

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEL)

Associação ampla entre UFSJ e CEFET-MG



LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO EM
CORRENTE CONTÍNUA (HVDC) UTILIZANDO TRANSFORMADA
WAVELET

Fábio Oliveira Moraes Arruda

Belo Horizonte

2012

Fábio Oliveira Moraes Arruda

LOCALIZAÇÃO DE FALTAS EM SISTEMAS DE TRANSMISSÃO EM
CORRENTE CONTÍNUA (HVDC) UTILIZANDO TRANSFORMADA
WAVELET

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, associação ampla entre CEFET-MG e UFSJ, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Sistemas Elétricos – SE.
Linha de Pesquisa: Planejamento e Operação de Sistemas Elétricos de Potência – POSEP.

Orientador: Eduardo Gonzaga da Silveira

Coorientador: Sidelmo Magalhães Silva

Belo Horizonte

2012

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Eduardo Gonzaga da Silveira
PPGEL/CEFET-MG

Prof. Dr. Sidelmo Magalhães Silva
DEE/UFMG

Prof. Dra. Patrícia Romeiro da Silva Jota
PPGEL/CEFET-MG

Prof. Dr. Clever Sebastião Pereira Filho
DEE/UFMG

*Dedico este trabalho ao Povo Brasileiro, que
com o suor de seu trabalho financiou toda
minha formação acadêmica.*

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço ao meu pai Hélio Dirino Arruda e à minha mãe Joaquina Maria Morais Arruda que, juntos forneceram o suporte para minha formação acadêmica desde o primeiro dia de aula de minha vida. Sem esse amor e carinho dispensado por eles jamais teria conseguido realizar desde os sonhos mais singelos até aqueles mais ambiciosos. Serei eternamente grato a vocês!

Agradeço às minhas queridas irmãs Janine Oliveira Arruda e Heveline Oliveira Morais Arruda pelo carinho e apoio ao longo desta caminhada assim como pelas inspirações.

Tenho também um agradecimento especial ao CEFET-MG, o qual me acolheu há 12 anos atrás no ensino médio, e onde obtive formação no curso técnico de eletrônica, engenharia industrial elétrica e, finalmente no mestrado em engenharia elétrica. Serei sempre grato à esta instituição que foi a maior responsável pelo meu amadurecimento pessoal e profissional e que, através da qual fui capaz de abrir portas em minha carreira profissional que jamais imaginaria ter aberto.

Um agradecimento sincero ao Professor Marco Aurélio de Oliveira Schroeder, com o qual tive o primeiro contato com o maravilhoso mundo da pesquisa através da iniciação científica, durante a qual o amadurecimento conquistado me foi significativamente útil no desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço ao Professor Eduardo Gonzaga da Silveira por todo os ensinamentos passados e pelas valiosas orientações técnica e organizacional do trabalho. Também sou muito grato a ele por ter aceitado me orientar mesmo sabendo que haveria mais de 10000 km de água e terra nos separando. Graças à sua disposição em realizar reuniões via Skype tive a orientação de qualidade que necessitava para concluir este trabalho.

Agradeço também ao Professor Sidelmo Magalhães Silva pelo suporte ao longo deste mestrado e que também contribuiu bastante para meu amadurecimento no campo da pesquisa ainda na fase da graduação me orientando no trabalho de fim de curso e quem, através de uma disciplina ofertada no mestrado, me colocou em contato pela primeira vez

com os sistemas HVDC, me motivando a definir o tema desta dissertação e rumo profissional que tomei.

Não posso deixar de mencionar os professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Úrsula Resende, Valter Leite, Patrícia Jota e Eduardo Nunes, com quais aprendi bastante nas disciplinas cursadas ao longo do mestrado e que contribuíram direta ou indiretamente para minha pesquisa. À funcionária Rosimeire também sou grato por toda atenção e compreensão ao longo deste tempo e ao aluno de iniciação científica Frederico, que com seu trabalho me apoiou e motivou a correr atrás dos resultados.

Aos colegas de graduação e mestrado Naiara Duarte, Ciby Rosa, Rafael Alípio, Weberton Eller e Cláudio Henrique pela convivência e aprendizado na época de iniciação científica e mestrado deixando a caminhada mais agradável. Aos demais colegas de mestrado também sou grato pela amizade.

Aos antigos colegas de trabalho da CEMIG, principalmente aos engenheiros Luiz Henrique Duarte, Everson Corradi e Daniele Araújo não apenas pela agradável convivência e aprendizados, mas também por terem me possibilitado atuar pela primeira vez como engenheiro eletricista e pela compreensão em flexibilizar meu horário de trabalho para que eu pudesse cursar as disciplinas do mestrado.

Um agradecimento sincero à Siemens AG pelo constante apoio ao desenvolvimento da pesquisa, principalmente aos colegas Andreas Kölz e Stephan Wietzel os quais sempre foram atenciosos ao responder minhas perguntas e, sempre que precisava, me colocaram em contato com especialistas que pudessem esclarecer minhas dúvidas técnicas.

Por fim agradeço à Friedrich-Alexander Universität Erlangen-Nürnberg que representou um papel importante na fase final desta dissertação fornecendo-me acesso livre às suas bibliotecas, onde pude me concentrar melhor nos estudos e onde tive acesso a todo seu acervo técnico, que foi essencial para o andamento da pesquisa.

*“Existem apenas duas maneiras de ver
a vida. Uma é pensar que não existem
milagres e a outra é que tudo é um
milagre.”*

(Albert Einstein)

*A pesquisa jamais começa ou termina,
ela apenas continua...*

Resumo

A localização de falta em sistemas HVDC (*High Voltage Direct Current*) é importante no auxílio para os sistemas de proteção na tomada de ações corretivas, reduzindo com isso, os impactos na rede c.a. e danos no isolamento da linha ou cabo c.c. ou até mesmo em componentes das subestações conversoras. Desta forma, o sistema de proteção de um sistema HVDC poderá distinguir entre necessidade de um religamento ou de se desligar o sistema, além de auxiliar a equipe de manutenção a chegar mais rapidamente no ponto de falta. Este trabalho traz a aplicação da Transformada Wavelet Estacionária em um algoritmo de localização de falta em sistemas HVDC-LCC (HVDC – Line-commutated Converter). O objetivo é analisar os transitórios de alta frequência em um sistema de transmissão em corrente contínua decorrentes de uma falta sustentada e determinar a localização da mesma. Inicialmente é realizado um estudo do estado da arte das tecnologias HVDC, apresentando as principais aplicações, configurações, topologias e motivações para o desenvolvimento dessas tecnologias. Em seguida é feita uma revisão bibliográfica sobre localização de faltas em sistemas de corrente contínua baseados em ondas viajantes. A filosofia de proteção de sistemas HVDC-LCC e a teoria básica da Transformada Wavelet também são abordadas. Através de um modelo de HVDC-LCC implementado no PSCAD®, são simuladas faltas em diversos trechos do cabo gerando dados de corrente e tensão, os quais são utilizados para avaliar o desempenho do algoritmo de localização de faltas desenvolvido através do Matlab®. Os métodos com um e dois terminais são investigados considerando diferentes períodos de amostragem do sistema de medição. É verificada a influência da resistência de falta na precisão do cálculo da distância de falta. Os resultados alcançados são promissores e demonstram a adequação e aplicabilidade do método proposto. Finalmente, são apresentadas as conclusões e propostas de continuidade do trabalho realizado.

Palavras-chave: HVDC-VSC e LCC, Proteção de Sistemas HVDC-LCC, Ondas Viajantes, Transformada Wavelet, Localização de Faltas.

Abstract

Fault location in HVDC (High Voltage Direct Current) Systems is an important feature in assisting the protection system taking correct actions, and thus reducing undesirable impacts at the AC network and isolation damages on the DC line or cable or even reducing damages at the converter stations components. In this matter the protection system of an HVDC will be able to distinguish between the need of a system recovery request or of an emergency switch off. This work presents the application of the Stationary Wavelet Transform in an algorithm for fault location in HVDC-LCC systems. The purpose is to analyze the high frequency transients in a DC transmission system caused by a permanent fault and to determinate its location accurately. Initially, a study on the state of art of the HVDC technologies is carried out showing the main applications, configurations, topologies and motivations for its development. Subsequently, a revision is done regarding fault location based on travelling wave in direct current systems. The HVDC-LCC protection philosophy and the Wavelet Transform basic theory are also boarded. Through an HVDC-LCC model implemented in PSCAD®, faults are simulated at different parts of the line generating DC current and voltage data, which are used to evaluate the performance of the fault location algorithm through Matlab®. The methods with one and two terminals are investigated considering different sample times by the measuring system. The influence of fault resistance on the compute of the fault distance is evaluated. The obtained results are promising and demonstrate a highly accuracy and applicability of the proposed method. Finally, conclusions and continuity proposals of the work are presented.

Keywords: HVDC-VSC e LCC, HVDC-LCC Protection, Travelling Waves, Wavelet Transform, Fault Location.

Sumário

Agradecimentos	v
Resumo	viii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xii
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Abreviaturas e Símbolos	xvi
1 Introdução.....	1
1.1 Relevância.....	1
1.2 Objetivos.....	4
1.3 Organização do Trabalho.....	4
2 Estado da Arte: Tecnologia HVDC e Técnicas de Localização de Falta.....	6
2.1 Tecnologia HVDC	6
2.1.1 Motivações para o Uso da Tecnologia HVDC	8
2.1.2 Aplicações.....	11
2.1.3 HVDC-CSC.....	14
2.1.4 HVDC-VSC.....	18
2.2 Técnicas de Localização de Falhas em Linhas / Cabos C.C.	21
3 Proteção de Sistemas HVDC.....	27
3.1 Ações de Proteção	31
3.2 Zonas de Proteção	33
3.2.1 Zona 4 – Proteção do Conversor	33
3.2.2 Zona 5 – Proteção do Barramento C.C.	38
3.2.3 Zona 6: Proteção de Linha / Cabo C.C. de Alta Tensão	39
3.2.4 Zona 7: Proteção de Neutro (Bipolo) / do Condutor de Retorno Metálico (Monopolo) ..	41
4 Fundamentos da Transformada Wavelet.....	43
4.1 Função Wavelet	45
4.1.1 Função Escalar	46
4.1.2 Wavelet Haar.....	47
4.2 Transformada Wavelet	48
4.3 Transformada Wavelet Discreta.....	51

4.3.1	Aproximações e Detalhes.....	51
4.3.2	Filtros.....	52
4.3.3	Transformada Wavelet de Haar - Cálculo pelo Método Matricial	54
4.3.4	Algoritmo da Transformada Wavelet Discreta - DWT.....	62
4.3.5	Transformada Wavelet Discreta Estacionária - SWT.....	63
5	Resultados Obtidos	66
5.1	Modelo de Simulação	66
5.2	Detecção de Surto	72
5.3	Determinação da Distância.....	74
5.4	Resultados	78
5.4.1	Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de 10 μ s.....	78
5.4.2	Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de 20 μ s.....	82
5.4.3	Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de 40 μ s.....	84
5.5	Análise dos Erros	87
6	Conclusões e Propostas de Continuidade	98
6.1	Conclusões.....	98
6.2	Propostas de Continuidade	100
	Referências Bibliográficas.....	101
A.	Apêndice – Detalhes do Modelo de Simulação	104

Lista de Figuras

Figura 2.1: Crescimento acumulado de potência em MW de sistemas HVDC desde 1950 [8].	7
Figura 2.2: Comparação entre custos/distância de transmissão de sistemas HVDC e HVAC [12].	9
Figura 2.3: Ganho da capacidade de transmissão do sistema c.c. em relação ao sistema c.a [3].	10
Figura 2.4: <i>Troll offshore</i> – Noruega [4].	13
Figura 2.5: Circuito equivalente c.c. de um sistema HVDC-CSC [18].	14
Figura 2.6: Arranjo das válvulas em uma ponte de 12 pulsos.	15
Figura 2.7: Diagrama da configuração <i>back-to-back</i> [12].	16
Figura 2.8: Diagrama da configuração monopolar: (a) retorno pelo terra; (b) retorno metálico [12].	16
Figura 2.9: Diagrama da configuração bipolar: (a) retorno pelo terra; (b) retorno metálico; (c) aterrado sem retorno dedicado [12].	17
Figura 2.10: Diagrama da configuração multiterminal [18].	18
Figura 2.11: Circuito equivalente c.c. de um sistema HVDC-VSC [18].	19
Figura 2.12: Topologia convencional VSC trifásico de dois níveis [18].	20
Figura 2.13: Topologia VSC trifásico de três níveis <i>neutral-point-clamped</i> (NPC-diode-clamped) [18].	20
Figura 2.14: Topologia VSC monofásico de cinco níveis <i>flying capacitor</i> [18].	21
Figura 2.15: Sistema HVDC simulado por O. M. K. Kasun Nanayakkara et al [25].	24
Figura 2.16: Sistema HVDC-VSC multiterminal composto por três subestações conversoras [26].	24
Figura 3.1: Hierarquia do sistema de proteção e controle c.c. de uma subestação (esquema de um HVDC bipolar) [12].	28
Figura 3.2: Zonas de Proteção de um bipolo.	30
Figura 3.3: Localização de faltas tipicamente simuladas em estudos de coordenação.	31
Figura 4.1: Diagrama da Transformada Fourier [33].	43
Figura 4.2: Diagrama da <i>Short-Time Fourier Transform</i> (STFT) [33].	44
Figura 4.3: Diagrama da Transformada Wavelet [33].	44
Figura 4.4: Wavelets unidimensionais [33].	47
Figura 4.5: Componentes senoidais constituintes da Transformada Fourier [33].	48
Figura 4.6: Componentes Wavelet constituintes da Transformada Wavelet [33].	49
Figura 4.7: Representação gráfica do fator escalar.	49
Figura 4.8: Representação gráfica da translação.	50
Figura 4.9: Processo de filtragem [33].	52

