

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DA ESTABILIDADE A PEQUENAS
PERTURBAÇÕES DO SISTEMA ELÉTRICO DE
POTÊNCIA SOB A AÇÃO DO DISPOSITIVO FACTS
“PHASE SHIFTER – PS”**

André Luiz Silva Pereira

Percival Bueno de Araujo

Orientador

Ilha Solteira – SP, Setembro de 2005

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO DA ESTABILIDADE A PEQUENAS
PERTURBAÇÕES DO SISTEMA ELÉTRICO DE
POTÊNCIA SOB A AÇÃO DO DISPOSITIVO FACTS
“PHASE SHIFTER – PS”**

André Luiz Silva Pereira

Percival Bueno de Araujo

Orientador

Dissertação submetida à Universidade Estadual Paulista – UNESP, Câmpus de Ilha Solteira, para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Ilha Solteira – SP, Setembro de 2005

À minha família

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por estar me abençoando durante toda esta minha trajetória, me dando forças e vontade de vencer mais este obstáculo na vida.

A minha noiva Eliane Leonora da Silva, que mesmo estando distante, sempre procurou me incentivar, e me apoiar nos momentos difíceis.

Ao amigo, professor e orientador Percival Bueno de Araujo pela paciência orientação, dedicação, atenção, estímulo e ensinamentos, que contribuíram na minha formação profissional e na realização deste trabalho.

Aos professores Ana Diva Placencio Lotufo, Laurence Duarte Colvara e Antonio Padilha Feltrin, pela grandiosa colaboração nas discussões técnicas e pelas valiosas sugestões.

Aos amigos e companheiros de laboratório do departamento de engenharia elétrica, que sempre me ajudaram.

Aos funcionários do departamento de engenharia elétrica, que sempre estiveram dispostos a nos ajudar da melhor maneira possível. Em especial não poderia deixar de agradecer ao Professor Laurence pela amizade, apoio e disponibilidade na troca de conhecimentos que contribuíram para o enriquecimento deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio financeiro.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1:	Sistema MBI, com PS em operação.....	7
Figura 2.2:	Diagrama de Blocos – Sistema MBI/PS.....	16
Figura 3.1:	Variações da constante K_1 em função do carregamento	19
Figura 3.2:	Variações da constante K_2 em função do carregamento	19
Figura 3.3:	Variações da constante K_3 em função do carregamento	20
Figura 3.4:	Variações da constante K_4 em função do carregamento	21
Figura 3.5:	Variações da constante K_5 em função do carregamento	21
Figura 3.6:	Variações da constante K_6 em função do carregamento	22
Figura 3.7:	Variações da constante K_7 em função do carregamento	23
Figura 3.8:	Variações da constante K_8 em função do carregamento	24
Figura 3.9:	Variações da constante K_9 em função do carregamento	24
Figura 4.1:	Variações da Velocidade Angular ($\Delta\omega$).....	28
Figura 4.2:	Variações do Deslocamento Angular ($\Delta\delta$).....	29
Figura 4.3:	Controle do Grau de Compensação do PS	30
Figura 4.4:	Influência do Controle do Grau de Compensação – Exemplo 1.....	32
Figura 4.5:	Influência do Controle do Grau de Compensação – Exemplo 2.....	33
Figura 4.6:	Influência do Ganho K_{aPS}	34
Figura 4.7:	Trajetória do Autovalor do Modo Local de Oscilação	35
Figura 4.8:	Trajetória do Autovalor.....	36
Figura 5.1:	Comparação entre os Sinais de Entrada do CPS.....	43
Figura 5.2:	Comparação entre os Sinais de Entrada do CPS – Aumento do Carregamento ..	44
Figura 5.3:	Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada ΔI	45
Figura 5.4:	Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada ΔP_e	47
Figura 5.5:	Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada $\Delta\omega$	49
Figura 6.1:	Simplificação do Sistema de Controle do PS	54
Figura 6.2:	Caminhos para Formação de Torque Elétrico – Atuação do PS.....	54

Figura 6.3:	Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada $\Delta\omega$	57
Figura 6.4:	Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada $\Delta\omega$	58
Figura 6.5:	Coeficientes $K_{S\omega}$ e $K_{D\omega}$ – entrada $\Delta\omega$	58
Figura 6.6:	Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada ΔI	61
Figura 6.7:	Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada ΔI	62
Figura 6.8:	Coeficientes $K_{S\Delta I}$ e $K_{D\Delta I}$ – entrada ΔI	62
Figura 6.9:	Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada ΔP_e	65
Figura 6.10:	Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada ΔP_e	66
Figura 6.11:	Coeficientes $K_{S\Delta P_e}$ e $K_{D\Delta P_e}$ – entrada ΔP_e	66
Figura 6.12:	Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento.....	67
Figura 6.13:	Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização	68
Figura A.I.1:	Sistema Máquina Síncrona x Barra Infinita.....	78
Figura A.I.2:	Sistema Máquina Síncrona x Barra Infinita – Diagrama de Blocos.....	80
Figura A.III.1:	Sistema de Coordenadas $\Delta\delta$ x $\Delta\omega$	82
Figura AN.I.1:	Diagrama de Blocos – Sistema MBI/PS com a Inclusão do Controle do PS (‘CPS’).....	84

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 4.1:	Autovalores Dominantes – Influência do Grau de Compensação ϕ	30
Tabela 4.2:	Autovalores Dominantes – Influência do Controle de ϕ	33
Tabela 4.3:	Autovalores do Sistema MBI – Influência do Ganho K_{aPS}	35
Tabela 5.1:	Autovalores – Influência dos Sinais de Entrada para o CPS.....	44
Tabela 5.2:	Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada ΔI	46
Tabela 5.3:	Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada ΔP_e	48
Tabela 5.4:	Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada $\Delta \omega$	50

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

D	: Coeficiente de amortecimento da máquina síncrona;
E_{fd}	: Tensão de Campo da máquina síncrona;
E'_q	: Tensão interna de eixo em quadratura da máquina síncrona;
i_d, i_q	: Correntes da máquina síncrona referidas às coordenadas (d,q);
K_{aPS}	: Ganho do controle do PS;
K_r	: Ganho do regulador automático de tensão;
K_t	: Ganho do circuito de disparo do tiristor;
$M = 2H$	: Constante de inércia da máquina síncrona;
s	: Operador de Laplace;
T'_{d0}	: Constante de tempo transitória de eixo direto em circuito aberto da máquina síncrona;
T_r	: Constante de tempo do regulador de tensão;
T_t	: Constante de tempo do circuito de disparo do tiristor;
V_d, V_q, V_t, V_∞	: Tensões de eixo direto, eixo em quadratura, terminal e na barra infinita.
x_d	: Reatância síncrona de eixo direto da máquina síncrona;
x'_d	: Reatância transitória de eixo direto da máquina síncrona;
x_q	: Reatância síncrona de eixo de quadratura da máquina síncrona;
ω_0	: Velocidade síncrona = 377 (rads/s);
δ	: Ângulo de carga da máquina síncrona;
ϕ	: Defasagem angular introduzida no sistema através do PS (Grau de Compensação);
$[^\circ]$	: Representa d/dt;
Δ	: Representa pequenas variações em torno de um ponto de operação.
ξ	: Coeficiente de Amortecimento

Resumo

Este trabalho apresenta estudos referentes à estabilidade dinâmica de sistemas de energia elétrica, a partir de um sistema de potência máquina síncrona ligada a uma barra infinita, estando presente um transformador defasador (PS). Realiza-se o desenvolvimento de um modelo linear deste sistema, análogo ao modelo linear de Heffron & Phillips.

Para se avaliar o impacto do PS quando este está operando no sistema, são analisadas as constantes que definem o modelo, para diferentes níveis de variação do carregamento da máquina.

Através de simulações analisa-se a introdução de amortecimento no sistema de potência, pela atuação do PS. São estudadas situações onde a defasagem introduzida é manual e situações em que é automática (realizada através de um sistema de controle).

Para o ajuste automático da defasagem, inicialmente é definido um sistema de controle e efetua-se a análise com o sinal de entrada “variações da velocidade angular do rotor”.

Prosseguindo no desenvolvimento do trabalho, são estudados os sinais de entrada “variações da corrente elétrica” e “variações da potência elétrica”.

É feita uma análise de como estas entradas influenciam a formação de torque elétrico (amortecimento e sincronização) no sistema MBI, e suas conseqüências na estabilidade a pequenas perturbações.

Resultados e conclusões são obtidos a partir de simulações efetuadas para um sistema exemplo.

Abstract

This work presents studies with respect to the dynamic stability of a single machine infinite bus (SMIB) system, with a phase shifter installed (SMIB/PS system). The development of a linear model system, analogous to the linear model of Heffron & Phillips is presented.

The constants that define the model are analyzed to evaluate the impact of the PS when operating under machine load variations conditions.

The introduction of damping in the power system is analyzed through simulation by the dynamic of the PS. The manual and automatic shift introductions are studied.

For the automatic adjustment of the shift, initially a control system is defined, and the analysis is effectuated the analysis with the input signal "variations of the rotor speed".

Afterwards the input signals variations of the electric current and variations of the electric power are studied.

The influence of the inputs on the formation of the electric torque (damping and synchronism) on the SMIB system is analyzed.

Results and conclusions are shown from simulations effectuated for an example system.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1.....1

Introdução

Introdução.....1

CAPÍTULO 2.....6

Modelo Linear de Heffron & Phillips com a Inclusão do Transformador

Defasador

2.1. Introdução	6
2.2. Equacionamento do Modelo Linear com a Inclusão do Transformador	
Defasador	6
2.3. Cálculo das Correntes da Máquina Síncrona.....	7
2.4. Equação do Torque Elétrico	9
2.5. Cálculo da Tensão Interna da Máquina Síncrona	10
2.6. Tensão Terminal da Máquina Síncrona	11
2.7. Interpretação Física das Constantes do Modelo do Sistema MBI/PS.....	13
2.8. Tensão de Campo da Máquina Síncrona	14
2.9. Equações de Movimento da Máquina Síncrona	15
2.10. Representações do Sistema MBI/PS.....	15
2.11. Conclusões.....	17

CAPÍTULO 3.....18**Constantes do Modelo Linear MBI/PS**

- 3.1. Introdução 18
- 3.2. Análise da Influência do Carregamento nas Constantes do Sistema MBI/PS.... 18
- 3.3. Conclusões..... 25

CAPÍTULO 4.....27**Influência do PS na Estabilidade a Pequenas Perturbações**

- 4.1. Introdução 27
- 4.2. Sistema MBI sob a Influência do PS 27
- 4.3. Efeitos do Grau de Compensação no Amortecimento das Oscilações do Sistema de Potência..... 28
- 4.4. Controle do PS..... 30
- 4.5. A Influência do Ganho K_{aPS} na Estabilidade a Pequenas Perturbações 34
- 4.6. Conclusões..... 37

CAPÍTULO 5.....39**Sinais de Entrada para o Controle do PS**

- 5.1. Introdução 39
- 5.2. Análise do Sinal Referente às Variações da Corrente Elétrica (ΔI) 39
- 5.3. Análise do Sinal Referente às Variações da Potência Elétrica (ΔP_e)..... 41
- 5.4. Análise do Sinal Referente às Variações da Velocidade Angular ($\Delta \omega$) 42
- 5.5. Simulações e Resultados..... 42
- 5.6. Conclusões..... 51

CAPÍTULO 6.....53**Formação dos Torques de Sincronização e Amortecimento no Sistema com a Atuação do PS (“Phase Shifter”)**

6.1. Introdução	53
6.2. Contribuição do PS para Formação de Torque no Sistema Elétrico de Potência	53
6.3. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Velocidade do Rotor ($\Delta\omega$)	55
6.4. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Corrente Elétrica (ΔI)	59
6.5. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Potência Elétrica (ΔP_e) ..	63
6.6. Comparação Entre os Sinais de Entrada para o CPS	67
6.7. Conclusões	68

CAPÍTULO 7.....70**Conclusões****REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS75****APÊNDICES**

Apêndice I.....	78
Apêndice II.....	81
Apêndice III.....	82
Apêndice IV.....	83

ANEXOS

Anexo I.....	84
Anexo II.....	85

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Na era digital são grandes os desafios das empresas do setor elétrico para produzir e fornecer, de maneira eficiente e segura, energia para seus consumidores. As principais barreiras a serem superadas são o rápido crescimento da demanda, a infra-estrutura inadequada, a obrigação de equilibrar crescimento de energia com proteção ambiental, a reestruturação, a desregulamentação e a falta de investimentos [1]. Esse conjunto de fatores contribui para que o sistema existente opere de maneira diferente do que havia sido concebido e como consequência, existe a necessidade de se adotar novas estratégias para sua operação e planejamento.

A complexidade da operação e planejamento de um sistema de potência se deve, em grande parte, aos problemas relacionados com o sistema de transmissão, que tem como função, fazer com que a potência gerada chegue aos centros de consumo, bem como prover a interligação entre áreas de maneira eficiente e flexível. As linhas de transmissão estão sujeitas a limites (térmicos e/ou de estabilidade) que restringem o nível de potência que pode ser transmitido com segurança.

Uma estratégia adequada para resolver este problema seria a implantação de novas usinas geradoras e novas linhas de transmissão no sistema de potência, mas atualmente, torna-se difícil devido ao custo elevado e às rígidas restrições impostas pela legislação ambiental.

A demora na construção de unidades de geração e linhas de transmissão, aliada à necessidade de maior eficiência na gestão dos sistemas elétricos, faz com que os pesquisadores busquem soluções alternativas para o problema de suprimento elétrico através de inovações tecnológicas na área de transmissão de energia elétrica, a fim de aumentar a

capacidade de transmissão e melhorar o controle do sistema existente, tornando-o mais aproveitável.

Os planejadores e operadores trabalham com sistemas cada vez mais dinâmicos e com menor margem operacional, conseqüentemente, os sistemas de potência precisam ter uma maior flexibilidade para interagir com a maior diversidade dos padrões de geração e carga. Embora o conceito de flexibilidade seja bastante geral, no que diz respeito aos sistemas elétricos é definido como “a habilidade dos sistemas de potência em se adaptarem rapidamente a novas circunstâncias, de modo a operarem permanentemente da melhor forma possível” [2]. Neste sentido, a aplicação de novos dispositivos desenvolvidos na eletrônica de potência, os chamados controladores FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems), vêm aliviar este novo cenário que se apresenta para o setor elétrico.

Equipamentos FACTS começaram a ser implementados a partir do final da década de 60, mas a denominação FACTS surgiu na década de 80 quando da publicação de um trabalho com a finalidade de propor o uso da eletrônica de potência para o controle de parâmetros dos sistemas de potência em corrente alternada [1][3]. Pode-se dizer que FACTS é uma filosofia (ou conceito tecnológico), de transporte de energia elétrica por sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada, que permite novas estratégias de operação e controle dinâmico dos sistemas.

O surgimento dos controladores flexíveis e sua utilização nos sistemas de energia elétrica propiciaram um maior grau de liberdade na operação dos sistemas de potência [4][22]. O controle do fluxo de potência nas linhas de transmissão foi grandemente melhorado, trazendo como conseqüência, o aumento da capacidade de transmissão de potência das redes elétricas [5][6][20].

Dentre os diversos dispositivos FACTS, um deles é o defasador angular (no inglês Phase Shifter – PS) [6][7]. O Phase Shifter é um tipo de transformador defasador de fase (no inglês Phase Shifting Transformer – PST) que tem como função introduzir no sistema de energia elétrica uma defasagem no ângulo de fase entre os fasores tensão terminal, através do fasor corrente [6].

Em termos práticos de acordo com sua estrutura podem existir vários tipos de PSTs. Mas para aplicação prática dois tipos são mais interessantes, como exemplo temos o Phase Angle Regulator (PAR) e o Quadrature Boosting Transformer QBT [6][30][31].

O PAR é um tipo de PST, que devido a sua estrutura tem a capacidade de mudar a fase do fasor tensão terminal sem alterar sua magnitude (as perdas não são levadas em consideração), ou seja, a posição quando da sua instalação no sistema de energia elétrica não tem nenhum

impacto sobre as características de transmissão de energia elétrica podendo assim ser considerado um dispositivo “simétrico” [6].

Já o QBT além de alterar a fase do fasor tensão terminal altera também sua magnitude, ou seja, sua posição no sistema influencia essencialmente nas características de transmissão de energia, logo não pode ser considerado um dispositivo “simétrico”.

Se as perdas (ativa e reativa) nestes dispositivos são desconsideradas, então os PSTs não produzem nem consomem potência ativa e reativa (PST potência é balanceada).

No desenvolvimento deste trabalho será utilizado um PST do tipo PAR, que terá seu modelo incluído no sistema elétrico de potência, para a realização dos diversos estudos pertinentes à estabilidade.

Este transformador é utilizado nos casos em que o ângulo de tensão necessário para o uso ótimo de uma linha de transmissão é incompatível com o ângulo de tensão de operação normal do sistema de transmissão. Tais casos ocorrem quando a potência entre duas barras é transmitida através de linhas paralelas de comprimento elétrico diferente. Outra situação problema é quando a diferença angular de tensão entre duas barras não é suficiente para estabelecer o fluxo de potência desejado [6][8].

Um sistema de potência real é composto por vários geradores síncronos, cargas, linhas de transmissão e controladores que interligam estes dispositivos, formando assim o chamado “sistema multimáquinas”. Para uma primeira análise, este sistema pode ser reduzido a um “sistema máquina síncrona ligado a uma barra infinita” equivalente.

O barramento infinito é definido como uma máquina que possui capacidade de geração ou absorção de potência ilimitada, com uma inércia infinita e impedância igual a zero. Isso significa que a velocidade angular do barramento infinito é constante, independente da potência absorvida ou fornecida à rede por este. Grandes sistemas podem ser considerados infinitos quando comparados a pequenas máquinas conectadas a estes [23].

Neste trabalho será tratada a inclusão do PS no modelo do sistema máquina síncrona operando contra uma barra infinita (sistema MBI), para estudos referentes a pequenas perturbações.

Inicialmente, no Capítulo 2 é apresentada a formulação matemática para o desenvolvimento do modelo linear do sistema de potência com um PS instalado (sistema MBI/PS). Será mostrado que este modelo é visto como uma “ampliação” do modelo linear de Heffron & Phillips do sistema máquina síncrona versus barra infinita [9][10][11][12][13].

No Capítulo 3 são analisadas as constantes que definem o modelo linear para diferentes estados de variação do carregamento do sistema. As análises são realizadas através de

simulações onde foi utilizado o software MATLAB.

No Capítulo 4 é feita uma primeira avaliação do comportamento do sistema MBI/PS quando este é submetido a uma pequena perturbação em torno de um ponto de operação.

Neste Capítulo são avaliados três casos distintos, a saber:

- sistema MBI sem a presença do PS (Caso1);
- sistema MBI com PS em operação e grau de compensação (defasagem introduzida pelo PS - ϕ) feito manualmente (Caso 2);
- sistema MBI com PS instalado e grau de compensação ajustado por meio de um sistema de controle (CPS) (Caso 3).

O sinal de entrada para o CPS é considerado a velocidade angular do rotor e são apresentados resultados obtidos por meio das simulações. Da análise destes resultados verifica-se a importância da introdução de um controle para a defasagem ϕ .

No Capítulo 5 são estudados três sinais distintos para entrada do CPS, sendo eles as variações da corrente elétrica (ΔI), as variações da potência elétrica (ΔP_e) e as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$).

Dos resultados obtidos por meio de simulações procura-se avaliar qual o sinal que fornece ao sistema MBI/PS maior amortecimento e como os parâmetros do CPS influenciam na formação deste amortecimento.

No Capítulo 6 a influência do CPS no sistema elétrico de potência será avaliada através dos torques formados pelo PS. Para se analisar a formação e o comportamento destes torques, os três sinais citados anteriormente serão aplicados à entrada do controle do PS.

Uma vez definido o sinal de entrada para o CPS, o torque formado será decomposto em parcelas de amortecimento e sincronização, o que servirá para obter conclusões a respeito da estabilidade do sistema de potência.

No Capítulo 7 são apresentadas as principais conclusões obtidas durante o desenvolvimento do trabalho e sugestões para trabalhos futuros. Seguem as Referências Bibliográficas, os Apêndices e Anexos, necessários para uma melhor compreensão do trabalho.

Contribuição do Trabalho

No desenvolvimento desta dissertação dois trabalhos foram utilizados como base, sendo eles as referências [17] e [32].

No primeiro trabalho, é apresentado um método para determinar o número ótimo de TCPSs (Thyristor Controlled Phase Shifter) necessários e suas respectivas localizações no sistema de energia elétrica, com o objetivo de avaliar qual efeito que o PS tem na estabilidade e na redução de perdas ativas. Para isso é instalado ao PS um dispositivo de controle semelhante ao utilizado neste trabalho, no qual é aplicado como sinal de entrada as variações da velocidade angular do rotor.

No segundo trabalho é proposto um esquema básico de controle para o TCSC (Thyristor Controlled Series Compensator), para avaliar qual a influência que a instalação deste dispositivo tem no que se refere a melhoria da estabilidade do sistema elétrico de potência.

Neste trabalho dois sinais distintos são aplicados à entrada do controle sendo eles a corrente elétrica e a potência elétrica. Através da análise das curvas $P_e \times \delta$, procura-se avaliar qual sinal fornece um melhor desempenho do sistema elétrico no tocante à estabilidade a pequenas perturbações.

Nesta dissertação é utilizado o sistema de controle proposto em [17], aplicado ao sistema MBI/PS, cujo modelo considerado é uma ampliação do conhecido “modelo linear de Heffron & Phillips” do sistema MBI. São analisados para o sistema de controle os sinais de entrada propostos em [32] e é avaliada qual a contribuição (melhoria da estabilidade) que o PS fornece ao sistema elétrico de potência.

Capítulo 1.....	1
INTRODUÇÃO	1

Capítulo 2

Modelo Linear de Heffron & Phillips com a Inclusão do Transformador Defasador

2.1. Introdução

Neste capítulo é apresentada a formulação matemática para o desenvolvimento de um modelo linear para o sistema “máquina síncrona ligada a uma barra infinita – MBI”, estando ligado a ele um transformador defasador (no inglês, Phase Shifter – PS). As equações que descrevem este modelo são obtidas e é mostrado que este modelo é uma ampliação do Modelo Linear de Heffron & Phillips, largamente utilizado na literatura para estudos referentes à estabilidade dinâmica [9][10][11][13][18][19].

Definidas as equações que descrevem o modelo, este será representado no domínio da frequência (diagrama de blocos – variável independente s) e no domínio do tempo (espaço de estados – variável independente t).

2.2. Equacionamento do Modelo Linear com a Inclusão do Transformador Defasador

Considere um gerador síncrono conectado a uma barra infinita através de uma linha de

transmissão, com um transformador defasador instalado, conforme esquema mostrado na Figura 2.1.

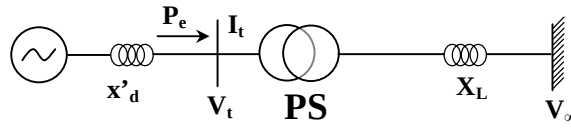


Figura 2.1: Sistema MBI, com PS em operação

Nesta Figura, V_t , V_∞ , I_t e P_e são tensão terminal, tensão na barra infinita, corrente terminal e potência ativa entregue ao sistema, respectivamente.

As grandezas x'_d e X_L são as reatâncias transitória de eixo direto do gerador e da linha de transmissão.

2.3. Cálculo das Correntes da Máquina Síncrona

A tensão terminal do sistema de potência considerado na Figura 2.1, sem a presença do PS, é dada pela equação (2.1)[24].

$$V_t = V_\infty + jX_L i_t \quad (2.1)$$

Neste caso pode-se mostrar que as correntes de eixo direto e eixo de quadratura do gerador são dadas pelas equações (2.2) e (2.3) [9][11][13].

$$i_d = \frac{E'_q - V_\infty \cos \delta}{x'_d + X_L} \quad (2.2)$$

$$i_q = \frac{V_\infty \sin \delta}{x_q + X_L} \quad (2.3)$$

Quando o PS é instalado no sistema, o ângulo interno da máquina síncrona é modificado, passando a ser dado pela equação (2.4) [14][15][16][17][33].

$$\delta_{PS} = \delta - \phi \quad (2.4)$$

Na equação (2.4), ϕ é a defasagem angular introduzida pelo PS (que também será referida como grau de compensação).

