



COPPE/UFRJ

CAPACITOR SÉRIE CONTROLADO POR CHAVE AUTO-COMUTADA —
GCSC: MODOS DE OPERAÇÃO E TRANSITÓRIOS DE CHAVEAMENTO

Rômulo Poço Vianna

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

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Rio de Janeiro
Setembro de 2010

CAPACITOR SÉRIE CONTROLADO POR CHAVE AUTO-COMUTADA —
GCSC: MODOS DE OPERAÇÃO E TRANSITÓRIOS DE CHAVEAMENTO

Rômulo Poço Vianna

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

Examinada por:

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

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

Prof.^a Tatiana Mariano Lessa de Assis, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
SETEMBRO DE 2010

Vianna, Rômulo Poço

Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada
— GCSC: Modos de Operação e Transitórios de
Chaveamento/Rômulo Poço Vianna. – Rio de Janeiro:
UFRJ/COPPE, 2010.

XVIII, 75 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de
Engenharia Elétrica, 2010.

Referências Bibliográficas: p. 74 – 75.

1. Compensação série. 2. Compensadores FACTS.
3. GCSC. 4. Aplicações de Eletrônica de Potência em
Sistemas de Potência. I. Watanabe, Edson Hirokazu.
II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE,
Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*Run rabbit run
Dig that hole, forget the sun,
And when at last the work is done
Don't sit down it's time to dig another one*
Roger Waters

Agradecimentos

Para que esta dissertação estivesse em vossas mãos, o apoio e o incentivo de algumas pessoas foram fundamentais. Devo a elas o meu sincero agradecimento.

Aos meus pais, Liana e Walter, e meu irmão, Ricardo, não há palavras capazes de descrever o quão grato sou a eles por todo o suporte neste trabalho.

Agradeço a toda a minha família, pelas palavras de incentivo sempre no momento certo: meus avós, Alda e Lourenço; tio José Luís, tia Suzana e prima Fernanda; minha segunda família, tia Gaby, tio Edson e família, tia Maria Luiza e tio Toninho (que foi decisivo na minha carreira).

Ao meu orientador, Prof. Edson H. Watanabe, sou muito grato pela paciência, confiança e lições que vão muito além do tema desta dissertação.

Agradeço aos meus grandes amigos, Alexandre, Daniel, Felipe, João, Joel e Nilo, sempre me chamando para a farrã e ouvindo muitas vezes a resposta: “Cara, tenho que terminar o mestrado.” O que me fazia escutar: “Termina logo, Rômulo!” Foi um grande incentivo!

Agradeço a todos do Laboratório de Eletrônica de Potência, em especial a Carlos Soares, Edisio, Fábio, Luana e Silvangela.

Aos meus amigos da Petrobras que, apesar do interminável volume de trabalho do dia-a-dia, sempre me apoiaram: Célia, Débora, Elaine, Gabriel, Leonardo, Marcelo, Matias e Thiago. Ao Leandro agradeço por me permitir utilizar o tempo que eu precisava para o término deste trabalho.

Por fim, sou muito grato ao ensino do meu amado Colégio Pedro II, da minha querida UFRJ e da Universidade Petrobras, o qual me transformou no engenheiro e cidadão que sou hoje.

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

CAPACITOR SÉRIE CONTROLADO POR CHAVE AUTO-COMUTADA — GCSC: MODOS DE OPERAÇÃO E TRANSITÓRIOS DE CHAVEAMENTO

Rômulo Poço Vianna

Setembro/2010

Orientador: Edson Hirokazu Watanabe

Programa: Engenharia Elétrica

O Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada (GCSC) é um compensador FACTS que, em série com a linha de transmissão, compensa de forma continuamente variável as reatâncias indutivas presentes na linha, permitindo o aumento de forma controlada do fluxo de potência que passa por ela.

Neste trabalho, são comparados dois distintos modos de operação do GCSC (reatância ou tensão controlada) e estudados dois meios de reduzir as perdas nos circuitos de amortecimento das oscilações originadas pelo chaveamento. Em relação aos modos de operação, observa-se que, no modo tensão controlada, o GCSC possui mais pontos de operação, porém apresenta maior conteúdo harmônico e perda elétrica. No tocante ao amortecimento das oscilações, é mostrado que ao utilizar um indutor em paralelo com o resistor de amortecimento a perda elétrica após o amortecimento das oscilações é significativamente reduzida.

Por fim, são apresentadas simulações do GCSC considerando cada modo de operação e o uso do indutor em paralelo com o resistor no amortecimento das oscilações. Deste modo, esta dissertação mostra que o GCSC pode ser projetado de forma a aumentar sua eficiência e flexibilidade, tornando-o um compensador FACTS cada vez mais competitivo atualmente.

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

GATE CONTROLLED SERIES CAPACITOR — GCSC: MODES OF
OPERATION AND SWITCHING TRANSIENTS

Rômulo Poço Vianna

September/2010

Advisor: Edson Hirokazu Watanabe

Department: Electrical Engineering

The Gate Controlled Series Capacitor (GCSC) is a FACTS Controller which, in series with the transmission line, compensates in a continuously variable manner the line's inductive reactances, allowing the efficient control of its power flow.

In this work, two distincts modes of operation of GCSC (controlled reactance or controlled voltage) are compared, and two ways of reducing losses in the damping circuits of the oscillations generated by switching are studied. Regarding the modes of operation, it is observed that, in voltage mode control, GCSC has more points of operation, but shows higher harmonic content and electrical loss. Concerning the damping of oscillations, it is shown that by using an inductor in parallel with the damping resistor the power loss after the damping of oscillations is significantly reduced.

Finally, simulations of GCSC's circuits are presented considering each mode of operation besides using the inductor in parallel with the damping resistor. Thus, this work shows that the GCSC can be designed to increase its efficiency and flexibility, making it a more competitive FACTS Controller.

Sumário

Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xiii
1 Introdução	1
1.1 Demanda Elétrica Brasileira	1
1.2 Sistemas Elétricos de Potência	2
1.2.1 Interligação de Subsistemas	2
1.2.2 Compensação Série	3
1.3 Histórico do conceito FACTS	5
1.3.1 FACTS e a Compensação Série Controlada	6
1.4 Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada	7
1.4.1 Princípio de Operação	8
1.4.2 Considerações sobre o GCSC	10
1.5 Motivação	11
1.6 Objetivos	12
2 Modos de Operação do GCSC	13
2.1 Modos de Operação	13
2.2 Ângulos de Corte e Pontos de Operação	14
2.3 Distorção Harmônica Total de Tensão	16
2.3.1 Influência no THD_V de um sistema de potência	17
2.4 Perdas nas Chaves	19
2.5 Influência de I_{min} no GCSC-CV	22
2.6 Conclusões	24
3 Amortecimento de Oscilações no GCSC	26
3.1 Influência dos Elementos Parasitas no Funcionamento do GCSC	26
3.1.1 Origem das Oscilações	27
3.1.2 Medidas Corretivas	28
3.1.3 Circuitos de Amortecimento	30
3.1.4 Redução da Perda no GCSC	32

3.2	Modelo do Circuito do GCSC	33
3.3	Transformador no Circuito de Amortecimento	35
3.3.1	Características do Transformador	35
3.3.2	Modelo do Circuito de Amortecimento com o Transformador	39
3.3.3	Análise das Curvas Transitórias	42
3.3.4	Perda Elétrica no Resistor R_{bs}	49
3.3.5	Dificuldades Associadas ao Uso do Transformador	52
3.4	Indutor no Circuito de Amortecimento	54
3.4.1	Modelo do Conjunto Indutor//Resistor	55
3.4.2	Dimensionamento do Indutor	55
3.4.3	Perda Elétrica no Resistor R_b	58
3.5	Discussão	61
3.6	Conclusões	62
4	Simulações do Circuito do GCSC	63
4.1	Circuitos do GCSC	63
4.2	GCSC-CR — Reatância Controlada	63
4.2.1	Controle do Ângulo de Corte no GCSC-CR	64
4.2.2	Curvas de Operação do GCSC-CR	64
4.3	GCSC-CV — Tensão Controlada	65
4.3.1	Dimensionamento dos Circuitos de Amortecimento do GCSC-CV	66
4.3.2	Amortecimento das Oscilações	69
4.3.3	Controle do GCSC-CV	69
4.3.4	Curvas de Operação do GCSC-CV	70
4.4	Conclusões	71
5	Conclusão e Trabalhos Futuros	72
5.1	Conclusão	72
5.2	Trabalhos Futuros	73
	Referências Bibliográficas	74

Lista de Figuras

1.1	Carga média de energia no SIN. Fonte: ONS, set/2010.	2
1.2	Interligação de subsistemas.	3
1.3	Potência P em função de δ_{12} na interligação de subsistemas (a) sem compensação e (b) com 50% de compensação série.	4
1.4	Compensação série na interligação de subsistemas.	4
1.5	Compensador FACTS tipo impedância variável.	7
1.6	Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada — GCSC.	8
1.7	Tensão, corrente e sinais de controle no GCSC.	9
1.8	Variação da reatância $X_C(\gamma)$ em função de γ	10
2.1	Síntese do controle de chaveamento do GCSC.	14
2.2	Curvas de operação do GCSC tipo (a) reatância e (b) tensão controlada.	15
2.3	Ângulos de corte (em graus) em “matrizes de operação” do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.	16
2.4	THD_V da tensão v_c em matrizes de operação do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.	18
2.5	Diagrama do sistema de potência utilizado como exemplo.	19
2.6	THD_V da tensão v_2 em matrizes de operação do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.	19
2.7	Forma de onda da corrente nas chaves do GCSC.	20
2.8	Corrente nas chaves do GCSC em função de γ	21
2.9	Modelo da chave em condução utilizado no cálculo da perda elétrica.	21
2.10	Perda durante a condução da chave em matrizes de operação para o (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.	22
2.11	Aumento de $I_{mín}$ no dimensionamento do GCSC-CV até atingir $I_{máx}$	23
2.12	THD_V médio em função de $I_{mín}$	24
2.13	Perda média nas chaves em função de $I_{mín}$	24
3.1	Os instantes de abertura e fechamento da chave durante o funcionamento do GCSC.	27

3.2	O circuito do GCSC (a) ideal, (b) com os elementos parasitas e (c) com os principais elementos parasitas.	28
3.3	O circuito do GCSC com os componentes adicionais.	29
3.4	(a) Influência de R_a no transitório da tensão durante a abertura da chave e (b) circuito correspondente.	30
3.5	(a) Influência de C_a no transitório da tensão durante a abertura da chave e (b) circuito correspondente.	30
3.6	(a) Influência de R_b no transitório da corrente durante o fechamento da chave e (b) circuito correspondente.	31
3.7	Perda em R_b em função do ângulo de corte γ para ambas as posições.	32
3.8	Circuito do GCSC (a) após a abertura e (b) após o fechamento da chave.	34
3.9	Modelo típico de um transformador.	36
3.10	Circuito magnético de um transformador com núcleo toroidal.	38
3.11	Transformador do GCSC: (a) circuito magnético e (b) circuito elétrico equivalente.	40
3.12	Núcleo do transformador a ser utilizado no GCSC.	42
3.13	Circuito do GCSC (a) com o resistor R_b e (b) com o transformador no circuito de amortecimento.	43
3.14	Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.	44
3.15	Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.	45
3.16	Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.	45
3.17	A corrente i_1 , que circula pelo primário, após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.	46
3.18	Variação da densidade de fluxo em relação à seção transversal do núcleo após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.	47
3.19	Variação da densidade de fluxo em relação à permeabilidade do núcleo após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.	48
3.20	A corrente i_1 e a densidade de fluxo B_m após o fechamento da chave.	49
3.21	A corrente i_1 e a densidade de fluxo B_m após a abertura da chave.	50
3.22	Perda elétrica em um ciclo de operação do GCSC.	51
3.23	Perda elétrica em função do ângulo de corte γ	51
3.24	Energia dissipada em função do ângulo de corte γ	52
3.25	Aumento das oscilações da corrente na chave i_{ch} devido a ℓ_p e ℓ_s	53
3.26	Efeito da saturação na densidade de fluxo B_m	54
3.27	Modelo ideal do conjunto indutor//resistor.	55

3.28	Circuito do GCSC (a) com o resistor R_b e (b) com o conjunto indutor//resistor.	56
3.29	(a) A corrente i_{ch} após o fechamento da chave para $X_{b(3 \text{ kHz})} = R_b$ e (b) circuito correspondente.	57
3.30	A corrente i_{ch} após o fechamento da chave para (a) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$ e (b) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 10R_b$	57
3.31	A corrente no resistor i_{Rb} após a abertura da chave para (a) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$ e (b) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 10R_b$	58
3.32	As correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_1 após o fechamento da chave.	59
3.33	As correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_1 após a abertura da chave.	59
3.34	Perda elétrica em um ciclo de operação do GCSC.	60
3.35	Perda elétrica em função do ângulo de corte γ	61
3.36	Energia dissipada em função do ângulo de corte γ	61
4.1	Circuito do GCSC-CR utilizado nas simulações.	64
4.2	Diagrama de blocos do controle do ângulo de corte do GCSC-CR.	65
4.3	Curvas (a) da tensão sobre o GCSC-CR e (b) da corrente na chave.	65
4.4	Circuito do GCSC após (a) o fechamento e (b) a abertura da chave.	66
4.5	Circuito do GCSC-CV utilizado nas simulações.	68
4.6	Curvas da (a) corrente e (b) da tensão na chave para o GCSC-CR e o GCSC-CV.	69
4.7	Diagrama de blocos do controle do ângulo de corte do GCSC-CV.	70
4.8	Curvas (a) da tensão sobre o GCSC-CR e (b) da corrente na chave.	70

Lista de Tabelas

- 3.1 Valores de densidade máxima de fluxo no núcleo em função de μ_r e A_c . 48

Lista de Símbolos e Abreviações

Δt_{nsat}	Intervalo de tempo em que o transformador não está saturado enquanto a chave é mantida aberta
Δ_A	Discriminante da equação diferencial relativa à abertura da chave
Δ_F	Discriminante da equação diferencial relativa ao fechamento da chave
δ_{12}	Defasagem entre as tensões nas barras 1 e 2
δ_1, δ_2	Fases das tensões nas barras 1 e 2
ℓ_1	Soma das indutâncias dos condutores #1 e #3 do GCSC
ℓ_2	Soma das indutâncias dos condutores #2 e #4 do GCSC
ℓ_m	Indutância de magnetização do transformador
ℓ_p	Indutância de dispersão do enrolamento primário do transformador
ℓ_s	Indutância de dispersão do enrolamento secundário do transformador
γ	Ângulo de corte do GCSC
γ_R, γ_V	Ângulos de corte do GCSC-CR e do GCSC-CV, respectivamente
μ_c	Permeabilidade magnética do núcleo do transformador
μ_r	Permeabilidade relativa do núcleo do transformador
ω	Frequência angular nominal do sistema
ϕ_m	Fluxo de magnetização do transformador
\mathfrak{R}_c	Relutância magnética do transformador
ξ	Ângulo genérico de chaveamento
A_c	Seção transversal do núcleo do transformador
B_m	Densidade de fluxo magnético no núcleo do transformador

$B_{m\acute{a}x}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo
$B_{m_{m\acute{a}x}}$	Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo durante o transitório de fechamento da chave
C	Capacitância do banco de capacitores do GCSC
C_a	Capacitor do circuito de amortecimento de abertura
C_R, C_V	Capacitâncias do GCSC-CR e do GCSC-CV, respectivamente
f	Frequência elétrica
$f_{osc_{CR}}, f_{osc_{CV}}$	Frequências de oscilaao do GCSC-CR e do GCSC-CV, respectivamente
f_{osc}	Frequência de oscilaao de um circuito RLC
g	Espaçamento entre o condutor e o núcleo do transformador
I	Valor eficaz da corrente nominal do sistema
i	Corrente instantânea nominal do sistema
i_2	Corrente instantânea nos condutores #2 e #4 do GCSC
i_A	Corrente instantânea i durante a abertura da chave
i_a	Corrente instantânea no circuito de amortecimento de abertura
i_b	Corrente instantânea no circuito de amortecimento de fechamento
i_F	Corrente instantânea i durante o fechamento da chave
i_m	Corrente de magnetizaao do transformador
i_s	Corrente instantânea no secundário do transformador
i_{A2}	Corrente instantânea i_2 durante a abertura da chave
I_{chM}	Valor médio da corrente na chave
I_{ch}	Valor eficaz da corrente que circula pelas chaves
i_{ch}	Corrente instantânea que circula pela chave
i_{F2}	Corrente instantânea i_2 durante o fechamento da chave
i_{Fa}	Corrente instantânea i_a durante o fechamento da chave

i_{Lb}	Corrente instantânea no indutor L_b
$I_{máx}$	Corrente máxima para projeto do módulo de GCSC
$I_{mín}$	Corrente mínima para projeto do módulo de GCSC-CV
i_{Rb}	Corrente instantânea no resistor R_b
j	Unidade imaginária
k	Grau de compensação série
L_b	Indutor conectado em paralelo com o resistor R_b
l_c	Perímetro médio do núcleo do transformador
N_p	Número de espiras no enrolamento primário do transformador
N_s	Número de espiras no enrolamento secundário do transformador
P	Potência ativa
P_{ch}	Perda elétrica na chave durante a condução
R_a	Resistor do circuito de amortecimento de abertura
R_b	Resistor do circuito de amortecimento de fechamento
r_c	Resistência do banco de capacitores do GCSC
r_m	Resistência do núcleo do transformador
r_p	Resistência do enrolamento primário do transformador
r_s	Resistência do enrolamento secundário do transformador
R_{bs}	Resistor de amortecimento conectado ao secundário do transformador
R_{ch}	Resistência da chave durante a condução
r_{cond}	Raio do condutor utilizado como primário do transformador
t	Tempo
V_1, V_2	Valor eficaz das tensões nas barras 1 e 2
v_1, v_2	Tensão instantânea nas barras 1 e 2
v_b	Tensão instantânea no circuito de amortecimento de fechamento

V_C	Valor eficaz da tensão v_c
v_c	Tensão instantânea nos terminais do capacitor do GCSC
V_p	Valor eficaz da tensão instantânea v_p
v_p	Tensão instantânea no primário do transformador
v_s	Tensão instantânea no secundário do transformador
v_{Ab}	Tensão instantânea v_b durante a abertura da chave
v_{Ac}, v_{Aca}	Tensões instantâneas v_c e v_{ca} durante a abertura da chave
v_{ca}	Tensão instantânea nos terminais do capacitor C_a
V_{CFref}	Tensão de referência para o controle do GCSC-CV
V_{CF}	Valor eficaz da componente fundamental da tensão v_c
v_{cf}	Componente fundamental instantânea da tensão v_c
$V_{CF}(\gamma)$	“Tensão equivalente” do GCSC
$V_{CF}(\gamma_V)$	“Tensão equivalente” do GCSC-CV
V_{ch0}	Tensão mínima na chave durante a condução
v_{ch}	Tensão instantânea nos terminais da chave
v_{ck}	Componente harmônica instantânea da tensão v_c
v_{Fb}	Tensão instantânea v_b durante o fechamento da chave
v_{Fc}, v_{Fca}	Tensões instantâneas v_c e v_{ca} durante o fechamento da chave
$V_{máx}$	Tensão máxima para projeto do módulo de GCSC
X_b	Reatância do indutor L_b em 60 Hz
X_C	Reatância capacitiva do banco de capacitores
$X_C(\gamma)$	Reatância equivalente do GCSC
$X_C(\xi)$	Reatância equivalente de um compensador FACTS série tipo impedância variável
X_L	Reatância indutiva da linha de transmissão
$X_{b(3 \text{ kHz})}$	Reatância do indutor L_b em 3 kHz

$X_{b(6 \text{ kHz})}$	Reatância do indutor L_b em 6 kHz
X_{CRref}	Reatância de referência para o controle do GCSC-CR
$X_{CR}(\gamma_R)$	Reatância equivalente do GCSC-CR
$X_{CV}(\gamma_V)$	Reatância equivalente do GCSC-CV
Z_C	Impedância capacitiva do banco de capacitores (grandeza complexa)
Z_L	Impedância indutiva da linha de transmissão (grandeza complexa)
THD_V	Distorção Harmônica Total de Tensão
CC	Corrente Contínua
FACTS	Flexible AC Transmission Systems
FMM	Força Magnetomotriz
G_1, G_2	Chaves semicondutoras simétricas auto-comutadas (GTOs ou IGCTs)
GCSC	Gate Controlled Series Capacitor
GCSC-CR	Gate Controlled Series Capacitor — Controlled Reactance
GCSC-CV	Gate Controlled Series Capacitor — Controlled Voltage
GTO	Gate Turn-off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IGCT	Integrated Gate Commutated Thyristor
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
RLC	Resistor-Indutor-Capacitor
SIN	Sistema Interligado Nacional
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor
THD	Total Harmonic Distortion
ZVS	Zero Voltage Switching

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo tem como meta esclarecer a motivação e os objetivos da presente dissertação. Inicialmente, é observada a atual demanda por energia elétrica no Brasil, indicando a necessidade constante de ampliação do sistema elétrico nacional. Em seguida, é feita uma sucinta revisão teórica dos temas relacionados a este estudo, visando fornecer ao leitor os fundamentos necessários para uma melhor compreensão. Por fim, o GCSC (Gate Controlled Series Capacitor) é apresentado e definem-se a motivação e os objetivos deste trabalho.

1.1 Demanda Elétrica Brasileira

Durante a recente crise econômica mundial, o Brasil apresentou uma economia sólida, destacando-se em relação aos demais países. Ao invés de mostrar-se instável quanto às medidas a serem tomadas em períodos como este, o cenário favoreceu um investimento maior na infra-estrutura econômica e no desenvolvimento brasileiro.

Associado ao crescimento de qualquer país está o aumento da demanda por energia elétrica. De acordo com dados do ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico), verifica-se que desde 2001, ano em que ocorreu a crise energética brasileira, a carga de energia elétrica no SIN (Sistema Interligado Nacional) aumenta, em média, 5% a cada ano, conforme apresentado na Figura 1.1.

Para atender a esta demanda crescente, a ampliação do sistema elétrico nacional deve ser planejada e realizada de forma contínua, com a inserção constante de novas usinas e interligações no SIN. Investir na melhoria da qualidade da transmissão de energia elétrica também é uma maneira de manter o SIN capaz de suprir o consumo da economia brasileira.

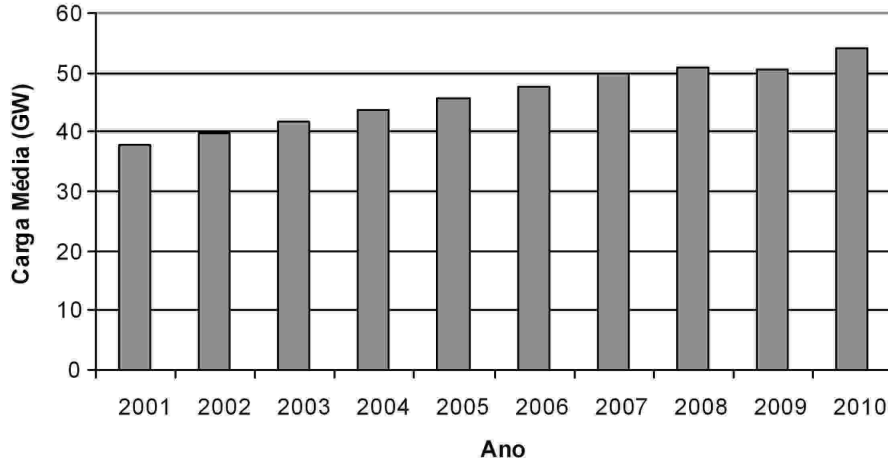


Figura 1.1: Carga média de energia no SIN. Fonte: ONS, set/2010.

1.2 Sistemas Elétricos de Potência

Os sistemas de potência têm como desafio garantir o suprimento elétrico ininterrupto a grandes centros consumidores, que podem ser cidades e até grandes pólos industriais. Deste modo, é fundamental recorrer a meios de melhorar a qualidade de fornecimento de energia. As interligações nos sistemas de potência contribuem para aumentar a confiabilidade do sistema elétrico assim como para reduzir os custos operacionais.

Em meio às limitações operacionais de um sistema de potência, estão as impedâncias das linhas de transmissão. Formadas por resistências e reatâncias indutivas, estas impedâncias determinam o fluxo máximo de potência nas mesmas. Dentre os recursos operacionais, os compensadores FACTS (Flexible AC Transmission Systems) possibilitam controlar o fluxo de potência nestas linhas.

1.2.1 Interligação de Subsistemas

A Figura 1.2 mostra a interligação de dois subsistemas, sendo considerado que a linha de transmissão que os interliga é curta (menos de 80 km, em 60 Hz), permitindo que a mesma seja modelada apenas por uma reatância indutiva X_L — i.e., a perda por efeito Joule na linha não é considerada. Os subsistemas, representados nas barras 1 e 2, podem tanto fornecer quanto consumir energia, dependendo do balanço entre geração e carga elétrica. O fluxo da potência ativa P que flui pela linha de transmissão da Figura 1.2 é dado por

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L} \sin \delta_{12}, \quad (1.1)$$

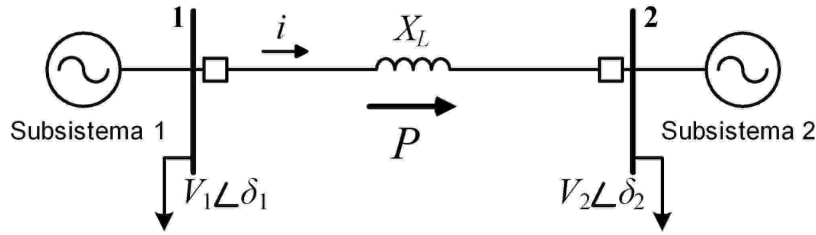


Figura 1.2: Interligação de subsistemas.

onde $\delta_{12} = \delta_1 - \delta_2$, V_1 e V_2 representam o valor eficaz das tensões terminais nas barras de cada subsistema e δ_1 e δ_2 são suas respectivas fases. Modelar uma linha de transmissão curta apenas como uma reatância indutiva é uma aproximação razoável pois, geralmente, a resistência da linha é muito menor do que a sua reatância assim como a capacitância em derivação da linha pode ser desprezada.

A Figura 1.3(a) apresenta a relação entre a potência P e a defasagem δ_{12} , dada por (1.1). Nesta curva, fica evidente que o fluxo máximo de potência da linha ocorre para $\delta_{12} = 90^\circ$, sendo dependente de V_1 , V_2 e do inverso de X_L . Normalmente, o módulo das tensões nas barras é controlado, ao contrário da reatância da linha, a qual possui um valor fixo. Não é possível, entretanto, aumentar muito — mais do que 10% — o módulo dessas tensões devido aos limites de tensão estabelecidos por normas. Desse modo, mesmo em linhas muito longas (mais de 240 km, em 60 Hz), nas quais deve-se considerar sua capacitância em derivação, a capacidade máxima de transmissão da linha fica predominantemente limitada pelo valor de sua reatância indutiva. Esta reatância depende de diversos parâmetros que vão desde o tipo de condutor utilizado até ao arranjo escolhido para a linha. No entanto, seu comprimento está diretamente associado ao valor de sua reatância e, por isto, para linhas muito longas é necessário estudar meios de reduzir X_L .

1.2.2 Compensação Série

Dentre os diversos meios desenvolvidos, a compensação série fixa é amplamente utilizada nos sistemas elétricos do mundo inteiro. Ela consiste, basicamente, na inserção de bancos de capacitores em série com a linha de transmissão. Como resultado, obtém-se uma reatância equivalente menor do que a reatância da linha, incrementando significativamente sua capacidade máxima de transmissão. Este incremento contribui para a estabilidade do sistema, para reduzir a potência reativa consumida pela linha e para melhorar sua regulação de tensão. Existem outros importantes tipos de compensação de linhas de transmissão como, por exemplo, a compensação em derivação e a compensação de ângulo de fase, os quais não serão abordados neste trabalho.

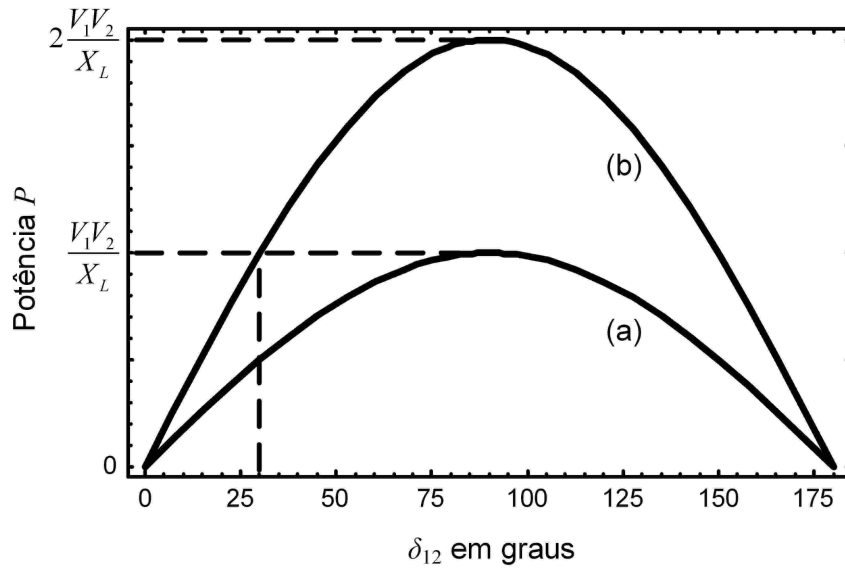


Figura 1.3: Potência P em função de δ_{12} na interligação de subsistemas (a) sem compensação e (b) com 50% de compensação série.

A Figura 1.4 apresenta a utilização da compensação série na interligação da Figura 1.2. A reatância equivalente da linha que interliga os subsistemas passa a ser igual a $(X_L - X_C)$, uma vez que a impedância capacitiva Z_C tem sinal oposto ao da impedância indutiva Z_L (i.e., $Z_C = -jX_C$ enquanto que $Z_L = jX_L$). Com isto, a potência ativa que flui pela linha é dada por

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L - X_C} \sin \delta_{12}. \quad (1.2)$$

A Figura 1.3(b) mostra a relação entre a potência P e o ângulo δ_{12} , dada por (1.2), para uma linha com 50% de compensação série ($X_C = 0,5X_L$). Nota-se que a capacidade máxima de transmissão da linha dobra, evidenciando que, teoricamente, a partir da compensação série é possível aumentar esta capacidade indefinidamente, visto que ela depende do inverso da diferença $(X_L - X_C)$. Assim, o que restringe o grau de compensação de uma linha de transmissão — e, conseqüentemente, o fluxo máximo de potência na linha — passa a ser o limite térmico de seus condutores.

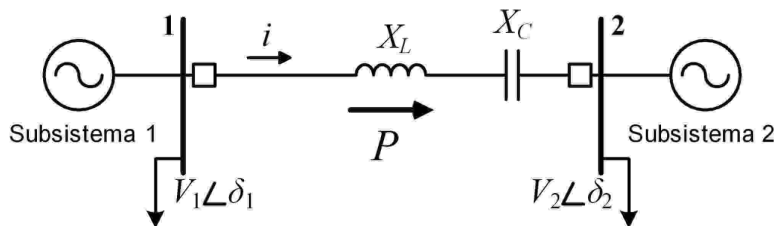


Figura 1.4: Compensação série na interligação de subsistemas.

