



## ESTUDO DE COMPENSADOR SÉRIE BASEADO EM REATÂNCIAS CONTROLÁVEIS

Antonio Carlos Borré

Tese de Doutorado 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 Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro  
Abril de 2013

ESTUDO DE COMPENSADOR SÉRIE BASEADO EM REATÂNCIAS  
CONTROLÁVEIS

Antonio Carlos Borré

TESE 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 DOUTOR  
EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Examinada por:

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

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

---

Prof. Edimar José de Oliveira, D.Sc.

---

Prof. José Antenor Pomilio, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL  
ABRIL DE 2013

Borré, Antonio Carlos

Estudo de Compensador Série Baseado em Reatâncias Controláveis/Antonio Carlos Borré. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2013.

XXI, 161 p.: il.; 29,7cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Tese (doutorado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2013.

Referências Bibliográficas: p. 112 – 119.

1. Compensação de Reativos. 2. Compensação Série Capacitiva. 3. Reatâncias Controláveis. 4. Oscilações Subsíncronas. 5. Falhas de Comutação. I. Watanabe, Edson Hirokazu. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

## AGRADECIMENTOS

*Agradeço primeiramente a Deus pelo dom da vida.*

*A todos os meus familiares, em especial aos meus pais, que tanto me incentivaram no decorrer de mais essa etapa da minha vida.*

*Ao meu filho Matheus que mesmo pequenino, me incentivava todas as noites perguntando-me: “PAI, VOCÊ NÃO VAI MEXER NA TESE?”*

*Ao Professor Edson Watanabe, não só pela sua orientação mas principalmente pelo seu grande coração e pela relação de amizade que espero levar por toda a vida.*

*Ao amigo Robson Dias, pelas longas conversas e discussões técnicas a respeito dessa tese e de outros temas nos quais trabalhamos juntos.*

*Aos grandes amigos que fiz durante a minha jornada no Laboratório de Eletrônica de Potência, em especial a Carlos Fernando Teodósio, Ulisses Miranda, Edísio Alves de Aguiar, Silvangela Barcelos e Luana Carneiro.*

*A todos vocês, meu*

*Muito Obrigado!!!*



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

## ESTUDO DE COMPENSADOR SÉRIE BASEADO EM REATÂNCIAS CONTROLÁVEIS

Antonio Carlos Borré

Abril/2013

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

A compensação série capacitiva tornou-se comum na área de sistemas de potência para aumentar a capacidade de transmissão de energia e as margens de estabilidade. Apesar de ser considerada uma técnica eficiente e econômica, o uso de níveis elevados de compensação capacitiva pode levar ao surgimento de oscilações subsíncronas e de potência. Uma alternativa para minimizar essas oscilações é utilizar reatâncias controláveis baseadas em conversores fonte de tensão. Neste trabalho, esses conversores foram denominados por CBCR (*Converter Based Controlled Reactance*).

Neste trabalho foram analisadas duas aplicações para o CBCR, ambas desenvolvidas por meio de simulações computacionais através do software de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC. A primeira refere-se ao uso do CBCR para amortecer ressonância subsíncrona e oscilações de potência de baixa frequência. A segunda aplicação refere-se ao uso do mesmo para minimizar os casos de falha de comutação em conversores de sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC). Foi utilizado o modelo proposto pelo IEEE para estudos de ressonância subsíncrona (*IEEE First Benchmark Model*) e os resultados de simulações mostraram que o desempenho do CBCR é superior ao obtido com outros dispositivos, como por exemplo, o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*). Para minimizar o problema da falha de comutação foi utilizado o modelo conhecido como *Cigrè HVDC Benchmark Model*, onde os resultados de simulação mostraram que o CBCR pode melhorar significativamente as condições de comutação do conversor, garantindo um melhor desempenho do sistema.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.)

## STUDY OF SERIES COMPENSATOR BASED ON CONTROLLABLE REACTANCES

Antonio Carlos Borré

April/2013

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

The series capacitive compensation has become common in the power systems for increasing power transmission capacity and stability margins. Despite being considered an efficient and economical technique, the use of high capacitive series compensation levels may cause subsynchronous resonance and power oscillations. To mitigate these oscillations a controllable reactance based on voltage source converters is proposed. In this thesis, these converters were named CBCR (*Convert Based Controlled Reactance*).

Two applications for the CBCR were analyzed using PSCAD/EMTDC. The first one is related to damping subsynchronous resonance and low frequency power oscillations. The second one was the use of CBCR to minimize the commutation failures in high voltage DC transmission system converter (HVDC). The *First IEEE Benchmark Model* was used for the subsynchronous resonance studies and the simulation results have shown that the CBCR performs better when compared to other devices like the TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*). For the CBCR applied to mitigate the commutation failure problem in HVDC system the *Cigrè Benchmark Model* was used and the simulation results has shown that the CBCR can minimize the commutation failures thus improving the performance of the whole system.

# Índice

<b>Lista de Figuras</b>	<b>x</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xvi</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xvii</b>
<b>Lista de Abreviaturas</b>	<b>xx</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Aspectos Gerais . . . . .	1
1.2 Princípios Básicos da Compensação de Reativos . . . . .	2
1.2.1 Compensação Série . . . . .	3
1.2.2 Compensação Paralela . . . . .	4
1.3 Compensação de Reativos através de Equipamentos FACTS . . . . .	5
1.3.1 TCSC - Thyristor Controlled Series Capacitor . . . . .	7
1.3.2 GCSC - Gate-Controlled Series Capacitor . . . . .	9
1.3.3 SSSC - Static Synchronous Series Compensator . . . . .	10
1.3.4 IPFC - Interline Power Flow Controller . . . . .	11
1.3.5 CBCR - Converter Based Controlled Reactance . . . . .	12
1.4 Identificação do Problema . . . . .	13
1.5 Objetivos . . . . .	14
1.6 Estrutura do Texto . . . . .	15
<b>2 Síntese de Reatâncias Controláveis a partir de Conversores VSC</b>	<b>17</b>
2.1 Introdução . . . . .	17
2.2 Princípios Básicos do CBCR e Principais Topologias . . . . .	19
2.2.1 VAPAR (Variable Active-Passive Reactance) . . . . .	20
2.2.2 BVI (Bootstrap Variable Inductance) . . . . .	23
2.2.3 SDR (Síntese Direta de Reatâncias) . . . . .	24
2.2.4 AVI (Active Variable Inductance) . . . . .	25
2.3 Síntese de Reatâncias Controláveis Utilizando Circuitos de Sincronismo	27
2.3.1 Síntese de Reatâncias via EPLL . . . . .	28

2.3.2	Síntese de Reatâncias via SOGI-QSG-FLL . . . . .	32
2.3.3	Síntese de Reatâncias via APLL . . . . .	34
2.4	Síntese de Indutância Negativa em Circuito com Harmônicos . . . . .	36
2.5	Síntese de Reatância Negativa em Circuito com Harmônicos . . . . .	38
2.6	Síntese de Reatâncias a partir de Controladores Ressonantes . . . . .	39
2.7	Conclusões Parciais . . . . .	43
<b>3</b>	<b>Aplicação de Reatâncias Controláveis no Amortecimento da RSS</b>	<b>44</b>
3.1	Introdução . . . . .	44
3.2	Ressonância Subsíncrona (RSS) . . . . .	45
3.3	Modelos Computacionais para o Estudo da Ressonância Subsíncrona	47
3.3.1	IEEE First Benchmark Model para estudos de RSS . . . . .	47
3.3.2	IEEE Second Benchmark Model para estudos de RSS . . . . .	49
3.4	Resultados de Simulação Utilizando Compensação Capacitiva . . . . .	51
3.4.1	Resultados Utilizando o IEEE First Benchmark Model . . . . .	52
3.4.2	Resultados Utilizando o IEEE Second Benchmark Model . . . . .	54
3.5	Resultados de Simulação Utilizando Compensação Controlável – CBCR	57
3.5.1	Resultados Utilizando o IEEE First Benchmark Model . . . . .	57
3.5.2	Resultados utilizando o IEEE Second Benchmark Model . . . . .	61
3.6	Resultados de Simulação utilizando Compensação Controlável – TCSC	63
3.6.1	Resultados utilizando o IEEE First Benchmark Model . . . . .	63
3.6.2	Resultados utilizando o IEEE Second Benchmark Model . . . . .	65
3.7	Melhorias no Amortecimento da RSS . . . . .	67
3.7.1	Malha de Modulação de Potência Aplicada ao CBCR . . . . .	68
3.7.2	Malha de Modulação de Potência Aplicada ao TCSC . . . . .	69
3.7.3	Comparação entre o TCSC e o CBCR . . . . .	71
3.8	Implementação do CBCR . . . . .	72
3.9	Proteção do CBCR . . . . .	74
3.10	Conclusões Parciais . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Aplicação de Reatâncias Controláveis em Sistemas HVDC</b>	<b>76</b>
4.1	Introdução . . . . .	76
4.2	Conversor Comutado Pela Linha ou LCC (Line Commutated Converter)	78
4.2.1	Falha de Comutação em Conversores LCC . . . . .	79
4.3	CCC - Capacitor Commutated Converter . . . . .	80
4.4	Cigrè HVDC Benchmark Model . . . . .	83
4.4.1	Linha CC . . . . .	83
4.4.2	Transformadores das Conversoras . . . . .	83
4.4.3	Rede CA . . . . .	83
4.4.4	Filtros CA e Banco de Capacitores Fixos . . . . .	84

4.4.5	Sistemas de Controle . . . . .	84
4.5	CCC-HVDC Benchmark Model . . . . .	85
4.5.1	Rede CA . . . . .	85
4.5.2	Filtros CA e Banco de Capacitores Fixos . . . . .	85
4.5.3	Capacitores Série . . . . .	85
4.5.4	Sistemas de Controle . . . . .	86
4.6	CBCR-HVDC Benchmark Model . . . . .	86
4.6.1	Sistema de Controle . . . . .	86
4.7	Análise e Discussão de Resultados . . . . .	90
4.7.1	Análise em Regime Permanente . . . . .	90
4.7.2	Análise em Regime Transitório . . . . .	97
4.8	Conclusões Parciais . . . . .	108
<b>5</b>	<b>Conclusões e Pesquisas Futuras</b>	<b>109</b>
5.1	Considerações Finais . . . . .	109
5.2	Propostas para Trabalhos Futuros . . . . .	111
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>112</b>
<b>A</b>	<b>Síntese de Indutâncias e Reatâncias Controláveis</b>	<b>120</b>
A.1	Introdução . . . . .	120
A.1.1	Resultados utilizando o controlador VAPAR . . . . .	120
A.1.2	Resultados utilizando o controlador BVI . . . . .	123
A.1.3	Resultados utilizando o controlador AVI . . . . .	125
A.1.4	Resultados utilizando o controlador SDR . . . . .	126
A.1.5	Resultados utilizando o controle baseado no EPLL . . . . .	128
<b>B</b>	<b>Análise de Desempenho do EPLL</b>	<b>130</b>
B.1	Introdução . . . . .	130
B.1.1	Interferência de Ruído . . . . .	130
B.1.2	Variações na Amplitude do Sinal de Entrada . . . . .	133
B.1.3	Variações na Frequência Fundamental . . . . .	135
<b>C</b>	<b>Estudo de Estabilidade em LTs com Compensação Série</b>	<b>136</b>
C.1	Introdução . . . . .	136
C.1.1	Compensação via CBCR - Modelo T . . . . .	137
C.1.2	Compensação via CBCR com o SOGI-QSG-FLL - Modelo T . . . . .	141
C.1.3	Compensação Fixa - Modelo T . . . . .	146
C.1.4	Compensação via CBCR - Modelo II . . . . .	150
C.1.5	Compensação via CBCR com o SOGI-QSG-FLL - Modelo II . . . . .	154
C.1.6	Compensação Fixa - Modelo II . . . . .	158

# Lista de Figuras

1.1	Modelo simplificado de um sistema de transmissão . . . . .	2
1.2	Diagrama fasorial do modelo simplificado . . . . .	2
1.3	Modelo de um sistema de transmissão com compensação série . . . . .	3
1.4	Diagrama fasorial do modelo simplificado com compensação série . . . . .	3
1.5	Curva de potência transmitida <i>versus</i> defasagem angular . . . . .	4
1.6	Modelo de um sistema de transmissão com compensação paralela . . . . .	5
1.7	Diagrama fasorial do modelo simplificado com compensação paralela . . . . .	5
1.8	Curva de potência transmitida <i>versus</i> defasagem angular . . . . .	6
1.9	Esquema básico do TCSC . . . . .	7
1.10	Curva característica da reatância do TCSC . . . . .	8
1.11	Região de operação do TCSC . . . . .	9
1.12	Esquema básico do GCSC . . . . .	9
1.13	Região de operação do GCSC . . . . .	10
1.14	Esquema básico de um SSSC . . . . .	11
1.15	Região de operação do SSSC . . . . .	11
1.16	Esquema básico de um IPFC . . . . .	12
1.17	Esquema básico de um CBCR . . . . .	12
1.18	Região de operação do CBCR . . . . .	13
2.1	Topologia básica de um CBCR monofásico . . . . .	19
2.2	(a) VSC como fonte de tensão controlada e (b) reatância equivalente . . . . .	20
2.3	(a) Diagrama de controle do VAPAR, (b) proporcional e (c) histerese . . . . .	21
2.4	Diagrama do VAPAR com controle da tensão do lado CC . . . . .	22
2.5	Controlador BVI e sua respectiva lógica de controle . . . . .	23
2.6	Controlador SDR e sua respectiva lógica de controle . . . . .	25
2.7	Controlador AVI e sua respectiva lógica de controle . . . . .	27
2.8	Diagrama representativo de um PLL genérico . . . . .	28
2.9	Diagrama de blocos do EPLL . . . . .	29
2.10	Região de operação do CBCR . . . . .	30
2.11	Conversor <i>half-bridge</i> do tipo NPC . . . . .	30
2.12	Diagrama de blocos do controle do CBCR utilizando o EPLL . . . . .	31

2.13	Diagrama de blocos do SOGI-QSG . . . . .	32
2.14	Diagrama de blocos do FLL . . . . .	33
2.15	Diagrama em blocos do controle do CBCR utilizando o SOGI-QSG-FLL . . . . .	33
2.16	Esquema básico de um PLL monofásico . . . . .	34
2.17	Diagrama de blocos do APLL . . . . .	36
2.18	Diagrama de blocos do controle do CBCR utilizando o APLL. . . . .	36
2.19	CBCR conectado a uma linha com harmônicos . . . . .	37
2.20	Tensão de referência utilizando o método SDR . . . . .	38
2.21	Potência ativa utilizando o método SDR . . . . .	38
2.22	Tensão e corrente utilizando o método baseado no EPLL . . . . .	39
2.23	Potência ativa utilizando o método baseado no EPLL . . . . .	39
2.24	Diagrama em blocos do controlador PR baseado no SOGI . . . . .	40
2.25	Controle do AVI com o controlador ressonante . . . . .	41
2.26	Circuito utilizando o controlador AVI . . . . .	41
2.27	Fluxo magnético, enlace de fluxo e sinal de erro . . . . .	42
2.28	Correntes sintetizadas utilizando o controlador PR . . . . .	42
2.29	Potência trifásica utilizando o controlador PR . . . . .	43
3.1	IEEE First Benchmark Model para estudos de RSS . . . . .	48
3.2	IEEE Second Benchmark para estudos de RSS . . . . .	50
3.3	Tensões no barramento da máquina síncrona . . . . .	52
3.4	Tensões no barramento onde ocorre o curto-circuito . . . . .	53
3.5	Torque eletromagnético com compensação capacitiva . . . . .	53
3.6	Detalhe do torque eletromagnético durante o curto-circuito . . . . .	53
3.7	Corrente de linha utilizando compensação capacitiva . . . . .	54
3.8	Tensões sobre os capacitores de compensação . . . . .	54
3.9	Correntes sobre os capacitores de compensação . . . . .	54
3.10	Tensões no barramento onde ocorre o curto-circuito . . . . .	55
3.11	Torque eletromagnético com compensação capacitiva . . . . .	55
3.12	Detalhe do torque eletromagnético durante o curto-circuito . . . . .	56
3.13	Corrente de linha utilizando compensação capacitiva . . . . .	56
3.14	Tensões sobre os capacitores de compensação . . . . .	56
3.15	Correntes sobre os capacitores de compensação . . . . .	57
3.16	IEEE First Benchmark Model utilizando o CBCR . . . . .	58
3.17	Tensões no barramento da máquina síncrona . . . . .	58
3.18	Tensões no barramento de curto-circuito . . . . .	58
3.19	Tensão e corrente utilizando compensação controlável (CBCR) . . . . .	59
3.20	Torque eletromagnético utilizando compensação controlável (CBCR) . . . . .	59
3.21	Corrente de linha utilizando compensação controlável (CBCR) . . . . .	60

3.22	Torque eletromagnético utilizando níveis variados de compensação . . .	60
3.23	IEEE Second Benchmark Model utilizando o CBCR . . . . .	61
3.24	Tensões no barramento A . . . . .	61
3.25	Tensão e corrente utilizando compensação controlável (CBCR) . . . .	62
3.26	Torque eletromagnético utilizando compensação controlável (CBCR) .	62
3.27	Corrente de linha utilizando compensação controlável (CBCR) . . . .	63
3.28	IEEE First Benchmark Model utilizando TCSC . . . . .	64
3.29	Tensão no barramento da máquina síncrona com o TCSC . . . . .	64
3.30	Tensão no barramento de curto-circuito com o TCSC . . . . .	64
3.31	Torque eletromagnético utilizando compensação controlável (TCSC) .	65
3.32	Corrente de linha utilizando compensação controlável (TCSC) . . . .	65
3.33	IEEE Second Benchmark Model utilizando o TCSC . . . . .	66
3.34	Tensões no barramento da máquina síncrona com o TCSC . . . . .	66
3.35	Torque eletromagnético utilizando compensação controlável (TCSC) .	67
3.36	Corrente de linha utilizando compensação controlável (TCSC) . . . .	67
3.37	Diagrama da malha de modulação de potência para o CBCR . . . . .	68
3.38	Torque eletromagnético para um ganho $k = 0,0002$ H/MW . . . . .	69
3.39	Torque eletromagnético para um ganho $k = 0,000285$ H/MW . . . . .	69
3.40	Comparação do torque eletromagnético para ganhos variados . . . . .	69
3.41	Diagrama da malha de modulação de potência para o TCSC . . . . .	70
3.42	Torque eletromagnético para um ganho $k = 0,0001$ °/MW . . . . .	70
3.43	Torque eletromagnético para um ganho $k = 0,00017$ °/MW . . . . .	71
3.44	Comparação do torque eletromagnético para ganhos variados . . . . .	71
3.45	Comparação do torque eletromagnético com o TCSC e com o CBCR	72
3.46	Implementação do CBCR a partir de conversores modulares multiníveis (MMC) . . . . .	73
3.47	Circuito de proteção para o CBCR . . . . .	74
4.1	Diagramas do conversores CA/CC do tipo LCC e VSC . . . . .	78
4.2	Circuito equivalente durante a comutação das válvulas 1 e 3 . . . . .	79
4.3	Processo de comutação entre as válvulas 1 e 3 . . . . .	80
4.4	Inserção do capacitor série em estações HVDC . . . . .	81
4.5	Características de tensão e corrente (operação normal) . . . . .	85
4.6	Cigrè HVDC Benchmark Model . . . . .	88
4.7	CCC-HVDC Benchmark Model . . . . .	88
4.8	CBCR-HVDC Benchmark Model . . . . .	89
4.9	Diagrama em blocos do controle do CBCR . . . . .	89
4.10	Espectro harmônico da corrente CC . . . . .	91
4.11	Espectro harmônico da corrente CA . . . . .	92



4.12	Corrente no lado CC – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	93
4.13	Corrente sobre as válvulas da estação inversora . . . . .	94
4.14	Potência instantânea – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	94
4.15	Potência instantânea em um LCC-HVDC – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	95
4.16	Potência reativa – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	95
4.17	Tensão sobre os terminais do CBCR – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	96
4.18	Corrente no lado CC – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	96
4.19	Potência reativa – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	96
4.20	Tensão sobre os terminais do CBCR – variação de 20% na $I_D^*$ . . . . .	97
4.21	Curto-circuito franco aplicado a um sistema HVDC . . . . .	97
4.22	Falta remota aplicada a um sistema HVDC . . . . .	98
4.23	Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	99
4.24	Corrente sobre as válvulas da estação inversora . . . . .	99
4.25	Tensão no lado CA quando aplicado um curto-circuito monofásico . . . . .	100
4.26	Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito monofásico . . . . .	100
4.27	Tensão no lado CC quando aplicado um curto-circuito monofásico . . . . .	100
4.28	Potência instantânea quando aplicado um curto-circuito monofásico . . . . .	101
4.29	Recovery time quando aplicado um curto-circuito monofásico . . . . .	101
4.30	Tensão no lado CA quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	102
4.31	Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CCC-HVDC . . . . .	103
4.32	Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CBCR-HVDC . . . . .	103
4.33	Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	103
4.34	Tensão no lado CC quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	104
4.35	Potência instantânea quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	104
4.36	Recovery time quando aplicado um curto-circuito trifásico . . . . .	105
4.37	Tensão no lado CA quando aplicada uma falta remota . . . . .	105
4.38	Corrente na linha CC quando aplicada uma falta remota . . . . .	106
4.39	Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CCC-HVDC . . . . .	106
4.40	Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CBCR-HVDC . . . . .	106
4.41	Potência reativa sobre os terminais do CCC e do CBCR . . . . .	107
4.42	Tensão sobre os terminais do CBCR durante o curto-circuito trifásico . . . . .	107
4.43	Tensão sobre os capacitores do elo CC . . . . .	107
A.1	Circuito utilizando o controlador VAPAR . . . . .	121
A.2	Tensão fundamental e a corrente sintetizada . . . . .	121
A.3	Corrente sintetizada e a corrente de referência . . . . .	122
A.4	Correntes sintetizadas utilizando o VAPAR . . . . .	122
A.5	Potência trifásica utilizando o VAPAR . . . . .	122
A.6	BVI implementado a partir de um retificador dobrador de tensão . . . . .	123

A.7	Tensão e corrente nos terminais do BVI para $A = 0$ . . . . .	124
A.8	Tensão e corrente nos terminais do BVI para $A = 1$ . . . . .	124
A.9	Tensão e corrente nos terminais do BVI para $A = 2$ . . . . .	124
A.10	Tensão e corrente nos terminais do BVI para $A = 4 + j3$ . . . . .	125
A.11	Tensões sobre os capacitores do elo CC . . . . .	125
A.12	Fluxo, enlace e sinal de erro utilizando o controlador AVI . . . . .	126
A.13	Tensão e a corrente utilizando a técnica SDR . . . . .	126
A.14	Correntes sintetizadas utilizando a técnica SDR . . . . .	127
A.15	Potência trifásica utilizando a técnica SDR . . . . .	127
A.16	Tensões sobre os capacitores do elo CC . . . . .	127
A.17	Tensão e corrente utilizando o EPLL . . . . .	128
A.18	Perfil das correntes utilizando o EPLL . . . . .	129
A.19	Potência trifásica utilizando o EPLL . . . . .	129
A.20	Tensões sobre os capacitores do elo CC . . . . .	129
B.1	Diagrama em blocos do circuito utilizado para avaliar o desempenho do EPLL diante de ruídos . . . . .	131
B.2	Formas de onda para os sinais $x(t)$ , $y(t)$ e $e(t)$ considerando um ruído de 10 Hz . . . . .	131
B.3	Formas de onda para os sinais $x(t)$ , $y(t)$ e $e(t)$ considerando um ruído de 50 Hz . . . . .	131
B.4	Espectro harmônico da saída $y(t)$ considerando a injeção de um ruído em 10 Hz . . . . .	132
B.5	Espectro harmônico da saída $y(t)$ considerando a injeção de um ruído em 50 Hz . . . . .	133
B.6	Diagrama em blocos do circuito utilizado para avaliar a performance do EPLL diante de variações na amplitude do sinal de entrada . . . . .	134
B.7	Entrada $x(t)$ e saída $y(t)$ via EPLL . . . . .	134
B.8	Amplitudes de $x(t)$ e de $y(t)$ via EPLL . . . . .	134
B.9	Variações na frequência fundamental de $x(t)$ . . . . .	135
C.1	Compensação série via conversor CBCR (Modelo T) . . . . .	137
C.2	<i>Root-locus</i> utilizando o CBCR (Modelo T) . . . . .	140
C.3	Diagrama em blocos do SOGI-QSG-FLL . . . . .	141
C.4	Corrente sintetizada, componente fundamental e sinal em quadratura . . . . .	142
C.5	<i>Root-locus</i> utilizando o CBCR via SOGI-QSG-FLL (Modelo T) . . . . .	145
C.6	Compensação série via capacitor fixo (Modelo T) . . . . .	146
C.7	<i>Root-locus</i> utilizando capacitor fixo (Modelo T) . . . . .	149
C.8	Compensação série via conversor CBCR (Modelo II) . . . . .	150
C.9	<i>Root-locus</i> utilizando o CBCR (Modelo II) . . . . .	153

C.10 <i>Root-locus</i> utilizando o CBCR via SOGI-QSG-FLL (Modelo II) . . . . .	157
C.11 Compensação série via conversor CBCR (Modelo II) . . . . .	158
C.12 <i>Root-locus</i> utilizando capacitor fixo (Modelo II) . . . . .	161

# Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros do circuito com o controlador CBCR . . . . .	37
3.1	Parâmetros da rede elétrica . . . . .	48
3.2	Modos torsionais, frequência de oscilação e reatância capacitiva . . . . .	49
3.3	Parâmetros do gerador síncrono do modelo estudado . . . . .	49
3.4	Parâmetros do eixo turbina-gerador . . . . .	49
3.5	Parâmetros da rede elétrica . . . . .	50
3.6	Parâmetros do gerador síncrono de 600 MVA . . . . .	51
3.7	Parâmetros do eixo turbina-gerador . . . . .	51
3.8	Frequência natural de oscilação . . . . .	51
3.9	Valores máximos e mínimos do torque eletromagnético . . . . .	72
4.1	Capacidade em <i>Mvar</i> dos filtros e do banco de capacitores . . . . .	90
4.2	Amplitude dos harmônicos característicos da corrente CC . . . . .	92
4.3	Amplitude dos harmônicos característicos da corrente CA . . . . .	93
A.1	Parâmetros do circuito do controlador VAPAR . . . . .	121
A.2	Parâmetros do circuito do controlador BVI . . . . .	123
B.1	Ruídos e respectivas amplitudes presentes no sinal $y(t)$ . . . . .	133
C.1	Raízes do sistema com compensação variável (Modelo T) . . . . .	140
C.2	Raízes do sistema com compensação variável (Modelo T) . . . . .	145
C.3	Raízes do sistema com compensação fixa (Modelo T) . . . . .	149
C.4	Raízes do sistema com compensação variável (Modelo II) . . . . .	153
C.5	Raízes do sistema com compensação variável (Modelo II) . . . . .	157
C.6	Raízes do sistema com compensação fixa (Modelo II) . . . . .	161

# Lista de Símbolos

$A$	Amplitude a ser detectada pelo PLL, p. 28
$A$	Ganho do controlador BVI, p. 23
$C_1 \dots C_4$	Capacitâncias do retificador dobrador de tensão, p. 123
$C_e$	Capacitância sintetizada pelo conversor, p. 20
$I_L$	Corrente em um sistema de transmissão genérico, p. 2
$I_T$	Corrente nos terminais do controlador, p. 19
$L_e$	Indutância sintetizada pelo conversor, p. 20
$P_1, P_2$	Potência ativa dos subsistemas 1 e 2, p. 2
$Q_1, Q_2$	Potência reativa dos subsistemas 1 e 2, p. 2
$R_1 \dots R_3$	Resistências do retificador dobrador de tensão, p. 123
$R_L$	Resistência da linha de transmissão, p. 48
$R_S$	Resistência do sistema, p. 50
$R_a$	Resistência de armadura, p. 49
$R_x$	Resistência de compensação equivalente, p. 22
$R_{L1}$	Resistência da linha de transmissão 1, p. 50
$R_{L2}$	Resistência da linha de transmissão 2, p. 50
$T'_{d0}$	Constante de tempo transitória - eixo d, p. 49
$T''_{d0}$	Constante de tempo subtransitória - eixo d, p. 49
$T'_{q0}$	Constante de tempo transitória - eixo q, p. 49
$T''_{q0}$	Constante de tempo subtransitória - eixo q, p. 49

$U_1, U_2$	Tensões dos subsistemas 1 e 2, p. 2
$U_L$	Tensão em um sistema de transmissão genérico, p. 2
$U_T$	Tensão sobre os terminais do controlador, p. 19
$U_{CC}$	Tensão no barramento CC do conversor VSC, p. 19
$U_{VSC}$	Tensão sobre os terminais do conversor VSC, p. 19
$X_C$	Reatância capacitiva da linha de transmissão, p. 48
$X_L$	Reatância indutiva da linha de transmissão, p. 48
$X_P$	Reatância de dispersão, p. 49
$X_S$	Reatância do sistema, p. 48
$X_T$	Reatância do transformador, p. 48
$X_d$	Reatância síncrona de eixo direto, p. 49
$X'_d$	Reatância transitória de eixo direto, p. 49
$X''_d$	Reatância subtransitória de eixo direto, p. 49
$X_q$	Reatância síncrona de eixo em quadratura, p. 49
$X'_q$	Reatância transitória de eixo em quadratura, p. 49
$X''_q$	Reatância subtransitória de eixo em quadratura, p. 49
$X_{L1}$	Reatância indutiva da linha de transmissão 1, p. 50
$X_{L2}$	Reatância indutiva da linha de transmissão 2, p. 50
$X_{falta}$	Reatância de curto-circuito, p. 48
$Z_L$	Impedância do circuito série, p. 19
$Z_{CBCR}$	Impedância a ser sintetizada pelo CBCR, p. 19
$\Delta L_{CBCR}$	Incremento de indutância a ser sintetizado pelo CBCR, p. 68
$\Delta\alpha$	Incremento no ângulo de disparo $\alpha$ para o TCSC, p. 70
$\Delta i$	Variação de corrente, p. 22
$\alpha$	Ângulo de disparo dos tiristores, p. 7

$\delta_1, \delta_2$	Ângulos de defasagem dos subsistemas 1 e 2, p. 2
$\gamma$	Ganho do integrador do FLL, p. 33
$\omega t$	Ângulo de fase, p. 28
$\omega$	Frequência angular, p. 28
$k$	Fator de compensação de reativos, p. 3
$k_1, k_2$ e $k_3$	Ganhos proporcionais, p. 28
$k_P$	Ganho do controle proporcional do VAPAR, p. 21
$k_{P1}$	Ganho da malha de controle da tensão CC, p. 22

# Lista de Abreviaturas

APLL	Amplitude and Phase-Locked Loop, p. 35
AVI	Active Variable Inductance, p. 18
BVI	Bootstrap Variable Inductance, p. 18
CBCR	Converter Based Controlled Reactance, p. 7
CSCC	Controlled Series Capacitor Converter, p. 82
CSC	Convertible Static Converter, p. 7
CSC	Current Source Converter, p. 20
EPLL	Enhanced Phase-Locked Loop, p. 28
EXC	Exciter - excitatriz, p. 48
FACTS	Flexible Alternate Current Transmission Systems, p. 5
FLL	Frequency Locked Loop, p. 33
GCSC	Gate-Controlled Series Capacitor, p. 7
GEN	Generator - gerador, p. 48
GTO	Gate Turn-off Thyristor, p. 7
HP	High Pressure - alta pressão, p. 48
HVDC	High Voltage Direct Current, p. 46
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers, p. 15
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor, p. 7
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor, p. 7
IPFC	Interline Power Flow Controller, p. 7



IP	Intermediary Pressure - pressão intermediária, p. 48
LPA	Low Pressure A - baixa pressão A, p. 48
LPB	Low Pressure B - baixa pressão B, p. 48
LP	Low Pressure - baixa pressão, p. 50
MERS	Magnetic Energy Recovery Switch, p. 7
MOV	<i>Metal Oxide Varistor</i> , p. 74
NPC	Neutral Point Clamped, p. 30
PLL	Phase-Locked Loop, p. 28
PSS	Power System Stabilizer, p. 46
PWM	Pulse Width Modulation, p. 21
QSG	Quadrature Signal Generator, p. 32
RSS	Ressonância subsíncrona, p. 45
SDR	Síntese Direta de Reatâncias, p. 18
SOGI	Second Order Generalized Integrator, p. 32
SSSC	Static Synchronous Series Compensator, p. 7
STATCOM	Static Synchronous Compensator, p. 7
SVC	Static Var Compensator, p. 7
TCPS	Thyristor Controlled Phase-Shifter, p. 7
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor, p. 7
TSSC	Thyristor Switched Series Capacitor, p. 82
UFRJ	Universidade Federal do Rio de Janeiro, p. 18
UNICAMP	Universidade Estadual de Campinas, p. 18
UPFC	Unified Power Flow Controller, p. 7
VAPAR	Variable Active-Passive Reactance, p. 18
VCO	Voltage Controlled Oscillator, p. 28
VSC	Voltage Source Converter, p. 9

# Capítulo 1

## INTRODUÇÃO

### 1.1 Aspectos Gerais

O Brasil possui um dos mais complexos sistemas de transmissão de energia elétrica do mundo, com aproximadamente 94,7 mil km de linhas de transmissão de rede básica instaladas, garantindo o atendimento de 97 % do mercado nacional. Atualmente, cerca de 70 % da capacidade instalada de geração de energia elétrica é oriunda de usinas hidrelétricas [1].

À medida que os potenciais hidráulicos, com maior capacidade energética e próximos aos grandes centros de carga foram sendo utilizados, o custo de expansão dos sistemas elétricos de potência foi aumentando [2]. Com o aumento da demanda de energia elétrica aliado ao grande número de restrições sócio-econômicas e ambientais para a construção de novas linhas de transmissão, os sistemas de potência têm operado com índices cada vez mais altos de carregamento, tornando-se mais vulneráveis e suscetíveis à perturbações. Dessa forma, o Brasil tem sido obrigado a aumentar e diversificar as fontes de geração e ao mesmo tempo construir linhas que possam operar com máxima capacidade de transmissão e com mínimo de área ocupada.

Uma possibilidade para a construção dessas linhas é utilizar a compensação série de potência reativa. Em geral, esta é usada para aumentar a capacidade de transmissão de energia das linhas, possibilitando a máxima utilização do sistema. O termo compensação série tornou-se comum na área de sistemas de potência para indicar a inserção de capacitores fixos, cuja função básica é diminuir a impedância equivalente da linha de transmissão. Embora seja uma opção economicamente viável, a mesma pode levar ao surgimento de ressonâncias e não permite controle em tempo real [2–4]. A compensação série capacitiva também pode ser utilizada para possibilitar a conexão de sistemas HVDC convencionais (*High Voltage Direct Current*) a redes fracas, reduzindo a probabilidade de falhas de comutação [5, 6].

## 1.2 Princípios Básicos da Compensação de Reativos

A Figura 1.1 mostra um diagrama simplificado de um sistema de transmissão de energia. Esse é formado por dois subsistemas equivalentes (1 e 2), interligados através de uma linha de transmissão ideal. A representação fasorial desse modelo simplificado pode ser visto na Figura 1.2.

A magnitude da corrente na linha de transmissão é expressa por:

$$I_L = \frac{U_L}{X_L} = \frac{|U_1 \angle \delta_1 - U_2 \angle \delta_2|}{X_L}. \quad (1.1)$$

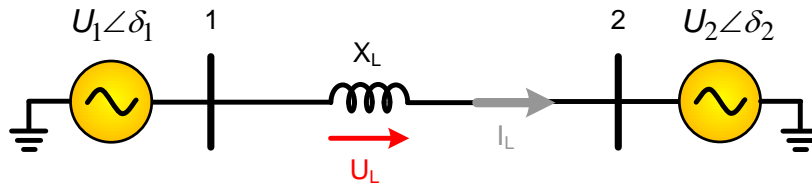


Figura 1.1: Modelo simplificado de um sistema de transmissão.

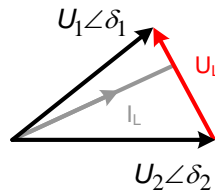


Figura 1.2: Diagrama fasorial do modelo simplificado.

Supondo  $\delta = \delta_1 - \delta_2$ , as potências ativa e reativa referentes aos subsistemas 1 e 2 são dadas, respectivamente, por:

$$P_1 = \frac{U_1 U_2 \sin \delta}{X_L}, \quad (1.2)$$

$$P_2 = \frac{U_1 U_2 \sin \delta}{X_L}, \quad (1.3)$$

$$Q_1 = \frac{U_1(U_1 - U_2 \cos \delta)}{X_L} \quad e \quad (1.4)$$

$$Q_2 = \frac{U_2(U_2 - U_1 \cos \delta)}{X_L}. \quad (1.5)$$

Uma análise rápida de (1.2) a (1.5) permite inferir que o controle da potência ativa e reativa em linhas de transmissão pode ser conseguida através do controle de grandezas do próprio circuito: tensões, defasagem angular e impedância da linha.

Geralmente, a compensação de potência reativa em sistemas de transmissão é dividida em dois grupos: a compensação série e a compensação paralela.

### 1.2.1 Compensação Série

Um modelo simplificado de um sistema de transmissão de energia com compensação série é mostrado na Figura 1.3. Assim como no caso anterior, o mesmo é composto por dois subsistemas, cujas tensões possuem magnitudes iguais a  $U$  e defasagem angular  $\delta$  e  $0$  para os terminais 1 e 2, respectivamente. Um capacitor variável é conectado em série com a linha de transmissão. O diagrama fasorial desse modelo simplificado é apresentado na Figura 1.4.

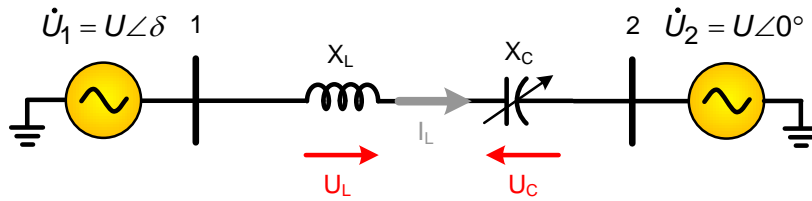


Figura 1.3: Modelo simplificado de um sistema de transmissão com compensação série.

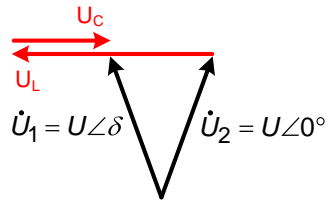


Figura 1.4: Diagrama fasorial do modelo simplificado com compensação série.

Considerando-se um nível de compensação  $k$ , a reatância  $X_C$  pode ser expressa por:

$$X_C = kX_L. \quad (1.6)$$

Dessa maneira, a reatância do sistema é dada por:

$$X = X_L - X_C = (1 - k)X_L. \quad (1.7)$$

As potências ativa e reativa são dadas, respectivamente, por:

$$P = \frac{U^2}{X_L(1 - k)} \sin \delta, \quad (1.8)$$

$$Q = \frac{2kU^2}{X_L(1 - k^2)} (1 - \cos \delta). \quad (1.9)$$

A Figura 1.5 mostra como se comportam as potências ativa e reativa em função do parâmetro  $k$ . Aumentando-se o nível de compensação, por exemplo  $k = 0,5$ , a potência transmitida pode chegar ao dobro da potência sem compensação. No caso de  $k \rightarrow 1$ , a potência  $P$  tende ao infinito, i.e.,  $P \rightarrow \infty$ . Em relação à potência reativa, a mesma aumenta consideravelmente em função do nível de compensação.

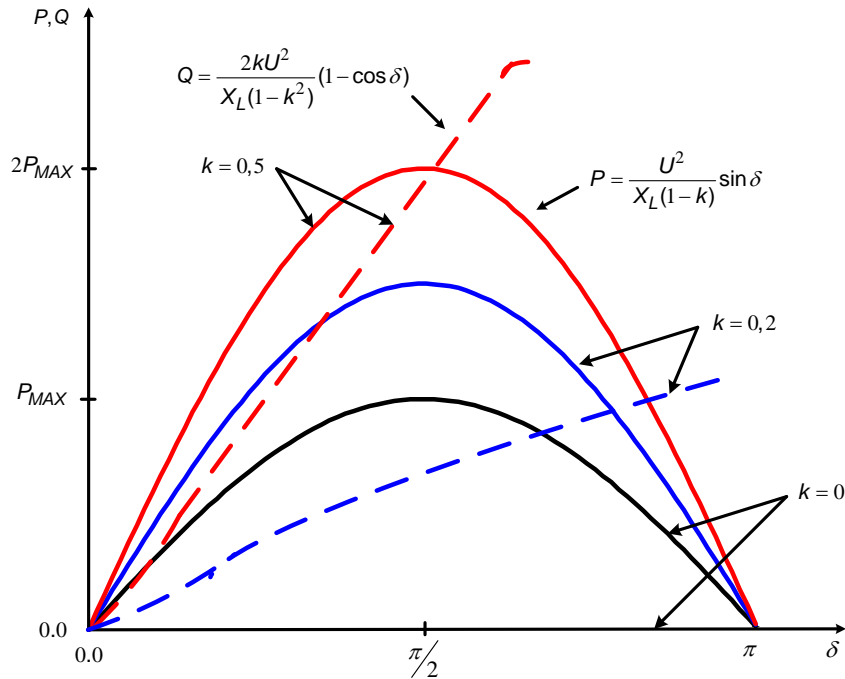


Figura 1.5: Curva de potência transmitida *versus* defasagem angular.

## 1.2.2 Compensação Paralela

A Figura 1.6 mostra um modelo simplificado de um sistema de transmissão de energia com compensação paralela. O mesmo é composto por dois subsistemas, cujas tensões possuem magnitudes iguais a  $U$  e defasagem angular  $\delta/2$  e  $-\delta/2$ , respectivamente. Um capacitor variável é inserido em paralelo no meio da linha de transmissão a fim de regular o nível de tensão no ponto de conexão, i.e.,  $|U_C| = |U|$ . A Figura 1.7 mostra o diagrama fasorial desse modelo simplificado. É importante ressaltar que, quando o intuito da compensação for o de reduzir sobretensões na linha de transmissão, o capacitor deverá ser substituído por um reator.

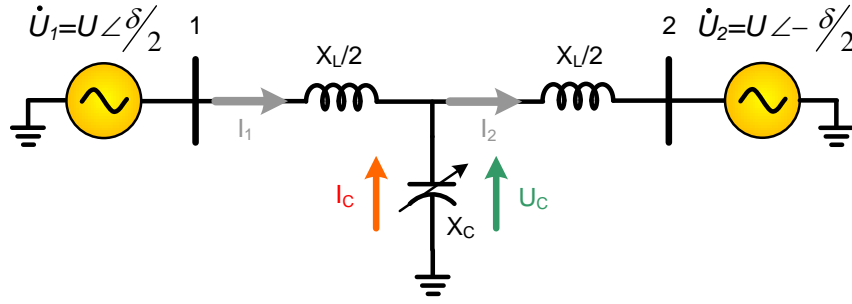


Figura 1.6: Modelo simplificado de um sistema de transmissão com compensação paralela.

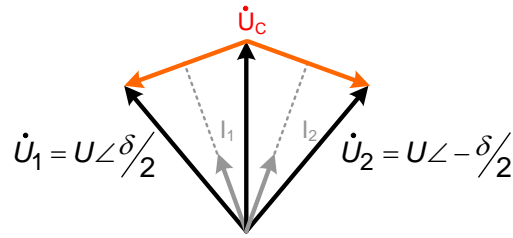


Figura 1.7: Diagrama fasorial do modelo simplificado com compensação paralela.

A potência ativa trocada entre os dois subsistemas, considerando  $|U_C| = U$ , é dada por:

$$P_1 = P_2 = 2 \frac{U}{X_L} \sin \delta/2, \quad (1.10)$$

enquanto que a potência reativa no capacitor é expressa por:

$$Q = 4 \frac{U^2}{X_L} (1 - \cos \delta/2). \quad (1.11)$$

A variação das potência ativa e reativa são mostradas na Figura 1.8. Pode-se observar que a potência ativa transmitida é fortemente influenciada pela compensação paralela, tendo o ponto de máxima potência modificado de  $\delta = 90^\circ$  para  $\delta = 180^\circ$ .

### 1.3 Compensação de Reativos através de Equipamentos FACTS

Com a evolução dos dispositivos semicondutores de potência foi possível a concepção de novos equipamentos conhecidos como compensadores estáticos. Esses são capazes de fornecer correntes reativas (indutivas ou capacitivas), propiciando compensação de forma contínua e controlada, com dinâmicas menores que meio ciclo. A aplicação desses equipamentos nos sistemas de potência corresponde ao conceito FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) [7].

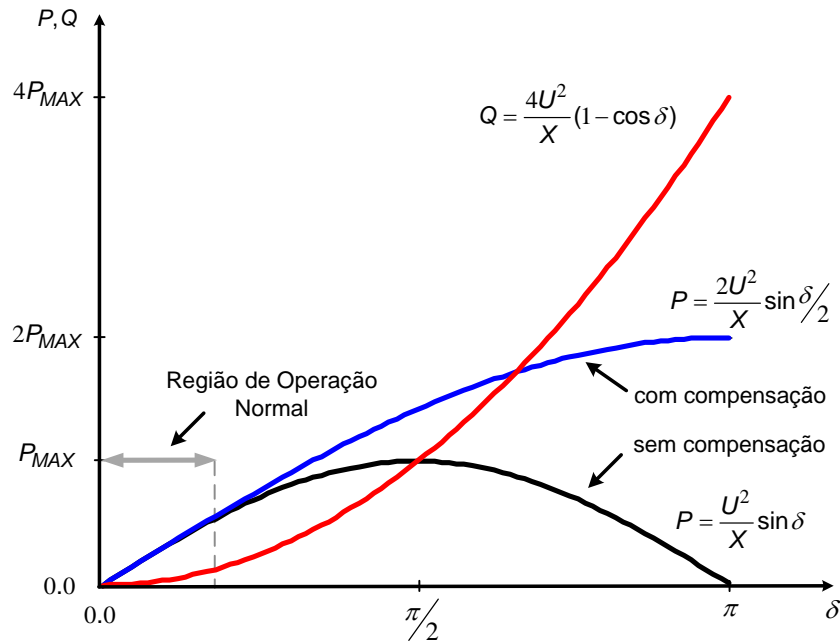


Figura 1.8: Curva de potência transmitida sem e com compensação e potência reativa compensada.

A utilização de controladores FACTS em sistemas elétricos tem como objetivo principal garantir a flexibilidade do sistema através do controle rápido da tensão e impedância do sistema, visando aumentar a capacidade de transmissão de energia com controle nas linhas onde estão inseridos. Para alcançar esse objetivo, os equipamentos FACTS atuam no controle dos parâmetros do sistema: impedâncias (série ou paralelo), ângulos de defasagem, etc.

De acordo com o tipo de chaves utilizadas e tipo de conexão nos sistemas de potência (série ou paralelo), os controladores FACTS foram divididos em gerações:

- 1ª geração - equipamentos baseados em tiristores de potência convencionais. Como exemplos de controladores dessa geração tem-se: o SVC (*Static Var Compensator*), o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) e o TCPS (*Thyristor Controlled Phase-Shifter*);
- 2ª geração - equipamentos baseados em chaves autocomutadas (GTO, IGBT ou IGCT). Como exemplos de controladores dessa geração tem-se: o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), o GCSC (*Gate-Controlled Series Capacitor*) e o MERS (*Magnetic Energy Recovery Switch*);
- 3ª geração - equipamentos obtidos com a junção de conversores de tensão em *back-to-back* série ou paralelo em linhas de transmissão. Como exemplos de controladores desta geração tem-se: o UPFC (*Unified Power Flow Controller*), o IPFC (*Interline Power Flow Controller*), o CSC (*Convertible Static Converter*).

Dentre esses controladores, o TCSC, o GCSC, o SSSC, o IPFC são para compensação série em sistemas de transmissão. A seguir, serão apresentadas as características principais desses controladores, assim como suas limitações. Além disso, será apresentado o CBCR – *Converter Based Controlled Reactance* – que é o objeto de estudo deste trabalho.

### 1.3.1 TCSC - Thyristor Controlled Series Capacitor

É um compensador composto por um banco série de capacitores em paralelo com um reator controlado por tiristores (TCR), conforme apresentado na Figura 1.9. Através do controle do ângulo de disparo dos tiristores, o TCSC é capaz de produzir uma reatância série variável, em geral, capacitiva [2]. Esta reatância permite cancelar uma parcela da impedância do sistema, o que equivale a diminuir o comprimento elétrico da linha de transmissão.

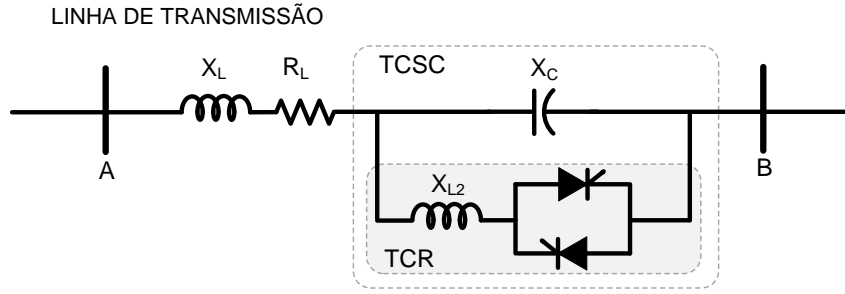


Figura 1.9: Esquema básico de um TCSC conectado a uma linha de transmissão.

A reatância do TCSC em função do ângulo de disparo  $\alpha$  é dada por [8]:

$$\begin{aligned} X_{TCSC} = & -X_C + C_1(2(\pi - \alpha) + \sin(2(\pi - \alpha))) + \\ & C_2 \cos^2(\pi - \alpha)(\gamma \tan(\gamma(\pi - \alpha))) - \tan((\pi - \alpha)), \end{aligned} \quad (1.12)$$

cujos parâmetros  $C_1$  e  $C_2$  são expressos, respectivamente, por:

$$\begin{aligned} C_1 = & \frac{X_C + X_{LC}}{\pi}, \\ C_2 = & \frac{X_{LC}^2}{\pi X_{L2}}. \end{aligned}$$

onde  $X_C$  corresponde à reatância do capacitor série,  $X_{L2}$  a reatância do indutor do TCSC,  $X_{LC}$  é a reatância equivalente do circuito formado por  $L_2$  e  $C$  e  $\gamma$  é um fator dado por:

$$\gamma = \sqrt{\frac{X_C}{X_{L2}}}. \quad (1.13)$$

A Figura 1.10 mostra a curva característica da reatância do TCSC. Variando-se o ângulo de disparo  $\alpha$ , o TCSC é capaz de operar tanto na região capacitiva



quanto indutiva. Conforme mostrado na Figura 1.10, para valores compreendidos entre  $90^\circ \leq \alpha \leq \alpha_{Llim}$ , a reatância do TCSC tem um comportamento indutivo e para valores entre  $\alpha_{Clim} \leq \alpha \leq 180^\circ$ , a reatância do TCSC tem um comportamento capacitivo. Finalmente, para valores compreendidos entre os limites  $\alpha_{Llim}$  e  $\alpha_{Clim}$  tem-se a região de ressonância do TCSC.

A Figura 1.11 mostra a faixa de operação do TCSC. Quando o ângulo de disparo  $\alpha$  é mantido constante em  $90^\circ$ , o TCSC é capaz de operar na região indutiva, usualmente chamado de modo de condução contínuo. Quando o ângulo de disparo  $\alpha$  é mantido constante em  $180^\circ$ , o TCSC opera na região capacitiva. Neste caso, o nível de compensação é mínimo e esse estado de operação é conhecido como modo de tiristor bloqueado. Dependendo das condições do sistema, o ângulo de disparo  $\alpha$  é controlado para diferentes objetivos, provendo uma reatância variável, que pode significar tanto uma reatância indutiva ou capacitiva. Esse modo de operação é conhecido como *Modo de Vernier*.

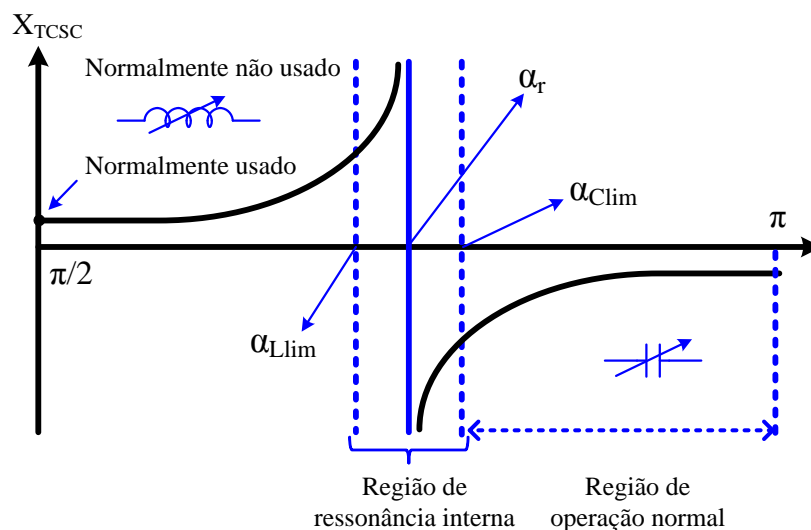


Figura 1.10: Curva característica da reatância do TCSC.

A compensação da impedância série propiciada pelo TCSC, além de permitir o controle da potência ativa transmitida pelo sistema, pode ser utilizada também para a manutenção da estabilidade transitória e para o amortecimento de oscilações de baixa frequência e subsíncronas, compreendidas entre 0,1 a 2 Hz e de 5 a 30 Hz, respectivamente. Apesar de inúmeras funcionalidades, o TCSC apresenta alguns pontos negativos como o fato do mesmo utilizar capacitores em paralelo com indutores, o que pode causar ressonâncias e a impossibilidade de realizar uma compensação contínua (para  $\alpha$  na faixa de  $90^\circ$  a  $180^\circ$ ), dadas as características de suas chaves semicondutoras.

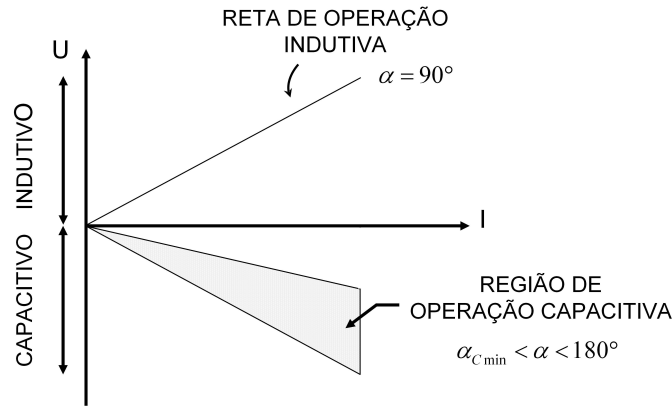


Figura 1.11: Região de operação do TCSC.

### 1.3.2 GCSC - Gate-Controlled Series Capacitor

Aproveitando-se do fato de que, em geral, a compensação série em linhas de transmissão é essencialmente capacitiva, o GCSC é um equipamento que propicia compensação capacitiva contínua e controlada, evitando o problema da ressonância paralela do TCSC. De construção simples (devido à sua topologia formada tão somente pela adição de duas chaves semicondutoras autocomutadas em paralelo com um capacitor, vide Figura 1.12), o GCSC diferencia-se dos demais equipamentos FACTS por ser construído com base em um capacitor e não em um VSC (*Voltage Source Converter*), o que representa, em princípio, um custo menor em relação aos demais.

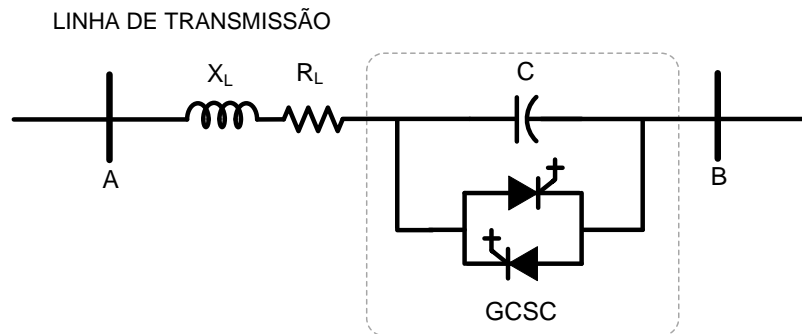


Figura 1.12: Esquema básico de um GCSC conectado a uma linha de transmissão.

O seu princípio de funcionamento baseia-se na variação do ângulo de corte das chaves semicondutoras, determinado a partir do instante de cruzamento por zero da corrente de linha. Quando as chaves estão em condução não há qualquer compensação por parte do equipamento, já que não há corrente passando pelo capacitor. Quando as chaves estão bloqueadas surge uma tensão sobre o capacitor, cuja componente fundamental está em quadratura com a corrente de linha, propiciando a compensação [9].

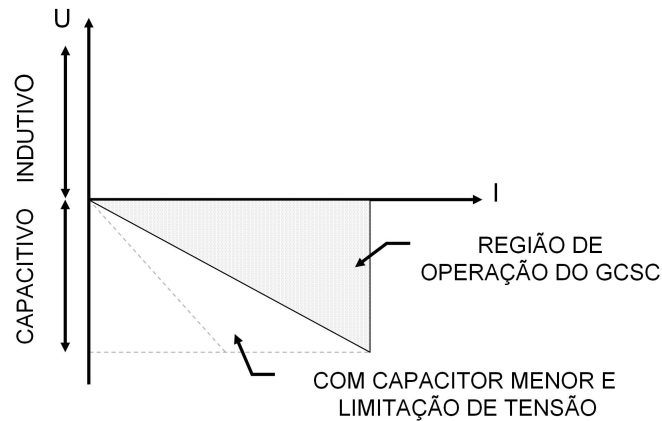


Figura 1.13: Região de operação do GCSC.

A região de operação do GCSC é mostrada na Figura 1.13. Pode-se observar que este atua apenas na região capacitiva, podendo assumir valores nulos de tensão para quaisquer valores de corrente de linha. O GCSC pode operar limitando a tensão máxima em seus terminais, o que amplia a sua área de operação [7].

### 1.3.3 SSSC - Static Synchronous Series Compensator

O SSSC é um compensador série constituído por um conversor VSC e um capacitor no lado CC. Diferentemente dos controladores até agora apresentados, o SSSC não utiliza reatâncias físicas em série com a linha e funciona como uma fonte de tensão controlada, independente da corrente na linha.

Em regime permanente, o SSSC pode operar com correntes capacitivas ou indutivas. Para tal, a tensão série injetada pelo controlador deve estar em quadratura com a corrente de linha, atrasada ou adiantada em  $90^\circ$ . Por não estar relacionado a indutores ou capacitores, este compensador pode fornecer correntes não só em quadratura com a tensão, mas também que propiciem injeção/absorção de potência ativa [10]. Neste caso, o capacitor CC deve ser capaz de armazenar ou fornecer a energia para esta potência sem que a sua tensão varie demasiadamente (em geral limitado a  $\pm 5\%$ ), mas esta opção normalmente não é usada.

A Figura 1.14 mostra um SSSC conectado a uma linha de transmissão. Como o VSC é trifásico há a necessidade de se utilizar um transformador de acoplamento. É importante ressaltar que existem propostas para eliminar o transformador, utilizando conversores monofásicos [10]. Neste caso, toda a corrente que flui pela linha irá circular pelo SSSC.

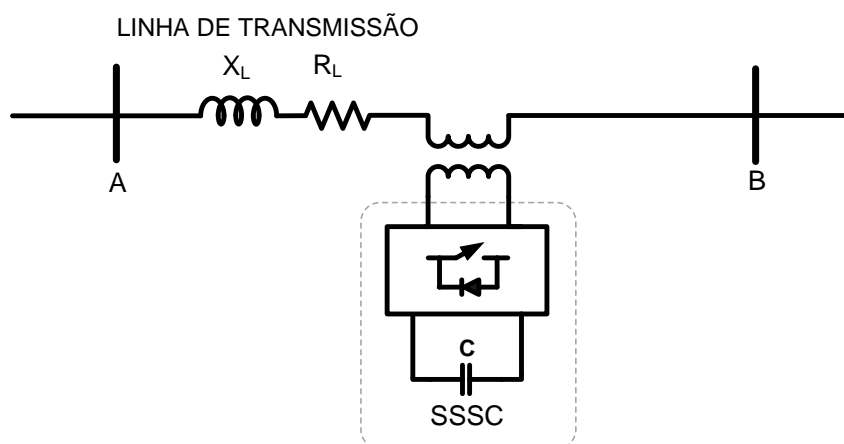


Figura 1.14: Esquema básico de um SSSC conectado a uma linha de transmissão.