Substituindo-se a equação (2.4) em (2.2) e (2.3), tem-se as correntes de eixo direto e quadratura, quando um PS está em operação no sistema, como nas equações (2.5) e (2.6).

$$i_d = \frac{E'_q - V_\infty \cos(\delta - \phi)}{x'_d + X_L} \quad (2.5)$$

$$i_q = \frac{V_\infty \sin(\delta - \phi)}{x'_q + X_L} \quad (2.6)$$

Admitindo-se pequenas variações em torno de um ponto de equilíbrio (“0”), a equação (2.5) pode ser linearizada [21], resultando nas equações (2.7), que fornecem a variação da corrente de eixo direto em função da tensão interna, ângulo δ e de ϕ .

$$\Delta i_d = \left(\frac{\partial i_d}{\partial E'_q} \right)_0 \Delta E'_q + \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 \Delta \delta + \left(\frac{\partial i_d}{\partial \phi} \right)_0 \Delta \phi \quad (2.7)$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial E'_q} = \frac{1}{(x'_d + X_L)} \quad (2.7.a)$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial \delta} = \frac{V_\infty}{(x'_d + X_L)} \sin(\delta - \phi) \quad (2.7.b)$$

$$\frac{\partial i_d}{\partial \phi} = -\frac{V_\infty}{(x'_d + X_L)} \sin(\delta - \phi) \quad (2.7.c)$$

De maneira similar, a linearização da equação (2.6) fornece os desvios em torno de um ponto de operação, da corrente de eixo de quadratura em função dos desvios do ângulo interno da máquina (δ) e do grau de compensação (ϕ) (equações (2.8)).

$$\Delta i_q = \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \Delta \delta + \left(\frac{\partial i_q}{\partial \phi} \right)_0 \Delta \phi \quad (2.8)$$

$$\frac{\partial i_q}{\partial \delta} = \frac{V_\infty}{(x_q + x_L)} \cos(\delta - \phi) \quad (2.8.a)$$

$$\frac{\partial i_q}{\partial \phi} = -\frac{V_\infty}{(x_q + x_L)} \cos(\delta - \phi) \quad (2.8.b)$$

2.4. Equação do Torque Elétrico

O torque elétrico nos terminais da máquina síncrona pode ser calculado como na equação (2.9) [9][11][13].

$$T_e = [(x_q - x'_d) i_d + E'_q] i_q \quad (2.9)$$

A linearização da equação (2.9), mostrada nas equações (2.10), fornece a variação do torque elétrico nos terminais da máquina síncrona.

$$\Delta T_e = \left(\frac{\partial T_e}{\partial i_d} \right)_0 \Delta i_d + \left(\frac{\partial T_e}{\partial i_q} \right)_0 \Delta i_q + \left(\frac{\partial T_e}{\partial E'_q} \right)_0 \Delta E'_q \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = (x_q - x'_d) i_q \quad (2.10.a)$$

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_q} = (x_q - x'_d) i_d + E'_q \quad (2.10.b)$$

$$\frac{\partial T_e}{\partial E'_q} = i_q \quad (2.10.c)$$

A substituição das equações (2.7) e (2.8) nas equações (2.10) mostra os desvios para o torque elétrico no eixo da máquina síncrona (equações (2.11)).

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q + K_8 \Delta \phi \quad (2.11)$$

$$K_1 = (x_q - x'_d) \left[i_{q0} \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 + i_{d0} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \right] + E'_{q0} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \quad (2.11.a)$$

$$K_2 = (x_q - x'_d) \left[\left(\frac{\partial i_d}{\partial E'_q} \right)_0 + 1 \right] + i_{q0} \quad (2.11.b)$$

$$K_8 = - \left[(x_q - x'_d) \left[i_{q0} \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 + i_{d0} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \right] + E'_{q0} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \right] = -K_1 \quad (2.11.c)$$

2.5. Cálculo da Tensão Interna da Máquina Síncrona

Em [9][11][13] a variação da tensão interna da máquina síncrona (E'_q) é obtida como nas equações (2.12) e (2.13).

$$E_q = E'_q + (x_d - x'_d) i_d \quad (2.12)$$

$$T'_{d0} \overset{\circ}{E}_q = E_{fd} - E_q \quad (2.13)$$

Substituindo (2.12) em (2.13), obtém-se a equação (2.14).

$$T'_{d0} \overset{\circ}{E}_q = E_{fd} - E'_q - (x_d - x'_d) i_d \quad (2.14)$$

Para pequenos desvios em torno de um ponto de equilíbrio, a equação (2.14) pode ser linearizada, resultando na equação (2.15).

$$T'_{d0} \Delta \overset{\circ}{E}_q = \left(\frac{\partial (T'_{d0} \overset{\circ}{E}_q)}{\partial E_{fd}} \right)_0 \Delta E_{fd} + \left(\frac{\partial (T'_{d0} \overset{\circ}{E}_q)}{\partial E'_q} \right)_0 \Delta E'_q + \left(\frac{\partial (T'_{d0} \overset{\circ}{E}_q)}{\partial i_d} \right)_0 \Delta i_d \quad (2.15)$$

$$\frac{\partial(T'_{d0} \overset{\circ}{E}'_q)}{\partial E'_{fd}} = 1 \quad (2.15.a)$$

$$\frac{\partial(T'_{d0} \overset{\circ}{E}'_q)}{\partial E'_q} = -1 \quad (2.15.b)$$

$$\frac{\partial(T'_{d0} \overset{\circ}{E}'_q)}{\partial i'_d} = -(x_d - x'_d) \quad (2.15.c)$$

A substituição das equações (2.7) nas equações (2.15) fornece os desvios para a variação da tensão interna da máquina síncrona (equações (2.16)).

$$T'_{d0} \Delta \overset{\circ}{E}'_q = \Delta E'_{fd} - K_4 \Delta \delta - \frac{1}{K_3} \Delta E'_q - K_9 \Delta \phi \quad (2.16)$$

$$\frac{1}{K_3} = 1 + (x_d - x'_d) \left(\frac{\partial i'_d}{\partial E'_q} \right)_0 = \frac{x_d + x_L}{x'_d + x_L} \quad (2.16.a)$$

$$K_4 = (x_d - x'_d) \left(\frac{\partial i'_d}{\partial \delta} \right)_0 \quad (2.16.b)$$

$$K_9 = - \left[(x_d - x'_d) \left(\frac{\partial i'_d}{\partial \delta} \right)_0 \right] = -K_4 \quad (2.16.c)$$

2.6. Tensão Terminal da Máquina Síncrona

A magnitude da tensão terminal da máquina síncrona, referida aos eixos direto e de quadratura, é dada na equação (2.17) [9][11][13].

$$V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (2.17)$$

A linearização de (2.18), após manipulações, fornece os desvios da tensão terminal em função dos desvios das tensões de eixo direto e eixo de quadratura como nas equações (2.18).

$$\Delta V_t = \left(\frac{\partial V_t}{\partial V_d} \right)_0 \Delta V_d + \left(\frac{\partial V_t}{\partial V_q} \right)_0 \Delta V_q \quad (2.18)$$

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_d} = \frac{V_d}{V_t} \quad (2.18.b)$$

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_q} = \frac{V_q}{V_t} \quad (2.18.c)$$

Os desvios em torno de um ponto de operação das tensões de eixo direto (ΔV_d) e eixo em quadratura (ΔV_q) podem ser escritos como nas equações (2.19) e (2.20), como afirmado em [9].

$$\Delta V_d = x_q \Delta i_q \quad (2.19)$$

$$\Delta V_q = -x_d' \Delta i_d + \Delta E_q' \quad (2.20)$$

Substituindo-se as equações (2.7) e (2.8) em (2.19) e (2.20), chega-se às equações (2.21) e (2.22), que fornecem os desvios das tensões de eixo direto e de quadratura em função dos desvios do ângulo interno, da tensão interna e do grau de compensação.

$$\Delta V_d = x_q \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \Delta \delta + x_q \left(\frac{\partial i_q}{\partial \phi} \right)_0 \Delta \phi \quad (2.21)$$

$$\Delta V_q = -x_d' \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 \Delta \delta + \left(1 - x_d' \left(\frac{\partial i_d}{\partial E_q'} \right)_0 \right) \Delta E_q' - x_d' \left(\frac{\partial i_d}{\partial \phi} \right)_0 \Delta \phi \quad (2.22)$$

Substituindo-se as equações (2.21) e (2.22) nas equações (2.18), tem-se os desvios da

tensão terminal da máquina síncrona, mostrados nas equações (2.23)

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q + K_7 \Delta \phi \quad (2.23)$$

$$K_5 = \frac{V_{d0}}{V_{t0}} x_q \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 - \frac{V_{q0}}{V_{t0}} x'_d \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 \quad (2.23.a)$$

$$K_6 = \frac{V_{q0}}{V_{t0}} \left[1 - x'_d \left(\frac{\partial i_d}{\partial E'_q} \right)_0 \right] \quad (2.23.b)$$

$$K_7 = - \left[\frac{V_{d0}}{V_{t0}} x_q \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 - \frac{V_{q0}}{V_{t0}} x'_d \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 \right] = -K_5 \quad (2.23.c)$$

2.7. Interpretação Física das Constantes do Modelo do Sistema MBI/PS

$$K_1 = -K_8 = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} \right|_{\substack{e'_q = \text{constante} \\ \phi = \text{constante}}}$$

K_1 representa uma variação no torque elétrico, provocada pela variação do ângulo interno, considerando constantes o enlace de fluxo com o eixo direto e o ângulo ϕ ($e'_q = \text{constante}$ e $\phi = \text{constante}$); é um coeficiente de torque de sincronização.

$$K_2 = \left. \frac{\Delta T_e}{\Delta e'_q} \right|_{\substack{\delta = \text{constante} \\ \phi = \text{constante}}}$$

K_2 representa uma variação no torque elétrico, provocada pela variação do enlace de fluxo com o eixo direto, considerando constantes o ângulo interno e o ângulo ϕ ($\delta = \text{constante}$ e $\phi = \text{constante}$).

K_3 representa um fator de impedância que considera o efeito da impedância externa do

sistema (linha de transmissão e PS).

$$K_4 = -K_9 = \frac{1}{K_3} \frac{\Delta e'_q}{\Delta \delta} \bigg|_{\substack{e_{fd} = \text{constante} \\ \phi = \text{constante}}}$$

K_4 representa o efeito desmagnetizante de reação da armadura.

$$K_5 = -K_7 = \frac{\Delta v_t}{\Delta \delta} \bigg|_{\substack{e_q = \text{constante} \\ \phi = \text{constante}}}$$

K_5 representa uma variação na tensão terminal, provocada pela variação do ângulo interno, considerando constantes o enlace de fluxo com o eixo direto e o ângulo ϕ ($e'_q = \text{constante}$ e $\phi = \text{constante}$).

$$K_6 = \frac{\Delta v_t}{\Delta e'_q} \bigg|_{\substack{\delta = \text{constante} \\ \phi = \text{constante}}}$$

K_6 representa uma variação na tensão terminal, provocada pela variação do enlace de fluxo com o eixo direto, considerando constantes o ângulo interno e o ângulo ϕ ($\delta = \text{constante}$ e $\phi = \text{constante}$).

2.8. Tensão de Campo da Máquina Síncrona

Para a inclusão da variação da tensão de campo da máquina síncrona no sistema MBI/PS, será considerado o sistema de excitação representado por um bloco de primeira ordem [9][10][11], com constante de tempo T_r e ganho K_r . Sendo assim, para pequenas variações em torno de um ponto de equilíbrio, a variação da tensão de campo da máquina síncrona em sua forma linearizada, é dada na equação (2.24), onde V_{ref} é a tensão de referência.

$$\Delta E_{fd} = -\frac{1}{T_r} \Delta E_{fd} + \frac{K_r}{T_r} \Delta V_{ref} - \frac{K_r}{T_r} \Delta V_t \quad (2.24)$$

2.9. Equações de Movimento da Máquina Síncrona

As equações que relacionam as grandezas mecânicas (velocidade angular do rotor (ω) e ângulo interno (δ)) com as grandezas elétricas da máquina síncrona, são obtidas a partir da equação de oscilação do gerador síncrono (equação “swing”), que em sua forma linearizada são mostradas nas equações (2.25) e (2.26) [9][11][13].

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_0 \Delta \omega \quad (2.25)$$

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{1}{M} (\Delta T_m - \Delta T_e - D \Delta \omega) \quad (2.26)$$

Nas equações (2.25) e (2.26), ω_0 é a velocidade síncrona (377 rad/s), M a constante de inércia e D é o amortecimento inerente do sistema de potência devido à presença das cargas.

2.10. Representações do Sistema MBI/PS

Com as equações (2.11), (2.16) e (2.23 – 2.26), pode-se fazer uma representação do sistema MBI/PS no espaço de estados, ou seja, representá-lo na forma das equações (2.27).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (2.27)$$

$$\mathbf{x} = [\Delta \omega \quad \Delta \delta \quad \Delta e'_q \quad \Delta e'_{fd}]^t \quad (2.27.a)$$

$$\mathbf{u} = [\Delta T_m \quad \Delta v_{ref} \quad \Delta \phi]^t \quad (2.27.b)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{K_3 T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{K_r K_5}{T_r} & -\frac{K_r K_6}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (2.27.c)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 & -\frac{K_8}{M} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{K_9}{T_{d0}'} \\ 0 & \frac{K_r}{T_r} & -\frac{K_7 K_r}{T_r} \end{bmatrix} \quad (2.27.d)$$

Nas equações (2.27), x é vetor de estados, u é vetor de entradas, A é matriz de estados e B a matriz de entradas. Nesta representação, o grau de compensação foi considerado como uma entrada para o sistema.

Para a representação do sistema MBI/PS através de diagrama de blocos, considere a transformada de Laplace das equações (2.11), (2.16) e (2.23 – 2.26). Com isto é possível representar o sistema MBI/PS através de funções de transferência, cujas conexões são mostradas na Figura 2.2.

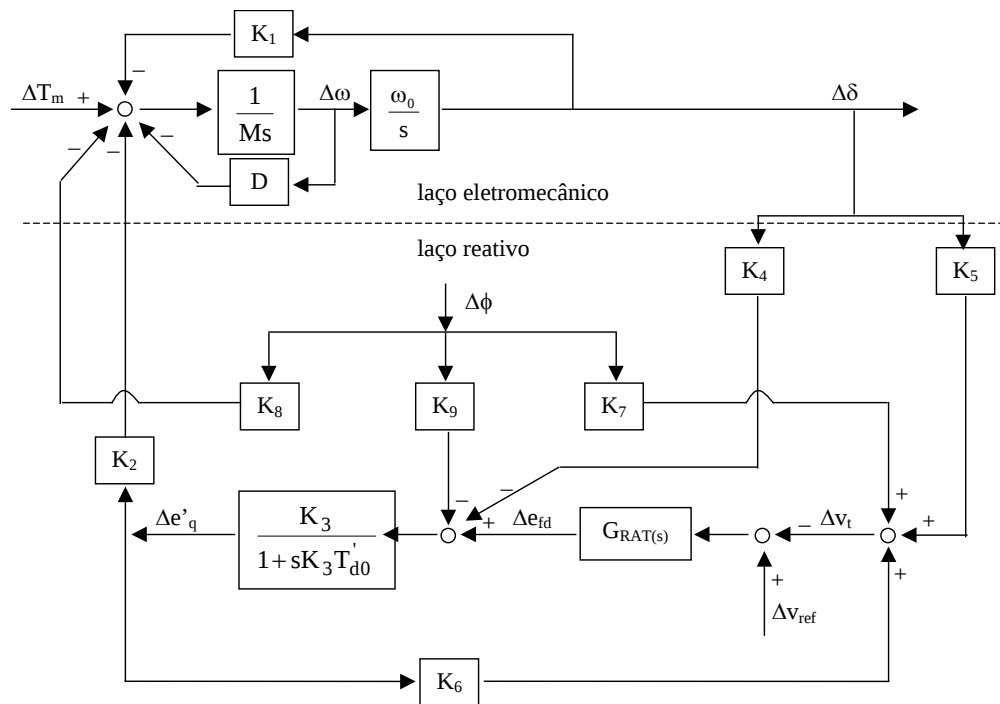


Figura 2.2: Diagrama de Blocos – Sistema MBI/PS

A partir da Figura 2.2 pode ser observado que o modelo linear do sistema MBI com um PS em operação, é uma extensão do modelo convencional de Heffron & Phillips pelo surgimento de três novas constantes (K_7 , K_8 e K_9). Estas contribuições extras representam o impacto do PS quando de sua instalação no sistema MBI.

Numericamente as constantes K_1 a K_6 (também presentes no modelo tradicional de Heffron & Phillips), diferem das do modelo MBI/PS, pois em seus cálculos é considerada a inclusão do PS no sistema.

Da mesma forma que no modelo convencional, no modelo do sistema MBI/PS, também podem ser definidos os laços eletromecânico (envolvendo as grandezas $\Delta\omega$ e $\Delta\delta$), e o reativo (envolvendo o sistema de excitação do gerador), conforme pode ser visto na Figura 2.2.

2.11. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os efeitos da inclusão do dispositivo FACTS PS no modelo matemático do sistema de potência máquina síncrona ligada a uma barra infinita.

A partir das equações que regem o sistema de potência, foi possível definir um modelo para o sistema MBI/PS.

Pelo fato do objetivo deste trabalho ser o estudo da estabilidade a pequenas perturbações, o modelo resultante foi descrito por equações diferenciais e algébricas lineares.

Observou-se que o modelo linear do sistema MBI/PS é uma ampliação do modelo convencional de Heffron & Phillips (Apêndice I), sendo igualmente representado por constantes, podendo também ser definidos os laços eletromecânico e reativo.

No modelo do sistema MBI/PS permanecem as seis constantes do modelo convencional (K_1 a K_6) e a inclusão do PS ao sistema MBI é refletido pelo surgimento de três novas constantes (K_7 , K_8 e K_9) [15][16].

Com a definição do modelo, foram realizadas representações do sistema MBI/PS no domínio do tempo (representação no espaço de estados), e no domínio da frequência (diagrama de blocos, através de funções de transferência).

No próximo capítulo pretende-se estudar o comportamento das constantes que definem o modelo MBI/PS quando da variação do carregamento do sistema de potência.

Capítulo 3

Constantes do Modelo Linear MBI/PS

3.1. Introdução

Neste capítulo é analisado o comportamento das constantes que definem o modelo MBI/PS quando da variação do carregamento do sistema [26], através de simulações para um sistema exemplo [9], cujos principais dados são apresentados no Apêndice II.

As condições de simulação foram tensão terminal constante em 1.0 pu, com a potência elétrica variando entre 0.1 pu e 1.0 pu, com fator de potência de 0.85 indutivo.

Para o grau de compensação ϕ (defasagem introduzida pelo PS), admitiu-se três situações (-30° , 10° e 30°) [6].

3.2. Análise da Influência do Carregamento nas Constantes do Sistema MBI/PS

A Figura 3.1 apresenta os resultados para a constante K_1 onde observa-se que para baixos carregamentos, a atuação do PS com grau de compensação no limite inferior (-30°), aumenta o coeficiente de torque de sincronização (K_1), diminuindo-o quando o sistema se torna mais carregado. O inverso ocorre com o PS fazendo a compensação no limite superior (30°): diminuição de K_1 para baixo carregamento e aumento para sistema bastante carregado. Das

simulações realizadas verificou-se que para valores intermediários de compensação, as curvas que descrevem o comportamento da constante K_1 ficam entre as curvas dos limites inferior e superior. Comparando-se a curva para $\phi = 10^\circ$ (valor usual de operação [6]), com a curva referente ao sistema sem PS ($\phi = 0^\circ$), pode-se concluir que para este sistema exemplo, o coeficiente de torque de sincronização é diminuído com a entrada do PS em operação.

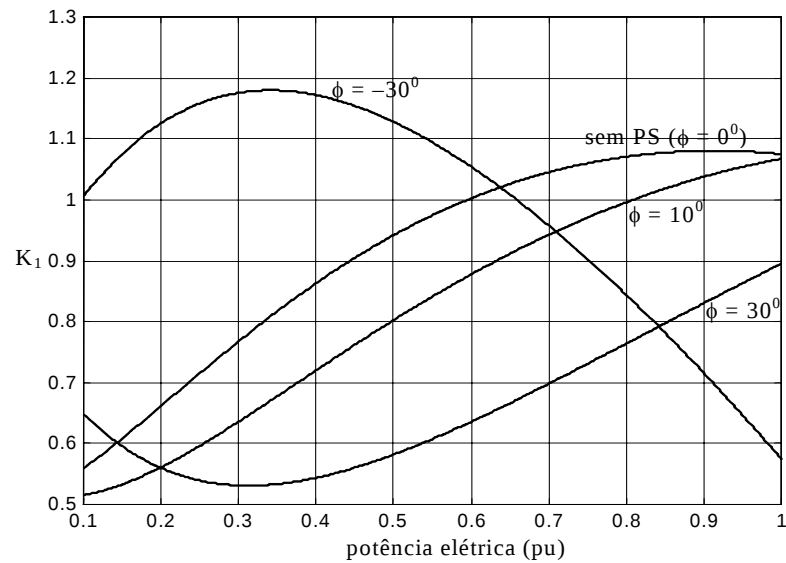


Figura 3.1: $K_1 \times P_e$

Na Figura 3.2 tem-se o comportamento da constante K_2 , que representa a contribuição das variações da tensão interna na formação do torque elétrico.

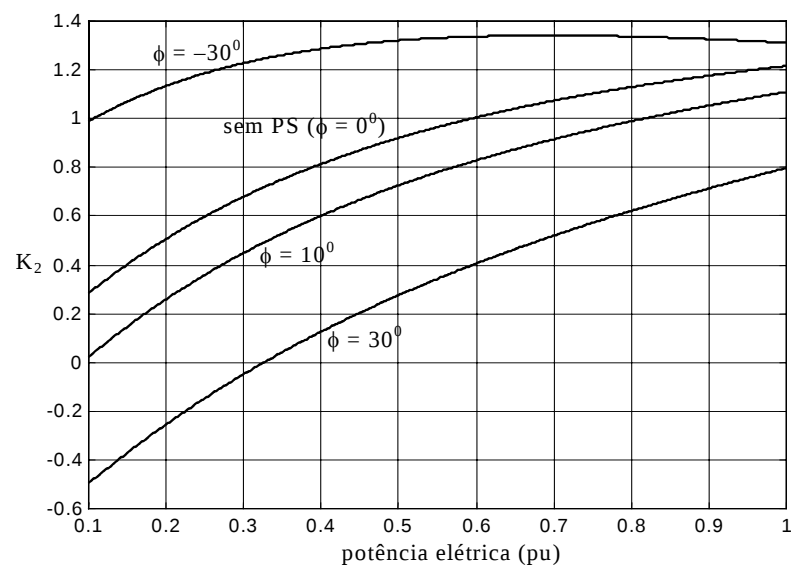


Figura 3.2: $K_2 \times P_e$

Dos estudos realizados verificou-se que para o PS agindo com compensação positiva ($\phi > 0$), esta contribuição diminui, quando comparada com o sistema sem PS, enquanto que para $\phi < 0$, a contribuição aumenta. Outro fato observado é que, diferentemente do que ocorria com o sistema sem PS, quando K_2 é sempre positiva para o sistema operando em condições usuais, a instalação do PS pode tornar esta constante negativa, no caso de $\phi > 0$ (na Figura 3.2 vê-se que para $\phi = 30^\circ$, K_2 é negativa para baixo carregamento, aumentando seu valor conforme o carregamento aumenta). Para a compensação usual de 10° , a constante K_2 é positiva para o sistema exemplo simulado.

