



MELHORIA DO DESEMPENHO DE SISTEMAS FRACOS E REMOTOS
SUPRIDOS POR TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

Rodrigo Rodrigues Cabral

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Glauco Nery Taranto

Nelson Martins

Rio de Janeiro

Junho de 2015

MELHORIA DO DESEMPENHO DE SISTEMAS FRACOS E REMOTOS
SUPRIDOS POR TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

Rodrigo Rodrigues Cabral

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

Prof. Glauco Nery Taranto, Ph.D.

Eng. Nelson Martins, Ph.D.

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Eng. Fabrício Lucas Lírio, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

JUNHO DE 2015

Cabral, Rodrigo Rodrigues

Melhoria Do Desempenho De Sistemas Fracos e Remotos Supridos Por Transmissão Em Corrente Contínua / Rodrigo Rodrigues Cabral – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2015.

XVI, 111 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Glauco Nery Taranto

Nelson Martins

Dissertação (Mestrado) - UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2015.

Referências Bibliográficas: p. 100 - 101

1. CCAT. 2. HVDC. 3. Controle de frequência. 4. Sistemas fracos. I. Taranto, Glauco Nery *et al.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

“Nós somos o que fazemos repetidas vezes.”

“Portanto, a excelência não é um ato, mas um hábito.”

Aristóteles

Agradecimentos

Gostaria de agradecer primeiramente a Deus que me iluminou e me deu forças para conciliar os compromissos de trabalho com os compromissos do mestrado. Aos meus orientadores Nelson Martins e Glauco Nery Taranto que destinaram parte do seu tempo para participarem do meu trabalho. Um especial agradecimento ao professor Nelson Martins pelo apoio, dedicação, competência e atenção nas revisões e sugestões, fatores fundamentais para a conclusão deste trabalho. Aos meus colegas de faculdade e de mestrado, José Rafael Lebre e Agílio Coutinho Neto, agradeço mais uma vez, pela amizade e companheirismo. Aos meus pais Jones e Roseli e aos meus irmãos Fernanda e Pedro Henrique, por serem minha base. Gostaria de agradecer também minha noiva Juliana por compartilhar minhas frustrações e dificuldades, durante a confecção deste trabalho.

Por fim agradeço também aos meus colegas de trabalho que diretamente ou indiretamente me ajudaram a concluir esta dissertação.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

MELHORIA DO DESEMPENHO DE SISTEMAS FRACOS E REMOTOS
SUPRIDOS POR TRANSMISSÃO EM CORRENTE CONTÍNUA

Rodrigo Rodrigues Cabral

Junho/2015

Orientadores: Glauco Nery Taranto

Nelson Martins

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho propõe o uso de uma malha adicional de controle chamada de Malha de Suporte Dinâmico de Frequência – MSDF, adicionada aos controladores das duas estações conversoras CA/CC, para melhoria do desempenho dinâmico da frequência do sistema CA de menor capacidade desta interligação assíncrona ponto-a-ponto. Nestes estudos, hora a frequência do sistema receptor, hora a do emissor, é controlada através da modulação da potência do elo. As simulações se concentraram na verificação do desempenho da frequência do sistema na presença da MSDF e nos efeitos potencialmente adversos com outros equipamentos de controle de balanço carga-geração (reguladores de velocidade) e de tensão: compensadores síncronos, compensadores estáticos e sinais adicionais estabilizadores (PSS – *power system stabilizer*). Verifica-se que os benefícios da utilização da MSDF tornam-se mais significativos para o controle de frequência de sistemas emissores com presença maciça de máquinas bulbo, caso similar ao do Complexo UHE Madeira.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ENHANCEMENT OF WEAK AND REMOTE SYSTEMS FEED BY HIGH
VOLTAGE DIRECT CURRENT

Rodrigo Rodrigues Cabral

June/2015

Advisors: Glauco Nery Taranto

Nelson Martins

Department: Electrical Engineering

This work has proposed the use of an additional Dynamic control called Dynamic Frequency Support Mesh – DFSM or (MSDF), in Portuguese, added to the controllers of the two converter stations AC / DC. The main application of the DFSM was to improve the frequency dynamic performance in a smaller AC system connected directly through a HVDC link. During the simulations, the sending and receiving systems frequencies were controlled separately by modulating the HVDC link power each one at a time. The main objective of the simulation was to verify the frequency response associated to the performance of the DFSM, and the possible undesirable interactions with other control devices such as Speed Governor, Automatic Voltage Regulator, and the additional stability signals from power system stabilizers – PSS. It was possible to notice that the system frequency control was enhanced in sending end systems with substantial presence of Bulb-type synchronous generators, as can be found in the UHE Madeira Complex in Brazil.

Sumário

Capítulo 1	Introdução.....	1
1.1	Sistemas CCAT.....	1
1.2	Histórico dos Sistemas CCAT	3
1.3	Sistema LCC	3
1.4	Sistema CCC.....	5
1.5	Sistema VSC	6
1.6	Motivações.....	7
1.7	Objetivos.....	8
1.8	Estrutura do Trabalho	8
Capítulo 2	Conceitos básicos sobre elos CCAT.....	10
2.1	Transmissão em Corrente Contínua.....	10
2.1.1	Arranjo Monopolar	10
2.1.2	Arranjo Bipolar.....	11
2.2	Operação do Conversor CC	13
2.3	Falha de Comutação.....	22
2.4	Filtros CA e CC e Compensação Reativa	23
2.4.1	Filtro Passa Faixa de uma Frequência	26
2.4.2	Filtro de dupla sintonia	26
2.4.3	Filtro Passa Alta	26
2.5	Modelagem do Elo de Corrente Contínua e seus Controles	27
2.5.1	Introdução.....	27
2.5.2	Princípios Básicos de Controle.....	27
2.5.2.1	Malha de Controle de Tensão Constante.....	29
2.5.2.2	Malha de Controle de Corrente Constante	29
2.5.3	Características dos Controles.....	30

Capítulo 3	Sistemas CCAT conectados a Sistemas Fracos	34
3.1	Introdução	34
3.2	<i>Short Circuit Ratio</i> – SCR e <i>Effective Short. Circuit Ratio</i> - ESCR	36
3.3	Máxima Potência Transmitida no Elo.....	37
Capítulo 4	Esquemas de Controle de Frequência.....	40
4.1	Introdução	40
4.2	Malhas de Controle de Frequência	40
4.2.1	Controle Primário	41
4.2.2	Controle Secundário	43
4.3	Malha de Controle de Frequência em Elos CCAT	45
4.3.1	Malha de controle potência/frequência.....	46
Capítulo 5	Desempenho de malha adicional no elo CCAT para controle de frequência do sistema receptor	48
5.1	Sistema teste	48
5.2	Descrição do sistema teste	48
5.3	Testes de Equipamentos Individualizados	49
5.3.1	Teste de Máquina Térmica	50
5.3.2	Teste do Compensador Síncrono.....	52
5.3.3	Teste de Elo de Corrente Contínua.....	53
5.4	Utilização de Malha Adicional de Suporte Dinâmico de Frequência (MSDF) em elo CCAT.....	55
5.4.1	Ajuste dos ganhos do elo CCAT	55
5.4.2	Dimensionamento e configuração da MSDF.....	59
5.4.3	Verificação dos benefícios da utilização da MSDF.....	68
5.4.3.1	Perturbação composta de dois pulsos completos	69
5.4.3.2	Efeito de perturbação de dois pulsos Incompletos	72

5.4.3.3	Efeito da MSDF durante curto circuito na barra inversora do elo CCAT	74
5.4.4	Efeito na dinâmica do MSDF na utilização de equipamentos CER e CS no terminal Inversor.....	77
5.4.5	Redução dos desvios de frequência em sistemas fracos do lado do retificador.....	81
5.4.6	Controle de oscilações em sistemas fracos do lado do retificador	86
Capítulo 6 Conclusão e Trabalhos Futuros		97
6.1	Conclusão.....	97
6.2	Trabalhos Futuros	98
Referências		100
Anexos.....		102

Lista de Figuras

Figura 1-1 - Comparação de custo entre Transmissão CA e CC (Siemens, 2012).....	2
Figura 1-2 - Ponte de Tiristores de 6 pulsos.....	3
Figura 1-3 - Diagrama de Sistemas LCC típicos (Kundur, 1994).....	4
Figura 1-4 - Diagrama de um conversor com comutação capacitiva (CCC). (Tsubota, 2000).....	5
Figura 1-5 - Diagrama Simplificado da conversora CCAT- CCC.	6
Figura 2-1 - Sistema CCAT monopolar com retorno metálico ou pela terra.	11
Figura 2-2 Sistema CCAT bipolar com retorno pela terra.	12
Figura 2-3 Sistema CCAT homopolar com retorno metálico.....	12
Figura 2-4 - Sistema CCAT esquema <i>back-to-back</i>	13
Figura 2-5 - Configuração de uma ponte de Graetz.	14
Figura 2-6 - Ilustração de defasamento entre pontes de 6 pulsos.....	14
Figura 2-7 - Sequência ilustrativa de disparo de ponte de Graetz;.....	15
Figura 2-8 - Corrente Passante por cada Tiristor. (Kundur, 1994).....	17
Figura 2-9 - Corrente nas fases durante comutação.	17
Figura 2-10 - Circuito equivalente durante a comutação de duas válvulas (Kundur, 1994).....	19
Figura 2-11 - Resumo Gráfico do processo de retificação (Kundur, 1994).	20
Figura 2-12 - Consumo de Reativo em conversoras CA/CC.....	23
Figura 2-13 - Esquemas de Filtros (ABB, 2010).....	25
Figura 2-14 - Diagrama de ligação de filtros CA.	26
Figura 2-15 - Circuito equivalente do Controle (Kundur, 1994).....	27
Figura 2-16 - Curva da relação de Tensão com a corrente.....	28
Figura 2-17 - Curva V-I de regime permanente ideal.	30
Figura 2-18 - Controle do elo considerando efeitos da operação do retificador em α mínimo (Kundur, 1994).....	31
Figura 2-19 - Controle do elo considerando controle de corrente no inversor.....	32
Figura 2-20 - Exemplificação do ponto de instabilidade dos 3 pontos.	32
Figura 2-21 - Controle do elo considerando todos os controles.....	33
Figura 3-1 Desenho esquemático para cálculo de SCR e ESCR (IEEE, 1997).....	37

Figura 3-2 – Potência Máxima disponível considerando operação de elo com α e γ mínimos.....	38
Figura 3-3 - Curva de MAP e tensão para diversos valores de SCR.....	39
Figura 4-1 - Diagrama de blocos de um regulador de velocidade Isócrono.....	41
Figura 4-2 - Diagrama de blocos de um regulador de velocidade com queda de frequência.....	41
Figura 4-3 - Curva de Carga Frequência para dois valores de estatismo.....	42
Figura 4-4 - Divisão de carga em sistema com 2 máquinas e estatismo diferentes.....	42
Figura 4-5 - Sinal de Controle Secundário.....	43
Figura 4-6 - Curva Frequência x Potência com atuação dos controles primário e secundário.....	44
Figura 4-7 - Operação do CAG para Sistema de Duas Áreas.....	45
Figura 4-8 - Malha de Controle de elo CCAT para suporte da frequência do sistema emissor ou receptor.....	46
Figura 4-9 - Malha de modulação de potência de elo por desvio de potência.....	47
Figura 5-1 - Diagrama unifilar do sistema estudado (gerado pelo ANAREDE).....	49
Figura 5-2 - Modelo de Regulador de Tensão.....	49
Figura 5-3 - Modelo de Regulador de velocidade.....	50
Figura 5-4 - Desempenho do regulador de tensão de gerador em vazio para degrau de 1 % aplicado na referência de tensão.....	51
Figura 5-5 - Desempenho da tensão de campo da excitatriz de gerador em vazio para degrau de 1 % aplicado na referência de tensão.....	51
Figura 5-6 – Potência elétrica da máquina térmica conectada á barra infinita após a aplicação de um degrau de 1 % na sua referencia de potencia.....	52
Figura 5-7 - Potência da máquina térmica em ilha geração-carga, após aplicação de degrau de 1 % na carga.....	52
Figura 5-8 - Desempenho do compensador Síncrono com regulador de tensão incorporando ou não o bloco de redução de ganho transitório.....	53
Figura 5-9 - Degrau de 1 % na referência de potência do elo CCAT.....	53
Figura 5-10 - Potência no elo CCAT após curto-circuito.....	54
Figura 5-11 - Corrente no elo CCAT após curto-circuito.....	54
Figura 5-12 – Comportamento da carga da barra 60 após aplicação de degrau de 5 % no seu valor inicial.....	56

Figura 5-13 – Comportamento dinâmico das tensões, corrente e potência CC do elo CCAT durante o aumento de carga.	56
Figura 5-14 - Ângulos de disparo nas conversoras Retificadora e Inversora.	57
Figura 5-15 – Potência transmitida no elo CCAT após aplicação de pulso na ordem de corrente do elo CCAT.....	58
Figura 5-16 - Diagrama de Blocos do Stab50.	59
Figura 5-17 - Diagrama de Blocos da versão inicial da MSDF	60
Figura 5-18 - Diagrama de Blocos da segunda versão da MSDF	60
Figura 5-19 - Desempenho das versões 1 e 2 da MSDF durante trem de pulso de carga na barra 60 do sistema receptor.	61
Figura 5-20 - Desempenho da versão 2 e da versão final da MSDF durante trem de pulso de carga na barra 60 do sistema receptor.	61
Figura 5-21 - Diagrama de Blocos final da MSDF.	61
Figura 5-22 – Variação da carga na barra 60 para ajuste otimizado dos ganhos KI, KP da MSDF.	63
Figura 5-23 - Potência no elo CCAT para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.....	64
Figura 5-24 - Potência Elétrica no gerador termelétrico para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.	64
Figura 5-25 - Potência mecânica no gerador térmico para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.	65
Figura 5-26 - Frequência na barra do inversor para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.	65
Figura 5-27 - Ângulo no Retificador.	66
Figura 5-28 - Ângulo no inversor.	67
Figura 5-29 - Tensão na barra inversora.....	67
Figura 5-30 - Perturbação de dois pulsos completos na carga do sistema na forma de trem de pulsos.....	69
Figura 5-31 – Comparação da potência elétrica injetada pelo elo e pela UTE.	70
Figura 5-32 - Variação da frequência no sistema receptor na presença e ausência da MSDF para dois pulsos completos de carga.....	70
Figura 5-33 - Comparação entre ângulos de disparo e magnitude de tensão do retificador e inversor na presença e ausência da MSDF.	71
Figura 5-34 - Perturbação de 2 pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulsos.	72

Figura 5-35 - Potência no elo durante perturbação de dois pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulso.	73
Figura 5-36 - Potência elétrica na barra 90 durante perturbação de dois pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulso.	73
Figura 5-37 - Variação da frequência no sistema receptor na presença e ausência da MSDF para dois pulsos incompletos de carga	74
Figura 5-38 - Comparação da tensão do terminal receptor do elo CCAT durante curto circuito na presença e ausência da MSDF.	74
Figura 5-39 - Comparação do desempenho da potência transmitida no elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.	75
Figura 5-40 - Comparação do desempenho do ângulo alfa do elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.	76
Figura 5-41 - Comparação do desempenho da frequência do lado receptor do elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.	76
Figura 5-42 - Evento de simulação para comparação CER x CS.	78
Figura 5-43 - Comparação de fluxo de potência no elo SVC x CS.	78
Figura 5-44 - Frequência no sistema receptor comparação SVC e CS.	79
Figura 5-45 - Tensões das barras sistema com SVC e CS.	79
Figura 5-46 - Ângulos nos Conversores, comparação SVC e CS.	80
Figura 5-47 - Comportamento dinâmico das potências elétricas do elo e da máquina térmica.	80
Figura 5-48 - Potência Reativa Fornecida pelo CS e pelo CER.	81
Figura 5-49 - Diagrama Anarede do sistema Simulado.	82
Figura 5-50 - Desempenho de frequência no sistema CA do retificador.	83
Figura 5-51 - Ângulos do retificador e inversor.	84
Figura 5-52 - Tensão no terminal retificador.	84
Figura 5-53 - Potência no elo e na máquina bulbo.	85
Figura 5-54 - Potência reativa fornecida pela máquina térmica.	85
Figura 5-55 - Reativo consumido na conversora do retificador.	86
Figura 5-56 - Diagrama ANAREDE do sistema emissor com o conjunto de máquinas Bulbo representados por duas máquinas equivalentes.	87
Figura 5-57 - Comportamento das frequências de máquinas sem a presença da MSDF e PSS.	88
Figura 5-58 - Ângulos de carga das duas máquinas Bulbo.	88

Figura 5-59 - Tensão da Barra AC emissora (barra 10) do elo CCAT após perturbação.	89
Figura 5-60 - Potência transmitida pelo elo CCAT após aplicação de degrau de potência mecânica nas duas máquinas bulbo no lado emissor.....	89
Figura 5-61 - Diagrama de controle da Malha MSDF com dupla alimentação.	90
Figura 5-62 - Potência transmitida no Elo CCAT após perturbação.	90
Figura 5-63 - Ângulos de Disparo das conversoras do elo CCAT após perturbação.....	91
Figura 5-64 - Tensão da barra de alta da usina geradora tipo Bulbo após perturbação..	91
Figura 5-65 - Tensão na Barra AC retificadora do elo CCAT.	92
Figura 5-66 - Comparação de frequências com e sem a MSDF.	92
Figura 5-67 - Frequência no sistema emissor com a MSDF.	93
Figura 5-68 - Comparação dos ângulos de máquinas com e sem MSDF.....	93
Figura 5-69 - Diagrama do PSS derivado da velocidade do rotor de uma máquina.	94
Figura 5-70 - Diagrama de blocos do PSS derivado da diferença das velocidades dos rotores das duas máquinas.	94
Figura 5-71 - Comparação da potência transmitida no elo, com e sem PSSs e sempre na presença da MSDF.	94
Figura 5-72 - Ângulos de disparo no elo CCAT.	95
Figura 5-73 - Tensão no terminal CA do lado emissor do elo CCAT.....	95
Figura 5-74 - Comparação da dinâmica da frequência das máquinas bulbo do sistema emissor.....	96

Lista de Siglas

CA - Corrente Alternada

CC - Corrente Contínua

CCAT - Corrente Contínua em Alta Tensão

HVDC - *High Voltage Direct Current*

HVAC *High Voltage Alternating Current*

EAT – Extra Alta Tensão

FACTS – *Flexible AC Transmission System*

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*

LCC - *Line Commutated Converter*

VSC - *Voltage Sourced Converter*

LT – Linha de Transmissão

CC – Capacitor de Comutação

SCR – *Short Circuit Ratio*

MAP – *Maximum Available Power*

CAG - Controle Automático de Geração

ESCR - *Effective Short Circuit Ratio*

MAP – *Maximum Available Power*

SVC - *Static Var Compensator*

Capítulo 1 Introdução

1.1 Sistemas CCAT

Os sistemas de transmissão de energia em corrente contínua em alta tensão - CCAT surgiram da necessidade de transmissão de grandes blocos de energia por grandes distâncias.

Algumas das vantagens da tecnologia CCAT são: possibilidade de conexão de dois sistemas de frequências diferentes (interligação assíncrona); os valores de indutância e capacitância da linha não limitam a capacidade de transmissão de potência; não existe efeito pelicular no cabo; imunidade a flutuações lentas de ângulo, tensão, frequência e impedância do lado CA. Além de, representar a única solução técnico-econômica para transmissões diretas maiores de 400 km.

Entretanto, esses sistemas só se tornam vantajosos quando o custo extra dos equipamentos terminais CC é superado pelo menor custo de construção de linhas de transmissão (Stevenson, 1974). Ao analisar o custo de construção de sistemas CA e CC observa-se que as inclinações das retas de investimentos são bem diferentes, a transmissão por corrente contínua apresenta uma inclinação muito menor devido ao menor custo por quilômetro das linhas CC como apresentado na **Figura 1-1**. Quando se custeia linhas CA, o custo da compensação reativa intermediária tem que ser levada em consideração (Siemens, 2012).

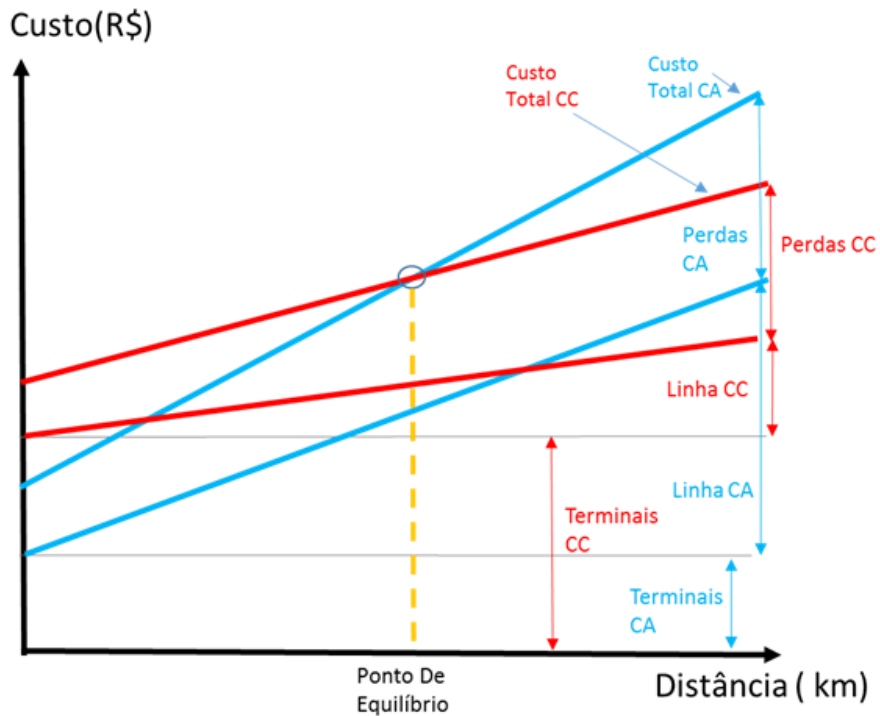


Figura 1-1 - Comparação de custo entre Transmissão CA e CC (Siemens, 2012).

Da Figura 1-1 observa-se que sistemas de transmissão ponto-a-ponto CA, ao serem comparados com sistemas CC, apresentam menor custo de instalação das estações terminais, maiores custos de instalação de torres e linhas e maiores perdas. O ponto de equilíbrio, sinalizado em amarelo na figura, corresponde à distância em que os custos das duas tecnologias se igualam e, para distâncias maiores, a transmissão CCAT torna-se cada vez mais vantajosa.

Este ponto de equilíbrio normalmente acontece entre 500 e 800 km de distância, dependendo de muitos outros fatores como especificação de equipamentos por norma do país, taxas de lucratividade financeira desejada, perdas e valor inicial de investimento.

1.2 Histórico dos Sistemas CCAT

O primeiro sistema CCAT (Corrente Contínua em Alta Tensão) foi criado durante a Segunda Guerra Mundial, porém devido ao grande conflito, não chegou a entrar em operação. A primeira aplicação comercial foi construída para o suprimento da ilha de Gotland, na Suécia, em 1954.

Com o advento das válvulas tiristorizadas a transmissão CCAT tornou-se mais atrativa. O primeiro sistema com essas válvulas foi o de *Nelson River*, comissionado em 1972, formando uma conexão *back-to-back* de 320 MW conectando as províncias de *New Brunswick e Quebec*, no Canadá (Kundur, 1994).

1.3 Sistema LCC

Como citado anteriormente, a criação dos dispositivos semicondutores de alta potência viabilizou a disseminação de projetos de transmissão em corrente contínua. Em especial as válvulas tiristorizadas foram as mais utilizadas para a configuração LCC (*Line Commutated Converter*) ou, em Português, conversora com comutação natural de carga.

Normalmente a configuração LCC consiste de um conjunto de pontes de Graetz ou ponte completa de tiristores como mostrado na Figura 1-2.

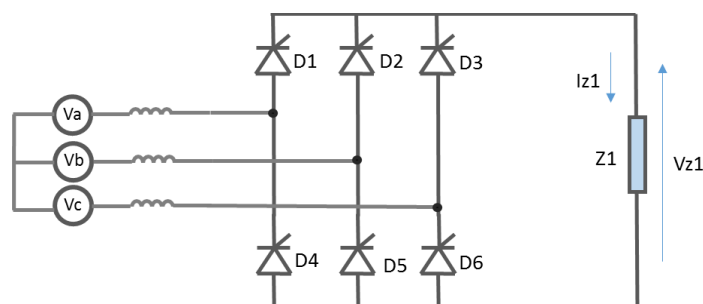


Figura 1-2 - Ponte de Tiristores de 6 pulsos.

No Brasil, os maiores exemplos de transmissão em corrente contínua utilizando LCC são as duas linhas de Itaipu, interligando a usina em Foz do Iguaçu com a estação de Ibiúna em São Paulo (800 km extensão) e as duas linhas de transmissão do Projeto do Rio Madeira, que interliga as usinas de Santo Antônio e Jirau, em Porto Velho, à estação de Araraquara, em São Paulo. Estes empreendimentos de corrente contínua são

projetadas com bipolos de ± 600 kV e possuem a mesma capacidade de transmissão: 3150 MW, como pode ser encontrado em (DOYLE, *et al.*, 2012) e (Itaipu, 2014).

Além destes, o projeto Belo Monte, atualmente em construção, interligando Xingu à Estreito – Minas Gerais, Xingu à Nova Iguaçu, Rio de Janeiro e o projeto Tapajós, ainda sem pontos de conexão definidos, mas já projetados com bipolos de ± 800 kV.

A Figura 1-3 apresenta um diagrama simplificado típico de um sistema baseado em LCC.

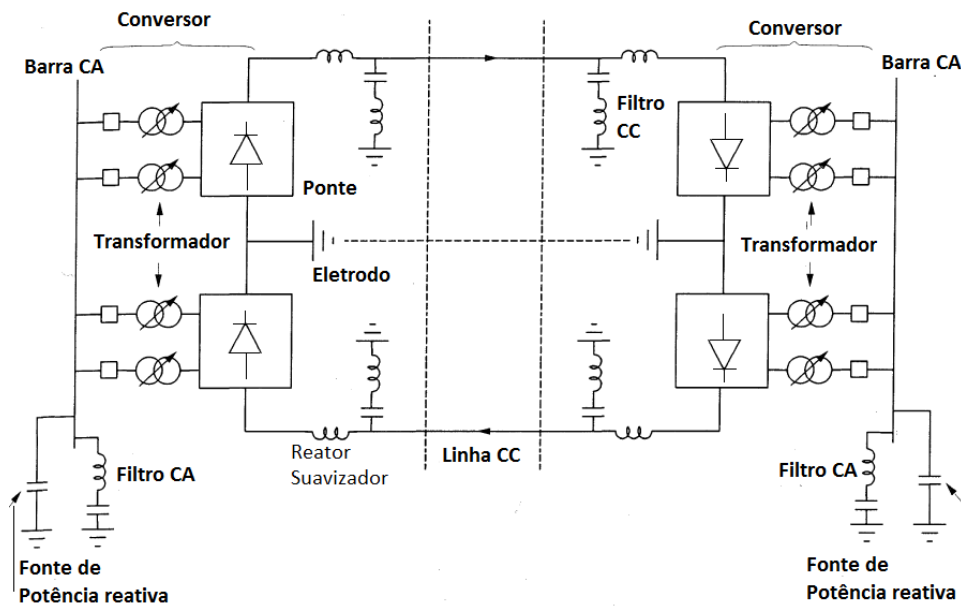


Figura 1-3 - Diagrama de Sistemas LCC típicos (Kundur, 1994).

Na Figura 1-3 observam-se filtros CA e filtros CC para eliminar harmônicos produzidos pelos conversores, e um reator de alisamento (reator Suavizador) para reduzir as variações bruscas de corrente.

Uma das principais características do conversor tipo LCC é seu ótimo desempenho para falhas na linha de corrente contínua, pelo fato de operar como fonte de corrente com capacidade de rápida interrupção. Além disso, a capacidade de condução de corrente de tiristores ainda é muito maior do que a de outros tipos de chaves autocomutadas, como os IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*).

1.4 Sistema CCC

A grande maioria dos sistemas de transmissão em corrente contínua são de comutação natural pela linha (LCC). Sua arquitetura já se provou muito robusta e econômica. Entretanto, ela requer uma grande quantidade de compensação reativa para operar. Esta potência é suprida pelos filtros CA e bancos de capacitores instalados nas subestações terminais.

Outra característica indesejável da transmissão CCAT com comutação natural é a redução da margem de comutação na subestação inversora quando a tensão do lado CA cai ou a corrente CC cresce e a geração de harmônicos de baixa ordem ser significativa (Tsubota, 2000).

Os conversores com comutação capacitiva (CCC) tem uma topologia similar ao conversor de comutação natural (LCC) no que concernem as pontes de tiristores. A diferença reside nos 3 capacitores adicionados em série, sendo um por fase entre o transformador e a ponte de tiristores, Figura 1-4. Estes capacitores são conhecidos pelo nome de capacitor de comutação (CC).

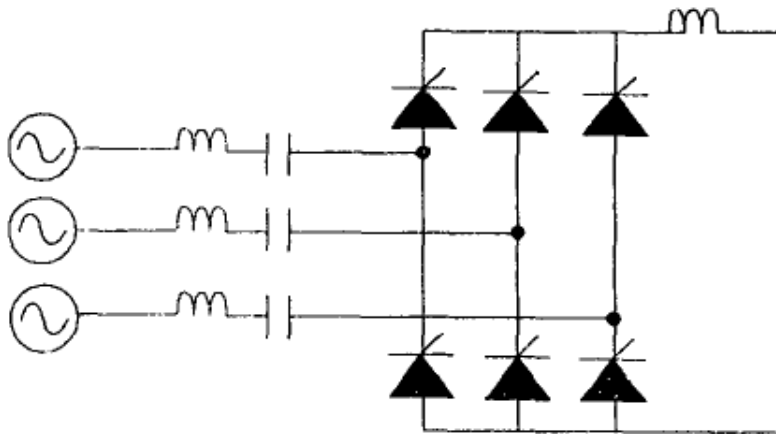


Figura 1-4 - Diagrama de um conversor com comutação capacitiva (CCC). (Tsubota, 2000)

Devido ao capacitor de comutação, o CCAT - CCC tem um aumento significativo em sua faixa operativa. Isto é especialmente efetivo no lado da estação inversora, pois diminui-se muito o risco de falha de comutação.

Portanto, os sistemas CCC permitem reduzir o consumo de potência reativa da conversora e os riscos de falha de comutação, reduzindo a necessidade da compensação capacitiva shunt. Os sistemas CCC, portanto, apresentam a vantagem do aumento de estabilidade do sistema a um baixo custo.

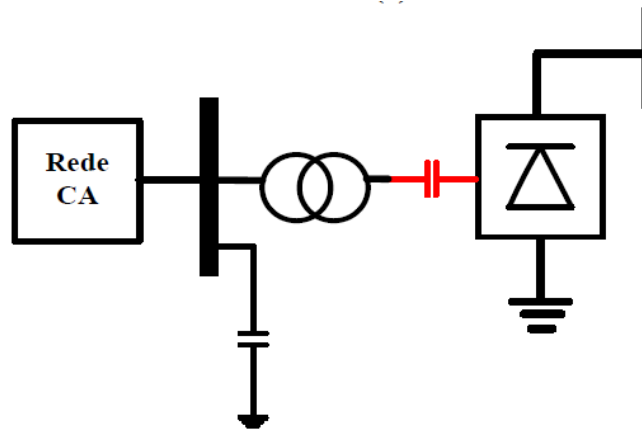


Figura 1-5 - Diagrama Simplificado da conversora CCAT- CCC.

Basicamente o CCAT – CCC tem um capacitor em série entre o transformador e a ponte de Graetz. A tensão de comutação da ponte torna-se a soma da tensão do lado AC com a tensão entre os terminais do capacitor série. Esta combinação torna a tensão nas pontes conversoras maiores que no CCAT-LCC.

Outro aspecto importante a se observar é que em função da tensão adicional de comutação fornecida pelos capacitores série à ponte de tiristores, a conversora CCAT-CCC apresenta um reduzido ângulo de extinção, com conseqüente redução do consumo de potência reativa no lado CA. Deste modo, os filtros CA tornam-se menores, o que, por sua vez, permite que a qualidade deles seja melhorada sem maior impacto nos custos (Balzer, 2001).

1.5 Sistema VSC

A tecnologia mais recente para transmissão de potência em corrente contínua é o conversor fonte de tensão - VSC (*Voltage Source Converter*) que ao contrário dos sistemas anteriormente citados se comporta como uma fonte de tensão e não de corrente. Isto é obtido através da utilização de IGBTs em vez de tiristores. Lista-se

abaixo as características de desempenho da tecnologia VSC, comparando-a também com a tecnologia LCC (CIGRE, 2005):

- o conversor VSC pode ser conectado a redes fracas, como aquelas associadas a fontes alternativas de energia, ou mesmo a redes sem fontes;
- não é necessário definir um limite mínimo de corrente para o controle do VSC;
- é possível controlar a potência reativa de cada terminal, independentemente da potência ativa transmitida, desde que se respeitem os limites do conversor VSC;
- filtros passivos são suficientes para reduzir as distorções harmônicas do lado CA, pois os harmônicos gerados são de ordem muito maior;
- o espaço ocupado por estações VSC é geralmente menor do que o de estações LCC, pois os filtros para alta frequência são menores.
- as perdas nas estações VSC são maiores que aquelas das LCC devido à maior frequência de chaveamento;
- sua capacidade máxima de transmissão ainda é consideravelmente menor.

Além disso, o conversor VSC não tem capacidade de interrupção de curtos-circuitos no lado CC do sistema, dependendo da atuação da proteção CA, pois não existem disjuntores CC eficazes e economicamente viáveis no mercado. Na literatura já são encontrados trabalhos que abordam disjuntores CC (Callavik, 2012).

O desenvolvimento da tecnologia de conversores VSC viabilizou um controle das válvulas mais rápido. Um dos novos recursos comparados com os sistemas LCC e CCC é a possibilidade de controle tanto do fluxo de potência real MW como também da potência reativa, e o nível de tensão em ambos os lados de conexão. Eles também têm capacidade de ser utilizados na alimentação de sistemas desenergizados, após blecaute (black start). Atualmente a potência máxima de estações conversoras VSC está na faixa de 1200 MW, o que são ainda valores reduzidos se comparados aos sistemas LCC convencionais. Novas aplicações incluem conexões de grandes fazendas eólicas *offshore* e o suprimento de redes fracas.

1.6 Motivações

Em função dos grandes empreendimentos de geração hidroelétrica na região amazônica, tais como as usinas do Rio Madeira, Belo Monte e futuramente a usina de São Luiz de

Tapajós, todas muito distantes dos centros consumidores, houve uma busca por tecnologias de transmissão de energia mais eficientes. Sendo estas transmissões de energia, sobretudo, de natureza ponto a ponto, a tecnologia de corrente contínua mostrou-se a solução mais eficaz e economicamente viável. Portanto, estudar recursos de controle que garantam a melhor utilização destas tecnologias tornou-se atrativo.

1.7 Objetivos

O objetivo do presente trabalho é dimensionar e analisar o funcionamento de uma malha de suporte dinâmico de frequência (MSDF) atuando na modulação de potência do elo de corrente contínua em sistemas fracos e/ou remotos, a fim de assegurar a manutenção da frequência.

1.8 Estrutura do Trabalho

Este trabalho está assim estruturado:

- Capítulo 1: “Introdução” – Neste capítulo é apresentada uma breve descrição das principais tecnologias de transmissão de corrente contínua que serão abordadas durante o desenvolvimento da dissertação.
- Capítulo 2: “Conceitos Básicos sobre elos CCAT” – Neste capítulo são apresentadas as principais configurações de elos de corrente contínua, os seus diversos componentes, seu equacionamento matemático e a lógica do controle convencional do elo CCAT.
- Capítulo 3 - “Sistemas CCAT em sistemas fracos” – Neste capítulo são apresentados os principais problemas operativos que surgem quando conversoras CCAT encontram-se conectadas a sistemas AC fracos, ou seja, com baixo nível de curto circuito.
- Capítulo 4 – “Esquemas de Controle de Frequência” – Neste capítulo são apresentados os principais métodos de controle de frequência de sistemas elétricos.
- Capítulo 5 – “Desempenho de malha adicional no elo CCAT para controle da frequência de sistemas emissores ou receptores” – Neste capítulo são apresentados os resultados de diversas simulações dinâmicas, visando a análise

da atuação da malha de controle de frequência no sistema emissor ou receptor de um elo de corrente contínua. Dois sistemas teste são propostos e utilizados para atingir este objetivo.

- Capítulo 6 – “Conclusão e Trabalhos Futuros” – Neste trabalho são apresentadas as conclusões do trabalho e sugestões para futuros trabalhos.

Capítulo 2 Conceitos básicos sobre

elos CCAT

2.1 Transmissão em Corrente Contínua

A transmissão em corrente contínua em alta tensão (CCAT ou HVDC) é uma alternativa à transmissão EAT (extra-alta tensão ou HVAC - *high voltage alternating current*). A transmissão em corrente alternada tem a característica de geração de potência reativa nas linhas. Essa por sua vez é proporcional à distância da linha e tem o efeito de aumentar o nível de tensão. Devido a isso, a distância máxima entre duas subestações interligadas por uma linha CA normalmente é limitada, tomando linhas de 500 KV, por exemplo, que são limitadas a 400 km.

Ao contrário das linhas CA, as linhas em corrente contínua (CC) não geram potência reativa. Desta forma, sistemas em corrente contínua podem interligar regiões muito distantes sem a necessidade de subestações intermediárias.

Existem alguns arranjos básicos de transmissão em corrente contínua que podem ser classificados (Kundur, 1994) como:

- Monopolar;
- Bipolar;
- Homopolar e
- *Back-to-Back*.

2.1.1 Arranjo Monopolar

O arranjo de transmissão de corrente contínua monopolar é apresentado na Figura 2-1. Nele é utilizado um condutor metálico para transmissão de potência, normalmente sendo de polaridade negativa. Nestas condições o retorno de corrente pode ser efetuado pela terra, pela água ou por um condutor metálico. Esta última alternativa geralmente é utilizada em situações onde a resistividade da terra é elevada ou devido à existência de estruturas metálicas na vizinhança dos elétrodos de terra. Esta configuração de operação

é adotada normalmente por limitações orçamentárias de projeto ou quando existam estágios de entrada em operação do elo, sendo então esta configuração a 1ª etapa de entrada em operação de um arranjo bipolar.