Figura 4.10: Variação do ganho de ϕ e ψ com a frequência.	54
Figura 4.11: Primeiro passo do algoritmo da DWT [33].	62
Figura 4.12: Passo genérico de decomposição do sinal para o cômputo da DWT [33].	63
Figura 4.13: Estrutura da decomposição Wavelet de um sinal s em três níveis [33].	63
Figura 4.14: Primeiro nível da SWT [33].	64
Figura 4.15: Passo geral da transformada SWT [33].	65
Figura 5.1: Modelo modificado utilizado nas simulações baseado no <i>CIGRE Benchmark Model for HVDC Controls</i>	67
Figura 5.2: Comportamento da corrente e tensão c.c. em nas subestações retificadora e inversora para uma falta a 90 km da subestação retificadora.	67
Figura 5.3: Corrente c.c. e respectivos coeficientes do detalhe ($j = 1$) para uma falta a 90 km da subestação retificadora.	68
Figura 5.4: Tensão c.c. e respectivos coeficientes do detalhe ($j = 1$) para uma falta a 90 km da subestação retificadora.	68
Figura 5.5: Coeficientes do detalhe da corrente c.c. no retificador.	70
Figura 5.6: Coeficientes do detalhe da tensão c.c. no retificador.	71
Figura 5.7: Diagrama de treliças para uma falta entre o retificador (m) e o inversor (n).	73
Figura 5.8: Coeficientes do detalhe da corrente no retificador e no inversor para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.	74
Figura 5.9: Diagrama de treliças da corrente para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.	75
Figura 5.10: Coeficientes do detalhe da tensão no retificador e no inversor para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.	76
Figura 5.11: Diagrama de treliças da corrente para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.	76
Figura 5.12: Fluxograma da proteção de linha/cabo c.c. proposta baseada na Transformada Wavelet Estacionária.	97
 Figura A.1: Divisão do condutor c.c. para simulação de faltas.	 104
Figura A.2: Configuração da subestação retificadora.	105
Figura A.3: Diagrama de controle da subestação retificadora.	105
Figura A.4: Configuração da subestação inversora.	106
Figura A.5: Diagrama de controle da subestação inversora.	107

Lista de Tabelas

Tabela 4.1: Variações realizadas no calculo dos coeficientes Wavelet.	50
Tabela 5.1: Parâmetros do cabo c.c. (<i>HVDC Cable</i>).	66
Tabela 5.2: Valores de <i>pick-up</i> (referência) para os coeficientes do detalhe.....	79
Tabela 5.3: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 0 Ω e tempo de amostragem de 10 μ s.....	79
Tabela 5.4: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 1 Ω e tempo de amostragem de 10 μ s.....	80
Tabela 5.5: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 10 Ω e tempo de amostragem de 10 μ s.....	81
Tabela 5.6: Valores de <i>pick-up</i> para os coeficientes do detalhe.....	82
Tabela 5.7: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 0 Ω e tempo de amostragem de 20 μ s.....	82
Tabela 5.8: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 1 Ω e tempo de amostragem de 20 μ s.....	83
Tabela 5.9: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 10 Ω e tempo de amostragem de 20 μ s.....	84
Tabela 5.10: Valores de <i>pick-up</i> para os coeficientes do detalhe.....	85
Tabela 5.11: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 0 Ω e tempo de amostragem de 40 μ s.....	85
Tabela 5.12: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 1 Ω e tempo de amostragem de 40 μ s.....	86
Tabela 5.13: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 10 Ω e tempo de amostragem de 40 μ s.....	86
Tabela 5.14: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 0 Ω	89
Tabela 5.15: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 1 Ω	89
Tabela 5.16: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 10 Ω	90
Tabela 5.17: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 0 Ω	91
Tabela 5.18: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 1 Ω	91
Tabela 5.19: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 10 Ω	92
Tabela 5.20: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de 0 Ω	93
Tabela 5.21: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de 1 Ω	93

Tabela 5.22: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de $10\ \Omega$	94
Tabela 5.23: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de $0\ \Omega$	94
Tabela 5.24: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de $1\ \Omega$	95
Tabela 5.25: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de $10\ \Omega$	95

Lista de Abreviaturas e Símbolos

a	Fator de escalar para a Transformada Wavelet
c.a.	Corrente alternada
cA	Coeficientes da aproximação
c.c.	Corrente Contínua
cD	Coeficientes do detalhe
CSC	<i>Current Source Converter</i>
CWT	<i>Continuous Wavelet Transform</i>
DWT	<i>Discrete Wavelet Transform</i>
EMTDC	<i>Electromagnetic Transients including DC</i>
ESOF	<i>Emergency Switch Off</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
GTO	<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>
Hi_D	Filtro passa-alta para decomposição de sinal
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
I _{acD}	Corrente retificada do grupo D de seis pulsos
I _{acY}	Corrente retificada do grupo Y de seis pulsos
I _{dCH}	Corrente c.c. do conversor no lado de alta tensão
I _{dCN}	Corrente c.c. do conversor no lado de neutro
I _{dLH}	Corrente c.c. da linha no lado de alta tensão
I _{dLH_op}	I _{dLH} - outro polo
I _{dLH_op_os}	I _{dLH} - outro polo da outra subestação
I _{dLH_os}	I _{dLH} - outra subestação
I _{dLN}	Corrente c.c. da linha no lado de neutro
I _{dLN_os}	I _{dLN} - outra subestação
I _{dSG}	Corrente c.c. através do terra da subestação
IDWT	<i>Inverse Discrete Wavelet Transform</i>
IED	<i>Intelligent Electronic Device</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
j	Nível da Transformada Wavelet
LCC	<i>Line-Commutated Current-Source Converter</i>
Lo_D	Filtro passa-baixa para decomposição de sinal
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
PSCAD	<i>Power Systems Computer Aided Design</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RTDS	<i>Real Time Digital Simulator</i>
SEP	Sistemas Elétricos de Potência

SSR	<i>Sub Synchronous Resonance</i>
STFT	<i>Short-Time Fourier Transform</i>
SVC	<i>Static VAR Compensator</i>
SWT	<i>Stationary Wavelet Transform</i>
UaC	Tensão do barramento c.a.
UdH	Tensão c.c. do conversor no lado de alta tensão
UdN	Tensão c.c. do conversor no lado de neutro
UHVDC	<i>Ultra High Voltage Direct Current</i>
u	Velocidade de propagação da frente de onda no condutor
WMM	<i>Wavelet Modulus Maxima</i>
φ	Função escalar
Φ	Matriz do filtro passa-baixa
ψ	Função Wavelet
Ψ	Matriz do filtro passa-alta

1 Introdução

1.1 Relevância

Nas últimas décadas, o crescimento industrial e populacional das grandes cidades tem aumentado consideravelmente a demanda de energia elétrica. A necessidade de um fornecimento de energia confiável também tem aumentado de forma a atender tal crescimento, desafiando ainda mais as concessionárias por todo o mundo a entregar uma energia com maior qualidade [1]. Todavia, é comum que as grandes cargas estejam distantes dos locais onde a energia elétrica é gerada ou que precisem ser conectadas a sistemas elétricos que podem ser fracos ou com frequências diferentes. Em alguns casos, as cargas estão inclusive no meio do oceano.

Uma solução para lidar com estes desafios e obter um sistema de transmissão flexível suficiente para resistir a demandas imprevisíveis, assim como certas contingências, seria incorporar ao sistema elétrico dispositivos de potência controláveis. Um componente que atende a estes pré-requisitos é o elo HVDC (*High Voltage Transmission Current*).

Esta solução se tornou prática e comercialmente viável com o advento das válvulas de mercúrio a arco de alta tensão na década de 50. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência e dos semicondutores na década de 60, tornou-se possível o progresso dos semicondutores de alta tensão totalmente controlados, permitindo a obtenção de conversores com custo de operação e manutenção viáveis economicamente [2].

Desta forma, o sistema HVDC é amplamente reconhecido como uma solução técnico-econômica adequada principalmente para transmissão de grande volume de energia em grandes distâncias, conexão de sistemas assíncronos e transmissão de energia por cabos subterrâneos e submarinos.

No caso da transmissão de energia em longas distâncias, a construção de novas linhas de transmissão é uma etapa bastante importante do projeto, pois além dos obstáculos ambientais e legais envolvendo estes empreendimentos, quanto maiores forem as distâncias das linhas a serem construídas, mais os engenheiros esbarram nos aspectos

técnicos da mesma. Quanto mais longas forem as linhas, maiores serão suas perdas, o que pode implicar na instalação, por exemplo, de compensadores série e paralelos deixando o projeto mais caro. Enquanto isso, nos sistemas HVDC, a quantidade de linhas necessárias para transmitir a mesma quantidade de energia é menor comparado com um sistema de corrente alternada (c.a.), as torres são mais simples e, conseqüentemente, a faixa de passagem da linha é menor.

Na transmissão em corrente contínua (c.c.), não há perdas reativas o que dispensa a instalação de compensadores no trecho da linha. Tendo em vista que a capacitância cabo-solo para uma linha submarina é mais elevada que para uma linha aérea, se a energia for transmitida na forma alternada, grande parte desta seria utilizada como energia reativa para o carregamento e descarregamento da linha a cada ciclo. No caso da transmissão em corrente contínua, a linha é carregada apenas uma vez durante a sua energização.

A conexão de sistemas assíncronos é possível, visto que a corrente alternada, depois de retificada para contínua, pode ser invertida para uma determinada frequência desejada. Assim, a conexão da rede de um país com o outro, quando estes trabalham com frequências diferentes é feita com a instalação de um sistema *back-to-back* (também conhecido como *intertie*). Em alguns casos, o *back-to-back* pode ser empregado para contribuir com a estabilidade da rede, quando há a conexão de sistemas com níveis de curto-circuito significativamente diferentes [3].

Todavia, o sistema HVDC apresenta algumas desvantagens que não o torna viável em todas as aplicações acima descritas: o custo elevado de construção das subestações conversoras. No entanto, a partir de certa distância, conhecida como *Break Even Distance*, os custos da implantação do HVDC se tornam inferiores aos custos de uma solução c.a. necessária para transmitir a mesma quantidade de energia.

Tendo em vista a relevância do sistema HVDC descrita acima, o número de projetos em andamento e sob consideração no mundo tem crescido consideravelmente nos últimos anos, refletindo, desta forma, em um interesse maior para o amadurecimento desta tecnologia [4].

Em consequência da relevância dos sistemas HVDC, a proteção dos mesmos diante de faltas na linha ou cabo¹ que conecta as subestações conversoras tem desafiado os engenheiros a encontrar uma solução confiável e eficaz. Além disso, devido aos longos trechos de transmissão e a influência do clima e das condições geográficas, as faltas ocorrem frequentemente nas linhas de transmissão c.c. e são, por isso, uma das principais responsáveis pelos desligamentos de sistemas HVDC [5]. Da mesma forma, faltas em cabos subterrâneos ou submarinos ocorrem também com frequência. A principal causa para faltas em cabos é a deterioração da isolação ou devido a uma avaria no mesmo [6].

Com isso, tendo em vista a grande quantidade de energia transmitida, os impactos econômicos e no próprio sistema elétrico onde o HVDC estiver conectado, causado por uma ação incorreta do sistema de proteção, são significativos. Atualmente já existem proteções baseadas na teoria de ondas viajantes ou na derivada da tensão que são capazes apenas de detectar uma falta na linha de forma eficaz. Contudo, uma solução aplicada na prática e que reúna a capacidade de, ao mesmo tempo, detectar e localizar a falta não é conhecida. Para superar este desafio, diversos pesquisadores têm buscado soluções também baseadas na teoria de ondas viajantes que detectem e localizem uma falta em tempo hábil.

Após uma contingência, através do comportamento transitório das ondas de corrente e tensão na interface linha/subestação conversora, é possível detectar a chegada de frentes de onda provenientes do ponto de falta. Desta forma, torna-se necessário o desenvolvimento de um algoritmo apto a detectar o momento exato da chegada destas frentes de onda nos medidores de corrente ou tensão para viabilizar o cômputo da distância da falta em relação a cada subestação.

Uma ferramenta matemática que possibilita alcançar este objetivo é a Transformada Wavelet, que analisa o sinal tanto no domínio do tempo como no da frequência (escala) e é um método recomendado para detectar mudanças abruptas em um sinal (por exemplo, em caso de curto-circuito ou transientes). Em geral, podem-se distinguir as Transformadas Wavelets em três tipos: Transformada Wavelet Contínua (CWT), Transformada Wavelet Discreta (DWT) e Transformada Wavelet Estacionária (SWT) [7].

Uma importante razão que torna a Transformada Wavelet atrativa para os engenheiros é o fato dos algoritmos baseados nesta ferramenta matemática serem rápidos. Com isso, tendo

1 – O termo linha usado ao longo deste trabalho se refere ao condutor aéreo não isolado e cabo se refere ao condutor subterrâneo ou submarino isolado.

em vista que através da Transformada Wavelet é possível detectar transitórios de alta frequência, esta ferramenta permite a detecção do momento de chegada de uma frente de onda causada por algum contingente na linha ou cabo c.c.

Uma vez detectadas as frentes de onda, pode-se computar a distância da falta comparando a diferença de tempo de chegada de cada uma. Para o cálculo da distância, existem basicamente dois métodos: a) baseado em um terminal e b) baseado em dois terminais. Neste trabalho, ambos os métodos serão investigados analisando tanto o sinal de tensão como o de corrente.