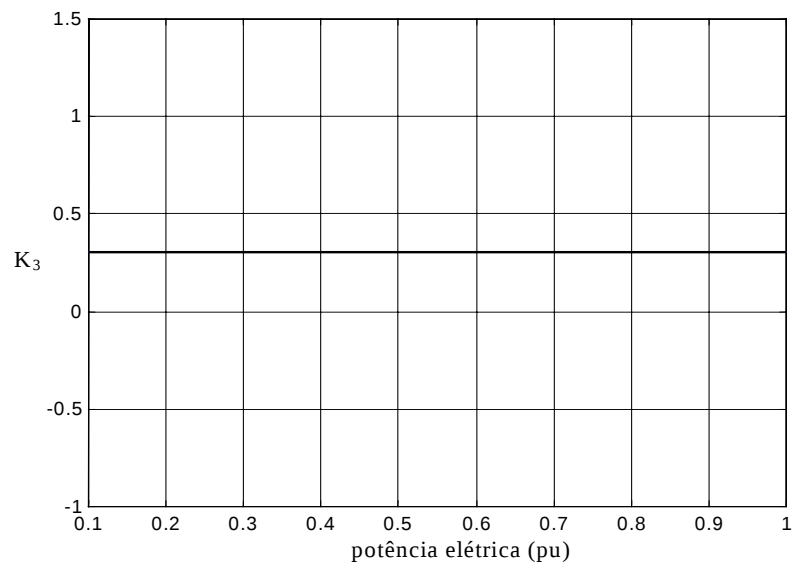
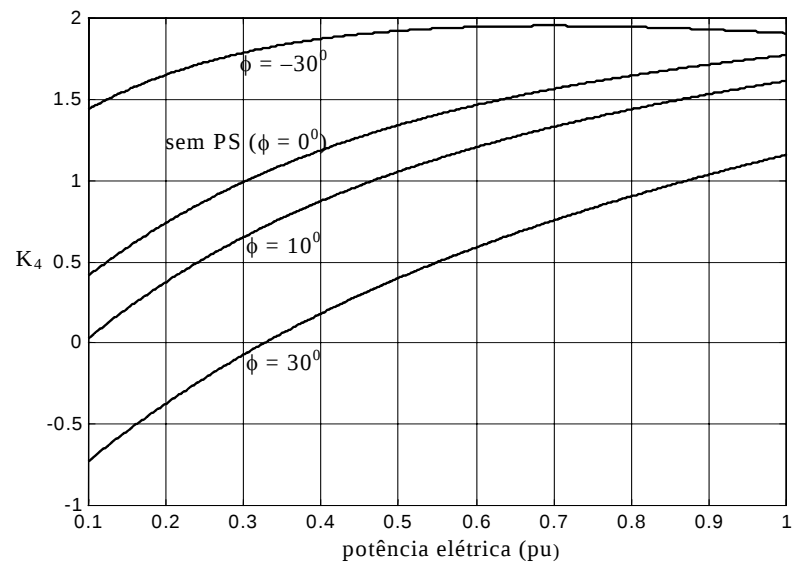
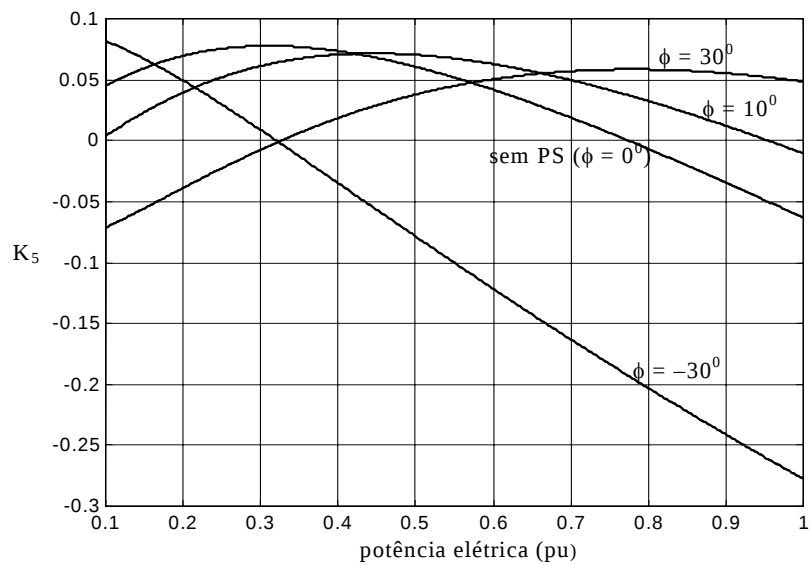


Figura 3.3: $K_3 \times P_e$

A Figura 3.3 mostra o comportamento da constante K_3 , que não sofre alteração com a instalação do PS no sistema, nem do grau de compensação utilizado (da mesma forma que no modelo de Heffron & Phillips, independe do carregamento do sistema).

A representação do efeito desmagnetizante da reação de armadura (constante K_4), é mostrada na Figura 3.4, onde pode ser observado que este efeito aumenta na medida em que ϕ diminui. Além disso, para baixo carregamento e compensação de 30° , a reação de armadura pode ser negativa. Para compensação negativa, a constante K_4 se mostrou positiva e para $\phi = 10^\circ$, positiva e menor que o sistema sem PS.

Na Figura 3.5 é mostrado o comportamento da constante K_5 que quando positiva ($K_5 > 0$), fornece ao sistema torques de sincronização negativo e amortecimento positivo. Para $K_5 < 0$, o torque de sincronização será positivo e o de amortecimento negativo [9][10][11][13].

Figura 3.4: $K_4 \times P_e$ Figura 3.5: $K_5 \times P_e$

Observe que para grau de compensação no limite superior (30°), esta constante apresenta valores negativos para baixo carregamento e positivos para sistema bastante carregado. Isto permite concluir que com esta compensação, será fornecido ao sistema torques de sincronização positivo e amortecimento negativo, para a condição de carregamentos baixos. Esta contribuição negativa de torque de amortecimento não deve comprometer a integridade do sistema, pois as demais contribuições, aliada à situação de sistema pouco carregado, ainda propiciarão um torque de amortecimento líquido positivo, mantendo o sistema estável.

Ainda para grau de compensação no limite superior, mas considerando alto carregamento,

a contribuição para o sincronismo do sistema será negativo e o de amortecimento positivo. Nesta condição de operação, onde os problemas de estabilidade são maiores, principalmente relacionados ao amortecimento do sistema de potência, a contribuição do PS será no sentido de aumentar o torque de amortecimento. A contribuição negativa ao sincronismo não deverá prejudicar a estabilidade do sistema, visto que nesta situação, a contribuição de sincronização de K_1 será positiva e maior que a contribuição de K_5 (ver Figura 3.1).

Para compensação negativa do PS ($\phi < 0$), das simulações observou-se que a constante K_5 se torna mais negativa a carregamentos menores que na situação de sistema sem o PS. A condição de baixo carregamento e compensação negativa não deverá prejudicar a estabilidade do sistema, pelo que já foi exposto. A situação se torna preocupante para carregamentos de médio a alto e compensação negativa, pois assim será produzido torque de amortecimento negativo, o que poderá tornar o sistema bastante oscilatório ou até mesmo instável.

Para $\phi = 10^\circ$, K_5 se torna negativa para carregamentos maiores que os que ocorria com o sistema sem PS, fornecendo assim maior torque de amortecimento positivo para condições usuais de operação.

Na Figura 3.6 são mostradas as simulações referentes ao parâmetro K_6 , que representa a contribuição das variações da tensão interna da máquina síncrona na formação dos desvios da tensão terminal. Observe que a instalação do PS torna a tensão terminal do sistema mais sensível às variações da tensão interna, quando comparada com o sistema sem o PS. Note também que a constante K_6 é sempre positiva para todos os carregamentos simulados.

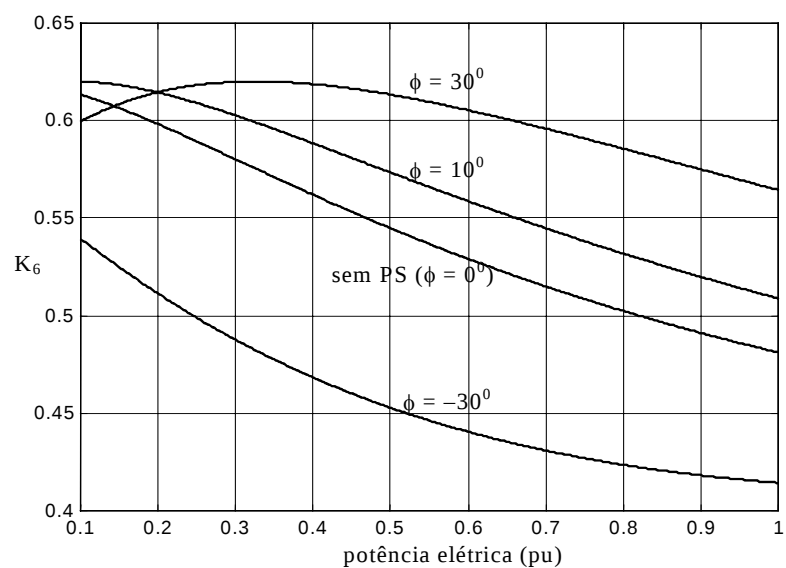


Figura 3.6: $K_6 \times P_e$

Com a inclusão do PS no sistema, surgem no modelo linear três novas constantes (K_7 , K_8 e

K_9), que representam os efeitos da inclusão do transformador defasador no sistema MBI. Das equações (2.11.c), (2.16.c) e (2.23.c), vê-se que $K_7 = -K_5$, $K_8 = -K_1$ e $K_9 = -K_4$. Desta forma, K_7 , K_8 e K_9 traduzem a contribuição da variação da defasagem introduzida pelo PS na formação dos desvios da tensão terminal, torque elétrico e tensão interna da máquina síncrona.

Na Figura 3.7 está o comportamento da constante K_7 , quando da variação da potência elétrica.

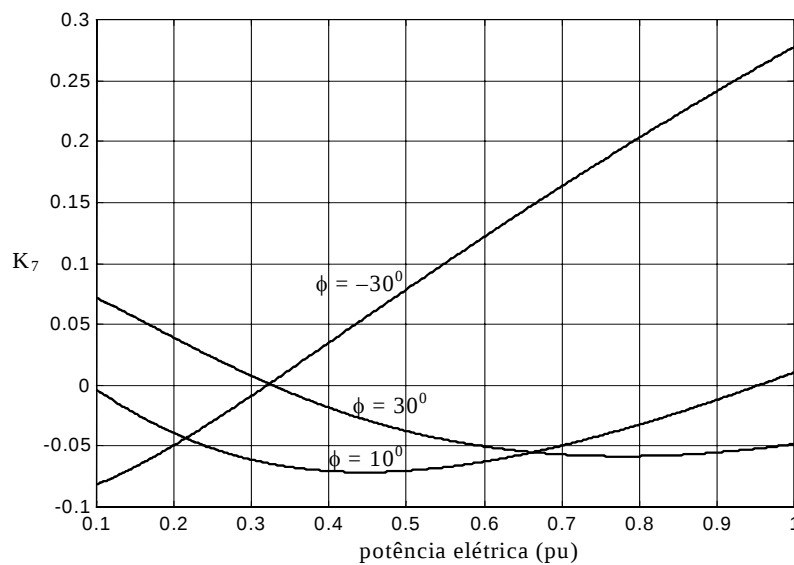
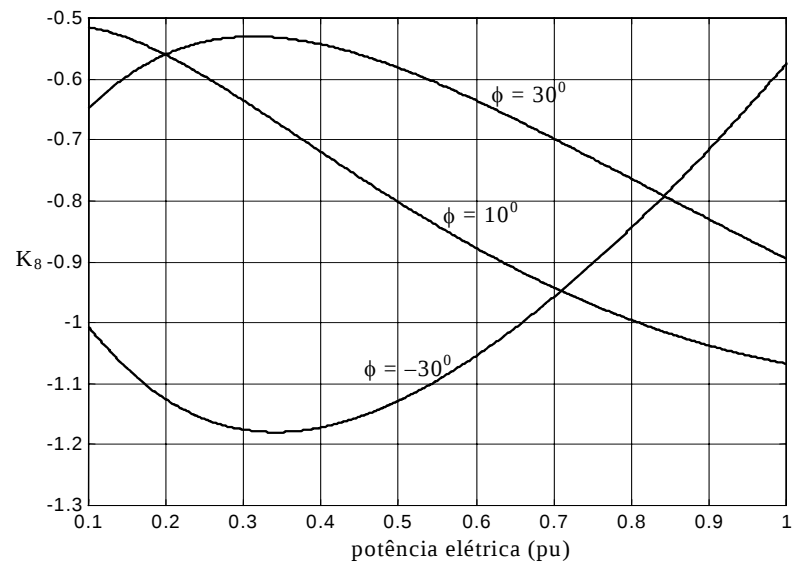


Figura 3.7: $K_7 \times P_e$

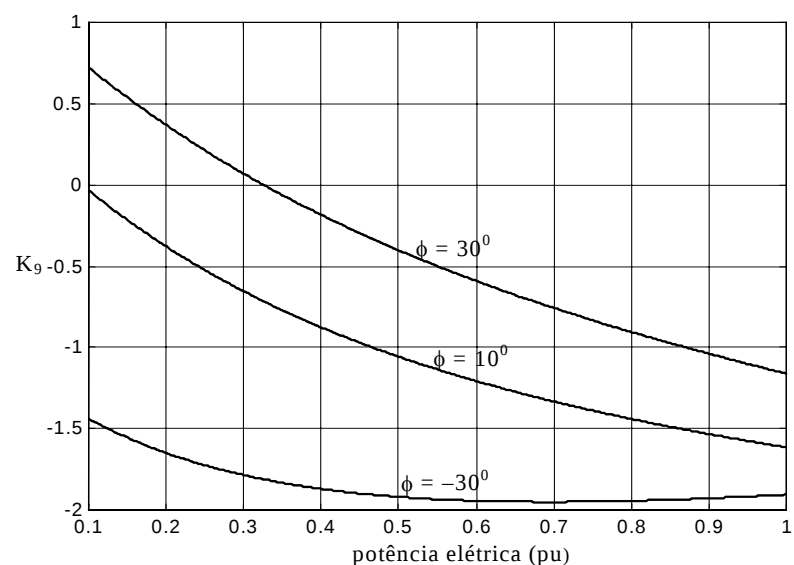
Analisando a equação (2.23), pode-se concluir que a variação do grau de compensação do PS ($\Delta\phi$), terá um efeito contrário ao da variação do ângulo interno da máquina síncrona ($\Delta\delta$), na formação dos desvios da tensão terminal. Fazendo-se um paralelo com o modelo tradicional de Heffron & Phillips, pode-se afirmar que através de K_7 será formado no sistema MBI/PS torque elétrico em fase com o ângulo $\Delta\phi$ e também, torque elétrico no eixo ($j\Delta\phi$) (adiantado 90° do eixo $\Delta\phi$). A avaliação se estes torques são de sincronização (em fase com $\Delta\delta$) ou de amortecimento (em fase com $\Delta\omega$), será feita quando da definição do sistema de controle da defasagem ϕ e do sinal de entrada que será utilizado.

Na Figura 3.8 tem-se o efeito da variação do grau de compensação do PS na formação do torque elétrico da máquina síncrona (constante K_8), que é o oposto da Figura 3.1 (ver também equação (2.11.c)).

Figura 3.8: $K_8 \times P_e$

Esta constante pode ser entendida como um coeficiente de torque de sincronização para o ângulo ϕ (o torque elétrico formado está em fase com $\Delta\phi$). Novamente, a decisão se este torque está em fase com as variações do ângulo interno $\Delta\delta$ ou com as variações da velocidade angular $\Delta\omega$, será possível quando da escolha do sistema de controle da defasagem ϕ e do correspondente sinal de entrada.

A Figura 3.9 traduz o efeito de “reação da armadura” introduzido pelo PS no sistema MBI/PS.

Figura 3.9: $K_9 \times P_e$

Para este caso pode ser observado que este efeito diminui na medida em que o grau de

compensação vai diminuindo. Além disso, pode ser visto que para compensações de 10° e -30° , a reação de armadura resultou negativa para todas as condições de simulação. Para compensação de 30° , o efeito desmagnetizante da reação de armadura se mostrou positivo para baixo carregamento e negativo para carregamentos médio e alto.

3.3. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados estudos a respeito das constantes que definem o modelo MBI/PS (K_1 a K_9), quando da variação do ponto de operação do sistema de potência.

Através de simulações foi estudado o comportamento destas nove constantes para diferentes graus de compensação (diferentes valores de ϕ), em função do carregamento do sistema.

Observou-se que apenas a constante K_3 não depende do carregamento nem do grau de compensação, sendo determinada apenas pelas reatâncias representadas no sistema. Todas as demais constantes dependem dos parâmetros da máquina síncrona, PS, reatância externa e carga do sistema.

Fazendo-se uma analogia com o modelo tradicional de Heffron & Phillips para o sistema MBI, foi feita uma primeira avaliação dos coeficientes de torques de sincronização e amortecimento formados no sistema MBI/PS através das constantes K_1 e K_5 .

As constantes que refletem a inclusão do PS no sistema MBI (K_7 , K_8 e K_9) também foram avaliadas. Observou-se que estas constantes se comportam de maneira oposta às constantes K_5 , K_1 e K_4 , respectivamente (este fato também pode ser comprovado pelas equações (2.11.c), (2.16.c) e (2.23.c) do Capítulo 2).

Baseado no comportamento da constante K_7 e comparando-a com o efeito da constante K_5 do modelo de Heffron e Phillips para o sistema MBI, concluiu-se que ela deve fornecer torque elétrico em fase com os eixos $\Delta\phi$ e $(j\Delta\phi)$. De maneira similar, a constante K_8 fornecerá torque elétrico em fase com o eixo $\Delta\phi$. A avaliação se estes torques serão de sincronização (em fase com a grandeza $\Delta\delta$), ou de amortecimento (em fase com a grandeza $\Delta\omega$) será feita quando da definição do sistema de controle para o grau de compensação do PS e de seu correspondente sinal de entrada.

Para a constante K_9 , pela sua posição nas equações do sistema MBI/PS, concluiu-se que ela representa o efeito desmagnetizante da reação de armadura introduzida pelo PS.

No próximo capítulo será avaliado como o PS instalado no sistema MBI influi na sua

estabilidade quando este é submetido a pequenas perturbações em torno de um ponto de equilíbrio.

Capítulo 4

Influência do PS na Estabilidade a Pequenas Perturbações

4.1. Introdução

Neste capítulo será avaliado o comportamento dinâmico do sistema MBI/PS quando submetido a pequenas perturbações em torno de um ponto de equilíbrio. Para isto serão avaliadas três situações distintas para o sistema:

- Sistema MBI sem o PS
- Sistema MBI com o grau de compensação atuando como entrada para o sistema (ajuste manual da defasagem ϕ).
- Sistema MBI com o grau de compensação atuando como uma variável de estado (ajuste da defasagem ϕ através de um dispositivo de controle).

Para este último caso, será definido inicialmente o sistema de controle a ser instalado junto ao PS e será avaliado qual o efeito deste na estabilidade do sistema.

4.2. Sistema MBI sob a Influência do PS

Para uma primeira avaliação da influência do PS na estabilidade do sistema MBI, foram

realizadas simulações para um sistema exemplo adaptado de [9] (Apêndice II). O distúrbio avaliado foi uma variação em degrau de 0.05 pu no torque mecânico de entrada ($\Delta T_m = 0.05$). A tensão terminal e a potência elétrica foram mantidas em 1.0 pu. O grau de compensação (ϕ) foi de 10° (constante).

Utilizando as equações (2.27), foram realizadas simulações e a Figura 4.1 mostra um dos resultados, no caso, as variações da velocidade do rotor ($\Delta\omega$), em função do tempo.

Desta Figura pode ser observado que o sistema sem a inclusão do PS é instável (as oscilações possuem amplitude crescente). Com o PS em operação, o sistema se torna estável para este ponto de operação. Isto se tornou possível apenas com a inclusão de uma defasagem adequada, que permaneceu constante durante todo o processo, sem nenhum controle sobre ela.

Este fato mostra que a inclusão de um PS no sistema elétrico de potência pode trazer efeitos benéficos para a estabilidade a pequenas perturbações.

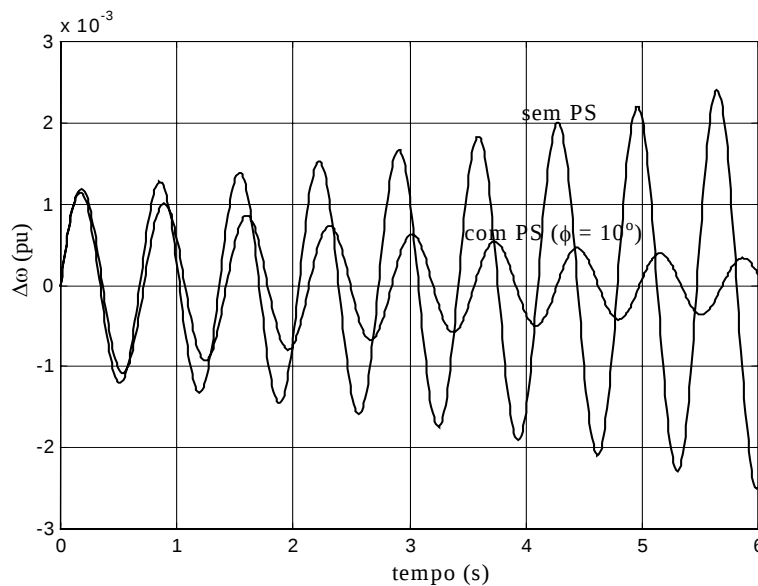


Figura 4.1: Variações da Velocidade Angular ($\Delta\omega$)

4.3. Efeitos do Grau de Compensação no Amortecimento das Oscilações do Sistema de Potência

Para se avaliar a influência do grau de compensação na estabilidade a pequenas perturbações do sistema MBI, novas simulações foram realizadas com diferentes valores para o ângulo ϕ (-10° , 0° , 10° , 20° e 30°), sendo considerado que $\Delta\phi$ era uma entrada para o sistema (equações (2.27)). As condições de simulação foram potência elétrica em 0.8 pu e

tensão terminal de 1.0 pu. O distúrbio considerado foi o mesmo da simulação anterior (variação em degrau de 0.05 pu no torque mecânico ΔT_m de entrada do sistema MBI).

Para facilidade de visualização, a Figura 4.2 mostra as variações do ângulo interno ($\Delta\delta$) apenas para valores de ϕ de -10° , 10° e 20° .

O primeiro fato a ser destacado é a importância do grau de compensação adequado. Observe que para $\phi = -10^\circ$ o sistema é instável, enquanto que para os outros valores simulados o sistema é estável.

Destaca-se também que para $\phi = 20^\circ$, a amplitude da primeira oscilação é maior que para $\phi = 10^\circ$, mas a compensação que propicia maior amortecimento é aquela com grau de compensação de 20° .

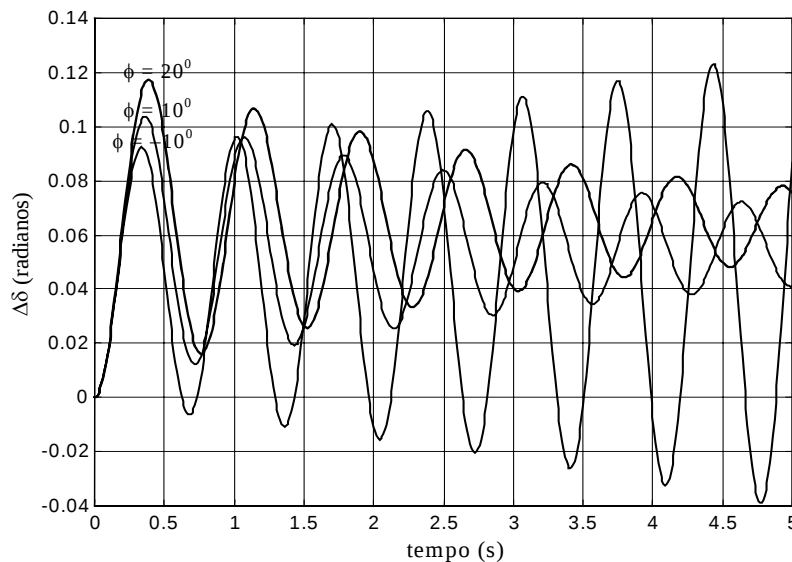


Figura 4.2: Variações do Deslocamento Angular ($\Delta\delta$)

Conclusão semelhante pode ser obtida da Tabela 4.1, onde são mostrados os autovalores dominantes da matriz de estados A, [27][28][29] para todos os casos simulados, o coeficiente de amortecimento (ξ), a frequência natural não amortecida ω_n (rad/s) e o valor final dos desvios do ângulo δ (graus).

O melhor desempenho com respeito ao amortecimento ocorreu com $\phi = 20^\circ$ (ver coeficiente de amortecimento do sistema – coluna 3, Tabela 4.1). Outro fato interessante a ser observado é que as simulações indicam que com o aumento do grau de compensação, ocorre uma diminuição do poder de sincronização do sistema (observe o aumento dos desvios finais do ângulo interno – coluna 4, Tabela 4.1).

Tabela 4.1: Autovalores Dominantes – Influência do Grau de Compensação ϕ

ϕ	autovalores	ξ	ω_n	$\Delta\delta$
-10°	$0,1090 \pm j9,3071$	-0,0117	9,3077	-
0°	$-0,0953 \pm j9,1742$	0,0104	9,1746	2,79
10°	$-0,2130 \pm j8,7927$	0,0242	8,7952	3,20
20°	$-0,2431 \pm j8,2529$	0,0294	8,2565	3,66
30°	$-0,1945 \pm j7,6716$	0,0253	7,6741	4,15

Com base ainda nos dados da Tabela 4.1, pode-se concluir que em se tratando do grau de compensação, o sistema MBI se comporta de uma maneira não linear no que se refere ao amortecimento, ou seja, à medida que se aumenta o grau de compensação, o amortecimento aumenta até certo valor de ϕ (no caso simulado, em torno de 20°), decrescendo em seguida, mesmo com o aumento do grau de compensação. Na questão do sincronismo, os resultados indicam que o aumento do grau de compensação provoca um maior desvio do ângulo interno, em regime permanente.