Embora grande ênfase esteja sendo dada ao fluxo máximo de potência da linha, devido a problemas relacionados à estabilidade do sistema, as linhas de transmissão não operam em sua capacidade máxima; normalmente, para que um sistema seja estável, ele deve ser operado com $\delta_{12} < 90^\circ$. Para esclarecer as principais vantagens da compensação série, basta observar a Figura 1.3 verificando que, através da linha de transmissão compensada em 50%, é possível transmitir o fluxo máximo de potência desta linha sem compensação (V_1V_2/X_L) com $\delta_{12} = 30^\circ$. Deste modo, além de aumentar consideravelmente a capacidade máxima de transmissão da linha, a compensação série garante uma maior estabilidade ao sistema.

Portanto, a principal vantagem da compensação série é permitir que um sistema elétrico atenda a uma demanda maior sem a necessidade, a curto prazo, de construção de novas usinas e linhas de transmissão. Normalmente, a inserção de bancos de capacitores em série com a linha é feita de forma fixa. Com o intuito de fornecer maior flexibilidade ao sistema, foram desenvolvidos equipamentos que permitem variar o fluxo de potência nas linhas de transmissão de forma controlada.

1.3 Histórico do conceito FACTS

O surgimento de chaves semicondutoras mais rápidas e mais potentes, o consequente avanço da Eletrônica de Potência e a controlabilidade proporcionada pelos sistemas de alta tensão em corrente contínua foram os fatores preponderantes no surgimento do conceito FACTS, em 1988, proposto por Hingorani em [1]. Com base neste conceito, foram criados os compensadores FACTS, os quais permitem controlar, e com isto aumentar, o fluxo de potência entre sistemas de uma determinada rede e são descritos por Hingorani e Gyugyi em [2] e por Watanabe et al. em [3]. Eles proporcionam maior eficiência e flexibilidade na transmissão de energia elétrica em corrente alternada, minimizando desperdícios e evitando, assim, custos desnecessários.

Os tiristores de potência e as chaves semicondutoras auto-comutadas de potência como o GTO (Gate Turn-off Thyristor), o IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) e o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) servem de base para os projetos de Eletrônica de Potência. A controlabilidade destas chaves é a principal característica que favorece o seu uso em sistemas de alta potência. Diz-se que uma chave é controlável quando sua abertura (ou corte) e seu fechamento (ou disparo) são controlados por sinais de controle, ao invés de serem impostos pelo circuito no qual ela está inserida. Das chaves semicondutoras mencionadas anteriormente, apenas o tiristor não é totalmente controlado posto que seu corte só ocorre quando a corrente cruza o zero, sem controlabilidade.

Os compensadores FACTS têm o objetivo de garantir, por meio de chaves semicondutoras, a compensação continuamente variável, o que possibilita controlar o

fluxo de potência e ajustar a tensão nas linhas de transmissão. Com isto, a tecnologia FACTS permite adequar a rede elétrica às flutuações de demanda e de disponibilidade de energia do sistema, aumentando a capacidade de transmissão de forma controlada e, deste modo, adiando investimentos na construção de novas linhas de transmissão.

1.3.1 FACTS e a Compensação Série Controlada

O uso da tecnologia FACTS na compensação série de linhas de transmissão proporciona ao operador do sistema um maior domínio sobre a transmissão de energia, contribuindo tanto para o aumento controlado do fluxo máximo de potência nas linhas quanto para o amortecimento de oscilações provocadas por distúrbios na rede elétrica. Até hoje, foram estudados ou desenvolvidos três compensadores FACTS série: o SSSC (Static Synchronous Series Compensator), o TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor) e o GCSC (Gate Controlled Series Capacitor).

Existem dois tipos básicos de compensadores FACTS capazes de realizar a compensação série controlada. No tipo fonte de tensão controlada, faz-se uso de um conversor tipo fonte de tensão, o qual é responsável por inserir, em série com a linha, uma tensão síncrona controlada. No tipo impedância variável, são conectados, em série com a linha, impedâncias controladas por chaves auto-comutadas. Ao primeiro grupo, pertence o SSSC, enquanto que o TCSC e o GCSC fazem parte do segundo.

Fundamentalmente, o objetivo destes três compensadores é variar continuamente o fluxo de potência ativa na linha com base na seguinte equação, apresentada por Gyugyi em [4]:

$$P = \frac{V_1 V_2}{X_L(1 - k)} \sin \delta_{12}, \quad (1.3)$$

onde k é o grau de compensação série introduzido na linha. Fica evidente que, para $0 < k < 1$, aumenta-se a capacidade máxima de transmissão da linha de forma controlada.

O princípio fundamental de operação do TCSC e do GCSC consiste em variar continuamente a reatância equivalente da linha através da introdução, em série com a linha, de uma reatância capacitiva variável, como mostra a Figura 1.5. Com isto, o grau de compensação série k em (1.3) é dado por

$$k = \frac{X_C(\xi)}{X_L}, \quad (1.4)$$

onde ξ é um ângulo de chaveamento qualquer dependente do tipo de chave auto-comutada utilizada pelo compensador e $X_C(\xi)$ é a reatância capacitiva equivalente inserida por ele no sistema.

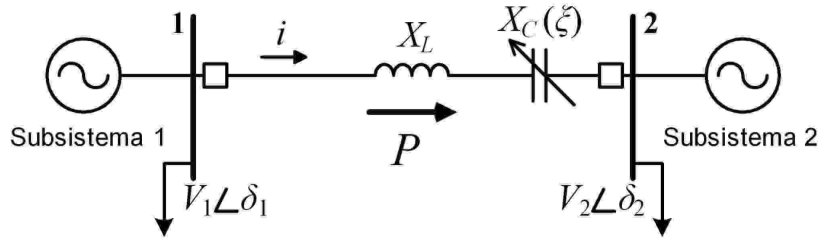


Figura 1.5: Compensador FACTS tipo impedância variável.

Dentre os três compensadores FACTS série descritos, o SSSC é o que fornece maior flexibilidade ao sistema, impondo uma tensão controlada com caráter capacitivo ou indutivo, independente do módulo da corrente na linha de transmissão. No entanto, o acoplamento do conversor do SSSC ao sistema é feito através de um transformador, conectado em série com a linha, o que torna sua operação bastante complicada e custosa.

O TCSC e o GCSC não podem ser considerados compensadores série tipo tensão controlada uma vez que a tensão inserida no sistema depende da corrente na linha. O GCSC é capaz de introduzir no sistema apenas reatância capacitiva, enquanto que o TCSC é capaz de inserir também reatância indutiva (devido à presença de um indutor no circuito). Em contrapartida, o TCSC e o GCSC são inseridos diretamente no sistema, sem a necessidade de um transformador.

Devido ao domínio e confiabilidade da tecnologia dos tiristores de potência, o TCSC já faz parte de alguns sistemas de potência. Atualmente, há quatro TCSCs em operação na interligação Norte-Sul do sistema elétrico brasileiro.

1.4 Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada

O Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada (GCSC — Gate Controlled Series Capacitor) é composto pela associação de duas chaves semicondutoras simétricas auto-comutadas conectadas em anti-paralelo com um capacitor, conforme mostrado na Figura 1.6. Para estas chaves, pode-se utilizar GTOs ou IGCTs, visto ser necessário que tais dispositivos possuam controlabilidade tanto no seu fechamento quanto na sua abertura, o que inviabiliza o uso de tiristores. O objetivo desta configuração entre chaves e capacitor é controlar a tensão v_c nos terminais do capacitor para uma determinada corrente i na linha de transmissão.

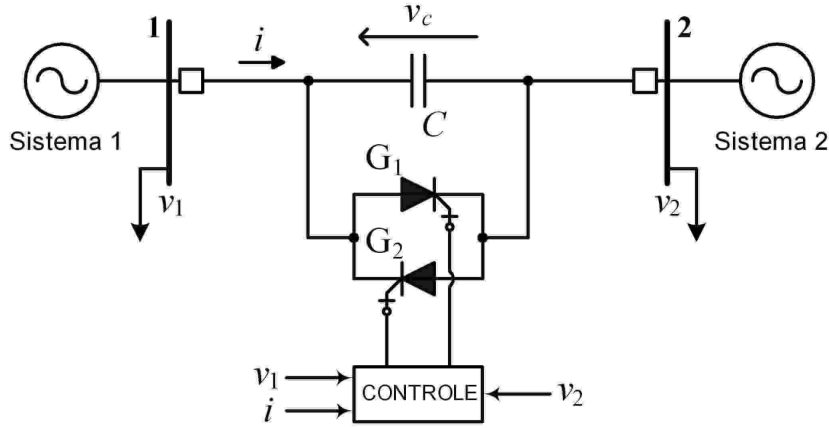


Figura 1.6: Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada — GCSC.

1.4.1 Princípio de Operação

O funcionamento do GCSC é baseado no chaveamento dos GTOs ou IGCTs. Em uma primeira análise do circuito da Figura 1.6, observa-se que, se as chaves permanecerem em condução, o capacitor não atua no sistema e a tensão v_c é nula. Por outro lado, se as chaves permanecerem abertas, o capacitor atua no sistema. Para controlar a tensão v_c , o disparo e o corte das chaves ocorrem a cada meio-ciclo, em sincronismo com a frequência do sistema, como pode-se perceber pelas formas de onda da corrente e da tensão no GCSC, apresentadas na Figura 1.7.

Supondo uma corrente i puramente senoidal passando pela linha de transmissão e partindo da situação em que i está em seu semi-ciclo positivo, a chave denominada G_2 encontra-se bloqueada (OFF) e a chave denominada G_1 conduz (ON). A tensão v_c é nula até que, em um ângulo de corte γ , G_1 é bloqueado, inserindo o capacitor no sistema. Esta inserção resulta no carregamento do capacitor até que a corrente i passe para o seu semi-ciclo negativo. Neste momento, a corrente inverte o seu sentido e descarrega o capacitor. Quando a tensão v_c se anula, G_2 é posto em condução. A partir do instante em que G_2 é cortado, o capacitor carrega-se negativamente. Deste modo, através do ajuste do ângulo de corte γ , controla-se o nível médio (ou grau) de compensação série inserido no sistema. Como a referência do ângulo γ é o cruzamento da corrente por zero, a compensação do GCSC é máxima para $\gamma = 90^\circ$ e nula para $\gamma = 180^\circ$.

Para uma corrente $i(t) = I\sqrt{2}\sin\omega t$ na linha de transmissão, a tensão instantânea v_c sobre o capacitor, em função do ângulo de corte γ , é dada por

$$v_c(t, \gamma) = \frac{1}{C} \int_{\gamma/\omega}^t i(t) dt = \frac{I\sqrt{2}}{\omega C} (\cos\gamma - \cos\omega t), \quad (1.5)$$

onde C é a capacitância do banco de capacitores do GCSC, I é o valor eficaz da

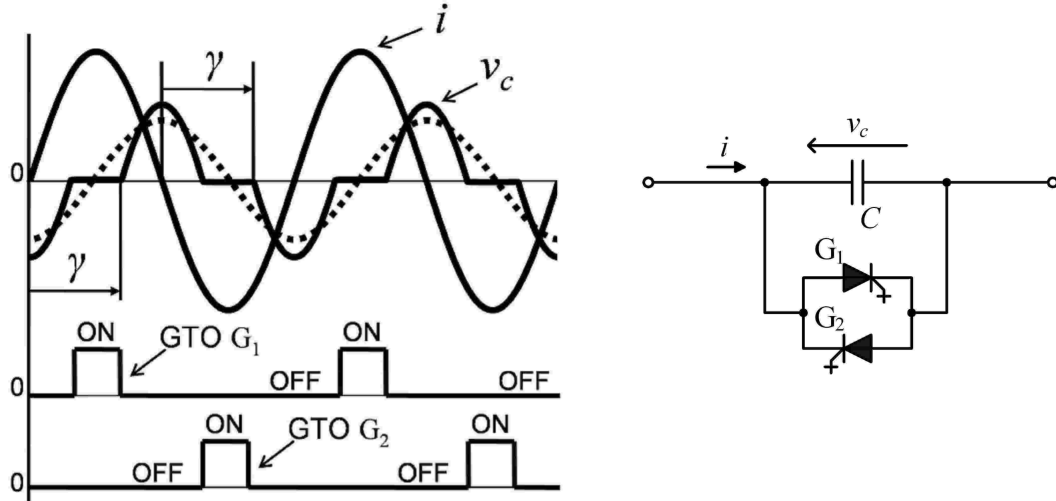


Figura 1.7: Tensão, corrente e sinais de controle no GCSC.

corrente na linha de transmissão e ω é a frequência angular nominal do sistema. Como as chaves são bloqueadas em γ e entram em condução quando a tensão v_c se anula, (1.5) representa apenas o intervalo $\gamma \leq \omega t \leq 2\pi - \gamma$. Além disso, a expressão (1.5) só é válida para os semi-ciclos positivos; para os semi-ciclos negativos deve-se trocar os sinais de seus termos.

Na Figura 1.7, a curva pontilhada é a componente fundamental da tensão v_c nos terminais do capacitor. Partindo de (1.5), seu valor eficaz, V_{CF} , pode ser determinado em função do ângulo de corte γ pela expressão

$$V_{CF}(\gamma) = \frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega C} (\pi - \gamma + \sin \gamma \cos \gamma). \quad (1.6)$$

Variando o valor eficaz V_{CF} da componente fundamental da tensão v_c para uma corrente fixa na linha de transmissão, é possível considerar o GCSC como uma reatância capacitiva variável em função de γ . Deste modo, através de (1.6), define-se uma expressão para a reatância equivalente $X_C(\gamma)$ inserida no sistema:

$$X_C(\gamma) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\omega C} (\pi - \gamma + \sin \gamma \cos \gamma). \quad (1.7)$$

A Figura 1.8 apresenta a variação da reatância equivalente $X_C(\gamma)$, normalizada em seu valor máximo $X_C = 1/(\omega C)$, em função do ângulo de corte γ . Observa-se que o GCSC é capaz de inserir na linha de transmissão qualquer valor de $X_C(\gamma)$ entre 0 e 1 pu através do ajuste do ângulo γ . Em aplicações práticas, o GCSC pode ser operado de forma a controlar a tensão $V_{CF}(\gamma)$ ou a reatância capacitiva equivalente $X_C(\gamma)$.

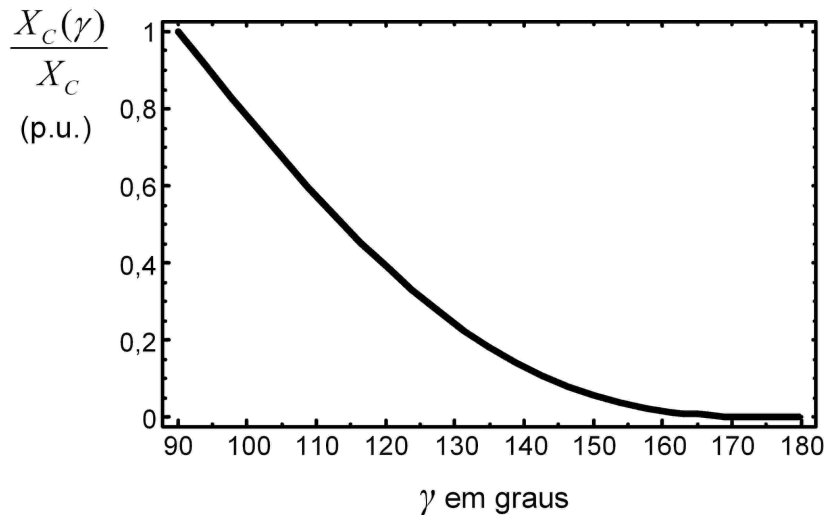


Figura 1.8: Variação da reatância $X_C(\gamma)$ em função de γ .

1.4.2 Considerações sobre o GCSC

Na forma de onda da tensão v_c , observada na Figura 1.7, é evidente a presença de harmônicas. Assim como a componente fundamental V_{CF} , as harmônicas de enésima ordem variam com o ângulo de corte γ , como mostrado por Souza et al. em [5]. No entanto, existem vários métodos que podem ser utilizados para atenuar a porcentagem de harmônicas na tensão v_c como, por exemplo, a conexão de vários módulos de GCSC em série, descrita por Souza et al. em [6].

Além disso, é possível notar, na Figura 1.7, que as chaves do GCSC operam em ZVS (Zero Voltage Switching). Isto significa que as chaves são comutadas com tensão nula em seus terminais, não havendo energia armazenada no capacitor durante o chaveamento, como descrito por Nejad e Ortmeyer em [7]. Esta é uma ótima característica caso seja necessário conectar vários módulos ou chaves em série, como mostrado por Watanabe et al. em [8], e uma das vantagens do GCSC em relação ao TCSC, observada por Souza et al. em [9].

Na prática, podem existir pequenas diferenças entre os ângulos de corte durante os semi-ciclos positivo e negativo devido a atrasos no circuito de controle das chaves ou transitórios no sistema. Isto prejudica o balanço de tensão no capacitor, dando origem a um nível de CC no circuito. Para evitar este problema, pode-se utilizar circuitos de controle que calculem o valor médio da tensão e realizem o chaveamento de modo a manter este valor médio nulo. Entretanto, esta discussão não faz parte do escopo deste trabalho.

Por fim, o controle de chaveamento do GCSC pode ser executado visando dois modos de operação distintos: o primeiro (normal) em que a reatância equivalente do GCSC é controlada; o segundo em que a tensão equivalente sobre o GCSC é controlada. O modo em que o GCSC irá operar deve ser definido ainda durante a

fase de projeto, uma vez que o dimensionamento do banco de capacitores e, conseqüentemente, os pontos de operação do GCSC dependem desta decisão. Por este motivo, para as mesmas condições de funcionamento (tensão e corrente máximas desejadas), o GCSC pode operar em apenas um único modo de operação.

1.5 Motivação

Conforme observado na Figura 1.1, a demanda por energia elétrica no Brasil vem aumentando em conjunto com o crescimento econômico do país. Isto requer um planejamento cuidadoso em relação à ampliação do sistema elétrico nacional. Neste sentido, a expansão do uso da compensação série de linhas de transmissão é de imensa importância a fim de evitar ou adiar a construção de um maior número de linhas, contribuindo também para a redução dos danos ao meio-ambiente. A motivação deste trabalho está nas vantagens que a compensação série controlada pode vir a trazer para a transmissão de blocos cada vez maiores de energia.

A escolha do GCSC como o compensador FACTS a realizar esta compensação é devida, em parte, aos resultados apresentados por Souza et al. em [9] mostrando que, sob vários aspectos, o GCSC é mais vantajoso do que o TCSC. Embora o SSSC proporcione um nível maior de flexibilidade quando comparado ao GCSC e ao TCSC, seu circuito apresenta maior custo e complexidade operacional.

O chaveamento do GCSC pode ser controlado de forma a inserir, em série com a linha de transmissão, uma tensão continuamente controlada. Embora os trabalhos anteriores relacionados ao GCSC [6, 7, 8, 9, 10] não abordem este modo de operação, a flexibilidade operacional do GCSC neste caso é maior, o que fomentou um estudo considerando as vantagens e desvantagens deste modo de operação.

Em [11] e [12] é apresentado um estudo acerca da influência dos elementos parasitas no funcionamento do GCSC, uma vez que a associação entre as indutâncias dos condutores e o capacitor do GCSC dá origem a oscilações de tensão e corrente após a comutação das chaves. A adição de componentes resistivos para garantir o amortecimento destas oscilações é indispensável. No entanto, a presença contínua destes componentes no circuito do GCSC reduz a eficiência deste compensador FACTS, tornando necessária a busca por meios de reduzir a perda elétrica no GCSC.

1.6 Objetivos

Os objetivos do presente trabalho são:

1. analisar as vantagens e desvantagens dos modos de operação do GCSC (reatância e tensão controlada) e;
2. estabelecer formas de reduzir a perda elétrica nos componentes adicionados ao circuito do GCSC a fim de amortecer as oscilações transitórias.

Para isto, são feitas comparações da distorção harmônica e da perda elétrica para cada modo de operação e analisados métodos para reduzir a perda em regime permanente em um resistor adicionado no GCSC para garantir o amortecimento das oscilações.

Para realização destes estudos, são considerados módulos de GCSC projetados para operar em uma linha de transmissão com corrente nominal igual a 1500 A. Por meio da conexão em série destes módulos, é possível atender a níveis de tensão mais elevados sem a necessidade de projetar GCSCs para uma classe específica de tensão, além de favorecer a redução da distorção harmônica da tensão inserida no sistema [6].

Capítulo 2

Modos de Operação do GCSC

O objetivo deste capítulo é analisar o funcionamento do GCSC em regime permanente para dois tipos de controle de chaveamento distintos, os quais dão origem a dois modos de operação. Com isto, neste estudo são obtidos e comparados o conteúdo harmônico das ondas de tensão e a perda elétrica durante a condução das chaves para cada tipo de controle. Por fim, fica evidente que a escolha do modo de operação influencia o projeto e a flexibilidade operacional do GCSC.

2.1 Modos de Operação

O GCSC pode ser operado como reatância controlada ou como tensão controlada. Basicamente, estes dois modos de operação são definidos pela forma com que a reatância equivalente do GCSC é controlada; ou seja, o ângulo de corte γ é ajustado de modo a manter o parâmetro a ser controlado — reatância ou tensão — em um determinado valor.

Este valor é oriundo do controle de fluxo de potência do sistema no qual o GCSC está inserido. A Figura 2.1 facilita a compreensão do controle de chaveamento do GCSC. A partir de medições obtidas do sistema (e.g., tensões nas barras e corrente na linha), o controle de fluxo de potência fornece um valor de reatância ou tensão (dependendo do modo de operação do GCSC) a um sistema de tradução. Este sistema tem como função traduzir o valor recebido (de reatância ou tensão) em um ângulo de corte γ , fornecendo-o para o controle de comutação do GCSC, o qual é o responsável direto por comandar as chaves auto-comutadas do GCSC.

Em um GCSC tipo reatância controlada (GCSC-CR — Controlled Reactance), o controle do chaveamento tem como função impor um determinado valor de reatância equivalente, $X_C(\gamma)$, ao sistema. No caso do GCSC tipo tensão controlada (GCSC-CV — Controlled Voltage), o controle do chaveamento tem como objetivo inserir em série com a linha de transmissão uma “tensão equivalente”, $V_{CF}(\gamma)$ — valor eficaz da componente fundamental da tensão sobre o GCSC.

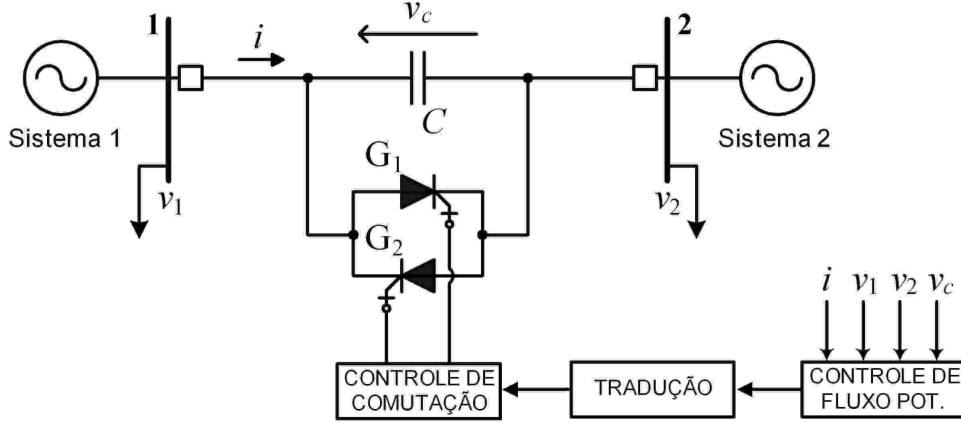


Figura 2.1: Síntese do controle de chaveamento do GCSC.

2.2 Ângulos de Corte e Pontos de Operação

Como, em ambos os modos de operação, é possível controlar o fluxo de potência na linha de transmissão, o ângulo de corte γ determina a compensação série inserida pelo GCSC no sistema. A reatância equivalente X_C e a “tensão equivalente” V_{CF} do GCSC, em função de γ , são dadas por

$$X_{CR}(\gamma_R) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\omega C_R} (\pi - \gamma_R + \sin \gamma_R \cos \gamma_R) \quad \text{e} \quad (2.1)$$

$$V_{CF}(\gamma_V) = \frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega C_V} (\pi - \gamma_V + \sin \gamma_V \cos \gamma_V) = I X_{CV}(\gamma_V), \quad (2.2)$$

onde os índices R e V indicam, respectivamente, parâmetros do GCSC-CR e do GCSC-CV, tais como ângulos de corte (γ_R e γ_V), capacitâncias (C_R e C_V) e reatâncias equivalentes (X_{CR} e X_{CV}). Observando (2.1) e (2.2), nota-se que nos dois tipos de GCSC controla-se, basicamente, a reatância equivalente $X_C(\gamma)$, sendo que, no caso do GCSC-CV, o sistema de tradução do controle de chaveamento deve levar em consideração o valor da corrente I na linha de transmissão.

A Figura 2.2 apresenta as regiões de operação no plano $V \times I$ para cada tipo de GCSC. Estas curvas delimitam os pontos de operação (V_{CF}, I) , os quais são determinados pelos valores eficazes da componente fundamental da tensão sobre o GCSC, V_{CF} , e da corrente na linha de transmissão, I . Estes pontos de operação definem o quanto de compensação série é inserido no sistema e estão associados a um valor de reatância equivalente, ou seja, $X_C(\gamma) = V_{CF}/I$.

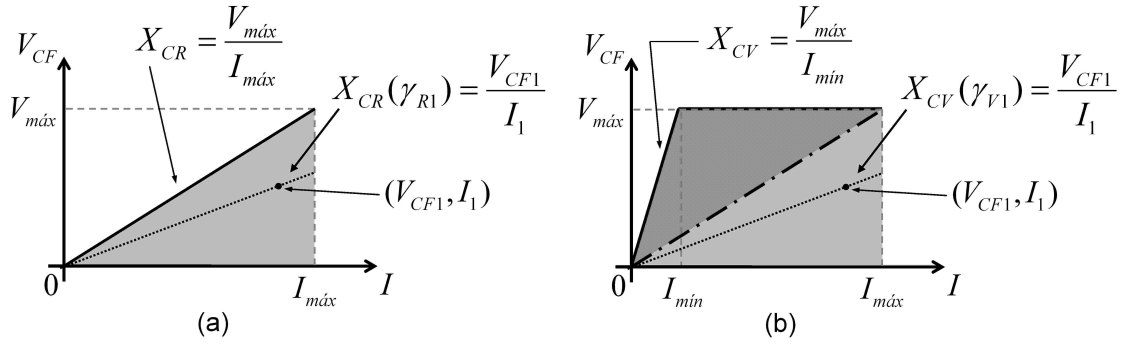


Figura 2.2: Curvas de operação do GCSC tipo (a) reatância e (b) tensão controlada.

Fica evidente, a partir da hachura na Figura 2.2(b), que o GCSC-CV possui uma região maior de operação do que o GCSC-CR, sendo esta uma das características a serem consideradas na definição de qual tipo de GCSC deve ser usado em um sistema.

Além disso, nota-se que a escolha da forma de controle a ser utilizada pelo GCSC influencia diretamente o projeto do capacitor. Isto é, para um GCSC-CR, deve-se dimensionar o capacitor de modo que este possua reatância máxima igual a $V_{m\acute{a}x}/I_{m\acute{a}x}$ — Figura 2.2(a) —, enquanto que, para um GCSC-CV, o mesmo deve ser projetado para possuir uma reatância máxima igual a $V_{m\acute{a}x}/I_{m\acute{i}n}$ — Figura 2.2(b). Ambos os bancos de capacitores devem suportar a tensão máxima $V_{m\acute{a}x}$ e a corrente máxima $I_{m\acute{a}x}$; o que muda são os valores das reatâncias máximas, X_{CR} e X_{CV} , em cada tipo de GCSC, i.e.,

$$X_{CR} = \frac{1}{\omega C_R} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{a}x}} \quad \text{e} \quad X_{CV} = \frac{1}{\omega C_V} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}}, \quad (2.3)$$

para o GCSC-CR e o GCSC-CV, respectivamente.

Por este motivo, para cada tipo de GCSC, um mesmo ponto de operação (V_{CF}, I) é obtido a partir de ângulos de corte distintos. Isto é, para o ponto de operação (V_{CF1}, I_1) , o ângulo de corte de um GCSC-CR, γ_{R1} , é diferente do ângulo de corte de um GCSC-CV, γ_{V1} , para este mesmo ponto de operação.

Esta diferença entre os ângulos de corte pode ser vista a partir das “matrizes de operação” apresentadas na Figura 2.3. Estas “matrizes” representam os ângulos de corte — obtidos através de (2.1) e (2.2) — para diversos pontos de operação (V_{CF}, I) em cada tipo de GCSC. Para isto, são considerados um GCSC-CR com $V_{m\acute{a}x} = 2000$ V e $I_{m\acute{a}x} = 1500$ A e um GCSC-CV com $V_{m\acute{a}x} = 2000$ V, $I_{m\acute{i}n} = 500$ A e $I_{m\acute{a}x} = 1500$ A. A Seção 2.5 descreve a influência do valor de $I_{m\acute{i}n}$ no dimensionamento do GCSC-CV.