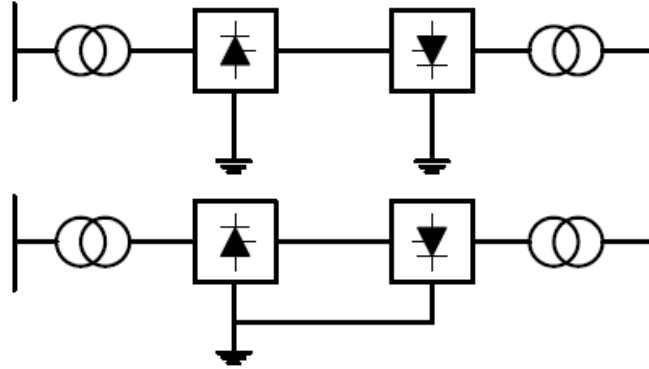


Figura 2-1 - Sistema CCAT monopolar com retorno metálico ou pela terra.

2.1.2 Arranjo Bipolar

O arranjo de transmissão de corrente contínua bipolar é apresentado na Figura 2-2.

Nesta configuração são utilizados dois condutores para transmissão de potência, um por polo, sendo um deles de polaridade positiva e o outro de polaridade negativa. Nesta configuração cada terminal tem as mesmas relações de tensão, operando normalmente em equilíbrio de transmissão de potência. O aterramento entre as conversoras é realizado em uma ou em ambas as extremidades.

Esta configuração permite a cada polo operar de forma independente, possibilitando processos de manutenção mais eficientes. Este arranjo é essencialmente igual a dois arranjos monopolares.

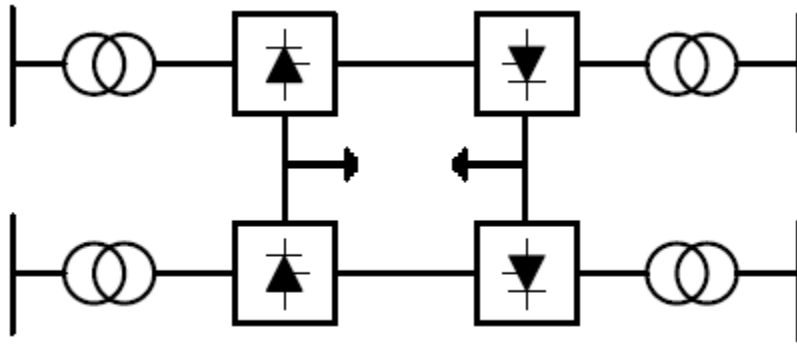


Figura 2-2 Sistema CCAT bipolar com retorno pela terra.

2.1.3 Arranjo Homopolar

O arranjo de transmissão de corrente contínua Homopolar é apresentado na Figura 2-3.

Nesta configuração o elo possui um ou mais conversoras com a mesma polaridade, usualmente a negativa. Isto devido ao reduzido efeito de rádio interferência oriundo de efeito corona que a polaridade negativa apresenta frente à polaridade positiva. Diferente da configuração Bipolar a configuração Homopolar sempre apresenta corrente de retorno. Deste modo, dependendo da região geográfica situada entre as conversoras esta característica pode ter efeitos nocivos como, por exemplo, corrosão de instalações de óleo e gás e estruturas metálicas. Logo, essa configuração operativa não é normalmente permitida.

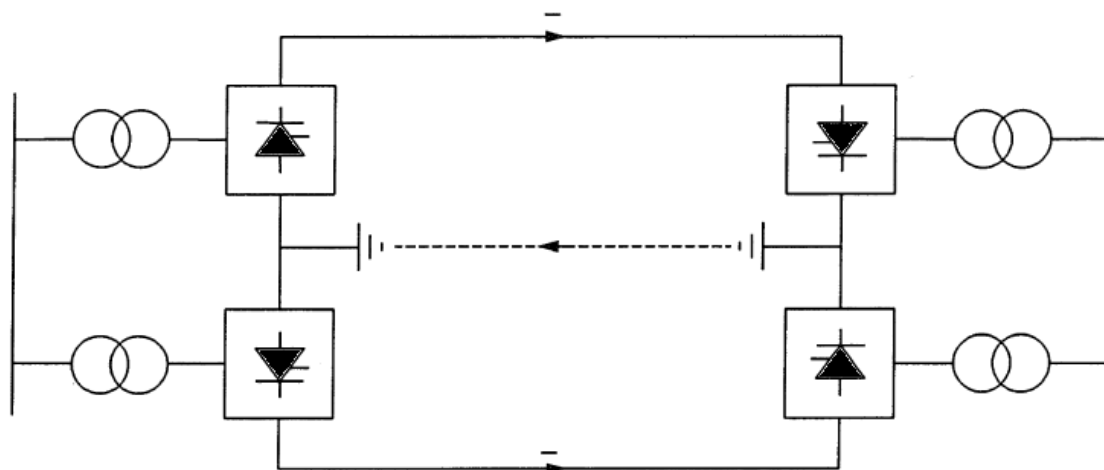


Figura 2-3 Sistema CCAT homopolar com retorno metálico.

2.1.4 Arranjo *Back-to-Back*

O arranjo de uma estação de corrente contínua *back-to-back* é apresentado na Figura 2-4.

Nesta configuração o elo é usualmente construído com o arranjo monopolar. Podendo ser montado de forma unitário ou de diversos blocos monopolares em paralelo, onde cada um tem o seu sistema CC. Neste arranjo as estações conversoras retificadora e inversora ficam na mesma subestação, pois o propósito desta configuração é a conexão de sistemas assíncronos.

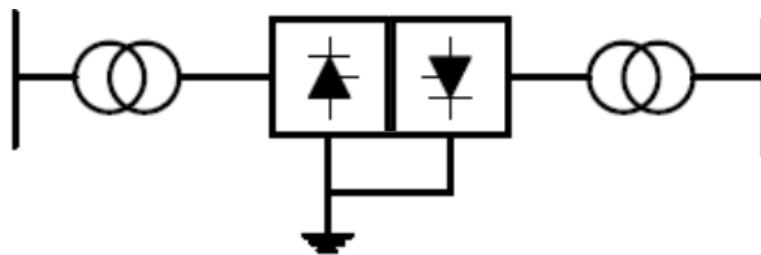


Figura 2-4 - Sistema CCAT esquema *back-to-back*.

2.2 Operação do Conversor CC

A operação de um conversor de corrente contínua com comutação natural (LCC) baseia-se no funcionamento da ponte de tiristores de 6 pulsos ou ponte de Graetz Figura 2-5.

Conceitualmente o nível de tensão CC será sempre igual ou menor que a tensão CA de pico, desta forma, só é possível obter níveis de tensão maiores que o da rede através da conexão série de diversas pontes de Graetz.

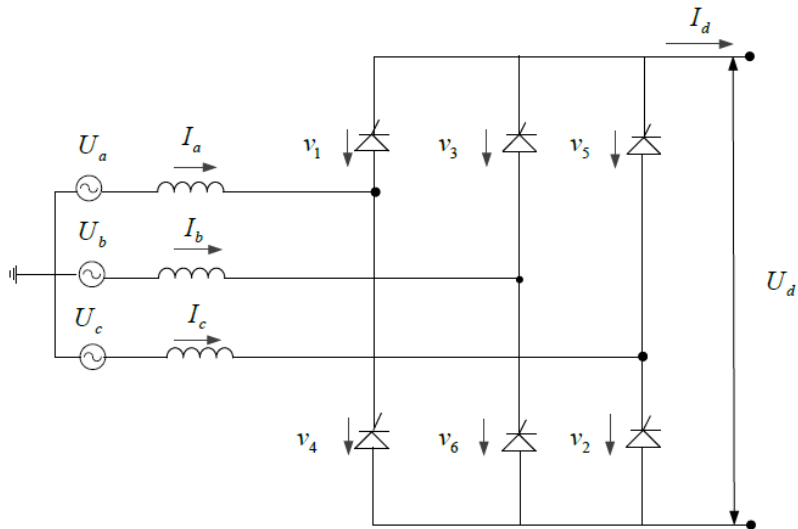


Figura 2-5 - Configuração de uma ponte de Graetz.

Quando esta associação em série é interessante, costuma-se defasar as tensões entre as fases das pontes em trinta graus resultando em uma tensão retificada com menor conteúdo harmônico. Nestas condições o resultado é uma onda 12 pulsos. O defasamento de trinta graus da tensão é obtido através das conexões y – delta e y – y dos transformadores conversores. Esta ligação é apresentada na Figura 2-6.

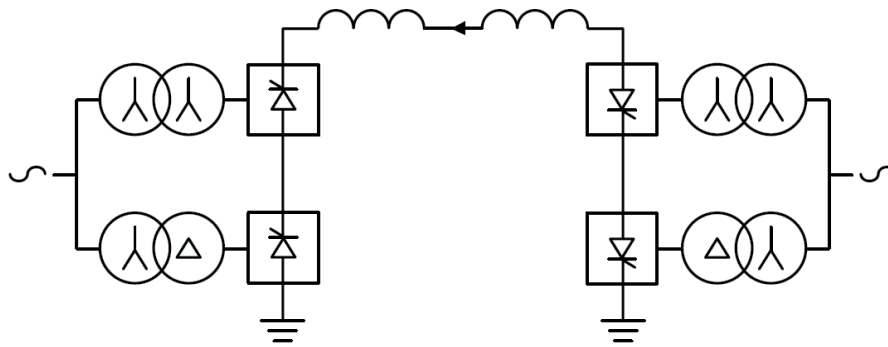


Figura 2-6 - Ilustração de defasamento entre pontes de 6 pulsos.

Na Figura 2-5, ilustra-se o fato de que a ponte retificadora CA/CC é composta por dispositivos semicondutores (tiristores). Estes por sua vez tem a capacidade de controlar o início da condução de corrente. Esta condução só acontece quando o tiristor é polarizado com tensão direta, ou seja, do anodo para o catodo. Esta é a chave do controle do nível de tensão CC dos conversores.

Devido às exigências de polarização direta dos tiristores e de condução somente em um sentido, para se realizar o processo oposto de conversão CC/CA (inversão), é necessário que se inverta a ponte de tiristores como na Figura 2-6.

O início de condução de corrente nos tiristores é determinado pelo ângulo de disparo α , que é medido do ponto de início de polarização direta do tiristor (30°) até o momento de disparo. A malha de controle rápido da tensão CC pela conversora se dá, portanto pelo controle do ângulo de disparo.

Nestas condições o valor máximo da tensão retificada é alcançado quando o ângulo de disparo é zero, reduzindo à medida que o ângulo aumenta até o ponto que alcança 90° quando atinge valor zero, se tornando negativo para valores maiores de ângulo. A Figura 2-7 ilustra o ângulo de disparo e a tensão CC resultante do processo de retificação.

Além disso, ressalta-se que o ângulo de disparo é medido do ponto de interseção de uma onda com a outra (30°) e não da passagem por zero. Essa observação é importante para Transmissão de Corrente Contínua com comutação Forçada (CCC) onde o deslocamento de fase da tensão oriundo do capacitor série possibilita a operação com ângulos negativos.

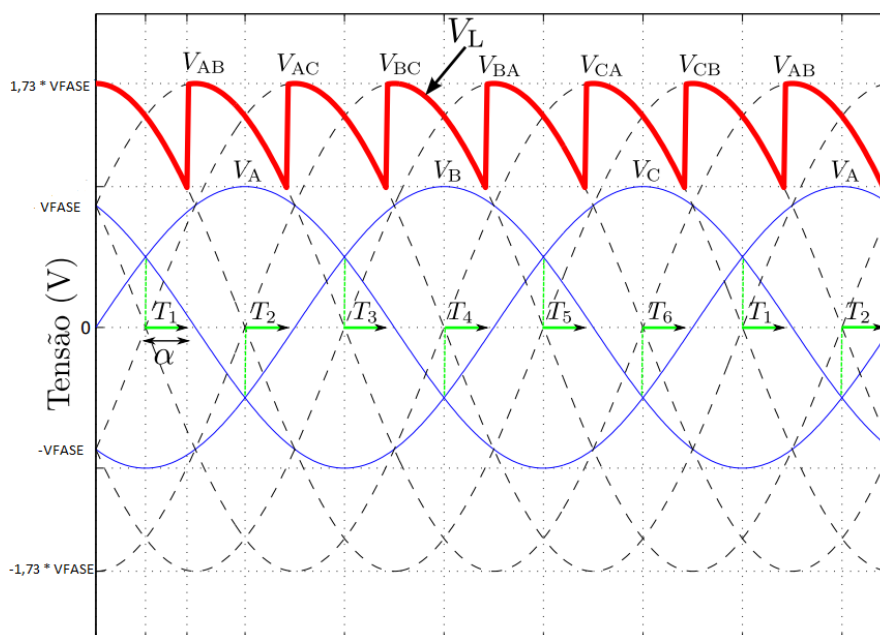


Figura 2-7 - Sequência ilustrativa de disparo de ponte de Graetz;

De forma geral, a sequência de disparo dos tiristores identificados na Figura 2-5 É: 12, 123, 23, 234, 34, 345, 45, 456, 56, 561, 61 e 612, onde cada tiristor permanece conduzindo durante 120° elétricos de cada ciclo.

Desenvolvendo o valor da tensão CC média máxima (V_{d0}) (α igual a zero) obtemos a seguinte relação:

$$\begin{aligned}
 V_{d0} &= \frac{3}{\pi} \int_{-60^\circ}^0 V_{AB} d\theta \\
 V_{d0} &= \frac{3}{\pi} \int_{-60^\circ}^0 \sqrt{3}V_{fase} \cos(\theta - 30^\circ) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{fase} 2 \sin 30^\circ = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{fase}
 \end{aligned} \tag{1}$$

e considerando o ângulo de disparo teríamos.

$$\begin{aligned}
 V_L &= \frac{3}{\pi} \int_{-(60^\circ - \alpha)}^\alpha (V_{AB}) d\theta = \int_{\alpha - 60^\circ}^\alpha \sqrt{3}V_{fase} \cos(\theta + 30^\circ) d\theta = \\
 &= V_{d0} \int_{\alpha - 60^\circ}^\alpha \cos(\theta + 30^\circ) d\theta = V_{d0} \sin(\theta + 30^\circ) \Big|_{\alpha - 60^\circ}^\alpha \\
 &= V_{d0} [\sin(\alpha + 30^\circ) - \sin(\alpha - 30^\circ)] \\
 &= V_{d0} (2 \sin 30^\circ) \cos \alpha = V_{d0} \cos \alpha
 \end{aligned} \tag{2}$$

da equação (2), conclui-se que o ângulo de disparo atua como um redutor da tensão CC média máxima, apresentando tensão:

- Positiva para: $0^\circ \leq \alpha < 90^\circ$;
- Zero para: $\alpha = 90^\circ$ e
- Negativo para $90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$.

No cálculo da tensão média foi considerada uma variação instantânea entre válvulas como na Figura 2-8. Entretanto, o processo de comutação entre válvulas apresenta o comportamento da Figura 2-9.

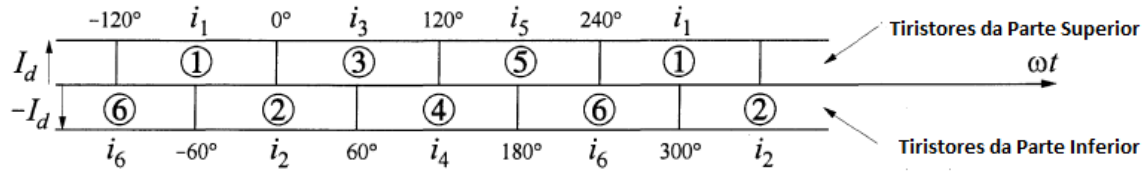


Figura 2-8 - Corrente Passante por cada Tiristor. (Kundur, 1994)

Devido às características indutivas dos componentes da rede e do retificador a corrente passante em uma válvula não consegue variar bruscamente, como simplificada apresentada na Figura 2-9. Portanto, durante este período de comutação entre válvulas existem 3 válvulas conduzindo simultaneamente.

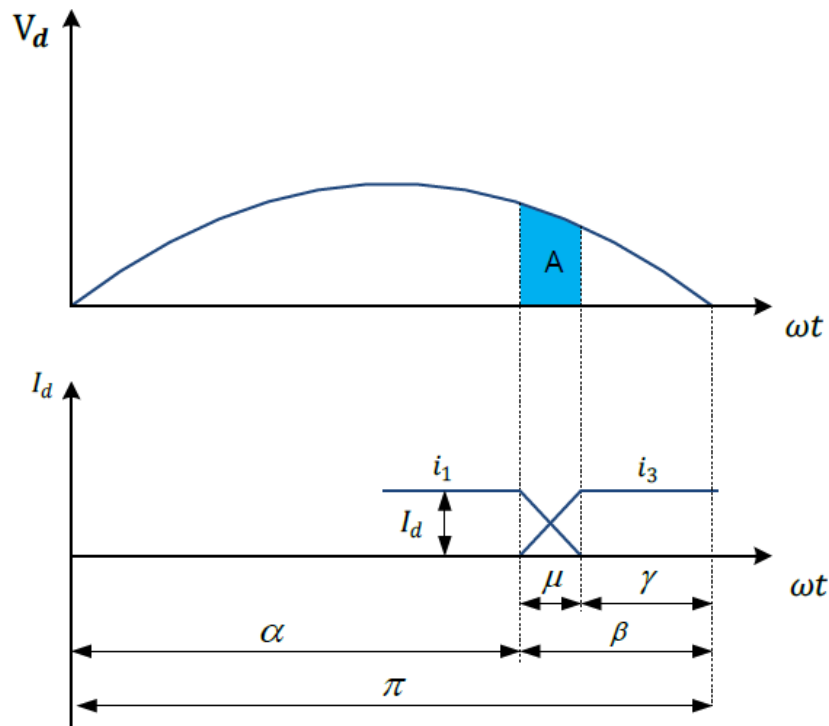


Figura 2-9 - Corrente nas fases durante comutação.

Estas características indutivas reduzem a tensão CC média, como explicado a seguir utilizando equacionamentos matemáticos. Inicialmente, são definidas as variáveis relevantes no processo de comutação:

- Ângulo de Disparo – α ;
- Ângulo de Comutação – μ ;
- Ângulo de Avanço β .
- Ângulo de Extinção – γ ;

Sendo o significado de cada variável:

Ângulo de Disparo α – É o intervalo de tempo expresso em unidade de ângulo elétrico entre o cruzamento da tensão de comutação por zero e o instante inicial de condução da válvula. Caso este ângulo seja menor que 90° a ponte opera como retificador e caso seja maior que 90° como inversor.

Ângulo de Comutação μ – É o intervalo de tempo em ângulos elétricos entre o início e o término do processo de comutação. Corresponde ao período de tempo em que duas válvulas estão curto-circuitadas. Quanto maior este ângulo, menor será a tensão do lado inversor.

Ângulo de Avanço β – É o intervalo de tempo em ângulos elétricos entre o início da condução até a próxima passagem por zero da tensão de comutação. O ângulo de avanço β está relacionado com o ângulo de disparo α por:

$$\beta = 180^\circ - \alpha \quad (3)$$

Ângulo de Extinção γ – É o intervalo de tempo em ângulos elétricos entre o final da comutação e a passagem por zero da tensão de comutação. Este ângulo é expresso matematicamente pela relação entre os ângulos de Avanço e comutação.

$$\gamma = \beta - \mu \quad (4)$$

Estas variáveis facilitam a descrição do fenômeno de comutação. O processo da alternância das válvulas na condução da corrente CC não se dá instantaneamente, devido à indutância existente no sistema. Portanto, a cada disparo acontece um curto circuito de duas válvulas até que a corrente passante cruze zero (μ), e durante este processo obtemos o circuito equivalente da Figura 2-10.

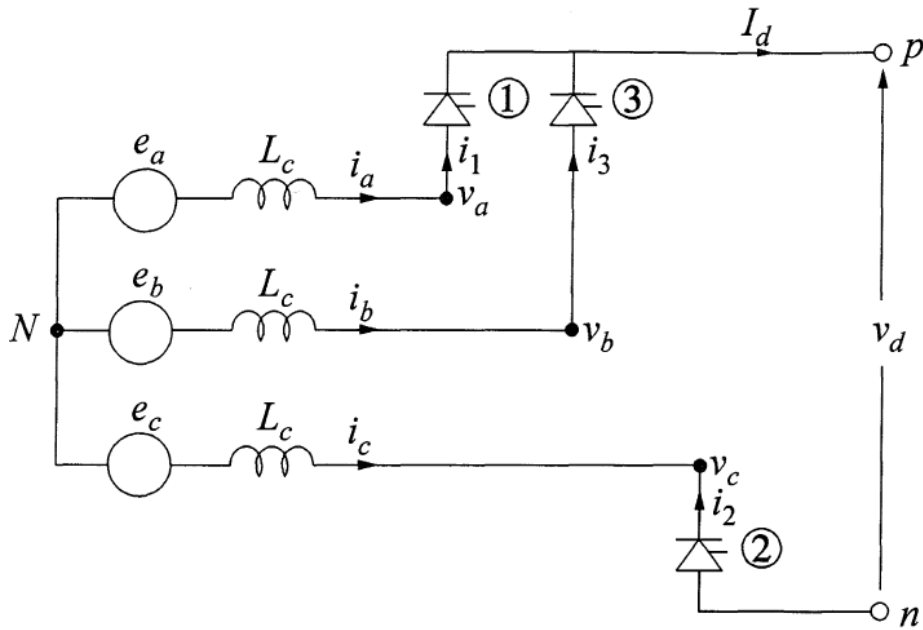


Figura 2-10 - Circuito equivalente durante a comutação de duas válvulas (Kundur, 1994).

O efeito da comutação na tensão média CC pode ser entendido através do seguinte equacionamento:

$$e_b - e_a = L_c \frac{di_3}{dt} - L_c \frac{di_1}{dt} \quad (5)$$

Do circuito da Figura 2-10 conclui-se que $i_1 = I_d - i_3$,

$$\frac{di_1}{dt} = 0 - \frac{di_3}{dt} \quad (6)$$

Substituindo (6) em (5),

$$\frac{e_b - e_a}{2} = L_c \frac{di_3}{dt} \quad (7)$$

E sendo V_a igual a V_b durante a comutação tem-se que:

$$V_a = V_b = e_b - L_c \frac{di_3}{dt} \quad (8)$$

Aplicando-se (7) em (8),

$$L_c \frac{di_3}{dt} = \frac{e_b - e_a}{2}$$

$$V_a = V_b = e_b - \frac{e_b - e_a}{2}$$

$$= \frac{e_a + e_b}{2} \quad (9)$$

Logo, comprova-se que durante a comutação a tensão retificada assume um valor igual à média das tensões retificadas. Aplicando as conclusões da figura de retificação, obtêm-se a Figura 2-11. Nela a tensão CC que deveria ser e_b ao invés de e_a assume um valor intermediário até o final da comutação.

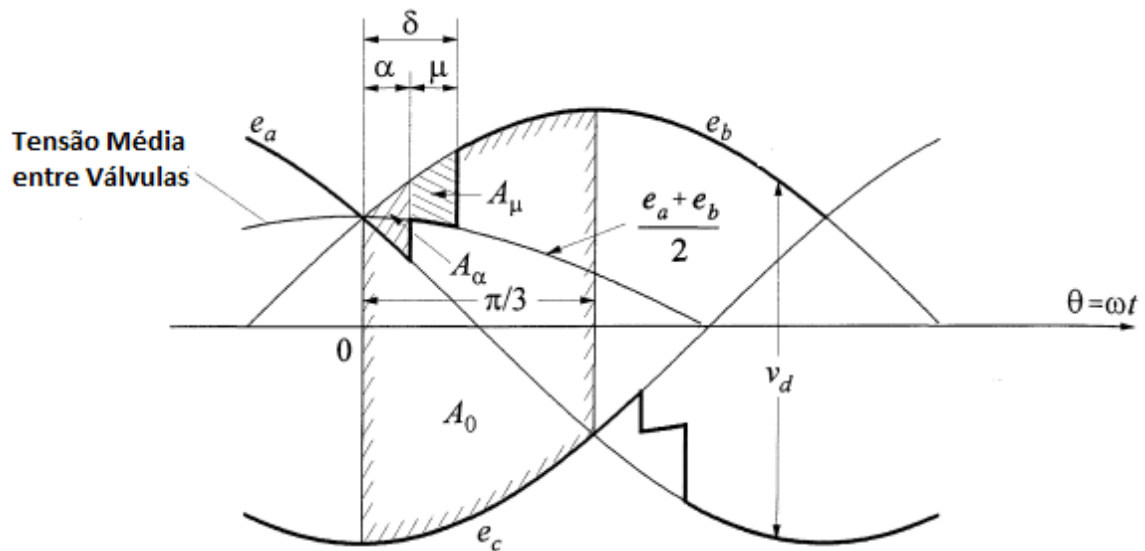


Figura 2-11 - Resumo Gráfico do processo de retificação (Kundur, 1994).

Como observado, a comutação é como uma redução da tensão equivalente. O cálculo da redução de tensão média é baseado no valor da área reduzida A_μ . Realizando os equacionamentos, obtêm-se a equação (10).

$$\begin{aligned}
 A_\mu &= \int_\alpha^\delta \left(e_b - \frac{e_a + e_b}{2} \right) d\theta = \int_\alpha^\delta \left(\frac{e_b - e_a}{2} \right) d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{3}E_m}{2} \int_\alpha^\delta \sin \theta d\theta = \frac{\sqrt{3}E_m}{2} (\cos \alpha - \cos \delta)
 \end{aligned} \tag{10}$$

Como definida na Figura 2-11 o período de comutação é de 60° elétricos por ciclo. Desta forma, a queda de tensão média correspondente é dada por:

:

$$\begin{aligned}
 \Delta V_d &= \frac{A_\mu}{\pi/3} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{V_{fase}}{2} (\cos \alpha - \cos \delta) \\
 &= \frac{V_{d0}}{2} (\cos \alpha - \cos \delta)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Portanto, supondo que tanto o ângulo de comutação como o ângulo de disparo são diferentes de zero, a tensão média V_{d0} da tensão da comutação ΔV_d , torna-se:

$$\begin{aligned}
 V_d &= V_{d0} \cos \alpha - \Delta V_d \\
 V_d &= V_{d0} \frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2}
 \end{aligned} \tag{12}$$

A partir desta relação obtém-se outra, mais direta, entre a tensão média retificada e o fator de potência, dada pelas equações (13) e (14).

$$V_d = V_{d0} \cos \phi \tag{13}$$

onde,

$$\cos \phi = \frac{\cos \alpha + \cos \delta}{2} \tag{14}$$

Destas equações pode-se determinar o consumo de potências nos terminais das pontes de Graetz trabalhando como retificador e inversor. Do ponto de vista de fator de

potência, considerando a corrente i_d determinada pelo valor de carga define-se potência CC e potência reativa consumida nas conversoras como:

$$P_d = V_d i_d \quad (15)$$

$$Q = P_d \tan \phi$$

2.3 Falha de Comutação

A falha de comutação usualmente ocorre no lado inversor durante a redução repentina da tensão CA decorrente de alguma perturbação na rede. Nestas condições a corrente direta do elo vai a zero e a tensão reversa através da válvula permanece negativa.

Este fenômeno é associado ao processo de comutação das válvulas que necessita de um tempo mínimo (em ângulos elétricos γ_{min}) para descarregamento das cargas produzidas durante a condução. Se o inversor estiver operando abaixo deste tempo mínimo (ou em operação de γ_{min}) e este valor for alterado por perturbação na rede, ocorrerá a falha de comutação.

Este evento só ocorre no inversor, a única forma de acontecer este fenômeno no retificador é através de uma falha de disparo.

As principais condições para ocorrência de falhas de comutação são:

- Quando a corrente do lado CC do inversor sofre um aumento em sua amplitude, provocando um aumento no ângulo de comutação e consequente redução do ângulo de extinção γ ;
- Quando a amplitudes das tensões CA em uma ou mais fases é reduzida ou distorcida à níveis que possam ocasionar variações significativas nos ângulos de comutação;
- Quando os ângulos de fase das tensões CA apresentam assimetrias que possam ocasionar diferenças significativas nos ângulos de comutação;
- Quando o sistema elétrico enfrenta condições de contingências.

2.4 Filtros CA e CC e Compensação Reativa

Uma estação conversora de corrente contínua (Gunnarsson, Jiang, & Petersson, 1998), é constituída pela associação de pontes de 6 pulsos e, portanto, sempre gera um conteúdo harmônico e necessita de filtros. Estes últimos são utilizados para mitigar as distorções de tensão e reduzir a radio interferência decorrente dos harmônicos.

As estações conversoras têm características típicas: (ABB, 2010):

- Absorvem potência reativa na ordem de 50 a 60% da sua potência ativa;
- Precisam de filtros para as correntes harmônicas CA e CC;
- O consumo de reativo dos elos e a produção de harmônicos aumentam proporcionalmente com a potência transmitida e com os ângulos de disparo;
- Os esquemas de compensação reativa devem se adequar às variações na potência transmitida pelo elo e ao nível de curto circuito do sistema CA, o que é feito através do chaveamento dos bancos de capacitores.

A maioria dos projetos de elos de corrente contínua utilizam bancos de capacitores para a compensação reativa, composta pela parcela menor e fixa dos filtros, e a parcela maior dos bancos chaveados. O consumo de potência reativa é função da corrente transmitida pelo elo, como ilustrado pelo gráfico da Figura 2-12.

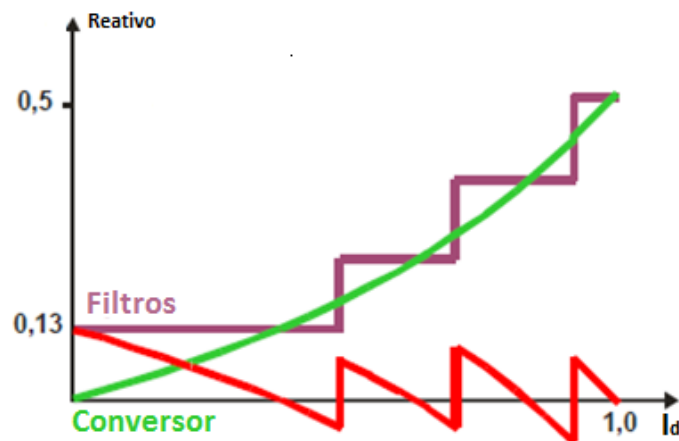


Figura 2-12 - Consumo de Reativo em conversoras CA/CC.

O dimensionamento do suporte reativo necessário é realizado através da análise do consumo máximo de potência reativa (consumo em potência nominal do elo), considerando a potência reativa fornecida pelos filtros de harmônicos.

Apresenta-se a seguir uma relação da ordem dos harmônicos gerados no processo de conversão. Para conversoras de 6 pulsos têm-se harmônicos CA de 5th, 6th, 11th, 13th etc. A regra geral de geração de harmônicos por estação conversora é dada pela equação (16).

$$H = pN \text{ (lado CC)} \tag{16}$$

$$H = pN \mp 1 \text{ (lado CA)}$$

Onde,

N = Inteiro Positivo e

p = Número de pulsos da tensão CC.

Como indicado pela equação acima, o lado CC apresenta os harmônicos múltiplos da frequência fundamental e o lado CA os harmônicos ∓ 1 dos múltiplos. Em geral a magnitude destes harmônicos é maior para frequências mais próximas da frequência fundamental e menor para altas frequências. Deste modo, é mais fácil a eliminação de harmônicos de alta ordem que de baixa ordem.

Embora a estação conversora da transmissão CCAT seja a maior fonte de geração de harmônicos, existem outras fontes de harmônicos no sistema de transmissão:

- Cargas não lineares diversas, usando eletrônica de potência;
- Retificadores industriais, inversores, arcos elétricos, conversores de frequência etc.
- Geração eólica e fotovoltaica.

Estes harmônicos são indesejáveis devido às interferências que causam em redes de comunicação, danos físicos e má-operação de diversos equipamentos, tais como:

- Transformadores;
- Máquinas Rotativas;
- Bancos de Capacitores;
- Outros.

A eliminação desses harmônicos é feita pelo emprego de filtros sintonizados nestas frequências, como no caso de elos de corrente contínua em que são utilizados filtros para os primeiros harmônicos, geralmente o 11^o e 13^o da rede CA (para conversoras de 12 pulsos). Adicionalmente, utilizam-se filtros passa alta para eliminar ou reduzir os harmônicos remanescentes de maior ordem.

Em projetos de conversoras são utilizados 3 tipos básicos de filtros apresentados na Figura 2-13:

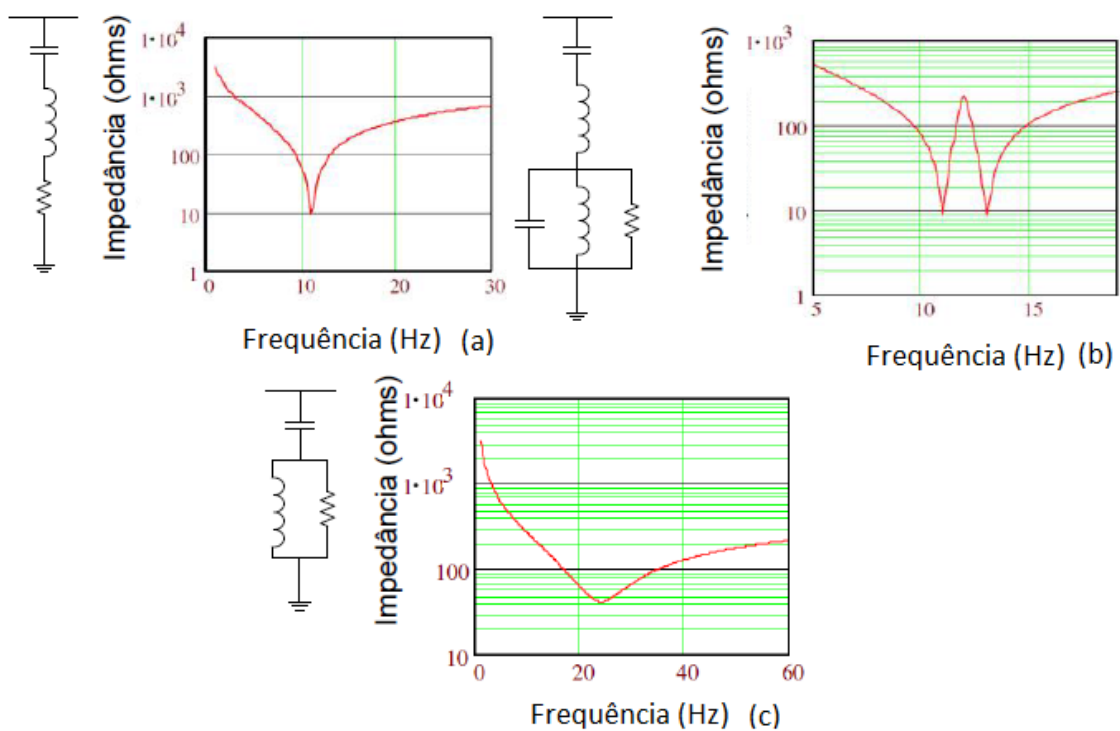


Figura 2-13 - Esquemas de Filtros (ABB, 2010).

- a) Filtro Passa Faixa de uma Frequência;
- b) Filtro de dupla sintonia e
- c) Filtro passa Alta.

2.4.1 Filtro Passa Faixa de uma Frequência

Este filtro apresenta faixa de passagem bem estreita, sendo ideal para frequências de ressonância de baixa ordem, como os harmônicos de 11th e 13th. Por terem faixas estreitas não interferem no desempenho dos outros componentes do sistema.

2.4.2 Filtro de dupla sintonia

Este filtro apresenta um menor custo/kvar para otimização e também gera menos potência reativa ao cumprir os requerimentos de filtragem. É, portanto, indicado para sistemas fracos. Outro benefício deste tipo de filtro é sua facilidade de redundância que as duas frequências de sintonia permitem.

2.4.3 Filtro Passa Alta

Este filtro é utilizado para eliminar, ainda que não completamente, todos os harmônicos de ordem superior ao 23º harmônico e apresenta potência reduzida. Quando projetado para também atuar nos harmônicos de 11ª e 13ª ordem, entretanto, nestas condições o custo de fabricação do filtro se eleva devido ao preço do resistor paralelo.

Foram acima descritos os tipos de filtros mais utilizados, existindo, entretanto configurações de filtros mais elaboradas. Na Figura 2-14, é ilustrado um esquema de filtros CA de um terminal inversor, com dois filtros de uma sintonia, para os harmônios de ordem 11th e 13th e um filtro passa alta.

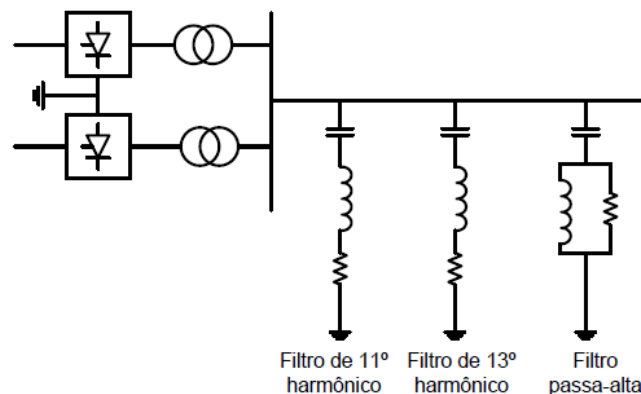


Figura 2-14 - Diagrama de ligação de filtros CA.

Os filtros utilizados no lado CC são normalmente de uma ou de dupla sintonias, para os dois primeiros harmônicos (12th e 24th.) e um filtro passa alta. Em geral os filtros do

lado CC não conduzem continuamente sendo, portanto, de menor capacidade e tamanho físico quando comparados aos filtros CA. Outro equipamento que funciona com filtro no lado CC é o reator de alisamento, que atenua os harmônicos de corrente.

2.5 Modelagem do Elo de Corrente Contínua e seus Controles

2.5.1 Introdução

Nesta seção serão apresentadas as principais equações do elo de corrente contínua, assim como de seus controladores, para modelagem em programas de transitórios eletromecânicos.

2.5.2 Princípios Básicos de Controle

É essencial implementar uma forma eficiente de controle do fluxo de potência no elo. Tal controle é efetuado através do ajuste das magnitudes das tensões CC dos lados retificador e inversor. É apresentado um diagrama esquemático do elo CCAT na Figura 2-15, ressaltando o seu circuito elétrico equivalente.

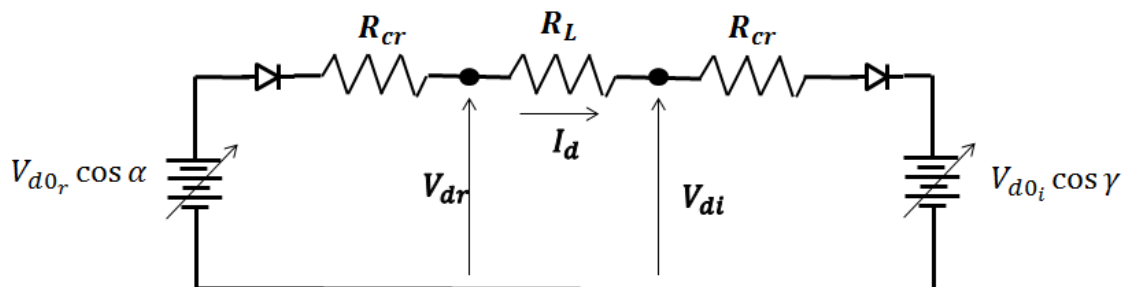


Figura 2-15 - Circuito equivalente do Controle (Kundur, 1994).