4.4. Controle do PS

Assumindo que a resposta dinâmica de um gerador é causada pelo desequilíbrio entre torque mecânico e torque elétrico, quando o PS é instalado no sistema MBI, pode-se ver da equação (2.11), que o torque elétrico pode ser ajustado (assumindo excitação e deslocamento angular constantes), pelo controle do ângulo defasador $\Delta\phi$.

Para se introduzir uma dinâmica no grau de compensação (isto é, permitir que ϕ varie de acordo com o desempenho do sistema), considere o sistema de controle mostrado na Figura 4.3 (conforme sugerido em [17]).

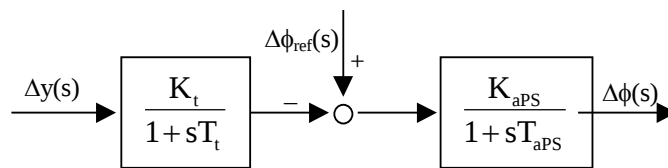


Figura 4.3: Controle do Grau de Compensação do PS

O digrama de blocos que define o modelo linear de Heffron & Phillips “ampliado” com um

controle para o PS é mostrado no Anexo I.

No diagrama de blocos da Figura 4.3, K_t e T_t representam o ganho e a constante de tempo do circuito de disparo do tiristor, respectivamente [17].

O bloco de primeira ordem de ganho K_{aPS} e constante de tempo T_{aPS} representam a função de transferência do circuito necessário para a adequação do sinal de entrada do dispositivo de controle. $\Delta y(s)$ é o sinal de entrada para o controle do grau de compensação (para uma primeira análise será considerado que $\Delta y(s) = \Delta \omega(s)$ (variações da velocidade angular do rotor)[17][25]).

Para se avaliar o efeito deste controle no desempenho dinâmico do sistema MBI, serão considerados dois exemplos, divididos em três casos: primeiro o sistema MBI sem PS (Caso 1) (equações no Apêndice I), seguido de sistema MBI com a presença do PS, sendo considerado para ϕ um valor constante igual a 10° (Caso 2) (equações (2.27)), e finalizando o sistema MBI com PS e dispositivo de controle (ângulo ϕ se torna variável de estado – Caso 3), cujas equações para representação no espaço de estados são mostradas na sequência.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (4.1)$$

$$\text{vetor de estados: } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta\omega & \Delta\delta & \Delta e'_q & \Delta e_{fd} & \Delta\phi \end{bmatrix}^t \quad (4.1.a)$$

$$\text{vetor de entradas: } \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta T_m & \Delta v_{ref} \end{bmatrix}^t \quad (4.1.b)$$

$$\text{matriz de estados: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & -\frac{K_8}{M} \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_4}{T'_{d0}} & \frac{1}{K_r T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} & \frac{K_9}{K_r T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{K_r K_5}{T_r} & -\frac{K_r K_6}{T_r} & \frac{1}{T_r} & -\frac{K_r K_7}{T_r} \\ -\frac{K_{aPS}}{T_{aPS}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{aPS}} \end{bmatrix} \quad (4.1.c)$$

$$\text{matriz de entradas: } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_r}{T_r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1.d)$$

Para os parâmetros do sistema de controle do grau de compensação serão considerados $K_t = 1.0$, $T_t = 0$, $K_{aPS} = 20$ e $T_{aps} = 0.15$ (s) [17]. As condições de simulação foram tensão terminal de 1.0 pu. O distúrbio considerado foi uma variação em degrau de 0.05 pu no torque mecânico de entrada do sistema MBI.

Para o primeiro exemplo, a potência elétrica foi fixada em 1.0 pu e na Figura 4.4 são mostradas as curvas das variações da velocidade do rotor ($\Delta\omega$) para os três casos.

Das curvas pode-se notar que o sistema sem a atuação do PS é instável (Caso 1). Em contrapartida, a operação do PS torna o sistema estável (Casos 2 e 3). Além disso, pode ser observado que quando existe uma dinâmica para o controle do ângulo ϕ (Caso 3 – controle automático da defasagem), o sistema MBI tem o melhor comportamento no que diz respeito ao amortecimento de suas oscilações. Esta conclusão pode também ser retirada da Tabela 4.2, através dos valores dos coeficientes de amortecimento dos autovalores dominantes do sistema MBI, mostrados na coluna 3.

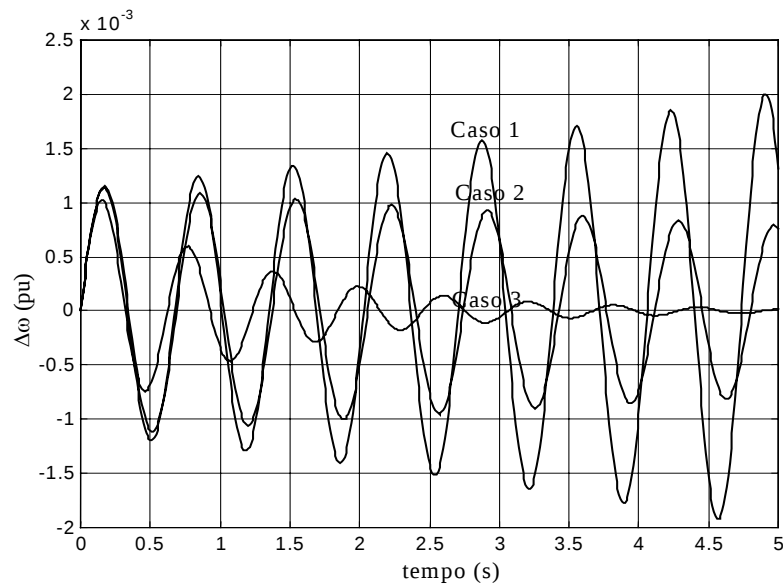


Figura 4.4: Influência do Controle do Grau de Compensação – Exemplo 1

Tabela 4.2: Autovalores Dominantes – Influência do Controle de ϕ

Casos	autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	$\Delta\delta$ (°)
1	$0,1179 \pm j9,2807$	-0,0127	9,2815	-
2	$-0,0765 \pm j9,1686$	0,0083	9,1689	2,79
3	$-0,7903 \pm j10,332$	0,0765	10,332	2,79

Outro fato que pode ser observado da Tabela 4.2 é que os desvios finais para o ângulo interno do gerador ($\Delta\delta$) (coluna 4), não diferem do Caso 2 para o Caso 3, indicando que a presença ou não do controle para o grau de compensação não influencia na capacidade de sincronização do sistema MBI (as simulações mostraram uma diferença de 10^{-5} entre os valores finais de desvios).

O carregamento do sistema do exemplo 1 foi aumentado em 0.5 pu, isto é, a potência elétrica foi alterada para 1.5 pu e novas simulações foram realizadas. As curvas das variações da velocidade do rotor em função do tempo para os três casos são mostradas na Figura 4.5.

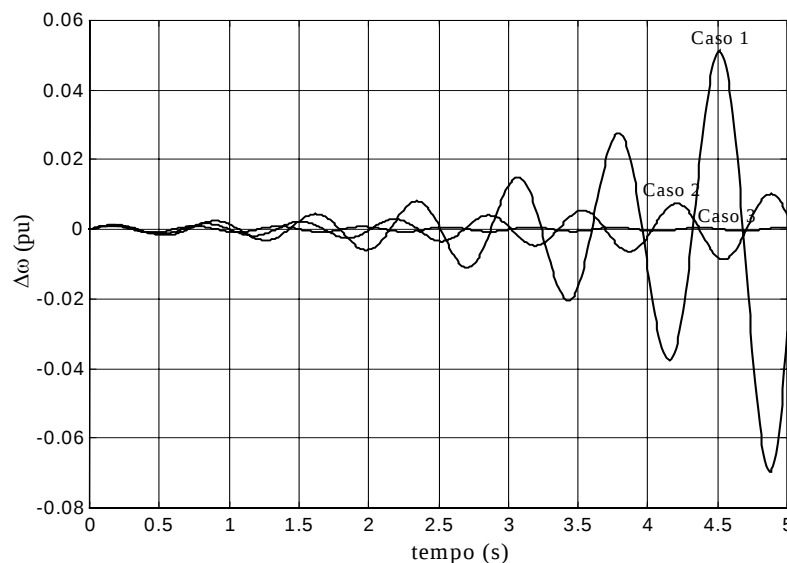


Figura 4.5: Influência do Controle do Grau de Compensação – Exemplo 2

Da Figura 4.5 observa-se que com o aumento do carregamento ($P_e = 1.5$ pu), o sistema MBI é instável tanto para o Caso 1 (MBI sem PS), quanto para o Caso 2 (MBI com PS, ϕ valor constante). Para esta situação, o Caso 3 foi o único onde o sistema se manteve estável. Este fato permite concluir que quando se acrescenta um sistema de controle para o grau de compensação do PS, o sistema MBI tem um melhor comportamento no que diz respeito ao amortecimento de suas oscilações.

4.5. A Influência do Ganho K_{aPS} na Estabilidade a Pequenas Perturbações

Para se avaliar o impacto do ganho K_{aPS} sobre a estabilidade a pequenas perturbações do sistema MBI, foram realizadas novas simulações para diferentes valores de ganhos.

As condições de simulação foram potência elétrica em 0.8 pu e tensão terminal de 1.0 pu. O distúrbio considerado foi de 0.05 pu no torque mecânico de entrada do sistema. O ganho K_{aPS} assumiu valores de 10, 20 e 30. A constante de tempo T_{aPS} foi mantida em 0.15 segundos. O grau de compensação inicial foi mantido em 10° .

A figura 4.6 mostra o comportamento das variações do ângulo interno ($\Delta\delta$), para o sistema.

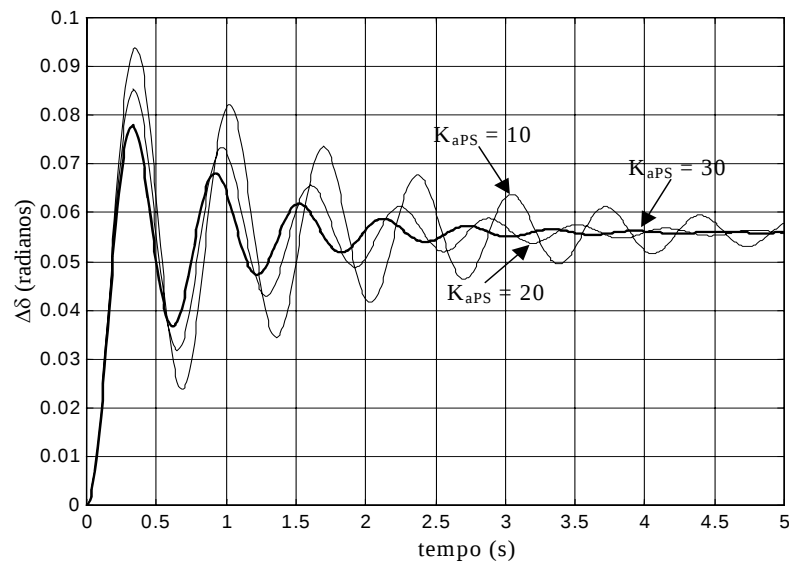


Figura 4.6: Influência do Ganho K_{aPS}

Das simulações pode-se concluir que o aumento de K_{aPS} fornece ao sistema MBI maior amortecimento, isto é, quanto maior for o ganho K_{aPS} , maior será o amortecimento introduzido pelo PS no sistema MBI.

A Tabela 4.3 mostra os autovalores do sistema MBI para os valores simulados de K_{aPS} .

Analisando a quinta coluna da Tabela 4.3 (valores finais dos desvios do ângulo interno, em graus), é possível concluir que o ganho K_{aPS} não interfere nos valores finais destes desvios. Outro fato interessante a ser observado na Tabela 4.3 são os deslocamentos sofridos pelos autovalores do sistema, quando da variação do ganho K_{aPS} .

Para os três casos simulados, o sistema MBI apresenta um pólo real negativo bem distante do eixo imaginário, quando comparado com os demais autovalores (aproximadamente -95 , linhas 1, 5 e 8 – coluna 1, Tabela 4.3). Também para os três casos, existe um par complexo

conjugado de autovalores, com frequência natural em torno de 9.5 rad/s (linhas 4, 6 e 9 – coluna 1, Tabela 4.3), frequência esta típica de oscilações eletromecânicas de modo local [12].

Tabela 4.3: Autovalores do Sistema MBI – Influência do Ganho K_{aPS}

K_{aPS}	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	$\Delta\delta$ (°)
10	-95,2426	-	-	3,20
	-5,8108	-	-	
	-4,9743	-	-	
	$-0,5954 \pm j9,3155$	0,0638	9,3346	
20	-95,2431	-	-	3,20
	$-0,9398 \pm j9,8721$	0,0948	9,9167	
	$-5,0479 \pm j0,3596$	0,9975	5,0607	
30	-95,2436	-	-	3,20
	$-1,2384 \pm j0,4482$	0,1177	10,5213	
	$-4,7490 \pm j0,4452$	0,9956	4,7698	

Para o caso de K_{aPS} igual a 10, existem dois autovalores reais e negativos (linhas 2 e 3 – coluna 1, Tabela 4.3), enquanto que para as situações de K_{aPS} com valores de 20 e 30, surgem pares complexos conjugados (linhas 7 e 10 – coluna 1, Tabela 4.3). Esta constatação indica um “desligamento” dos dois pólos antes reais negativos (para K_{aPS} igual a 10), do eixo real, tornando-se pólos complexos conjugados. Este pólo está relacionado com outros modos do sistema, que não o eletromecânico.

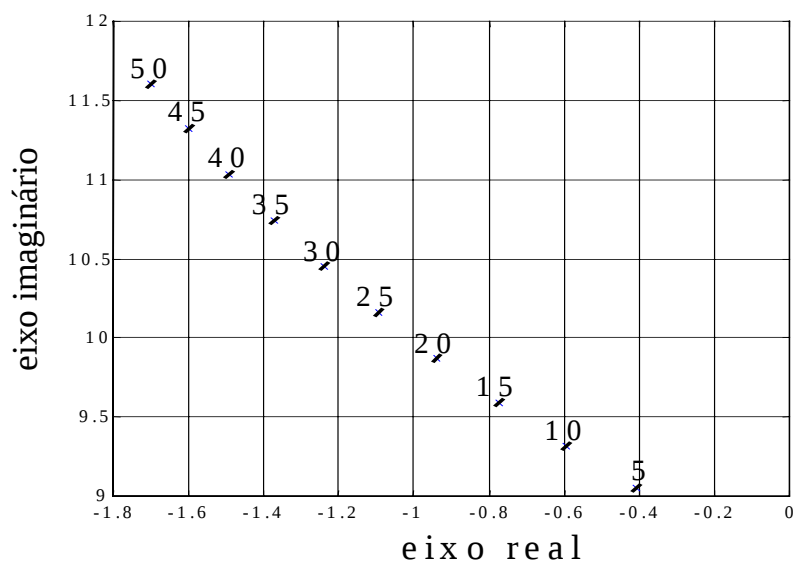


Figura 4.7: Trajetória do Autovalor do Modo Local de Oscilação

Para um melhor entendimento da trajetória dos autovalores do sistema MBI quando da variação do ganho K_{aPS} , novas simulações foram realizadas, para diferentes valores desta grandeza ($5 \leq K_{aPS} \leq 50$).

A Figura 4.7 mostra o deslocamento sofrido pelo pólo relacionado com a oscilação eletromecânica de modo local (apenas o semiplano esquerdo positivo do plano complexo).

Observe que este pólo, à medida em que se aumenta o ganho K_{aPS} , descreve uma trajetória que o afasta dos eixos real e imaginário.

Esta modificação na posição do pólo indica aumentos do coeficiente de amortecimento e frequência de oscilação.

A Figura 4.8 mostra a trajetória dos pólos que “descolam” do eixo real (apenas o semiplano esquerdo do plano complexo).

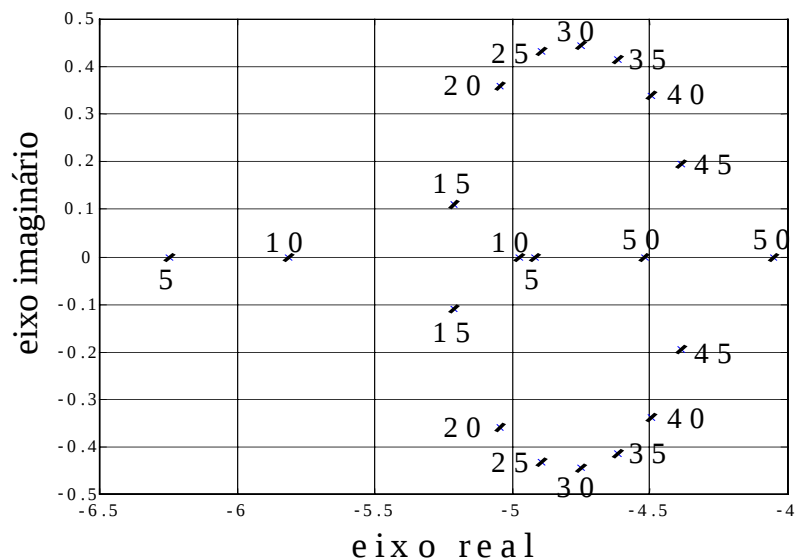


Figura 4.8: Trajetória do Autovalor

Observe que no caso simulado, para um aumento de K_{aPS} até um determinado valor menor que 15, os pólos são reais e negativos. Para valores de K_{aPS} entre aproximadamente 15 e 45, os pólos “deixam” o eixo real, tornando-se pares complexos conjugados. Para valores de K_{aPS} maiores ou iguais a 50, os pólos “retornam” ao eixo real.

Simulações adicionais mostraram que o aumento indiscriminado de K_{aPS} faz com que os pólos, agora reais negativos, tendam assintoticamente para valores entre -4.76 e 0 , não deixando mais o eixo real e também não atingindo o semiplano direito do plano complexo (o que caracterizaria a instabilidade do sistema MBI/PS).

4.6. Conclusões

A partir de um modelo linear do sistema MBI com um PS em operação, foram realizadas simulações para se avaliar o efeito do PS na estabilidade a pequenas perturbações do sistema elétrico.

Inicialmente comparou-se um sistema MBI convencional a um com um PS instalado. Observou-se que o sistema MBI sem o PS, num ponto de operação de alto carregamento era instável. Ao se colocar um PS atuando no sistema, introduzindo uma compensação de fase adequada, este mesmo ponto de operação tornou-se estável. Concluiu-se então que o PS pode fornecer, quando adequadamente ajustado amortecimento às oscilações do sistema elétrico de potência. Deve ser ressaltado que nesta primeira avaliação da atuação do PS nenhum controle foi realizado sobre o grau de compensação por ele introduzido. Este foi mantido constante em todo o processo.

Para se avaliar como o nível de compensação influenciaria a estabilidade, novas simulações foram realizadas, onde o grau de compensação assumiu valores diferentes, mas ainda sem permitir nenhuma modificação sobre ele (a defasagem introduzida era tratada como uma “entrada” para o sistema MBI).

Concluiu-se pela importância do grau de compensação adequado, pois um sistema sem PS, anteriormente estável, ao se colocar uma compensação inconveniente, tornou-se instável. Observou-se também que o desempenho do sistema MBI, no tocante ao amortecimento das oscilações, comporta-se de uma maneira não linear: aumentando-se o grau de compensação, o amortecimento aumenta até um determinado valor. Se continuar aumentando a defasagem introduzida pelo PS, o amortecimento fornecido às oscilações tende a diminuir. Outra conclusão obtida foi que o aumento do grau de compensação acarreta um maior desvio, em regime permanente, do ângulo interno do sistema MBI (menor poder de sincronização).

Em seguida passou-se a avaliar como a introdução de um controle para o grau de compensação influenciaria na estabilidade do sistema MBI. Para estas simulações, o sinal de entrada utilizado para o controle do grau de compensação foi a variação da velocidade do rotor ($\Delta\omega$).

Simulou-se um sistema num ponto de operação de alto carregamento, em que ocorria a instabilidade. Neste mesmo ponto de operação, ao sistema foi adicionado um PS com um determinado grau de compensação constante e notou-se que o sistema se tornava estável. Ao se adicionar ao PS um sistema de controle para o grau de compensação (neste caso a variação

da defasagem introduzida pelo PS se torna uma variável de estado), observou-se que mais amortecimento foi introduzido no sistema.

Ao se aumentar ainda mais o carregamento, apenas o sistema MBI equipado com PS e controle do grau de compensação conseguiu manter a estabilidade. Concluiu-se pela eficácia do controle de compensação adicionado ao PS para o amortecimento das oscilações do sistema.

Finalizando, avaliou-se como o ganho do controle de defasagem do PS atuaria na estabilidade a pequenas perturbações.

Das simulações pode-se concluir que o aumento deste ganho fornece ao sistema MBI maior amortecimento, isto é, quanto maior for o ganho do controle, maior será o amortecimento introduzido pelo PS no sistema MBI.

Além disso, observou-se das simulações realizadas para o sistema exemplo que o aumento do ganho do controle provocava um deslocamento do autovalor relacionado ao modo de oscilação eletromecânico, afastando-o dos eixos real e imaginário. Outros dois autovalores presentes no sistema, que para ganhos baixos eram reais e negativos, com o aumento do ganho se tornavam par complexo conjugado. Um maior aumento do ganho levava-os novamente ao eixo real, mas sempre no semiplano esquerdo do plano complexo.

Quanto aos desvios do ângulo interno em regime permanente, foi possível concluir que o ganho do controle do PS não exerce influência sobre eles.

Capítulo 5

Sinais de Entrada para o Controle do PS

5.1. Introdução

Neste capítulo serão avaliados três sinais de entrada para o controle do grau de compensação do PS ($\Delta y(s)$), a saber: variações da corrente elétrica (ΔI), variações da potência elétrica (ΔP_e) e variações da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$).

O objetivo é verificar quais destes sinais fornece melhores resultados no desempenho dinâmico do sistema MBI/PS quando este é submetido a pequenas perturbações. As análises serão baseadas em simulações e através dos autovalores da matriz de estados.

5.2. Análise do Sinal Referente às Variações da Corrente Elétrica (ΔI)

A magnitude da corrente terminal da máquina síncrona, escrita em função das correntes de eixo direto e eixo de quadratura, pode ser calculada como na equação (5.2.1).

$$\tilde{i}_t = i_d + j i_q \rightarrow \left| \tilde{i}_t \right| = i_t = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.1)$$

A linearização da equação (5.1), após manipulações, fornece os desvios da corrente

terminal em função dos desvios das correntes de eixo direto e eixo de quadratura (equações (5.2)).

$$\Delta i_t = \left(\frac{\partial i_t}{\partial i_d} \right)_0 \Delta i_d + \left(\frac{\partial i_t}{\partial i_q} \right)_0 \Delta i_q \quad (5.2)$$

$$\left(\frac{\partial i_t}{\partial i_d} \right) = \frac{i_d}{\left(i_d^2 + i_q^2 \right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{i_d}{i_t} \quad (5.2.a)$$

$$\left(\frac{\partial i_t}{\partial i_q} \right) = \frac{i_q}{\left(i_d^2 + i_q^2 \right)^{\frac{1}{2}}} = \frac{i_q}{i_t} \quad (5.2.b)$$

Substituindo as equações (2.7) e (2.8), nas equações (5.2), as variações da magnitude da corrente terminal são dadas pelas equações (5.3).

$$\Delta i_t = m_1 \Delta \delta + m_2 \Delta E'_q + m_3 \Delta \phi \quad (5.3)$$

$$m_1 = \left[\frac{i_d}{i_t} \left(\frac{\partial i_d}{\partial \delta} \right)_0 + \frac{i_q}{i_t} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \delta} \right)_0 \right] \quad (5.3.a)$$

$$m_2 = \frac{i_d}{i_t} \left(\frac{\partial i_d}{\partial E'_q} \right)_0 \quad (5.3.b)$$

$$m_3 = \left[\frac{i_d}{i_t} \left(\frac{\partial i_d}{\partial \phi} \right)_0 + \frac{i_q}{i_t} \left(\frac{\partial i_q}{\partial \phi} \right)_0 \right] \quad (5.3.c)$$

Nas equações (5.3), as constantes m_1 , m_2 e m_3 podem ser interpretadas como:

- m_1 representa uma variação da corrente terminal provocada pelas variações do ângulo interno, considerando o grau de compensação e a tensão interna constantes;
- m_2 representa uma variação da corrente terminal provocada pelas variações da tensão

interna, considerando o grau de compensação e o ângulo interno constantes;

- m_3 representa uma variação da corrente terminal provocada pelas variações do grau de compensação, supondo o ângulo interno e a tensão interna constantes.

A representação no espaço de estados do sistema MBI/PS, considerando como sinal de entrada do controle de ϕ as variações da corrente elétrica são dadas pelas equações (5.4).