A Figura 1.15 mostra a região de operação do SSSC. Como o mesmo consegue atuar tanto na área de compensação capacitiva quanto na área indutiva, o SSSC é considerado o mais versátil dos controladores série até agora descritos. No entanto, o custo elevado dos seus sistemas de proteção e de seus componentes (conversores e transformadores) tem impedido, até o presente momento, o uso deste equipamento em aplicação real.

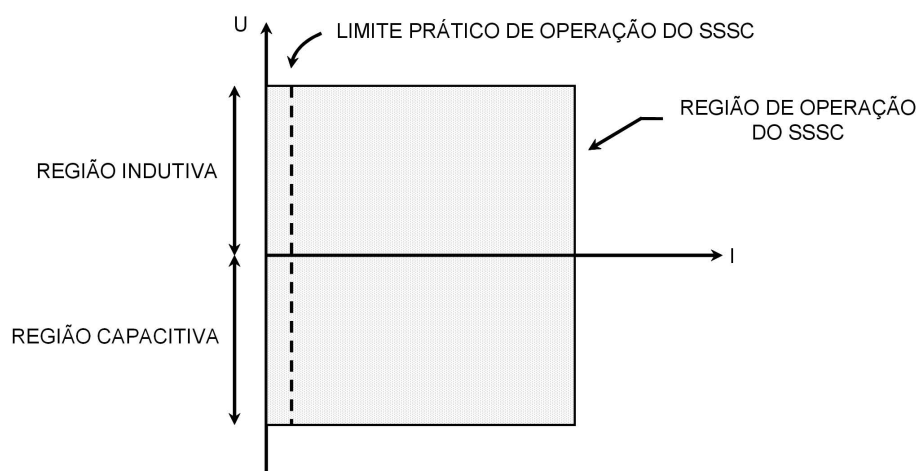


Figura 1.15: Região de operação do SSSC.

### 1.3.4 IPFC - Interline Power Flow Controller

O IPFC é um controlador que combina dois SSSC acoplados por um elo CC, conforme mostrado na Figura 1.16. Devido a este acoplamento, um conversor do IPFC é capaz de transferir potência ativa ao outro, possibilitando o intercâmbio de energia entre as linhas do sistema de transmissão. Esta capacidade torna possível a transferência de energia entre linhas sobrecarregadas para linhas subcarregadas, fazendo dessa maneira o equilíbrio na transmissão do sistema [7]. A Figura 1.16 mostra a

conexão de um IPFC a um sistema formado por duas linhas de transmissão. Podem haver mais de dois conversores em um IPFC e, naturalmente, número equivalente de linhas de transmissão.

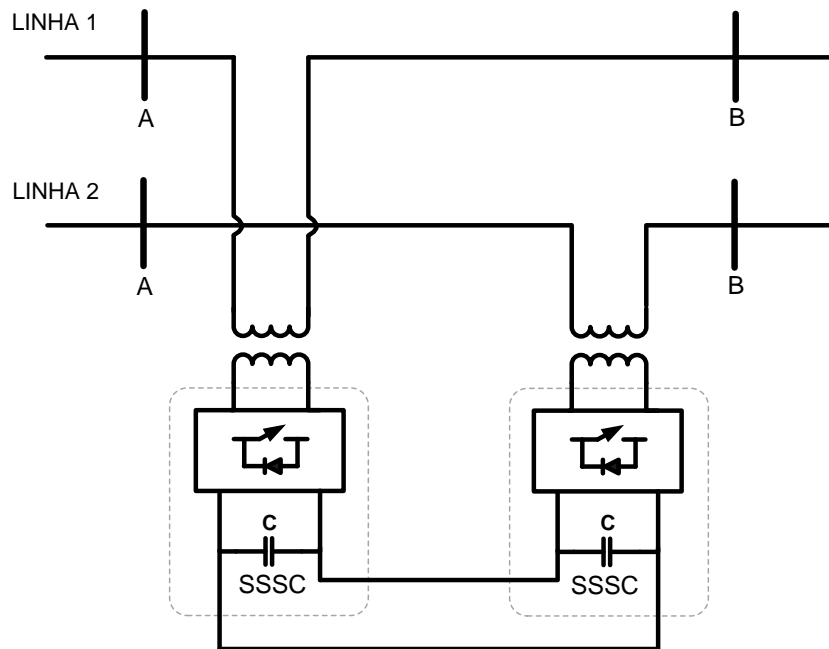


Figura 1.16: Esquema básico de um IPFC conectado a um sistema de transmissão.

### 1.3.5 CBCR - Converter Based Controlled Reactance

O CBCR é um SSSC baseado em conversores VSC monofásicos, a partir dos quais pode-se sintetizar correntes capacitivas ou indutivas. Além de não necessitar de um transformador de acoplamento (vide Figura 1.17), o controle independente por fase confere ao CBCR uma operação mais adequada quando aplicado a circuitos desequilibrados [11].

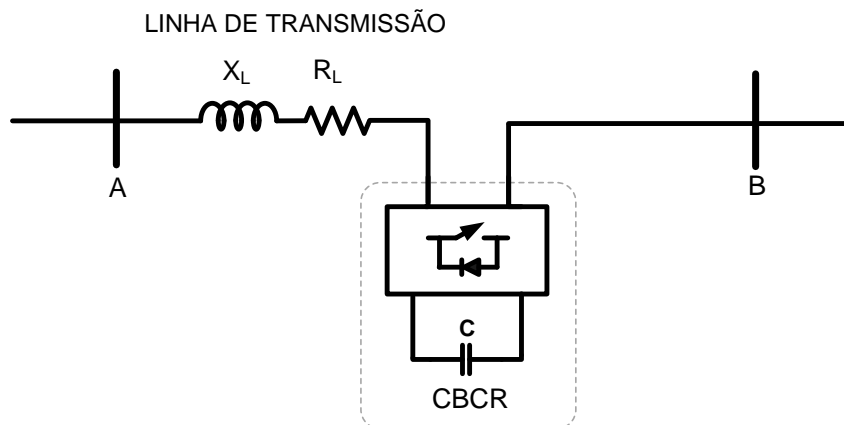


Figura 1.17: Esquema básico de um CBCR conectado a uma linha de transmissão.

Apesar de serem conceitualmente equivalentes, o controle do CBCR difere do controle do SSSC: enquanto o SSSC é controlado, normalmente, como uma fonte de tensão, o CBCR sintetiza uma reatância controlável. Essa reatância controlável pode assumir características distintas: capacitivas ou indutivas, sendo que estas últimas podem assumir valores positivos ou negativos, conforme mostrado em [4, 12, 13]. A possibilidade de emular correntes com comportamento análogo ao obtido com uma “indutância” negativa é o grande diferencial do CBCR, tornando o mesmo imune a ressonâncias elétricas. Nesse trabalho, a fim de eliminar os problemas relacionados a harmônicos e propiciar uma maior robustez do controlador, foi utilizado um circuito de sincronismo de modo que a sua reatância seja válida apenas na frequência fundamental da rede.

A região de operação do CBCR pode ser vista na Figura 1.18. Pode-se observar que a mesma se estende nos dois quadrantes do plano  $U \times I$ , provendo tanto a compensação com corrente atrasada (Região I) quanto com corrente adiantada (Região II). É importante ressaltar que a tensão máxima a ser sintetizada pelo CBCR deve respeitar os limites de tensão do VSC ( $|U_{MAX}|$ ).

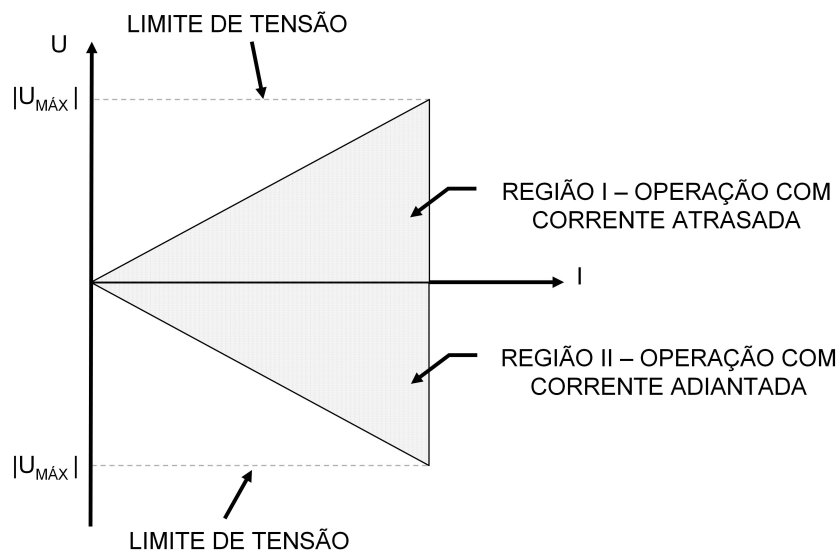


Figura 1.18: Região de operação do CBCR.

## 1.4 Identificação do Problema

Conforme já relatado, os sistemas de potência têm operado com níveis cada vez mais próximos de sua capacidade máxima. Apesar dos investimentos ocorridos nos sistemas de geração e transmissão de energia elétrica, um dos maiores desafios a ser vencido pelos engenheiros de potência é aumentar a capacidade de transmissão de energia nas linhas existentes ou nas futuras linhas.

O aumento da capacidade de transmissão de potência pode ser obtido utilizando a compensação série de reativos. Em geral, esta pode ser feita por meio de capacitores fixos. Apesar da utilização desses capacitores ser uma opção eficiente no controle de tensão e na transmissão de grandes blocos de energia, estes podem, em alguns casos, causar oscilações durante os transitórios [3, 14].

A interligação entre sistemas elétricos possibilita que diferentes regiões permutem energia entre si, obtendo uma melhor distribuição dos recursos disponíveis. Entretanto, na interligação de sistemas elétricos com uso de elos de corrente contínua há a necessidade de que os sistemas de corrente alternada tenham altas relações de curto-circuito, a fim de se evitar problemas relacionados à falha de comutação. Em geral, quando essa condição não é satisfeita, recorre-se à compensação série inserindo-se capacitores fixos entre os conversores e o transformador (*CCC – Capacitor Commutated Converter*) [15].

Conforme observado, a compensação série capacitiva tornou-se uma solução econômica e eficiente aplicada aos sistemas elétricos de potência. Entretanto, podem surgir problemas relacionados à ressonâncias elétricas quando empregados altos índices de compensação capacitiva [4, 14]. Uma alternativa para minimizar esses problemas e proposta neste trabalho é utilizar o controlador CBCR. A utilização do mesmo possibilita não apenas incrementar a potência transmitida pelas linhas de transmissão existentes, como também, através de estratégias de controle adequadas, implementar um dispositivo capaz de minimizar outros fenômenos, como por exemplo: oscilações subsíncronas e eletromecânicas, cintilação luminosa, falhas de comutação [4].

## 1.5 Objetivos

Tendo em vista as limitações apontadas quanto à utilização da compensação série capacitiva e a possibilidade de minimizá-las através do CBCR, este trabalho vislumbrou o desenvolvimento de dois estudos independentes. O primeiro deles refere-se à capacidade do CBCR em amortecer oscilações subsíncronas e de baixa frequência em sistemas de corrente alternada compensados. O segundo refere-se à capacidade do CBCR em minimizar os efeitos da falha de comutação, possibilitando a interligação de sistemas HVDC a redes fracas. Ambos os estudos foram desenvolvidos por meio de simulações computacionais utilizando o software PSCAD/EMTDC.

De forma resumida, os principais objetivos deste trabalho estão relacionados a seguir:

- desenvolver novas metodologias de controle para o CBCR e apresentar resultados computacionais que comprovem o seu desempenho;

- desenvolver a modelagem computacional do CBCR nos sistemas propostos pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) e comparar a dinâmica desse controlador à dinâmica do TCSC para o amortecimento da ressonância subsíncrona e de oscilações de baixa frequência;
- desenvolver o modelo computacional do CBCR no sistema proposto pelo Cigrè para estudos de sistemas HVDC e comparar a sua dinâmica frente ao CCC para minimizar os efeitos da falha de comutação.

## 1.6 Estrutura do Texto

O texto deste trabalho foi organizado em 5 capítulos e 2 apêndices, cujos conteúdos foram resumidos nos parágrafos seguintes.

O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de controle para síntese de reatâncias controláveis. Para cada uma delas são apresentadas suas principais características e limitações. Tendo em vista essas limitações, são propostas duas novas metodologias para síntese de reatâncias controláveis: a primeira delas baseada em circuitos de sincronismo e segunda obtida a partir de controladores ressonantes. Para validá-las foram feitas simulações computacionais onde os resultados são comparados aos obtidos com técnicas propostas na literatura.

O Capítulo 3 lista inicialmente os principais problemas relacionados à compensação série capacitiva, em especial, a ressonância subsíncrona. A fim de se avaliar os efeitos causados por esse fenômeno foram utilizados os modelos propostos pelo IEEE para estudos de ressonância subsíncrona, confrontando o desempenho do CBCR e do TCSC no amortecimento da mesma. Além disso, é feita uma análise a respeito do uso desses controladores no amortecimento de oscilações de baixa frequência.

O Capítulo 4 investiga a possibilidade da utilização do CBCR em sistemas HVDC em substituição aos capacitores de comutação (CCC), no intuito de minimizar os problemas relacionados às falhas de comutação. Para tal, foi utilizado o modelo computacional conhecido por *Cigrè HVDC Benchmark Model* e a partir deste, feitas modificações a fim de possibilitar a utilização dos capacitores série do CCC e do CBCR. São apresentados resultados de simulação comparando o desempenho do CCC e do CBCR diante de falhas de comutação.

O Capítulo 5 conclui o documento e resume os principais aspectos discutidos ao longo do mesmo, além de destacar assuntos que podem ser fruto de pesquisa futura tomando como base os resultados obtidos durante o desenvolvimento desse trabalho.



O Apêndice A refere-se aos resultados de simulação obtidos para as técnicas apresentadas no Capítulo 2, tanto para síntese de indutâncias negativas quanto para reatâncias negativas. No Apêndice B é avaliado o desempenho do EPLL quando uma componente senoidal, diferentemente da fundamental está presente no sinal de entrada e para variações tanto na amplitude quanto na frequência fundamental deste mesmo sinal. E, finalmente, no Apêndice C é apresentado um desenvolvimento matemático por espaço de estados de uma linha de transmissão compensada, avaliando a influência dos capacitores fixos e do CBCR.

# Capítulo 2

## Síntese de Reatâncias Controláveis a partir de Conversores VSC

### 2.1 Introdução

Em algumas aplicações, as indutâncias e capacitâncias de um circuito podem entrar em ressonância em virtude de seus valores ou configurações. Normalmente, esses circuitos são projetados de maneira a evitar esses problemas. Entretanto, em sistemas de transmissão de energia, a prática tem mostrado que podem surgir problemas quando utilizada a compensação de reativos por meio de capacitores fixos. Entre os problemas mais frequentes, tem-se as oscilações de potência e a ressonância subsíncrona. Nesses casos, são necessárias medidas que minimizem esses fenômenos, evitando danos às turbinas devido ao aparecimento de oscilações mecânicas [4].

Com a evolução da eletrônica de potência, vários dispositivos foram desenvolvidos de modo a minimizar esses problemas e agregar funções ao sistema onde estão inseridos (equipamentos FACTS). Dentre estes dispositivos, uma possibilidade, ainda pouco explorada, é a obtenção de reatâncias variáveis a partir de conversores de potência [4]. Estas podem ser obtidas por meio de conversores VSC, controlados de modo que estes sintetizem um elemento onde é possível regular a corrente em função da tensão entre seus terminais, seguindo as características de uma reatância, seja ela positiva ou negativa. Neste trabalho, este dispositivo foi definido no capítulo anterior como CBCR – *Converter Based Controlled Reactance*.

Desde que empregadas lógicas de controle adequadas, essas reatâncias podem apresentar características capacitivas ou indutivas (ambas positivas ou negativas) e podem ser utilizadas em diferentes aplicações: compensação série e paralelo de reativos, amortecimento de oscilações subsíncronas e de baixa frequência, limitadores de corrente de curto-circuito, compensação de cintilação luminosa (*flicker*), entre outras [4, 12, 13]. O CBCR pode transitoriamente sintetizar uma resistência. Porém,

nesse trabalho a operação do CBCR com característica resistiva não será analisada, exceto durante a carga e descarga do capacitor do VSC que sintetiza o CBCR. A síntese de resistores positivos ou negativos com o CBCR exige fontes CC no VSC ou elementos armazenadores de energia, como por exemplo, os super-capacitores.

O uso de reatâncias controláveis, em especial indutâncias negativas, foi sugerido por Funato [12] e Hamill [13]. No caso da compensação série, a principal vantagem do uso da indutância negativa consiste no fato de que esta não provoca ressonância elétrica com a indutância série da linha de transmissão, desde que o seu valor seja menor do que a indutância da linha [4, 16].

O primeiro registro de síntese de reatâncias variáveis utilizando conversores estáticos de potência data do ano de 1992, quando Funato e Kawamura publicaram um artigo sobre o controlador VAPAR (*Variable Active-Passive Reactance*) [17]. Vários outros trabalhos foram desenvolvidos mostrando, em detalhes, o seu funcionamento, suas lógicas de controle e aplicações [12, 18–20].

Mais tarde, em 1999, Hamill e Bina lançaram mão de um conceito utilizado em circuitos eletrônicos (*bootstrapping*), introduzindo o BVI (*Bootstrap Variable Inductance*) [13, 21–23].

Em 2004, Dranga e Funato [24, 25] publicaram trabalhos onde a reatância variável é obtida através da comparação entre fluxos magnéticos virtuais. Mais adiante, essa mesma lógica de controle foi denominada AVI (*Active Variable Inductance*) [26, 27].

Em 2011, Suul *et al.* propuseram um novo método para a estimação de fluxo virtual. Para tal, utilizaram uma estrutura contendo integradores generalizados de segunda ordem e um circuito para a detecção da frequência da rede elétrica, de modo que essa estrutura se tornasse adaptativa em frequência [28].

No Brasil, alguns trabalhos vêm sendo desenvolvidos na área de impedâncias e reatâncias não-naturais – na Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) e na Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ). Entre 2003 e 2007, Nuñez-Zuñiga e Araújo Silva publicaram trabalhos aplicando o conceito SDR (*Síntese Direta de Reatâncias*) [4, 29–31].

Em 2009, Borré *et al.* [11, 32] publicaram trabalhos onde propuseram um novo algoritmo de controle para o CBCR, obtido a partir de circuitos de sincronismo [33, 34]. Diferentemente dos outros controladores, os sinais de controle estão imunes às variações nos sinais de entrada, possibilitando a utilização dos mesmos em cenários com distorções (harmônicos). Em 2011, os mesmos autores publicaram um trabalho onde comparam o desempenho de um CBCR e de um TCSC para o amortecimento da ressonância subsíncrona. Neste caso, a reatância do controlador é obtida através de

um circuito de controle composto por integradores generalizados (GI) e por um rastreador de frequência [35].

Nas seções subsequentes serão apresentados os princípios básicos de operação das várias metodologias de controle para síntese de reatâncias, enfocando suas principais características e limitações. Tendo em vista essas limitações, serão propostas duas novas metodologias para o controle do CBCR e apresentados resultados de simulação a fim de avaliar o desempenho das mesmas.

## 2.2 Princípios Básicos do CBCR e Principais Topologias

Um CBCR é composto basicamente por uma indutância em série com um conversor VSC (Figura 2.1). O conversor pode ser interpretado como uma fonte de tensão controlada, onde se pode determinar tanto a fase quanto a amplitude da tensão sintetizada [11, 32], conforme mostrado na Figura 2.2.

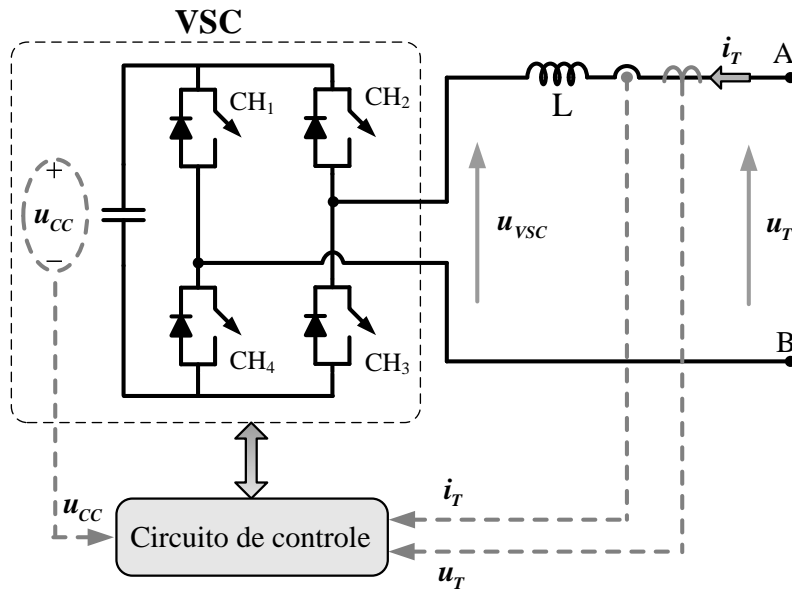


Figura 2.1: Topologia básica de um CBCR monofásico.

A impedância equivalente do CBCR em regime permanente, vista dos terminais AB, é função apenas da tensão de saída do conversor do VSC ( $\dot{U}_{VSC}$ ), supondo que a amplitude e a fase da tensão terminal  $\dot{U}_T$  e a impedância  $Z_L$  ( $\omega L$ ) não variem ao longo do tempo, i.e.:

$$Z_{CBCR} = \frac{\dot{U}_T Z_L}{\dot{U}_T - \dot{U}_{VSC}}. \quad (2.1)$$

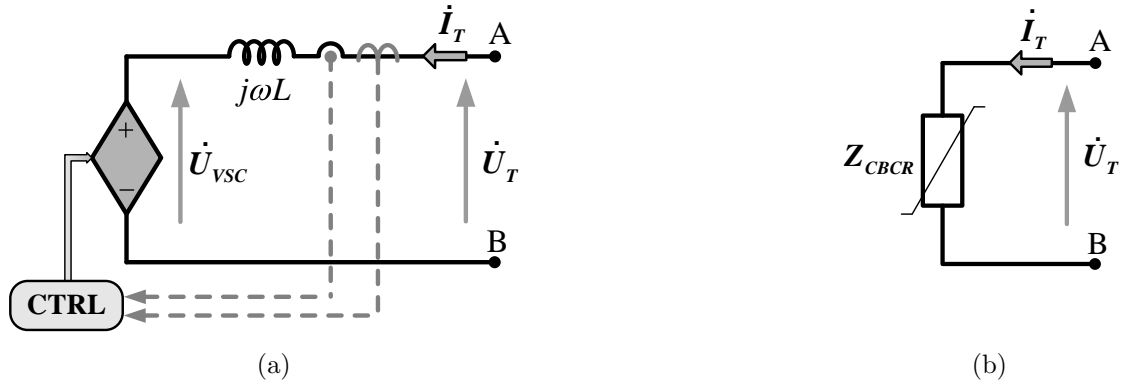


Figura 2.2: (a) VSC como fonte de tensão controlada e (b) reatância equivalente (variável) vista dos terminais AB.

Desta maneira, é possível controlar a impedância equivalente do bipolo através do controle do VSC. De acordo com a estratégia de controle utilizada pode-se denominar o CBCR de maneiras distintas: VAPAR, BVI, AVI e SDR.

### 2.2.1 VAPAR (Variable Active-Passive Reactance)

O VAPAR é um método de controle do conversor capaz de sintetizar bipolos elétricos tanto passivos (capacitores e indutores) quanto ativos (fontes controladas). Porém, neste último caso, é necessário que exista uma fonte no lado de corrente contínua do conversor. O VAPAR pode ser implementado utilizando conversores do tipo fonte de tensão (VSC) ou fonte de corrente (CSC – *Current Source Converter*) [4].

Na literatura científica são propostas duas técnicas de controle para o VAPAR: o controle proporcional e o controle por histerese [12, 18, 19]. A estrutura básica destes consiste em comparar a variável que se deseja controlar (tensão ou corrente) com um sinal de referência, o qual é obtido a partir de:

$$i_T^*(t) = \frac{1}{L_e} \int u_T(t) dt, \quad (2.2)$$

ou

$$u_T^*(t) = \frac{1}{C_e} \int i_T(t) dt, \quad (2.3)$$

dependendo se o objetivo é sintetizar uma reatância indutiva ( $L_e$ ) ou capacitiva ( $C_e$ ), respectivamente.

A Figura 2.3a mostra o diagrama de blocos de controle do VAPAR quando este é operado de modo a sintetizar um valor positivo de  $L_e$ . Caso haja interesse em sintetizar um valor negativo de indutância, basta inverter os sinais no somador.

No caso do controle proporcional, Figura 2.3b, o sinal de erro  $\Delta i$  é amplificado através do ganho  $k_P$  e o resultado comparado com uma portadora triangular, gerando os pulsos de disparo para o conversor. No controle por histerese, que é equivalente ao controle proporcional com um ganho infinito com saturação [17], o sinal de erro ( $\Delta i$ ) é aplicado diretamente a um comparador por bandas de histerese, conforme pode ser observado na Figura 2.3c.

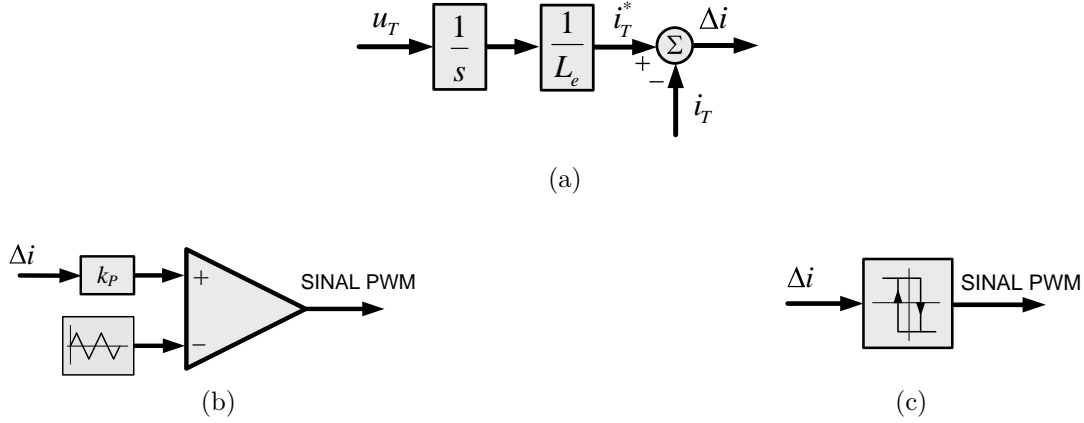


Figura 2.3: (a) Diagrama de blocos do controle básico do VAPAR, (b) controle proporcional e (c) controle por histerese.

Em se tratando de síntese de elementos passivos (capacitores ou indutores) não é necessário que haja uma fonte CC conectada ao VSC, ou seja, esta pode ser substituída por um capacitor desde que adicionada uma malha de controle da tensão sobre o mesmo [4]. A Figura 2.4 mostra o diagrama em blocos desta malha adicional, onde a tensão sobre o capacitor é comparada com um valor de referência gerando uma resistência de compensação dada por:

$$R_x = k_{P1}(U_{CC}^* - U_{CC}), \quad (2.4)$$

onde  $k_{P1}$  é o ganho proporcional da malha de controle da tensão do barramento CC.

O produto entre essa resistência de compensação e a corrente medida ( $i_T$ ) é subtraído do valor da tensão do conversor e o resultado aplicado a uma das estratégias de controle já apresentadas. Essa resistência de compensação corresponde às perdas no indutor, nas chaves semicondutoras do inversor e no capacitor do barramento CC [4].

Nos casos onde a função do controlador é compensar somente potência reativa, o capacitor do lado CC deverá ter uma capacitância reduzida. Entretanto, se houver necessidade de absorver ou gerar potência ativa durante os transitórios, há a necessidade de que o capacitor seja dimensionado para uma ondulação na tensão CC

pequena o suficiente para que o conversor funcione de maneira adequada. Para tal, é importante utilizar o conceito de constante de inércia, dado por:

$$H = \frac{1/2 CU_{CC}^2}{S}, \quad (2.5)$$

onde  $C$  é a capacitância utilizada no lado CC,  $U_{CC}$  é a tensão sobre o capacitor CC e  $S$  é a potência aparente nominal do controlador. A constante de inércia indica a quantidade de energia armazenada no capacitor CC em relação à potência aparente do VSC.

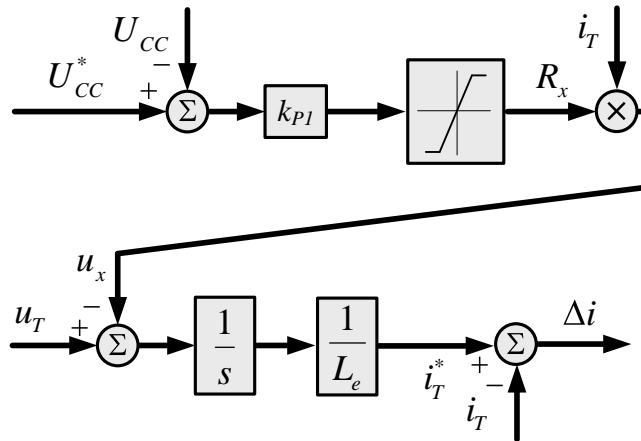


Figura 2.4: Diagrama do controlador VAPAR para sintetizar  $L_e$  com controle da tensão do lado CC do VSC.

Nas simulações apresentadas neste capítulo e no Apêndice A, utilizou-se uma constante de tempo em torno de 50 ms. Isso significa que, idealmente, o capacitor CC tem energia para o VSC fornecer a potência nominal por 50 ms. Considerando que, na prática, a tensão só pode variar poucos por cento, a energia disponível para geração/absorção é muito pequena.

Um dos problemas desta técnica de controle refere-se ao surgimento de harmônicos de alta frequência na tensão sintetizada pelo conversor. Esses harmônicos são devidos ao chaveamento e a, princípio, devem ser filtrados pela indutância de comutação  $L_a$ . Para que se obtenha uma filtragem adequada é necessário que a indutância de comutação  $L_a$  seja muito maior que a indutância da linha ( $L_s$ ), fazendo com que o valor da capacitância no lado CC e sua tensão se tornem muito elevados [4]. Em sistemas reais, no entanto, o valor de  $L_a$  corresponde a uma fração de  $L_s$ , limitando consideravelmente a capacidade de eliminação de harmônicos. Uma alternativa para minimizar esse problema é utilizar filtros na saída do conversor. A dinâmica desses filtros, porém, deve ser considerada no controle, tornando o projeto desse controle ainda mais complexo. À medida que aumenta-se o número de indu-

tores e capacitores no circuito, aumenta-se também o risco de ressonâncias e essas deverão ser consideradas no projeto dos filtros [4].

## 2.2.2 BVI (Bootstrap Variable Inductance)

O princípio de funcionamento deste controlador é semelhante ao utilizado em eletrônica analógica, conhecido por *bootstrapping* [13, 21, 23], e consiste em sintetizar em um dos lados da impedância  $Z_{LF}$ , uma tensão proporcional a que existe no outro terminal, modificando-se assim o valor que esta representa para o circuito [4]. A Figura 2.5a mostra o diagrama esquemático do controlador BVI, onde o conversor VSC desempenha o papel do amplificador operacional do circuito eletrônico da Figura 2.5b.

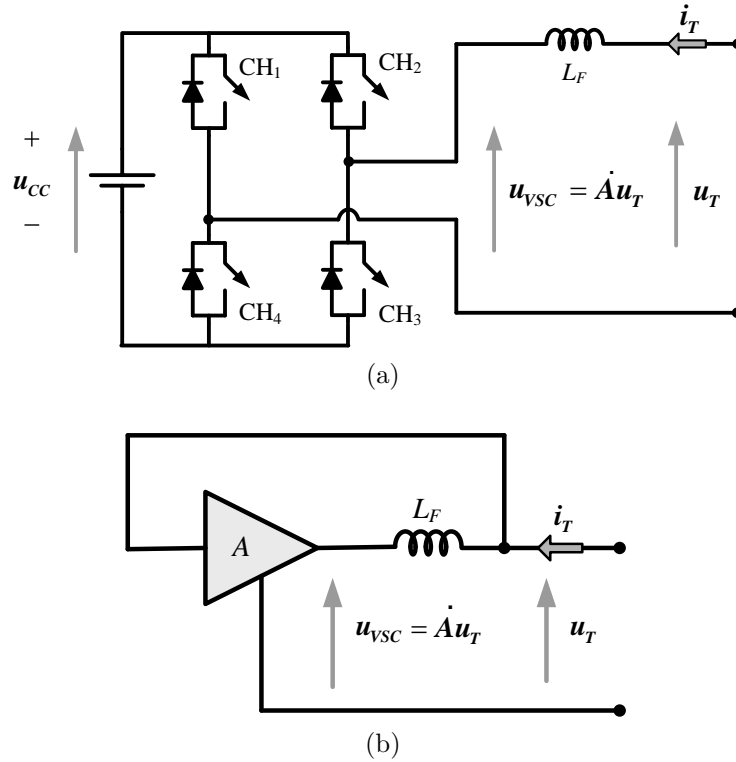


Figura 2.5: (a) Circuito esquemático para o controlador BVI e (b) seu respectivo diagrama de controle.

A impedância equivalente do BVI é obtida considerando que a tensão do conversor é igual à tensão terminal ( $\dot{U}_T$ ) multiplicada por um ganho  $\dot{A}$ , que pode ser um número complexo ou não, i.e.,  $\dot{U}_{VSC} = \dot{A}\dot{U}_T$ . Assim, a impedância equivalente do BVI, em regime permanente, é dada por:

$$\mathbf{Z}_{BVI} = \frac{\mathbf{Z}_{LF}}{1 - \dot{A}}. \quad (2.6)$$



Usando-se um ganho real, o BVI é capaz de sintetizar apenas reatâncias, conferindo-lhe valores positivos ou negativos (tanto indutivas quanto capacitivas). Se o ganho escolhido for um número complexo, é possível sintetizar impedâncias que possuam partes reais diferentes de zero, porém, neste caso é necessário uma fonte do lado CC do conversor.

Devido ao chaveamento do conversor, podem ser observadas componentes de alta frequência na tensão sintetizada pelo BVI. Diferentemente do VAPAR, estas componentes harmônicas influenciam diretamente na obtenção dos sinais de controle do conversor [4]. A filtragem dessas componentes depende do valor da indutância de entrada do VSC e quanto maior a sua impedância, pior será a filtragem. Embora possam ser utilizados filtros para atenuar essas componentes harmônicas, estes podem acarretar o surgimento de ressonâncias levando o controlador do VSC à instabilidade. Além disso, a impossibilidade de se sintetizar valores nulos de indutância e a descontinuidade no valor da indutância obtida com o BVI fazem com que o mesmo seja indicado para aplicações em paralelo [4, 30].

### 2.2.3 SDR (Síntese Direta de Reatâncias)

O método SDR permite que sejam sintetizadas reatâncias indutivas ou capacitivas. No caso de reatâncias indutivas é necessário que a tensão sintetizada seja proporcional à derivada da corrente que flui pelo circuito, enquanto que no caso de reatâncias capacitivas, a tensão sintetizada deve ser proporcional à integral da corrente [4, 30].

Em se tratando de elementos indutivos, a tensão sobre os terminais do SDR é dada por:

$$u_T^*(t) = L_e \frac{di_T(t)}{dt} . \quad (2.7)$$

A necessidade de derivar o sinal de corrente apresenta como inconveniente a elevada quantidade de ruídos. Distorções na entrada (por exemplo, ruídos de medição) podem rapidamente contaminar com espúrios o sinal de saída e comprometer o funcionamento do método SDR [30]. Mesmo os harmônicos característicos da corrente podem implicar em altos valores de tensão, que o VSC não tem condições de gerar. Embora esse problema possa ser minimizado através de filtros na saída do conversor, estes podem comprometer o rendimento do sistema devido às perdas em seus resistores de amortecimento. Além disso, durante os transitórios, pode haver o surgimento de ressonâncias entre os elementos do filtro e os demais elementos do circuito, levando à oscilações na corrente. Pode-se resolver o problema relacionado ao amortecimento do filtro de saída utilizando um controle baseado em realimentação de estados conforme mostrado em [4].

A Figura 2.6 mostra o diagrama referente ao método SDR e o controle utilizado para sintetizar uma indutância. Conforme pode ser observado, os pulsos de disparo para o conversor são obtidos a partir da comparação entre a derivada da corrente e uma portadora triangular. Assim como no controlador VAPAR, o barramento CC pode conter uma fonte de tensão ou um capacitor. Quando utilizado um capacitor é necessária a adição de uma malha de controle que sintetize uma resistência de compensação ( $R_x$ ), referente às perdas no conversor. Esta resistência é multiplicada pela corrente medida e adicionada à derivada, gerando a referência de tensão ( $u_T^*$ ) para o controle do SDR.

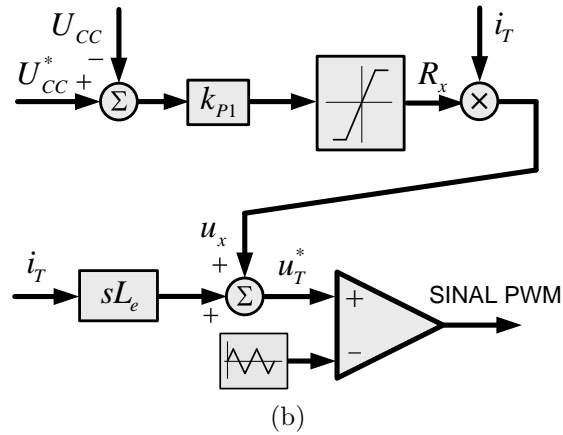
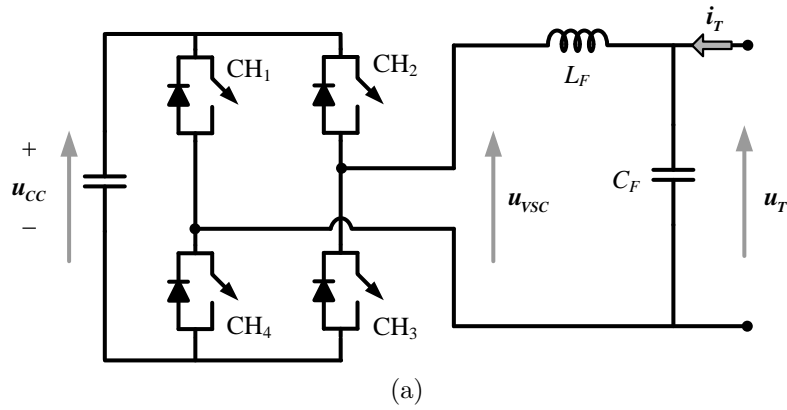


Figura 2.6: (a) Circuito esquemático para o controlador SDR e (b) seu respectivo diagrama de controle.

## 2.2.4 AVI (Active Variable Inductance)

O princípio de funcionamento desta técnica de controle é semelhante ao do controlador VAPAR [24, 25]. O sinal de referência é obtido através da comparação entre fluxos magnéticos e tem como base a equação fundamental de corrente nos terminais de um indutor:

$$i_T(t) = \frac{1}{L_e} \int u_T(t) dt. \quad (2.8)$$

Pode-se reescrever (2.8) conforme mostrado em:

$$L_e i_T(t) = \int u_T(t) dt. \quad (2.9)$$

O produto entre a corrente  $i_T$  e  $L_e$  é igual ao fluxo magnético concatenado, dado por:

$$\phi(t) = L_e i_T(t). \quad (2.10)$$

O fluxo magnético concatenado de referência é obtido de acordo com a Lei de Faraday:

$$\phi^*(t) = \int u_T(t) dt. \quad (2.11)$$

Essas duas grandezas são aplicadas a um subtrator e o sinal de erro resultante entregue a um controlador *proporcional-integral* (PI). A saída desse controlador é uma referência de tensão, que comparada a uma portadora triangular, gera os pulsos de disparo para o conversor.

O controle da tensão do elo CC é realizada de maneira análoga à mostrada para o VAPAR [36]. A tensão sobre o capacitor CC é comparada a um valor de referência e o sinal de erro resultante é amplificado através de um ganho proporcional, emulando uma resistência de compensação ( $R_x$ ). O produto entre essa resistência e a corrente medida é subtraído da tensão sobre os terminais do conversor e o resultado entregue à equação (2.11). Na Figura 2.7 são apresentadas a estrutura básica do conversor assim como seu respectivo diagrama de controle.

Diferentemente das técnicas de controle apresentadas até o momento, o controlador AVI utiliza um PI para a obtenção da tensão de referência. Como o erro resultante da comparação entre os fluxos magnéticos apresenta componentes em frequências diferentes de zero, o controlador PI é incapaz de rastrear com precisão a referência e eliminar o erro em regime permanente [37, 38]. Esse fato pode comprometer o funcionamento da estratégia de controle, sendo necessária a utilização de técnicas mais robustas e sofisticadas para garantir um resultado satisfatório, como por exemplo, os controladores ressonantes.

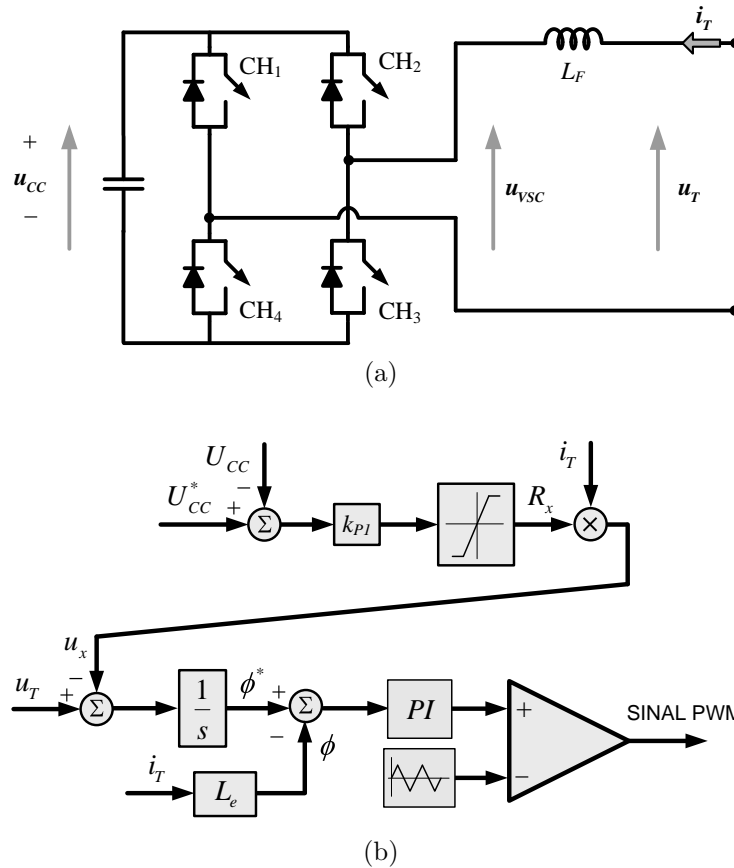


Figura 2.7: (a) Circuito esquemático para o controlador AVI e (b) seu respectivo diagrama de controle.

## 2.3 Síntese de Reatâncias Controláveis Utilizando Circuitos de Sincronismo

A qualidade da energia elétrica é considerada um fator importante para o seu uso em aplicações industriais. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, acionamentos eletrônicos, cargas chaveadas e de natureza não-linear espalharam-se pelo setor elétrico, aumentando os problemas com harmônicos e distorções de tensão e corrente. Estes problemas podem vir a comprometer o funcionamento de equipamentos conectados à rede ou ainda causar falhas nos sistemas de controle e proteção que sejam baseados em medições diretas de tensões e/ou correntes.

Conforme visto nas seções anteriores, a presença de harmônicos, sejam devidos às técnicas de chaveamento ou à natureza do circuito (cargas não-lineares), pode influenciar de modo significativo na obtenção dos sinais de referência e na operação dos conversores. Embora possam ser utilizados filtros para atenuar esses harmônicos e melhorar a qualidade do sinal sintetizado, a inserção destes torna o projeto e o controle dos conversores complexos, além de aumentar as perdas por efeito *Joule* e a possibilidade de ressonâncias.

Tendo em vista os problemas relacionados à filtragem dos harmônicos, outra possibilidade para minimizá-los é utilizar circuitos de sincronismo (PLL – *Phase-Locked Loop*). Desta forma, mesmo que os conversores estejam conectados a sistemas com alto conteúdo harmônico, os sinais de referência estarão imunes às distorções [11, 32]. Ao invés dos conversores sintetizarem indutâncias ou capacitâncias, os mesmos sintetizam reatâncias que podem assumir valores positivos ou negativos. Cabe ressaltar que essas reatâncias são válidas apenas na frequência fundamental do sistema, que será detectada pelo PLL.

Ao longo dos anos, circuitos PLL têm sido tema de várias pesquisas visando adaptá-los a diversas finalidades. Basicamente, um PLL é constituído por um detector de fase, por um filtro e por um oscilador controlado por tensão (VCO – *Voltage Controlled Oscillator*), conforme mostrado na Figura 2.8.

O detector de fase é responsável pela comparação entre o sinal de entrada e o sinal  $u_{\perp}$ , ortogonal à entrada e obtido internamente no PLL. Caso o resultado dessa comparação seja diferente de  $90^{\circ}$  é gerado um sinal de erro e este aplicado a um filtro do tipo passa-baixas, obtendo-se um desvio de frequência ( $\Delta\omega$ ). Este último, quando aplicado ao VCO, irá ajustar o sinal sintetizado pelo algoritmo de controle. A frequência e a fase da componente fundamental do sinal de entrada é obtida por meio da análise de  $u_{\perp}$ .

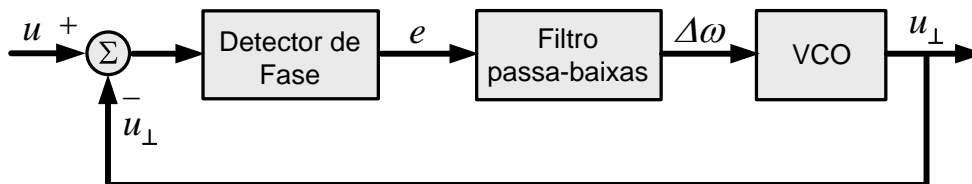


Figura 2.8: Diagrama representativo de um PLL genérico.

A partir do esquema clássico mostrado na Figura 2.8 foram propostos diferentes esquemas de circuitos de sincronismo, diferenciando-se apenas na quantidade de operações matemáticas e funções trigonométricas utilizadas. As seções a seguir descrevem o funcionamento de três modelos desses circuitos e como os mesmos são utilizados no controle do CBCR.

### 2.3.1 Síntese de Reatâncias via EPLL

Proposto por Karimi-Ghartemani e Iravani [33], o EPLL (*Enhanced Phase-Locked Loop*) é um circuito de sincronismo capaz de detectar a fase e a frequência fundamental do sinal de entrada. O mesmo possui ainda uma malha de controle capaz de rastrear a amplitude deste sinal. A Figura 2.9 mostra o diagrama em blocos do EPLL.

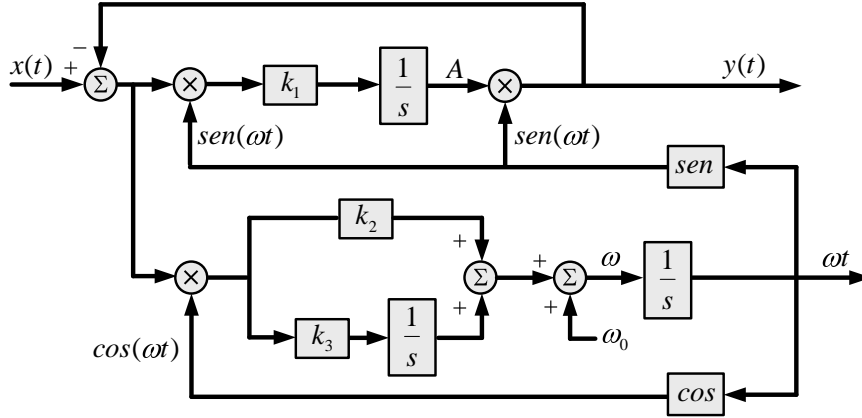


Figura 2.9: Diagrama de blocos do EPLL.

A dinâmica deste PLL é ajustada através dos parâmetros  $k_1$ ,  $k_2$  e  $k_3$ . O ganho  $k_1$  é responsável pela determinação da amplitude da componente fundamental de  $x(t)$  (A) e os ganhos  $k_2$  e  $k_3$  influenciam na obtenção da fase e da frequência fundamental,  $\omega$ . Em regime permanente,  $y(t)$  possui amplitude e fase iguais à da componente fundamental de  $x(t)$ .

Utilizando o EPLL e considerando que  $x(t)$  é a corrente de linha do circuito, é possível criar um sinal de referência baseado na componente fundamental de  $x(t)$  e equivalente à queda de tensão sobre a reatância a ser sintetizada pelo conversor. Dessa maneira, mesmo que o conversor esteja conectado a um sistema que apresente distorções (harmônicos), estas não influenciarão no desempenho do controlador. Matematicamente, esse sinal de referência é dado por:

$$u_T^*(t) = \omega L_{CBCR} I_m \cos(\omega t), \quad (2.12)$$

onde  $\omega L_{CBCR}$  é a reatância a ser sintetizada pelo conversor e  $I_m \cos(\omega t)$  é o sinal obtido internamente no EPLL, adiantado de  $90^\circ$  em relação à componente fundamental de  $x(t)$ .

No controle de potência em uma linha de transmissão, o parâmetro  $L_{CBCR}$  é obtido comparando-se a potência instantânea com um valor de referência e o sinal de erro processado por um controlador (nesse trabalho, foi utilizado um ganho simples). A tensão  $u_T^*(t)$  assim obtida deve ser limitada em valores máximos dados pela tensão máxima do VSC. A região de operação do CBCR fica conforme mostrado na Figura 2.10. Na Região I o CBCR opera com corrente atrasada em relação à tensão, enquanto que na Região II o CBCR opera com corrente adiantada em relação à tensão. Nas Regiões I e II a tensão do CBCR é diretamente proporcional à corrente, onde a máxima tensão e corrente são dadas pelo VSC. É possível, no entanto, operar o CBCR na região com limitação de tensão, onde se consegue reatâncias equivalentes maiores que nas Regiões I e II. No entanto, para respeitar os limites do

VSC, a tensão deve ser limitada à tensão máxima deste.

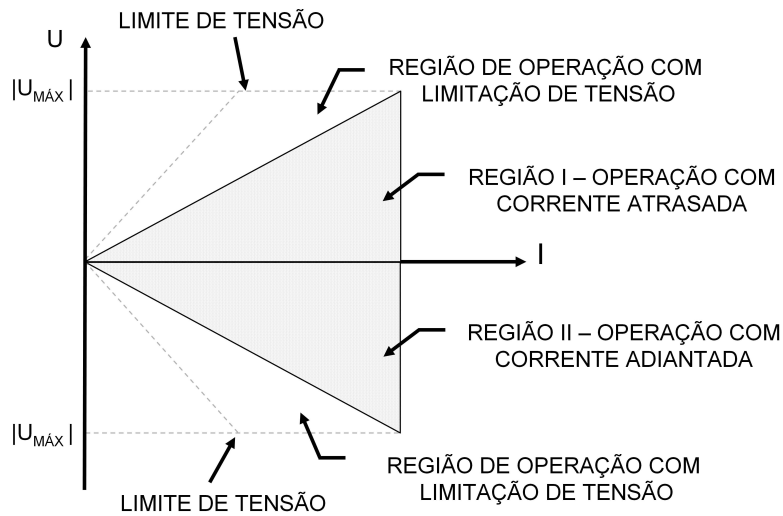


Figura 2.10: Região de operação do CBCR.

A fim de reduzir o *stress* sobre as chaves semicondutoras devido ao chaveamento e reduzir as perdas, o conversor de dois níveis da Figura 2.1 foi substituído por um conversor do tipo NPC *half-bridge*, conforme mostrado na Figura 2.11. O mesmo é constituído basicamente por um conjunto formado por 4 (quatro) chaves semicondutoras, cujo ponto central de cada par de chaves é grampeado por diodos. No barramento contínuo são conectados dois capacitores em série e no centro dos mesmos está localizado o ponto de neutro.

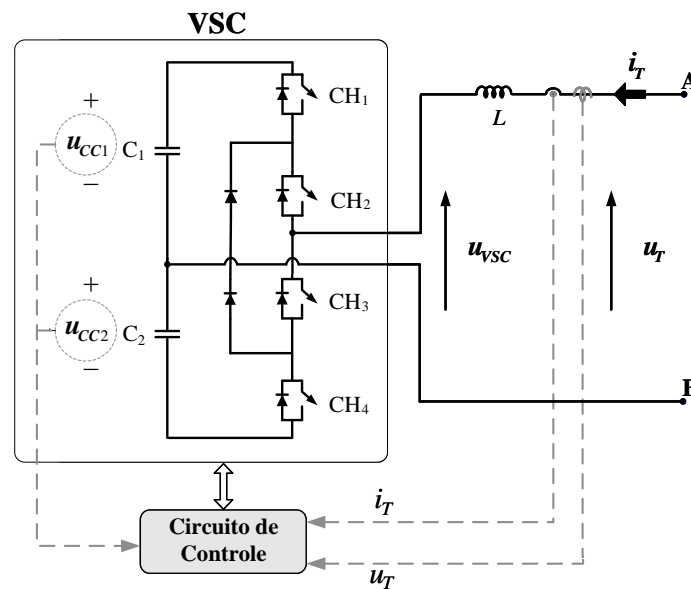


Figura 2.11: Conversor *half-bridge* do tipo NPC.

Os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  devem ser dimensionados de modo que a ondulação sobre a tensão no elo CC seja menor que um dado limite (em geral, de 1 a 5%), possibilitando a correta operação do conversor.

O controle para manter o equilíbrio de tensão entre os capacitores do barramento CC torna-se um pouco mais complexo do que no de conversor de dois níveis. Dadas as diferenças de chaveamento há o desequilíbrio entre o carregamento ou descarregamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . Para corrigir esse problema utiliza-se uma malha de equalização de tensão, cujo resultado equivale à resistência de compensação,  $R_x$ . O sinal de controle dessa malha é obtido por:

$$R_x(t) = [U_{CCT}^* - (U_{CC1} + U_{CC2})] k_{P1} + (U_{CC1} - U_{CC2}) k_{P2}, \quad (2.13)$$

onde  $U_{CCT}^*$  é a referência da tensão total sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  e  $U_{CC1}$  e  $U_{CC2}$  são as tensões sobre cada um dos capacitores.

O produto entre essa resistência e a corrente nos terminais do conversor produz uma tensão de compensação, cuja fase é idêntica à da corrente. A Figura 2.12 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle do CBCR, onde são destacadas a malha de equalização de tensão sobre os capacitores do barramento CC, a malha referente ao controle de potência da linha e a referente à obtenção dos sinais de disparo para o conversor.

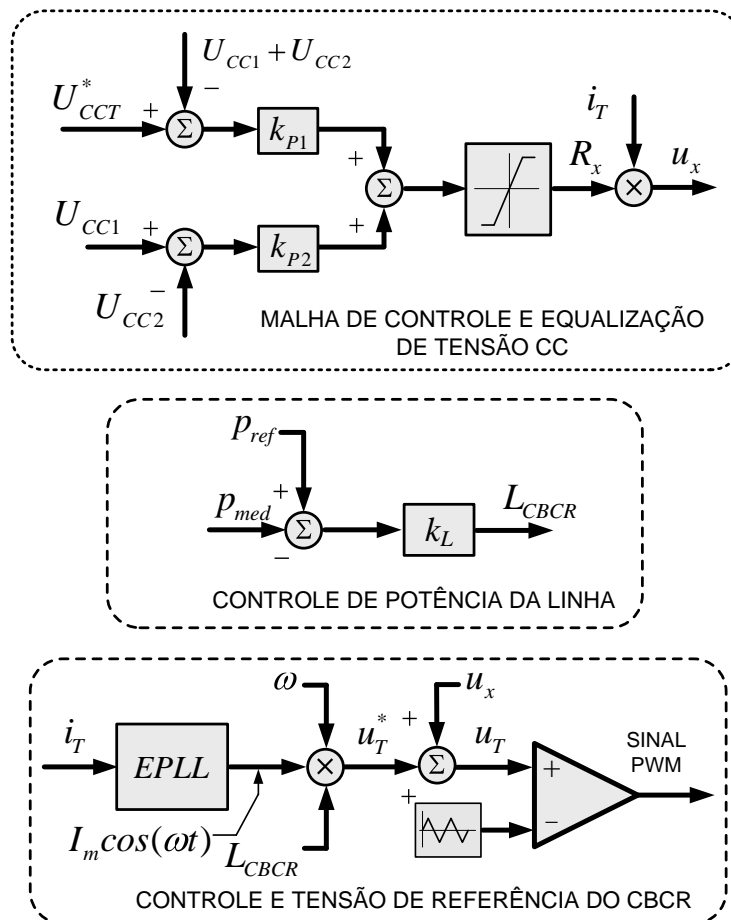


Figura 2.12: Diagrama de blocos do controle do CBCR utilizando o EPLL.



### 2.3.2 Síntese de Reatâncias via SOGI-QSG-FLL

O controle apresentado nesta seção consiste em utilizar a estrutura proposta por Cioboratu *et al.*, conhecida como SOGI-QSG (*Second Order Generalized Integrator – Quadrature Signal Generator*) [39]. A Figura 2.13 mostra o diagrama em blocos do SOGI-QSG, onde  $y(t)$  corresponde à componente fundamental de  $x(t)$ ,  $q_v(t)$  ao sinal em quadratura em relação a  $y(t)$  e  $e_a(t)$  ao erro resultante entre a comparação entre  $x(t)$  e  $y(t)$ .

As funções de transferência do SOGI-QSG são dadas, respectivamente, por:

$$\begin{aligned} \frac{E_a(s)}{X(s)} &= \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + sk_s\omega + \omega^2}, \\ \frac{Q_v(s)}{X(s)} &= \frac{k_s\omega^2}{s^2 + sk_s\omega + \omega^2}, \\ \frac{Y(s)}{X(s)} &= \frac{sk_s\omega}{s^2 + sk_s\omega + \omega^2}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Uma análise detalhada dessas funções de transferência revela que a sintonia do SOGI-QSG é fortemente dependente da frequência da rede, podendo surgir problemas caso a mesma sofra variações [39]. Para corrigir esses problemas é necessário que se introduza um circuito capaz de detectar essas variações, tornando o SOGI-QSG adaptativo em frequência. Para tal utilizou-se o circuito proposto por Rodriguez *et al.*, conhecido como FLL (*Frequency Locked Loop*) [40]. A estrutura do FLL, diferentemente de outros circuitos de sincronismo, não apresenta funções trigonométricas, o que diminui o esforço computacional necessário à sua implementação.

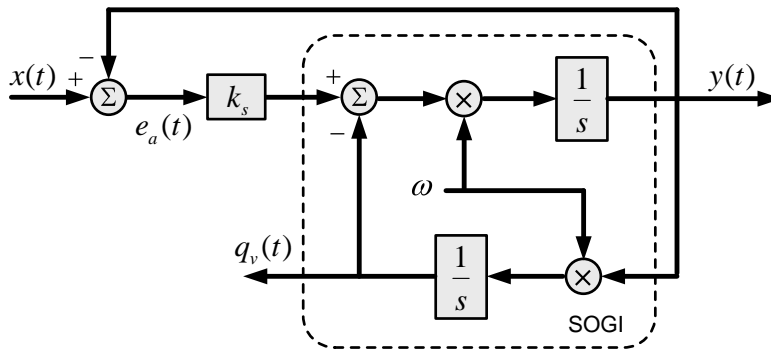


Figura 2.13: Diagrama de blocos do SOGI-QSG.

A Figura 2.14 mostra o diagrama de blocos do FLL. O produto entre os sinais  $e_a(t)$  e  $q_v(t)$ , obtidos via SOGI-QSG, é aplicado a um integrador com ganho  $-\gamma$  de modo a detectar a frequência da rede. Como o ganho do FLL é negativo, a saída

do integrador é incrementada caso haja um aumento no valor da frequência do sinal de entrada e decrementada caso haja uma diminuição no mesmo. Para auxiliar na convergência do algoritmo, a referência  $\omega_0$  é tomada segundo a frequência nominal da rede e somada ao sinal obtido. A frequência detectada é utilizada para realimentar o SOGI-QSG, tornando-o adaptativo em frequência.

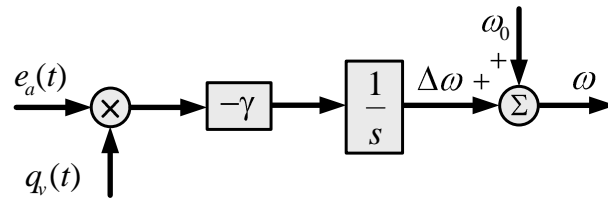


Figura 2.14: Diagrama de blocos do FLL (*Frequency Locked Loop*).