1.2 Objetivos

O objetivo deste trabalho consiste no estudo do problema de localização de falta em um sistema HVDC através da implementação de um algoritmo baseado na Transformada Wavelet. Este algoritmo deve ser capaz de detectar e, ao mesmo tempo, localizar, de tal forma que, na ocorrência de uma falta, o sistema é capaz, em tempo hábil, de reconhecer se a mesma ocorreu no cabo / linha e, em caso afirmativo, a qual distância da respectiva subestação conversora.

As principais contribuições são: comparação do desempenho do algoritmo considerando diferentes frequências de amostragem; análise da eficácia do código para o método com 1 e 2 terminais, avaliando os sinais de tensão e corrente; investigação da eficiência do algoritmo proposto diante de falta com diferentes impedância a localizadas em diferentes pontos ao longo do condutor c.c.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está estruturado em 6 capítulos, tal como descrito na sequência.

Este capítulo se dedica a apresentar a relevância da tecnologia HVDC e da localização de faltas em linhas ou cabos c.c. Além disso, são apresentados os objetivos deste trabalho.

O estado da arte dos sistemas HVDC e das técnicas de localização de faltas é visto no segundo capítulo. Na primeira parte é apresentada a relevância da tecnologia, as configurações possíveis e as aplicações do HVDC-LCC e VSC. Em seguida, são descritas soluções propostas por pesquisadores para o problema de localização de falta baseado na teoria de ondas viajantes.

No capítulo três são abordados os fundamentos básicos da proteção c.c. salientando algumas diferenças entre estas e a proteção c.a. A divisão do sistema HVDC em zonas de proteção é apresentada e em seguida são descritas as principais funções de proteção inerentes à proteção c.c. Além disso, as diferentes ações possíveis de serem tomadas pelas funções são descritas.

Dando sequência, no capítulo quatro é feito um estudo sobre a Transformada Wavelet, abordando os diferentes tipos, a matemática embarcada nesta ferramenta e a forma de implementar o algoritmo.

No capítulo cinco são apresentados e discutidos os resultados obtidos através do algoritmo de localização de falta proposto. Estes resultados são considerados ainda como preliminares para o tema abordado nesta dissertação, embora sejam importantes para a continuidade dos estudos nesta área.

O sexto e último capítulo traz a conclusão do trabalho, apresentando ainda as propostas de continuidade para aprofundar no tema de localização de faltas em linhas e cabos c.c.

2 Estado da Arte: Tecnologia HVDC e Técnicas de Localização de Falta

Na atualidade, a aplicação da tecnologia de transmissão de energia em corrente contínua (HVDC) em sistemas elétricos de potência (SEP) tem chamado a atenção das concessionárias de energia elétrica. Ao mesmo tempo, são comuns em sistemas HVDC longos trechos de transmissão conectando as subestações conversoras. Com isso, a exigência por técnicas de localização de faltas de linhas e cabos para sistemas em corrente contínua (c.c.) tem ganhado maior relevância nos últimos anos. Relativo a ambos os temas existem diversos trabalhos e publicações descrevendo a tecnologia HVDC e investigando técnicas eficazes de localizar faltas neste elo de corrente contínua [8] - [31].

Com isso, o estudo do estado da arte abordado neste capítulo está dividido em duas partes: a primeira refere-se a uma descrição da tecnologia HVDC incluindo suas vantagens, tipos e aplicações; a segunda referente às principais técnicas de localização de faltas nos condutores de corrente contínua publicadas por pesquisadores de empresas e universidades de diversos países.

2.1 Tecnologia HVDC

Desde o fim do século IXX, época em que houve discussão sobre a viabilidade do uso em larga escala das correntes contínua e alternada, conhecida como “Batalha das Correntes”, com Thomas Edison defendendo a corrente contínua, e George Westinghouse juntamente com Nikola Tesla, a favor da corrente alternada, a transmissão de energia em corrente contínua representa uma pequena parcela do mercado de energia mundial [8]. Em maio de 2002, por exemplo, foi realizado um estudo pelo Departamento de Energia dos Estados Unidos indicando que menos de 3% da malha de transmissão daquele país era composta por sistemas HVDC [9].

O cenário de predomínio da transmissão em energia alternada tem permanecido por praticamente 100 anos. Entretanto, tanto o crescimento do potencial técnico como o

aumento da viabilidade econômica dos condutores para aplicação em c.c., tem mostrado que a transmissão em corrente contínua representa uma promessa futura para o cenário de transmissão de energia [9].

Um sistema HVDC, de forma simplificada, converte a tensão e corrente de uma rede trifásica alternada em tensão e corrente contínua através de uma subestação conversora. A energia é transmitida via cabos ou linhas de transmissão à outra subestação conversora que realiza o processo inverso, isto é, converte a tensão e corrente contínua novamente em alternada.

Os sistemas HVDC, tendo em vista as características de flexibilidade e redução de custos, vêm obtendo maior relevância nos sistemas elétricos de potência pelo mundo, conforme mostrando na Figura 2.1. Considerando desde o primeiro projeto até a atualidade, existem ao todo no mundo mais de 100 sistemas em funcionamento [8]. Desta forma, o sistema HVDC é considerado como a solução técnico-econômica mais indicada principalmente para transmissão de grande volume de energia em grandes distâncias, conexão de sistemas assíncronos e transmissão de grandes pacotes de energia por cabos submarinos.

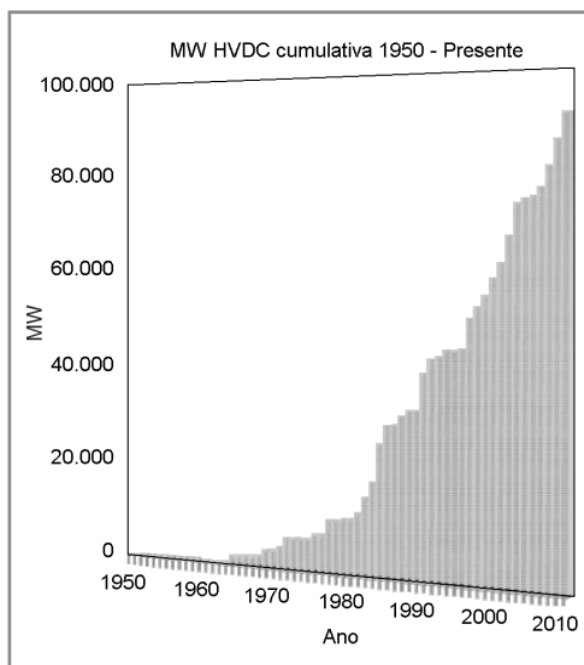


Figura 2.1: Crescimento acumulado de potência em MW de sistemas HVDC desde 1950 [8].

Basicamente existem duas tecnologias de conversores usadas em sistemas de transmissão HVDC, o conversor comutado pela rede (*Line-Commutated Current Source Converter* – CSC

ou LCC) e o conversor auto-comutado (*Self-Commutated Voltage Source Converter* - VSC). A tecnologia CSC ou LCC, baseada nos tiristores, é empregada atualmente na maioria dos empreendimentos de transmissão no mundo. Enquanto isso, a tecnologia VSC, baseada nos IGBTs (*Insulated-Gate Bipolar Transistor*) ainda está em fase de desenvolvimento e hoje em dia apenas é possível empregá-la em sistemas com níveis menores de potência [17].

O objetivo deste capítulo é fornecer uma visão geral das tecnologias de transmissão de energia HVDC, tanto a CSC quanto a VSC, incluindo suas respectivas aplicações e configurações, assim como abordar os principais métodos de localização de faltas em HVDC baseados em ondas viajantes.

2.1.1 Motivações para o Uso da Tecnologia HVDC

O significativo crescimento da tecnologia HVDC é atribuído principalmente às razões apresentadas nas seguintes sessões.

2.1.1.1 Aspectos Ambientais

Considerando os aspectos ambientais, que cada vez são mais importantes no planejamento de sistemas elétricos, a transmissão de energia em corrente contínua proporciona as seguintes vantagens:

- Menores perdas em relação aos sistemas de corrente alternada (c.a.), conforme mostrado na Figura 2.2 [12];
- Ausência de indução, efeito pelicular e campo eletromagnético alternado [4];
- Menor faixa de servidão das linhas de transmissão para a mesma quantidade de potência em relação aos sistemas c.a. [9].

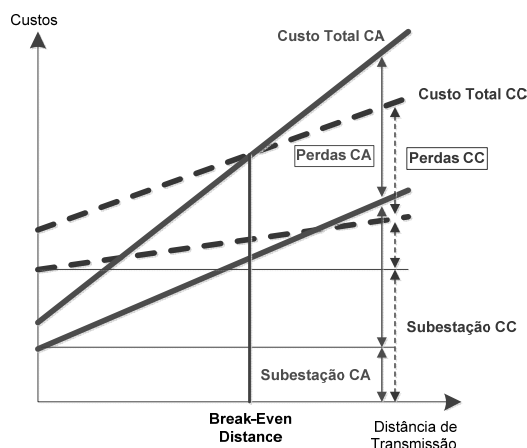


Figura 2.2: Comparação entre custos/distância de transmissão de sistemas HVDC e HVAC [12].

Na Figura 2.2 é feita uma comparação entre os custos de uma solução c.c. em relação a uma solução c.a. em relação à distância de transmissão. Observando o eixo dos custo, para uma distância igual a zero, percebe-se que as subestações conversoras são significativamente mais caras que as subestações c.a. Contudo, tendo em vista as menores perdas e o menor custo de transmissão, a partir de uma determinada distância, amplamente conhecida como *Break-Even Distance*, o custo total da solução c.c. torna-se mais baixo que o da solução c.a.

Para exemplificar este fato, tem-se que, dependendo do sistema de transmissão considerado, de 220 kV a 400 kV, e da escolha da tensão do sistema HVDC, de ± 380 kV a ± 600 kV, o aumento do fluxo de potência em um circuito de corrente contínua (c.c.) pode ser de 1,73 a 3,0 vezes o fluxo de potência em um sistema c.a. Nos sistema HVDC, a quantidade de linhas necessárias para transmitir a mesma quantidade de energia é menor comparado com um sistema c.a., as torres são mais simples e consequentemente a faixa de servidão da linha é menor. Um exemplo deste conceito de conversão é apresentado na Figura 2.3 [3].

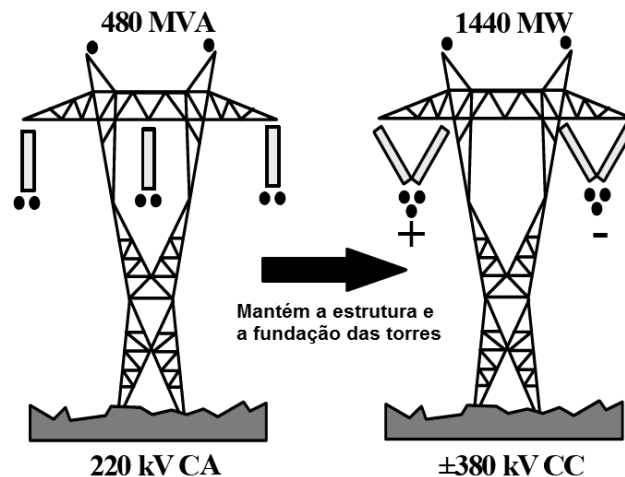


Figura 2.3: Ganho da capacidade de transmissão do sistema c.c. em relação ao sistema c.a [3].

2.1.1.2 Aspectos Econômicos

Sob o ponto de vista econômico, todo sistema de transmissão a ser construído tem como etapa inicial um estudo de viabilidade técnico-econômica. Neste estudo, dependendo da aplicação, uma comparação entre uma solução HVDC e uma solução HVAC é realizada. A Figura 2.2 representa uma comparação qualitativa dos custos das duas tecnologias em relação à distância de transmissão [12]. Através desta figura, pode-se observar que as subestações c.c. são significativamente mais caras que as subestações c.a. Todavia, tanto as vantagens descritas anteriormente, considerando os aspectos ambientais, quanto os seguintes aspectos técnicos tornam os custos da transmissão c.c. inferior ao da c.a:

- Para a transmissão c.a. de energia em longas distâncias, são necessárias subestações de chaveamento intermediárias e compensação de reativo [2];
- Devido à menor quantidade de cabos necessários para o sistema c.c., as torres são mais baratas em relação às necessárias para o sistema c.a. [2].

Com isso, conforme indicado na Figura 2.3, a partir de certa distância, amplamente denominada como *Break-Even Distance*, os menores custos de transmissão e as menores perdas do sistema c.c. compensam suas subestações mais caras, tornando essa solução economicamente mais viável que a outra. Esta distância varia normalmente de 500 a 800 km para o caso de linhas aéreas e a partir de 40 km para cabos submarinos ou subterrâneos, sofrendo influência de vários fatores, como por exemplo, custos dos elementos específicos

do país, interesses financeiros para o projeto, custo das perdas e das faixas de servidão da linha [12].

2.1.1.3 Motivação Técnico-funcional

Tendo em vista que os sistemas de corrente contínua possuem características que trazem algumas soluções técnicas para os sistemas de transmissão já existentes, conforme listadas abaixo, os mesmos têm conquistado maior relevância no mercado de energia elétrica pelo mundo.

- Aumentam a capacidade de transmissão de grandes quantidades de energia a longas distâncias ou via transmissão submarina;
- Permitem o controle do fluxo de potência, melhorando o desempenho, eficiência e economia das redes c.a. conectadas;
- Possibilitam a conexão de sistemas assíncronos – sistemas c.a. em frequências diferentes (50/60 Hz);
- Previnem contra reações em cadeia devido a grandes perturbações, agindo como um efetivo “*firewall*” contra surtos na respectiva rede c.a. [10], [11].