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (5.4)$$

$$\text{vetor de estados: } x = [\Delta\omega \quad \Delta\delta \quad \Delta e'_q \quad \Delta e_{fd} \quad \Delta\phi]^t \quad (5.4.a)$$

$$\text{vetor de entradas: } u = [\Delta T_m \quad \Delta v_{ref}]^t \quad (5.4.b)$$

$$\text{matriz de estados: } A = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & -\frac{K_8}{M} \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{K_3 T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} & -\frac{K_9}{T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{K_r K_5}{T_r} & -\frac{K_r K_6}{T_r} & -\frac{1}{T_r} & -\frac{K_r K_7}{T_r} \\ 0 & -\frac{K_{aPS} m_1}{T_{aPS}} & -\frac{K_{aPS} m_2}{T_{aPS}} & 0 & -\frac{(1 + K_{aPS} m_3)}{T_{aPS}} \end{bmatrix} \quad (5.4.c)$$

$$\text{matriz de entradas: } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_r}{T_r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.4.d)$$

5.3. Análise do Sinal Referente às Variações da Potência Elétrica (ΔP_e)

Considerando $\Delta y(s)$ as variações da potência elétrica (que em valores pu se confunde com o torque elétrico) (equação (2.11)), é possível fazer a representação em espaço de estados para

o sistema MBI/PS (equações (5.5)).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (5.5)$$

$$\text{vetor de estados: } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta\omega & \Delta\delta & \Delta e'_q & \Delta e_{fd} & \Delta\phi \end{bmatrix}^t \quad (5.5.a)$$

$$\text{vetor de entradas: } \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta T_m & \Delta v_{ref} \end{bmatrix}^t \quad (5.5.b)$$

$$\text{matriz de estados: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 & -\frac{K_8}{M} \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{K_3 T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} & -\frac{K_9}{T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{K_r K_5}{T_r} & -\frac{K_r K_6}{T_r} & -\frac{1}{T_r} & -\frac{K_r K_7}{T_r} \\ 0 & -\frac{K_{aPS} K_1}{T_{aPS}} & -\frac{K_{aPS} K_2}{T_{aPS}} & 0 & -\frac{(1 + K_{aPS} K_8)}{T_{aPS}} \end{bmatrix} \quad (5.5.c)$$

$$\text{matriz de entradas: } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_r}{T_r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5.d)$$

5.4. Análise do Sinal Referente às Variações da Velocidade Angular ($\Delta\omega$)

Para a análise deste sinal de entrada, as equações que serão utilizadas são as desenvolvidas no Capítulo 4 (equações (4.1)).

5.5. Simulações e Resultados

Utilizando as equações (4.1), (5.4) e (5.5), foram realizadas simulações para se comparar a

eficácia dos diferentes sinais de entrada propostos para o controle do grau de compensação, no que se refere à estabilidade do sistema quando este é submetido a pequenas perturbações.

A Figura 5.1 mostra o comportamento das variações da velocidade angular do rotor quando são utilizados os três sinais de entrada propostos. Os parâmetros do controle do grau de compensação referentes a esta simulação foram $K_t = 1$, $T_t = 0$, $K_{aPS} = 0.8$ e $T_{aPS} = 0.001s$. O distúrbio avaliado foi uma variação em degrau de 0.05 pu no torque mecânico de entrada, a tensão terminal foi mantida em 1.0 pu e a potência elétrica em 0.8 pu. O grau de compensação inicial foi de 20° .

Da Figura 5.1 observa-se que o sinal referente à corrente elétrica se mostrou mais eficaz (introduziu maior amortecimento) como sinal de entrada para controle do grau de compensação do PS, seguido do sinal de potência elétrica e finalmente do sinal $\Delta\omega$.

Outro fato a ser ressaltado com relação às curvas da Figura 5.1 é que mesmo com um ganho relativamente baixo para o CPS ($K_{aPS} = 0.8$), este controle assim ajustado se mostrou capaz de amortecer as oscilações do sistema MBI/PS.

Este ganho baixo é recomendável, pois isto implica em um menor esforço da ação de controle.

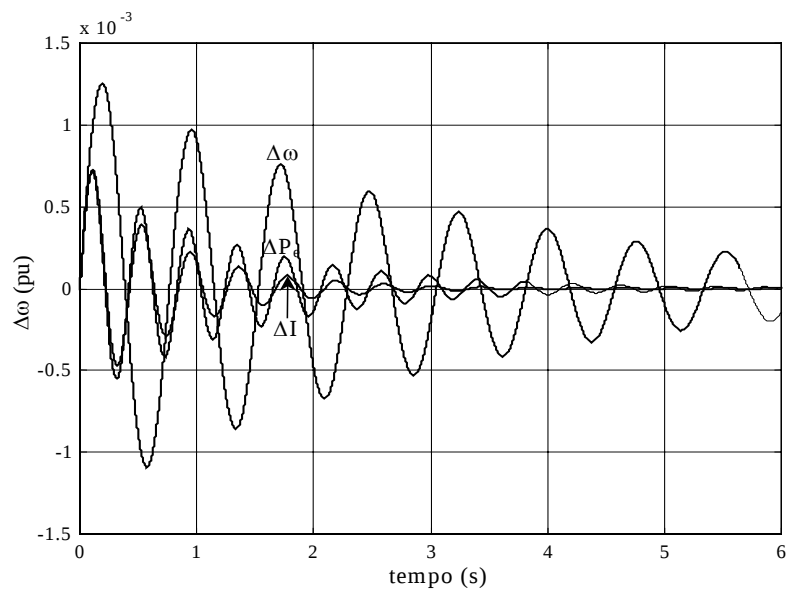


Figura 5.1: Comparação entre os Sinais de Entrada do CPS

As afirmações a respeito do amortecimento do sistema MBI/PS também podem ser confirmadas analisando os dados da Tabela 5.1, onde na coluna 3 são mostrados os coeficientes de amortecimento para o modo de oscilação excitado.

Tabela 5.1: Autovalores – Influência dos Sinais de Entrada para o CPS

Entradas	Autovalores	ξ	ω_n	$\Delta\delta (^{\circ})$
sem CPS	-94,9739	-	-	3,66
	$-0,2431 \pm j8,2529$	0,0294	8,2565	
	-5,0916	-	-	
$\Delta\omega$	-999,8508	-	-	3,66
	$-0,3174 \pm j8,2498$	0,0384	8,2559	
	-5,0932	-	-	
	-94,9731	-	-	
ΔP_e	-293,4683	-	-	1,37
	$-0,7388 \pm j15,2916$	0,0483	15,3094	
	-5,1380	-	-	
	-93,2788	-	-	
ΔI	-295,5104	-	-	1,59
	$-1,2601 \pm j15,1145$	0,0831	15,1670	
	-5,2670	-	-	
	-92,0704	-	-	

Observe que o sinal de corrente elétrica produz o maior coeficiente, seguido pela potência elétrica e velocidade angular do rotor. Além disso, os três sinais de entrada introduzem um amortecimento maior que o sistema sem controle para o grau de compensação.

No que diz respeito aos desvios finais do ângulo interno (coluna 5, Tabela 5.1), o sinal de entrada ΔP_e provocou o menor desvio, seguido do sinal ΔI e $\Delta\omega$.

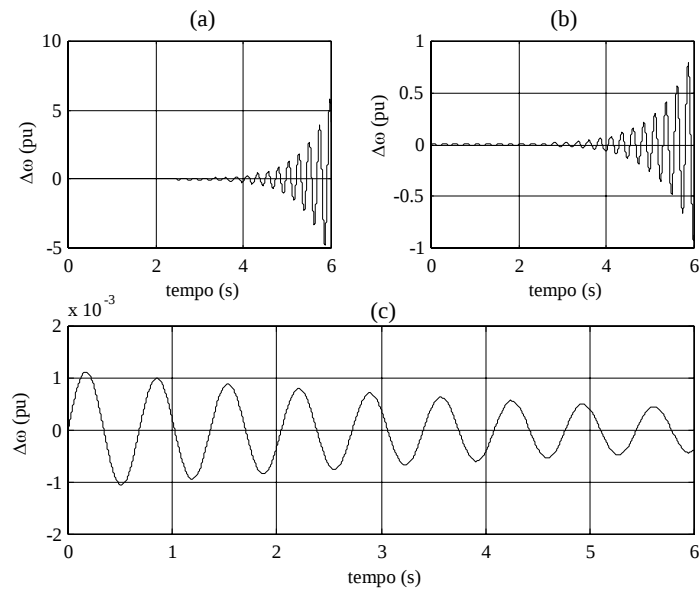


Figura 5.2: Comparação entre os Sinais de Entrada do CPS – Aumento do Carregamento

Para se observar como o carregamento do sistema afeta o controle para os três sinais de entrada considerados foram realizadas novas simulações. A Figura 5.2 mostra um dos resultados obtidos, onde a única mudança com relação à simulação anterior é que a potência elétrica foi modificada para 1.2 pu.

É interessante observar na Figura 5.2 que para este ponto de operação, apenas o CPS alimentado com o sinal de entrada $\Delta\omega$ (Gráfico (c)), consegue manter o sistema estável. Com ambos os sinais, ΔI e ΔP_e , (Gráficos (a) e (b)), o sistema se torna instável.

Também foram realizados estudos para verificar como o ganho do CPS modifica o amortecimento introduzido pelo PS no sistema de potência e na Figura 5.3 estão os resultados para o CPS com sinal de ΔI . O ganho K_{aPS} assumiu valores de 0.3, 0.9 e 1.06. A constante T_{aPS} foi mantida em 0.001 (s) e a potência elétrica em 0.8 pu. A compensação inicial foi de 20° .

Pode-se observar da Figura 5.3 que para $K_{aPS} = 0.3$, o amortecimento introduzido é menor que para $K_{aPS} = 0.9$. Para K_{aPS} igual a 1.06 o sistema se torna instável.

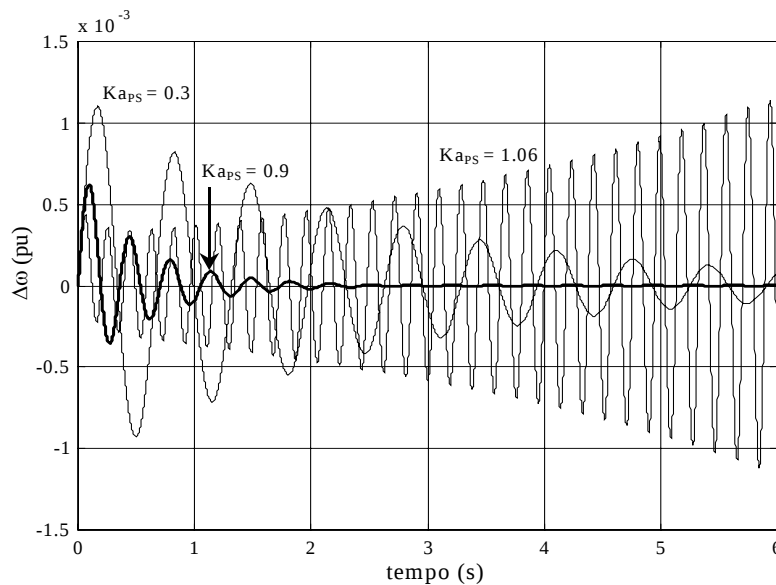


Figura 5.3: Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada ΔI

Para melhor compreender como o ganho K_{aPS} interfere no fornecimento de amortecimento ao sistema MBI/PS, novas simulações foram realizadas e os resultados são mostrados na Tabela 5.2.

Nestes cálculos a potência elétrica foi considerada 0.8 pu, tensão terminal de 1.0 pu, constante de tempo T_{aPS} em 0.001 (s). Foram considerados três graus de compensação iniciais

($\phi = 10^\circ$, $\phi = 20^\circ$, $\phi = 30^\circ$ e $\phi = 40^\circ$).

Tabela 5.2: Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada ΔI

Sinal de entrada para o CPS: corrente elétrica (ΔI)				
$\phi (^\circ)$	K_{aPS}	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)
10	0,6	$-0,63 \pm j14,06$	0,0451	14,077
	0,7	$-0,80 \pm j16,39$	0,0488	16,412
	0,8	$-0,93 \pm j20,50$	0,0452	20,525
	0,9	$0,88 \pm j30,38$	-0,0290	30,390
	1,0	$25,84 \pm j41,78$	-0,526	49,127
	1,1	34,7171	-	-
	1,2	21,6582	-	-
	1,3	17,2188	-	-
	1,4	14,7339	-	-
	1,5	13,0867	-	-
20	0,6	$-0,75 \pm j11,9$	0,0624	11,96
	0,7	$-0,95 \pm j13,2$	0,0719	13,27
	0,8	$-1,26 \pm j15,1$	0,0831	15,16
	0,9	$-1,72 \pm j18,1$	0,0943	18,25
	1,0	$-2,11 \pm j24,5$	0,0854	24,65
	1,1	$7,4 \pm j39,99$	-0,1819	40,66
	1,2	$41,74 \pm 34,8$	-0,7681	54,34
	1,3	28,6896	-	-
	1,4	20,4410	-	-
	1,5	16,7823	-	-
30	0,6	$-0,60 \pm j10,06$	0,0591	10,08
	0,7	$-0,74 \pm j10,75$	0,0683	10,77
	0,8	$-0,92 \pm j11,61$	0,0794	11,65
	0,9	$-1,19 \pm j12,74$	0,0929	12,79
	1,0	$-1,58 \pm j14,31$	0,1096	14,40
	1,1	$-2,19 \pm j16,74$	0,1297	16,88
	1,2	$-3,15 \pm j21,30$	0,1464	21,52
	1,3	$-1,31 \pm j33,28$	0,0395	33,30
	1,4	$20,93 \pm j42,79$	-0,4394	47,63
	1,5	$52,82 \pm j19,05$	-0,9407	56,15
40	0,6	$-0,33 \pm j8,56$	0,0390	8,570
	0,7	$-0,40 \pm j8,89$	0,0449	8,900
	0,8	$-0,48 \pm j9,26$	0,0516	9,276
	0,9	$-0,58 \pm j9,69$	0,0593	9,708
	1,0	$-0,70 \pm j10,19$	0,0682	10,21
	1,1	$-0,85 \pm j10,78$	0,0787	10,81
	1,2	$-1,05 \pm j11,5$	0,0910	11,55
	1,3	$-1,32 \pm j12,41$	0,1059	12,47
	1,4	$-1,70 \pm j13,6$	0,1240	13,70
	1,5	$-2,26 \pm j15,27$	0,1465	15,43

Analisando-se os resultados da Tabela 5.2 verifica-se primeiramente que o aumento indiscriminado do ganho K_{aPS} pode levar o sistema à instabilidade (caracterizado pelo surgimento de autovalores com parte real positiva), dependendo do grau de compensação inicial escolhido (observe que apenas para $\phi = 40^\circ$ o sistema se mantém estável para todas as

condições consideradas).

Além disso, dependendo do valor da compensação inicial, o aumento de K_{aPS} pode levar o sistema MBI/PS a não apresentar modos oscilatórios. Observe que para $\phi = 10^\circ$ e $\phi = 20^\circ$, surgem autovalores reais e positivos para valores de K_{aPS} acima de 1.1 e 1.3, respectivamente.

Outro fato a ser mencionado é que mesmo na faixa em que o aumento de K_{aPS} mantém o sistema estável, a introdução de amortecimento não é linear. Observe, por exemplo, que para $\phi = 20^\circ$, o aumento de K_{aPS} de 0.6 até 0.9 provoca um aumento no coeficiente de amortecimento. Na alteração de 0.9 para 1.0, o coeficiente de amortecimento diminui.

Observe ainda que dependendo dos valores de ϕ e K_{aPS} , os modos oscilatórios passam a apresentar frequências naturais relativamente elevadas, atípicas dos chamados “modos locais de oscilação” [12].

Análise semelhante foi realizada para o CPS com sinal de entrada potência elétrica (condições de simulação iguais às anteriores), cujos resultados estão na Figura 5.4 para K_{aPS} com valores de 0.3, 0.9 e 1.06.

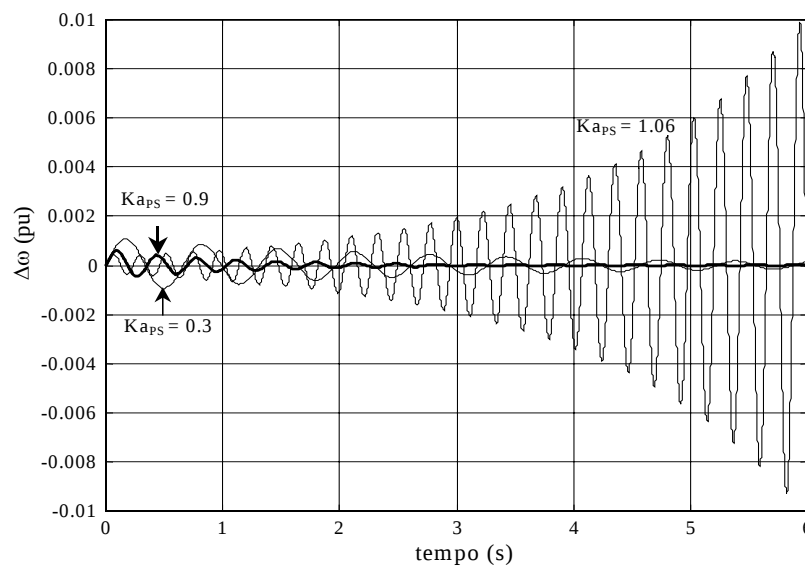


Figura 5.4: Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada ΔP_e

Da Figura 5.4 observa-se que o aumento do ganho K_{aPS} de 0.3 para 0.9, provoca um maior amortecimento das oscilações do sistema MBI/PS (as simulações mostraram uma mudança de 0.0352 para 0.0457 no coeficiente de amortecimento). A frequência natural de oscilação também foi alterada de 9.6280 (rad/s) para 18.4011 (rad/s). Em contrapartida, para K_{aPS} igual a 1.06 o sistema se tornou instável (coeficiente de amortecimento de -0.0863 e frequência

natural de 32.1955 (rad/s)).

Fazendo uma mesma análise para o sinal de entrada ΔP_e , considere a Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada ΔP_e

sinal de entrada para o CPS: potência elétrica (ΔP_e)				
ϕ (°)	K_{aPS}	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)
10	0,6	$-0,47 \pm 13,87i$	0,0338	13,8730
	0,7	$-0,54 \pm 16,0i$	0,0336	16,0115
	0,8	$-0,51 \pm 19,58i$	0,0263	19,5892
	0,9	$0,73 \pm 27,28i$	-0,0267	27,2934
	1,0	$18,00 \pm 40,72i$	-0,4043	44,5252
	1,1	44,9877	-	-
	1,2	22,9328	-	-
	1,3	17,8033	-	-
	1,4	15,0844	-	-
	1,5	13,3252	-	-
20	0,6	$-0,52 \pm 12,0i$	0,0432	12,05
	0,7	$-0,62 \pm 13,38i$	0,0462	13,39
	0,8	$-0,74 \pm 15,29i$	0,0483	15,30
	0,9	$-0,84 \pm 18,38i$	0,0457	18,40
	1,0	$-0,34 \pm 4,57i$	0,0140	24,57
	1,1	$9,76 \pm 37,87i$	-0,2495	39,10
	1,2	$43,46 \pm 29,8i$	-0,8244	52,72
	1,3	26,2069	-	-
	1,4	19,1950	-	-
	1,5	15,9166	-	-
30	0,6	$-0,38 \pm 10,41i$	0,0360	10,41
	0,7	$-0,43 \pm 11,23i$	0,0385	11,24
	0,8	$-0,50 \pm 12,29i$	0,0410	12,30
	0,9	$-0,59 \pm 13,72i$	0,0431	13,73
	1,0	$-0,68 \pm 15,82i$	0,0432	15,83
	1,1	$-0,66 \pm 19,33i$	0,0344	19,34
	1,2	$0,76 \pm 26,64i$	-0,0287	26,65
	1,3	$15,25 \pm 37,65i$	-0,3755	40,62
	1,4	$46,43 \pm 21,82i$	-0,9050	51,30
	1,5	24,3605	-	-
40	0,6	$-0,17 \pm 9,22i$	0,0186	9,225
	0,7	$-0,19 \pm 9,77i$	0,0194	9,774
	0,8	$-0,21 \pm 10,43i$	0,0201	10,43
	0,9	$-0,23 \pm 11,25i$	0,0207	11,25
	1,0	$-0,25 \pm 12,30i$	0,0207	12,30
	1,1	$-0,27 \pm 13,72i$	0,0194	13,71
	1,2	$-0,23 \pm 15,77i$	0,0143	15,76
	1,3	$0,06 \pm 19,11i$	-0,0029	19,11
	1,4	$1,98 \pm 25,61i$	-0,0770	25,68
	1,5	$14,40 \pm 34,53i$	-0,3849	37,41

A análise dos dados apresentados na Tabela 5.3 mostra praticamente as mesmas conclusões obtidas dos resultados da Tabela 5.2.

Observa-se que o aumento de K_{aPS} não implica necessariamente no aumento do amortecimento introduzido no sistema MBI/PS, podendo inclusive introduzir no sistema amortecimento negativo. Também fica evidenciado que o coeficiente de amortecimento resultante depende do valor do grau de compensação inicial e do valor do ganho K_{aPS} . As outras considerações feitas com os dados da Tabela 5.3 também se verificam.

Para finalizar, são apresentadas análises quando o CPS utiliza como sinal de entrada as variações da velocidade angular do rotor.

A Figura 5.5 mostra os desvios da velocidade angular para ganhos K_{aPS} de 0.3, 0.9 e 1.06. Os demais valores de parâmetros e ponto de operação do sistema MBI/PS são os mesmos das simulações anteriores.

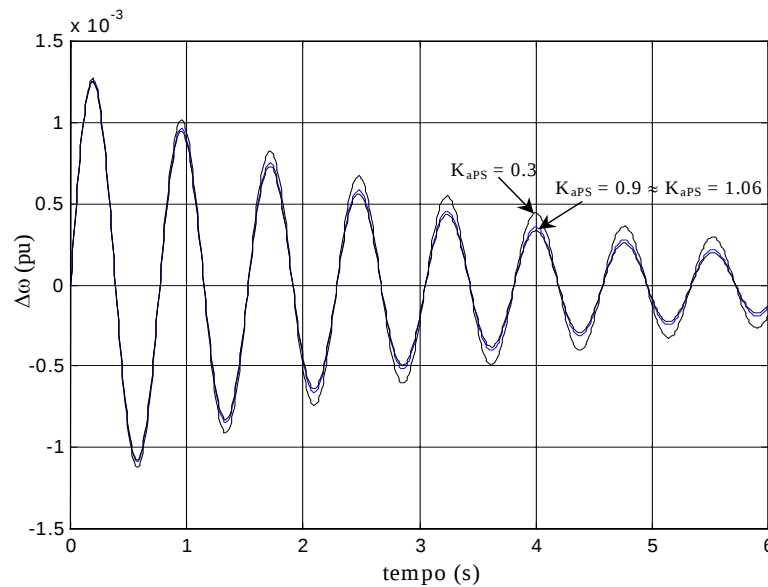


Figura 5.5: Efeito do Ganho K_{aPS} na Estabilidade do Sistema – Entrada $\Delta\omega$

Da Figura 5.5 pode-se concluir que o aumento do ganho K_{aPS} provoca um maior amortecimento das oscilações do sistema MBI/PS (as simulações mostraram mudanças de 0.0328, 0.0396 e 0.0414, respectivamente no coeficiente de amortecimento). A frequência natural de oscilação também foi alterada em 8.2563 (rad/s), 8.2558 (rad/s) e 8.2557 (rad/s), para os valores em ordem crescente de K_{aPS} .

A Tabela 5.4 mostra resultados para uma análise mais apurada para a variação do ganho K_{aPS} quando o sinal de entrada utilizado para o CPS é $\Delta\omega$.

Uma primeira conclusão que pode ser obtida dos dados da Tabela 5.4 é que o aumento de K_{aPS} provoca um aumento no coeficiente de amortecimento do autovalor dominante do

sistema MBI/PS (se mantém a ligação entre aumento do ganho e aumento do amortecimento). Este fato ocorreu para todas as condições simuladas.

