



**Universidade Federal da Paraíba
Centro de Energias Alternativas e Renováveis
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

ELAYNE HOLANDA MADRUGA

**SINTONIA DE CONTROLADOR UTILIZANDO RECOZIMENTO SIMULADO
PARA AMORTECIMENTO DAS OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS**

**João Pessoa - PB
Julho 2020**

ELAYNE HOLANDA MADRUGA

**SINTONIA DE CONTROLADOR UTILIZANDO RECOZIMENTO SIMULADO
PARA AMORTECIMENTO DAS OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, em cumprimento às exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Yuri Percy Molina Rodriguez
Coorientador: Prof. Dr. Alexandre Cézar de Castro

**João Pessoa - PB
Julho 2020**

**Catalogação na publicação
Seção de Catalogação e Classificação**

M183s Madruga, Elayne Holanda.

SINTONIA DE CONTROLADOR UTILIZANDO RECOZIMENTO SIMULADO
PARA AMORTECIMENTO DAS OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS /
Elayne Holanda Madruga. - João Pessoa, 2020.
97 f.

Orientação: Yuri Percy Molina Rodriguez.
Coorientação: Alexandre Cézar de Castro.
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Sistemas de Potência. 2. Estabilidade. 3.
Recozimento Simulado. I. Rodriguez, Yuri Percy Molina.
II. Castro, Alexandre Cézar de. III. Título.

UFPB/BC

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**SINTONIA DE CONTROLADOR UTILIZANDO RECOZIMENTO SIMULADO
PARA AMORTECIMENTO DAS OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS**

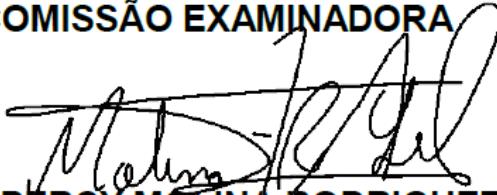
Elaborada por

ELAYNE HOLANDA MADRUGA

como requisito parcial para obtenção do grau de

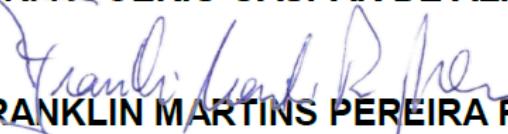
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA


PROF. DR. YURI PERCY MOLINA RODRIGUEZ (Presidente)


PROF. DR. ALEXANDRE CÉZAR DE CASTRO


PROF. DR. ROGERIO GASPAR DE ALMEIDA


PROF. DR. FRANKLIN MARTINS PEREIRA PAMPLONA

João Pessoa/PB, 20 de julho de 2020.

“É justo que muito custe aquilo que muito vale.”

(Santa Teresa D’Ávila)

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus. Eu não tenho dúvidas de que Ele foi meu alicerce e minha força para que eu continuasse firme no meu propósito. Sou grata, também, a Maria Santíssima, minha mãezinha do céu, que foi minha referência de paciência e de fé para que eu conseguisse enfrentar os momentos mais difíceis.

Agradeço à minha mãe, Elanne, que é minha melhor amiga e meu grande exemplo de garra. Ela é minha inspiração diária e meu motivo pra nunca desistir, ela é a responsável por eu querer sempre conquistar mais. Sou grata, também, ao meu irmão, Neto, que sempre faz questão de demonstrar o quanto acredita no meu potencial e o quanto torce por mim. Agradeço, ainda, ao meu pai, Bosco, que, mesmo de longe, me incentiva e se orgulha de todas as minhas conquistas.

Agradeço, também, a Alexandre, meu orientador e amigo, que nunca me deixou desistir e sempre acreditou em mim. Ele sonhou esse título de mestre junto comigo e em nenhum momento soltou minha mão. O meu muito obrigada, também, a Yuri, por ter aceito a orientação e por ter dado contribuições importantes para esse trabalho. Agradeço aos membros da banca: Rogério, que é um exemplo de pessoa e profissional e foi sempre tão solícito comigo, e Franklin, que foi bastante atencioso e agregou de maneira muito positiva.

Sou bastante grata à minha amada amiga, Fernanda, que dividiu as alegrias, as dores e os dramas dos 2 anos de mestrado comigo. Digo, sem medo de errar, que, sem a parceria dela, seria quase impossível ter chegado até aqui. Agradeço, ainda, ao meu amigo Jordan, uma das pessoas que tem a torcida mais genuína por mim. Jordan enxerga sempre o meu melhor e acredita mais em mim do que eu mesma. Agradeço a Bebeto, pela paciência durante esse tempo, por dividir comigo as minhas lutas e celebrar as minhas conquistas. Bebeto foi um verdadeiro parceiro e sempre foi sinônimo de compreensão e apoio para mim.

Agradeço aos professores, ainda não citados, das disciplinas que paguei e foram muito flexíveis. Dentre eles, em especial, Nady, que se tornou um grande amigo nessa caminhada e me deu muito apoio em tudo que precisei. Além dele, Darlan e Protásio, que foram realmente muito compreensíveis diante da minha rotina de trabalho.

Por fim, agradeço a todas as pessoas que fazem parte do meu dia-a-dia, minha família, meus amigos do trabalho, da igreja, da vida. A todos que estiveram ao meu lado, suportaram meus estresses e vibraram com minhas conquistas: Gratidão!

RESUMO

Alguns distúrbios podem prejudicar a estabilidade e gerar oscilações eletromecânicas nos sistemas elétricos de potência. Neste trabalho, é apresentado um projeto de controlador robusto que possui como principal objetivo amortecer os modos de oscilações eletromecânicas e garantir estabilidade ao sistema. Com o intuito de assegurar a robustez do controle, foi utilizado um método para seleção dos pares entrada-saída mais significativos do sistema, usando valores singulares e Matriz de Ganhos Relativos. Para atuar no sistema selecionado, foram utilizados controladores do tipo H_{∞} . Aqui, o controlador projetado foi de baixa ordem e os seus parâmetros foram ajustados utilizando Recozimento Simulado. Foi feita uma análise estatística dos parâmetros; a partir da sua validação, os controladores foram sintonizados e observou-se que o sistema foi amortecido e atendeu à condição de robustez. Foi feita, ainda, uma comparação do resultado com outros métodos de otimização; o Recozimento Simulado apresentou um bom desempenho comparativo. Além disso, foram simuladas situações atípicas no sistema para analisar a robustez. Houve uma boa reação à variação da potência de intercâmbio até um valor de 10%, mas não se observou eficácia do controle quando houve a retirada de um controlador. Percebeu-se, assim, que o controlador projetado se mostrou eficiente para incertezas não elevadas.

Palavras-chave: Sistemas de Potência; Estabilidade; Recozimento Simulado.

ABSTRACT

Some disturbances can impair stability and generate electromechanical oscillations in electrical power systems. In this work, a robust controller design is presented, whose main objective is to dampen the electromechanical oscillation modes and ensure system stability. In order to ensure the robustness of the control, using a method for selecting the most significant input-output pairs of the system is proposed, using singular values and Relative Gains Matrix. To act on the selected system, H_∞ type controllers are used. Here the designed controller was of low order and its parameters were adjusted using Simulated Annealing. A statistical analysis of the parameters was made; from its validation, the controllers were tuned and it was observed that the system was damped and met the robustness condition. A comparison was also made of the result with other optimization methods; Simulated Annealing showed a good comparative performance. In addition, atypical situations were simulated in the system to analyze the robustness. There was a good reaction to the variation in the interchange power up to a value of 10%, but there was no control effectiveness when a controller was removed. Thus, it was noticed that the designed controller proved to be efficient for non-high uncertainties.

Keywords: Power Systems; Stability; Simulated Annealing.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Classificação dos tipos de estabilidade.....	17
Figura 2.2 - Diagrama de regulação do sistema.	19
Figura 2.3 - Representação de uma área de controle.....	20
Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um sistema de uma área.	24
Figura 2.5 - Representação de mais de uma área de controle.	24
Figura 2.6 - Representação esquemática da malha de controle para duas áreas.	26
Figura 2.7 - Representação de 3 áreas de controle	27
Figura 2.8 - Diagrama de blocos de um sistema de 3 áreas.	28
Figura 2.9 - Diagrama de Blocos do Controle Automático de Geração.....	32
Figura 2.10 - Condição de ECA nulo em duas áreas.....	34
Figura 2.11 - (a) Instabilidade monotônica (b) Instabilidade oscilatória	35
Figura 3.1 - Valores singulares máximos e mínimos.	41
Figura 3.2 - Sistema de potência com controladores.....	42
Figura 4.1 - Configuração geral do sistema de controle.....	51
Figura 4.2 - Configuração M- Δ utilizada para análise de estabilidade robusta.....	51
Figura 4.3 - Sistema de potência com controlador e incertezas não-estruturadas.....	52
Figura 5.1 - Fluxograma para recozimento de metais.	61
Figura 5.2 - Fluxograma para recozimento simulado proposto neste trabalho.	62
Figura 6.1 - Valores singulares do sistema em dB versus em rad/s para os 2 pares selecionados.	67
Figura 6.2 – Valores singulares do sistema em dB versus em rad/s para os 3 pares selecionados. ..	68
Figura 6.3 - Valores singulares máximo e mínimo de $G2j\omega$	69
Figura 6.4 - Sistema antes e depois do controle com parâmetros de Recozimento Simulado.	71
Figura 6.5 - Robustez do sistema controlado com parâmetros de Recozimento Simulado.....	72
Figura 6.6 - Comparação entre Recozimento Simulado e Algoritmo Genético (este estudado por Silva Filha, 2012).	73
Figura 6.7 - Comparação entre Recozimento Simulado e Enxame de Partículas Genético (este estudado por Silva, 2018).....	74
Figura 6.8 - Comparação entre Recozimento Simulado e Tabu Search (este estudado por Santos, 2019).	75
Figura 6.9 - Comparação entre Recozimento Simulado e Pattern Search (este estudado por Castro, 2006).	76
Figura 6.10 - Comparação entre Recozimento Simulado e todos os outros métodos.	76
Figura 6.11 - Amortecimento com 10% da variação de Ptie.....	78
Figura 6.12 - Robustez com 10% da variação de Ptie.....	78
Figura 6.13 - Amortecimento com 20% da variação de Ptie.....	79
Figura 6.14 - Robustez com 20% da variação de Ptie.....	79
Figura 6.15 - Amortecimento com retirada de um controlador.....	80
Figura 6.16 - Robustez com retirada de um controlador.....	81

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Motivação e Justificativa	13
1.2	Objetivos	14
1.3	Estrutura do Trabalho	15
2	ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	17
2.1	Regulação Secundária	18
2.2	Área de Controle	19
2.2.1	<i>Definição de área de controle</i>	20
2.2.2	<i>Modelagem de uma área de controle</i>	21
2.2.3	<i>Áreas de controle interligadas</i>	24
2.2.4	<i>Modelagem de áreas de controle interligadas</i>	24
2.3	Controle Centralizado e Controle Descentralizado	30
2.4	Erro de Controle de Área (ECA)	30
2.5	Regulação secundária para várias áreas	31
2.6	Oscilações em Sistemas Elétricos de Potência	34
2.6.1	<i>Modo local</i>	36
2.6.2	<i>Modo intraplanta</i>	36
2.6.3	<i>Modo intra-área</i>	37
2.6.4	<i>Modo interárea</i>	37
2.6.5	<i>Modo torcional</i>	37
2.6.6	<i>Modo de controle</i>	37
2.7	Conclusões do capítulo	38
3	ANÁLISE DE SINAIS PARA CONTROLE DESCENTRALIZADO	40
3.1	Análise de Controlabilidade e Observabilidade	40
3.2	Interações no domínio da frequência	45
3.3	Condições para descentralização	46
3.4	Procedimento para seleção de entradas e saídas	47
3.5	Conclusões do capítulo	48
4	PROJETO DE CONTROLADOR ROBUSTO DESCENTRALIZADO	50
4.1	Controladores Robustos	50
4.2	Projeto do controlador	50
4.3	Conclusão do capítulo	55
5	MÉTODO DE CONTROLE	57
5.1	Métodos Heurísticos e Meta-heurísticos	57
5.2	Recozimento Simulado	58

5.3	Conclusão do capítulo	63
6	RESULTADOS	65
6.1	Seleção de sinais em um sistema de 3 áreas	65
6.2	Parâmetros de controle e análise estatística do Recozimento Simulado	70
6.3	Resultado de amortecimento das oscilações com parâmetros de Recozimento Simulado	71
6.4	Comparação do amortecimento com outros métodos de obtenção de parâmetros de controle	72
6.5	Análise de robustez do controlador projetado por Recozimento Simulado	77
6.5.1	<i>Variação da potência de intercâmbio</i>	77
6.5.2	<i>Simulação de falta</i>	80
6.6	Conclusão do capítulo	81
7	CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHO FUTURO	84
REFERÊNCIAS		87
APÊNDICE A		93
APÊNDICE B		96
APÊNDICE C		97

INTRODUÇÃO

1 INTRODUÇÃO

Neste tópico, são apresentadas, inicialmente, a motivação e a justificativa do trabalho a ser desenvolvido. Depois disso, são explanados os objetivos gerais e específicos e, por fim, é mostrada a maneira como foi organizado o trabalho, para que seja possível visualizar melhor a estruturação e os pontos que são abordados.

1.1 Motivação e Justificativa

Os Sistemas Elétricos de Potência (SEP) podem ser definidos como o conjunto de instalações e equipamentos que são destinados à geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. De acordo com Almeida (2004), a principal função de um SEP é converter em eletricidade as formas de energia presentes na natureza e transportá-la até os centros consumidores.

Os SEPs são projetados de modo a suprir o mercado de energia elétrica de acordo com dois princípios: segurança e confiabilidade. Segurança é a capacidade de manter adequados os níveis de tensão e frequência para o funcionamento ótimo dos equipamentos, enquanto confiabilidade é a aptidão de garantir a entrega de energia elétrica, mesmo em situações adversas, com menor número de interrupções possível (FURINI, 2008).

Apesar de os dois princípios citados assegurarem a estabilidade dos SEPs, os sistemas estão sujeitos a perturbações que podem ser provenientes de diferentes causas: eventos naturais, partida de grandes cargas, mudança de rede, falha de equipamentos na rede, descargas elétricas, erros operacionais. As perturbações de um sistema podem ser de ângulo, de frequência ou de tensão.

Para ângulo e tensão, as perturbações podem ser classificadas conforme a dimensão, em pequenas ou grandes, e de acordo com a duração, em curto prazo para ângulo e curto ou longo prazo para tensão. Já para a frequência, classifica-se apenas quanto à duração, curta ou longa. As perturbações, grandes ou pequenas, geram oscilações. Oscilações eletromecânicas, geralmente em pequena escala, são preponderantes em grandes sistemas interligados e prejudicam sua estabilidade.

Estabilidade de sistemas elétricos de potência é a habilidade da rede de voltar à sua condição normal de operação após ter sido submetida a uma perturbação (KUNDUR *et. al.*,

2004). No contexto de mercado de energia competitivo, a capacidade de manutenção da estabilidade do sistema tem um efeito significativo sobre os preços da eletricidade. A condição de operação que um sistema alcança após uma perturbação deve respeitar um ponto de equilíbrio onde as variáveis estejam dentro dos níveis toleráveis definidos pelos operadores do sistema (GÓMEZ-EXPÓSITO *et. al.*, 2011).

Devido a isso, quando ocorre uma perturbação, é necessário que se recupere um estado de equilíbrio original do SEP. Segundo Vieira Filho (1984), o sistema possui uma capacidade inerente de alcançar um novo estado de equilíbrio; tal capacidade é denominada *Regulação Própria do Sistema*. No entanto, em grandes sistemas, o coeficiente de amortecimento dessa regulação é baixo e, portanto, insuficiente.

Devido à insuficiência da Regulação Própria do Sistema, faz-se necessário dispor de controladores adequados para evitar as oscilações provocadas por perturbações. Para isso, tem-se, inicialmente, a *Regulação Primária do Sistema*. No entanto, ela também apresenta deficiências que só conseguem ser corrigidas pela chamada *Regulação Secundária do Sistema*. Nessa regulação, os controladores, além de possuírem maior capacidade de amortecimento, podem ser programados para considerar as variações de característica da carga (pesada ou leve) ao longo do dia.

Diante desse cenário, muitos estudos foram feitos sobre amortecimento das oscilações eletromecânicas. De Mello e Concordia (1969), Kundur *et al.* (1981), Rogers (2000), Larsen e Swann (2005) e Castro *et al.* (2011) fizeram importantes pesquisas referentes aos métodos no domínio da frequência que são usados para amortecer as oscilações.

Com base nesses e em outros estudos preexistentes, será proposta, neste trabalho, a sintonia de um controlador, baseada na regulação secundária, para atuar em pequenas perturbações. O controlador a ser modelado utilizará a técnica de Recozimento Simulado e terá a pretensão de assegurar robustez e amortecer as oscilações eletromecânicas.

1.2 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é sintonizar um controlador robusto de baixa ordem, utilizando Recozimento Simulado, com o intuito de amortecer oscilações em baixa frequência, produzidas por pequenas perturbações. Para se cumprir o objetivo geral, será necessária a realização de alguns objetivos específicos. São eles:

- Utilizar Matriz de Ganhos Relativos (MGR) e valor singular para seleção dos pares entrada-saída mais eficazes para controle do sistema;
- Aplicar o controlador nos pares entrada-saída selecionados;
- Sintonizar o controlador robusto de ordem reduzida, utilizando Recozimento Simulado, aplicado a um sistema carga-frequência de três áreas;
- Comparar o controlador proposto com outros, sintonizados para o mesmo sistema, que utilizaram diferentes técnicas: Algoritmo Genético, abordado por Silva Filha (2012), Enxame de Partículas, estudado por Silva (2018), *Tabu Search*, apresentado por Santos (2019), e *Pattern Search*, adotado por Castro (2006).

1.3 Estrutura do Trabalho

O presente trabalho foi estruturado da seguinte forma:

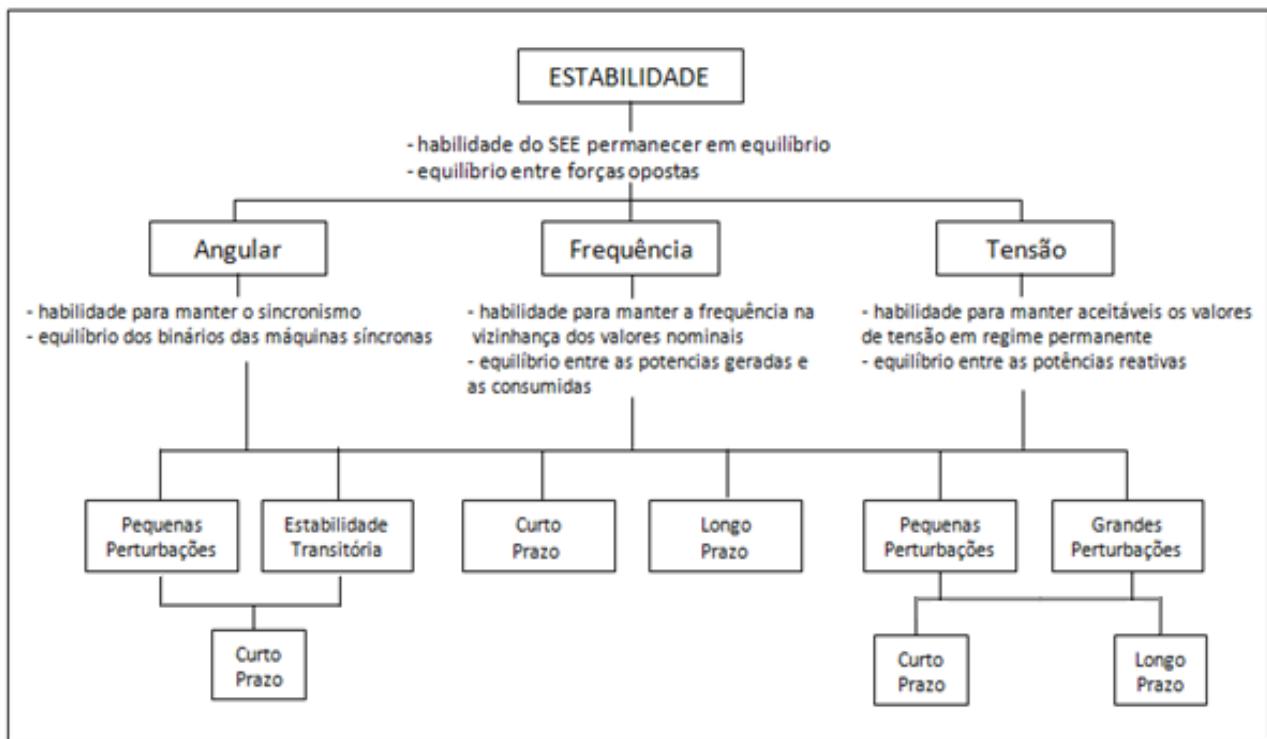
- Capítulo 2: São explorados os conceitos importantes para fundamentar o assunto de estabilidade de sistemas elétricos, tais como: regulação secundária, áreas de controle, controle centralizado e descentralizado, erro de controle automático, regulação secundária para uma e para várias áreas e oscilações em sistemas de potência;
- Capítulo 3: É apresentada a análise de sinais para controle descentralizado, que é o tipo de controle que será utilizado na proposta de trabalho;
- Capítulo 4: É explicado o projeto do controlador que será aplicado no sistema carga-frequência de três áreas;
- Capítulo 5: É apresentada a explicação sobre o método de otimização escolhido, o Recozimento Simulado;
- Capítulo 6: São mostrados os resultados das simulações com o controlador projetado para o sistema em estudo;
- Capítulo 7: É mostrada a conclusão do trabalho.

ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

2 ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

As oscilações em sistemas elétricos de potência são alvo de preocupação de muitos engenheiros e operadores do sistema. Como já foi mencionado de maneira introdutória, as oscilações são resultantes de perturbações no sistema, que podem ser do tipo angular, de frequência ou de tensão. Devido a isso, o estudo de estabilidade para essas oscilações também se divide de acordo com essas três classes. Na Figura 2.1, observa-se a classificação detalhada.

Figura 2.1 - Classificação dos tipos de estabilidade.



Fonte: (Kundur, 2004).

Neste trabalho, será abordado o controle para estabilidade angular a pequenas perturbações. Antes de falar sobre o controle proposto para estabilização de sistemas, é importante que sejam conhecidos alguns conceitos imprescindíveis para um melhor entendimento sobre o assunto de estabilidade de sistemas elétricos. Esses conceitos serão abordados com detalhes nos tópicos a seguir.

2.1 Regulação Secundária

Como mencionado anteriormente, quando ocorre desbalanço entre carga e geração, um novo estado de equilíbrio pode ser atingido por meio da *Regulação Própria* do sistema de potência. Devido a ela, a frequência de operação do sistema aumenta quando a potência ativa demandada diminui, e diminui quando esta potência aumenta. No entanto, não é suficiente utilizar apenas essa regulação própria porque ela pode levar o sistema a operar com grandes variações de frequência, o que não é desejado na prática (LA GATTA, 2012).