2.1.2 Aplicações

Geralmente, a seleção da melhor aplicação de um sistema HVDC é baseada em aspectos econômicos. Contudo existem outras variáveis que também influenciam esta decisão. Por exemplo, o HVDC pode ser a única solução viável para conexão de sistemas assíncronos, redução de correntes de falta e redução de impactos ambientais [4].

2.1.2.1 Transmissão em Longas Distâncias

Para a transmissão de energia em longas distâncias, isto é, a conexão de fontes remotas a grandes centros de cargas, a tecnologia HVDC frequentemente se mostra mais econômica em comparação à solução c.a. É possível transmitir grandes quantidades de energia

utilizando menos condutores que a transmissão c.a., não sendo necessária a instalação de subestações de chaveamento e compensadores de reativos ao longo do trecho da linha, tendo em vista que apenas potência ativa é transmitida pela mesma.

Um exemplo é o projeto do Rio Madeira, que transmitirá 3150 MW através de aproximadamente 2400 km de linha de duas hidrelétricas localizadas próximo a Porto Velho para o estado de São Paulo com uma tensão c.c. de ± 600 kV [13]. Outro projeto de grande porte, comissionado em junho de 2010, é o sistema UHVDC (*Ultra HVDC*) Yun-Guang na China, onde 5000 MW são transmitidos via linhas de transmissão de ± 800 kV [14].

2.1.2.2 Transmissão Subterrânea e Submarina

Em sistemas de transmissão subterrânea e submarina, a *Break-Even Distance*, representada na Figura 2.2, é significativamente inferior à de uma transmissão aérea, ficando em média na faixa de 40 a 50 km [15]. Isto porque os cabos isolados possuem altas capacitâncias e baixas indutâncias e quando os mesmos são utilizados nestes casos, há uma perda da capacidade de transmissão devido ao componente reativo que causa um carregamento e descarregamento do mesmo a cada ciclo da corrente. Quanto maior o comprimento do cabo, maiores são os impactos deste efeito no processo de transmissão. Dependendo da aplicação, pode ser instalado um compensador de reativo ao longo do trecho do cabo para mitigar as perdas. Contudo, isto é inviável para o caso de um cabo submarino [4]. No caso da transmissão subterrânea, ao analisar a solução c.a. e somar ao custo o sistema de compensação de reativo, que se torna mais complexo e caro quanto maior o comprimento do cabo devido ao aumento das perdas reativas, verifica-se que para a faixa de distância descrita acima o sistema HVDC torna-se mais viável.

Um exemplo de HVDC aplicado nesta situação é o *Directlink Connection* na Austrália, baseado na tecnologia VSC, que foi comissionado no ano de 2000 e transmite 180 MW [18].

2.1.2.3 Conexão Assíncrona

Quando se busca uma solução técnica para a conexão de dois sistemas c.a. de frequências diferentes, o sistema HVDC ganha maior relevância. Esta solução é muitas vezes instalada onde existem dois sistemas fracos. Desta forma, além de proporcionar uma conexão assíncrona, que geralmente utiliza a configuração *back-to-back*, o HVDC contribui para a confiabilidade da rede c.a., visto que o mesmo evita a propagação para o sistema c.a. conectado a uma de suas extremidades de possíveis distúrbios causados por faltas na outra.

Um exemplo desta aplicação está nos Estados Unidos, onde os 4 principais sistemas independentes são interligados através de doze conexões *back-to-back* [15].

2.1.2.4 Transmissão *Offshore*

Com a instalação de sistemas HVDC em plataformas *offshore* é possível eliminar a necessidade de um sistema de geração de energia local, o que reduz significativamente os custos do projeto. Assim, a energia é gerada no continente e transmitida para a plataforma via cabos submarinos. Neste caso, o HVDC baseado na tecnologia compacta VSC possui diversas vantagens técnicas que tornam sua aplicação nestes casos mais viável que a CSC, como por exemplo, o controle dinâmico da tensão, a capacidade de *black start* e a possibilidade de operar com frequência variável [4]. A Figura 2.4 ilustra uma aplicação de um HVDC em uma plataforma *offshore*.



Figura 2.4: *Troll offshore* – Noruega [4].

2.1.2.5 Estabilidade em Sistemas Elétricos

Conforme apresentado anteriormente, os sistemas HVDC são amplamente aplicados na conexão de sistemas assíncronos. Todavia, os mesmos também trazem consideráveis vantagens em termos de estabilidade do sistema elétrico quando conecta dois sistemas c.a. síncronos. Com eles é possível melhorar o controle de fluxo de potência de um lado para o outro deixando o sistema como um todo mais robusto diante de contingências, prevenindo efeitos em cascata e evitando blackouts na rede [17].

O elo de conexão Chandrapur-Padghe na Índia, cuja potência é 1500 MW, é um exemplo desta aplicação, onde dois sistemas c.a. são interconectados para melhorar a estabilidade e aumentar a capacidade de fluxo de potência da rede [16].

2.1.3 HVDC-CSC

Na Figura 2.5 tem-se a representação de forma simplificada do circuito de um sistema HVDC, de tal forma que as diversas configurações atualmente existentes se diferenciam de acordo com o arranjo deste circuito.

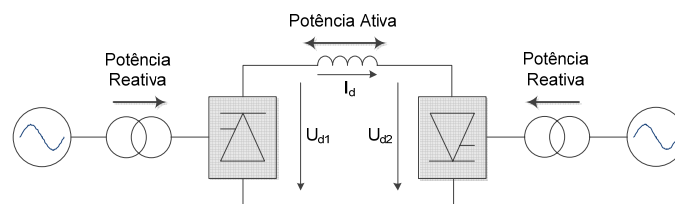


Figura 2.5: Circuito equivalente c.c. de um sistema HVDC-CSC [18].

Sendo U_{d1} e U_{d2} as tensões c.c. de 12 pulsos nos terminais de cada subestação conversora e I_d a corrente c.c. A corrente, e consequentemente a potência, é controlada por meio da diferença entre as duas fontes de tensão controladas U_{d1} e U_{d2} . Neste caso, tratando-se de tiristores, a direção da corrente é fixa e a direção da potência é controlada por meio da polaridade da tensão, isto é, de acordo com o momento em que os tiristores são disparados.

Através da retificação e da inversão, o HVDC-CSC permite o controle da potência ativa sob uma elevada e variável demanda de potência reativa. Tendo em vista que o processo de comutação é realizado pela fonte de tensão, a indutância do enrolamento secundário do

transformador conversor geralmente prevalece no circuito de comutação. Com isso, o componente fundamental da corrente sempre está atrasado em relação ao da tensão. Além disso, na operação como inversor, como o tempo de sobreposição da comutação não é conhecido, o ângulo de extinção deve ser mantido na ordem de 15 graus. Isto é obtido através do controle de tensão c.c. ou do controle de ângulo de disparo, para evitar falha de comutação, o que aumenta ainda mais o consumo de potência reativa, que fica aproximadamente na faixa de 50 a 60% da potência ativa em operação normal. O consumo de potência reativa varia com a carga, os filtros e os capacitores extras devem ser chaveados por meio de seccionadores para atender os requisitos de potência reativa do conversor [17].

Geralmente os conversores são compostos por circuitos de 12 pulsos, isto é, 12 válvulas (conjunto de tiristores). Todavia, é necessário que os dois terminais do transformador (secundário e terciário) conectados aos dispositivos estáticos tenham uma defasagem de 30 graus elétricos, o que reduz também a quantidade de harmônicos tanto no lado c.a. quanto no lado c.c. [12]. Conceitualmente, os tiristores podem ser agrupados da seguinte forma, de acordo com a Figura 2.6:

1. Braço de válvula;
2. Dupla válvula;
3. Quadriválvula ou torre de válvulas;
4. Ponte de 6 pulsos.

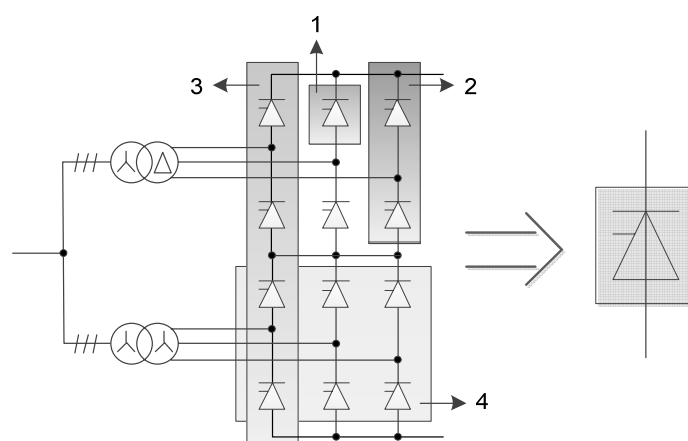


Figura 2.6: Arranjo das válvulas em uma ponte de 12 pulsos.

Dependendo da aplicação e da localização, diversas configurações de sistemas HVDC podem ser identificadas, as quais são apresentadas a seguir, onde a ponte de 12 pulsos é

representada pelo símbolo indicado na Figura 2.6. Algumas destas configurações também são utilizadas em sistemas HVDC-VSC.

2.1.3.1 Configuração Back-to-back

A Figura 2.7 representa o diagrama da configuração back-to-back de 12 pulsos [12]. Neste caso, as duas subestações estão localizadas no mesmo local e não há transmissão de energia em um link c.c. de longa distância. Os dois sistemas c.a. interconectados podem ter frequências iguais ou diferentes (conexão assíncrona).

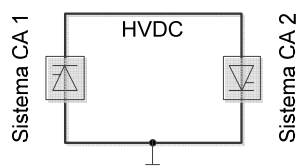


Figura 2.7: Diagrama da configuração *back-to-back* [12].

2.1.3.2 Configuração Monopolar

Duas diferentes configurações monopolares de 12 pulsos amplamente utilizadas são representadas pela Figura 2.8 [12]. A configuração monopolar constitui-se de duas subestações conversoras conectadas através de um cabo ou linha de transmissão com retorno pelo terra, Figura 2.8a, ou com um condutor de retorno, Figura 2.8b. A maioria das conexões via cabos submarinos utilizam sistemas HVDC monopolar [18].



Figura 2.8: Diagrama da configuração monopolar: (a) retorno pelo terra; (b) retorno metálico [12].

2.1.3.3 Configuração Bipolar

A configuração bipolar de 12 pulsos, ilustrada pela Figura 2.9, pode ser vista como dois sistemas monopolares em paralelo, com um polo positivo e outro negativo [12]. Esta configuração é amplamente utilizada quando é necessária a transmissão de grande quantidade de energia [16]. A sua principal vantagem é a capacidade de continuar a transmitir energia mesmo quando um dos pólos está fora de serviço por qualquer motivo, isto é, cada sistema pode operar de forma independente através do retorno pelo terra ou utilizar como retorno metálico o condutor do pólo fora de operação. Tendo em vista que um pólo é negativo e outro positivo, caso ambos possuam correntes iguais, a corrente que flui pelo terra é teoricamente zero, contudo, na prática há uma diferença que gira em torno de 1% entre ambas [16].

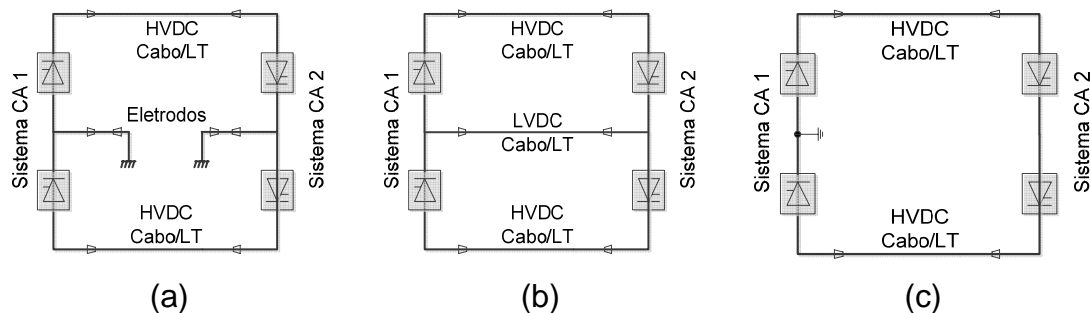


Figura 2.9: Diagrama da configuração bipolar: (a) retorno pelo terra; (b) retorno metálico; (c) aterrado sem retorno dedicado [12].

2.1.3.4 Configuração Multiterminal

Na configuração multiterminal há mais que dois grupos de conversores. Um sistema HVDC-CSC multiterminal de 12 pulsos é representado na Figura 2.10. Neste caso, os conversores 1 e 3 podem operar como retificadores, enquanto que o conversor 2 opera como inversor. A situação contrária também é possível, na qual os conversores 1 e 3 operam como inversores e o conversor 2 opera como retificador. Através do chaveamento mecânico das conexões de um determinado conversor outras combinações podem ser estabelecidas [18].