Tabela 5.4: Autovalores Dominantes – Variação em K_{aPS} – Entrada $\Delta\omega$

sinal de entrada para o CPS: velocidade do rotor ($\Delta\omega$)				
ϕ (°)	K_{aPS}	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)
10	0,6	$-0,28 \pm j8,79$	0,0314	8,7951
	0,7	$-0,29 \pm j8,79$	0,0326	8,7951
	0,8	$-0,30 \pm j8,79$	0,0337	8,7950
	0,9	$-0,31 \pm j8,79$	0,0349	8,7950
	1,0	$-0,32 \pm j8,79$	0,0361	8,7950
	1,1	$-0,33 \pm j8,79$	0,0373	8,7949
	1,2	$-0,34 \pm j8,79$	0,0385	8,7949
	1,3	$-0,35 \pm j8,79$	0,0397	8,7949
	1,4	$-0,36 \pm j8,79$	0,0409	8,7949
	1,5	$-0,37 \pm j8,79$	0,0421	8,7948
20	0,6	$-0,30 \pm j8,25$	0,0362	8,2560
	0,7	$-0,31 \pm j8,25$	0,0373	8,2560
	0,8	$-0,32 \pm j8,25$	0,0384	8,2559
	0,9	$-0,33 \pm j8,25$	0,0396	8,2558
	1,0	$-0,34 \pm j8,25$	0,0407	8,2558
	1,1	$-0,35 \pm j8,25$	0,0418	8,2557
	1,2	$-0,35 \pm j8,25$	0,0429	8,2556
	1,3	$-0,36 \pm j8,25$	0,0441	8,2555
	1,4	$-0,37 \pm j8,25$	0,0452	8,2555
	1,5	$-0,38 \pm j8,25$	0,0463	8,2554
30	0,6	$-0,24 \pm j7,67$	0,0316	7,6737
	0,7	$-0,25 \pm j7,67$	0,0326	7,6736
	0,8	$-0,26 \pm j7,67$	0,0337	7,6735
	0,9	$-0,27 \pm j7,67$	0,0347	7,6734
	1,0	$-0,27 \pm j7,67$	0,0358	7,6734
	1,1	$-0,28 \pm j7,67$	0,0368	7,6733
	1,2	$-0,29 \pm j7,67$	0,0379	7,6732
	1,3	$-0,30 \pm j7,67$	0,0389	7,6731
	1,4	$-0,31 \pm j7,67$	0,0399	7,6731
	1,5	$-0,31 \pm j7,67$	0,0410	7,6730
40	0,6	$-0,14 \pm j7,17$	0,0200	7,1756
	0,7	$-0,15 \pm j7,17$	0,0210	7,1756
	0,8	$-0,16 \pm j7,17$	0,0219	7,1756
	0,9	$-0,16 \pm j7,17$	0,0229	7,1755
	1,0	$-0,17 \pm j7,17$	0,0239	7,1755
	1,1	$-0,18 \pm j7,17$	0,0248	7,1755
	1,2	$-0,19 \pm j7,17$	0,0258	7,1755
	1,3	$-0,19 \pm j7,17$	0,0268	7,1754
	1,4	$-0,20 \pm j7,17$	0,0277	7,1754
	1,5	$-0,21 \pm j7,17$	0,0287	7,1754

Diferentemente do que ocorreu quando da análise dos sinais ΔI e ΔP_e , a utilização de $\Delta\omega$, aliada ao aumento do ganho do CPS não levou o sistema à instabilidade em nenhuma

situação. Os autovalores dominantes sempre foram modos oscilatórios, com frequências de oscilação nos valores típicos das oscilações de modo local.

Outro fato a ser destacado é a não variação brusca dos autovalores e consequentemente, dos coeficientes de amortecimento e frequências naturais quando do aumento de K_{aPS} (observe que ξ e ω_n variam muito pouco, mesmo que para valores relativamente diferentes do ganho, quando comparados com os resultados de ΔI e ΔP_e).

Do exposto, pode-se concluir que o sinal $\Delta\omega$ para a entrada do CPS é o mais “comportado” dentre os três sinais estudados.

5.6. Conclusões

Neste capítulo foram analisados três sinais de entrada para o controle do grau de compensação. Foram avaliadas as variações da corrente elétrica (ΔI), variações da potência elétrica (ΔP_e) e variações da velocidade angular do rotor ($\Delta\omega$).

Para o sinal ΔI , primeiramente foi desenvolvida a equação matemática que descreve a variação da magnitude da corrente elétrica. Este procedimento não foi necessário para os demais sinais, já que as equações que os descreviam já tinham sido determinadas em capítulos anteriores.

Foi realizada a representação em espaço de estados para os três casos e com estas equações foram realizadas simulações para se inferir sobre a estabilidade a pequenas perturbações do sistema MBI/PS.

Um primeiro resultado foi que o sinal representado pelas variações da corrente elétrica fornece maior amortecimento ao sistema, seguido pelos sinais variações da potência elétrica e variações da velocidade angular do rotor. Verificou-se ainda que mesmo com um ganho K_{aPS} relativamente pequeno, o sistema se manteve estável durante todo processo para os três sinais de entrada do CPS. No que diz respeito ao sincronismo do sistema (avaliados pelo desvio final do ângulo interno δ), o sinal correspondente às variações da potência elétrica foi o que proporcionou o menor desvio.

Uma outra análise foi feita com o objetivo de se verificar qual o comportamento do PS quanto ao carregamento do sistema. Dos três sinais aplicados à entrada do CPS, apenas o sinal referente às variações da velocidade angular do rotor manteve o sistema estável (para o mesmo ganho da simulação anterior).

Finalmente, analisou-se a influência do ganho K_{aPS} na estabilidade do sistema MBI/PS.

Concluiu-se que para os sinais ΔI e ΔP_e o aumento de K_{aPS} não implicou necessariamente no aumento das oscilações do sistema. Em determinada faixa de aumento do ganho, o amortecimento também aumentou. Continuando a aumentar este ganho, o amortecimento passava a diminuir, e um aumento maior ainda de K_{aPS} tornou o sistema instável.

Observou-se também que os autovalores problemáticos do sistema podiam se tornar reais e positivos para determinados valores de K_{aPS} , indicando um modo não mais oscilatório, mas sim de crescimento exponencial.

Outro fato observado foram as frequências naturais. Para os dois sinais em questão, os modos oscilatórios apresentavam valores de frequências bastante diferentes dos valores típicos dos modos eletromecânicos de oscilação.

O sinal de entrada $\Delta\omega$ para o CPS foi o que se mostrou mais comportado, promovendo aumento de amortecimento diretamente ligado com o aumento de K_{aPS} . Além disso, em nenhuma situação o sistema se tornou instável, os autovalores dominantes resultaram sempre em pares complexos conjugados, com frequências na faixa típica dos modos de oscilação eletromecânicas.

Interessante notar também que os deslocamentos dos autovalores dominantes eram bem mais lentos quando comparados com o que ocorreu quando da utilização dos outros dois sinais de entrada.

Capítulo 6

Formação dos Torques de Sincronização e Amortecimento no Sistema com a Atuação do PS (“Phase Shifter”).

6.1. Introdução

A influência do CPS no sistema elétrico de potência será avaliada através dos torques formados pelo PS. Para se analisar a formação e o comportamento destes torques, três sinais distintos são aplicados à entrada do controle do PS [17][32], sendo eles as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta\omega$), as variações da magnitude da corrente elétrica (ΔI) e as variações da potência elétrica (ΔP_e).

Uma vez definido o sinal de entrada para o CPS, o torque formado será decomposto em parcelas de amortecimento e sincronização, o que servirá para obter conclusões a respeito da estabilidade do sistema de potência.

6.2. Contribuição do PS para Formação de Torque no Sistema Elétrico de Potência

Com as considerações feitas no Capítulo 4, o CPS pode ser representado como na Figura 6.1 (considerando $\Delta\phi_{\text{ref}}(s) = 0$, K_t unitário e T_t nulo [17]), a qual define o modelo a ser

utilizado neste capítulo.

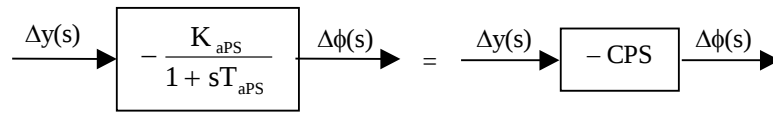


Figura 6.1: Simplificação do Sistema de Controle do PS

Considerando um sistema de potência máquina síncrona ligada a uma barra infinita com um PS instalado [9], cujo diagrama unifilar é mostrado na Figura 2.1 e com o modelo de Heffron & Phillips “ampliado” deste sistema (conforme apresentado no Anexo I), é possível se analisar os diferentes “caminhos” para formação de torque elétrico pela atuação do transformador defasador. Para este propósito considere o diagrama de blocos mostrado na Figura 6.2.

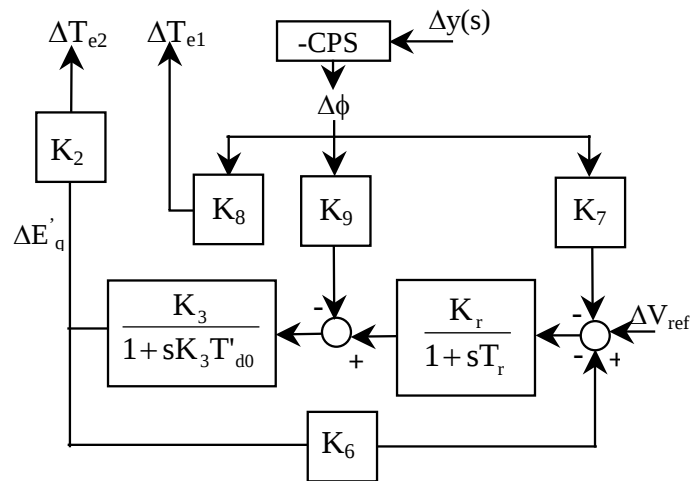


Figura 6.2: Caminhos para Formação de Torque Elétrico – Atuação do PS

Como se pode observar na Figura 6.2 existem duas parcelas de torque elétrico formadas pela atuação do PS no sistema elétrico (ΔT_{e1} e ΔT_{e2} – equações (6.1) e (6.2)), sendo que o torque elétrico total formado (ΔT_{ePS}), é mostrado na equação (6.3).

$$\Delta T_{e1} = K_8 \Delta \phi \quad (6.1)$$

$$\Delta T_{e2} = K_2 \Delta E'_q \quad (6.2)$$

$$\Delta T_{ePS} = K_8 \Delta \phi + K_2 \Delta E'_q \quad (6.3)$$

Da Figura 6.2, considerando $\Delta V_{\text{ref}} = 0$, as variações da tensão interna E'_q , para pequenos desvios em torno de um ponto de operação, pode ser calculada como na equação (6.4).

$$\Delta E'_q = -B \frac{(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7)}{1 + B G_{\text{RAT}} K_6} \Delta \phi \quad (6.4)$$

Na equação (6.4), apenas para facilidade de notação, $B = K_3/(1+sK_3T'_{d0})$ e G_{RAT} é a função de transferência que representa o regulador automático de tensão, que será considerado tendo um ganho K_r e constante de tempo T_r .

Com a escolha do sinal de entrada para o CPS (Δy), conseqüentemente fica definida como ocorre a variação do ângulo de compensação ϕ . Com isto, o torque elétrico formado no sistema poderá ser avaliado.

6.3. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Velocidade do Rotor ($\Delta \omega$)

Considerando $\Delta y(s) = \Delta \omega(s)$, da manipulação do diagrama de blocos da Figura 6.1 é possível estabelecer a expressão que define as variações do grau de compensação em função das variações da velocidade angular do rotor (equação (6.5)).

$$\Delta \phi = -\text{CPS } \Delta \omega \quad (6.5)$$

Substituindo-se a equação (6.5) na equação (6.3), obtém-se a equação do torque elétrico formado no sistema MBI/PS através do PS (equação (6.6)).

$$\Delta T_{\text{ePS}} = -K_8 \text{ CPS } \Delta \omega + K_2 \Delta E'_q \quad (6.6)$$

Da equação (6.6) vê-se que existe uma parcela de torque elétrico que não sofre a influência do circuito de campo do gerador (primeira parcela); esta parcela será denominada de “torque elétrico direto” ($\Delta T_{\text{eD}\omega}$). A outra parcela de torque elétrico, formada através do circuito de campo da máquina síncrona, será chamada de “torque elétrico indireto” ($\Delta T_{\text{eI}\omega}$).

As variações da tensão interna E'_q podem ser calculadas pela substituição da equação (6.5) em (6.4), de onde se obtém a equação (6.8).

$$\Delta E_q' = B \frac{(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7)}{1 + B G_{\text{RAT}} K_6} \text{CPS } \Delta \omega \quad (6.8)$$

A substituição da equação (6.8) em (6.6), após as devidas manipulações matemáticas, fornece as expressões dos torques direto e indireto formado no sistema de potência através do PS, quando o sinal $\Delta \omega$ é aplicado à entrada do CPS (equações (6.9)).

$$\Delta T_{eD\omega} = -K_8 \text{CPS } \Delta \omega = F_{D\omega} \Delta \omega \quad (6.9.a)$$

$$\Delta T_{eI\omega} = \frac{K_2 B (K_7 G_{\text{RAT}} + K_9) \text{CPS}}{(1 + K_6 B G_{\text{RAT}})} \Delta \omega = F_{I\omega} \Delta \omega \quad (6.9.b)$$

Para uma dada frequência ω (isto é, fazendo-se $s = j\omega$), as equações (6.9) podem ser decompostas em partes real e imaginária. Com as equações mostradas no Apêndice III, podem ser definidos os coeficientes de torque de amortecimento ($K_{DD\omega}$) e sincronização ($K_{DS\omega}$), correspondentes à parcela de torque elétrico direto, quando o sinal de entrada aplicado à entrada do CPS são as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$) (equações (6.10)). De maneira análoga, são definidos os coeficientes de amortecimento ($K_{ID\omega}$) e sincronização ($K_{IS\omega}$), correspondentes à parcela indireta (equações (6.11)).

$$\Delta T_{eD\omega} = \{ \text{Re}[F_{D\omega}] + j \text{Im}[F_{D\omega}] \} \Delta \omega = \text{Re}[F_{D\omega}] \Delta \omega - \text{Im}[F_{D\omega}] \frac{\omega}{\omega_0} \Delta \delta \quad (6.10)$$

$$k_{DD\omega} = \text{Re}[F_{D\omega}] \quad (6.10.a)$$

$$k_{DS\omega} = -\text{Im}[F_{D\omega}] \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6.10.b)$$

$$\Delta T_{eI\omega} = \{ \text{Re}[F_{I\omega}] + j \text{Im}[F_{I\omega}] \} \Delta \omega = \text{Re}[F_{I\omega}] \Delta \omega - \text{Im}[F_{I\omega}] \frac{\omega}{\omega_0} \Delta \delta \quad (6.11)$$

$$k_{ID\omega} = \text{Re}[F_{I\omega}] \quad (6.11.a)$$

$$k_{IS\omega} = -\text{Im}[F_{I\omega}] \frac{\omega}{\omega_0} \quad (6.11.b)$$

Os termos “torque de amortecimento” e “torque de sincronização” correspondem a parcela

de torque elétrico em fase com as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta\omega$) e parcela em fase com as variações do ângulo interno ($\Delta\delta$), respectivamente.

Para se avaliar o comportamento dos coeficientes dos torques direto e indireto foram realizadas simulações para o sistema exemplo utilizado nos capítulos anteriores. Os dados referentes as simulações foram carregamento do sistema assumindo valores entre 0.1 pu a 1 pu, fator de potência em 0.85 indutivo e tensão terminal em 1.0 pu. O grau de compensação inicial (φ) foi de 20° . Os parâmetros do CPS foram mantidos em $K_{aPS} = 0.8$ e $T_{aPS} = 0.001$ segundos. Os demais dados referentes ao sistema são fornecidos no Apêndice I. As Figuras 6.3 a 6.5 mostram o resultado destas simulações.

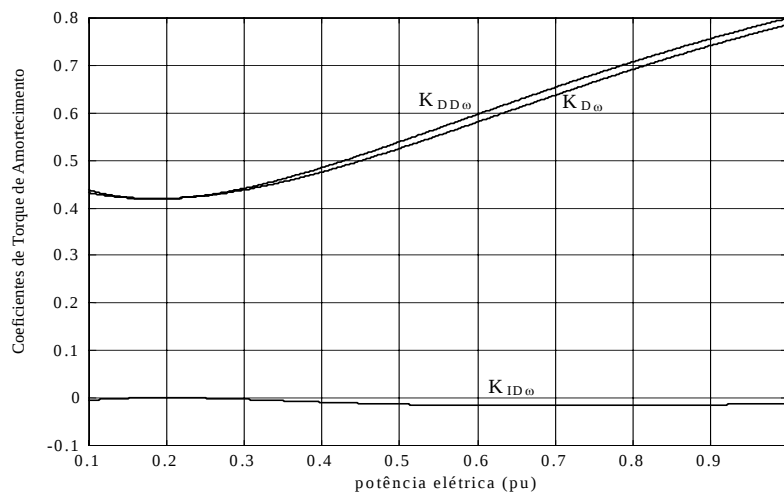


Figura 6.3: Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada $\Delta\omega$

Observa-se da Figura 6.3 que a curva que representa o coeficiente de torque “direto” de amortecimento ($K_{DD\omega}$) aumenta de acordo com o aumento do carregamento do sistema. Isto é interessante pois é para altos carregamentos que os problemas relacionados à estabilidade aumentam. Para o coeficiente de torque “indireto” de amortecimento ($K_{ID\omega}$), observa-se que tanto para médio quanto para alto carregamento o PS produz (apesar de pequeno), uma contribuição de torque de amortecimento negativo. Esta contribuição negativa de amortecimento não deverá interferir na estabilidade do sistema, pois a parcela representada pelo torque indireto é praticamente desprezível quando comparada com a parcela de torque direto (observe a curva $K_{D\omega}$ que é o coeficiente de torque de amortecimento total: $K_{DD\omega} + K_{ID\omega}$). Com base nesta constatação, pode-se afirmar que quando se utiliza a entrada $\Delta\omega$ para o CPS, o torque de amortecimento é formado quase que totalmente pelo caminho direto.

Uma análise semelhante foi feita para se avaliar a contribuição do PS na formação do torque elétrico de sincronização para o sistema MBI/PS, ainda considerando como entrada as variações da velocidade angular. A Figura 6.4 mostra esta simulação, onde a frequência considerada foi a natural do laço eletromecânico ω_s .

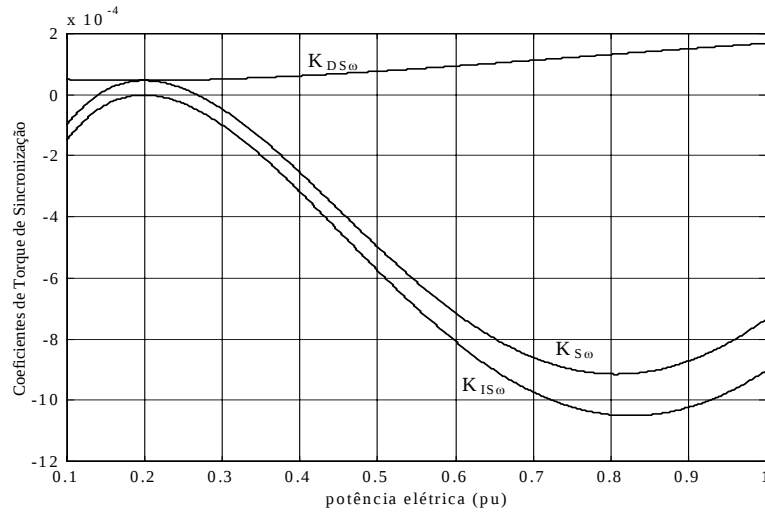


Figura 6.4: Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada $\Delta\omega$

Pode-se concluir da Figura 6.4 que o caminho direto produz torque de sincronização positivo (coeficiente $K_{DS\omega}$), e aumenta com o aumento do carregamento. O caminho indireto (coeficiente $K_{IS\omega}$) produz torque de sincronização negativo e é preponderante, quando comparado com o caminho direto. Este fato leva ao formato da curva do coeficiente de torque de sincronização total ($K_{S\omega} = K_{DS\omega} + K_{IS\omega}$), bastante próximo da curva de $K_{IS\omega}$.

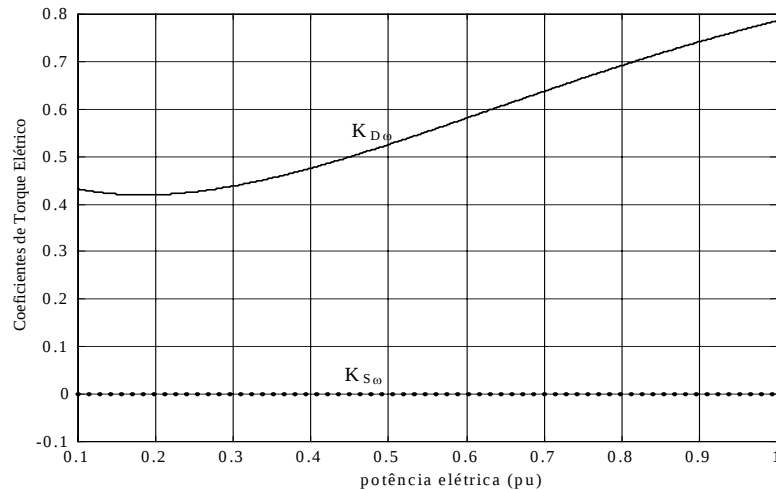


Figura 6.5: Coeficientes $K_{S\omega}$ e $K_{DS\omega}$ – entrada $\Delta\omega$

O coeficiente de torque de sincronização total negativo formado através do PS quando se utiliza a entrada $\Delta\omega$ não chega a ser preocupante pois a contribuição de torque de sincronização através de K_1 é positiva (Figura 3.1, Capítulo 3) e se sobrepõe a este.

Para efeito de comparação a Figura 6.5 mostra o comportamento dos coeficientes de torques de amortecimento e sincronização. Observa-se que a utilização de $\Delta\omega$ como entrada para o CPS produz quase que somente torque de amortecimento, visto que $K_{S\omega}$ é praticamente desprezível quando comparado com $K_{D\omega}$.

6.4. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Corrente Elétrica (ΔI)

De maneira semelhante à realizada anteriormente, considerando $\Delta y(s) = \Delta I(s)$, a manipulação do diagrama de blocos da Figura 6.1 fornece a expressão que define a variação do grau de compensação em função do sinal magnitude da corrente elétrica ΔI (equação (6.12), após a substituição da equação (5.3), desenvolvida no Capítulo 5).

$$\Delta\phi = -\text{CPS } \Delta I = -\frac{\text{CPS } m_1}{(1 + \text{CPS } m_3)} \Delta\delta - \frac{\text{CPS } m_2}{(1 + \text{CPS } m_3)} \Delta E'_q \quad (6.12)$$

A substituição da equação (6.12) na equação (6.3) fornece a expressão do torque elétrico formado no sistema MBI/PS através do PS quando se utiliza a entrada ΔI (equação (6.13)).

$$\Delta T_{ePS} = -\frac{K_8 \text{ CPS } m_1}{(1 + \text{CPS } m_3)} \Delta\delta + \left[K_2 - \frac{(K_8 \text{ CPS } m_2)}{(1 + \text{CPS } m_3)} \right] \Delta E'_q \quad (6.13)$$

De maneira análoga quando do uso de $\Delta\omega$ para entrada do CPS, da equação (6.13) são definidos “torque elétrico direto” ($\Delta T_{eD\Delta I}$) e “torque elétrico indireto” ($\Delta T_{eI\Delta I}$), quando o sinal de entrada utilizado são as variações da corrente elétrica ΔI .

As variações da tensão interna E'_q podem ser calculadas pela substituição da equação (6.12) em (6.4), de onde se obtém a equação (6.14).

$$\Delta E'_q = \frac{B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{CPS } m_1}{[(1 + B G_{\text{RAT}} K_6)(1 + \text{CPS } m_3) - B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{CPS } m_2]} \Delta\delta \quad (6.14)$$

As expressões dos torques direto e indireto formado no sistema de potência através do PS, quando o sinal ΔI é aplicado à entrada do CPS são obtidas pela substituição da equação (6.14) em (6.13), cujos resultados são mostrados nas equações (6.15).

$$\Delta T_{eD\Delta I} = -\frac{K_8 \text{ CPS } m_1}{(1 + \text{CPS } m_3)} \Delta \delta = F_{D\Delta I} \Delta \delta \quad (6.15.a)$$

$$\Delta T_{eI\Delta I} = \left[K_2 - \frac{(K_8 \text{ CPS } m_2)}{(1 + \text{CPS } m_3)} \right] \frac{[B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{ CPS } m_1]}{x} \Delta \delta = F_{I\Delta I} \Delta \delta \quad (6.15.b)$$

$$x = (1 + B G_{\text{RAT}} K_6)(1 + \text{CPS } m_3) - B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{ CPS } m_2$$

Um fato interessante a ser ressaltado das equações (6.15) é que, diferentemente do que ocorria quando o sinal de entrada do CPS era $\Delta \omega$, onde o caminho de formação de torque elétrico pela constante K_8 contribuía apenas na formação do torque direto (ver equações (6.9)), quando se utiliza para o sinal do CPS as variações da magnitude da corrente elétrica (ΔI), este caminho contribui tanto na formação do torque direto quanto do torque indireto.