De modo análogo ao apresentado na seção anterior, pode-se utilizar a associação entre essas duas estruturas para obter o sinal de referência para o CBCR. Para tal, mede-se a corrente de linha no circuito e esta é aplicada ao SOGI-QSG-FLL. Internamente, o mesmo irá criar uma componente de mesma frequência e em quadratura com a componente fundamental que multiplicada pela reatância a ser sintetizada pelo CBCR, corresponde ao sinal de referência para o controlador, dado por:

$$u_T^*(t) = \omega L_{CBCR} q_v(t). \quad (2.15)$$

A Figura 2.15 mostra o diagrama de blocos para o controle do CBCR quando utilizado o SOGI-QSG-FLL. As malhas de controle referentes à equalização de tensão sobre os capacitores do elo CC e para o controle de potência na linha são idênticas às apresentadas no EPLL.

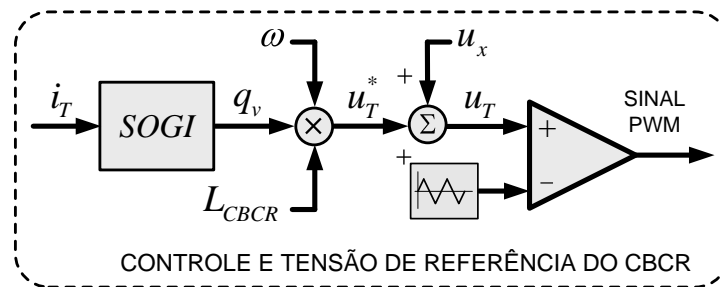


Figura 2.15: Diagrama em blocos do controle do CBCR utilizando o SOGI-QSG-FLL.

### 2.3.3 Síntese de Reatâncias via APLL

Proposto por Miranda *et al.* [34], o circuito de sincronismo da Figura 2.16 é capaz de rastrear apenas valores de frequência e fase. Diferentemente do EPLL, o sinal  $\omega t$  encontra-se adiantado de  $90^\circ$  em relação ao ângulo de fase da componente fundamental do sinal de entrada e a saída  $y(t)$  possui amplitude unitária.

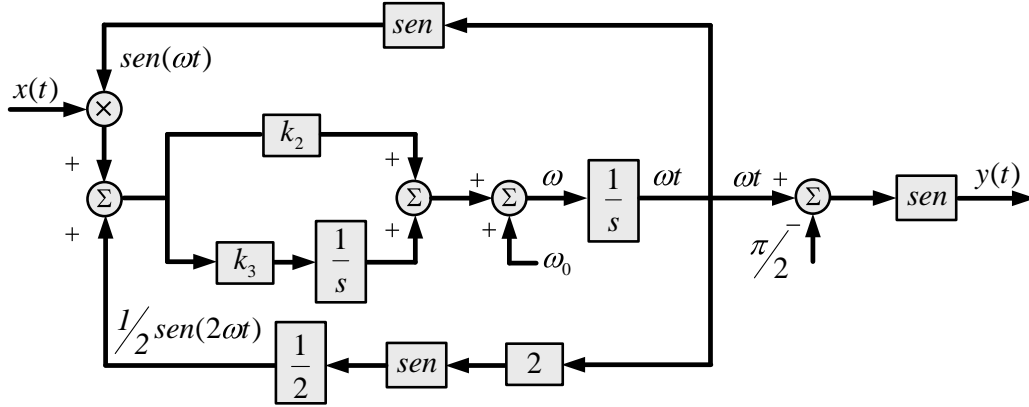


Figura 2.16: Esquema do PLL proposto por Miranda *et al* [34].

Para que este PLL possa ser aplicado ao controle do CBCR é necessário adicionar uma malha de realimentação de modo que a mesma detecte a amplitude da componente fundamental de  $x(t)$ . Para tal, é utilizado o conceito de ortogonalidade de funções trigonométricas e considerado inicialmente, que o sistema encontra-se em regime permanente e que o ângulo de fase  $\omega t$  é o ângulo de fase da componente fundamental do sinal de entrada.

Supondo que a entrada  $x(t)$  e a saída  $y'(t)$  sejam da forma:

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t), \quad (2.16)$$

$$y'(t) = A_e \sin(\omega t),$$

onde  $A_e$  é a amplitude estimada da componente fundamental, pode-se obter um sinal de erro comparando a entrada  $x(t)$  à saída  $y'(t)$ , conforme mostrado em:

$$e_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) - A_e \sin(\omega t). \quad (2.17)$$

Multiplicando o erro  $e_a(t)$  por um sinal de amplitude unitária e de mesma fase e frequência da componente fundamental, tem-se que:

$$e(t) = \left[ \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) - A_e \sin(\omega t) \right] \sin(\omega t). \quad (2.18)$$

Integrando o produto  $e(t)$  ao longo do tempo, multiplicado por um ganho  $k_1$ , tem-se que a cada período da fundamental:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} [\text{sen}(m\omega t) \text{sen}(n\omega t)] d\omega t = \begin{cases} 0, & m \neq n, \\ \text{cte.}, & m = n \end{cases} \quad (2.19)$$

e assim:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} e(t) dt = \frac{1}{2} k_1 (A_1 - A_e). \quad (2.20)$$

O valor médio na saída do integrador será diferente de zero apenas na frequência fundamental. Quando o produto  $e(t)$  for nulo, significa que o valor médio da saída é igual à amplitude da fundamental. Vale frisar que a saída do integrador será um sinal oscilante em torno do valor da amplitude da fundamental. As oscilações de saída são tão maiores quanto maior for o conteúdo harmônico da entrada e maior for o ganho  $k_1$ .

Assim que a amplitude  $A_e$  for igual à amplitude da componente fundamental, o integrador para de integrar e fica travado em  $A_1$ . Caso haja um evento que altere a amplitude do sinal de entrada, o processo de integração é reiniciado até que a amplitude a ser estimada iguale-se novamente à amplitude  $A_1$ .

A Figura 2.17 mostra o diagrama de blocos do PLL após a inclusão da malha de detecção de amplitude. Como o sinal  $\omega t$  encontra-se adiantado de  $90^\circ$  em relação ao ângulo de fase da componente fundamental, deve-se utilizar a função *-cosseno* para se obter um sinal de mesma fase e frequência de  $x(t)$ . Neste trabalho, em virtude da detecção da amplitude do sinal de entrada, este PLL foi denominado como *Amplitude and Phase-Locked Loop* – APLL.

De maneira análoga às anteriores, pode-se criar um sinal de referência equivalente à queda de tensão sobre a reatância a ser sintetizada pelo conversor. Esse sinal é obtido medindo-se a corrente de linha e aplicando-a ao APLL. Internamente, é criada uma componente de mesma frequência e em quadratura com a componente fundamental que, ao ser multiplicada pela reatância  $\omega L_{CBCR}$ , corresponde ao sinal de referência para o controlador. Matematicamente, esse sinal é dado por:

$$u_T^*(t) = \omega L_{CBCR} I_m \sin(\omega t). \quad (2.21)$$

A Figura 2.18 mostra o diagrama de blocos para o controle do CBCR quando utilizado o APLL. Assim como no caso anterior, as malhas de controle referentes à equalização de tensão sobre os capacitores do elo CC e para a potência da linha são idênticas às apresentadas no EPLL.

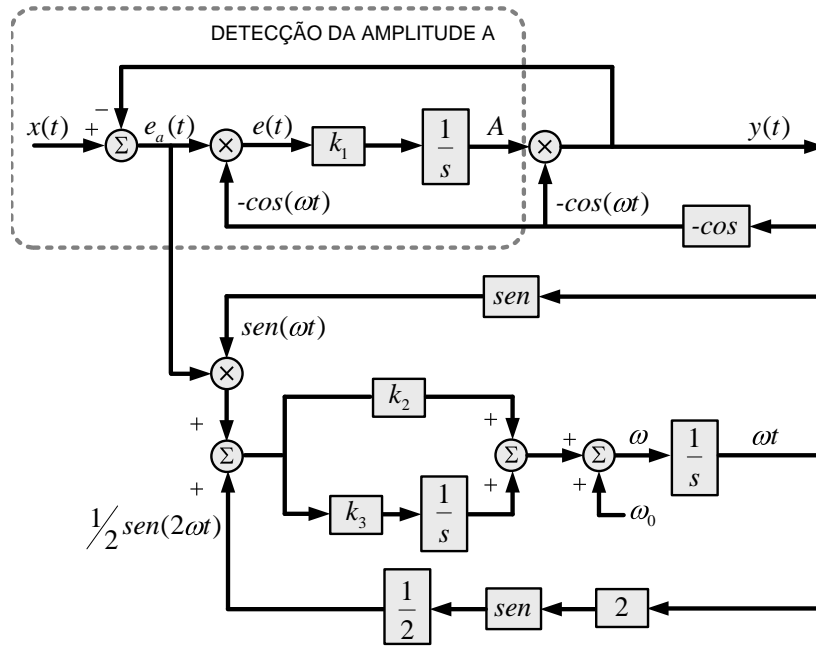


Figura 2.17: Diagrama de blocos do APLL.

## 2.4 Síntese de Indutância Negativa em Circuito com Harmônicos

O aumento significativo do uso de circuitos chaveados trouxe sérios problemas aos sistemas elétricos. Estes circuitos são cargas não-lineares que acabam por injetar componentes harmônicas tanto na tensão como na corrente, tornando-as distorcidas e, às vezes, desequilibradas. Conforme já relatado, esses harmônicos podem influenciar diretamente na obtenção dos sinais de disparo dos conversores, comprometendo o funcionamento da estratégia de controle. Segundo Nuñez-Zuñiga e Pomilio [30], o método SDR possui sérias limitações quando conectado a sistemas em que o conteúdo harmônico da corrente é significativo.

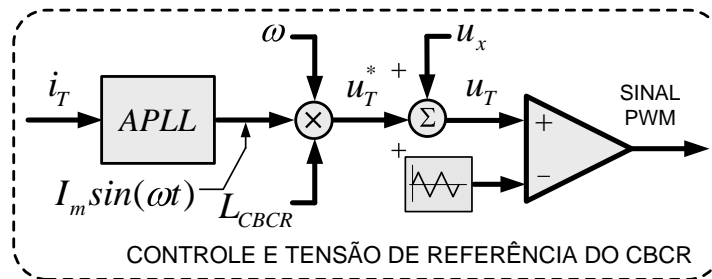


Figura 2.18: Diagrama de blocos do controle do CBCR utilizando o APLL.

Para ilustrar esse problema foi simulado o circuito mostrado na Figura 2.19, onde o CBCR é constituído por um conversor do tipo NPC *half-bridge* e controlado utilizando a técnica SDR. Para emular os harmônicos foram acrescentadas fontes de corrente, responsáveis pela injeção de harmônicos de quinta ordem com magnitudes iguais a 7 % da componente fundamental. Os demais parâmetros do circuito são apresentados na Tabela 2.1.

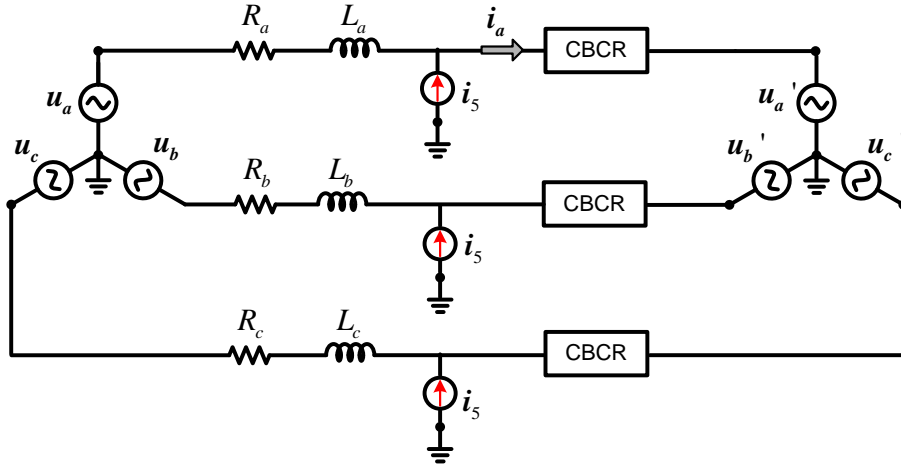


Figura 2.19: CBCR conectado a uma linha com harmônicos.

Tabela 2.1: Parâmetros do circuito com o controlador CBCR.

Parâmetros	Valores	Unidade
Tensão sistema 1 - $u_a$	175,0	[V]
Tensão sistema 2 - $u'_a$	247,5	[V]
Resistência série - $R_a$	17,98	[ $\Omega$ ]
Indutância série - $L_a$	0,488	[H]
Indutância do filtro - $L_F$	3,257	[mH]
Indutância virtual - $L_{CBCR}$	-0,16	[H]
Capacitância do filtro - $C_F$	34,0	[ $\mu$ F]
Capacitor CC - $C_1 .. C_2$	2,0	[mF]

A Figura 2.20 mostra a tensão de referência obtida diretamente pela derivada da corrente que flui pelo circuito. Como pode ser observado, a tensão de referência atinge valores da ordem de 2,0 *p.u.*, ultrapassando o limite de tensão que o VSC pode gerar. Desta maneira, o CBCR controlado via método SDR acaba não sendo capaz de gerar corretamente a indutância negativa desejada. Como resultado, a potência transmitida que deveria crescer, diminui, conforme mostrado na Figura 2.21.

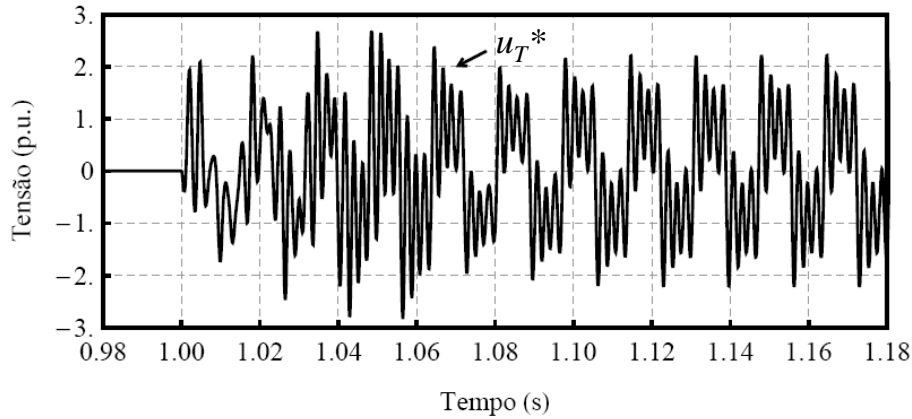


Figura 2.20: Tensão de referência utilizando o método SDR.

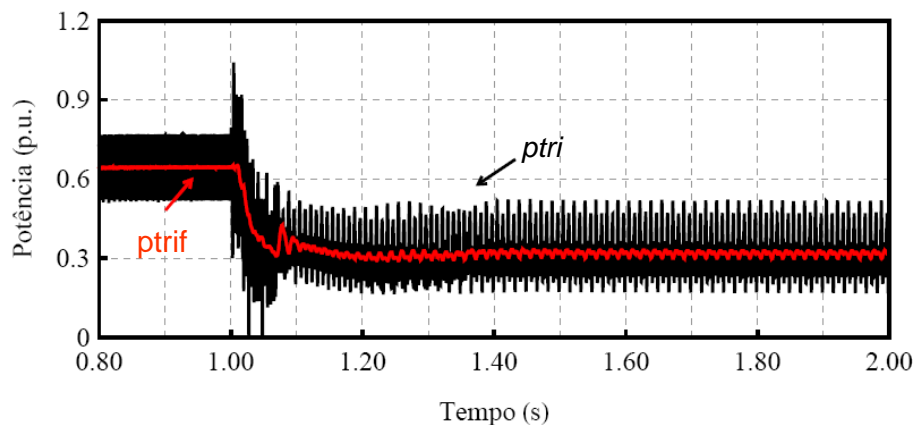


Figura 2.21: Potência ativa utilizando o método SDR.

## 2.5 Síntese de Reatância Negativa em Circuito com Harmônicos

Tendo em vista os resultados apresentados na seção anterior, o foco do trabalho foi redirecionado para a síntese de reatâncias, válidas apenas na frequência fundamental. Para tal, foi utilizado um circuito idêntico ao mostrado na Figura 2.19, onde a referência de tensão para o CBCR é obtida por meio de circuitos EPLL.

A Figura 2.22 mostra a tensão sobre os terminais do conversor e a corrente na linha quando utilizado o método baseado no EPLL. Conforme pode ser observado, o uso do PLL obriga o controle a sintetizar uma reatância equivalente válida na frequência fundamental do sistema, eliminando o efeito causado pelas distorções na tensão do conversor. A Figura 2.23 mostra a potência ativa instantânea ( $ptri$ ) e o seu valor médio ( $ptrif$ ).

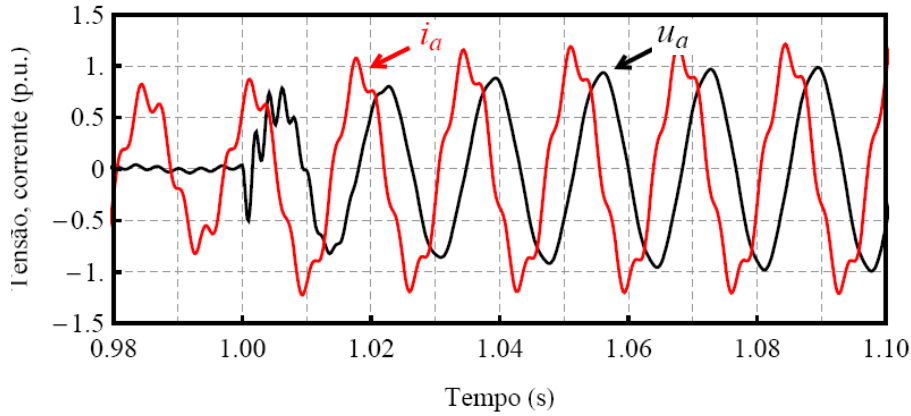


Figura 2.22: Tensão e corrente utilizando o método baseado no EPLL.

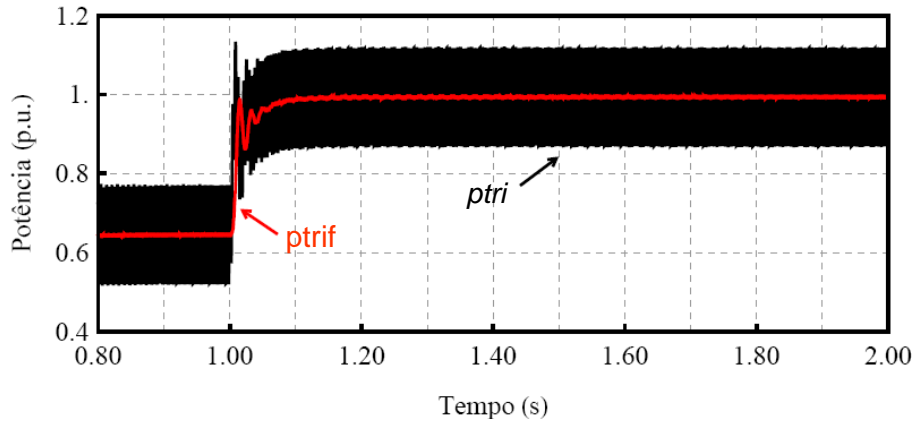


Figura 2.23: Potência ativa utilizando o método baseado no EPLL.

## 2.6 Síntese de Reatâncias utilizando Controladores Proporcionais Ressonantes

Controladores PI são frequentemente utilizados em conversores de potência. Estes, quando aplicados a sinais contínuos, são capazes de rastrear com precisão a referência desejada, garantindo erro nulo em regime permanente [41]. Como a maioria dos sinais envolvidos no controle de conversores de potência são alternados, o uso de controladores PI é incapaz de eliminar o erro em regime.

Na literatura técnico-científica são apontadas algumas técnicas que permitem a utilização desses controladores em conversores de potência. Em sistemas trifásicos, pode-se aplicar a transformada de *Park* de modo a converter os sinais alternados em contínuos e utilizar controladores PI. Em sistemas monofásicos, os controladores PI podem ser utilizados com uma malha *feedforward* de tensão. A transformada de *Park* não pode ser aplicada diretamente neste caso, embora já existam estudos sobre como empregá-la [42]. Embora existam possibilidades quanto ao uso desses controladores em grandezas senoidais, estas representam um grande esforço computacional para sua implementação.



Dentro desse contexto, esta seção tem como objetivo propor modificações na estrutura de controle do AVI, de modo a eliminar o erro proveniente da comparação entre os fluxos magnéticos equivalentes. Para tal, o controlador PI será substituído pelo *proporcional-ressonante* (PR) mostrado na Figura 2.24. Maiores detalhes a respeito deste controlador podem ser encontrados em [41, 43].

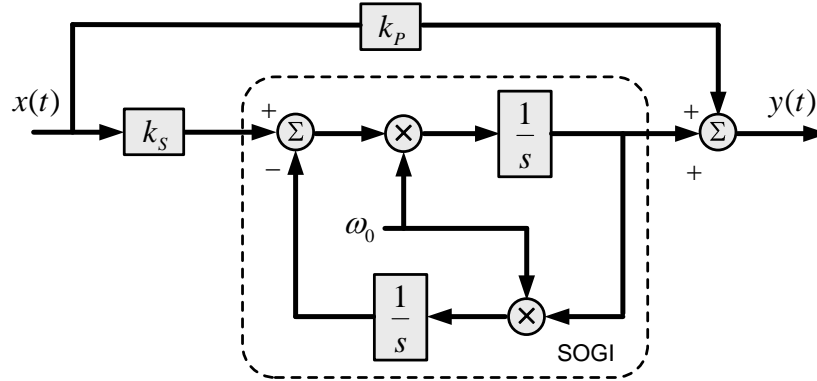


Figura 2.24: Diagrama em blocos do controlador PR baseado em integradores generalizados de segunda ordem (SOGI).

A função de transferência do controlador PR é dada por:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k_P s^2 + k_S s + k_P \omega_0^2}{s^2 + \omega_0^2}, \quad (2.22)$$

onde:  $k_P$  é o ganho proporcional,  $k_S$  é o ganho integral e  $\omega_0$  a frequência de ressonância.

A parcela ressonante deste controlador é similar à estrutura do SOGI-QSG e assim como tal, é fortemente dependente da frequência. Caso ocorra variações na frequência, estas podem comprometer o seu funcionamento. Para corrigir esse problema foi utilizado o FLL, tornando o controlador PR adaptativo em frequência. Tão logo a frequência da rede é detectada pelo FLL, deve-se realimentar o controlador PR com esta informação e substituí-lo no controle do AVI.

A Figura 2.25 mostra o diagrama de blocos para o AVI quando utilizado o controlador PR apresentado nesta seção. A malha referente à regulação da tensão sobre os capacitores do elo CC é feita conforme apresentado anteriormente.

A fim de comparar o desempenho do controlador PI em relação ao controlador PR foi utilizado o circuito mostrado na Figura 2.26, cujos parâmetros por fase são idênticos aos apresentados na Tabela 2.1. Os conversores entram em operação em  $t = 1,0$  s e a partir desse instante, programados para sintetizar uma reatância equivalente a  $-60,3 \Omega$  por fase.

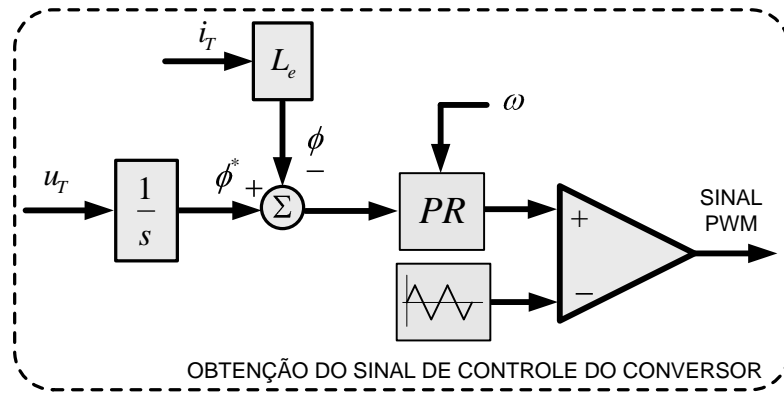


Figura 2.25: Diagrama de blocos do controle do AVI com o controlador ressonante.

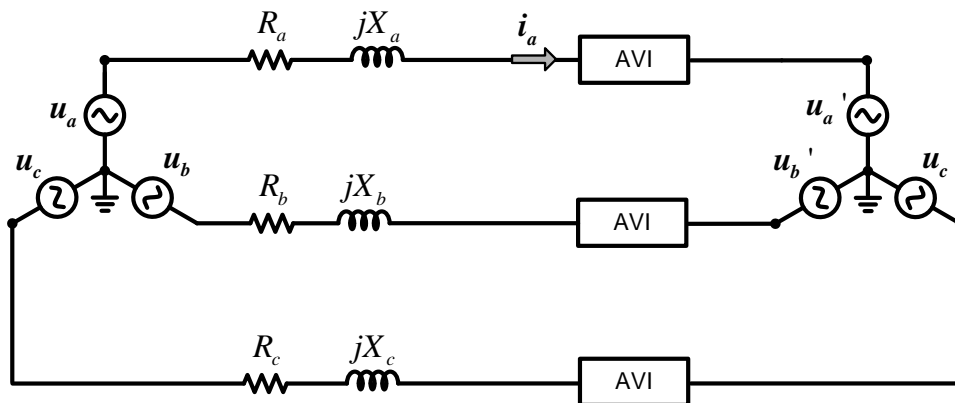
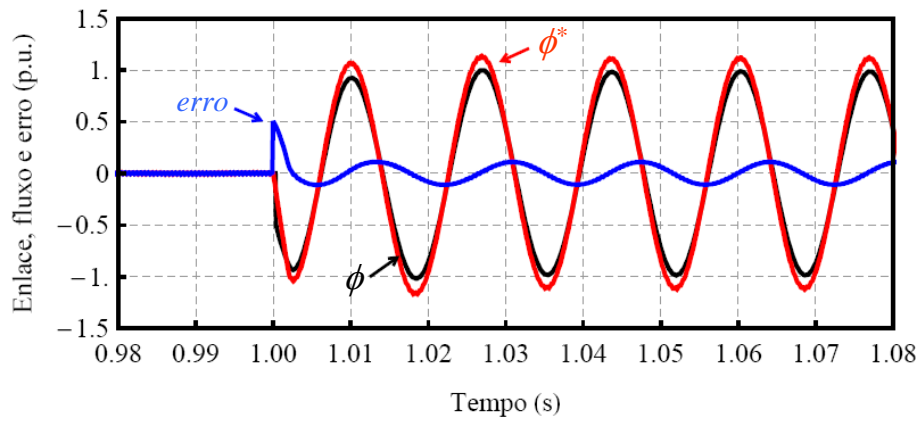


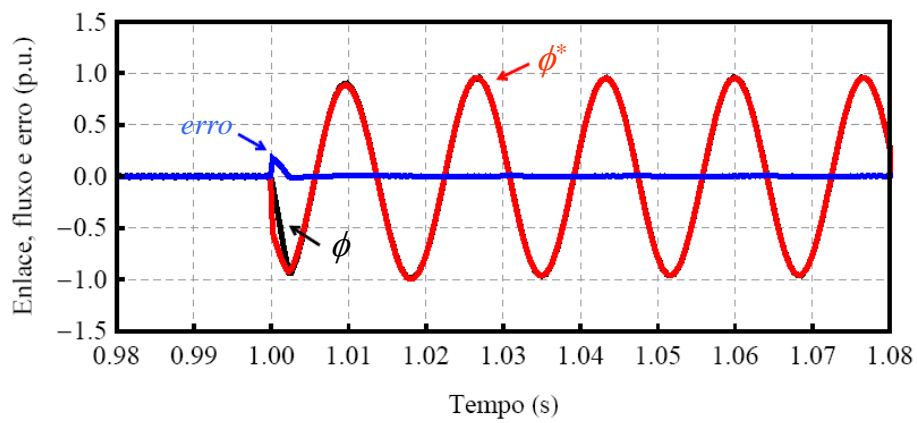
Figura 2.26: Circuito utilizando o controlador AVI.

Na Figura 2.27 podem ser observadas as formas de onda para o fluxo magnético virtual, para o enlace de fluxo fictício e para o sinal de erro quando utilizados controladores PI e PR. Por se tratarem de grandezas senoidais, o controlador PI não é capaz de eliminar completamente o erro em regime permanente, nem em fase e nem em amplitude. Em contrapartida, com a substituição do controlador PI pelo controlador PR, percebe-se que o mesmo foi capaz de eliminar o erro em regime permanente, possibilitando a “coincidência” entre o fluxo magnético virtual e o enlace de fluxo fictício.

As correntes sintetizadas pelo AVI quando utilizados controladores PR são mostradas na Figura 2.28. Com a inserção do conversores em  $t = 1,0 s$ , uma parcela da reatância série do circuito é compensada, fazendo com que haja um acréscimo nas magnitudes das correntes de linha e conseqüentemente, aumento no valor médio da potência transmitida, conforme mostrado na Figura 2.29.



(a)



(b)

Figura 2.27: (a) Fluxo magnético virtual, enlace de fluxo fictício e sinal de erro utilizando controladores PI (b) Fluxo magnético virtual, enlace de fluxo fictício e sinal de erro utilizando controladores PR.

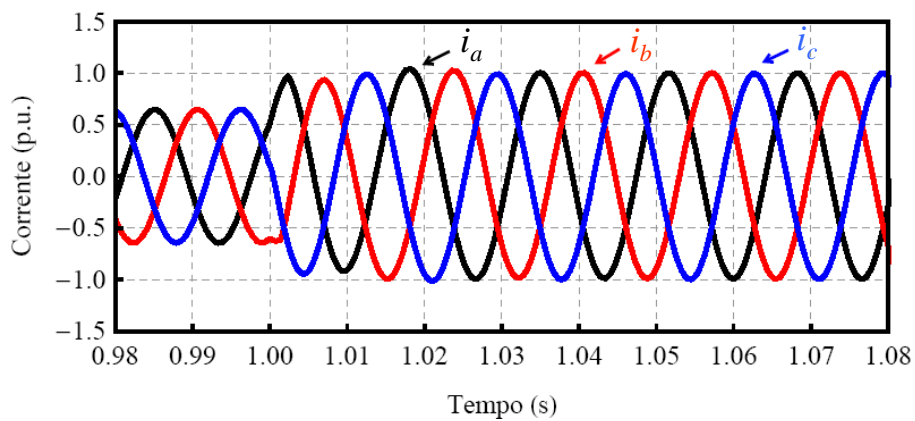


Figura 2.28: Correntes sintetizadas utilizando o controlador PR.

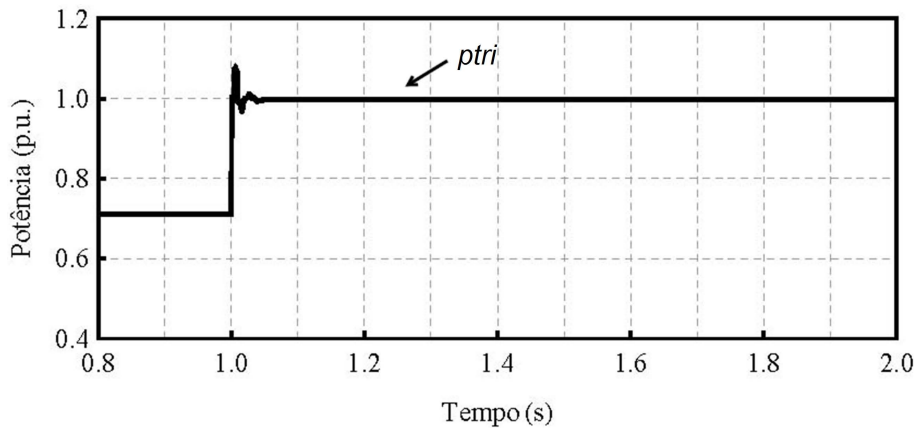


Figura 2.29: Potência trifásica utilizando o controlador PR.

## 2.7 Conclusões Parciais

Linhas de transmissão podem vir a apresentar ressonâncias quando do uso de capacitores série para compensação. Uma alternativa ao uso de capacitores é o uso de conversores estáticos de potência para sintetizar elementos de comportamento equivalente à indutância negativa, capazes de reduzir a impedância das linhas de transmissão e aumentar a capacidade de transmissão de energia.

Neste capítulo foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de controle para síntese de reatâncias controláveis: VAPAR, BVI, AVI e SDR. Para cada uma delas foram apresentados e discutidos os seus princípios de funcionamento e suas limitações, tomando como base o estado da arte atual.

Uma das limitações dessas técnicas de controle refere-se à filtragem dos harmônicos. Caso os conversores estejam inseridos em sistemas com distorções (harmônicos, por exemplo), os mesmos não são capazes de sintetizar a tensão necessária e acabam por apresentar grandes erros. Vale lembrar que esses distúrbios podem aparecer em sistemas “poluídos” por cargas não-lineares ou em transitórios, mesmo em circuitos lineares. Outra limitação refere-se à utilização de controladores PI visando eliminar o erro em regime quando os sinais envolvidos são alternados.

Tendo em vista essas limitações, foram propostas neste trabalho duas modificações nas estratégias de controle a fim de minimizá-las: a primeira baseada em circuitos de sincronismo e a segunda baseada em controladores PR.

Foi mostrado que mesmo em cenários com alto conteúdo harmônico, o circuito de sincronismo garante que a reatância equivalente seja sintetizada na frequência fundamental do sistema, eliminando o efeito causado pela distorções. Quando utilizado o controlador PR pode-se comprovar que o mesmo é capaz de eliminar o erro em regime permanente, mesmo quando as variáveis envolvidas no controle são senoidais, propiciando um ganho “infinito” para a frequência de ressonância.

# Capítulo 3

## Aplicação de Reatâncias Controláveis no Amortecimento da RSS

### 3.1 Introdução

A energia elétrica é um dos recursos fundamentais para o desenvolvimento econômico de um país, bem como para promover a satisfação e o bem-estar da sociedade. A demanda por energia em regiões densamente povoadas continua crescendo intensamente, ao passo que a construção de novas linhas de transmissão torna-se cada dia mais limitada, tendo em vista problemas de ordem econômica e ambiental. Atualmente, um dos maiores desafios da Engenharia Elétrica é possibilitar o aumento na capacidade de carregamento das linhas de transmissão existentes, sem que este cause problemas ao sistema como um todo. E também possibilitar o projeto e a construção de novas linhas com o mínimo impacto possível.

Uma das formas adotadas pelos engenheiros de potência para aumentar a capacidade de transmissão de energia é a compensação de potência reativa [2], [3] e [44]. O principal objetivo é reduzir o comprimento elétrico equivalente da linha de transmissão, de forma que a mesma tenha um comportamento similar ao de uma linha curta. A compensação de potência reativa pode ser feita através de equipamentos ligados em série, em paralelo ou ainda uma combinação dos dois.

Os dispositivos de compensação série são adicionados à rede elétrica com o objetivo de reduzir a reatância indutiva da linha, aumentando assim a sua capacidade de transmissão de energia, embora existam inúmeras outras aplicações [44]. Já os dispositivos em derivação são adicionados à rede com o objetivo de controlar a potência reativa para ajustar o perfil de tensão. Além disso, podem ser utilizados para aumentar a capacidade de transmissão de energia e para reduzir a elevação de tensão na barra receptora quando estas estiverem operando em vazio.

Tradicionalmente, a compensação série capacitiva é uma das formas utilizadas para aumentar a capacidade de transmissão de energia em linhas longas. Em muitos casos, a sua adoção pode adiar ou até mesmo evitar a construção de novas linhas de transmissão. Naturalmente, a adoção da compensação série em novos projetos permite a construção de linhas de maior capacidade do que aquelas sem compensação. No entanto, a presença de capacitores série no sistema de transmissão pode acarretar sérios problemas ao sistema elétrico, como é o caso das oscilações de potência e a ressonância subsíncrona [4, 44]. O Brasil era basicamente suprido por energia elétrica de origem hidráulica e, portanto, sem problemas de ressonância. Porém, com o aumento da geração térmica esse problema pode vir a ser realçado, tendo em vista as longas linhas existentes e por construir.

Outro grave problema relacionado à utilização da compensação série capacitiva refere-se à atuação indevida da proteção existente na linha compensada e em linhas adjacentes à mesma. Neste caso, uma impedância diferente da real pode ser vista pela proteção em virtude da compensação [44]. Em uma linha não compensada, os transitórios devidos à falta têm um decaimento lento em função de uma componente CC. Em linhas compensadas, estes são sinais CA com frequência inferior à fundamental e causam variações da impedância ao longo do tempo vista pelo relé, podendo acarretar em um aumento no tempo de atuação do mesmo ou perda de seletividade.

## 3.2 Ressonância Subsíncrona (RSS)

A inclusão de capacitores série em linhas de transmissão traz, entre outras consequências, o surgimento de frequências de ressonância cujos valores se situam abaixo da frequência síncrona. Tal fenômeno é conhecido na literatura como ressonância subsíncrona (RSS) [44, 45].

Segundo o IEEE [45] – *Institute of Electrical and Electronics Engineer* – o fenômeno da ressonância subsíncrona caracteriza-se pela troca de energia entre a rede elétrica e o eixo de um conjunto turbina-gerador, cujas frequências naturais de oscilação se situam abaixo da frequência da rede.

Os primeiros relatos sobre problemas relacionados à compensação série capacitiva datam do ano de 1937 [14]. Neste trabalho, foi estudado o fenômeno relativo à auto-excitação elétrica em máquinas síncronas e de indução, donde se concluiu que o uso da compensação série capacitiva pode levar ao surgimento de correntes, cujas frequências se situam abaixo da frequência nominal da rede. Em 1941, foi publicado outro trabalho onde se constatou a dependência entre os fenômenos relacionados às oscilações eletromecânicas e à auto-excitação elétrica [46].

Em 1970, ocorreu o primeiro problema grave de RSS na estação de geração térmica de Mohave - Nevada, EUA. Foi constatado um curto-circuito entre os anéis coletores do circuito de excitação da máquina e o eixo, produzido por oscilações mecânicas decorrentes de interações da dinâmica mecânica do gerador/turbina com o sistema de transmissão com compensação série capacitiva [2, 3]. Embora o ocorrido fosse o fenômeno da RSS, este só foi reconhecido como tal após uma segunda ocorrência em Mohave, em Janeiro de 1972 [47]. Desde então, devido ao uso da compensação série capacitiva para aumentar a capacidade das linhas de transmissão, tem havido grande interesse em se ampliar os conhecimentos acerca do comportamento elétrico e das interações entre o sistema de potência e os sistemas mecânicos de turbo-geradores [2, 3].

Em 1973, foi publicado um trabalho sobre o surgimento de vibrações mecânicas provocadas pelo controle de excitação em um eixo de um gerador da Usina de Lambton [48]. O fato foi atribuído ao estabilizador PSS (*Power System Stabilizer*), que causava uma ressonância em 16 Hz. A solução encontrada para o problema foi a colocação do transdutor de velocidade do PSS em um ponto próximo ao modo torsional [48].

Em 1980, foi relatado o ocorrido durante os testes realizados no sistema de transmissão em corrente contínua (HVDC – *High Voltage Direct Current*) de Square Butte [49]. Na ocasião, foi constatado que o sistema de amortecimento da estação retificadora do HVDC estava interagindo com o eixo de um gerador da Usina de Milton Young [2, 3].

Os episódios, relatados nos parágrafos anteriores, possibilitaram o entendimento sobre os problemas de instabilidade decorrentes de interações adversas entre os modos torsionais do sistema máquina síncrona/turbina e a rede elétrica compensada [2, 3]. Não somente sistemas compensados estão sujeitos a esses problemas, mas qualquer equipamento que esteja nas proximidades de um turbo-gerador e que responda às variações de potência, frequência e velocidade, pode interagir com os sistemas elétricos e mecânicos da máquina síncrona/turbina [2, 3].

Com a evolução dos dispositivos semicondutores de potência, vários equipamentos FACTS foram desenvolvidos e vêm sendo utilizados no intuito de minimizar os efeitos causados pela ressonância subsíncrona.

Em 1980, na usina de San Juan - Novo México, foi instalado um equipamento denominado *Dynamic Stabilizer*, que consiste em um reator controlado a tiristores, conectado próximo aos terminais do gerador a ser protegido [50]. O controle da ressonância é obtido por meio da modulação do ângulo de disparo dos tiristores.

Em 1981, foram publicados alguns trabalhos sobre um outro equipamento para mitigar a ressonância subsíncrona, conhecido como NGH [51, 52]. Este equipamento

consiste em um conjunto, formado por um resistor conectado em série com dois tiristores em anti-paralelo, em paralelo com um capacitor.

Em 1994, foi proposta a utilização de reatâncias controláveis (VAPAR) para a compensação série de linhas de transmissão, um dos motivos era que estas impedem a ocorrência de ressonâncias elétricas [12]. Mais recentemente, foi realizado um estudo sobre o uso do controlador BVI para eliminar oscilações subsíncronas [23].

Em 1995, foi mostrado que o TCSC é capaz de minimizar os efeitos da ressonância subsíncrona e de amortecer oscilações de potência de baixa frequência [53]. Em 2003, foram desenvolvidos alguns trabalhos onde o controle de disparo das chaves do TCSC para mitigar a RSS é obtido por meio de informações de potência, corrente e velocidade do rotor da máquina [54, 55]. A primeira aplicação prática do TCSC para esta finalidade foi instalada em Stöde - Suécia, em 1998 [56].

Em 2002, foi proposta a utilização de um UPFC (*Unified Power Flow Controller*) para o amortecimento da ressonância subsíncrona [57]. Em 2005, foi mostrado que o SSSC é capaz de amortecer essas oscilações tendo a velocidade do rotor e a potência do sistema como referências para o controle [58].

Em 2007, foi proposta a utilização do GCSC para o amortecimento de oscilações eletromecânicas e ressonância subsíncrona em duas situações distintas: operando com modulação natural do ângulo de corte ou com a introdução de uma malha de controle adicional composta por um filtro e um ganho [9].

### 3.3 Modelos Computacionais para o Estudo da Ressonância Subsíncrona

Com o objetivo de analisar os efeitos da ressonância subsíncrona e investigar medidas corretivas para o seu amortecimento, o *IEEE Working Group on Subsynchronous Resonance* propôs alguns modelos, de modo a avaliar a influência da compensação capacitiva em sistemas de transmissão [2]. Esses modelos ficaram conhecidos na literatura como *IEEE First Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance* [59] e *IEEE Second Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance* [60]. A seguir, serão apresentadas as principais características de cada um desses sistemas.

#### 3.3.1 IEEE First Benchmark Model para estudos de RSS

Em 1977, o *IEEE Working Group on Subsynchronous Resonance* propôs o primeiro sistema teste para estudos de ressonância subsíncrona, conhecido como “*First Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance*” [59]. O diagrama unifilar deste sistema é apresentado na Figura 3.1, onde os índices HP,



IP, LPA, LPB, GEN, EXC referem-se às unidades de alta pressão, pressão intermediária, baixa pressão A, baixa pressão B, gerador e excitatriz, respectivamente.

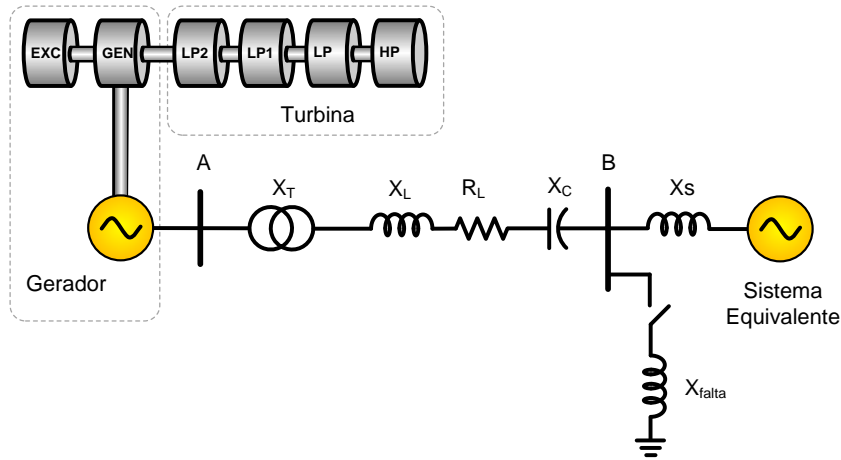


Figura 3.1: Sistema de potência “*IEEE First Benchmark Model*” para estudos de ressonância subsíncrona.

Este sistema foi baseado no sistema de transmissão de *Navajo* e consiste em um gerador síncrono de 892,4 MVA conectado a uma barra infinita através de um circuito RLC série. O eixo turbina-gerador é representado por uma turbina com quatro estágios de pressão (HP, IP, LPA e LPB), o gerador (GEN) e a excitatriz (EXC) [2, 9, 59]. Os dados desse circuito correspondem aos parâmetros da linha *Navajo-McCullough* e são apresentados na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros da rede elétrica.

Parâmetros	Valores	Unidade
Resistência da linha ( $R_L$ )	0,019	[p.u.]
Reatância indutiva ( $X_L$ )	0,500	[p.u.]
Reatância do sistema ( $X_S$ )	0,060	[p.u.]
Reatância do transformador ( $X_T$ )	0,140	[p.u.]
Reatância de curto-circuito ( $X_{falta}$ )	0,040	[p.u.]

Este sistema apresenta quatro modos torsionais, vide Tabela 3.2, capazes de interagir com seus modos complementares. Nesta tabela são mostrados os modos torsionais, a frequência natural de oscilação e reatância capacitiva para os respectivos modos de interações torsionais.

Os parâmetros do gerador síncrono estão dispostos na Tabela 3.3, enquanto que as constantes de inércia e elasticidade do eixo turbina-gerador são listadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.2: Modos torsionais, frequência natural de oscilação e reatância capacitiva para os respectivos modos de interações torsionais.

Modos Torsionais	Frequência (Hz)	$X_C$ (p.u.)
4	32,285	0,184
3	25,545	0,285
2	20,214	0,371
1	15,746	0,472
Auto-excitação	9,733	0,609

Tabela 3.3: Parâmetros do gerador síncrono do IEEE First Benchmark Model.

Parâmetros	Valores	Unidade
Resistência de armadura ( $R_a$ )	0,00	[p.u.]
Reatância de dispersão ( $X_P$ )	0,13	[p.u.]
Reatância síncrona de eixo direto ( $X_d$ )	1,79	[p.u.]
Reatância síncrona de eixo em quadratura ( $X_q$ )	1,71	[p.u.]
Reatância transitória de eixo direto ( $X'_d$ )	0,169	[p.u.]
Reatância transitória de eixo em quadratura ( $X'_q$ )	0,228	[p.u.]
Reatância subtransitória de eixo direto ( $X''_d$ )	0,135	[p.u.]
Reatância subtransitória de eixo em quadratura ( $X''_q$ )	0,200	[p.u.]
Constante de tempo transitória - eixo d ( $T'_{d0}$ )	4,3	[s]
Constante de tempo transitória - eixo q ( $T'_{q0}$ )	0,85	[s]
Constante de tempo subtransitória - eixo d ( $T''_{d0}$ )	0,032	[s]
Constante de tempo subtransitória - eixo q ( $T''_{q0}$ )	0,05	[s]

Tabela 3.4: Parâmetros do eixo turbina-gerador.

Seção	Inércia H [s]	Eixo	Elasticidade K [pu Torque/rad]
1   HP	0,092897	HP-IP	19,303
2   IP	0,155589	IP-LPA	34,929
3   LPA	0,858670	LPA-LPB	52,038
4   LPB	0,884215	LPB-GEN	70,858
5   GEN	0,868495	GEN-EXC	2,822
6   EXC	0,0342165		

### 3.3.2 IEEE Second Benchmark Model para estudos de RSS

Em 1985, o comitê do IEEE para estudos de ressonância subsíncrona propôs o segundo sistema teste conhecido como “*Second Benchmark Model for Computer Simulation of Subsynchronous Resonance*” [60]. Esse sistema apresenta duas configurações distintas para a rede elétrica, sendo que neste trabalho optou-se por uti-

lizar apenas a mostrada na Figura 3.2. Os índices HP, LP, GEN, EXC referem-se às unidades de alta pressão, baixa pressão, gerador e excitatriz, respectivamente. Diferentemente do modelo utilizado no primeiro *benchmark*, esta configuração representa uma rede elétrica mais condizente com às encontradas na prática [2].

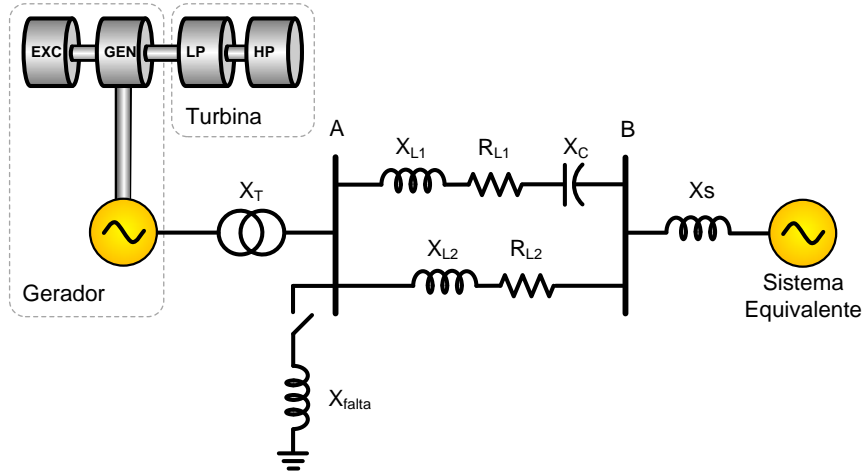


Figura 3.2: Sistema de potência “*IEEE Second Benchmark Model*” para estudos de ressonância subsíncrona.

Esta configuração consiste em um gerador síncrono de 600 MVA conectado a uma barra infinita através de duas linhas de transmissão em paralelo. O eixo turbina-gerador é representado por uma turbina com dois estágios de pressão (HP, LP), o gerador (GEN) e a excitatriz (EXC) [60].

Os parâmetros referentes à rede elétrica são apresentados na Tabela 3.5, enquanto que os dados da máquina síncrona são listados na Tabela 3.6.

Tabela 3.5: Parâmetros da rede elétrica.

Parâmetros	Valores	Unidade
Resistência da linha 1 ( $R_{L1}$ )	0,0074	[p.u.]
Resistência da linha 2 ( $R_{L2}$ )	0,0067	[p.u.]
Reatância indutiva da linha 1 ( $X_{L1}$ )	0,0800	[p.u.]
Reatância indutiva da linha 2 ( $X_{L2}$ )	0,0739	[p.u.]
Reatância capacitiva ( $X_C$ )	0,0440	[p.u.]
Resistência do sistema ( $R_S$ )	0,0014	[p.u.]
Reatância do sistema ( $X_S$ )	0,0030	[p.u.]
Reatância do transformador ( $X_T$ )	0,020	[p.u.]

Tabela 3.6: Parâmetros do gerador síncrono de 600 MVA.

Parâmetros	Valores	Unidade
Resistência de armadura ( $R_a$ )	0,0045	[p.u.]
Reatância de dispersão ( $X_P$ )	0,14	[p.u.]
Reatância síncrona de eixo direto ( $X_d$ )	1,65	[p.u.]
Reatância síncrona de eixo em quadratura ( $X_q$ )	1,59	[p.u.]
Reatância transitória de eixo direto ( $X'_d$ )	0,250	[p.u.]
Reatância transitória de eixo em quadratura ( $X'_q$ )	0,460	[p.u.]
Reatância subtransitória de eixo direto ( $X''_d$ )	0,200	[p.u.]
Reatância subtransitória de eixo em quadratura ( $X''_q$ )	0,200	[p.u.]
Constante de tempo transitória - eixo d ( $T'_{d0}$ )	4,50	[s]
Constante de tempo transitória - eixo q ( $T'_{q0}$ )	0,55	[s]
Constante de tempo subtransitória - eixo d ( $T''_{d0}$ )	0,04	[s]
Constante de tempo subtransitória - eixo q ( $T''_{q0}$ )	0,09	[s]

As constantes de inércia e elasticidade do eixo turbina-gerador são mostradas na Tabela 3.7, enquanto que as frequências de oscilação referentes aos modos torsionais são apresentadas na Tabela 3.8, respectivamente.

Tabela 3.7: Parâmetros do eixo turbina-gerador.

Seção	Inércia [ $lb \cdot ft^2$ ]	Eixo	Elasticidade K [ $(lb \cdot ft)/rad$ ]
1   HP	49912	HP-LP	$50,12 \cdot 10^6$
2   LP	310729	LP-GEN	$97,97 \cdot 10^6$
5   GEN	176204	GEN-EXC	$4,39 \cdot 10^6$
6   EXC	1383		

Tabela 3.8: Frequência natural de oscilação.

Modos Torsionais	Frequência (Hz)
3	51,10
2	32,39
1	24,65

### 3.4 Resultados de Simulação Utilizando Compensação Capacitiva

A fim de se estudar o fenômeno da ressonância subsíncrona e avaliar os impactos desta na rede elétrica serão apresentados resultados de simulação utilizando os modelos propostos pelo IEEE para estudos de ressonância subsíncrona. Para tal,

foram desenvolvidos arquivos computacionais no software de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTC. Os arquivos desenvolvidos referem-se ao primeiro e ao segundo *benchmarks* do IEEE.

### 3.4.1 Resultados Utilizando o IEEE First Benchmark Model

Neste estudo, considera-se inicialmente que a máquina síncrona seja representada por uma fonte de tensão ideal e após 1,4 s sejam incluídos o modelo da máquina e o respectivo sistema mecânico. O valor do capacitor foi escolhido de forma a excitar o modo torsional 2, fornecendo uma compensação capacitiva da ordem de 75% da reatância total da linha. Em  $t = 2,5$  s é aplicado um curto-circuito trifásico aterrado na barra B com uma duração de 75 ms. Esse curto-circuito é simulado através de uma reatância de 0,04 *p.u.* e ocorre no instante em que a tensão na fase *a* é nula [59].

A Figura 3.3 e a Figura 3.4 mostram as tensões nos barramentos A e B no momento do curto-circuito. Pode-se perceber que devido à falta, ocorre um afundamento nas tensões desses barramentos e mesmo depois da extinção do curto-circuito, não há o pronto restabelecimento destas à condição inicial (regime permanente).

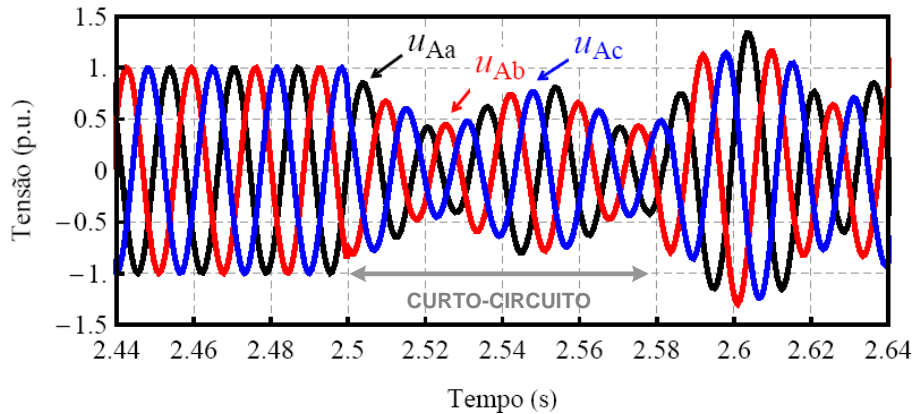


Figura 3.3: Tensões no barramento da máquina síncrona durante o curto-circuito utilizando capacitores fixos.

Na Figura 3.5 é apresentada a forma de onda para o torque eletromagnético da máquina síncrona. A partir do instante de curto-circuito, pode-se verificar que ocorre uma variação do torque no eixo da máquina, provocando a excitação do modo torsional 2, cujas oscilações giram em torno de 20 Hz. A Figura 3.6 mostra, em maiores detalhes, o torque elétrico no momento do curto-circuito.

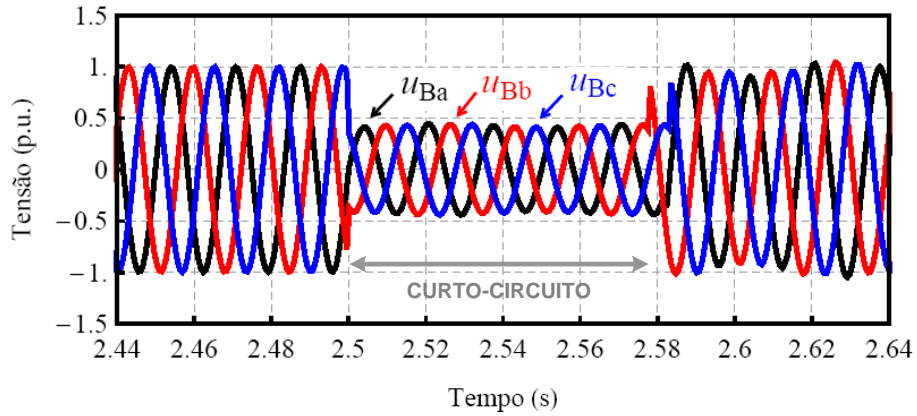


Figura 3.4: Tensões no barramento B durante o curto-circuito utilizando capacitores fixos.

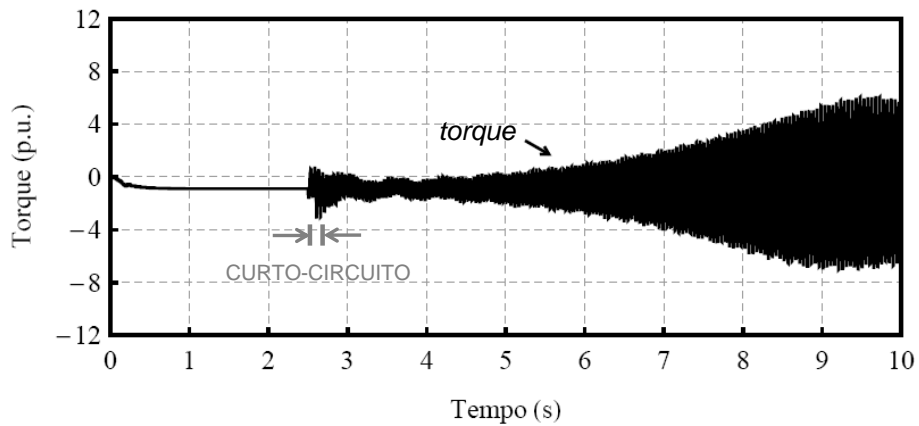


Figura 3.5: Torque eletromagnético utilizando capacitores fixos.

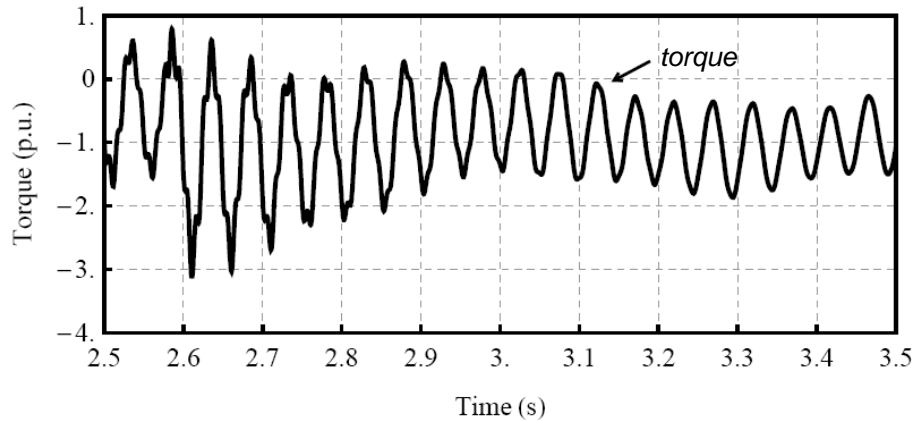


Figura 3.6: Detalhe do torque durante o curto-circuito.

A forma de onda da corrente é mostrada na Figura 3.9. Assim como no resultado anterior, podem ser observadas oscilações crescentes no perfil da corrente, decorrentes da interação adversa entre a rede elétrica e o conjunto turbina-gerador. As tensões e correntes sobre os capacitores no momento do curto-circuito são mostradas na Figura 3.8 e na Figura 3.9, respectivamente.