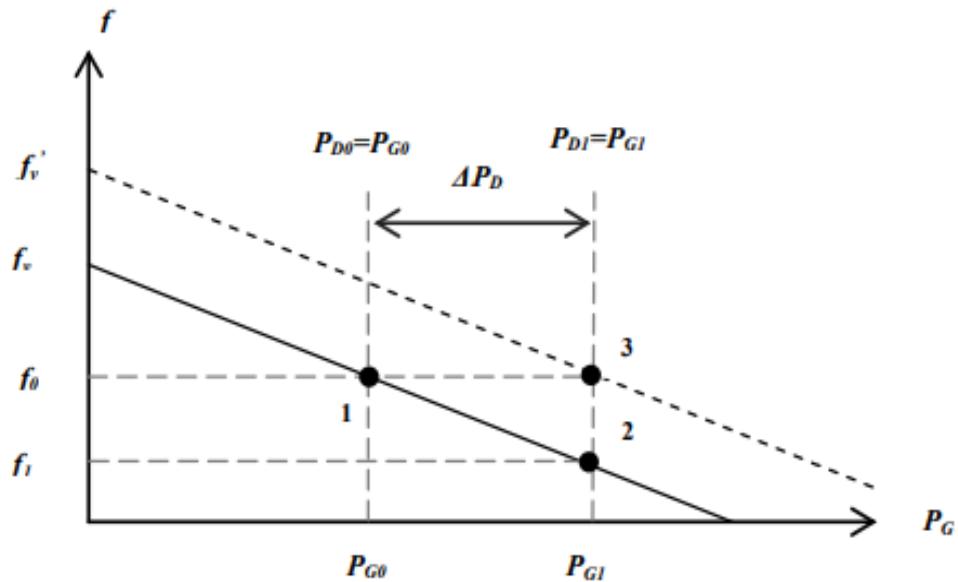
Além da regulação própria, muitos sistemas são dotados de mecanismos de velocidade automática, é a chamada *Regulação Primária* do sistema. Nela, segundo Almeida (2004), reguladores de velocidade atuam, de maneira automática, aumentando ou diminuindo a potência gerada quando a velocidade ou frequência se afastam dos valores de referência. No entanto, por causa da natureza dos reguladores, esse controle é realizado sem que a frequência de operação volte ao seu valor nominal, fazendo com que permaneça no sistema um erro de frequência proporcional ao montante de desequilíbrio de potência ocorrido.

Diante das limitações da regulação própria e da regulação primária, para uma efetiva estabilidade do sistema, é necessário utilizar a *Regulação Secundária*. Essa regulação atua sobre os reguladores de velocidade das unidades geradoras e, quando automática, é executada pelo Controle Automático de Geração (CAG). Em conjunto com a regulação primária, a regulação secundária controla de forma adequada o sistema de potência, levando em conta possíveis desvios de frequência referentes aos diferentes cenários de variações de carga (PEREIRA FILHO E SCHMIDT, 2015).

De acordo com Mota (2006), o controle secundário tem dois principais objetivos. O primeiro deles é corrigir a frequência quando, após a atuação do controle primário, ela se desviar da frequência padrão; já o segundo é distribuir a geração entre os geradores disponíveis depois que a atuação dos reguladores de velocidade tiver resultado em distribuição inadequada das potências geradas.

Segundo Vieira Filho (1984), obtém-se a ação automática da regulação secundária de uma unidade geradora medindo-se a frequência dessa unidade a cada instante e comparando-a com a frequência padrão. A diferença entre a frequência medida e a frequência padrão é convertida em um sinal, que é injetado no regulador de velocidade com o intuito de atuá-lo. Esse controle só cessa sua atuação quando houver retorno à frequência original. Na Figura 2.2, é possível observar o diagrama de atuação das regulações primária e secundária.

Figura 2.2 - Diagrama de regulação do sistema.



Fonte: (Carbajal, 2015).

Na Figura 2.2, o ponto 1 é o ponto de equilíbrio antes da variação da carga, onde a potência da geração, P_{G0} , é igual à potência demandada, P_{D0} . O ponto 2 é o ponto de equilíbrio após a atuação de regulação primária, onde a potência da geração é igual à potência demandada, mas um desvio de frequência ainda permanece, uma vez que a frequência inicial, f_0 , é maior que a frequência alcançada com a regulação primária, f_1 . Por fim, vê-se, no ponto 3, o ponto de equilíbrio após a atuação da regulação secundária, onde a potência demandada é igual à gerada e a frequência alcançada pela regulação é igual à frequência inicial do sistema (CARBAJAL, 2015).

2.2 Área de Controle

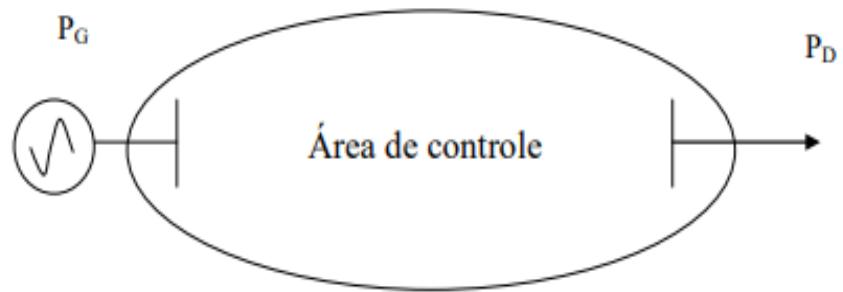
É imprescindível conhecer o conceito de área de controle, uma vez que é nessas áreas que a proposta de controle deste trabalho será aplicada. Neste tópico, será apresentado não apenas o conceito, mas também a modelagem de uma área e de um conjunto de três áreas interligadas.

2.2.1 Definição de área de controle

Área de controle, segundo Vieira Filho (1984), pode ser definida como sendo a parte de um sistema de potência onde os grupos de unidades geradoras são responsáveis por suprir as variações de carga existentes nesta parte do sistema. Em outras palavras, é a parte de um sistema de potência interligado responsável por absorver as suas próprias variações de carga.

Geralmente, as fronteiras de uma área de controle coincidem com as fronteiras elétricas de um sistema que possui certa capacidade de geração e carga significativa. Assim, a área de controle pode, por exemplo, ser uma companhia, absorvendo suas próprias variações de carga, ou também um grupo de companhias combinadas para absorver as variações de carga que ocorram dentro dos seus limites coletivos (MOTA, 2006). Considera-se que uma área de controle pode ser representada como uma unidade geradora suprindo uma carga. Isso é representado na Figura 2.3.

Figura 2.3 - Representação de uma área de controle.



Fonte: (Carbajal, 2015).

Ainda de acordo com Mota (2006), cada área deve ser dotada de um sistema de controle secundário automático. Esse sistema de controle de uma área deve operar em paralelo com os sistemas de controle de outras áreas, de modo que não cause instabilidade ou oscilação entre as áreas. Além disso, se possível, é importante que o controle possa garantir que as linhas de interligação entre as áreas trabalhem de modo a conseguir assegurar intercâmbios de potência emergenciais entre as áreas.

2.2.2 Modelagem de uma área de controle

De acordo com Vieira Filho (1984), da maneira como é apresentado na Figura 2.2, o sistema de uma área está em equilíbrio. Quando ocorre um aumento da carga demandada, que aqui será definido por ΔP_D , o controle primário irá atuar, promovendo um acréscimo de geração, ΔP_G , que, inicialmente, não irá corresponder ao valor de ΔP_D . Devido a isso, será observado, instantaneamente, um desequilíbrio de potência nesse sistema. Esse desequilíbrio é caracterizado por $\Delta P_G - \Delta P_D$.

Tal desequilíbrio de potência é absorvido, para este sistema, de duas maneiras diferentes. A primeira é através da variação da energia cinética do sistema e a segunda por meio da variação no consumo das cargas. Isso pode ser representado matematicamente por meio da Equação (2.1):

$$\Delta P_G - \Delta P_D = \frac{d}{dt} (EC) + D\Delta f \quad (2.1)$$

Onde:

$\frac{d}{dt} (EC)$ = Variação da energia cinética;

D = Constante inerente do sistema devido à variação de sua carga com a frequência;

$D\Delta f$ = Variação no consumo das cargas.

Sabendo que a energia cinética inicial do sistema é dada por:

$$EC_{inicial} = \frac{1}{2} mf_0^2 \quad (2.2)$$

Então pode-se dizer também que, após o aumento da frequência, tem-se:

$$EC = \frac{1}{2} mf^2 \quad (2.3)$$

Relacionando-se as equações (2.2) e (2.3), chega-se a:

$$\frac{EC}{EC_{inicial}} = \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \quad (2.4)$$

Onde:

f_0 = Frequência inicial (nominal do sistema);

f = Frequência instantânea da área de controle.

Sabe-se que a relação entre essas frequências é dada pela variação entre elas. Assim:

$$f = f_0 + \Delta f \quad (2.5)$$

Elevando a expressão (2.5) ao quadrado para que seja possível fazer a substituição na Equação (2.4), tem-se:

$$f^2 = f_0^2 + (\Delta f)^2 + 2\Delta f \cdot f_0 \quad (2.6)$$

Se a variação da frequência é pequena, pode-se reescrever:

$$f^2 = f_0^2 + 2\Delta f \cdot f_0 \quad (2.7)$$

Substituindo a Equação (2.7) na expressão (2.4), tem-se:

$$\frac{EC}{EC_{inicial}} = \frac{f_0^2 + 2\Delta f \cdot f_0}{f_0^2}$$

$$\frac{EC}{EC_{inicial}} = 1 + \frac{2\Delta f}{f_0}$$

$$EC = \left(1 + \frac{2\Delta f}{f_0}\right) EC_{inicial} \quad (2.8)$$

Assim, a variação da energia cinética pode ser escrita da maneira mostrada na Equação (2.9).

$$\frac{d}{dt} EC = \frac{2 (EC_{inicial})}{f_0} \frac{d}{dt} \Delta f \quad (2.9)$$

A partir disso, a Equação (2.1) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\Delta P_G - \Delta P_D = \frac{2 EC_{inicial}}{f_0} \frac{d}{dt} \Delta f + D \Delta f \quad (2.10)$$

Para representar o esquemático da malha de controle do sistema para uma área, é preciso encontrar a transformada de Laplace da Equação (2.10). Assim, aplicando a transformada, tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) &= \frac{2 EC_{inicial}}{f_0} s \Delta F(s) + D \Delta F(s) \\ \Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) &= \Delta F(s) \left[\frac{2 EC_{inicial}}{f_0} s + D \right] \end{aligned} \quad (2.11)$$

Simplificando a variação de carga da seguinte forma: $d(s) = \Delta P_G(s) - \Delta P_D(s)$, pode-se escrever:

$$\frac{\Delta F(s)}{d(s)} = \frac{1}{D + \frac{2 EC_{inicial}}{f_0} s} \quad (2.12)$$

Então:

$$\frac{\Delta F(s)}{d(s)} = \frac{\frac{1}{D}}{1 + s \frac{2 EC_{inicial}}{f_0 D}} \quad (2.13)$$

Para viabilizar a representação esquemática, será utilizada a seguinte simplificação:

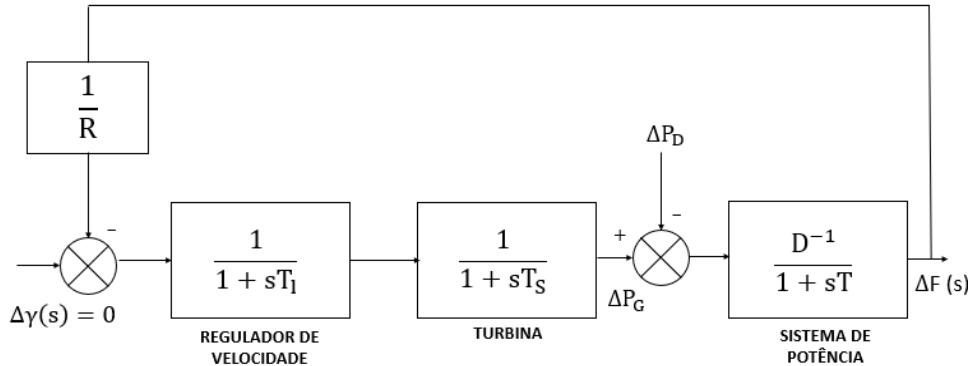
$\frac{2 EC_{inicial}}{f_0 D} = T$: Constante de tempo da resposta do sistema, que varia com a sua inércia e com a resposta da carga com a frequência.

Assim, reescrevendo (2.13), tem-se:

$$\frac{\Delta F(s)}{d(s)} = \frac{\Delta F(s)}{\Delta P_G - \Delta P_D} = \frac{D^{-1}}{1 + sT} \quad (2.14)$$

A partir disso, foi possível conhecer a modelagem do sistema de potência. Agora, pode-se representar a malha de controle desse sistema de uma área, contendo o regulador, a turbina e o próprio sistema modelado. Essa representação pode ser vista na Figura 2.4.

Figura 2.4 - Diagrama de blocos de um sistema de uma área.

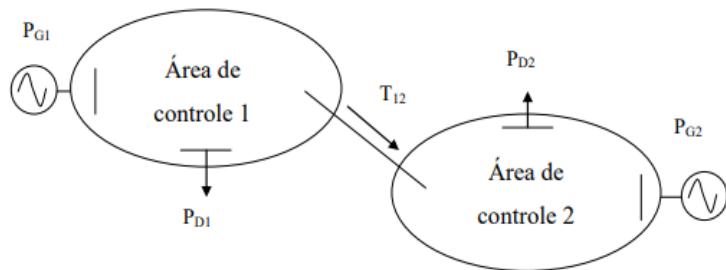


Fonte: (Adaptada de Vieira Filho, 1984).

2.2.3 Áreas de controle interligadas

Quando o sistema de potência é subdividido em áreas de controle, cada uma costuma depender das características próprias da sua área. No entanto, se ela não dispuser de recursos próprios capazes de efetuar o controle de sua carga em cada instante de tempo, outra área poderá atuar para auxiliar na função de controle, como já foi mencionado. Assim, forma-se o sistema com mais de uma área de controle, ou áreas de controle interligadas. Na Figura 2.5, é possível ver uma representação de duas áreas de controle interligadas. A representação é para duas áreas, mas esses casos podem ser para três ou mais áreas (CARBAJAL, 2015).

Figura 2.5 - Representação de mais de uma área de controle.



Fonte: (Carbajal, 2015).

2.2.4 Modelagem de áreas de controle interligadas

Muitos sistemas de potência, como já mencionado, não possuem apenas uma área de controle. Sendo assim, é necessário conhecer a modelagem para as situações de áreas de

controle interligadas. Ao comparar a Figura 2.5 com a Figura 2.3, nota-se que a diferença entre áreas isoladas e áreas interligadas se dá, principalmente, pela existência de T_{12} nas áreas interligadas. T_{12} representa a potência que flui na interligação entre as áreas de controle 1 e 2.

Diante disso, diferentemente do caso com apenas uma área de controle, em que se considerou que o desequilíbrio de potência era absorvido pelo sistema apenas através da variação da energia cinética e da variação do consumo das cargas, aqui, além dessas duas formas, será considerada uma terceira, que só existe devido à interligação das áreas. O desequilíbrio de potência, para o caso de áreas interligadas, também pode ser absorvido através da variação de potência de intercâmbio entre áreas distintas, que será simbolizada por ΔP_{tie} .

Assim, de maneira análoga à Equação (2.10), pode-se escrever, para o sistema de áreas interligadas:

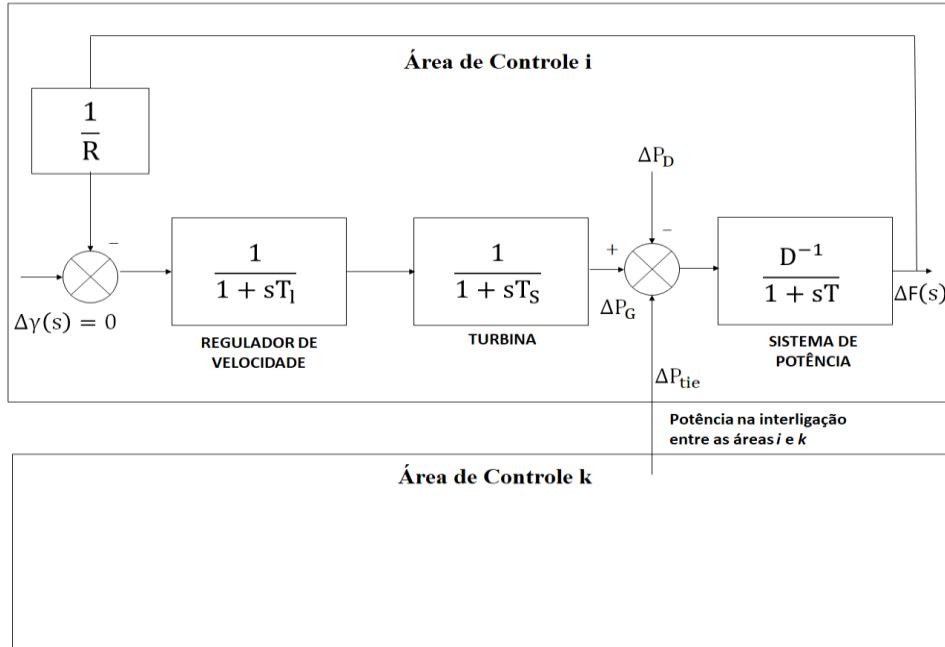
$$\Delta P_G - \Delta P_D = \frac{2H}{f_0} \frac{d}{dt} \Delta f + D\Delta f + \Delta P_{tie} \quad (2.15)$$

Empregando a transformada de Laplace na Equação (2.15), tem-se:

$$\begin{aligned} \Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) &= \frac{2H}{f_0} s \Delta F(s) + D\Delta F(s) + \Delta P_{tie}(s) \\ \Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) - \Delta P_{tie}(s) &= \frac{2H}{f_0} s \Delta F(s) + D\Delta F(s) \\ \frac{\Delta F(s)}{[\Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) - \Delta P_{tie}(s)]} &= \frac{1}{D + \frac{2H}{f_0} s} \\ \frac{\Delta F(s)}{[\Delta P_G(s) - \Delta P_D(s) - \Delta P_{tie}(s)]} &= \frac{D^{-1}}{1 + sT} \end{aligned} \quad (2.16)$$

D^{-1} e T já foram explicitados anteriormente no tópico 2.2.2 e possuem o mesmo significado aqui. No entanto, é importante saber, também, que D^{-1} também pode ser simbolizado por K_{pi} , que muitas vezes é utilizado em blocos de controle. Pode-se representar a malha de controle para duas áreas conforme a Figura 2.6.

Figura 2.6 - Representação esquemática da malha de controle para duas áreas.



Fonte: (Adaptada de Santos, 2019).

De acordo com Castro (2006), uma área se comporta como uma grande unidade geradora, então, para o caso de duas ou mais áreas interligadas, pode-se utilizar o mesmo raciocínio de dois ou mais geradores síncronos operando em paralelo e interligados através de uma reatância mútua. Assim, ao se considerar duas áreas, a troca de potência entre os geradores, P_{12} , é dada por:

$$P_{12} = \frac{|E_1||E_2|}{x_{12}} \sin \delta_{12} \quad (2.17)$$

Onde:

$$E_1 = |E_1| < \delta_1 = \text{Tensão terminal do gerador 1};$$

$$E_2 = |E_2| < \delta_2 = \text{Tensão terminal do gerador 2;}$$

x_{12} = Reatância equivalente entre as máquinas 1 e 2;

$$\delta_{12} = \delta_1 - \delta_2.$$

Considerando-se um sistema submetido a pequenas perturbações, é possível adotar o modelo linearizado da Equação (2.17). Assim:

$$\Delta P_{tie} = T_{12}^0 \Delta \delta_{12} \quad (2.18)$$

Em que:

ΔP_{tie} = Desvio da potência de intercambio, em p.u.;

$\Delta\delta_{12}$ = Desvio da diferença angular, em rad;

$T_{12}^0 = \frac{|E_1||E_2|}{x_{12}} \cos \delta_{12}^0$ = Coeficiente de torque sincronizante, em p.u..

Pelo fato de o δ não ser uma variável de estado do modelo em estudo, não é possível utilizá-la diretamente. No entanto, sabe-se que:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= 2\pi\Delta f = \frac{d\Delta\delta}{dt} \\ \Delta\delta &= 2\pi \int_0^t \Delta f dt \end{aligned} \quad (2.19)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (2.19), chega-se a:

$$\Delta\delta = 2\pi \frac{\Delta f}{s} \quad (2.20)$$

Substituindo (2.20) em (2.18), tem-se, para 2 áreas:

$$\Delta P_{tie,1} = \frac{2\pi T_{12}^0}{s} (\Delta f_1 - \Delta f_2) \quad (2.21)$$

O modelo a ser utilizado na proposta deste trabalho é de 3 áreas. Sua representação pode ser visualizada na Figura 2.7.

Figura 2.7 - Representação de 3 áreas de controle



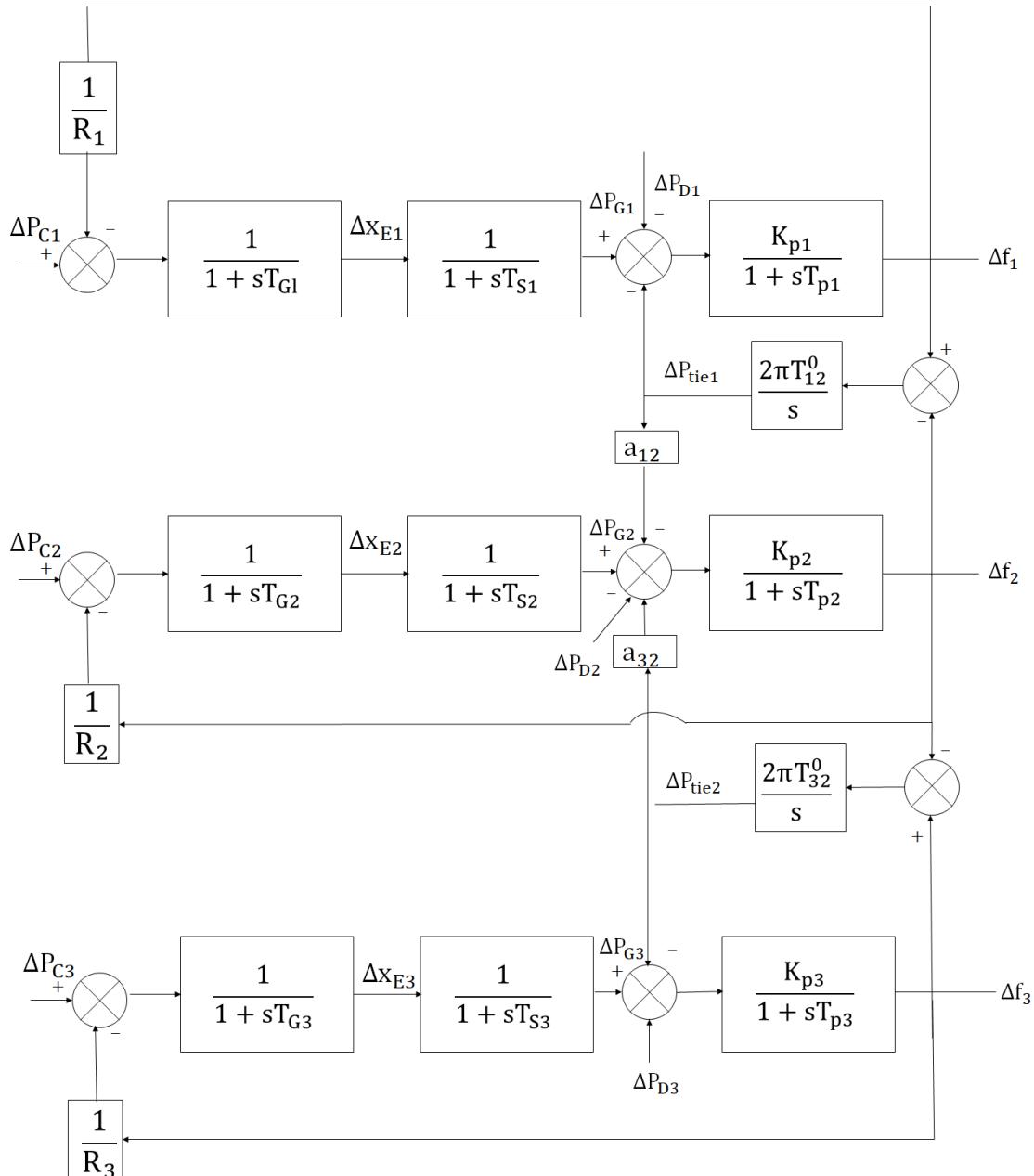
Fonte: (Adaptada de Castro, 2006).

