isso pode ser realizado através da aplicação de um saturar estático com limites $[-S_{máx}; +S_{máx}]$ na saída do sinal de potência de referência, obtendo-se uma potência de referência (P_{inv}^*), que pode estar saturada.

Procedimento análogo é realizado na potência reativa de referência, porém, o limite superior e inferior do saturador é dinâmico, e é obtido da seguinte forma

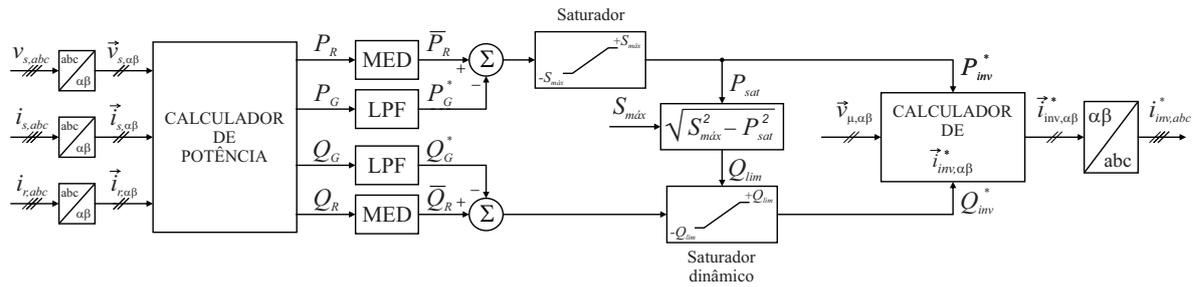
$$Q_{lim} = \sqrt{S_{máx}^2 - P_{inv}^{2*}} \quad (4.1)$$

logo, Q_{inv}^* estará sempre limitado a

$$-Q_{lim} \leq Q_{inv}^* \leq +Q_{lim}$$

Após a obtenção de $\vec{v}_{\mu,\alpha\beta}$, P_{inv}^* e Q_{inv}^* , aplica-se a Equação (3.53) e obtém-se a corrente de referência do inversor em $\alpha\beta$. Logo após, aplica-se a transformação $\alpha\beta \rightarrow abc$ e obtém-se $i_{inv,abc}^*$.

O diagrama de blocos que representa a obtenção de $i_{inv,abc}^*$ está ilustrado na Figura 19.

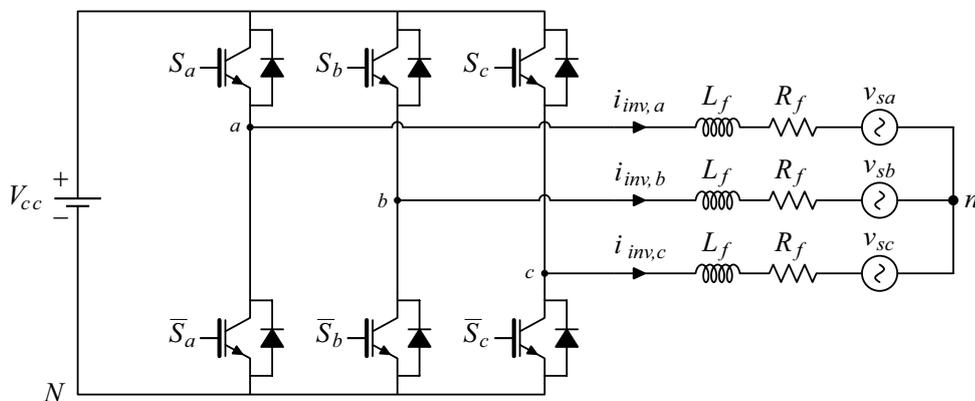
Figura 19 – Obtenção de i_{inv}^* .

Fonte: próprio autor.