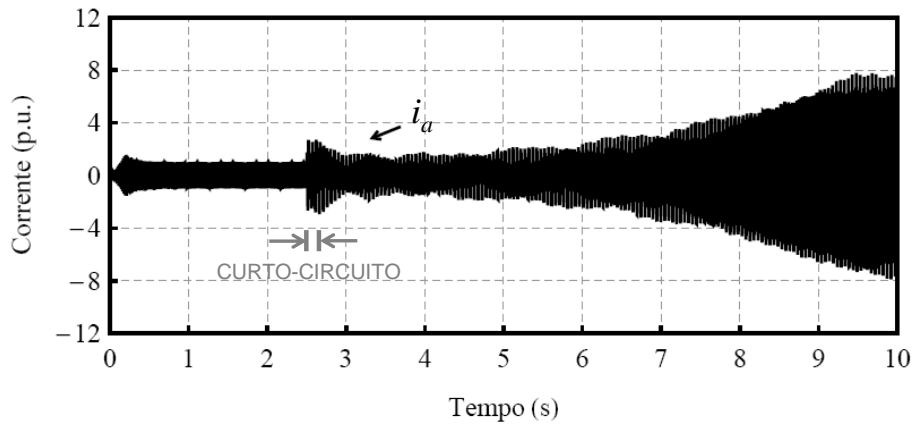


Figura 3.7: Evolução da corrente de linha utilizando compensação capacitiva após o curto-circuito.

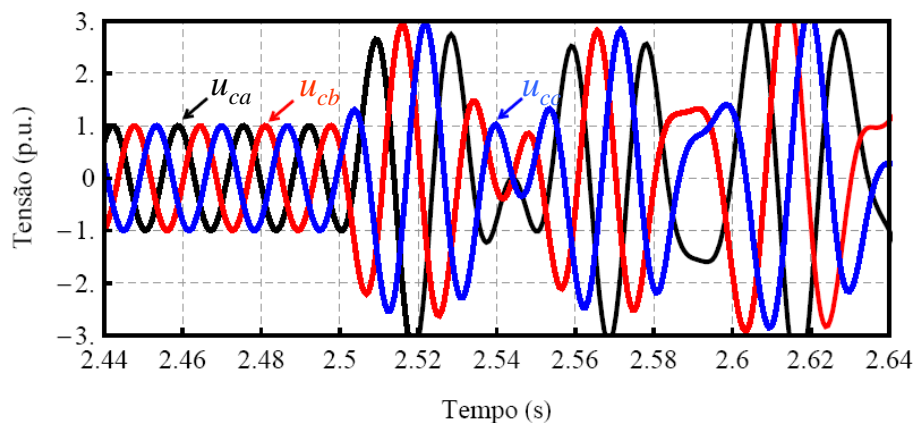


Figura 3.8: Tensões sobre os capacitores de compensação.

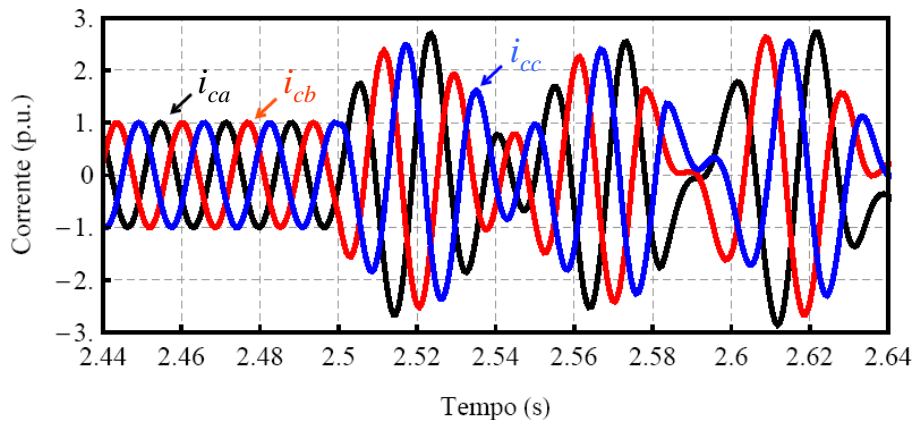


Figura 3.9: Correntes sobre os capacitores de compensação.

### 3.4.2 Resultados Utilizando o IEEE Second Benchmark Model

Assim como no caso anterior, considera-se que a máquina síncrona é representada por uma fonte de tensão ideal e após 1,4 s sejam incluídos o sistema mecânico e o modelo da máquina. O valor da reatância capacitiva foi escolhida de forma a excitar

o modo torsional 1, fornecendo uma compensação capacitiva da ordem de 55% da reatância  $X_{L1}$ . Em  $t = 2,5 \text{ s}$  é aplicado um curto-circuito trifásico franco na barra A com uma duração de 17 ms. Esse curto-circuito é simulado através de um reator de 0,1 mH conectado entre as três fases do barramento [60].

A Figura 3.10 mostra as tensões no barramento A no momento do curto-circuito. Apesar do intervalo de aplicação da falta ser reduzido, o grau de severidade da mesma é mais intenso do que a aplicada no caso anterior. As tensões no barramento sofrem um afundamento de praticamente 100%, e mesmo após o término da falta, essas não retornam à condição de regime permanente.

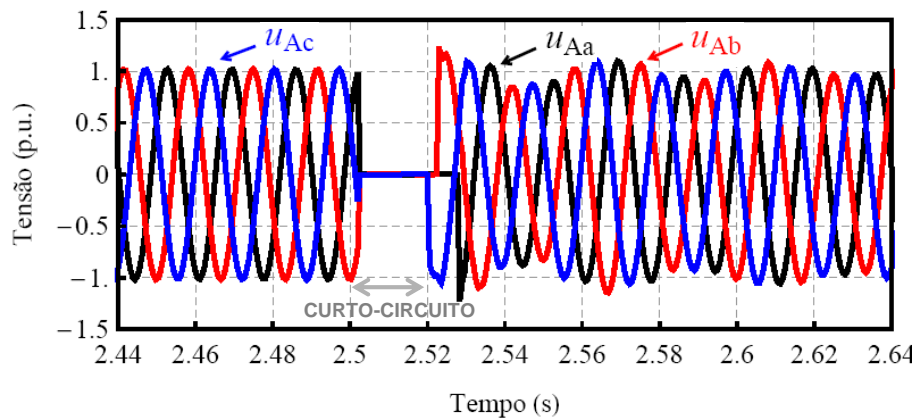


Figura 3.10: Tensões no barramento da máquina síncrona durante o curto-circuito utilizando capacitores fixos.

Na Figura 3.11 é mostrado o perfil do torque eletromagnético da máquina síncrona. A partir do instante de curto-circuito, verifica-se uma variação do torque no eixo da máquina provocando a excitação do modo torsional 1, cujas oscilações giram em torno de 24 Hz. A Figura 3.12 mostra o torque eletromagnético no momento do curto-circuito.

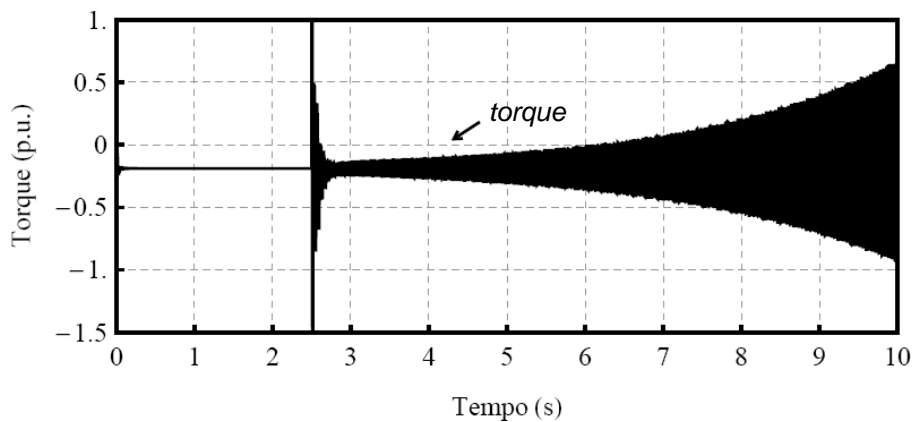


Figura 3.11: Torque eletromagnético utilizando capacitores fixos.



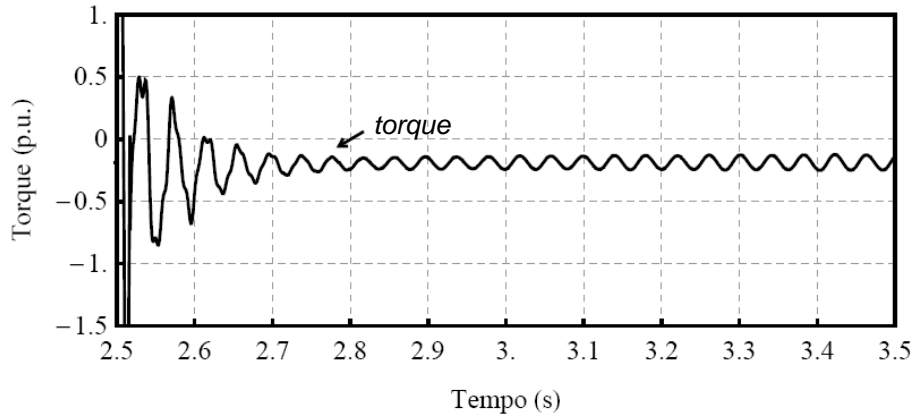


Figura 3.12: Detalhe do torque durante o curto-circuito.

A forma de onda da corrente pode ser vista na Figura 3.13. As oscilações observadas no perfil da corrente decorrem da interação entre a rede elétrica e o conjunto turbina-gerador. As tensões e correntes sobre os capacitores durante o curto-circuito são mostradas na Figura 3.14 e na Figura 3.15, respectivamente.

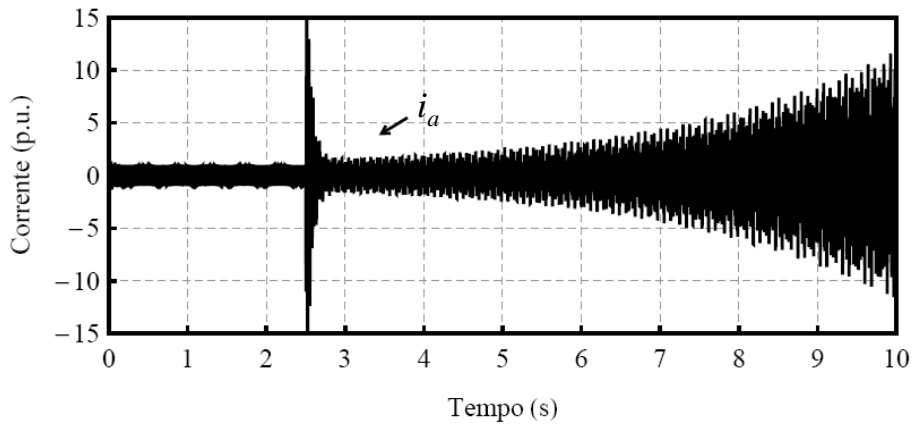


Figura 3.13: Evolução da corrente de linha utilizando compensação capacitiva.

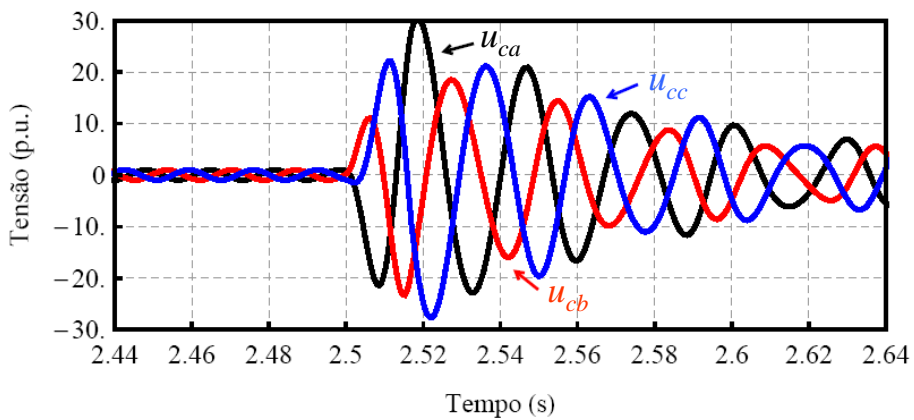


Figura 3.14: Tensões sobre os capacitores de compensação.

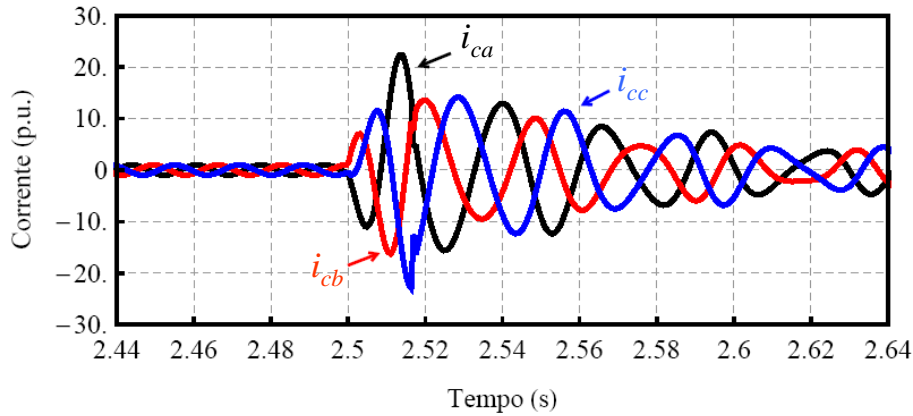


Figura 3.15: Correntes sobre os capacitores de compensação.

### 3.5 Resultados de Simulação Utilizando Compensação Controlável com CBCR

Nas seções anteriores foi mostrado que dependendo das características da rede elétrica e do nível de compensação utilizado podem ocorrer problemas nos sistemas de potência, dentre os quais, o surgimento de oscilações subsíncronas. O uso de reatâncias controláveis, além de não provocar ressonância com os demais elementos da linha, pode impedir o surgimento da ressonância subsíncrona. As seções seguintes apresentam resultados de simulação onde os capacitores fixos foram substituídos pelo CBCR visando o amortecimento da RSS.

#### 3.5.1 Resultados Utilizando o IEEE First Benchmark Model

Conforme salientado no parágrafo anterior, o banco de capacitores fixos foi substituído pelo CBCR, sendo o mesmo constituído por três conversores monofásicos. A lógica de controle dos mesmos baseia-se em informações obtidas a partir de circuitos EPLL. O nível de compensação é o mesmo da seção 3.4.1, ou seja, os conversores deverão sintetizar uma reatância equivalente a  $0,37 p.u.$  por fase. Em  $t = 2,5 s$  é aplicado um curto-circuito trifásico na barra B com uma duração de 75 ms. A Figura 3.16 mostra o diagrama do sistema onde a compensação da linha é feita utilizando o CBCR.

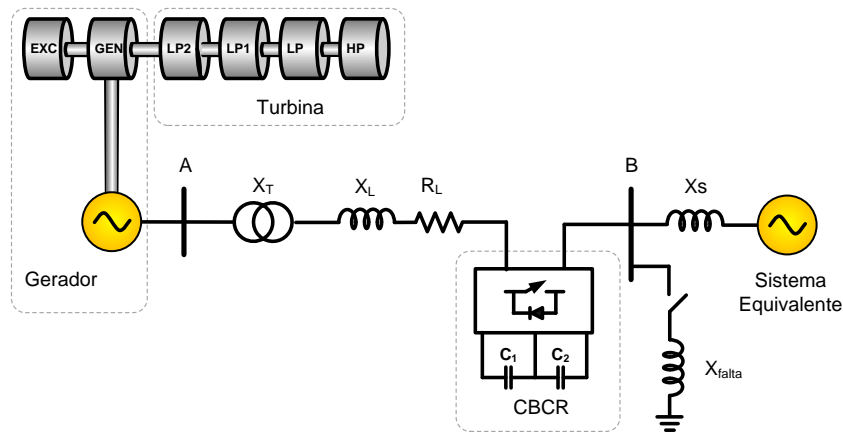


Figura 3.16: Sistema de potência “*IEEE First Benchmark Model*” utilizando compensação controlável (CBCR).

A Figura 3.17 e a Figura 3.18 mostram as tensões nos barramentos A e B no momento do curto-circuito. Diferentemente do ocorrido quando utilizada a compensação fixa, as tensões nos barramentos da máquina síncrona e de curto-circuito são prontamente restabelecidas ao valor de regime (1,0 p.u.).

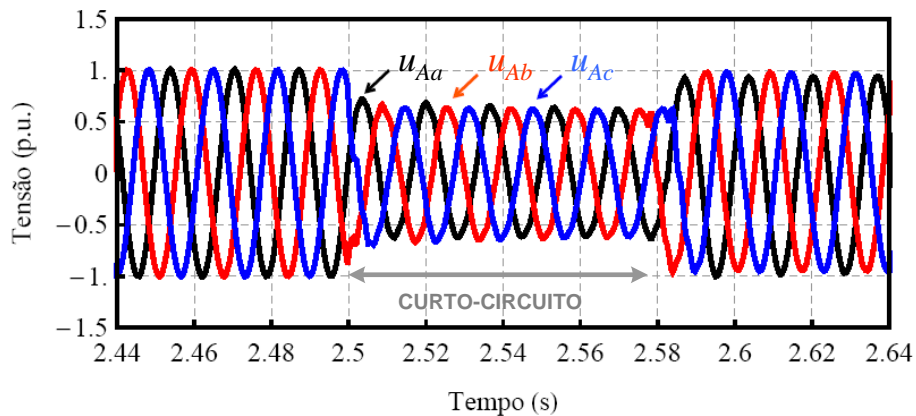


Figura 3.17: Tensões no barramento da máquina síncrona durante o curto-circuito utilizando o CBCR.

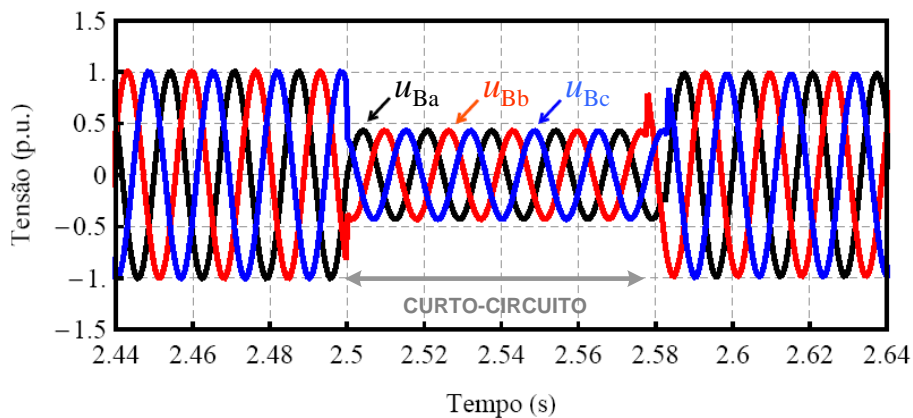


Figura 3.18: Tensões no barramento B durante o curto-circuito utilizando o CBCR.

A Figura 3.19 e a Figura 3.20 mostram a tensão na saída do conversor *versus* a corrente de linha e o torque eletromagnético, respectivamente. Comparando-se os resultados com o CBCR com os obtidos com compensação fixa, pode-se observar que as oscilações presentes na corrente e na tensão foram eliminadas. As oscilações na Figura 3.5 foram amortecidas, tornando o sistema estável (vide Figura 3.20).

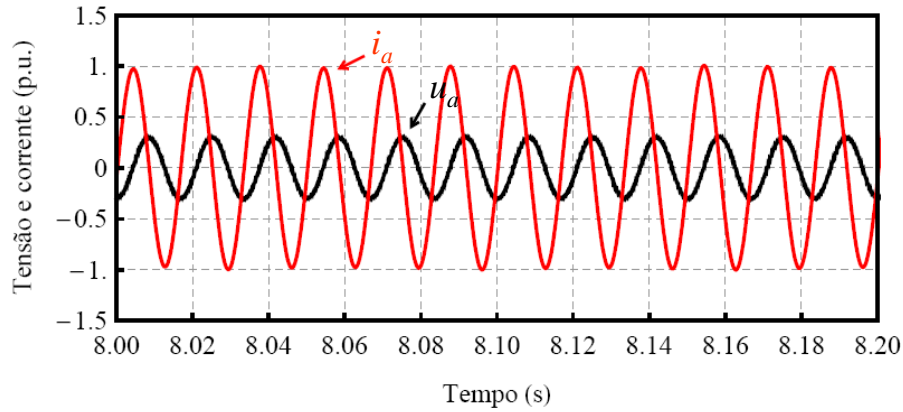


Figura 3.19: Tensão e corrente utilizando o CBCR.

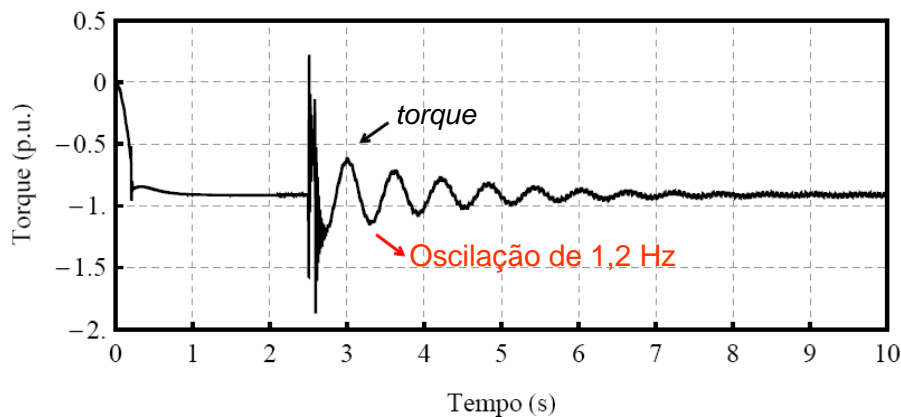


Figura 3.20: Torque eletromagnético utilizando o CBCR.

A Figura 3.21 mostra a corrente na linha quando utilizado o CBCR. Durante o transitório, a corrente nos terminais do conversor é da ordem de  $1,8 \text{ p.u.}$ , sendo necessário o sobredimensionamento do VSC ou a utilização de mecanismos que garantam a proteção de suas chaves semicondutoras. Apesar do amortecimento da RSS, é possível observar a presença de oscilações de potência, cujas frequências de oscilação giram em torno de  $1,2 \text{ Hz}$ . A presença dessas oscilações deve-se à inexistência de dispositivos auxiliares, como por exemplo um PSS ou de uma malha adicional de modo a eliminá-la. Ainda neste capítulo, será proposto um controle para o CBCR visando o amortecimento dessas oscilações.

Para verificar a eficácia do CBCR no amortecimento da RSS foram simulados três casos, onde a compensação série capacitiva é feita parcialmente pelo CBCR e por capacitores fixos. Conforme pode ser visto na Figura 3.22, mesmo quando a reatância sintetizada pelo controlador é equivalente a uma fração da reatância do

banco de capacitores, é possível obter o amortecimento das oscilações subsíncronas. Essa característica representa uma redução no tamanho do VSC e de certa maneira, em uma diminuição no seu custo final.

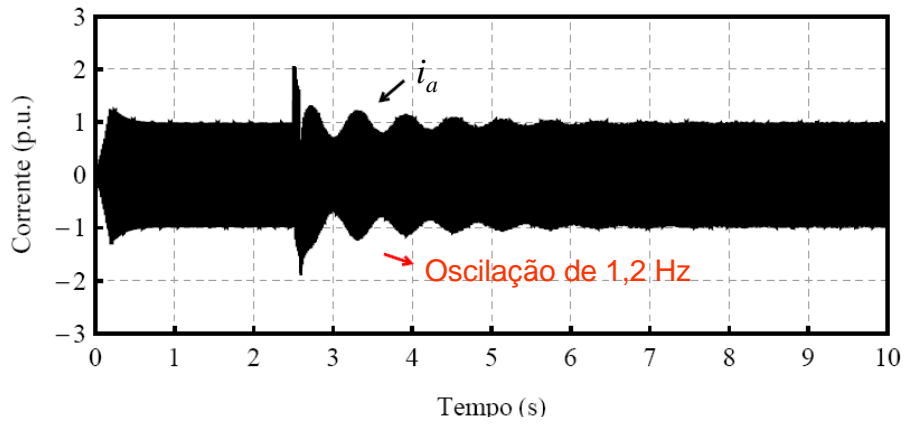


Figura 3.21: Corrente de linha utilizando o CBCR.

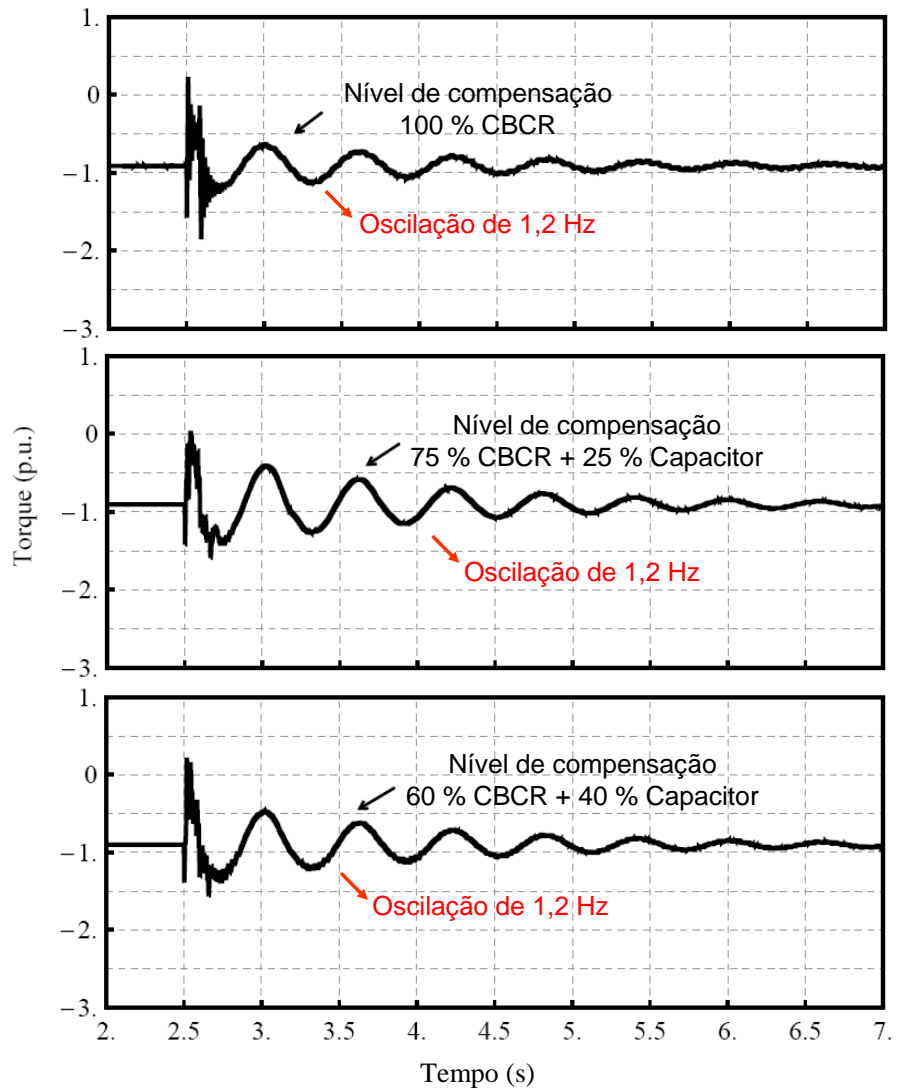


Figura 3.22: Torque eletromagnético utilizando níveis variados de compensação por CBCR e por capacitores fixos.

### 3.5.2 Resultados utilizando o IEEE Second Benchmark Model

De maneira análoga à apresentada na seção 3.5.1, foi feita uma simulação onde os capacitores fixos foram substituídos por conversores do tipo CBCR. O nível de compensação é idêntico ao propiciado pelos capacitores, ou seja, os conversores sintetizam uma reatância equivalente a 55% da reatância série  $X_{L1}$ . Em  $t = 2,5 \text{ s}$  ocorre um curto-circuito trifásico na barra A com uma duração de 17 ms. A Figura 3.23 mostra o diagrama unifilar do sistema em análise.

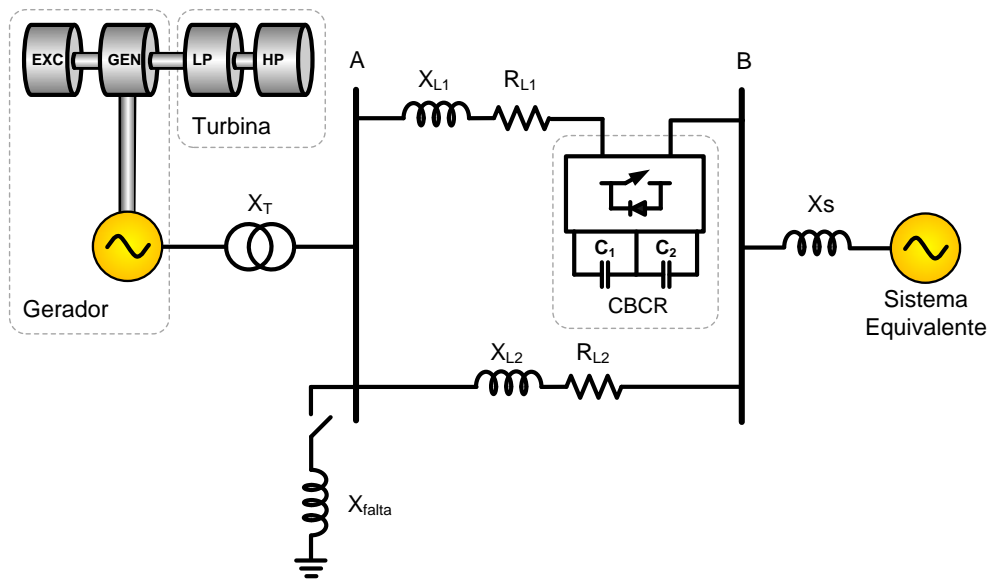


Figura 3.23: Sistema de potência “IEEE Second Benchmark Model” utilizando compensação controlável (CBCR).

A Figura 3.24 mostra as tensões no barramento A no momento do curto-circuito. Com a inserção dos conversores no sistema, observa-se que o mesmo torna-se estável, fazendo com que as tensões no barramento sejam prontamente restabelecidas ao valor de regime (1,0 p.u.).

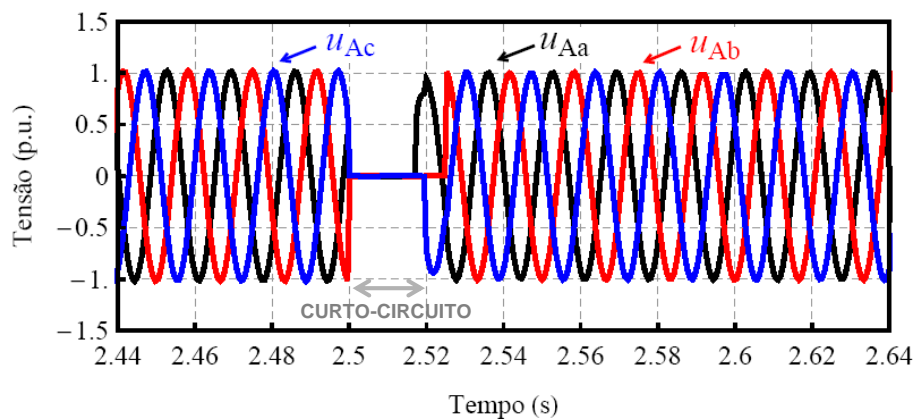


Figura 3.24: Tensões no barramento A durante o curto-circuito utilizando o CBCR.

A Figura 3.25 mostra a tensão sintetizada pelo conversor *versus* a corrente de linha na fase *a*, enquanto que a Figura 3.26 apresenta o torque eletromagnético da máquina síncrona. Assim como no caso anterior, as oscilações subsíncronas decorrentes do uso de compensação capacitiva foram amortecidas, fazendo com que o sistema retorne à condição de regime permanente. O transitório observado no torque eletromagnético, durante o intervalo de falta, deve-se ao surgimento de uma componente CC na corrente.

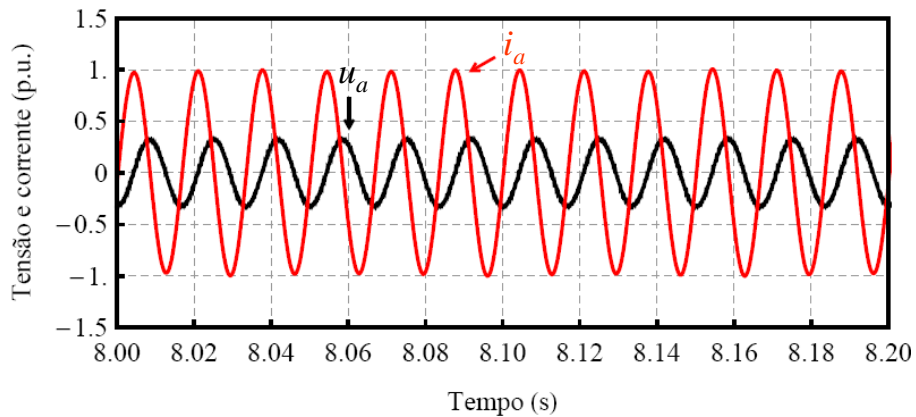


Figura 3.25: Tensão e corrente na fase *a* utilizando o CBCR.

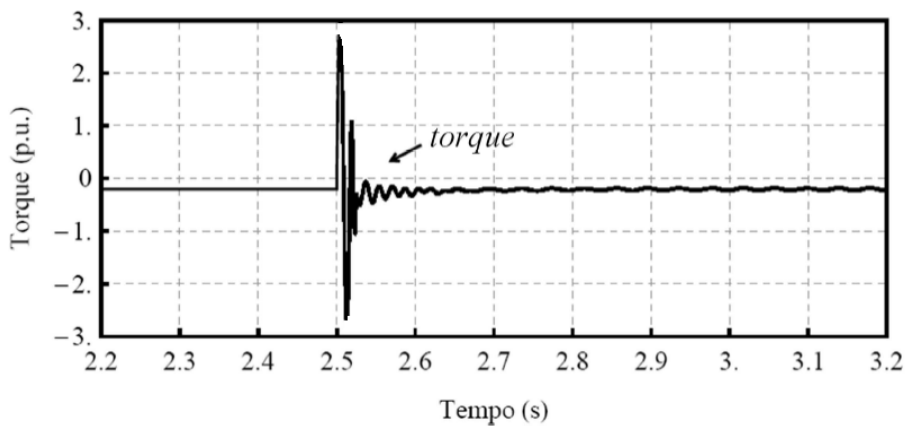


Figura 3.26: Torque eletromagnético utilizando o CBCR.

A Figura 3.27 mostra a corrente na linha compensada. Por se tratar de um curto-circuito franco, a corrente de linha durante o transitório é elevada (cerca de 2,8 *p.u.*), o que pode comprometer a vida útil do dispositivo. Neste caso, uma alternativa para contornar esse problema é sobredimensionar o conversor ou utilizar chaves eletrônicas e/ou mecânicas que permitam o seu *bypass* em casos extremos.

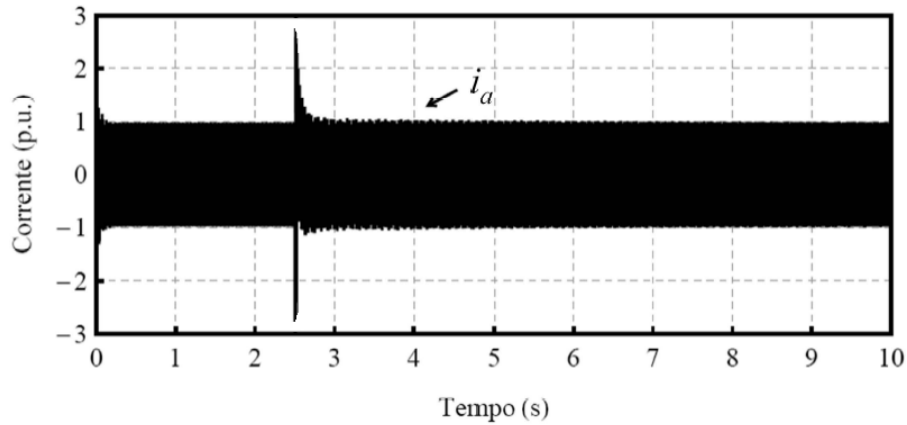


Figura 3.27: Corrente de linha utilizando o CBCR.

## 3.6 Resultados de Simulação utilizando Compensação Controlável com TCSC

Com o desenvolvimento dos FACTS, vários equipamentos vêm sendo utilizados no intuito de minimizar os problemas relacionados à compensação série capacitiva. Dentre esses dispositivos, um dos que apresentam maior simplicidade e menor custo para implementação é o TCSC. Através da variação do ângulo de disparo dos tiristores, o TCSC é capaz de propiciar uma compensação controlável, cancelando um percentual da reatância do sistema e minimizando os efeitos da ressonância subsíncrona.

Visando avaliar o desempenho do TCSC no amortecimento da RSS e posteriormente, compará-lo ao CBCR foram feitas simulações onde o banco de capacitores fixos foi substituído por um TCSC. A fim de facilitar a análise, considerou-se que o dispositivo esteja operando em malha aberta, onde o ângulo de disparo  $\alpha$  é determinado a partir de informações obtidas por meio de circuitos de sincronismo (PLL).

### 3.6.1 Resultados utilizando o IEEE First Benchmark Model

A Figura 3.28 mostra a conexão de um TCSC ao modelo proposto pelo IEEE para estudos de ressonância subsíncrona. Este deverá ser capaz de propiciar uma compensação da mesma ordem do banco de capacitores fixos, ou seja,  $0,371 p.u.$  Em  $t = 2,5 s$  é emulado um curto-circuito trifásico no barramento B através de uma reatância de  $0,04 p.u.$  conectada às três fases do sistema.



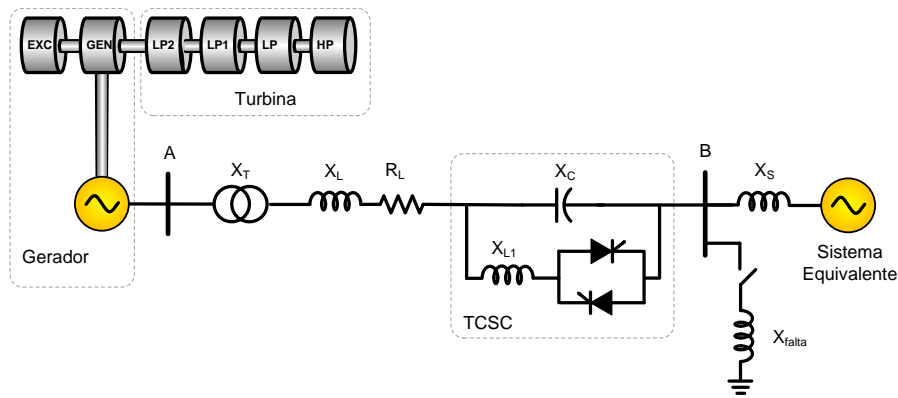


Figura 3.28: Sistema de potência “IEEE First Benchmark Model” utilizando compensação controlável (TCSC).

A Figura 3.34 e a Figura 3.30 mostram as tensões nos barramentos A e B no momento do curto-circuito, respectivamente. Embora com uma dinâmica um pouco lenta, a inserção do TCSC torna o sistema estável, fazendo com que as tensões retornem à condição inicial.

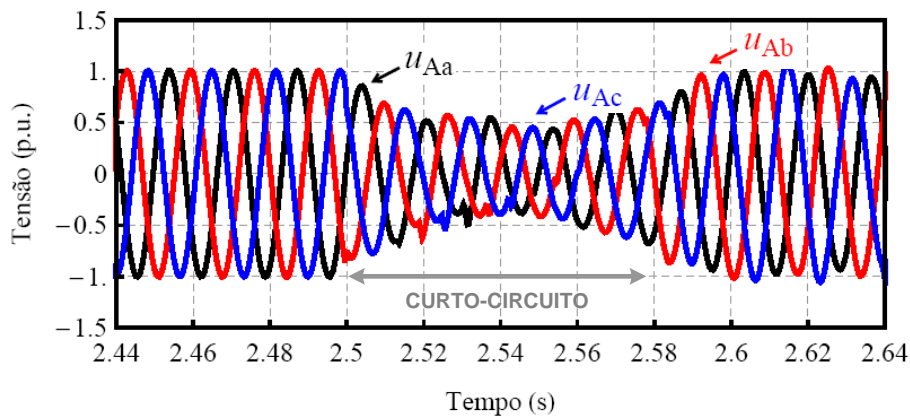


Figura 3.29: Tensões no barramento da máquina síncrona durante o curto-circuito utilizando o TCSC.

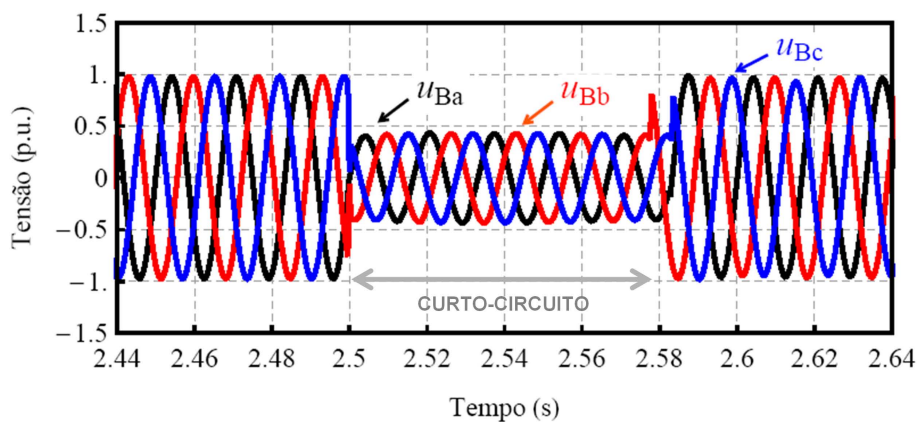


Figura 3.30: Tensões no barramento B durante o curto-circuito utilizando o TCSC.

O torque eletromagnético e a corrente nos terminais do TCSC são mostrados na Figura 3.31 e na Figura 3.32, respectivamente. Apesar das oscilações terem sido

amortecidas, o transitório no instante de aplicação da falta é bem elevado. Caso não sejam utilizados dispositivos de proteção ou controle de forma a minimizá-lo, o mesmo pode comprometer a integridade e o funcionamento do equipamento. Além disso, tanto no perfil do torque quanto no perfil da corrente sintetizada, observa-se a existência de uma oscilação de potência, cuja frequência situa-se em torno de 1,6 Hz. Ainda neste capítulo, será proposta uma malha de controle adicional para o TCSC visando o amortecimento dessas oscilações.

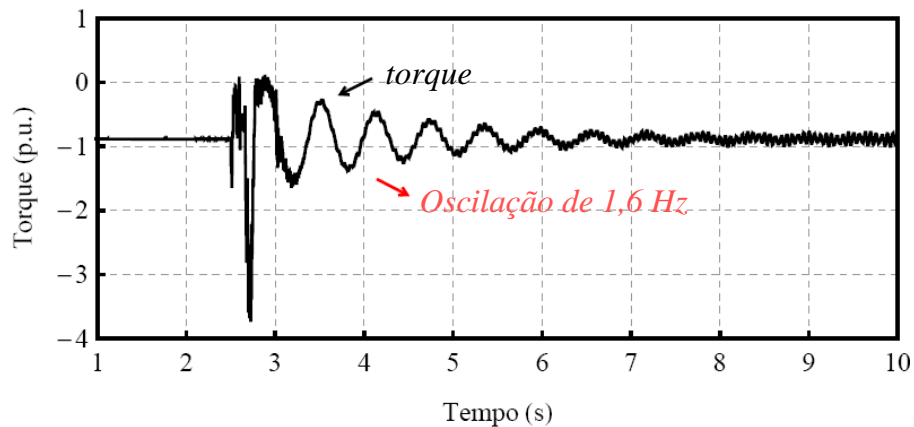


Figura 3.31: Torque eletromagnético utilizando o TCSC.

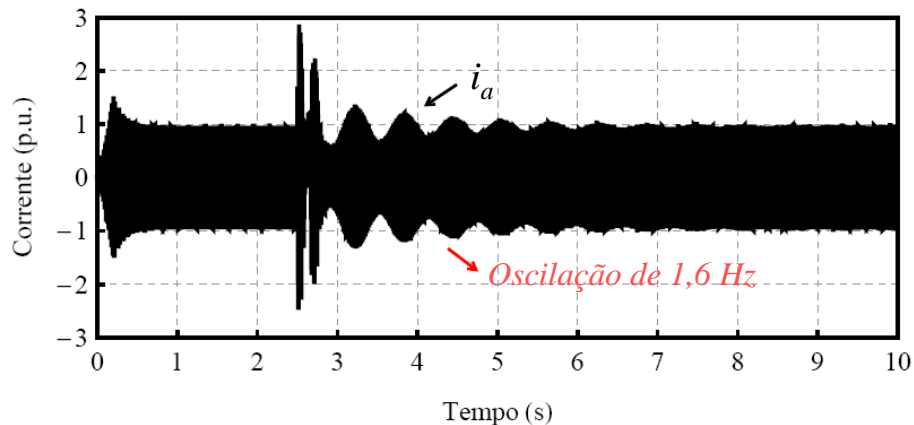


Figura 3.32: Corrente de linha utilizando o TCSC.

### 3.6.2 Resultados utilizando o IEEE Second Benchmark Model

Assim como na seção anterior, um TCSC é utilizado a fim de propiciar o mesmo nível de compensação obtido com o banco de capacitores fixos. Um curto-circuito trifásico é aplicado ao barramento A utilizando um reator de 0,1 mH. A Figura 3.33 mostra o diagrama unifilar do sistema com o TCSC.

As tensões no barramento A são mostradas na Figura 3.34. A inserção do equipamento no sistema torna-o estável, fazendo com que as tensões no barramento em análise retornem, embora com um dinâmica mais lenta, à condição inicial.

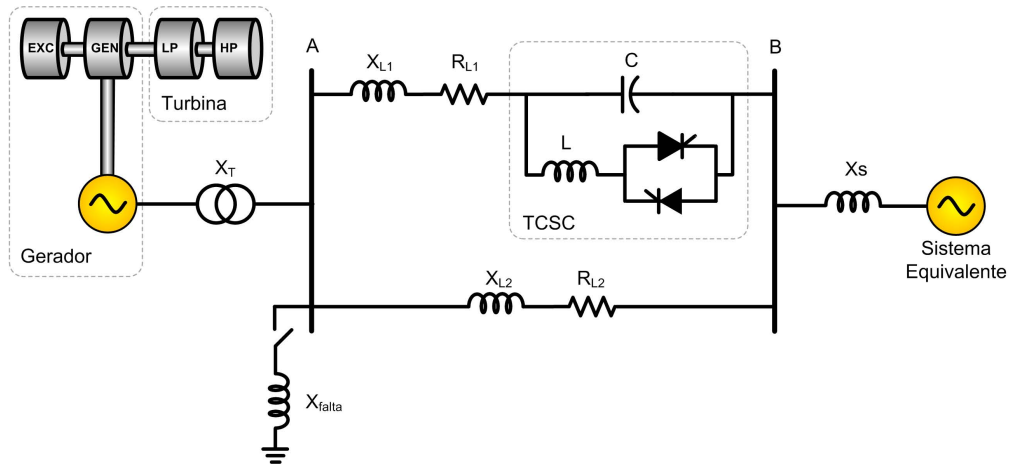


Figura 3.33: Sistema de potência “IEEE Second Benchmark Model” utilizando compensação controlável (TCSC).

O torque elétrico e a corrente na linha compensada são mostradas na Figura 3.35 e na Figura 3.36, respectivamente. Apesar das oscilações no torque elétrico e na corrente terem sido amortecidas, a severidade do distúrbio aplicado faz com que o transitório inicial assuma valores extremamente elevados (em torno de  $3,0 p.u.$ ), podendo causar sérios danos ao equipamento caso não sejam tomadas medidas preventivas.

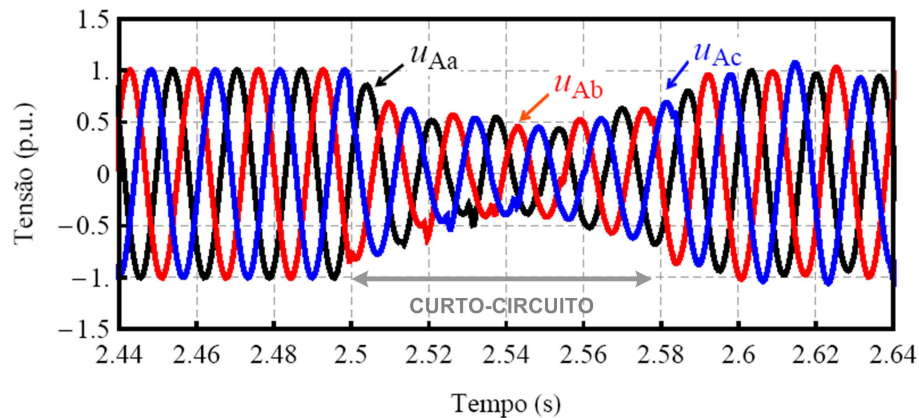


Figura 3.34: Tensões no barramento da máquina síncrona durante o curto-circuito utilizando o TCSC.

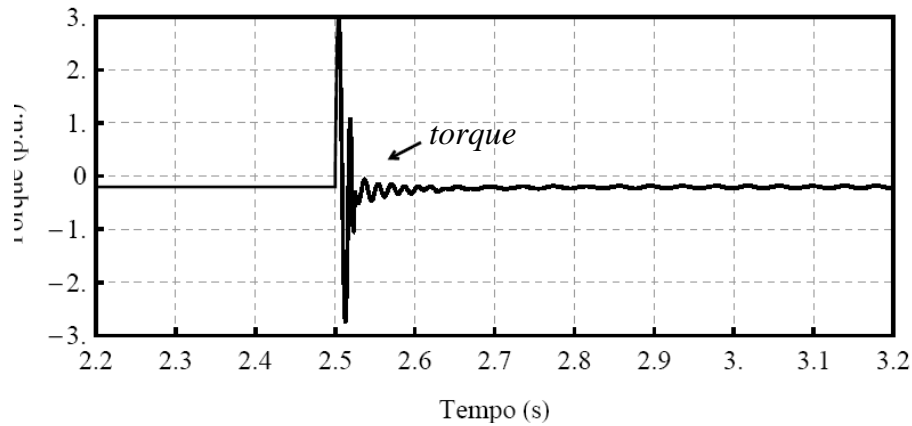


Figura 3.35: Torque eletromagnético utilizando compensação controlável (TCSC).

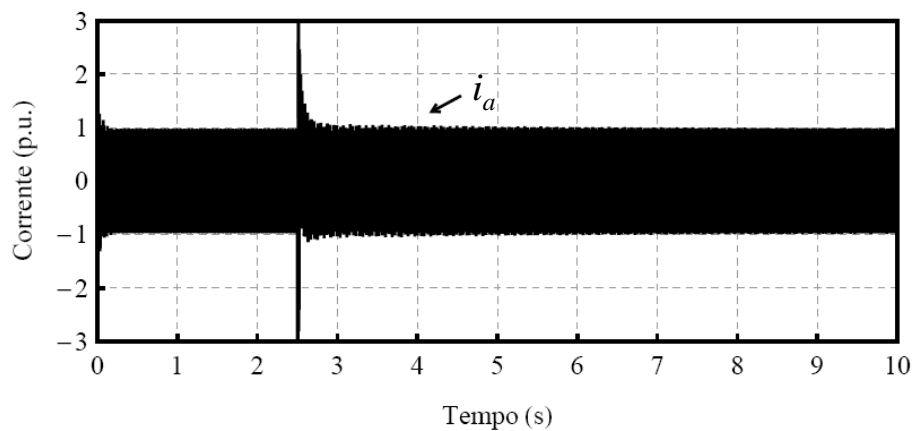


Figura 3.36: Corrente de linha utilizando compensação controlável (TCSC).

### 3.7 Melhorias no Amortecimento da RSS

Nas seções anteriores foram mostrados resultados de simulação que comprovaram a eficácia do TCSC e do CBCR no amortecimento da ressonância subsíncrona. No entanto, o tempo necessário para que os sistemas retornem à condição inicial é relativamente elevado. Além disso, tanto no torque eletromagnético quanto na corrente de linha surgem oscilações de potência. Conforme esclarecido anteriormente, essas oscilações devem-se à ausência de dispositivos ou controles adicionais capazes de amortecê-las.

A fim de solucionar este problema foi adicionada uma malha de realimentação tendo como base o princípio de modulação de potência. A idéia da mesma consiste em injetar no sistema um sinal em contra-fase ao observado na potência instantânea, de modo a amortecer as oscilações presentes no sistema.

As seções seguintes descrevem o funcionamento desta malha de controle quando aplicada ao CBCR e ao TCSC.

### 3.7.1 Malha de Modulação de Potência Aplicada ao CBCR

A Figura 3.37 mostra o diagrama de blocos da malha de modulação de potência quando aplicada ao CBCR. De acordo com a figura, deve-se medir a potência instantânea transmitida pela linha e extrair o seu valor médio ( $\bar{p}$ ) através de um filtro passa-baixa (FPB1). Esses dois sinais são comparados e o sinal resultante corresponde a um desvio de potência. Esse sinal é filtrado (FPB2) e amplificado através de um ganho  $k$ . A saída do controlador  $k$  equivale a um incremento de “indutância” ( $\Delta L_{CBCR}$ ) que, adicionado ao parâmetro  $L_{CBCR}$ , é enviado ao controle do CBCR.

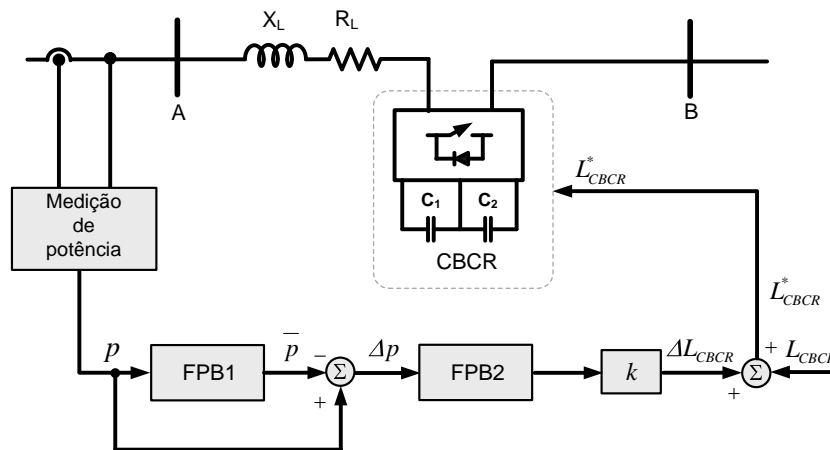


Figura 3.37: Estratégia de controle baseada em modulação de potência aplicada ao CBCR.

A influência da variação do ganho  $k$  no controle de amortecimento da ressonância subsíncrona e das oscilações de baixa frequência pode ser verificada nos resultados apresentados a seguir. Quando o ganho  $k$  é igual a 0, o controle de amortecimento não opera. À medida que o ganho  $k$  é incrementado, Figuras 3.38 e 3.39, o tempo necessário para o amortecimento das oscilações é menor, apesar do transitório inicial manter-se praticamente inalterado (vide Figura 3.40). Por se tratar de um circuito indutivo, pode ser observada ainda uma oscilação em torno de 60 Hz, devido principalmente à presença de uma componente CC na corrente. Essa componente irá sempre aparecer quando houver um distúrbio no sistema, por exemplo um curto-circuito, e independe do tipo de falha. É importante ressaltar que os resultados obtidos com o CBCR quando comparados aos apresentados na literatura ([61–63]), apresentam uma dinâmica mais rápida e menos oscilatória.

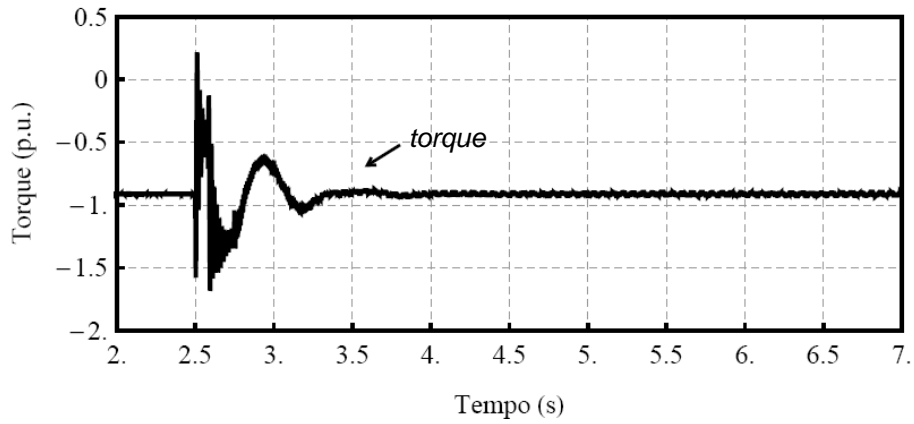


Figura 3.38: Torque eletromagnético para um ganho  $k = 0,0002$  H/MW.

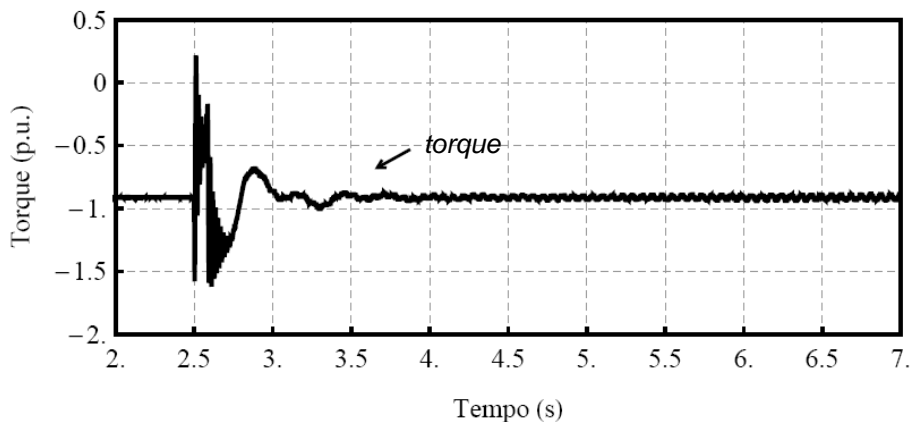


Figura 3.39: Torque eletromagnético para um ganho  $k = 0,000285$  H/MW.

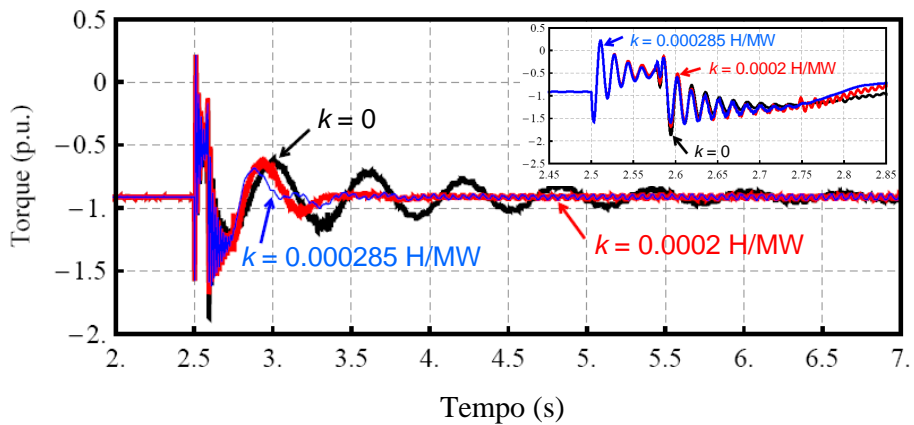


Figura 3.40: Comparação do torque eletromagnético para três valores do ganho  $k$ .

### 3.7.2 Malha de Modulação de Potência Aplicada ao TCSC

A Figura 3.41 mostra o diagrama em blocos da malha de modulação de potência quando aplicada ao TCSC. Assim como no CBCR, mede-se a potência instantânea do sistema e através de um filtro passa-baixa (FPB1), obtém-se o valor médio

da potência transmitida,  $\bar{p}$ . Esse último, quando comparado com a potência instantânea, resulta em um desvio de potência. Esse desvio é aplicado a outro filtro passa-baixa (FPB2) e amplificado através de um ganho  $k$ . A saída corresponde a uma correção no ângulo de disparo  $\alpha$  do TCSC.