A partir do circuito da Figura 2-15, obtêm-se uma equação para a corrente que circula na linha CC:

$$I_d = \frac{V_{d0r} \cos \alpha - V_{d0i} \cos \gamma}{R_{cr} + R_L + R_{cr}} \quad (17)$$

A equação (17) mostra que a corrente do elo pode ser aumentada ou diminuída alterando-se o valor das tensões terminais. Esta equação aponta dois métodos para aumentar a corrente CC. São eles: 1º) aumentar o ângulo de disparo γ e/ou diminuir o ângulo de disparo α ; 2º) alterar a relação do Tap do transformador CA.

O tempo de atuação destes dois métodos é, no entanto, diferente. O primeiro método, por envolver controle eletrônico de disparo de válvulas, apresenta tempo de atuação da ordem de 1 a 10 ms, sendo muito mais rápido que o controle do tap que demora de 5 a segundos. Por este motivo, os controles dinâmicos do elo CCAT são modelados desconsiderando a dinâmica dos taps de transformador no equacionamento do controle e nas simulações dinâmicas de elos de corrente contínua.

Colocando as tensões V_d das duas conversoras em termos dos ângulos de disparo das conversoras, obtemos:

$$V_{dr} = V_{a0_i} \cos \alpha + (R_L - R_{ci})I_d \quad (18)$$

$$V_{di} = V_{a0_r} \cos \gamma - (R_L - R_{ci})I_d \quad (19)$$

Logo, supondo que cada conversora tenha somente o controle de ignição e considerando as tensões CC e os ângulos de disparo constantes obtêm-se as curvas de tensão em função da corrente do elo considerando as equações (18) e (19).

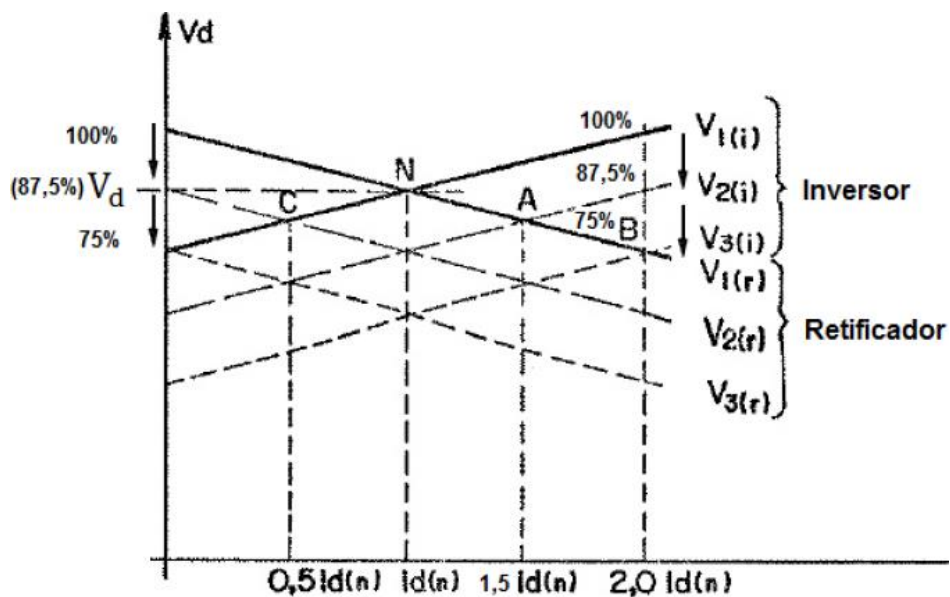


Figura 2-16 - Curva da relação de Tensão com a corrente.

Da Figura 2-16, conclui-se que uma pequena variação de tensão no retificador ou no inversor, resulta em uma considerável variação da corrente no elo. Estas variações, por sua vez podem ocasionar problemas de sobrecargas e falhas de comutação nas estações

conversoras, em especial na inversora. Assim, torna-se necessário a presença de controles rápidos no elo para contornar estes problemas.

O elo de corrente contínua possui dois modos de controle rápido:

- Controle de Tensão Constante;
- Controle de Corrente Constante.

2.5.2.1 Malha de Controle de Tensão Constante

Neste método de controle a tensão permanece constante, liberando a corrente para variar em função da potência.

A desvantagem deste método é não apresentar uma restrição para a magnitude da corrente o que pode causar problemas de sobrecargas de válvulas.

2.5.2.2 Malha de Controle de Corrente Constante

O controle de corrente constante mantém a corrente constante e libera a tensão para ser ajustada em função da potência transmitida. Ambos os controles apresentam seus benefícios, entretanto, o método de controle de corrente por limitar o valor da corrente passante nas válvulas é considerado, do ponto vista de confiabilidade, o melhor método.

Entre as principais funções dos controles de potência do elo de corrente contínua, pode-se citar:

- Limitação da corrente máxima transmitida, evitando danos nos equipamentos.
- Limitação da corrente mínima transmitida, impedindo a sua interrupção, o que poderia causar dano nos tiristores.
- Manutenção do fator de potência em níveis elevados.
- Permitir uma polarização suficiente para provocar o disparo simultâneo dos tiristores.
- Evitar falhas de comutação no inversor.

2.5.3 Características dos Controles

Considerando o modo normal de operação e as condições nominais de operação do elo obtêm-se a Figura 2-17.

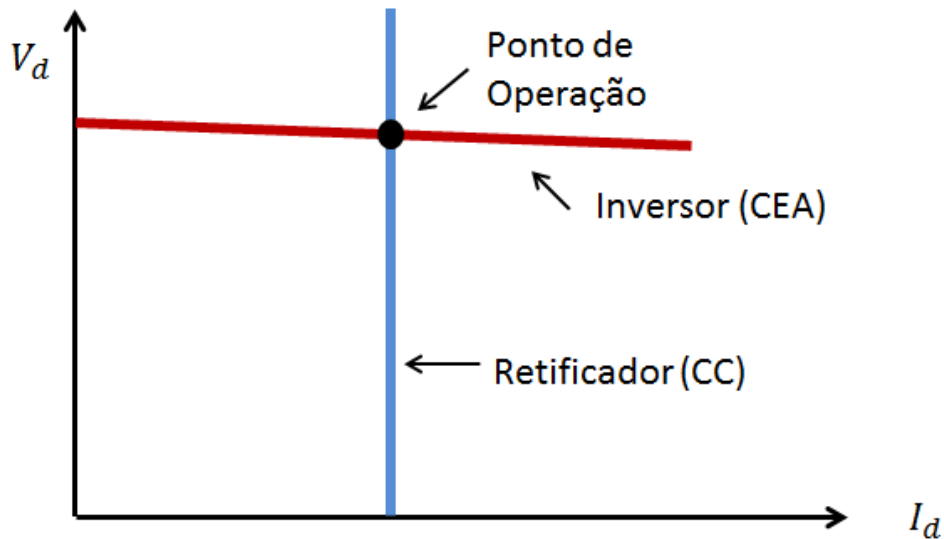


Figura 2-17 - Curva V-I de regime permanente ideal.

Na Figura 2-17 destacam-se dois modos de operação do elo CCAT:

- Ângulo de Ignição (ou Disparo) Constante (CC)
- Ângulo de Extinção Constante (CEA)

O modo de operação de Ignição Constante no retificador, mantém o ângulo de disparo dos tiristores das conversoras num valor constante.

O modo de operação de Corrente Constante, no retificador altera o ângulo de disparo do retificador de modo a manter a corrente num valor constante.

Já o controle de extinção do ângulo (CEA, *Constant Extinction Angle*), instalado na inversora, mantém o ângulo de extinção constante, garantindo que este valor seja superior ao ângulo de desionização da válvula, relacionado ao fenômeno de falha de comutação.

Estes seriam os controles ideais de um elo de corrente contínua, entretanto, existem diversos problemas na operação real cuja solução necessita da adição de outras funções nos controladores do elo.

Na operação real do sistema ocorre o afundamento de tensão no lado CA emissor, acarretando uma redução da tensão CC e da corrente I_d , e gerando, portanto, um erro de corrente no regulador de corrente do retificador. Para corrigir este erro, o controle reduz o ângulo de disparo α , aumentando assim, a tensão CC do lado retificador.

Quando o controle de ângulo de disparo atinge α_{min} o retificador perde a capacidade de controlar a corrente, passando a operar em ângulo de disparo mínimo ou CIA ou (*Constante Ignition Angle*). Nesta situação, o diagrama de operação do elo não é mais aquele da Figura 2-17, mas o mostrado na Figura 2-18.

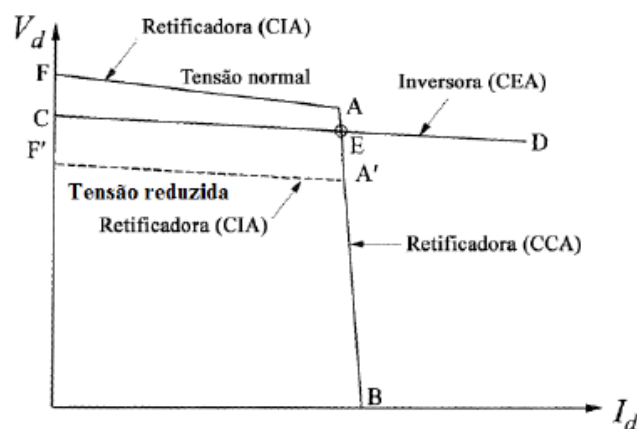


Figura 2-18 - Controle do elo considerando efeitos da operação do retificador em α mínimo (Kundur, 1994).

O comportamento do controle do terminal emissor, conforme indicado na Figura 2-18, apresenta problemas caso o ângulo de disparo α atinja α_{min} , pois não existirá mais um ponto de interseção entre as curvas do retificador e inversor. Este problema é contornado configurando-se o inversor para controlar a corrente após alteração de regime de controle do retificador, o que é representado na Figura 2-19 pelo segmento de reta (GH).

Como forma de conferir sensibilidade ao controle de corrente pelo inversor, utiliza-se um erro mínimo de corrente chamado de I_{margem} , usualmente na faixa de 10%. A utilização deste modo de controle, evita a perda de controle de corrente e da potência

transmitida. Com isso, o ponto de operação para tensão normal (ponto E), passa a ser o ponto de operação E' no caso de tensão degradada no terminal do retificador.

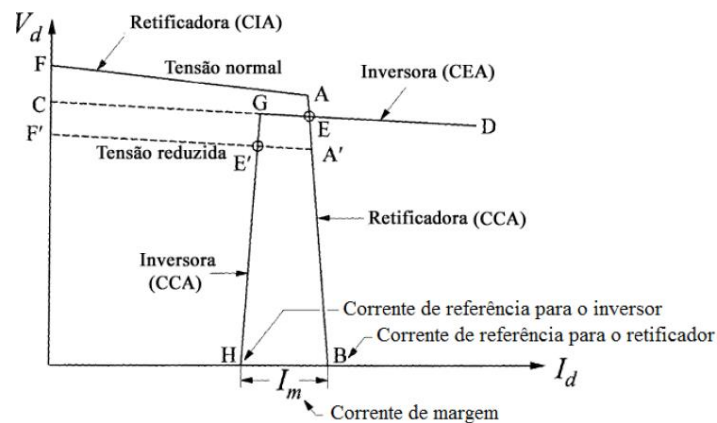


Figura 2-19 - Controle do elo considerando controle de corrente no inversor.

Por razões óbvias a consideração de margem de corrente só é aplicada no inversor, servindo como um controle de retaguarda, para as situações que o retificador atingiu o seu limite.

Para a maioria das situações a configuração do controle do elo como apresentado acima seria suficiente. Entretanto, das equações (18) e (19) conclui-se que caso o sistema onde a inversora está conectada for um sistema fraco, a resistência equivalente de comutação da inversora será maior do que a resistência da linha de corrente contínua.

Deste modo, a inclinação do controle CEA será negativa. Nestas situações para uma operação normal aparecem três pontos de cruzamento entre os controles da retificadora e da inversora, provocando instabilidade do controle conhecido como Instabilidade de Três Pontos.

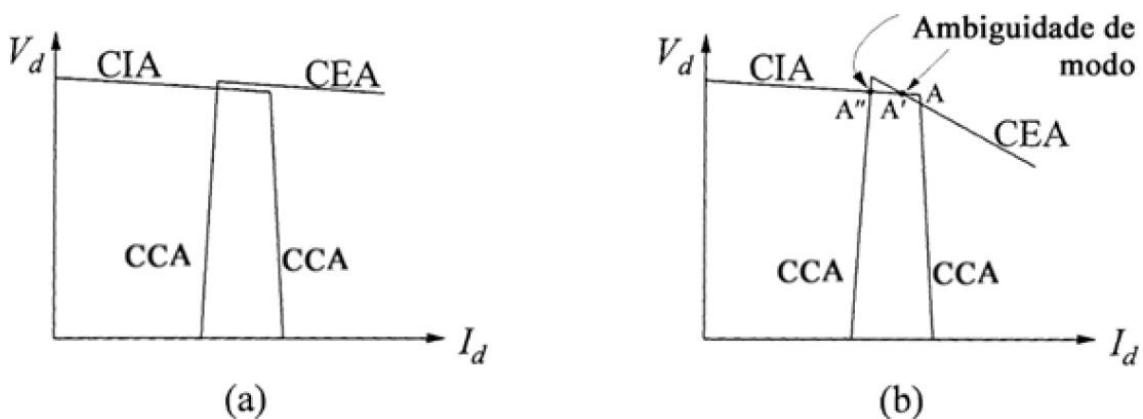


Figura 2-20 - Exemplificação do ponto de instabilidade dos 3 pontos.

Para solucionar este problema, a curva característica de controle do inversor é alterada, implementando-se a estratégia de controle chamada de CEC (*Current Error Control*). Este controle produz uma inclinação positiva no intervalo das correntes de referência do retificador e do inversor. Esta ação é realizada através da modificação adequada do valor de γ_{min} , de modo a alcançar a corrente desejada, sendo o controle CEC ilustrado pelo segmento de reta K-C na Figura 2-21.

Outro problema de controle surge na queda de tensão CC em controle de potência. Nesta situação a corrente CC aumenta para manter a potência constante. Entretanto, essa corrente deve ser limitada para que não atinja valores altos a ponto de danificar as válvulas. Para solucionar este problema, utiliza-se o modo de controle VDCOL (*Voltage Dependent Current Order Limiter*), que tem como função primordial, proteger os conversores, limitando a ordem de corrente, quando a tensão no elo estiver baixa. Este controle tem a atuação limitada a uma faixa de tensão do elo e é representado na Figura 2-21 pelo segmento de reta I-J.

Considerando todas as funções de controle acima descritas, o esquema de controle completo do elo é descrito na Figura 2-21.

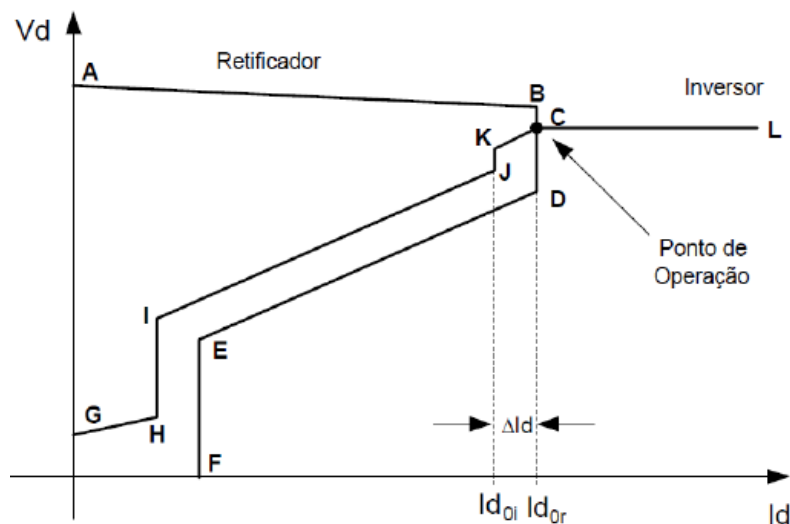


Figura 2-21 - Controle do elo considerando todos os controles.

Existem muitas outras considerações importantes no equacionamento dinâmico do elo, entretanto, só foram apresentados os pontos principais do controle do elo de corrente contínua.

Capítulo 3 Sistemas CCAT conectados a Sistemas Fracos

3.1 Introdução

Em projetos de elos de corrente contínua deve-se atentar a diversos outros aspectos, tais como a máxima sobretensão no terminal CA e o desempenho do elo nos sistemas emissor e receptor. Invariavelmente o desempenho do elo melhora com o aumento da capacidade MVA dos sistemas CA conectados, visto que isto aumenta o SCR – do Inglês, *Short Circuit Ratio* (definido no item 3.2).

Recomenda-se para uma boa operação dinâmica do elo, alguns requisitos como inércia mínima e nível mínimo de curto circuito dos sistemas emissor e receptor. Entretanto, esses requisitos podem ser preenchidos através da utilização de equipamentos adicionais. Entre eles temos: a inserção de compensadores síncronos nas estações inversoras, para aumento da capacidade de curto-circuito e melhoria do desempenho dinâmico, adoção de equipamentos de metal-óxido para limitação das sobretensões (IEEE, 1997), etc.

Em geral, quando mais fraco for o sistema CA, receptor ou emissor, isto é, quando menor for o SCR, maior será a interação entre o lado CA e CC e por consequência maiores serão os problemas de desempenho dinâmico do sistema CA/CC.

Logo, é importante atentar para a força do sistema CA conectado. Da literatura convencionam-se a variável *Short Circuito Ratio* - SCR como indicativo da força do sistema, sendo as faixas de SCR classificadas como:

- A. Sistemas fortes – Apresentam relação de SCR maior que 3.
- B. Sistemas fracos – Apresentam relação de SCR entre 2 e 3;
- C. Sistemas muito fracos – Apresentam relação de SCR menor que 2.

Deve-se ressaltar que os valores de SCR de um sistema CA/CC podem variar durante a operação diária ou sazonal, dependendo do despacho de geração e contingências na rede

de transmissão CA. É prudente considerar o pior cenário energético e de contingências para o cálculo do SCR.

A recomendação mínima de valor de SCR para operação de elos de corrente contínua é de 2,5, sendo possível a operação com valores de SCR menores que este somente com a utilização de equipamentos de controle de tensão CA rápidos e contínuos associados a esquemas especiais de controle visto que o sistema inversor pode estar operando em uma região instável da curva de transmissão de potência (apresentada a seguir).

Outra solução para operação em sistemas com baixo nível de SCR é o aumento do nível de curto-circuito. Para tanto, é necessária a inserção de elementos rotativos como máquinas síncronas. Como citado anteriormente, uma solução frequentemente adotada é a utilização de compensadores síncronos na barra da estação conversora.

Em geral deseja-se uma relação de curto circuito (SCR) maior para evitar a ocorrência de fenômenos de instabilidade de tensão (colapso de tensão), sobretensões, ressonâncias e dificuldades na recomposição do sistema após grandes perturbações.

Assim as condições de estabilidade de tensão vão determinar o tipo de controle de tensão e o tipo de suporte reativo que serão utilizados e o nível de sobretensão irá determinar a especificação dos equipamentos conversores, incluindo as válvulas tiristorizadas.

Outra preocupação reside na capacidade em Mvar dos capacitores shunt utilizados para filtros e para suporte reativo visto que quanto maior a relação entre a compensação capacitiva e o nível de curto circuito trifásico, menor será a frequência de ressonância.

Outro problema comumente associado a baixos níveis de SCR são as falhas de comutação e o maior tempo para recuperação de defeitos e distúrbios na rede, que embora tenham soluções técnicas ainda representam uma grande preocupação para a operação dos elos de corrente contínua.

3.2 *Short Circuit Ratio – SCR e Effective Short. Circuit Ratio - ESCR*

Define-se Short Circuit Ratio (SCR) como uma admitância Y à frequência fundamental, em bases de potência e tensão nominal (MW) e (kV), respectivamente. Ela é dada pela relação da equação (16).

$$SCR = \frac{S_{3\phi}}{P_{DC}} \quad (20)$$

Onde,

$S_{3\phi}$ = Potência de curto circuito trifásica na barra terminal da conversora (MVA).

P_{DC} = Potência dc em MW do elo (MW).

Logo, SCR é a razão entre o curto circuito trifásico franco na barra terminal do elo e a potência nominal do elo. No cálculo do SCR devem ser considerados equipamentos como o CS e desconsiderados os efeitos da presença das compensações reativas fixas.

Outra grandeza considerada para pré determinar o desempenho de um sistema é o *Effective Short Circuit Ratio - ESCR* que também é definido como uma admitância ($Y+Y_c$) nas mesmas bases do SCR (Paulo Fischer de Toledo, 2005). Diferente do SCR o ESCR leva em consideração as compensações shunts conectadas na barra de interesse sendo dada pela equação (21).

$$ESCR = \frac{S_{3\phi} - Q_c}{P_{DC}} \quad (21)$$

Para maior entendimento dos pontos de medição do SCR e do ESCR é apresentado uma ilustração dos pontos de representação na Figura 3-1 (IEEE, 1997). Estas grandezas são muito importantes para análise do desempenho do elo.

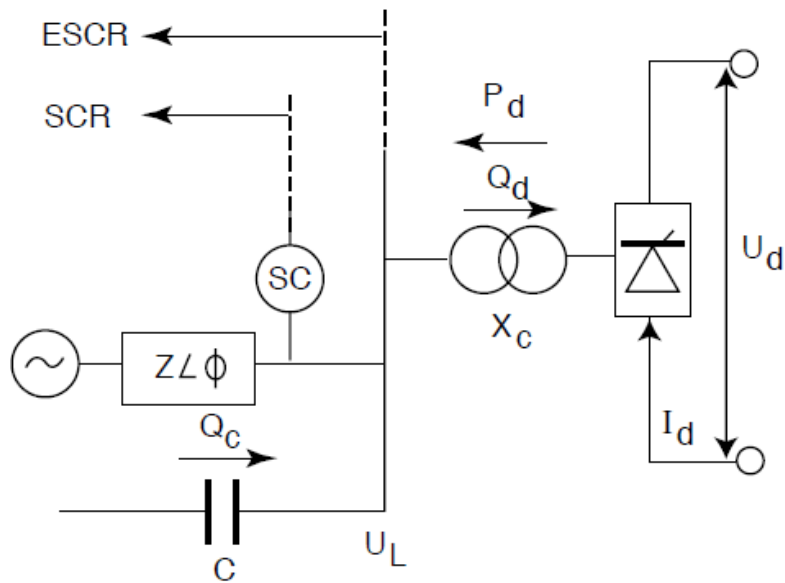


Figura 3-1 Desenho esquemático para cálculo de SCR e ESCR (IEEE, 1997).

3.3 Máxima Potência Transmitida no Elo

Outra variável importante para sistema de corrente contínua é a Máxima Potência Transmitida (MAP – *Maximum Available Power*), que varia de acordo com as condições do sistema. Dado um sistema AC emissor como o apresentado na Figura 3-1 e considerando as condições iniciais:

$$P_d = 1,0 \text{ pu}, U_d = 1,0 \text{ pu}, U_L = 1,0 \text{ pu} \text{ e } I_d = 1,0 \text{ pu}$$

Sendo,

P_d = Potência CC;

U_L = Tensão de linha CA antes do transformador;

U_d = Tensão CC no inversor e

I_d = Corrente CC.

Considerando as seguintes simplificações:

- Inversor operando com valor constante mínimo de γ ;
- Taps dos transformadores não se alteram;
- Não há chaveamento de capacitores;

- Não existem elementos controlando as tensões terminais.

Para estas condições obtêm-se a curva de máxima transferência de potência P_d/I_d da Figura 3-2.

Esta curva apresenta um ponto máximo chamado de *MAP – Maximum Available Power*, ponto no qual qualquer aumento da corrente tem a característica de diminuir a potência transmitida em vez de aumentar. O ponto de operação dos elos usualmente é configurado para operar em um valor nominal abaixo do MAP a fim de possibilitar uma corrente de sobrecarga, sem prejudicar o desempenho do equipamento (G. BALZER, 2001).

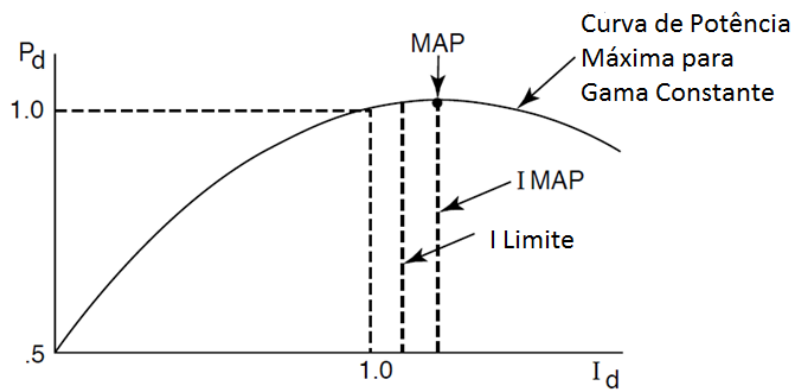
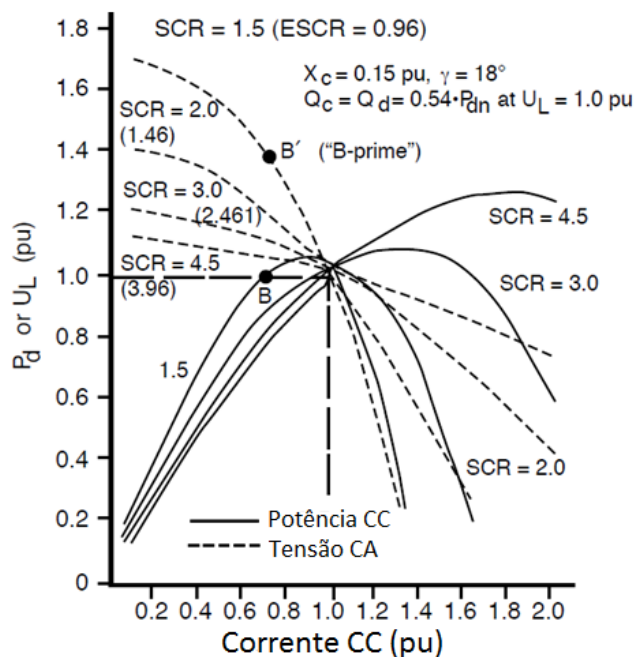


Figura 3-2 – Potência Máxima disponível considerando operação de elo com α e γ mínimos.

Analisando-se as características da curva MAP e relacionando-a com o nível de SCR do sistema, obtêm-se o comportamento das curvas MAP para diversos níveis de SCR, conforme apresentado na Figura 3-3.



P_d = Potência do elo
 U_L = Tensão CA

Figura 3-3 - Curva de MAP e tensão para diversos valores de SCR.

A Figura 3-3, permite entender claramente as vantagens da escolha de barramentos com maiores níveis de SCR para conexão da conversora do elo CCAT. Na Figura 3-3, tomemos como exemplo uma potência nominal de 1,1 pu e SCR igual a 4,5 o ponto de operação do elo situa-se na região estável da curva, havendo margem para aumento e redução de potência. Entretanto, para a mesma potencia nominal e SCR igual a 3, o ponto de operação do elo está localizado na região de máxima transmissão de potência, não existindo margem alguma para uma eventual sobrecarga no elo.

Em projetos de transmissão CC o ponto de operação do elo é projetado para sempre operar na região estável da curva MAP, mantendo-se ainda uma margem mínima de estabilidade para enfrentar eventuais aumentos na transmissão de potência. É também necessário analisar o impacto que as contingências nos sistema emissor e receptor têm no valor de SCR do sistema. Certas contingências podem causar grande redução no nível de SCR do sistema de forma que o ponto de operação estável da curva MAP pré-contingência passa a ser instável na curva MAP pós-contingência, causando problemas de colapso no sistema.

Capítulo 4 Esquemas de Controle de Frequência

4.1 Introdução

Diz-se que um sistema de potência encontra-se no estado normal de operação quando as seguintes condições são cumpridas (Costa & Silva, 2000):

- A demanda de todas as cargas alimentadas pelo sistema é satisfeita;
- A frequência é mantida constante em seu valor nominal (50 ou 60 Hz).

Para análise destes requisitos deve-se levar em consideração que as cargas do sistema variam de maneira aleatória, embora lentamente e em ciclos diários, semanais e sazonais. Além disso, como a energia elétrica não pode ser armazenada, ela deve ser gerada “na medida certa” no instante em que for solicitada pela carga.

Manter a frequência constante e igual ao seu valor nominal é importante por uma série de motivos. Por exemplo, o desempenho da maioria dos motores de corrente alternada industriais é função da frequência; frequência nominal também é exigida por cargas nobres, como computadores; em certos países, o uso de relógios elétricos, cujo desempenho está obviamente ligado à frequência, é muito disseminado, etc.

Mas o motivo mais importante para manter a frequência igual ao seu valor nominal é o fato de que ela é um indicador de que o balanço de potência ativa está sendo adequadamente mantido. Isto é, a potência ativa fornecida pelos geradores do sistema é igual à potência ativa solicitada pelas cargas mais as perdas elétricas.

4.2 Malhas de Controle de Frequência

São dois os principais sistemas de controle que atuam sobre o gerador síncrono:

1. Controle primário de velocidade ou próprio;
2. Controle suplementar de carga-frequência, ou Controle Automático de Geração;

4.2.1 Controle Primário

O controle primário de velocidade, que é local, basicamente mede a velocidade do eixo do conjunto turbina-gerador e controla o torque mecânico da turbina de modo a fazer com que a potência elétrica gerada pela unidade se adapte às variações de carga. As constantes de tempo do controle primário são de ordem de alguns segundos. A complexidade do controle primário varia de máquina para máquina, mas de forma geral ele tem a forma das Figura 4-1 e Figura 4-2.

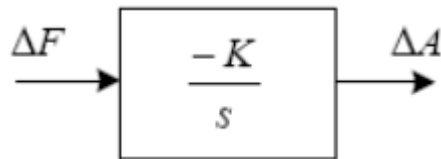


Figura 4-1 - Diagrama de blocos de um regulador de velocidade Isócrono.

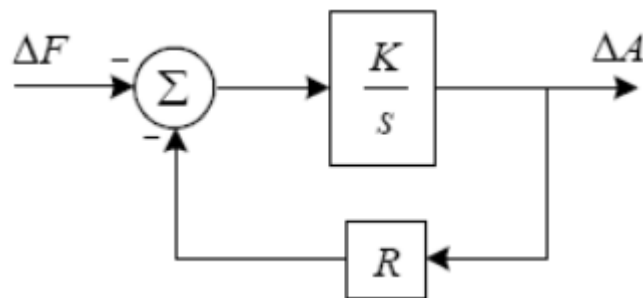


Figura 4-2 - Diagrama de blocos de um regulador de velocidade com queda de frequência.

A malha de realimentação do regulador de velocidade, quando em operação num sistema interligado, normalmente apresenta um estatismo, que é representado pelo parâmetro R . Devido a esta retroalimentação o controle aceita que exista uma diferença de frequência ao final de sua atuação. De forma geral o resultado da atuação do controle de frequência terá um comportamento dado pelo gráfico da Figura 4-3.

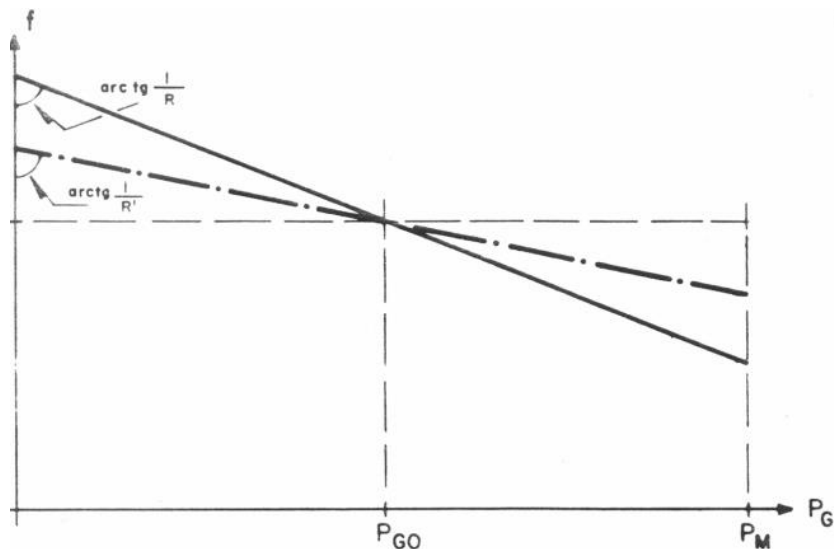


Figura 4-3 - Curva de Carga Freqüência para dois valores de estatismo.

É evidente que quanto menor o valor de R, menor será o erro de freqüência do sistema. Em sistemas com mais de uma unidade geradora, a diferença de valores de estatismo ocasiona uma divisão maior ou menor de potência entre as unidades. Tomando-se como exemplo a Figura 4-4, que é relativa a um sistema de duas máquinas com estatismos diferentes. Sendo o estatismo de A maior que o de B, qualquer variação de freqüência do sistema, faz com que a máquina B assuma uma nova parcela de potência da carga maior que aquela da máquina A.

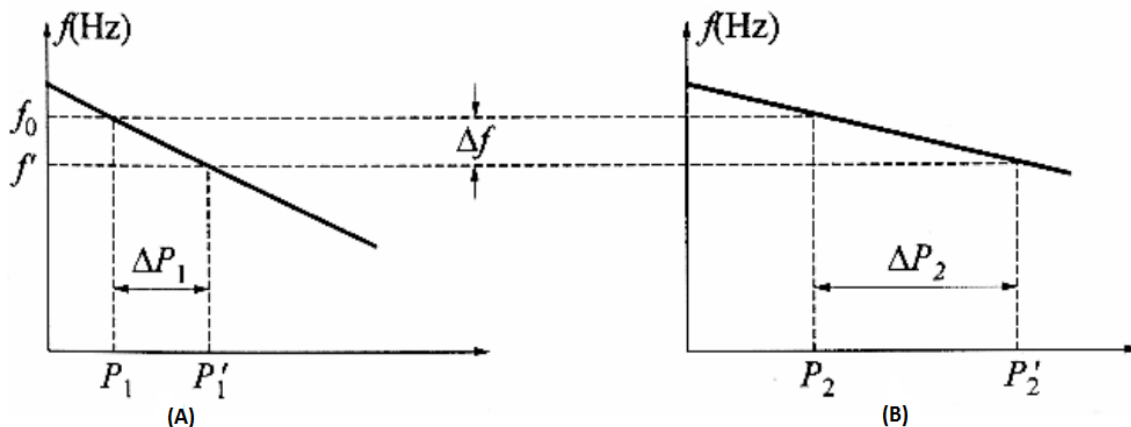


Figura 4-4 - Divisão de carga em sistema com 2 máquinas e estatismo diferentes.

Após a atuação do controle primário, o sistema irá estabilizar em um valor de freqüência diferente do nominal. Para se corrigir este erro inerente ao estatismo, existe o controle secundário, que atua mais lentamente e é descrito na próxima seção.

4.2.2 Controle Secundário

Basicamente o controle secundário é uma malha de controle central, de característica proporcional-integral (PI), que toma como referência o desvio de frequência do sistema e atua no regulador de velocidade de algumas máquinas escolhidas a fim de zerar o desvio de frequência final. De forma simplificada, a atuação do controle seria como na Figura 4-5.

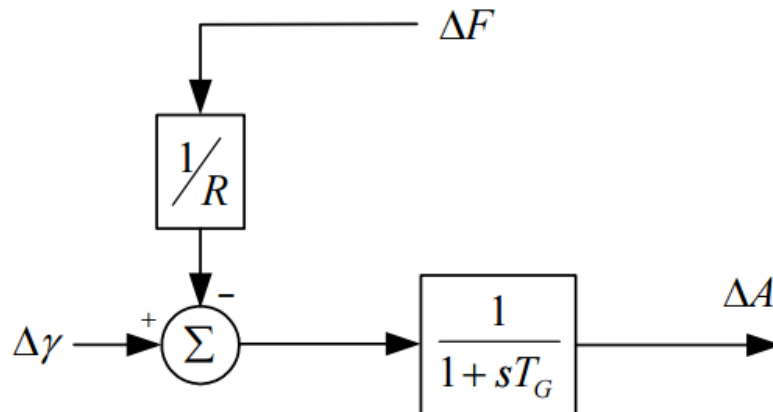


Figura 4-5 - Sinal de Controle Secundário.

Os requisitos para este controle são:

- A malha de controle deve ser estável.
- Após a atuação do controle o erro de frequência do sistema tem que ser zero.

Um controle secundário amplamente difundido na operação do sistema interligado é o CAG – Controle Automático de Geração. Pode-se simplificar o esquema de atuação do CAG na Figura 4-6.

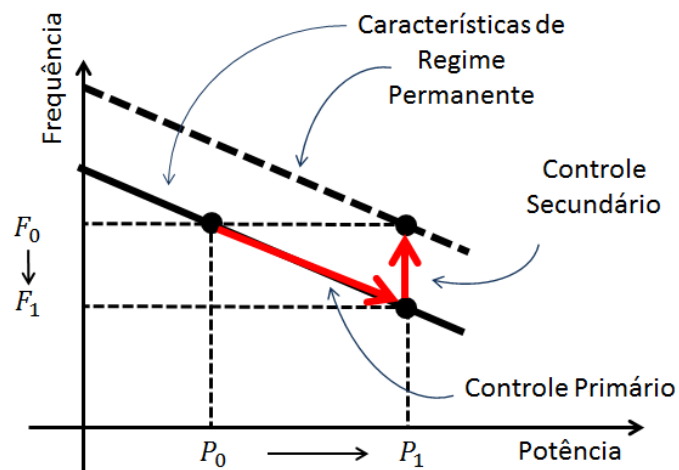


Figura 4-6 - Curva Freqüência x Potência com atuação dos controles primário e secundário.

Logo, o efeito do CAG nos reguladores das máquinas é elevar a curva de estatismo verticalmente, retornando a frequência ao valor nominal. Em geral escolhem-se usinas com suficiente reserva girante para a regulação de frequência do sistema. O CAG por atuar em várias máquinas pode ser utilizado para controle de intercâmbio entre regiões ao mesmo tempo em que corrige as variações de frequência. Tal operação é ilustrada através do diagrama de blocos da Figura 4-7.