A Figura 2.3(a) mostra os valores de γ_R tais que $X_{CR}(\gamma_R) = V_{CF}/I$ e a Figura 2.3(b) mostra os valores de γ_V tais que $X_{CV}(\gamma_V) = V_{CF}/I$. Nota-se que,

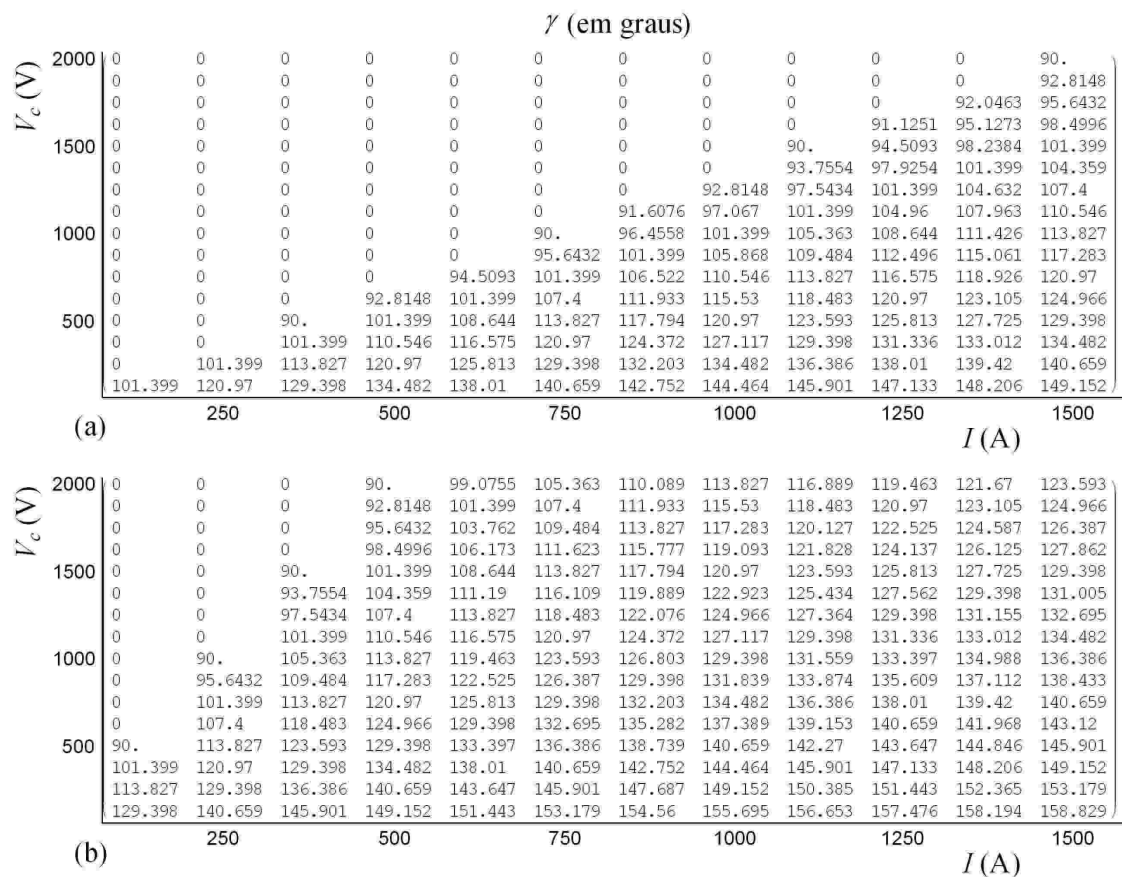


Figura 2.3: Ângulos de corte (em graus) em “matrizes de operação” do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.

para pontos de operação em comum, os valores de γ_V são maiores do que γ_R . Esta diferença nos ângulos de corte influencia o THD (Total Harmonic Distortion) e as perdas elétricas no GCSC, conforme será visto nas seções seguintes.

2.3 Distorção Harmônica Total de Tensão

A fim de obter a Distorção Harmônica Total de Tensão (THD_V) da tensão sobre o GCSC, v_c , é necessário decompor sua forma de onda em uma Série de Fourier. Observando a Figura 1.7 e de acordo com (1.5), pode-se considerar, inicialmente, a forma de onda da tensão v_c dada por

$$v_c(\omega t, \gamma) = \begin{cases} 0 & \text{para } \pi - \gamma \leq \omega t < \gamma, \\ \frac{\sqrt{2}I}{\omega C} (\cos \gamma - \cos \omega t) & \text{para } \gamma \leq \omega t < 2\pi - \gamma, \\ 0 & \text{para } 2\pi - \gamma \leq \omega t < \pi + \gamma, \\ \frac{\sqrt{2}I}{\omega C} (-\cos \gamma - \cos \omega t) & \text{para } \pi + \gamma \leq \omega t < 3\pi - \gamma, \\ 0 & \text{para } 3\pi - \gamma \leq \omega t < 2\pi + \gamma. \end{cases} \quad (2.4)$$

Através da decomposição em Série de Fourier, pode-se reescrever (2.4) como

$$v_c(\omega t, \gamma) = v_{cf}(\omega t, \gamma) + \sum_{\substack{n=1 \\ k=2n+1}}^{\infty} v_{ck}(\omega t, \gamma), \quad (2.5)$$

onde

$$v_{cf}(\omega t, \gamma) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{\omega C} (\gamma - \pi - \sin \gamma \cos \gamma) \cos \omega t \quad \text{e} \quad (2.6)$$

$$v_{ck}(\omega t, \gamma) = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{I}{\omega C} \left(\frac{\sin k\gamma \cos \gamma - k \sin \gamma \cos k\gamma}{k(k^2 - 1)} \right) \cos k\omega t. \quad (2.7)$$

Com base em (2.5), (2.6) e (2.7) são obtidos os valores eficazes da tensão v_c e de sua componente fundamental, respectivamente, V_C e V_{CF} , dados por

$$V_{CF}(\gamma) = \frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega C} (\gamma - \pi - \sin \gamma \cos \gamma) \quad \text{e} \quad (2.8)$$

$$V_C(\gamma) = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega C} \sqrt{(2\pi - 2\gamma) \cos^2 \gamma + 3 \sin \gamma \cos \gamma + \pi - \gamma}}. \quad (2.9)$$

Deste modo, o THD_V é calculado através de

$$\begin{aligned} THD_V &= \frac{\sqrt{V_C^2(\gamma) - V_{CF}^2(\gamma)}}{V_{CF}(\gamma)} = \\ &= \frac{\sqrt{2\pi(\pi - \gamma) \cos^2 \gamma + (4\gamma - \pi - 2 \sin \gamma \cos \gamma) \sin \gamma \cos \gamma + 3\gamma\pi - 2\gamma^2 - \pi^2}}{\sqrt{2}(\gamma - \pi - \sin \gamma \cos \gamma)} \times 100\%. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Como o cálculo da distorção harmônica está associado somente à forma de onda do sinal em estudo, é natural que o THD_V dependa apenas do ângulo de corte γ , como se observa em (2.10).

Devido à variação do THD_V em função de γ , cada ponto de operação do GCSC está associado a um valor de THD_V . As matrizes de operação observadas na Figura 2.4 apresentam os valores de THD_V para os pontos de operação cujos ângulos de corte estão mostrados na Figura 2.3. Fica evidente que o GCSC-CV possui maior THD_V para pontos de operação em comum com o GCSC-CR. Isto se deve ao fato do GCSC-CV sempre utilizar ângulos de corte maiores do que os do GCSC-CR nestes pontos de operação.

2.3.1 Influência no THD_V de um sistema de potência

Embora os valores de THD_V observados na Figura 2.4 aparentem ser muito elevados — para certos pontos de operação o THD_V chega a ser maior do que 100% —, sua influência no THD_V de um sistema de potência para o qual o GCSC é projetado não é elevada. Como exemplo, pode-se considerar o uso de módulos de GCSC de 2 kV

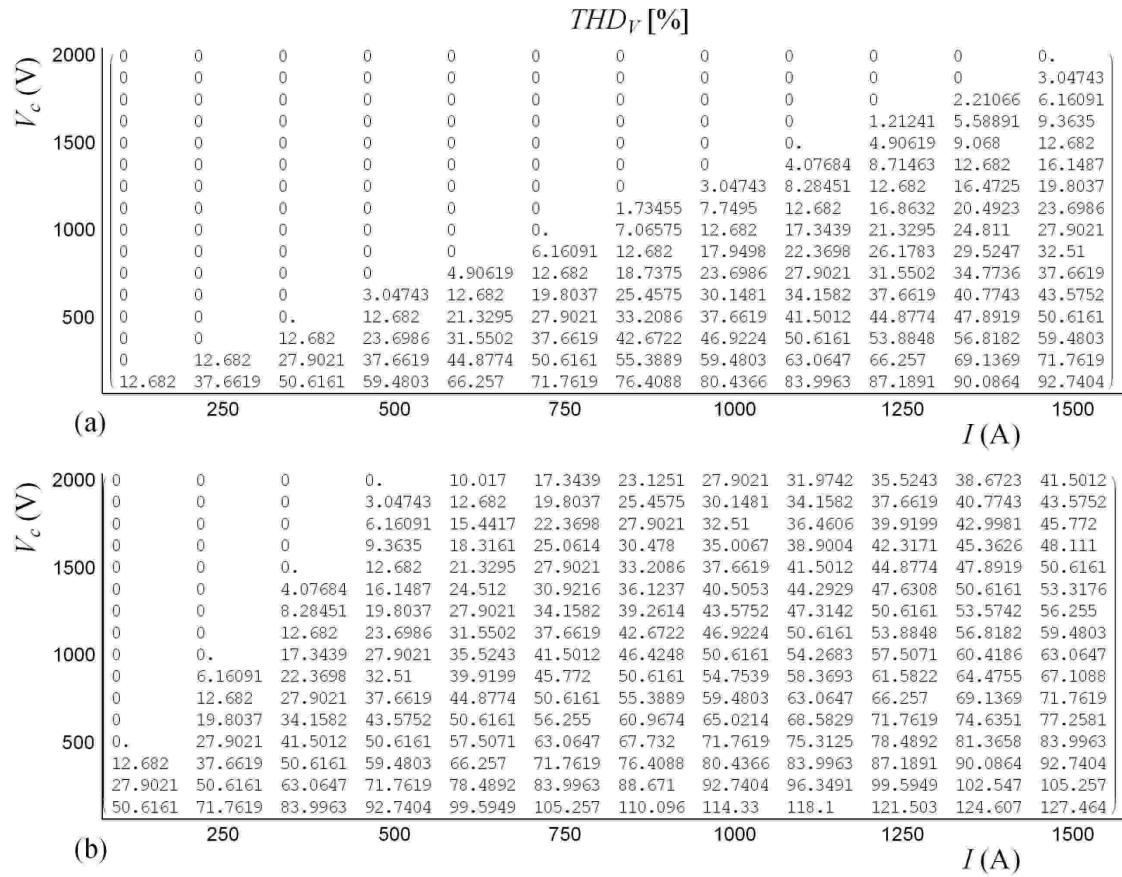


Figura 2.4: THD_V da tensão v_c em matrizes de operação do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.

na Interligação Norte-Sul do SIN, cujo nível de tensão é igual a 550 kV. Atualmente, há quatro TCSCs instalados nesta interligação, dimensionados para fornecer uma reatância máxima série igual a $39,81 \Omega$ [9]. Isto significa que seriam necessários 30 módulos de GCSC de 2 kV para obter a mesma compensação série do TCSC, o que representa apenas 10%, aproximadamente, da tensão do sistema.

Com o intuito de demonstrar esta influência, foi calculado o THD_V de um sistema de 550 kV com 30 módulos de GCSC em série — (2000 V, 1500 A) cada módulo. O diagrama do sistema está apresentado na Figura 2.5. Para uma breve análise, as seguintes considerações são feitas:

- a tensão v_1 é puramente senoidal;
- adota-se v_2 como referência de fase ($\dot{V}_2 = V_2 \angle 0^\circ$);
- a defasagem entre as tensões v_1 e v_2 é δ_{12} ($\dot{V}_1 = V_1 \angle \delta_{12}$) e;
- a compensação máxima do GCSC corresponde a k vezes ($0 < k < 1$) o valor da reatância X_L da linha de transmissão, ou seja, $X_C = kX_L$.

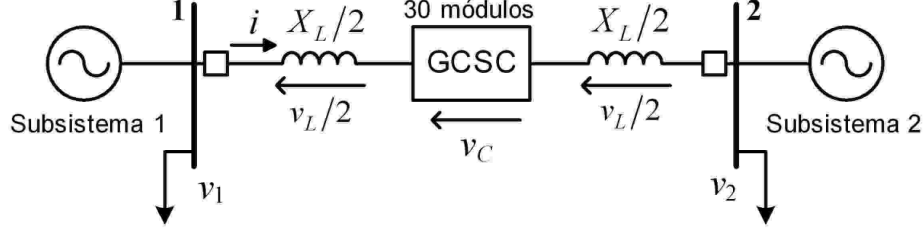


Figura 2.5: Diagrama do sistema de potência utilizado como exemplo.

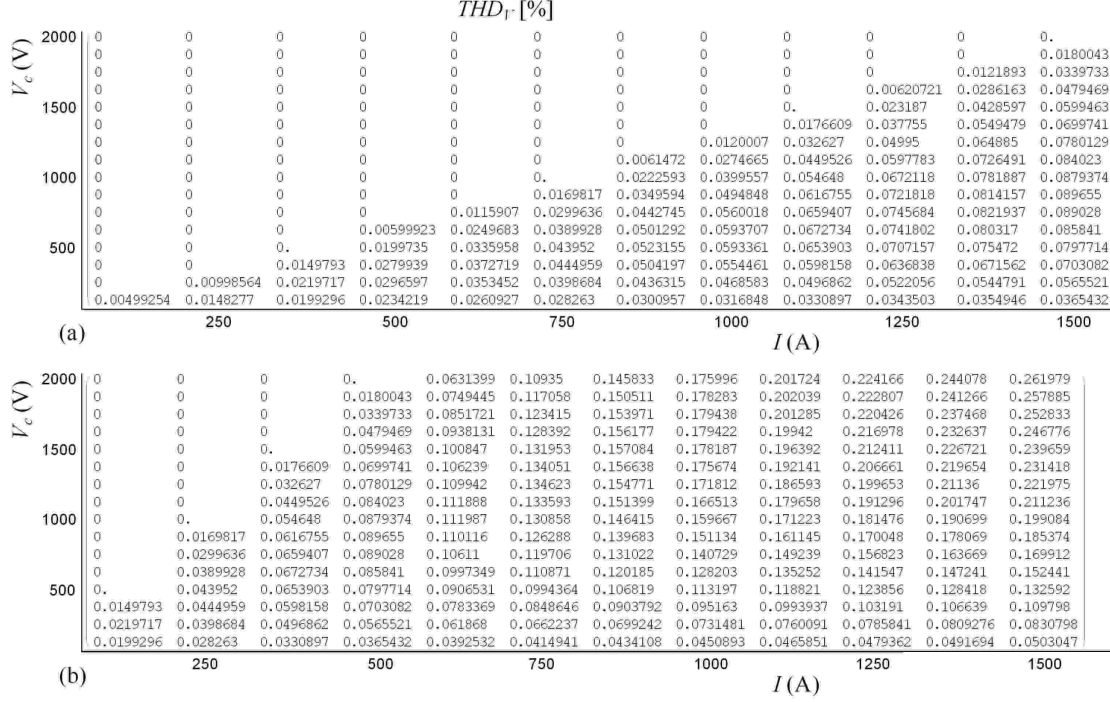


Figura 2.6: THD_V da tensão v_2 em matrizes de operação do (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.

Assim, para $v_1 = 550/\sqrt{3}$ kV, $\delta_{12} = 10^\circ$, $\cos \phi = 0,996$ ($\phi = \delta_{12}/2$, conforme [3]) e $k = 0,5$, obtém-se as matrizes de operação com o THD_V da tensão v_2 para um módulo de cada tipo de GCSC, observadas na Figura 2.6. Fica evidente que a influência de cada módulo de GCSC no THD_V da tensão do sistema é pequena. Supondo que 5 módulos do GCSC-CV estejam operando no ponto (2000 V, 1500 A), sem considerar um controle multi-módulo para redução de harmônicos [6], e que nos demais módulos os capacitores estejam permanentemente inseridos na linha, o THD_V de v_2 é igual a 1,3%.

2.4 Perdas nas Chaves

Assim como o THD_V , as perdas nas chaves do GCSC também variam com o ângulo de corte. Estas perdas ocorrem enquanto a chave permanece aberta ou fechada e durante os transitórios de bloqueio e de condução. Enquanto a chave é mantida aberta,

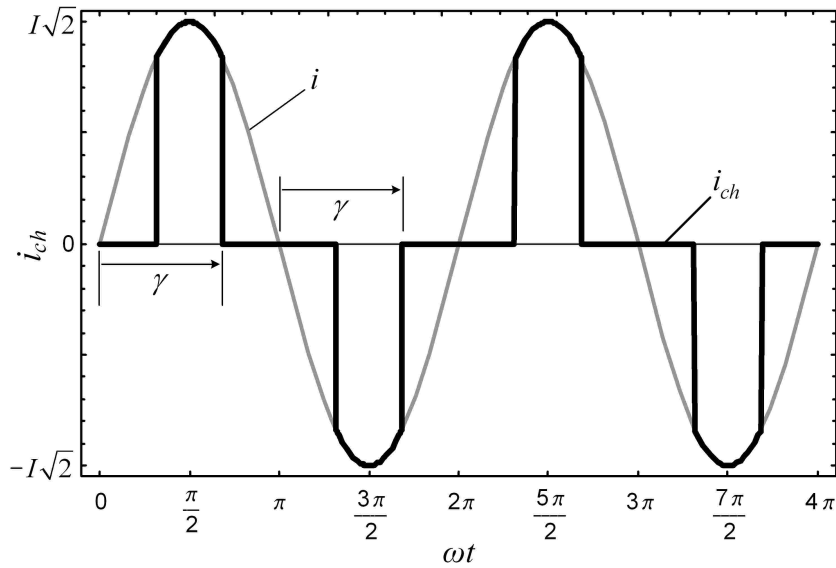


Figura 2.7: Forma de onda da corrente nas chaves do GCSC.

as perdas são devidas a uma corrente pequena (algumas dezenas de miliampères) que circula pela chave. As perdas durante os transitórios são relativas ao momento em que a chave muda de estado, ou seja, passa a conduzir ou passa a bloquear. Atualmente, os circuitos de chaveamento de IGCTs e GTOs são projetados a fim de minimizar tais perdas. Além disso, como o chaveamento no GCSC ocorre com tensão nula entre os seus terminais, estas perdas podem ser desprezadas.

As perdas mais significativas nas chaves ocorrem durante sua condução, na qual há uma pequena, porém considerável, tensão sobre a chave (de 2 V a 6 V). Por exemplo, considerando que 1500 A de corrente eficaz circulem permanentemente pelas chaves, estima-se uma perda de 3 kW a 9 kW por módulo de GCSC. No caso em que as chaves permaneçam sempre bloqueadas, as perdas não passariam de 100 W por módulo de GCSC.¹

Assim, quanto mais tempo as chaves permanecerem fechadas, maior a perda elétrica nas mesmas. Por isto, conclui-se que esta perda é maior para ângulos de corte maiores, uma vez que $\gamma = 90^\circ$ significa que a corrente da linha não passa pelas chaves. A Figura 2.7 apresenta a forma de onda da corrente i_{ch} , que passa pelas chaves durante a operação do GCSC, em função de γ .

Com base na Figura 2.7, é possível encontrar o valor eficaz de i_{ch} em função de γ , obtendo-se

$$I_{ch} = I \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\gamma - \frac{\pi}{2} - \sin \gamma \cos \gamma \right)}. \quad (2.11)$$

A partir de (2.11) é traçado o gráfico mostrado na Figura 2.8, no qual fica evidente que o valor eficaz da corrente na chave aumenta para ângulos de corte maiores.

¹Dados típicos das chaves obtidos em catálogos de IGCTs, GCTs e GTOs da ABB e da Mitsubishi.

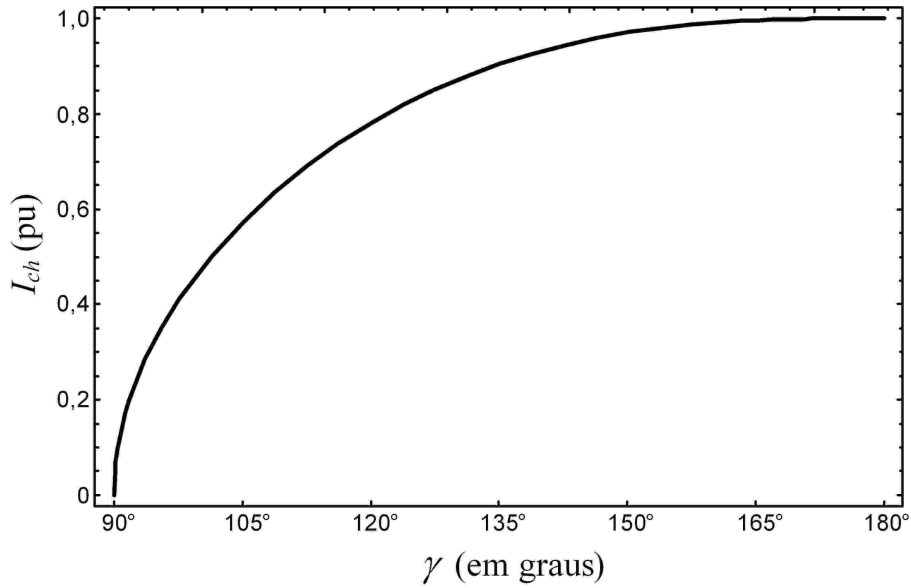


Figura 2.8: Corrente nas chaves do GCSC em função de γ .

A perda elétrica na chave é estimada considerando que, durante sua condução, a chave pode ser modelada por uma resistência em série com uma fonte de tensão contínua, conforme mostrado na Figura 2.9. Com base neste modelo, a perda na chave é calculada por

$$P_{ch} = V_{ch0} I_{chM} + R_{ch} I_{ch}^2, \quad (2.12)$$

onde V_{ch0} é a tensão mínima na chave, R_{ch} é a resistência de condução da chave e I_{chM} é o valor médio da corrente na chave. Tipicamente, $V_{ch0} = 2,0$ V e $R_{ch} = 1,0$ m Ω (conforme obtido em catálogos da ABB e da Mitsubishi).

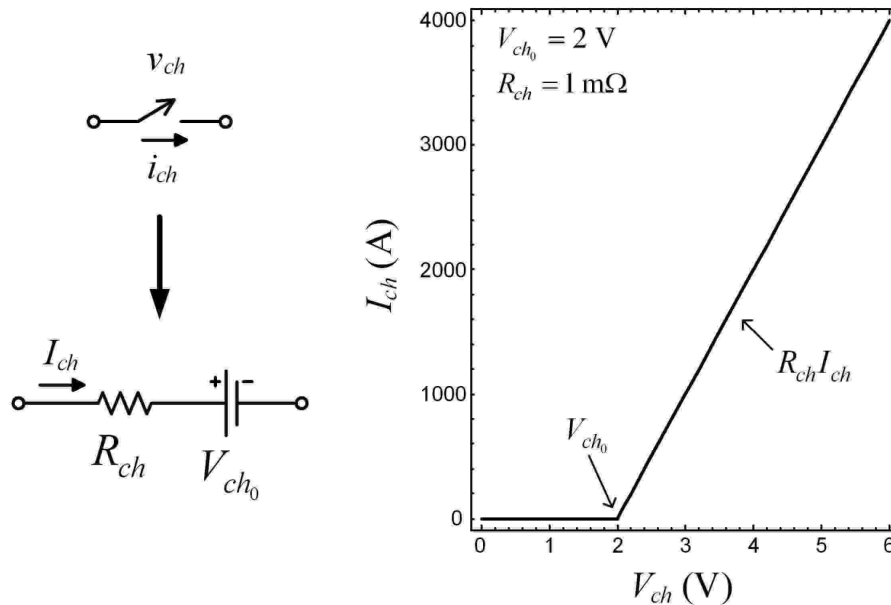


Figura 2.9: Modelo da chave em condução utilizado no cálculo da perda elétrica.

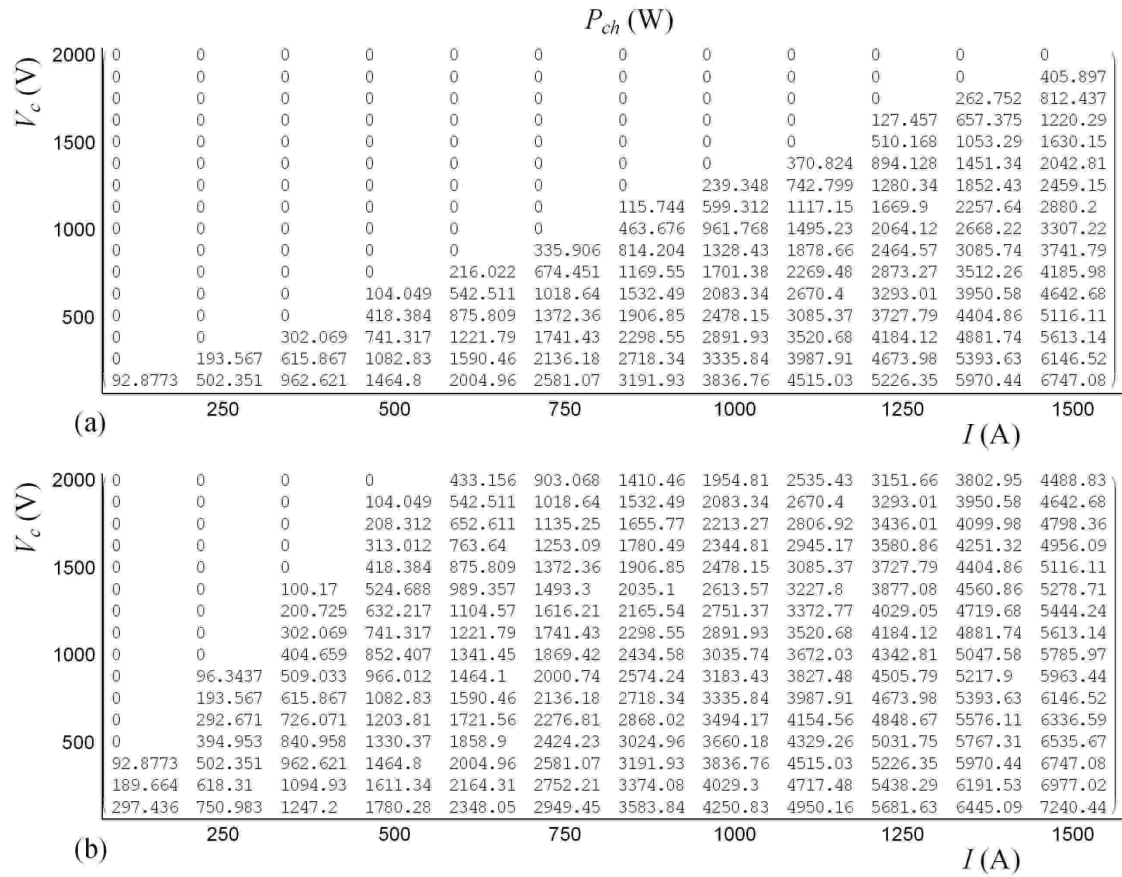


Figura 2.10: Perda durante a condução da chave em matrizes de operação para o (a) GCSC-CR e do (b) GCSC-CV.

Portanto, uma vez que a corrente na chave é maior para ângulos de corte maiores, a perda elétrica na chave também aumenta, de modo que o GCSC-CV apresenta, para os mesmos pontos de operação, perda maior do que o GCSC-CR. A Figura 2.10 mostra a perda na chave durante sua condução em matrizes de operação para ambos os modos de operação do GCSC.

2.5 Influência de $I_{mín}$ no GCSC-CV

No dimensionamento do GCSC-CV, um parâmetro importante a ser avaliado, devido a sua influência no THD_V e na perda nas chaves, é a corrente de projeto mínima, $I_{mín}$. Como visto em (2.3), a reatância máxima de um módulo de GCSC-CV, X_{CT} , é definida como a razão entre a tensão nominal ($V_{máx}$) do módulo e esta corrente. A partir do valor desta reatância, dimensiona-se o banco de capacitores do GCSC, cuja capacitância influencia diretamente o cálculo do ângulo de corte, conforme observado em (2.1) e (2.2).

A fim de facilitar esta análise, são calculados os valores médios de THD_V e perda nas chaves para cada valor de $I_{mín}$. O cálculo deste valor médio é simples: os valores obtidos para cada ponto de operação são somados e divididos pelo número de pontos. A análise consiste em obter os valores de THD_V médio e perda média do GCSC-CV aumentando $I_{mín}$ até que este seja igual ao valor de $I_{máx}$ do GCSC-CR, mantendo-se a tensão nominal do módulo, $V_{máx}$, constante. Com isto, no momento em que $I_{mín}$ torna-se igual a $I_{máx}$, o GCSC-CV passa a ser um GCSC-CR, conforme ilustrado na Figura 2.11.

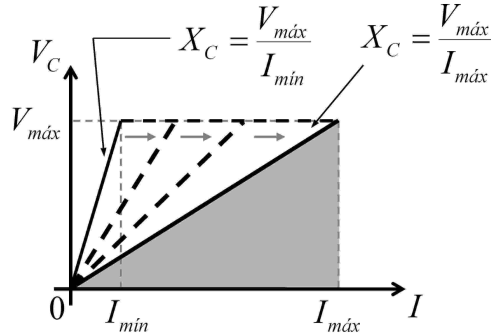


Figura 2.11: Aumento de $I_{mín}$ no dimensionamento do GCSC-CV até atingir $I_{máx}$.

Deste modo, com o aumento de $I_{mín}$, o THD_V médio e a perda média nas chaves reduzem até se tornarem iguais aos do GCSC-CR quando $I_{mín} = I_{máx}$. Para fins de comparação, os resultados são apresentados em termos de razão entre os THD_V médios do GCSC-CV e do GCSC-CR e razão entre as perdas médias nas chaves do GCSC-CV e do GCSC-CR. Com isto, devido aos maiores valores de THD_V e de perda nas chaves do GCSC-CV, esta razão sempre é maior do que 1,0, sendo igual a 1,0 quando $I_{mín} = I_{máx}$.

Como exemplo, nas matrizes de operação da Figura 2.4, o número de pontos de operação é igual a 155 para o GCSC-CR e 260 para o GCSC-CV. Somando-se os valores obtidos de THD_V e dividindo por estes números, obtém-se um THD_V médio de 31% para o GCSC-CR e de 50% para o GCSC-CV. A razão entre os THD_V médios do GCSC-CV e do GCSC-CR resulta em 1,61; ou seja, o THD_V médio do GCSC-CV para $I_{mín} = 500$ A é 61% maior do que o THD_V médio do GCSC-CR.

Com base neste raciocínio, a Figura 2.12 apresenta o THD_V médio para o módulo de GCSC estudado neste capítulo ($V_{máx} = 2000$ V e $I_{máx} = 1500$ A), para $I_{mín}$ variando entre 100 A e 1500 A. Pode-se perceber que há uma redução significativa do THD_V com o aumento de $I_{mín}$. Além disso, nota-se que o THD_V médio chega a ser 2,75 vezes maior do que no GCSC-CR para $I_{mín} = 100$ A.

A Figura 2.13 mostra a perda média nas chaves em função de $I_{mín}$, pela qual nota-se que há também uma redução considerável da perda com o aumento de $I_{mín}$. Além disso, para $I_{mín} = 100$ A, observa-se que a perda no GCSC-CV é cerca de 52% maior do que no GCSC-CR.

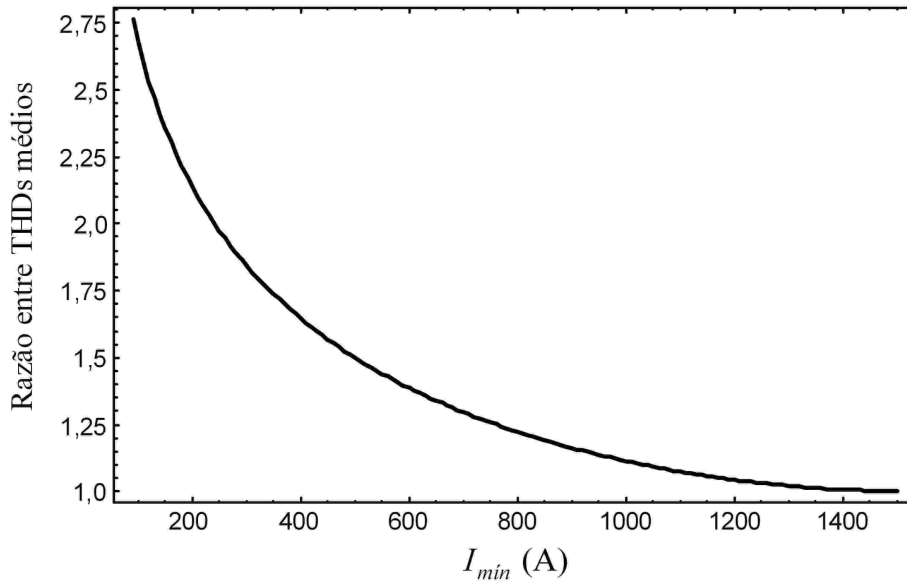


Figura 2.12: THD_V médio em função de I_{min} .