A decomposição em partes real e imaginária das equações (6.15), para uma dada frequência ω , permitem definir os coeficientes de torque de amortecimento ($K_{DD\Delta I}$) e sincronização ($K_{DS\Delta I}$) (correspondentes à parcela de torque elétrico direto) (equações 6.16). Analogamente, os coeficientes de amortecimento ($K_{ID\Delta I}$) e sincronização ($K_{IS\Delta I}$), correspondentes à parcela indireta também são calculados (equações (6.17)). Estes coeficientes se referem à entrada do CPS “magnitude da corrente elétrica ΔI ”.

$$\Delta T_{eD\Delta I} = \{ \text{Re}[F_{D\Delta I}] + j \text{Im}[F_{D\Delta I}] \} \Delta \delta = \text{Re}[F_{D\Delta I}] \Delta \delta + \text{Im}[F_{D\Delta I}] \frac{\omega_0}{\omega} \Delta \omega \quad (6.16)$$

$$K_{DD\Delta I} = \text{Im}[F_{D\Delta I}] \frac{\omega_0}{\omega} \quad (6.16.a)$$

$$K_{DS\Delta I} = \text{Re}[F_{D\Delta I}] \quad (6.16.b)$$

$$\Delta T_{eI\Delta I} = \{ \text{Re}[F_{I\Delta I}] + j \text{Im}[F_{I\Delta I}] \} \Delta \delta = \text{Re}[F_{I\Delta I}] \Delta \delta + \text{Im}[F_{I\Delta I}] \frac{\omega_0}{\omega} \Delta \omega \quad (6.17)$$

$$K_{ID\Delta I} = \text{Im}[F_{I\Delta I}] \frac{\omega_0}{\omega} \quad (6.17.a)$$

$$K_{IS\Delta I} = \text{Re}[F_{I\Delta I}] \quad (6.17.b)$$

Novamente foram realizadas simulações (nas mesmas condições do caso anterior), para se avaliar o comportamento destes coeficientes. Os resultados são mostrados nas Figuras 6.6 a 6.8.

A Figura 6.6 mostra o comportamento dos coeficientes de torque elétrico de amortecimento em função do carregamento do sistema.

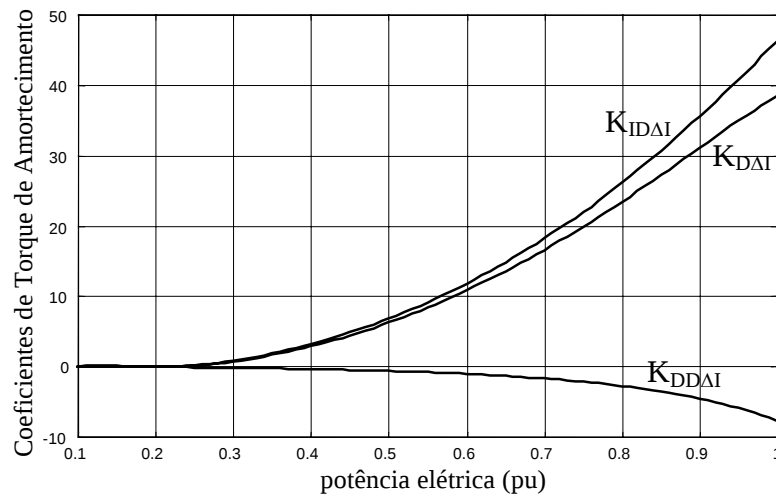


Figura 6.6: Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada ΔI

Da análise da Figura 6.6 conclui-se que o coeficiente de torque de amortecimento indireto ($K_{ID\Delta I}$) aumenta com o aumento do carregamento do sistema. Em contrapartida, o coeficiente de torque de amortecimento direto ($K_{DD\Delta I}$) diminui com o aumento do carregamento e nas simulações realizadas, se manteve negativo para toda a faixa de potência considerada. Um fato interessante com respeito ao torque de amortecimento quando se utiliza como entrada ΔI é que, diferentemente do que ocorria com o sinal $\Delta\omega$, a maior parcela é formada pelo caminho indireto (observe que a curva do coeficiente de torque de amortecimento total ($K_{D\Delta I} = K_{DD\Delta I} + K_{ID\Delta I}$) é praticamente a curva do coeficiente $K_{ID\Delta I}$).

Os coeficientes de torques de sincronização direto ($K_{DS\Delta I}$), indireto ($K_{IS\Delta I}$) e total ($K_{S\Delta I} = K_{DS\Delta I} + K_{IS\Delta I}$), são mostrados na Figura 6.7.

Analisando a Figura 6.7, vê-se que o coeficiente correspondente à parcela direta ($K_{DS\Delta I}$), apesar de contribuir ligeiramente com torque de sincronização negativo para baixos carregamentos, torna-se positivo para carregamentos médios e elevados e aumenta de acordo

com o aumento do carregamento do sistema. O coeficiente referente à parcela indireta ($K_{IS\Delta I}$), diminui com o aumento do carregamento e se mostrou negativo, para este caso, em todos os valores de potência simulados. Ainda com respeito ao torque de sincronização, conclui-se que o PS irá contribuir com torque de sincronização total (coeficiente $K_{S\Delta I}$) positivo para sistemas bastante carregados. Outra conclusão que pode ser obtida das curvas da Figura 6.7 é que é pelo caminho direto que é gerada a maior parcela de torque de sincronização no sistema MBI/PS.

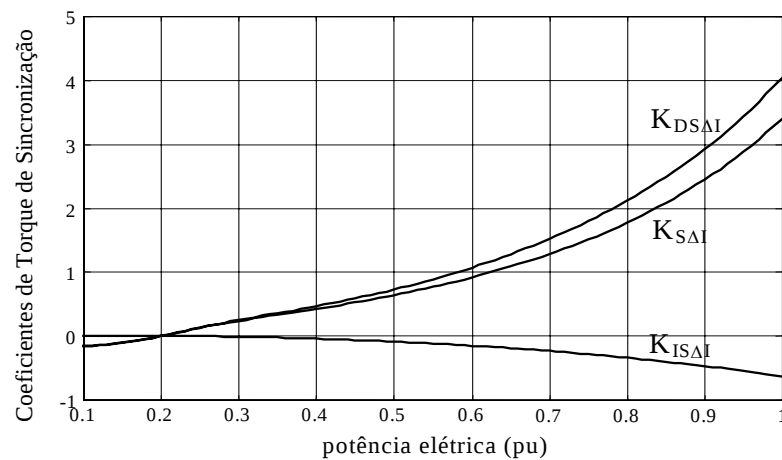


Figura 6.7: Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada ΔI

Para se avaliar qualitativa e quantitativamente os coeficientes de torques de sincronização e amortecimento, considere a Figura 6.8.

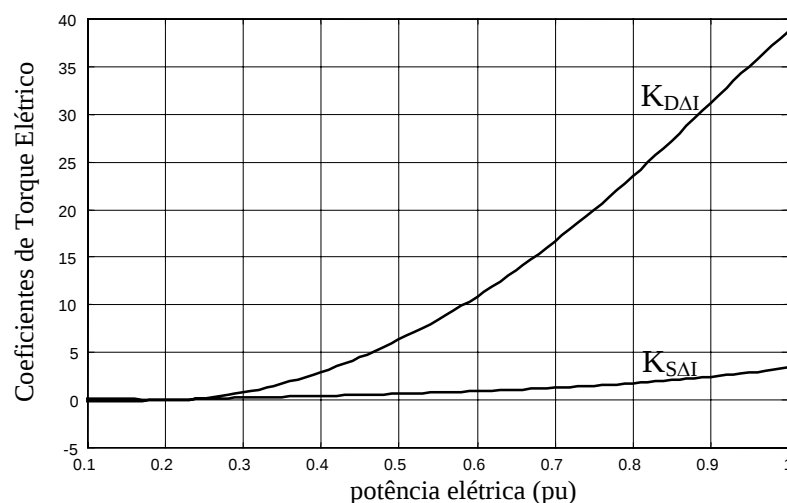


Figura 6.8: Coeficientes $K_{S\Delta I}$ e $K_{D\Delta I}$ – entrada ΔI

Da Figura 6.8 conclui-se que no sistema MBI/PS, a utilização de ΔI como entrada para o CPS produz maior contribuição no que se refere a torque de amortecimento, visto que $K_{S\Delta I}$ é bem menor que $K_{D\Delta I}$. Além disso, tanto $K_{S\Delta I}$ como $K_{D\Delta I}$ aumentam com o aumento do carregamento do sistema e são positivos para cargas elevadas. Observe também que em termos numéricos, os coeficientes de torque de amortecimento obtidos com a entrada ΔI são bem maiores que os obtidos com a entrada $\Delta \omega$ (este fato se deve à presença do termo ω_0/ω (equações (6.16) e (6.17)), presente quando da utilização da entrada ΔI para se fazer a conversão de torque para o eixo $\Delta \omega$ – ver Apêndice III).

6.5. Torque Elétrico Tendo como Entrada as Variações da Potência Elétrica (ΔP_e)

Finalmente, considerando $\Delta y(s) = \Delta P_e(s)$, a manipulação do diagrama de blocos da Figura 6.1 fornece a expressão que define a variação do grau de compensação em função do sinal potência elétrica ΔP_e (equação (2.11), Capítulo 2) (equação (6.18)).

$$\Delta \phi = -\text{CPS } \Delta P_e = -\frac{\text{CPS } K_1}{(1 + \text{CPS } K_8)} \Delta \delta - \frac{\text{CPS } K_2}{(1 + \text{CPS } K_8)} \Delta E'_q \quad (6.18)$$

A substituição da equação (6.18) na equação (6.3) fornece a expressão do torque elétrico formado no sistema MBI/PS através do PS quando se utiliza a entrada ΔP_e , como na equação (6.19).

$$\Delta T_{ePS} = -\frac{K_8 \text{ CPS } K_1}{(1 + \text{CPS } K_8)} \Delta \delta + \left[K_2 - \frac{(K_8 \text{ CPS } K_2)}{(1 + \text{CPS } K_8)} \right] \Delta E'_q \quad (6.19)$$

Da equação (6.19) são definidos “torque elétrico direto” ($\Delta P_{eD\Delta P_e}$) e “torque elétrico indireto” ($\Delta P_{eI\Delta P_e}$), quando o sinal de entrada utilizado são as variações da potência elétrica.

As variações da tensão interna E'_q podem ser calculadas pela substituição da equação (6.18) em (6.4), obtendo-se a equação (6.20).

$$\Delta E'_q = \frac{B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{CPS } K_1}{[(1 + B G_{\text{RAT}} K_6)(1 + \text{CPS } K_8) - B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{CPS } K_2]} \Delta \delta \quad (6.20)$$

As expressões dos torques direto e indireto formado no sistema de potência através do PS, quando o sinal variações da potência elétrica ΔP_e é aplicado à entrada do CPS são obtidas pela substituição da equação (6.20) em (6.19), cujos resultados são mostrados nas equações (6.21).

$$\Delta T_{eD\Delta Pe} = -\frac{K_8 \text{ CPS } K_1}{(1 + \text{CPS } K_8)} \Delta \delta = F_{D\Delta Pe} \Delta \delta \quad (6.21.a)$$

$$\Delta T_{eI\Delta Pe} = \left[K_2 - \frac{(K_8 \text{ CPS } K_2)}{(1 + \text{CPS } K_8)} \right] \frac{[B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{ CPS } K_1]}{x} \Delta \delta = F_{I\Delta Pe} \Delta \delta \quad (6.21.b)$$

$$x = (1 + B G_{\text{RAT}} K_6)(1 + \text{CPS } K_8) - B(K_9 + G_{\text{RAT}} K_7) \text{ CPS } K_2$$

Também neste caso, o caminho de formação de torque elétrico através da constante K_8 contribui tanto na formação do torque direto quanto do torque indireto.

A decomposição em partes real e imaginária das equações (6.21), para uma dada frequência ω , permitem definir os coeficientes de torque de amortecimento ($K_{DD\Delta Pe}$) e sincronização ($K_{DS\Delta Pe}$) (correspondentes à parcela de torque elétrico direto) (equações 6.22) e os coeficientes de amortecimento ($K_{ID\Delta Pe}$) e sincronização ($K_{IS\Delta Pe}$), referentes à parcela indireta (equações (6.23)).

$$\Delta T_{eD\Delta Pe} = \{ \text{Re}[F_{D\Delta Pe}] + j \text{Im}[F_{D\Delta Pe}] \} \Delta \delta = \text{Re}[F_{D\Delta Pe}] \Delta \delta + \text{Im}[F_{D\Delta Pe}] \frac{\omega_0}{\omega} \Delta \omega \quad (6.22)$$

$$K_{DD\Delta Pe} = \text{Im}[F_{D\Delta Pe}] \frac{\omega_0}{\omega} \quad (6.22.a)$$

$$K_{DS\Delta Pe} = \text{Re}[F_{D\Delta Pe}] \quad (6.22.b)$$

$$\Delta T_{eI\Delta Pe} = \{ \text{Re}[F_{I\Delta Pe}] + j \text{Im}[F_{I\Delta Pe}] \} \Delta \delta = \text{Re}[F_{I\Delta Pe}] \Delta \delta + \text{Im}[F_{I\Delta Pe}] \frac{\omega_0}{\omega} \Delta \omega \quad (6.23)$$

$$K_{ID\Delta Pe} = \text{Im}[F_{I\Delta Pe}] \frac{\omega_0}{\omega} \quad (6.23.a)$$

$$K_{IS\Delta Pe} = \text{Re}[F_{I\Delta Pe}] \quad (6.23.b)$$

As Figuras 6.9 a 6.11 mostram os resultados de simulações realizadas para se avaliar o

comportamento destes coeficientes, quando da variação do carregamento do sistema.

A Figura 6.9 mostra o comportamento dos coeficientes de torque elétrico de amortecimento em função do carregamento do sistema.

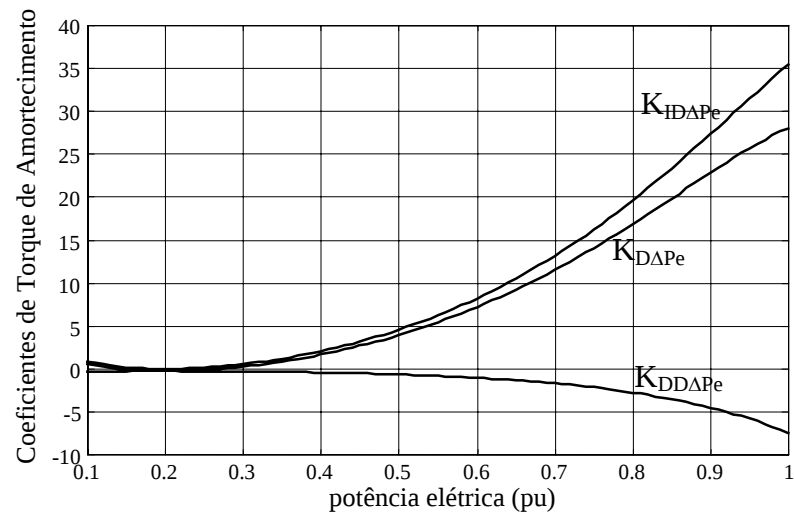


Figura 6.9: Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento – entrada ΔP_e

Da análise das curvas da Figura 6.9 conclui-se que o coeficiente de torque elétrico indireto de amortecimento ($K_{ID\Delta Te}$) aumenta com o carregamento do sistema e é maior que o coeficiente de torque elétrico direto de amortecimento ($K_{DD\Delta Pe}$), que diminui com o aumento do carregamento. Outro fato a ser ressaltado é que da mesma maneira que ocorria quando da utilização do sinal ΔI para entrada do CPS, a maior contribuição de torque de amortecimento provém da parcela indireta. Esta conclusão pode ser confirmada pela observação da curva do coeficiente de amortecimento total ($K_{D\Delta Pe}$).

A Figura 6.10 mostra o comportamento dos coeficientes de torque de sincronização.

A Figura 6.10 mostra que o coeficiente de torque elétrico direto de sincronização ($K_{DS\Delta Pe}$) é positivo e aumenta com o carregamento do sistema. Além disso é maior que o coeficiente de torque elétrico indireto ($K_{IS\Delta Pe}$), que diminui com o aumento do sistema e se mostrou negativo para toda a faixa de potência simulada.

O coeficiente de torque de sincronização total ($K_{S\Delta Pe} = K_{DS\Delta Pe} + K_{IS\Delta Pe}$) apresenta uma curva bastante próxima do coeficiente $K_{DS\Delta Pe}$.

Isto indica que a maior contribuição para o torque de sincronização, quando se utiliza como entrada para o controle da defasagem angular as variações da potência elétrica, é formada pelo caminho direto.

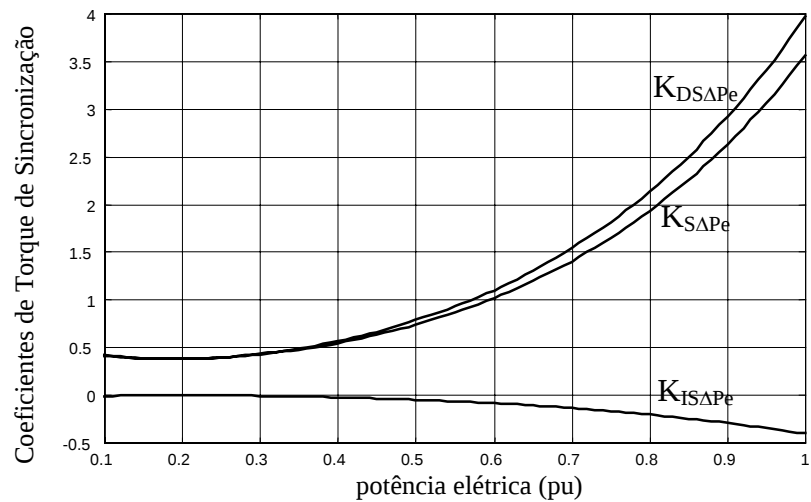


Figura 6.10: Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização – entrada ΔP_e

Para se comparar os torques de sincronização e amortecimento gerados quando da entrada ΔP_e para o CPS, considere a Figura 6.11, de onde se pode concluir que a maior contribuição de torque elétrico para o sistema MBI/PS é na forma de torque de amortecimento e apenas pequena parcela de torque de sincronização é gerada.

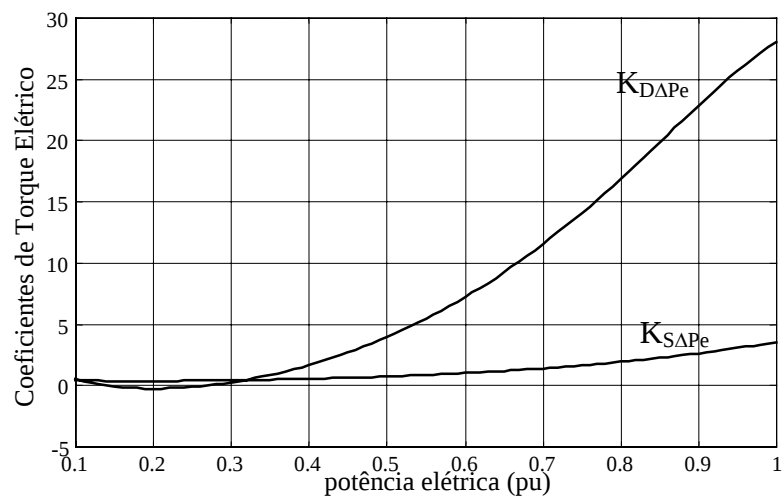


Figura 6.11: Coeficientes $K_{S\Delta P_e}$ e $K_{D\Delta P_e}$ – entrada ΔP_e

Outro fato a ser ressaltado é que, tanto $K_{S\Delta P_e}$ como $K_{D\Delta P_e}$ aumentam com o aumento do carregamento do sistema e são positivos para cargas elevadas. Observe também que semelhantemente ao que ocorreu com o sinal ΔI , em termos numéricos, os coeficientes de torque de amortecimento obtidos com a entrada ΔP_e são bem maiores que os obtidos com a

entrada $\Delta\omega$, onde a mesma observação feita anteriormente também é válida para este caso.

6.6. Comparação Entre os Sinais de Entrada para o CPS

Para uma comparação entre os três sinais de entrada avaliados, considere a Figura 6.12 que mostra os coeficientes de torque de amortecimento em função do carregamento do sistema.

Da análise destas curvas pode-se concluir que o torque de amortecimento gerado com a entrada ΔI é maior que o gerado com a entrada ΔP_e , que supera o torque de amortecimento gerado com a entrada $\Delta\omega$ ($K_{D\Delta I} > K_{D\Delta P_e} > K_{D\omega}$).

Para este sistema elétrico de potência, com o sistema de excitação considerado, pode-se afirmar que a entrada ΔI é a que mais irá contribuir para o amortecimento das oscilações do sistema MBI/PS. Este fato já foi observado no Capítulo 5, através da Figura 5.1 e da Tabela 5.1 (ver coeficiente de amortecimento ξ - coluna 3), onde o sinal referente a ΔI fornece a maior contribuição no que se refere ao amortecimento das oscilações, seguido dos sinais ΔP_e e $\Delta\omega$.

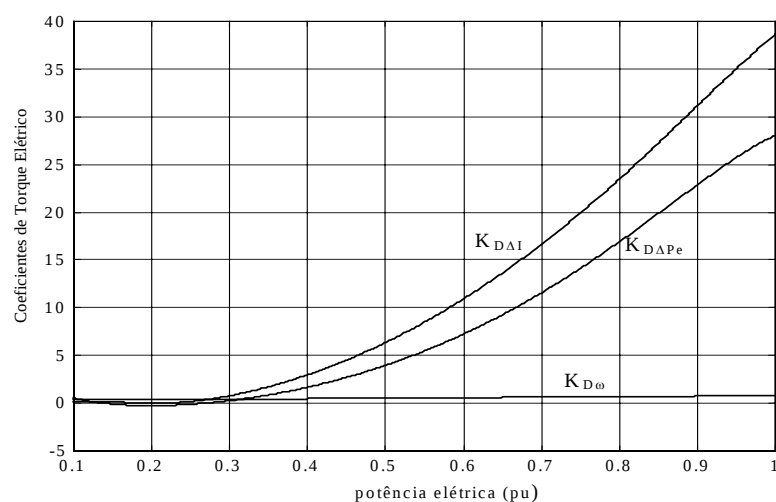


Figura 6.12: Coeficientes de Torque Elétrico de Amortecimento

Análise semelhante é realizada com os coeficientes de torque elétrico de sincronização para as três entradas consideradas, cujos resultados são mostrados na Figura 6.13.

Da análise das curvas da Figura 6.13 pode-se concluir que a maior contribuição de torque de sincronização é obtida quando se utiliza como entrada para CPS o sinal da potência elétrica

(ΔP_e), seguido pela corrente elétrica (ΔI) e na sequência, a velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$). Este fato também já era esperado pois como pode ser visto no Capítulo 5 (Tabela 5.1- coluna 5), o sinal de entrada referente à potência elétrica provocou o menor desvio final do ângulo interno da máquina, seguido de ΔI e $\Delta \omega$.

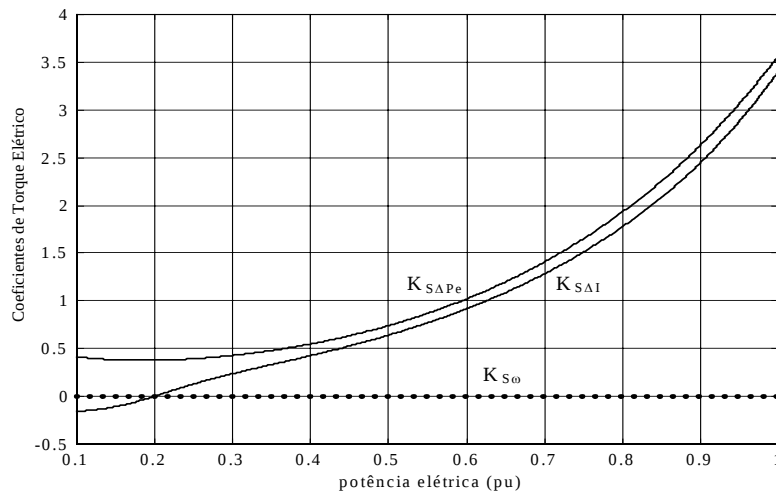


Figura 6.13: Coeficientes de Torque Elétrico de Sincronização

Outra observação a ser feita é que os dois primeiros sinais contribuem para a sincronização do sistema com valores relativamente próximos, diferentemente do sinal $\Delta \omega$, que fornece sincronização praticamente desprezível se comparado com os sinais ΔP_e e ΔI .

6.7. Conclusões

Neste capítulo, a partir de um modelo linear do sistema MBI com um PS em operação, foi introduzido um sistema de controle para o grau de compensação e se estudou a influência que os sinais variação da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$), potência elétrica (ΔP_e) e magnitude da corrente elétrica (ΔI), quando aplicados à entrada deste controle exerciam na formação de torque elétrico através do PS.