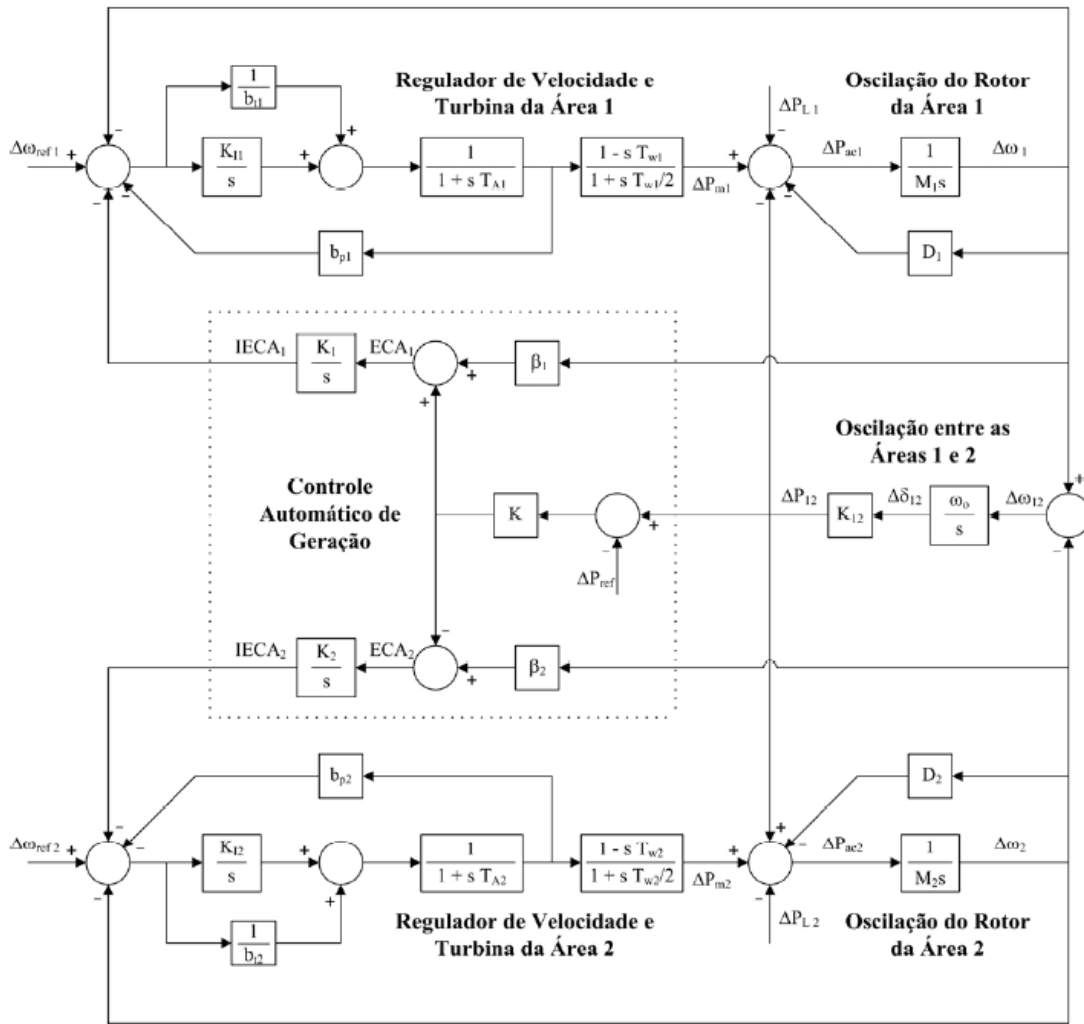


Figura 4-7 - Operação do CAG para Sistema de Duas Áreas.

4.3 Malha de Controle de Frequência em Elos CCAT

O crescimento da demanda associada ao aumento da penetração de geração de fontes alternativas concomitantemente como o distanciamento dos centros geradores aos centros consumidores força o sistema a trabalhar quase que nos seus limites operativos. Conseqüentemente torna-se uma solução natural os reforços no sistema de transmissão (C.E. Spallarossa, 2013).

Uma alternativa importante para a transmissão a longa distância é a tecnologia CCAT, que tem inerente ao seu controle a capacidade de modulação rápida da sua potência transmitida. Além disso, a interligação de dois ou mais sistemas de corrente alternada ou duas ou mais barras em um sistema de corrente alternada por um elo CC é assíncrona

e, portanto, inexistente o problema da estabilidade angular associado a esta transmissão. (Sari, 2010).

Sobretudo quando em paralelo com um sistema de transmissão CA a longa distância, o elo CCAT pode ser utilizado para estabilizar oscilações eletromecânicas do sistema, através da modulação da potência transmitida pelo elo. Ou ainda, pode ser utilizado para controlar diretamente a frequência de uma rede CA ligada a uma de suas conversoras. Existem outras aplicações menos importantes, entre as quais inclui-se a modulação de ângulo Gama, utilizada para variar o consumo de reativo da estação conversora de modo a conferir amortecimento às oscilações de tensão no sistema receptor [Bowles, Szetchman, paper TPWRS]. A conversora de Ibiúna, após os blecautes de 20 e 21 de abril de 1999, passou a contar com uma malha de atuação discreta, para reduzir a injeção de potência em casos de tensão reduzida no sistema Sudeste (Menzies, 1998).

As aplicações mais importantes serão discutidas abaixo, fazendo-se referência a alguns casos práticos.

4.3.1 Malha de controle potência/frequência

Este tipo de controle é configurado com uma banda morta no qual delimita sua faixa de atuação. Neste modelo tanto a faixa da banda quando o ganho do controle é ajustado de acordo com o sistema que se queira controlar. A Figura 4-8 apresenta diagrama ilustrativo deste tipo de controle.

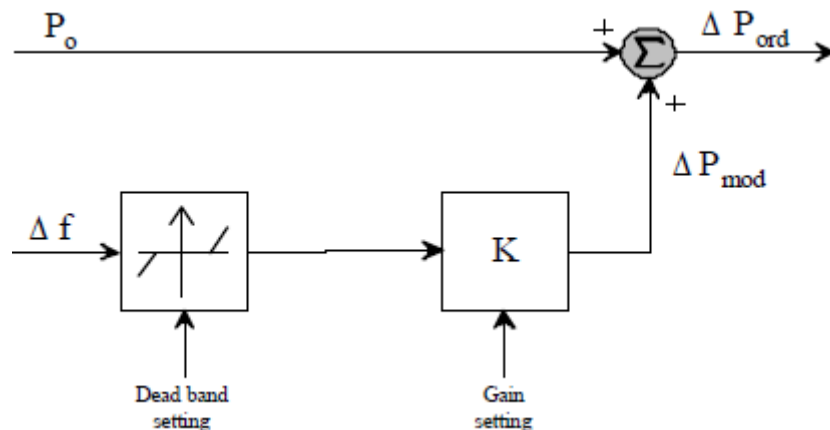


Figura 4-8 - Malha de Controle de elo CCAT para suporte da frequência do sistema emissor ou receptor.

Em algumas situações é necessária que a atuação da malha de frequência aconteça em toda faixa permitindo uma queda de frequência. Logo, caso necessário o regulador pode ser projetado com propriedades similares a um regulador de velocidade de uma turbina como ilustrado na Figura 4-9.

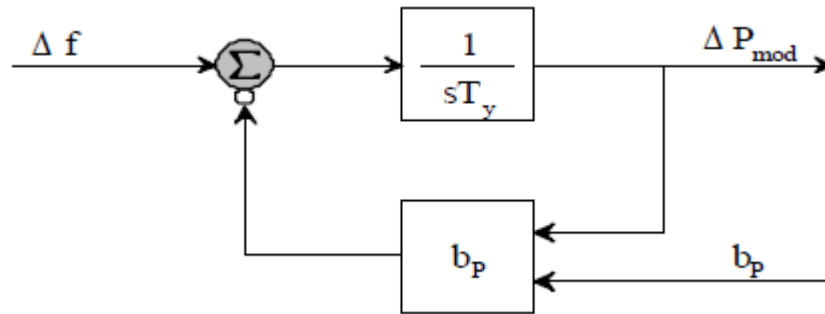


Figura 4-9 - Malha de modulação de potência de elo por desvio de potência.

Neste diagrama de blocos existe um bloco de retroalimentação que permite uma queda de velocidade. Realizando uma análise do diagrama de blocos obtêm-se a seguinte expressão:

$$\frac{P_o}{\Delta F} = \frac{1}{b_p} \times \frac{1}{1 + \frac{sT_y}{b_p}} \quad (22)$$

Onde,

t_y = Resposta do servo motor;

b_p = Estatismo permanente;

Em situações onde faça b_p tender a zero temos um controle constante de frequência dado pela equação (23).

$$\frac{P_o}{\Delta F} = \frac{1}{sT_y} \quad (23)$$

Capítulo 5 Desempenho de malha adicional no elo CCAT para controle de frequência do sistema receptor

5.1 Sistema teste

O desempenho da malha de suporte dinâmico de frequência em elo CCAT, é testado em sistema teste com baixo nível de curto circuito e geração, e que foi desenvolvido neste trabalho. Este capítulo descreve o sistema teste assim como os principais resultados das simulações realizadas. Todas estas simulações foram realizadas com os programas digitais do Cepel para análise de fluxo de potência de redes elétricas (ANAREDE) e simulador não-linear de estabilidade transitória e dinâmica (ANATEM).

5.2 Descrição do sistema teste

O sistema teste, desenvolvido neste trabalho para verificação do desempenho de malha adicional para controle de frequência do sistema CA no terminal inversor, é ilustrado na Figura 5-1. O sistema CA do terminal retificador é representado por uma barra infinita. O sistema CA do terminal inversor compreende uma rede de 230 kV de seis barras mais duas barras de 13,8 kV. Os demais componentes do sistema são descritos abaixo:

1. Bipolo CCAT +-280 kV – 2 x 800 MW (1600 MW) - entre as barras 10 e 20;
2. 1 - Compensador Síncrono – 300 Mvar (Inversor) – na barra 30;
3. 1 - Máquina térmica – 235 MVA, H – 5,435 s (Inversor) – na barra 90;
4. 1 - Barra Infinita – (Retificador) - barra 1
5. Cargas totalizando 1800 MW e 410 Mvar distribuídas nas barras do sistema inversor e representadas por modelos ZIP.

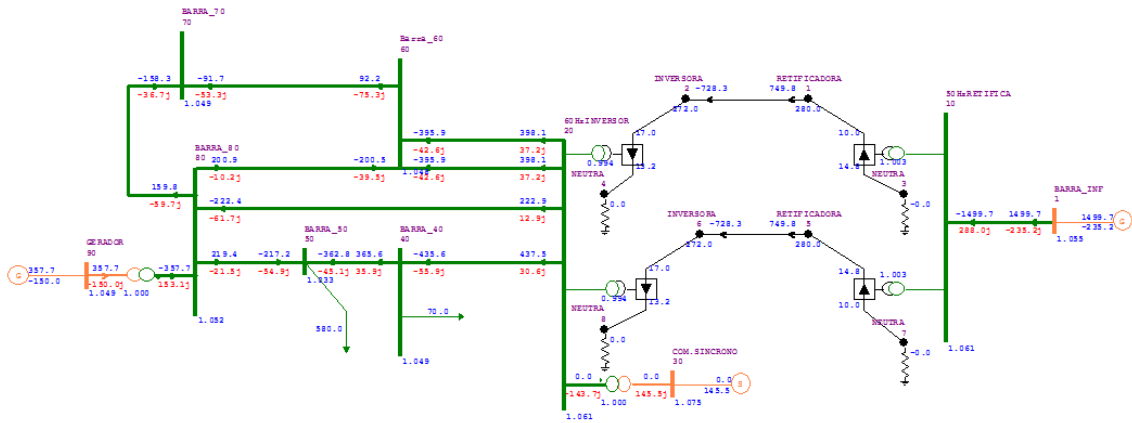


Figura 5-1 - Diagrama unifilar do sistema estudado (gerado pelo ANAREDE).

5.3 Testes de Equipamentos Individualizados

A fim de melhor observar o desempenho da malha de controle de frequência proposta para o elo CCAT, evitou-se a modelagem de equipamentos sofisticados para controle de tensão e velocidade e de suas diversas proteções. Os modelos dos reguladores de tensão e de velocidade, mostrados nas Figura 5-2 e Figura 5-3, são considerados plenamente adequados para os objetivos do trabalho evitando-se a complexidade dos modelos e a presença de descontinuidades e oscilações de importância secundária ao estudo. É importante enfatizar que os desvios de frequência observados nas simulações realizadas limitam-se à faixa linear de atuação dos reguladores de velocidade.

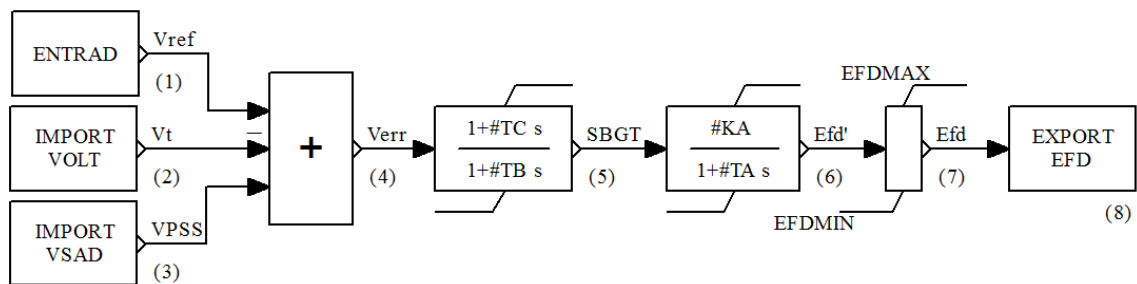


Figura 5-2 - Modelo de Regulator de Tensão.

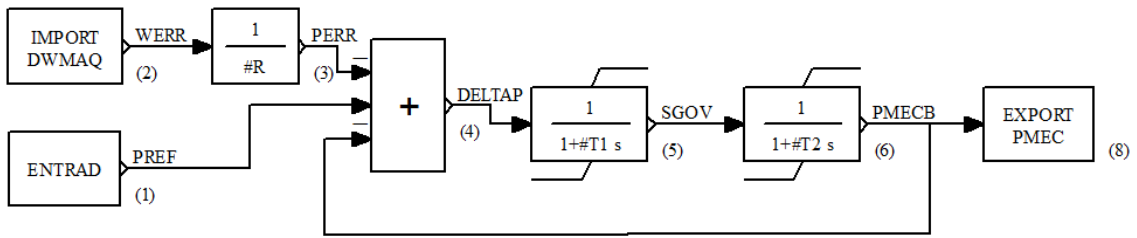


Figura 5-3 - Modelo de Regulador de velocidade.

Para a máquina térmica e para o compensador síncrono foram testados os desempenhos dinâmicos dos controladores de tensão e velocidade a fim de garantir a sua correta atuação.

5.3.1 Teste de Máquina Térmica

Os dados da máquina térmica utilizados foram idênticos àqueles da usina de Santa Cruz (Térmica a Gás) e encontram-se listados no Apêndice.

Foram realizados degraus na referência de tensão e na referência de potência da máquina térmica. Os resultados são apresentados nas Figura 5-4, Figura 5-5 e Figura 5-6.

Da Figura 5-4, Figura 5-5 verifica-se a atuação do regulador de tensão da máquina térmica com e sem a utilização do bloco de redução de ganho transitório. O erro de regime permanente da tensão terminal do gerador é proporcional ao valor de K_a do regulador de tensão da Figura 5-2, sendo que quanto maior o valor de K_a menor será o erro. Entretanto, recomenda-se que o valor de K_a seja limitado pela equação (24) para evitar *overshoot* elevado na tensão terminal, quando da excitação do campo em geradores operando em vazio.

$$K_a \leq \frac{T'_{d0}}{2T_a} \quad (24)$$

Dessa forma, para que o erro em regime seja pequeno e a atuação transitória seja satisfatória é utilizado um bloco de redução de ganho transitório. O efeito deste bloco é facilmente observado nas Figura 5-4, Figura 5-5, onde para $K_a = 500$ a tensão de efd alcança o valor de teto com um degrau de apenas 1 %. Já a tensão terminal não tem o

desempenho consideravelmente afetado pela utilização deste recurso dinâmico. Portanto, será utilizado durante as simulações o regulador de tensão com bloco de redução de ganho transitório.

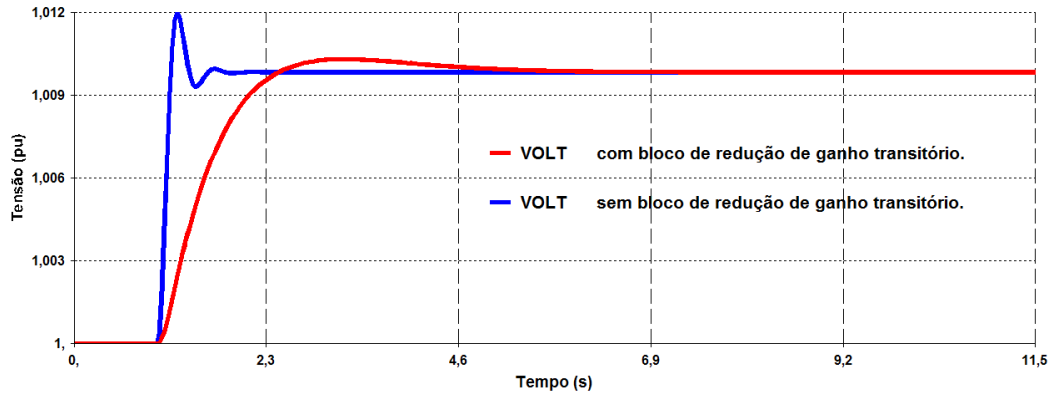


Figura 5-4 - Desempenho do regulador de tensão de gerador em vazio para degrau de 1 % aplicado na referência de tensão.

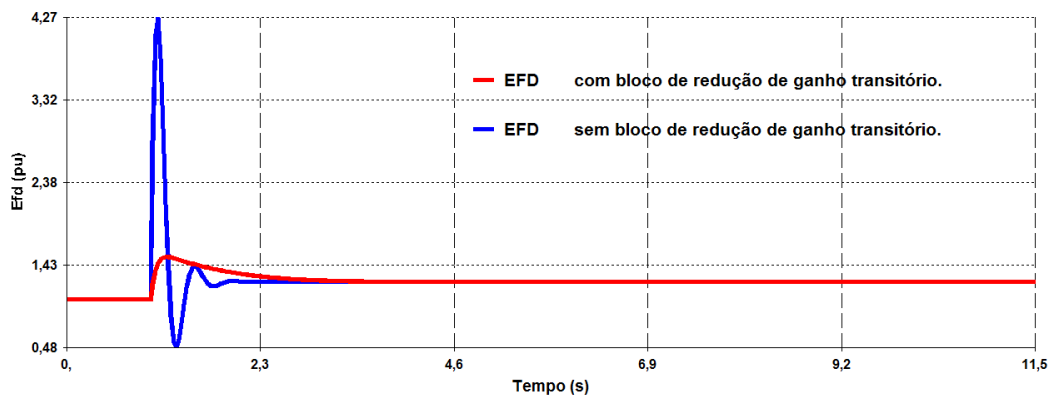


Figura 5-5 - Desempenho da tensão de campo da excitatriz de gerador em vazio para degrau de 1 % aplicado na referência de tensão.

Na Figura 5-6 é apresentado o desempenho da potência mecânica e elétrica da máquina térmica quando submetida a um degrau de 1% na sua referência de potência. Para isso, foi utilizado o controlador da Figura 5-3 e adotados os valores 0.5s e 0.6s para os parâmetros T1 e T2 respectivamente, que são valores típicos para máquinas térmicas a gás. Como pode ser visto o desempenho do regulador apresenta-se satisfatório. Na Figura 5-7 é apresentado o desempenho dinâmico do regulador de velocidade em um teste de máquina térmica alimentando uma carga. A perturbação aplicada nesta simulação corresponde a um aumento de carga da ordem de 1 %, e o resultado observado também é satisfatório.

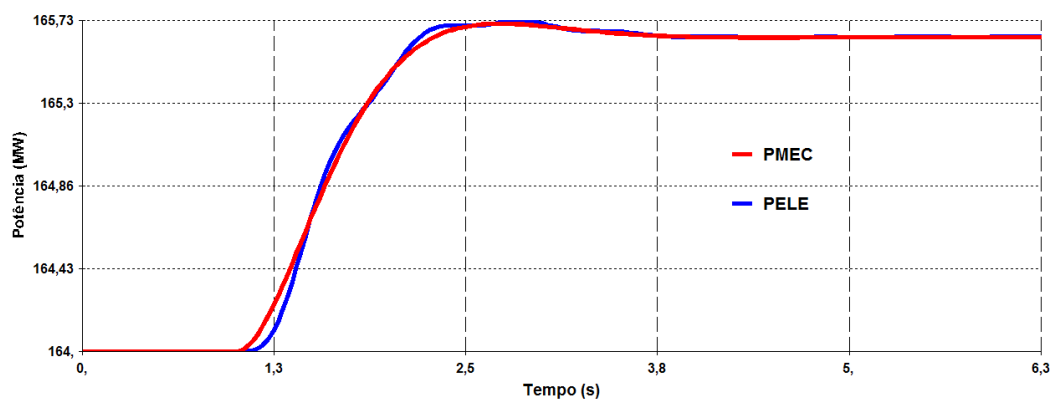


Figura 5-6 – Potência elétrica da máquina térmica conectada á barra infinita após a aplicação de um degrau de 1 % na sua referencia de potencia.

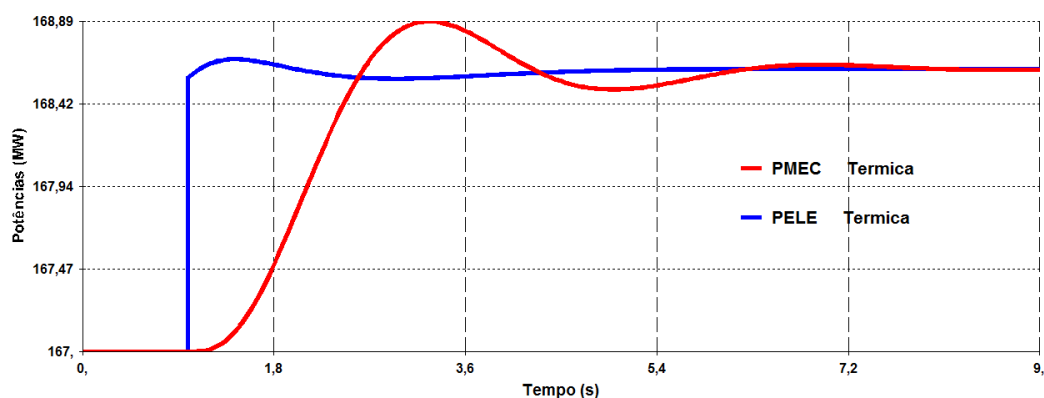


Figura 5-7 - Potência da máquina térmica em ilha geração-carga, após aplicação de degrau de 1 % na carga.

5.3.2 Teste do Compensador Síncrono

Os dados do compensador síncrono utilizado foram idênticos aos dos síncronos existentes na estação inversora de Ibiúna, e encontram-se listados no Apêndice.

O resultado da simulação do controlador de tensão do compensador síncrono é apresentado na Figura 5-8.

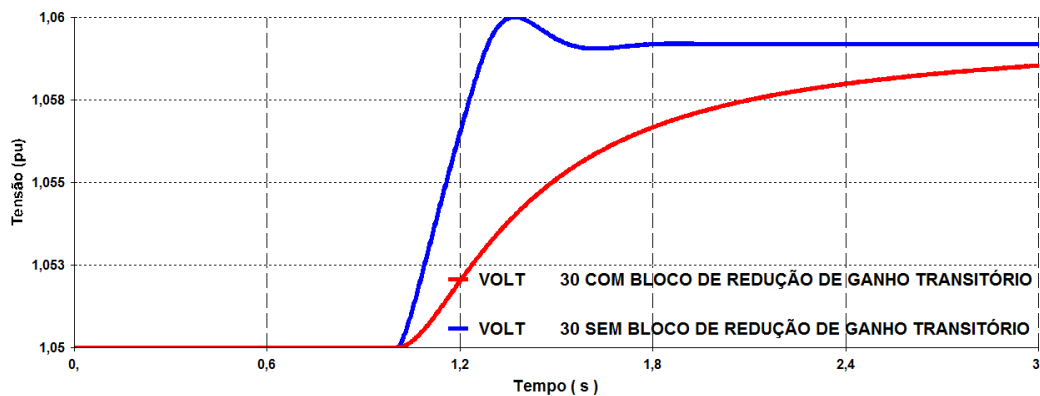


Figura 5-8 - Desempenho do compensador Síncrono com regulador de tensão incorporando ou não o bloco de redução de ganho transitório.

Os testes do regulador de tensão do compensador síncrono mostraram que a resposta da malha de regulação de tensão torna-se muito lenta com a presença do bloco de redução de ganho transitório. Portanto, a presença deste bloco no regulador de tensão do compensador síncrono não será considerada nas simulações.

5.3.3 Teste de Elo de Corrente Contínua

Os dados de elo de corrente contínua utilizados foram os de Itaipu. O modelo ANATEM do elo de Itaipu já apresenta todos os controles de elos configurados de maneira otimizada. A fim de demonstrar que o funcionamento do modelo de elo CCAT utilizado está coerente, apresenta-se a dinâmica de atuação do elo em um sistema composto de barras infinitas nos terminais CA do retificador e inversor. O evento simulado é um degrau de 1 % na ordem de potência do elo. O resultado é apresentado na Figura 5-9.

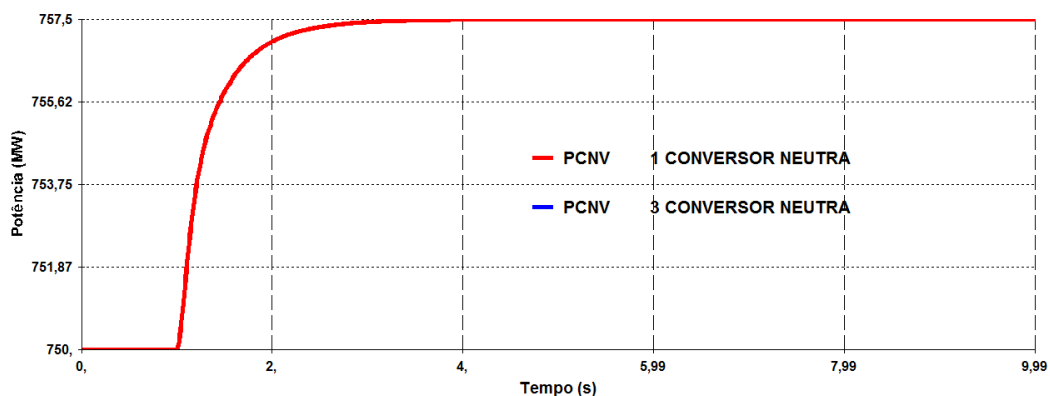


Figura 5-9 - Degrau de 1 % na referência de potência do elo CCAT.

Além do degrau na referência de potência é aplicado um curto-circuito trifásico, através de resistência e com duração de 100 ms, na barra do inversor para verificar o comportamento dinâmico do elo CCAT após uma grande perturbação. Os resultados desta simulação encontram-se apresentados nas Figura 5-10 e Figura 5-11.

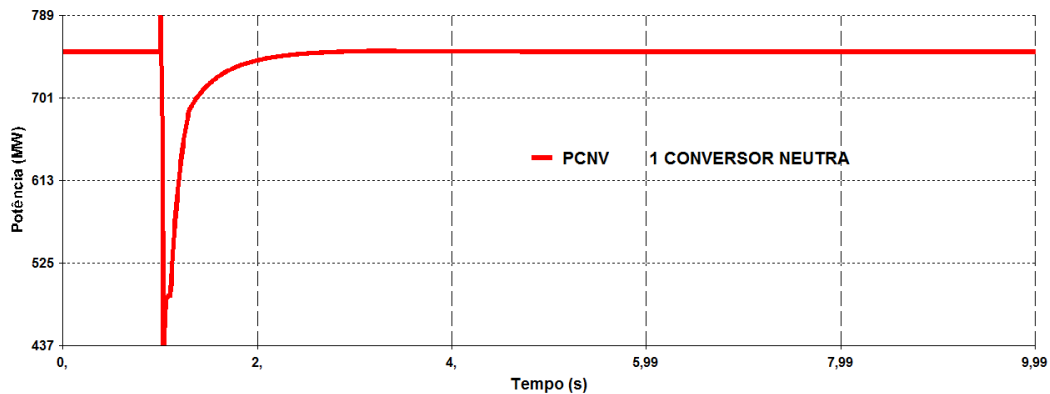


Figura 5-10 - Potência no elo CCAT após curto-circuito.

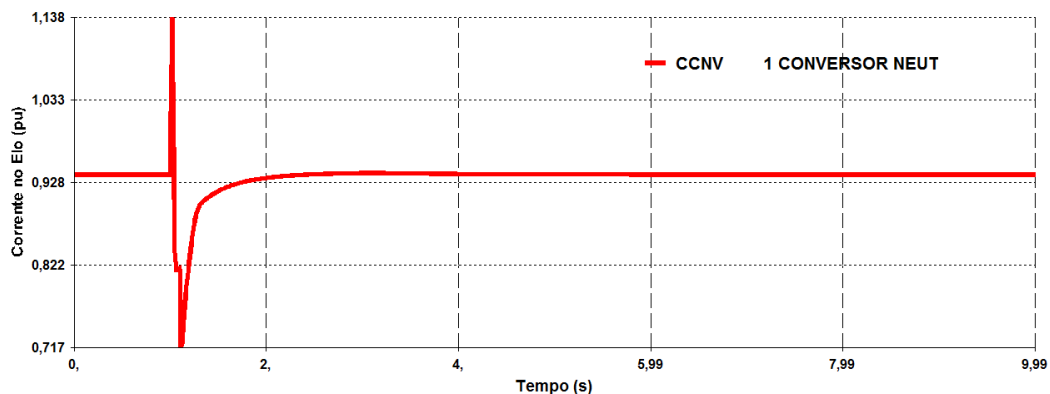


Figura 5-11 - Corrente no elo CCAT após curto-circuito.

Das figuras acima, verifica-se que os controles do elo estão adequadamente representados permitindo que o modelo simulado retorne às condições pré - perturbação. Devido ao sistema ser composto por barras infinitas em ambos os lados, não é possível apresentar nenhuma outra dinâmica de controle do elo, sendo a atuação de outros controles do elo apresentadas nas simulações realizadas com o sistema teste.

Após a verificação de que todos os controles básicos estão funcionando corretamente, partiu-se para as simulações do desempenho do sistema teste considerando a utilização da malha MSDF, descrita na seção seguinte.

5.4 Utilização de Malha Adicional de Suporte Dinâmico de Frequência (MSDF) em elo CCAT

5.4.1 Ajuste dos ganhos do elo CCAT

Para a utilização da MSDF para controle de frequência do sistema CA fraco, conectado à estação inversora, é necessário que os ganhos KI e KP do controlador PI de ângulo de disparo do retificador e do inversor do elo CCAT estejam ajustados de forma a apresentar comportamento estável, sem sobre-oscilação (*overshoot*) excessiva após perturbações, e com resposta suficientemente rápida e bem amortecida.

Para isso, os ganhos KI e KP do controlador de corrente do retificador foram ajustados de forma iterativa, comparando o desempenho do elo CCAT para diferentes pares (KI, KP) após aplicação de perturbação de carga no sistema teste. O evento simulado foi o aumento de 5% na carga da barra 60 (900 MW e 200 Mvar), o que é equivalente a 45 MW e 10 Mvar.

Numa breve descrição da dinâmica observada neste evento, menciona-se inicialmente os impactos instantâneos: a diminuição do perfil de tensão da rede 230 kV do sistema do terminal inversor, e das tensões CC do elo. Como a tensão no lado inversor é a mais deprimida, a diferença de potencial (DDP) positiva entre retificador e inversor aumenta, o que acarreta o aumento instantâneo da potência transmitida pelo elo.

Este aumento instantâneo de consumo de potência no lado do inversor provoca alteração no valor de corrente do elo gerando um sinal de erro no controlador PI do retificador (controlador de corrente constante), que então corrige, num relativamente pequeno intervalo de tempo, o valor o ângulo de disparo do retificador.

A finalidade da simulação é ajustar os parâmetros dos controles do elo CCAT para que a resposta dinâmica do e sistema CA/CC (sistema teste) seja satisfatória. Os gráficos a seguir ilustram as simulações associadas ao ajuste (KI, KP) definido pelo processo iterativo apresentado.

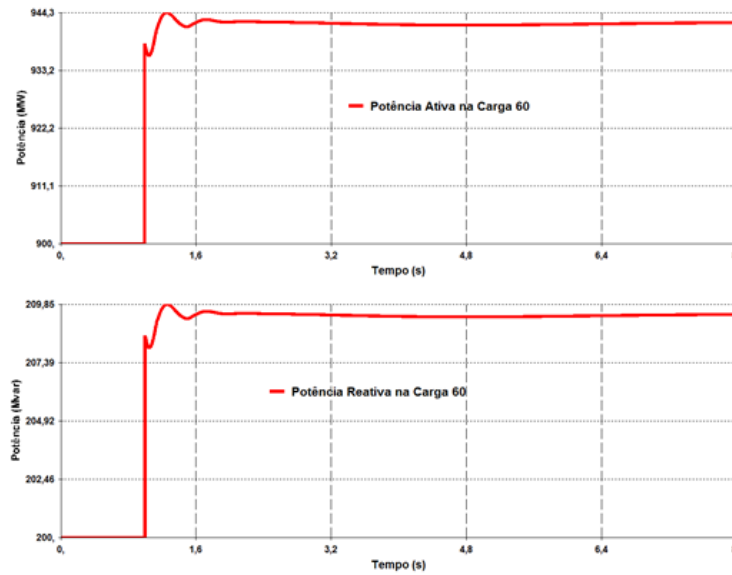


Figura 5-12 – Comportamento da carga da barra 60 após aplicação de degrau de 5 % no seu valor inicial

(a) – Potência ativa da carga da barra 60; (b) Potência reativa da carga da barra 60.

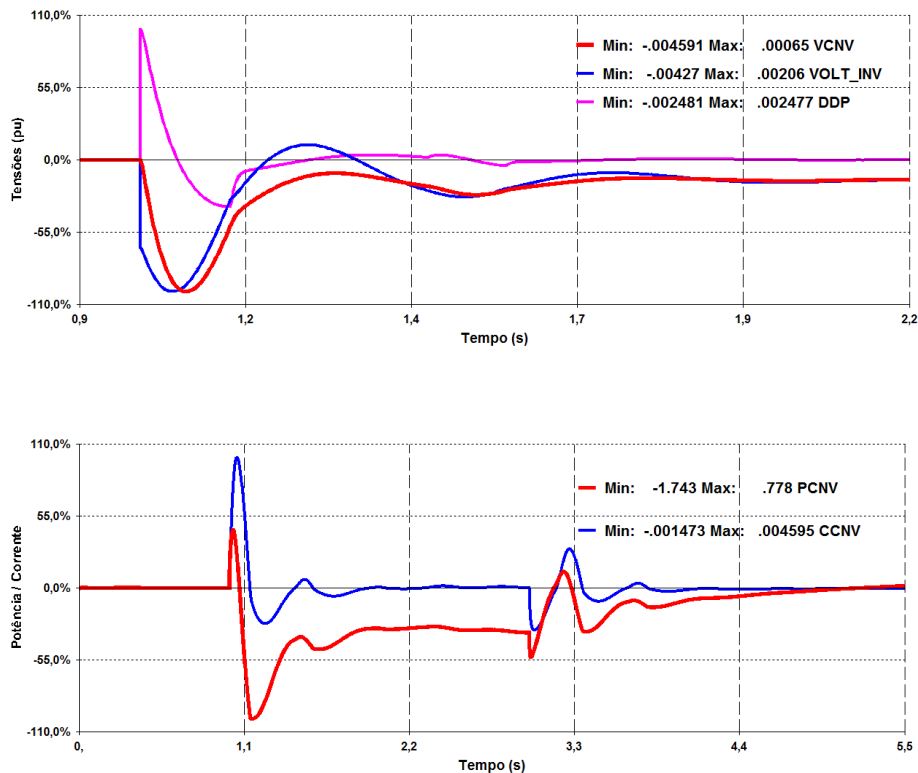


Figura 5-13 – Comportamento dinâmico das tensões, corrente e potência CC do elo CCAT durante o aumento de carga.

Da Figura 5-13 comprova-se o que foi apresentado no texto, a queda de tensão na malha elétrica do lado inversor, causa uma queda de tensão no retificador e no inversor que tem uma DDP resultante positiva, provocando um aumento inicial de corrente e potência do elo. O elo CCAT por estar atuando em modo de controle de corrente, reduz os ângulos de disparo do elo, retornando a corrente para o valor inicial. Entretanto, devido ao aumento da carga no sistema receptor reduzir o seu perfil global de tensão, inclusive da barra do inversor, a potência transmitida pelo elo CCAT é menor que a inicial.

Fica então evidente que a tensão do sistema afeta diretamente o comportamento do elo. Para garantir um desempenho satisfatório do elo CCAT foram avaliados os desempenhos para diversos ajustes de KI e KP, e os resultados destas simulações são apresentados a seguir.

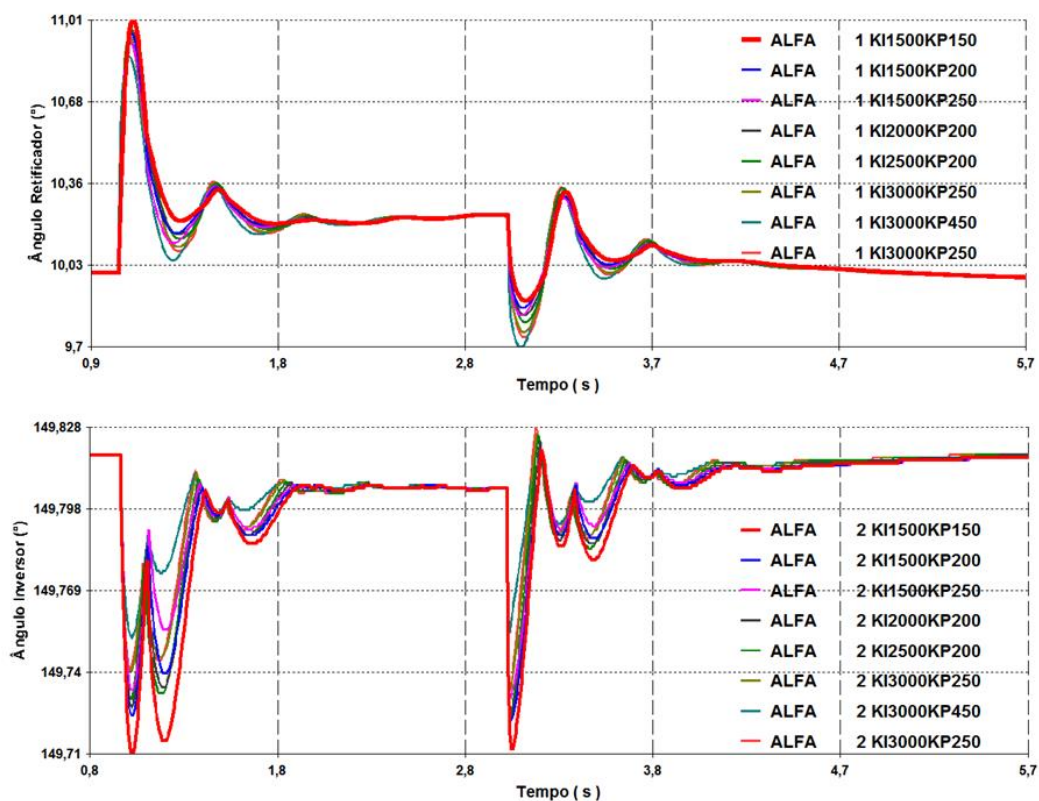


Figura 5-14 - Ângulos de disparo nas conversoras Retificadora e Inversora.