4.2 MALHA INTERNA DE CORRENTE

A modelagem da malha interna de corrente segue a abordagem realizada por (LIMONGI, 2006), onde utiliza-se a lei de Kirchhoff para as tensões e correntes na Figura 20 no PCC. Sendo a dinâmica de corrente na saída do inversor mais rápida que a dinâmica da malha de tensão, é conveniente desprezar a dinâmica de carga e descarga do capacitor do barramento CC e substituí-lo por uma fonte de tensão constante. Dessa forma, analisando o circuito apresentado na Figura 20, pode-se encontrar 3 equações diferenciais no referencial abc

Figura 20 – Sistema utilizada para modelagem da malha de corrente.



Fonte: próprio autor.

$$\begin{cases} v_{aN} = R_f i_{fa} + L_f \frac{d}{dt} i_{fa} + v_{sa} + V_{nN} \\ v_{bN} = R_f i_{fb} + L_f \frac{d}{dt} i_{fb} + v_{sb} + V_{nN} \\ v_{cN} = R_f i_{fc} + L_f \frac{d}{dt} i_{fc} + v_{sc} + V_{nN} \end{cases} \quad (4.2)$$

Somando as 3 equações, e considerando que as tensões no PCC são equilibradas ($v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0$) e que em um sistema a 3 fios não existe componente de sequência homopolar ($i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0$), chega-se ao seguinte resultado

$$V_{nN} = \frac{1}{3}(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) \quad (4.3)$$

Substituindo a equação (4.3) na primeira equação do sistema em (4.2) e isolando $\frac{d}{dt}i_{fa}$, obtém-se a seguinte equação diferencial:

$$\frac{d}{dt}i_{fa} = -\frac{R_f}{L_f}i_{fa} + \frac{2}{3L_f}v_{aN} - \frac{1}{3L_f}v_{bN} - \frac{1}{3L_f}v_{cN} - \frac{1}{L_f}v_{sa} \quad (4.4)$$

Analogamente, é possível obter expressões que definem $\frac{d}{dt}i_{fb}$ e $\frac{d}{dt}i_{fc}$. Arranjando as expressões em formato matricial, tem-se

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{1}{3L_f} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

A função de chaveamento c_k , onde $k = a, b, c$ representa o braço do inversor, é definida por:

$$c_k = \begin{cases} 1 & \text{se a chave } S_k \text{ está fechada e } \bar{S}_k \text{ está aberta} \\ 0 & \text{se a chave } S_k \text{ está aberta e } \bar{S}_k \text{ está fechada} \end{cases} \quad (4.6)$$

Com isso, pode-se definir as tensões de polo v_{kN} em função do estado das chaves, sendo determinadas pelos sinais S_k e \bar{S}_k . Para isso, utiliza-se a seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

A função de estado de chaveamento d_{kn} (do inglês "switching state function") é definida como

$$d_{kn} = c_k - \frac{1}{3}(c_a + c_b + c_c), \quad (4.8)$$

onde a sua representação matricial é dada por

$$\begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Substituindo (4.7) e (4.9) em (4.5), tem-se a seguinte equação matricial:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

É possível escrever o modelo calculado em (4.10) no referencial $\alpha\beta 0$. Em sistemas que não apresentam componentes homopolares, a abordagem no modelo $\alpha\beta 0$ possibilita o projeto de controladores no domínio vetorial (NETO, 2018). Aplicando a transformada de Clarke em ambos os lados da Equação (4.10), obtém-se

$$[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(abc)}] = -\frac{R_f}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(abc)}] + \frac{V_{cc}}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [d_{(abc)}] - \frac{1}{L_f} [T_{\alpha\beta 0}] [v_{(abc)}]. \quad (4.11)$$

Considerando que o sistema não possui componentes homopolares e sabendo que $[T_{\alpha\beta 0}] \frac{d}{dt} [i_{f(abc)}] = \frac{d}{dt} [T_{\alpha\beta 0}] [i_{f(abc)}]$, pode-se representar o modelo em $\alpha\beta$ por

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = -\frac{R_f}{L_f} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} + \frac{V_{cc}}{L_f} \begin{bmatrix} d_{\alpha} \\ d_{\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

possibilitando uma análise no domínio vetorial através da seguinte equação:

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{f\alpha\beta} = -\frac{R_f}{L_f} \vec{i}_{f\alpha\beta} + \frac{V_{cc}}{L_f} \vec{d}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_f} \vec{v}_{s\alpha\beta} \quad (4.13)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (4.13) e isolando $\vec{I}_f(s)$, obtém-se

$$\begin{aligned} \left(\frac{R_f}{L_f} + s \right) \cdot \vec{I}_f(s) &= \frac{V_{cc}}{L_f} \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \frac{1}{L_f} \cdot \vec{V}_s(s), \\ \vec{I}_f(s) &= \frac{\frac{V_{cc}}{L_f}}{\left(\frac{R_f}{L_f} + s \right)} \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) - \frac{\frac{1}{L_f}}{\left(\frac{R_f}{L_f} + s \right)} \cdot \vec{V}_s(s) \end{aligned} \quad (4.14)$$

Escrevendo a Equação (4.14) de forma simplificada

$$\vec{I}_f(s) = G_{id}(s) \cdot \vec{D}_{\alpha\beta}(s) + G_d(s) \cdot \vec{V}_s(s) \quad (4.15)$$

em que

$$G_{id}(s) = -V_{cc} \cdot G_d(s) = \frac{\frac{V_{cc}}{R_f}}{1 + \frac{L_f}{R_f} s}. \quad (4.16)$$

Uma outra abordagem para simplificação da Equação (4.5) é apresentada logo abaixo, de modo a complementar a utilização de PWM regular trifásico simétrico. A tensão fase-neutro

da rede (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) é avaliada em função das tensões de polo do inversor (v_{aN} , v_{bN} e v_{cN}), obtendo-se

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_P \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

A matriz P da Equação (4.17) é singular, implicando em várias soluções para o sistema (NETO, 2018). Um conjunto de soluções pode ser obtido ao considerar que as tensões de polo do inversor possuem uma componente de modo diferencial (v_{MDk}) e uma componente de modo comum (v_{MC}), ou seja:

$$v_{kN} = v_{MDk} + v_{MC}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.18)$$

Substituindo (4.18) em (4.17), as componentes de modo comum são canceladas, obtendo-se

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDc} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{MDa} + \frac{2}{3}v_{MDb} - \frac{1}{3}v_{MDc} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{MDa} - \frac{1}{3}v_{MDb} + \frac{2}{3}v_{MDc} \end{cases} \quad (4.19)$$

Sabendo-se que $v_{MDa} + v_{MDb} + v_{MDc} = 0$, a Equação (4.19) pode ser manipulada de forma a obter-se $v_{an} = v_{MDa}$, $v_{bn} = v_{MDb}$ e $v_{cn} = v_{MDc}$. Tem-se ainda que, ao considerar valores médios

$$\bar{v}_{kN} = V_{cc} \cdot d_k, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.20)$$

onde d_k representa a razão cíclica da chave S_k . Utilizando as Equações (4.20) e (4.18), chega-se a seguinte expressão

$$\bar{v}_{kN} = V_{cc} \cdot d_k = \bar{v}_{MDk} + \bar{v}_{MC} = \bar{v}_{kn} + \bar{v}_{nN}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.21)$$

Isolando-se d_k da Equação (4.21), a expressão que calcula a razão cíclica é dada por

$$d_k = \frac{\bar{v}_{kn}}{V_{cc}} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} = d_{kn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}}, \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.22)$$

Para os valores médios de v_{an} , v_{bn} e v_{cn} na Equação (4.17), utilizando-se a Equação (4.22), obtém-se a seguinte análise

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{V_{cc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{an} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \\ d_{bn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \\ d_{cn} + \frac{\bar{v}_{nN}}{V_{cc}} \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

resolvendo (4.23), chega-se a

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = V_{cc} \begin{bmatrix} d_{an} \\ d_{bn} \\ d_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$d_k = d_{kn} + \left(\frac{d_{med}}{2} + \frac{1}{2} \right), \quad \text{para } k = a, b, c. \quad (4.25)$$