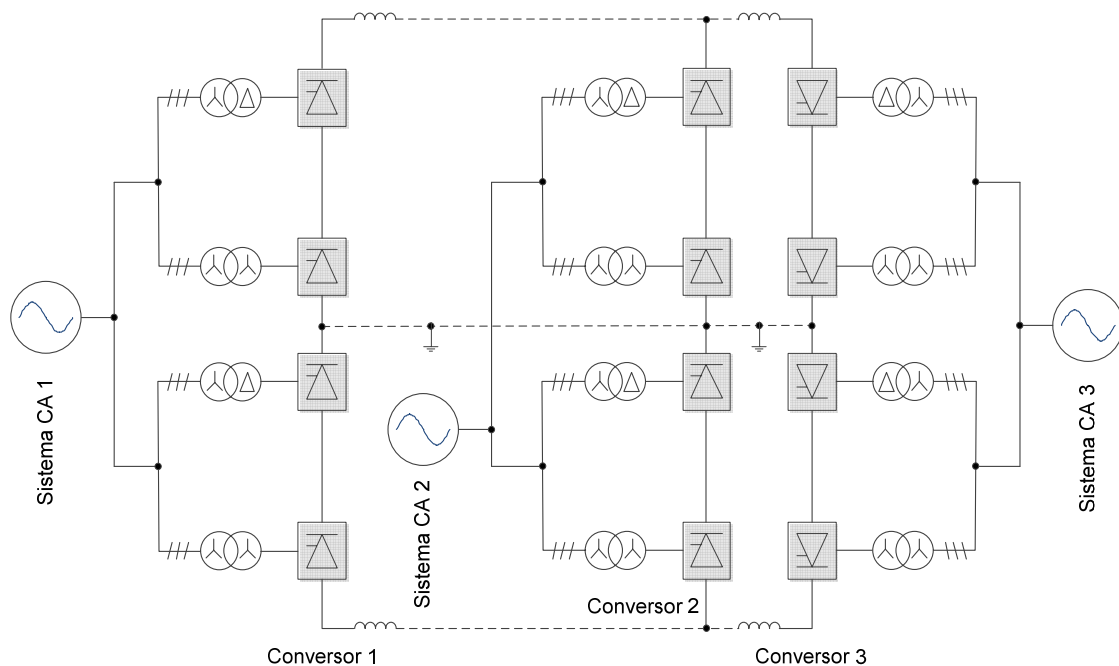


Figura 2.10: Diagrama da configuração multiterminal [18].

2.1.4 HVDC-VSC

A disponibilidade comercial dos dispositivos IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) para altas potências e tensões nos anos 90 tornou viável a operação de esquemas HVDC VSC. De fato, o impacto de um sistema VSC em uma rede c.a. pode ser aproximado como a soma de um sistema CSC convencional com um SVC (*Static VAR Compensator*) em paralelo, mais a flexibilidade de comutação segura [15].

A transmissão via HVDC-VSC permite tanto o fluxo de potência ativa como o de potência reativa em ambas as direções em cada extremidade do elo, conforme ilustrado na Figura 2.11. Todavia, sua faixa de atuação atualmente está restrita a apenas 400 MW. A aplicação em potências superiores está em desenvolvimento devido às limitações de tensão de bloqueio de dispositivos semicondutores controlados. As principais vantagens da tecnologia HVDC-VSC em comparação com a CSC são [18]:

- Ausência de falhas de comutação devido a distúrbios na rede c.a.
- Controle independente da potência ativa e reativa consumida ou gerada pelo conversor.
- Possibilidade de conectar um sistema HVDC-VSC a uma rede c.a. fraca ou até mesmo sem qualquer fonte de geração disponível e naturalmente com um nível de curto-circuito bastante baixo.

- Resposta dinâmica mais rápida devido à maior frequência do PWM em relação à operação de chaveamento na frequência fundamental, o que diminui a necessidade de filtragem, necessitando então de filtros menores apenas para absorver os harmônicos de maior ordem.
- Black Start, isto é, a capacidade do conversor ser usado para sintetizar um grupo de tensões trifásicas balanceadas como um gerador síncrono virtual [4].

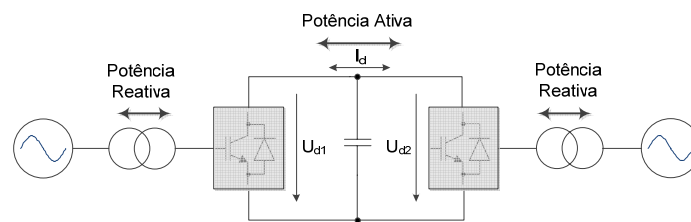


Figura 2.11: Circuito equivalente c.c. de um sistema HVDC-VSC [18].

A potência ativa pode ser controlada alterando o ângulo de fase da tensão c.a. do conversor em relação à tensão do barramento de conexão. A potência reativa pode ser controlada alterando a magnitude do componente fundamental da tensão c.a. do conversor em relação à tensão do barramento de conexão. Controlando estes dois aspectos da tensão do conversor torna-se possível a operação em todos os quatro quadrantes [4].

Atualmente os dois projetos de maior porte baseados na tecnologia VSC são o EstLink e o NORD E.ON 1. O EstLink, que foi comissionado em 2006, é uma conexão da Estônia com a Finlândia através de 31 km de cabos subterrâneos e 74 km de cabos submarinos com uma potência nominal transmitida é 350 MW e tensão dos cabos de ± 150 kV [16]. Já o mais recente NORD E.ON 1, comissionado em 2009, representa a conexão de um parque eólico offshore na Alemanha através de 75 km de cabos subterrâneos e 128 km de cabos submarinos com uma potência nominal de transmissão de 400 MW e tensões nominais nos cabos também de ± 150 kV [21].

2.1.4.1 Topologias do HVDC-VSC

Enquanto a aplicação do HVDC-CSC varia basicamente entre as quatro configurações citadas anteriormente, o HVDC-VSC é amplamente empregado com a configuração monopolar,

back-to-back, multiterminal. Além disso, tal tecnologia apresenta também diversas topologias, sendo que a mais básica é apresentada na Figura 2.12 [18].

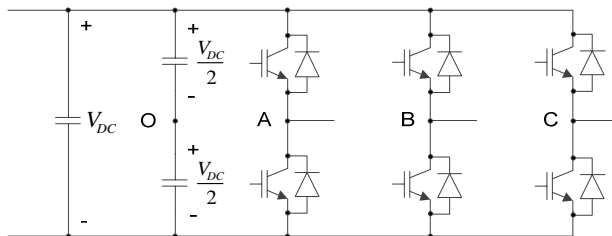


Figura 2.12: Topologia convencional VSC trifásico de dois níveis [18].

Tipicamente, cada diagrama esquemático do IGBT mostrado na Figura 2.12 representa na realidade vários IGBTs conectados em série, com o objetivo de obter para o conversor maior capacidade de bloqueio de tensão e, com isso, aumentar o nível da tensão do barramento c.c. E os capacitores conectados ao barramento provêm um armazenamento de energia, de tal forma que o fluxo de potência possa ser controlado além de servir para filtragem dos harmônicos [18].

Há na literatura técnica várias publicações onde são apresentados diversos tipos de topologia multinível [19]. Entretanto, existem duas topologias VSC distintas conhecidas como *diode-clamped neutral-point-clamped* (NPC) e a *flying capacitor* (FC), que estão representadas na Figura 2.13 [20] e na Figura 2.14 [18] respectivamente.

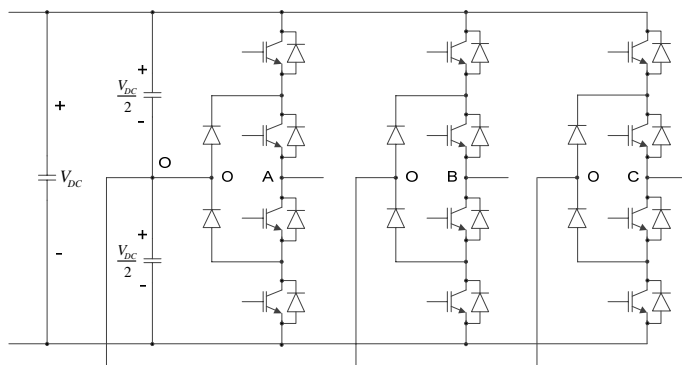


Figura 2.13: Topologia VSC trifásico de três níveis *neutral-point-clamped* (NPC-diode-clamped) [18].

escolhida foi a de “Haar”. Aplica a *Wavelet Modulus Maxima* para detectar as frentes de onda e considera o efeito da distorção nas bordas do sinal processado. O modelo de simulação usado para gerar os resultados foi primeiro modelo *Benchmark* de HVDC disponível na biblioteca de exemplos do software de simulação PSCAD®. Na simulação o modelo de linha usado foi um Bergeron de 300 km e a frequência de amostragem do sistema de medição considerada foi de 96 kHz. Na metodologia do trabalho acima citado foi abordado o cálculo da distância da falta por um terminal, conforme a equação abaixo:

$$x_f = \frac{(n_2 - n_1)}{2} \times u \times \frac{1}{f} \quad (2.1)$$

onde n_1 e n_2 representam, respectivamente, as amostras referentes à primeira e segunda frente de onda, u a velocidade de propagação da onda e f a frequência de amostragem do sistema de medição.

Os autores concluíram que o algoritmo proposto não requer medição de corrente nem o conhecimento da impedância da linha. Os resultados mostraram que o algoritmo proposto apresentou seletividade ao detectar apenas as faltas na linha, não atuando diante de faltas na rede c.a. ou devido à falha de comutação.

Estes mesmos autores, em (2009) [22] e [23], usaram a mesma técnica para localizar faltas baseadas na Transformada Wavelet juntamente com a análise das condições de fronteira em linhas monopolares e bipolares respectivamente. O mesmo modelo de HVDC *Benchmark* foi utilizado. Contudo foi detectado que o modelo de linha de Bergeron não demonstrou ser adequado para representar a linha, especialmente para representar as ondas refratadas. Com isso, foi decido usar um modelo de linha com parâmetros dependentes da frequência. A frequência de amostragem utilizada foi de 192 kHz. Neste trabalho foi investigado o efeito de transientes causados por descargas atmosféricas, faltas para terra com alta impedância, faltas próximas à extremidade da linha e falta na própria linha. Para alguns raros casos, com altas impedâncias de falta, o valor da distância calculada não foi correto ou o algoritmo falhou em detectar as frentes de onda. Nos demais casos os resultados foram satisfatórios, conseguindo o algoritmo diferenciar se o transitório era proveniente de uma falta na linha ou de uma descarga atmosférica.

L. Shang et al. (2001) [24] desenvolveram uma técnica baseada na Transformada Wavelet Discreta (DWT) adotando a Mallat como Wavelet mãe. Após a obtenção dos coeficientes, a *Wavelet Modulus Maxima* foi implementada satisfazendo a seguinte relação:

$$|W_{\max} x(t)| \leq A s^{\alpha} \quad (2.2)$$

onde $W_{\max} x(t)$ representa a *Wavelet Modulus Maxima* do sinal $x(t)$, A é uma constante, s é a escala e α a exponencial de Lipschitz.

No trabalho de L. Shang, a DWT foi aplicada no sinal de tensão que foi amostrado com uma taxa de 80 kHz. Na simulação foi utilizado o modelo padrão do ambiente Matlab® com uma linha de 300 km de comprimento. Através dos resultados obtidos, os autores concluíram que a detecção de faltas em linhas c.c. através da Transformada Wavelet demonstrou ser um método rápido, eficiente e confiável. O algoritmo desenvolvido, baseado no método de um terminal, foi capaz de diferenciar faltas ocorridas na linha c.c. de falhas de comutação e faltas na rede c.a.

O. M. K. Kasun Nanayakkara et al. (2012) [25] desenvolveram um algoritmo baseado na Transformada Wavelet Contínua (CWT) capaz de localizar faltas em um sistema de transmissão misto composto de linhas aéreas e cabos. A metodologia para o cálculo da distância da falta, que usa Haar como Wavelet mãe, é baseado no método por dois terminais, conforme a equação abaixo:

$$x_f = \frac{[L - (\Delta t) \times v]}{2} \quad (2.3)$$

onde L é o comprimento da linha, Δt é a diferença entre o tempo de chegada da primeira frente de onda em cada subestação e v é a velocidade de propagação da frente de onda. Para a medição do Δt parte-se do princípio que o tempo medido por uma subestação está sincronizado via GPS com o tempo da outra. O modelo de simulação do HVDC foi implementado no PSCAD® e com um sistema de transmissão composto por três trechos: a) 27 km de linha aérea; b) 44 km de cabo; c) 97 km de linha aérea, conforme ilustrado na Figura 2.15. Os três trechos foram representados por modelos com parâmetros distribuídos e dependentes da frequência. Foram obtidos através da simulação, com um tempo de passo

de 1 μ s, os sinais da tensão c.c. e da corrente da capacitância de surto, os quais foram importados para o Matlab®, onde foi implementado o algoritmo Wavelet. Os resultados obtidos mostraram que o algoritmo localizou corretamente as faltas simuladas com uma exatidão de aproximadamente ± 400 m. O algoritmo demonstrou também ser robusto na presença de ruídos de medição e também diante de faltas de alta impedância. Além disso, os autores concluíram que tanto a tensão c.c. como a corrente da capacitância de surto podem ser usadas como sinal de entrada para a localização de falta em um sistema HVDC-CSC.

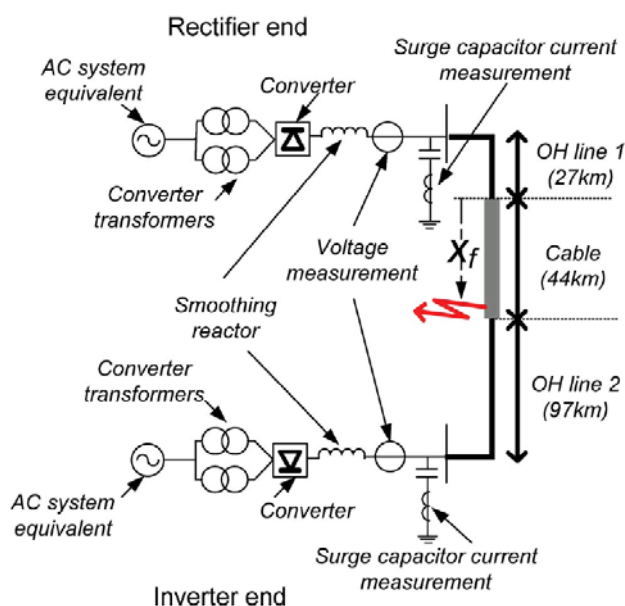


Figura 2.15: Sistema HVDC simulado por O. M. K. Kasun Nanayakkara et al [25].