A dinâmica dos ângulos de disparo do retificador e inversor é, sobretudo determinada pelos ganhos KP e KI do controle de corrente no elo. Este é, portanto, o controlador

cuja dinâmica se deseja melhorar, se possível. A função destes controles é regular a potência transmitida pelo elo como pode ser observado na Figura 5-15.

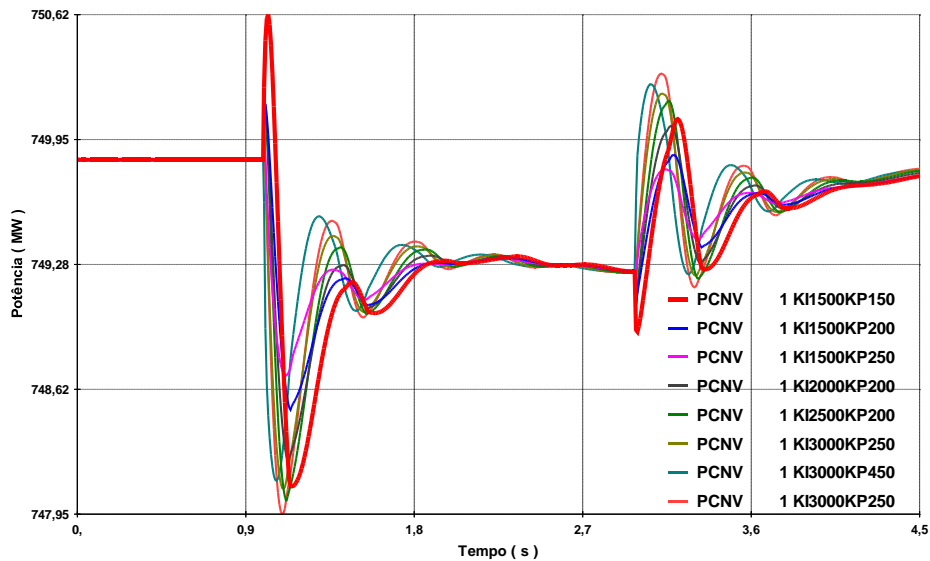


Figura 5-15 – Potência transmitida no elo CCAT após aplicação de pulso na ordem de corrente do elo CCAT

Tabela 5-1 Resultados de dinâmicas máximas nas simulações.

	Máximo Overshoot		Menor Oscilação	
	KI	KP	KI	KP
Retificador	1500	150	1500	200
Inversor	1500	150	3000	450
Potência elo	1500	150	1500	200

O estudo de sensibilidade realizado via simulações e ilustrado na Tabela 5-1, indica que a escolha dos valores de KI e KP, dentre os pares investigados, não é crítica. Entretanto, adota-se o par de ganhos que conduziram ao melhor desempenho considerando as variáveis observadas: KI=1500 e KP = 200. Existem vários métodos de escolha de KI e KP, entre eles o método do lugar das raízes aplicado ao modelo linearizado do sistema. Tal estudo poderia ter sido executado usando-se a ferramenta PacDyn, desenvolvida no Cepel, mas seu uso não foi julgado necessário dado o tamanho reduzido do sistema teste, e o escopo e tempo limitados de um trabalho de mestrado.

5.4.2 Dimensionamento e configuração da MSDF

Na seção anterior foram determinados os valores de KI e KP para o controlador de corrente do retificador. Nesta seção é apresentado o desenvolvimento e estrutura da MSDF.

Para o desenvolvimento da MSDF foi utilizado como base o estabilizador de frequência Stab50 instalado no elo CCAT de Itaipu. O diagrama de blocos do stab50 é apresentado na Figura 5-16. As principais diferenças entre estes dois controladores são listadas a seguir:

- A MSDF atua na ordem de corrente do elo CCAT (de modo a ter atuação mais rápida) e o Stab50 na ordem de potência;
- A MSDF não tem banda morta ao contrário do Stab50
- A MSDF é um controlador PI, enquanto o Stab50 não é.

Alterando-se o diagrama de blocos do stab50 de acordo com as considerações acima descritas, obtêm-se a MSDF apresentada na Figura 5-17.

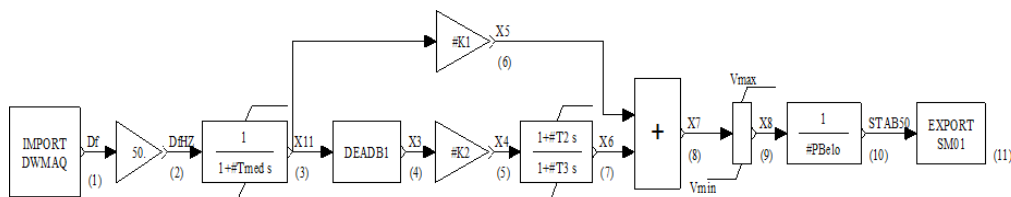


Figura 5-16 - Diagrama de Blocos do Stab50.

Nos testes iniciais de desempenho da primeira malha MSDF (Figura 5-17), observou-se a deterioração do amortecimento do modo de oscilação de 2,4 Hz, relativa à oscilação eletromecânica entre gerador e compensador síncrono. Para amortecer este modo de oscilação foi adicionada à MSDF um bloco de avanço de fase centrado na frequência deste modo. O diagrama de blocos resultante desta modificação é apresentado na Figura 5-18.

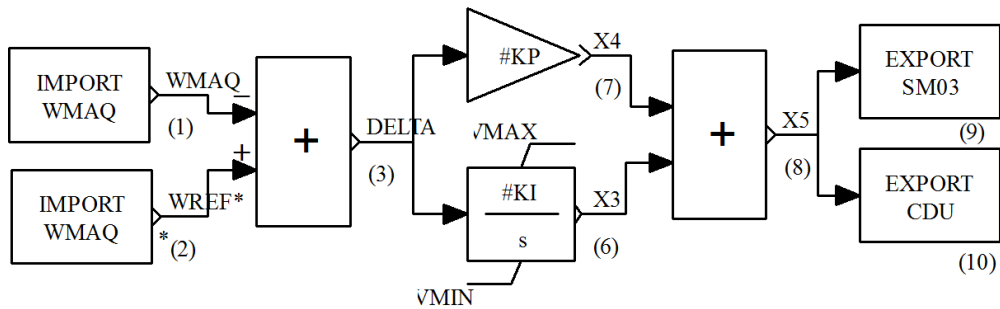


Figura 5-17 - Diagrama de Blocos da versão inicial da MSDF

Na Figura 5-19, é apresentado o desempenho dinâmico da MSDF durante um evento tipo trem de pulso na carga da barra 60 como descrito na Figura 5-22, utilizando a primeira e segunda versão da MSDF. Nesta figura fica clara a redução do modo de oscilação eletromecânico de frequência aproximadamente igual a 2,4 Hz.

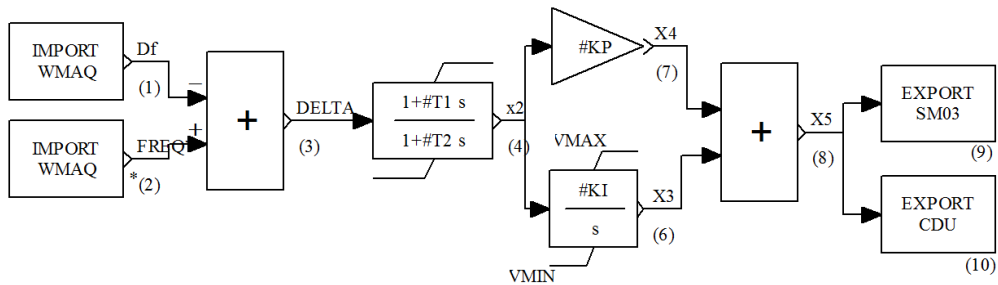


Figura 5-18 - Diagrama de Blocos da segunda versão da MSDF

Como a presença de só um bloco lead – lag não foi suficiente para amortecer adequadamente o modo, foi acrescentado um segundo bloco lead - lag para melhor amortecer o modo de oscilação. O diagrama de blocos da Figura 5-21 mostra a estrutura final da MSDF.

O desempenho dinâmico da MSDF na presença de 2 blocos de avanço de fase é apresentado na Figura 5-20, onde a modulação de potência no elo (curva azul) não mais impacta o amortecimento do modo de oscilação de 2,4 Hz.

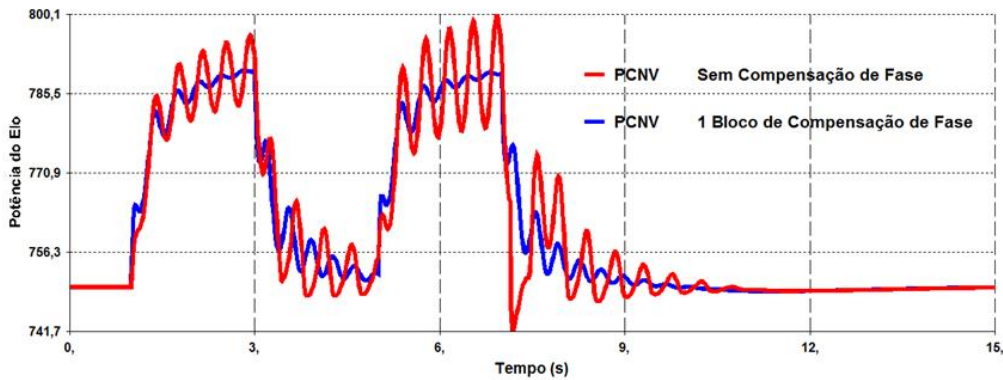


Figura 5-19 - Desempenho das versões 1 e 2 da MSDF durante trem de pulso de carga na barra 60 do sistema receptor.

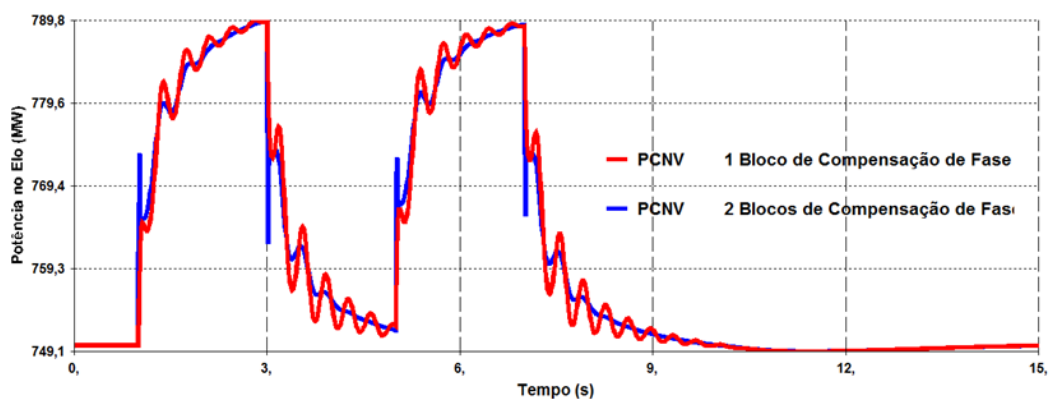


Figura 5-20 - Desempenho da versão 2 e da versão final da MSDF durante trem de pulso de carga na barra 60 do sistema receptor.

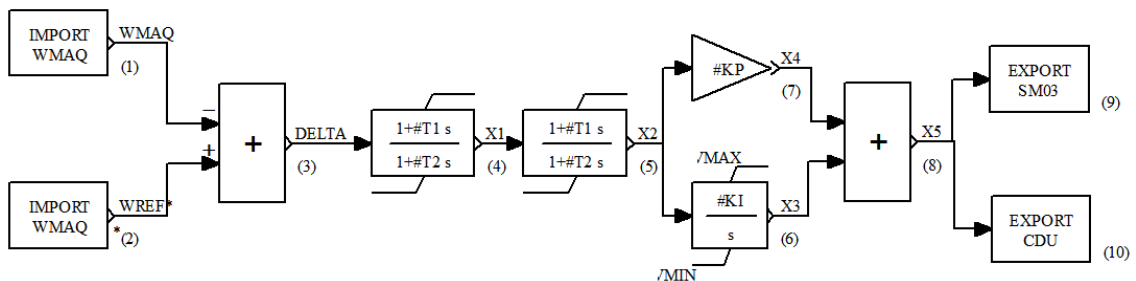


Figura 5-21 - Diagrama de Blocos final da MSDF.

Os diagramas de blocos (Figura 5-21) das três versões da MSDF foram gerados por rotina do programa ANATEM modelagem de controladores definidos pelo usuário assim como outros equipamentos do sistema. O funcionamento do controlador MSDF baseia-se na medição da velocidade angular da máquina síncrona da malha elétrica do lado inversor comparada com uma referência. Qualquer aceleração ou desaceleração em relação a esta referência gera um erro que, através de um controlador PI, altera a ordem de corrente do elo CCAT.

Os dois blocos de avanço de fase, adicionados em série com o controlador PI, tem o objetivo de tornar a resposta oscilatória do sistema mais amortecida. Como a resposta dinâmica da MSDF deve ser rápida em função da baixa inércia do sistema CA, o amortecimento da estabilidade eletromecânica é impactado, exigindo a presença dos blocos de avanço de fase. Os ganhos KI e KP do controlador MSDF foram ajustados iterativamente para que a atuação do controle de frequência se dê na velocidade desejada sem que seja criado qualquer comportamento dinâmico indesejado no sistema.

Enquanto o controlador de corrente (de estrutura PI) do elo CCAT apresenta ganhos muito altos e conseqüentemente resposta muito rápida, o controle MSDF deve operar com valores bem menores para estes ganhos e tempo de resposta compatível com as necessidades do controle de frequência do sistema fraco.

A determinação dos valores otimizados dos parâmetros KI, KP, T1 e T2, conforme o diagrama de blocos da Figura 5-21, foi realizada iterativamente. Inicialmente, fixaram-se os valores de T1 e T2 como indicado na Tabela 5-2.

Tabela 5-2 - Ganhos dos blocos LEDLAG do controlador MSDF.

Ganhos	
T1	T2
0,1	0,01

O controlador MSDF deve modular a potência transmitida pelo elo, rápida e suavemente, para efetivamente mitigar os afundamentos e oscilações de frequência no sistema CA receptor. Desta forma, foram efetuadas simulações da resposta do sistema, considerando diversos valores de ganhos KI e KP da MDSF, para uma perturbação na forma de trem de pulsos (dois pulsos apenas), com variação de 10 % da carga da barra 60, o que corresponde a uma variação de 90 MW e 23 Mvar de potência no sistema.

Os resultados das simulações para os diversos valores de KI e KP são apresentados nas próximas figuras.

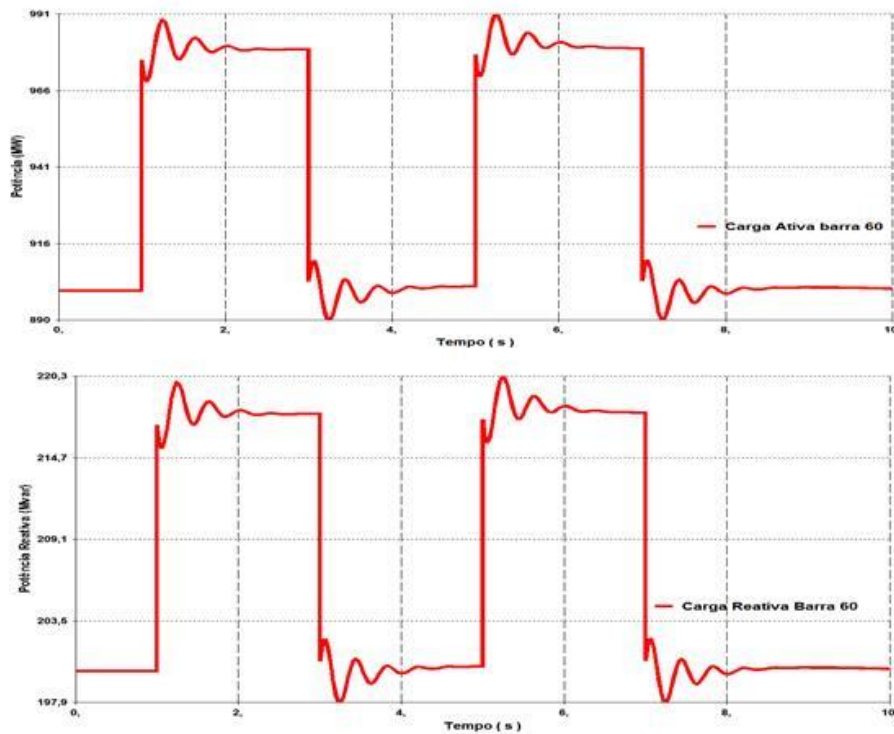


Figura 5-22 – Variação da carga na barra 60 para ajuste otimizado dos ganhos KI, KP da MSDF.

A Figura 5-22 mostra, os desvios efetivamente verificados na carga da barra 60, cujos valores nominais de potência ativa e reativa foram alterados em 10 %. A diferença observada entre o valor nominal e efetivo da carga, se deve ao fato dela ter sido modelada como impedância constante, cuja magnitude varia instantaneamente com o quadrado da tensão terminal da barra.

Analisa-se, a seguir, o comportamento dinâmico da potência transmitida pelo elo CCAT (Figura 5-23) e da potência mecânica e elétrica do gerador termelétrico, mostradas na Figura 5-24 e Figura 5-25. Observa-se que a potência no elo apresenta comportamento oscilatório e amplitude de desvio que variam bastante com os valores de KI e KP. Constata-se também que a potência elétrica drenada do gerador termelétrico, aumenta significativamente quando o valor de KI no controlador MSDF é reduzido, o que não é interessante. Portanto, deve-se manter a resposta do controle MSDF a mais rápida possível sem, no entanto, gerar oscilações excessivas no sistema.

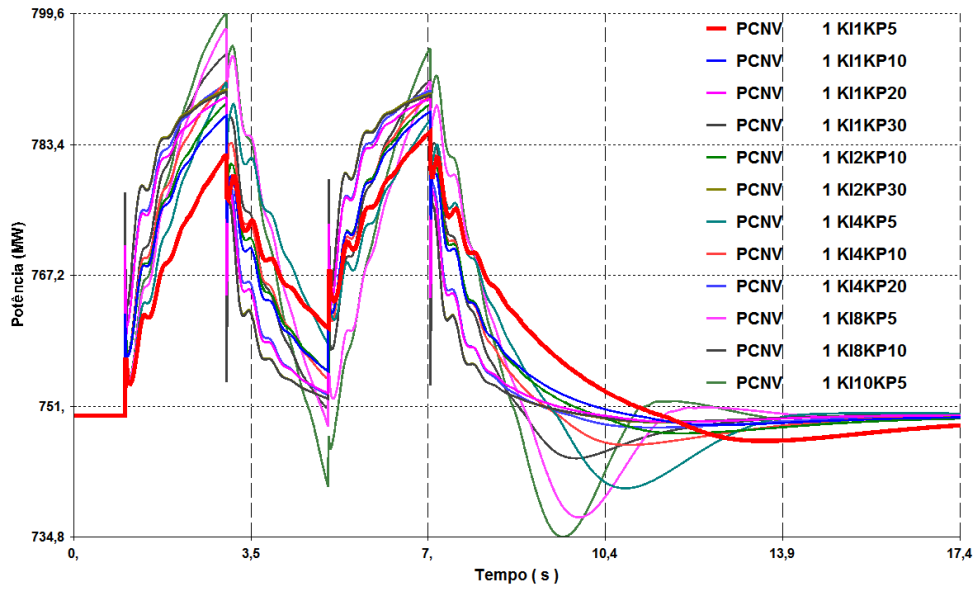


Figura 5-23 - Potência no elo CCAT para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.

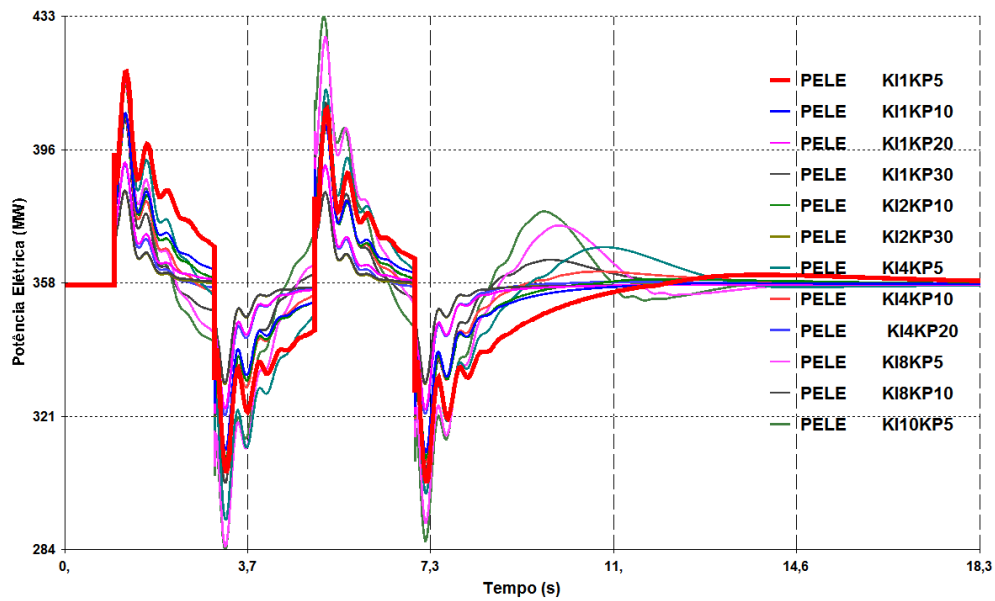


Figura 5-24 - Potência Elétrica no gerador termelétrico para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.

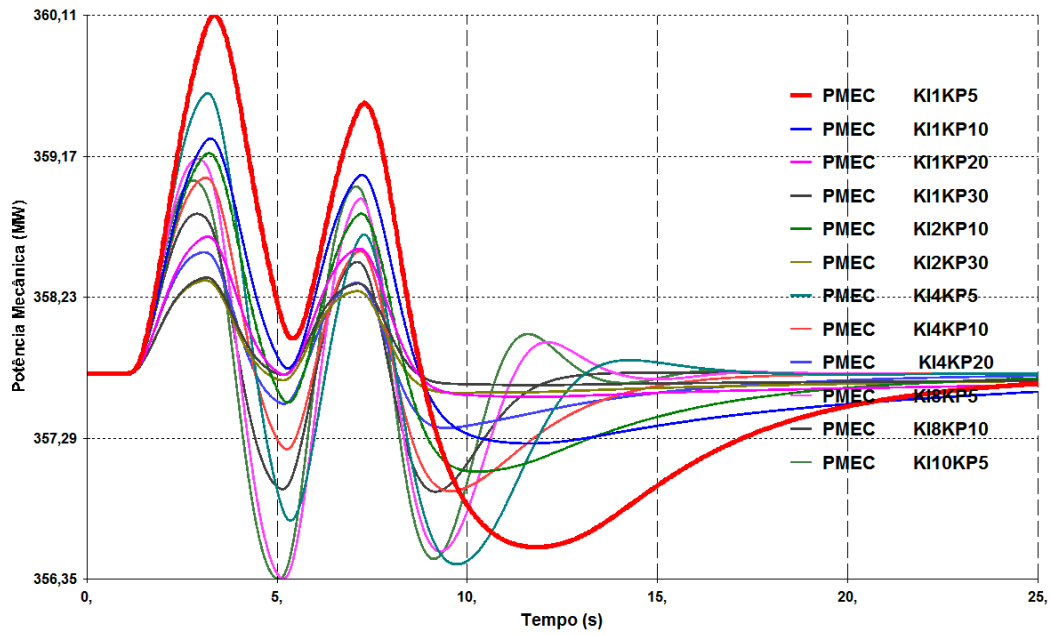


Figura 5-25 - Potência mecânica no gerador térmico para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.

A frequência do sistema receptor CA, mostrada na Figura 5-26, também tem sua variação máxima reduzida com o aumento dos valores de KI. Os melhores valores de KI e KP encontrados para o sistema são aqueles que resultam em menor desvio de potência da unidade termelétrica, menor impacto na frequência no sistema e que não provocam oscilações adversas no elo CCAT e no sistema.

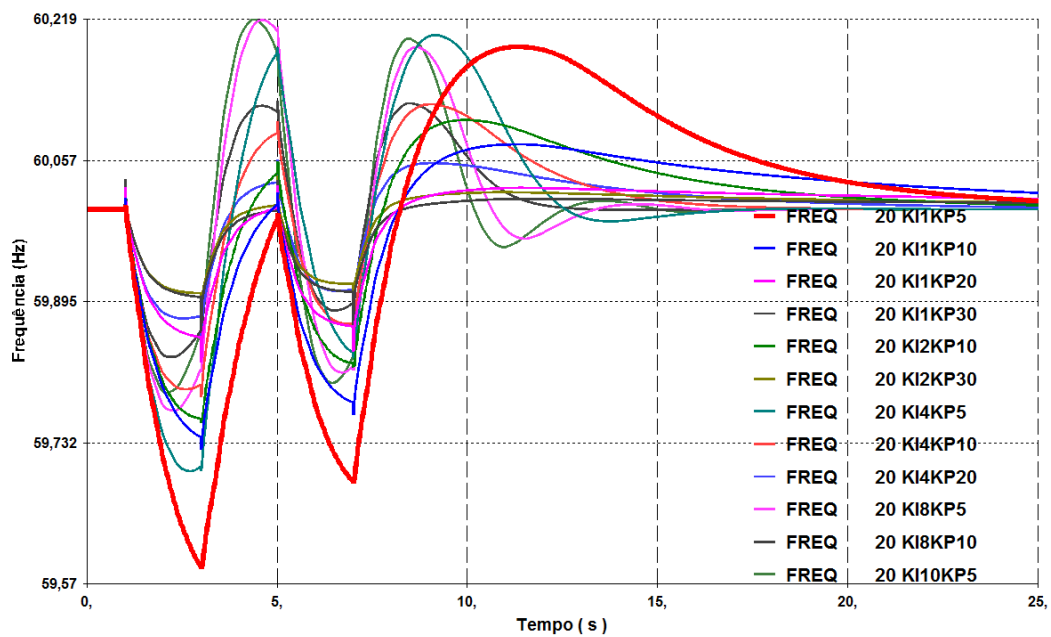


Figura 5-26 - Frequência na barra do inversor para diferentes ganhos KI, KP da MSDF.

Analisando por sua vez o comportamento dos ângulos de disparo dos tiristores no retificador e no inversor, mostrados na Figura 5-27 e Figura 5-28, constata-se que valores muito altos de KI na MSDF geram oscilações desnecessárias nos ângulos de disparo, destacando-se picos rápidos nos instantes de variação de carga. Deve-se notar que estes picos não são retrato fiel do comportamento dinâmico do sistema para estas discontinuidades. Simulação mais realista exigiria a utilização de programa para análise de transitórios tais como o pscad ou emp.

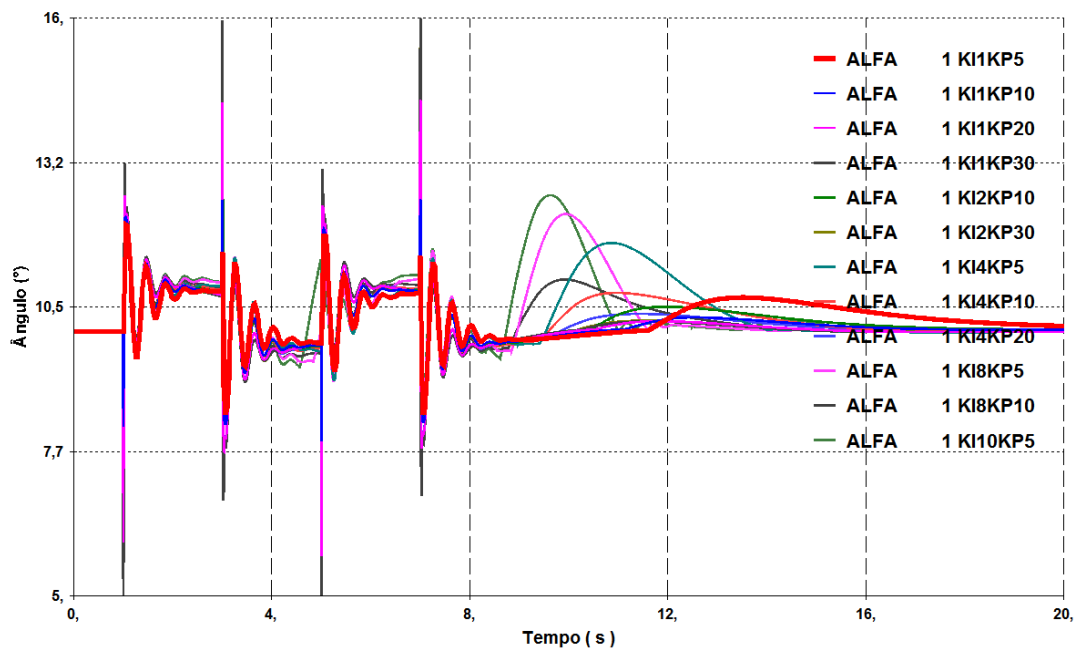


Figura 5-27 - Ângulo no Retificador.

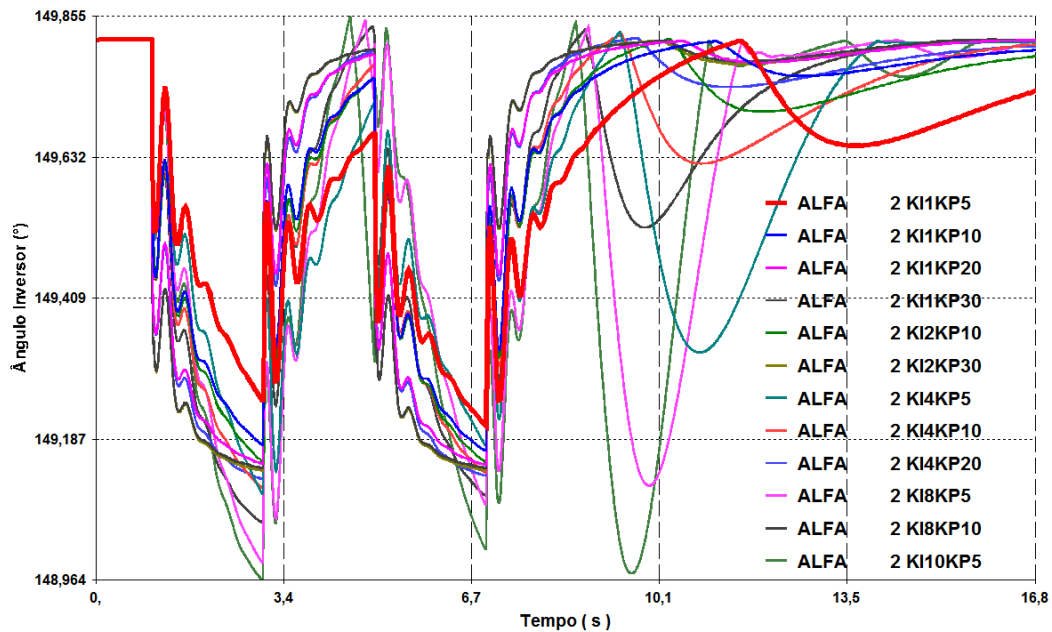


Figura 5-28 - Ângulo no inversor.

Analisando-se o comportamento na tensão terminal, mostrado na Figura 5-29, observa-se que o comportamento da tensão terminal é muito semelhante ao comportamento do ângulo de disparo no retificador. Este comportamento já era esperado, visto que a MSDF gera um erro na referência do controle do retificador. No entanto, como o sistema do lado do retificador é de grande capacidade, a amplitude deste pico (*spike*) não é significativa.

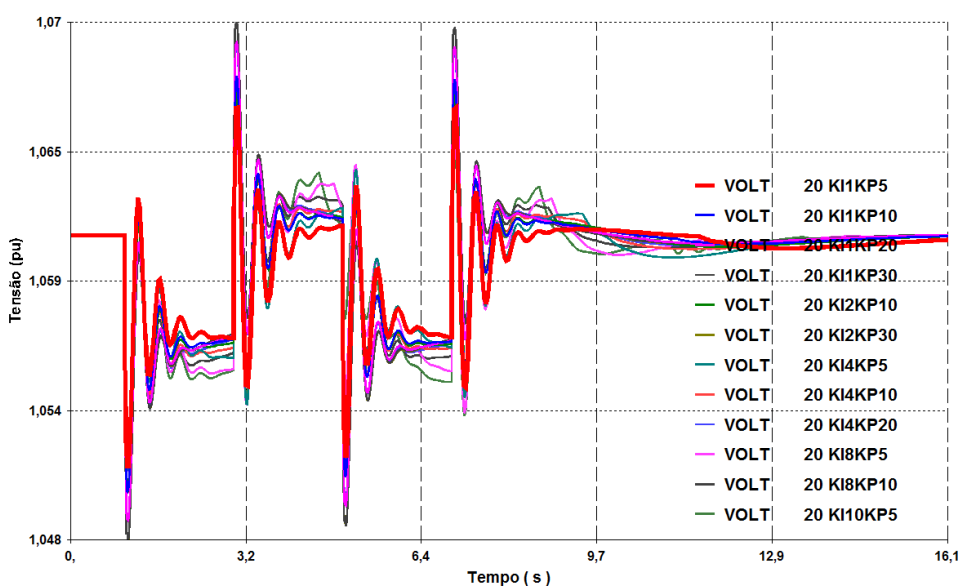


Figura 5-29 - Tensão na barra inversora.

Analisaram-se todas as simulações, anotando os valores de KI e KP associados aos máximos overshoots e às menores oscilações nas principais variáveis de interesse do sistema, e comparando-os na Tabela 5-3. Verifica-se que os valores de KI e KP que resultam no melhor desempenho dinâmico do controle do elo são 1- 5 respectivamente, o mesmo não é verdade quando se observa o desempenho da tensão no sistema inversor.

Tabela 5-3 - Desempenho do controle MSDF como função dos ganhos KI e KP.

Variável	Máximo Overshoot		Maior Amortecimento	
	KI	KP	KI	KP
Retificador	1	30	1	5
Inversor	10	5	1	5
Potência elo	10	5	1	5
Tensão Inversor	1	30	1	10
Potência Elétrica	10	5	1	30
Frequência	1	5	2	30

Os testes indicaram que o melhor par de valores KI e KP para o MSDF são 1 e 30 respectivamente. Nota-se que o desempenho da tensão terminal, ângulo no retificador e ângulo no inversor, apresentam oscilações de aproximadamente 2 Hz e bastante amortecidas, mas que, devido à sua pequena amplitude, não são consideradas relevantes.

A potência transmitida pelo elo é controlada pela modulação do ângulo de disparo do retificador e do inversor, que por sua vez tem influências na dinâmica do sistema. Deste modo, é essencial examinar o grau de impacto introduzido pelo controlador no comportamento dinâmico de outras variáveis do sistema além daquela diretamente controlada pelo regulador/controlador.

5.4.3 Verificação dos benefícios da utilização da MSDF

Na seção anterior foram escolhidos os valores de KI e KP da MSDF, adicionado ao elo CCAT para controle de frequência do lado CA do inversor. O comportamento dinâmico da frequência do sistema CA receptor, que é fraco, será avaliado aplicando-se a mesma perturbação na carga da barra 60 utilizada nos estudos da seção anterior, considerando ou não a utilização da Malha de Suporte Dinâmico de Frequência.

Dois casos do sistema teste serão a seguir estudados:

1. Controle de frequência efetuado pelo MSDF (controle PI de atuação meio rápida) e pela regulação primária (*speed-governor*) da termelétrica;
2. Controle de frequência efetuado somente pela regulação primária (*speed-governor*) da termelétrica;

Três eventos serão simulados, dois envolvendo uma perturbação composta por dois pulsos na carga da barra 60, completos ou incompletos e um evento envolvendo uma análise comparativa de desempenho da MSDF durante e após a aplicação de um curto circuito na barra inversora. A magnitude dos pulsos é de 90 MW (10 % do valor nominal da carga) e a duração de cada um deles é de 2 segundos, tendo este valor sido escolhido por estar próximo ao tempo de assentamento do sistema. Já o curto circuito tem duração de 100 ms. Os resultados destas simulações são apresentados a seguir. As cargas ativa e reativa efetivamente consumidas nesta barra são apresentadas na Figura 5-30.

5.4.3.1 Perturbação composta de dois pulsos completos

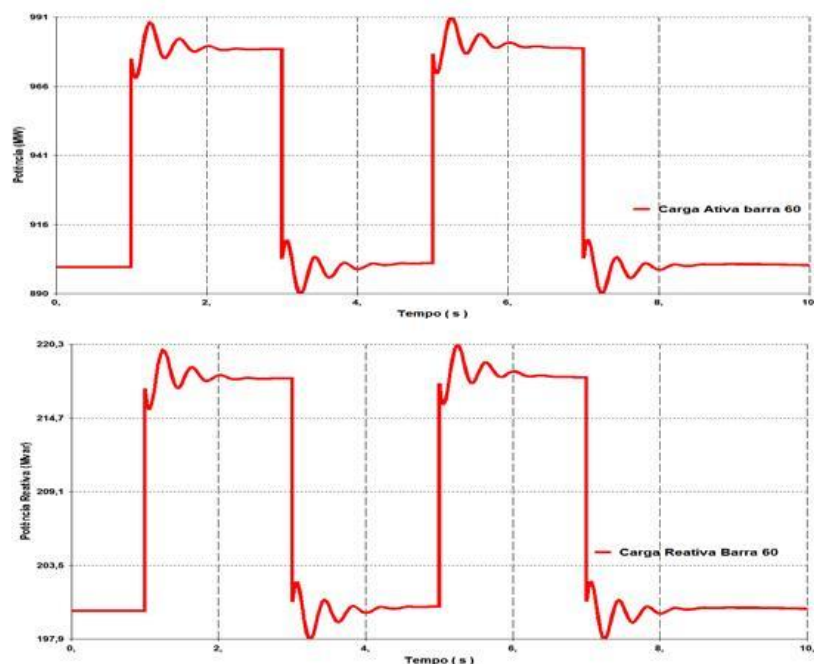


Figura 5-30 - Perturbação de dois pulsos completos na carga do sistema na forma de trem de pulsos.