Para esse modelo de 3 áreas, pode-se, por analogia com a Equação (2.21), definir que o intercâmbio de potência entre as áreas 2 e 3 é:

$$\Delta P_{tie,2} = \frac{2\pi T_{32}^0}{s} (\Delta f_3 - \Delta f_2) \quad (2.22)$$

O diagrama de blocos de um sistema de 3 áreas pode ser visto na Figura 2.8.

Figura 2.8 - Diagrama de blocos de um sistema de 3 áreas.



Fonte: (Adaptado de Castro, 2006).

Nesse modelo, a interligação entre duas áreas é feita através de uma linha de transmissão. ΔP_C é a entrada do controle do regulador de velocidade, e os parâmetros a_{ij} indicam a parcela e o sentido da potência de intercâmbio. Além disso, é importante saber que o sinal negativo indica que a área fornece energia e o sinal positivo que recebe energia.

O modelo de 3 áreas também pode ser dado em espaço de estados. Como a representação em espaço de estados será utilizada na proposta deste trabalho, é importante que ela seja conhecida aqui. O modelo, segundo Castro (2006), é dado por:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_t x + B_t u \\ y &= C_t x\end{aligned}\tag{2.23}$$

O desenvolvimento das matrizes A_t , B_t e C_t pode ser visto no Apêndice A. Aqui, é importante mostrar a definição das variáveis de estados (x^T), das entradas (u^T) e das saídas (y^T).

$$x^T = |\Delta f_1 \Delta x_{E1} \Delta P_{G1} \Delta P_{tie1} \Delta f_3 \Delta x_{E3} \Delta P_{G3} \Delta P_{tie2} \Delta f_2 \Delta x_{E2} \Delta P_{G2}| \tag{2.24}$$

$$u^T = |\Delta P_{C1} \Delta P_{C3} \Delta P_{C2}| \tag{2.25}$$

$$y^T = |\Delta f_1 \Delta P_{tie1} \Delta f_3 \Delta P_{tie2} \Delta f_2| \tag{2.26}$$

Em que:

f_i = Frequência da área i ;

x_{Ei} = Sinal de saída do regulador da área i ;

P_{Gi} = Potência da turbina da área i ;

P_{tiei} = Potência de intercâmbio do turbogerador equivalente à área i ;

P_{Ci} = Entrada do controle do regulador de velocidade da área i em valores incrementais.

2.3 Controle Centralizado e Controle Descentralizado

Antes de implementar o controle de sistemas elétricos, é preciso conhecer as estruturas que podem ser utilizadas. O controle pode ser aplicado por meio de uma estrutura centralizada ou de uma estrutura descentralizada. As duas maneiras serão descritas a seguir.

Na estrutura descentralizada, de acordo com Peres (2016), cada controlador é alimentado por um sinal local, que é adquirido nos terminais da máquina síncrona da área onde está alocado e é processado localmente. O ajuste desse tipo de controle pode ser coordenado ou não coordenado. O coordenado acontece quando todos os controladores são simultaneamente ajustados, já os não coordenados ocorre quando o ajuste de cada controlador é realizado separadamente.

Na estrutura centralizada, por sua vez, o controle é localizado em um centro de operação e consiste em uma estrutura de controle que otimiza o desempenho do sistema de forma global. Trata-se de um controle para todas as áreas, que coleta os sinais de todas as áreas e não apenas o sinal da área ao qual o controle está associado. A desvantagem dessa estrutura é que, se houver perda de um canal de transmissão de dados, o gerador associado fica sem sinal de controle, o que degrada a estabilidade do sistema (PERES, 2016). Devido a isso e ao alto custo desse tipo de estrutura, será abordado um controle descentralizado neste trabalho.

2.4 Erro de Controle de Área (ECA)

De acordo com Vieira Filho (1984), Erro de Controle de Área (ECA) é o sinal que entra no integrador e, portanto, é a grandeza que deve ser corrigida. Esse sinal deve corresponder à grandeza cujo desvio deve ser nulo. Com base nesse objetivo, segundo Almeida Júnior (2012), as principais formas de operação de um sistema de potência são *Flat-Frequency (FF)*, *Flat-Tie-Line (FTL)* e *Tie-Line-Bias (TLB)*.

Na *Flat-Frequency*, deseja-se garantir desvios nulos de frequência, enquanto na *Flat-Tie-Line* almeja-se alcançar desvios nulos de potência ativa de intercâmbio. Na *Tie-Line-Bias*, por sua vez, objetiva-se garantir desvios nulos tanto de frequência quanto de potência ativa de intercâmbio.

Quando uma área está operando isoladamente, o ECA corresponde ao próprio desvio de frequência, ou seja:

$$ECA = \Delta f \quad (2.27)$$

Assim, enquanto o erro de frequência existir, o integrador continuará ativo e, por consequência, o variador de velocidade permanecerá atuado. Quando o ECA for zero, o sinal de saída do integrador será nulo e será atingida a condição de equilíbrio após a regulação secundária.

Quando um sistema é interligado, o ECA pode ser dado por:

$$ECA = \Delta P_{tie} + B \cdot \Delta f \quad (2.28)$$

B é um fator definido como Bias de frequência e tem a dimensão de MW/Hz. Ele é o coeficiente que dá coerência à equação por fazer com que todos os membros tenham a mesma dimensão, uma vez que potência e frequência possuem unidades diferentes. Assim, para o caso de sistemas interligados, a condição de equilíbrio será mantida quando o desvio de intercâmbio e de frequência forem nulos, que é o caso que será abordado neste trabalho.

2.5 Regulação secundária para várias áreas

Conforme já mencionado, a regulação secundária tem atuação nos reguladores de velocidade das unidades geradoras e é realizada pelo Controle Automático de Geração (CAG). Na regulação secundária para várias áreas, costuma-se utilizar o modo de operação *Tie-Line-Bias*. O objetivo do CAG nesse tipo de operação é proporcionar desvios nulos de frequência e potência ativa de intercâmbio, ou seja, desvios nulos em regime permanente (FABRI, 2003).

Para esse caso, o controlador deve ser do tipo integral. O sinal de erro visto na Equação (2.28) é a entrada do controlador, e o sinal de saída do controlador atua sobre o regulador de velocidade. Assim, esse sinal de saída é dado por:

$$\Delta \theta = -k \int_0^t (ECA) dt \quad (2.29)$$

Ou seja:

$$\Delta\theta = -k \int_0^t (\Delta P_{tie} + B \cdot \Delta f) dt \quad (2.30)$$

Segundo Vieira Filho (1984), o sinal negativo nas expressões (2.29) e (2.30) pode ser explicado. Ele aparece devido ao fato de que a área de controle deve aumentar a geração caso o erro de frequência ou o erro de intercâmbio sejam negativos.

Para que seja possível representar o diagrama de blocos desse controle automático de geração, aplica-se a Transformada de Laplace em (2.30). Assim:

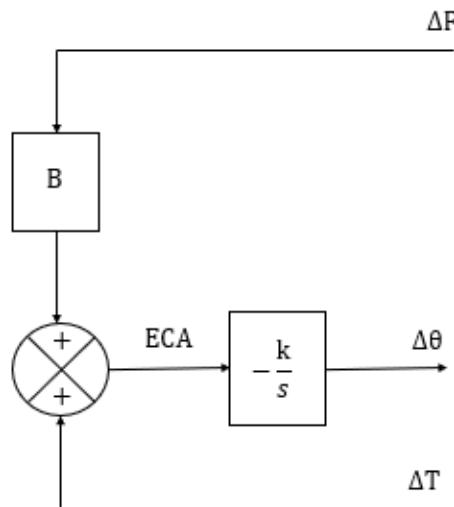
$$\Delta\theta(s) = -\frac{k}{s} [\Delta P_{tie}(s) + B \cdot \Delta F(s)] \quad (2.31)$$

Isto é:

$$\frac{\Delta\theta(s)}{\Delta P_{tie}(s) + B \cdot \Delta F(s)} = -\frac{k}{s} \quad (2.32)$$

Assim, tem-se:

Figura 2.9 - Diagrama de Blocos do Controle Automático de Geração



Fonte: (Adaptado de Fabri, 2003).

Dessa forma, de acordo com Fabri (2003), o CAG irá variar a geração no intuito de corrigir os desvios de frequência e de intercâmbios programados entre as áreas de controle.

É válido destacar, também, que o ECA de uma determinada área de controle corresponde ao excesso ou deficiência de geração desta área a cada instante.

Vieira Filho (1984) utiliza como exemplo o caso de duas áreas, em que cada uma delas possui seu próprio ECA. Assim, tem-se, para duas áreas:

$$ECA_1 = \Delta P_{tie1} + B_1 \cdot \Delta f_1 \quad (2.33)$$

$$ECA_2 = \Delta P_{tie2} + B_2 \cdot \Delta f_2 \quad (2.34)$$

Ao concluir a atuação dos controladores secundários, Δf e ΔP_{tie} serão nulos, o que significa que os ECA das duas áreas também serão nulos. Dessa forma:

$$ECA_1 = ECA_2 = 0 \quad (2.35)$$

$$\Delta P_{tie1} + B_1 \cdot \Delta f_1 = 0 \quad (2.36)$$

$$\Delta P_{tie2} + B_2 \cdot \Delta f_2 = 0 \quad (2.37)$$

Depois de atingir o novo regime permanente (r.p.):

$$\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f_{r.p.} \quad (2.38)$$

$$\Delta P_{tie1} = -\Delta P_{tie2} \quad (2.39)$$

Então:

$$\Delta P_{tie1} + B_1 \cdot \Delta f_{r.p.} = 0 \quad (2.40)$$

$$-\Delta P_{tie1} + B_2 \cdot \Delta f_{r.p.} = 0 \quad (2.41)$$

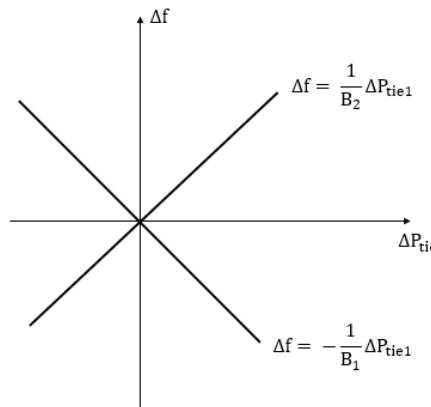
Isolando a variação de frequência em regime permanente:

$$\Delta f_{r.p.} = -\frac{1}{B_1} \Delta P_{tie1} \quad (2.42)$$

$$\Delta f_{r.p.} = \frac{1}{B_2} \Delta P_{tie1} \quad (2.43)$$

É possível representar graficamente as equações (2.42) e (2.43). Essa representação pode ser vista na Figura 2.10. Observa-se que as retas se cruzam apenas no ponto em que $\Delta f = 0$ e $\Delta P_{tie} = 0$. Essa é, portanto, a única situação que satisfaz ao mesmo tempo as duas condições de ECA nulos, independentemente dos valores de B_1 e B_2 .

Figura 2.10 - Condição de ECA nulo em duas áreas.



Fonte: (Adaptado de Viera Filho, 1984).

2.6 Oscilações em Sistemas Elétricos de Potência

Para que seja possível realizar a estabilização de uma oscilação angular a pequenas perturbações, é preciso conhecer um pouco seu conceito matemático. A equação de oscilação das máquinas síncronas, segundo Anderson e Fouad (1977), é dada por:

$$\frac{2H_i}{\omega_B} \dot{\omega}_i = T_{mi} - D_i \omega_i - K_i \delta_i \quad (2.44)$$

Em que todas as variáveis estão em pu e são definidas a seguir:

H_i = Constante de inércia;

ω_B = Velocidade síncrona;

$\dot{\omega}_i$ = Aceleração;

T_{mi} = Torque mecânico;

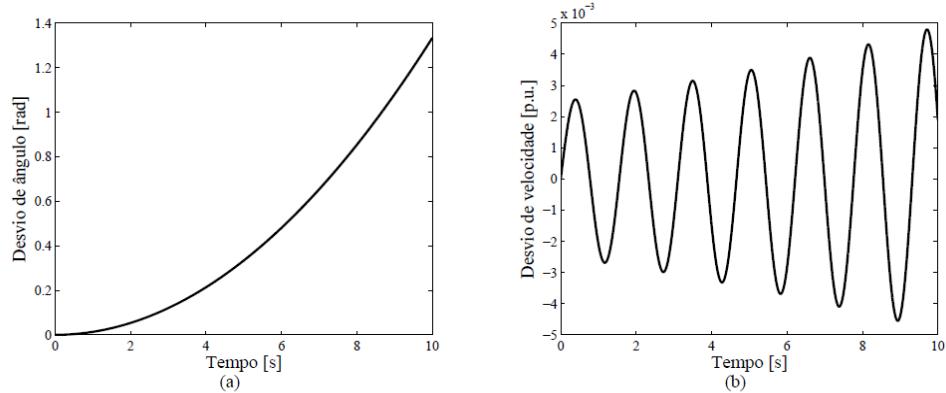
$D_i \omega_i$ = Torque de amortecimento;

$K_i \delta_i$ = Torque sincronizante do gerador.

A estabilidade angular do sistema para pequenas perturbações depende da existência do componente de torque de amortecimento e de torque sincronizante. Quando um sistema elétrico de potência é perturbado, acontece um desequilíbrio de torques que resulta na aceleração ou desaceleração dos rotores das máquinas.

A ausência de torque sincronizante acarreta um crescimento contínuo do ângulo do rotor, ou seja, provoca uma instabilidade aperiódica ou monotônica. Já a falta de torque de amortecimento ocasiona uma instabilidade oscilatória, isto é, oscilações com amplitudes crescentes no tempo (AYRES, 2005). A diferença ilustrativa entre esses dois tipos pode ser vista na Figura 2.11.

Figura 2.11 - (a) Instabilidade monotônica (b) Instabilidade oscilatória



Fonte: (Ayres, 2005).

Os sistemas elétricos de potência normalmente possuem reguladores automáticos de tensão. O uso desses reguladores piora o torque de amortecimento e, devido a isso, a forma mais comum de instabilidade é a oscilatória (SAVELLI, 2007). É importante, portanto, conhecer os principais modos de oscilações ocasionadas por esse tipo de instabilidade, mas, antes disso, é necessário conhecer o conceito de modo.

De acordo com Castro (2006), sabe-se que um sistema de n equações diferenciais lineares de primeira ordem tem n autovalores, λ_i , com $i = 1, \dots, n$. A solução do sistema tem a forma:

$$y = \sum_{i=1}^n c_i e^{\lambda_i t} + f(t) \quad (2.45)$$

Em que $f(t)$ depende da entrada e cada uma das exponenciais $e^{\lambda_i t}$ é denominada modo do sistema associado ao autovalor λ_i .

Para o caso de pares de autovalores complexos conjugados, na forma $\lambda_i = \alpha_i \pm j\omega_i$, os dois termos exponenciais associados a estes autovalores dão origem a um só termo, na forma $e^{\alpha_i t} \sin(\omega_i t + \theta)$. Esse termo é denominado modo oscilatório associado a $\lambda_i = \alpha_i \pm j\omega_i$ (CASTRO, 2006).

Ainda de acordo com Castro (2006), os modos de oscilação mais preocupantes do sistema elétrico são os modos eletromecânicos (MOE). Eles se tornaram críticos devido à interligação das centrais de geração de energia elétrica, que ocorreram para proporcionar mais disponibilidade de potência elétrica e maior confiabilidade ao sistema interligado.

De acordo com Pal e Chaudhuri (2005), as oscilações eletromecânicas no sistema de energia são classificadas pelos componentes dos sistemas que elas afetam. Os principais modos de oscilação eletromecânica são: local, intraplanta, intra-área, interárea, torcional e de controle. Eles serão descritos com mais detalhes nos tópicos que se seguem.

2.6.1 *Modo local*

Conforme Sevillano (2005), o modo local está relacionado às oscilações entre o conjunto de unidades de uma planta geradora e o restante do sistema de potência. Pal e Chaudhuri (2005) confirmam essa definição ao mencionarem que, no modo local, um gerador oscila contra o restante do sistema e que o impacto da oscilação é localizado no gerador e na linha que o conecta à rede. Afirram, ainda, que, usualmente, as frequências de operação desse modo ficam na faixa de 1 Hz a 2 Hz. O termo local é utilizado devido às oscilações ocorrerem em uma estação ou em uma pequena parte do sistema.

2.6.2 *Modo intraplanta*

Também chamado de modo intermáquinas, o modo intraplanta, segundo Savelli (2007), está associado às oscilações entre as unidades de uma mesma estação geradora. Este modo, segundo Pal e Chaudhuri (2005), surge devido à interação entre geradores de uma mesma central de geração e possui frequências entre 2 Hz e 3 Hz. Comumente, o restante do sistema não é afetado. Esse modo não é usualmente considerado para o estudo de sistemas de potência de grande porte porque, nestes, cada central de geração é representada por um gerador equivalente.

2.6.3 *Modo intra-área*

O modo intra-área ocorre devido às respostas dos geradores oscilando uns contra os outros numa mesma área. Esse modo possui frequência de operação no mesmo intervalo de frequência do modo local (1 Hz a 2 Hz). Devido a isso, ele é comumente tratado como modo local, apesar de terem características específicas de controlabilidade e observabilidade, conceitos que serão abordados mais adiante (CASTRO E ARAÚJO, 1998).

2.6.4 *Modo interárea*

O modo interárea, de acordo com Savelli (2007), está associado às oscilações de várias máquinas de uma parte (área) do sistema contra máquinas de outra parte (área), em frequências que variam de 0,1 a 0,7 Hz. De acordo com Santos (2019), esse modo é causado por dois ou mais grupos geradores interligados, e essa interligação possui linhas fracas com capacidade inferior à do sistema que elas conectam. Um modo interárea pode ser moderadamente observável e controlável em diferentes áreas ou fracamente observável e fortemente controlável em uma área, mas fortemente observável e fracamente controlável em outra área (KLEIN *et al.*, 1991, YANG *et al.*, 1994). Esse modo é o que será abordado neste trabalho.

2.6.5 *Modo torcional*

Esse modo de oscilação está associado aos componentes rotacionais do sistema dos eixos turbina-gerador. A instabilidade desse modo é causada pela interação dos eixos com os controles dos sistemas de excitação, reguladores de velocidade e linhas de transmissão com compensação em série (SEVILLANO, 2005).

2.6.6 *Modo de controle*

Esse modo está associado às oscilações causadas por ajuste inadequado dos reguladores de velocidade, dos controles de sistemas de excitação e dos compensadores estáticos de reativos (SAVELLI, 2007).

2.7 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, foram apresentados conceitos imprescindíveis que percorrem o assunto de estabilidade de sistemas elétricos. Foi abordado, inicialmente, o conceito de Regulação Secundária, que estabiliza o sistema de maneira eficaz se comparada à Regulação Própria e à Regulação Primária. Em seguida, falou-se sobre as definições que envolvem a área de controle e sua modelagem. As modelagens foram apresentadas para uma área ou para várias áreas interligadas.

Posteriormente, tratou-se da diferenciação de controle centralizado e descentralizado e também do erro de controle de área, que é a grandeza que deve ser corrigida no sistema. Por fim, explorou-se a regulação secundária para várias áreas e os modos de oscilações eletromecânicas mais comuns em sistemas de potência. A partir do que foi apresentado, viu-se que o modo de oscilação a ser abordado neste trabalho é o modo interárea.

ANÁLISE DE SINAIS PARA CONTROLE DESCENTRALIZADO

3 ANÁLISE DE SINAIS PARA CONTROLE DESCENTRALIZADO

Como foi visto, vários modos de oscilação podem ocorrer nos sistemas elétricos de potência. Para conter as oscilações, são utilizados controladores de sistemas. Tais controladores devem atuar de maneira eficaz e, para isso, é necessário fazer uma análise de sinais de entrada e saída do sistema visando selecionar os pares mais eficazes a serem utilizados no controle. Neste capítulo, é apresentado o procedimento utilizado para análise dos pares-entrada saída mais significativos do sistema.

3.1 Análise de Controlabilidade e Observabilidade

Controlabilidade, de acordo com Val de Wal e De Jager (2001), é a habilidade que um sistema possui para amortecer o modo de oscilação (MO) e alcançar um desempenho aceitável com entradas e saídas limitadas. Observabilidade, por sua vez, é definida como a contribuição do MO na resposta do sistema.

A controlabilidade e a observabilidade dos modos podem ser afetadas de maneira significativa pelos zeros de um sistema (SKOGESTAD e POSTLETHWAITE, 2001). A única forma de se evitar zeros é com a seleção prévia de entradas e saídas adequadas no projeto e na aplicação dos controladores.

O sistema elétrico de potência com n unidades, m entradas de controle e r sinais de saída é representado pela Equação (3.1).

$$Y(j\omega) = G(j\omega) \cdot U(j\omega) \quad (3.1)$$

Onde $G(j\omega)$ é a matriz de funções de transferência de respostas freqüenciais (MFTfr), com dimensão $m \times r$.

Segundo Castro (2006), para análise de controlabilidade e observabilidade de sistemas multivariáveis nos domínios de freqüência, são usados os valores singulares da MFTfr. No caso da matriz $G(j\omega)$, esses valores são definidos por:

$$\sigma_i(j\omega) = \sqrt{\lambda_i G^H G} = \sqrt{\lambda_i (G G^H)}, i = 1, \dots, k \quad (3.2)$$

Em que:

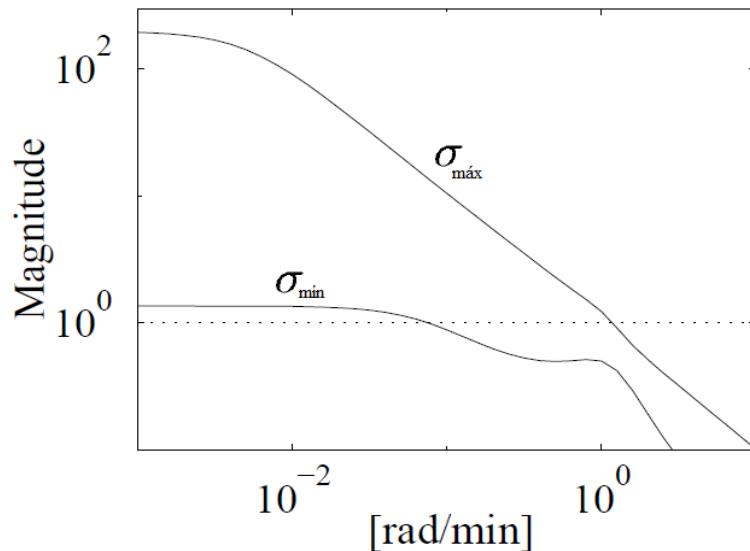
λ_i = i-ésimo autovalor da matriz $G^H G$ ou GG^H ;

G^H = Matriz conjugada e transposta de G ;

$k = \min(m, r)$, onde m (entradas) é o número de linhas da matriz G e r (saídas) o número de colunas.