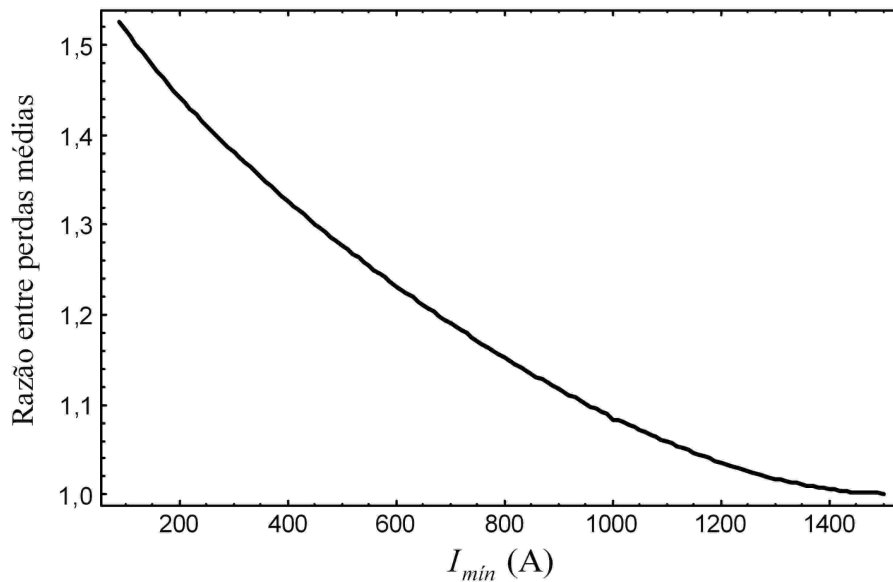


Figura 2.13: Perda média nas chaves em função de I_{min} .

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram analisados os dois modos de operação do GCSC. Ao se determinar o modo de operação de um GCSC, a finalidade da instalação deste dispositivo FACTS em um sistema (se controle de fluxo de potência e/ou amortecimento de oscilações subsíncronas) e as restrições do sistema quanto à distorção harmônica e perdas elétricas devem ser avaliadas.

Foi verificado que o GCSC do tipo reatância controlada (GCSC-CR) apresenta vantagens em relação ao GCSC do tipo tensão controlada (GCSC-CV) no que diz respeito à distorção harmônica total de tensão e à perda nas chaves. Entretanto, este efeito é compensado pela existência de mais pontos de operação no GCSC-CV.

Capítulo 3

Amortecimento de Oscilações no GCSC

Devido aos elementos parasitas inerentes ao circuito do GCSC, oscilações de tensão e corrente são geradas após a comutação das chaves. Para amortecê-las é requerida a inserção de componentes resistivos no circuito. No entanto, embora o amortecimento ocorra de forma satisfatória, a presença constante destes componentes reduz a eficiência do GCSC. Por este motivo, a finalidade deste capítulo é obter meios de reduzir a perda elétrica associada a estes componentes.

3.1 Influência dos Elementos Parasitas no Funcionamento do GCSC

Conforme apresentado no Capítulo 1, durante a operação normal do GCSC cada uma de suas chaves (G_1 e G_2) é comutada uma vez por ciclo. Logo, nos instantes imediatos que sucedem à comutação de cada chave, as ondas de tensão e corrente do GCSC passam por um intervalo transitório. No caso da abertura da chave, este intervalo termina quando não há mais passagem de corrente pela chave e toda a corrente de linha circula pelo banco de capacitores; no caso do fechamento da chave, ocorre o inverso, ou seja, toda a corrente de linha é conduzida pela chave e, ao término do intervalo transitório, não há circulação de corrente pelo banco de capacitores. Na Figura 3.1 são identificados os momentos em que ocorrem estes transitórios.

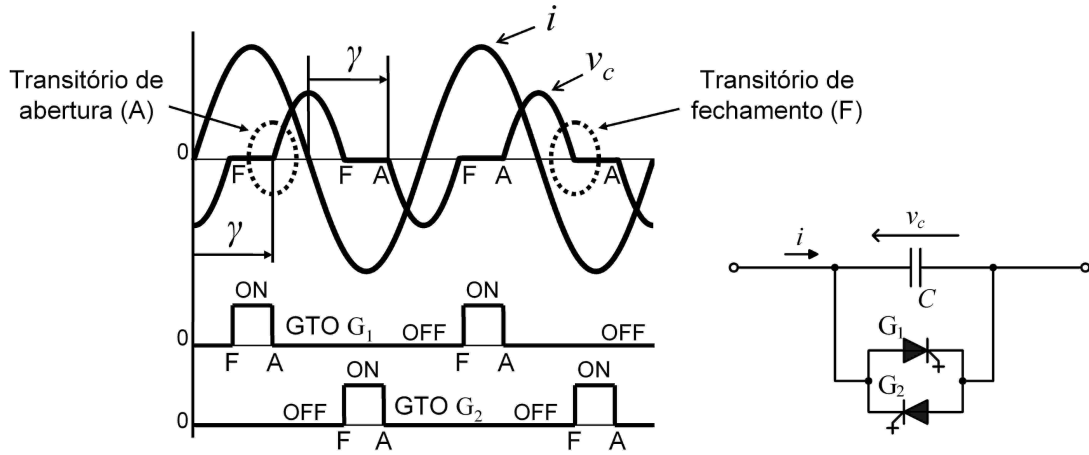


Figura 3.1: Os instantes de abertura e fechamento da chave durante o funcionamento do GCSC.

3.1.1 Origem das Oscilações

A existência de elementos parasitas no circuito do GCSC influencia drasticamente o comportamento das ondas de tensão e corrente transitórias. A associação entre as indutâncias dos condutores e a capacitância do banco de capacitores dá origem a oscilações indesejáveis de tensão e corrente, as quais podem comprometer a operação adequada do GCSC. Em [12], é apresentado um estudo acerca da influência destes elementos nos transitórios do GCSC, no qual são definidos os principais elementos parasitas presentes no circuito e, observando as curvas transitórias de tensão e corrente nas chaves, determina-se quais medidas corretivas devem ser tomadas a fim de minimizar os efeitos nocivos destes elementos no funcionamento do GCSC.

A Figura 3.2 apresenta a seqüência na qual a modelagem dos elementos parasitas no circuito do GCSC é realizada. Na Figura 3.2(a), é mostrado o circuito ideal do GCSC, composto somente pelo capacitor C em paralelo com as chaves auto-comutadas G_1 e G_2 . Na Figura 3.2(b), são representados os elementos parasitas referentes ao banco de capacitores e aos condutores do circuito; as chaves auto-comutadas são modeladas por uma chave ideal, embora seu comportamento possa ser representado por uma resistência em série com uma fonte de tensão contínua durante a condução, conforme ilustrado em detalhe na Figura 3.2, e por uma resistência infinita durante o corte. A transição entre corte e condução e vice-versa foi considerada instantânea (pior caso).

Na Figura 3.2(c), são mantidos apenas os elementos que possuem influência significativa nos transitórios: as indutâncias ℓ_1 e ℓ_2 dos condutores e a resistência r_c do banco de capacitores [12]. Devido ao conjunto RLC formado pelos componentes r_c , $\ell_1 + \ell_2$ e C , são originadas as oscilações de tensão e corrente durante os intervalos transitórios após a abertura e o fechamento da chave.

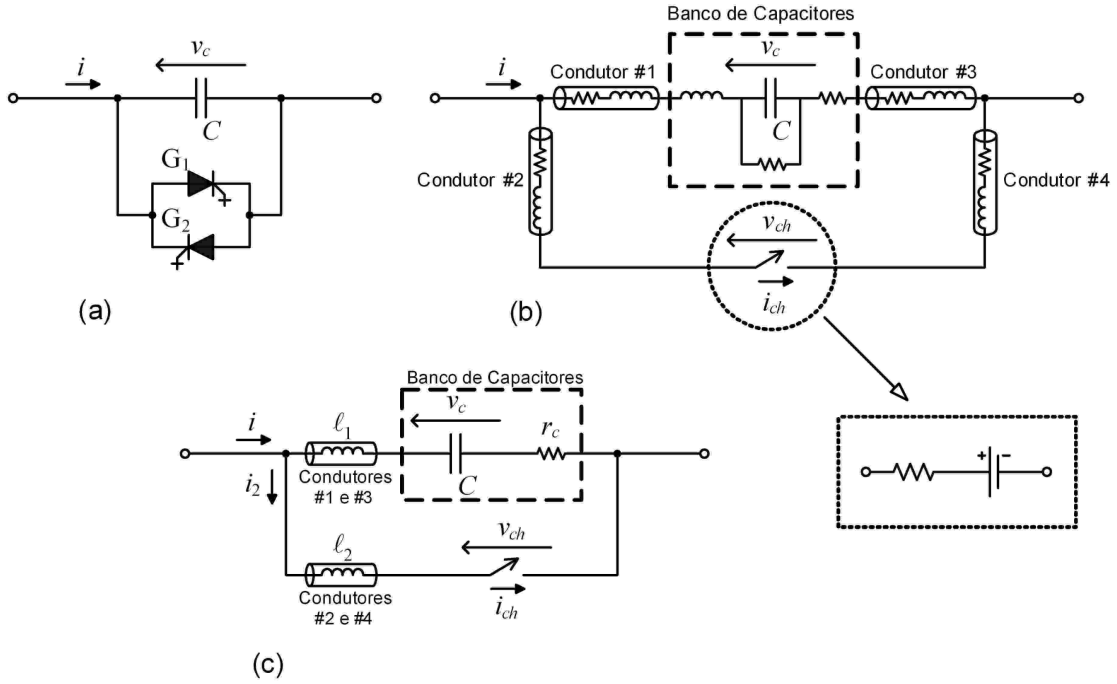


Figura 3.2: O circuito do GCSC (a) ideal, (b) com os elementos parasitas e (c) com os principais elementos parasitas.

3.1.2 Medidas Corretivas

Deste modo, para garantir o funcionamento adequado do GCSC, é necessário adicionar componentes no circuito capazes de amortecer as oscilações de tensão e corrente. Na Figura 3.3 é apresentado o GCSC com os componentes adicionais responsáveis por este amortecimento. A função de cada um destes componentes é descrita a seguir.

- Capacitor C_a e resistor R_a (circuito de amortecimento ou *snubber*): responsáveis por limitar o pico e a variação da tensão na chave (dv_{ch}/dt) e amortecer as oscilações de tensão resultantes da abertura da chave, respectivamente.
- Resistor R_b : tem a função de amortecer as oscilações de corrente ocasionadas pelo fechamento da chave. A posição deste resistor pode ser escolhida em série com o capacitor ou com a chave, conforme mostrado pela seta tracejada na Figura 3.3.

A fim de tornar mais clara a necessidade de inclusão destes componentes no circuito do GCSC, é utilizado o exemplo apresentado em [12], no qual supõe-se o uso de módulos de GCSC de 2 kV máximo em série para compensar uma linha de transmissão com corrente nominal senoidal em 60 Hz e com valor eficaz igual a 1500 A. A reatância capacitiva de cada módulo de GCSC é determinada fazendo-se

$$X_C = 2000/1500 = 1,33 \Omega,$$

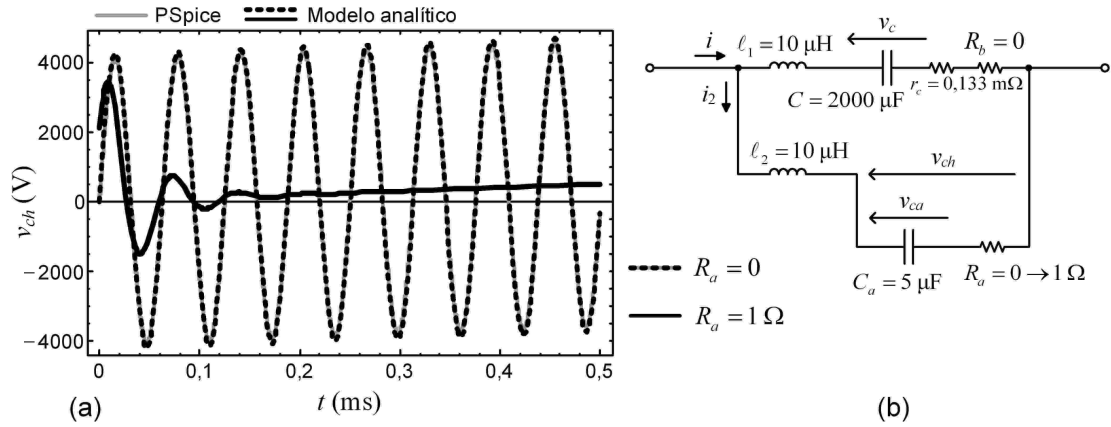


Figura 3.4: (a) Influência de R_a no transitório da tensão durante a abertura da chave e (b) circuito correspondente.

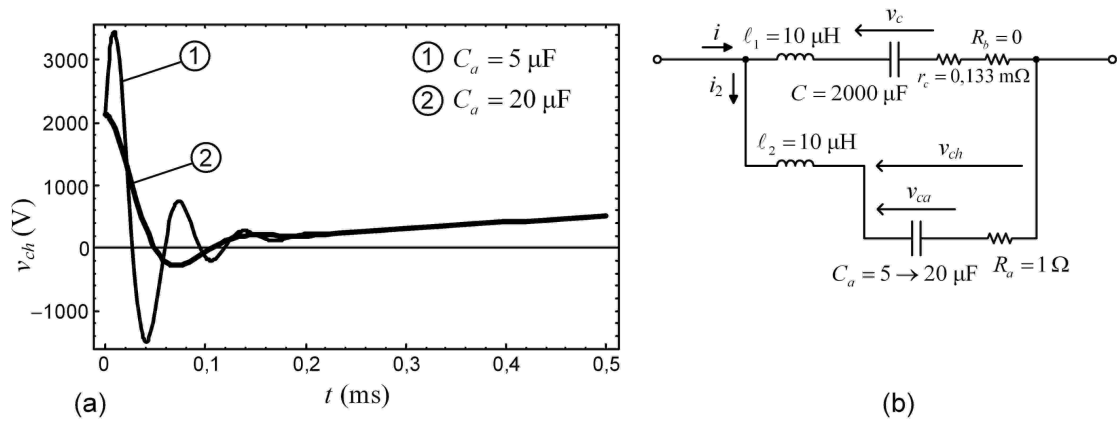


Figura 3.5: (a) Influência de C_a no transitório da tensão durante a abertura da chave e (b) circuito correspondente.

mento, $R_b = 15 \text{ m}\Omega$, em série com o capacitor C ou com a chave é fundamental para garantir o amortecimento de tais oscilações, como pode-se verificar pela curva em linha cheia na Figura 3.6.

3.1.3 Circuitos de Amortecimento

Portanto, com base nas curvas apresentadas na seção anterior, os benefícios provenientes da inclusão destes componentes no circuito do GCSC se tornam claros: em suma, as oscilações de tensão e corrente são suavizadas e amortecidas. Nota-se que, para cada transitório — o de abertura e o de fechamento da chave —, é necessário um determinado circuito de amortecimento: no caso da abertura, um capacitor e um resistor (C_a e R_a) conectados em paralelo com a chave; no caso do fechamento, um resistor (R_b) em série com o capacitor ou com a chave.

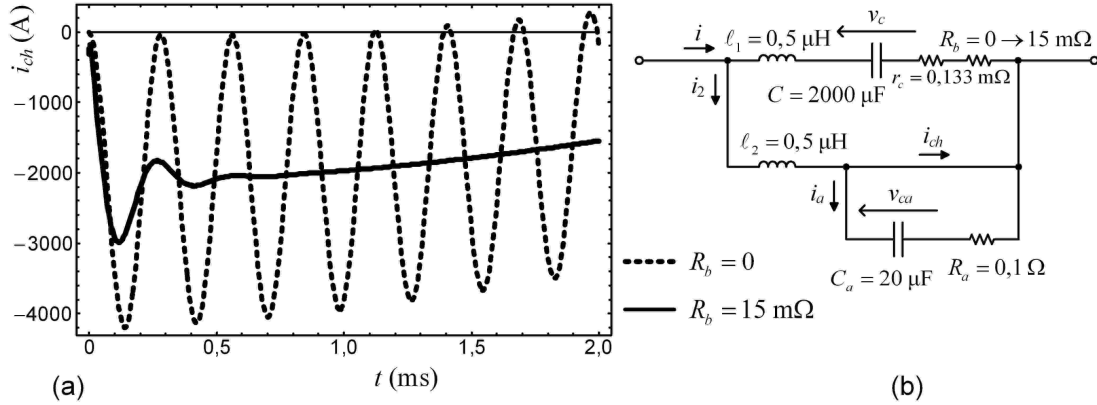


Figura 3.6: (a) Influência de R_b no transitório da corrente durante o fechamento da chave e (b) circuito correspondente.

No entanto, embora sejam indispensáveis durante os intervalos transitórios, estes novos componentes também atuam no circuito após o fim destes intervalos. Por este motivo, é necessário avaliar os efeitos não-desejados relacionados à presença contínua destes elementos no circuito do GCSC.

Em relação ao capacitor C_a e ao resistor R_a , há passagem contínua de corrente por estes componentes enquanto a chave é mantida aberta. A impedância equivalente em 60 Hz do ramo ℓ_1 - C - r_c é aproximadamente 100 vezes menor do que a impedância equivalente do ramo ℓ_2 - C_a - R_a para o exemplo apresentado. Logo, a corrente que circula por C_a e R_a é cerca de 15 A, ou 1% da corrente de linha. Em termos de perda elétrica, considerando a chave permanentemente aberta, para $R_a = 1 \Omega$, a perda é igual a 225 W, representando 0,0075% da potência aparente do módulo de GCSC em estudo (2 kV, 1500 A). Deste modo, fica evidente que estes dois componentes somente possuem influência significativa durante os intervalos transitórios do funcionamento do GCSC.

No tocante ao resistor de amortecimento R_b , há circulação da corrente de linha pelo mesmo enquanto a chave permanecer aberta ou fechada, a depender da posição em que R_b é posto no circuito — se em série com o capacitor ou com a chave, respectivamente. Isto resulta em uma considerável perda elétrica por efeito Joule neste componente. Como exemplo, pode-se considerar a perda em R_b na situação em que a chave no GCSC é mantida permanentemente aberta e supondo que R_b está conectado em série com o capacitor. Como o valor eficaz da corrente de linha é igual a 1500 A, para $R_b = 15 \text{ m}\Omega$ a perda por efeito Joule é igual a 33,75 kW, o que representa 1,125% da potência aparente do módulo de GCSC em estudo (2 kV, 1500 A). Com isto, é necessário estudar meios de reduzir a perda elétrica neste componente, uma vez que sua participação no circuito é fundamental apenas durante o intervalo transitório.

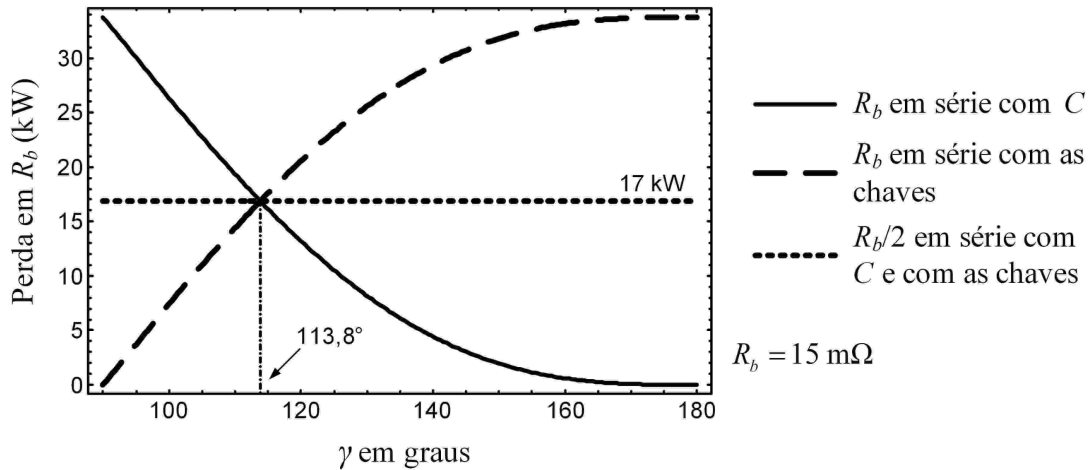


Figura 3.7: Perda em R_b em função do ângulo de corte γ para ambas as posições.

3.1.4 Redução da Perda no GCSC

Portanto, embora a adição de R_b no GCSC seja indispensável, a perda elétrica no circuito aumenta consideravelmente. A princípio, a forma mais simples de reduzir esta perda é escolher a posição de R_b baseado nas características operacionais do GCSC, as quais definem o valor predominante do ângulo de corte durante o funcionamento normal do GCSC. Na Figura 3.7, é apresentada a perda por efeito Joule em R_b em função do ângulo de corte γ para ambas as posições do resistor no circuito. Nota-se que, para um GCSC que opere normalmente com $\gamma > 113,8^\circ$, a perda é menor se R_b estiver em série com o banco de capacitores. Além disso, fica evidente que, ao dividir R_b igualmente nas duas posições, minimiza-se a variação da perda com o ângulo de corte.

A solução ideal, que possibilitaria a redução desta perda elétrica ao máximo, seria encontrar um meio de inserir uma resistência igual a R_b no circuito do GCSC somente durante o intervalo transitório, até que as oscilações de corrente fossem amortecidas. Ao final do amortecimento, esta resistência seria retirada do circuito, de modo que toda a energia dissipada teria sido destinada apenas ao amortecimento das oscilações.

Dentre as formas praticáveis de obter este comportamento, sugere-se em [12] a utilização de condutores especiais, cobertos por um material de menor condutividade (e.g., níquel), de modo a ressaltar o efeito pelicular nestes condutores. Assim, como a frequência das oscilações de corrente fica em torno de alguns quilohertz, seria produzido um maior valor de resistência nesta frequência, enquanto que, após o transitório, na frequência de linha (60 Hz), a resistência dos condutores seria menor.

Uma alternativa para obter este comportamento é utilizar um pequeno transformador, similar a um transformador de corrente, para conectar o resistor de amorte-

cimento ao circuito do GCSC. Neste caso, a saturação do transformador (que está relacionada com o fluxo magnético no núcleo) determina os momentos em que o resistor atua no circuito. Para isto, é necessário projetar o núcleo de forma que o mesmo não sature durante o intervalo transitório (oscilações em alta frequência — alguns quilohertz) e sature após o amortecimento das oscilações (onda senoidal na frequência da linha — 60 Hz). Assim, o resistor atua no circuito amortecendo as oscilações de corrente e, devido à saturação do transformador, não participa do circuito após o amortecimento, possibilitando a redução da perda por efeito Joule no GCSC.

No entanto, como será visto nas seções seguintes, com o uso deste transformador no circuito de amortecimento são inseridos novos elementos parasitas no circuito do GCSC, comprometendo a sua operação. Um método mais eficaz para reduzir a perda elétrica consiste em conectar um indutor em paralelo com o resistor de amortecimento (conjunto indutor//resistor), de modo que este indutor atue como um regulador da corrente que circula pelo resistor. Isto é, como a frequência das oscilações é muito maior do que a frequência da linha, a reatância do indutor é muito maior durante os intervalos transitórios. Com isto, a partir do dimensionamento adequado deste indutor, é possível reduzir a corrente que passa pelo resistor de amortecimento após o término dos intervalos transitórios, diminuindo a perda elétrica no mesmo sem prejudicar o funcionamento do GCSC.

3.2 Modelo do Circuito do GCSC

Para realizar a análise proposta, devem ser observadas as curvas de tensão e corrente do circuito e a perda elétrica no resistor de amortecimento durante os intervalos transitórios. Para obter estes parâmetros, é necessário desenvolver um modelo do circuito do GCSC que represente a influência do circuito de amortecimento no funcionamento do GCSC.

O modelo do circuito do GCSC para os transitórios de abertura e fechamento da chave é desenvolvido com base nos circuitos da Figura 3.8. Na Figura 3.8(a) é mostrado o GCSC com a chave aberta, enquanto que na Figura 3.8(b) apresenta-se o GCSC com a chave fechada. Inicialmente, o circuito utilizado no amortecimento das oscilações de corrente é conectado em série com o banco de capacitores e representado somente como uma tensão (v_{Ab} e v_{Fb}), a qual é função da corrente que passa pelo mesmo ($f[i]$). Este tipo de modelagem será útil em posteriores modificações no posicionamento e no modelo deste circuito de amortecimento.

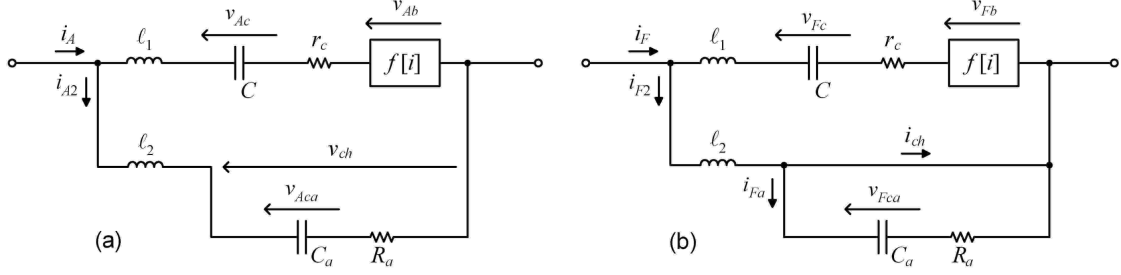


Figura 3.8: Circuito do GCSC (a) após a abertura e (b) após o fechamento da chave.

No caso da abertura da chave, com base no equacionamento por malha do circuito da Figura 3.8(a), obtém-se

$$\begin{aligned} \ell_2 \frac{di_{A2}}{dt} + \frac{1}{C_a} \int i_{A2} dt + R_a i_{A2} + \ell_1 \frac{d(i_{A2} - i_A)}{dt} + \frac{1}{C} \int (i_{A2} - i_A) dt + \\ + r_c (i_{A2} - i_A) + f[i_{A2} - i_A] = 0, \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde i_{A2} é a corrente que circula pela chave imediatamente antes da sua abertura e passa pelo circuito de amortecimento (C_a e R_a) imediatamente após a sua abertura e i_A é a corrente da linha durante a abertura da chave, dada por

$$i_A(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \gamma), \quad (3.2)$$

na qual I é o valor eficaz da corrente da linha e adota-se $t = 0$ como o instante em que ocorre a abertura da chave. Por fim, a tensão transitória sobre a chave é dada por

$$v_{ch} = \frac{1}{C_a} \int i_{A2} dt + R_a i_{A2}. \quad (3.3)$$

Para o fechamento da chave, equacionando-se o circuito apresentado na Figura 3.8(b), obtém-se

$$\ell_2 \frac{di_{F2}}{dt} + \ell_1 \frac{d(i_{F2} - i_F)}{dt} + \frac{1}{C} \int (i_{F2} - i_F) dt + r_c (i_{F2} - i_F) + f[i_{F2} - i_F] = 0 \quad (3.4)$$

$$\text{e} \quad \frac{1}{C_a} \int i_{F2} dt + R_a i_{F2} = 0, \quad (3.5)$$

onde, imediatamente antes do fechamento da chave, $i_{F2} = i_{F2}$ é a corrente que circula por ℓ_2 e pelo circuito de amortecimento (C_a e R_a) e i_F é a corrente da linha durante o fechamento da chave, dada por

$$i_F(t) = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \gamma), \quad (3.6)$$

posto que o fechamento ocorre em $\omega t = 2\pi - \gamma$ e adota-se $t = 0$ como o instante de comutação. Deste modo, após o seu fechamento a chave fica submetida à corrente

$$i_{ch} = i_{F2} - i_{Fa}. \quad (3.7)$$

Em relação ao circuito de amortecimento das oscilações de corrente, se considerarmos o uso apenas do resistor R_b neste circuito, a função apresentada em (3.1) e (3.4) torna-se $f[i] = R_b i$ e, portanto, obtém-se

$$v_{Ab} = R_b (i_{A2} - i_A) \quad \text{e} \quad v_{Fb} = R_b (i_{F2} - i_F). \quad (3.8)$$

Deste modo, considerando a representação utilizada para o circuito de amortecimento na modelagem do GCSC, é necessário desenvolver um modelo que forneça a tensão em função da corrente total que circula por este circuito. Nas próximas seções são apresentados os modelos de circuito de amortecimento para o resistor R_b conectado ao GCSC através de um transformador e para o conjunto indutor//resistor.

3.3 Transformador no Circuito de Amortecimento

Ao utilizar um transformador no circuito de amortecimento, é preciso observar o fluxo magnético em seu núcleo durante os intervalos transitórios uma vez que o funcionamento deste transformador está diretamente associado à saturação do núcleo. O objetivo, como brevemente descrito na Seção 3.1.4, é projetar o transformador para não saturar durante o amortecimento das oscilações e para permanecer saturado enquanto a presença do resistor de amortecimento no circuito do GCSC não for necessária.

3.3.1 Características do Transformador

Para verificar o que ocorre no interior de um transformador, as características construtivas de seu núcleo devem ser incluídas em sua modelagem. Em um transformador ideal, tais características não são consideradas e o transformador é modelado apenas pela sua relação entre espiras. Por exemplo, se o enrolamento primário possui 30 espiras ($N_p = 30$) e o secundário possui 300 espiras ($N_s = 300$), a relação de transformação N_s/N_p é igual a 10. Isto significa que, para obter uma resistência de $15 \text{ m}\Omega$ no circuito do GCSC, seria necessário conectar um resistor de $1,5 \text{ }\Omega$ ao secundário do transformador.

Como exemplo, vamos supor que o transformador a ser utilizado no GCSC seja ideal. Com isto, o circuito de amortecimento seria modelado pela função $f[i] = (N_p/N_s)^2 R_{bs} i$, obtendo-se

$$v_{Ab} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_{bs} (i_{A2} - i_A) \quad \text{e} \quad v_{Fb} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 R_{bs} (i_{F2} - i_F), \quad (3.9)$$

onde R_{bs} é o resistor de amortecimento conectado ao enrolamento secundário do transformador. Uma vez que $R_b = (N_p/N_s)^2 R_{bs}$, a função $f[i]$ neste caso é igual à apresentada em (3.8), onde o circuito de amortecimento consiste apenas no resistor R_b . Portanto, as curvas transitórias resultantes desta modelagem seriam idênticas às obtidas anteriormente sem o uso do transformador no circuito de amortecimento.

Além disto, posto que não são consideradas as características construtivas do transformador, não seria possível obter o fluxo magnético no núcleo, resultante da circulação de corrente pelos enrolamentos.

MODELO TÍPICO DO TRANSFORMADOR

O modelo típico do transformador é apresentado na Figura 3.9. Neste modelo, são utilizadas indutâncias e resistências para representar os efeitos de fluxos magnéticos e perdas elétricas.