As primeiras variáveis analisadas são as potências ativas injetadas pelo elo CCAT e pela UTE no sistema receptor em função da perturbação de carga. Na Figura 5-31, verifica-

se que na presença do MSDF a potência adicional da carga é quase totalmente suprida pelo elo CCAT, e na ausência deste controlador, passa a ser suprida pela UTE.

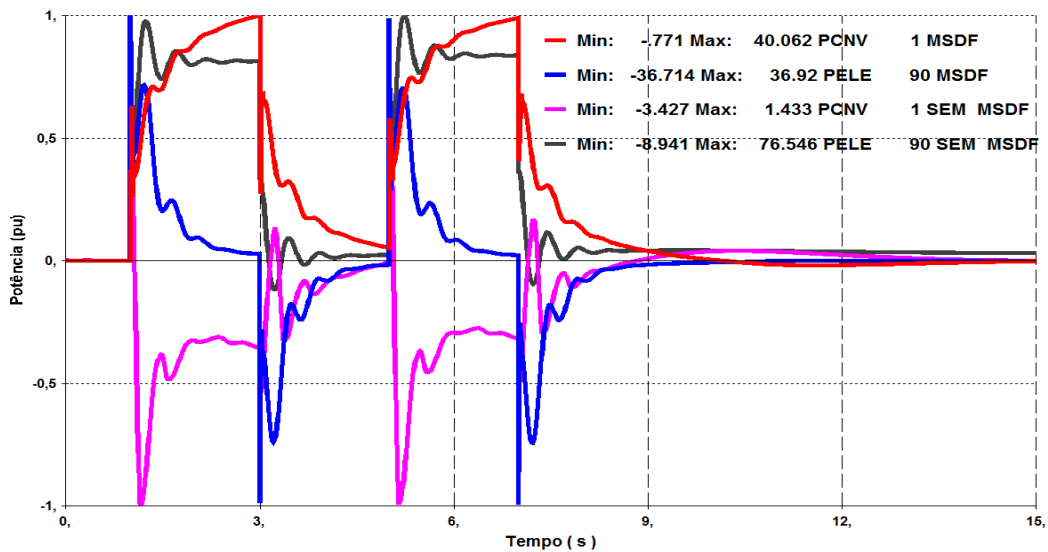


Figura 5-31 – Comparação da potência elétrica injetada pelo elo e pela UTE.

Na ausência da MSDF, a perturbação resulta numa maior excursão da frequência do sistema receptor. Os resultados apresentados na Figura 5-32, mostram que a frequência do sistema na ausência da malha MSDF atinge um mínimo de 59,29 Hz contra 59,91 Hz na presença do MSDF.

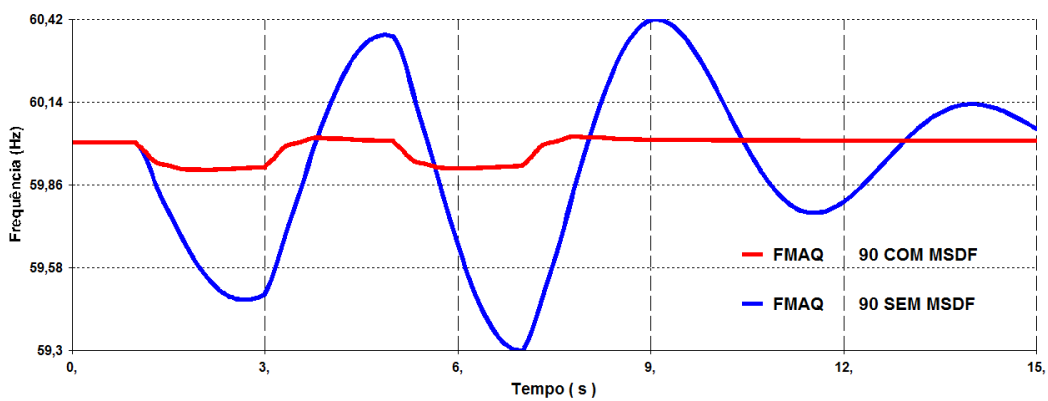


Figura 5-32 - Variação da frequência no sistema receptor na presença e ausência da MSDF para dois pulsos completos de carga.

Para se analisar o desempenho do controle MSDF é necessário verificar o comportamento dinâmico do controle de corrente e as excursões das tensões terminais

das conversoras do elo CCAT, entre outras variáveis, como exemplificado na Figura 5-33.

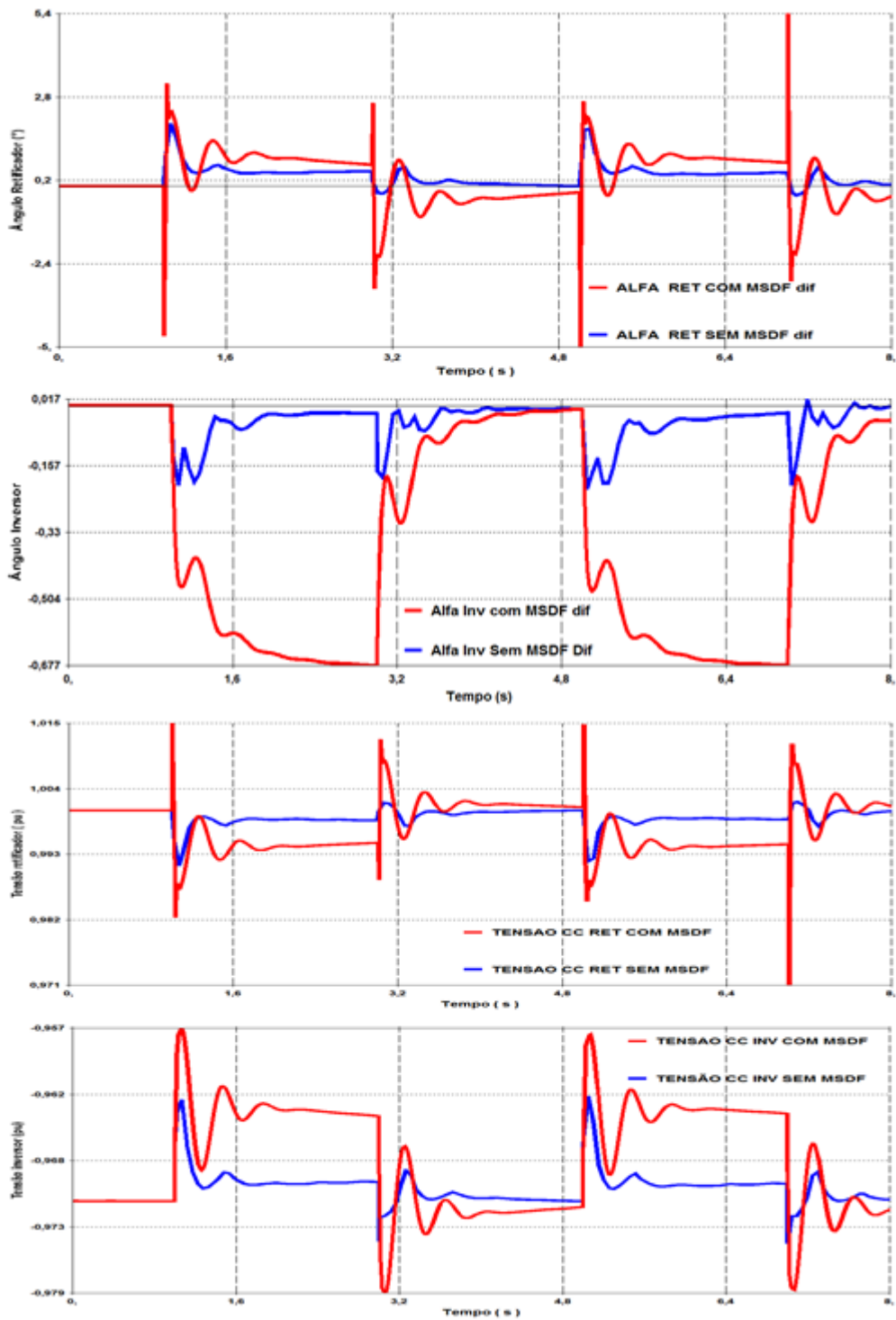


Figura 5-33 - Comparação entre ângulos de disparo e magnitude de tensão do retificador e inversor na presença e ausência da MSDF.

Da Figura 5-33, constata-se que a utilização de um malha MSDF aumenta as oscilações dos ângulos de disparo do retificador e do inversor e também das tensões das estações conversoras. Entretanto, os benefícios advindos da melhor regulação de frequência (vide Figura 5-32) do sistema receptor em muito compensam os problemas decorrentes do aumento indesejável das oscilações de tensão na conversora.

5.4.3.2 Efeito de perturbação de dois pulsos Incompletos

Na Figura 5-34, é apresentada a perturbação realizada na carga da barra 60 de dois pulsos incompletos em forma de trem de pulso. Diferente do evento simulado anteriormente a variação de carga final não é nula e tem o valor do degrau de 90 MW (10 % do valor nominal da carga), atingindo, portanto, 990 MW.

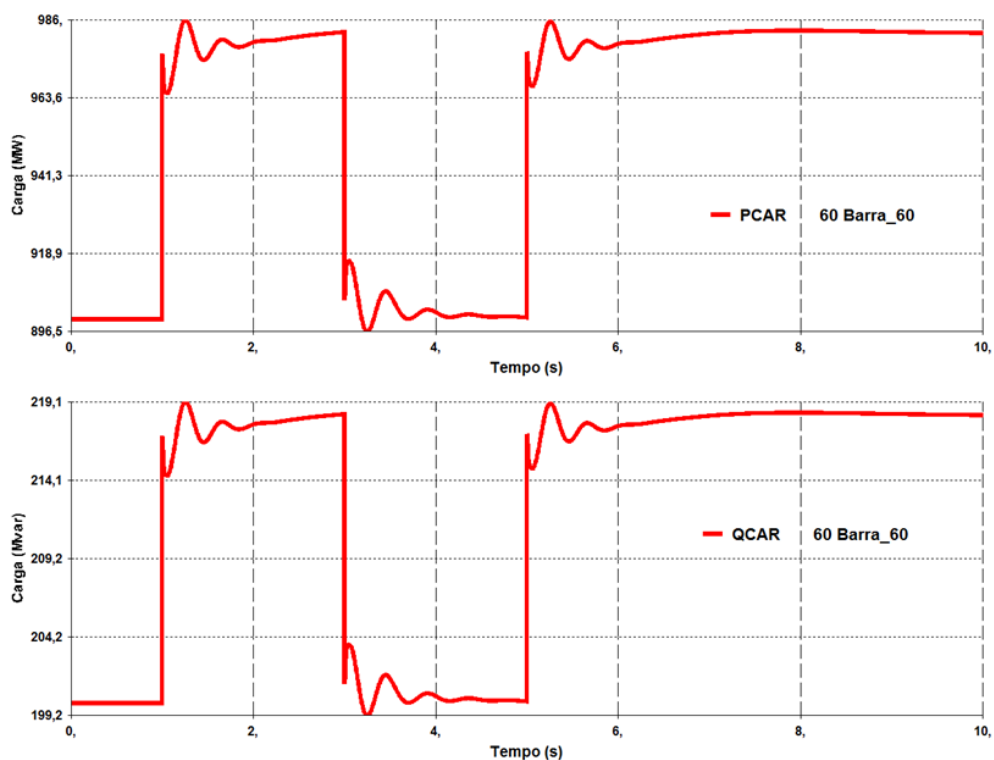


Figura 5-34 - Perturbação de 2 pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulsos.

Com a perturbação a MSDF modula a potência do elo CCAT (Figura 5-35 e Figura 5-36) para a manutenção da frequência do sistema inversor. Desta forma, o sistema de curva azul tem o elo e a máquina 90 para o controle de frequência já a curva vermelha que corresponde ao sistema sem a MSDF tem somente a máquina síncrona da barra 90 atuando para o controle de frequência.

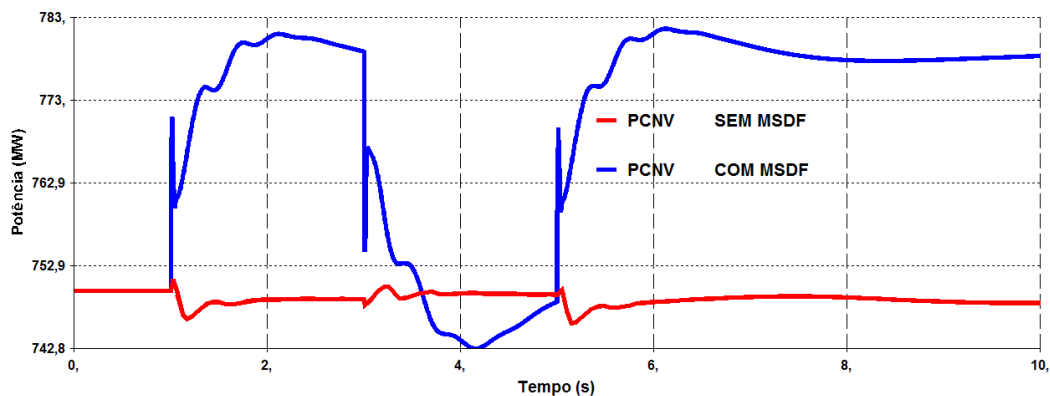


Figura 5-35 - Potência no elo durante perturbação de dois pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulso.

De forma análoga a simulação anterior, durante a perturbação de carga o sistema sem a MSDF teve todo o aumento de carga suprido pela máquina térmica da barra 90. Entretanto, desta vez o aumento de carga não foi removido forçando o ponto de operação da máquina térmica se a se alterar, ao contrário do sistema com a MSDF que supri todas e quaisquer perturbações de carga, conservando o ponto de operação dos geradores.

Ao se comparar o tempo de atuação do sistema com e sem MSDF, percebe-se que o controle MSDF tem uma atuação mais rápida, assim o sistema sem a MSDF teve maiores excursões de frequência, e menor amortecimento (Figura 5-37).

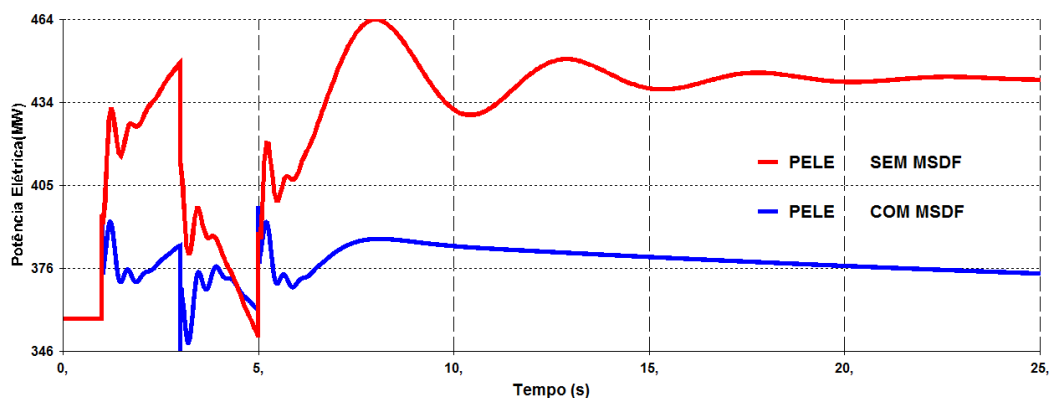


Figura 5-36 - Potência elétrica na barra 90 durante perturbação de dois pulsos incompletos na carga do sistema na forma de trem de pulso.

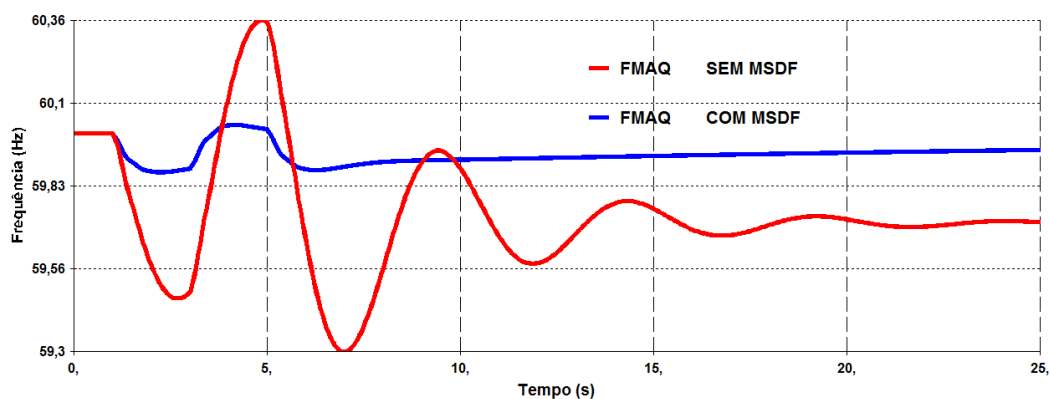


Figura 5-37 - Variação da frequência no sistema receptor na presença e ausência da MSDF para dois pulsos incompletos de carga

Conclui-se ainda na Figura 5-37, que diferente da MSDF a máquina térmica tem um controle de potência com um droop de frequência. Essa característica é a responsável pelos valores finais de frequência da curva azul e vermelha serem diferentes, 60 Hz e 59,71 Hz.

5.4.3.3 Efeito da MSDF durante curto circuito na barra inversora do elo CCAT

Na Figura 5-38 é apresentada a perturbação (curto circuito através de impedância) na barra inversora do elo CCAT. Diferente dos eventos simulados anteriormente, não há variação de carga e sim apenas uma interrupção da potência transmitida no elo. O evento é aplicado no instante 1 s e tem duração de 100 ms. A tensão na barra terminal inversora reduz-se para 0,535 pu durante a falta, causando interrupção instantânea da potência transmitida no elo, como pode ser visto na Figura 5-39.

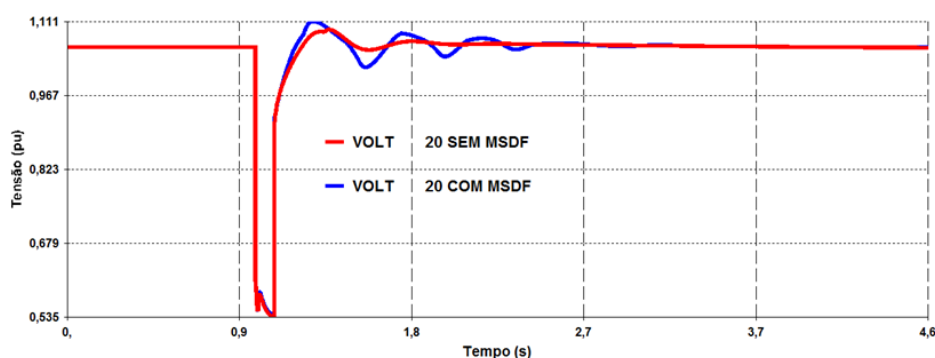


Figura 5-38 - Comparação da tensão do terminal receptor do elo CCAT durante curto circuito na presença e ausência da MSDF.

Na Figura 5-39 é apresentado o desempenho da potência transmitida no elo CCAT durante e após a remoção do curto circuito na barra inversora. Devido aos ganhos K_i e K_p da malha de controle de frequência serem relativamente baixos, a sua atuação não é muito detrimental ao desempenho do elo durante a falta e logo após sua remoção. De qualquer maneira, numa fase posterior de estudos, a malha MSDF pode ser munida de recursos para bloqueio de sua atuação por pequeno espaço de tempo após a remoção do curto circuito.

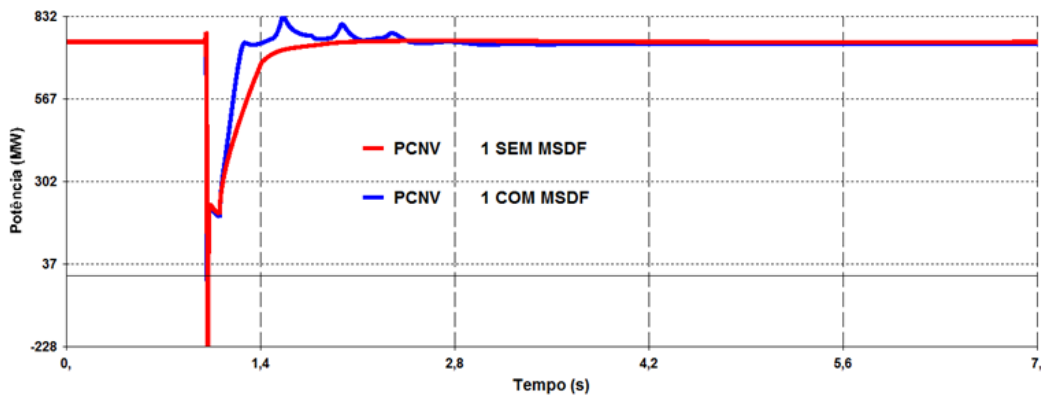


Figura 5-39 - Comparação do desempenho da potência transmitida no elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.

Entretanto, na Figura 5-39, a potência transmitida no elo CCAT com a MSDF retorna com picos após a remoção do curto. Isso se deve ao fato do ponto inicial do ângulo de disparo do retificador não contemplar uma margem de variação (alfa) muito elevada. Isso torna-se evidente na Figura 5-40 onde o ângulo alfa do elo CCAT na presença da MSDF atinge o seu valor mínimo, forçando o controle de potência do elo a ser feito pelo ângulo de disparo do inversor.

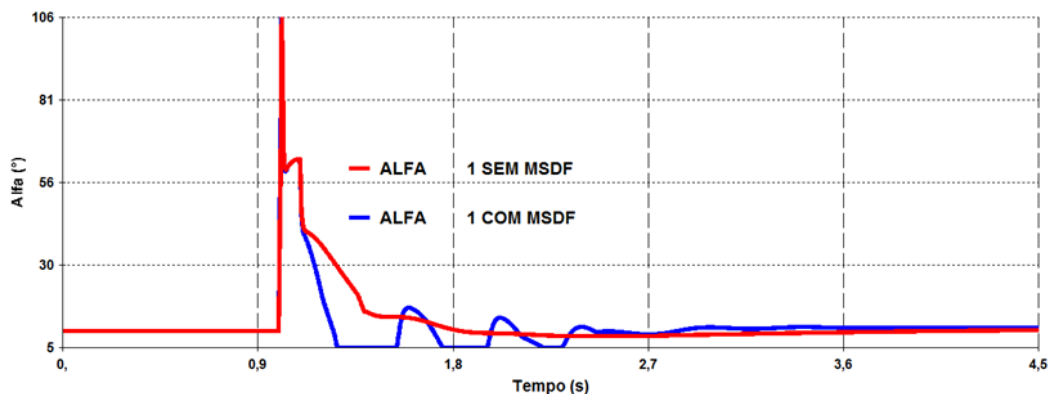


Figura 5-40 - Comparação do desempenho do ângulo alfa do elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.

Apesar do ângulo de disparo do elo CCAT ter atingido o seu limite após a remoção da perturbação, o que adicionou dinâmicas extras ao sistema, a manutenção de frequência do sistema receptor na presença da MSDF, apresentou desempenho bastante superior, o que é facilmente comprovado na Figura 5-41, onde o comportamento dinâmico do sistema é observado em uma janela de tempo de 25s.

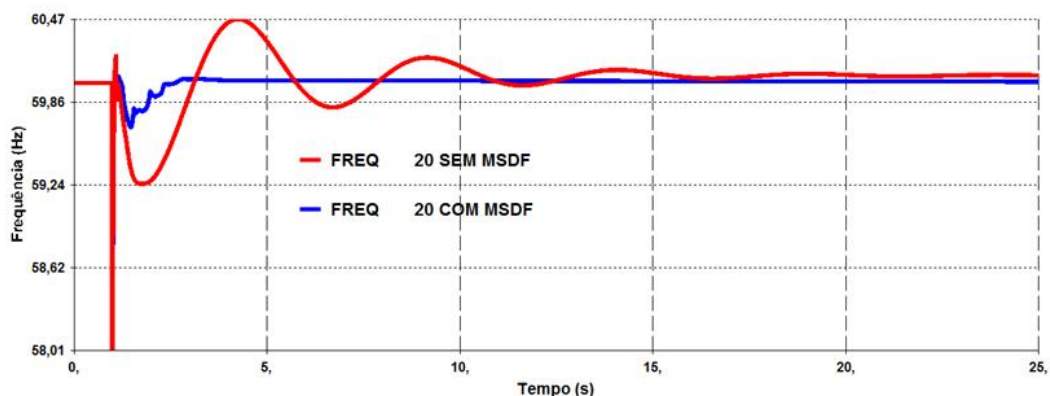


Figura 5-41 - Comparação do desempenho da frequência do lado receptor do elo CCAT durante curto circuito na barra inversora na presença e ausência da MSDF.

Na Figura 5-41, é apresentada uma comparação de desempenho de frequência do sistema receptor após a remoção do curto circuito, na presença e ausência da MSDF. Torna-se evidente nesta figura que a MSDF permite melhor regulação de frequência do sistema receptor. Faz-se aqui uma ressalva, baseado na análise da Figura 5-40, que indica que uma das condições para realizar o controle de frequência pelo elo é a adoção de uma margem de excursão de ângulo de disparo no retificador (alfa) e inversor (gama) maior que a normalmente adotada em elos de corrente contínua, o que incorre em pequeno acréscimo de custo das conversoras CCAT.

Os resultados desta simulação foram incluídos para alertar sobre os potenciais efeitos adversos da MSDF durante e imediatamente após perturbações de maior magnitude no sistema, e que podem ser observados nas figuras anteriores. Como os modelos do elo CCAT, da MSDF, e demais equipamentos dinâmicos do sistema não incluem limitadores e outras funções de controle e proteção que seriam mandatoriamente implementados na prática, os resultados apresentados são ainda incompletos e devem se objeto de estudo adicional.

5.4.4 Efeito na dinâmica do MSDF na utilização de equipamentos CER e CS no terminal Inversor

Das seções anteriores observaram-se os benefícios da utilização da MSDF para o rápido controle de frequência. As simulações feitas até aqui consideraram a presença na barra da estação inversora, de um compensador síncrono para aumento da razão de curto circuito (SCR) e regulação da tensão. Suspeita-se, no entanto, que possa haver uma interação dinâmica detrimental entre o CER e a MSDF, que se reflete num comportamento mais oscilatório do sistema, como observado na Figura 5-33.

Deste modo, são agora comparados os resultados das simulações do desempenho do MSDF considerando dois tipos de compensação dinâmica de tensão: compensador estático de reativo (CER ou SVC - *Static Var Compensator*) e Compensadores Síncronos (CS).

O sistema com o CS apresenta um valor de SCR de 2,98 e o sistema com o CER apresenta SCR de 2,52, tornando evidente que a presença do CS aumenta o nível de SCR do sistema.

Como nas seções anteriores, a perturbação aplicada na simulação foi um trem de pulso de 10 % na carga nominal da barra 60, sendo as variações efetivas na carga desta barra apresentadas na Figura 5-42.

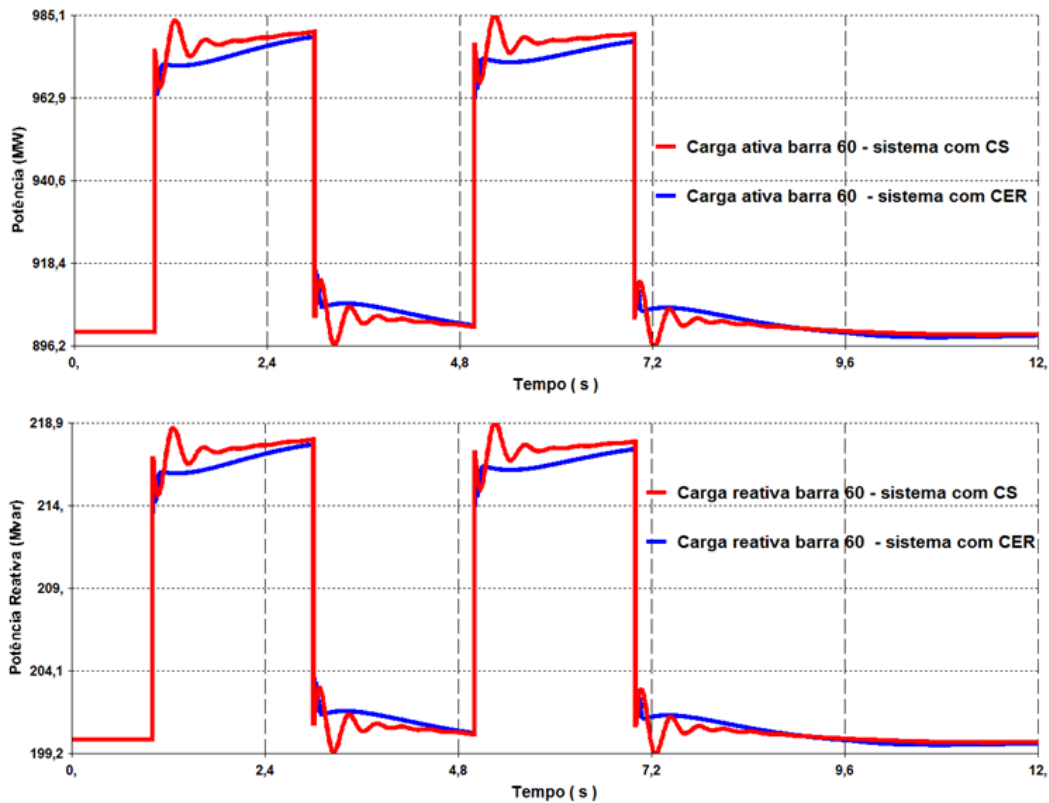


Figura 5-42 - Evento de simulação para comparação CER x CS.

Das Figura 5-43 e Figura 5-44, observa-se que o aumento de carga gera praticamente o mesmo comportamento de queda de frequência nos sistemas com SVC e com CS. Entretanto, na alternativa do sistema com CS, a frequência do sistema receptor tem uma queda ligeiramente menor que no sistema com o SVC. Isto ocorre, porque o CS aporta inércia ao sistema, ainda que pequena, o que não acontece na alternativa do sistema com o SVC.

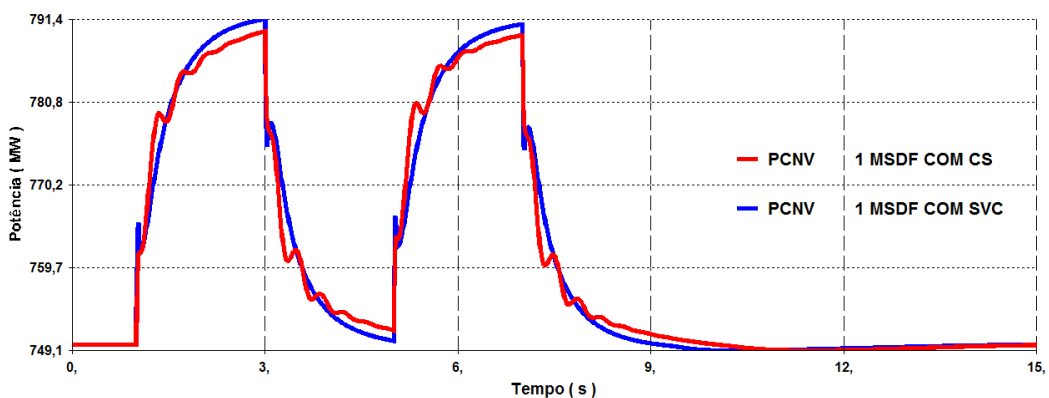


Figura 5-43 - Comparação de fluxo de potência no elo SVC x CS.

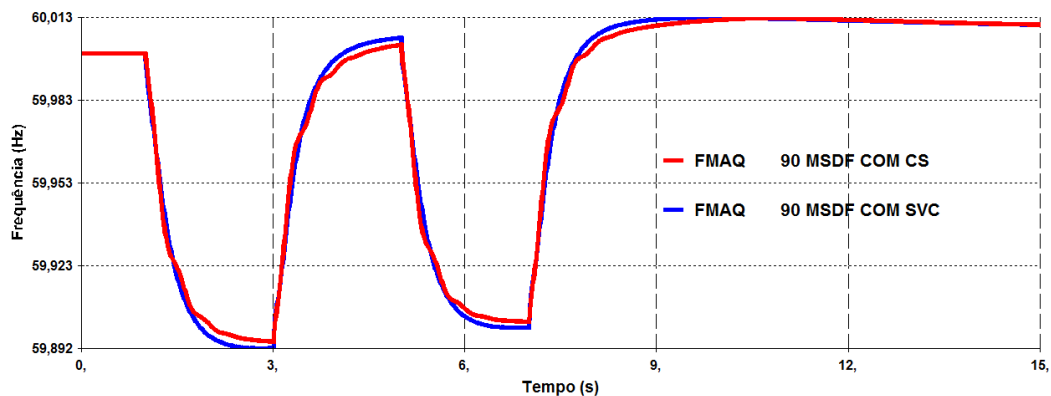


Figura 5-44 - Frequência no sistema receptor comparação SVC e CS.

Das Figura 5-45, Figura 5-46 e Figura 5-48, observa-se que o sistema equipado com o CS tem comportamento diferente do sistema com o SVC, apresentando oscilações de tensão durante toda alteração de carga no sistema. Estas oscilações são também observadas no ângulo de disparo do retificador (onde está o controle MSDF). Já o sistema com o SVC apresenta desempenho bem menos oscilatório.

Analisando-se apenas as saídas de reativo do CS e do SVC na Figura 5-48, se concluiria que ambos os controles apresentam desempenho satisfatório.

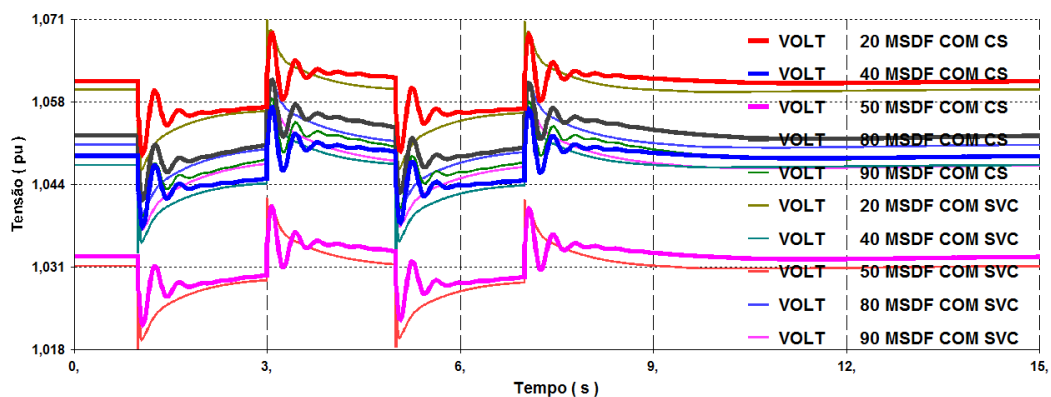


Figura 5-45 - Tensões das barras sistema com SVC e CS.

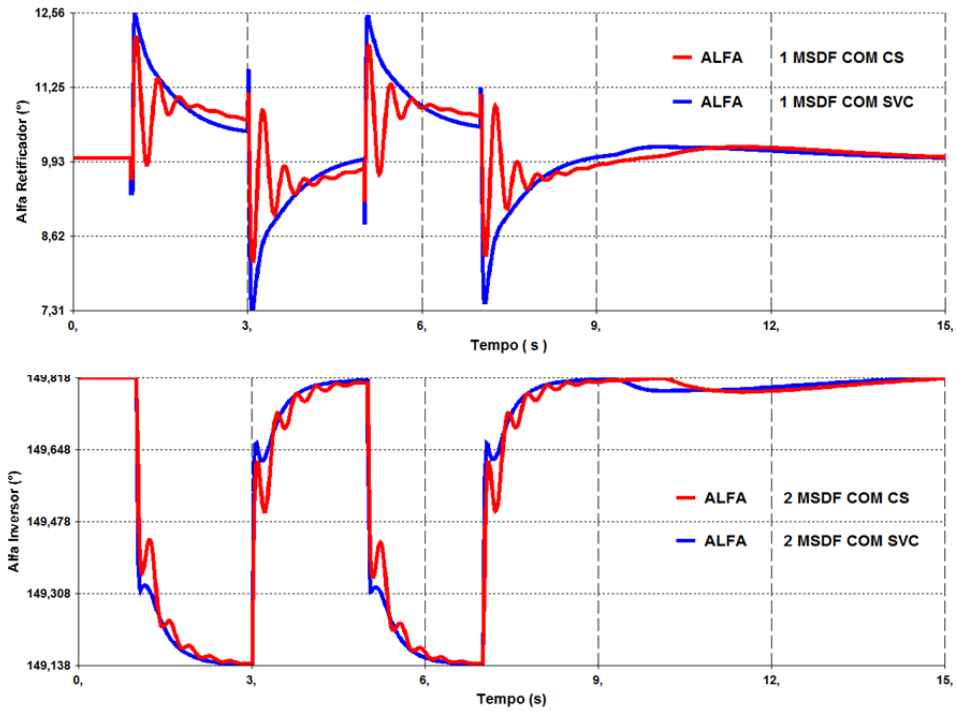


Figura 5-46 - Ângulos nos Conversores, comparação SVC e CS.

Ressalta-se que o sistema simulado é fraco, apresentando nível de curto circuito muito baixo, de modo que as oscilações observadas no sistema devido ao CS podem ser muito atenuadas em sistemas mais fortes.

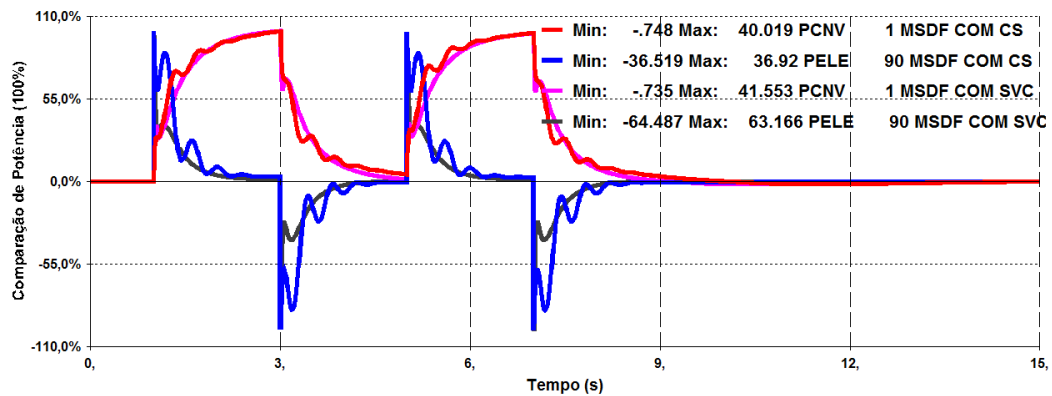


Figura 5-47 - Comportamento dinâmico das potências elétricas do elo e da máquina térmica.