O. M. K. Kasun Nanayakkara et al. (2012) [26], em outro trabalho publicado no mesmo ano, usou a mesma técnica descrita acima em um sistema HVDC-VSC multiterminal composto por três subestações conversoras conectadas em Y, conforme a Figura 2.16:

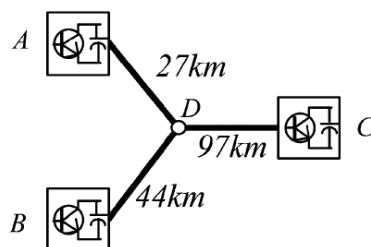


Figura 2.16: Sistema HVDC-VSC multiterminal composto por três subestações conversoras [26].

Os autores concluíram, através dos resultados obtidos, que o algoritmo proposto identifica corretamente o segmento em falta usando apenas medições nas saídas de cada subestação conversora. Além disso, a localização da falta foi obtida com uma exatidão de aproximadamente ± 300 m. Afirma-se também que o conceito pode ser expandido para uma rede com N terminais.

K. de Kerf et al. (2011) [7] propõem um algoritmo para detectar faltas em cabos c.c. em um sistema HVDC multiterminal. Um modelo contendo 4 terminais é simulado no PSCAD® com uma frequência de amostragem de 20 kHz e os dados são trabalhados no ambiente de programação do Matlab®. O algoritmo proposto se baseia na Transformada Wavelet Discreta Rápida (FDWT) usando Haar como Wavelet mãe. O método de proteção proposto consiste de três critérios independentes, sendo que dois dos quais são baseados na Transformada Wavelet e o terceiro critério é em um método de detecção no domínio do tempo, conforme descrito abaixo.

- Critério 1: Detecção de falta usando os coeficientes Wavelet da tensão c.c.
- Critério 2: Detecção de falta usando os coeficientes Wavelet da corrente c.c.
- Critério 3: Detecção de falta usando a derivada e a magnitude da tensão c.c.

Destes três critérios, bastam apenas dois serem verdadeiro para se detectar uma falta. Diante dos resultados obtidos, os autores concluíram que o algoritmo baseado na FDWT permite detectar com rapidez e eficiência faltas em cabos c.c., detectando inclusive em qual dos condutores ocorreu a contingência. Concluíram também que, para uma rápida detecção da falta, é necessário usar Wavelets compactas, as quais precisam de uma menor quantidade de amostras para se tomar uma rápida decisão. Sem uso da comunicação entre as subestações conversoras foi possível detectar com 100% de seletividade o condutor em falta. Contudo, usando apenas o critério 2 houve falha na seletividade, a qual foi solucionada introduzindo o critério de redundância. Houve também seletividade diante de transitórios causados por manobras no conversor ou variações de carga. Além disso, as simulações mostraram que a detecção ocorreu em um tempo inferior a 1 ms.

P. K. Murthy et al. (2008) [27] desenvolveram um algoritmo usando Haar como Wavelet mãe para localizar faltas na linha c.c. e diferenciá-las de faltas na rede c.a. e de falhas de comutação dos tiristores. O modelo de HVDC padrão do Matlab® é usado com uma linha

com 300 km de comprimento e um período de amostragem de 12,5 μ s. Como parâmetros de entrada do algoritmo proposto são usados: corrente c.c., tensão c.c. e tensão c.c. reversa viajante. Neste trabalho é usada a metodologia de localização por um terminal. Os resultados apresentados demonstraram eficácia e eficiência na identificação das faltas e cerca de 99,3% de eficiência na localização de faltas.

C. S. Long et al. (2008) [28] simulam no PSCAD® um sistema HVDC bipolar de ± 800 kV com o objetivo de investigar o algoritmo de proteção de linha baseado na Transformada Wavelet. A metodologia adotada pelos autores se refere a um terminal. De acordo com os resultados obtidos concluíram que o método de ondas viajantes baseado na Transformada Wavelet é capaz de medir a distância da falta corretamente e pode ser aplicado em projetos de UHVDC.

Y. Zhang et al. (2012) [29] investigam baseando-se na análise de componentes simétricos as características dos valores iniciais das frentes de onda proveniente de faltas na linha c.c. O critério de classificação da falta e a seleção do polo em falta é realizado através da análise dos componentes de sequência positiva e negativa da frente de onda proveniente do ponto de falta. Um modelo de HVDC bipolar de ± 500 kV e 1800 MW com uma linha com comprimento de 960 km é implementado no RTDS. A frequência de amostragem usada é de 10 kHz. Os resultados das simulações mostraram que o esquema proposto é capaz de detectar faltas de forma rápida determinando com eficiência o tipo de falta (se na linha ou na subestação) e selecionando o polo onde ocorreu a contingência.

É importante ressaltar que, estudos referentes à proteção de linha em sistemas HVDC, também são encontrados abordando outros métodos, como por exemplo, utilizando o componente de tensão induzida entre as linhas c.c. no caso de um sistema bipolar [30] ou proteção de distância [31].

3 Proteção de Sistemas HVDC

Nos sistemas HVDC, conforme já ilustrado pela Figura 2.2, os custos referentes à subestação conversora são significativamente superiores àqueles de uma subestação c.a. Com isso, é relevante garantir a integridade e conservar ao máximo a durabilidade de seus equipamentos diante de transitórios diversos, causados principalmente por curtos-circuitos. Baseado neste contexto, a proteção c.c., de que trata este capítulo, possui então a tarefa de detectar, com seletividade, faltas e atuar em coordenação com os equipamentos do sistema HVDC através de uma atuação em tempo hábil para reduzir danos aos mesmos. Além disso, o sistema de proteção deve funcionar corretamente em regime permanente sem qualquer atuação e o mesmo vale para faltas fora da zona de proteção, isto é, faltas na rede c.a.

Do ponto de vista de *hardware*, o sistema de proteção c.c. se difere bastante em relação ao de um sistema c.a. Ao contrário destes, nos quais as funções são implementadas em relés ou IED's, a proteção c.c., assim como o sistema de controle, é implementada em sistemas multiprocessados, nos quais algoritmos de diversas funções podem ser realizados com maior flexibilidade. Por exemplo, no caso da empresa Siemens AG, com sede na Alemanha, este sistema é chamado de SIMATIC TDC e além de ser aplicado em HVDC, é também usado nos sistemas de proteção e controle de FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) e no controle de plantas industriais [32].

Embora a proteção e o controle dividam o mesmo *Rack* de um SIMATIC TDC, cada um tem os seus processadores e cartões de entrada e saída binária e analógica próprios. Na Figura 3.1 é ilustrada a hierarquia de um sistema de proteção e controle c.c. [12].

Outro aspecto no qual um sistema c.c. se difere do c.a. é no quesito medição de corrente e tensão. Enquanto para medição de corrente e tensão alternadas são usados, respectivamente, transformadores de corrente e de potencial, para a medição das mesmas grandezas, em corrente contínua, a forma de se obtê-las é diferente. As medições de tensão são feitas por divisores de tensão, nos quais a tensão nominal de saída é 5 V e conectada a um sensor de medição opto-elétrico. A tensão, nesse caso, é convertida em um sinal óptico-digital e enviada via fibra óptica à sala de controle. Já a medição de corrente é feita através

de um resistor *shunt* posicionado no caminho da corrente. Assim, a tensão sobre ele é proporcional à corrente c.c. e, da mesma forma que na medição de tensão, este sinal de tensão é convertido para um sinal óptico e enviado via fibra óptica à sala de controle. Na sala de controle há um painel de medição que converte este sinal óptico em sinal digital e realiza algumas manipulações no mesmo. Em seguida, este sinal é transmitido por fibras-ópticas aos sistemas de proteção e controle via um barramento dedicado.

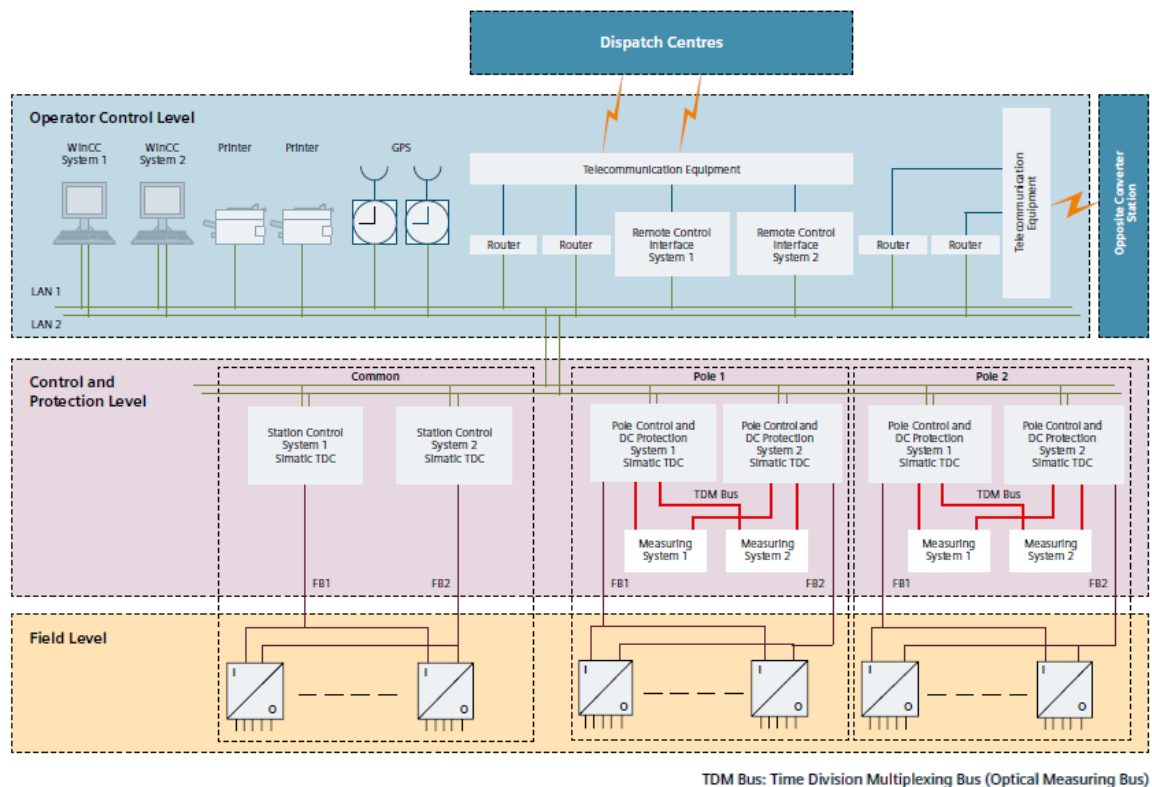


Figura 3.1: Hierarquia do sistema de proteção e controle c.c. de uma subestação (esquema de um HVDC bipolar) [12].

O *hardware* de proteção e controle é composto por dois sistemas, um sendo exata cópia do outro e totalmente independentes, tanto na funcionalidade, quanto na alimentação c.a. Com, o sistema de proteção e controle possui completa redundância para garantir o correto desligamento e isolamento do equipamento em falta. Ambos os sistemas contém as funções principais e de *backup* (retaguarda) e funcionam simultaneamente fornecendo uma supervisão ininterrupta do sistema de transmissão HVDC. Neste caso, as funções de backup são baseadas em lógicas diferentes.

Os parâmetros das funções de proteção, incluindo o valor de *pick-up* e o tempo de atuação, são definidos de acordo com os requisitos da zona de proteção da qual fazem parte. Ao

mesmo tempo, cada zona de proteção é sobreposta à sua vizinha, tendo em vista que o mesmo sistema de medição é usado por funções de ambas as zonas. Além disso, são usados diferentes núcleos dos medidores de tensão e corrente para cada sistema em questão, garantindo com isso, que não haverá zona desprotegida dentro do sistema HVDC. Na Figura 3.2 têm-se as zonas nas quais o sistema de proteção é subdividido. O modelo representa um bipolo com trecho de transmissão misto contendo linha e cabo c.c.

É importante frisar que, das zonas ilustradas, com exceção das três primeiras, todas são escopo da proteção c.c. As três primeiras zonas possuem *hardwares* próprios, isto é, estão instaladas em painéis próprios e são completamente independentes da proteção c.c.

A proposta deste trabalho consiste em fazer uma contribuição para a proteção da zona 6, na qual estão implementadas as funções responsáveis por proteger o sistema HVDC contra surtos que ocorram na linha e/ou cabo c.c. de alta tensão. Pode-se observar que esta zona engloba o medidor de corrente da subestação conversora retificadora e inversora. A troca de informação quanto ao valor instantâneo da corrente em cada subestação é realizada através do *link* de telecomunicação que há entre elas. Todavia, este *link* não é necessário para que uma falta nesta zona seja detectada, isto porque há funções, conforme descritas a seguir, que são independentes deste elo.