Os valores singulares são reais e não negativos. Aqui, será definido σ_{\max} como o maior valor singular e σ_{\min} como o menor valor. A relação $\gamma = \frac{\sigma_{\max}}{\sigma_{\min}}$ também é importante e é conhecida como número de condição. σ_{\max} , σ_{\min} e γ são essenciais para análise e projeto de controladores em sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (ROGERS, 2000). A título de ilustração, para que se tenha uma melhor visualização dos valores singulares, vê-se, na Figura 3.1, um exemplo de gráfico de magnitude destes valores para um sistema 2 x 2.

Figura 3.1 - Valores singulares máximos e mínimos.



Fonte: (Skogestad e Postlethwaite, 2001)

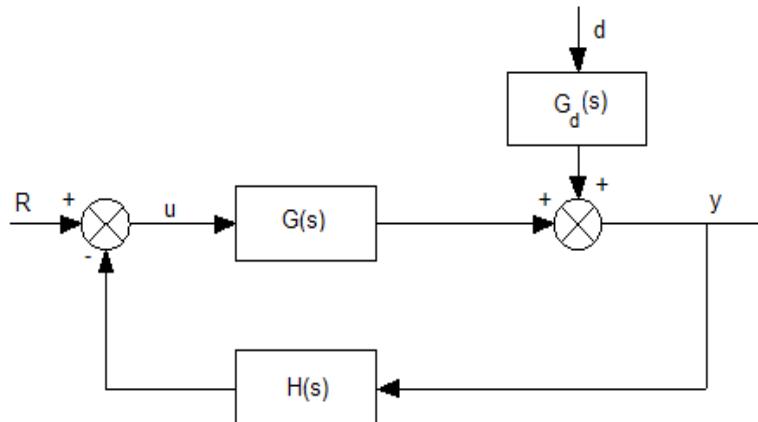
Skogestad e Postlethwaite (2001), Cruz (1996) e Castro e Araújo (2002) pontuam algumas propriedades importantes para a análise e projeto de controladores. São elas:

- σ_{\max} na frequência de um MO retrata o grau de observabilidade do modo na resposta do sistema e σ_{\min} corresponde ao grau de controlabilidade do modo;

- MO pouco amortecidos e fortemente observáveis apresentam grandes picos no gráfico de σ_{\max} . Esses picos estão associados à robustez do sistema. Sistemas robustos apresentam pequenos picos de σ_{\max} ;
- Uma depressão no gráfico de σ_{\min} indica a presença de um zero influente na referida frequência;
- Para que um MO seja fortemente controlável, é necessário ter $\sigma_{\min} \gg 1$ na frequência do modo;
- Um número de condição elevado ($\gamma > 10$) aponta dificuldade de controle. No entanto, se $\sigma_{\min} \gg 1$, é possível realizar o controle mesmo com $\gamma > 10$;
- Sabe-se que $\|G\| = \sigma_{\max}(G)$ e que $\|G^{-1}\| = \frac{1}{\sigma_{\min}(G)}$.

De acordo com Castro (2006), pode-se analisar o efeito de σ_{\min} no comportamento do sistema submetido a variações na referência ou a distúrbios. É possível realizar tal análise considerando o sistema de potência, $G(s)$, com controladores na realimentação, $H(s)$, com entradas de referência R e distúrbio d . O esquemático do sistema pode ser visto na Figura 3.2.

Figura 3.2 - Sistema de potência com controladores.



Fonte: (Castro, 2006).

Por meio da Figura 3.2, é possível obter a relação da Equação (3.3).

$$y = \frac{G \cdot R}{(I + GH)} + \frac{G_d \cdot d}{(I + GH)} \quad (3.3)$$

Em que I é a matriz identidade.

Além da Equação (3.3), ainda pela Figura 3.2, é possível obter a relação da Equação (3.4).

$$u = \frac{R}{(I + GH)} - \frac{H \cdot G_d \cdot d}{(I + HG)} \quad (3.4)$$

Onde $S = (I + GH)^{-1}$ é a MFTrf de sensibilidade e $T = S \cdot G$ é a MFTrf de malha fechada do sistema. Essas equações usualmente são utilizadas para analisar o comportamento do sistema (CASTRO, 2006).

Considerando-se uma variação do vetor de referência R , adotando-se $d=0$, pode-se reescrever a Equação (3.3). Antes de chegar na nova equação final, tem-se alguns passos:

$$y = \frac{G \cdot R}{(I + GH)} \rightarrow \frac{y}{R} = \frac{G}{(I + GH)} \rightarrow \frac{y}{R} = S \cdot G \rightarrow \frac{y}{R} = T$$

Aplicando-se a norma:

$$\frac{\|y\|}{\|R\|} = \|T\| \quad (3.5)$$

Pela propriedade citada anteriormente, pode-se dizer que: $\|T\| = \sigma_{\max}(T)$. Então:

$$\frac{\|y\|}{\|R\|} = \sigma_{\max}(T) \quad (3.6)$$

Sabe-se que:

$$\frac{\|y\|}{\|R\|} = \sigma_{\max}(T) \leq \frac{\sigma_{\max}(G)}{\sigma_{\min}(I + GH)} \quad (3.7)$$

Sabendo que $\sigma_{\min}(I + GH) \geq \sigma_{\min}(GH) - 1$ e que $\sigma_{\min}(GH) \geq \sigma_{\min}(G) \cdot \sigma_{\min}(H)$, pode-se escrever:

$$\frac{\|y\|}{\|R\|} = \sigma_{\max}(T) \leq \frac{\sigma_{\max}(G)}{\sigma_{\min}(G)\sigma_{\min}(H) - 1} \quad (3.8)$$

De maneira análoga, ao se considerar apenas o efeito do distúrbio no sinal de saída e desconsiderar a variação de R , tem-se:

$$\frac{\|y\|}{\|d\|} \leq \frac{\sigma_{\max}(G_d)\sigma_{\max}(H)}{\sigma_{\min}(G)\sigma_{\min}(H) - 1} \quad (3.9)$$

De acordo com Silva (2018), pelas Equações (3.8) e (3.9), é possível concluir que $\sigma_{\min}(G)$, que depende da seleção das entradas e saídas, precisa ser grande a fim de reduzir os picos de $\sigma_{\max}(T)$ – que normalmente são grandes nas frequências dos modos de oscilação – e para reduzir os efeitos dos distúrbios. Os controladores também necessitam ser ajustados de modo a contribuir em ambos os casos, melhorando o comportamento do sistema.

Além disso, também é indispensável impor limites para evitar a saturação do sinal de entrada. Para essa condição, será considerada a Equação (3.4). Do mesmo modo que foi feito com a Equação (3.3), considera-se, primeiramente, a existência de variação R e a inexistência de distúrbio d . Dessa forma, estabelecendo $\|u\| \leq 1$, resulta-se:

$$\|u\| = \frac{\|R\|}{\sigma_{\min}(I + HG)} \leq 1 \quad (3.10)$$

Ou:

$$\|R\| \leq \sigma_{\min}(I + GH) \geq \sigma_{\min}(HG) - 1 \geq \sigma_{\min}(H) \cdot \sigma_{\min}(G) - 1 \quad (3.11)$$

Logo, um limite seguro para $\|u\| \leq 1$ acontece se $\|R\|$ é menor que o menor desses números, ou seja, se $\|R\| \leq \sigma_{\min}(H) \cdot \sigma_{\min}(G) - 1$. Reorganizando, pode-se escrever que:

$$\sigma_{\min}(G) \geq \frac{\|R\| + 1}{\sigma_{\min}(H)} \quad (3.12)$$

De forma análoga, considerando o efeito do distúrbio no sinal de saída e assumindo-se que $R = 0$, tem-se:

$$\sigma_{\min}(G) \geq \frac{\sigma_{\max}(G_d) \cdot \|d\| + 1}{\sigma_{\min}(H)} \quad (3.13)$$

Assim, a partir das Equações (3.12) e (3.13), é possível concluir que $\sigma_{\min}(G)$ deve ser grande para evitar a saturação de u , em virtude dos distúrbios e das variações na referência. $\sigma_{\min}(G)$ precisa, portanto, ser grande especialmente nas frequências dos modos de oscilação para facilitar a ação de controle. Isso justifica o fato de σ_{\min} representar o grau de controlabilidade (CASTRO, 2006).

3.2 Interações no domínio da frequência

Para analisar as interações em sistemas multivariáveis, além dos valores singulares, utiliza-se a Matriz de Ganhos Relativos (MGR). Para G ($m \times m$), ou seja, quando $r = m$, ela é definida por:

$$\Lambda(G(j\omega)) = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \cdots & \lambda_{1m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{r1} & \cdots & \lambda_{rm} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Onde, segundo Bristol (1966):

$$\lambda_{ij} = g_{ij} b_{ij}, \text{ e:}$$

$$g_{ij} = \left(\frac{\partial y_i}{\partial u_j} \right)_{u_k=0, k \neq j} \text{ é o elemento } ij \text{ de } G;$$

$$b_{ij} = \left(\frac{\partial u_i}{\partial y_j} \right)_{y_k=0, k \neq i} \text{ é o elemento } ji \text{ de } B, \text{ que é dada por } G^{-1}.$$

Para os casos em que $r \neq m$, $B = G^+$. G^+ é a matriz inversa generalizada de G . Neste caso, tem-se:

$$B = (G^H G)^{-1} G^H \text{ para } m \leq r \text{ e } \text{Posto}(G) = m.$$

$$B = G^H (G G^H)^{-1} \text{ para } r \leq m \text{ e } \text{Posto}(G) = r.$$

λ_{ij} mostra a relação entre a saída i com a entrada j (considerando todas as outras entradas constantes) e a entrada j com a saída i (considerando todas as outras saídas constantes). Em resumo, define-se λ_{ij} como uma medida de interação entre entrada j e saída i . Além disso, verifica-se que λ_{ij} é uma medida do efeito que o controle do restante das variáveis possui no ganho entre u_j e y_i (MILANOVIC E DUQUE, 2001). Segundo Castro (2006), a matriz Λ pode

ser utilizada na seleção de entradas para aplicação de controladores e de sinais de saída para serem realimentados através desses controladores.

3.3 Condições para descentralização

Devido ao que já foi explicado no tópico 2.3, propõe-se obter um controle descentralizado para o sistema elétrico de potência a ser estudado neste trabalho. Para que o controle descentralizado seja possível, é necessário que ele satisfaça a alguns requisitos.

De acordo com Castro (2006), inicialmente, cada par entrada-saída para controle deve possuir a mesma unidade e não ter modos instáveis e não controláveis. Além disso, os pares selecionados não devem ter zeros à direta do plano complexo até a frequência de corte e nem próximos da origem, pois, segundo Middleton (1991), eles têm um grande efeito nos picos de resposta, ultrapassagens, largura de faixa, sensibilidade e robustez do sistema, o que dificulta o controle do MO. Por fim, para ser fiel ao conceito de descentralização, o controlador de uma unidade não pode interagir com o de alguma outra.

Segundo Castro (2006), de acordo com a definição vista do elemento λ_{ij} e devido a algumas propriedades existentes da MGR, podem ser destacadas determinadas regras usadas na seleção de entradas e saídas para controle descentralizado do sistema. São elas:

- Não se deve utilizar o par saída-entrada correspondente a λ_{ij} negativo no estado estacionário ($\omega = 0$) para evitar instabilidade por interações em baixa frequência;
- Os valores absolutos da MGR devem resultar em números pequenos, preferencialmente menores do que 1, para que o sistema seja mais facilmente controlável;
- Quanto mais próximo da matriz identidade resultar $\Lambda(G)$, mais independentes serão os pares entrada-saída e consequentemente menores serão as interações que ocorrerão entre os controladores. Um conjunto de entradas e saídas é completamente descentralizado se $\Lambda(G) = I$, no entanto, essa igualdade só ocorre se a matriz G for triangular, que não é o caso de sistemas de potência. Apesar disso, pode-se aceitar como descentralizado o conjunto que resultar em $\Lambda(G(j\omega)) \approx I$ para $\omega = \omega_c$ (SKOGESTAD e POSTLETHWAITE, 2001). Define-se a frequência de corte, ω_c , como a frequência em que $\sigma_{\max} = 1$, quando σ_{\max} está decrescendo;

- Uma medida de proximidade de $\Lambda(G)$ com a matriz identidade é definida por:

$$MGR_N = ||\Lambda(G) - I|| \quad (3.15)$$

Em que MGR_N é o número da MGR e é uma norma da matriz quadrada. Como já citado em outras palavras no tópico anterior, se $MGR_N \cong 0$, a descentralização é boa. Entretanto, essa condição não é suficiente. Para compensar essa deficiência, propõe-se um limite, tornando uma medida independente da matriz que é definida. Para uma matriz $n \times n$, define-se $MGR_N \cong \varepsilon n^2$, em que n é a ordem da matriz e ε representa o limite da média das magnitudes dos elementos de $||I - \Lambda(G)||$. Para uma boa descentralização, ε deve ser pequeno ($\varepsilon \leq 0,1$), portanto é preferível evitar pares correspondentes a valores grandes de ε na região da frequência de cruzamento.

Milanovic e Duque (2001) usaram algumas propriedades usuais da MGR para escolher os pares entrada-saída mais influentes no sistema. No entanto, a aplicação isolada da MGR nessa seleção possui certas limitações, como por exemplo a impossibilidade de selecionar a saída mais eficaz entre sinais de uma mesma unidade de geração.

Diante disso, Castro e Araújo (2002) propuseram, então, um método que emprega MGR e valores singulares para selecionar os pares entrada-saída mais eficazes para utilização de controladores descentralizados. Essa é uma técnica que provou ser efetiva e segura para a seleção de sinais.

3.4 Procedimento para seleção de entradas e saídas

Devido à insuficiência da seleção de pares entradas-saídas apenas pela aplicação da MGR, será utilizado o método apresentado por Castro e Araújo (2002). Este método seleciona simultaneamente o conjunto mais eficiente de saídas e entradas e somente depois aplica os controladores. O procedimento para sua utilização efetiva será descrito a seguir:

- 1) Determinar a MGR completa na frequência $\omega = 0$, para obter, portanto, a matriz $\Lambda(0)$ (estado estacionário), que considera as entradas e saídas de todas as unidades;
- 2) Desconsiderar para seleção todos os pares para os quais $\lambda_{ij} < 0$ e, para cada unidade, desconsiderar a(s) saída(s) com $\sum_{j=1}^m \lambda_{ij} \ll 1$;

- 3) Analisar as saídas com valores maiores de $\sum_{j=1}^m \lambda_{ij}$ e os pares com valores grandes de $\lambda_{ij} > 0$;
- 4) Eliminar os sinais e entradas pouco efetivos ou que provoquem interações indesejáveis;
- 5) Formar todos os conjuntos com p entradas e p saídas, considerando que p controladores são suficientes para amortecer os modos de oscilação com controle robusto do sistema;
- 6) Testar os conjuntos para verificar a descentralização na frequência $\omega = \omega_c$ e descartar os conjuntos com fortes interações entre as unidades (fraca descentralização);
- 7) Comparar os conjuntos restantes através dos valores singulares, a fim de eleger o conjunto com boa descentralização e com a maior controlabilidade (σ_{\max} menor) na faixa de modos de oscilação. Esse conjunto deve, então, ser escolhido para aplicação de controladores descentralizados.

3.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo, foi abordada a análise de sinais para controle descentralizado. Antes de se chegar na análise propriamente dita, foram apresentados os conceitos de controlabilidade e observabilidade, que dizem respeito, respectivamente, à capacidade de um sistema de amortecer um modo de oscilação e à contribuição desse modo na resposta do sistema.

Foram explorados, também, os conceitos de valores singulares, que estão vinculados à controlabilidade e à observabilidade do sistema, e de Matriz de Ganhos Relativos (MGR), que mede as interações em sistemas multivariáveis. O método utilizado neste trabalho emprega valores singulares e MGR para selecionar os pares entrada-saída mais eficazes para utilização de controladores descentralizados.

PROJETO DE CONTROLADOR ROBUSTO DESCENTRALIZADO

4 PROJETO DE CONTROLADOR ROBUSTO DESCENTRALIZADO

Neste capítulo, é apresentado o projeto de controlador robusto descentralizado, que resultará numa função objetivo. A finalidade é minimizar a função objetivo de modo a encontrar os valores dos parâmetros do controlador que satisfaçam a condição de robustez, alcançando, assim, o amortecimento das oscilações. O controlador com os parâmetros adequados será aplicado em um sistema carga-frequência com três áreas.

4.1 Controladores Robustos

A teoria de controle linear ótimo e a teoria de controle linear quadrático gaussiano pareciam ser, nas décadas de 60 e 70, as técnicas ideais de controle de sistemas (KWAKERNAAK e SIVAN, 1972). No entanto, devido a algumas limitações, como a necessidade de realimentação de estado direta ou indireta e a falta de robustez, elas passaram a se tornar obsoletas.

As deficiências nessas técnicas levaram alguns estudiosos a desenvolver uma nova técnica que levasse em consideração as incertezas, surgindo, então, a teoria de controle robusto (ZAMES, 1979, DOYLE, 1979). De acordo com Kwakernaak (1993), o problema de controle robusto não é de solução única, então a robustez pode ser atingida mesmo satisfazendo a algumas restrições. Neste trabalho, as restrições estabelecidas serão: controle descentralizado e controladores de pequena ordem. O projeto para atender a essas restrições é apresentado no tópico a seguir.

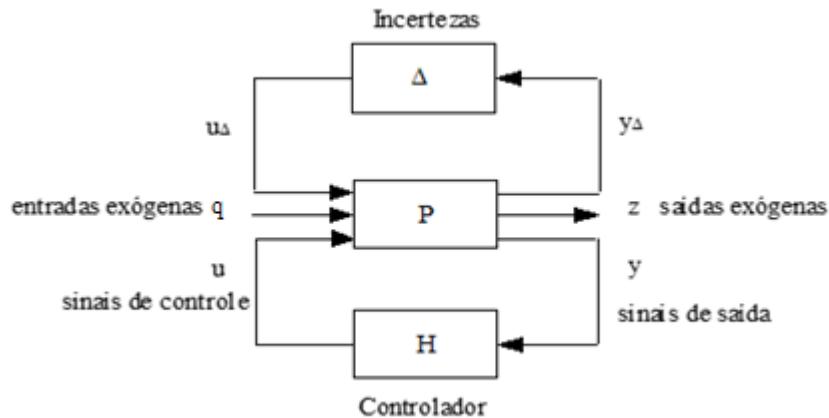
4.2 Projeto do controlador

Os controladores são projetados levando em consideração os erros de modelagem, também conhecidos como incertezas. O termo incertezas diz respeito às diferenças ou erros entre os modelos e a realidade. Qualquer mecanismo utilizado para expressar esses erros é denominado de representação de incertezas (SANTOS, 2019). A configuração geral do sistema com incertezas é ilustrada na Figura 4.1.

Na Figura 4.1, Δ simboliza o conjunto de todas as possíveis incertezas que são agrupadas em uma única matriz, q é o vetor que engloba ruídos, distúrbios e sinais de referência e z é o vetor que contém todos os sinais que devem ser controlados e os erros de seguimento. O objetivo

original é minimizar o efeito de entradas q nos sinais de saída z . O problema, entretanto, é que esse modelo resulta em um controlador centralizado e de ordem elevada (CASTRO, 2006).

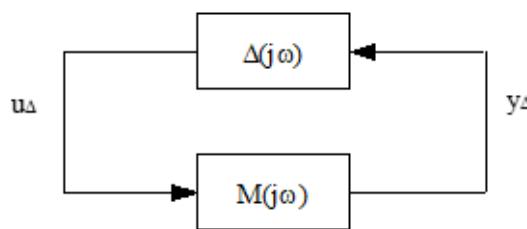
Figura 4.1 - Configuração geral do sistema de controle.



Fonte: (Castro, 2006).

Devido à ordem elevada do controlador resultante e ao problema de centralidade, propõe-se a técnica em que os controladores são projetados usando diretamente o modelo na forma frequencial, considerando o sistema multivariável e representado pela configuração apresentada na Figura 4.2. Nela, observa-se que a matriz $M(j\omega)$ inclui o sistema nominal representado pela matriz G , o controlador H e os pesos. Esta configuração, conhecida como $M-\Delta$, será utilizada neste trabalho para projetar o controlador.

Figura 4.2 - Configuração $M-\Delta$ utilizada para análise de estabilidade robusta.



Fonte: (Castro, 2006).

Skogestad e Postlethwaite (2001) apresentam dois teoremas distintos para garantia da estabilidade. No primeiro teorema, conhecido por teorema de sistemas com incertezas estruturadas, assume-se que $M(j\omega)$ e $\Delta(j\omega)$ são estáveis, então o sistema $M-\Delta$ será estável para todas as incertezas com $\sigma_{\max}(\Delta(j\omega)) \leq 1, \forall \omega$, se e somente se:

$$\mu(M(j\omega)) < 1, \forall \omega \quad (4.1)$$

Onde $\mu(M)$, conforme Chen e Malik (1994), é o valor singular estruturado de M .

No segundo teorema, conhecido por teorema de sistemas com incertezas não-estruturadas, assume-se que $M(j\omega)$ e $\Delta(j\omega)$ são estáveis, mas $\Delta(j\omega)$ é uma matriz cheia – matriz onde a maior parte dos elementos são nulos – devido a erros de modelagem, variações de ponto de operação e exclusão de partes dinâmicas dos geradores e da rede de transmissão. Nesse caso, o sistema $M-\Delta$ será estável para todas as incertezas com $\sigma_{\max}(\Delta(j\omega)) \leq 1, \forall \omega$, se e somente se:

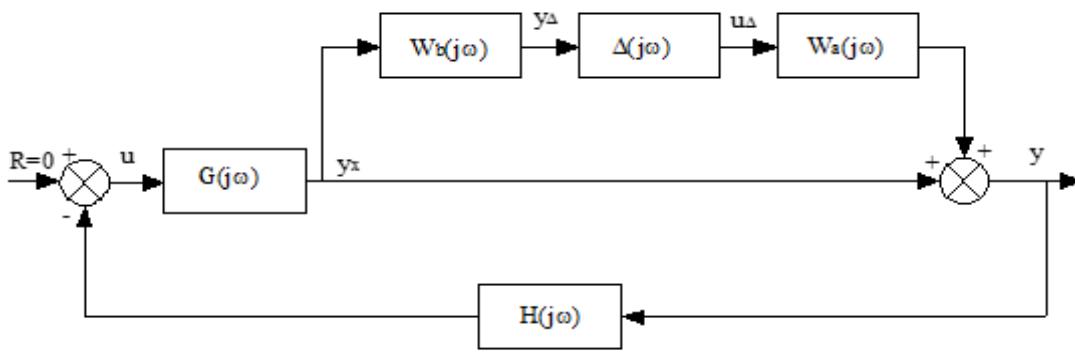
$$\sigma_{\max}(M(j\omega)) < 1, \forall \omega \quad (4.2)$$

Essa é a condição para estabilidade robusta do sistema.