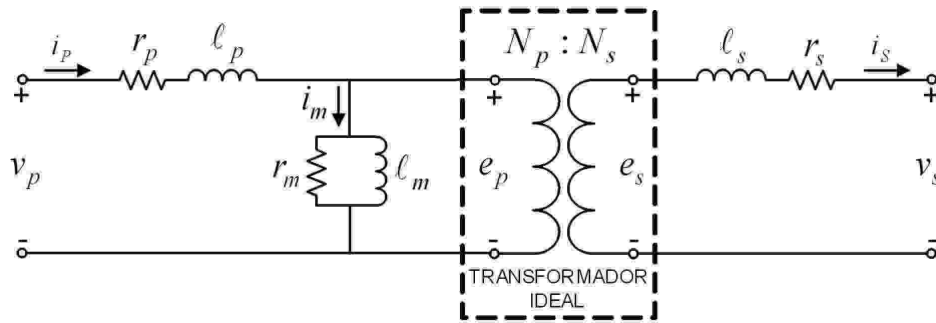


Figura 3.9: Modelo típico de um transformador.

O fluxo de magnetização, modelado pela indutância ℓ_m , é o responsável pelo acoplamento magnético entre os enrolamentos; sem ele, não há transformação de tensão e corrente. Pela Figura 3.9, observa-se que a indutância ℓ_m é representada em paralelo aos enrolamentos, indicando que uma parcela da corrente fornecida ao primário é utilizada para manter o fluxo de magnetização no núcleo durante o funcionamento do transformador.

As indutâncias ℓ_p e ℓ_s representam os fluxos de dispersão de cada enrolamento, os quais estão associados a uma das imperfeições construtivas deste equipamento.

A existência destes fluxos é inevitável, porém é possível reduzi-la consideravelmente ao se aumentar o acoplamento magnético entre os enrolamentos.

Evidentemente, as resistências também estão associadas a imperfeições dos materiais utilizados no transformador. A resistência r_m representa a perda elétrica no núcleo do transformador devido à histerese e às correntes de Foucault. As resistências r_p e r_s estão associadas, respectivamente, às perdas nos condutores dos enrolamentos primário e secundário.

FLUXO DE MAGNETIZAÇÃO E SATURAÇÃO

No modelo típico apresentado na seção anterior, não é considerada a saturação do núcleo do transformador. Este fenômeno ocorre quando há excesso de fluxo magnético no interior do transformador, saturando o núcleo. A saturação depende das características do núcleo tais como suas dimensões e a permeabilidade magnética do material utilizado. Enquanto o núcleo permanecer saturado, a injeção de corrente no enrolamento primário não resulta na transformação e circulação de corrente pelo secundário. Ou seja, durante a saturação o funcionamento do transformador ideal deixa de ser linear, transformando-se em curto-circuito.

O parâmetro utilizado para observar o fenômeno da saturação é a densidade de fluxo magnético no núcleo. Cada tipo de material ferromagnético utilizado na construção do núcleo de um transformador é caracterizado por um valor máximo de densidade de fluxo, a partir do qual ocorre a saturação do material. Portanto, para determinar se um transformador está ou não saturado, basta verificar se a densidade de fluxo no núcleo é maior do que a suportada pelo material ferromagnético.

DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO NO NÚCLEO

A densidade de fluxo magnético no núcleo depende de características construtivas do transformador tais como número de espiras, permeabilidade magnética do material ferromagnético e seção transversal do núcleo. Além disso, o módulo e a frequência da tensão aplicada ao enrolamento primário também influenciam no fluxo de magnetização. Todos estes fatores devem ser considerados no dimensionamento do núcleo de modo que o fenômeno da saturação não comprometa a operação do transformador.

É possível obter a densidade de fluxo no núcleo em função das variáveis descritas no parágrafo anterior pelo circuito magnético apresentado na Figura 3.10, a qual representa um transformador com núcleo toroidal. As vantagens associadas a este formato de núcleo são descritas mais adiante. Considerando que não há carga conectada ao enrolamento secundário do transformador e desprezando a perda elétrica do circuito, para a tensão $v_p = \sqrt{2}V_p \cos \omega t$ aplicada nos terminais do enrolamento

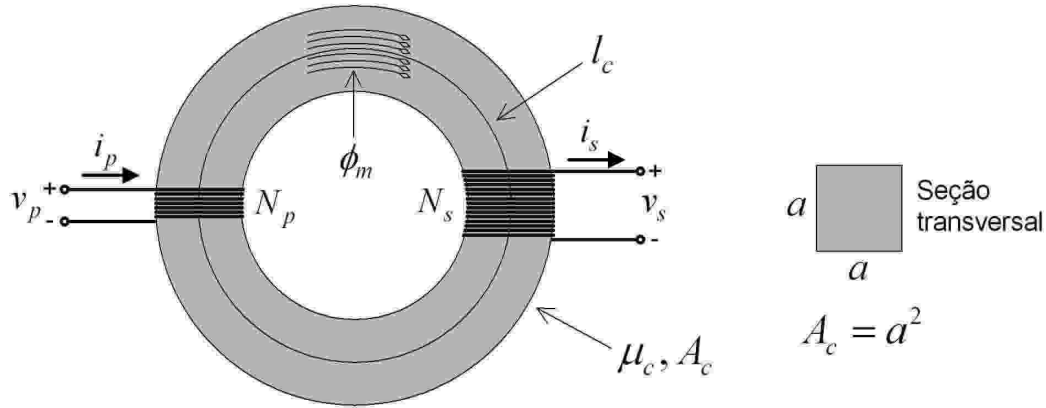


Figura 3.10: Circuito magnético de um transformador com núcleo toroidal.

primário, o fluxo de magnetização ϕ_m é obtido através de

$$\phi_m = \frac{1}{N_p} \int v_p dt = \frac{\sqrt{2}V_p}{\omega N_p} \sin \omega t, \quad (3.10)$$

onde $\omega = 2\pi f$. Assim, a densidade de fluxo no núcleo B_m , é encontrada por

$$B_m = \frac{\phi_m}{A_c} = \frac{\sqrt{2}V_p}{\omega N_p A_c} \sin \omega t, \quad (3.11)$$

onde A_c é a área da seção transversal do núcleo do transformador, conforme mostrado na Figura 3.10.

Em geral, se é desejado que o transformador não sature, basta projetá-lo de modo que a densidade de fluxo suportada pelo núcleo seja maior do que a máxima densidade de fluxo produzida durante o seu funcionamento. Com isto, garante-se que o núcleo suporta o fluxo magnético gerado durante a condição de operação nominal do transformador. A densidade máxima de fluxo, $B_{m\acute{a}x}$, é dada por

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{\sqrt{2}V_p}{\omega N_p A_c} = \frac{V_p}{\sqrt{2}\pi f N_p A_c}. \quad (3.12)$$

APLICAÇÃO NO GCSC

Com base em (3.12), nota-se que quanto maior a frequência de operação, menor é a densidade de fluxo. Esta é a característica que motivou a utilização do resistor de amortecimento conectado ao GCSC através de um transformador, uma vez que as oscilações de corrente e tensão ocorrem em frequências muito maiores do que a frequência de linha.

Além disso, a posição em que o circuito de amortecimento é colocado no GCSC — em série com o capacitor ou com a chave — é um fator importante para evitar a

saturação do transformador durante o amortecimento das oscilações. Caso o transformador seja posicionado em série com o capacitor, não há passagem da corrente de linha pelo circuito de amortecimento após o fechamento da chave. Isto significa que o circuito de amortecimento atua somente durante o intervalo transitório. Enquanto a chave se mantiver aberta, haverá circulação da corrente de linha pelo transformador, o que manterá o núcleo saturado. Com isto, fica garantido o amortecimento das oscilações durante o fechamento da chave e, como este circuito de amortecimento não tem função durante a abertura da chave, a perda elétrica ocorre durante o transitório de abertura da chave, antes que o transformador sature.

Por outro lado, caso o transformador seja posicionado em série com a chave, é preciso garantir que o mesmo sature apenas após o amortecimento das oscilações de corrente. Isto demanda um projeto mais complexo em que é necessário determinar um instante em que as oscilações tenham sido totalmente amortecidas para o dimensionamento do transformador. Ainda assim, as perdas durante o transitório de abertura da chave ocorreriam da mesma forma.

Com isto, posicionando o circuito de amortecimento em série com o capacitor, basta garantir, no dimensionamento do transformador, que durante o intervalo transitório de fechamento da chave a densidade de fluxo seja menor do que a densidade máxima de fluxo suportada pelo núcleo.

3.3.2 Modelo do Circuito de Amortecimento com o Transformador

Conforme visto anteriormente, é preciso obter um modelo do transformador que possibilite encontrar a tensão nos terminais do enrolamento primário e a densidade de fluxo magnético no núcleo em função da corrente que circula pelo primário. Para desenvolver este modelo, considera-se o circuito da Figura 3.11, em que se observa o circuito magnético e o equivalente elétrico do transformador com o resistor de amortecimento conectado aos terminais do secundário.

MODELO INICIAL

Inicialmente, o modelo do transformador para a análise proposta, o qual é mostrado na Figura 3.11, é obtido desprezando-se os fluxos de dispersão de cada enrolamento e as perdas elétricas nos condutores e no núcleo. Em comparação com o modelo típico apresentado na Figura 3.9, este modelo inicial considera apenas a existência da indutância de magnetização, ℓ_m , como pode-se notar pela Figura 3.11(b).

O circuito magnético da Figura 3.11(a) é equacionado por

$$N_p i_p - N_s i_s = \mathfrak{R}_c \phi_m, \quad (3.13)$$

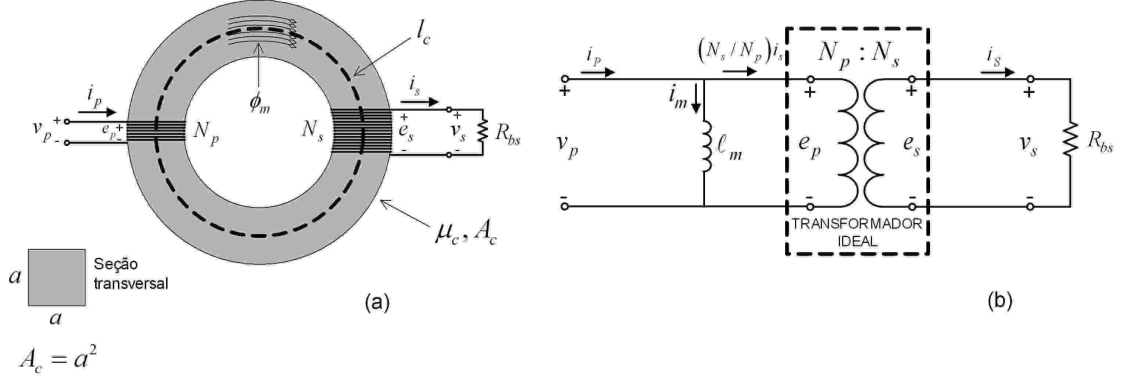


Figura 3.11: Transformador do GCSC: (a) circuito magnético e (b) circuito elétrico equivalente.

onde \mathfrak{R}_c é a relutância do núcleo magnético. Considerando que

$$i_s = \frac{v_s}{R_{bs}}, \quad v_s = e_s \quad \text{e} \quad e_s = N_s \frac{d\phi_m}{dt}, \quad (3.14)$$

obtém-se

$$\mathfrak{R}_c \phi_m + \frac{N_s^2}{R_{bs}} \frac{d\phi_m}{dt} = N_p i_p, \quad (3.15)$$

que corresponde ao balanço da FMM no núcleo.

Para obter a tensão no primário v_p em função de i_p , basta observar que

$$e_p = N_p \frac{d\phi_m}{dt}, \quad v_p = e_p \quad \text{e} \quad \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{N_p i_p - \mathfrak{R}_c \phi_m}{N_s^2 / R_{bs}}, \quad (3.16)$$

o que resulta em

$$v_p = (N_p i_p - \mathfrak{R}_c \phi_m) \frac{N_p}{N_s^2} R_{bs}. \quad (3.17)$$

A tensão v_p pode também ser obtida através do equacionamento do circuito elétrico da Figura 3.11(b). Neste caso, tem-se que

$$v_p = \ell_m \frac{di_m}{dt}, \quad i_m = i_p - (N_s / N_p) i_s \quad \text{e} \quad \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{N_p i_p - \mathfrak{R}_c \phi_m}{N_s^2 / R_{bs}}, \quad (3.18)$$

resultando em

$$v_p + \frac{\ell_m}{R_{bs}} \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \frac{dv_p}{dt} = \ell_m \frac{di_p}{dt}. \quad (3.19)$$

Por fim, a partir de (3.17) e (3.19) obtém-se que

$$\ell_m = \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}_c}, \quad (3.20)$$

que é a indutância de magnetização referida ao primário do transformador.

Deste modo, a partir de (3.15) e (3.19) são obtidos o fluxo magnético no núcleo ϕ_m e a tensão no primário v_p em função da corrente i_p , associando este modelo do transformador à modelagem do GCSC.

CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

A indutância ℓ_m é um importante parâmetro relacionado ao fluxo de magnetização do transformador. Pela Figura 3.11(b), observa-se que quanto maior for esta indutância, menor é a corrente de magnetização i_m . No caso de um transformador ideal, $\ell_m \rightarrow \infty$ e $i_m = 0$.

A importância deste parâmetro está associada à relutância \mathfrak{R}_c , uma vez que as características construtivas do núcleo do transformador estão concentradas em \mathfrak{R}_c . Quanto maior a relutância \mathfrak{R}_c , menor a indutância ℓ_m , indicando que para relutâncias maiores é preciso que a corrente i_m seja maior o suficiente a fim de manter o fluxo de magnetização requerido pelo transformador.

A relutância \mathfrak{R}_c é obtida através de

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c}, \quad (3.21)$$

onde l_c é o perímetro médio do núcleo, μ_c é a permeabilidade magnética e A_c é a seção transversal, conforme apresentado na Figura 3.10.

Portanto, para o cálculo da relutância do núcleo, é preciso conhecer as dimensões do núcleo (l_c e A_c) bem como sua permeabilidade magnética (μ_c). Para isto, é importante observar determinados aspectos associados ao dimensionamento do núcleo deste transformador.

Inicialmente, deve-se atentar para o elevado valor eficaz da corrente de linha, 1500 A, a qual circula pelo primário. Os condutores adequados para a condução deste nível de corrente possuem seções transversais grandes que dificultam a montagem do enrolamento do transformador. Em transformadores de corrente utilizados em sistemas de potência é comum a utilização de núcleos que envolvem o condutor, de modo que o próprio condutor atua como o primário do transformador.

Além disso, o núcleo do transformador deve ser projetado de modo a minimizar a inserção de elementos parasitas não desejáveis no circuito do GCSC. Observando o modelo típico apresentado na Figura 3.9, é fundamental que as indutâncias de dispersão, ℓ_p e ℓ_s sejam as menores possíveis, uma vez que as mesmas atuam em série com o circuito do GCSC, contribuindo para o aumento das oscilações. As resistências que modelam as perdas elétricas no transformador não são elementos parasitas críticos ao funcionamento do GCSC uma vez que as mesmas auxiliam no amortecimento das oscilações.

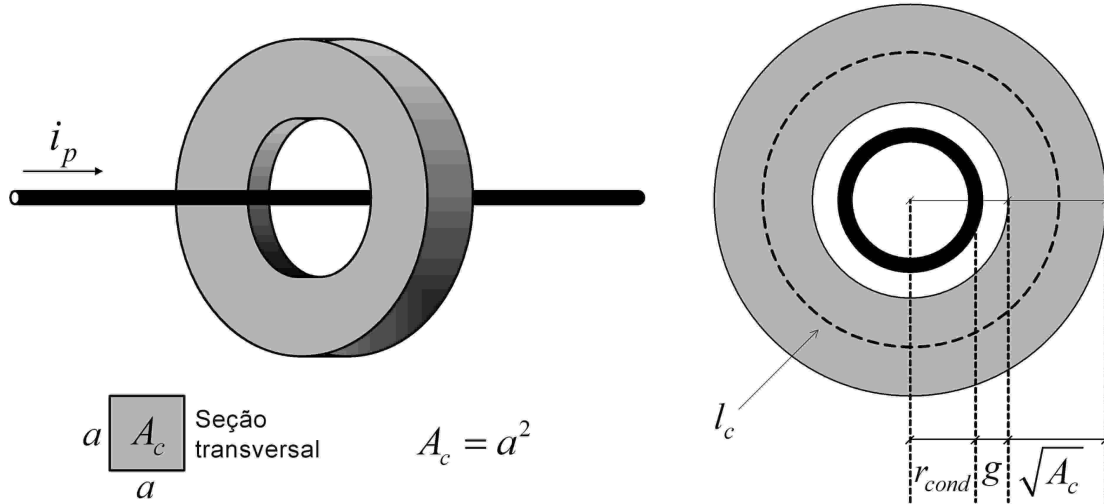


Figura 3.12: Núcleo do transformador a ser utilizado no GCSC.

Deste modo, considerando a necessidade de utilizar o próprio condutor como primário do transformador e de reduzir ao máximo as indutâncias de dispersão, é sugerido o uso de um núcleo toroidal, como ilustrado na Figura 3.12. Este formato de núcleo aumenta o acoplamento magnético entre o primário e o secundário, reduzindo consideravelmente os fluxos de dispersão no transformador.

Com base na Figura 3.12 é possível obter o perímetro médio l_c em função do raio do condutor r_{cond} , do espaçamento g entre o condutor e o núcleo e da seção transversal A_c , resultando em

$$l_c = 2\pi r_x, \quad \text{onde} \quad r_x = r_{cond} + g + \frac{\sqrt{A_c}}{2}, \quad (3.22)$$

considerando que a seção transversal do núcleo é quadrada. É importante notar que o perímetro médio do núcleo é função da seção transversal A_c .

Por fim, é preciso selecionar um material ferromagnético que garanta elevada permeabilidade na frequência das oscilações. Dentre os materiais ferromagnéticos utilizados em transformadores que operam em altas frequências, o FINEMET é recentemente conhecido por apresentar alta permeabilidade magnética ($1.000 < \mu_r < 70.000$) e menores perdas no núcleo em relação a outros materiais ferromagnéticos comuns, conforme apresentado em [13]. Tais características são fundamentais a fim de garantir a linearidade do transformador e minimizar a perda elétrica no núcleo durante o intervalo transitório.

3.3.3 Análise das Curvas Transitórias

Nesta seção são analisadas as curvas transitórias resultantes da modelagem descrita na seção anterior. Com base no exemplo apresentado na Seção 3.1, o objetivo é

dimensionar o transformador a ser utilizado no circuito de amortecimento do GCSC de modo a garantir que as oscilações de corrente não comprometam o funcionamento adequado do GCSC e que a perda elétrica no circuito de amortecimento seja a menor possível.

A Figura 3.13 mostra os circuitos do GCSC que servem como base para obtenção das curvas transitórias: na Figura 3.13(a), o circuito de amortecimento contém apenas o resistor R_b , resultando nas curvas apresentadas na Seção 3.1; na Figura 3.13(b), é apresentado o GCSC utilizado como exemplo nesta seção, com a inclusão do transformador no circuito de amortecimento. Como visto anteriormente, para o amortecimento satisfatório das oscilações de corrente basta inserir em série com o capacitor uma resistência $R_b = 15 \text{ m}\Omega$. Portanto, o transformador no circuito de amortecimento deve possibilitar a inserção deste valor de resistência durante os intervalos transitórios.

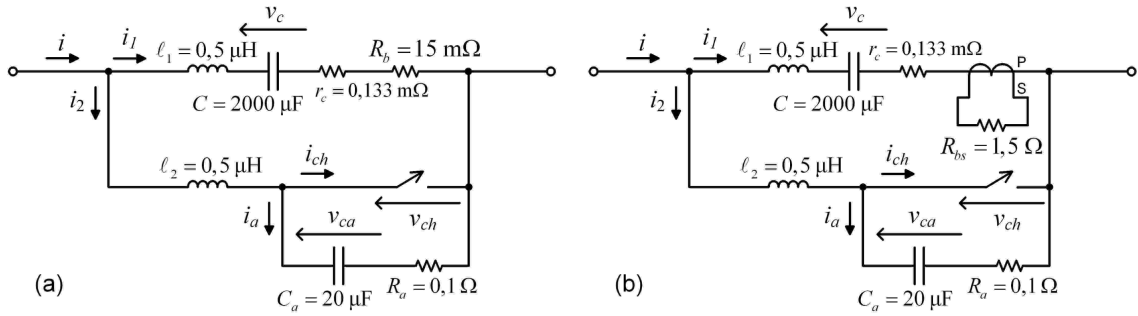


Figura 3.13: Circuito do GCSC (a) com o resistor R_b e (b) com o transformador no circuito de amortecimento.

EXEMPLO INICIAL

Inicialmente, com a finalidade de obter um primeiro resultado, considera-se, para o cálculo dos parâmetros do transformador, que $r_{cond} = 2 \text{ cm}$, $g = 1 \text{ cm}$ e $A_c = 100 \text{ cm}^2$ ($10 \text{ cm} \times 10 \text{ cm}$). Além disso, supõe-se que a permeabilidade relativa do núcleo é $\mu_r = 30.000$ (FINEMET). Com isto, a partir de (3.21) e (3.22) obtém-se a relutância \mathfrak{R}_c , resultando em

$$r_x = 2 + 1 + \sqrt{100}/2 = 8,0 \text{ cm}, \quad (3.23)$$

$$\mathfrak{R}_c = \frac{2\pi \cdot 8,0 \times 10^{-2}}{30.000\mu_0 \cdot 100 \times 10^{-4}} = 1.333 \text{ Ae/Wb}, \quad (3.24)$$

onde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$.

Conforme visto anteriormente, com base na magnitude da corrente da linha e com o intuito de minimizar o efeito de dispersão do fluxo, propõe-se utilizar o próprio condutor como primário do transformador. Deste modo, tem-se que $N_p = 1$

e, portanto, a indutância de magnetização referida ao primário do transformador é dada por

$$\ell_m = \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}_c} = \frac{1}{1.333} = 750 \mu\text{H}. \quad (3.25)$$

O resistor a ser conectado ao enrolamento secundário depende da relação entre espiras do transformador. Considerando $N_s = 10$ espiras, para que a resistência $R_b = 15 \text{ m}\Omega$ seja inserida no primário do transformador, é necessário conectar ao secundário o resistor $R_{bs} = 1,5 \Omega$, como mostrado na Figura 3.13(b).

Com base nestes dados iniciais, as curvas transitórias da corrente na chave i_{ch} e da densidade de fluxo no núcleo B_m ($B_m = \phi_m/A_c$) após o fechamento da chave, para $\gamma = 90^\circ$, são apresentadas na Figura 3.14. Nota-se que as oscilações de corrente são amortecidas e que o módulo da densidade de fluxo varia entre cerca de 0,5 e 0,4 T. Materiais ferromagnéticos como o FINEMET suportam, em média, uma densidade máxima de fluxo igual a 1,23 T [13]. Portanto, neste exemplo, o núcleo do transformador não satura, permitindo o amortecimento das oscilações.

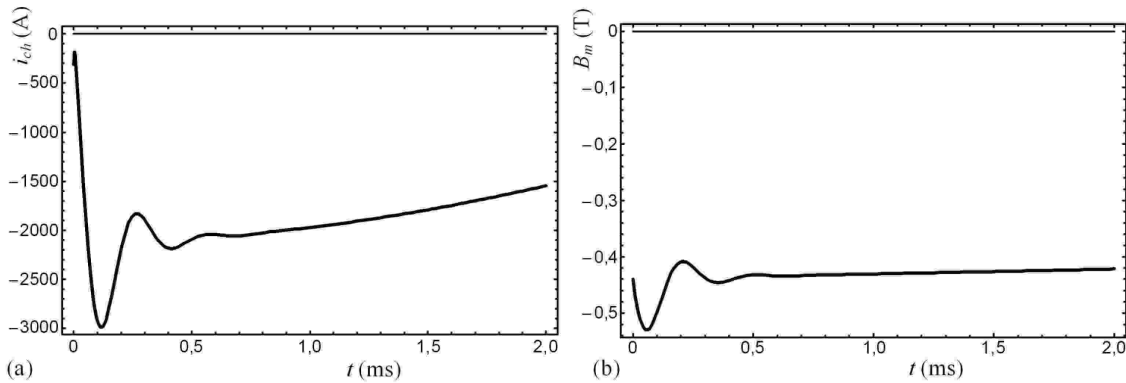


Figura 3.14: Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.

Considerando este mesmo exemplo, a Figura 3.15 mostra a tensão sobre a chave v_{ch} e a densidade de fluxo no núcleo B_m após a abertura da chave, para $\gamma = 90^\circ$. Neste caso, observa-se que, em menos de 0,5 ms, a densidade de fluxo no transformador atinge valores maiores do que 1,23 T, saturando o núcleo. Entretanto, como o resistor R_b não é necessário ao amortecimento de oscilações após a abertura da chave, a saturação do transformador neste momento reduz a perda elétrica em R_b .

Em resumo, para o funcionamento do transformador utilizado no circuito de amortecimento, é desejável que o núcleo não sature em nenhum instante após o fechamento da chave e sature após a abertura da chave. Deste modo, a perda elétrica no resistor R_b fica associada apenas ao amortecimento de oscilações durante o fechamento da chave.

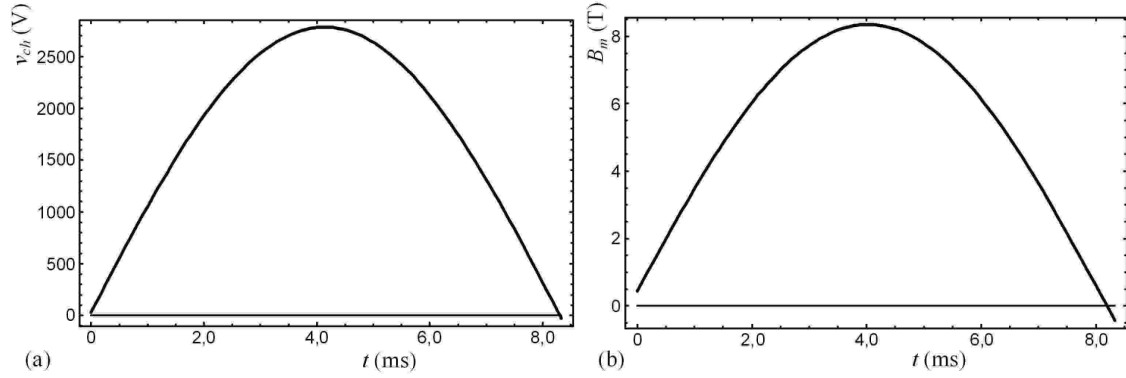


Figura 3.15: Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.

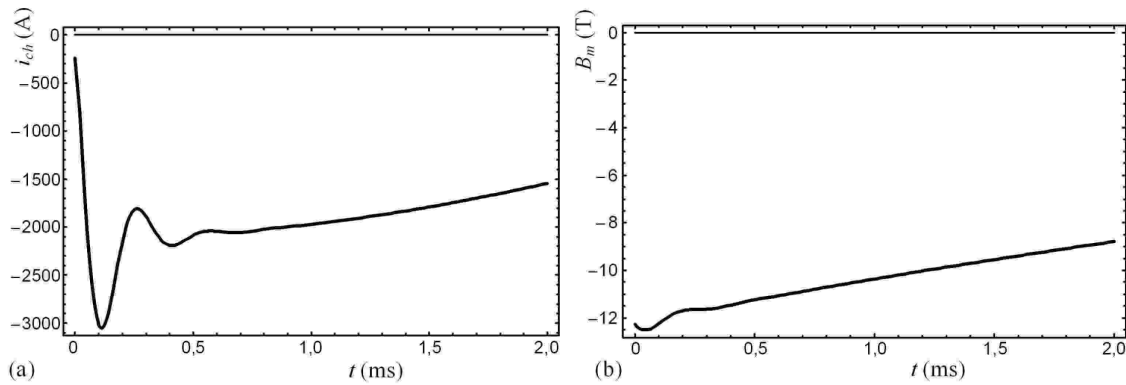


Figura 3.16: Curvas transitórias da (a) corrente na chave e (b) densidade de fluxo no núcleo.

CONSEQUÊNCIAS DO MODELO LINEAR

Considerando agora que $r_{cond} = 2$ cm, $g = 1$ cm e $A_c = 25$ cm² (5 cm × 5 cm) e supondo a permeabilidade relativa do núcleo igual a $\mu_r = 10.000$, são apresentadas, na Figura 3.16, as curvas transitórias da corrente na chave i_{ch} e da densidade de fluxo no núcleo B_m após o fechamento da chave, para $\gamma = 90^\circ$. Neste caso, observa-se que, embora o núcleo permaneça saturado durante todo o intervalo transitório, o amortecimento das oscilações é efetuado.

Com isto, torna-se clara uma inconsistência nos resultados: mesmo com o transformador saturado, as oscilações de corrente na chave são amortecidas. Na verdade, esta inconsistência se deve ao fato do modelo desenvolvido ser linear e, portanto, não representar o comportamento não-linear do transformador quando o mesmo está saturado. Em suma, a modelagem matemática desenvolvida permite observar, pela densidade de fluxo no núcleo, se o transformador encontra-se saturado, porém não traduz os efeitos da saturação no seu funcionamento. Assim, para interpretar os resultados obtidos através desta modelagem, é necessário conhecer a densidade máxima de fluxo suportada pelo material ferromagnético e considerar que o resistor R_{bs}

não participa do circuito do GCSC enquanto o núcleo do transformador permanecer saturado.

Deste modo, ao observar as curvas transitórias mostradas na Figura 3.16, conclui-se que as oscilações de corrente no GCSC não são amortecidas, uma vez que o resistor de amortecimento não atua no circuito devido à saturação do transformador. O objetivo, portanto, é dimensionar o núcleo do transformador de modo que, durante este intervalo transitório, a densidade de fluxo no núcleo não seja maior do que a suportada pelo material ferromagnético, mantendo a linearidade no funcionamento do transformador.

DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR

A densidade de fluxo depende, principalmente, da permeabilidade magnética e da seção transversal do núcleo. Deste modo, para o dimensionamento do transformador devem ser observadas as curvas transitórias da densidade de fluxo no núcleo, variando cada um destes parâmetros. A princípio, é possível deduzir que quanto maior a permeabilidade e quanto maior a seção transversal do núcleo, menor é a densidade de fluxo no mesmo.

Além disso, a variação da densidade de fluxo está associada à variação da corrente que circula pelo primário do transformador. Como mostrado na Figura 3.17 e observando o circuito do GCSC apresentado na Figura 3.13(b), percebe-se que enquanto a chave permanece aberta há corrente circulando pelo primário do transformador e que, após o fechamento da chave, a corrente no primário reduz para um valor bem próximo de zero (devido à presença dos elementos parasitas, a corrente não se torna zero). Em regime permanente, pode-se considerar que $i_1 \cong i$ antes do fechamento, e $i_1 \cong 0$ após o fechamento.