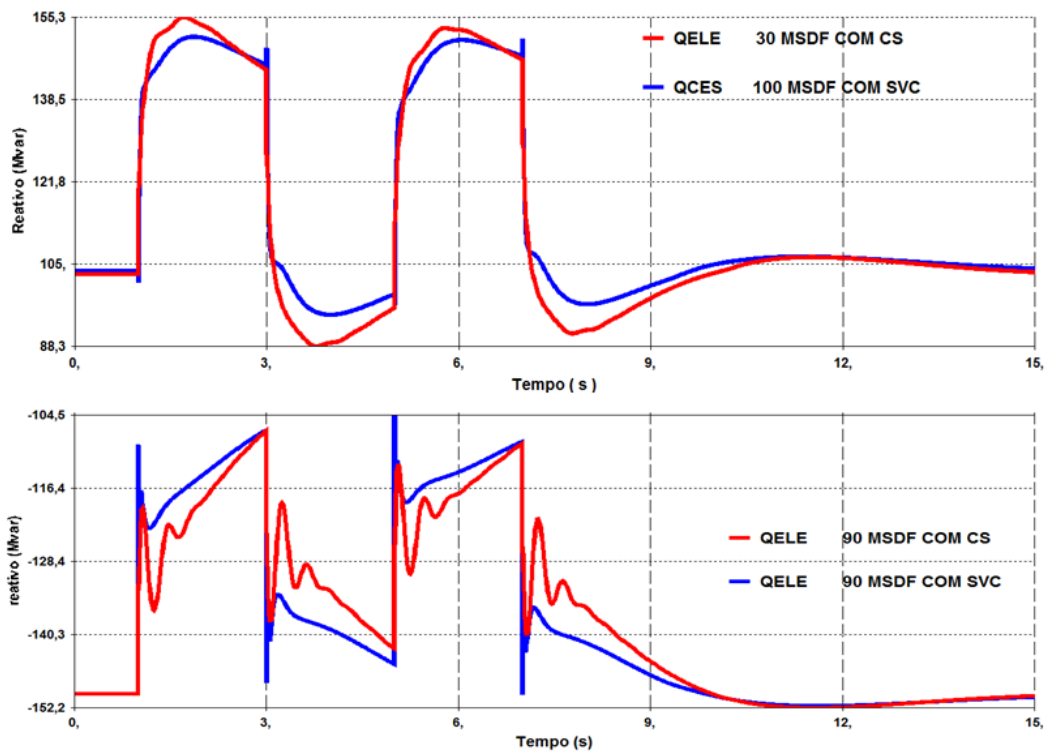


Figura 5-48 – Potência Reativa Fornecida pelo CS e pelo CER.

Os resultados desta seção mostram que o rápido controle de tensão proporcionado pelo SVC resulta em ganho para a qualidade operativa do sistema receptor suprido pelo elo de corrente contínua.

5.4.5 Redução dos desvios de frequência em sistemas fracos do lado do retificador

Das seções anteriores, foram observados os efeitos da utilização da malha MSDF para controle de frequência do sistema do lado receptor através da modulação da corrente do elo CCAT. Nesta seção será apresentada uma análise da utilização da MSDF para melhoria do desempenho de frequência do sistema do lado emissor. O sistema teste é apresentado na Figura 5-49.

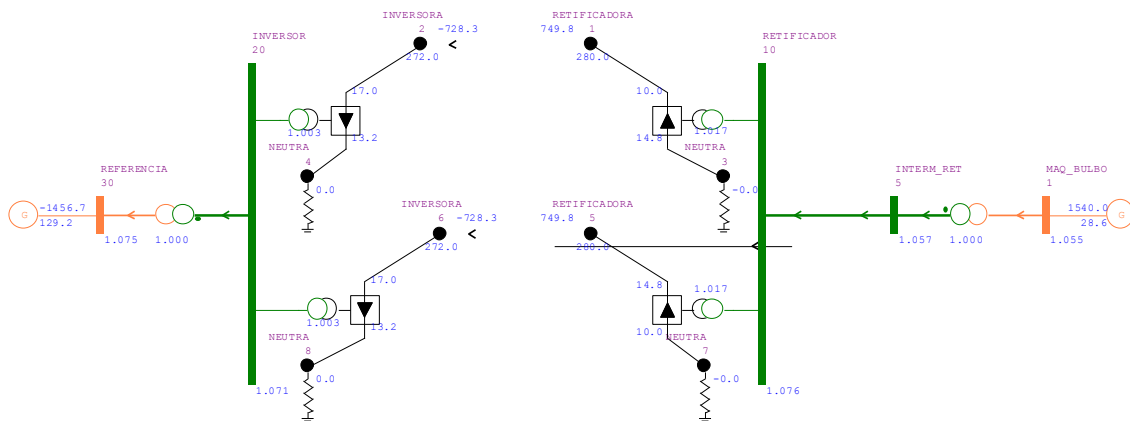


Figura 5-49 - Diagrama Anarede do sistema Simulado.

Sistema Estudado

O sistema estudado consiste de uma rede elétrica de 230 kV contendo 5 Barras CA e elo de corrente contínua:

- Barra n°. 1, contendo 19 Máquinas bulbo (modelo Jirau – Fio d'água).
- 2 barras PQ (No. 5 e No. 10).
- Elo de Corrente Contínua, entre as barras CA n°. 10 (no retificador) e n°. 20 (no inversor).
- Barra Referência, de n°. 30, no sistema CA do inversor, representando sistema de grande capacidade (barra infinita).

O evento simulado nas comparações de desempenho do sistema emissor (usina geradora do lado da estação retificadora) consiste de um trem de pulso de variação de carga de 50 MW e 15 Mvar na barra 10 (barra CA do retificador).

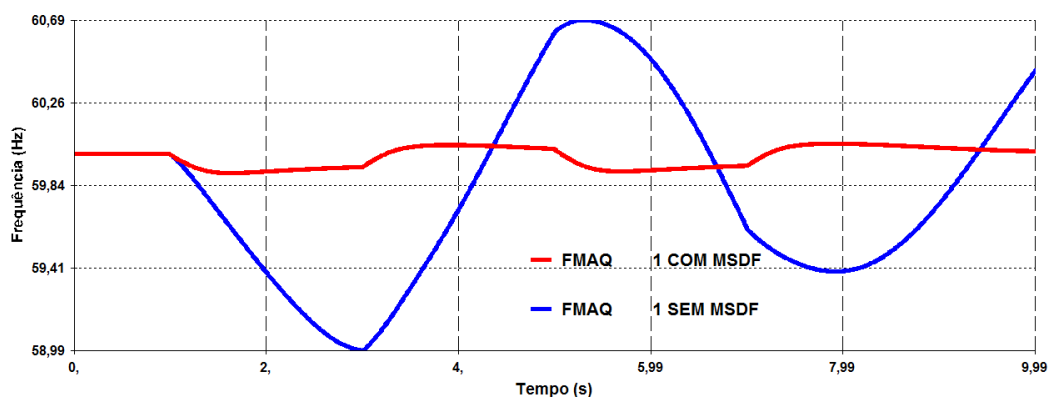


Figura 5-50 - Desempenho de frequência no sistema CA do retificador.

Todas as máquinas do sistema emissor são do tipo bulbo a fio d'água. A geração dessas máquinas depende diretamente da vazão do rio, tendo apenas um pequeno recurso de controle, pela variação do ângulo das pás, para a regulação da potência mecânica. Esta característica da máquina bulbo, associada à sua baixa inércia, resulta em grandes excursões de frequência após desbalanços rápidos de carga-geração, ainda que pequenos. Com isso, ao aplicar-se a variação de carga na barra retificadora, o conjunto de máquinas bulbo sofre uma queda de frequência atingindo 58,99 Hz.

Considerando o despacho da usina no sistema emissor, de 1540 MW, um aumento de carga de 50 MW, na forma de um trem de pulsos, não causaria problemas operativos tão elevados. Observa-se na simulação que a baixa inércia das máquinas bulbo resulta em grandes excursões de frequência do sistema emissor. Fato que não é observado quando da utilização da MSDF, quando a frequência do sistema emissor é mantida dentro de limites aceitáveis (Figura 5-50).

A análise da Figura 5-51, Figura 5-52, Figura 5-53 e Figura 5-54 mostra que a tensão terminal do lado retificador assim como a potência transmitida pelo elo são reduzidas durante o aumento da carga na barra 10 do sistema emissor. O efeito imediato dos controles é a redução do ângulo do retificador para restabelecimento do valor de potência transmitida (controle de corrente-constante no elo CCAT).

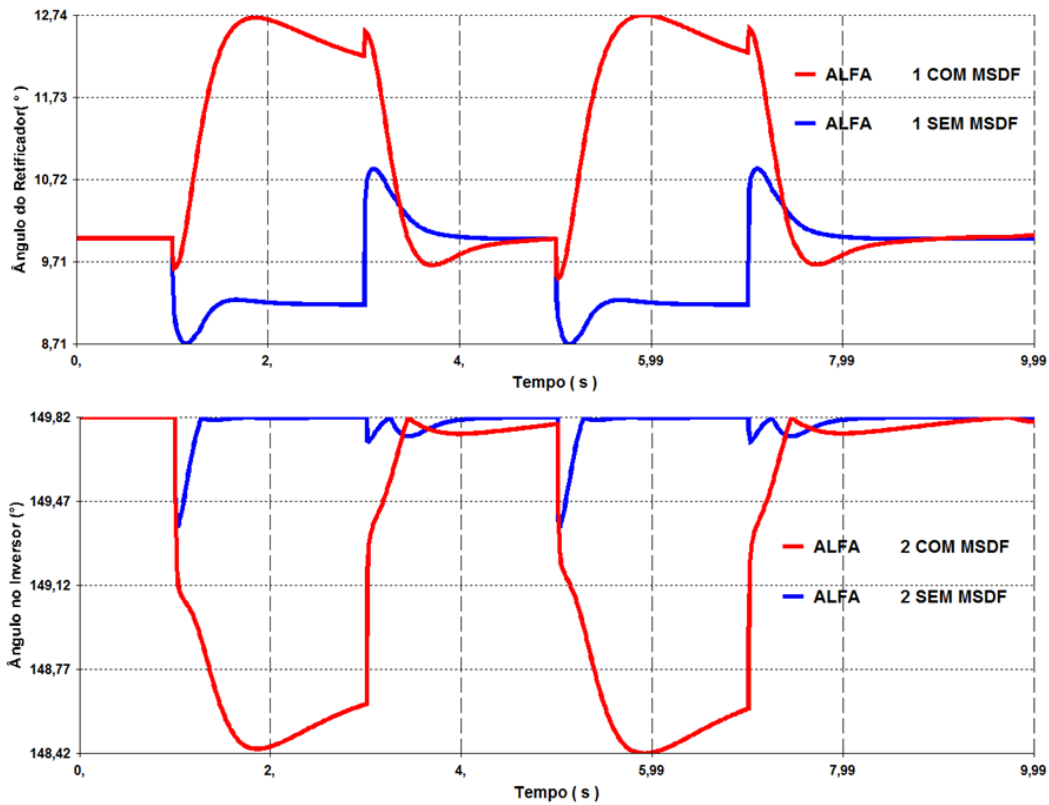


Figura 5-51 - Ângulos do retificador e inversor.

O controle MSDF diminui a potência transmitida no elo de modo a corrigir o desvio de frequência apresentado pela geração composta de máquinas bulbo.

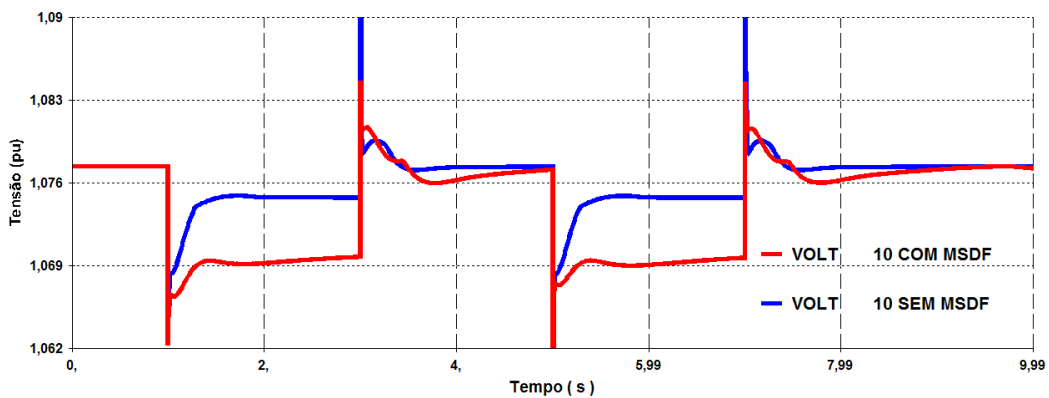


Figura 5-52 - Tensão no terminal retificador.

A potência ativa da geração, como mostrado na Figura 5-53, na presença do controle MSDF passa a ter um comportamento aceitável, apresentando picos nos instantes de variação de carga na barra retificadora, mas com um valor médio bem menor. A maior parte do impacto é absorvida pelas variações de potência transmitida pelo elo CCAT,

que não trazem problemas operativos para o elo e são perfeitamente absorvidas pelo sistema CA de grande capacidade associado ao inversor.

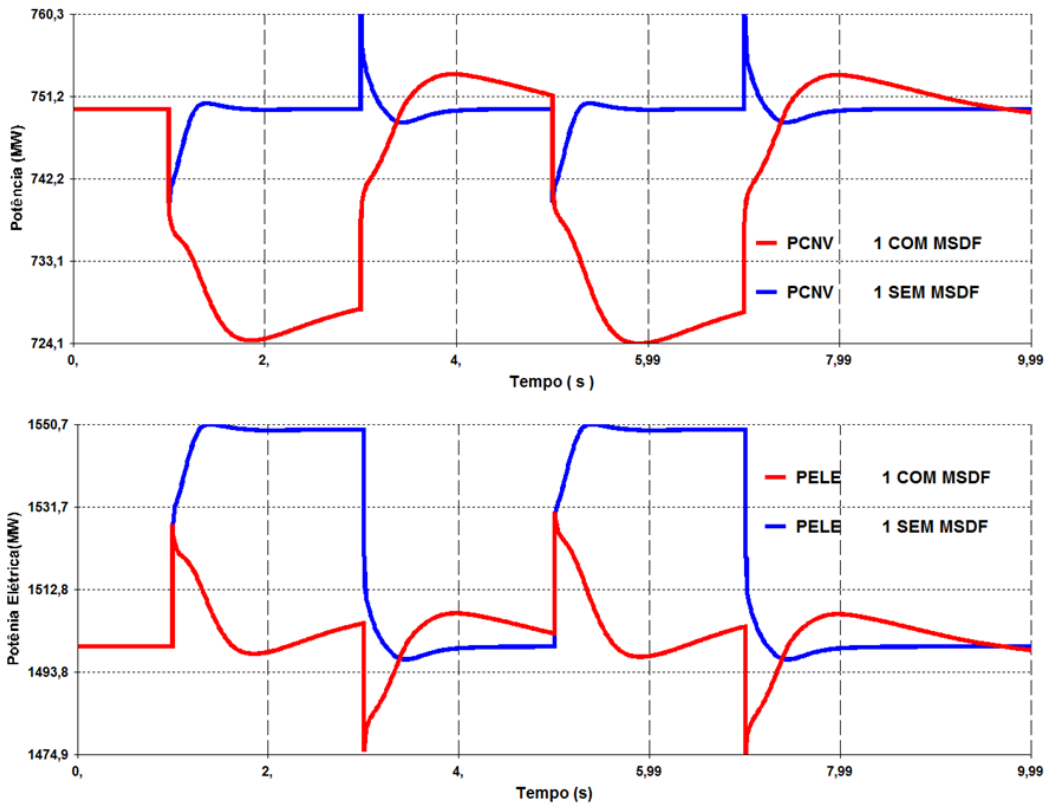


Figura 5-53 - Potência no elo e na máquina bulbo.

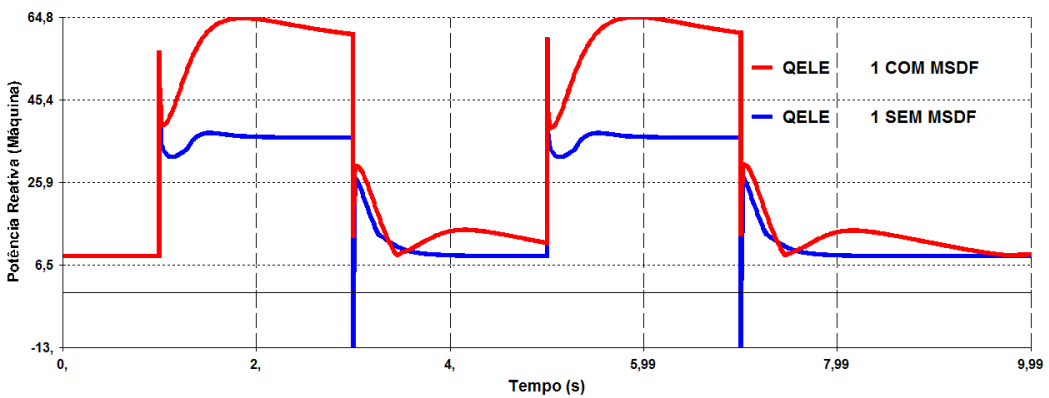


Figura 5-54 - Potência reativa fornecida pela máquina térmica.

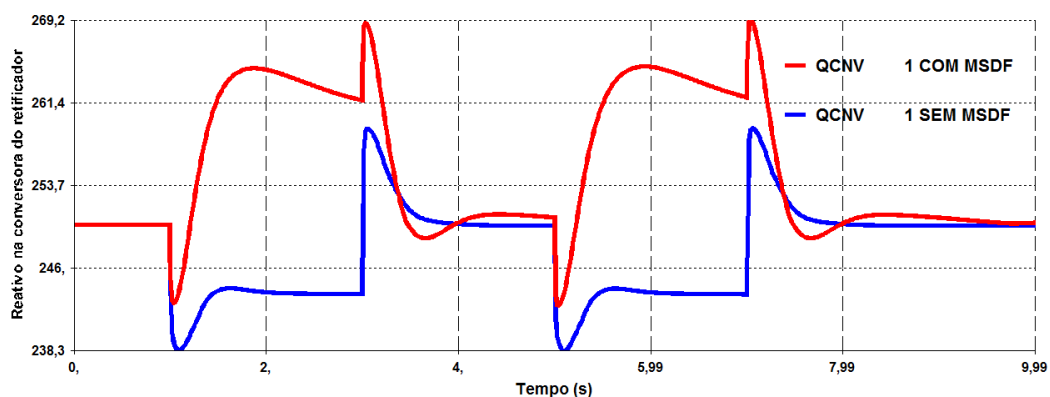


Figura 5-55 - Reativo consumido na conversora do retificador.

Da Figura 5-54 e Figura 5-55, verifica-se que como esperado a variação de potência reativa acontece exclusivamente nas máquinas bulbo, a única diferença é que no sistema com atuação da malha MSDF o aumento de ângulo na conversora do retificador leva a um aumento do reativo consumido.

De fato, um sistema não pode operar apenas com máquinas bulbo sem controle de frequência mais eficiente. A seguir, testou-se o sistema sem MSDF e com atuação de PSSs nas máquinas bulbo, considerando as oscilações intra-planta das usinas multigeradores. Nesta configuração o desempenho global do sistema não foi satisfatório e não serão apresentados resultados destas simulações. Dessa forma, as próximas análises irão sempre considerar o sistema retificador com usinas representadas por duas máquinas equivalentes (para estudar a dinâmica eletromecânica intra planta).

5.4.6 Controle de oscilações em sistemas fracos do lado do retificador

O sistema apresentado na seção anterior considera todas as máquinas bulbo representado por apenas uma máquina equivalente, o que não reflete a realidade do projeto Madeira, por exemplo, composto por duas usinas hidrelétricas a fio d'água (não apresentam reservatório), cada uma delas contendo 40 unidades geradoras com turbina tipo Bulbo, que apresentam baixa capacidade de regulação e resposta lenta, sofrendo influência direta da vazão instantânea dos rios. Se a vazão do rio não for constante em toda a extensão da casa de máquinas ou se todas as máquinas não estiverem no mesmo nível do rio a vazão efetiva em cada máquina será diferente.

Esta diferença de vazão altera o valor da potência mecânica nas máquinas bulbo de modo não uniforme. Portanto, a operação normal de usinas compostas por máquinas bulbo pode conter a presença de oscilações intra-planta, fenômeno sempre presente nas hidrelétricas de Jirau e Santo Antônio, do Complexo hidrelétrico do Rio Madeira.

Será introduzida uma modificação no sistema teste para que possa aproximadamente reproduzir o fenômeno de aumento de vazão em apenas parcela das turbinas das máquinas bulbo situadas no lado emissor do elo CCAT. O sistema teste será basicamente o mesmo da seção anterior só que com o conjunto de máquinas bulbo representadas por duas máquinas equivalentes, como apresentado na Figura 5-56.

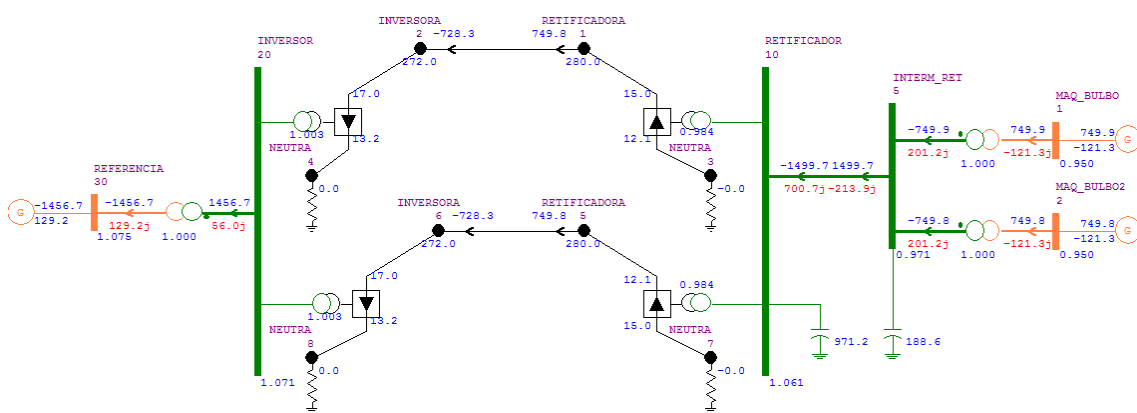


Figura 5-56 - Diagrama ANAREDE do sistema emissor com o conjunto de máquinas Bulbo representados por duas máquinas equivalentes.

A capacidade da geração representada é igual à de 20 máquinas bulbo, sendo cada conjunto de dez representado por uma máquina equivalente. Os dados para os modelos dinâmicos dos sistemas teste, no formato do programa ANATEM, encontram-se anexo neste trabalho.

De modo a simular o efeito de vazão não uniforme nas máquinas bulbo, será aplicado um degrau de 10 % em 1 s e 1,2 s na primeira e segunda máquina equivalente, respectivamente. Inicialmente será apresentado o resultado das simulações do sistema na ausência da MSDF.

É apresentada na Figura 5-57 as variações observadas nas frequências das duas máquinas equivalentes do sistema após a perturbação.

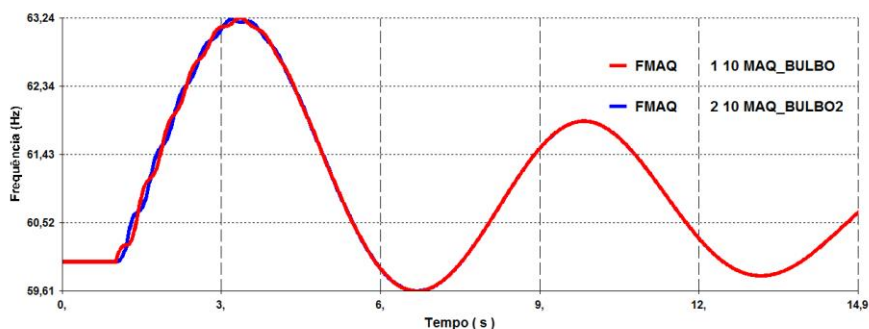


Figura 5-57 - Comportamento das frequências de máquinas sem a presença da MSDF e PSS.

Na Figura 5-57, observa-se que este degrau de 10 % acarretaria em um pico de frequência nas máquinas de 63,24 Hz, que está fora da faixa normal de operação. Além disso, nos primeiros 3 s de simulação apresenta é visível uma diferença de frequência entre as máquinas bulbo_1 e bulbo_2. Essa oscilação, característica de um modo de oscilação intra-planta, pode ser melhor observada nos ângulos das duas máquinas, como mostrado na Figura 5-58.

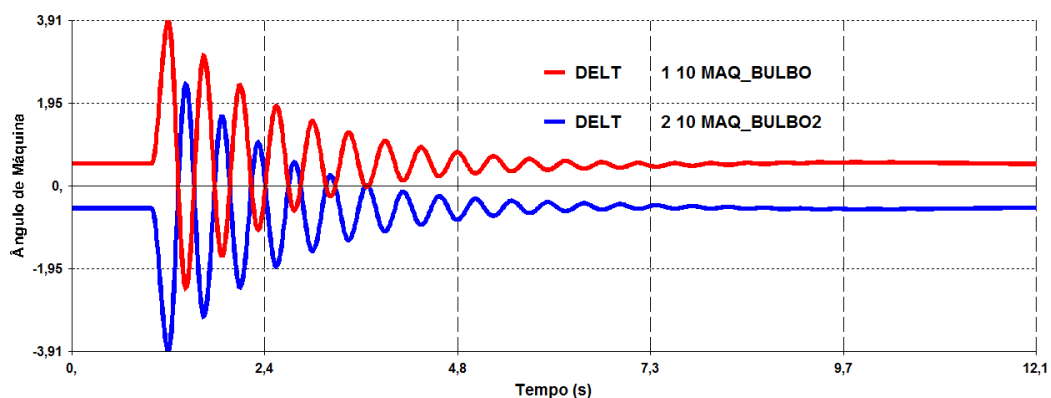


Figura 5-58 - Ângulos de carga das duas máquinas Bulbo.

Na Figura 5-58 pode-se observar que as duas máquinas bulbo oscilam em contra-fase, num modo de oscilação intra-planta que apresenta amortecimento insuficiente. Os efeitos destas oscilações são percebidos no valor da tensão (Figura 5-59) do barramento da retificadora (barra 10) e conseqüentemente na potência transmitida pelo elo CCAT (Figura 5-60).

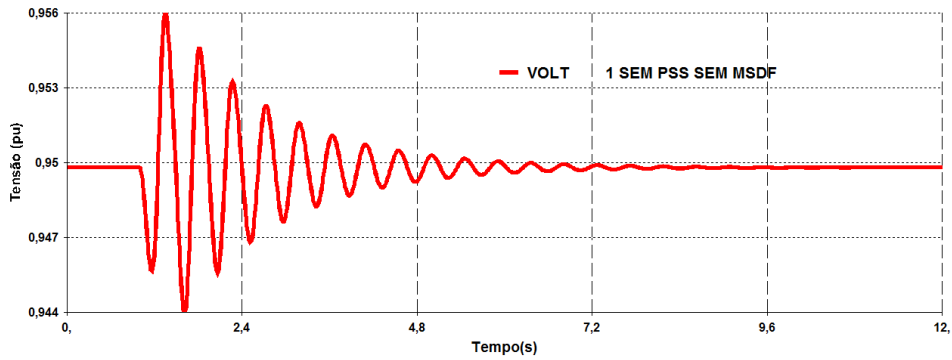


Figura 5-59 - Tensão da Barra AC emissora (barra 10) do elo CCAT após perturbação.

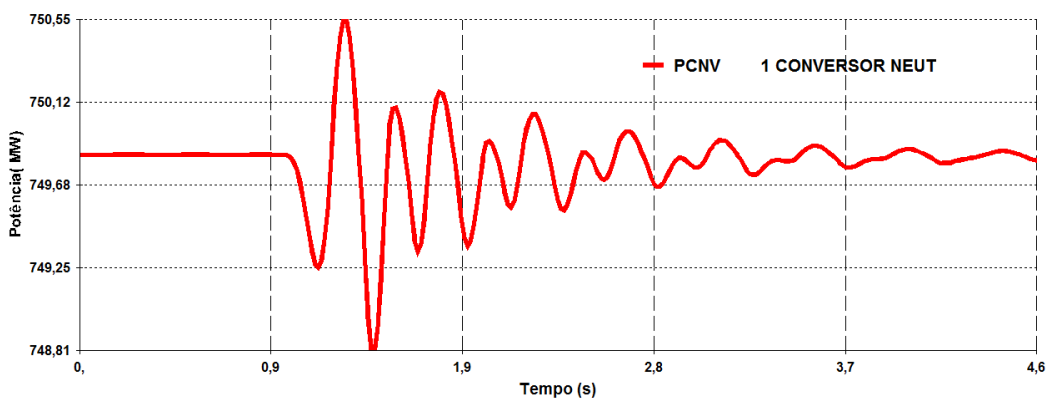


Figura 5-60 - Potência transmitida pelo elo CCAT após aplicação de degrau de potência mecânica nas duas máquinas bulbo no lado emissor.

De modo análogo à seção anterior, conclui-se dos resultados acima apresentados que o sistema emissor do elo CCAT com as máquinas bulbo divididas em dois conjuntos quando submetido a oscilações intra-planta, não apresenta desempenho de controle de frequência satisfatório para a usina, apresentando também um modo de oscilação pouco amortecido de origem intra-planta, que modula os controles do elo CCAT e impactam a potência transmitida.

Considerando a impossibilidade de operação do sistema nestas condições procedeu-se à realização de novas simulações para verificação das melhorias de desempenho dinâmico obtidas com a utilização da Malha de Suporte Dinâmico de Frequência (MSDF).

Para esta simulação foi considerada a malha MSDF com os mesmos parâmetros da Figura 5-61.

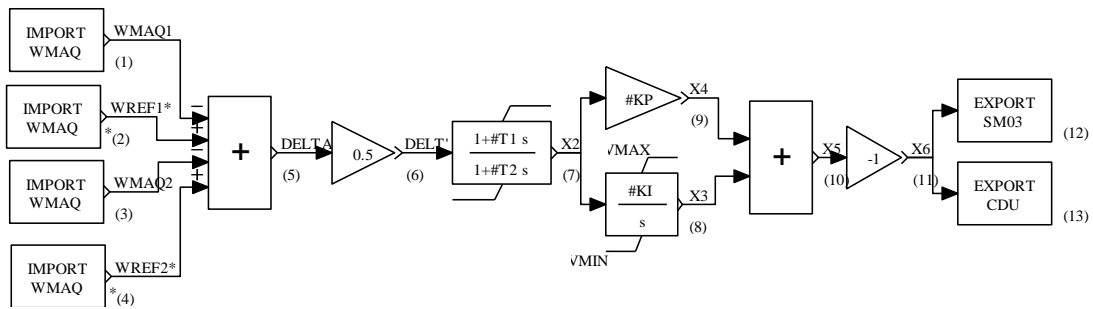


Figura 5-61 - Diagrama de controle da Malha MSDF com dupla alimentação.

Este controle MSDF é agora derivado da média dos desvios das frequências das máquinas equivalentes 1 e 2. Utilizando-se a média dos desvios de frequência das duas máquinas como sinal de entrada da MSDF, garante-se que sua atuação não irá impactar as oscilações eletromecânicas de origem intra-planta.

Na Figura 5-62 é apresentado o comportamento dinâmico da potência transmitida no elo CCAT após o aumento de potência mecânica nas duas máquinas bulbo em tempos distintos.

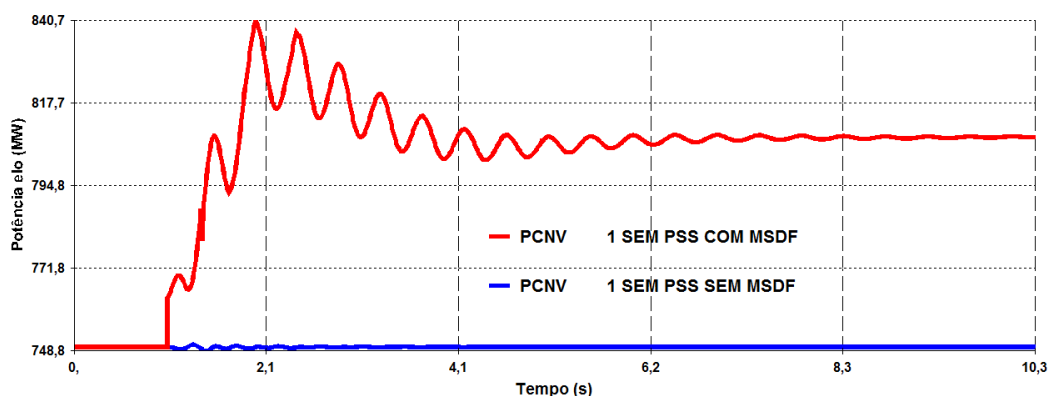


Figura 5-62 - Potência transmitida no Elo CCAT após perturbação.

Neste exemplo, a MSDF atua para atenuar o desvio de frequência no sistema CA emissor. Na Figura 5-63 são apresentados os ângulos de disparo do elo CCAT, observando-se uma oscilação maior no retificador que no inversor, visto que o sistema CA associado ao último é de muito maior capacidade e apresenta uma tensão praticamente constante na barra CA da inversora.

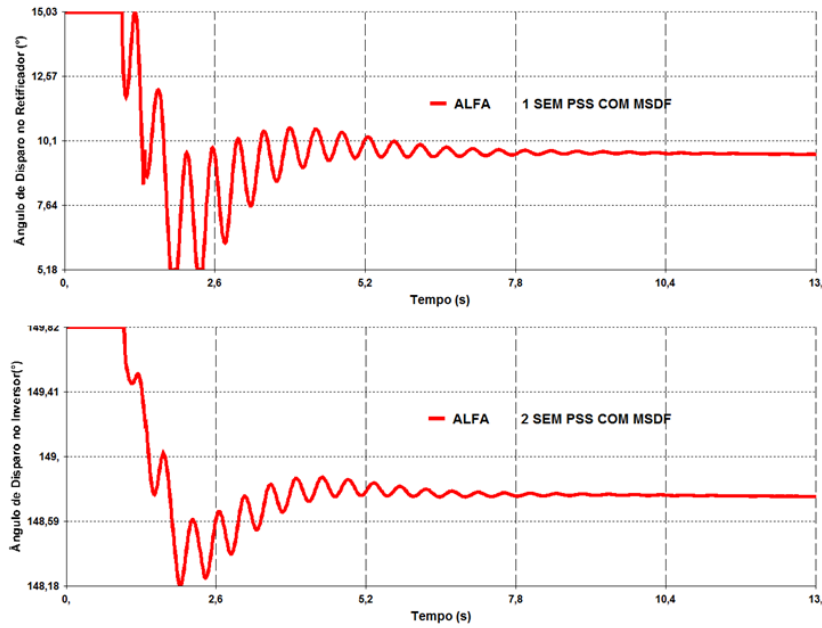


Figura 5-63 - Ângulos de Disparo das conversoras do elo CCAT após perturbação.

Estas oscilações nas variáveis internas do elo são resultado da variação da tensão da barra CA da retificadora, que é originada pelas oscilações intra-planta e pouco amortecidas das duas máquinas bulbo. Nas Figura 5-64 e Figura 5-65 são apresentadas as dinâmicas de variação de tensão no sistema.

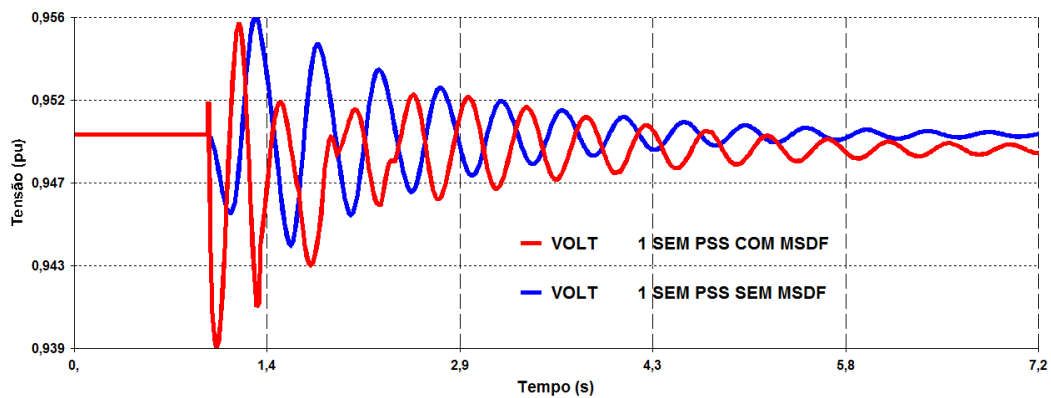


Figura 5-64 - Tensão da barra de alta da usina geradora tipo Bulbo após perturbação.

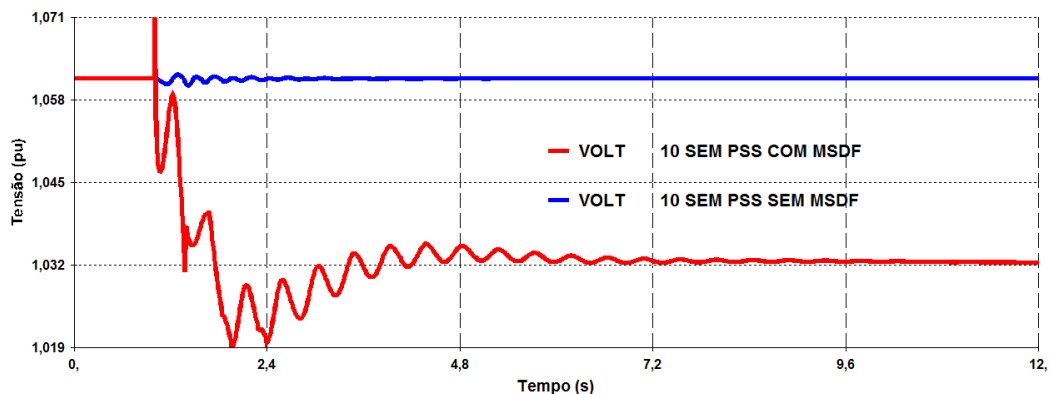


Figura 5-65 - Tensão na Barra AC retificadora do elo CCAT.

Na Figura 5-64 observa-se que a dinâmica na tensão terminal das máquinas não se altera com a presença da MSDF em função da boa atuação dos reguladores de tensão. Entretanto, na Figura 6-51 mostra-se que a MSDF amplifica excessivamente o efeito da oscilação intra-planta nas variáveis do elo CCAT, o que é indesejável.