Assim, objetiva-se projetar o controlador com o uso direto da matriz $M(j\omega)$ de maneira que a Equação (4.2) seja obedecida.

Conhecendo o sistema de potência com controladores apresentado na Figura 3.1, do capítulo anterior, é possível reestruturá-lo, considerando as incertezas não-estruturadas, para encontrar a matriz M . Eliminando o distúrbio d , mas considerando as incertezas refletidas nos sinais de saída e representando-as pelas matrizes de peso $W_a(j\omega)$ e $W_b(j\omega)$, tem-se o esquemático da Figura 4.3.

Figura 4.3 - Sistema de potência com controlador e incertezas não-estruturadas.



Fonte: (Castro, 2006).

Já foi visto que a MFTrf de malha fechada do sistema é dada por $T = (I + GH)^{-1}G$. Assim, sabendo que $y_\Delta = Mu_\Delta$, seguindo a Figura 4.3, verifica-se, então, que:

$$M = -W_b T H W_a \quad (4.3)$$

O objetivo, entretanto, é projetar um controlador para estabilizar não apenas a planta nominal, $G(s)$, mas o conjunto de todas as plantas dado por: $G'(s) = (I + W_a(s)\Delta(s)W_b(s)G(s))$. Deseja-se estabelecer uma estrutura fixa e de pequena ordem para o controlador $H(s)$ de estrutura assim conhecida:

$$H(s) = \begin{pmatrix} h_1(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_2(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_p(s) \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Neste trabalho, cada $h_i(s)$ será representado por:

$$h_i(s) = K_0 \frac{(1 + T_1 s)}{(1 + T_2 s)} \frac{(1 + T_3 s)}{(1 + T_4 s)} \cdots \frac{(1 + T_{2m-1} s)}{(1 + T_{2m} s)} \quad (4.5)$$

$$\text{Em que: } 0,1 < \frac{T_{2j-1}}{T_{2j}} < 10$$

De acordo com Silva (2018), os controladores $h_i(s)$ podem, ainda, incluir filtros de baixa frequência (*washout*), para eliminar erros persistentes no sinal de entrada, da forma:

$$\frac{k_s T_w s}{1 + T_w s} \quad (4.6)$$

Assim, conhecida a matriz $M(s)$, é preciso ajustar os parâmetros do controlador $H(s)$, de modo que se encontre a solução para o seguinte problema de otimização:

$$\min \left[\sup \left(\sigma_{\max}(M(j\omega)) \right) \right] \quad (4.7)$$

Onde $\sup(\sigma_{\max}(M))$ significa o valor superior ou pico máximo de $\sigma_{\max}(M)$.

Se após a minimização da Equação (4.7) o valor mínimo do maior $\sigma_{\max}(M)$ for igual ou maior que 1, isso indica que a robustez estabelecida pelo teorema de sistemas com incertezas não-estruturadas não foi atingida. Nesse caso, aumenta-se a ordem de cada $h_i(s)$ e repete-se o problema de otimização.

Como $\sigma_{\max}(M)$ não é função explícita dos parâmetros do controlador, existe a necessidade de usar algum método que não necessite calcular as derivadas da função. Devido a isso, será proposto o método do Recozimento Simulado. Antes de explicar o método, no entanto, será apresentada uma simplificação para facilitar sua aplicação.

Os pesos uniformes, como já foi visto, são dados por $W_a(s)$ e $W_b(s)$. Eles podem ser assim reescritos: $W_a(s) = \omega_a(s) \cdot I$ e $W_b(s) = \omega_b(s) \cdot I$. De acordo com Cruz (1996), $\omega_a \omega_b$ indica o único limite superior, representando o pior caso associado a todos os canais de controle. Assim, a matriz M dada na Equação (4.3) resulta em:

$$M = -\omega_a \omega_b T H \quad (4.8)$$

Como o sinal negativo não afeta o resultado, ele pode ser desprezado. Chega-se, então, a:

$$\sigma_{\max}(M) = \omega_a \omega_b \sigma_{\max}(T H) < 1 \quad (4.9)$$

Essa Equação (4.9) pode ser assim reescrita:

$$\sigma_{\max}(M) \leq \omega_a \omega_b \sigma_{\max}(T) \sigma_{\max}(H) < 1 \quad (4.10)$$

De (4.10) obtém-se:

$$\sigma_{\max}(T) < \frac{1}{\sigma_{\max}(\omega_a \omega_b H)}, \forall \omega \quad (4.11)$$

Reescrevendo (4.11), chega-se:

$$\sigma_{\max}(T) < \sigma_{\max} \left(\frac{H^{-1}}{\omega_a \omega_b} \right), \forall \omega \quad (4.12)$$

Assim, o intuito é otimizar a função objetivo (M), através do método de Recozimento Simulado, para obter grandezas dos parâmetros do controlador (T e K_0), de tal modo que seja satisfeita a condição de robustez, descrita pela Equação (4.12). O valor singular máximo de M está diretamente relacionado aos modos de oscilação, ou seja, ao minimizá-lo, serão minimizados, também, os picos relacionados aos modos de oscilação, resultando em uma maior estabilidade do sistema.

4.3 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, foi apresentado o projeto de controlador robusto descentralizado. Chegou-se a uma função objetivo, que será minimizada através do método de Recozimento Simulado, para que seja possível obter os parâmetros adequados do controlador. Tais parâmetros devem ser robustos de modo a garantir o amortecimento das oscilações.

MÉTODO DE CONTROLE

5 MÉTODO DE CONTROLE

Neste capítulo, será apresentado o método utilizado para obtenção dos parâmetros de controle adequados para um sistema de 3 áreas. Trate-se do Recozimento Simulado, que é comumente utilizado em casos de funções implícitas. Antes de explicá-lo, é importante conhecer o conceito de métodos heurísticos e meta-heurísticos, que é onde o método adotado se insere.

5.1 Métodos Heurísticos e Meta-heurísticos

Em problemas de otimização, existe um número elevado de combinações, que torna inviável a análise de todas as possíveis soluções. Com o desenvolvimento da inteligência computacional, muitos métodos heurísticos e meta-heurísticos estão sendo utilizados para solução desses problemas de otimização (STELLE *et. al.*, 2015).

De acordo com Romero e Mantovani (2004), a heurística é uma técnica de otimização que obtém, através de etapas bem definidas, soluções de boa qualidade para problemas complexos. Ela começa o processo de um ponto do espaço de busca dentro de um conjunto de transições através do espaço de soluções do problema e termina quando encontra um ótimo local. Existem vários tipos de técnicas heurísticas; a diferença entre elas está na escolha do ponto inicial para começar as transições, na caracterização da vizinhança e no critério utilizado para escolher o próximo ponto.

O processo de heurística finaliza quando todos os vizinhos testados são piores do que o valor adotado e obtém-se, então, a solução. No entanto, apesar de ser rápido e ter fácil formulação e implementação, a heurística não tem habilidade de encontrar a solução ótima global de um sistema complexo. Geralmente, segundo Romero e Mantovani (2004), esse método encontra apenas um ótimo local e com baixa qualidade.

Devido à limitação do método heurístico, muitas vezes utilizam-se os métodos meta-heurísticos. Neles, de acordo com Stelle *et. al.* (2015), existem mecanismos internos que evitam a parada em ótimos locais. Essa técnica é considerada uma evolução dos algoritmos heurísticos e é caracterizada pelo processo de obter, de forma eficiente, em um espaço grande, um ótimo global, procurando-o em um conjunto reduzido por vez.

Assim, na meta-heurística, realiza-se a busca da solução de uma maneira mais inteligente e eficaz. Muitos são os métodos que utilizam a técnica meta-heurística para problemas de

otimização. Alguns deles são: Algoritmo Genético, *Tabu Search*, Enxame de Partícula, *Pattern Search* e, por fim, o Recozimento Simulado, que será utilizado neste trabalho.

5.2 Recozimento Simulado

O Recozimento Simulado, também conhecido como *Simulated Annealing*, é uma técnica meta-heurística proposta por Metropolis *et al.* (1953). Inicialmente, consistia apenas em um método de busca randômica para solucionar problemas de otimização termodinâmica e foi assim nomeado pelo fato de simular o processo de recozimento – ou recristalização – de metais.

No processo de recozimento de metais, a temperatura do sistema é elevada até pouco abaixo do ponto de fusão do material. Depois, ela é reduzida de forma lenta e é dado um tempo para o material se acomodar a cada nova temperatura, na tentativa de minimizar sua energia. A sequência é continuada até que seja obtida uma estrutura cristalina livre de imperfeições, que ocorre em baixa energia. A temperatura regula a probabilidade de aceitar soluções ruins, mas o material não deve ser resfriado bruscamente para que sua estrutura não fique desordenada e instável (VIEGAS e AFFONSO, 2017).

No procedimento de recozimento de metais, busca-se, então, reduzir a energia. Em cada passo do algoritmo de Recozimento Simulado, são dados deslocamentos aleatórios em cada átomo e a variação de energia, ΔE , é calculada. Se $\Delta E < 0$, o deslocamento é aceito e a nova configuração da estrutura cristalina passa a ser o ponto de partida para o próximo passo. Por outro lado, se $\Delta E > 0$, a nova configuração pode ser aceita, porém de acordo com a probabilidade:

$$p(\Delta E) = e^{\frac{-\Delta E}{T}}, \quad (5.1)$$

Um número aleatório distribuído de maneira uniforme no intervalo $[0,1]$ é calculado e comparado com $p(\Delta E)$. O critério de Metropolis determina que a configuração será aceita se o número aleatório for menor do que $p(\Delta E)$. Caso seja maior, ocorre rejeição e a configuração anterior é utilizada como ponto de partida para o próximo passo. Repete-se o procedimento até que se chegue a uma temperatura que fornecerá a configuração com energia mínima. A temperatura regula a probabilidade de aceitar soluções ruins.

Kirkpatrick *et. al* (1983) estenderam este método de otimização termodinâmica para o problema de otimização combinatorial. Devido a isso, é possível fazer uma analogia entre um problema de otimização e o processo de recozimento de metais. De acordo com Viegas e Affonso (2017), as soluções do espaço de busca são comparadas aos estados possíveis de um metal, o valor da função objetivo equivale à energia em cada estado, e a solução ótima local – provavelmente global – corresponde à energia mínima.

Assim, com base nesse conhecimento, é possível definir, segundo Soeiro *et al.* (2016) e Viegas e Affonso (2017), o passo-a-passo do algoritmo de Recozimento Simulado para processo de otimização:

- 1) Escolher uma solução inicial de maneira randômica. Esta solução passa a ser a solução atual, X , e ótima, X^* ;
- 2) Definir uma temperatura inicial, T_0 ;
- 3) Selecionar, de forma aleatória, uma solução X' , que é uma solução vizinha a X ;
- 4) Calcular o valor da variação da função objetivo: $\delta f = f(X') - f(X)$;
- 5) Caso a variação da função objetivo seja menor que zero ($\delta f < 0$), o método aceita o movimento e X' passa a ser a solução atual ótima ($X^* = X'$).
- 6) Se a variação da função objetivo for maior ou igual a zero ($\delta f \geq 0$), gera-se um número aleatório $rand$ entre 0 e 1, indicando que uma solução pior foi encontrada em X' . O valor de probabilidade de transição $p = e^{\frac{-\delta f}{T}}$ é computado e comparado com $rand$. Se $p > rand$, o novo ponto é aceito, X^* é atualizado e o algoritmo se move numa direção de subida. Se $p < rand$, então X' é rejeitado.
- 7) Atualizar valor de temperatura e verificar se a temperatura do sistema ainda é maior do que a temperatura final mínima pré-estabelecida. Caso seja, volta-se ao passo 3 e a busca continua até que ela fique menor que a temperatura final pré-definida. No término, a melhor solução encontrada para o problema proposto estará contida na variável solução final, X^* .

É necessário que sejam feitos comentários sobre alguns importantes passos do algoritmo de Recozimento Simulado. No passo 1, atribui-se X^* ao valor da solução inicial X por ser a melhor solução conhecida até então. No passo 2, o valor do parâmetro T_0 , definido pelo usuário, depende do tipo de problema analisado, mas deve ser suficientemente grande para que todas as transições sejam inicialmente aceitas (SOEIRO *et al.*, 2016).

No passo 6, viu-se que, quando um novo ponto é aceito como solução, o algoritmo se movimenta em direção de subida, ou seja, em um movimento ascendente. Aqui, é necessário saber que dois fatores reduzem a probabilidade desse movimento ser ascendente: baixas temperaturas e elevadas diferenças nos valores das funções calculadas. Essa é uma tentativa de se escapar dos mínimos locais (SOEIRO *et al.*, 2016).

No passo 7, após N_T vezes nos *loops* em movimento ascendente, a temperatura é reduzida. A nova temperatura é dada por:

$$T' = r_T \times T, \quad (5.2)$$

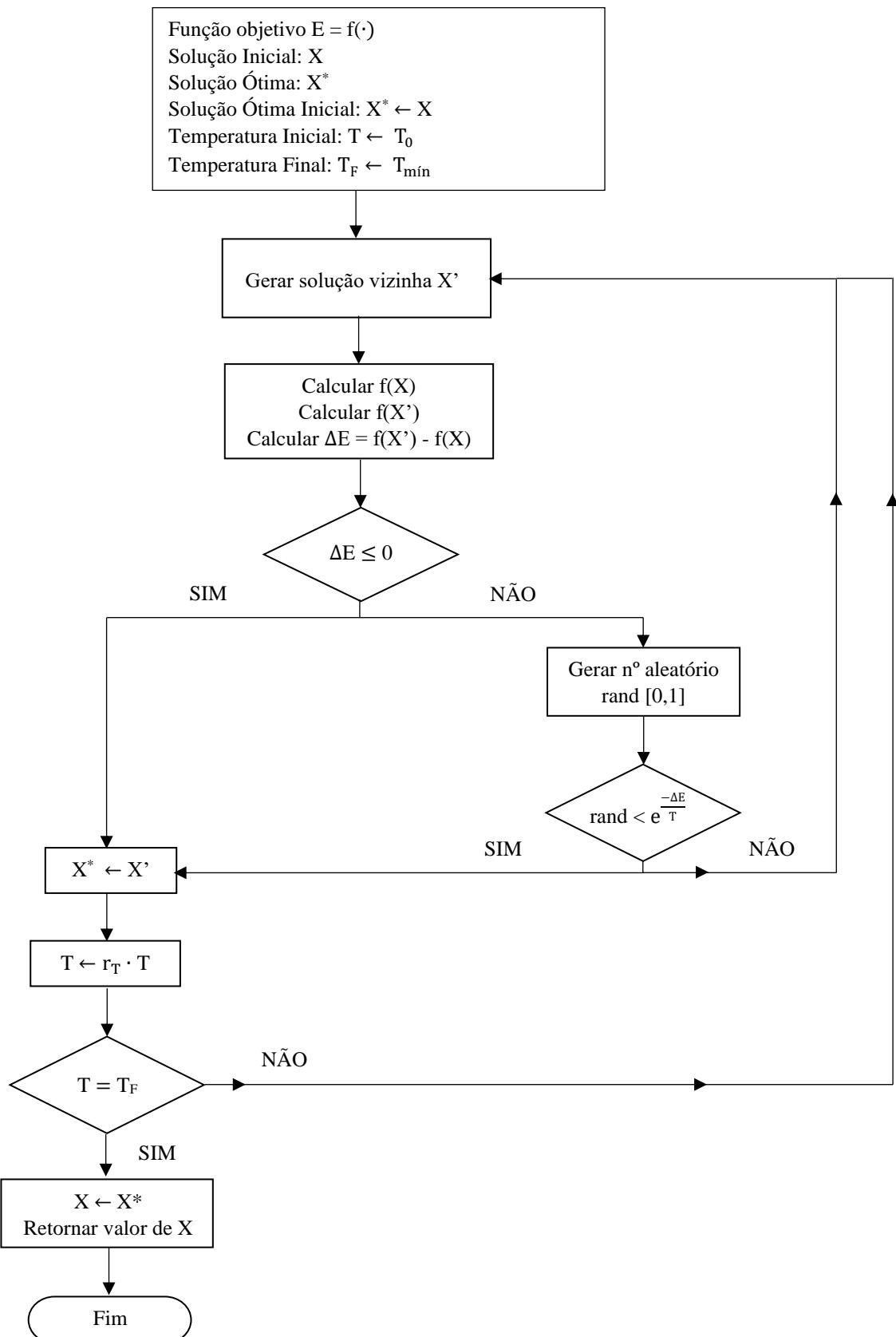
Em que r_T é o coeficiente de redução de temperatura e é um número entre 0 e 1 que deve ser determinado pelo usuário.

Ainda de acordo com Soeiro *et al.* (2016), uma temperatura baixa reduz a probabilidade de movimentos ascendentes. Isso produz um alto número de pontos rejeitados e, portanto, diminui os comprimentos dos passos. Além disso, o primeiro ponto a ser testado em uma nova temperatura é o ótimo atual. Passos pequenos e início no ótimo atual significam que será explorada a área do espaço de projeto que for mais promissora.

Nota-se, portanto, que, no início do reconhecimento simulado, tem-se uma estimativa grosseira do espaço de projeto, uma vez que os parâmetros iniciais são definidos aleatoriamente pelo usuário. Isso faz com que as movimentações aconteçam com passos maiores. À medida que a temperatura cai, o método vai focalizando lentamente a área onde o mínimo global deve estar localizado. No fim do algoritmo, com temperaturas muito baixas, o método só aceita transições para soluções melhores.

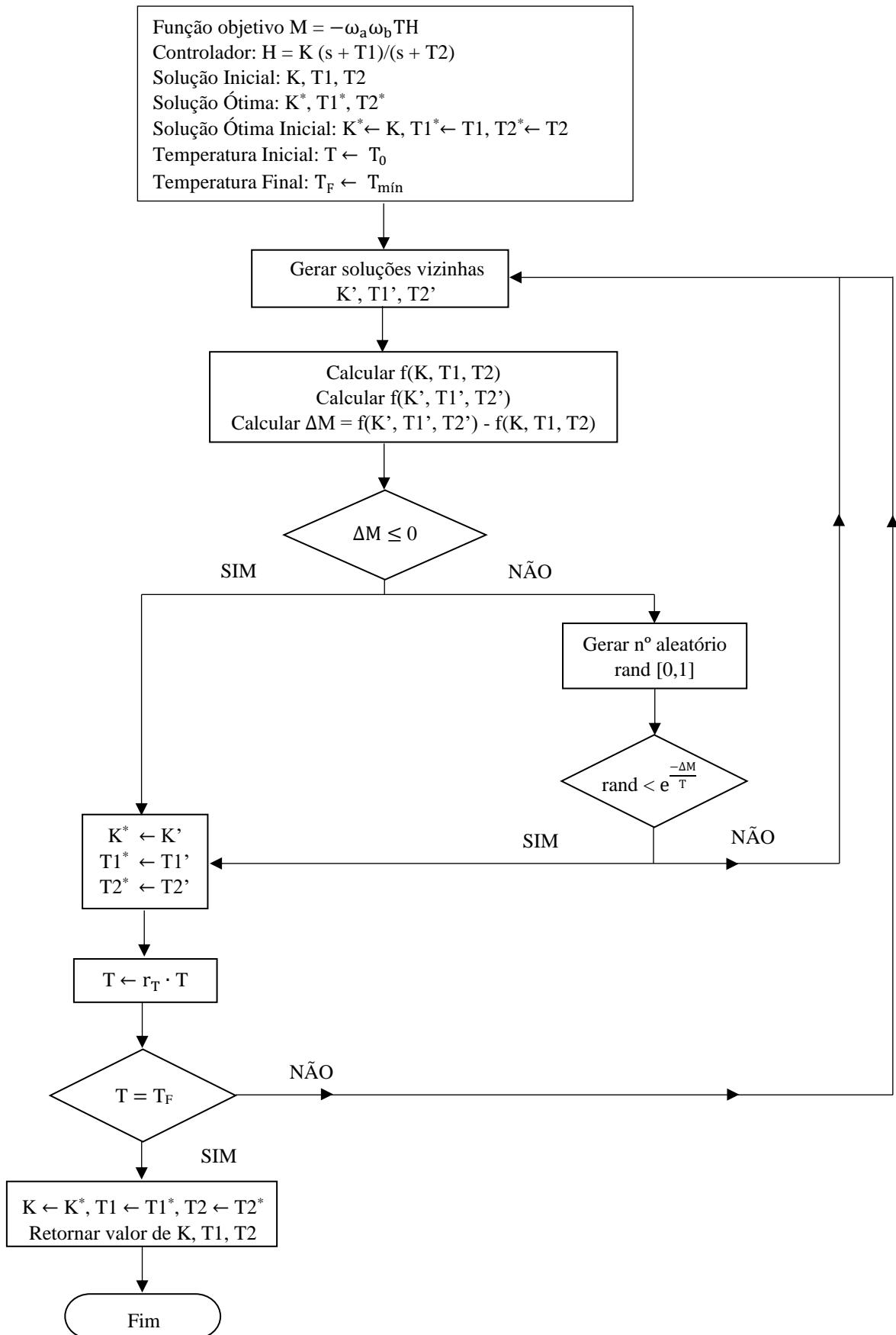
Com base no que foi explicado sobre o método proposto, é mostrado, na Figura 5.1, o fluxograma para o algoritmo do reconhecimento simulado original utilizado em reconhecimento de metais. De maneira análoga, na Figura 5.2, é exibido o fluxograma para o reconhecimento simulado aplicado neste trabalho, onde a função objetivo que se deseja minimizar é a função M , já mostrada na Equação (4.8).

Figura 5.1 - Fluxograma para recozimento de metais.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Figura 5.2 - Fluxograma para reconhecimento simulado proposto neste trabalho.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

5.3 Conclusão do capítulo

Viu-se, neste capítulo, que o processo de Recozimento Simulado para otimização de sistemas é proveniente do processo de Recozimento de Metais. Ele é proposto neste trabalho com o objetivo de encontrar os parâmetros adequados de controle que serão utilizados em um sistema de 3 áreas. O método de Recozimento Simulado é uma técnica meta-heurística, onde as soluções fogem do mínimo local e encontram o mínimo global. Foi apresentado um passo-a-passo explicando como aplicá-lo, de modo a torná-lo mais compreensível e facilmente utilizável.

RESULTADOS

6 RESULTADOS

Neste capítulo, são mostrados, inicialmente, os resultados referentes à seleção dos sinais de entradas e saídas adequados para um sistema interligado de 3 áreas. É utilizado o método de seleção apresentado no capítulo 3, utilizando MGR e valores singulares. Após mostrar a seleção de entradas e saídas, é colocado um controlador de baixa ordem em cada área do sistema, com parâmetros obtidos por Recozimento Simulado, para amortecer as oscilações.

É feita, ainda, uma análise estatística do método de Recozimento para verificar a repetibilidade dos parâmetros de controle obtidos. Em seguida, o resultado do amortecimento com os parâmetros resultantes do Recozimento é comparado com diferentes métodos de controle, propostos por outros autores, utilizados para o mesmo sistema: Algoritmo Genético, *Tabu Search*, Enxame de Partícula e *Pattern Search*.