Em termos de fluxo magnético, isto indica que, como a corrente no primário praticamente se torna nula, o fluxo de magnetização do transformador também reduz

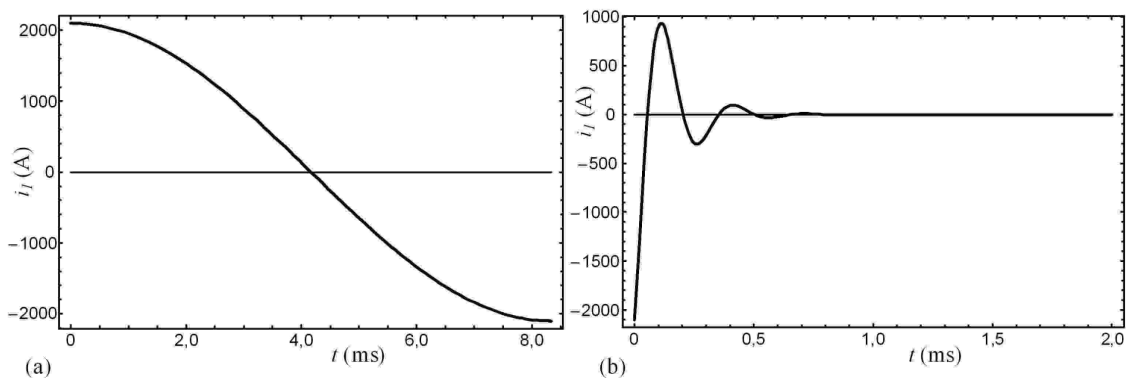


Figura 3.17: A corrente i_1 , que circula pelo primário, após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.

durante o intervalo transitório, conforme observado nas Figuras 3.14(b) e 3.16(b). Deste modo, o dimensionamento do núcleo deve ser feito com base no valor da densidade máxima de fluxo durante o intervalo transitório do fechamento da chave, a qual não deve provocar a saturação do transformador.

Com isto, pela curva de densidade de fluxo apresentada na Figura 3.14(b), nota-se, para o exemplo em estudo, que após o fechamento da chave a densidade máxima de fluxo no núcleo fica muito abaixo (0,53 T) do valor de saturação do núcleo (1,23 T), o que garante o amortecimento das oscilações. No entanto, embora este seja o resultado almejado, também se deseja que a saturação após a abertura da chave ocorra no menor tempo possível. Isto é, quanto mais tempo o transformador permanecer saturado enquanto a chave no GCSC for mantida aberta, menor é a perda elétrica no resistor de amortecimento. Deste modo, é interessante dimensionar o transformador de forma a permitir o amortecimento das oscilações com a maior densidade de fluxo no núcleo possível.

A Figura 3.18 mostra as curvas transitórias da densidade de fluxo no núcleo considerando $\mu_r = 30.000$ e variando A_c entre 50 cm^2 e 200 cm^2 . Como esperado, à medida que a seção transversal aumenta, a densidade de fluxo reduz. Nota-se, por exemplo, que no caso do fechamento da chave a saturação só ocorre para $A_c = 50 \text{ cm}^2$, de modo que, dentre as curvas apresentadas, a melhor opção seria utilizar $A_c = 100 \text{ cm}^2$, posto que garante a linearidade no funcionamento do transformador durante o fechamento da chave e mantém o núcleo saturado por mais tempo enquanto a chave permanecer aberta.

Na Figura 3.19 são observadas as curvas transitórias da densidade de fluxo considerando $A_c = 100 \text{ cm}^2$ e variando μ_r entre 10.000 e 70.000. Assim como visto em relação à seção transversal, fica evidente que o aumento da permeabilidade reduz a densidade de fluxo no núcleo durante o fechamento da chave. Entretanto, com base

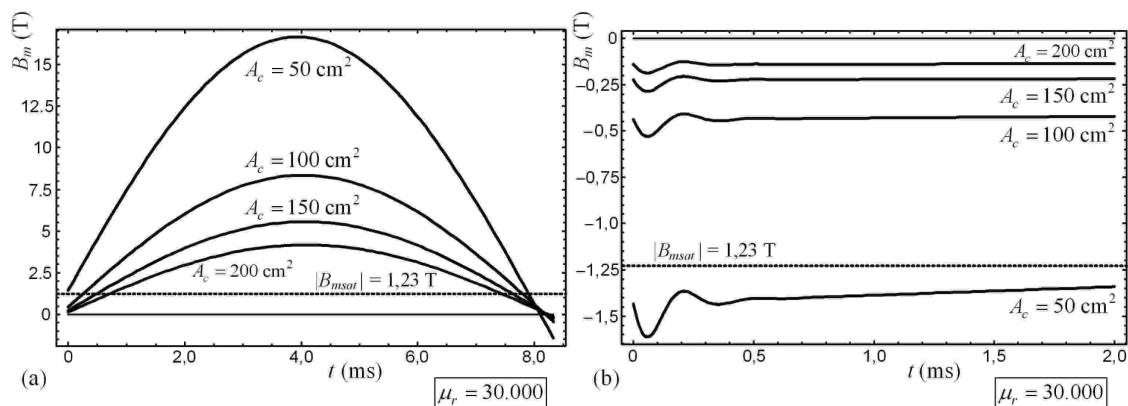


Figura 3.18: Variação da densidade de fluxo em relação à seção transversal do núcleo após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.

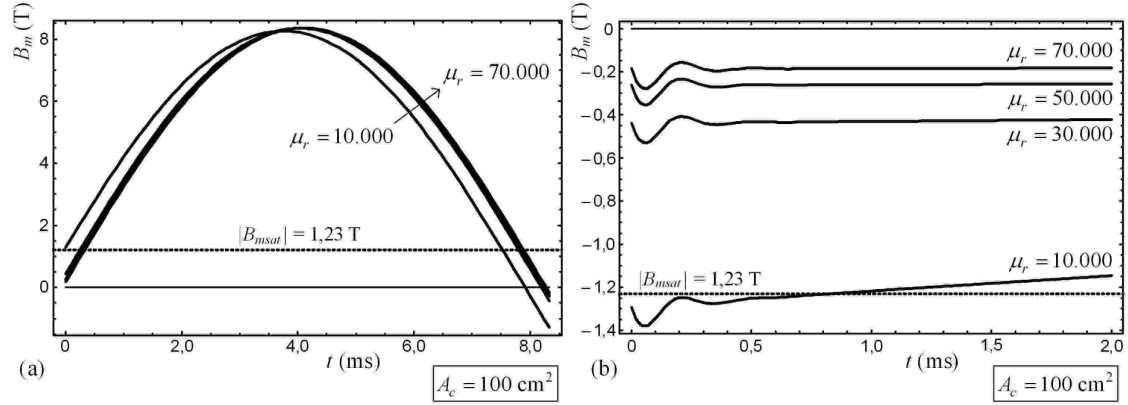


Figura 3.19: Variação da densidade de fluxo em relação à permeabilidade do núcleo após (a) a abertura e (b) o fechamento da chave.

nas curvas mostradas, observa-se que a densidade de fluxo após a abertura da chave não varia significativamente com o aumento da permeabilidade. Neste caso, o ideal seria dimensionar o núcleo com $\mu_r \geq 30.000$.

A fim de auxiliar no dimensionamento do transformador, a Tabela 3.1 apresenta, para determinadas combinações entre μ_r e A_c , a densidade máxima de fluxo no núcleo, $B_{m_{m\acute{a}x}}$, durante o transitório de fechamento da chave e o intervalo de tempo em que o transformador não permanece saturado, Δt_{nsat} , enquanto a chave é mantida aberta.

Tabela 3.1: Valores de densidade máxima de fluxo no núcleo em função de μ_r e A_c .

A_c (cm ²)	μ_r	$B_{m_{m\acute{a}x}}$ (T)	Δt_{nsat} (ms)	A_c (cm ²)	μ_r	$B_{m_{m\acute{a}x}}$ (T)	Δt_{nsat} (ms)
50	10.000	4,22	0,31	150	10.000	0,72	1,19
50	30.000	1,61	0,39	150	30.000	0,29	1,18
50	50.000	1,05	0,39	150	50.000	0,20	1,18
50	70.000	0,80	0,39	150	70.000	0,15	1,18
100	10.000	1,38	0,81	200	10.000	0,46	1,60
100	30.000	0,53	0,78	200	30.000	0,19	1,59
100	50.000	0,35	0,78	200	50.000	0,13	1,59
100	70.000	0,28	0,78	200	70.000	0,10	1,58

Pela Tabela 3.1 verifica-se que o menor valor de $B_{m_{m\acute{a}x}}$ ocorre para $\mu_r = 70.000$ e $A_c = 200$ cm² e que o intervalo de tempo Δt_{nsat} praticamente não varia com a permeabilidade. Considerando que o material ferromagnético utilizado no núcleo suporta até 1,23 T, o ideal é que μ_r e A_c sejam dimensionados para que $B_{m_{m\acute{a}x}}$ fique o mais próximo possível deste valor e que Δt_{nsat} seja o menor possível. Observando a Tabela 3.1 verifica-se que o dimensionamento mais adequado seria um núcleo com $\mu_r = 50.000$ e $A_c = 50$ cm², resultando em $B_{m_{m\acute{a}x}} = 1,05$ T e $\Delta t_{nsat} = 0,39$ ms.

Obviamente, as combinações possíveis entre μ_r e A_c não se limitam à Tabela 3.1 e podem ser ampliadas com base na disponibilidade de cada fabricante.

3.3.4 Perda Elétrica no Resistor R_{bs}

Conforme visto anteriormente, a principal motivação do uso do transformador no circuito de amortecimento é a redução da perda elétrica no GCSC. Nesta seção, é feita uma comparação entre a perda elétrica no circuito de amortecimento com e sem o transformador e calculada a energia dissipada no resistor em ambos os casos.

A perda elétrica no circuito de amortecimento corresponde, basicamente, à perda por efeito Joule no resistor. Para obtê-la, basta conhecer a corrente que circula pelo resistor de amortecimento durante todo o ciclo de chaveamento, ou seja, enquanto a chave permanece fechada e enquanto a chave permanece aberta. Com base no exemplo da Seção 3.3.3, adotando como ângulo de corte $\gamma = 113,8^\circ$ e considerando o transformador com $\mu_r = 50.000$ e $A_c = 50 \text{ cm}^2$, conforme definido na seção anterior, são obtidas as curvas transitórias apresentadas nas Figuras 3.20 e 3.21.

Na Figura 3.20 é mostrada a corrente no circuito de amortecimento e a densidade de fluxo no transformador após o fechamento da chave. Neste caso, a perda elétrica é inevitável uma vez que a mesma está associada à energia necessária para efetuar o amortecimento das oscilações. Isto significa que, mesmo com a inserção do transformador no circuito, não é possível reduzir esta perda sem afetar o amortecimento das oscilações.

A Figura 3.21 apresenta a corrente no circuito de amortecimento e a densidade de fluxo no transformador após a abertura da chave. Observa-se que, durante este transitório, o transformador satura rapidamente (em menos de 0,5 ms), o que se

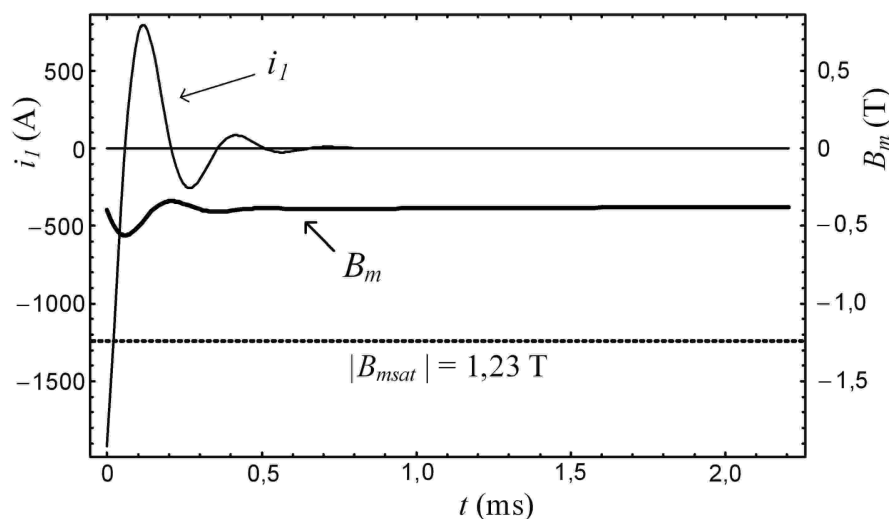


Figura 3.20: A corrente i_l e a densidade de fluxo B_m após o fechamento da chave.

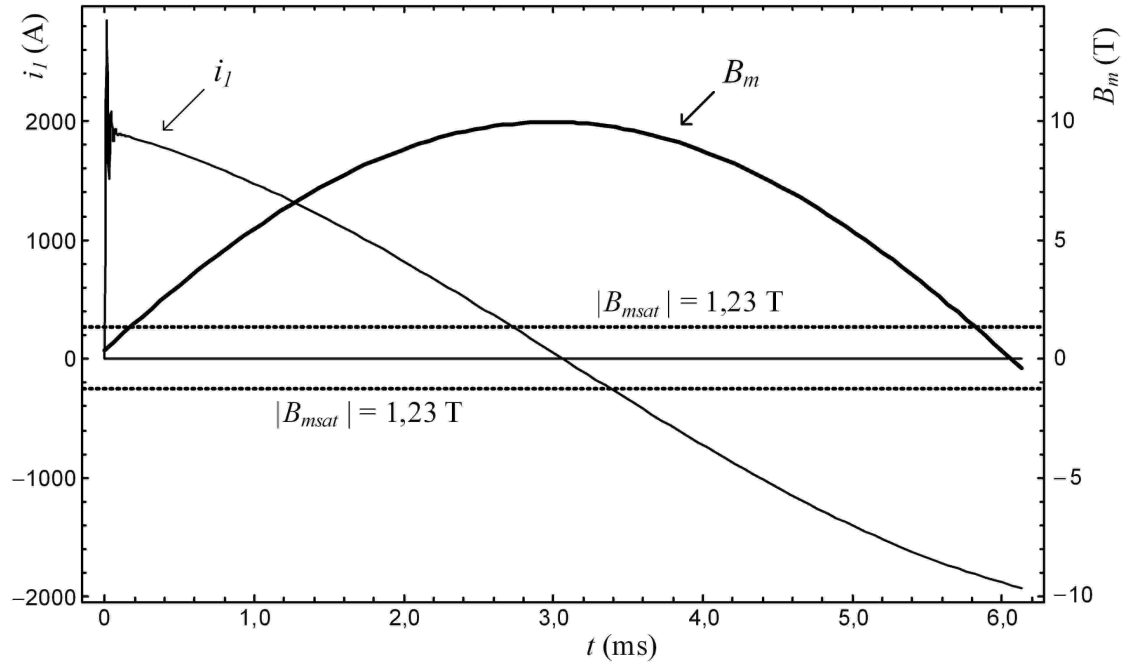


Figura 3.21: A corrente i_1 e a densidade de fluxo B_m após a abertura da chave.

traduz na redução da perda elétrica no resistor de amortecimento, uma vez que só há passagem de corrente por este resistor enquanto o transformador não se encontra saturado.

Deste modo, a partir da corrente i_1 obtém-se a perda elétrica no resistor de amortecimento, a qual é mostrada na Figura 3.22 para um ciclo de operação. Com o uso do transformador no circuito de amortecimento, a perda elétrica no resistor fica limitada à perda que ocorre antes da saturação do transformador, conforme indicado pela hachura na Figura 3.22. Considerando o presente exemplo, são calculadas a perda elétrica no resistor para o GCSC com e sem o transformador no circuito de amortecimento, obtendo-se os seguintes resultados.

- Perda elétrica sem o uso do transformador: 16,8 kW
- Perda elétrica com o uso do transformador: 3,03 kW

Com isto, nota-se uma redução de 82% na perda elétrica do circuito de amortecimento através do uso do transformador para este caso.

A Figura 3.23 apresenta a perda elétrica no circuito de amortecimento em função do ângulo de corte γ para ambos os casos (com e sem transformador). Novamente, fica evidente que a redução da perda devido à inclusão do transformador no circuito é significativa. Entretanto, nota-se que para $\gamma > 158^\circ$, a perda elétrica em ambos os casos é a mesma. Isto ocorre uma vez que o transformador utilizado neste exemplo ($\mu_r = 50.000$ e $A_c = 50 \text{ cm}^2$) não satura para $\gamma > 158^\circ$ após a abertura da chave

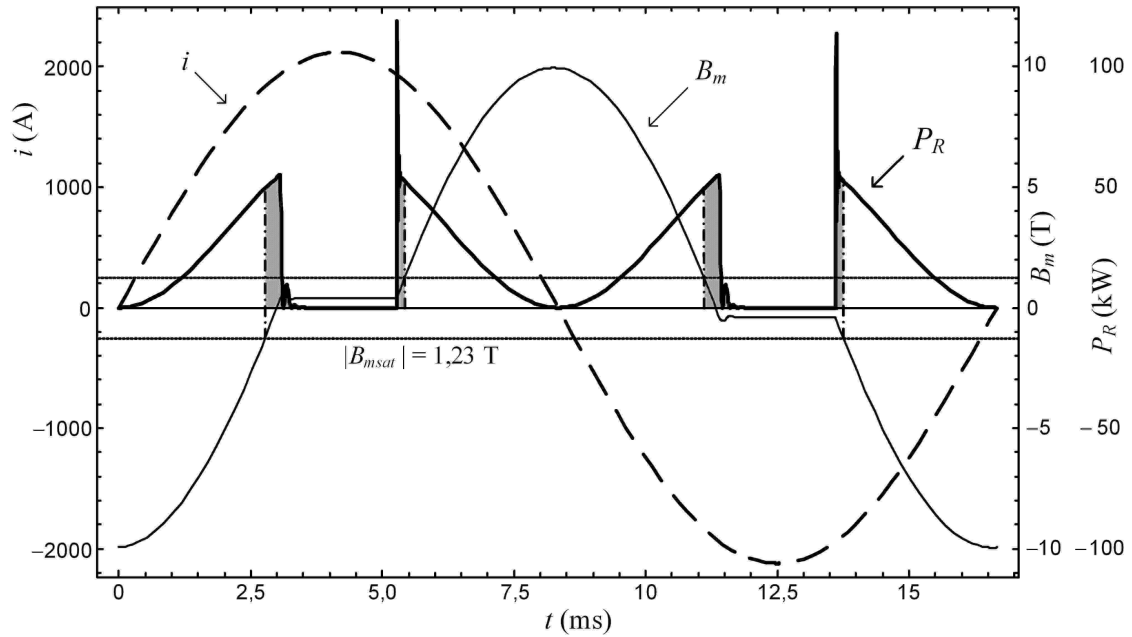


Figura 3.22: Perda elétrica em um ciclo de operação do GCSC.

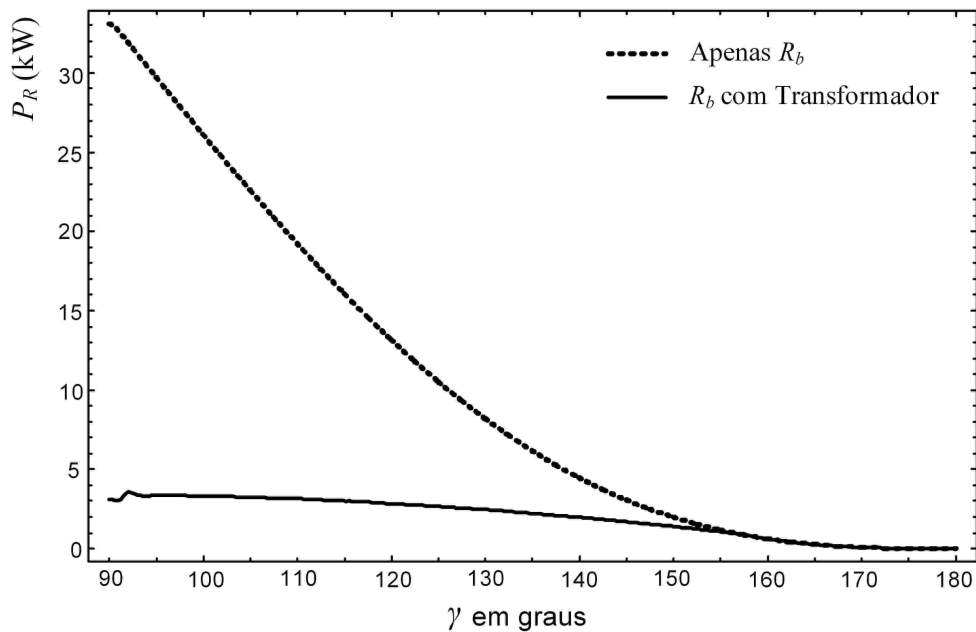


Figura 3.23: Perda elétrica em função do ângulo de corte γ .

e, portanto, nesta condição, toda a corrente que passa pelo primário circula pelo resistor de amortecimento no secundário.

Para o dimensionamento do resistor a ser utilizado no secundário do transformador, é fundamental conhecer a energia dissipada no mesmo a cada ciclo. Com base no exemplo apresentado nesta seção, obtém-se o gráfico mostrado na Figura 3.24, no qual é observada a energia dissipada no resistor por ciclo — em cada ciclo são dois transitórios de chaveamento — em função do ângulo de corte γ . Nota-se que a energia máxima dissipada no resistor é igual a 59 J por ciclo.

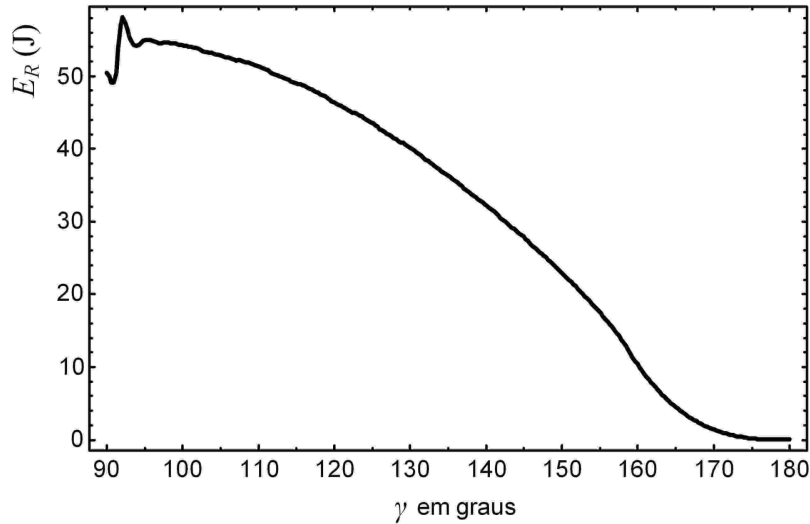


Figura 3.24: Energia dissipada em função do ângulo de corte γ .

3.3.5 Dificuldades Associadas ao Uso do Transformador

Embora a redução da perda elétrica com o uso do transformador no GCSC seja bastante significativa, o modelo utilizado não representa determinados fenômenos inerentes ao funcionamento do transformador, conforme descrito a seguir.

INDUTÂNCIAS DE DISPERSÃO

Para obter os resultados apresentados nas seções anteriores, foram desprezados os efeitos dos fluxos de dispersão de cada enrolamento e as perdas elétricas do transformador. Conforme mostrado anteriormente na Figura 3.9, estes fluxos são modelados pelas indutâncias ℓ_p e ℓ_s . Ao conectar o transformador no circuito de amortecimento, estas indutâncias são posicionadas em série com o capacitor, o que contribui para o aumento das oscilações.

A Figura 3.25 apresenta a corrente e a tensão na chave para $\gamma = 113,8^\circ$, considerando $\ell_p = \ell_s = 5\% \ell_m$, relação típica em transformadores. Isto significa que são inseridos $76,5 \mu\text{H}$ em série com o capacitor, o que resulta em um aumento drástico das oscilações oriundas dos transitórios de fechamento e abertura da chave, conforme observado na Figura 3.25.

Deste modo, fica evidente que, ao inserir o transformador no circuito de amortecimento, outras medidas corretivas devem ser avaliadas a fim de não comprometer o funcionamento do GCSC. Tais medidas incluiriam a utilização de resistores de amortecimento (R_a e R_{bs}) maiores, o que tornaria a perda elétrica no GCSC maior. Com isto, constata-se que o uso do transformador para a redução da perda elétrica não se apresenta como uma alternativa viável de ser implementada.

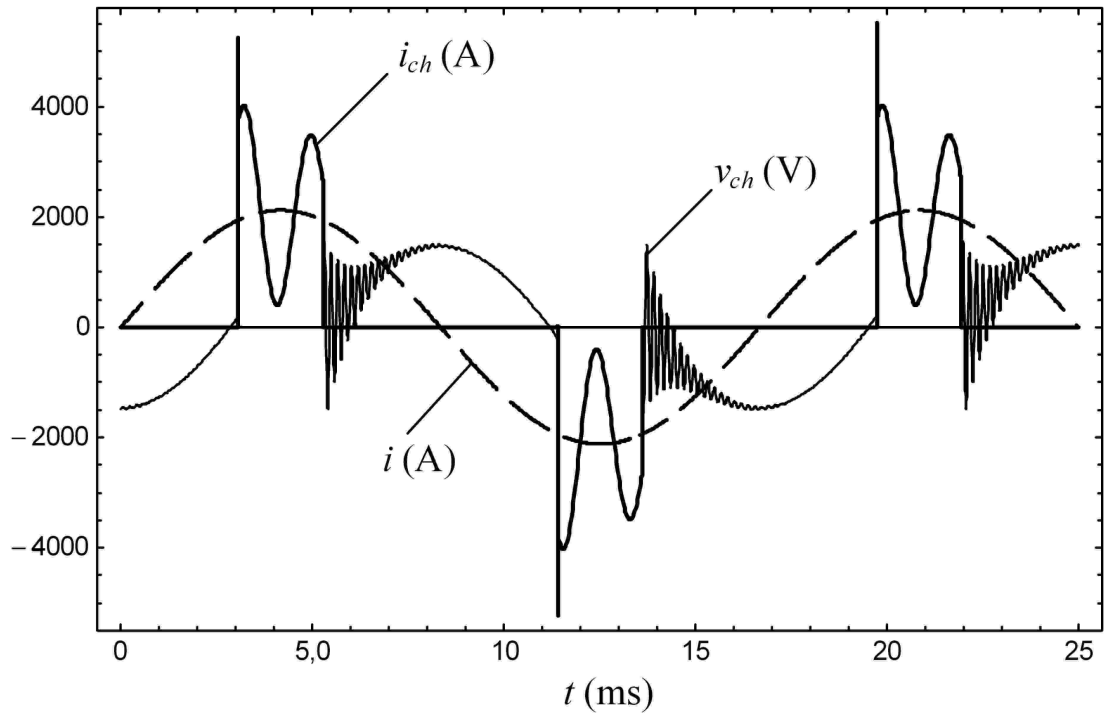


Figura 3.25: Aumento das oscilações da corrente na chave i_{ch} devido a ℓ_p e ℓ_s .

SATURAÇÃO

Como descrito na Seção 3.3.3, o modelo desenvolvido não representa os efeitos da saturação do transformador nas curvas resultantes, de modo que, mesmo quando a densidade de fluxo no núcleo é excessiva, o amortecimento ocorre satisfatoriamente. Na prática, para garantir o amortecimento das oscilações é imprescindível que o transformador não esteja saturado no instante em que a chave do GCSC é fechada.

Pela Figura 3.21, a qual apresenta a corrente no primário e a densidade de fluxo no núcleo enquanto a chave permanece aberta, nota-se que enquanto o núcleo do transformador está saturado, a corrente no primário cruza por zero. Esta mudança no sentido da corrente faz com que a densidade de fluxo no núcleo passe a reduzir, de modo que, no instante em que ocorre o fechamento da chave, o núcleo não está saturado.

Entretanto, caso os efeitos da saturação do núcleo fossem considerados nesta modelagem, a densidade de fluxo no transformador enquanto a chave é mantida aberta não atingiria os elevados valores observados na Figura 3.21. Obviamente, com o núcleo saturado, não há incremento na densidade de fluxo, o que resultaria na curva mostrada na Figura 3.26. Nota-se agora que, com o cruzamento da corrente no primário por zero, o núcleo do transformador estaria saturado no momento do fechamento da chave, inviabilizando o amortecimento das oscilações. Deste modo, para o tipo de análise considerada neste trabalho, é fundamental modelar os efeitos da saturação do transformador.

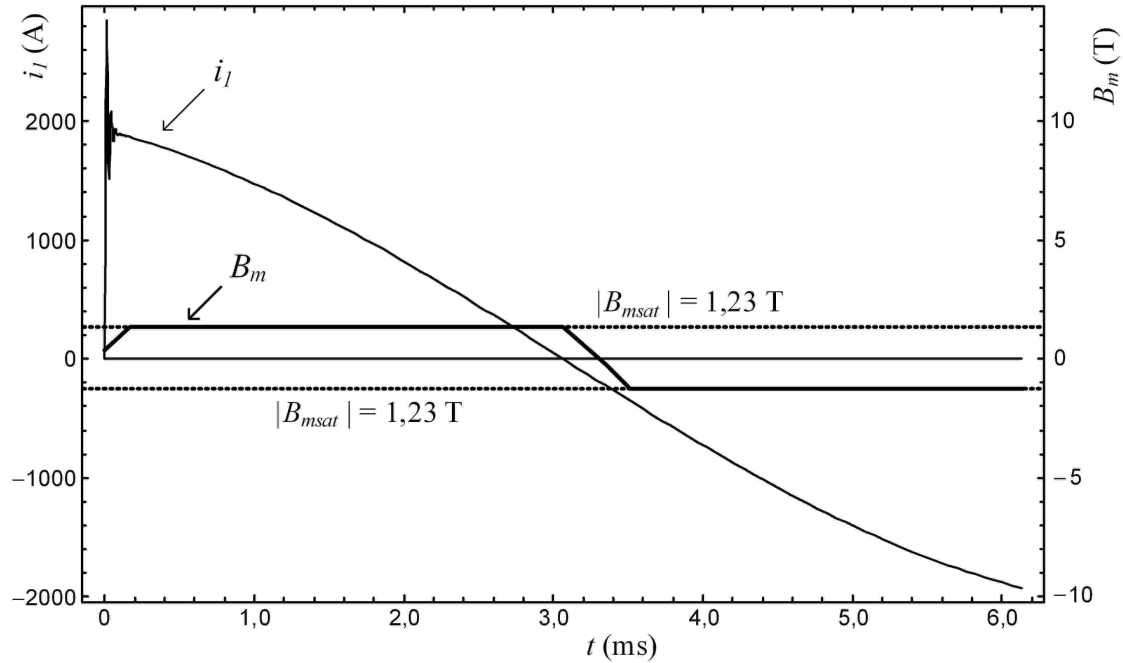


Figura 3.26: Efeito da saturação na densidade de fluxo B_m .

3.4 Indutor no Circuito de Amortecimento

Em meio às dificuldades descritas na Seção 3.3.5 em relação ao uso do transformador no circuito de amortecimento, surgiu a proposta de analisar a utilização de um indutor em paralelo com o resistor de amortecimento (conjunto indutor//resistor) a fim de reduzir a perda elétrica. Neste caso, o indutor em paralelo atua como um regulador da corrente que circula pelo resistor, devido à variação da reatância do indutor com a frequência: como a frequência das oscilações é muito maior do que a frequência de linha, a reatância indutiva é maior durante os intervalos transitórios, de modo que uma maior parcela de corrente circula pelo resistor, amortecendo as oscilações.