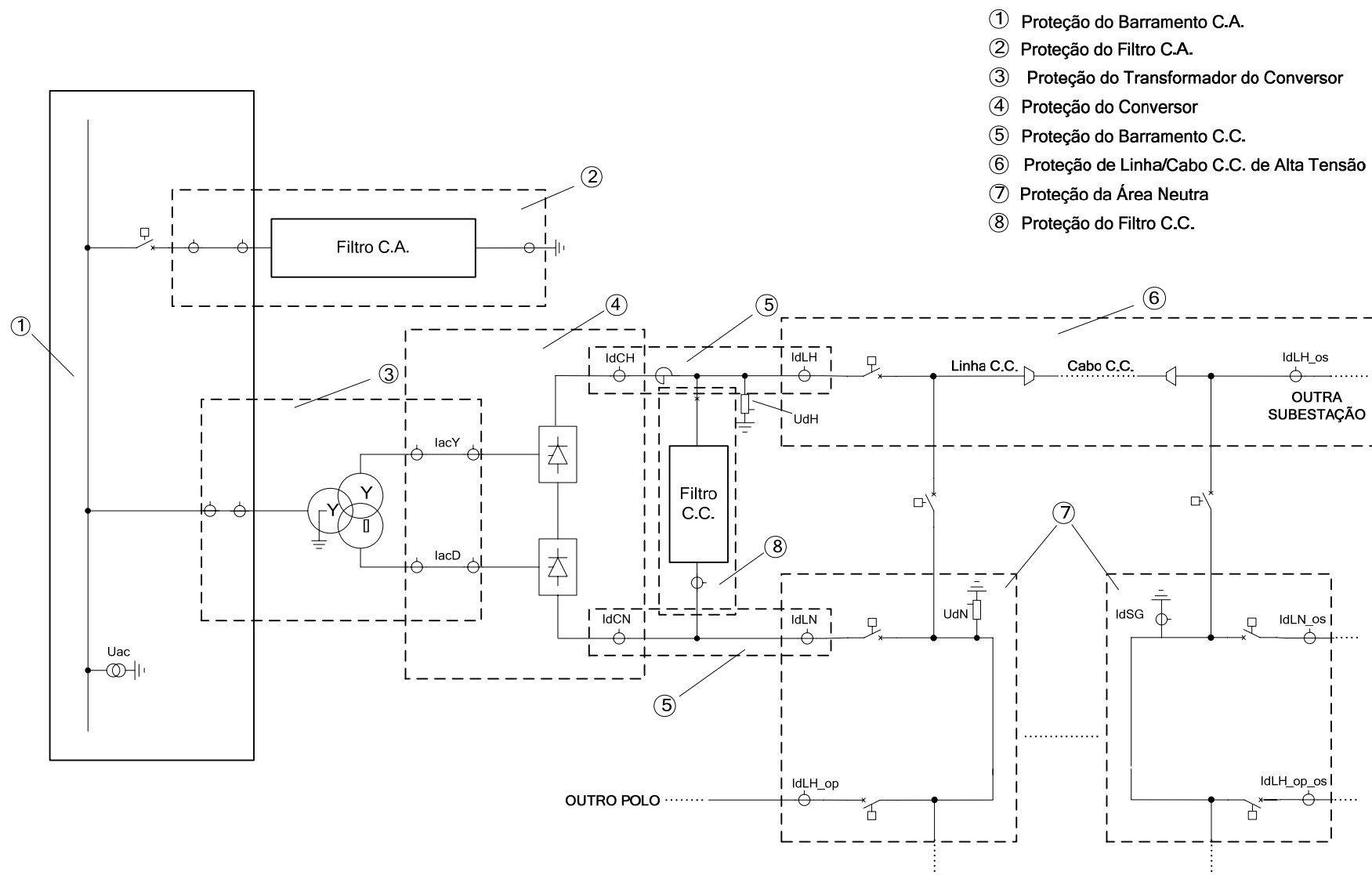


Figura 3.2: Zonas de Proteção de um bipolo.

3.1 Ações de Proteção

Em uma subestação conversora ou nas linhas e/ou cabos que as conectam podem ocorrer diversos tipos de faltas. Na Figura 3.3 são ilustrados os locais de falta tipicamente simulados em um estudo de coordenação da proteção c.c.

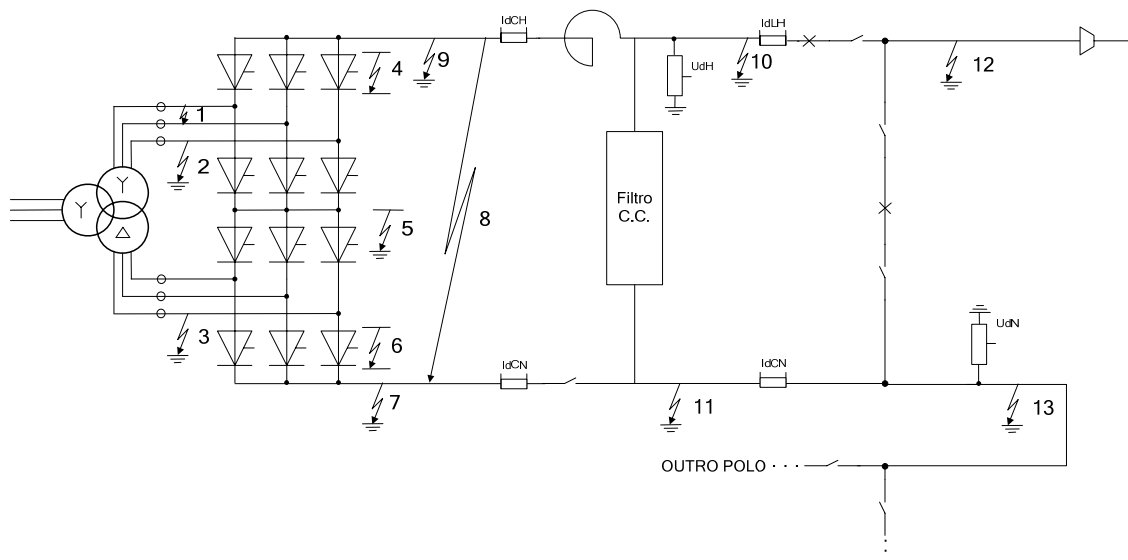


Figura 3.3: Localização de faltas tipicamente simuladas em estudos de coordenação.

Das faltas identificadas na figura acima, da 1 até a 9 são faltas ditas dentro da zona do conversor. Já as faltas 10 e 11 são referentes ao barramento c.c. de alta e baixa tensão respectivamente. Qualquer falta que ocorra entre o medidor I_{dLH} da subestação local e o da subestação remota é considerada do ponto de vista da proteção como sendo falta na linha ou cabo c.c. de alta tensão, que é representada na Figura 3.3 pela falha 12. Da mesma forma, toda falta ocorrida entre I_{dLN} da subestação local e I_{dLN} da subestação remota é considerada falta na área neutra (no caso de um bipolo) ou condutor de retorno metálico (no caso de um monopolo). Este tipo de falta está representado na Figura 3.3 pelo número 13.

Dependendo tanto do local como do comportamento da corrente ou tensão naquela falta, as diversas proteções c.c. existentes podem tomar diferentes ações. Abaixo são descritas as principais ações que podem ser tomadas após a ocorrência de uma contingência no sistema HVDC.

- **ESOF (*Emergency Switch Off*)**: representa o desligamento emergencial do sistema HVDC. Esta ação é tomada quando faltas consideradas graves pelo sistema de proteção

ocorrem, justificando a interrupção imediata da transmissão de energia. Neste caso, na subestação onde a falta foi detectada, os disjuntores c.a. são imediatamente abertos e os pulsos de disparo aos tiristores são interrompidos. Paralelo a isto, é enviado à subestação remota através do elo de telecomunicação um comando de bloqueio, o qual bloqueará os pulsos de disparo, porém manterá os disjuntores c.a. fechados.

- **Comando de bloqueio:** conforme já descrito acima, este comando bloqueia os pulsos de disparo na subestação em questão mantendo disjuntores c.a. fechados. Esta ação geralmente é tomada em casos de contingências consideradas menos graves, geralmente causadas por alguma falha no sistema de controle.
 - **Redução da corrente:** este comando é enviado pela proteção para proteger os tiristores de uma possível sobrecorrente causada por alguma contingência. Esta ação apenas é tomada caso a sobrecorrente não seja interpretada como crítica pelo sistema de proteção.
 - **Inibição de desbloqueio:** esta ação inibe o sistema de controle de desbloquear o sistema HVDC e estabelecer a transmissão de energia pelo mesmo devido a algum curto-circuito existente.
 - **Recovery:** ação tomada em faltas na linha ou cabo c.c., onde existe a possibilidade da falta não ser permanente, de tal forma que após certa quantidade de religamentos a mesma já terá se extinguido. Neste caso, a potência transmitida é reduzida quase que instantaneamente pelo sistema de controle, em seguida o sistema é mantido neste estágio por um determinado tempo, após o qual é feita uma tentativa de reestabelecer a transmissão de energia.
 - **Forced Retard:** ação semelhante ao comando de *Recovery Request*, contudo após o seu envio, a corrente c.c. é monitorada pela proteção e, caso ocorra uma falta logo em seguida, o sistema HVDC pode ser desligado imediatamente ou bloqueado. Caso a falta não persista ou não se repita, a transmissão de energia é reestabelecida.
-

3.2 Zonas de Proteção

3.2.1 Zona 4 – Proteção do Conversor

O objetivo das funções contidas na proteção do conversor é proteger, principalmente, as válvulas conversoras e indiretamente o reator c.c. e o próprio transformador, que estão entre os equipamentos mais caros da subestação. Portanto, a proteção nesta região deve atuar rapidamente de forma a evitar danos nos mesmos. A atuação de quaisquer das funções citadas a seguir depende do estado de funcionamento da telecomunicação entre as duas subestações conversoras.

3.2.1.1 Proteção de Curto-Circuito

Objetivo: Detectar faltas para terra tanto no lado c.c. do conversor como no lado c.a. entre o transformador e as válvulas.

Esta função compara as correntes medidas no secundário do transformador com as correntes c.c. logo antes e depois das válvulas conversoras. Quando atua, envia ao sistema de controle um comando de desligamento da subestação (ESOF), incluindo aberturas dos disjuntores c.a. No retificador, exclusivamente, esta função envia também o comando de bloqueio dos pulsos de disparo. Ela é composta por dois níveis, sendo o mais rápido sensibilizado por valores maiores de sobrecorrente, principalmente atingidos em faltas no retificador. Já o outro nível possui a tarefa de atuar com um tempo mais longo diante de sobrecorrentes menores, que acontecem em determinadas faltas no inversor.

3.2.1.2 Proteção de Sobrecorrente C.A.

Objetivo: Atuar diante de curtos-circuitos no inversor ou retificador, causados principalmente por alguma falha de isolamento. Possui também a tarefa de atuar diante de sobrecargas em longo prazo que ultrapassem os valores especificados de projeto, muitas vezes causadas por falha no sistema de controle. Além disso, ela deve proteger a subestação

contra faltas no inversor, no retificador e estar em coordenação com as sobrecorrentes suportadas pelas válvulas.

Esta função compara o valor máximo da corrente do secundário e do terciário do transformador emitindo um comando de ESOF quando atua.

3.2.1.3 Proteção Diferencial das Pontes Y e Δ .

Objetivo: Atuar diante do mau funcionamento da comutação das válvulas em uma ponte em particular ou falha no disparo dos tiristores de uma determinada ponte.

Esta função compara o valor máximo da corrente do secundário e do terciário do transformador com a corrente medida individualmente no próprio secundário e terciário, dependendo se a lógica detecta falta no grupo Y ou no grupo Δ .

Ao atuar, esta função envia um comando de redução da corrente ao sistema de controle em casos de sobrecorrente relativamente amena, ou um ESOF com consequente abertura dos disjuntores c.a. em caso de sobrecorrentes mais elevadas.

3.2.1.4 Proteção Diferencial de Grupo

Objetivo: Detectar falta que esteja fazendo um *bypass* no inversor, representado na Figura 3.3 pela Falta 8.

Esta função compara as correntes que entram e que saem das válvulas com a corrente máxima do secundário e terciário do transformador. Ao atuar, inicia-se um ESOF e abertura dos disjuntores c.a.

3.2.1.5 Proteção Diferencial C.C.

Objetivo: Proteger a subestação conversora contra faltas para terra em qualquer ponto da mesma.

Esta proteção compara a corrente que entra nas válvulas com a corrente proveniente das mesmas, isto é, comparando as correntes do barramento de alta tensão com aquela do de baixa tensão. Quando atua no retificador, envia um comando de bloqueio dos pulsos de disparo e inicia-se um ESOF. Em consequência do ESOF, os disjuntores c.a. são abertos instantaneamente. Caso a falta ocorra no inversor, a função enviará um comando de ESOF ao sistema de controle e abertura dos disjuntores c.a.

3.2.1.6 Proteção de Sobretensão ou de Conversor Aberto

Objetivo: Atuar quando o retificador tenta operar com o circuito c.c. aberto ou diante do mau funcionamento do sistema de controle, causando sobretensões nos condutores de alta tensão podendo danificá-los.

Esta função compara o valor da tensão c.c. (barramento de alta tensão) com um valor de referência e inicia um ESOF com consequente abertura dos disjuntores c.a. É importante que ela esteja coordenada com a suportabilidade de sobretensão do cabo ou linha c.c.

3.2.1.7 Proteção de Subtensão

Objetivo: Bloquear o retificador quando a comunicação entre as subestações não estiver disponível e houver um par de tiristores causando um *bypass* no inversor ou no caso de ocorrer uma falta no condutor de alta tensão para o neutro ou terra.

Esta função verifica se o valor da tensão c.c. (barramento de alta tensão) está abaixo de um valor de referência e envia um comando de bloqueio do conversor em caso de atuação.

3.2.1.8 Proteção de Frequência Fundamental

Objetivo: Atuar diante de repetidas falhas de comutação ocorridas na subestação inversora.