Por fim, para analisar a robustez do método, foram utilizados os parâmetros obtidos no Recozimento Simulado em outras duas situações: retirando um dos controladores e variando a potência de intercâmbio. O intuito é observar se, mesmo com essas perturbações, é possível alcançar a robustez.

6.1 Seleção de sinais em um sistema de 3 áreas

O esquemático do sistema de potência de controle de carga-frequência de três áreas equivalentes interligadas que será adotado está ilustrado na Figura 2.8, no capítulo 2. O modelo dinâmico, representado por espaço de estado, linearizado em torno de um ponto de operação, é apresentado por Calvert e Titli (1989). Segundo o exemplo apresentado por eles, os parâmetros do sistema em estudo são:

- $T_{p1} = T_{p2} = T_{p3} = 20$ s;
- $K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 240$ Hz/pu MW;
- $R_1 = R_2 = R_3 = 2,4$ Hz/pu MW;
- $T_{G1} = 0,08$ s; $T_{G2} = 0,2$ s; $T_{G3} = 0,3$ s;
- $T_{S1} = 0,3$ s; $T_{S2} = 0,4$ s; $T_{S3} = 0,5$ s;
- $T_{12}^0 = T_{32}^0 = 0,0866$ pu MW;
- $a_{12} = a_{32} = -0,5$.

O modelo do sistema é representado pelas Equações (2.23), (2.24), (2.25) e (2.26), mostradas no capítulo 2. Esse sistema possui três modos de oscilação do tipo interárea. Os modos de oscilação estão vinculados a autovalores. Através do MATLAB®, é possível encontrar os autovalores da matriz A do sistema, vista no Apêndice A. São eles:

- $\lambda_1 = -0,1759 \pm j3,0010 \text{ s}^{-1}$;
- $\lambda_2 = -0,1199 \pm j4,0102 \text{ s}^{-1}$;
- $\lambda_3 = -0,1893 \pm j4,6410 \text{ s}^{-1}$.

Assim, será necessária a atuação de controladores para amortecer os modos nas três áreas.

Por meio de código em MATLAB®, é possível obter a MGR no estado estacionário. O código pode ser visto no Apêndice B. Aplicando-se a MGR nesse sistema, no estado estacionário, e considerando-se apenas entradas e saídas que podem ser usadas para controle, acompanhada da soma de cada uma das linhas, tem-se:

$$\Lambda(0) = \begin{bmatrix} \Delta P_{C1} & \Delta P_{C3} & \Delta P_{C2} & \sum_{j=1}^3 \lambda_{ij} \\ 0,0834 & 0,0834 & 0,1667 & 0,3335 \rightarrow \Delta f_1 \\ 0,7500 & -0 & 0,2500 & 1 \rightarrow \Delta P_{tie1} \\ 0,0834 & 0,0834 & 0,1667 & 0,3335 \rightarrow \Delta f_2 \\ -0 & 0,7500 & 0,2500 & 1 \rightarrow \Delta P_{tie2} \\ 0,0834 & 0,0834 & 0,1667 & 0,3335 \rightarrow \Delta f_3 \end{bmatrix}$$

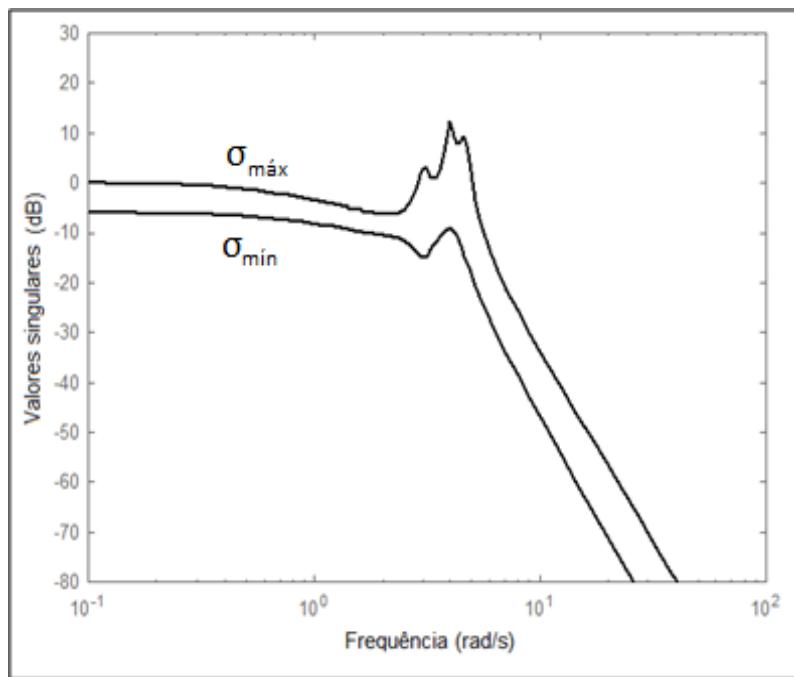
Ao se analisar $\Lambda(0)$, observa-se que todos os seus elementos são menores que 1. Isso indica a grande probabilidade de o controle do sistema ser facilmente obtido. Vê-se, ainda, de acordo com a magnitude dos valores, que os conjuntos entradas-saídas mais efetivos para aplicação de controladores são $(\Delta P_{C1}, \Delta P_{tie1})$ e $(\Delta P_{C3}, \Delta P_{tie2})$. Nota-se, por fim, que apenas dois pares de entrada-saída são completamente ineficazes: $(\Delta P_{C3}, \Delta P_{tie1})$ e $(\Delta P_{C1}, \Delta P_{tie2})$. Essa consideração também é válida para $\omega \neq 0$.

Como já foi mencionado, a MGR não é suficiente para analisar o desempenho dos pares entrada-saída do sistema. Devido a isso, são calculados os valores singulares da matriz de transferência. Para esse sistema, os valores singulares de $G(0)$ são $\sigma_{\max} = 2,539$ e $\sigma_{\min} = 0,811$, resultando em $\gamma = 3,13$. Esse número de condição pequeno confirma a previsão de que o controle do sistema será simples de ser realizado.

Por meio do MATLAB®, utilizando-se a função sigma, foram encontrados os valores singulares para os pares entrada-saída selecionados, $(\Delta P_{C1}, \Delta P_{tie1})$ e $(\Delta P_{C3}, \Delta P_{tie2})$. Eles podem ser vistos na Figura 6.1. Nela, os valores singulares do sistema são apresentados em dB *versus* ω em rad/s.

Pela Figura 6.1, é possível observar que os três MO são influentes em virtude dos picos de $\sigma_{máx}$. O MO 1, no entanto, é praticamente não controlável devido à existência de um vale, que indica a presença de um zero influente, $z = -0,2755 \pm j2,9905$. Apesar de ele não ser localizado no semiplano direito, está muito próximo e com a mesma frequência desse modo, exercendo influência negativa sobre ele.

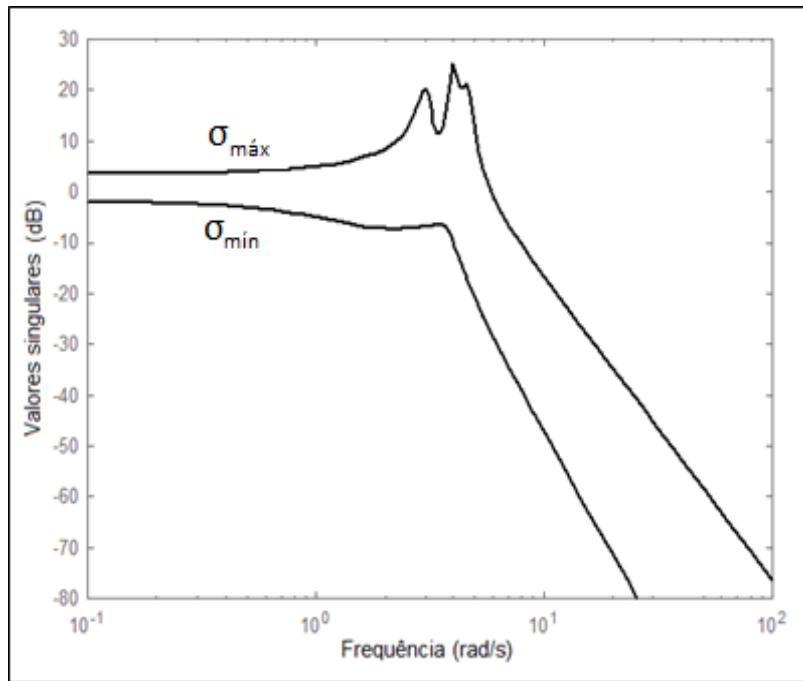
Figura 6.1 - Valores singulares do sistema em dB versus em rad/s para os 2 pares selecionados.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Devido à restrição provocada pela existência do zero, foi necessário acrescentar um novo par entrada-saída para melhor controle do sistema. O par escolhido foi $(\Delta P_{C2}, \Delta f_2)$. Ao gerar os valores singulares do novo conjunto, $(\Delta P_{C1}, \Delta P_{tie1})$, $(\Delta P_{C3}, \Delta P_{tie2})$, e $(\Delta P_{C2}, \Delta f_2)$, chega-se ao gráfico da Figura 6.2.

Figura 6.2 – Valores singulares do sistema em dB versus em rad/s para os 3 pares selecionados.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Para o caso da Figura 6.2, o valor singular $\sigma_{mín}$ é maior em toda faixa de frequência de maior interesse. Isso indica maior controlabilidade dos modos.

Com o objetivo de melhorar a descentralização do controlador, considerou-se a representação do sistema com composição de sinais de saída, que é um recurso bastante utilizado na prática e foi adotado por autores como Silva Filha (2012), Silva (2018), Santos (2019) e Castro (2006). Ele pode ser visto na Equação (6.1).

$$y_2^T = |P_{tie1} + Bf_1 \ P_{tie2} + Bf_3 - P_{tie2} + Bf_2| \quad (6.1)$$

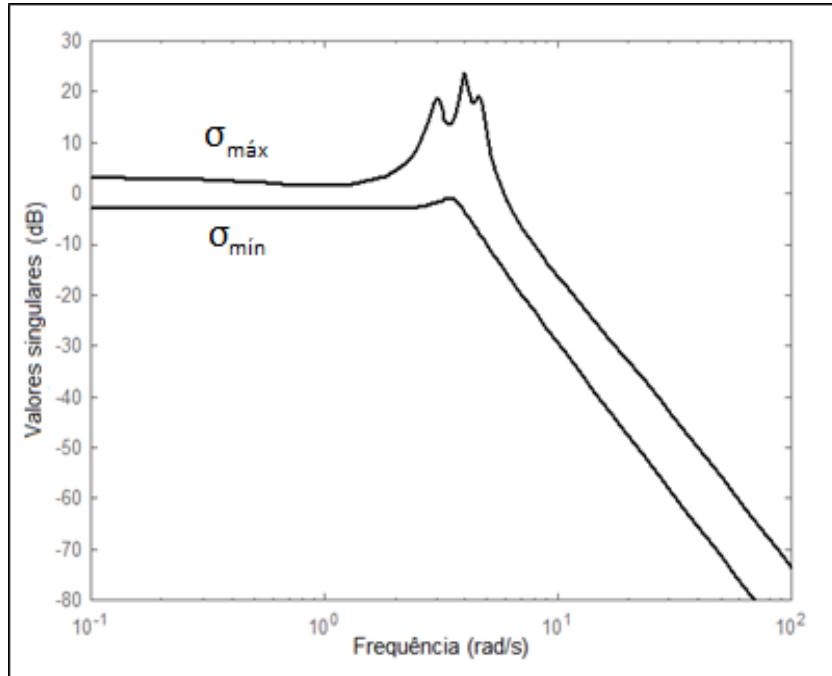
Conforme já foi citado no capítulo 2, o termo B é o fator Bias e a relação $P_{tie1} + Bf$ é o Erro de Controle de Área (ECA). Ambos são bastante utilizados como operadores do controle de frequência e do intercâmbio de sistema de potência.

No que diz respeito ao ECA, ele pode ser positivo, que indica que a área deve diminuir a geração, negativo, que deve aumentar, ou nulo, que representa o estado de equilíbrio alcançado. Em relação ao Bias, de acordo com Cohn (1961) e Elgerd (1976), procura-se, normalmente, torná-lo igual à característica natural combinada da área, ou seja, $B_i = \frac{1}{R_i} + D_i$. O valor de B é comumente maior do que 0 e menor do que 1. Para este trabalho, de

acordo com os parâmetros do sistema em estudo, obteve-se o valor dominante $B_1 = B_2 = B = 0,417 \text{ MW/Hz}$.

A partir disso, verifica-se que os sinais de y_2 com as entradas u resultam em uma descentralização muito boa. Os gráficos de σ_{\max} e σ_{\min} de $y_2 = G_2(j\omega)u$ podem ser vistos na Figura 6.3.

Figura 6.3 - Valores singulares máximo e mínimo de $G_2(j\omega)$.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Obteve-se, após isso, a MGR na frequência de corte (quando σ_{\max} corta o 0 db), ou seja, em $\omega_c = 6 \text{ rad/s}$. Ela pode ser vista a seguir. O código para obtenção dessa matriz pode ser visualizado no Apêndice C.

$$\Lambda = \begin{bmatrix} 1,064 - j0,038 & 0 & -0,064 + j0,038 \\ -0,005 - j0,003 & 1,0 - j0,11 & 0,005 + j0,11 \\ -0,059 + j0,041 & -0,0001 + j0,11 & 1,059 - j0,152 \end{bmatrix}$$

Observa-se que se trata de uma MGR próxima da matriz identidade. Como já foi visto nas propriedades da MGR, isso justifica o controle descentralizado, ou seja, a colocação de um controlador em cada área. Além disso, ao calcular a MGR_N através da Equação (3.15), via MATLAB®, obtém-se um valor próximo de zero. Com essa matriz, chega-se, também, a um $\varepsilon \leq 0,1$. Esses dois fatores garantem a boa descentralização.

Pelo fato de as áreas serem semelhantes, serão aplicados controladores idênticos de primeira ordem do tipo $h_i = \frac{K(1+sT_1)}{(1+sT_2)}$ em cada área. Os parâmetros do controlador são ajustados para minimizar a função M , e, por consequência, diminuir $\sigma_{\max}(T)$. Para encontrá-los, será utilizado o método de otimização Recozimento Simulado.

6.2 Parâmetros de controle e análise estatística do Recozimento Simulado

Os parâmetros do controlador, K , T_1 e T_2 , para amortecer as oscilações do sistema, foram obtidos através do método de Recozimento Simulado. Os valores foram encontrados através de um código desenvolvido no software MATLAB®. Foram adotados chutes iniciais diversos e considerou-se a restrição prática, onde T_1/T_2 deve ser maior ou igual a 0,1 e menor ou igual a 10.

Foram feitas 100 simulações para realizar uma análise estatística dos parâmetros encontrados. Das 100 simulações, 72 delas obtiveram exatamente o mesmo resultado para os 3 parâmetros. Tal resultado é mostrado na Tabela 6.1.

Tabela 6-1 - Parâmetros do Recozimento Simulado

Parâmetros	Valores encontrados
K	0,5
T_1	0,01
T_2	0,001

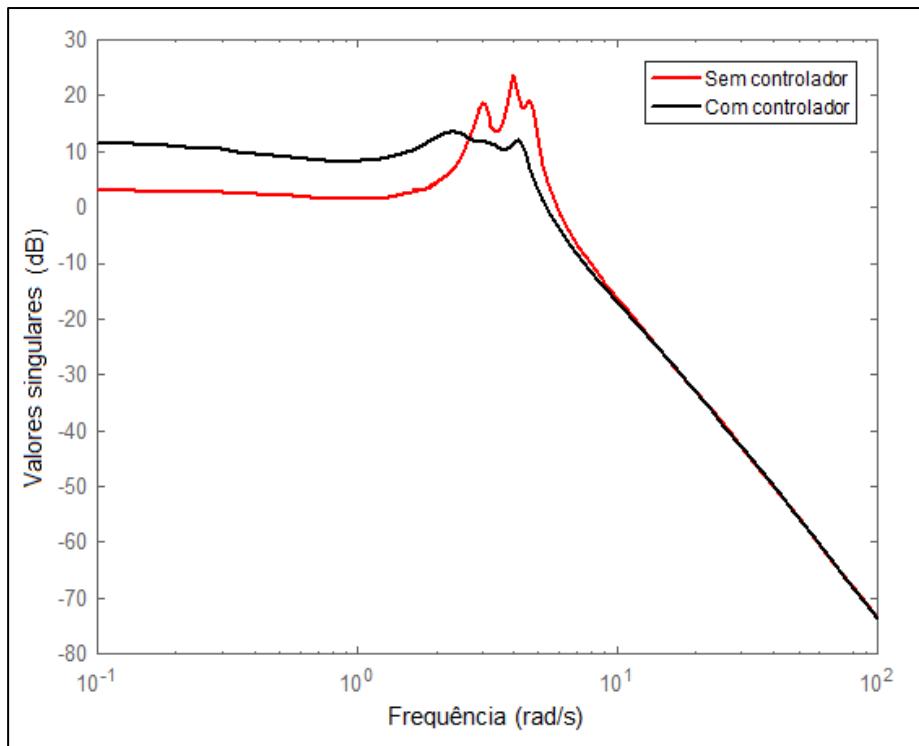
Fonte: (Autoria própria, 2020).

Considera-se esse resultado como sendo satisfatório, uma vez que as outras 28 simulações tiveram pequenas variações em relação aos valores da Tabela 6.1. Isso é comprovado pelo fato de que, ao se fazer a média das 100 simulações, o resultado encontrado foi $K = 0,5$, $T_1 = 0,01$ e $T_2 = 0,002$. Os valores de K e T_1 não tiveram variações, considerando a quantidade de casas decimais utilizada; já T_2 sofreu variações, chegando a um valor máximo de 0,004 em 4 simulações. Assim, considerando que as variações foram muito pequenas, serão adotados os valores da Tabela 6.1 como parâmetros para controle do sistema.

6.3 Resultado de amortecimento das oscilações com parâmetros de Recozimento Simulado

Após obter os parâmetros do tópico anterior, desenvolveu-se o código para analisar o amortecimento e a robustez do controle. No código, inicialmente, foram modulados, em termo de espaço de estados, os 3 controladores idênticos. Em seguida, estes controladores foram alocados no sistema. A partir disso, foram plotadas duas figuras para observar os resultados. Na primeira delas, a Figura 6.4, é possível observar o amortecimento dos picos dos modos de oscilação do valor singular máximo do sistema. Nota-se que os 3 picos anteriormente existentes no sistema foram amortecidos após a aplicação dos controladores.

Figura 6.4 - Sistema antes e depois do controle com parâmetros de Recozimento Simulado.



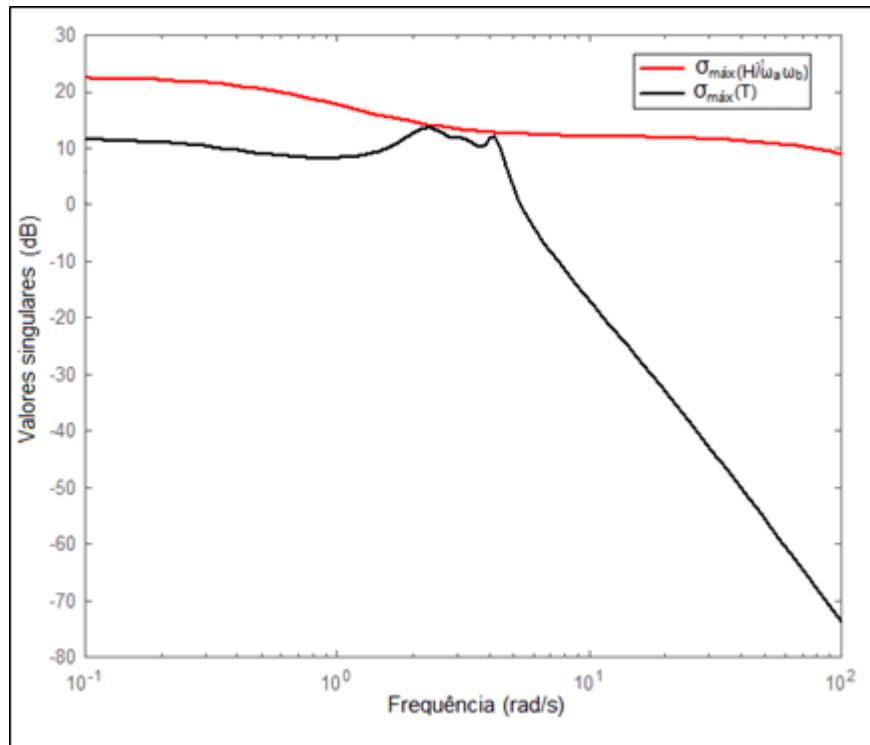
Fonte: (Autoria própria, 2020).

Na Figura 6.5, por sua vez, pode-se observar a robustez do controle. A condição de robustez foi apresentada na Equação (4.12). Vê-se, em preto, o gráfico de $\sigma_{\max}(T)$, em que T é a matriz de malha fechada do sistema, e, em vermelho, o gráfico de $\sigma_{\max}\left(\frac{H^{-1}}{\omega_a \omega_b}\right)$, onde H é o controlador e $\omega_a \omega_b$ são os pesos que representam as incertezas refletidas nos sinais de saída.

No código desenvolvido, $\omega_a \omega_b = \frac{0,25s+0,15}{0,5s+1}$. Esses valores na expressão são comumente usados na literatura, em trabalhos como os de Silva Filha (2012), Silva (2018), Santos (2019) e Castro (2006), para atender às condições desejadas. Vê-se, pelos gráficos, que a Equação 4.12 foi atendida, e, portanto, o controle robusto do sistema foi alcançado utilizando controladores descentralizados de 1^a ordem.

Assim, a partir da análise dessas duas figuras, pode-se confirmar que o procedimento proposto, utilizando MGR e valores singulares para seleção de entradas e saídas, foi adequado para a aplicação no sistema carga-frequência em estudo. Tal seleção foi fundamental para facilitar a aplicação do controlador projetado com parâmetros obtidos através do método de Recozimento Simulado. Este método se mostrou satisfatório, uma vez que atingiu às condições de amortecimento e robustez desejadas.