Na Figura 5-66 compara-se a dinâmica da frequência do sistema emissor na presença e ausência da MSDF. As frequências das máquinas com e sem a MSDF apresentam um nível equivalente de oscilação intra-planta. Entretanto, como a amplitude das oscilações intra-planta são muito menores que a oscilação de frequência do sistema, ela não é facilmente observável nos resultados das simulações "sem MSDF" mostrados na Figura 5-66. A Figura 5-67 apresenta uma janela ampliada dos instantes iniciais da Figura 5-67, onde a oscilação intra-planta entre as duas máquinas bulbo, em que elas oscilam em contra-fase, é mais evidente.

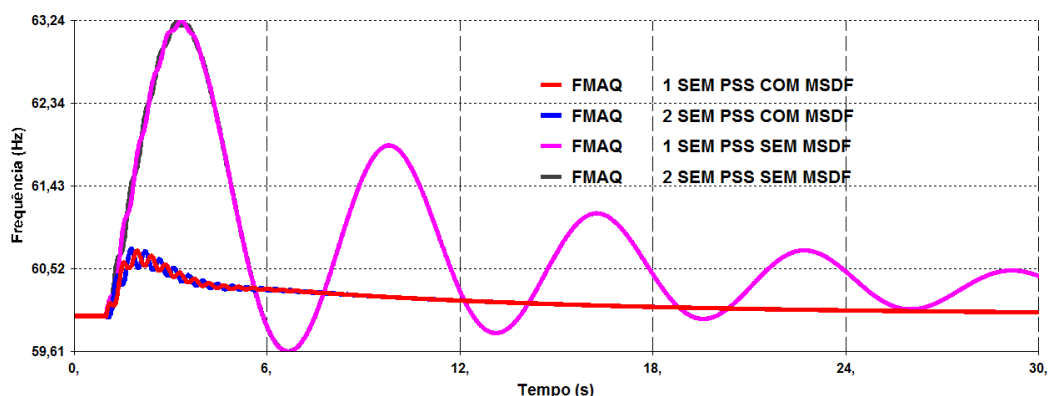


Figura 5-66 - Comparação de frequências com e sem a MSDF.

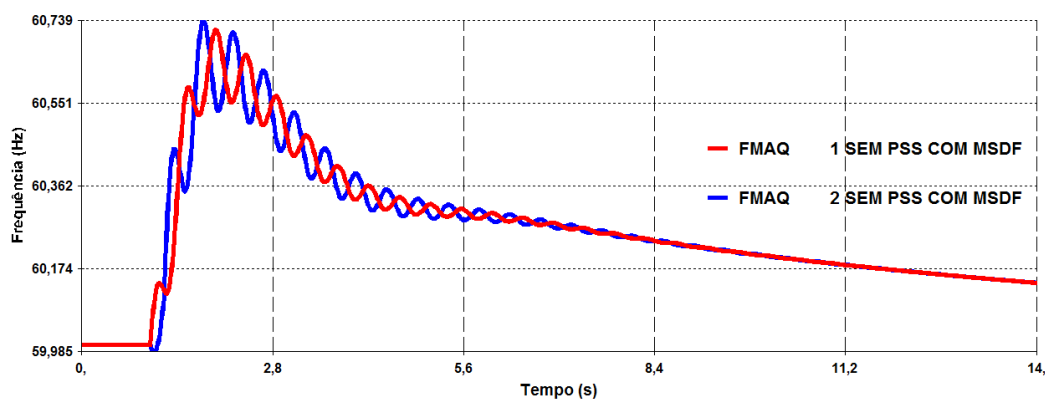


Figura 5-67 - Frequência no sistema emissor com a MSDF.

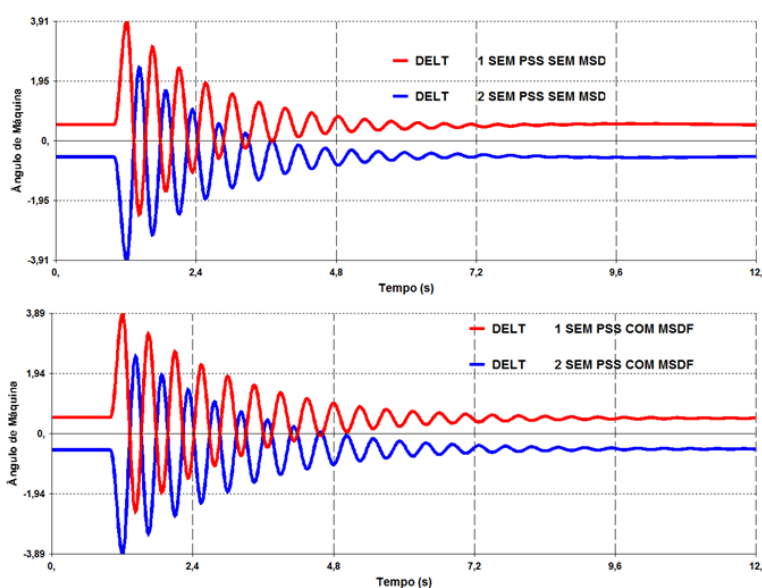


Figura 5-68 - Comparação dos ângulos de máquinas com e sem MSDF.

Na Figura 5-68 são apresentadas as oscilações de ângulos das máquinas bulbo, que correspondem quase que totalmente ao modo intra-planta.

Conclui-se pelos resultados acima que apenas com a utilização do sinal de entrada da MSDF igual à média das frequências das duas máquinas, a MSDF ainda não apresenta desempenho dinâmico satisfatório. Caso a MSDF fosse derivada da frequência de apenas uma das máquinas o desempenho do sistema seria ainda pior, ocorrendo amplificação das oscilações.

A seguir serão apresentados resultados considerando a presença simultânea de PSSs nas duas máquinas Bulbo e da MSDF no retificador do elo. Enquanto a MSDF não tem

observabilidade do modo intra-planta, os PSSs só observam o modo intra-planta e não percebem oscilações de origem externa à hidrelétrica de máquinas bulbo. O diagrama de blocos de um PSS normal é apresentado na Figura 5-69. O diagrama de blocos do PSS utilizado na presente simulação é apresentado na Figura 5-70, cujo sinal de entrada é igual à diferença das velocidades das duas máquinas.

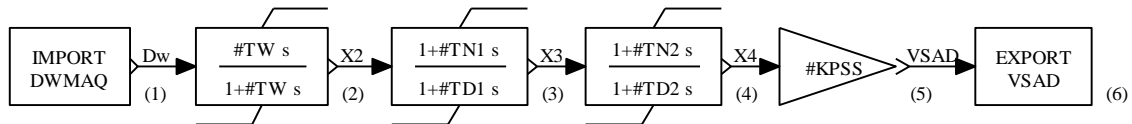


Figura 5-69 - Diagrama do PSS derivado da velocidade do rotor de uma máquina.

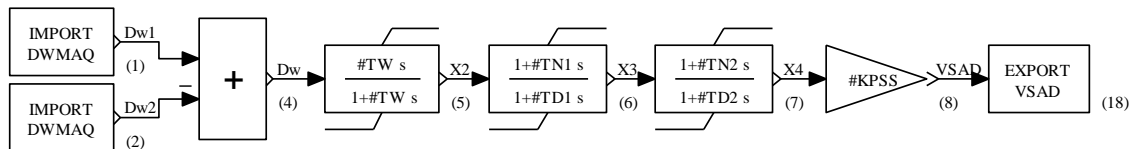


Figura 5-70 - Diagrama de blocos do PSS derivado da diferença das velocidades dos rotores das duas máquinas.

Considerando-se o sistema com e sem os PSS da Figura 5-70, foi aplicada a mesma perturbação anterior: o aumento de 10 % nas potências mecânicas das 2 máquinas bulbo ocorrem em instantes de tempo distintos, com uma diferença de 200 ms entre eles. Os resultados são apresentados abaixo. Na Figura 5-71 é apresentada a comparação das dinâmicas de potência no elo CCAT.

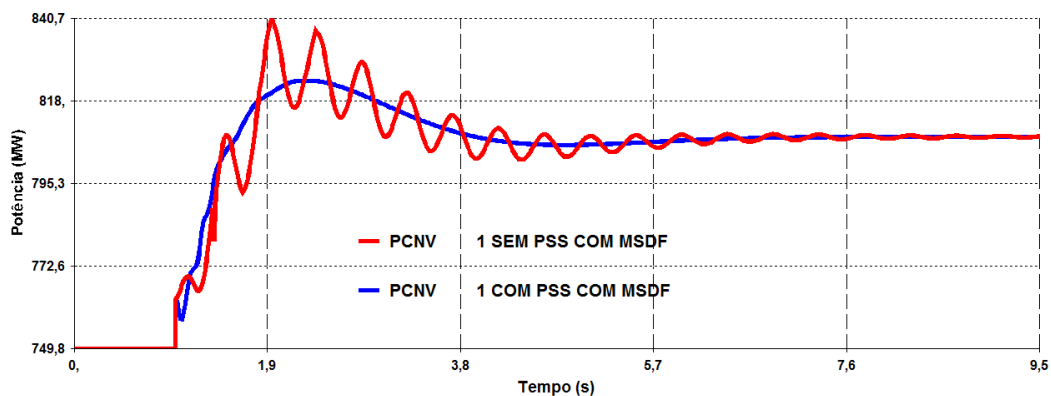


Figura 5-71 - Comparação da potência transmitida no elo, com e sem PSSs e sempre na presença da MSDF.

Na Figura 5-71, observa-se que na presença dos dois controles é obtida uma resposta rápida da frequência do sistema receptor ao mesmo tempo em que o modo de oscilação intra-planta torna-se praticamente inexistente.

Nas Figura 5-72 e Figura 5-73 são comparados os desempenhos do ângulo de disparo do elo CCAT e da tensão CA do retificador. A presença altamente indesejável da dinâmica intra-planta nos ângulos de disparo do elo é muito exacerbada pela MSDF, apesar ser realimentada apenas através da tensão CA da retificadora.

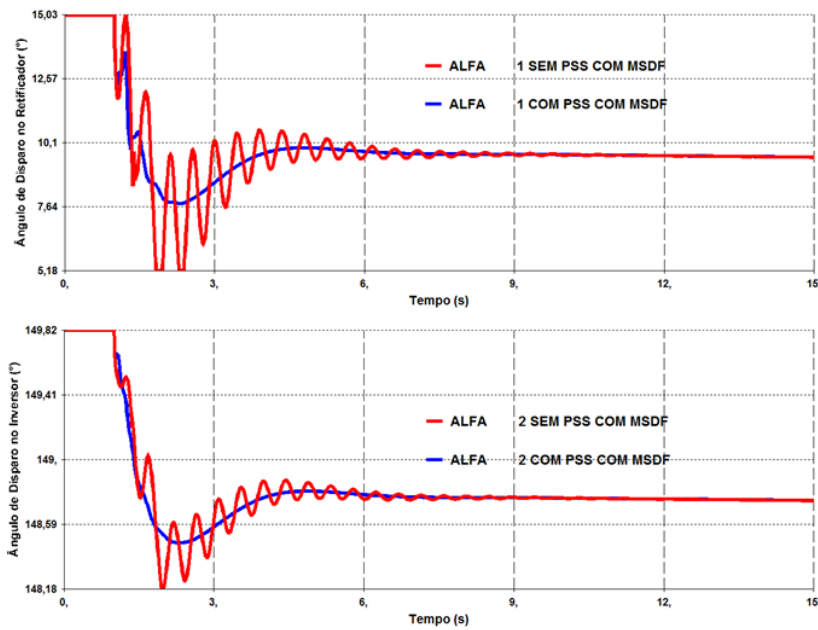


Figura 5-72 - Ângulos de disparo no elo CCAT.

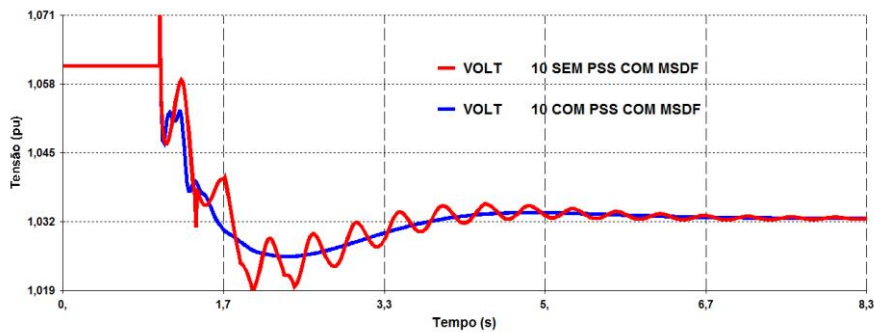


Figura 5-73 - Tensão no terminal CA do lado emissor do elo CCAT.

Como pode ser visto na Figura 5-74, a frequência do sistema passa a apresentar comportamento bastante adequado, sendo a participação do modo intra-planta considerada desprezível.

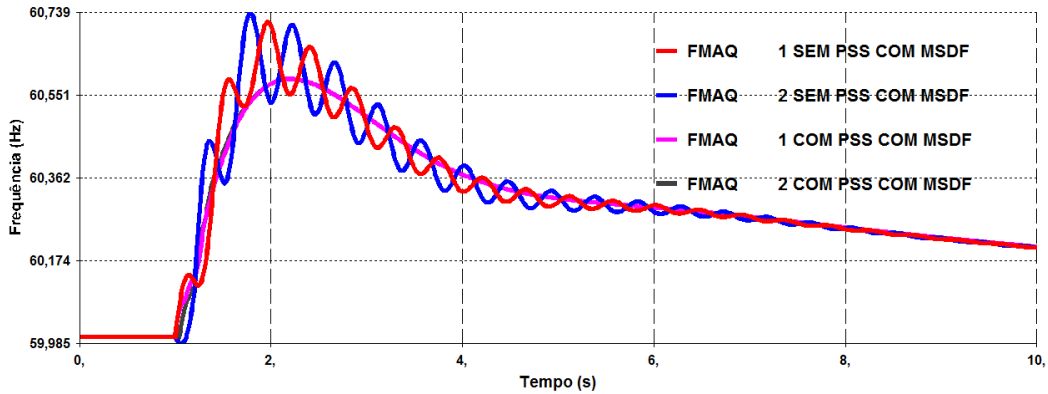


Figura 5-74 - Comparação da dinâmica da frequência das máquinas bulbo do sistema emissor.

Conclui-se desses resultados que o sistemas emissor constituído de máquinas bulbo, não apresentou problemas de oscilação intra-planta quando submetido a aumentos de potência mecânica de valores distintos ou em instantes de tempo diferentes, e oscilações de frequência mal amortecidas. Nestas situações foi adicionado o PSS para amortecimento das oscilações de origem intra-planta das máquinas bulbo e a MSDF para a manutenção da frequência do sistema emissor. Os resultados podem ser considerados excelentes que só foi possível pela utilização correta dos sinais de entrada dos dois controladores: diferença das frequências das máquinas como entrada para os PSSs e adoção da sua frequência média como entrada para MSDF.

Capítulo 6 Conclusão e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusão

A transmissão de grandes blocos de potência através de elos de corrente contínua voltou a ocupar grande destaque no Brasil, nestes últimos anos, em função dos grandes projetos hidrelétricos da Amazônia.

Além dos benefícios óbvios de redução das perdas na transmissão e maior controle de fluxo de potência, levanta-se a hipótese de manutenção efetiva da frequência do sistema através de malhas de controle do elo CCAT.

Foi proposta a atuação efetiva da Malha de Suporte Dinâmico de Frequência (MSDF) para reduzir desvios de frequência em sistemas CA fracos localizados no terminal receptor ou emissor de grandes elos de corrente contínua. Foi avaliada (o):

- Atuação da MSDF no lado receptor do elo CCAT;
- Atuação da MSDF no lado emissor do elo CCAT;
- Desempenho da MSDF na presença de CS;
- Desempenho da MSDF na presença de CER (SVC);
- Desempenho da MSDF na presença de geração com PSS;

O objetivo destas simulações foi verificar a eficácia da utilização da MSDF na redução dos desvios de frequência de sistemas CA e possíveis limitantes ou algum efeito detrimental.

Os estudos realizados sobre os controles do elo de corrente contínua permitiram chegar as seguintes conclusões:

É importante a utilização do elo de corrente contínua para redução dos desvios de frequência em sistema CA fracos. O tempo de atuação da MSDF deve ser corretamente dimensionado com utilização de limitadores para limitar a atuação desta malha durante

perturbações rápidas, tais como curto circuito e bloqueios do elo. A MSDF deve atuar bem mais rápido que um controle de CAG, e até mais rápido que um regulador de velocidade (speed governor) sendo, portanto, classificado como um controle primário, ao invés de secundário.

O desempenho do elo de corrente contínua depende diretamente dos valores das tensões nas barras CA das conversoras. Controlando-se a tensão de maneira efetiva, não existe uma diferença significativa no desempenho do sistema CA/CC quando a regulação de tensão é feita por um compensador síncrono ou um compensador estático de reativo.

Podem existir problemas de interação adversa entre a MSDF do elo CCAT e sinais adicionais estabilizadores (PSS), caso estes equipamentos não sejam corretamente projetados.

6.2 Trabalhos Futuros

O escopo inicialmente definida para esta dissertação incluía uma comparação de duas tecnologias de transmissão de corrente contínua, a primeira tecnologia de comutação natural de carga (LCC) e a segunda de comutação forçada (CCC). Para esta comparação foi montado um sistema isolado de baixo nível de curto circuito (SCR) suprido quase que em totalidade pelos elos de corrente contínua. O objetivo inicial era comparar o desempenho dinâmico das duas tecnologias durante o controle de frequência do sistema receptor. Entretanto, devido às complexidades de modelagem dos equipamentos e do modelo CCC de elo o escopo do trabalho foi reduzido à modelagem e estudo do desempenho dinâmico do controle de frequência do lado receptor e inversor. No novo trabalho foi adotada uma abordagem mais simplificada de simulação a fim de se obter resultados mais consistentes. Além disso, foi testada outra forma de controle de frequência envolvendo o uso de geradores ativos, envolvendo gerador térmico em conexão unitária, de valor de inércia e frequência operativa elevadas, capaz de injetar pulsos de potência ativa no sistema por comando de malha de controle em casos de afundamento de frequência no sistema fraco (Jurgen Hoffmann, 2014). Todavia devido ao tempo reduzido para realização das simulações foi apenas apresentado neste trabalho os resultados de regulação de frequência envolvendo o elo CCAT - convencional.

Como sugestão de estudos que não foram abordados neste trabalho, pode-se citar:

- Controle de frequência e de manutenção da estabilidade eletromecânica em sistemas CA interligados por linhas longas de transmissão CC e CA, em paralelo, onde a linha de transmissão CA apresenta alta impedância;
- Verificação da atuação da MSDF em perturbações severas do sistema, e definição de funções de proteção e controle adicionais.
- Comparação dos desempenhos dos sistemas teste utilizados neste trabalho, na presença de elos CCAT com tecnologia LCC, CCC e VSC.
- Verificação da potencial de aplicação dos geradores ativos, equipamento patenteado mas ainda não comercializado, na melhoria do desempenho de frequência e de tensão de sistemas fracos.

Referências

- ABB. (2010). *Reactive Power Compensation and Harmonic Filters for HVDC Classic*.
- Balzer, G. (2001). Capacitor Commutated Converters for High Power HVDC Transmission. *AC-DC Power Transmission*, (p. 6). Darmstadt University of Technology, Germany.
- C.E. Spallarossa, Y. P. (2013). *Influence of frequency-droop supplementary control on disturbance propagation through VSC HVDC links*. Vancouver, BC: IEEE.
- Callavik, M. (2012). The hybrid HVDC Breaker: An innovation breakthrough enabling reliable HVDC grid. *ABB Grid Systems*.
- CIGRE, W. G. (2005). B4 37: VSC Transmission. *CIGRE, Paris*.
- Costa, A. J., & Silva, A. S. (2000). *Controle e Estabilidade de Sistemas*. Florianópolis.
- G. BALZER, H. M. (2001). CAPACITOR COMMUTATED CONVERTERS FOR HIGH POWER HVDC TRANSMISSION. *AC-DC Power Transmission, 2001. Seventh International Conference on (Conf. Publ. No. 485)*, 60-65.
- Gunnarsson, S., Jiang, I., & Petersson, A. (1998). ACTIVE FILTERS IN HVDC TRANSMISSIONS. *ABB*, 13.
- IEEE, W. G. (1997). *IEEE Guide for Planning DC Links Terminating at AC Locations Having Low Short-Circuit Capacities*.
- Itaipu. (2014). *Itaipu Binacional - Integração ao Sistema Brasileiro*. Retrieved Março 5, 2014, from <https://www.itaipu.gov.br/energia/integracao-ao-sistema-brasileiro>
- Jurgen Hoffmann, T. M. (2014). *Patent No. 8,796,874 B2*. United States.
- Kazemzadeh, R., & Kauffmann, J. M. (2007, 12 25). Turbine Speed Variation Study in Gas Power Plant for an Active Generator. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, pp. 119-123.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability and Control*. Califórnia: McGraw-Hill.
- Menzies, D. F. (1998). *Estudo de Desempenho Dinâmico do Elo de Corrente Contínua - Relatório Técnico Completo*. Furnas Centrais Elétricas S.A.
- Paulo Fischer de Toledo, B. B. (2005). MULTIPLE INFEED SHORT CIRCUIT RATIO – ASPECTS RELATED TO MULTIPLE HVDC INTO ONE AC NETWORK. *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, 6.
- Sari. (2010). *HVDC Master Control System Overview*. Sari.

- Siemens. (2012). *High Voltage Direct Current Transmission - Proven Technology for Power Exchange*.
- Stevenson, W. (1974). *Elementos de Análise de sistemas De Potência*. São Paulo: McGraw-Hill Ltda.
- Tsubota, S. (2000). Analysis of interconnection between HVDC transmission with Capacitor Commutated Converter and AC power Transmission System. *IEEE*, 6.
- Tuni, S., Lacaze, A., & Kauffmann, J. (2003, Junho). De-synchronized generator using a synchronous turbo-generator and a matrix converter. *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International* (pp. 60-66). Belford, França: IEEE.

Anexos

Programas Computacionais Utilizados

- Simulador de Fluxo de Potência CA/CC – ANAREDE 9.7.5
- Simulador de Estabilidade Transitória e Dinâmica de Sistemas de Potência CA/CC – ANATEM 10.5.1

Modelos Dinâmicos no format ANATEM

```
DCDU
(ncdu) ( nome cdu )
000002 RT_CS
(DFPAR (npar) ( valpar )
(-----)
DEFPAR #KA      200.
DEFPAR #TA      0.05          0.02
DEFPAR #TC      10
DEFPAR #TB      10
DEFPAR #EFDMN   -4.85
DEFPAR #EFDMX   5.6
(
(-----)
(-----)
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----)
( Sistema de excitacao (AVR)
0001 ENTRAD      Vref
0002 IMPORT VOLT  Vt
0003 SOMA      Vref Verr
      -Vt  Verr
0004 LEDLAG      Verr SGBT  1.0 #TC  1.0#TB          (BLOCO DE GANHO TRANSITÓRIO)
0005 LEDLAG      SGBT  Efd'  #KA  1.0#TA
0006 LIMITA      Efd'  Efd          EFDMIN EFDMAX
0007 EXPORT EFD  Efd
(EFVAL (stip) (vdef) ( dl )
DEFVAL  EFDMIN #EFDMN
DEFVAL  EFDMAX #EFDMX
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
```

000003 RT_TERMICA1

(DFPAR (npar) (valpar)

(-----

DEFPAR #KA 500.
DEFPAR #TA 0.05
DEFPAR #TC 1
DEFPAR #TB 10
DEFPAR #EFDMN -999.
DEFPAR #EFDMX 8.180

(

(-----

(-----

(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) (p1)(p2)(p3)(p4) (vmin) (vmax)

(-----

(Sistema de excitacao (AVR)

0001 ENTRAD Vref
0002 IMPORT VOLT Vt
0003 IMPORT VSAD VPSS
0004 SOMA Vref Verr
-Vt Verr
VPSS Verr

0005 LEDLAG Verr SBTG 1.0 #TC 1.0#TB (BLOCO DE GANHO TRANSITÓRIO

0006 LEDLAG SBTG Efd' #KA 1.0#TA
0007 LIMITA Efd' Efd EFDMIN EFDMAX

0008 EXPORT EFD Efd

(EFVAL (stip) (vdef) (d1)

DEFVAL EFDMIN #EFDMN

DEFVAL EFDMAX #EFDMX

FIMCDU

(

(

(REGULADOR DE VELOCIDADE DA TERMICA 1

(

(

(ncdu) (nome cdu)

000004 RV_TERM_GAS

(VALORES PEGOS DE SANTA CRUZ

(EFVAL (stip) (vdef) (d1)

(DEFPAR #PBTG 164.77
(DEFPAR #MVA 235
DEFPAR #R 0.040
DEFPAR #T1 0.5 5.000
DEFPAR #T2 0.598 5.0

(

(-----

(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) (p1)(p2)(p3)(p4) (vmin) (vmax)

(-----

0001 ENTRAD PREF
0002 IMPORT WMAQ WPU
0003 ENTRAD WREF

```

0004 SOMA      WREF WERR
      - WPU WERR
0005 FRACAO   WERR PERR  1 #R
0006 SOMA     PERR DELTAP
      PREF DELTAP
(
  -PMECB DELTAP
0007 LEDLAG   DELTAP SGOV  1  1 #T1
0008 LEDLAG   SGOV PMECCB 1  1 #T2
0009 FRACAO   PMECCB P MEC  1  1          #PBGT  #MVA
0010 EXPORT P MEC  P MEC
(
(EFVAL (stip) (vdef) ( d1 )
DEFVAL      WERR  0
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
000005 RT_TERMICA2
(DFPAR (npar) ( valpar  )
(-----)
DEFPAR #KA      400.
DEFPAR #TA      0.05
DEFPAR #TC      1
DEFPAR #TB      10
DEFPAR #EFD MN  -7.
DEFPAR #EFD MX   7
(
(-----)
(-----)
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----)
( Sistema de excitacao (AVR)
0001 ENTRAD      Vref
0002 IMPORT VOLT  Vt
0003 SOMA      Vref Verr
      -Vt  Verr
0004 LEDLAG   Verr S BGT  1.0 #TC 1.0#TB          (BLOCO DE GANHO TRANSITÓRIO)
0005 LEDLAG   S BGT  Efd'  #KA  1.0#TA
0006 LIMITA   Efd'  Efd          EFD MIN EFD MAX
0007 EXPORT EFD  Efd
(EFVAL (stip) (vdef) ( d1 )
DEFVAL      EFD MIN #EFD MN
DEFVAL      EFD MAX #EFD MX
FIMCDU
(
(
(REGULADOR DE VELOCIDADE DA TERMICA 1
(
(
(ncdu) ( nome cdu )
000006 RV_TERM_vapor
(VALORES PEGOS DE SANTA CRUZ

```



```

(EFVAL (stip) (vdef) ( d1 )
DEFPAR #R          0.040
DEFPAR #T1        0.5    5.000
DEFPAR #T2        5.0
(
(-----
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----
0001 ENTRAD      PREF
0002 IMPORT DWMAQ  WERR
0003 FRACAO     WERR PERR   1 #R
0004 SOMA      PERR DELTAP
          PREF DELTAP
          -PMECB DELTAP
0005 LEDLAG     DELTAP SGOV   1    1 #T1
0006 LEDLAG     SGOV  PMECB   1    1 #T2
0007 FRACAO     PMECB P MEC   1    1          #PBGT   #MVA
0008 EXPORT P MEC P MEC
(
FIMCDU
(
(-----
(ncdu) ( nome cdu )
    9 SVC
(-----
(
( Pre-ajustes de Comissionamento
( Ganho Proporcional  $K_p = 2.0$  pu/pu
( Ganho Integral  $K_i = 70.0$  (1/0.14ms)
(
( Alterado por Brandi (4698) e MAPF (5470) em 01/07/01
(
(-----
(EFPAR (npar) ( valpar )
(-----
DEFPAR #K2        30.0
DEFPAR #K3        120.0          70
DEFPAR #Slope     0.01
DEFPAR #Tf        0.005
(
(-----
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----
0001 IMPORT VCES      Vces
0002 LEDLAG     Vces Vmed   1.0 0.0 1.0#Tf
0003 ENTRAD      Vref
0004 GANHO      Ices X4   #Slope
0005 SOMA      Vref Err
          -Vmed Err
          -X4 Err

```

```

0006 PROINT   Err Y  #K3 #K2  1.0  Ymin Ymax
0007 LIMITA   Y  Y1           Ymin Ymax
0008 IMPORT ICES      Ices
0009 EXPORT BCES  Y1
(
(-----
(DEFVA (stip) (vdef) ( d1 )
(-----
DEFVAL BMXCES Ymax
DEFVAL BMNCES Ymin
(
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
000015 RT_MAQ_BULBO
(DFPAR (npar) ( valpar  )
(-----
DEFPAR #KA      200.
DEFPAR #TA      0.05
DEFPAR #TC      10
DEFPAR #TB      10
DEFPAR #EFDMN   -7.
DEFPAR #EFDMX    7
(
(-----
(-----
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----
0001 ENTRAD      Vref
0002 IMPORT VOLT  Vt
0003 IMPORT VSAD  VPSS
0004 SOMA      Vref Verr
          -Vt  Verr
          VPSS Verr
0005 LEDLAG      Verr SBG  1.0 #TC  1.0#TB      (BLOCO DE GANHO TRANSITÓRIO)
0006 LEDLAG      SBG  Efd' #KA  1.0#TA
0007 LIMITA      Efd' Efd           EFDMIN EFDMAX
0008 EXPORT EFD  Efd
(EFVAL (stip) (vdef) ( d1 )
DEFVAL  EFDMIN #EFDMN
DEFVAL  EFDMAX #EFDMX
FIMCDU
(
(
(REGULADOR DE VELOCIDADE DA TERMICA 1
(
(
(ncdu) ( nome cdu )
000016 RV_MAQ_BULBO
(-----
(

```

```

(-----)
(EFPAR (npar) ( valpar )
(-----)
DEFPAR #At      1.2
DEFPAR #D       1.0
DEFPAR #Dt      0.5
DEFPAR #Lmax    0.984
DEFPAR #Lmin    0.0
DEFPAR #Qnl     0.15
DEFPAR #R       0.05
DEFPAR #rp      0.45          0.38
DEFPAR #Tf      0.05
DEFPAR #Tg      0.5
DEFPAR #Tr      7.0
DEFPAR #Tw      1.5
(
(-----)
(nb)i(tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----)
0001 IMPORT DWMAQ   Dw
0002 ENTRAD       Wref
0003 SOMA   -X8   X3
      Wref X3
      -Dw   X3
0004 LEDLAG   X3  X4   1.0 0.0 1.0#Tf
0005 FRACAO   X4  X5   1.0 0.0#rp  0.0
0006 PROINT   X5  X6   1.0#Tr #Tr
0007 LIMITA   X6  X7           Lmin Lmax
0008 GANHO    X7  X8   #R
0009 LEDLAG   X7  X9   1.0 0.0 1.0#Tg
0010 GANHO    Dw  X10  #D
0024 ENTRAD   PREF
0011 SOMA    -X10 Pmec
      -X23 Pmec
      X21 Pmec
      PREF pmec
0012 EXPORT P MEC Pmec
0013 DIVSAO   X17  X13
      X9   X13
0014 FUNCAO X**2 X13  X14
0015 FUNCAO RETA X14 X15 -1.0 1.0
0017 PROINT   X15 X17   1.0 0.0#Tw
0018 FUNCAO RETA X17 X18 1.0-#Qnl
0020 MULTPL   X18  X20
      X14  X20
0021 GANHO    X20 X21  #At
0022 MULTPL   X7  X22
      Dw  X22
0023 GANHO    X22 X23  #Dt
(

```

```

(-----)
(DEFVA (stip) (vdef) ( d1 )
(-----)
DEFVAL    Lmax #Lmax
DEFVAL    Lmin #Lmin
DEFVAL    PREF  0
(
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
000017 RT_MAQ_BULBO
(DFPAR (npar) ( valpar  )
(-----)
DEFPAR #KA      200.
DEFPAR #TA      0.05
DEFPAR #TC      10
DEFPAR #TB      10
DEFPAR #EFDMN   -7.
DEFPAR #EFDMX    7
(
(-----)
(-----)
(nb) (tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
(-----)
0001 ENTRAD      Vref
0002 IMPORT VOLT  Vt
0003 IMPORT VSAD  VPSS
0004 SOMA        Vref Verr
                -Vt  Verr
                VPSS Verr
0005 LEDLAG      Verr SBG  1.0 #TC  1.0#TB      (BLOCO DE GANHO TRANSITÓRIO)
0006 LEDLAG      SBG  Efd'  #KA    1.0#TA
0007 LIMITA      Efd' Efd          EFDMIN EFDMAX
0008 EXPORT EFD  Efd
(EFVAL (stip) (vdef) ( d1 )
DEFVAL    EFDMIN #EFDMN
DEFVAL    EFDMAX #EFDMX
FIMCDU
(
(
(REGULADOR DE VELOCIDADE DA TERMICA 1
(
(
(ncdu) ( nome cdu )
000018 RV_MAQ_BULBO
(-----)
(
(-----)
(EFPAR (npar) ( valpar  )
(-----)
DEFPAR #At      1.2

```

```

DEFPAR #D          1.0
DEFPAR #Dt         0.5
DEFPAR #Lmax       0.984
DEFPAR #Lmin       0.0
DEFPAR #Qnl        0.15
DEFPAR #R          0.05
DEFPAR #rp         0.45          0.38
DEFPAR #Tf         0.05
DEFPAR #Tg         0.5
DEFPAR #Tr         7.0
DEFPAR #Tw         1.5

(
-----
(nb)i(tipo)(stip)s(vent)(vsai)(p1)(p2)(p3)(p4)(vmin)(vmax)
-----
0001 IMPORT DWMAQ   Dw
0002 ENTRAD        Wref
0003 SOMA   -X8   X3
      Wref X3
      -Dw  X3
0004 LEDLAG   X3  X4   1.0 0.0 1.0#Tf
0005 FRACAO   X4  X5   1.0 0.0#rp  0.0
0006 PROINT   X5  X6   1.0#Tr #Tr
0007 LIMITA   X6  X7           Lmin Lmax
0008 GANHO    X7  X8   #R
0009 LEDLAG   X7  X9   1.0 0.0 1.0#Tg
0010 GANHO    Dw  X10  #D
0024 ENTRAD        PREF
0011 SOMA   -X10  Pmec
      -X23  Pmec
      X21   Pmec
      PREF  pmec
0012 EXPORT P MEC  Pmec
0013 DIVSAO   X17  X13
      X9   X13
0014 FUNCAO X**2  X13  X14
0015 FUNCAO RETA X14  X15  -1.0 1.0
0017 PROINT   X15  X17   1.0 0.0#Tw
0018 FUNCAO RETA X17  X18   1.0-#Qnl
0020 MULTPL   X18  X20
      X14  X20
0021 GANHO    X20  X21  #At
0022 MULTPL   X7   X22
      Dw  X22
0023 GANHO    X22  X23  #Dt

(
-----
(DEFVA (stip)(vdef)(d1)
-----
DEFVAL   Lmax #Lmax

```

```

DEFVAL Lmin #Lmin
DEFVAL PREF 0
(
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
0008 PSS_TERMICA1
(EFPAR (nome) ( valor ) )
DEFPAR #TW 3.
DEFPAR #TN1 0.1
DEFPAR #TN2 0.1
DEFPAR #TD1 0.01
DEFPAR #TD2 0.01
DEFPAR #KPSS 10
(
(nb)i(tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
0001 IMPORT DWMAQ Dw
0002 WSHOUT DW X2 #TW 1.0#TW
0003 LEDLAG X2 X3 1 #TN1 1 #TD1
0004 LEDLAG X3 X4 1 #TN2 1 #TD2
0005 GANHO X4 VSAD #KPSS
0018 EXPORT VSAD Vsad
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
0020 PSS_TERMICA1
(EFPAR (nome) ( valor ) )
DEFPAR #TW 3.
DEFPAR #TN1 0.1
DEFPAR #TN2 0.1
DEFPAR #TD1 0.01
DEFPAR #TD2 0.01
DEFPAR #KPSS 10
(
(nb)i(tipo) (stip)s(vent) (vsai) ( p1 )( p2 )( p3 )( p4 ) (vmin) (vmax)
0001 IMPORT DWMAQ Dw
0002 WSHOUT DW X2 #TW 1.0#TW
0003 LEDLAG X2 X3 1 #TN1 1 #TD1
0004 LEDLAG X3 X4 1 #TN2 1 #TD2
0005 GANHO X4 VSAD #KPSS
0018 EXPORT VSAD Vsad
FIMCDU
(ncdu) ( nome cdu )
0021 PSS_TERMICA1
(EFPAR (nome) ( valor ) )
DEFPAR #TW 3.
DEFPAR #TN1 0.1
DEFPAR #TN2 0.1
DEFPAR #TD1 0.01
DEFPAR #TD2 0.01
DEFPAR #KPSS 10
DEFPAR #LOCD 1020

```

```

(
(nb)i(tipo)(stip)s(vent)(vsai)(p1)(p2)(p3)(p4)(vmin)(vmax)
0001 IMPORT DWMAQ Dw1
0002 IMPORT DWMAQ Dw2 #LOCD
0004 soma Dw1 Dw
      -Dw2 Dw
0005 WSHOUT DW X2 #TW 1.0#TW
0006 LEDLAG X2 X3 1 #TN1 1 #TD1
0007 LEDLAG X3 X4 1 #TN2 1 #TD2
0008 GANHO X4 VSAD #KPSS
0018 EXPORT VSAD Vsad
(EFVAL(stip)(vdef)(d1))
DEFVAL Dw 0
FIMCDU
(ncdu)(nomecdu)
0022 PSS_TERMICA1
(EFPAR(nome)(valor))
DEFPAR #TW 3.
DEFPAR #TN1 0.1
DEFPAR #TN2 0.1
DEFPAR #TD1 0.01
DEFPAR #TD2 0.01
DEFPAR #KPSS 10
DEFPAR #LOCD 1010
(
(nb)i(tipo)(stip)s(vent)(vsai)(p1)(p2)(p3)(p4)(vmin)(vmax)
0001 IMPORT DWMAQ Dw1
0002 IMPORT DWMAQ Dw2 #LOCD
0004 soma Dw1 Dw
      -Dw2 Dw
0005 WSHOUT DW X2 #TW 1.0#TW
0006 LEDLAG X2 X3 1 #TN1 1 #TD1
0007 LEDLAG X3 X4 1 #TN2 1 #TD2
0008 GANHO X4 VSAD #KPSS
0018 EXPORT VSAD Vsad
(EFVAL(stip)(vdef)(d1))
DEFVAL Dw 0
FIMCDU
999999
dloc
(Lc)(Tipo)(El)(Pa)Nc(Ex)Gr(BI)
1010 maq 1 10
1020 maq 2 10
999999
FIM

```