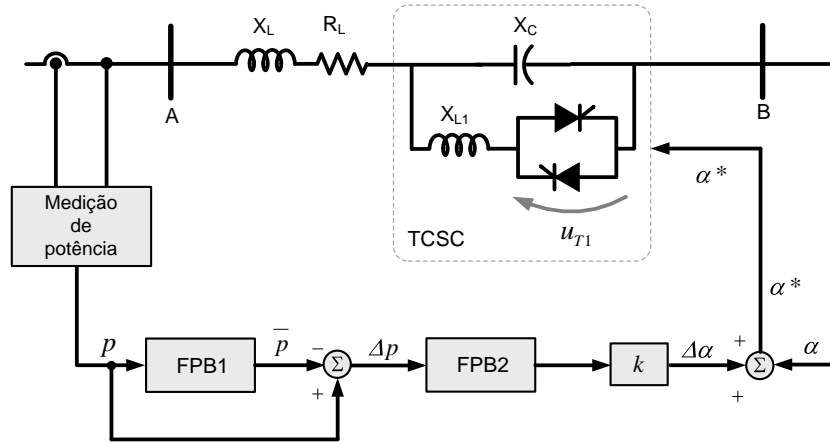


Figura 3.41: Estratégia de controle baseada em modulação de potência aplicada ao TCSC.

A influência da variação do ganho  $k$  na dinâmica do TCSC para minimizar o efeito da ressonância subsíncrona e das oscilações de baixa frequência pode ser verificada nos resultados apresentados a seguir. Quando o ganho  $k$  é igual a 0, o TCSC opera com o controle mostrado anteriormente. À medida que o ganho  $k$  é incrementado, Figuras 3.42 e 3.43, o transitório inicial é menor, embora o tempo de resposta para o amortecimento das oscilações não sofra alterações significativas. Para ganhos maiores que os apresentados na Figura 3.44, o sistema torna-se instável.

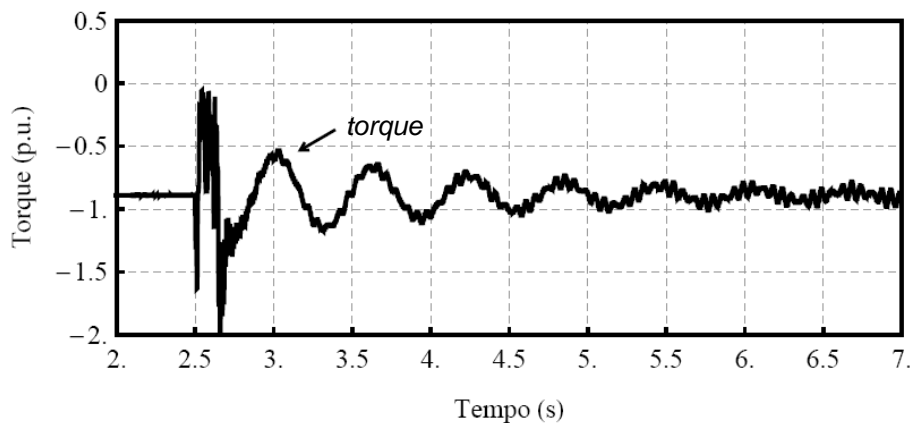


Figura 3.42: Torque eletromagnético para um ganho  $k = 0,0001 \text{ }^\circ/\text{MW}$ .

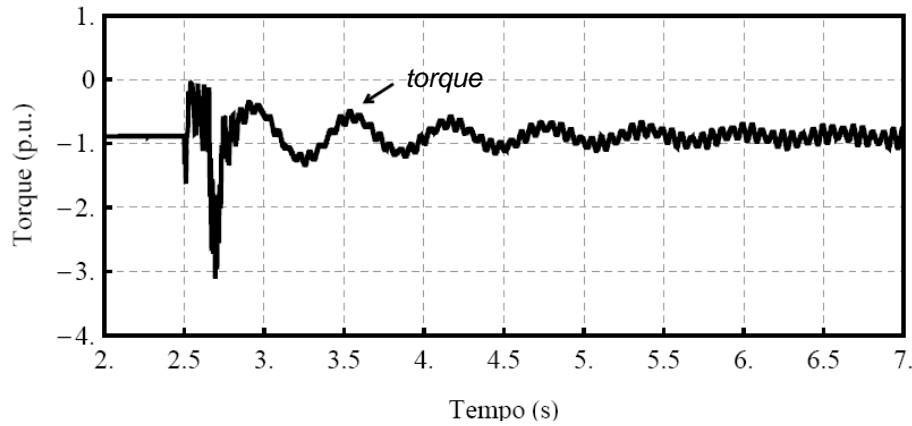


Figura 3.43: Torque eletromagnético para um ganho  $k = 0,00017 \text{ }^\circ/\text{MW}$ .

### 3.7.3 Comparação entre o TCSC e o CBCR

Nesta seção é feita uma comparação entre as respostas dos controladores para o torque eletromagnético. A Figura 3.45 mostra a resposta obtida para o torque elétrico tanto para o CBCR quanto para o TCSC. Para fins de comparação, o ganho  $k$  foi escolhido de modo a se obter a melhor resposta para cada controlador.

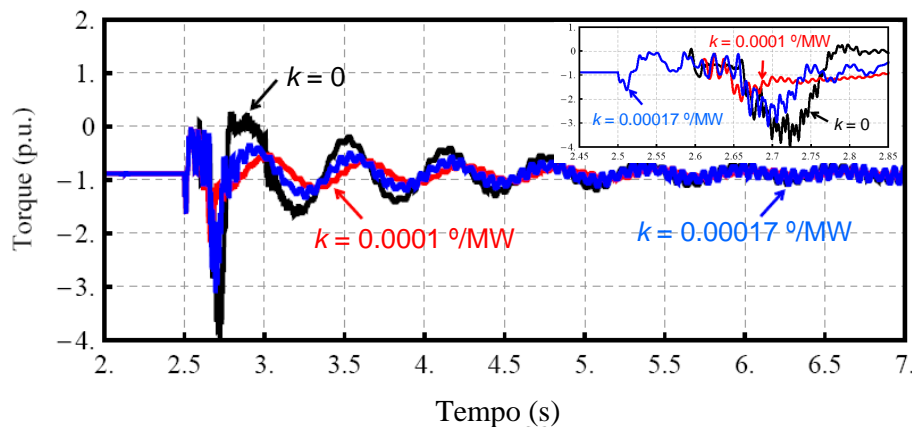


Figura 3.44: Comparação do torque eletromagnético para três valores do ganho  $k$ .

Como pode ser visto, a velocidade de resposta para amortecer oscilações de baixa frequência do CBCR é muito mais rápida do que a resposta do TCSC. Entretanto, no início do curto-circuito, a dinâmica do TCSC é menos oscilatória do que a dinâmica do CBCR. A título de comparação, a Tabela 3.9 mostra os valores máximos e mínimos atingidos pelo torque eletromagnético durante o curto-circuito. Com o aumento do ganho  $k$ , as amplitudes obtidas com o CBCR são praticamente idênticas enquanto que no caso do TCSC, estas tendem a se amplificar. É importante salientar que, ainda é possível melhorar a resposta do CBCR para fins de amortecimento, tornando a resposta de torque eletromagnético mais rápida e menos oscilatória, enquanto que para o TCSC, o sistema se torna instável para ganhos maiores do controlador.



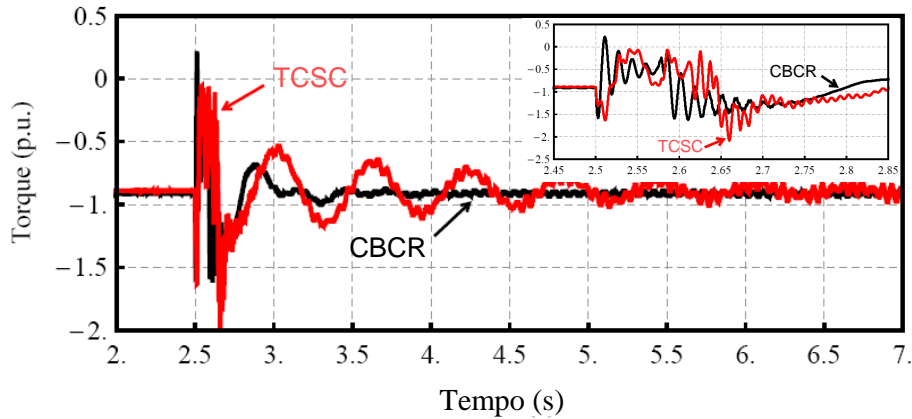


Figura 3.45: Comparação entre o torque eletromagnético obtido com o TCSC e o torque eletromagnético obtido com o CBCR.

Tabela 3.9: Valores máximos e mínimos do torque eletromagnético utilizando o controle de modulação de potência.

	$k = 0$ [H/MW]	$k = 0,0002$ [H/MW]	$k = 0,000285$ [H/MW]
CBCR	0,25 p.u. -1,85 p.u.	0,25 p.u. -1,70 p.u.	0,25 p.u. -1,60 p.u.
	$k = 0$ [°/MW]	$k = 0,0001$ [°/MW]	$k = 0,00017$ [°/MW]
TCSC	0,10 p.u. -4,00 p.u.	0,25 p.u. -2,20 p.u.	0,25 p.u. -3,20 p.u.

### 3.8 Implementação do CBCR

Embora tenha se mostrado uma alternativa viável para o amortecimento de oscilações subsíncronas e de baixa frequência, a utilização do CBCR em sistemas de potência requer que seus conversores sejam projetados para operar em linhas de transmissão com níveis elevados de tensão e potência.

Uma possível solução para contornar este problema é utilizar a associação série e/ou paralelo de chaves semicondutoras, de maneira que esta associação represente uma única chave, capaz de suportar os valores de tensão e potência envolvidos [64]. Embora esta alternativa pareça ser simples e de fácil implementação, o aumento no número de dispositivos semicondutores dificulta o sincronismo entre os mesmos (bloqueio e condução), sendo necessária a utilização de lógicas de controle que garantam um sincronismo perfeito.

Uma outra possibilidade para contornar o problema é utilizar a associação série de conversores estáticos ou de células de comutação, conhecidos na literatura como conversores multiníveis [64]. Neste caso, a tensão ou a corrente total é dividida em

um número determinado de conversores, possibilitando que estes possam ser conectados à rede elétrica com tensões elevadas e em alguns casos, eliminando os transformadores. Uma das grandes vantagens dos conversores multiníveis refere-se à qualidade da tensão sintetizada, cujo conteúdo harmônico é praticamente desprezível e, portanto, desnecessária a utilização de filtros para a eliminação de harmônicos. Além disso, as perdas nos conversores são substancialmente reduzidas, já que a frequência de chaveamento sobre os dispositivos semicondutores é próxima à frequência da rede (120 a 150 Hz).

Esses fatores associados aos níveis elevados de potência dos sistemas de transmissão de energia fazem com que as topologias multiníveis sejam, atualmente, mais viáveis para aplicações em equipamentos FACTS. Dentre esses conversores, os que possuem grandes perspectivas quanto ao seu uso são os chamados conversores modulares multiníveis (MMC) [65, 66]. A Figura 3.46 mostra uma possível implementação para o CBCR baseada em conversores modulares multiníveis.

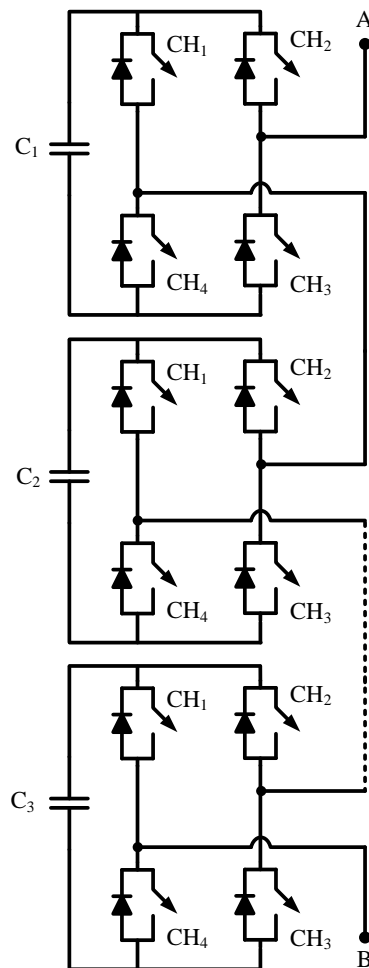


Figura 3.46: Possível implementação do CBCR a partir de conversores modulares multiníveis (MMC).

### 3.9 Proteção do CBCR

Conforme observado nas seções anteriores, um curto-circuito em uma linha de transmissão compensada pode causar sobretensões e sobrecorrentes elevadas sobre os terminais do CBCR. Para que este seja capaz de suportar esses valores há a necessidade de se sobredimensionar os conversores que o compõe, tornando-o economicamente inviável ou introduzir dispositivos adicionais capazes de garantir a integridade física de seus componentes em caso de falhas na rede elétrica.

Uma alternativa para proteger o CBCR é inserir dispositivos conectados em paralelo com os conversores, de modo a possibilitar caminhos alternativos para a corrente de curto-circuito. A Figura 3.47 mostra um possível diagrama de proteção para o CBCR.

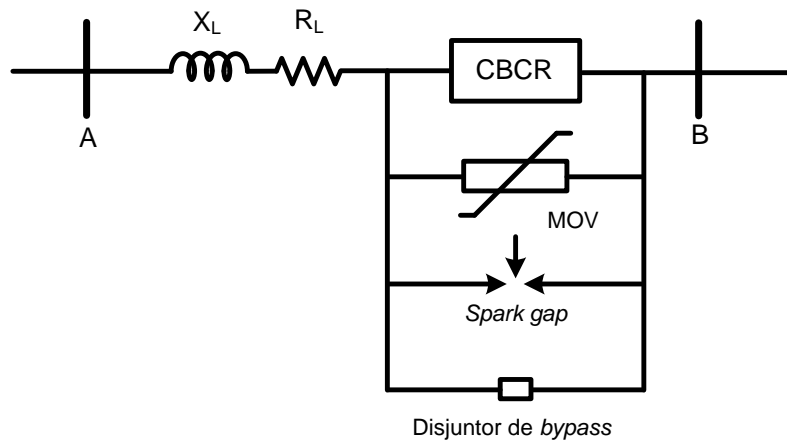


Figura 3.47: Circuito de proteção para o CBCR.

O MOV (*Metal Oxide Varistor*) é um dispositivo que possui uma resistência que varia de acordo com a tensão em seus terminais. Em condições normais de operação, a sua impedância é elevada e em caso de sobretensão, a mesma opera como um limitador de tensão. O *spark gap* ou *gap* centelhador é utilizado como uma proteção de retaguarda, permitindo o desvio da corrente e evitando que a mesma circule pelo conversor e pelo MOV. Pode-se ainda, adicionar um disjuntor de modo a isolar o CBCR do sistema.

### 3.10 Conclusões Parciais

A compensação série capacitiva é uma técnica utilizada para aumentar a capacidade de transmissão em linhas longas e as margens de estabilidade dos sistemas de potência. Esta pode ser feita mediante a inserção de capacitores em série ou através de dispositivos FACTS. Entretanto, o uso desses capacitores pode acarretar o surgimento de alguns problemas, dentre eles, a ressonância subsíncrona.

Neste capítulo foram apresentados resultados de simulação sobre o uso da compensação série capacitiva em linhas de transmissão. Para tal, foram utilizados os modelos propostos pelo IEEE para estudos de ressonância subsíncrona e mostrado que dependendo das características do sistema e do nível de compensação, o sistema pode se tornar instável causando sérios danos ao eixo de turbinas e geradores.

Para minimizar esse problema foi proposta a utilização de uma compensação controlável obtida por meio de um CBCR ou de um TCSC. Em ambos os casos, os dois dispositivos foram capazes de minimizar os efeitos causados pela ressonância subsíncrona, fazendo com que o sistema retornasse à condição de regime. Apesar do amortecimento da RSS, pode-se observar a existência de oscilações de baixa frequência no torque eletromagnético e na corrente de linha. Para amortecer essas oscilações foi proposta a inserção de uma malha de controle utilizando o conceito de modulação de potência. No início do curto-circuito, a dinâmica de ambos os controladores é semelhante, embora a velocidade de resposta do CBCR seja mais rápida do que a resposta do TCSC. Cabe ressaltar que a resposta do CBCR pode ser melhorada, enquanto que para o TCSC, o sistema se torna instável para ganhos superiores aos utilizados.

Foram discutidas duas possíveis configurações para o CBCR, de modo a adequá-lo aos níveis de tensão e corrente aos quais é submetido. A primeira delas referente à associação de chaves semicondutoras e a segunda referente ao uso de conversores modulares multiníveis. Foi mostrado ainda, um esquema de proteção para o controlador em caso de sobretensões e sobrecorrentes devidas a um curto-circuito.

# Capítulo 4

## Aplicação de Reatâncias Controláveis em Sistemas HVDC

### 4.1 Introdução

Os sistemas de transmissão de energia elétrica são em sua quase totalidade abastecidos com tensões alternadas, salvo em algumas exceções, onde é empregada a transmissão em corrente contínua, conhecida como HVDC (*High Voltage Direct Current*) ou CCAT (Corrente Contínua Alta Tensão) [67–69]. A tecnologia HVDC é utilizada para a interligação de sistemas CA longínquos, onde o uso da transmissão em corrente contínua torna-se mais vantajoso do que a transmissão em corrente alternada<sup>1</sup>. Além disso, o HVDC pode ser utilizado para a conexão de sistemas assíncronos, estando os mesmos próximos (conexões *back-to-back*) [71] ou distantes.

De acordo com Kimbark [67], o desenvolvimento da transmissão em corrente contínua iniciou-se em 1930 na Suécia. Em 1954, foi projetado o primeiro sistema deste tipo de transmissão que interligava o continente à ilha de Gotland, Suécia, no mar Báltico. Este sistema consistia em uma transmissão em corrente contínua com tensão de 100 kV e uma potência de 20 MW. Naquele tempo, eram usadas válvulas a arco de mercúrio para fazer a conversão de corrente alternada para a corrente contínua.

Um salto significativo nessa tecnologia ocorreu em 1970, com a substituição das válvulas a arco de mercúrio por tiristores [67]. O uso dos tiristores permitiu reduzir consideravelmente o tamanho e a complexidade das estações conversoras, tornando a transmissão em corrente contínua mais atrativa e ampliando o número de sistemas em operação.

---

<sup>1</sup>Essa “comparação” entre linhas CA e CC é alvo de controvérsias e tem suscitado discussões a respeito do assunto. Essas discussões devem-se aos estudos apresentados por Portela *et al.* sobre a transmissão de energia considerando uma linha de pouco mais de meio comprimento de onda,  $\lambda/2+$  [70].

Os sistemas HVDC a tiristor utilizam, como é bem sabido, conversores comutados pela linha no processo de conversão CA-CC e CC-CA. Em geral, esses conversores são muito sensíveis às condições operativas da rede elétrica, como por exemplo, os desequilíbrios de tensão e a impedância da rede no ponto de conexão [68].

Para determinar a interação existente entre os sistemas CA/CC é comum a utilização de uma relação conhecida como SCR – *short circuit ratio* ou relação de curto-circuito, em português [72]. Essa relação indica o nível de robustez da rede CA frente a distúrbios e é definida como a razão entre a potência de curto-circuito do sistema CA ( $S_{MVA}$ ) e a potência CC nominal do elo HVDC ( $P_{DC}$ ). Matematicamente é expressa por:

$$SCR = \frac{S_{MVA}}{P_{DC}}. \quad (4.1)$$

Embora, não haja limites bem definidos quanto à distinção entre sistemas fracos e fortes, é comum classificar os sistemas CA, de acordo com os valores de SCR, em:

- um sistema CA forte é caracterizado por um  $SCR > 3$ ;
- um sistema CA fraco é caracterizado por  $2 < SCR < 3$ ;
- um sistema CA muito fraco é caracterizado por um  $SCR < 2$ .

A inserção de capacitores/reatores em paralelo ou o acionamento/desligamento de uma carga não causam influência significativa na tensão em um sistema com alta razão de curto-circuito. Em contrapartida, qualquer chaveamento desses elementos afetam sensivelmente a tensão em um sistema com baixa relação de curto-circuito.

Um outro termo utilizado em sistemas de potência, especialmente em sistemas HVDC, é a razão efetiva de curto-circuito, ou no inglês, *effective short circuit ratio* (ESCR) [72]. Enquanto que no cálculo do SCR utiliza-se apenas a potência de curto-circuito, no cálculo do ESCR é considerado também o efeito da compensação reativa. Assim como na análise da SCR, uma ESCR grande significa que rede CA é forte e que a impedância equivalente de curto-circuito é pequena. Matematicamente, tem-se que:

$$ESCR = \frac{S_{MVA} - Q_C}{P_{DC}}, \quad (4.2)$$

onde  $Q_C$  é a potência reativa dos filtros e dos bancos de capacitores fixos.

## 4.2 Conversor Comutado Pela Linha ou LCC (Line Commutated Converter)

A maioria dos sistemas HVDC em operação utiliza tiristores como elementos de conversão e são conhecidos na literatura como conversores comutados pela linha, ou no inglês, *Line Commutated Converter* HVDC ou LCC-HVDC [68, 69]. Esses conversores se caracterizam por comutarem na frequência da rede elétrica (50 ou 60 Hz) e operam sempre apresentando potência reativa indutiva.

Com o avanço da eletrônica de potência foram desenvolvidos estudos que possibilitaram a utilização de chaves autocomutadas em sistemas HVDC, dando origem aos sistemas conhecidos como VSC-HVDC (*Voltage Source Converter* HVDC) [68, 69]. Esses são utilizados para interligar sistemas não muito distantes (cerca de 180 km) e permitem o controle independente da potência ativa e reativa. Quando comparados aos sistemas tradicionais (LCC-HVDC), possuem um custo mais elevado, além de maiores perdas e uma capacidade de transmissão menor (o maior sistema atualmente em operação é de 400 MW, interligando a cidade de São Francisco a uma subestação perto de Pittsburgh, Califórnia) [73]. Esses fatores aliados fazem com que, ainda hoje, os sistemas do tipo LCC-HVDC sejam os únicos a serem utilizados para transmitir grandes blocos de energia (da ordem de GW) em corrente contínua, com níveis elevados de tensão e de potência.

A Figura 4.1 mostra as duas configurações típicas para um conversor CA/CC: conversor comutado pela linha (LCC) e conversor fonte de tensão (VSC).

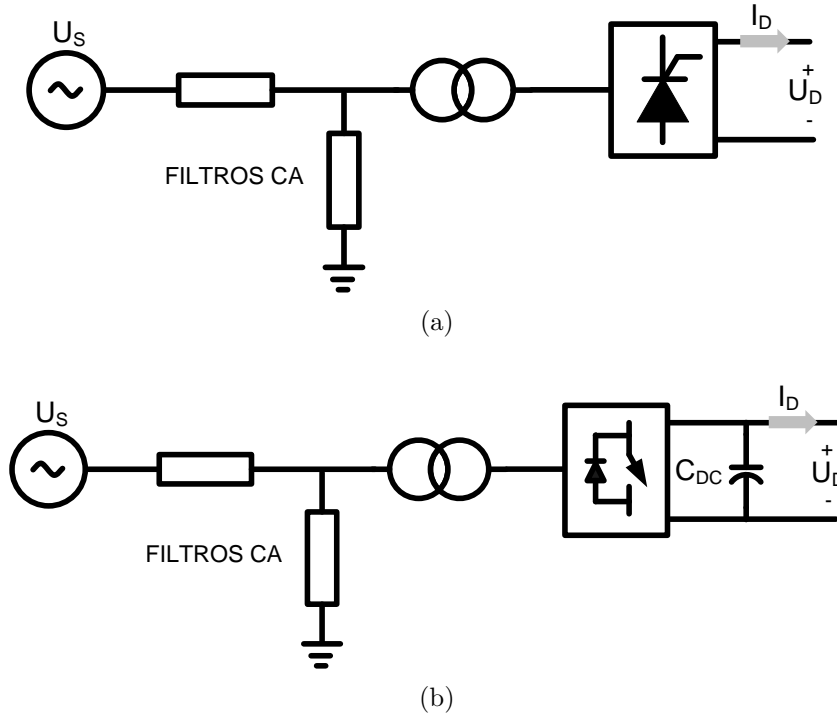


Figura 4.1: (a) Conversor LCC e (b) Conversor VSC.

Apesar de ser uma tecnologia consolidada e amplamente utilizada na transmissão de energia a longas distâncias, um sistema do tipo LCC-HVDC possui limitações, dentre elas: (i) é incapaz de controlar independentemente a potência ativa e reativa do sistema; e (ii) em caso de curto-circuito, é incapaz de fazer com que o sistema retorne à condição inicial (regime permanente) [74]. Como, normalmente, os sistemas de potência estão sujeitos a distúrbios (defeitos), esses podem interferir no funcionamento dos conversores, fazendo com que ocorra o fenômeno conhecido como falha de comutação [67].

#### 4.2.1 Falha de Comutação em Conversores LCC

A falha de comutação é um fenômeno registrado com maior frequência nas estações inversoras e se caracteriza pela interrupção no processo de transferência de corrente entre o tiristor que entrará em bloqueio e o tiristor que entrará em condução, antes que haja a inversão da polaridade da tensão CA [67]. Trata-se de um fenômeno de natureza estocástica, pois não é possível assegurar de forma determinística a partir de qual afundamento de tensão CA as válvulas de tiristores irão disparar de forma inadequada.

A Figura 4.2 mostra o circuito equivalente de um conversor LCC durante o processo de comutação entre as válvulas de tiristores 1 e 3. Durante a comutação, os tiristores 1 e 3 conduzem simultaneamente e as tensões  $U_a$  e  $U_b$  são curto-circuitadas através de duas reatâncias de comutação  $X_c$  [6, 67]. Devido à reatância de comutação, a corrente nas válvulas não pode variar instantaneamente, sendo necessário um tempo para que ocorra essa variação. Esse tempo, convertido em graus, é chamado de ângulo de comutação  $\mu$ .

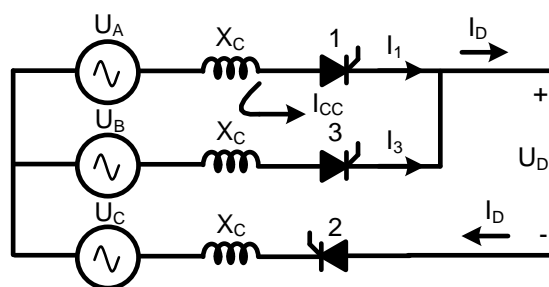


Figura 4.2: Circuito equivalente durante o processo de comutação entre as válvulas 1 e 3.

Sob condições normais, a tensão sobre a válvula 2 tem que permanecer negativa durante um certo período após a extinção da corrente. Esse período no qual o tiristor deve permanecer polarizado negativamente, após ser convertido em graus, é conhecido como ângulo de extinção  $\gamma$ . Caso a tensão sobre a válvula 2 se torne positiva antes do tempo, a válvula pode ser acionada mesmo sem uma ordem de



disparo, dando início ao processo de falha de comutação [6]. A Figura 4.3 mostra as formas de onda e os ângulos envolvidos durante o processo de comutação em uma ponte conversora operando como um inversor.

As falhas de comutação são causadas principalmente por afundamentos de tensão no lado CA, ocasionados por curto-circuitos (falhas) na rede elétrica. Esses afundamentos influenciam o perfil da tensão CA e podem afetar o processo de comutação de três maneiras distintas: aumentando o valor da corrente no lado CC, reduzindo a magnitude da tensão CA e modificando o seu ângulo de fase [6].

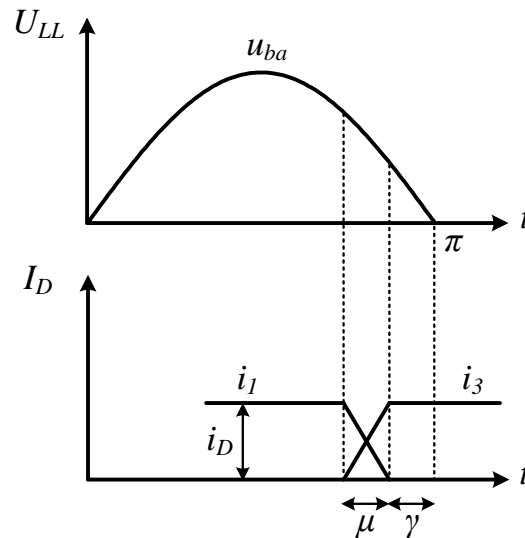


Figura 4.3: Processo de comutação entre as válvulas 1 e 3.

### 4.3 CCC - Capacitor Commutated Converter

Conforme relatado na seção anterior, os sistemas do tipo LCC-HVDC apresentam problemas quando conectados a redes CA fracas. Uma maneira para minimizá-los e aumentar a confiabilidade do sistema é utilizar a compensação série capacitiva, através de capacitores fixos [15]. A Figura 4.4 mostra as três configurações possíveis para a conexão desses capacitores em sistemas HVDC.

Na Configuração 1, o capacitor série é inserido de forma idêntica à utilizada em sistemas com compensação convencional. Neste caso, o capacitor série não influencia na operação das estações conversoras, uma vez que o mesmo não integra o circuito de comutação [15]. Na Configuração 2, o capacitor é inserido entre a barra de comutação e o transformador da conversora, enquanto que na Configuração 3, o mesmo é inserido entre o transformador e a ponte tiristorizada. Em ambas as configurações, o capacitor é inserido no circuito de comutação, influenciando na operação interna das estações conversoras [15]. Dentre as configurações apresentadas, a mais aceita até o momento é a Configuração 3. Esta é conhecida na

literatura como conversor comutado por capacitor, ou no inglês, *Capacitor Commutated Converter (CCC)* [15, 68, 75].

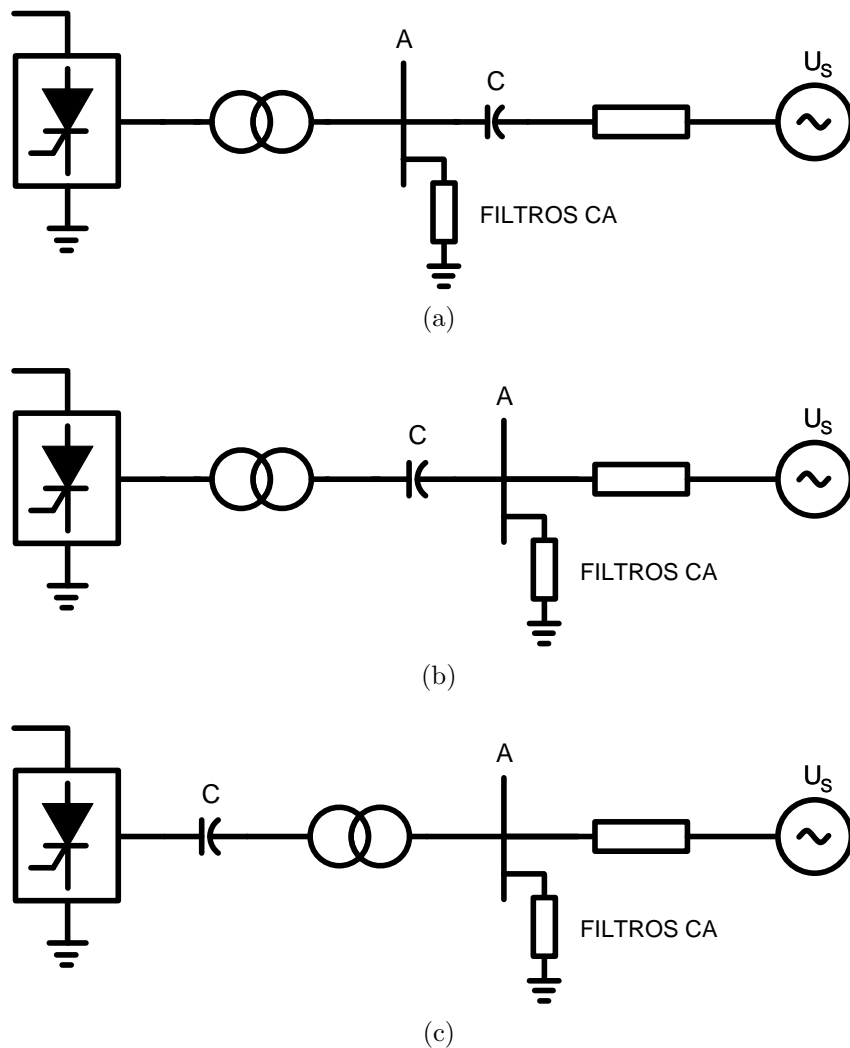


Figura 4.4: Inserção do capacitor série em estações HVDC – (a) Configuração 1, (b) Configuração 2 e (c) Configuração 3.

Uma das principais vantagens do CCC-HVDC em relação ao LCC-HVDC deve-se ao fato de que os capacitores em série propiciam uma tensão adicional sobre as válvulas, possibilitando a utilização de ângulos de disparo e de extinção menores nas estações retificadora e inversora, auxiliando no processo de comutação dos tiristores [15].

Uma outra vantagem é a redução da potência reativa indutiva nos terminais dos conversores. Essa potência é compensada pelos capacitores em paralelo e pelos filtros CA. Em sistemas do tipo LCC-HVDC, esta potência reativa pode chegar a 60% do valor médio da potência transmitida pela linha, enquanto que no CCC-HVDC a mesma reduz-se a 20%, aproximadamente. Em geral, o banco de capacitores em paralelo é eliminado quando utilizado o CCC-HVDC [76, 77].

Apesar das vantagens mencionadas quanto ao uso do CCC, a sua utilização torna-se um pouco limitada devido aos problemas relacionados à utilização de capacitores série em sistemas de potência. Dentre esses problemas, convém destacar:

- tipicamente, a potência reativa exigida pelos conversores quando utilizados sistemas do tipo CCC-HVDC atinge cerca de 20% da potência transmitida pela linha CC. A fim de eliminar completamente a falha de comutação podem ser necessários capacitores muito grandes, aumentando os custos e os harmônicos [5];
- a inserção do capacitor série entre a conversora e o transformador modifica o circuito de comutação, reduzindo o ângulo de comutação dos tiristores. Desse modo, tem-se um aumento nas amplitudes dos harmônicos característicos quando comparadas às obtidas com o LCC-HVDC [78];
- aumento no nível de tensão de isolamento dos transformadores de acoplamento e dos tiristores das conversoras quando comparado ao nível de isolamento de um sistema HVDC clássico [79].
- possibilidade de ocorrer ressonância ferromagnética caso seja utilizada a Configuração 2 [15, 80]. A ferroressonância caracteriza-se pela troca de energia em frequências subsíncronas entre o capacitor série e os circuitos magnéticos dos transformadores das conversoras [5].

Ao longo dos anos, algumas modificações foram propostas a respeito da utilização da compensação série em sistemas HVDC [81, 82]. Em 1995, Holmgren *et al.* publicaram um trabalho onde um TSSC (*Thyristor Switched Series Capacitor*) é conectado de forma idêntica à apresentada na Figura 4.4 – Configuração 1. O grande problema desta configuração deve-se às sobretensões (*offset*) nos terminais do capacitor quando o mesmo é inserido no sistema. Neste trabalho, os autores denominaram essa nova configuração como *Controlled Series Capacitor Converter* (CSCC) [81].

Em 2001, Tanaka *et al.* propuseram a utilização de um conversor PWM trifásico conectado entre o capacitor série e a ponte tiristora. Os autores denominaram essa nova abordagem como *Combined Commutation-Capacitor of Active and Passive Capacitors* [82].

Uma outra possibilidade ainda não explorada na literatura e proposta nesse trabalho é a utilização de reatâncias controláveis (CBCR) com o objetivo de minimizar os problemas relacionados à falhas de comutação. A principal diferença dessa metodologia em relação à proposta por Tanaka *et al.* reside no fato de que os conversores são conectados à rede CA por meio de células monofásicas e sem transformadores de acoplamento.

A fim de avaliar o desempenho do CCC do CBCR frente a falhas de comutação será utilizado um sistema simplificado baseado no modelo proposto por Szechtman *et al.*, conhecido como *Cigrè HVDC Benchmark Model* [83].

## 4.4 Cigrè HVDC Benchmark Model

A Figura 4.6 mostra o sistema *Cigrè HVDC Benchmark Model*. Originalmente, este modelo corresponde a um sistema HVDC monopolar de 12 pulsos, com potência de 1 GW e com tensão e corrente nominais de + 500 kV e 2 kA, respectivamente [83]. Os parâmetros utilizados nesse modelo são de caráter meramente acadêmicos (fictícios) e portanto, não representam quaisquer sistema HVDC em operação.

A fim de validar os controles do HVDC e facilitar a análise dos resultados, os conversores originais (12 pulsos) foram substituídos por conversores de 6 pulsos, sendo necessário o redimensionamento dos filtros das estações conversoras. A seguir, será feita uma breve descrição sobre os principais componentes desse modelo.

### 4.4.1 Linha CC

Os parâmetros da linha CC foram escolhidos de modo a representar um cabo submarino de alta tensão, cujo comprimento é de 100 km.

A linha CC é representada por um equivalente T, constituído por resistores, capacitores e reatores de alisamento. Para tal, foram considerados os seguintes valores: uma resistência de 0,05  $\Omega$ /km, uma indutância de 11,936 mH/km e uma capacitância de 0,26  $\mu$ F/km [83].

### 4.4.2 Transformadores das Conversoras

Normalmente, os transformadores são dimensionados para uma potência igual a 1,2 *p.u.* da potência transmitida pelo sistema HVDC e possuem reatâncias de acoplamento da ordem de 0,15 a 0,18 *p.u.* No sistema em análise, ambos os transformadores tem os enrolamentos conectados em Y $\Delta$  e possuem reatâncias iguais a 0,18 *p.u.* As potências nominais são iguais a 1207,5 MVA (estação retificadora) e 1183,6 MVA (estação inversora). As relações de transformação são tais que: 345 kV:400 kV e 400 kV:230 kV [83].

### 4.4.3 Rede CA

Os sistemas CA são representados por equivalentes de *Thèvenin*, com tensão nominal de 345 kV (estação retificadora) e de 230 kV (estação inversora) e a frequência de operação é 50 Hz. Os ângulos da impedância de cada equivalente foram calculados

de modo a garantir um amortecimento adequado para os sistemas, i.e.,  $84^\circ$  para a estação retificadora e  $75^\circ$  para a inversora. A relação de curto-circuito (SCR) de ambos os sistemas é igual a 2,5 [83].

#### 4.4.4 Filtros CA e Banco de Capacitores Fixos

O banco de filtros possui a finalidade de atenuar os harmônicos produzidos pelas conversoras, minimizando a circulação dos mesmos pelo lado CA. Sistemas formados por conversores de 6 pulsos geram harmônicos característicos de ordem  $6n \pm 1$  (para  $n$  inteiro, ou seja,  $5^\circ$ ,  $7^\circ$ ,  $11^\circ$ ,  $13^\circ$ , ..). Para minimizá-los foram utilizados, tanto no lado do retificador quanto no lado do inversor, um filtro para os harmônicos de baixa ordem ( $5^\circ$  e  $7^\circ$ ) e um filtro para os harmônicos de ordem superior ( $11^\circ$  e  $13^\circ$ ).

Para uma frequência de 50 Hz, a potência reativa de cada um dos filtros é de 250 Mvar. O filtro de  $5^\circ$  e  $7^\circ$  harmônicos foi sintonizado para uma frequência de corte de 260 Hz, enquanto que o filtro de  $11^\circ$  e  $13^\circ$  harmônicos, para uma frequência de 528 Hz. A potência reativa dos bancos de capacitores fixos foi fixada em 125 Mvar [6].

#### 4.4.5 Sistemas de Controle

Sob condições normais de operação, a corrente, a tensão e a potência em um sistema HVDC são estabelecidas através do ângulo de disparo dos tiristores. A estação retificadora tem como função controlar a corrente na linha, mantendo-a em um valor previamente estabelecido enquanto que a estação inversora tem como função controlar a tensão do lado CC do elo HVDC, com um ângulo de extinção mínimo para garantir uma comutação segura [67, 68].

Os pontos normais de operação do HVDC são determinados por retas obtidas a partir de suas relações de tensão e corrente, conforme mostrado na Figura 4.5. O retificador utiliza a técnica conhecida como Controle de Corrente Constante e reduz o ângulo de disparo  $\alpha$  sempre que a corrente na linha for menor do que a corrente de referência. O inversor mantém a tensão no lado CC constante através do controle do ângulo de extinção  $\gamma$ . A inclinação observada na Figura 4.5 deve-se à queda de tensão sobre a resistência da linha [67, 68].

Quando a tensão no lado do inversor é maior que a tensão do lado do retificador, o controle do retificador reduz o ângulo de disparo  $\alpha$  a fim de manter a maior tensão possível. Caso o ângulo de disparo  $\alpha$  atinja seu valor mínimo e a tensão CC continue maior do que a tensão CC do lado do retificador, a corrente e a potência transmitida pela linha vão a zero. Para evitar essa condição, o inversor possui uma malha de controle de corrente similar à encontrada no retificador. Esta possui um valor de referência de corrente menor e é utilizada apenas em condições de emergência [68].

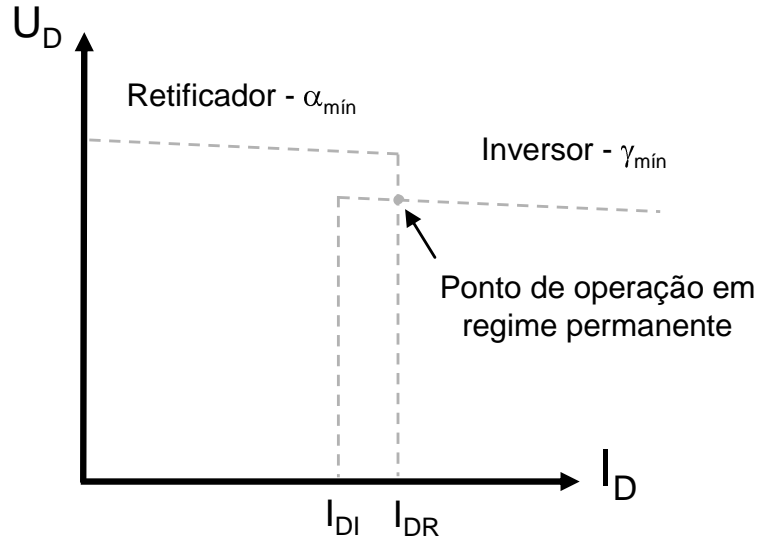


Figura 4.5: Características de tensão e corrente (operação normal).

## 4.5 CCC-HVDC Benchmark Model

A partir do modelo apresentado em [83], foram feitas alterações na rede elétrica de modo a possibilitar a inclusão dos capacitores série. A Figura 4.7 mostra o sistema HVDC obtido a partir de tais modificações. As seções seguintes descrevem as principais alterações feitas no sistema.

### 4.5.1 Rede CA

O sistema CA conectado à estação retificadora é idêntico ao apresentado em [83]. O mesmo é representado por um equivalente de *Thèvenin*, cuja relação de curto-circuito (SCR) é igual a 2,5 e ângulo igual a  $84^\circ$ . O sistema CA conectado à estação inversora possui uma relação de curto-circuito igual a 1,67 e ângulo igual a  $75^\circ$  [6].

### 4.5.2 Filtros CA e Banco de Capacitores Fixos

Os filtros passivos assim como o banco de capacitores fixos da estação retificadora foram mantidos idênticos aos utilizados no sistema da Figura 4.6. Os filtros passivos da estação inversora foram reduzidos, propiciando uma compensação total da ordem de 200 Mvar [6]. O filtro de 5<sup>o</sup> e 7<sup>o</sup> harmônicos teve sua frequência de corte alterada para 300 Hz e o banco de capacitores fixos foi retirado do sistema.

### 4.5.3 Capacitores Série

Segundo Izidoro [79], o dimensionamento do capacitor série deve considerar a reatância de dispersão do transformador. Como a potência nominal do transfor-

mador da estação inversora é muito grande, o valor percentual de sua reatância de dispersão ( $X_S$ ) é bem superior ao valor de sua resistência ( $R$ ). Deste modo, pode-se utilizar a seguinte relação:

$$X_C = kX_S, \quad (4.3)$$

onde  $X_C$  é a reatância do capacitor série e  $k$  é o fator de compensação, podendo variar entre 1 a 4.

Nas bases do sistema, o valor da reatância do transformador é igual a  $28,8\Omega$ . Considerando-se um fator  $k = 2,0$ , chega-se a:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_C} \approx 53 \mu F. \quad (4.4)$$

O valor de tensão *pico-a-pico* sobre os terminais do capacitor é dada por [6]:

$$U_C = \frac{\pi}{3\omega C} I_D = 125 \text{ kV}. \quad (4.5)$$

#### 4.5.4 Sistemas de Controle

Essencialmente, os componentes do sistema de controle do CCC-HVDC são idênticos aos utilizados em um sistema HVDC convencional. Sob condições normais, a estação retificadora controla a corrente na linha CC enquanto que a estação inversora controla a tensão CC. A diferença no sistema de controle refere-se à redução do ângulo de extinção  $\gamma$ . Enquanto no sistema LCC-HVDC o valor de referência para  $\gamma$  é cerca de  $15^\circ$ , no CCC-HVDC o mesmo foi reduzido para cerca de  $4^\circ$ .

## 4.6 CBCR-HVDC Benchmark Model

A Figura 4.8 mostra o sistema onde os capacitores série são substituídos por três células monofásicas do CBCR. A idéia é fazer com que os conversores produzam um nível de compensação similar ao obtido com os capacitores série, de modo a minimizar o efeito da falha de comutação. O sistema utilizado apresenta características idênticas às utilizadas com o CCC-HVDC.

### 4.6.1 Sistema de Controle

O controle do CBCR, mostrado na Figura 4.9, é similar ao apresentado nos capítulos anteriores. Mede-se a corrente em cada uma das fases do sistema e através de circuitos de sincronismo, no caso o EPLL, obtém-se um sinal em quadratura com a componente fundamental da corrente. Este sinal multiplicado pela reatância a ser sintetizada pelo CBCR, corresponde à referência que será utilizada para o controle de disparo das chaves do conversor.

A reatância do CBCR é obtida comparando-se o valor eficaz da corrente no lado CA com um valor de referência. O sinal de erro é entregue a um controlador PI, cuja saída multiplicada pela frequência fundamental do sistema, detectada pelo EPLL, é equivalente à reatância sintetizada pelo conversor.



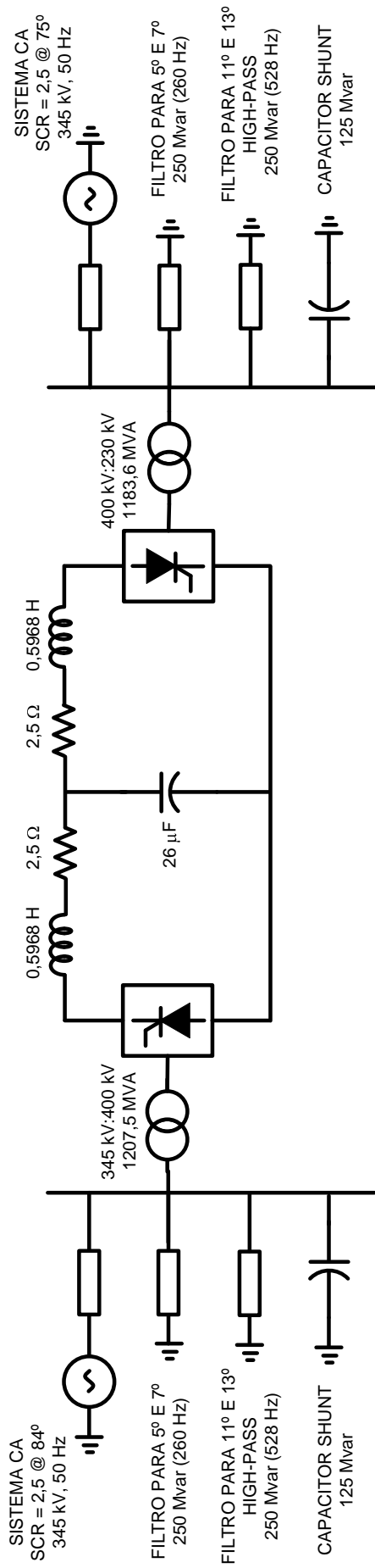


Figura 4.6: Cigrè HVDC Benchmark Model.

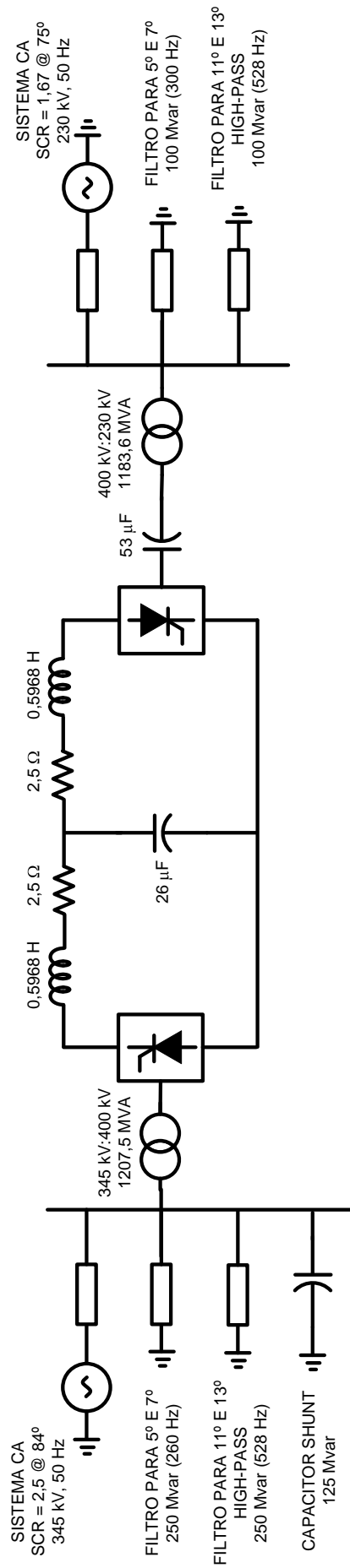


Figura 4.7: CCC-HVDC Benchmark Model.

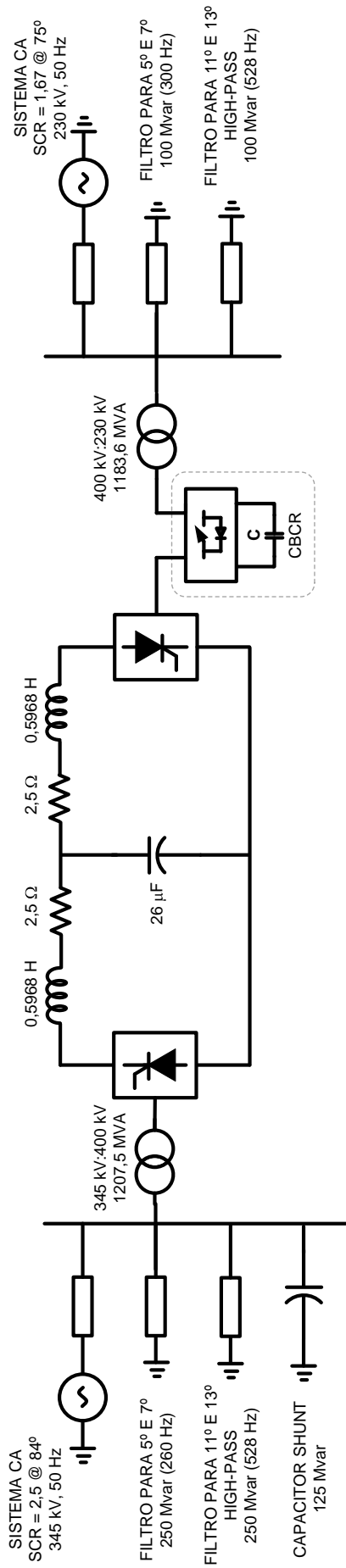


Figura 4.8: CBCR-HVDC Benchmark Model.

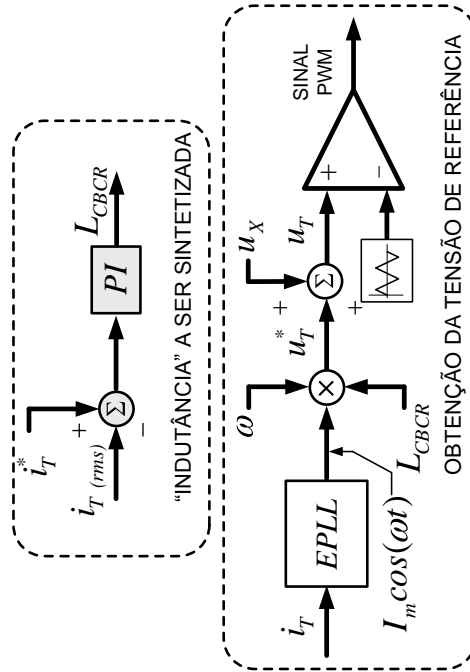


Figura 4.9: Diagrama em blocos do controle do CBCR.

## 4.7 Análise e Discussão de Resultados

Esta seção tem como objetivo avaliar o desempenho do CCC-HVDC e do CBCR-HVDC quando conectados a sistemas com baixa relação de curto-circuito. Para tal, foram implementados os modelos apresentados nas seções anteriores no software de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTDC e considerado, inicialmente, que os sistemas operam em regime permanente e, em seguida, que estejam diante de curto-circuitos na rede elétrica.

### 4.7.1 Análise em Regime Permanente

#### Consumo de Reativos

Os sistemas do tipo LCC-HVDC trabalham com fator de potência indutivo, exigindo da rede elétrica um percentual elevado de reativos. Uma parcela dessa potência reativa é propiciada pelos filtros passivos e pelo banco de capacitores fixos, fazendo com que os mesmos sejam de grande capacidade.

Quando utilizados o CCC-HVDC ou o CBCR-HVDC tem-se uma melhora no fator de potência do sistema, propiciando uma redução na corrente reativa dos conversores [79]. Dessa maneira, não há a necessidade de se utilizar grandes compensadores em paralelo fazendo com que a potência reativa dos filtros (na frequência fundamental) e do banco de capacitores possa ser reduzida. A Tabela 4.1 faz uma comparação da potência reativa dos filtros e do banco de capacitores necessária a cada esquema HVDC.

Tabela 4.1: Capacidade instalada em *Mvar* dos filtros passivos e do banco de capacitores na estação inversora.

Elo CC	Filtros CA		[Mvar]	[Mvar]
	5° e 7°	11° e 13°	Capacitores	Total
LCC-HVDC	250	250	125	625
CCC-HVDC	100	100	–	200
CBCR-HVDC	100	100	–	200

Lembrando que a potência transmitida pela linha CC é da ordem de 1 GW, a Tabela 4.1 mostra que para o LCC-HVDC (convencional), a potência reativa dos filtros e dos capacitores fixos é cerca de 60% da potência transmitida. Com o CCC-HVDC e com o CBCR-HVDC, a potência reativa dos filtros foi reduzida para 20% da potência da linha CC e os capacitores fixos retirados do sistema.

## Harmônicos

As características operacionais do CCC-HVDC e do CBCR-HVDC, sobretudo aquelas relativas ao lado CC da instalação, contribuem para amplificar os harmônicos característicos. Como os mesmos alteram o circuito de comutação, acabam por influenciar na operação interna das conversoras, reduzindo o ângulo de comutação [5].

Sob condições ideais, a ordem dos harmônicos característicos produzidos no lado CC e no lado CA por um conversor de 6 pulsos são dadas, respectivamente, por:

$$h = 6n \quad (4.6)$$

e

$$h = 6n \pm 1, \quad (4.7)$$

onde  $n$  é um número inteiro positivo.

Para fins práticos, geralmente, as componentes harmônicas de ordens elevadas são desprezadas para análises de sistemas de potência por suas amplitudes serem muito menores que a componente fundamental. No entanto, esses harmônicos podem causar interferência em circuitos eletrônicos de comunicação ou controle e afetar a qualidade de energia.

O espectro harmônico da corrente CC é mostrado na Figura 4.10. Pode-se perceber que as amplitudes dos harmônicos característicos tornam-se bastante diferenciadas quando comparados os três sistemas analisados. No caso do CCC-HVDC, as amplitudes dos harmônicos praticamente dobram em relação às obtidas com o LCC-HVDC. No CBCR-HVDC, apesar do mesmo também amplificar os harmônicos, suas amplitudes são ligeiramente inferiores às do CCC-HVDC. Um comparativo entre as amplitudes dos harmônicos presentes na corrente CC é apresentado na Tabela 4.2.

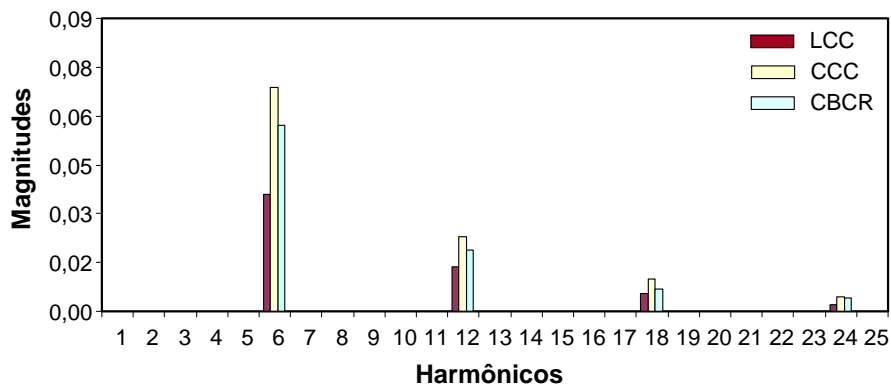


Figura 4.10: Espectro harmônico da corrente no lado CC.

Tabela 4.2: Amplitude dos harmônicos característicos da corrente CC.

Elo CC	Amplitude dos Harmônicos			
	6 <sup>a</sup>	12 <sup>a</sup>	18 <sup>a</sup>	24 <sup>a</sup>
LCC-HVDC	0,0359	0,0138	0,0055	0,0022
CCC-HVDC	0,0687	0,0229	0,0099	0,0044
CBCR-HVDC	0,0570	0,0187	0,0069	0,0040

O espectro harmônico da corrente CA é mostrado na Figura 4.11. Os harmônicos no lado CC alteram a amplitude dos harmônicos no lado CA, de modo a amplificá-los [78]. Apesar do CBCR-HVDC amplificar os harmônicos, estes são pouco menores quando comparados aos obtidos com o CCC-HVDC. Um comparativo entre as amplitudes dos harmônicos presentes na corrente CA é apresentado na Tabela 4.3.

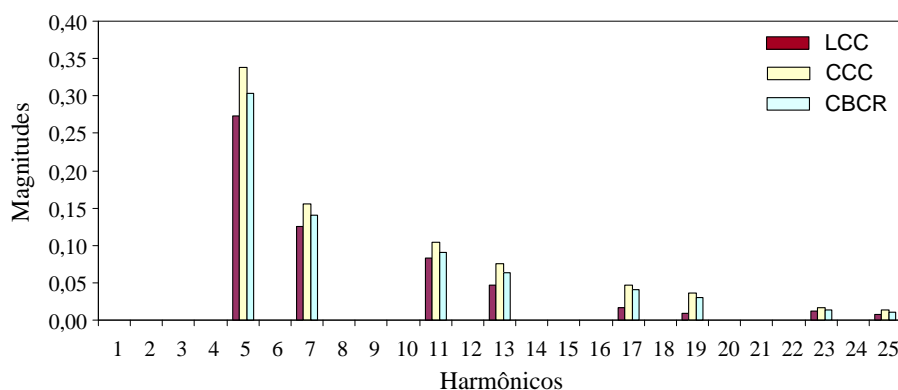


Figura 4.11: Espectro harmônico da corrente no lado CA.

Conforme observado, a introdução dos capacitores série e do CBCR potencializa a geração dos harmônicos característicos. Embora a redução no ângulo de comutação contribua para evitar falhas de comutação e melhore significativamente as condições de operação dos conversores, na medida em que se diminui o valor da reatância equivalente de comutação, as componentes harmônicas aumentam. No caso do CBCR, em específico, como a sua reatância é válida apenas na frequência fundamental, a redução no valor da reatância equivalente de comutação é menos acentuada quando comparada ao do CCC-HVDC. Este é o motivo pelo qual as amplitudes dos harmônicos característicos do sistema com os capacitores série serem maiores do que as harmônicas obtidas no caso do CBCR-HVDC.

Tabela 4.3: Amplitude dos harmônicos característicos da corrente CA.

Elo CC	Amplitude dos Harmônicos			
	5 <sup>a</sup>	7 <sup>a</sup>	11 <sup>a</sup>	13 <sup>a</sup>
LCC-HVDC	0,2736	0,1250	0,0831	0,0461
CCC-HVDC	0,3386	0,1557	0,1038	0,0758
CBCR-HVDC	0,3031	0,1403	0,0908	0,0640

### Alterações nos Pontos de Operação do HVDC

Este tópico tem como objetivo avaliar a influência de variações no valor de referência da corrente no lado CC no desempenho do CCC-HVDC e do CBCR-HVDC. Essas variações significam alterações no valor da potência transmitida pela linha CC. Para tal, foram utilizados os modelos apresentados nas seções anteriores e considerado, inicialmente, que a reatância sintetizada pelo CBCR é fixa, com valor idêntico à reatância dos capacitores série do CCC-HVDC.