Figura 6.5 - Robustez do sistema controlado com parâmetros de Recozimento Simulado.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

6.4 Comparação do amortecimento com outros métodos de obtenção de parâmetros de controle

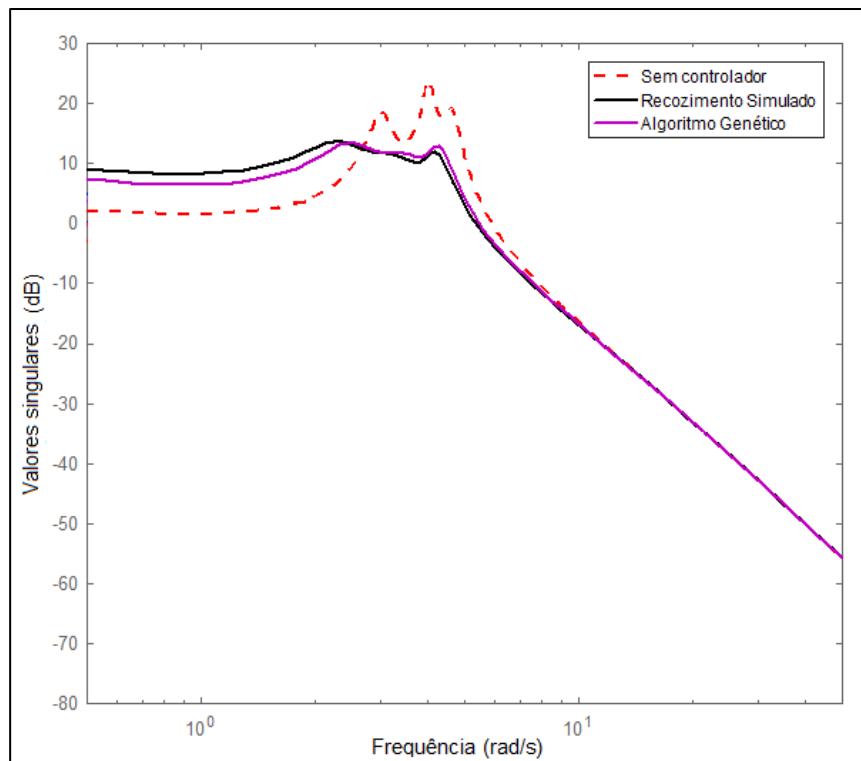
Neste tópico, são apresentadas as comparações do sistema amortecido por controlador obtido por Recozimento Simulado com controladores alcançados por outras

técnicas propostas na literatura. Foi utilizado, para todos os métodos, o mesmo sistema de potência, com os mesmos critérios para seleção de sinais. Para comparação dos resultados, os parâmetros encontrados por Silva Filha (2012), Silva (2018), Santos (2019) e Castro (2006) para as demais técnicas foram aplicados no código desenvolvido neste trabalho.

O primeiro método com o qual o Recozimento Simulado é comparado é o Algoritmo Genético, abordado por Silva Filha (2012). É um método de busca aleatória que pode gerar respostas diferentes para uma mesma função, com um mesmo conjunto de condições iniciais. Ele difere dos demais métodos de buscas aleatórias por considerar informações históricas para encontrar novos pontos de busca, onde há maior probabilidade de bom desempenho. Eles são adequados para funções multimodais e de perfis complexos.

No Algoritmo Genético, os parâmetros encontrados foram $K = 0,4$, $T_1 = 0,001$ e $T_2 = 0,01$, ao passo que, como já visto, os do Recozimento Simulado foram $K = 0,5$, $T_1 = 0,01$ e $T_2 = 0,001$. O resultado dessa comparação pode ser visto na Figura 6.6. Vê-se que o resultado obtido por Recozimento Simulado alcançou picos menores no valor singular máximo e teve, portanto, melhor desempenho de amortecimento que o Algoritmo Genético.

Figura 6.6 - Comparação entre Recozimento Simulado e Algoritmo Genético (este estudado por Silva Filha, 2012).

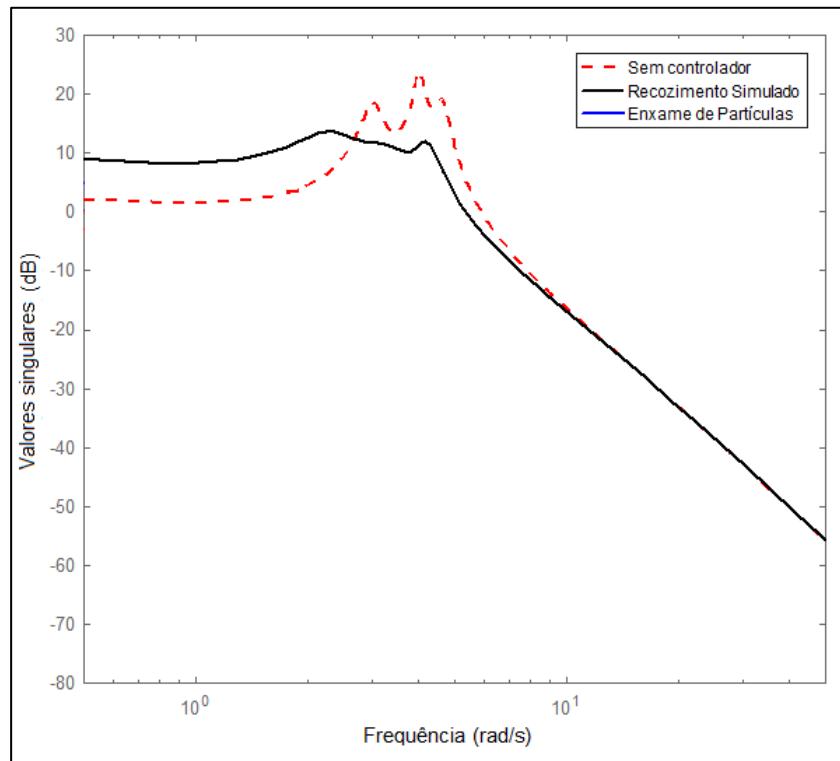


Fonte: (Autoria própria, 2020).

Para dar continuidade, a comparação do Recozimento Simulado foi feita com o método Enxame de Partículas, estudado por Silva (2018). Ele é de fácil implementação, tem poucos parâmetros a serem ajustados e é desenvolvido com base no conceito de posição e velocidade. Possui capacidade de memória maior que do Algoritmo Genético, mas, em contrapartida, no Algoritmo Genético, as piores soluções são eliminadas e a busca é realizada baseada em um grupo de melhores posições.

No Enxame de Partículas, os parâmetros encontrados foram $K = 0,5$, $T_1 = 0,01$ e $T_2 = 0,001$, ou seja, exatamente os mesmos parâmetros do Recozimento Simulado. Sendo assim, o desempenho de ambos foi igual, como pode ser visto na sobreposição de gráficos na Figura 6.7.

Figura 6.7 - Comparação entre Recozimento Simulado e Enxame de Partículas Genético (este estudado por Silva, 2018).



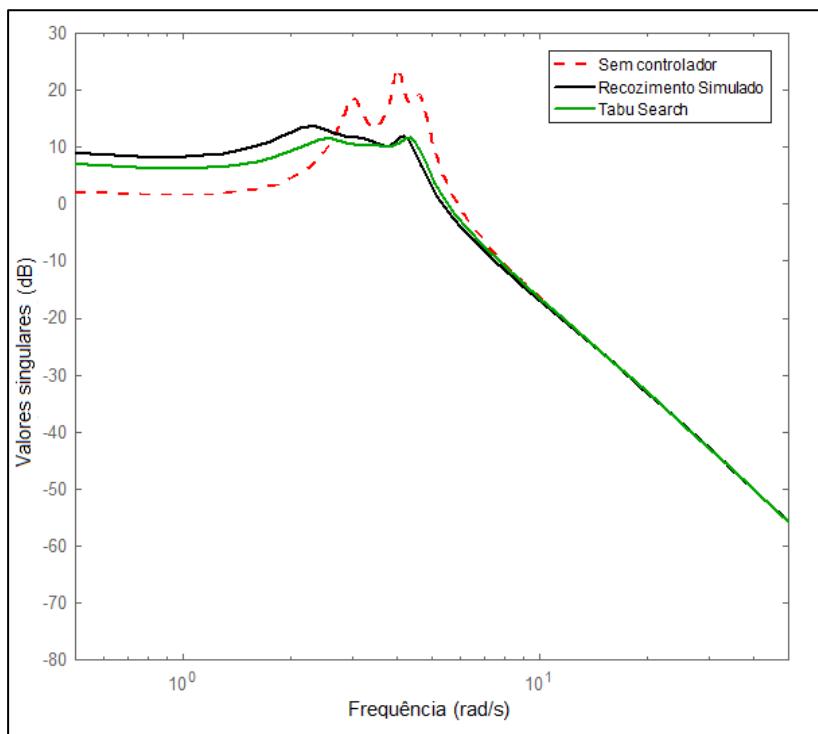
Fonte: (Autoria própria, 2020).

Em seguida, foi feita a comparação com o método *Tabu Search*, abordado por Santos (2019). Ele tem como principal característica a capacidade de iniciar o procedimento com uma implementação simples, que pode ser atualizada ao longo do tempo, por meio da incorporação de elementos mais avançados. Além disso, ele tem memória de curto prazo, que indica uma forma de exploração agressiva que torna possível o melhor movimento,

sujeito a exigir escolhas disponíveis para satisfazer as restrições. Nele, os parâmetros obtidos foram $K = 0,4$, $T_1 = 0,009$ e $T_2 = 0,009$.

Comparado ao Recozimento Simulado, na Figura 6.8, vê-se que a maior parte da curva de valor singular máximo do *Tabu Search* ficou abaixo da do Recozimento Simulado, o que mostra um melhor desempenho do *Tabu*. No entanto, as curvas ficaram bastante próximas e ambas demonstraram bom desempenho.

Figura 6.8 - Comparação entre Recozimento Simulado e *Tabu Search* (este estudado por Santos, 2019).

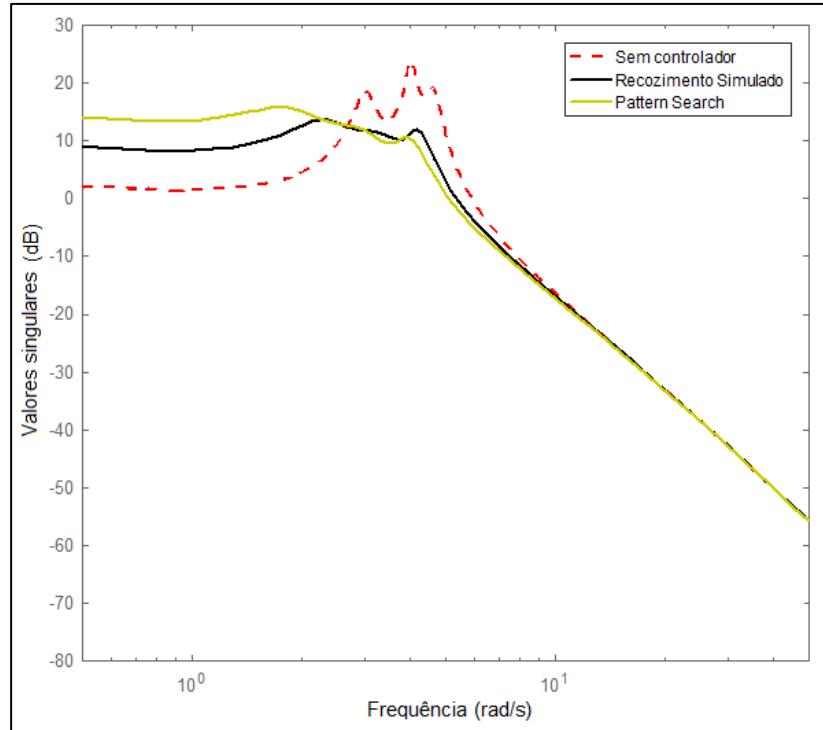


Fonte: (Autoria própria, 2020).

Por último, fez-se a comparação com o método *Pattern Search*, estudado por Castro (2006). Ele consiste num algoritmo com duas fases principais, que são repetidas. Essas fases são denominadas busca exploratória e *pattern search*. Na busca exploratória, uma só variável é testada de cada vez, o que torna o processo lento; já na *pattern search*, as variáveis são variadas simultaneamente na direção definida pela busca exploratória.

No *Pattern Search*, os parâmetros obtidos foram $K = 0,7$, $T_1 = 0,05$ e $T_2 = 0,009$. Na Figura 6.9, vê-se o comparativo com o Recozimento Simulado. Observa-se que a curva do *Pattern Search* obteve resultados de picos melhores do que a de Recozimento, mas o tempo de resposta foi maior.

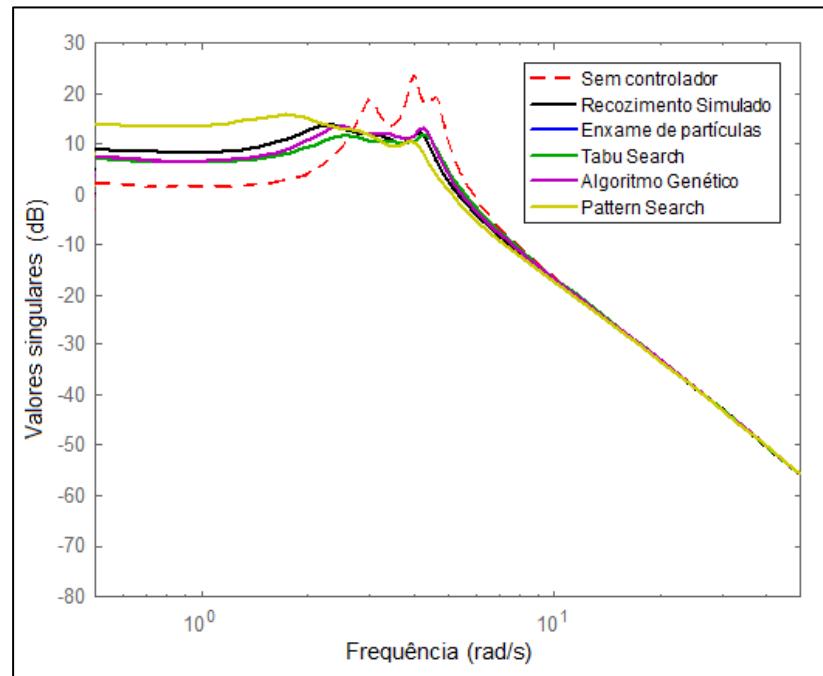
Figura 6.9 - Comparação entre Recozimento Simulado e *Pattern Search* (este estudado por Castro, 2006).



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Para finalizar, plotou-se, conjuntamente, o comparativo do Recozimento Simulado com os outros 4 métodos. Isto pode ser visualizado na Figura 6.10.

Figura 6.10 - Comparação entre Recozimento Simulado e todos os outros métodos.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Nota-se que o método de melhor desempenho em termo de amortecimento de picos de oscilação foi o *Pattern Search*, mas, como já mencionado, teve um elevado tempo de resposta. De maneira geral, todos os métodos tiveram um bom desempenho e os picos amortecidos ficaram próximos. O Recozimento Simulado teve uma performance idêntica à do Enxame de Partículas. Ambos apresentaram resultados melhores do que o Algoritmo Genético e um pouco menos eficazes do que o *Tabu Search*.

6.5 Análise de robustez do controlador projetado por Recozimento Simulado

Com base no tópico anterior, viu-se que o Recozimento Simulado foi eficaz para amortecimento dos modos de oscilação. Agora, pretende-se analisar a robustez desse método, isto é, se ele consegue atuar de maneira satisfatória quando submetido a maiores perturbações.

6.5.1 Variação da potência de intercâmbio

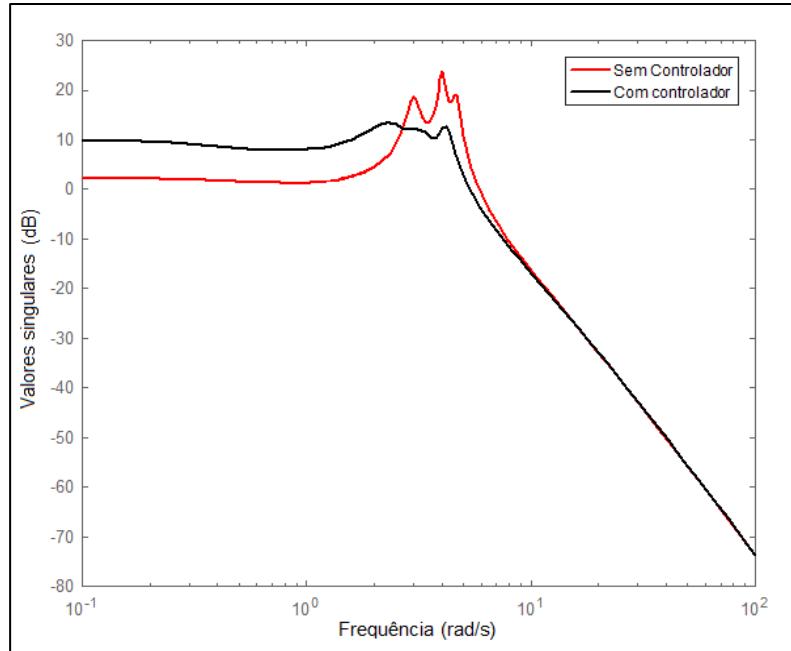
Inicialmente, simulou-se o sistema com uma variação de 10% da potência de intercâmbio. Na Figura 6.11, é possível observar o amortecimento do sistema nesta situação. Nota-se que, apesar de não ter tido o mesmo desempenho do tópico anterior, os picos foram amortecidos se comparados ao sistema original. Na Figura 6.12, por sua vez, pode-se visualizar a robustez do controle. Vê-se que a condição de robustez da Equação (4.12) foi atendida, uma vez que a curva do sistema com controlador ficou abaixo da curva $\sigma_{\max} \left(\frac{H^{-1}}{\omega_a \omega_b} \right)$.

Para verificar o limite de variação da potência de intercâmbio na resposta eficaz do sistema, aumentou-se a variação para 20%. O resultado do amortecimento é visto na Figura 6.13 e o da robustez na Figura 6.14.

Pela Figura 6.13, vê-se que os picos do sistema foram amortecidos se comparado ao sistema original. No entanto, ao observar a Figura 6.14, nota-se que um dos picos - mesmo amortecido - da curva do sistema ultrapassou a curva de $\sigma_{\max} \left(\frac{H^{-1}}{\omega_a \omega_b} \right)$. Isso indica que, com o aumento de 20%, a robustez não foi alcançada. Assim, após essa e outras simulações, verificou-se que o controlador de 1^a ordem projetado atende à robustez num limite máximo

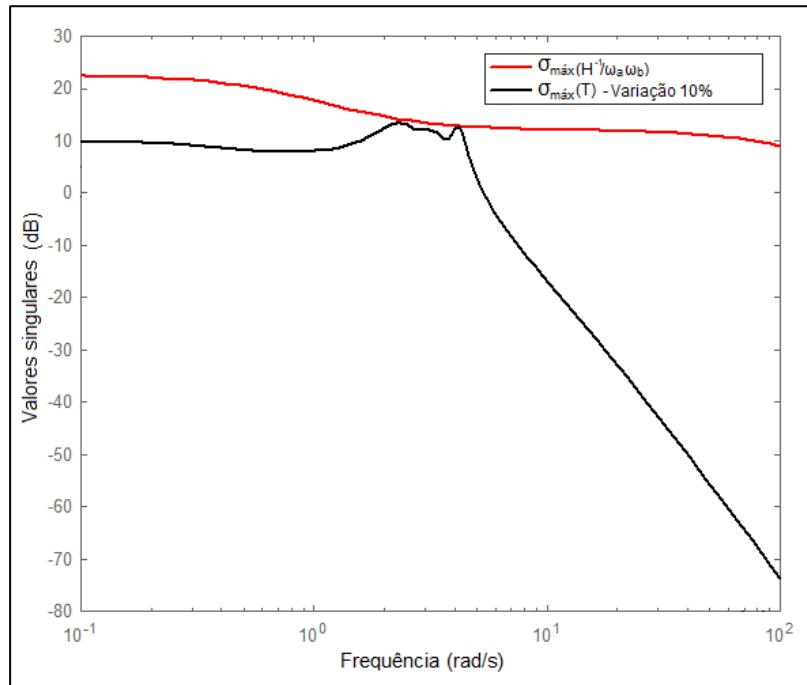
de variação de 10% da potência de intercâmbio. Variações de potência acima desse limite foram testadas e não atenderam à robustez.

Figura 6.11 - Amortecimento com 10% da variação de Ptie.



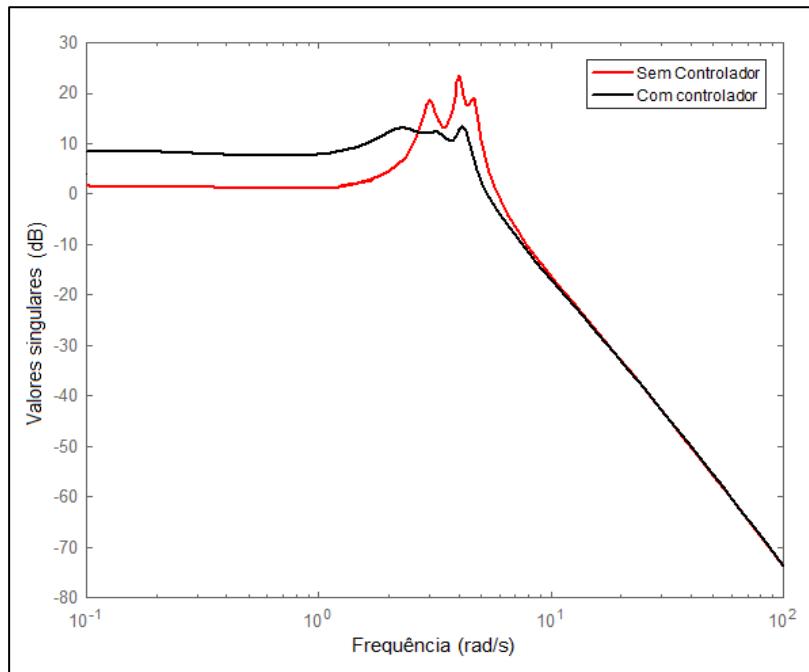
Fonte: (Autoria própria, 2020).

Figura 6.12 - Robustez com 10% da variação de Ptie.



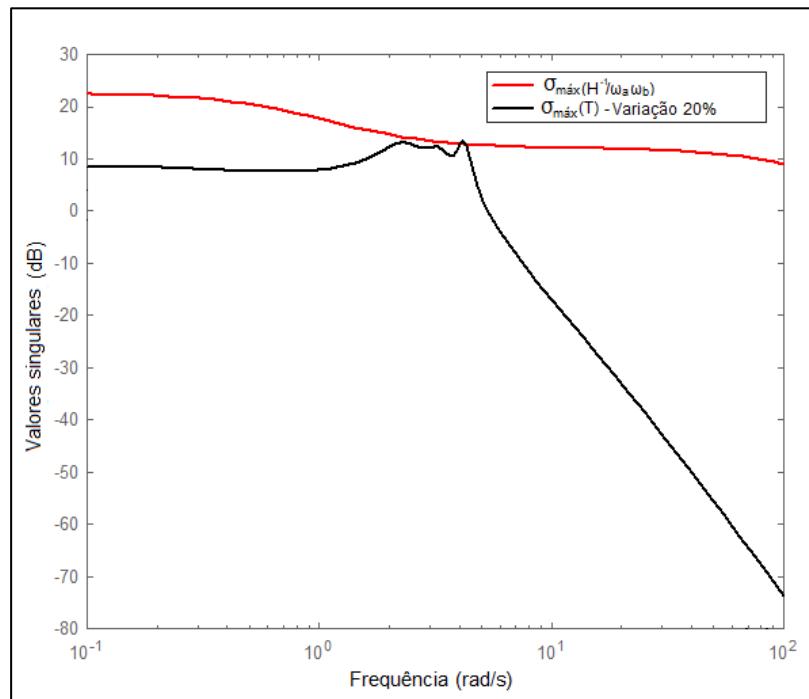
Fonte: (Autoria própria, 2020).

Figura 6.13 - Amortecimento com 20% da variação de Ptie.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Figura 6.14 - Robustez com 20% da variação de Ptie.