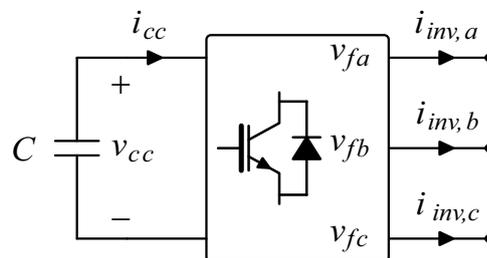
4.3 MALHA EXTERNA DE TENSÃO

Na topologia de inversor adotada, o capacitor C deve armazenar energia em situações de falta, pois a potência de transferência entre o gerador e a rede diminui e o inversor deve compensar essa diminuição absorvendo potência do PCC. Em situação normal, a energia do capacitor deve ser tal que mantenha a tensão do mesmo no valor pré-determinado.

Em resumo, nas condições normais de operação da rede, a tensão do capacitor deve ser mantida em valor pré-determinado, ou seja, o controle do inversor deve atuar apenas para controlar a tensão do barramento CC. Já nas condições anormais de operação (faltas, perda de carga, aberturas de linhas) o controle deve atuar estritamente visando diminuir as oscilações de potência de saída do gerador, com isso, o inversor poderá absorver e/ou fornecer energia ao sistema afim de manter a potência média de saída do gerador próxima do valor medido anteriormente ao distúrbio.

Para a modelagem da malha externa de tensão, ou seja, da resposta dinâmica da tensão no barramento CC em função das correntes de saída do inversor, conforme diagrama apresentado Figura 21, é desprezada as perdas no inversor, as potências de entrada e saída do inversor devem manter o equilíbrio para que a tensão média no capacitor seja constante em condições normais de operação do gerador.

Figura 21 – Sistema utilizada para modelagem da malha de tensão.



Fonte: próprio autor.

Fazendo uma análise do balanço de potência do inversor da Figura 21, obtêm-se

$$P_{entrada} = P_{saída} \rightarrow v_{cc} \cdot i_{cc} = v_{fa} i_{fa} + v_{fb} i_{fb} + v_{fc} i_{fc} \quad (4.26)$$

A relação entre tensão e corrente no capacitor, sendo o sentido da corrente entrando no polo positivo, é dada por

$$i_{cap} = C \cdot \frac{dv_{cap}}{dt} \quad (4.27)$$

De acordo com o sentido da corrente no capacitor adotado (saindo do capacitor), tem-se que

$$i_{cc} = -i_{cap} = -C \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} \quad (4.28)$$

Substituindo (4.26) em (4.28), obtém-se

$$-v_{cc} \cdot C \cdot \frac{dv_{cc}}{dt} = v_{fa}i_{fa} + v_{fb}i_{fb} + v_{fc}i_{fc}. \quad (4.29)$$

Sendo $v_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{2} \frac{dv_{cc}^2}{dt}$, por simplicidade, representa-se a dinâmica do quadrado da tensão no capacitor v_{cc}^2 sendo utilizada para modelagem da planta da malha externa. Isso torna a equação dinâmica da planta linear, conforme equação a seguir

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = v_{fa}i_{inv,a} + v_{fb}i_{inv,b} + v_{fc}i_{inv,c}. \quad (4.30)$$

Representando a potência de saída do conversor pelo produto matricial do vetor tensão ($[v_{f(abc)}]^T$) e corrente ($[i_{inv(abc)}]$), a Equação (4.30) pode ser reescrita como

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = [v_{f(abc)}]^T \cdot [i_{inv(abc)}]. \quad (4.31)$$

Aplicando a Transformada de Clarke (Equação (3.8)) ao modelo em abc da Equação (4.31), obtém-se

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = ([T_{\alpha\beta 0}][v_{f(abc)}])^T \cdot ([T_{\alpha\beta 0}][i_{f(abc)}]) \quad (4.32)$$

simplificando,

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{cc}^2}{dt} = ([v_{f(abc)}])^T \cdot ([i_{inv(abc)}]). \quad (4.33)$$

Para um sistema sem componente homopolar, pode-se simplificar (4.33) por

$$\frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{2}{C}(v_{f\alpha}i_{f\alpha} + v_{f\beta}i_{f\beta}). \quad (4.34)$$