A Figura 4.12 mostra o perfil da corrente no lado CC quando uma variação de 20% é aplicada ao valor de referência. Geralmente, considera-se que os sistemas HVDC devam suportar uma variação em torno de 10% do valor de referência [76]. Como se pode observar, apesar do transitório inicial devido à inicialização do sistema, tanto o CCC-HVDC quanto o CBCR-HVDC satisfazem essa condição, sem que haja falhas de comutação. A Figura 4.13 mostra a corrente sobre as válvulas do inversor durante o intervalo no qual a corrente de referência é reduzida de 1,0 *p.u.* para 0,8 *p.u.*

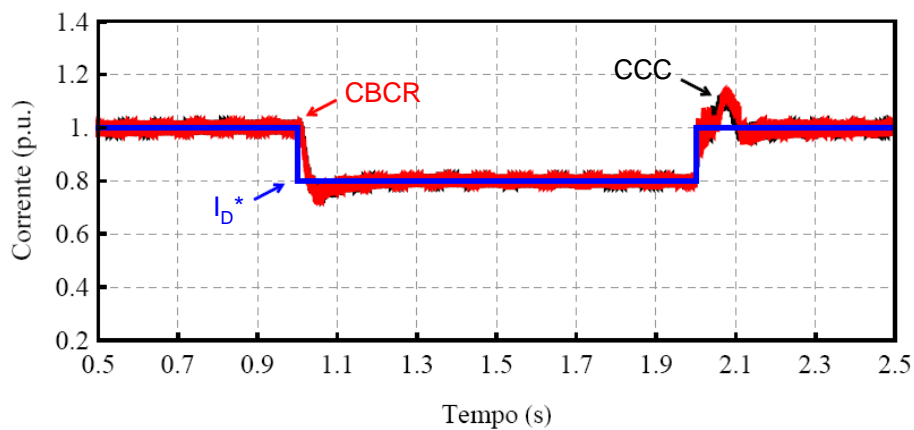


Figura 4.12: Corrente no lado CC considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

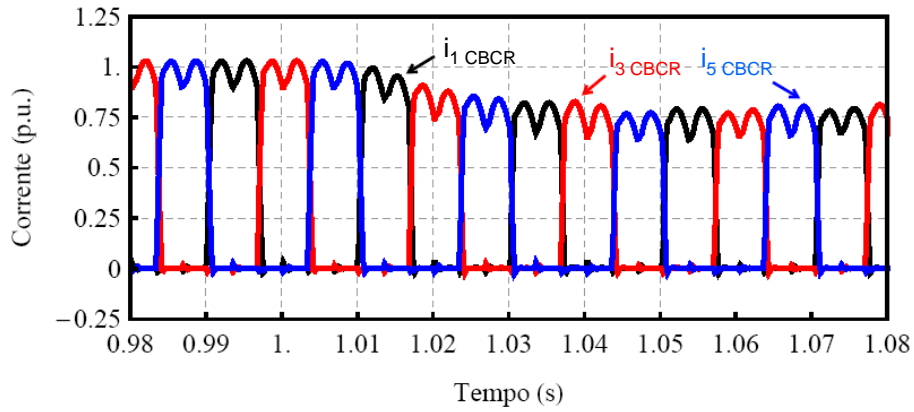


Figura 4.13: Corrente sobre as válvulas da estação inversora.

A forma de onda para a potência transmitida pelo lado CC é mostrada na Figura 4.14. Quando o valor de referência da corrente é modificado, seja pelo operador ou por exigências da carga, tanto o CCC quanto o CBCR possibilitam que a potência transmitida sofra variações, sem que sejam observadas falhas de comutação durante os transitórios. É importante ressaltar que quando imposta uma variação desta magnitude a um HVDC convencional, o sistema está sujeito a transitórios possibilitando a ocorrência de falhas de comutação (vide Figura 4.15).

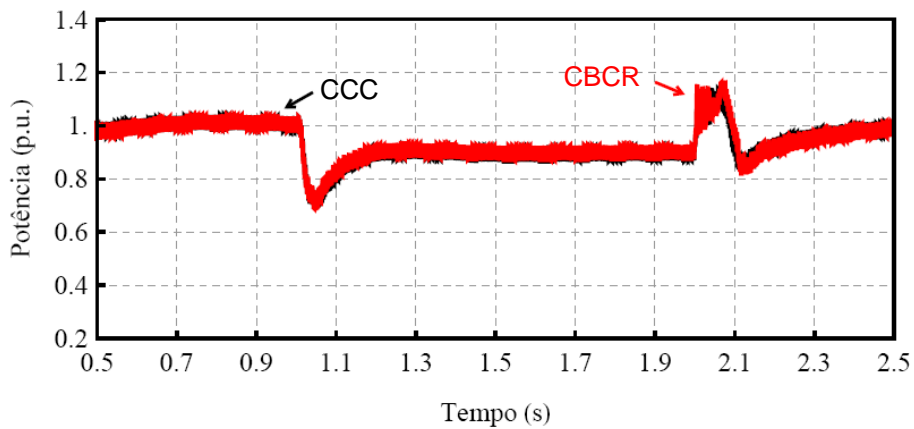


Figura 4.14: Potência instantânea no lado CC considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

O valor em módulo da potência reativa sobre os terminais do CCC-HVDC e do CBCR-HVDC é mostrado na Figura 4.16. Como a potência reativa é uma função quadrática da corrente que flui pelos capacitores e pelos conversores, quando há uma redução de 20% no valor de referência da corrente no lado CC esta se reflete de maneira análoga no lado CA, fazendo com ocorra um redução em torno de 36% na amplitude da potência reativa.

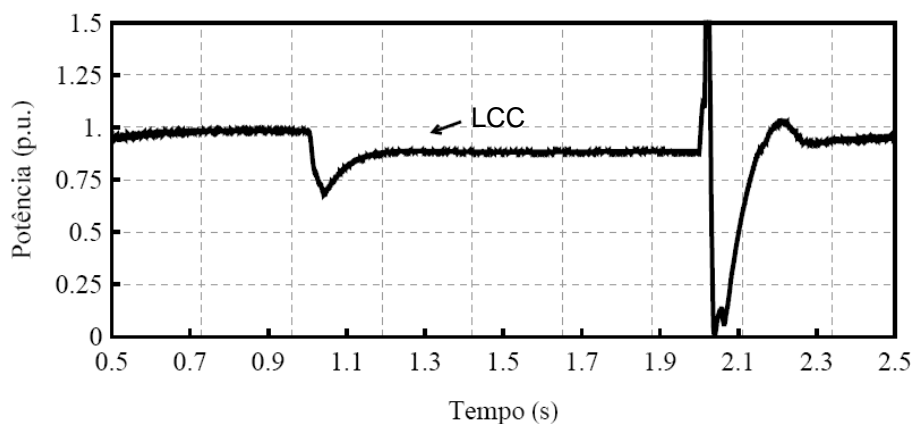


Figura 4.15: Potência instantânea no lado CC de um sistema HVDC convencional considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

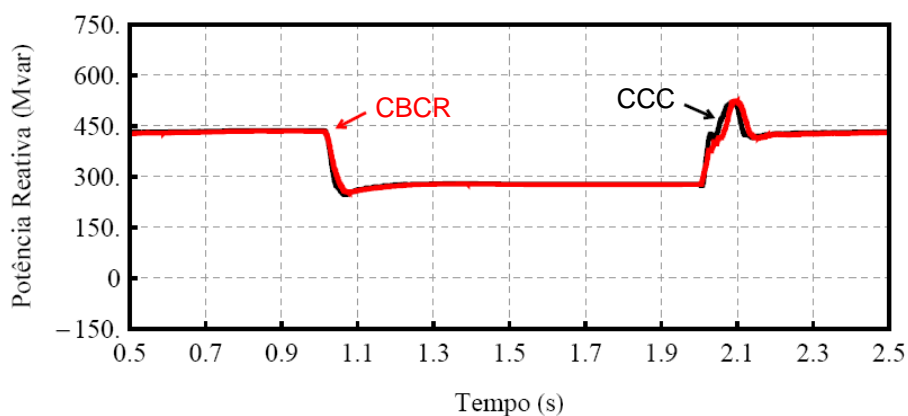


Figura 4.16: Potência reativa sobre os terminais dos capacitores série e do CBCR considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

A tensão sobre os terminais do conversor é mostrada na Figura 4.17. Como a tensão sobre o CBCR é função da componente fundamental da corrente CA, quando esta sofre uma redução de 20% em sua amplitude, a mesma também é observada no perfil da tensão sintetizada pelo conversor.

Uma outra simulação foi realizada na qual a reatância do CBCR é variável. A Figura 4.18 mostra a corrente no lado CC quando esta sofre uma redução de 20% no seu valor de referência. Apesar de trabalharem com valores de reatâncias distintas, tanto o CCC-HVDC quanto o CBCR-HVDC apresentam respostas praticamente idênticas. Este resultado pode ser explicado levando-se em consideração os harmônicos presentes na corrente da inversora. No caso do CCC-HVDC, o circuito de comutação é formado pela reatância do transformador mais a reatância do capacitor série, válidas para todo o espectro de frequências (inclusive as dos harmônicos), enquanto que no CBCR-HVDC o circuito de comutação é formado pela reatância do transformador mais a reatância equivalente do conversor, que é válida exclusivamente na frequência fundamental do sistema.



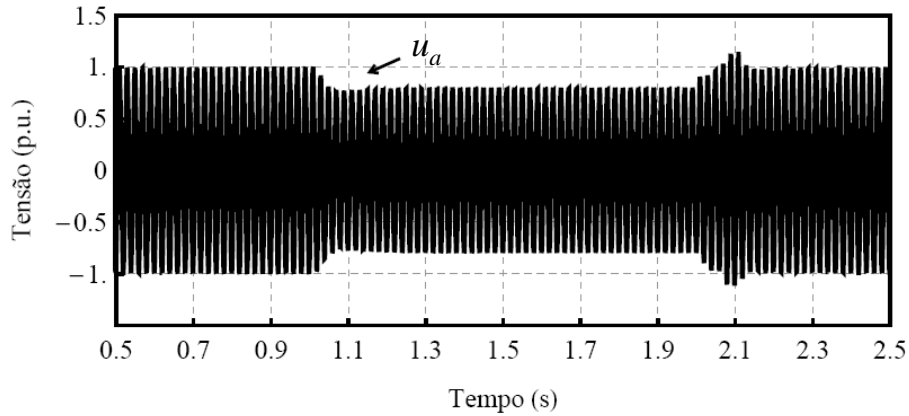


Figura 4.17: Tensão sobre os terminais do CBCR considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

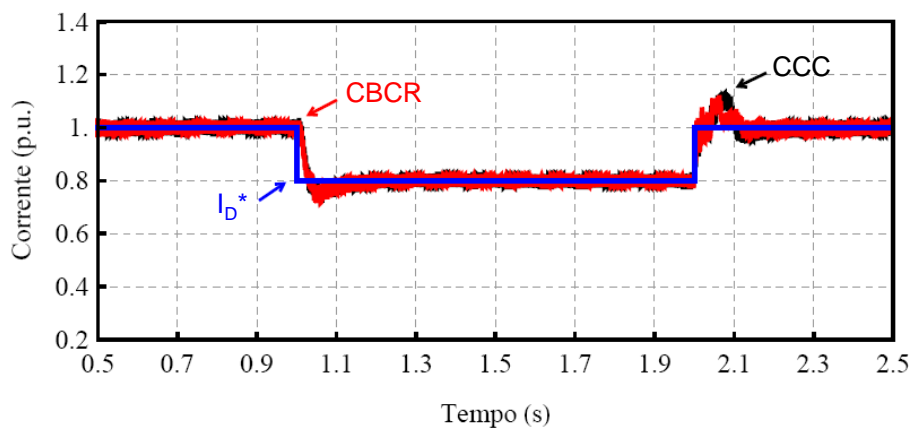


Figura 4.18: Corrente no lado CC considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

A Figura 4.19 mostra o módulo da potência reativa enquanto que a Figura 4.20 mostra o perfil da tensão sobre os terminais do CBCR. Comparando-se o resultado obtido com o mostrado na Figura 4.16, pode-se observar que houve uma redução significativa no valor da potência reativa do CBCR.

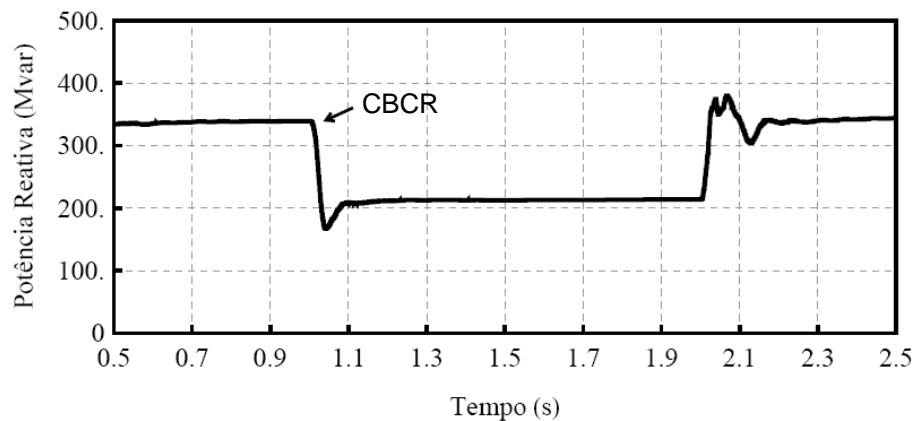


Figura 4.19: Potência reativa sobre os terminais do CBCR considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

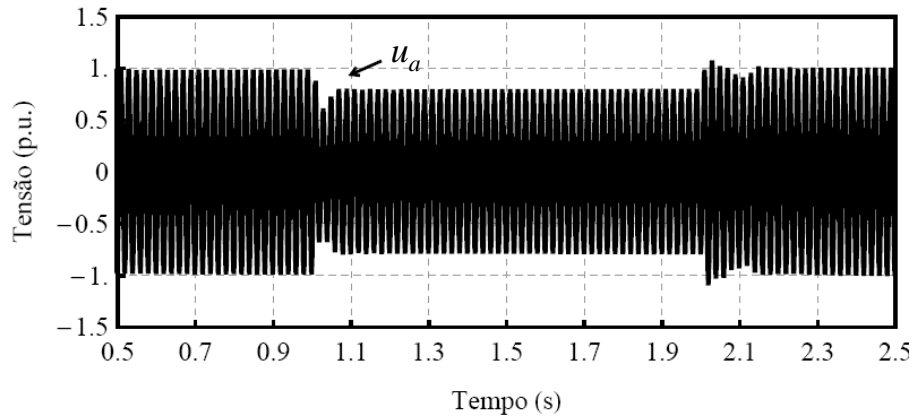


Figura 4.20: Tensão sobre os terminais do CBCR considerando uma variação de 20% no valor da corrente de referência.

### 4.7.2 Análise em Regime Transitório

A falha de comutação é um problema quase sempre inevitável quando um sistema HVDC está conectado a uma rede CA e nesta ocorre um curto-circuito. O restabelecimento da potência é mais difícil e mais demorado em redes fracas porque essas são menos capazes de resistir ao *déficit* temporário de potência. Em contrapartida, quando há um defeito (falha remota), o restabelecimento da potência pode ocorrer mais facilmente, dependendo é claro, do seu grau de severidade. Entende-se por falha remota aquela que ocorre em um ponto eletricamente distante da conversora [76].

A Figura 4.21 e a Figura 4.22 exemplificam a aplicação de um curto-circuito franco e de uma falha remota no barramento de uma estação inversora. Em geral, um curto-circuito franco é simulado através de uma resistência de valor muito pequeno (em torno de  $0,01 \Omega$ ), enquanto que a falta remota é simulada através de um reator conectado à barra da inversora [76].

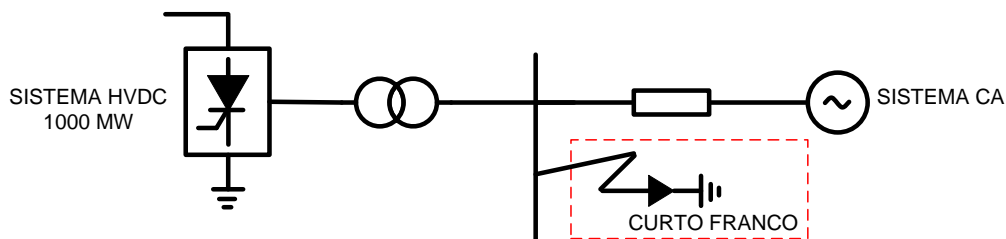


Figura 4.21: Curto-circuito franco aplicado a um sistema HVDC.

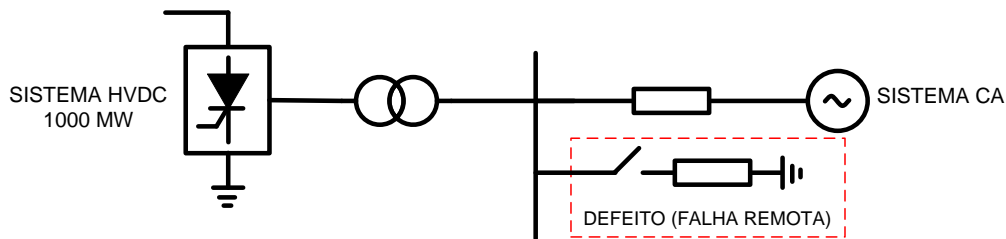


Figura 4.22: Falta remota aplicada a um sistema HVDC.

A fim de avaliar os efeitos causados por esses distúrbios à rede elétrica e ao sistema HVDC foram feitas simulações computacionais comparando o desempenho do CCC-HVDC e do CBCR-HVDC. Para tal, foi considerado que em  $t = 0,75$  s sejam aplicados os seguintes distúrbios ao sistema, sempre no lado do inversor:

- curto-circuito franco monofásico;
- curto-circuito franco trifásico;
- curto-circuito trifásico (falha remota).

Antes porém, para que sejam comprovados os problemas do LCC-HVDC em relação à falha de comutação serão apresentados alguns resultados de simulação, onde um curto-circuito trifásico remoto é aplicado no barramento da estação inversora. Para emular esse curto-circuito é utilizado um reator de 0,4 H conectado às três fases do barramento, de modo a causar um afundamento em torno de 25% na tensão do lado CA.

### Resultados Referentes à Aplicação de um Curto-Circuito Trifásico (Remoto) Quando Utilizado o LCC-HVDC

A forma de onda para a corrente no lado CC é mostrada na Figura 4.26. Devido ao curto-circuito, pode ser observada uma elevação brusca no perfil da corrente, fazendo com que ocorra a falha de comutação. Assim que esse afundamento de tensão é detectado pelo controle do HVDC, o mesmo limita a corrente de referência em seu valor mínimo (0,55 p.u.) até que o curto-circuito seja eliminado. Após a eliminação do curto-circuito, a referência de corrente é restituída ao valor original, possibilitando que o sistema retorne à condição de regime permanente.

As correntes sobre as válvulas da estação inversora são mostradas na Figura 4.24. Conforme já esperado, ocorrem falhas de comutação durante o curto-circuito e durante o intervalo de restabelecimento do sistema à condição inicial. Caso não sejam utilizados dispositivos de proteção ou lógicas de controle para minimizar as sobrecorrentes observadas durante o curto-circuito, estas poderão causar sérios danos aos componentes eletrônicos que compõem o inversor.

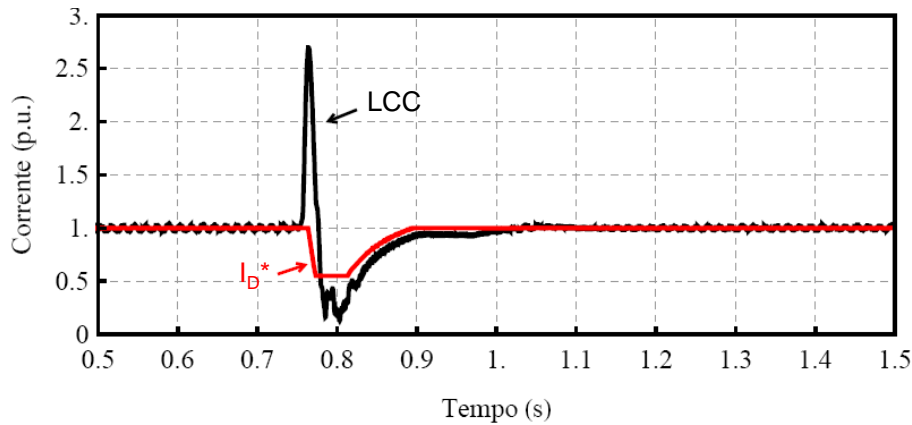


Figura 4.23: Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito trifásico.

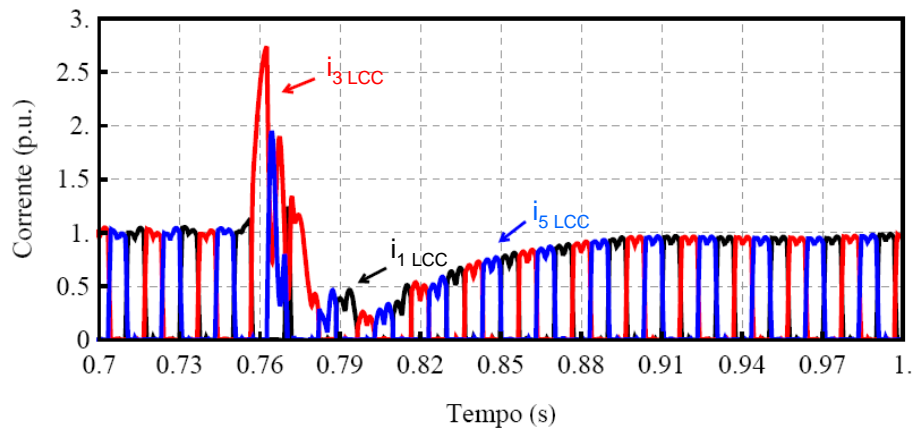


Figura 4.24: Corrente sobre as válvulas da estação inversora.

### Resultados Referentes à Aplicação de Curto-Circuito Monofásico (Franco) Quando Utilizado o CCC-HVDC e o CBCR-HVDC

A Figura 4.25 mostra o perfil da tensão CA quando um curto-circuito assimétrico é aplicado à fase A do barramento da estação inversora com duração de 50 ms. Como o sistema HVDC está conectado a uma rede com baixa relação de curto-circuito ( $SCR = 1,67$ ), a tensão sofre um afundamento ocasionando a falha de comutação. É importante frisar que considerando uma rede elétrica com tais características, não seria possível interligá-la a um sistema do tipo LCC-HVDC, estando o mesmo sujeito à sucessivas falhas de comutação. Outro ponto a ser comentado refere-se aos harmônicos na tensão do lado CA. Como a rede elétrica é fraca e os conversores utilizados são de 6 pulsos, o conteúdo harmônico presente na tensão é elevado.

As formas de onda para a corrente e para a tensão no lado CC são mostradas na Figura 4.26 e na Figura 4.27, respectivamente. Durante o curto-circuito, tanto o sistema com o CCC-HVDC quanto o sistema com o CBCR-HVDC apresentam respostas similares. A tensão reduz-se rapidamente enquanto que a corrente sofre uma elevação, cujo valor máximo atinge cerca de  $2,5 p.u.$  Visando evitar novas falhas

de comutação e perturbações na rede CA, o controle do HVDC limita a corrente em seu valor mínimo (0,55 p.u.) e tão logo a falha é eliminada, o valor de referência retorna à condição inicial (1,0 p.u.).

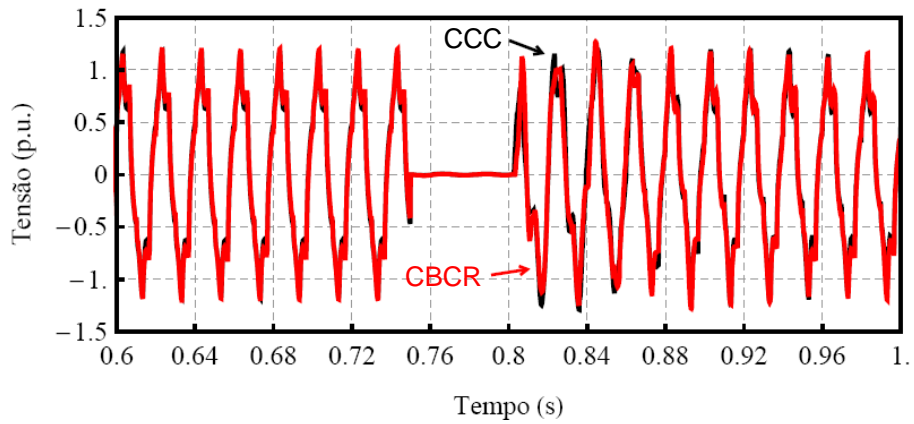


Figura 4.25: Tensão na barra do inversor (fase A) quando aplicado um curto-circuito monofásico.

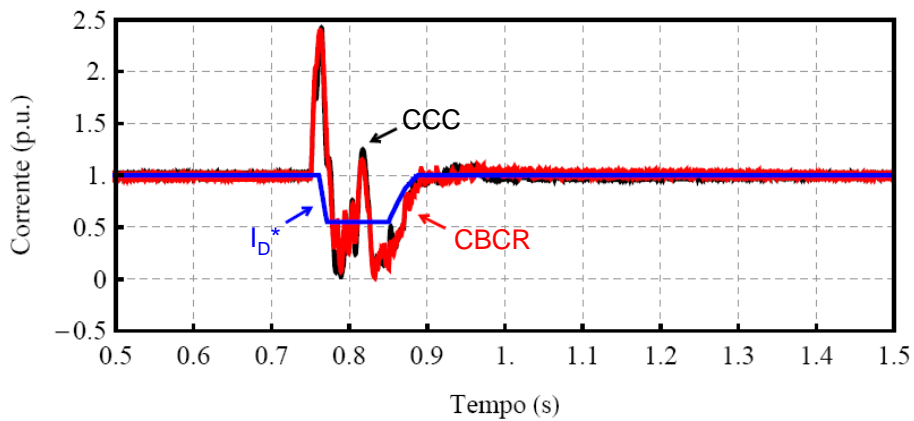


Figura 4.26: Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito monofásico.

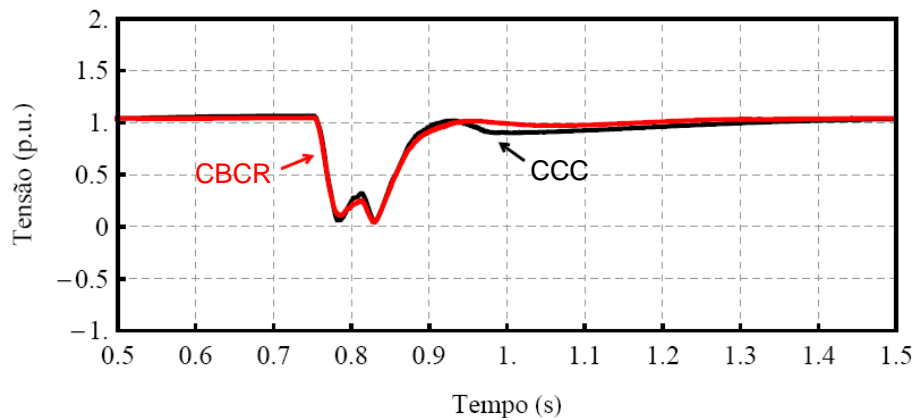


Figura 4.27: Tensão no lado CC quando aplicado um curto-circuito monofásico.

O perfil da potência instantânea transmitida pela linha CC é mostrado na Figura 4.28. Apesar do transitório observado no instante de inicialização do curto-circuito, assim que este é eliminado ambos os sistemas tendem a retornar à condição inicial, evitando o colapso de tensão.

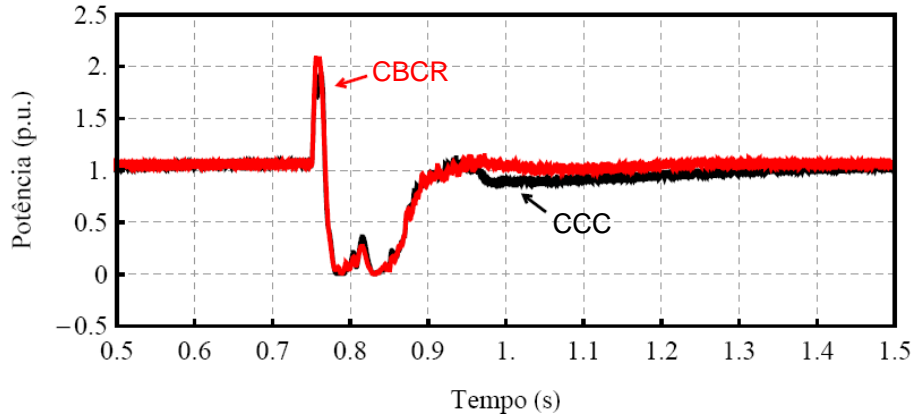


Figura 4.28: Potência instantânea quando aplicado um curto-circuito monofásico.

Um outro parâmetro importante a ser analisado é o tempo necessário para que o sistema retorne à condição inicial. Na literatura, o mesmo é conhecido como *recovery time* e indica o tempo, medido a partir do instante da eliminação do distúrbio, para que haja o restabelecimento da potência a, aproximadamente, 90% do valor original. Em geral, esse tempo é da ordem de 100 a 500 ms, dependendo das características do sistema CC/CA e da estratégia de controle utilizada [76]. A Figura 4.29 apresenta o perfil da potência transmitida durante o curto-circuito, onde ambos os sistemas satisfazem essa condição e necessitam de um intervalo de 145 ms para retornar à condição de regime permanente.

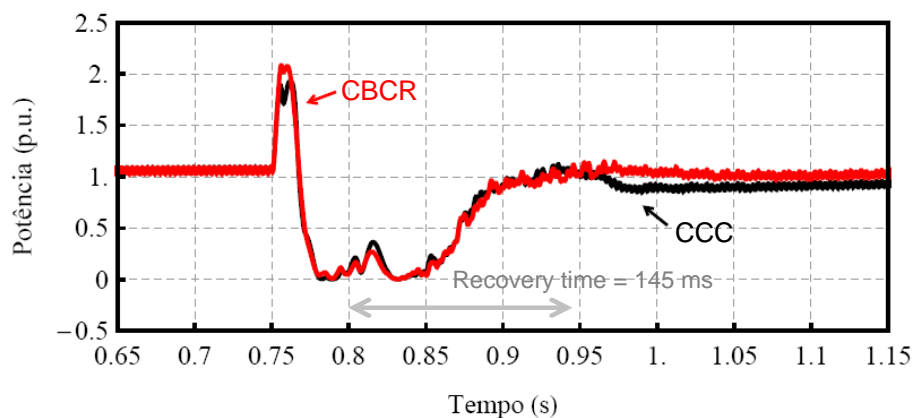


Figura 4.29: *Recovery time* quando aplicado um curto-circuito monofásico.

## Resultados Referentes à Aplicação de Curto-Circuito Trifásico (Franco) Quando Utilizado o CCC-HVDC e o CBCR-HVDC

A Figura 4.30 mostra o perfil da tensão CA quando um curto-circuito trifásico simétrico é aplicado ao barramento da estação inversora com duração de 50 ms. Como o HVDC está conectado a uma rede fraca, a tensão no barramento da inversora sofre um afundamento devido ao curto-circuito, provocando a falha de comutação. Assim como no caso anterior, não seria possível interligar um sistema HVDC convencional (LCC-HVDC) a uma rede elétrica com as características apresentadas, estando o mesmo susceptível à diversas falhas de comutação.

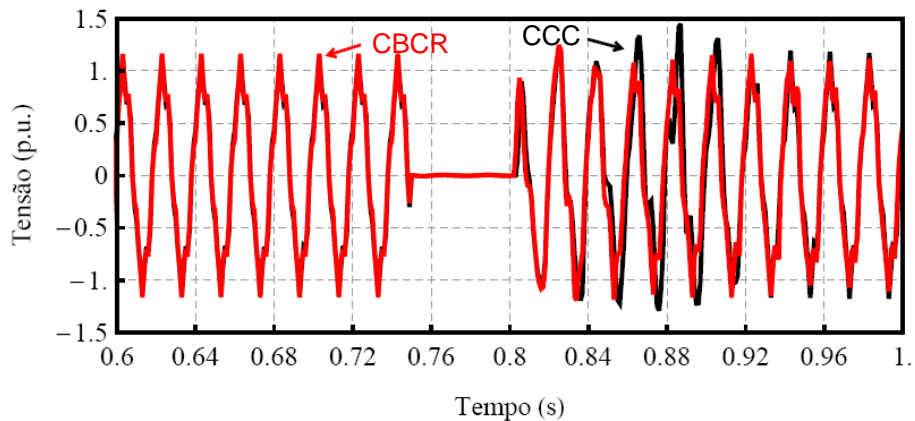


Figura 4.30: Tensão no lado CA quando aplicado um curto-circuito trifásico.

As correntes sobre as válvulas da estação inversora são mostradas na Figura 4.31 e na Figura 4.32, respectivamente. Pode-se observar que no CCC-HVDC ocorrem falhas de comutação durante o curto-circuito trifásico e também durante o intervalo de restabelecimento do sistema. No caso do CBCR-HVDC, as falhas de comutação foram minimizadas, sendo observadas apenas no restabelecimento do sistema à condição inicial. É importante frisar que as sobrecorrentes observadas não causam impactos significativos nos capacitores série do CCC-HVDC e nos tiristores do inversor. No caso do CBCR-HVDC, essas sobrecorrentes podem causar sérios danos aos componentes eletrônicos que compõe o seu conversor. Uma alternativa para contornar esse problema é sobredimensionar o conversor ou utilizar um sistema de proteção conforme o apresentado no Capítulo 3.

A corrente e a tensão no lado CC são mostradas na Figura 4.33 e na Figura 4.34, respectivamente. Embora tenha ocorrido uma elevação na corrente, é evidente que o desempenho do sistema com o CBCR é superior ao obtido com o CCC. Ao detectar uma redução na tensão do lado CA, o controle do HVDC reduz a corrente de referência para o seu valor mínimo ( $0,55 p.u.$ ) e tão logo a falha é eliminada, ambos

os sistemas tendem a retornar à condição inicial. No entanto, no sistema com o CCC-HVDC é observado um outro transitório tanto na corrente quanto na tensão no lado CC, causando outras falhas de comutação.

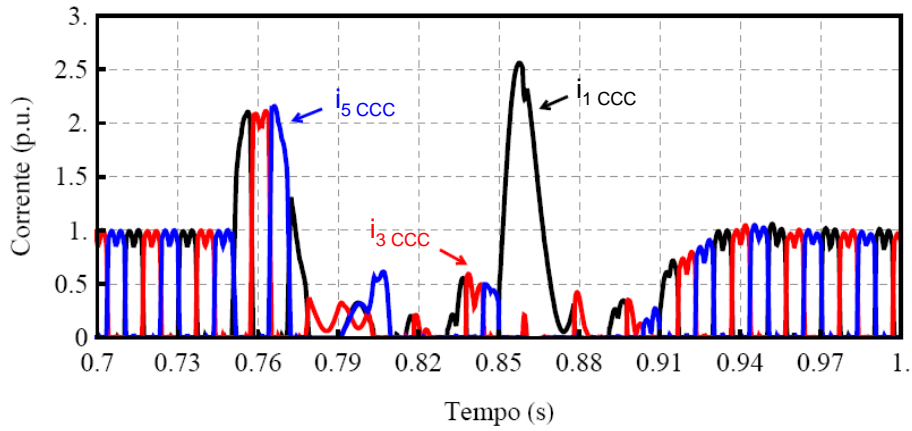


Figura 4.31: Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CCC-HVDC.

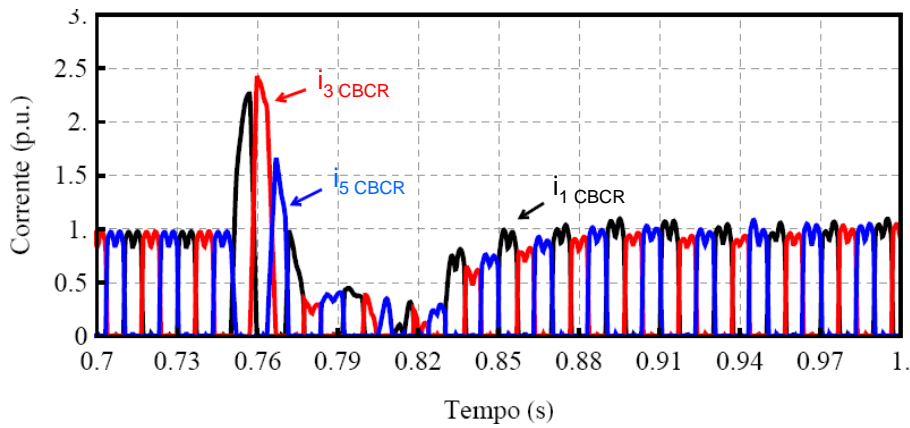


Figura 4.32: Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CBCR-HVDC.

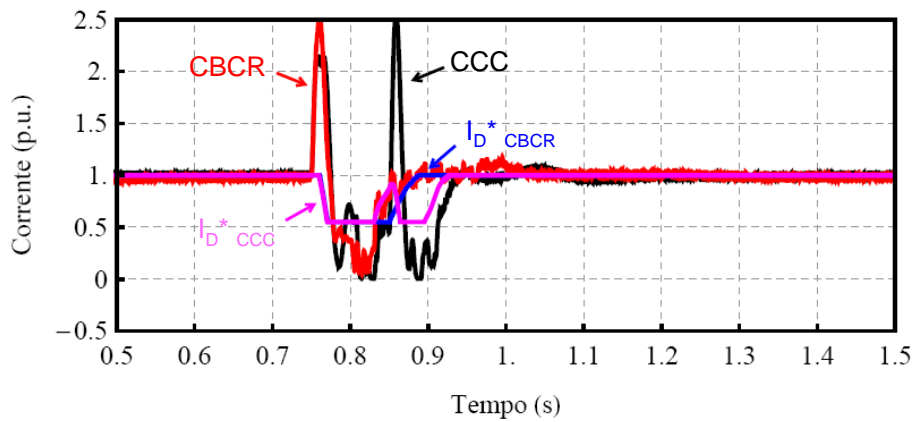


Figura 4.33: Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito trifásico.



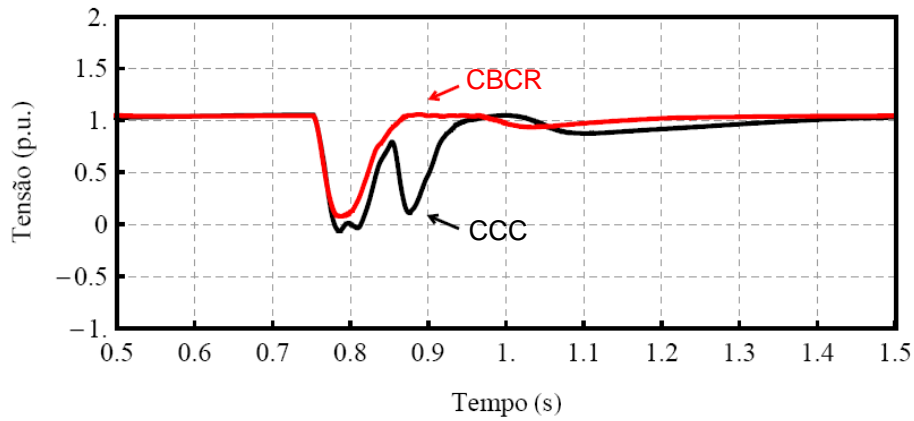


Figura 4.34: Tensão no lado CC quando aplicado um curto-circuito trifásico.

A forma de onda para a potência no lado CC e o tempo necessário para que o sistema retorne à condição de regime permanente são mostrados na Figura 4.35 e na Figura 4.36, respectivamente. Conforme pode ser evidenciado, a dinâmica do modelo com o CBCR-HVDC é notadamente superior à obtida como o CCC-HVDC. O sistema com o CCC-HVDC necessita de um intervalo de 190 ms para retornar à condição inicial, enquanto que o sistema com o CBCR-HVDC necessita de um tempo bem inferior, cerca de 100 ms.

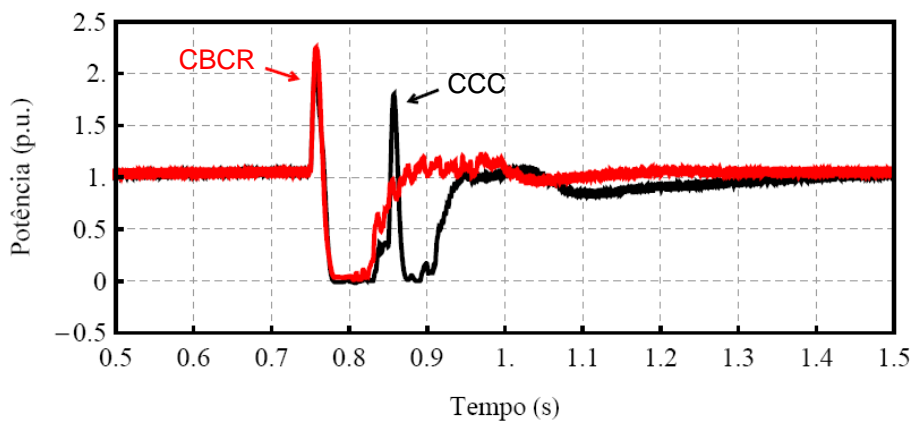


Figura 4.35: Potência instantânea quando aplicado um curto-circuito trifásico.

### Resultados Referentes à Aplicação de Curto-Circuito Trifásico (Remoto) Quando Utilizado o CCC-HVDC e o CBCR-HVDC

A Figura 4.37 mostra o valor eficaz da tensão CA quando um curto-circuito trifásico remoto é aplicado ao barramento da estação inversora. Pode-se observar que o CBCR-HVDC é capaz de fazer com que haja o restabelecimento da tensão, quase que instantaneamente, à condição inicial, diferentemente do ocorrido no caso do CCC-HVDC.

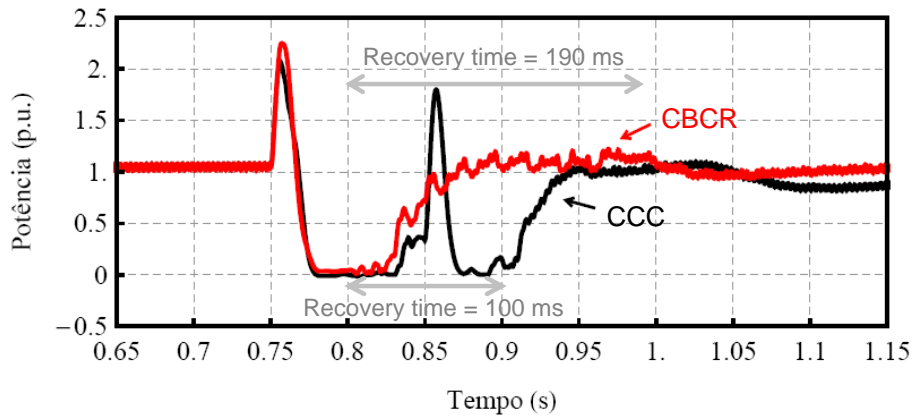


Figura 4.36: *Recovery time* quando aplicado um curto-circuito trifásico.

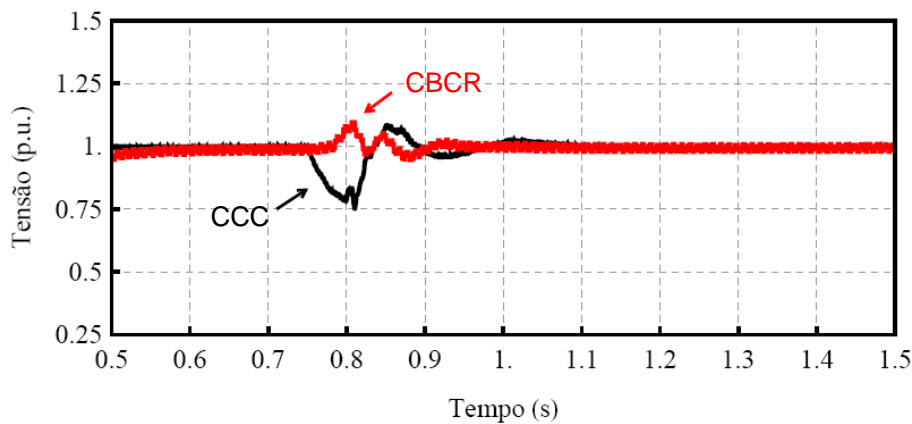


Figura 4.37: Tensão no barramento da inversora quando aplicado um curto-circuito trifásico remoto.

A Figura 4.38 mostra a corrente quando um curto-circuito com as características apresentadas é aplicado ao barramento da inversora. Apesar do mesmo causar um afundamento na tensão do lado CA, a dinâmica do CBCR-HVDC é muito superior à obtida com o CCC-HVDC. Tão logo o curto-circuito é eliminado, o CBCR-HVDC é capaz de fazer com que o sistema retorne à condição inicial sem que surjam sobrecorrentes como as observadas quando utilizado o CCC-HVDC.

A Figura 4.39 e a Figura 4.40 mostram as correntes nas válvulas do inversor durante a aplicação do curto-circuito remoto. No modelo com o CCC-HVDC podem ser observadas falhas de comutação durante o restabelecimento do sistema à condição inicial. Com o CBCR-HVDC, as correntes sobre as válvulas não sofrem alterações significativas, não ocorrendo a falha de comutação.

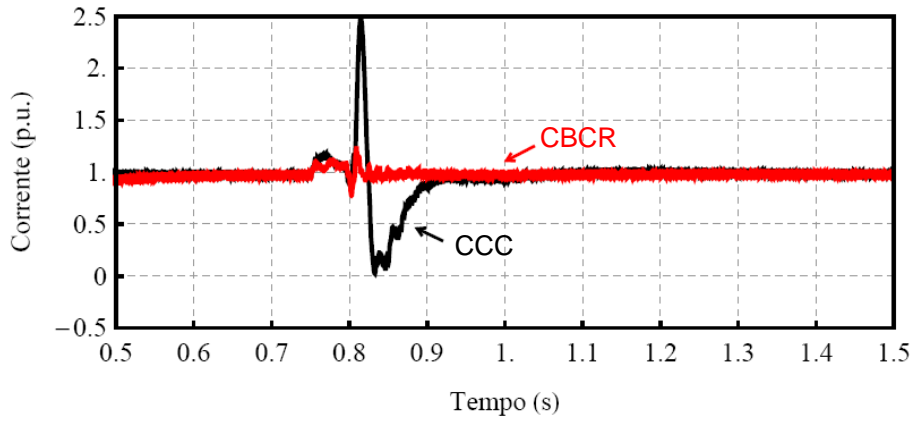


Figura 4.38: Corrente na linha CC quando aplicado um curto-circuito trifásico remoto.

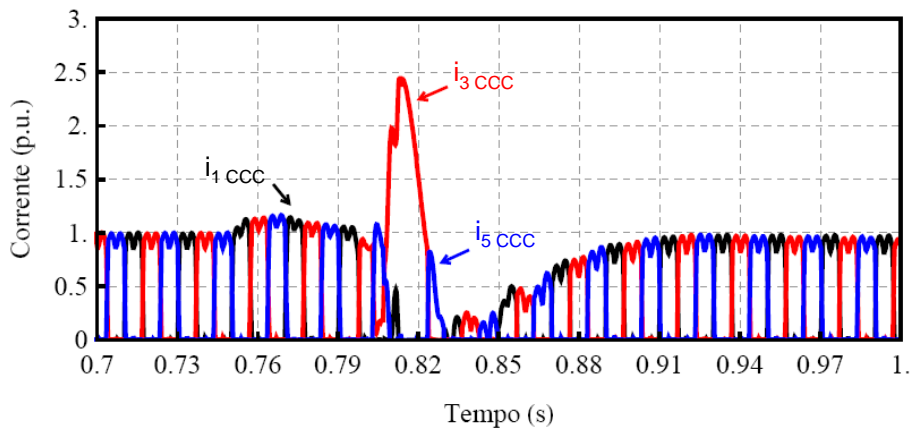


Figura 4.39: Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CCC-HVDC.

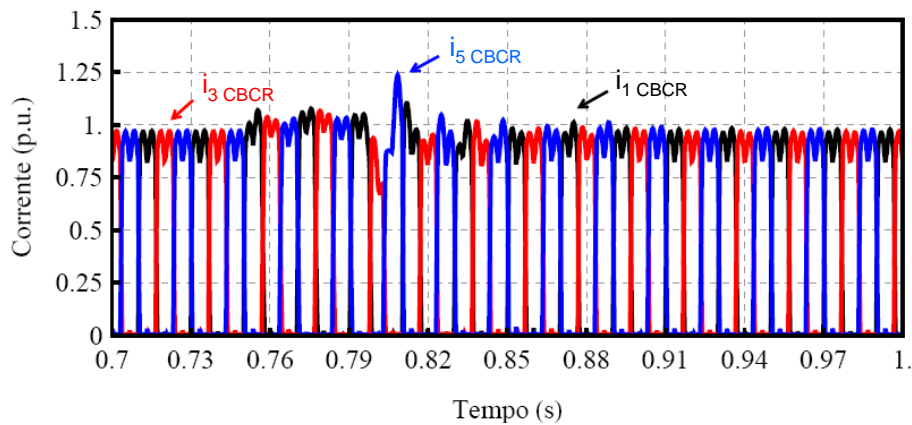


Figura 4.40: Corrente sobre as válvulas quando utilizado o CBCR-HVDC.

A tensão sobre os terminais do CBCR é mostrada na Figura 4.41. Devido à robustez proporcionada pelo EPLL, o controle é capaz de sintetizar uma reatância equivalente válida na frequência fundamental, impossibilitando que os harmônicos presentes na corrente na saída da inversora afetem o desempenho do controlador. A Figura 4.42 mostra a tensão do CBCR durante o instante de aplicação do curto-circuito.

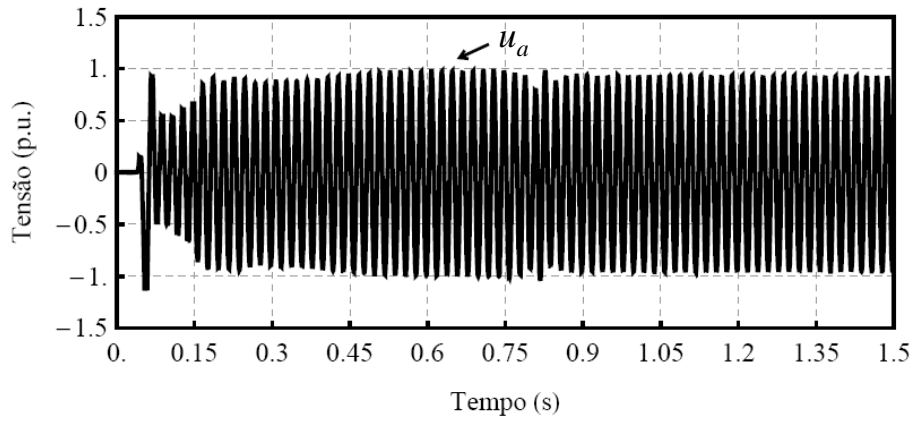


Figura 4.41: Tensão sobre os terminais do CBCR quando aplicado um curto-circuito trifásico remoto.

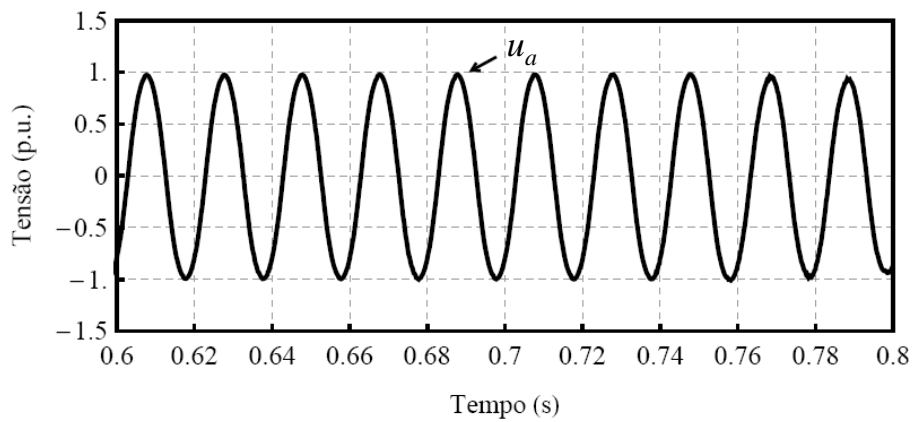


Figura 4.42: Tensão sobre os terminais do CBCR durante o curto-circuito trifásico remoto.

As tensões sobre os capacitores de cada célula do CBCR podem ser observadas na Figura 4.43. Inicialmente, é utilizada uma pré-carga para que os capacitores se carreguem parcialmente. Em  $t = 0,25$  s, o controle do conversor é inicializado e as tensões dos capacitores são reguladas em seu valor de referência.

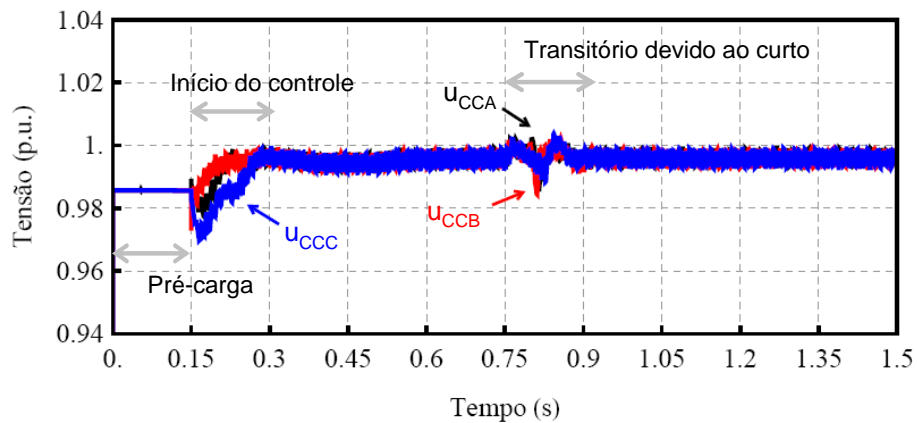


Figura 4.43: Tensão sobre os capacitores do elo CC.

## 4.8 Conclusões Parciais

Os sistemas HVDC convencionais podem apresentar problemas quando conectados a redes fracas. Em geral, quando ocorrem falhas (curto-circuitos) na rede CA, estas podem levar ao surgimento da falha de comutação. Uma técnica utilizada para minimizar esse problema é o uso de capacitores fixos conectados entre os transformadores e as conversoras, conhecido como *Capacitor Commutated Converter* (CCC). Uma outra possibilidade, ainda não estudada e apresentada nesse capítulo, é a utilização de reatâncias controláveis obtidas através de conversores de potência (CBCR).

A fim de avaliar o desempenho do sistema HVDC quando utilizado o CCC e o CBCR foram apresentados resultados de simulação, tendo como base um modelo simplificado do sistema conhecido como *Cigrè HVDC Benchmark Model*.

Apesar de possibilitarem a interligação do HVDC à redes fracas, a presença do capacitor série e do CBCR faz com que as amplitudes dos harmônicos sejam amplificadas quando comparadas às obtidas em sistemas HVDC convencionais. Apesar de amplificadas, as amplitudes dos harmônicos quando utilizado o CBCR são inferiores as amplitudes dos harmônicos com o CCC. Um outro resultado obtido refere-se à redução da potência reativa dos filtros no lado da estação inversora. Quando comparadas à potência dos filtros em um HVDC convencional houve uma redução em torno de 70%.

No caso de falhas na rede elétrica, tanto o CCC-HVDC quanto o CBCR-HVDC apresentaram um desempenho satisfatório quando aplicados curto-circuitos à rede elétrica. Mostrou-se que quando aplicado um curto-circuito monofásico no barramento do inversor, as respostas obtidas com o CCC-HVDC e com o CBCR-HVDC são equivalentes. Quando comparadas as respostas no caso de um curto-circuito trifásico, o desempenho do sistema com o CBCR mostrou-se muito superior ao obtido com os capacitores série.

No caso de alterações nos pontos de operação do HVDC mostrou-se que o CBCR-HVDC é capaz de apresentar resultados idênticos aos obtidos com o CCC-HVDC, porém, com um valor de reatância menor do que à reatância dos capacitores série. Isto deve-se ao fato de que a reatância sintetizada pelo CBCR é válida apenas na frequência fundamental da rede e assim sendo, esta não é influenciada pelos harmônicos presentes na corrente na saída do inversor.

# Capítulo 5

## Conclusões e Pesquisas Futuras

### 5.1 Considerações Finais

O crescimento do consumo de energia elétrica aliado às restrições sócio-ambientais para a construção de novos empreendimentos ligados à transmissão de energia têm obrigado aos engenheiros de potência a propor alternativas para aumentar a capacidade de transmissão das linhas existentes. Uma alternativa comumente utilizada é lançar mão da compensação série de reativos. Entretanto, devido às interações entre o sistema e estes compensadores, podem ocorrer alguns problemas que acabam dificultando a operação da rede elétrica. Dentre esses problemas destacam-se a ressonância subsíncrona e as oscilações de potência.

Com a evolução da eletrônica de potência, vários equipamentos foram desenvolvidos de modo a minimizar esses problemas e agregar novas funcionalidades ao sistema (equipamentos FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*). O presente trabalho apresentou uma linha de pesquisa onde se investigou a possibilidade de se sintetizar reatâncias controláveis usando conversores de tensão (VSC – *Voltage Source Converter*). Esses controladores, aqui denominados por CBCR (*Converter Based Controlled Reactance*), quando aplicados a sistemas de potência mostraram-se ser uma solução viável para aumentar a capacidade de transmissão em linhas longas, amortecer oscilações subsíncronas, mitigar o efeito da falha de comutação, entre outras funcionalidades. Cabe ressaltar ainda que o CBCR quando comparado a outros controladores FACTS, possui uma região de operação relativamente mais ampla, além de não necessitar de transformadores de acoplamento e de possuir lógicas de controle bastante simples. Devidos as suas características, o mesmo pode ser constituído por vários módulos de menor potência, de modo que estes quando associados em série propiciem uma compensação equivalente a de um conversor único e de maior potência. Desta forma, o CBCR pode ser no conceito *Power Electronics Building Blocks* (PEBB), conforme proposto por Hingorani [84], podendo isso vir a ser motivo para redução final dos custos.

Ao longo dos capítulos que compõem essa tese foram feitas simulações computacionais a fim de comprovar algumas das funcionalidades do CBCR. Os parágrafos seguintes sumarizam as principais conclusões obtidas ao longo deste trabalho.

No Capítulo 2 foi feita uma revisão bibliográfica sobre as principais técnicas de controle para síntese de indutâncias negativas a partir de conversores de potência. Para cada uma delas, foram apresentadas e discutidas suas características principais e controle, tomando como base o estado da arte atual. Apesar de consolidadas na literatura, essas estratégias de controle apresentam limitações que acabam por comprometer o seu funcionamento, como por exemplo, quando as mesmas estiverem inseridas em sistemas com distorções ou quando os sinais envolvidos no controle forem senoidais. A fim de sanar esses problemas foram propostas duas novas metodologias de controle baseadas em circuitos de sincronismo e controladores ressonantes. Nesse caso, ao invés de indutâncias negativas tem-se reatâncias controláveis, válidas apenas para a frequência fundamental da rede elétrica.

Para cada uma dessas técnicas foram apresentados resultados de simulação comparando o desempenho das mesmas em relação às técnicas convencionais. Foi mostrado que mesmo em cenários com alto conteúdo harmônico, diferentemente da técnica SDR (Síntese Direta de Reatâncias), a estratégia baseada em circuitos de sincronismo garante que a reatância equivalente seja sintetizada na frequência fundamental do sistema, eliminando o efeito causado pela distorções. Quando utilizados circuitos ressonantes, foi mostrado que os mesmos são ideais para sistemas onde as grandezas envolvidas no controle são senoidais, uma vez que estes foram capazes de eliminar o erro em regime permanente, diferentemente do ocorrido quando utilizada a técnica AVI, que faz uso de controladores PI (*proporcional-integral*).

No Capítulo 3 foi feita uma revisão sobre os efeitos adversos do uso da compensação série fixa em linhas de transmissão. Através de simulações computacionais foi mostrado que a inserção de capacitores fixos pode causar sérios problemas, entre eles a ressonância subsíncrona. Visando minimizar esses problemas foi proposto o uso de compensação controlável, obtida por meio de conversores CBCR e por um TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*). Em ambos os casos, foi mostrado que os dois controladores foram capazes de minimizar os efeitos causados pela ressonância subsíncrona, embora a dinâmica do CBCR seja menos oscilatória do que à dinâmica do TCSC. Apesar do amortecimento da RSS, foi observado tanto no torque eletromagnético quanto na corrente de linha, a existência de oscilações de baixa frequência. A fim de amortecer essas oscilações, foi utilizada uma malha de realimentação baseada no conceito de modulação de potência. Foi mostrado que, inicialmente, a dinâmica de ambos os controladores é bem semelhante, embora o tempo de resposta do CBCR para o amortecimento das oscilações de baixa frequência seja bem menor ao obtido com o TCSC.