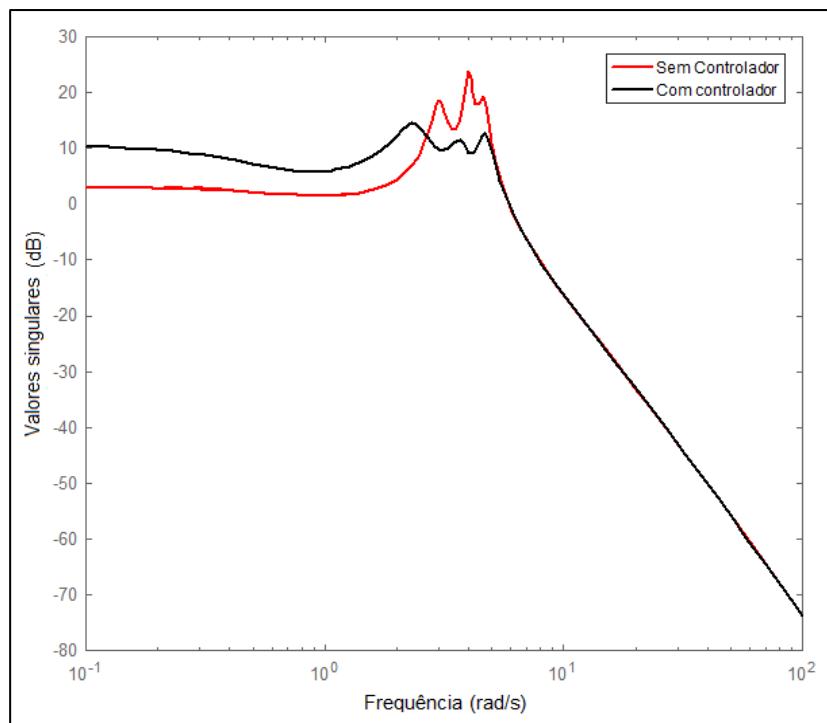


Fonte: (Autoria própria, 2020).

6.5.2 Simulação de falta

Neste tópico, simulou-se a ocorrência de falta no sistema, através da retirada de um dos três controladores. Na Figura 6.15, observa-se o amortecimento do sistema nesta situação. Vê-se que, apesar de os picos amortecidos terem ficado abaixo dos picos do sistema original, eles ainda se apresentaram bastante acentuados. Nota-se, assim, uma perda na eficiência de amortecimento com a retirada de um dos controladores. Após analisar a capacidade de amortecimento, será analisada a robustez na Figura 6.16.

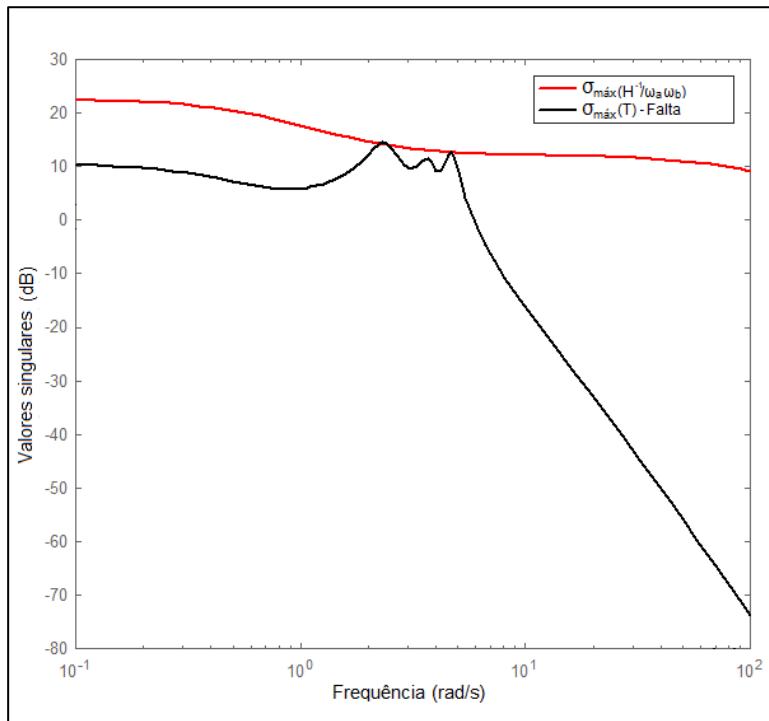
Figura 6.15 - Amortecimento com retirada de um controlador.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

Nota-se, na Figura 6.16, que um dos picos da curva do sistema ultrapassou a curva $\sigma_{\max} \left(\frac{H^{-1}}{\omega_a \omega_b} \right)$ e, portanto, considera-se que a robustez não foi atingida nessa condição de simulação. Assim, conclui-se que o controlador de 1^a ordem projetado não foi suficiente para atuar na situação de falta de um controlador.

Figura 6.16 - Robustez com retirada de um controlador.



Fonte: (Autoria própria, 2020).

6.6 Conclusão do capítulo

Neste capítulo, foi feita, inicialmente, a seleção de sinais para um sistema de 3 áreas. Primeiramente, utilizou-se MGR para tal seleção, no entanto, viu-se que sua utilização isolada era insuficiente. Assim, além da MGR, foi necessário utilizar valores singulares para uma seleção mais assertiva. Para representação eficaz do sistema, foram selecionados 3 pares entrada-saída e, em seguida, foi feita uma combinação de sinais para melhorar o resultado obtido.

Por terem sido selecionados 3 pares, foram utilizados 3 controladores. Para encontrar os parâmetros dos controladores, foi utilizado o método de Recozimento Simulado. Fez-se uma análise estatística dos resultados e percebeu-se que houve uma alta repetibilidade dos parâmetros obtidos pelo método.

Ao se aplicar os parâmetros encontrados, os picos do sistema foram amortecidos e a robustez foi atendida. O resultado desse amortecimento foi comparado com outros métodos de controle e, de maneira geral, todos tiveram um bom resultado de amortecimento.

Por fim, foram feitas simulações para analisar o amortecimento e a robustez do sistema em casos de variação de potência de intercâmbio e de perda de um controlador. Viu-se que o controlador projetado consegue ser eficaz e robusto em até 10% de variação da potência, mas não consegue apresentar um bom desempenho no caso de perda de um controlador.

CONCLUSÃO

7 CONCLUSÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHO FUTURO

Neste trabalho, foram abordados alguns aspectos importantes para alcançar o objetivo principal: sintonizar um controlador, a ser modelado pela técnica de Recozimento Simulado, para atuar em pequenas perturbações. Inicialmente, foram apresentados conceitos vinculados à estabilidade de sistemas elétricos. Depois, foi abordada a análise de sinais para controle descentralizado, onde foi explicado o uso de valores singulares e MGR para selecionar os pares entrada-saída mais eficazes para uso de controladores descentralizados.

Após isso, apresentou-se o projeto do controlador robusto descentralizado. Nesse projeto, obteve-se uma função objetivo, que deve ser minimizada através do método de Recozimento Simulado para encontrar os parâmetros de controle mais robustos. Em seguida, explicou-se o método do Recozimento. Viu-se que tal método é uma técnica meta-heurística capaz de encontrar mínimos globais, que é o objetivo desejado para obter os melhores valores de K , T_1 e T_2 .

Por fim, foram exibidos os resultados obtidos. Apresentaram-se os parâmetros do sistema a ser controlado. A partir desses parâmetros, por meio do método utilizando valores singulares e MGR, foi possível selecionar os melhores pares entrada-saída para representação do sistema. Viu-se, ainda, que as 3 áreas do sistema são semelhantes e, devido a isso, foram usados 3 controladores iguais, sendo um em cada área, em virtude da descentralização.

Para encontrar os parâmetros dos controladores, utilizou-se o método de Recozimento. Uma análise estatística foi feita para analisar a repetibilidade dos valores encontrados. O percentual de repetibilidade dos parâmetros escolhidos para serem usados na simulação foi de 72%. Os outros 28%, por sua vez, também apresentaram valores bem próximos dos utilizados para simulações.

Os controladores foram sintonizados com os parâmetros encontrados e, em seguida, foram aplicados no sistema. A partir disso, os picos do sistema foram amortecidos e a robustez foi atendida. Isso mostrou a eficácia nos parâmetros obtidos através do método de Recozimento Simulado.

O resultado alcançado foi comparado com outros métodos de controle. Em termos de amortecimento, o melhor resultado foi apresentado pelo *Pattern Search*. O Recozimento Simulado teve um desempenho igual ao do Enxame de Partículas; ambos apresentaram

resultados melhores do que o Algoritmo Genético e um pouco menos eficientes do que o *Tabu Search*.

Para finalizar os resultados, foram feitas simulações com o objetivo de verificar a robustez do sistema em duas situações atípicas: variação de potência de intercâmbio e perda de um controlador. Viu-se que o controlador projetado conseguiu manter sua robustez quando a variação da potência foi de até 10%, mas não apresentou boa performance quando ocorreu perda de um controlador.

Viu-se, assim, a partir dos resultados alcançados, que o controlador de 1^a ordem ajustado por Recozimento Simulado obteve bons resultados para incertezas não elevadas, pois foi suficiente para amortecer os modos de oscilação do sistema, mas não foi capaz de manter sua robustez quando ocorreram maiores perturbações. Resultados melhores poderiam ser alcançados com controladores de segunda ordem, mas isso dificultaria a implementação.

Diante disso, para trabalhos futuros, sugere-se que o método do Recozimento Simulado seja utilizado para obtenção de parâmetros de controlador de ordem maior, de modo que seja possível verificar se isso será capaz de manter a robustez mesmo diante destas perturbações. Sugere-se, ainda, que o método também seja aplicado em sistemas diferentes do que foi utilizado, com mais geradores ou mais áreas interligadas, para analisar sua eficácia em sistemas maiores.

REFERÊNCIAS

REFERÊNCIAS

- ALMEIDA, L. P. de. **Análise de Desempenho do Controle Automático de Geração e do Controle Secundário de Tensão.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2004.
- ALMEIDA JUNIOR, D. A. de. **Aplicação do software SCICOSLAB/SCILAB no controle automático de geração de sistemas de potência explorando o problema de despacho econômico.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 2012.
- ANDERSON, P.M., FOUAD, A.A. **Power System Control and Stability.** Iowa State Univ. Press, Ames, 1977.
- AYRES, H. M., **Aplicação do Controlador UPFC para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência.** Dissertação de Mestrado - UNICAMP, Campinas, 2005.
- BRISTOL, E.H., **On a New Measure of Interactions for Multivariable Process Control,** *IEEE Transactions on Automatic Control*, v.AC-11, pp. 133-134, 1966.
- CALVERT, J.L., TITLI, A. **Overlapping vs Partitioning in Block-Iteration Methods: Application in Large-Scale Theory,** *Automatica*, v.25, pp.137-145, 1989.
- CARBAJAL, M. A. V. **Avaliação das Condições de Estabilidade de Tensão Considerando a Atuação da Regulação Primária e Secundária.** Dissertação de Mestrado - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2015.
- CASTRO, A. C. **Projeto de controladores robustos descentralizados de ordem reduzida para amortecimento de oscilações em sistemas elétricos de potência.** Tese de Doutorado - Universidade Federal da Paraíba, *Automatica*, 2006.
- CASTRO, A. C., ARAUJO, J. M., SANTOS, E. T. F., SILVA, F.G.S., ARAÚJO, C. S., **A novel technique for designing decentralized stabilizers for robust control in power systems using an H criterion.** *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol 7, nº 3. pp. 1387-1396, 2011.
- CASTRO, J.C., ARAÚJO, C.S. **Frequency Domain Analysis of Oscillatory Modes in Decentralized Control Systems.** *Automatica* v. 34, pp. 1647-1649, 1998.

CASTRO, A. C., ARAÚJO, C. S. **Análise de Sinais para Controle Descentralizado em Sistemas de Potência.** Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática, pp. 1188-1193, Natal, 2002.

CHEN, S., MALIK, O.P P. **Power System Stabilizer Design Using μ Synthesis.** IEEE Summer Meeting, Paper 94 SM 370-7 EC, 1994.

COHN, N. **Control of Interconnected Power System.** In: Ramo, S., Wooldrige, D.E. (eds), Handbook of Automation Computation and Control, John Wiley, 1961.

CRUZ, J J. **Controle Robusto Multivariável.** São Paulo, Editora Universidade de São Paulo, 1996.

DE MELLO, F. P.; CONCORDIA, C., **Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control.** *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1969.

DOYLE, J. C. **Robustness of Multiloop Linear Feedback Systems.** *Proceeding 17thAllerton Conference*, 1979.

ELGERD, O.I. **Introdução à Teoria de Sistemas de Energia Elétrica**, 1^a ed., São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1976.

FABRI, D. F. **Características Operativas do Controle Automático de Geração em um Cenário Competitivo.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Itajubá. Minas Gerais, 2003.

FURINI, M. A. **Estudo da Estabilidade a Pequenas Perturbações de Sistemas Elétricos de Potência Multimáquinas sob a Ação dos Controladores FACTS TCSC e UPFC.** Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual Paulista: São Paulo, 2008.

GÓMEZ-EXPÓSITO, A; CONEJO, A. J.; CAÑIZARES, C. **Sistemas de energia elétrica: análise e operação.** Rio de Janeiro: LTC, 2011.

KIPKPATRICK, S.; GELATT, C; VECCHI, M. **Optimization by Simulated Annealing,** Science, New Series, Vol. 220, pp. 671-680, 1983

KLEIN, M., ROGERS, G.J., KUNDUR, P. **A Fundamental Study of Inter-Area Oscillations in Power Systems.** *IEEE Transactions on Power Systems*, vol.6, pp. 914-921, 1991.

KUNDUR, P., LEE, D.C., ZEIN-EL-DIN, H.M., **Power System Stabilizers for Thermal Units: Analytical Techniques and On-Site Validation**, *IEEE Transactions*, v.PAS-100, pp. 81-95, 1981.

Kundur, P., Paserba, J., Ajjarapu, V., Anderson, G., Bose, A., Canizares, C., Halziargyriou, N., Hill, D., Stankovic, A., Taylor, C., Van Cutsem, T., Vittal, V. **Definition and Classification of Power System Stability**. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2004.

KWAKERNAAK, H. **Robust Control and H_∞ Optimization-Tutorial Paper**. *Automatica*, v.29, pp. 255-273, 1993.

KWAKERNAAK, H., SIVAN, R. **Linear Optimal Control Systems**, *Wiley-Interscience*, 1972.

LA GATTA, P. O. **Um novo modelo para representação da regulação primária e secundária de frequência no problema de fluxo de potência e fluxo de potência ótimo**. Dissertação de Mestrado - Universidade Federal de Juiz de Fora. Juiz de Fora, 2012.

LARSEN, E.V., SWANN, D.A.. **Applying Power System Stabilizers**. *IEEE Transactions*, v.PAS-100, pp. 3017-3046, 1981.Tese de Doutorado.Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI), 2005.

METROPOLIS, N.; ROSENBLUTH, A.W.; ROSENBLUTH, M.N.; TELLER, A.H. **Equations of state calculations by fast computing machines**, *Journal of Chemical Physics*, v. 21, p. 1087-1092, 1953.

MIDDLETON, R. H. **Trade-Offs in Linear Control Systems Desing**. *Automatica*, v. 27, pp. 281-292, 1991.

MILANOVIC, J.V., DUQUE, A.C.S., **The Use of Relative Gain Array for Optimal Placement of PSS**. *IEEE Transactions on Power Systems*, v.16, pp. 992-996, 2001.

MOTA, W. S. **Simulação de transitórios eletromecânicos em sistemas de potência**. Campina Grande, 2006.

PAL, B.; CHAUDHURI, B. **Robust Control in Power Systems**. 1^a ed.: Springer, 2005.

PEREIRA FILHO, D.; SCHMIDT, G. F. **Controle automático de geração considerando turbinas térmicas**. Trabalho de Conclusão de Curso - Curitiba: 2015.

PERES, W. **Projeto de controladores de sistemas de potência utilizando otimização bioinspirada**. Tese de Doutorado - Juiz de Fora, 2016.

- ROMERO, R.; MANTOVANI, J. R. S.; **Introdução a Metaheurísticas.** 3º Congresso Temático de dinâmica e controle da SBMAC, Ilha Solteira, 2004.
- ROGERS, G. **Power System Oscillation**, 1 ed. Boston, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- SANTOS, C. J. S. **Amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema carga-frequência utilizando tabu search.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal da Paraíba. Paraíba, 2019.
- SAVELLI, D. C. **Síntese de sinais e escolha de estrutura de controladores de sistemas elétricos de potência interligados considerando robustez a perturbações externas.** Dissertação de Mestrado - Instituto Militar de Engenharia. Rio de Janeiro, 2007.
- SEVILLANO, J. E. V. **Análise Modal no Sistema Elétrico Peruano.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2005.
- SILVA FILHA, B. G. **Projeto de controladores robustos para amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema de carga-frequência.** Dissertação de Mestrado. Universidade Federal da Bahia. Salvador, 2012.
- SILVA, F. F. **Sintonia de controladores robustos para amortecimento de oscilações utilizando enxame de partículas.** Dissertação de Mestrado - Universidade Federal da Paraíba. João Pessoa, 2018.
- SOEIRO, F. J. C. P.; BECCENERI, J. C.; SILVA NETO, A. J. **Recozimento Simulado (Simulated Annealing).** In: Antônio José da Silva Neto; José Carlos Becceneri; Haroldo Fraga de Campos Velho. (Org.). Inteligência Computacional Aplicada a Problemas Inversos em Transferência Radiativa. 1ed. Rio de Janeiro - RJ: EDUERJ - Editora da Universidade do Estado do Rio de Janeiro, v. 1, p. 63-73, 2016.
- STELLE, C., MAIA FILHO, G. R., SANTI, G. C. **Aplicação da técnica Recozimento Simulado (Simulated Annealing) para otimização de reservatórios de pequenas centrais hidrelétricas em cascata.** Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.
- SKOGESTAD, S., POSTLETHWAITE, I. **Multivariable Feedback Control Analysis and Design.** John Wiley & Sons, 2001.
- VAN DE WAL, M., DE JAGER, B. **A Review of Methods for Input/Output Selection.** Automatica, v. 37, p. 487-510, 2001.

VIEGAS, M. A. A.; AFFONSO, C. M. **Gerenciamento de energia utilizando reconhecimento simulado em um sistema de energia elétrica contendo veículos elétricos.** XIII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, Porto Alegre, 2017.

VIEIRA FILHO, X. **Operação de Sistemas de Potência com Controle Automático de Geração.** Editora Campus LTDA. Rio de Janeiro, 1984.

YANG, X., Feliachi, A. **Stabilization of Inter-area Oscillation Modes through Excitation Systems.** *IEEE Winter Meeting*, Paper 93 WM 206-3 PWRS, 1994.

ZAMES, G. **Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Weighted Semi-norms, and Approximate Inverses.** *Proceeding 17th Allerton Conference*, 1979

APÊNDICES

APÊNDICE A

Desenvolvimento das matrizes \mathbf{A}_t , \mathbf{B}_t e \mathbf{C}_t de representação do sistema.

Matriz \mathbf{A}_t

$$\mathbf{A}_t = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{p1}} & 0 & \frac{K_{p1}}{T_{p1}} & -\frac{K_{p1}}{T_{p1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_1 T_{G1}} & -\frac{1}{T_{G1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{s1}} & -\frac{1}{T_{s1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\pi T_{12}^0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2\pi T_{12}^0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{p3}} & 0 & \frac{K_{p3}}{T_{p3}} & -\frac{K_{p3}}{T_{p3}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_3 T_{G3}} & -\frac{1}{T_{G3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{s3}} & -\frac{1}{T_{s3}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\pi T_{32}^0 & 0 & 0 & 0 & -2\pi T_{32}^0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{p2}}{T_{p2}} a_{12} & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{p2}}{T_{p2}} a_{32} & -\frac{1}{T_{p2}} & 0 & \frac{K_{p2}}{T_{p2}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2 T_{G2}} & -\frac{1}{T_{G2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{s2}} & -\frac{1}{T_{s2}} \end{bmatrix}$$

Substituindo pelos parâmetros do sistema em estudo, vistos no capítulo 6, chega-se a:

$$\mathbf{A}_t = \begin{bmatrix} -0,05 & 0 & 12,00 & -12,00 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -5,21 & -12,50 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3,33 & -3,33 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,54 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0,54 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,05 & 0 & 12,00 & -12,00 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1,39 & -3,33 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2,00 & -2,00 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,54 & 0 & 0 & 0 & -0,54 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 6,00 & 0 & 0 & 0 & 6,00 & -0,05 & 0 & 12,00 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2,08 & -5,00 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2,50 & -2,5 & 0 \end{bmatrix}$$

Matriz B_t

$$B_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_{G1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_{G3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{G2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Substituindo os parâmetros:

$$B_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 12,50 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3,33 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 5,00 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Matriz C_t

APÊNDICE B

Código para obtenção da MGR no estado estacionário.

```

1. A = [-0.05 0 12.0 -12.0 0 0 0 0 0 0; -5.20833 -12.5 0 0 0 0 0 0 0 0;
2.      0 3.33333 -3.33333 0 0 0 0 0 0 0; 0.54412 0 0 0 0 0 0 -.54412 0 0;
3.      0 0 0 0 -.05 0 12.0 -12.0 0 0 0; 0 0 0 0 -1.38889 -3.33333 0 0 0 0 0;
4.      0 0 0 0 0 2.0 -2.0 0 0 0 0; 0 0 0 0 .54412 0 0 0 -.54412 0 0;
5.      0 0 0 6.0 0 0 0 6.0 -.05 0 12.0; 0 0 0 0 0 0 0 0 -2.08333 -5.0 0;
6.      0 0 0 0 0 0 0 0 2.5 -2.5];
7.
8. B = [0 0 0; 12.5 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 3.33333 0;
9.      0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 5.0; 0 0 0];
10.
11. C = [1 0 0 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0;
12.      0 0 0 0 0 0 1 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0];
13.
14. D = [0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0]
15.
16. sys = ss(A,B,C,D);
17.
18. % Função de transferência do sistema
19. G = tf(sys);
20. g = C*inv(A)*B;
21.
22. % MGR do sistema - Estado estacionário
23. MGR = g.*pinv(g.')

```

APÊNDICE C

Código para obtenção da MGR em $\omega = 6$ rad/s.

```

1. A = [-0.05 0 12.0 -12.0 0 0 0 0 0 0; -5.20833 -12.5 0 0 0 0 0 0 0 0;
2. 0 3.33333 -3.33333 0 0 0 0 0 0 0; 0.54412 0 0 0 0 0 0 -.54412 0 0;
3. 0 0 0 0 -.05 0 12.0 -12.0 0 0 0; 0 0 0 0 -1.38889 -3.33333 0 0 0 0 0;
4. 0 0 0 0 0 2.0 -2.0 0 0 0 0; 0 0 0 0 .54412 0 0 0 -.54412 0 0;
5. 0 0 0 6.0 0 0 0 6.0 -.05 0 12.0; 0 0 0 0 0 0 0 0 -2.08333 -5.0 0;
6. 0 0 0 0 0 0 0 0 2.5 -2.5];
7.
8.
9. B = [0 0 0; 12.5 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 3.33333 0;
10. 0 0 0; 0 0 0; 0 0 0; 0 0 5.0; 0 0 0];
11.
12. C = [0.417 0 0 1.0 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0.417 0 0 1.0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 -
1.0 0.417 0 0];
13.
14.
15. D = [0 0 0; 0 0 0; 0 0 0];
16.
17. % MGR jw
18. GJ = pck(A,B,C,D);
19. gw=frsp(GJ,6);
20. RGAw = veval('.*',gw,vpinv(vtp(gw)));

```