Torna-se interessante modelar a tensão do barramento CC em função da potência trifásica na saída do inversor, com isso a planta controlada apresenta um comportamento linear (NETO, 2018). Sendo assim, tem-se

$$\frac{dv_{cc}^2}{dt} = -\frac{2}{C}(v_{f\alpha}i_{f\alpha} + v_{f\beta}i_{f\beta}) = -\frac{2}{C}P_{3\phi}. \quad (4.35)$$

Aplicando a transformada de Laplace na Equação 4.35 e isolando $V_{cc}^2(s)/P_{3\phi}(s)$, obtém-se

$$G_{vp}(s) = \frac{V_{cc}^2(s)}{P_{3\phi}(s)} = -\frac{2}{Cs}. \quad (4.36)$$

4.4 CONTROLE DA CORRENTE DE SAÍDA

O controle de corrente deve ser capaz de fornecer correntes de sequência fundamenta e harmônicas de sequência positiva e de ordem $h = 3, 5, 7$ e 9 . Adotou-se uma estrutura baseada em integrador senoidal.

Uma solução viável é a utilização de integradores generalizados de segunda ordem, ou SOGIs (*second-order generalized integrators*), pois os esforços computacionais produzidos na aplicação dessa estratégia de controle são menores se comparado com outras semelhantes (NETO, 2018).

A função de transferência do SOGI é definida por

$$C_{SOGI}^{(\pm\omega_0)} = \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (4.37)$$

para um par de frequências $\pm\omega_0$, a ação ressonante desse integrador generalizado apresenta ganho infinito, garantindo, assim, erro nulo em regime permanente para referências de sinais senoidais com frequência ω_0 de sequência positiva e negativa.

Essa estrutura é conhecida como integrador de sinais senoidais (*sinusoidal signal integrators* - SSI) e pode ser combinada com uma ação proporcional em paralelo, o que permite aumentar a estabilidade relativa do sistema no qual é aplicado. Esse controlador, denominado P-SSI, pode ser acrescido de mais estruturas SSI, com diferentes referências de frequência, e formar um controle seletivo em frequência (NETO, 2018).

4.5 CONTROLE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC

Se comparada à malha de controle das correntes, a regulação da tensão do capacitor é realizada de forma lenta. Sendo assim, a malha interna pode ser aproximada por $1/H_i(s)$, onde $H_i(s)$ é a função transferência do sensor com filtro *anti-aliasing*. Representa-se o diagrama de blocos da malha externa como na Figura abaixo

Com a finalidade de reduzir o erro e_v da tensão do barramento CC, o controlador de tensão deve calcular a potência $p_{3\phi}^*$ necessária à manutenção do nível de tensão no barramento. A partir do valor de $p_{3\phi}^*$ obtém-se a corrente i_{inv}^* , necessária para manter a tensão no barramento CC constante e suprir perdas internas no inversor.

Considerando ganhos unitários dos sensores de correntes e filtro *anti-aliasing* da malha interna com banda de passagem elevada, tem-se que $i_{inv,abc} = i_{inv,abc}^*$.

A função de transferência do sensor de tensão com filtro *anti-aliasing* é dada por

$$H_v(s) = K_{Hv} \cdot \frac{\omega_{Hv}}{s + \omega_{Hv}}, \quad (4.38)$$

em que K_{Hv} é o ganho do sensor e ω_{Hv} é a frequência de corte do filtro. Os parâmetros considerados no projeto do controlador de tensão estão exibidos na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do projeto do controlador de tensão.