Por exemplo, pela curva pontilhada na Figura 3.6, nota-se que a frequência das oscilações de corrente durante o fechamento da chave fica em torno de 3 kHz. Isto significa que, na frequência nominal de operação, 60 Hz, a reatância do indutor é cerca de 50 vezes menor em relação a sua reatância na frequência das oscilações. Com isto, pode-se deduzir que, após o término do intervalo transitório, a corrente que circula pelo resistor reduz consideravelmente, diminuindo a perda por efeito Joule no mesmo.

Além disso, a posição em que o circuito de amortecimento é colocado no GCSC — em série com o capacitor ou com a chave — é um fator importante a ser considerado neste estudo. Como observado na Figura 3.7, a perda elétrica no resistor de amortecimento varia significativamente com seu posicionamento no GCSC.

3.4.1 Modelo do Conjunto Indutor//Resistor

Para obter um modelo do conjunto indutor//resistor, utiliza-se o circuito apresentado na Figura 3.27. Considerando o indutor ideal, o objetivo é obter a tensão v_b nos terminais do circuito de amortecimento em função da corrente i_b , a qual se divide em i_{Lb} e i_{Rb} .

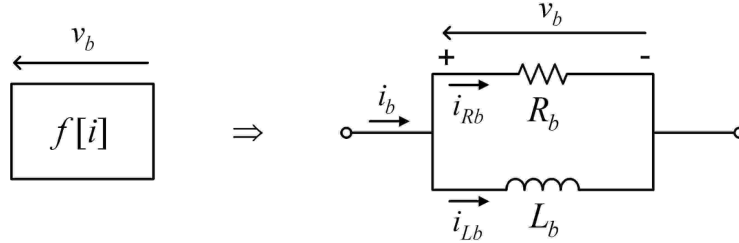


Figura 3.27: Modelo ideal do conjunto indutor//resistor.

A partir da Figura 3.27, o equacionamento por malha do conjunto indutor//resistor é dado por

$$R_b i_{Rb} + L_b \frac{d(i_{Rb} - i_b)}{dt} = 0, \quad (3.26)$$

onde obtém-se a corrente i_{Rb} em função da corrente i_b . Uma vez que $v_b = R_b i_{Rb}$, a tensão v_b em função de i_b pode ser obtida através de

$$v_b + \frac{L_b}{R_b} \frac{dv_b}{dt} = L_b \frac{di_b}{dt}. \quad (3.27)$$

Com base neste simples modelo, inserido na modelagem matemática do GCSC como a função $f[i]$, conforme mostrado na Figura 3.8, é possível obter as curvas transitórias das tensões e correntes no GCSC.

3.4.2 Dimensionamento do Indutor

O indutor a ser conectado em paralelo com o resistor R_b deve ser dimensionado de modo a permitir que a corrente oscilante circule por R_b durante os intervalos transitórios, amortecendo as oscilações. No entanto, a fim de evitar perdas elétricas após o amortecimento das oscilações, o indutor deve ser projetado de tal modo que uma grande parcela da corrente de linha circule por ele após o término dos intervalos transitórios.

Em resumo, o dimensionamento do indutor deve proporcionar, em relação à resistência R_b , uma elevada reatância em paralelo durante o transitório e uma pequena reatância em paralelo após o amortecimento das oscilações. Caso a reatância X_b não seja suficientemente grande na frequência das oscilações, há o risco de que o

amortecimento não ocorra de forma adequada, comprometendo o funcionamento do GCSC.

Para observar este amortecimento, são analisadas as curvas transitórias resultantes da modelagem descrita na seção anterior. A Figura 3.28 mostra os circuitos do GCSC que servem como base para obtenção destas curvas transitórias: na Figura 3.28(a), o circuito de amortecimento contém apenas o resistor R_b , resultando nas curvas apresentadas na Seção 3.1; na Figura 3.28(b), é apresentado o GCSC utilizado como exemplo nesta seção, com a inclusão do indutor no circuito de amortecimento. Como visto anteriormente, para o caso em estudo, o amortecimento satisfatório das oscilações de corrente é obtido através da inserção de um resistor $R_b = 15 \text{ m}\Omega$ em série com o capacitor.

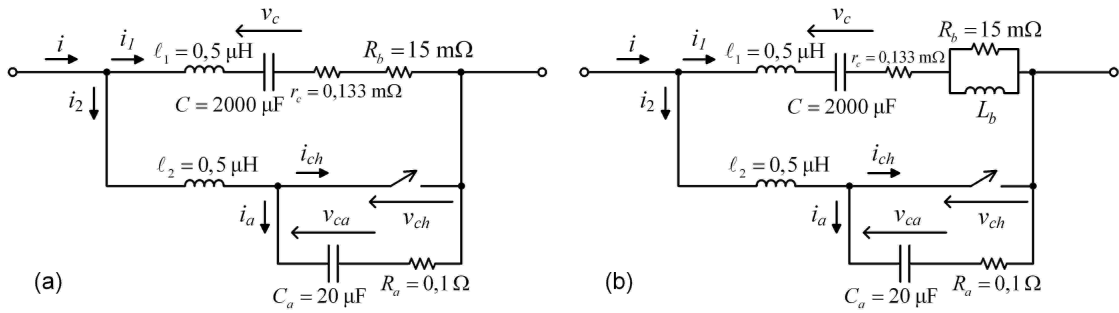


Figura 3.28: Circuito do GCSC (a) com o resistor R_b e (b) com o conjunto indutor//resistor.

Como um primeiro exemplo, o indutor L_b é dimensionado para que sua reatância na frequência das oscilações (3 kHz) seja igual à resistência R_b , o que resulta em

$$X_{b(3 \text{ kHz})} = 2\pi \cdot 3 \times 10^3 \cdot L_b = 15 \times 10^{-3} \Rightarrow L_b = 0,796 \text{ }\mu\text{H}. \quad (3.28)$$

Considerando a necessidade de que a maior parcela da corrente passe pelo resistor durante o intervalo transitório, este indutor representa, teoricamente, o caso limite para o efetivo amortecimento das oscilações.

A Figura 3.29 apresenta a corrente na chave após o seu fechamento utilizando o indutor dimensionado em (3.28) em paralelo com o resistor $R_b = 15 \text{ m}\Omega$ e comparando com a corrente transitória na chave no caso em que é utilizado apenas o resistor R_b (Seção 3.1). Nota-se que, embora sejam amortecidas, as oscilações de corrente se prolongam por um intervalo de tempo maior quando comparadas com a presença apenas do resistor de amortecimento ($X_b \rightarrow \infty$).

Com o intuito de melhorar o amortecimento das oscilações de corrente, o indutor deve ser dimensionado de forma que na frequência das oscilações sua reatância seja maior do que a resistência R_b . A Figura 3.30 apresenta a curva transitória da corrente na chave para valores maiores que L_b . Pela Figura 3.30(a), a qual é obtida

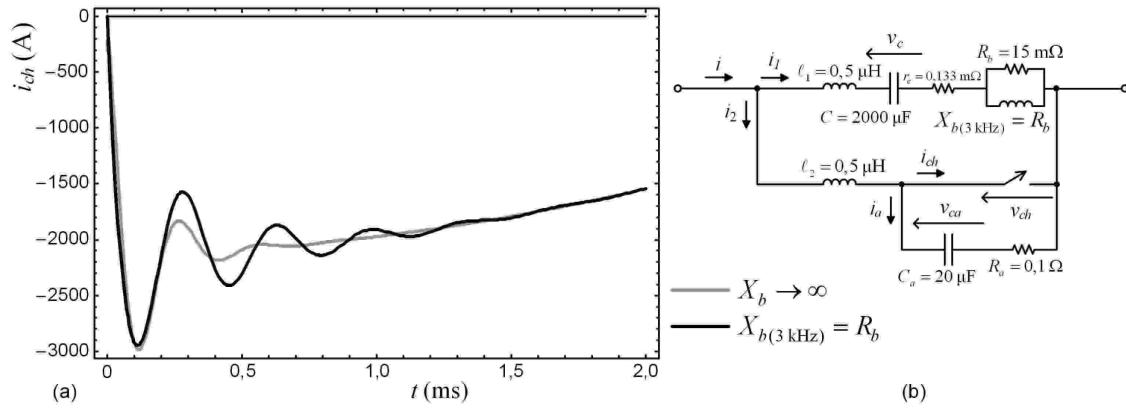


Figura 3.29: (a) A corrente i_{ch} após o fechamento da chave para $X_{b(3 \text{ kHz})} = R_b$ e (b) circuito correspondente.

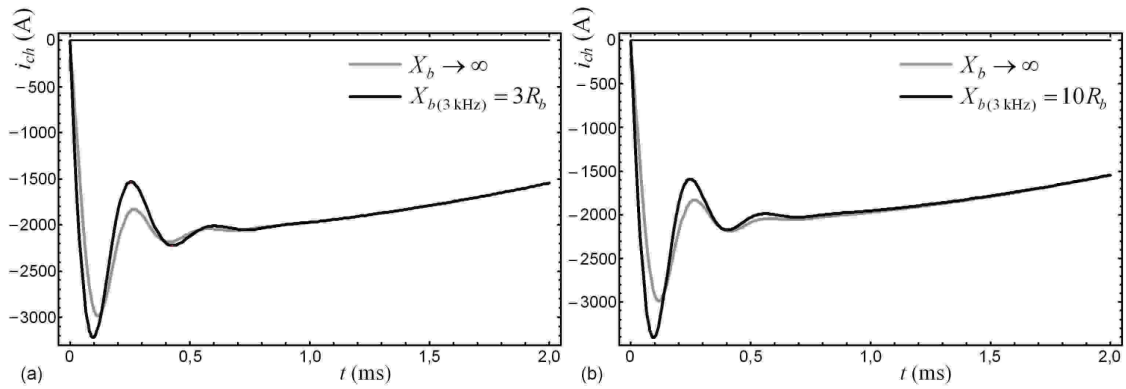


Figura 3.30: A corrente i_{ch} após o fechamento da chave para (a) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$ e (b) $X_{b(3 \text{ kHz})} = 10R_b$.

considerando $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$, resultando em um indutor $L_b = 2,39 \text{ }\mu\text{H}$, observa-se que o amortecimento é mais eficaz, quando comparado ao mostrado na Figura 3.29 para $X_{b(3 \text{ kHz})} = R_b$.

Na Figura 3.30(b) é apresentada a corrente transitória na chave para $X_{b(3 \text{ kHz})} = 10R_b$, isto é, $L_b = 7,96 \text{ }\mu\text{H}$. Em comparação com a Figura 3.30(a), nota-se que este aumento na indutância não modifica de forma significativa o amortecimento das oscilações. Deste modo, uma vez que as oscilações são amortecidas de forma satisfatória com $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$, não é necessário utilizar indutores maiores, posto que isto resulta em uma corrente maior passando pelo resistor, ocasionando maior perda. Quanto menor for o indutor, menor é a parcela de corrente que circula pelo resistor durante o funcionamento do GCSC e, conseqüentemente, menor é a perda por efeito Joule no mesmo.

A Figura 3.31 mostra a corrente no resistor i_{Rb} após a abertura da chave para $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$ e $X_{b(3 \text{ kHz})} = 10R_b$, comparando-a com o caso em que se utiliza somente o resistor R_b no circuito de amortecimento. Nota-se que a corrente no

resistor é muito menor quando utiliza-se o conjunto indutor//resistor, reduzindo significativamente a perda por efeito Joule. Além disso, fica evidente que a corrente i_{Rb} é maior para $X_{b(3\text{ kHz})} = 10R_b$ — Figura 3.31(b) — do que para $X_{b(3\text{ kHz})} = 3R_b$ — Figura 3.31(a) —, o que ressalta a importância de que o indutor deve ser o menor possível, desde que garanta o amortecimento das oscilações.

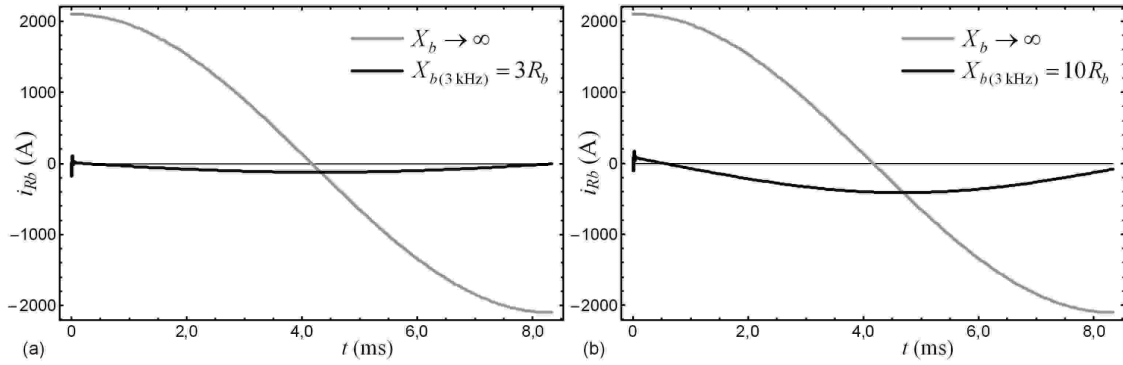


Figura 3.31: A corrente no resistor i_{Rb} após a abertura da chave para (a) $X_{b(3\text{ kHz})} = 3R_b$ e (b) $X_{b(3\text{ kHz})} = 10R_b$.

3.4.3 Perda Elétrica no Resistor R_b

Assim como no caso do transformador e conforme observado na Figura 3.31, a perda elétrica no resistor de amortecimento é reduzida consideravelmente com o uso do conjunto indutor//resistor. Nesta seção, é feita uma comparação entre a perda elétrica no circuito de amortecimento com e sem o indutor e com o transformador, obtendo-se, por fim, a energia dissipada no resistor.

A perda elétrica por efeito Joule é calculada através da corrente que circula por R_b durante todo o ciclo de chaveamento, ou seja, enquanto a chave permanece fechada e enquanto a chave permanece aberta. Com base no exemplo da Seção 3.4.2, adotando como ângulo de corte $\gamma = 113,8^\circ$ e considerando o indutor $L_b = 2,39\ \mu\text{H}$ ($X_{b(3\text{ kHz})} = 3R_b$), são obtidas as curvas transitórias apresentadas nas Figuras 3.32 e 3.33.

Na Figura 3.32 são mostradas as correntes no resistor, i_{Rb} , no indutor, i_{Lb} , e a corrente total i_1 após o fechamento da chave. Com isto, é possível observar a divisão da corrente i_1 no circuito de amortecimento durante este intervalo transitório. Nota-se que, no instante em que a chave é fechada ($t = 0$), a corrente i_{Rb} é praticamente nula, de modo que a corrente i_1 circula quase que inteiramente pelo indutor L_b . Imediatamente após o fechamento da chave, o resistor é submetido a uma elevada corrente em sentido oposto à corrente que circula pelo indutor. Isto significa que a energia armazenada no indutor enquanto a chave permanece aberta é descarregada no resistor, proporcionando o amortecimento das oscilações de corrente. Por fim,

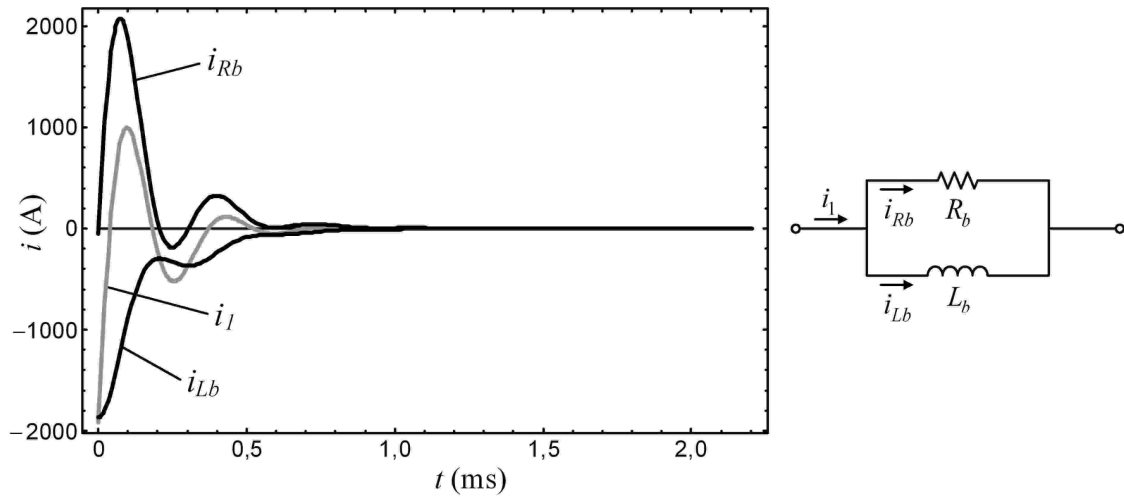


Figura 3.32: As correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_l após o fechamento da chave.

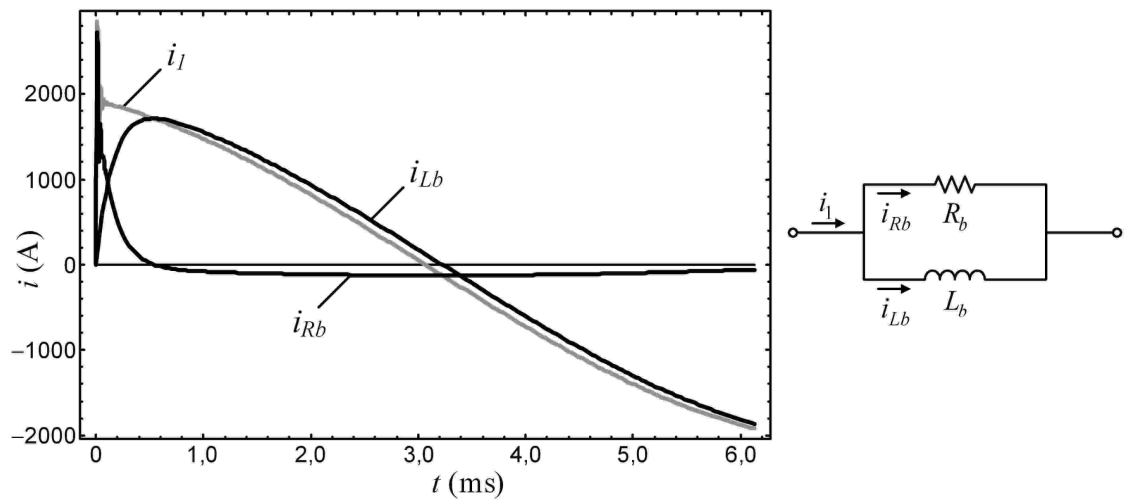


Figura 3.33: As correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_l após a abertura da chave.

com o término das oscilações, as correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_l tornam-se aproximadamente zero.

A Figura 3.33 apresenta as correntes i_{Rb} , i_{Lb} e i_l no circuito de amortecimento após a abertura da chave. Neste caso, a divisão da corrente i_l entre o resistor e o indutor fica evidente: imediatamente após a abertura da chave, a maior parcela da corrente i_l circula pelo resistor, enquanto que a corrente i_{Lb} é praticamente nula; após o término das oscilações, a corrente no resistor diminui para valores bem próximos de zero, enquanto grande parte da corrente i_l circula pelo indutor L_b . Este é o principal motivo pelo qual a perda elétrica é reduzida significativamente com a utilização deste circuito de amortecimento.

É importante ressaltar que o conjunto indutor//resistor está associado apenas ao amortecimento das oscilações ocasionadas pelo fechamento da chave. No caso da abertura, o circuito de amortecimento é composto pelo capacitor C_a e pelo resistor R_a ,

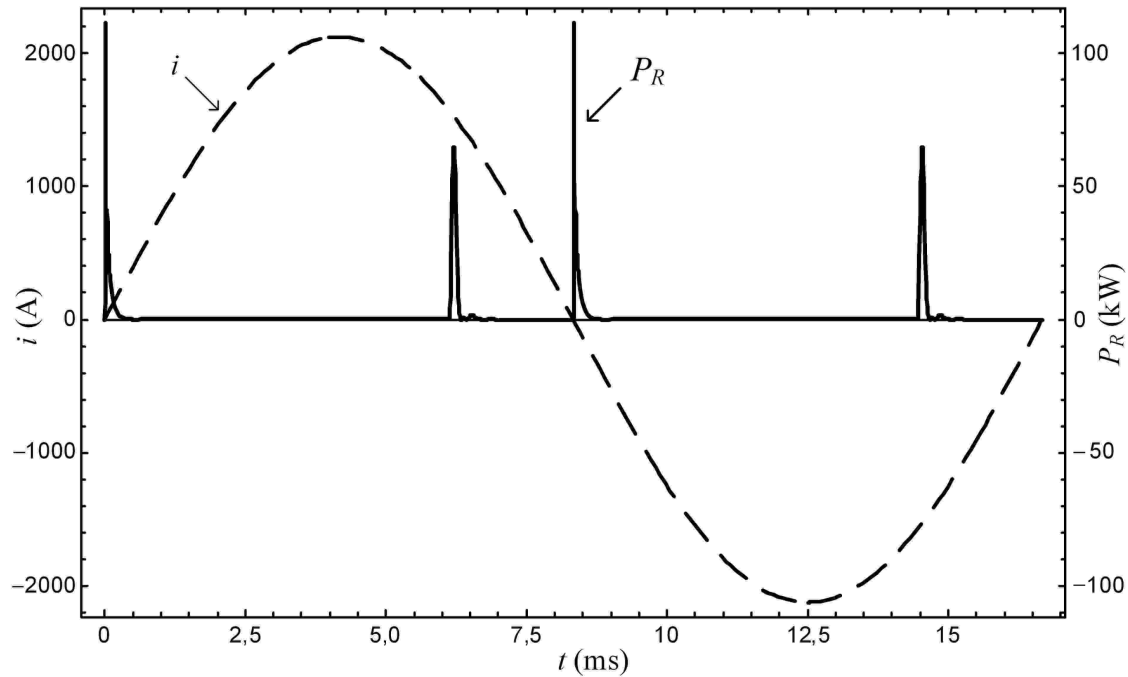


Figura 3.34: Perda elétrica em um ciclo de operação do GCSC.

conectados em paralelo com a chave, como visto anteriormente. Comparando ambos os circuitos de amortecimento, constata-se que o conjunto indutor//resistor é dual ao conjunto capacitor–resistor.

A partir da corrente i_{Rb} , obtém-se a perda elétrica no resistor de amortecimento, a qual é mostrada na Figura 3.34 para um ciclo de operação. Abaixo, a perda elétrica calculada para o presente exemplo é comparada com a perda nos demais circuitos de amortecimento.

- Perda elétrica com o uso apenas de R_b : 16,8 kW
- Perda elétrica com o uso do transformador: 3,03 kW
- Perda elétrica com o uso do indutor: 1,38 kW

Portanto, com o uso do conjunto indutor//resistor como circuito de amortecimento, obtém-se uma redução de 92% na perda elétrica em relação ao uso apenas de R_b e de 54% em relação ao uso do transformador.

A Figura 3.35 apresenta a perda elétrica no circuito de amortecimento em função do ângulo de corte γ para os três casos. Fica evidente que a redução da perda devido ao uso do conjunto indutor//resistor é extremamente significativa.

O gráfico que apresenta a energia dissipada no resistor por ciclo (dois chaveamentos) em função do ângulo de corte γ é mostrado na Figura 3.36. Neste caso, nota-se que a energia máxima dissipada no resistor é igual a 45 J por ciclo.

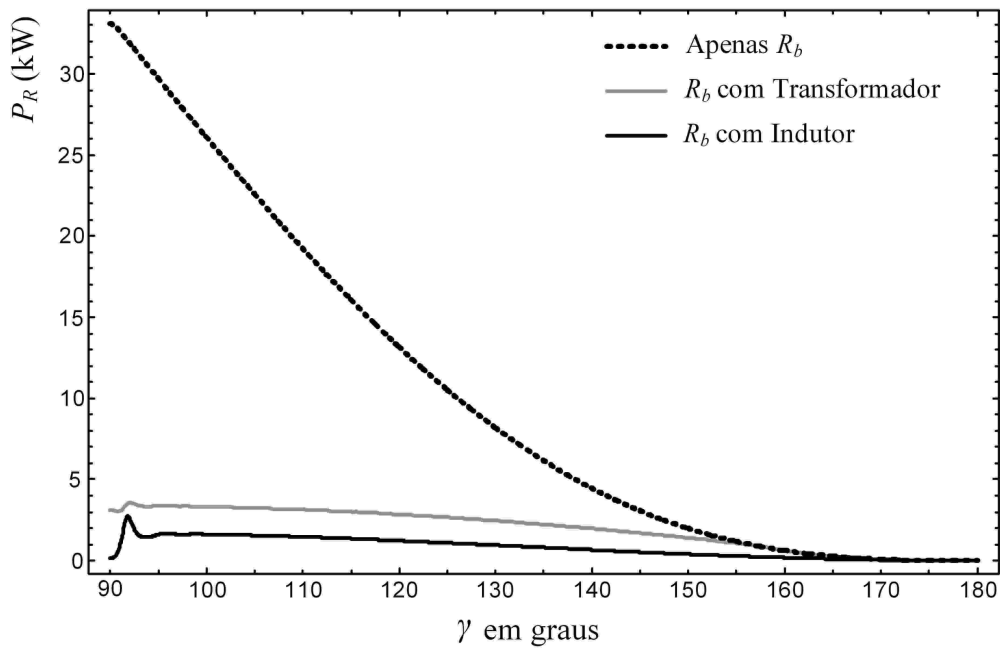


Figura 3.35: Perda elétrica em função do ângulo de corte γ .

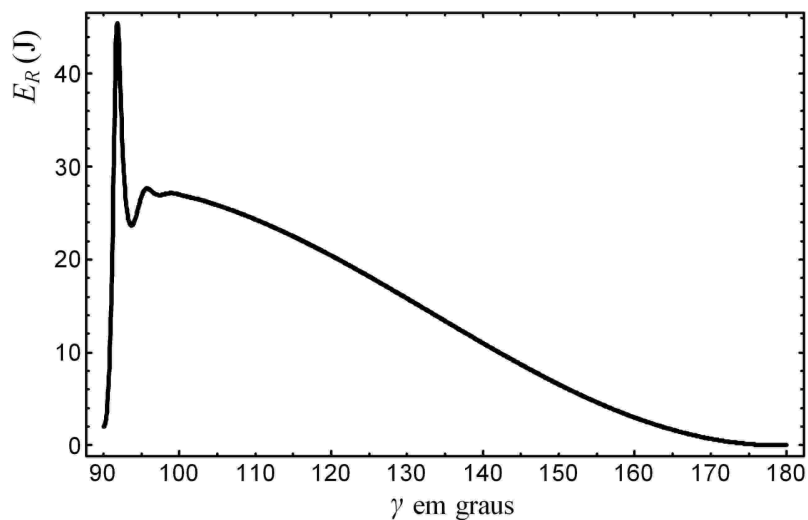


Figura 3.36: Energia dissipada em função do ângulo de corte γ .

3.5 Discussão

Com base nos resultados apresentados neste capítulo, é possível perceber que, para reduzir a perda elétrica no circuito do GCSC sem comprometer o amortecimento das oscilações, é preciso associar ao resistor de amortecimento um componente cujo funcionamento varie com a frequência elétrica.

Ao utilizar o transformador ou o indutor em conjunto com o resistor de amortecimento, basicamente é inserida uma indutância em paralelo com a resistência necessária ao amortecimento. Evidentemente, no caso em que se utiliza o transformador, outros elementos parasitas também são inseridos, o que, aliás, inviabiliza o seu uso neste circuito.

A associação indutância/resistência pode também ser obtida através de um núcleo toroidal envolvendo o condutor do GCSC, sem enrolamento secundário e dimensionado para fornecer os valores de indutância e resistência necessários ao amortecimento e limitação da perda elétrica.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas duas propostas para a redução da perda elétrica no GCSC associada à presença de um resistor no circuito para amortecer as oscilações de corrente oriundas do fechamento da chave. A primeira proposta considerou o resistor de amortecimento conectado ao circuito por meio de um transformador, enquanto na segunda proposta foi abordado o uso de um indutor em paralelo com o resistor.

No tocante ao uso do transformador, verificou-se que, desprezando os fluxos de dispersão e considerando a permeabilidade magnética linear, é possível dimensionar o núcleo do transformador de modo a não saturar durante o transitório de fechamento da chave e se manter saturado enquanto a chave permanece aberta. Entretanto, observou-se que os fluxos de dispersão e a não-linearidade no funcionamento do núcleo quando o mesmo se encontra saturado comprometem o amortecimento das oscilações, inviabilizando esta alternativa para a redução da perda.

Em relação à inserção de um indutor em paralelo com o resistor, foi verificado que dimensionando a indutância de forma adequada é possível reduzir significativamente a perda elétrica no circuito do GCSC. Com isto, foi proposta a utilização de um núcleo toroidal projetado de modo a fornecer a indutância e a resistência requeridas para o amortecimento das oscilações.

Capítulo 4

Simulações do Circuito do GCSC

Até aqui foi analisada a operação do GCSC em regime permanente e durante os intervalos transitórios associados à comutação das chaves. O intuito deste capítulo é unir os temas abordados nos Capítulos 2 e 3 em simulações do circuito do GCSC. Deste modo, são obtidas as curvas de tensão e corrente para ambos os tipos de GCSC, sendo que no caso do GCSC-CV é realizado um dimensionamento dos componentes adicionais necessários ao amortecimento das oscilações.

4.1 Circuitos do GCSC

Os resultados apresentados neste capítulo foram obtidos com base nos módulos de GCSC estudados no Capítulo 2, no qual é feita a análise comparativa entre o GCSC tipo reatância controlada (GCSC-CR) e o GCSC tipo tensão controlada (GCSC-CV). Além disso, foram considerados, no circuito de cada tipo de GCSC, os elementos parasitas e componentes adicionais abordados no Capítulo 3. Isto é, em relação aos elementos parasitas, são consideradas as indutâncias dos condutores, ℓ_1 e ℓ_2 , e a resistência do banco de capacitores, r_c ; em relação aos componentes adicionais, são considerados os circuitos de amortecimento de abertura, C_a e R_a , e de fechamento, L_b e R_b . Para as simulações destes circuitos do GCSC foi utilizado o programa PSCAD.

4.2 GCSC-CR — Reatância Controlada

No Capítulo 2, é estudado o módulo de GCSC-CR com $V_{m\acute{a}x} = 2000$ V e $I_{m\acute{a}x} = 1500$ A, de modo que a reatância máxima X_{CR} é igual a $1,33 \Omega$ — conforme (2.3). O capacitor utilizado no GCSC-CR é projetado a partir de X_{CR} , resultando em $C_R \cong 2000 \mu\text{F}$. Percebe-se, portanto, que nos estudos desenvolvidos no Capítulo 3 é utilizado um módulo de GCSC idêntico ao módulo do GCSC-CR consi-

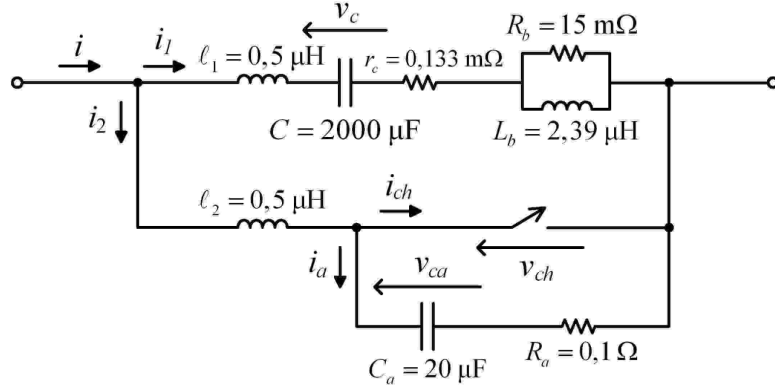


Figura 4.1: Circuito do GCSC-CR utilizado nas simulações.

derado no Capítulo 2. Com isto, os resultados obtidos no Capítulo 3 são diretamente aplicáveis ao GCSC-CR descrito no Capítulo 2.