No Capítulo 4 foi mostrado que os sistemas HVDC convencionais apresentam problemas (falhas de comutação) quando conectados às redes elétricas com baixa relação de curto-circuito. Embora seja usual a utilização da compensação série para minimizar a falha de comutação (conceito CCC – *Capacitor Commutated Converter*), a mesma acaba por amplificar os harmônicos característicos. Dessa maneira, optou-se por investigar o desempenho do CBCR no intuito de minimizar os efeitos da falha de comutação e os problemas decorrentes da utilização do CCC. Para tal, foi utilizado o modelo de HVDC proposto pelo Cigrè e comparadas as performances do CCC e do CBCR frente a vários tipos de defeitos. Em todas as situações, a resposta do CBCR foi superior à obtida com os capacitores de comutação, fazendo com que o sistema retornasse ao ponto de equilíbrio e reduzindo as amplitudes dos harmônicos característicos, tanto do lado CA quanto do lado CC.

## 5.2 Propostas para Trabalhos Futuros

Devido as suas inúmeras funcionalidades, o CBCR é um controlador capaz de ser aplicado em várias áreas dos sistemas de potência. Entretanto, alguns tópicos não abordados neste trabalho necessitam de um estudo aprofundado e podem servir como base para pesquisas futuras. Alguns desses tópicos são listados a seguir:

- construir um protótipo em escala reduzida, de forma que as estratégias de controle aqui apresentadas possam ser implementadas e validadas experimentalmente;
- propor alternativas para o circuito de proteção do CBCR, de forma a minimizar as sobretensões e sobrecorrentes as quais o mesmo é submetido em caso de falhas na rede elétrica;
- desenvolver modelagem analítica linearizada (função de transferência) de um sistema de transmissão com compensação via CBCR, possibilitando um ajuste mais fino dos ganhos do controlador e uma melhora na dinâmica do conversor;
- comparar o desempenho do CBCR quanto ao amortecimento de oscilações de potência frente a outros dispositivos utilizados para a mesma finalidade, como por exemplo, o UPFC (*Unified Power Flow Controller*);
- investigar a possibilidade do uso do CBCR como limitador de corrente de curto-circuito, comparando os resultados com os obtidos com outros equipamentos que tenham as mesmas características e funcionalidades.



# Referências Bibliográficas

- [1] EPE/MME. “Balanco energético nacional 2011: ano base 2010”, *Empresa de Planejamento Energético - Ministério de Minas e Energia, Rio de Janeiro*, 2011.
- [2] JUSAN, F. C. *Análise linear de oscilações subsíncronas em sistemas elétricos de potência*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Março 2007.
- [3] TOMIM, M. A. *Análise da estabilidade em regime permanente de sistema elétricos susceptíveis à ressonância subsíncrona*. Dissertação de mestrado, IEE/DET - Universidade Federal de Itajubá, Maio 2004.
- [4] ARAÚJO SILVA, L. *Síntese de indutância negativa para aplicação série em redes de energia elétrica*. Tese de doutorado, UNICAMP, Março 2007.
- [5] JOVCIC, D. “Thyristor based HVDC with forced commutation”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, pp. 557–564, January 2007.
- [6] KHATIR, M., ZIDI, S., HADJERI, S., et al. “Performance evaluation of an HVDC link with a Capacitor Commutated Inverter connected to a very weak receiving AC network”, *Journal of Electrical Engineering*, v. 60, n. 4, pp. 209–214, 2009.
- [7] HINGORANI, N. G., GYUGYI, L. “Understanding FACTS: concepts and technology of Flexible AC Transmission Systems”. New York, EUA, IEEE Press, 2000.
- [8] ACHA, E. “FACTS: modelling and simulation in power networks”. New York, EUA, John Wiley Sons Inc, 2004.
- [9] JESUS, F., WATANABE, E., SOUZA, L., et al. “SSR and power oscillation damping using gate-controlled series capacitor (GCSC)”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1806–1812, 2007.
- [10] EDRIS, A., CHOW, J., WATANABE, E., et al. “Static Synchronous Series Compensator (SSSC)”. Cigrè, 2009.

- [11] BORRÉ, A. C., DA SILVA DIAS, R. F., SIQUEIRA DE LIMA, A. C., et al. “Converter based controlled reactance for damping subsynchronous resonance”, *International Conference on Power Systems Transients*, June 2009.
- [12] FUNATO, H., KAWAMURA, A. “Control of Variable Active-Passive Reactance (VAPAR) and negative inductance”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 189–196, 1994.
- [13] HAMILL, D. C., BINA, M. T. “The Bootstrap Variable Inductance and its applications in AC power systems”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, v. 2, pp. 896–902, March 1999.
- [14] BUTLER, J., CONCORDIA, C. “Analysis of series capacitor application problems”, *AIEE Transactions*, pp. 975–988, August 1937.
- [15] AZEVEDO, R., CAMPOS BARROS, J., CARVALHO, A., et al. “Capacitor Commutated Converters (CCC) HVDC Interconnections”. Cigrè, 2008.
- [16] NUÑEZ-ZUÑIGA, T. E. *Síntese e aplicações de indutâncias negativas*. Tese de doutorado, UNICAMP, Dezembro 2002.
- [17] FUNATO, H., KAWAMURA, A. “Proposal of Variable Active-Passive Reactance”, *Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation*, v. 1, pp. 381–388, November 1992.
- [18] FUNATO, H., KAWAMURA, A., KAMIYAMA, K. “Realization of negative inductance using Variable Active-Passive Reactance (VAPAR)”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, pp. 589–596, 1997.
- [19] FUNATO, H., KAWAMURA, A., WATANABE, T., et al. “Improvement of reactance compensator using Variable Active-Passive Reactance with output filter”. v. 1, pp. 355–360, 1997.
- [20] ISHIKAWA, T., FUNATO, H., OHTAKI, T., et al. “Transmission power control using Variable Inductance with feedforward and feedback based power controllers”, *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, v. 12, pp. 46–51, 1999.
- [21] TAVAKOLI BINA, M., HAMILL, D. C. “The Bootstrap Variable Inductance: a new FACTS control element”, *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, v. 2, pp. 619–625, 1999.

- [22] TAVAKOLI BINA, M., HAMILL, D. C. “Average model of the Bootstrap Variable Inductance (BVI)”, *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 967–972, 2000.
- [23] TAVAKOLI BINA, M., HAMILL, D. C. “Transient response and stability of the Bootstrap Variable Inductance (BVI)”, *IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, v. 2, pp. 510–515, 2001.
- [24] DRANGA, O., FUNATO, H., OGASAWARA, S., et al. “Stability analysis of power circuit comprising virtual inductance”, *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems*, v. 4, pp. IV–772–5, May 2004.
- [25] DRANGA, O., FUNATO, H., OGASAWARA, S., et al. “Investigating stability of power configuration including virtual negative inductance”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, v. 4, pp. 2703–2707, 2004.
- [26] NING, G., HE, S., WANG, Y., et al. “A novel Distributed Flexible AC Transmission System Controller based on Active Variable Inductance (AVI)”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–4, June 2006.
- [27] NING, G., HE, S., WANG, Y., et al. “Design of Distributed FACTS controller and considerations for transient characteristics”, *CES/IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, v. 3, pp. 1–5, August 2006.
- [28] SUUL, J. A., UNDELAND, T. “Flexible reference frame orientation of virtual flux-based dual frame current controllers for operation in weak grids”, *IEEE Trondheim PowerTech, Trondheim, Norway*, June 2011.
- [29] NUÑEZ-ZUÑIGA, T. E., POMÍLIO, J. A. “Techniques for power negative inductance synthesis and its applications”, *Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 1–6, September 2003.
- [30] NUÑEZ-ZUÑIGA, T. E., POMÍLIO, J. A. “Introdução às técnicas de síntese e aplicações de indutâncias negativas”, *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP)*, v. 9, pp. 19–27, Junho 2004.
- [31] ARAÚJO SILVA, L., FERREIRA, A. A., POMÍLIO, J. A. “Realization of negative inductance using Direct Reactance Synthesis (DRS) technique”, *Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 2061–2066, November 2006.

- [32] BORRÉ, A. C., DA SILVA DIAS, R. F., SIQUEIRA DE LIMA, A. C., et al. “Synthesis of controlled reactances using VSC converteres”, *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência*, Setembro 2009.
- [33] KARIMI-GHARTEMANI, M., IRAVANI, M. “A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, pp. 617–622, April 2002.
- [34] MIRANDA, U. A., SILVA NETO, J. L., BELLAR, M. D., et al. “Implementação em DSP de um conversor MONOfásico-TRIfásico (MONOTRI) para a eletrificação rural”, *Congresso Brasileiro de Automática*, 2004.
- [35] BORRÉ, A. C., ORTIZ, A., WATANABE, E. H., et al. “Synchronous generator power oscillations damped by using TCSC or SSSC working as a variable reactance”, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, August 2011.
- [36] SHARIATMADAR, S., NAZARZADEH, J. “Modified map of Variable Active Passive Reactance for stability evaluation with consideration of capacitor mode”, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1633–1638, 2007.
- [37] SCHAUDER, C. D., CADDY, R. “Current control of voltage-source inverters for fast four-quadrant drive performance”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. IA-18, n. 2, pp. 163–171, March 1982.
- [38] RODRÍGUEZ, J., PONTT, J., SILVA, A. C., et al. “Predictive current control of a voltage source inverter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, pp. 495–503, February 2007.
- [39] CIOBORATU, M., TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator”, *Record of IEEE PESC*, pp. 1511–1516, 2006.
- [40] RODRIGUEZ, P., LUNA, A., CIOBORATU, M., et al. “Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operation conditions”, *IEEE Industrial Electronics*, pp. 5173–5178, 2006.
- [41] RIQUELME, A. J. O. *Contribuições ao controle do STATCOM*. Dissertação de mestrado, COPPE/UFRJ, Outubro 2007.
- [42] SALAET, J., ALEPUZ, S., GILABERT, A., et al. “Comparison between two methods of dq transformation for single phase converters control. Appli-

- cation to a 3-level boost rectifier”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, v. 1, pp. 214–220, 2004.
- [43] TIMBUS, A., CIOBOTARU, M., TEODORESCU, R., et al. “Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1601–1606, March 2006.
- [44] TAVARES, C. A. A. *Ressonância subsíncrona e outras formas de instabilidade eletromecânica*. Tese de doutorado, COPPE/UFRJ, Abril 2005.
- [45] GROUP, I. R. W. “Proposed terms and definitions for subsynchronous resonance”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-99, March/April 1980.
- [46] CONCORDIA, C., CARTER, G. K. “Negative damping of electrical machinery”, *AIEE Transactions*, pp. 116–119, March 1941.
- [47] BALLANCE, J., GOLDBERG, S. “Subsynchronous resonance in series compensated transmission lines”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-97, pp. 1649–1658, September 1973.
- [48] WATSON, W., COULTES, M. “Static exciter stabilizing signals on large generators - mechanical problems”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-92, pp. 204–211, January 1973.
- [49] BARHMAN, M., LARSEN, E., PIWKO, R., et al. “Experience with HVDC - turbine-generator torsional interaction at Square Butte”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-99, pp. 966–975, May 1980.
- [50] RAMEY, D., KIMMEL, D., DORNEY, J., et al. “Dynamic Stabilizer verification tests at the San Juan Station”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS100, pp. 5011–5019, December 1981.
- [51] HINGORANI, N. “A new scheme for subsynchronous resonance damping of torsional oscillations and transient torque - Part 1”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-100, pp. 1852–1855, April 1981.
- [52] HINGORANI, N. “A new scheme for subsynchronous resonance damping of torsional oscillations and transient torque - Part 2”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-100, pp. 1856–1863, April 1981.

- [53] LARSEN, E., SANCHEZ-GASCA, J., CHOW, J. “Concepts for Design of FACTS Controllers to Damp Power Swings”, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 10, pp. 948–956, May 1995.
- [54] PILOTTO, L. A. S., BIANCO, A., LONG, W. F., et al. “Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, pp. 243–252, January 2003.
- [55] KAKIMOTO, N., PHONGPHANPHANEE, A. “Subsynchronous resonance damping control of Thyristor-Controlled Series Capacitor”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, pp. 1051–1059, July 2003.
- [56] AHLGREN, K., HOLMBERG, D., HALVARSSON, P., et al. “Thyristor controlled series capacitor used as a mean to reduce torsional interaction subsynchronous resonance”, *Cigrè SC14 Colloquium on HVDC and FACTS in South Africa*, 1997.
- [57] BO, W., YAN, Z. “Damping subsynchronous oscillation using UPFC - a FACTS device”, *International Conference on Power System Technology*, v. 4, pp. 2298–2301, October 2002.
- [58] JOWDER, F. A. R. A., OOI, B. T. “Series compensation of radial power system by a combination of SSSC and dielectric capacitors”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 458–465, January 2005.
- [59] GROUP, I. S. R. W. “First benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 96, pp. 1565–1572, Sept. 1977.
- [60] GROUP, I. S. R. W. “Second benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. PAS-104, pp. 1057–1066, May 1985.
- [61] MOHAMMADPOUR, H. A., MIRHOSEINI, S. M. H., SHOULAIE, A. “Comparative study of proportional and TS fuzzy controlled GCSC for SSR mitigation”, *Powereng (POWERENG)*, March 2009.
- [62] ALIZADEH PAHLAVANI, M., MOHAMMADPOUR, H. “Damping of subsynchronous resonance and low-frequency power oscillation in a series-compensated transmission line using gate-controlled series capacitor”, *Electric Power Systems Research*, , n. 81, pp. 308–317, 2011.

- [63] FARAHANI, M. “Damping of subsynchronous oscillations in power system using static synchronous series compensator”, *IET Gener. Transm. Distrib.*, v. 6, pp. 539–544, 2012.
- [64] BRAGA, H. A. C., BARBI, I. “Conversores estáticos multiníveis - uma revisão”, *Revista Controle e Automação*, v. 11, n. 1, pp. 20–28, Jan/Abril 2000.
- [65] LENISCAR, A., MARQUARDT, R. “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range”, *IEEE PowerTech Conference*, June 2003.
- [66] MARQUARDT, R., LESNICAR, A. “New concept for high voltage - modular multilevel converter”, *PESC Conference*, June 2004.
- [67] KIMBARK, E. W. “Direct Current Transmission”. Wiley-Interscience, 1971.
- [68] SOOD, V. K. “HVDC and FACTS controllers – applications of static converters in power systems”. Boston, EUA, Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [69] ARRILLAGA, J., LIU, Y. H., WATSON, N. R. “Flexible Power Transmission – The HVDC Options”. England, John Wiley Sons, 2007.
- [70] PORTELA, C. M., GOMES JR., S. “Analysis and optimization of non-conventional transmission trunks considering new technological possibilities”, *Symposium of Specialists in Electrical Operational and Expansion Planning – VI SEPOPE*, 1998.
- [71] RANGEL, R. D., GÁRDOS, R., PEDROSO, A., et al. “Representação de elos CC ”back-to-back” baseados em conversores de tensão, para estudos de estabilidade eletromecânica”, *XI Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica – SEPOPE*, Março 2009.
- [72] KUNDUR, P. “Power System Stability and Control”. New York, EUA, McGraw-Hill, 1994.
- [73] ADAPA, R. “High-Wire Act: HVDC Technology: The State of the Art”, *IEEE Power and Energy Magazine*, v. 10, pp. 18–29, November 2012.
- [74] ACKERMANN, T. “Wind Power in Power Systems”. Sweden, L. John Wiley Sons, ed. Stockholm, 2005.
- [75] JONSSON, T., BJORKLUND, P. “Capacitor Commutated Converters for HVDC”, *Proceedings Power Electronics Power Tech*, pp. 44–51, June 1995.

- [76] MEISINGSET, M. *Application of capacitor commutated converters in multi-infeed HVDC-schemes*. Doctor of philosophy, Department of Electrical and Computer Engineering, The University of Manitoba, 2000.
- [77] MAZUMDER, A. *Capacitor Commutated Converters for HVDC Transmission Systems*. Master's thesis, Concordia University School of Graduate Studies, February 2002.
- [78] ORIGA DE OLIVEIRA, L., BORGES, W., SOUZA, J., et al. "DC and AC side harmonics in CCC converters", *IEEE PES PowerAfrica Conference and Exposition*, 2007.
- [79] IZIDORO, A. A. S. *Uma contribuição ao estudo dos conversores comutados a capacitor (CCC)*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Itajubá, Dezembro 2005.
- [80] WOODFORD, D. A. "Solving the Ferroresonance Problem when Compensating a Dc Converter Station with a Series Capacitor", *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 11, n. 3, pp. 1325–1331, August 1996.
- [81] HOLMGREN, T., ASPLUND, G., VALDEMARSSON, S., et al. "A test installation of a self-tuned ac filter in the Konti-Scan 2 HVDC link", *Int. Symposium on Electric Power Engineering, Royal Institute of Technology and IEEE*, 1995.
- [82] TANAKA, T., NAKAZATO, M., FUNABIKI, S. "A new approach to the capacitor commutated converter for HVDC - A combined commutation capacitor of active and passive capacitors", *IEEE*, 2001.
- [83] SZECHTMAN, M., WESS, T., THIO, C. "A Benchmark Model for HVDC System Studies", *International Conference on AC and DC Power Transmission*, pp. 374–378, April 1991.
- [84] ERICSEN, T., HINGORANI, N., KHERSONSKY, Y. "PEBB - Power Electronics Building Blocks from concept to reality", *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, 2006.



# Apêndice A

## Síntese de Indutâncias e Reatâncias Controláveis

### A.1 Introdução

No Capítulo 2 foi feita uma revisão sobre as principais técnicas de controle indicadas na literatura para síntese de indutâncias negativas. Além disso, foi proposta uma nova metodologia de controle baseada em circuitos de sincronismo. Neste caso, ao invés dos conversores sintetizarem uma indutância válida para um amplo espectro de frequências, a mesma limita-se à frequência da rede elétrica (60 Hz). Dessa forma, ao invés de indutâncias negativas, tem-se reatâncias negativas, o que possibilita a inserção dos conversores em cenários com elevados índices de distorções e harmônicos.

As seções seguintes têm como objetivo validar as estratégias de controle apresentadas, tanto para síntese de indutâncias quanto para reatâncias negativas, no que se referem ao incremento de potência ativa transmitida pelos circuitos. Para tal, são apresentados resultados de simulação obtidos através do software de transitórios eletromagnéticos PSCAD/EMTC.

#### A.1.1 Resultados utilizando o controlador VAPAR

A fim de se avaliar o desempenho do controlador VAPAR foi utilizado o circuito mostrado na Figura A.1, cujos parâmetros são idênticos aos apresentados na Tabela A.1 [4]. Os conversores entram em operação em  $t = 1,0$  s e a partir deste instante, controlados para sintetizar uma corrente equivalente a de uma indutância de  $-0,16$  H por fase. O chaveamento dos conversores é obtido por meio de um controle de corrente por bandas de histerese.

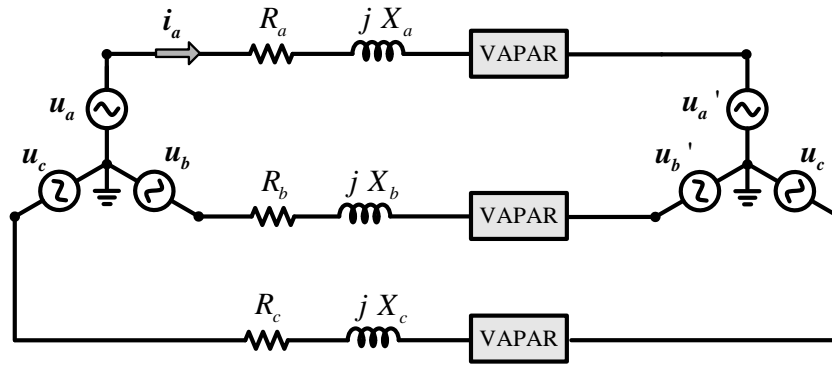


Figura A.1: Circuito utilizando o controlador VAPAR.

Tabela A.1: Parâmetros do circuito do controlador VAPAR.

Parâmetros	Valores	Unidade
Tensão sistema 1 – $u_a$	175,0	[V]
Tensão sistema 2 – $u'_a$	247,5	[V]
Resistência série – $R_a$	17,98	[ $\Omega$ ]
Indutância série – $L_a$	0,488	[H]
Indutância do filtro – $L_F$	3,257	[mH]
Indutância virtual – $L_{CBCR}$	-0,16	[H]
Capacitância do filtro – $C_F$	34,0	[ $\mu$ F]
Capacitor CC – $C_1 .. C_2$	2,0	[mF]

Na Figura A.2 são apresentadas a componente fundamental da tensão sintetizada pelo conversor e a corrente na linha. Conforme o esperado, é possível observar a defasagem entre a corrente e a tensão nos terminais do VAPAR, onde a primeira está adiantada em relação à segunda.

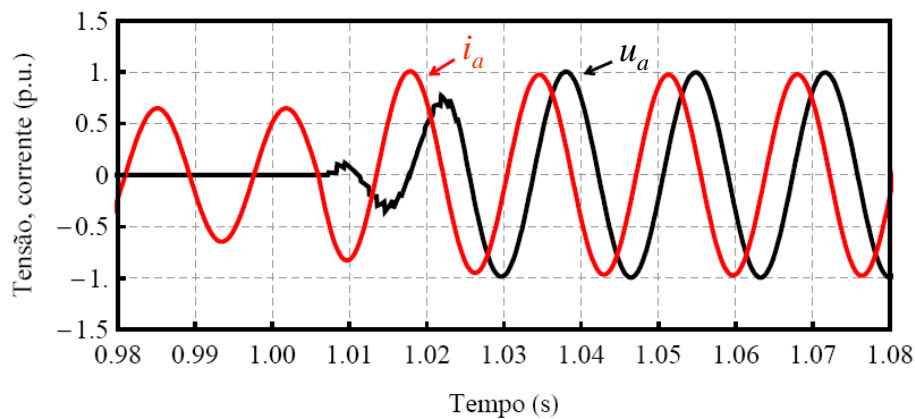


Figura A.2: Tensão fundamental do conversor e a corrente sintetizada.

A corrente de referência comparada à corrente sintetizada são mostradas na Figura A.3. Pode-se observar a “coincidência” entre as duas curvas apresentadas, indicando que o conversor foi capaz de sintetizar corretamente a ordem de indutância desejada.

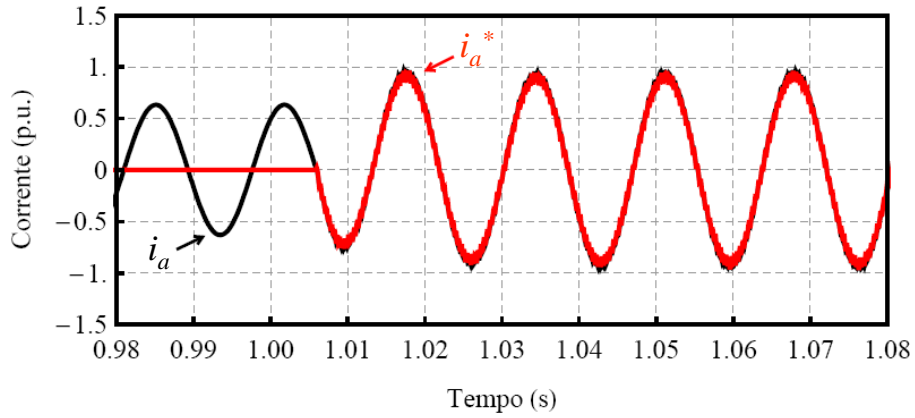


Figura A.3: Corrente de referência e a corrente sintetizada.

O perfil das correntes de linha é apresentado na Figura A.4. Com a entrada do controlador VAPAR no sistema, um percentual da reatância total da linha é cancelada (cerca de 32,8%), ocasionando um acréscimo na amplitude das correntes sintetizadas. A redução na reatância total do circuito faz com que o valor médio da potência instantânea aumente, conforme observado na Figura A.5.

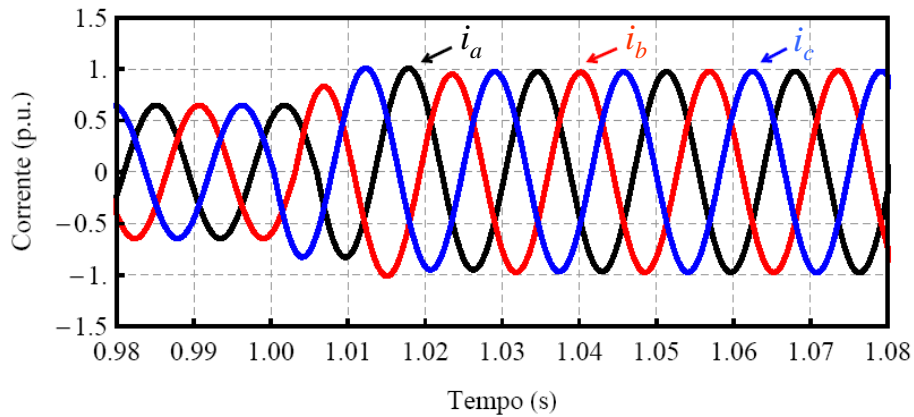


Figura A.4: Correntes sintetizadas utilizando o controlador VAPAR.

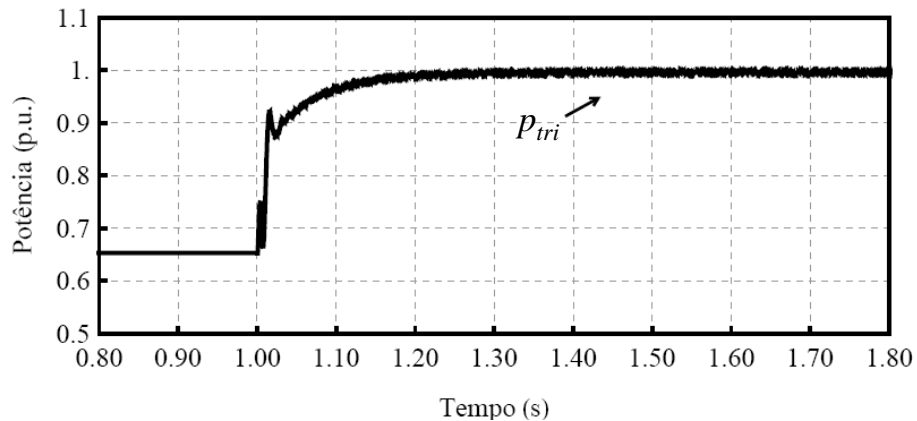


Figura A.5: Potência trifásica transmitida utilizando o controlador VAPAR.

### A.1.2 Resultados utilizando o controlador BVI

Visando mostrar alguns resultados do funcionamento do controlador BVI utilizou-se o circuito mostrado na Figura A.6, onde a tensão do barramento CC é obtida através de um retificador dobrador de tensão e cujos parâmetros são listados na Tabela A.2[13]. Foram utilizados valores distintos para o ganho A e mostrado que em regime permanente, o efeito da impedância equivalente difere de acordo com o mesmo.

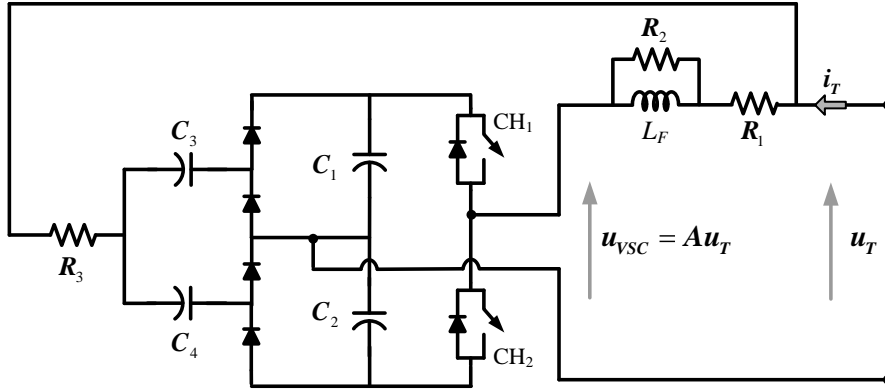


Figura A.6: Diagrama esquemático do controlador BVI implementado a partir de um retificador dobrador de tensão.

Tabela A.2: Parâmetros do circuito do controlador BVI.

Parâmetros	Valores	Unidade
Tensão - $u_T$	230,0	[V]
Tensão no lado CC - $u_{CC1}$ e $u_{CC2}$	640,0	[V]
Resistência - $R_1$	5,0	[ $\Omega$ ]
Resistência - $R_2$	20,0	[ $k\Omega$ ]
Resistência - $R_3$	5,0	[ $\Omega$ ]
Indutância - $L_F$	1,0	[H]
Capacitância - $C_1..C_4$	100,0	[ $\mu F$ ]

A Figura A.7 e a Figura A.8 apresentam os resultados do controlador para ganhos iguais a 0 e 1, respectivamente. Para  $A = 0$ , a impedância equivalente do circuito permanece inalterada, i.e.,  $Z_{BVI} = Z_{LF}$ . Entretanto, para  $A = 1$ , a impedância equivalente vista pelo circuito é infinita, ou seja, não há corrente circulando pelo controlador.

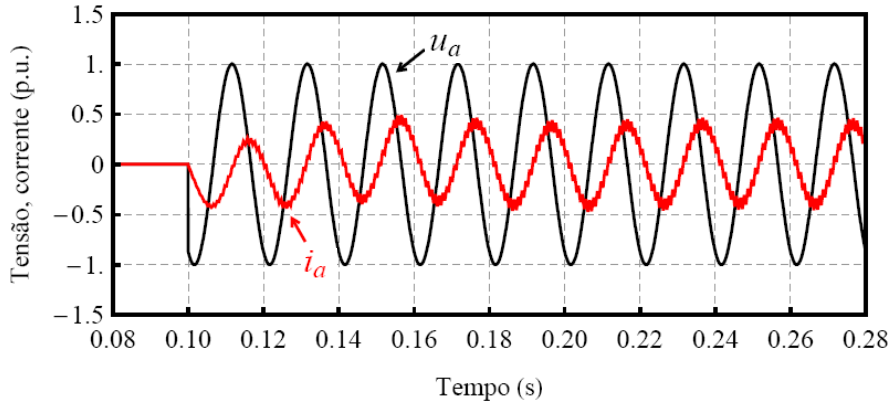


Figura A.7: Tensão e corrente para  $A = 0$ .

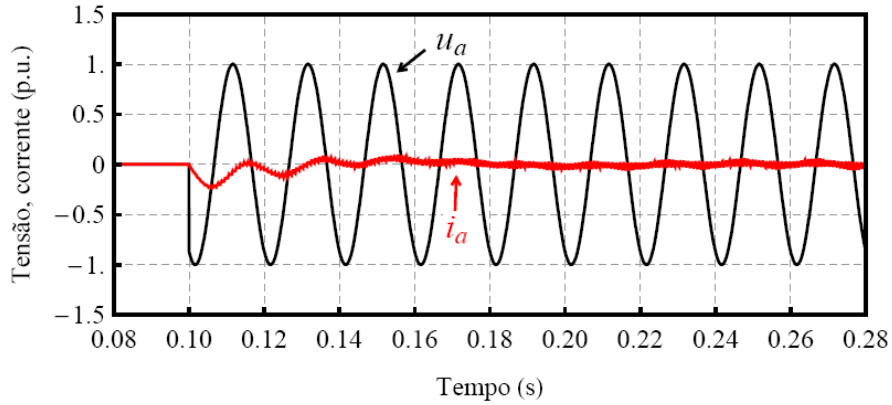


Figura A.8: Tensão e corrente para  $A = 1$ .

Os resultados para ganhos iguais a 2 e  $4 + j3$  são mostrados na Figura A.9 e na Figura A.10, respectivamente. Para  $A = 2$ , o ângulo de fase da impedância equivalente do BVI difere em  $180^\circ$  em relação à impedância padrão, isto é, o BVI pode ser considerado como um indutor negativo. Com o ganho complexo, a impedância padrão, que era puramente imaginária, é vista pelo sistema como se existisse uma resistência em série com o circuito. Isto mostra que o BVI é capaz de sintetizar qualquer tipo de impedância equivalente, dentro de suas limitações de potência e corrente, bem como, o valor da impedância padrão do circuito.

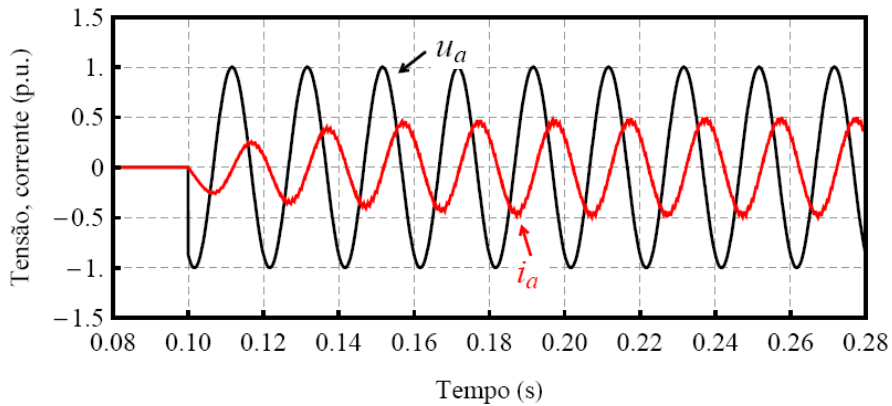


Figura A.9: Tensão e corrente para  $A = 2$ .

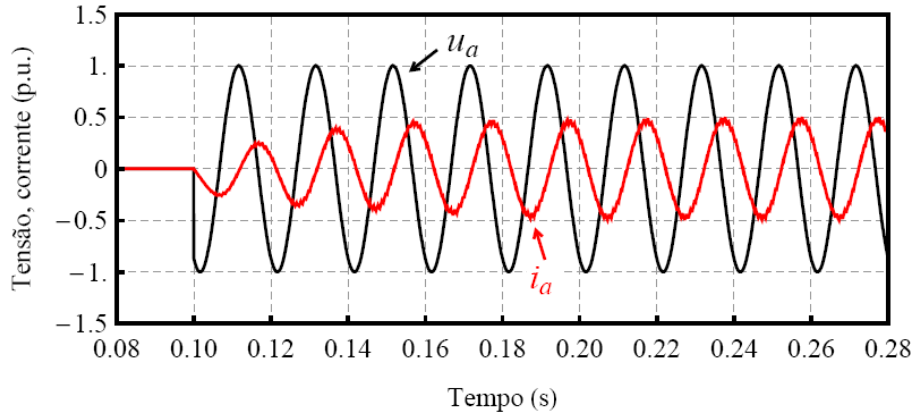


Figura A.10: Tensão e corrente para  $A = 4 + j3$ .

As tensões sobre os capacitores do lado CC podem ser observadas na Figura A.11. Inicialmente os capacitores estão totalmente descarregados. Em  $t = 0,1$  s, o controle do retificador é ligado e as tensões sobre os capacitores são reguladas em seu valor de referência.

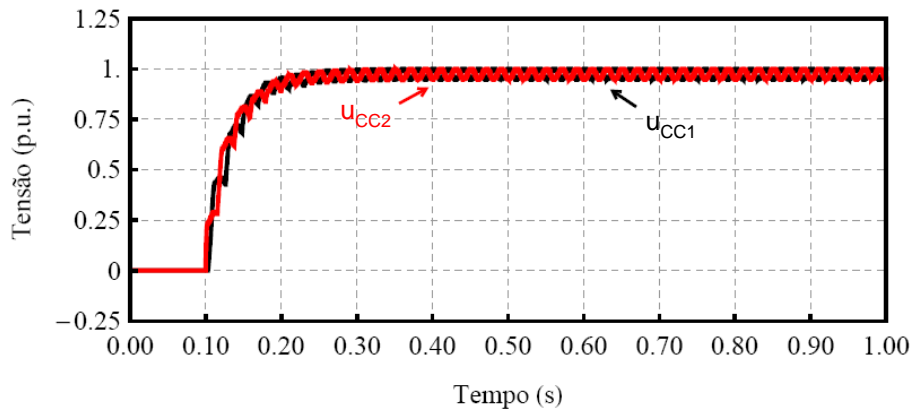


Figura A.11: Tensões sobre os capacitores do elo CC.

### A.1.3 Resultados utilizando o controlador AVI

Nesta seção utilizou-se o mesmo circuito da Figura A.1, onde o controlador VAPAR foi substituído pelo controlador AVI. De maneira análoga, os conversores são inicializados em  $t = 1,0$  s e, a partir desse instante, controlados para sintetizar uma indutância de  $-0,16$  H por fase.

Na Figura A.12 podem ser observadas as formas de onda para o enlace de fluxo, para o fluxo magnético e para o sinal de erro. Por se tratarem de grandezas alternadas, o controlador PI não é o mais adequado para esse tipo de aplicação, já que não é capaz de eliminar o erro de regime permanente, nem em fase e nem em amplitude. Uma alternativa para corrigir esse problema seria substituir o controlador PI por um controlador do tipo *proporcional-ressonante* (PR), conforme mostrado no Capítulo 2.

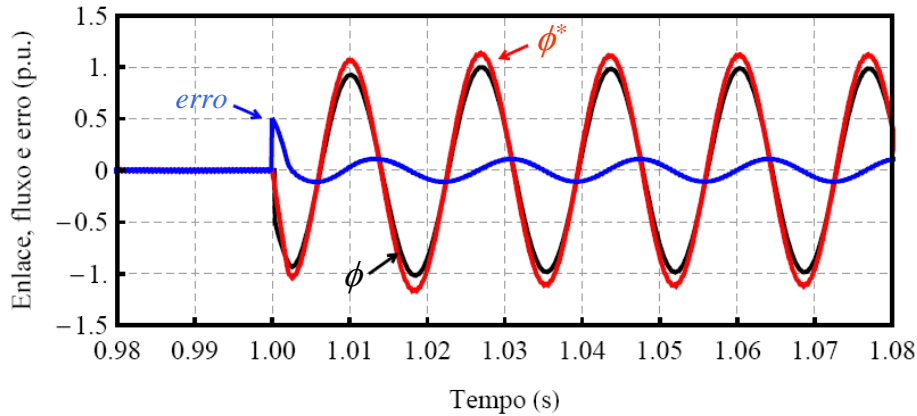


Figura A.12: Fluxo magnético e enlace de fluxo equivalentes, assim como o sinal de erro utilizando o controlador AVI.

#### A.1.4 Resultados utilizando o controlador SDR

A fim de se avaliar o desempenho da estratégia SDR foi utilizado o mesmo circuito da Figura A.1, cujos parâmetros são idênticos aos apresentados na Tabela A.1. Os conversores entram em operação em  $t = 1,0$  s e, a partir deste instante, controlados para sintetizar uma corrente equivalente a de uma indutância de  $-0.16$  H por fase.

A Figura A.13 mostra a tensão sobre os terminais do conversor e a corrente de linha. Apesar do transitório inicial, pode-se observar que o controle foi capaz de sintetizar uma corrente nos moldes de uma indutância negativa, i.e., uma corrente adiantada em relação à tensão sobre os terminais do conversor. O transitório observado deve-se à excitação dos modos naturais do filtro RLC e pode ser minimizado aumentando-se as resistências de amortecimento do mesmo ou utilizando uma técnica de realimentação de estados conforme proposta em [4].

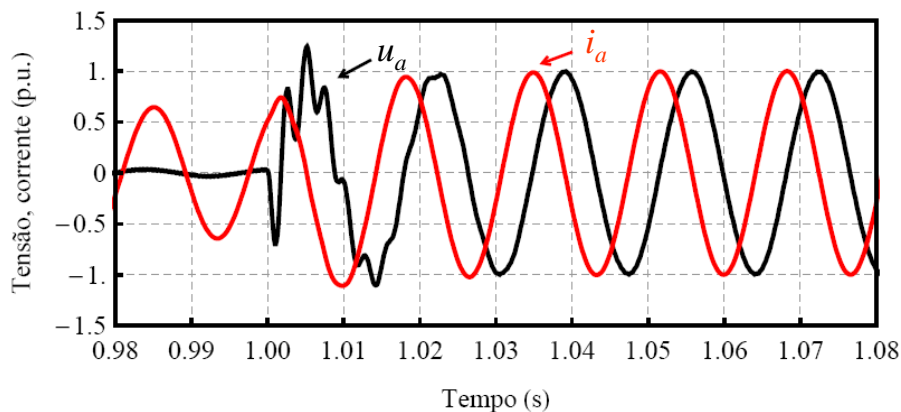


Figura A.13: Tensão na saída do conversor e a corrente utilizando a técnica SDR.

As correntes de linha e o valor médio da potência instantânea são apresentadas na Figura A.14 e na Figura A.15, respectivamente. Como nas seções anteriores, ocorre um aumento na amplitude das correntes sintetizadas e no valor da potência transmitida pelo circuito, devido ao cancelamento de uma parcela da reatância da linha.

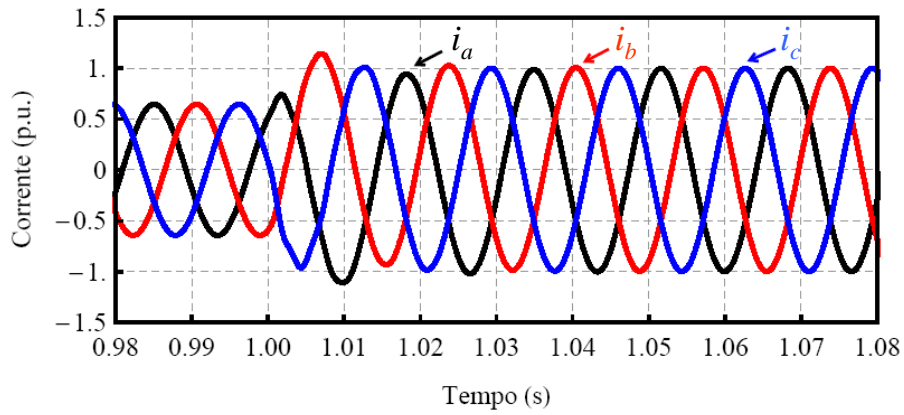


Figura A.14: Correntes de linha utilizando a técnica SDR.

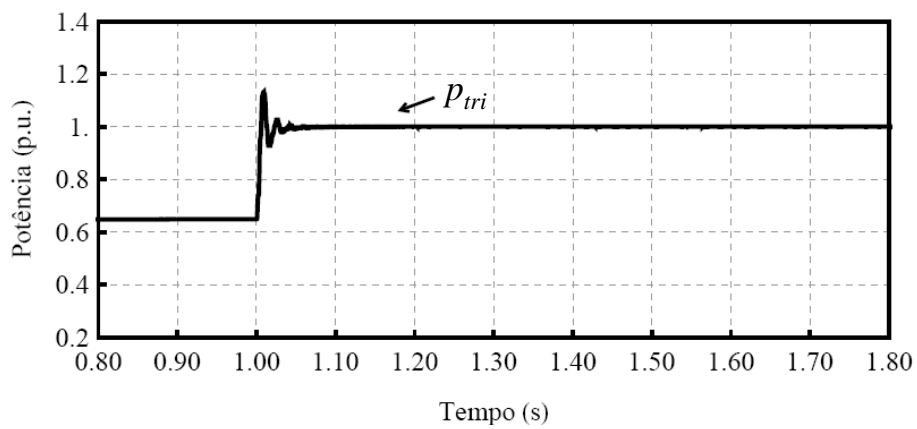


Figura A.15: Potência trifásica transmitida utilizando a técnica SDR.

As tensões sobre os capacitores do lado CC podem ser observadas na Figura A.16. Inicialmente, é utilizado um circuito de pré-carga para que os capacitores se carreguem parcialmente. Em  $t = 1,0$  s, o controle do conversor é ligado e as tensões sobre os capacitores são reguladas.

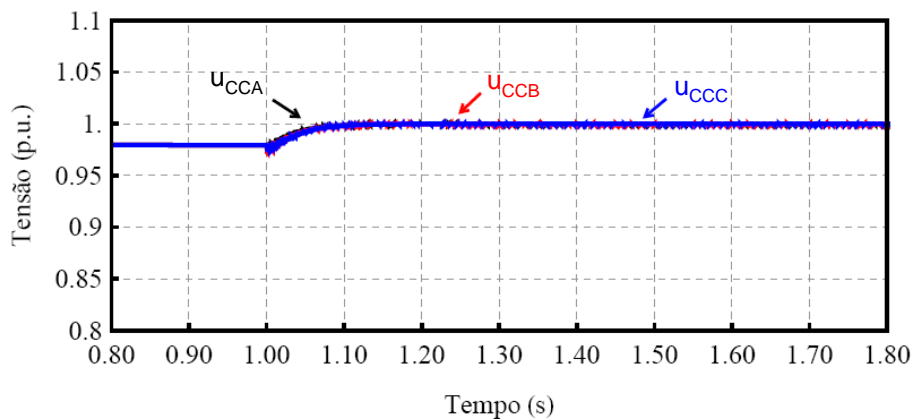


Figura A.16: Tensões sobre os capacitores do elo CC.



### A.1.5 Resultados utilizando o controle baseado no EPLL

No Capítulo 2 foram propostos três diferentes circuitos de sincronismo para a obtenção do sinal de controle para o CBCR. Como a dinâmica do controlador utilizando esses circuitos foi muito parecida, optou-se por apresentar nesta seção apenas os resultados referentes ao EPLL. Para tal, foi utilizado um circuito idêntico ao da Figura A.1, substituindo-se a ação derivativa (SDR) por circuitos EPLL.

A Figura A.17 mostra a tensão na saída do conversor e a corrente na fase *a*. Pode-se observar que as oscilações no instante de inicialização dos conversores são menores do que as observadas quando utilizada a técnica SDR e que estas não influenciam no funcionamento da estratégia de controle, já que a mesma foi capaz de sintetizar uma corrente adiantada em relação à tensão nos terminais do CBCR.

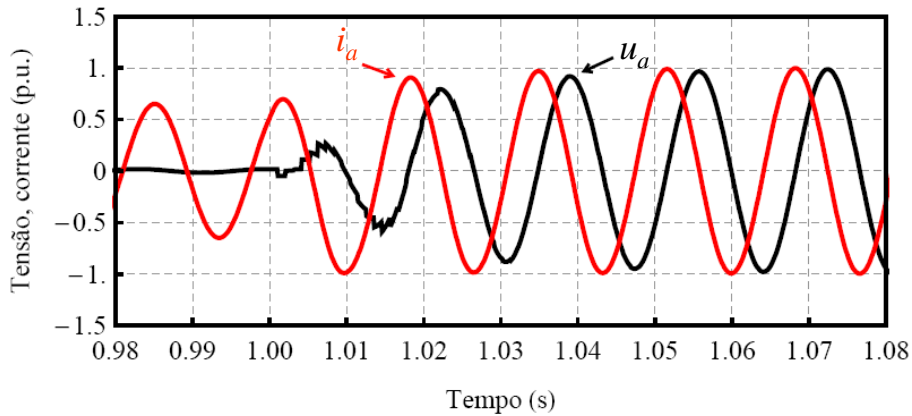


Figura A.17: Tensão na saída do conversor e a corrente na linha utilizando o controle baseado no EPLL.

As correntes de linha e o valor médio da potência instantânea são apresentados na Figura A.18 e na Figura A.19, respectivamente. A partir do instante de inicialização dos conversores, o controle é capaz de sintetizar uma reatância equivalente a  $-60,3 \Omega$ , cancelando cerca de 32,8% da reatância série da linha. Dessa maneira, tem-se um aumento na amplitude das correntes sintetizadas e na potência instantânea transmitida pelo sistema.

A Figura A.20 mostra as tensões sobre os capacitores das três células *half-bridge* que compõem o CBCR. Como nas seções anteriores, os capacitores são parcialmente carregados e tão logo o controle dos conversores é inicializado, as tensões sobre esses capacitores são reguladas.

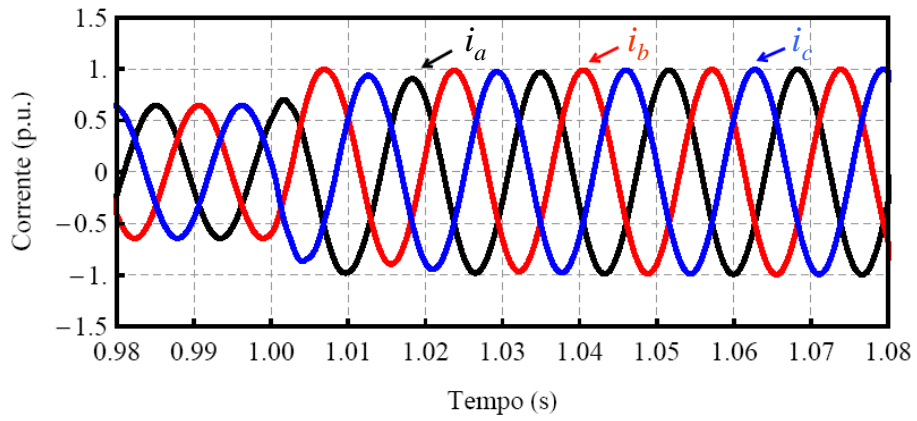


Figura A.18: Correntes de linha utilizando o controle baseado no EPLL.

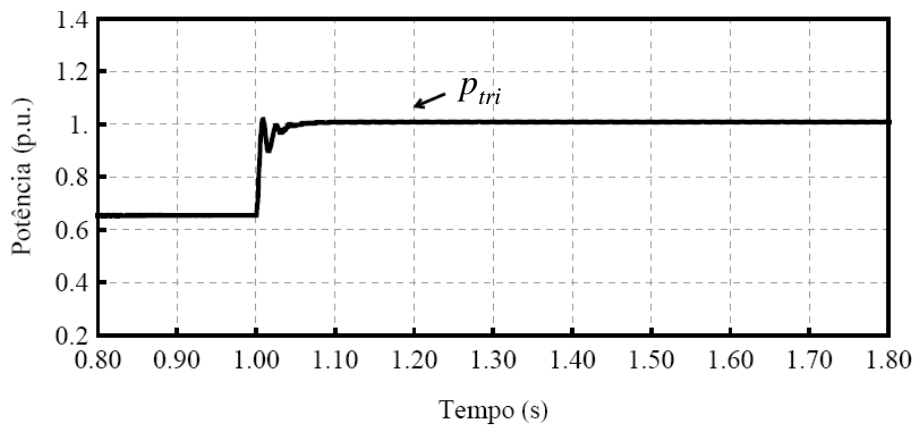


Figura A.19: Potência trifásica transmitida utilizando o controle baseado no EPLL.

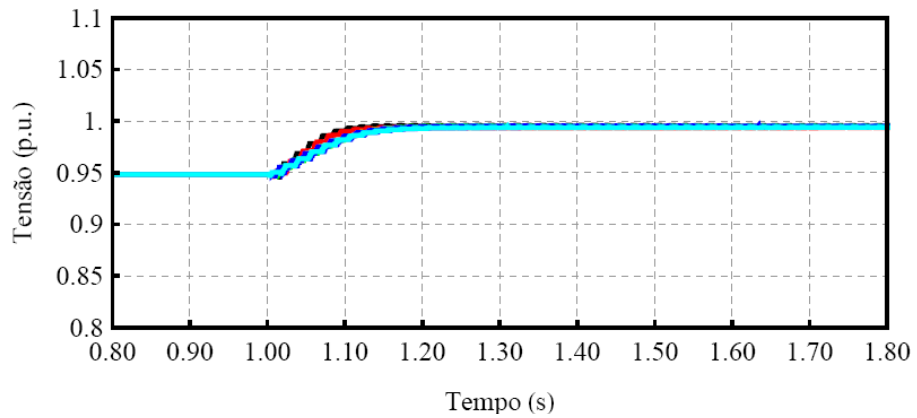


Figura A.20: Tensões sobre os capacitores do elo CC.

# Apêndice B

## Análise de Desempenho do EPLL

### B.1 Introdução

No Capítulo 2 foram apresentados três circuitos de sincronismo (PLL) para o controle do CBCR. Conforme salientado naquele capítulo, os PLLs diferem-se na quantidade de operações matemáticas e funções trigonométricas utilizadas, sendo o objetivo principal destes a obtenção da magnitude, fase e frequência da componente fundamental do sinal de entrada. Dessa maneira, o estudo mostrado neste Apêndice pode ser estendido aos demais circuitos de sincronismo fazendo uma análise idêntica à apresentada e os devidos ajustes nos ganhos dos mesmos. Nas seções subsequentes será analisado o desempenho do EPLL quando uma componente senoidal além da fundamental está presente no sinal de entrada. Também será analisado o desempenho do EPLL frente à variações tanto na amplitude quanto na frequência fundamental do sinal de entrada.

#### B.1.1 Interferência de Ruído

Devido às características das cargas presentes em um sistema de potência, os sinais de tensão ou corrente podem apresentar componentes com frequências múltiplas (harmônicos) e não múltiplas (inter-harmônicos) da frequência fundamental e estas podem influenciar de modo significativo na operação do PLL. Conforme já salientado no Capítulo 2, mesmo em circuitos com altos índices de harmônicos pode-se através de um circuito de sincronismo reconstruir o sinal de entrada de modo que este esteja isento de distorções.

Para avaliar o desempenho do EPLL frente a perturbações foi considerado o diagrama de blocos mostrado na Figura B.1, onde a entrada  $x(t)$  é uma senóide com amplitude unitária e frequência de 60 Hz,  $h(t)$  é um sinal cuja amplitude é igual a 10% da fundamental e frequência diferente de 60 Hz,  $y(t)$  é o sinal rastreado pelo EPLL e  $e(t)$  é o sinal de erro proveniente da comparação entre  $y(t)$  e  $x(t)$ . A

frequência de  $h(t)$  foi variada de 10 Hz a 110 Hz, mas sempre com uma frequência fixa para cada teste.

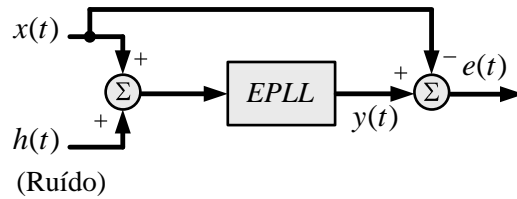


Figura B.1: Diagrama em blocos do circuito utilizado para avaliar o desempenho do EPLL diante de ruídos.

Inicialmente, considerou-se que a frequência do sinal  $h(t)$  é de 10 Hz e em seguida, este teve sua frequência alterada para 50 Hz. Conforme pode ser observado na Figura B.2, o EPLL é praticamente imune aos harmônicos de baixas frequências (10 Hz), exceto durante o transitório de inicialização, que dura cerca de 60 ms. Para ruído com frequência próxima da frequência fundamental (Figura B.3), este interfere na resposta do PLL, já que está dentro da faixa de frequências que o PLL é capaz de rastrear.

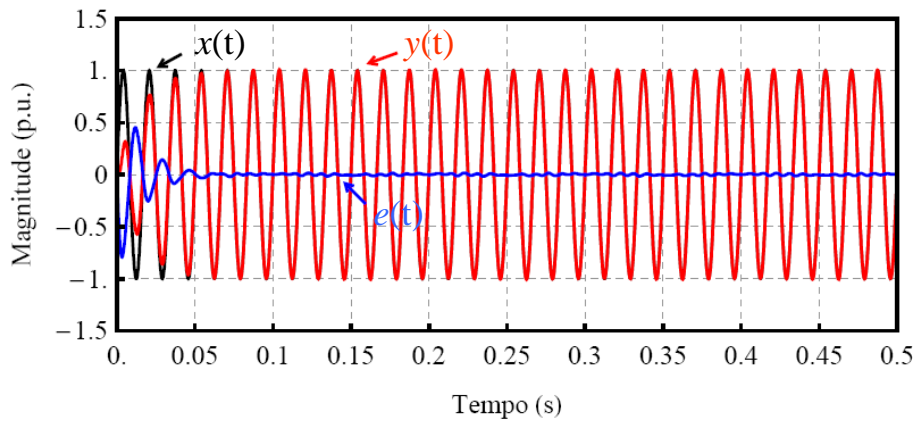


Figura B.2: Formas de onda para  $x(t)$ ,  $y(t)$  e  $e(t)$  considerando um ruído de 10 Hz.

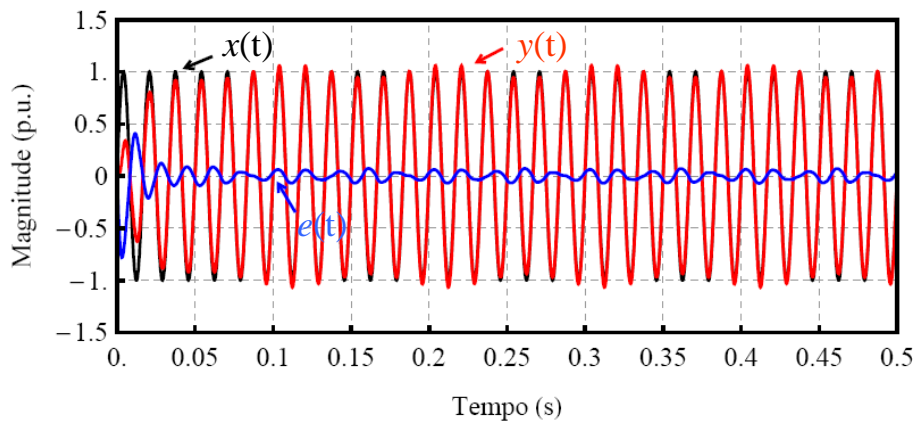


Figura B.3: Formas de onda para  $x(t)$ ,  $y(t)$  e  $e(t)$  considerando um ruído de 50 Hz.

A fim de comprovar o exposto nos parágrafos anteriores, foi calculada a FFT (*Fast Fourier Transform*) do sinal  $y(t)$ , considerando inicialmente a injeção do ruído de 10 Hz e, posteriormente, o de 50 Hz. Para a definição do período de amostragem da FFT, foi utilizado o período do máximo divisor comum entre a frequência do sinal de entrada (60 Hz) e a frequência do sinal de ruído ( $h(t)$ ), i.e., considerando que o sinal  $h(t)$  seja um ruído de 10 Hz e que o sinal  $x(t)$  tenha uma frequência de 60 Hz, o período para o cálculo da FFT é de 10 Hz.

Conforme pode ser observado na Figura B.4, quando a frequência do sinal  $h(t)$  é de 10 Hz, o EPLL é capaz de atenuar o ruído de modo que o sinal rastreado esteja isento de distorções, ou seja, tanto o PLL quanto a reatância sintetizada pelo CBCR estão imunes a essas distorções. Em contrapartida, quando a frequência do sinal  $h(t)$  é próxima da frequência fundamental (50 Hz), Figura B.5, apesar do PLL atenuar a magnitude do ruído de 50 Hz, há o surgimento de um outro componente harmônico em 70 Hz, o que a priori, pode influenciar na resposta do circuito de sincronismo e na reatância a ser sintetizada pelo CBCR. Esses resultados indicam que o PLL é imune aos harmônicos comumente presentes em sistemas de potência, quando sujeitos a oscilações de potência e ressonância subsíncrona, objetos de estudo deste trabalho.

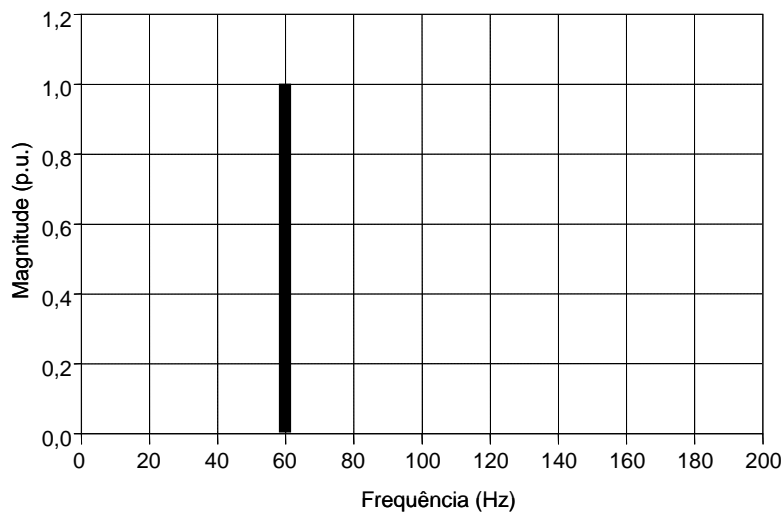


Figura B.4: Espectro harmônico da saída  $y(t)$  considerando a injeção de um ruído cuja frequência é de 10 Hz.

A Tabela B.1 lista os ruídos presentes no sinal  $y(t)$  e suas respectivas amplitudes, supondo que a frequência do sinal  $h(t)$  varie entre 50 Hz e 70 Hz. Mais uma vez, pode-se comprovar que para ruídos cujas frequências estão próximas da fundamental, estes podem influenciar na resposta do sinal rastreado pelo EPLL.