Com o objetivo de avaliar o comportamento destes torques no sistema MBI/PS foram realizadas simulações onde se analisou os coeficientes de torque elétrico de sincronização e amortecimento, em função do carregamento do sistema.

Das simulações verificou-se que o sinal referente às variações da corrente elétrica (ΔI), produziu a maior contribuição no coeficiente de torque elétrico de amortecimento. Entretanto,

para sistemas com baixo carregamento, a contribuição de torque de sincronização se mostrou negativa, aumentando de acordo com o aumento do carregamento do sistema.

Com relação ao sinal do controle referente às variações da potência elétrica (ΔP_e), observou-se que o mesmo teve a maior contribuição de torque elétrico de sincronização, mas para sistemas com baixo carregamento, o coeficiente de torque de amortecimento foi negativo, e aumentava de acordo com o aumento do carregamento no sistema. No que se refere ao torque de sincronização, os sinais ΔI e ΔP_e apresentam praticamente a mesma contribuição, podendo ser desprezada a contribuição de sincronização proveniente da entrada $\Delta \omega$, quando comparada com as demais.

A utilização das variações da velocidade angular ($\Delta \omega$) como sinal de entrada para o CPS, produz praticamente torque de amortecimento, visto que $K_{S\omega}$ é desprezível quando comparado com $K_{D\omega}$. Outro fato a ser ressaltado é que dentre os sinais aplicados ao controle, foi o que menos contribuiu na formação de torque elétrico no sistema MBI/PS.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho foi realizado o estudo de um modelo linear para o sistema elétrico de potência máquina síncrona ligada a uma barra infinita, com a presença do transformador defasador (Phase Shifter – PS).

Pelo fato deste modelo ser voltado ao estudo da estabilidade a pequenas perturbações, o modelo resultante foi descrito por equações diferenciais e algébricas lineares.

Mostrou-se que o modelo obtido é visto como uma “ampliação” do modelo linear “convencional” de Heffron & Phillips. Esta ampliação se deve ao surgimento de três novas constantes (K_7 , K_8 e K_9), além daquelas seis já existentes no modelo tradicional.

Estas três novas constantes refletem o impacto do PS quando de sua instalação no sistema de potência. As demais constantes (K_1 a K_6), também diferem numericamente das do modelo convencional, pois são calculadas considerando o PS no sistema.

Com as equações que definiram o modelo de Heffron & Phillips “ampliado”, foram feitas duas representações do sistema MBI/PS: através de funções de transferência (diagrama de blocos) e em espaço de estados (domínio do tempo).

Por meio de simulações foi estudado o comportamento das nove constantes do modelo para diferentes graus de compensação (diferentes valores de ϕ), quando da variação do ponto de operação do sistema de potência.

Observou-se que apenas a constante K_3 não depende do carregamento nem do grau de compensação, sendo determinada apenas pelas reatâncias representadas no sistema. Todas as demais constantes dependem dos parâmetros da máquina síncrona, PS, reatância externa e

carga do sistema.

As constantes que refletem a inclusão do PS no sistema MBI (K_7 , K_8 e K_9) também foram avaliadas. Observou-se que estas constantes se comportam de maneira oposta às constantes K_5 , K_1 e K_4 , respectivamente. Para a constante K_9 , pela sua posição nas equações do sistema MBI/PS, concluiu-se que ela representa o efeito desmagnetizante da reação de armadura introduzida pelo PS.

Novas simulações foram realizadas para se avaliar o efeito do PS na estabilidade a pequenas perturbações do sistema elétrico e inicialmente comparou-se um sistema MBI convencional a um com um PS instalado.

Observou-se que o sistema MBI sem o PS, num ponto de operação de alto carregamento era instável. Ao se colocar um PS atuando no sistema (com uma compensação de fase adequada), este mesmo ponto de operação tornou-se estável. Concluiu-se então que o PS pode fornecer, quando ajustado de maneira correta, amortecimento às oscilações do sistema elétrico de potência.

Para se avaliar como o nível de compensação influenciaria na estabilidade a pequenas perturbações, novas simulações foram realizadas, onde o grau de compensação assumiu valores diferentes, mas ainda sem permitir nenhuma modificação sobre ele durante o processo (a inclusão do grau de compensação não era automática).

Concluiu-se pela importância do grau de compensação adequado, pois um sistema sem PS, anteriormente estável, ao se colocar uma compensação inconveniente, tornou-se instável. Observou-se também que o desempenho do sistema MBI/PS, com relação ao amortecimento das oscilações, comporta-se de uma maneira não linear. Ao se aumentar o grau de compensação, o amortecimento aumentava até um determinado valor e, ao continuar aumentando a defasagem introduzida pelo PS, o amortecimento fornecido às oscilações tendia a diminuir. Outra conclusão obtida foi que o aumento do grau de compensação acarreta um maior desvio, em regime permanente, do ângulo interno do sistema MBI/PS.

Em seguida passou-se a avaliar como a introdução de um controle para o grau de compensação influenciaria na estabilidade do sistema MBI. Para estas simulações, o sinal de entrada utilizado para este controle foi a variação da velocidade angular do rotor ($\Delta\omega$).

Simulou-se um sistema num ponto de operação de alto carregamento, em que ocorria a instabilidade. Neste mesmo ponto de operação, ao sistema foi adicionado um PS com um determinado grau de compensação constante e notou-se que o sistema se tornava estável. Ao se adicionar ao PS um sistema de controle para o grau de compensação (neste caso a variação da defasagem introduzida pelo PS se torna uma variável de estado), observou-se que mais

amortecimento foi introduzido no sistema.

Aumentando ainda mais o carregamento, apenas o sistema MBI equipado com PS e controle do grau de compensação conseguiu manter a estabilidade. Concluiu-se pela eficácia do controle de compensação adicionado ao PS para o amortecimento das oscilações do sistema.

Foi feita ainda uma análise com respeito ao ganho do controle de defasagem do PS para se verificar qual sua influência na estabilidade a pequenas perturbações.

Das simulações pode-se concluir que o aumento deste ganho fornece ao sistema MBI maior amortecimento, isto é, quanto maior for o ganho do controle, maior será o amortecimento introduzido pelo PS no sistema MBI.

Observou-se também que o aumento do ganho do controle provocava um deslocamento do autovalor relacionado ao modo de oscilação eletromecânico, afastando-o dos eixos real e imaginário. Outros dois autovalores presentes no sistema, para ganhos baixos eram reais e negativos; com o aumento do ganho se tornavam um par complexo conjugado. Um maior aumento do ganho levava-os novamente ao eixo real, mas sempre no semiplano esquerdo do plano complexo.

Quanto aos desvios do ângulo interno em regime permanente, foi possível concluir que o ganho do controle do PS não exerce influência sobre eles.

Em seguida foram estudados três sinais de entrada para o controle do grau de compensação sendo eles as variações da corrente elétrica (ΔI), as variações da potência elétrica (ΔP_e) e as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega$), para posterior análise.

Um primeiro resultado foi que o sinal representado pelas variações da corrente elétrica fornecia maior amortecimento ao sistema, seguido pelos sinais variações da potência elétrica e variações da velocidade angular do rotor. Verificou-se ainda que mesmo com um ganho K_{aPS} relativamente pequeno, o sistema se manteve estável durante todo o processo de simulação para os três sinais de entrada do CPS. No que diz respeito ao sincronismo do sistema (avaliados pelo desvio final do ângulo interno δ), o sinal correspondente às variações da potência elétrica foi o que proporcionou o menor desvio.

Uma outra análise foi feita com o objetivo de se verificar qual o comportamento do PS quanto ao carregamento do sistema. Dos três sinais aplicados à entrada do CPS, apenas o sinal referente às variações da velocidade angular do rotor manteve o sistema estável (para o mesmo ganho da simulação anterior).

Finalmente, analisou-se a influência do ganho K_{aPS} na estabilidade do sistema MBI/PS.

Concluiu-se que para os sinais ΔI e ΔP_e o aumento de K_{aPS} não implicava necessariamente na diminuição das oscilações do sistema. Em determinada faixa de aumento do ganho, o amortecimento também aumentava. Continuando a aumentar este ganho, o amortecimento passava a diminuir, e um aumento maior ainda de K_{aPS} tornava o sistema instável.

Observou-se também que os autovalores problemáticos do sistema podiam se tornar reais e positivos para determinados valores de K_{aPS} , indicando um modo não mais oscilatório, mas sim de crescimento exponencial.

Outro fato observado foram as frequências naturais. Para os dois sinais em questão, os modos oscilatórios apresentavam valores de frequências bastante diferentes dos valores típicos dos modos eletromecânicos de oscilação.

O sinal de entrada $\Delta\omega$ para o CPS foi o que se mostrou mais comportado, promovendo aumento de amortecimento diretamente ligado com o aumento de K_{aPS} . Além disso, em nenhuma situação o sistema se tornou instável, os autovalores dominantes resultaram sempre em pares complexos conjugados, com frequências na faixa típica dos modos de oscilação eletromecânicas.

Interessante notar também que os deslocamentos dos autovalores dominantes eram bem mais lentos quando comparados com o que ocorreu quando da utilização dos outros dois sinais de entrada.

Para finalizar este trabalho foi avaliada a influência do CPS no sistema elétrico de potência através dos torques formados pelo PS. Para se analisar a formação e o comportamento destes torques, os três sinais citados anteriormente foram aplicados à entrada do controle do PS.

Definido o sinal de entrada para o CPS, o torque formado foi decomposto em parcelas de amortecimento e sincronização.

Novamente foram realizadas simulações, mantendo-se constantes os valores dos parâmetros do CPS para os três sinais de entrada considerados.

Dos resultados obtidos verificou-se que o sinal referente às variações da corrente elétrica (ΔI), produziu a maior contribuição no coeficiente de torque elétrico de amortecimento. Com relação ao sinal do controle referente às variações da potência elétrica (ΔP_e), observou-se que o mesmo teve a maior contribuição na formação de torque elétrico de sincronização.

Verificou-se também que a utilização das variações da velocidade angular do rotor ($\Delta\omega$) como sinal de entrada para o CPS, produz praticamente só torque de amortecimento, visto que $K_{S\omega}$ é desprezível quando comparado com $K_{D\omega}$. Outro fato a ser ressaltado é que dentre os sinais aplicados ao controle, foi o que menos contribuiu na formação de torque elétrico (tanto

de sincronização como de amortecimento), no sistema MBI/PS.

Sugestões para Trabalhos Futuros.

Conhecendo-se o comportamento do sistema máquina síncrona ligada a uma barra infinita (MBI) com diferentes dispositivos FACTS (Thyristor Controlled Series Compensator (TCSC), Static Var Compensator (SVC), Thyristor Controlled Phase Shifter (TCPS)) instalados, outros dispositivos poderiam ser incluídos na modelagem, como os FACTS de última geração, tal como o Compensador Avançado de Reativos (STATCON ou STATCOM), o Controlador de Fluxo de Potência Ativa e o Controlador Unificado de Fluxo de Potência (UPFC). De maneira geral, esta classe de controladores está em fase de desenvolvimento, embora a literatura apresente casos de STATCOM e UPFC em funcionamento nos EUA.

. Além disso, os sinais estabilizadores de sistemas de potência – PSS (do inglês, Power Systems Stabilizers), poderiam ser adicionados ao sistema e ajustados para se buscar um melhor desempenho para a estabilidade a pequenas perturbações.

Outro foco de estudos seria a formulação matemática com conseqüente modelagem do sistema multimáquinas com os dispositivos FACTS instalados.

Apêndice I

Modelo Convencional de Heffron & Phillips : Máquina Síncrona x Barra Infinita

Considere um sistema máquina síncrona ligada a uma barra infinita, através de uma linha de transmissão como mostra a Figura A.I.1, onde V_t e V_b são as tensões terminal e da barra infinita. I_t é a corrente terminal (corrente que circula na linha de transmissão) e P_e é a potência elétrica fornecida pela máquina síncrona. A linha de transmissão é representada por uma reatância x_e .

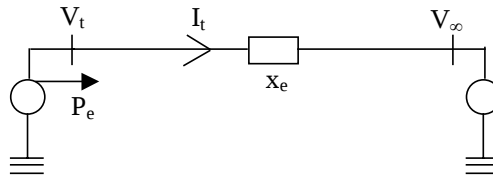


Figura A.I.1: Sistema Máquina Síncrona x Barra Infinita

Nas referências [9][10][11] é mostrado que este sistema pode ser representado por um modelo linear cujas equações e principais definições são listadas na seqüência.

- Variações do Torque Elétrico nos Terminais da Máquina Síncrona

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \quad (\text{A.I.1})$$

$$K_1 = \frac{(x_q - x'_d)}{(x'_d + x_e)} i_q V_b \sin \delta + \frac{[E'_q + (x_q - x'_d) i_d]}{(x_q + x_e)} V_b \cos \delta \quad (\text{A.I.1.a})$$

$$K_2 = \frac{(x_q + x_e)}{(x'_d + x_e)} i_q \quad (\text{A.I.1.b})$$

- Variações da Tensão Interna da Máquina Síncrona

$$T_{d0}' \Delta \overset{\circ}{E}_q = \Delta E_{fd} - K_4 \Delta \delta - \frac{1}{K_3} \Delta E_q' \quad (\text{A.I.2})$$

$$\frac{1}{K_3} = \frac{(x_d + x_e)}{(x_d' + x_e)} \quad (\text{A.I.2.a})$$

$$K_4 = \frac{(x_d - x_d')}{(x_d' + x_e)} V_b \sin \delta \quad (\text{A.I.2.b})$$

- Variações da Tensão Terminal da Máquina Síncrona

$$\Delta V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta e_q' \quad (\text{A.I.3})$$

$$K_5 = -V_b \frac{x_d'}{(x_d' + x_e)} \frac{V_q}{V_t} \sin \delta + V_b \frac{x_q}{(x_q + x_e)} \frac{V_d}{V_t} \cos \delta \quad (\text{A.I.3.a})$$

$$K_6 = \frac{V_q}{V_t} \frac{x_e}{(x_d' + x_e)} \quad (\text{A.I.3.c})$$

- Variações da Tensão de Campo da Máquina Síncrona

- (sistema de excitação representado por um bloco de primeira ordem de ganho K_r e constante de tempo T_r).

$$\Delta \overset{\circ}{E}_{fd} = -\frac{K_r}{T_r} K_5 \Delta \delta - \frac{K_r}{T_r} K_6 \Delta E_q' - \frac{1}{T_r} \Delta E_{fd} + \frac{K_r}{T_r} \Delta v_{ref} \quad (\text{A.I.4})$$

- Equações Eletromecânicas

$$\Delta \overset{\circ}{\delta} = \omega_o \Delta \omega \quad (\text{A.I.5})$$

$$\Delta \overset{\circ}{\omega} = -\frac{D}{M} \Delta \omega - \frac{K_1}{M} \Delta \delta - \frac{K_2}{M} \Delta E_q' + \frac{1}{M} \Delta T_m \quad (\text{A.I.6})$$

Representação em espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (\text{A.I.7})$$

$$\text{Vetor de estados } \mathbf{x} = [\Delta\omega \quad \Delta\delta \quad \Delta E'_q \quad \Delta E_{fd}]^t \quad (\text{A.I.7.a})$$

$$\text{Vetor de entradas } \mathbf{u} = [\Delta T_m \quad \Delta V_{ref}]^t \quad (\text{A.I.7.b})$$

$$\text{Matriz de estados } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{M} & -\frac{K_1}{M} & -\frac{K_2}{M} & 0 \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_4}{T'_{d0}} & -\frac{1}{K_3 T'_{d0}} & \frac{1}{T'_{d0}} \\ 0 & -\frac{K_r K_5}{T_r} & -\frac{K_r K_6}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.7.c})$$

$$\text{Matriz de Entradas } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_r}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{A.I.7.d})$$

Representação em Diagrama de Blocos:

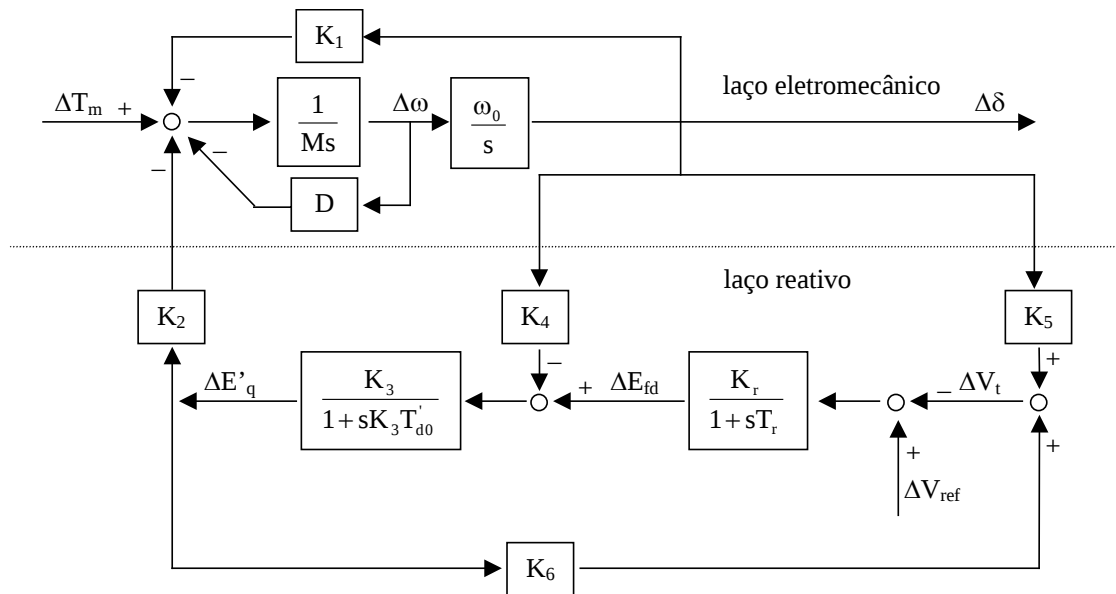


Figura A.I.2: Sistema Máquina Síncrona x Barra Infinita – Diagrama de Blocos

Apêndice II

Dados do Sistema Exemplo

Os dados são apresentados em valores pu, a não ser quando especificado.

Gerador:

$$x'_d = 0.245$$

$$x_d = 1.7$$

$$x_q = 1.64$$

$$T'_{d0} = 5.9 \text{ (s)}$$

$$D = 0.0$$

$$H = \frac{M}{2} = 2.37 \text{ (s)}$$

Linha de Transmissão:

$$R_L = 0.0$$

$$X_L = 0.4$$

Regulador de Tensão:

$$K_r = 50.0$$

$$T_r = 0.01 \text{ (s)}$$

Dados da Carga:

Em todas as simulações, fator de potência ($\cos\phi$) = 0.85 indutivo.

Apêndice III

Sistema de Coordenadas $\Delta\delta$ e $\Delta\omega$

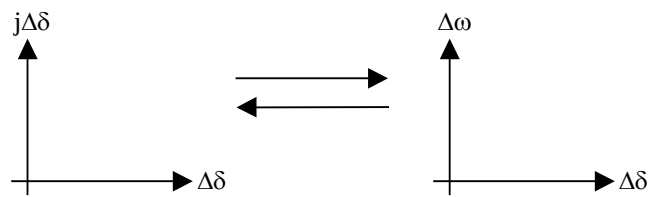


Figura A.III.1: Sistema de Coordenadas $\Delta\delta$ x $\Delta\omega$

Do diagrama de blocos da Figura 2.2 tem-se:

$$\Delta \delta = \frac{\omega_0}{s} \Delta \omega$$

Para $s = j\omega_s$, a equação acima pode ser escrita como:

$$\Delta \delta = \frac{\omega_0}{j\omega_s} \Delta \omega$$

Desta maneira, podem ser estabelecidas as relações abaixo:

$$j\Delta \delta = \frac{\omega_0}{\omega_s} \Delta \omega$$

$$j\Delta \omega = -\frac{\omega_s}{\omega_0} \Delta \delta$$

Apêndice IV

Frequência Natural Não Amortecida (ω_n) e Coeficiente de Amortecimento (ξ)

Considere um polinômio de segunda ordem, que faz parte do denominador de uma função de transferência $F(s) = Y(s) / X(s)$.

Desta forma, este polinômio pode ser colocado na forma padrão (equação (AIV.1)), cujas raízes são dadas nas equações (AIV.2-3).

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (\text{AIV.1})$$

$$s_1 = -\xi\omega_n + j \omega_n (1 - \xi^2)^{1/2} \quad (\text{AIV.2})$$

$$s_2 = -\xi\omega_n - j \omega_n (1 - \xi^2)^{1/2} \quad (\text{AIV.3})$$

Nas equações A.IV são definidos:

ξ - coeficiente de amortecimento;

ω_n - frequência natural não amortecida (rad/s).

No caso do laço eletromecânico do modelo linear MBI/PS, por comparação se obtém:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_0 K_1}{M}} \quad (\text{A.IV.4})$$

$$\xi = \frac{1}{2} \frac{-D}{\sqrt{\omega_0 K_1 M}} \quad (\text{A.IV.5})$$

Anexo I

Diagrama de Blocos – Sistema MBI/PS com Controle do Grau de Compensação

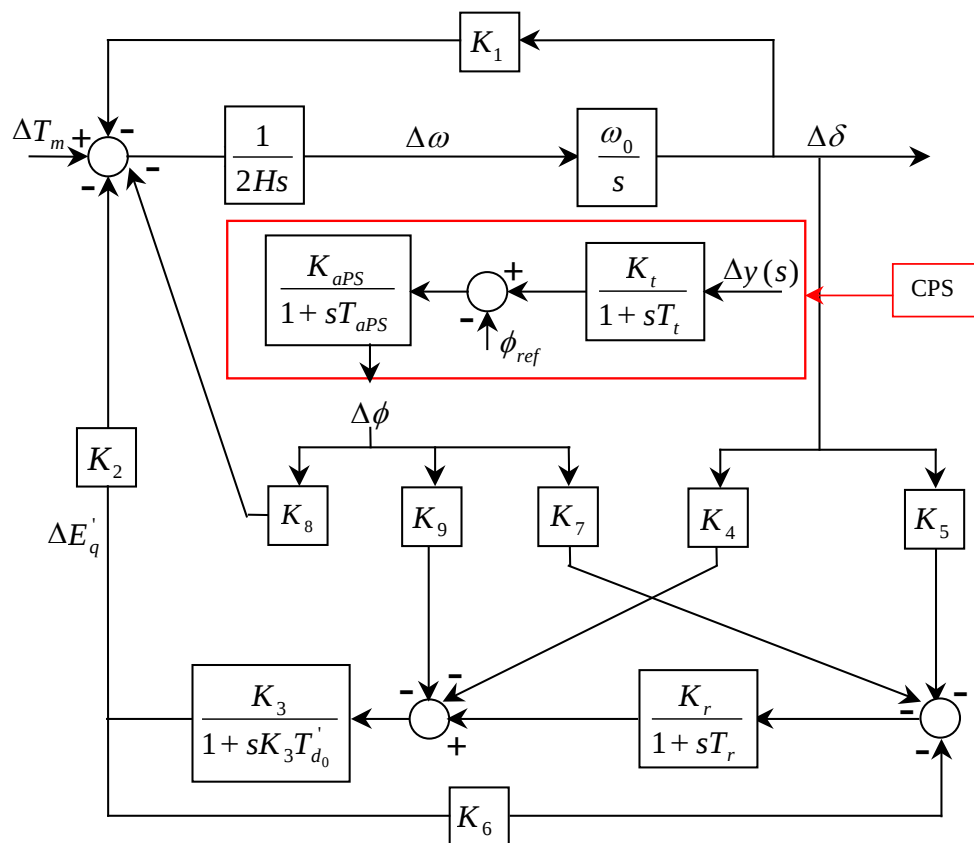


Figura AN.I.1: Diagrama de Blocos – Sistema MBI/PS com a Inclusão do Controle do PS ('CPS')

Anexo II

Artigos Publicados e Aceito para Publicação

PEREIRA, A. L. S.; SILVA, M. S.; ARAUJO, P. B. “Modelo Linear de Heffron & Phillips com a inclusão do Defasador (“Phase Shifter” (PS))”, *Anais do 3º Congresso Temático de Dinâmica e Controle da SBMAC*, Ilha Solteira, junho (2004).

PEREIRA, A. L. S.; ARAUJO, P. B. “Análise da Influência do Transformador Defasador (“Phase Shifter – PS”) na Estabilidade a Pequenas Perturbações do Sistema Elétrico de Potência”, *Anais do 4º Congresso Temático de Dinâmica e Controle da SMBAC*, Bauru, junho (2005).

PEREIRA, A. L. S.; ARAUJO, P. B., “Análise do Torque Elétrico no Sistema Máquina versus Barra Infinita Utilizando Transformador”, *6º Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission*, Mar del Plata/Argentina, Novembro 2005 (Artigo aceito).