Inicialmente, é simulado o circuito do GCSC-CR com $V_{máx} = 2000$ V e $I_{máx} = 1500$ A incluindo os elementos parasitas e os componentes adicionais mostrados no Capítulo 3. A Figura 4.1 apresenta o circuito do GCSC-CR utilizado nestas simulações, no qual nota-se que cada elemento/componente está dimensionado conforme descrito no Capítulo 3, sendo que o indutor L_b é projetado de modo que $X_{b(3 \text{ kHz})} = 3R_b$.

4.2.1 Controle do Ângulo de Corte no GCSC-CR

O controle do ângulo de corte no GCSC-CR é implementado com base em (2.1), conforme rerepresentado a seguir:

$$X_{CR}(\gamma_R) = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\omega C_R} (\pi - \gamma_R + \sin \gamma_R \cos \gamma_R). \quad (4.1)$$

Neste caso, o ângulo de corte γ_R é controlado com base em um valor de reatância de referência, X_{CRref} . A Figura 4.2 mostra, em diagrama de blocos, o controle do ângulo de corte do GCSC-CR. Nota-se que é utilizado um controlador PI para este controle.

4.2.2 Curvas de Operação do GCSC-CR

Na Figura 4.3, são mostradas as curvas da tensão sobre o GCSC-CR e da corrente na chave em 2 ciclos de operação para $X_{CRref} = 1,0 \Omega$ e $I = 1500$ A. Fica evidente que os transitórios associados à comutação das chaves não comprometem o funcionamento do GCSC, conforme esperado. Neste caso, para manter $X_{CR}(\gamma_R) = 1,0 \Omega$, o controle do ângulo de corte fornece $\gamma_R = 101,2^\circ$ ao controle de chaveamento do GCSC.

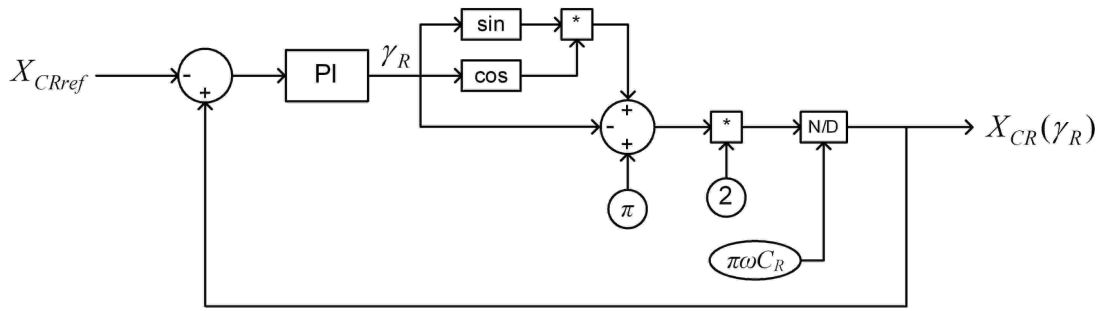


Figura 4.2: Diagrama de blocos do controle do ângulo de corte do GCSC-CR.

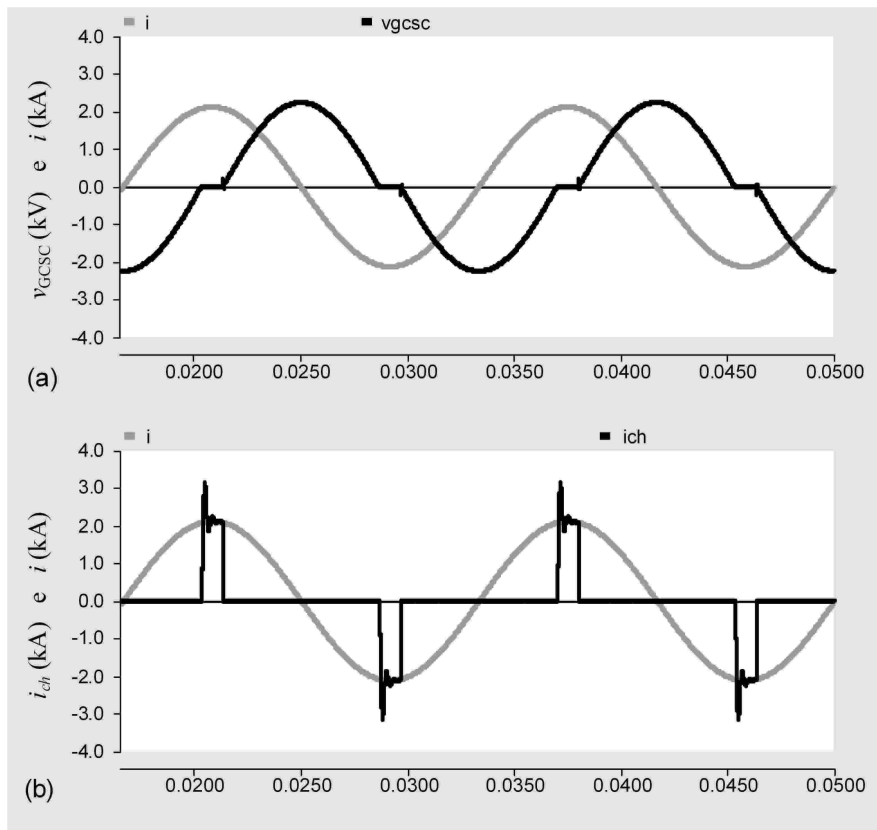


Figura 4.3: Curvas (a) da tensão sobre o GCSC-CR e (b) da corrente na chave.

4.3 GCSC-CV — Tensão Controlada

No Capítulo 2, é estudado o módulo de GCSC-CV com $V_{m\acute{a}x} = 2000$ V, $I_{m\acute{i}n} = 500$ A e $I_{m\acute{a}x} = 1500$ A, de modo que a reat\ancia m\acute{a}xima X_{CV} \acute{e} igual a $4,0 \Omega$ — conforme (2.3). O capacitor utilizado no GCSC-CV \acute{e} projetado a partir de X_{CV} , resultando em $C_V = 663 \mu\text{F}$. Como a reat\ancia m\acute{a}xima do GCSC-CV \acute{e} diferente da utilizada no GCSC-CR ($X_{CV} \neq X_{CR}$), \acute{e} necess\ario, neste caso, rever o dimensionamento dos elementos parasitas e dos componentes adicionais descritos no Cap\itulo 3.

4.3.1 Dimensionamento dos Circuitos de Amortecimento do GCSC-CV

Em relação aos elementos parasitas do circuito do GCSC-CV, pode-se considerar que a indutância dos condutores e o fator de dissipação do banco de capacitores são os mesmos do GCSC-CR. Deste modo, adota-se $\ell_{1CV} = \ell_{2CV} = 0,5 \mu\text{H}$ e o fator de dissipação igual a $0,1 \text{ W/kvar}$. No entanto, como $X_{CV} \neq X_{CR}$, as capacitâncias de cada tipo de GCSC são distintas, o que torna a resistência r_{cCV} igual a $0,4 \text{ m}\Omega$. O índice CV indica que o elemento/componente pertence ao GCSC-CV.

Para o dimensionamento dos componentes adicionais do GCSC-CV, é utilizada a metodologia apresentada em [12] na qual o circuito do GCSC é solucionado por meio de equações diferenciais. Para isto, são considerados os circuitos após o fechamento e a abertura da chave mostrados na Figura 4.4. Nota-se que a indutância L_b apresentada no Capítulo 3, cuja função é reduzir a perda elétrica em regime permanente no resistor de amortecimento R_b , não está representada nestes circuitos. Esta indutância é dimensionada posteriormente conforme demonstrado no Capítulo 3, de modo que sua reatância na frequência das oscilações seja igual a $3R_b$.

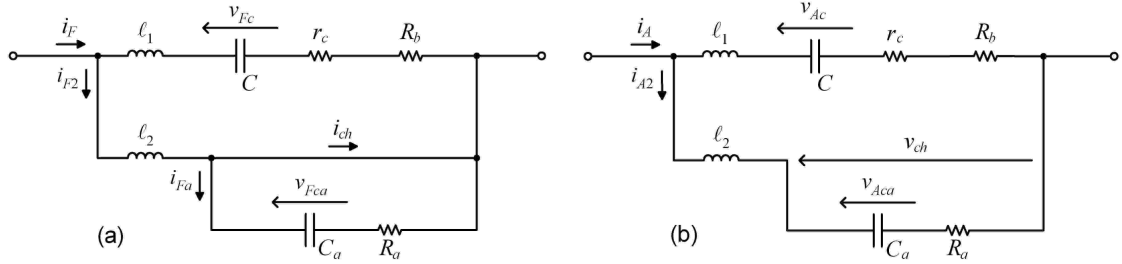


Figura 4.4: Circuito do GCSC após (a) o fechamento e (b) a abertura da chave.

Ao se utilizar as equações diferenciais para o dimensionamento do GCSC-CV, deseja-se obter os discriminantes dos circuitos de fechamento e abertura da chave mostrados na Figura 4.4. O objetivo é projetar os componentes adicionais R_{aCV} , C_{aCV} e R_{bCV} de forma a garantir que as curvas transitórias do GCSC-CV e do GCSC-CR possuam o mesmo comportamento.

O primeiro componente a ser dimensionado é o resistor R_{bCV} . O discriminante do circuito da Figura 4.4(a) é dado por

$$\Delta_F = (R_b + r_c)^2 - 4(\ell_1 + \ell_2)(1/C). \quad (4.2)$$

Com base em [14], é possível demonstrar que se a razão entre $(R_b + r_c)^2$ e $4(\ell_1 + \ell_2)(1/C)$ for mantida constante, o comportamento das curvas transitórias de ambos os tipos de GCSC será o mesmo. Para o GCSC-CR simulado na Seção 4.2, obtém-se

que

$$\frac{(R_b + r_c)^2}{4(\ell_1 + \ell_2)(1/C)} = \frac{(15 \times 10^{-3} + 0,133 \times 10^{-3})^2}{4(1,0 \times 10^{-6})/(2000 \times 10^{-6})} = 0,1145. \quad (4.3)$$

Com isto, $R_{b_{CV}}$ é dimensionado através de

$$\frac{(R_{b_{CV}} + 0,4 \times 10^{-3})^2}{4(1,0 \times 10^{-6})/(663 \times 10^{-6})} = 0,1145 \quad \Rightarrow \quad R_{b_{CV}} = 25,9 \text{ m}\Omega. \quad (4.4)$$

O projeto do capacitor $C_{a_{CV}}$ e do resistor $R_{a_{CV}}$ é feito com base no discriminante do circuito da Figura 4.4(b), dado por

$$\Delta_A = (R_a + R_b + r_c)^2 - 4(\ell_1 + \ell_2)(1/C + 1/C_a). \quad (4.5)$$

Assim como no dimensionamento de $R_{b_{CV}}$, deve-se manter idêntica a razão entre $(R_a + R_b + r_c)^2$ e $4(\ell_1 + \ell_2)(1/C + 1/C_a)$ para que as curvas transitórias possuam o mesmo comportamento. Em relação ao GCSC-CR, tem-se que

$$\frac{(R_a + R_b + r_c)^2}{4(\ell_1 + \ell_2)(1/C + 1/C_a)} = \frac{(0,1 + 15 \times 10^{-3} + 0,133 \times 10^{-3})^2}{4(1,0 \times 10^{-6})[1/(2000 \times 10^{-6}) + 1/(20 \times 10^{-6})]} = 0,06562. \quad (4.6)$$

Neste caso, para o dimensionamento de $C_{a_{CV}}$ e $R_{a_{CV}}$, deve-se adotar como premissa que o valor do produto $C_a R_a$ seja igual em ambos os tipos de GCSC. Isto se deve ao fato da constante de tempo deste circuito de amortecimento ser igual a $1/(C_a R_a)$. Com isto, obtém-se que

$$C_a R_a = 20 \times 10^{-6} \cdot 0,1 = 2,0 \times 10^{-6} \quad \Rightarrow \quad C_{a_{CV}} = 2,0 \times 10^{-6} / R_{a_{CV}}. \quad (4.7)$$

Deste modo, $C_{a_{CV}}$ e $R_{a_{CV}}$ são dados por

$$\frac{(R_{a_{CV}} + 25,9 \times 10^{-3} + 0,4 \times 10^{-3})^2}{4(1,0 \times 10^{-6})[1/(663 \times 10^{-6}) + R_{a_{CV}}/(2,0 \times 10^{-6})]} = 0,06562 \quad (4.8)$$

$$R_{a_{CV}} = 0,075 \text{ }\Omega \quad \text{e} \quad C_{a_{CV}} = 26,8 \text{ }\mu\text{F}.$$

Portanto, com base neste dimensionamento dos componentes adicionais $R_{a_{CV}}$, $C_{a_{CV}}$ e $R_{b_{CV}}$, espera-se que a influência dos elementos parasitas não comprometa o funcionamento do GCSC-CV. Além disso, assim como descrito no Capítulo 3, é possível reduzir a perda elétrica no resistor $R_{b_{CV}}$ conectando um indutor em paralelo com o mesmo. Para isto, o indutor $L_{b_{CV}}$ deve ser tal que, na frequência das oscilações originadas pela condução da chave, sua reatância seja maior do que $R_{b_{CV}}$. É importante notar que, como o capacitor do GCSC-CV é diferente do GCSC-CR, a frequência destas oscilações não é igual à observada no GCSC-CR.

Embora no Capítulo 3 a frequência das oscilações tenha sido estimada através das curvas transitórias de tensão e corrente, em um circuito RLC a frequência das oscilações pode ser calculada através de

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (4.9)$$

Com base em (4.9), encontra-se, para o GCSC-CR, que as oscilações têm frequência igual a

$$f_{osc_{CR}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,0 \times 10^{-6} \cdot 2000 \times 10^{-6}}} = 3,56 \text{ kHz}, \quad (4.10)$$

cujo valor é próximo à frequência de 3 kHz estimada no Capítulo 3, validando (4.9).

Deste modo, no caso do GCSC-CV, a frequência das oscilações calculada a partir de (4.9) é dada por

$$f_{osc_{CV}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{1,0 \times 10^{-6} \cdot 663 \times 10^{-6}}} = 6,18 \text{ kHz}. \quad (4.11)$$

Com base nesta frequência, o indutor $L_{b_{CV}}$ a ser adicionado no GCSC-CV pode, então, ser projetado considerando que $X_{b(6 \text{ kHz})} = 3R_b$. Assim, obtém-se que

$$X_{b(6 \text{ kHz})} = 2\pi \cdot 6 \times 10^3 \cdot L_b = 3 \cdot 25,9 \times 10^{-3} \Rightarrow L_b = 2,06 \mu\text{H}. \quad (4.12)$$

A Figura 4.5 apresenta o circuito do GCSC-CV conforme o dimensionamento descrito nesta seção.

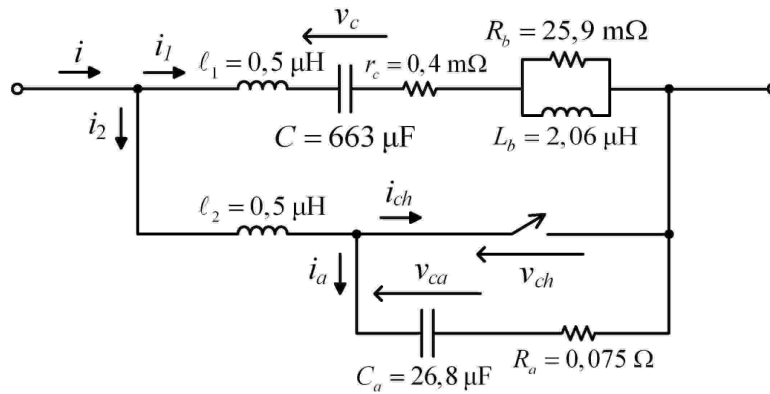


Figura 4.5: Circuito do GCSC-CV utilizado nas simulações.

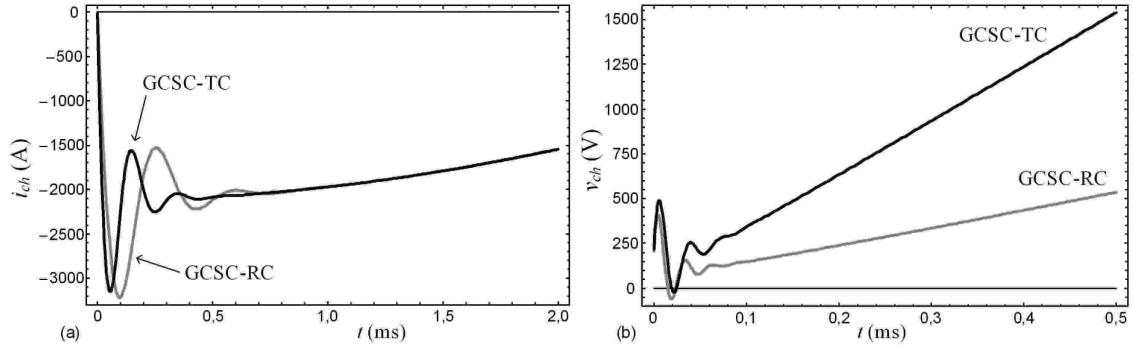


Figura 4.6: Curvas da (a) corrente e (b) da tensão na chave para o GCSC-CR e o GCSC-CV.

4.3.2 Amortecimento das Oscilações

A fim de confirmar que o amortecimento das oscilações no GCSC-CV ocorre de forma satisfatória e com comportamento similar ao do GCSC-CR, são mostradas na Figura 4.6 as curvas transitórias de corrente e tensão na chave para ambos os tipos de GCSC. Estas curvas foram obtidas a partir da modelagem apresentada no Capítulo 3 considerando, para ambos os tipos de GCSC, $\gamma = 90^\circ$ e $I = 1500$ A.

Pela Figura 4.6(a), na qual é mostrada a corrente na chave após o seu fechamento, fica evidente a diferença entre a frequência das oscilações do GCSC-CR e do GCSC-CV. Em relação à tensão na chave após a sua abertura, apresentada na Figura 4.6(b), nota-se que a tensão do GCSC-CV, após o amortecimento das oscilações, tende a aumentar em uma taxa maior do que a do GCSC-CR. Isto se deve ao fato do GCSC-CV possuir uma reatância máxima maior do que a do GCSC-CR. Teoricamente, a tensão no módulo de GCSC-CV pode ser maior do que 2 kV; o limite da tensão máxima de operação é imposto pelo controle do ângulo de corte, conforme descrito no Capítulo 2.

4.3.3 Controle do GCSC-CV

O controle do ângulo de corte no GCSC-CV é realizado com base em (2.2), conforme reapresentado a seguir:

$$V_{CF}(\gamma_V) = \frac{2}{\pi} \frac{I}{\omega C_V} (\pi - \gamma_V + \sin \gamma_V \cos \gamma_V) = I X_{CV}(\gamma_V). \quad (4.13)$$

Neste caso, o ângulo de corte γ_V é controlado com base em um valor da tensão de referência, V_{CFref} . A Figura 4.7 mostra, em diagrama de blocos, o controle do ângulo de corte do GCSC-CV. Nota-se que também é utilizado um controlador PI para este controle.

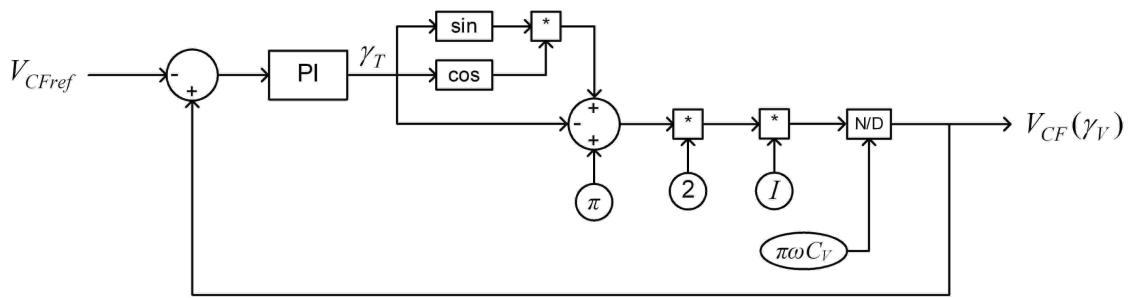


Figura 4.7: Diagrama de blocos do controle do ângulo de corte do GCSC-CV.

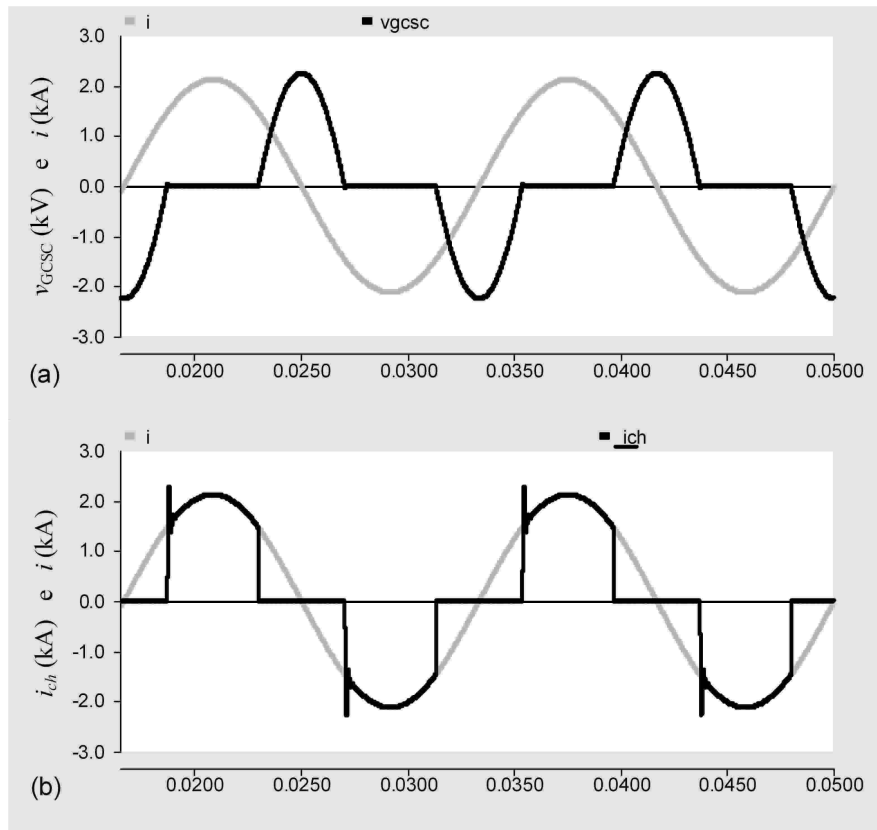


Figura 4.8: Curvas (a) da tensão sobre o GCSC-CR e (b) da corrente na chave.

4.3.4 Curvas de Operação do GCSC-CV

Na Figura 4.8, são mostradas as curvas da tensão sobre o GCSC-CV e da corrente na chave em 2 ciclos de operação para $V_{CFref} = 1,0 \text{ V}$ e $I = 1500 \text{ A}$. Fica evidente que os transitórios associados à comutação das chaves não comprometem o funcionamento do GCSC, conforme esperado. Neste caso, para manter $V_{CF}(\gamma_V) = 1,0 \text{ V}$, o controle do ângulo de corte fornece $\gamma_V = 136,4^\circ$ ao controle de chaveamento do GCSC.

4.4 Conclusões

Neste capítulo, foram realizadas simulações em PSCAD dos circuitos do GCSC-CR e do GCSC-CV considerando a presença dos elementos parasitas e componentes adicionais. Como o módulo de GCSC-CR adotado é idêntico ao módulo estudado no Capítulo 3, foi necessário apenas dimensionar os circuitos de amortecimento para o GCSC-CV. O comportamento transitório das curvas de tensão e corrente após a comutação da chave do GCSC-CV é similar ao observado no caso do GCSC-CR.

Capítulo 5

Conclusão e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusão

Nesta dissertação, basicamente foi estudado o funcionamento do GCSC em regime permanente e durante os transitórios de chaveamento. No tocante ao funcionamento em regime, foram analisados os dois modos de operação do GCSC, os quais estão relacionados à forma de controle do ângulo de corte. No caso dos transitórios de chaveamento, foram propostos métodos para reduzir a perda elétrica no resistor de amortecimento R_b , o qual é inserido no circuito do GCSC para amortecer as oscilações originadas pelo disparo das chaves auto-comutadas.

Ao abordar os modos de operação deste compensador FACTS, foi verificado que o GCSC tipo tensão controlada (GCSC-CV) possui uma região maior de operação do que o GCSC tipo reatância controlada (GCSC-CR). No entanto, para pontos de operação em comum, o GCSC-CR apresenta menor distorção harmônica e menor perda de condução do que o GCSC-CV. Desta forma, ao considerar o uso do GCSC na compensação série controlada de uma linha de transmissão é fundamental analisar, ainda durante a fase de projeto, qual o modo de operação mais vantajoso em termos de flexibilidade operacional vs. limitações operacionais (harmônicos e perda elétrica).

Em relação à redução da perda elétrica no resistor de amortecimento R_b , foi proposto, inicialmente, o uso de um pequeno transformador para conectar este resistor ao GCSC. No entanto, com a inclusão deste equipamento no circuito do GCSC, são inseridos outros elementos parasitas que levam a um aumento das oscilações. Com isto, passa a ser necessário utilizar resistores de amortecimento maiores, comprometendo a redução da perda elétrica. Por fim, foi estudada a utilização de um indutor em paralelo com o resistor, o qual, devido à variação de sua reatância com a frequência, garante a passagem de uma parcela menor de corrente por R_b após o amortecimento das oscilações, reduzindo a perda elétrica no mesmo.

Os resultados obtidos não eram previstos nos estudos anteriores e são fundamentais para o desenvolvimento de projetos reais do GCSC. Em resumo, a presente dissertação mostra que o GCSC pode ser projetado para uma extensa região de operação e seus componentes podem ser dimensionados de forma a minimizar a perda elétrica interna do GCSC, aumentando a sua eficiência, o que torna o GCSC um compensador FACTS cada vez mais competitivo atualmente.

5.2 Trabalhos Futuros

A proposta de utilizar um indutor em paralelo com o resistor de amortecimento pode ser implementada através da inserção de um núcleo toroidal, em série com o capacitor ou com as chaves, projetado para fornecer ao circuito a indutância necessária à redução da perda elétrica. Além disso, também é possível, a partir do uso de materiais específicos e da modelagem das perdas por histerese e correntes parasitas, dimensionar este núcleo para fornecer a resistência necessária ao amortecimento das oscilações. Isto é, este núcleo, adequadamente dimensionado, seria o próprio o circuito de amortecimento das oscilações ocasionadas pelo fechamento da chave.

Para que este compensador FACTS possa fazer parte de sistemas de alta potência, ainda se faz necessário um estudo detalhado sobre como os defeitos internos e externos ao GCSC podem afetar o seu funcionamento. É importante salientar que, para cada tipo de defeito, deve-se levar em consideração a condição da chave no instante em que este ocorre. A partir daí, pode-se estabelecer qual seria a forma de proteção mais indicada a fim de garantir que o GCSC sobreviva às sobretensões e sobrecorrentes em decorrência de uma falha no sistema.

Por fim, os recentes estudos relacionados ao GCSC confirmam a viabilidade deste compensador FACTS. A implantação de um GCSC em um caso real ou piloto deve ser o objetivo dos próximos estudos deste equipamento.

Referências Bibliográficas

- [1] HINGORANI, N. G. “Power Electronics in Electric Utilities: Role of Power Electronics in Future Power Systems”, *Proceedings of the IEEE: Special Issue on Power Electronics*, v. 76, n. 4, pp. 481–482, abr. 1988.
- [2] HINGORANI, N. G., GYUGYI, L. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. New York, IEEE Press, 2000.
- [3] WATANABE, E. H., BARBOSA, P. G., ALMEIDA, K. C., et al. “Tecnologia FACTS: Tutorial”, *SBA Controle & Automação*, v. 9, n. 1, pp. 39–55, jan.–abr. 1998.
- [4] GYUGYI, L. “Solid-state Control of AC Power Transmission”. In: *Workshop on the Future in High-Voltage Transmission: Flexible AC Transmission Systems*, n. EPRI TR-100504, Cincinnati, nov. 1990.
- [5] SOUZA, L. F. W. DE, WATANABE, E. H., PILOTTO, L. A. S. “Harmonic Analysis of a GTO Controlled Series Capacitor Operating under Unbalanced Currents”. In: *International Conference on Harmonics and Quality of Power*, 10., v. 1, pp. 176–182, out. 2002.
- [6] SOUZA, L. F. W. DE, WATANABE, E. H., AREDES, M. “GTO Controlled Series Capacitors: Multi-Module and Multi-Pulse Arrangements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 2, pp. 725–731, abr. 2000.
- [7] NEJAD, M. M., ORTMEYER, T. H. “GTO Thyristor Controlled Series Capacitor Switch Performance”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 13, n. 2, pp. 615–621, abr. 1998.
- [8] WATANABE, E. H., AREDES, M., SOUZA, L. F. W. DE, et al. “Series Connection of Power Switches for Very High-Power Applications and Zero-Voltage Switching”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 1, pp. 44–50, jan. 2000.

- [9] SOUZA, L. F. W. DE, WATANABE, E. H., ALVES JR., J. E. R., et al. “Thyristor and Gate Controlled Series Capacitors: Comparison of Components Rating”. In: *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Toronto, 13–17 jul. 2003.
- [10] KARADY, G. G., ORTMEYER, T. H., PILVELAIT, B., et al. “Continuously Regulated Series Capacitor”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 3, pp. 1348–1355, jul. 1993.
- [11] POÇO, R., WATANABE, E. H. “Influência dos Elementos Parasitas no Funcionamento do Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada — GCSC”. In: *Congresso Brasileiro de Automática*, 16., pp. 1584–1589, Salvador, 03–06 out. 2006.
- [12] VIANNA, R. P. “Influência dos Elementos Parasitas no Funcionamento do Capacitor Série Controlado por Chave Auto-comutada — GCSC”, *Projeto Final de Graduação*, mar. 2007.
- [13] HITACHI METALS. “Nanocrystalline Soft Magnetic Material — FINEMET”. In: <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/prod/prod02/pdf/hl-fm10-d.pdf>, Catálogo n. HL-FM10-D, abr. 2005.
- [14] BOYCE, W. E., DIPRIMA, R. C. *Equações Diferenciais Elementares e Problemas de Valores de Contorno*. Rio de Janeiro, LTC, 2002.