Parâmetros da Malha Externa			
C	K_{Hv}	ω_{Hv}	$1/T_s$
(mF)	(V/V)	$\times 10^3(\text{rad/s})$	(kHz)
4,7	1	$2\pi 5,1$	17,28

Utiliza-se a estratégia de aproximação em frequência para projeto do controlador de tensão. É possível aplicar metodologias de projeto baseadas no diagrama de Bode a sistemas de tempo discreto por meio dessa técnica, sendo implementada conforme os passos mencionados a seguir

- 1) Discretiza-se a planta $G_p(s) = G_{vp}(s)H_v(s)$ utilizando ZOH (*zero-order hold*); [$G_p(s) \rightarrow G_p(z)$]
- 2) Converte-se a função de transferência $G_p(z)$ para um domínio contínuo auxiliar ω através do método de Tustin; [$G_p(z) \rightarrow G_p(\omega)$]
- 3) Projeta-se o controlador $C_v(\omega)$ no domínio ω empregando o diagrama de Bode;
- 4) Discretiza-se o controlador utilizando novamente o método de Tustin. [$G_p(\omega) \rightarrow G_p(z)$]

A Função de transferência da planta no domínio ω , que resulta da aplicação das etapas descritas, é dada por

$$G_p(\omega) = \frac{0,002628\omega^2 + 219,5\omega - 1,073 \cdot 10^7}{\omega^2 + 2,52 \cdot 10^4\omega + 4,835 \cdot 10^{-8}} \quad (4.39)$$

Observa-se que $G_p(\omega)$ apresenta um polo em $\omega \approx 0$, porém, ao considerar um inversor real, esse polo se distancia ainda mais da origem ao considerar as perdas do inversor. Sendo assim, visto que a tensão do barramento CC deve ser constante e que a planta $G_p(\omega)$ não possui polo na origem, é possível utilizar um controlador proporcional-integral (PI) e obter erro nulo em regime permanente para o controle de tensão do barramento CC.

Para que a dinâmica do controle das correntes não seja comprometida pela regulação do barramento CC, o controlador PI de tensão deve ser sintonizado de modo que sua frequência de cruzamento por 0 dB (f_{cv}) satisfaça a seguinte equação:

$$f_{cv} < f_{ci}/10$$

em que f_{ci} representa a frequência de cruzamento por 0 dB da malha interna de corrente.

Para $f_{ci} \approx 1,9$ kHz, tem-se que $f_{cv} \approx 190$ Hz. Entretanto, durante a obtenção dos resultados experimentais verificou-se a presença de um distúrbio de medição com frequência $f_d = 60$ Hz. O efeito causado pelo distúrbio pode ser atenuado ao fazer

$$f_{cv} < f_d/10 \rightarrow f_{cv} < 6 \text{ Hz}, \quad (4.40)$$

o que é equivalente a dizer $|C_v(j\omega_d)C_{vp}(j\omega_d)H_v(C_v(j\omega_d))| \ll 1$, para $\omega_d = 2\pi f_d$. Para que a margem de fase não seja afetada pelo PI, o zero real do controlador é alocado em $s = -2\pi f_z$, em que f_z representa a frequência em Hz onde o zero é posicionado. Sendo assim, f_z deve ser calculado por

$$f_z \approx f_{cv}/10. \quad (4.41)$$

Após a realização do procedimento descrito anteriormente, o ganho do controlador é sintonizado afim de obter a frequência de cruzamento desejada, que resulta na seguinte função de transferência:

$$C_v(\omega) = 0,074301 \cdot \frac{\omega + 3,14}{\omega}. \quad (4.42)$$

Sendo assim, os ganhos utilizados para o controlador discreto (obtido pelo método de Tustin) são

$$\begin{aligned} K_{pv} &= 0,0743 \\ K_{iv} &= 2 \cdot 10^{-5} \end{aligned}$$

O sistema compensado apresenta os seguintes dados de resposta:

Tabela 2 – Parâmetros de resposta do controlador de tensão.

Parâmetros de Resposta do Sistema			
MG	MF	f_{cv}	f_z
(dB)	(Graus)	(Hz)	(Hz)
63,8	84,2	5,06	0,5

onde, MG é a margem de ganho e MF a margem de fase.

Visto que o controlador PI apresenta ganho infinito para componente CC, o critério para se obter uma baixa sensibilidade paramétrica a variações da capacitância é atendido, em consequência disso $|C_v(j0)C_{vp}(j0)H_v(C_v(j0))| \gg 1$

Por fim, aplica-se à saída do controlador PI um saturador com ação *anti-windup*, que possibilita ao projetista escolher a máxima potência que o inversor deve compensar para garantir a tensão no barramento CC.