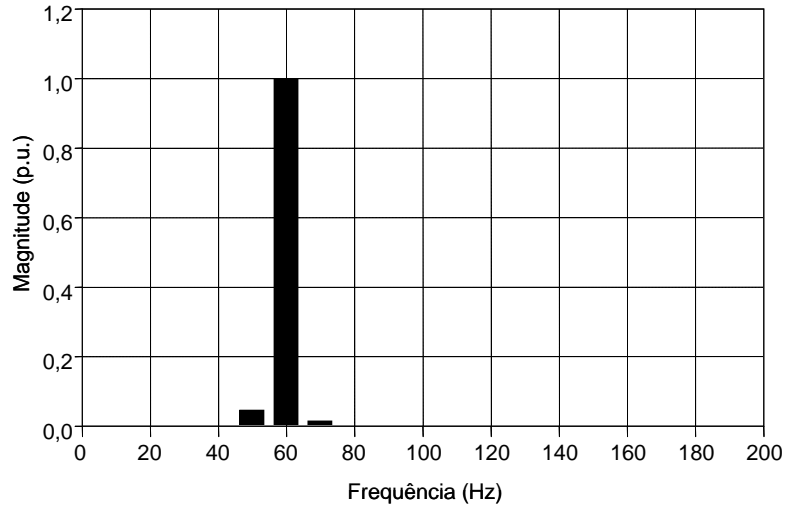


Figura B.5: Espectro harmônico da saída  $y(t)$  considerando a injeção de um ruído cuja frequência é de 50 Hz.

Tabela B.1: Ruídos e respectivas amplitudes presentes no sinal  $y(t)$ .

Frequência do ruído $h(t)$	Freq/Mag do ruído em $y(t)$	Freq/Mag da Fundamental	Freq/Mag do ruído em $y(t)$
$h(t) = 50 \text{ Hz}$	50 Hz 0,036 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	70 Hz 0,015 [p.u.]
$h(t) = 54 \text{ Hz}$	54 Hz 0,066 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	66 Hz 0,018 [p.u.]
$h(t) = 58 \text{ Hz}$	58 Hz 0,089 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	62 Hz 0,012 [p.u.]
$h(t) = 60 \text{ Hz}$	– –	60 Hz 1.1 [p.u.]	– –
$h(t) = 62 \text{ Hz}$	58 Hz 0,012 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	62 Hz 0,089 [p.u.]
$h(t) = 66 \text{ Hz}$	54 Hz 0,017 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	66 Hz 0,068 [p.u.]
$h(t) = 70 \text{ Hz}$	50 Hz 0,015 [p.u.]	60 Hz 1 [p.u.]	70 Hz 0,038 [p.u.]

### B.1.2 Variações na Amplitude do Sinal de Entrada

O objetivo desta seção é analisar a resposta do EPLL diante de variações na amplitude do sinal de entrada, como por exemplo, as que surgem quando ocor-

rem a entrada/retirada de cargas do sistema, curto-circuitos ou até mesmo a aceleração/desaceleração de máquinas elétricas. Para tal, foi utilizado o circuito mostrado na Figura B.6, onde a entrada  $x(t)$  é uma senóide com amplitude unitária e frequência de 60 Hz. Em seguida, esta entrada tem sua magnitude reduzida para 0,5 *p.u.* e após 0,1 s a sua amplitude retorna ao valor original passando a ser modulada por um sinal de 6 Hz com amplitude igual a 10% da fundamental [33].



Figura B.6: Diagrama em blocos do circuito utilizado para avaliar a performance do EPLL diante de variações na amplitude do sinal de entrada.

Conforme mostrado na Figura B.7 e na Figura B.8, o EPLL é capaz de detectar a entrada  $x(t)$  praticamente sem erros e como uma dinâmica extremamente rápida (aproximadamente, 1 ciclo da frequência da rede elétrica).

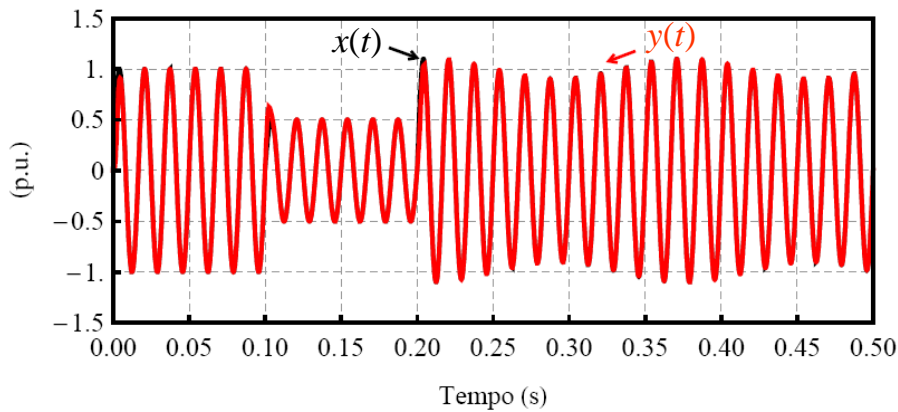


Figura B.7: Entrada  $x(t)$  e saída  $y(t)$  via EPLL.

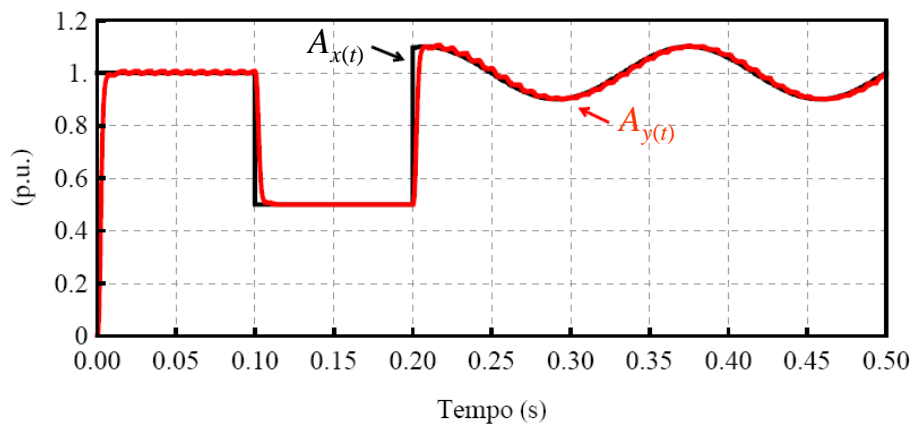


Figura B.8: Amplitude da entrada  $x(t)$  e amplitude da saída  $y(t)$  via EPLL.

### B.1.3 Variações na Frequência Fundamental

O objetivo desta seção é analisar a performance do EPLL quando ocorrem variações de frequência no sistema elétrico. Geralmente, estas variações são devidas a curto-circuitos nas linhas de transmissão ou a saída de geradores e/ou cargas. Para tal, foi utilizado um circuito idêntico ao mostrado na Figura B.6 e considerado que a entrada  $x(t)$  é uma senóide unitária com frequência de 60 Hz, onde um desvio de  $\pm 6$  Hz é aplicado em forma de degrau na frequência fundamental [33]. Embora um desvio de frequência desta magnitude não ocorra em sistemas de potência, este foi utilizado para confirmar que o PLL atende às necessidades do CBCR frente a esses distúrbios convencionais. Conforme pode ser observado na Figura B.9, o EPLL é capaz de rastrear com rapidez as variações de frequência e tão logo estas sejam rastreadas, o transitório referente à essas variações se extingue [33].

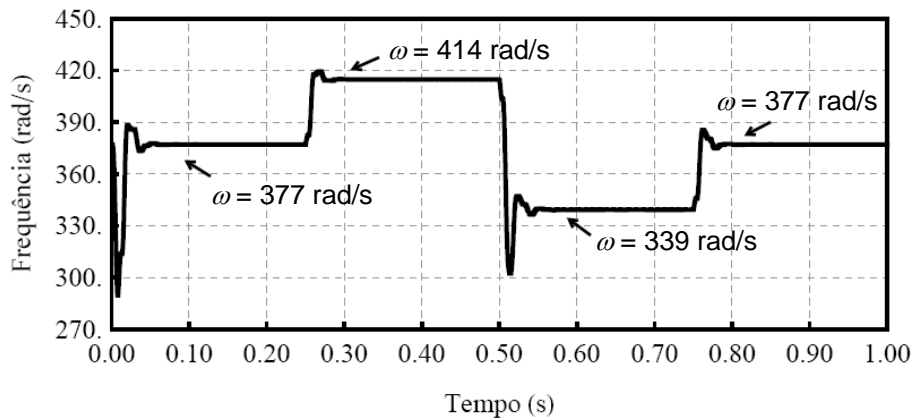


Figura B.9: Variações na frequência fundamental do sinal de entrada  $x(t)$ .

Desta maneira, pode-se concluir que o EPLL tem um desempenho compatível com as necessidades de controle do CBCR, onde se imagina que ruídos na faixa de 40 Hz a 70 Hz não estarão presentes. Excluída esta faixa, o EPLL tem desempenho satisfatório para o controle proposto. Não foram feitos estudos detalhados para os demais circuitos de sincronismo, mas pela simulações de desempenho do CBCR é possível dizer que eles também apresentam desempenho similar. No entanto, um estudo similar ou mais aprimorado deverá ser feito no futuro.



# Apêndice C

## Estudo de Estabilidade em LTs com Compensação Série

### C.1 Introdução

Uma linha de transmissão pode ser representada tanto por parâmetros distribuídos quanto por concentrados. Embora a representação por parâmetros distribuídos seja a mais correta e usual, pode-se obter resultados satisfatórios quando o sistema é representado por parâmetros concentrados.

Nos modelos a parâmetros distribuídos, as características do sistema podem sofrer alterações ao longo do processo e dessa forma devem ser consideradas no comportamento das variáveis. Em contrapartida, nos modelos a parâmetros concentrados as variações espaciais são desprezadas, i.e., as características do sistema não sofrem alterações significativas que influenciem no processo como um todo. Enquanto no primeiro caso os modelos são descritos por um número infinito de equações diferenciais parciais, no segundo os mesmos são descritos por um número finito de equações diferenciais.

Todo sistema real é distribuído. Se as variações espaciais são pequenas, pode-se aproximar o comportamento do sistema por um modelo a parâmetros concentrados. Para representá-los são utilizados os modelos de linhas de transmissão conhecidos com T e II nominal.

As seções seguintes apresentam, de forma detalhada, o desenvolvimento matemático apresentado em [23], onde os autores tomam como base o primeiro modelo proposto pelo *IEEE Working Group on Subsynchronous Resonance* para estudos de ressonância subsíncrona. São apresentadas as raízes do sistema (modelo T e II nominal) quando utilizada a compensação série por meio do CBCR e por capacitores fixos.

### C.1.1 Compensação via CBCR - Modelo T

O comportamento do circuito, mostrado na Figura C.1, pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

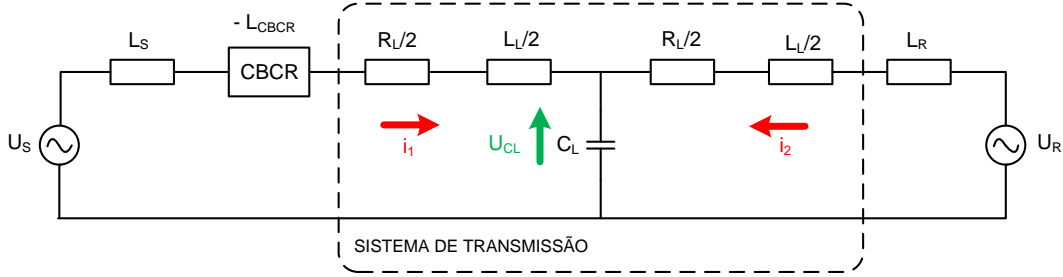


Figura C.1: Sistema de transmissão radial com compensação série via CBCR (Modelo T).

$$L_S \frac{di_1}{dt} - L_{CBCR} \frac{di_1}{dt} + \frac{R_L}{2} i_1 + \frac{L_L}{2} \frac{di_1}{dt} + u_{CL} - u_S = 0, \quad (C.1)$$

$$\frac{R_L}{2} i_2 + \frac{L_L}{2} \frac{di_2}{dt} + L_R \frac{di_2}{dt} + u_{CL} - u_R = 0.$$

Supondo que as tensões  $u_S$  e  $u_R$  sejam as entradas do sistema, pode-se reescrever esse conjunto de equações na forma de espaço de estados, conforme apresentado em:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t). \quad (C.2)$$

Considerando um vetor de estados  $x(t)$ , tal como:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ u_{CL}(t) \end{bmatrix}, \quad (C.3)$$

as equações apresentadas em (C.1) podem ser reescritas como:

$$L_S \dot{x}_1(t) - L_{CBCR} \dot{x}_1(t) + \frac{R_L}{2} x_1(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_1(t) + x_3(t) - u_1(t) = 0,$$

$$\frac{R_L}{2} x_2(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_2(t) + L_R \dot{x}_2(t) + x_3(t) - u_2(t) = 0.$$

Reorganizando os termos, chega-se a:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) &= \frac{-R_L}{2\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} x_1(t) - \frac{1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} x_3(t) \\
&+ \frac{1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} u_1(t), \\
\dot{x}_2(t) &= \frac{-R_L}{2\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} x_2(t) - \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} x_3(t) + \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} u_2(t).
\end{aligned} \tag{C.4}$$

A tensão sobre os terminais do capacitor  $C_L$  é dada por:

$$u_{CL}(t) = \frac{1}{C_L} \int [i_1(t) + i_2(t)] dt. \tag{C.5}$$

Assim sendo,  $\dot{x}_3(t)$  é expresso por:

$$\dot{x}_3(t) = \frac{1}{C_L} x_1(t) + \frac{1}{C_L} x_2(t). \tag{C.6}$$

Aplicando (C.4) e (C.6) em (C.2), tem-se que:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} & \frac{-1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

onde é possível se definir as matrizes A e B dadas, respectivamente, por:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} & \frac{-1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\left(L_S - L_{CBCR} + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico do sistema é dado por  $\det[sI - A] = 0$ . Substituindo-se os parâmetros da Figura C.1 por  $R_L = 0,02 \Omega$ ,  $L_L = 1,3 \text{ mH}$ ,  $C_L = 1,8 \text{ mF}$ ,  $L_S = 0,8196 \text{ mH}$  e  $L_R = 0,191 \text{ mH}$  chega-se a:

$$\begin{aligned} & [1,47 \cdot 10^{-3} - L_{CBCR}] s^3 + [0,0274 - 11,89L_{CBCR}] s^2 \\ & + [1,526 \cdot 10^3 - 6,606 \cdot 10^5 L_{CBCR}] s + 1,321 \cdot 10^4 = 0. \end{aligned}$$

A Tabela C.1 apresenta as raízes do sistema quando o parâmetro  $L_{CBCR}$  é variado entre  $[0 : 2,6] \text{ mH}$ . Pode-se observar que enquanto a indutância sintetizada pelo controlador é menor ou igual à indutância da linha, o sistema é estável (raízes listadas em preto). Quando esse limite é ultrapassado o sistema torna-se instável, produzindo raízes no semi-plano positivo (em vermelho).

A Figura C.2 mostra como se comportam as raízes do sistema quando um CBCR é conectado ao mesmo.

Tabela C.1: Raízes do sistema quando um CBCR é conectado ao mesmo (Modelo T).

$L_{CBCR} (H)$	Raízes	$L_{CBCR} (H)$	Raízes
0	$-8,66 \pm j 0$ $-4,99 \pm j 1018,81$	$15,6 \cdot 10^{-4}$	$-2283,58 \pm j 0$ $-26,68 \pm j 0$ $2408,62 \pm j 0$
$2,6 \cdot 10^{-4}$	$-9,76 \pm j 0$ $-5,17 \pm j 1057,86$	$18,2 \cdot 10^{-4}$	$-931,98 \pm j 0$ $-40,93 \pm j 0$ $989,37 \pm j 0$
$5,2 \cdot 10^{-4}$	$-11,17 \pm j 0$ $-5,58 \pm j 1115,58$	$20,8 \cdot 10^{-4}$	$-445,21 \pm j 0$ $-90,13 \pm j 0$ $539,71 \pm j 0$
$7,8 \cdot 10^{-4}$	$-13,07 \pm j 0$ $-6,60 \pm j 1210,17$	$23,4 \cdot 10^{-4}$	$-108,60 \pm j 241,03$ $216,70 \pm j 0$
$10,4 \cdot 10^{-4}$	$-15,75 \pm j 0$ $-9,61 \pm j 1396,60$	$26,0 \cdot 10^{-4}$	$-35,07 \pm j 416,17$ $67,02 \pm j 0$
$13,4 \cdot 10^{-4}$	$-25,22 \pm j 1980,53$ $-19,81 \pm j 0$	–	–

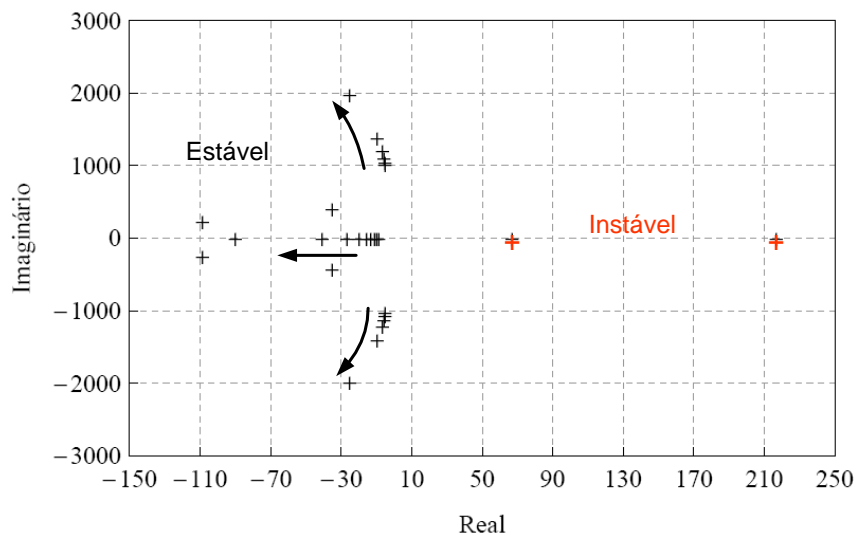


Figura C.2: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando o CBCR (Modelo T).

### C.1.2 Compensação via CBCR com o SOGI-QSG-FLL - Modelo T

Essa seção tem como objetivo analisar como se comportam as raízes do sistema quando o controle do CBCR é obtido por meio de um circuito de sincronismo, conforme o apresentado na Figura C.3.

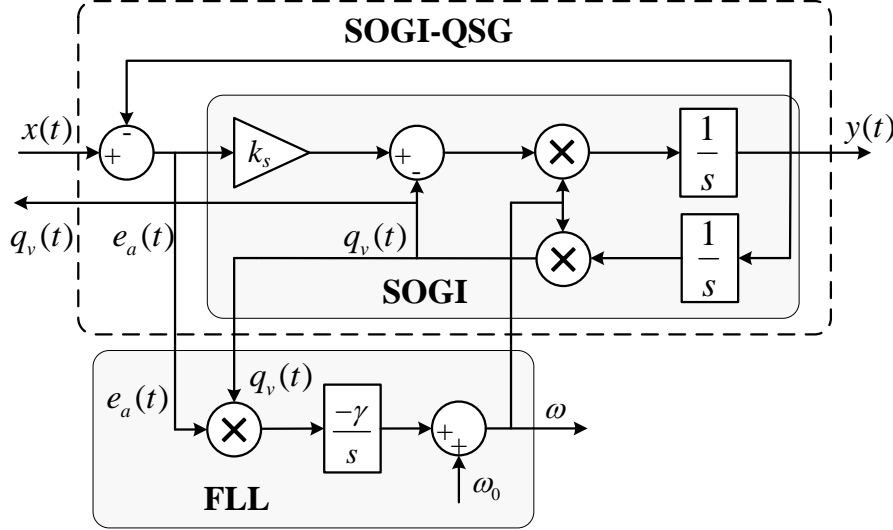


Figura C.3: Diagrama em blocos do SOGI-QSG-FLL.

Admitindo-se que o sistema esteja em regime permanente e que a frequência da rede elétrica tenha sido rastreada pelo FLL, o sinal  $e_a(t)$  possui nível médio igual a zero e a saída  $y(t)$  corresponde à entrada  $x(t)$ . Dessa maneira, o sinal  $q_v(t)$  pode ser representado, simplificadaamente, por:

$$q_v(t) = \omega \int y(t)dt = \omega \int i_1(t)dt. \quad (C.7)$$

Lembrando que a tensão sobre os terminais do CBCR é dada por:

$$u_{CBCR}(t) = \omega L_{CBCR} q_v(t), \quad (C.8)$$

esta pode ser reescrita conforme mostrado em:

$$u_{CBCR}(t) = \omega^2 L_{CBCR} \int i_1(t)dt. \quad (C.9)$$

A fim de validar o resultado apresentado em (C.7) foi feita uma simulação onde a compensação de uma linha de transmissão é feita utilizando um controlador CBCR. Em  $t = 1,0$  s, os conversores são inicializados e programados para sintetizar uma reatância capaz de cancelar um percentual da reatância da linha, fazendo com que haja uma variação na amplitude da corrente. A Figura C.4 mostra a forma de onda

para a corrente da fase  $a$ , para o sinal  $y(t)$ , para o sinal  $q_v(t)$  obtido com o SOGI-QSG-FLL e para o sinal  $q_v^*(t)$  obtido com a simplificação apresentada em (C.7).

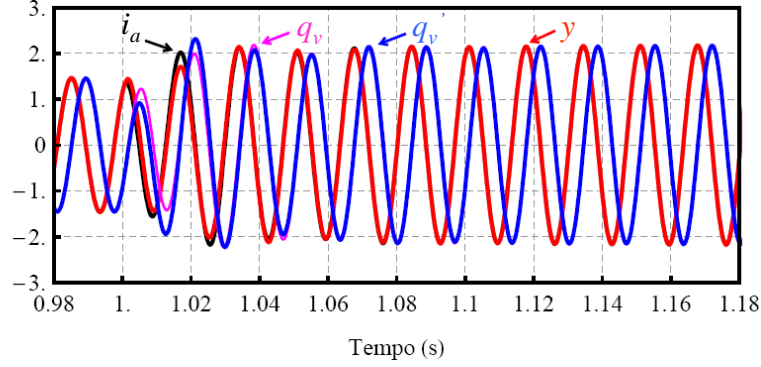


Figura C.4: Formas de onda da corrente de linha, da componente fundamental e do sinal em quadratura sintetizados via SOGI-QSG-FLL.

O atraso observado, cerca de 30 ms, deve-se à simplificação utilizada e corresponde ao tempo necessário para que o FLL detecte o distúrbio e retorne à condição inicial. Apesar do atraso, a simplificação adotada foi capaz de sintetizar um sinal idêntico ao obtido com o circuito da Figura C.3 e pode ser utilizada para validar fenômenos cujas frequências de oscilação estão na faixa de frequências da ressonância subsíncrona.

Usando o resultado apresentado em (C.9), o circuito da Figura C.1 pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$L_S \frac{di_1}{dt} + u_{CBCR} + \frac{R_L}{2} i_1 + \frac{L_L}{2} \frac{di_1}{dt} + u_{CL} - u_S = 0, \quad (C.10)$$

$$\frac{R_L}{2} i_2 + \frac{L_L}{2} \frac{di_2}{dt} + L_R \frac{di_2}{dt} + u_{CL} - u_R = 0.$$

Mantendo-se as tensões  $u_S$  e  $u_R$  como entradas do sistema e considerando-se um vetor de estados  $x(t)$ , tal como:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ u_{CBCR}(t) \\ u_{CL}(t) \end{bmatrix}, \quad (C.11)$$

as equações apresentadas em (C.10) podem ser reescritas como:

$$L_S \dot{x}_1(t) + u_{CBCR}(t) + \frac{R_L}{2} x_1(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_1(t) + x_3(t) - u_1(t) = 0,$$

$$\frac{R_L}{2} x_2(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_2(t) + L_R \dot{x}_2(t) + x_3(t) - u_2(t) = 0.$$

Reorganizando os termos, chega-se a:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= \frac{-R_L}{2 \left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_1(t) - \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_3(t) \\ &\quad - \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_4(t) + \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} u_1(t), \end{aligned} \quad (\text{C.12})$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{-R_L}{2 \left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} x_2(t) - \frac{1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} x_3(t) + \frac{1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} u_2(t).$$

A tensão sobre os terminais do CBCR e do capacitor  $C_L$  são dadas, respectivamente, por:

$$\begin{aligned} u_{CBCR}(t) &= \omega^2 L_{CBCR} \int i_1(t) dt, \\ u_{CL}(t) &= \frac{1}{C_L} \int [i_1(t) + i_2(t)] dt. \end{aligned} \quad (\text{C.13})$$

Resolvendo as integrais no tempo apresentadas em (C.13), chega-se a:

$$\begin{aligned} \dot{x}_3(t) &= \omega^2 L_{CBCR} x_1(t), \\ \dot{x}_4(t) &= \frac{1}{C_L} x_1(t) + \frac{1}{C_L} x_2(t). \end{aligned} \quad (\text{C.14})$$

Aplicando (C.12) e (C.14) em (C.11), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2 \left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & 0 & \frac{-1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & \frac{-1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2 \left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} & 0 & \frac{-1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} \\ \omega^2 L_{CBCR} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} +$$



$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix}$$

onde as matrizes A e B são dadas, respectivamente, por:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & \frac{-1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ \omega^2 L_{CBCR} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico do sistema é dado por:

$$s^4 + 18,695s^3 + (1,039 \cdot 10^6 + 9,671 \cdot 10^7 L_{CBCR}) + (8,990 \cdot 10^6 + 1,149 \cdot 10^9 L_{CBCR}) + 6,389 \cdot 10^{13} L_{CBCR} = 0$$

A Tabela C.2 lista as raízes do sistema enquanto que a Figura C.5 mostra como as mesmas se comportam quando o parâmetro  $L_{CBCR}$  varia entre  $[0 : 2,6] mH$ . Apesar do controlador ter aumentado a ordem do sistema, pode-se perceber que o sistema é sempre estável, mesmo quando a reatância sintetizada pelo controlador é superior à reatância da linha.

Tabela C.2: Raízes do sistema quando um CBCR com controle via SOGI-QSG-FLL é conectado ao mesmo (Modelo T).

$L_{CBCR} (H)$	Raízes	$L_{CBCR} (H)$	Raízes
0	-8,66 ± j 0 -5,02 ± j 1019,11 0 ± j 0	$15,6 \cdot 10^{-4}$	-4,84 ± j -1048,22 -4,51 ± j 301,14
$2,6 \cdot 10^{-4}$	-4,99 ± j 1023,66 -4,36 ± j 125,83	$18,2 \cdot 10^{-4}$	-4,81 ± j 1053,49 -4,54 ± j 323,64
$5,2 \cdot 10^{-4}$	-4,96 ± j 1028,33 -4,39 ± j 177,19	$20,8 \cdot 10^{-4}$	-4,78 ± j 1058,89 -4,57 ± j 344,23
$7,8 \cdot 10^{-4}$	-4,93 ± j 1033,12 -4,42 ± j 216,03	$23,4 \cdot 10^{-4}$	-4,75 ± j 1064,40 -4,60 ± j 363,22
$10,4 \cdot 10^{-4}$	-4,90 ± j 1038,03 -4,45 ± j 248,28	$26,0 \cdot 10^{-4}$	-4,71 ± j 1070,03 -4,63 ± j 380,86
$13,4 \cdot 10^{-4}$	-4,87 ± j 1043,06 -4,48 ± j 276,25	—	—

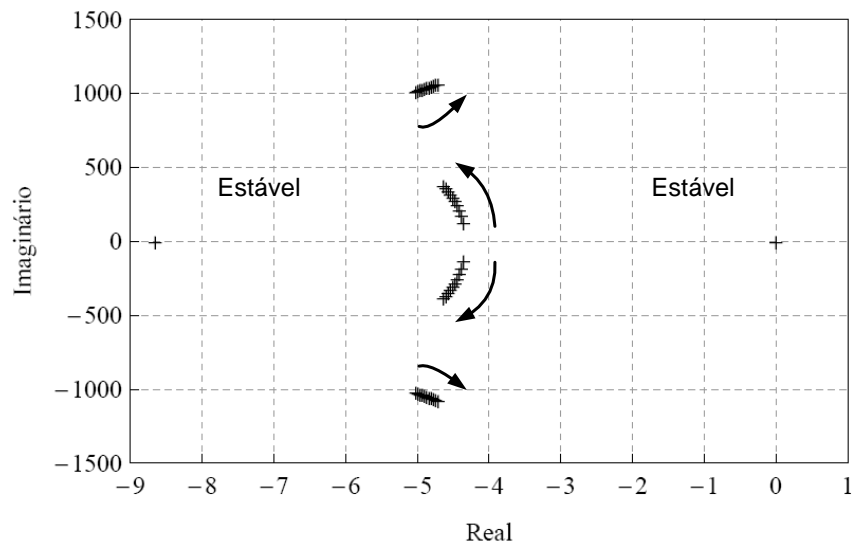


Figura C.5: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando o CBCR controlado via SOGI-QSG-FLL (Modelo T).

### C.1.3 Compensação Fixa - Modelo T

Quando utilizado um banco de capacitores fixos, conforme mostrado na Figura C.6, o sistema pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

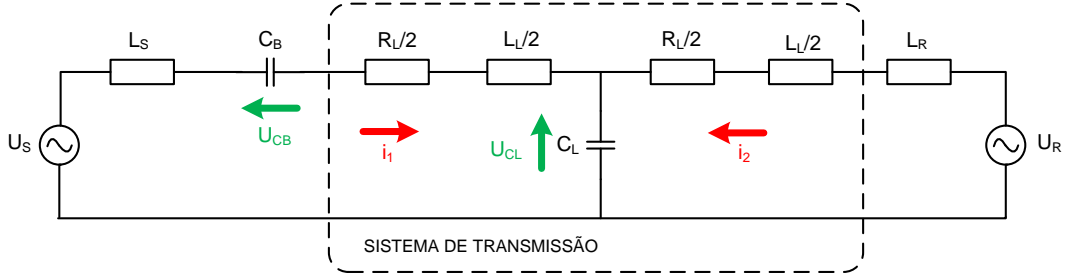


Figura C.6: Sistema de transmissão radial com compensação série via capacitor fixo (Modelo T).

$$L_S \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_B} \int i_1 dt + \frac{R_L}{2} i_1 + \frac{L_L}{2} \frac{di_1}{dt} + u_{CL} - u_S = 0, \quad (C.15)$$

$$\frac{R_L}{2} i_2 + \frac{L_L}{2} \frac{di_2}{dt} + L_R \frac{di_2}{dt} + u_{CL} - u_R = 0.$$

Mantendo-se as tensões  $u_S$  e  $u_R$  como entradas do sistema e considerando-se um vetor de estados  $x(t)$ , tal como:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ u_{CB}(t) \\ u_{CL}(t) \end{bmatrix}, \quad (C.16)$$

as equações apresentadas em (C.15) podem ser reescritas conforme mostrado em:

$$L_S \dot{x}_1(t) + x_3(t) + \frac{R_L}{2} x_1(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_1(t) + x_4(t) - u_1(t) = 0,$$

$$\frac{R_L}{2} x_2(t) + \frac{L_L}{2} \dot{x}_2(t) + L_R \dot{x}_2(t) + x_3(t) - u_2(t) = 0.$$

Reorganizando os termos, tem-se que:

$$\dot{x}_1(t) = \frac{-R_L}{2 \left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_1(t) - \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_3(t) - \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} x_4(t) + \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} u_1(t), \quad (C.17)$$

$$\dot{x}_2(t) = \frac{-R_L}{2 \left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} x_2(t) - \frac{1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} x_4(t) + \frac{1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} u_2(t).$$

As tensões sobre os terminais dos capacitores  $C_B$  e  $C_L$  são dadas, respectivamente, por:

$$u_{CB}(t) = \frac{1}{C_B} \int i_1 dt, \quad (C.18)$$

$$u_{CL}(t) = \frac{1}{C_L} \int [i_1(t) + i_2(t)] dt.$$

Resolvendo as integrais no tempo apresentadas em (C.18), chega-se a:

$$\dot{x}_3(t) = \frac{1}{C_B} x_1(t), \quad (C.19)$$

$$\dot{x}_4(t) = \frac{1}{C_L} x_1(t) + \frac{1}{C_L} x_2(t).$$

Aplicando (C.17) e (C.19) em (C.16), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2 \left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & 0 & \frac{-1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & \frac{-1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2 \left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & 0 & \frac{-1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\left( L_S + \frac{L_L}{2} \right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left( \frac{L_L}{2} + L_R \right)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix},$$

onde as matrizes A e B são dadas, respectivamente, por:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{2\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & \frac{-1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} \\ 0 & \frac{-R_L}{2\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 & \frac{-1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_L} & \frac{1}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\left(L_S + \frac{L_L}{2}\right)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\left(\frac{L_L}{2} + L_R\right)} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico é dado por:

$$C_B s^4 + 18,695s^3 + [1,0387 \cdot 10^6 C_B + 680,457] s^2 + [8,99 \cdot 10^6 C_B + 8,091 \cdot 10^3] s + 4,495 \cdot 10^8 = 0$$

A Tabela C.3 lista as raízes do modelo quando o valor da reatância do capacitor  $C_B$  varia entre  $[0,01;0,41] \Omega$ . Apesar do sistema ser estável, esses valores de capacitância podem levar ao surgimento de ressonâncias, cujas frequências naturais de oscilação (5-37 Hz) encontram-se na faixa de frequências da ressonância subsíncrona. Cabe ressaltar que no caso do CBCR, o sistema é imune à ressonâncias. A Figura C.7 mostra como estão dispostas essas raízes no plano  $R_e I_m$ .

Tabela C.3: Raízes do sistema quando capacitores fixos são conectados ao mesmo (Modelo T).

$C_B [F]$	Raízes	$C_B [F]$	Raízes
$7,76 \cdot 10^{-3}$	$-4,917 \pm j 1035,500$ $-4,430 \pm j 232,381$	$194,09 \cdot 10^{-3}$	$-5,016 \pm j 1019,740$ $-4,332 \pm j 46,993$
$38,82 \cdot 10^{-3}$	$-5,000 \pm j 1022,270$ $-4,348 \pm j 105,178$	$225,15 \cdot 10^{-3}$	$-5,016 \pm j 1019,650$ $-4,331 \pm j 43,606$
$69,87 \cdot 10^{-3}$	$-5,009 \pm j 1020,860$ $-4,339 \pm j 78,449$	$256,20 \cdot 10^{-3}$	$-5,017 \pm j 1019,590$ $-4,331 \pm j 40,853$
$100,92 \cdot 10^{-3}$	$-5,012 \pm j 1020,320$ $-4,335 \pm j 65,263$	$287,26 \cdot 10^{-3}$	$-5,017 \pm j 1019,530$ $-4,331 \pm j 38,557$
$131,98 \cdot 10^{-3}$	$-5,014 \pm j 1020,030$ $-4,334 \pm j 57,048$	$318,31 \cdot 10^{-3}$	$-5,017 \pm j 1019,490$ $-4,330 \pm j 36,604$
$163,04 \cdot 10^{-3}$	$-5,015 \pm j 1019,860$ $-4,333 \pm j 51,302$	—	—

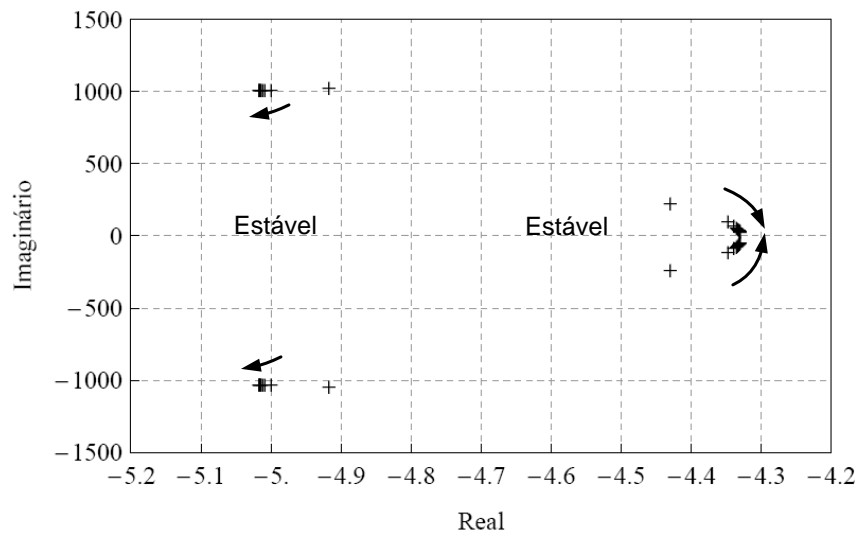


Figura C.7: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando capacitor fixo (Modelo T).

### C.1.4 Compensação via CBCR - Modelo II

O comportamento do circuito, mostrado na Figura C.8, pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

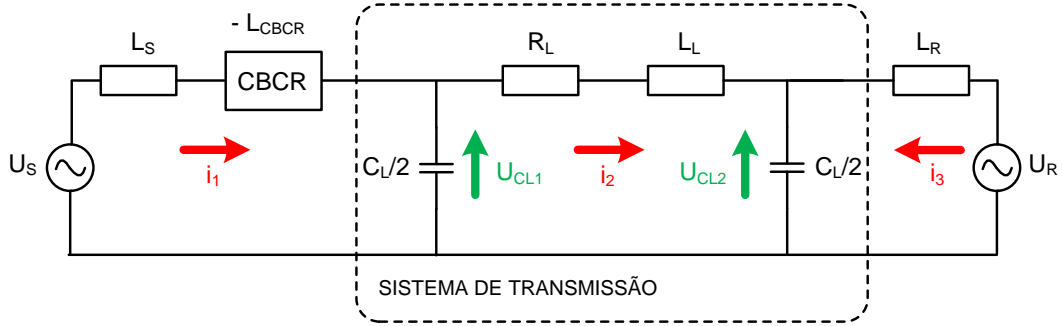


Figura C.8: Sistema de transmissão radial com compensação série via CBCR (Modelo II).

$$\begin{aligned}
 L_S \frac{di_1}{dt} - L_{CBCR} \frac{di_1}{dt} + u_{CL1} - u_S &= 0, \\
 R_L i_2 + L_L \frac{di_2}{dt} + u_{CL2} - u_{CL1} &= 0, \\
 L_R \frac{di_3}{dt} - u_R + u_{CL2} &= 0.
 \end{aligned} \tag{C.20}$$

Mantendo-se as tensões  $u_S$  e  $u_R$  como entradas do sistema e considerando-se um vetor de estados  $x(t)$ , tal como apresentado em:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \\ u_{CL1}(t) \\ u_{CL2}(t) \end{bmatrix}, \tag{C.21}$$

as equações diferenciais apresentadas em (C.20) podem ser reescritas como:

$$L_S \dot{x}_1(t) - L_{CBCR} \dot{x}_1(t) + x_4(t) - u_1(t) = 0,$$

$$R_L x_2(t) + L_L \dot{x}_2(t) + x_5(t) - x_4(t) = 0,$$

$$L_R \dot{x}_3(t) - u_2(t) + x_5(t) = 0.$$

Reorganizando os termos, tem-se que:

$$\dot{x}_1(t) = \frac{-1}{(-L_{CBCR} + L_S)} x_4(t) + \frac{1}{(-L_{CBCR} + L_S)} u_1(t),$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_2(t) &= \frac{-R_L}{L_L} x_2(t) + \frac{1}{L_L} x_4(t) - \frac{1}{L_L} x_5(t), \\
\dot{x}_3(t) &= -\frac{1}{L_R} x_5(t) + \frac{1}{L_R} u_2(t).
\end{aligned} \tag{C.22}$$

As tensões sobre os capacitores  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  são expressas por:

$$\begin{aligned}
u_{CL1}(t) &= \frac{2}{C_L} \int [i_1(t) - i_2(t)] dt, \\
u_{CL2}(t) &= \frac{2}{C_L} \int [i_2(t) + i_3(t)] dt.
\end{aligned} \tag{C.23}$$

Resolvendo as integrais apresentadas em (C.23), chega-se a:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_4(t) &= \frac{2}{C_L} x_1(t) - \frac{2}{C_L} x_2(t), \\
\dot{x}_5(t) &= \frac{2}{C_L} x_2(t) + \frac{2}{C_L} x_3(t).
\end{aligned} \tag{C.24}$$

Aplicando as Equações (C.22) e (C.24) em (C.21), tem-se que:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \\ \dot{x}_5(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{(-L_{CBGR} + L_S)} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{1}{(-L_{CBGR} + L_S)} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix},
\end{aligned}$$



onde as matrizes A e B são dadas, respectivamente, por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{(-L_{CBCR} + L_S)} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{(-L_{CBCR} + L_S)} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico é dado por:

$$(8,196 \cdot 10^{-4} - L_{CBCR}) s^5 + (0,013 - 15,385 L_{CBCR}) s^4 + (7,280 \cdot 10^3 - 7,527 \cdot 10^6 L_{CBCR}) s^3 + (9,045 \cdot 10^4 - 8,950 \cdot 10^7 L_{CBCR}) s^2 + (1,149 \cdot 10^{10} - 4,972 \cdot 10^{12} L_{CBCR}) s + 9,944 \cdot 10^{10} = 0$$

A Tabela C.4 sumariza as raízes do sistema quando o parâmetro  $L_{CBCR}$  é variado no intervalo compreendido entre  $[0 : 2,6] mH$ . Diferentemente do caso onde a linha de transmissão era representada por um equivalente T, o sistema torna-se instável tão logo a indutância sintetizada pelo controlador seja equivalente a, aproximadamente, 77,6% da indutância da linha (vide raízes assinaladas em vermelho).

A Figura C.9 mostra como se comportam essas raízes quando um CBCR é conectado ao modelo.

Tabela C.4: Raízes do sistema quando um CBCR é conectado ao mesmo (Modelo II).

$L_{CBCR} (H)$	Raízes	$L_{CBCR} (H)$	Raízes
0	-8,656 ± j 0 -2,057 ± j 1432,550 -1,307 ± j 2613,450	$15,6 \cdot 10^{-4}$	-855,822 ± j 0 -26,656 ± j 0 -1,191 ± j 2602,020 <b>869,480 ± j 0</b>
$2,6 \cdot 10^{-4}$	-9,753 ± j 0 -1,466 ± j 1630,400 -1,350 ± j 2618,010	$18,2 \cdot 10^{-4}$	-585,125 ± j 0 -40,897 ± j 0 -1,203 ± j 2603,050 <b>613,043 ± j 0</b>
$5,2 \cdot 10^{-4}$	-11,169 ± j 0 -1,536 ± j 2641,000 -0,571 ± j 2064,080	$20,8 \cdot 10^{-4}$	-319,143 ± j 0 -91,660 ± j 0 -1,209 ± j 2603,710 <b>397,838 ± j 0</b>
$7,8 \cdot 10^{-4}$	-13,067 ± j 0 -0,914 ± j 2576,670 -0,244 ± j 5380,130	$23,4 \cdot 10^{-4}$	-99,971 ± j 203,905 -1,214 ± j 2604,170 <b>187,002 ± j 0</b>
$10,4 \cdot 10^{-4}$	-2061,090 ± j 0 -15,740 ± j 0 -1,127 ± j 2595,930 <b>2063,700 ± j 0</b>	$26,0 \cdot 10^{-4}$	-39,573 ± j 350,455 -1,218 ± j 2604,510 <b>66,196 ± j 0</b>
$13,4 \cdot 10^{-4}$	-1240,380 ± j 0 -19,792 ± j 0 -1,172 ± j 2600,170 <b>1247,140 ± j 0</b>	—	—

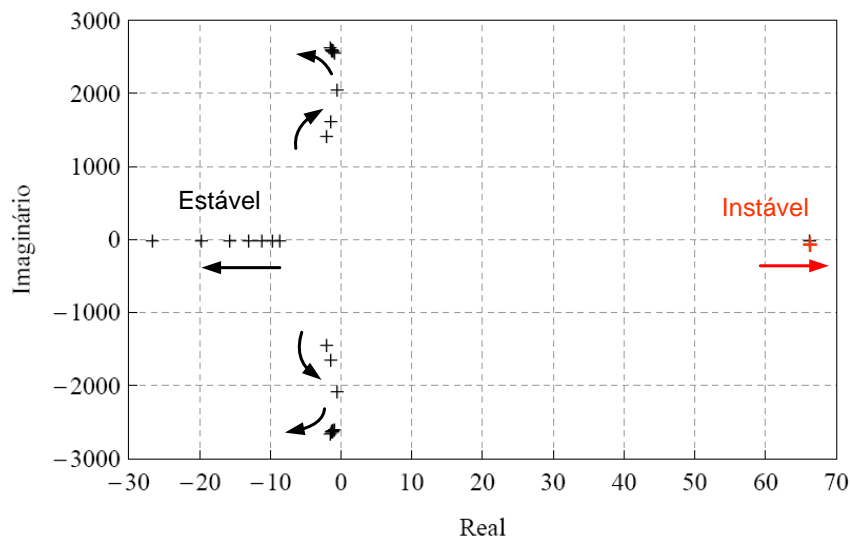


Figura C.9: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando o CBCR (Modelo II).

### C.1.5 Compensação via CBCR com o SOGI-QSG-FLL - Modelo II

Considerando a simplificação utilizada quando o controle do CBCR é obtido por meio do SOGI-QSG-FLL, o circuito da Figura C.8 pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

$$\begin{aligned}
 L_S \frac{di_1}{dt} + u_{CBCR} + u_{CL1} - u_S &= 0, \\
 R_L i_2 + L_L \frac{di_2}{dt} + u_{CL2} - u_{CL1} &= 0, \\
 L_R \frac{di_3}{dt} - u_R + u_{CL2} &= 0.
 \end{aligned} \tag{C.25}$$

Mantendo-se as tensões  $u_S$  e  $u_R$  como entradas do sistema e considerando-se um vetor de estados  $x(t)$ , tal como apresentado em:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \\ u_{CBCR}(t) \\ u_{CL1}(t) \\ u_{CL2}(t) \end{bmatrix}, \tag{C.26}$$

as equações diferenciais apresentadas em (C.25) podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned}
 L_S \dot{x}_1(t) + x_4(t) + x_5(t) - u_1(t) &= 0, \\
 R_L x_2(t) + L_L \dot{x}_2(t) + x_6(t) - x_5(t) &= 0, \\
 L_R \dot{x}_3(t) - u_2(t) + x_6(t) &= 0.
 \end{aligned}$$

Reorganizando os termos, tem-se que:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1(t) &= -\frac{1}{L_S} x_4(t) - \frac{1}{L_S} x_5(t) + \frac{1}{L_S} u_1(t), \\
 \dot{x}_2(t) &= \frac{-R_L}{L_L} x_2(t) + \frac{1}{L_L} x_5(t) - \frac{1}{L_L} x_6(t), \\
 \dot{x}_3(t) &= -\frac{1}{L_R} x_6(t) + \frac{1}{L_R} u_2(t).
 \end{aligned} \tag{C.27}$$

As tensões sobre o CBCR e sobre os capacitores  $C_{L1}$  e  $C_{L2}$  são expressas por:

$$\begin{aligned}
 u_{CBCR}(t) &= \omega^2 L_{CBCR} \int i_1(t) dt, \\
 u_{CL1}(t) &= \frac{2}{C_L} \int [i_1(t) - i_2(t)] dt, \\
 u_{CL2}(t) &= \frac{2}{C_L} \int [i_2(t) + i_3(t)] dt.
 \end{aligned} \tag{C.28}$$

Resolvendo as integrais apresentadas em (C.28), chega-se a:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_4(t) &= \omega^2 L_{CBCR} x_1(t), \\
 \dot{x}_5(t) &= \frac{2}{C_L} x_1(t) - \frac{2}{C_L} x_2(t), \\
 \dot{x}_6(t) &= \frac{2}{C_L} x_2(t) + \frac{2}{C_L} x_3(t).
 \end{aligned} \tag{C.29}$$

Aplicando (C.27) e (C.29) em (C.26), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \\ \dot{x}_5(t) \\ \dot{x}_6(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \omega^2 L_{CBCR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix},$$

onde as matrizes A e B são dadas, respectivamente, por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \omega^2 L_{CB CR} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico é dado por:

$$s^6 + 15,385s^5 + (8,882 \cdot 10^6 + 1,734 \cdot 10^8 L_{CB CR}) s^4 + (1,104 \cdot 10^8 + 2,668 \cdot 10^9 L_{CB CR}) s^3 + (1,402 \cdot 10^{13} + 1,305 \cdot 10^{15} L_{CB CR}) s^2 + (1,213 \cdot 10^{14} + 1,552 \cdot 10^{16} L_{CB CR}) s + 8,622 \cdot 10^{20} L_{CB CR} = 0$$

A Tabela C.5 apresenta as raízes do sistema quando o parâmetro  $L_{CB CR}$  é variado de  $[0 : 2,6] mH$  enquanto que a Figura C.10 mostra como essas se comportam ao longo do plano  $R_e I_m$ . Apesar do controlador ter aumentado a ordem do sistema, observa-se que mesmo após a ordem da reatância sintetizada ser maior do que a reatância da linha de transmissão, o sistema mantém-se estável.

Tabela C.5: Raízes do sistema quando um CBCR com controle via SOGI-QSG-FLL é conectado ao mesmo (Modelo II).

$L_{CBCR} (H)$	Raízes	$L_{CBCR} (H)$	Raízes
0	-8,656 ± j 0 -2,057 ± j 1432,550 -1,307 ± j 2613,450 0 ± j 0	$15,6 \cdot 10^{-4}$	-4,687 ± j 296,913 -1,696 ± j 1494,220 -1,310 ± j 2613,810
$2,6 \cdot 10^{-4}$	-4,391 ± j 125,501 -1,994 ± j 1442,650 -1,307 ± j 2613,510	$18,2 \cdot 10^{-4}$	-4,742 ± j 318,461 -1,640 ± j 1504,720 -1,311 ± j 2613,870
$5,2 \cdot 10^{-4}$	-4,453 ± j 176,290 -1,931 ± j 1452,820 -1,308 ± j 2613,570	$20,8 \cdot 10^{-4}$	-4,795 ± j 338,073 -1,586 ± j 1515,280 -1,311 ± j 2613,940
$7,8 \cdot 10^{-4}$	-4,514 ± j 214,430 -1,870 ± j 1463,070 -1,308 ± j 2613,620	$23,4 \cdot 10^{-4}$	-4,845 ± j 356,083 -1,534 ± j 1525,880 -1,312 ± j 2614,000
$10,4 \cdot 10^{-4}$	-4,573 ± j 245,856 -1,811 ± j 1473,390 -1,309 ± j 2613,690	$26,0 \cdot 10^{-4}$	-4,897 ± j 372,737 -1,483 ± j 1536,520 -1,312 ± j 2614,070
$13,4 \cdot 10^{-4}$	-4,631 ± j 272,953 -1,752 ± j 1483,770 -1,309 ± j 2613,750	–	–

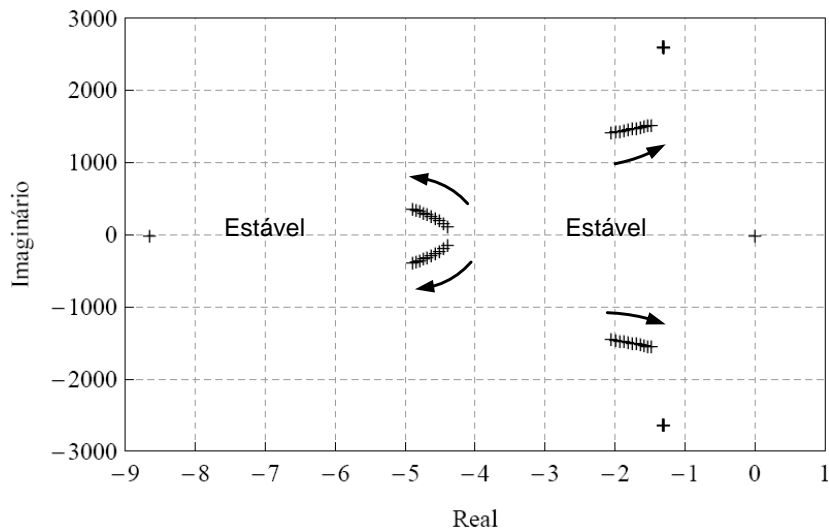


Figura C.10: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando o CBCR controlado via SOGI-QSG-FLL (Modelo II).

## C.1.6 Compensação Fixa - Modelo II

Quando utilizado um banco de capacitores fixos, conforme mostrado na Figura C.11, o sistema pode ser descrito pelo seguinte conjunto de equações diferenciais:

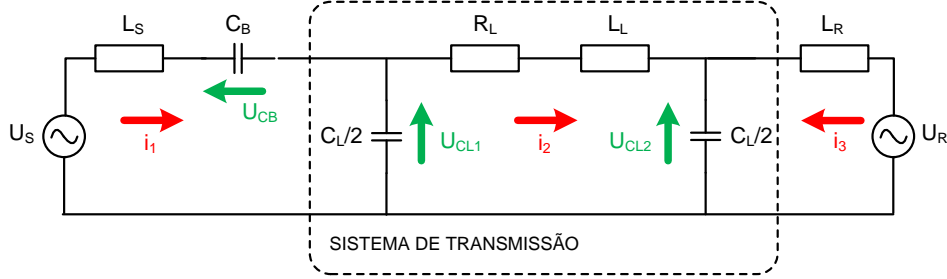


Figura C.11: Sistema de transmissão radial com compensação série via capacitor fixo (Modelo II).

$$\begin{aligned}
 L_S \frac{di_1}{dt} + u_{CB} + u_{CL1} - u_S &= 0, \\
 R_L i_2 + L_L \frac{di_2}{dt} + u_{CL2} - u_{CL1} &= 0, \\
 L_R \frac{di_3}{dt} - u_R + u_{CL2} &= 0.
 \end{aligned} \tag{C.30}$$

Mantendo-se as tensões  $u_S$  e  $u_R$  como entradas do sistema e considerando-se um vetor de estados  $x(t)$ , tal como apresentado em:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \\ u_{CB}(t) \\ u_{CL1}(t) \\ u_{CL2}(t) \end{bmatrix}, \tag{C.31}$$

as equações diferenciais apresentadas em (C.30) podem ser reescritas como:

$$\begin{aligned}
 L_S \dot{x}_1(t) + x_4(t) + x_5(t) - u_1(t) &= 0, \\
 R_L x_2(t) + L_L \dot{x}_2(t) + x_6(t) - x_5(t) &= 0, \\
 L_R \dot{x}_3(t) - u_2(t) + x_6(t) &= 0.
 \end{aligned}$$

Reorganizando os termos, tem-se que:

$$\dot{x}_1(t) = -\frac{1}{L_S} x_4(t) - \frac{1}{L_S} x_5(t) + \frac{1}{L_S} u_1(t),$$

$$x_2(t) = \frac{-R_L}{L_L} x_2(t) + \frac{1}{L_L} x_5(t) - \frac{1}{L_L} x_6(t), \quad (\text{C.32})$$

$$\dot{x}_3(t) = -\frac{1}{L_R} x_6(t) + \frac{1}{L_R} u_2(t).$$

As tensões sobre os capacitores são expressas por:

$$u_{CB}(t) = \frac{1}{C_B} \int i_1(t) dt,$$

$$u_{CL1}(t) = \frac{2}{C_L} \int [i_1(t) - i_2(t)] dt, \quad (\text{C.33})$$

$$u_{CL2}(t) = \frac{2}{C_L} \int [i_2(t) + i_3(t)] dt.$$

Resolvendo as integrais mostradas em (C.33), tem-se que:

$$\dot{x}_4(t) = \frac{1}{C_B} x_1(t),$$

$$\dot{x}_5(t) = \frac{2}{C_L} x_1(t) - \frac{2}{C_L} x_2(t), \quad (\text{C.34})$$

$$\dot{x}_6(t) = \frac{2}{C_L} x_2(t) + \frac{2}{C_L} x_3(t).$$

Aplicando (C.32) e (C.34) em (C.31), tem-se que:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \\ \dot{x}_4(t) \\ \dot{x}_5(t) \\ \dot{x}_6(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \\ x_5(t) \\ x_6(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix},$$



onde as matrizes A e B são dadas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_S} & -\frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L_L} & 0 & 0 & \frac{1}{L_L} & -\frac{1}{L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_R} \\ \frac{1}{C_B} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{2}{C_L} & -\frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{C_L} & \frac{2}{C_L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_R} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

O polinômio característico é dado por:

$$\begin{aligned} & C_B s^6 + 15,385 C_B s^5 + (1,220 \cdot 10^4 + 8,882 \cdot 10^6 C_B) s^4 + \\ & (1,877 \cdot 10^4 + 1,103 \cdot 10^8 C_B) s^3 + (9,183 \cdot 10^9 + 1,402 \cdot 10^{13} C_B) s^2 + \\ & (1,092 \cdot 10^{11} + 1,213 \cdot 10^{14} C_B) s + 6,066 \cdot 10^{15} = 0 \end{aligned}$$

A Tabela C.6 apresenta as raízes do modelo quando a reatância do capacitor é variada no intervalo de  $[0,01;0,41] \Omega$ , enquanto que a Figura C.12 mostra como as mesmas estão dispostas no plano  $R_e I_m$ . Apesar do sistema ser estável, os valores de capacitância utilizados podem levar ao surgimento da ressonância subsíncrona.

Tabela C.6: Raízes do sistema quando capacitores fixos são conectados ao mesmo (Modelo II).

$C_B [F]$	Raízes	$C_B [F]$	Raízes
$7,76 \cdot 10^{-3}$	-4,543 ± j 230,384 -1,841 ± j 1468,090 -1,309 ± 2613,650	$194,09 \cdot 10^{-3}$	-4,337 ± j 46,976 -2,048 ± j 1433,960 -1,307 ± 2613,460
$38,82 \cdot 10^{-3}$	-4,372 ± j 104,987 -2,013 ± j 1439,580 -1,307 ± 2613,490	$225,15 \cdot 10^{-3}$	-4,336 ± j 43,592 -2,050 ± j 1433,760 -1,307 ± 2613,460
$69,87 \cdot 10^{-3}$	-4,353 ± j 78,369 -2,033 ± j 1436,450 -1,307 ± 2613,470	$256,20 \cdot 10^{-3}$	-4,335 ± j 40,841 -2,051 ± j 1433,620 -1,307 ± 2613,460
$100,92 \cdot 10^{-3}$	-4,345 ± j 65,218 -2,040 ± j 1435,250 -1,307 ± 2613,470	$287,26 \cdot 10^{-3}$	-4,333 ± j 38,547 -2,051 ± j 1433,500 -1,307 ± 2613,460
$131,98 \cdot 10^{-3}$	-4,341 ± j 57,017 -2,044 ± j 1434,620 -1,307 ± 2613,460	$318,31 \cdot 10^{-3}$	-4,323 ± j 36,596 -2,052 ± j 1433,410 -1,307 ± 2613,460
$163,04 \cdot 10^{-3}$	-4,339 ± j 51,280 -2,047 ± j 1434,220 -1,307 ± 2613,460	-	-

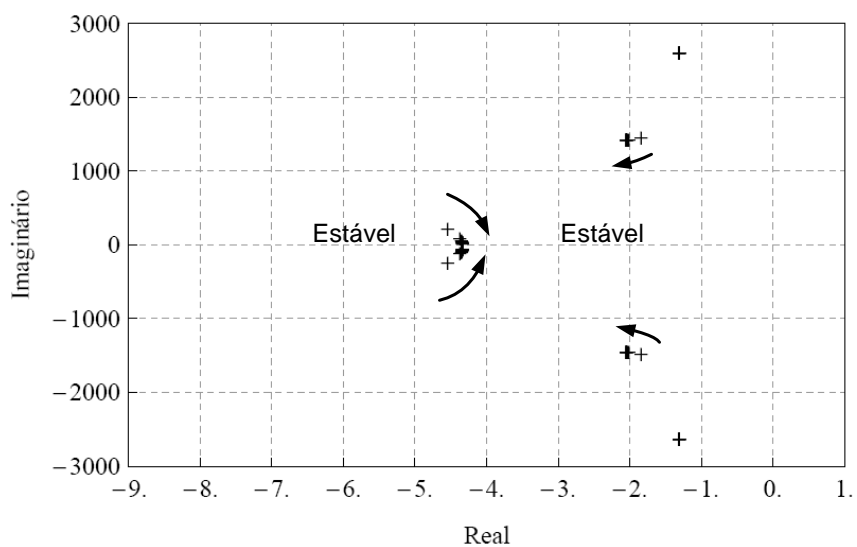


Figura C.12: *Root-locus* para o sistema com compensação série utilizando capacitor fixo (Modelo II).