5 RESULTADOS

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, o comportamento de um sistema elétrico de geração distribuída foi analisado para casos de ocorrência de falhas na rede elétrica. Uma estratégia de controle proposta ao inversor de interface entre fontes renováveis de energia e o ponto de conexão com a rede foi capaz de fornecer suporte dinâmico para melhoria da estabilidade da rede em casos de faltas. Simulações e resultados experimentais demonstraram o desempenho do controlador e sua capacidade de reduzir oscilações na frequência da rede durante o distúrbio.

REFERÊNCIAS

- AMOR, W. O.; AMAR, H. B.; GHARIANI, M. Stability study of a grid fault. In: *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 486–492. Citado 3 vezes nas páginas 11, 13 e 14.
- DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W.; CLARKE, E. Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 70, n. 2, p. 1248–1255, July 1951. ISSN 0096-3860. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 49.
- EREMIA, M.; SHAHIDEHPOUR, M. Frontmatter. In: _____. *Handbook of Electrical Power System Dynamics: Modeling, Stability, and Control*. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2013. p. 976–. Citado 7 vezes nas páginas 11, 17, 18, 20, 21, 24 e 25.
- FORTESCUE, C. L. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Proceedings of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 37, n. 6, p. 629–716, June 1918. ISSN 0097-2444. Citado na página 30.
- FURINI, M. A.; ARAUJO, P. B. d. Melhora da estabilidade dinâmica de sistemas elétricos de potência multimáquinas usando o dispositivo facts "thyristor-controlled series capacitor - tcsc". *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automação*, scielo, v. 19, p. 214–225, 06 2008. Citado na página 11.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. *Power System Analysis and Design*. [S.l.]: Global Engineering:Christopher M. Shortt, 2008. Citado 8 vezes nas páginas 14, 15, 17, 19, 21, 22, 23 e 31.
- KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. [S.l.]: New York: McGraw-Hill, 1994. Citado 6 vezes nas páginas 13, 18, 20, 21, 26 e 27.
- KUNDUR, P. et al. Definition and classification of power system stability ieeecigre joint task force on stability terms and definitions. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, Aug 2004. ISSN 0885-8950. Citado 3 vezes nas páginas 11, 13 e 14.
- LIMONGI, L. R. *Filtros Ativos de Potência para Compensação de Harmônicos de Corrente e Potência Reativa*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2006. Citado na página 51.
- MARUJO, D. *Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência com a Presença de Redes de Distribuição Ativas*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Itajubá, 2017. Citado na página 11.
- MATA, C. G. da. *Uma Contribuição na Análise da Estabilidade Transitória dos Sistemas Elétricos de Distribuição na Presença de Geração Distribuída*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 21.
- NETO, R. C. *Controle Repetitivo Complexo Baseado em GDSC Aplicado a Filtro Ativo de Potência*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 34, 53, 54, 56 e 57.

NEVES, F. A.; DAVID, F. M.; AZEVEDO, G. M. S. Unbalanced grid fault ride-through control for single-stage photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, p. 3338–3347, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.

NEVES, F. A. S. et al. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 25, n. 3, p. 1816–1825, July 2010. ISSN 0885-8977. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.

PARK, R. H. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 48, n. 3, p. 716–727, July 1929. ISSN 0096-3860. Citado na página 31.

SADAKAWA, T. et al. Transient stability evaluation by the time domain equal-area criterion using the Taylor series expansion. In: *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 66–71. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 20.

SOUZA, H. E. P. de. *Uma Abordagem Vetorial para a Detecção em Tempo Real de Componentes Harmônicas de Sequência positiva e Negativa em Sinais Trifásicos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2012. Citado na página 37.

STEINMETZ, C. P. Power control and stability of electric generating stations. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXIX, n. 2, p. 1215–1287, July 1920. ISSN 0096-3860. Citado na página 11.

WALANTUS, L. A. *Análise da Estabilidade de Sistema Elétrico de Potência com Inserção de Fontes Renováveis*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 2014. Citado na página 21.

APÊNDICES