O princípio de avaliação é realizado comparando com um valor de referência o componente de corrente alternada na frequência fundamental da rede que está presente na corrente c.c. Em caso de atuação, esta proteção envia um comando de redução da corrente ao sistema

de controle em casos de um componente de 50 Hz (ou 60 Hz dependendo da rede c.a.) relativamente ameno ou comando de bloqueio do conversor em caso de componente de corrente alternada mais elevadas.

3.2.1.9 Proteção de Segundo Harmônico

Objetivo: Atuar diante da presença do segundo harmônico gerado por faltas persistentes na rede c.a.

Semelhante à proteção anterior, esta proteção monitora a presença do segundo harmônico na corrente c.c. e compara com um valor de referência. Quando este valor ultrapassa este valor e a proteção atua, a mesma envia um comando de bloqueio do conversor.

3.2.1.10 Detecção de Estação Remota em Falta

Objetivo: Detectar falta na subestação remota causada pelo bloqueio repentino dos pulsos de disparo no inversor ou causada por uma contínua falha de comutação dos tiristores também no inversor.

Esta proteção compara o valor da corrente c.c. com um valor de referência assim como a presença de um componente na frequência fundamental nesta mesma corrente com outro valor de referência. Como ação de sua atuação, um comando de *Forced Retard* é enviado e em seguida o desligamento da subestação retificadora é realizado através de um comando de ESOF.

3.2.1.11 Supervisão de falta c.a. no enrolamento das válvulas.

Objetivo: Proteger a subestação contra faltas para terra no enrolamento secundário e terciário enquanto o sistema estiver bloqueado.

Em consequência de sua atuação, a proteção envia ao sistema de controle um comando de inibição de desbloqueio, isto é, não permitindo que a subestação seja energizada. Para

detectar a falta, a soma da tensão medida em cada fase nos respectivos enrolamentos é comparada com um valor de referência.

3.2.1.12 Proteção de Sobretensão C.A.

Objetivo: Atuar caso uma sobretensão no barramento c.a. não tenha sido evitada após o desligamento de filtros c.a., que é a primeira ação tomada pelo sistema.

Esta proteção compara o valor da tensão medida no barramento c.a. com um valor de referência. Em consequência de sua atuação, é enviado um ESOF e a abertura dos disjuntores c.a.

3.2.1.13 Proteção de Subtensão C.A.

Objetivo: Atuar em caso de perda da tensão c.a. por um tempo mais longo que a proteção da subestação c.a. atuaria.

Semelhante à proteção anterior, a tensão c.a. é comparada com um valor de referência, contudo neste caso este valor deve estar abaixo da referência para ocasionar a atuação da proteção. Ao atuar esta função inicia um ESOF ao sistema de controle e abertura dos disjuntores c.a.

3.2.1.14 Proteção de Ressonância Subsíncrona (SSR)

Objetivo: Atuar diante de condições de ressonância subsíncrona, as quais podem ser iniciadas devido à ação rápida do sistema de controle ou devido a alguma contingência no sistema, influenciando nos rotores dos geradores c.a. e, consequentemente, na estabilidade dos mesmos.

Esta proteção atua quando o módulo do componente SSR da corrente c.c. exceder o valor definido em estudo próprio e o conteúdo de SSR não estiver diminuindo com uma taxa

abaixo de um valor de referência. Ao atuar, esta função envia ao sistema de controle um comando de bloqueio do conversor.

3.2.2 Zona 5 – Proteção do Barramento C.C.

Nesta região, a proteção deve atuar protegendo o reator c.c. e também o filtro c.c. Todavia o filtro c.c. detém funções próprias dedicadas à sua proteção.

3.2.2.1 Proteção Diferencial do Barramento C.C. de Alta Tensão

Objetivo: Atuar diante de faltas que ocorram do barramento c.c. de alta tensão ou do indutor para terra ou para o condutor de neutro.

Esta função compara a diferença da corrente nas duas extremidades do barramento c.c. de alta tensão com um valor de referência e quando atua inicia um ESOF com conseqüente abertura dos disjuntores c.a.

3.2.2.2 Proteção Diferencial do Barramento C.C. de Baixa Tensão

Objetivo: Atuar diante de faltas que ocorram do barramento c.c. de baixa tensão para terra.

Esta função compara a diferença da corrente nas duas extremidades do barramento c.c. de baixa tensão com um valor de referência e quando atua inicia um ESOF com conseqüente abertura dos disjuntores c.a.

3.2.2.3 Proteção Diferencial de Backup

Objetivo: Atuar diante de faltas para terra ou neutro no barramento c.c. de alta ou baixa tensão. Esta proteção funciona como retaguarda para as duas funções anteriormente descritas.

Esta função compara as correntes do barramento de alta e baixa tensão que estão próxima aos respectivos condutores e caso esta diferença se situe sobre a referência, esta proteção irá atuar e iniciar um ESOF juntamente com abertura dos disjuntores c.a.

3.2.3 Zona 6: Proteção de Linha / Cabo C.C. de Alta Tensão

A proteção de linha / cabo c.c. de alta tensão é composta por funções cujo objetivo é proteger o equipamento mais caro do projeto, que é o condutor c.c. que liga ambas as subestações conversoras. Desta forma, é conveniente pensar que a proteção deve atuar com significativa confiabilidade.

3.2.3.1 Proteção de Frente de Onda

Objetivo: Detectar frentes de onda provenientes de faltas na linha ou cabo c.c. de alta tensão.

Em sua lógica é monitorado a derivada da tensão no tempo e ao mesmo tempo a variação da corrente c.c. e da própria tensão em uma janela de tempo maior, da ordem de 10 ms de tal forma que a função não atue diante de pequenas variações de tensão e corrente. Ao atuar, ela pode enviar um comando de *Recovery Request* ou um ESOF, dependendo das especificações de projeto ou da composição do sistema de transmissão. No caso de uma composição mista com cabo e linha c.c., esta função não consegue reconhecer em qual trecho ocorreu a falta. Neste caso, a proteção pode enviar um *Recovery Request* ou iniciar um ESOF. Contudo, se existir apenas linha ou cabo, a proteção inicia, respectivamente, um *Recovery Request* ou um ESOF.

3.2.3.2 Proteção Sensível à Queda de Tensão (du/dt)

Objetivo: Detectar, semelhante à função descrita anteriormente, faltas na linha ou cabo c.c. de alta tensão.

Neste caso é monitorada apenas a derivada da tensão no tempo e, além disso, a tensão c.c. é comparada com um valor de referência. O objetivo é avaliar com que velocidade a tensão cai e se ela é menor que referência para detectar se a falta é no elo de transmissão ou fora dele. A ação após a atuação desta função é igual ao caso descrito anteriormente, iniciando um *Recovery Request* ou um ESOE dependendo da composição do sistema de transmissão.

3.2.3.3 Proteção Diferencial do Condutor de Alta Tensão

Objetivo: Atuar diante de faltas de alta impedância no cabo ou linha c.c. de alta tensão.

Esta função compara a corrente c.c. de uma subestação com a outra para detectar se há algum ponto entre elas por onde a corrente esta sendo drenada. Neste caso, as correntes IdLH (Figura 3.3) de cada subestação são comparadas. Em caso de atuação, conforme os dois casos anteriores, pode ser iniciado um *Recovery Request* ou um ESOE. Esta função funciona como backup das duas anteriores, sendo dependente da comunicação entre ambas as subestações. Quando o link de comunicação está em falta esta função é bloqueada.

Pode-se observar, através das descrições acima, que nenhuma das funções componentes desta zona é capaz de localizar a falta. Conforme já abordado anteriormente, uma das principais aplicações do HVDC é a transmissão de energia subterrânea ou submarina, nas quais muitas vezes as subestações retificadora e inversora são unidas por um sistema de transmissão de corrente contínua misto, isto é, composto por trechos de cabo e de linha. No caso da ocorrência de curto-circuito neste elo, a ação tomada pela proteção pode ser diferente dependendo em qual dos trechos ele ocorreu. Por exemplo, se o curto foi na linha, ação tomada pode ser uma *Recovery Request*, enquanto que se o curto ocorrer no cabo a ação seria um envio de comando de bloqueio ao sistema e controle. Contudo, uma função que seja capaz de detectar e localizar em qual trecho ocorreu o curto-circuito torna-se relevante para a seletividade da proteção desta zona.

3.2.4 Zona 7: Proteção de Neutro (Bipolo) / do Condutor de Retorno Metálico (Monopolo)

Esta zona de proteção é a única que sofre influência direta da topologia do HVDC, isto é, se este é um bipolo ou monopolo. No caso de um monopolo, as funções de proteção podem fazer parte da zona 6 descrita anteriormente.

3.2.4.1 Proteção Diferencial do Condutor de Baixa Tensão

Objetivo: Atuar diante de faltas no cabo ou linha c.c. de baixa tensão no caso de operação como monopolo com retorno metálico.

Semelhante à proteção diferencial do condutor de alta tensão, esta função compara a corrente c.c. de uma subestação com a outra para detectar se há algum ponto entre elas por onde a corrente esta sendo drenada. Porém, neste caso são comparadas as correntes I_{dLN} (Figura 3.2) de cada subestação. Em caso de atuação, esta função pode iniciar um *Forced Retard* ou até mesmo enviar um comando de bloqueio do conversor dependendo da especificação.

Esta proteção também é bloqueada em caso de falha no sistema de comunicação entre as subestações conversoras.

3.2.4.2 Proteção de Sobretensão do Neutro

Objetivo: Atuar em caso de abertura do condutor de retorno ou perda do aterramento na subestação remota, principais responsáveis por sobretensões causadas nesta zona.

Esta proteção compara a tensão medida na região de neutro no condutor metálico com um valor de referência. Ao atuar envia um comando de bloqueio do conversor ao sistema de controle.

3.2.4.3 Proteção de Sobrecorrente ao Terra

Objetivo: Atuar diante de sobrecorrente na malha de terra da subestação, curto-circuito para terra em qualquer ponto em ambas as subestações ou curto-circuito de alta impedância no cabo ou linha c.c.

Esta função compara a corrente medida por IdSG com um valor de referência e, dependendo da especificação, inicia um *Forced Retard* ou envia um comando de bloqueio do conversor ao sistema de controle.

4 Fundamentos da Transformada Wavelet

No âmbito da análise dos comportamentos transitórios de sistemas elétricos, a aplicação da Transformada de Fourier se mostra limitada. A Transformada Fourier expressa o sinal em uma série infinita de componentes senoidais de frequências múltiplas inteiras da fundamental. A mesma é amplamente aplicada em processamento de sinais, no qual o conteúdo de frequência tenha uma alta relevância e no qual seu comportamento não varie muito no tempo. Isto ocorre, pois transformando o sinal para o domínio da frequência, o comportamento no tempo é perdido, conforme ilustrado na Figura 4.1. Tendo em vista que os transitórios trazem consigo informações valiosas tanto através de seu comportamento no domínio da frequência como no domínio do tempo, a necessidade do uso de uma ferramenta de processamento de sinais que leve em consideração ambos torna-se necessário.



Figura 4.1: Diagrama da Transformada Fourier [33].

Na tentativa de superar esta deficiência, Dennis Gabor (1946) adaptou a Transformada de Fourier para analisar apenas uma seção do sinal a cada instante de tempo – técnica conhecida como “janelamento” do sinal [33]. A adaptação de Gabor, chamada de Short-Time Fourier Transform (STFT) mapeia o sinal em uma função de duas dimensões: tempo e frequência, conforme a Figura 4.2.



Figura 4.2: Diagrama da *Short-Time Fourier Transform* (STFT) [33].

A STFT representa, a princípio, o compromisso entre o comportamento no tempo e na frequência - quando e em qual frequência ocorre o evento. Porém, a precisão da informação obtida através desta análise é limitada pelo tamanho da janela. Apenas um tamanho de janela pode ser escolhido, a qual será utilizada para todas as frequências. Como os eventos transitórios em sistemas elétricos, principalmente aqueles causados por curtos-circuitos e descargas atmosféricas, exigem uma aplicação mais flexível, na qual a janela pode ser variada de forma a obter uma análise mais precisa tanto no tempo quanto na frequência, tal ferramenta não se mostra totalmente adequada.

Baseado neste fato, a Transformada Wavelet dá o próximo passo lógico que supera esta deficiência, uma técnica de “janelamento” na qual as regiões são variadas em tamanho, conforme ilustrado na Figura 4.3. A análise Wavelet permite o uso de longos intervalos de tempo onde uma maior precisão na informação de baixa frequência é desejada e de curtos intervalos de tempo onde a informação de alta frequência são mais precisas.



Figura 4.3: Diagrama da Transformada Wavelet [33].

Todavia, o leitor mais atencioso deve ter percebido que a Análise Wavelet não está no campo do tempo-frequência, mas sim no campo do tempo-escala. Isto porque a escala nada mais é que uma representação indireta da frequência sob análise, conforme a equação (4.1).

$$F_a = \frac{F_c}{a.\Delta} \quad (4.1)$$

onde:

- a é a escala;
- Δ é o período de amostragem (relevante para a Transformada Wavelet Discreta);
- F_c é a frequência central da Wavelet, em Hz;
- F_a é a pseudo-frequência representada (indiretamente) pela escala a , em Hz.

A frequência central é uma aproximação que captura a oscilação principal da onda Wavelet, isto é, ela é uma representação simples e conveniente da frequência dominante da Wavelet.

4.1 Função Wavelet

Após o entendimento da ideia por trás da Transformada Wavelet, torna-se importante agora entender o que é e quais são as características que uma função Wavelet deve ter. Isto porque, não existe apenas uma, mas sim várias que são adequadas para cada tipo específico de análise, ou em outras palavras, que são adequadas dependendo da informação no âmbito do tempo-frequência que se deseja obter através da transformada e que é relevante para aquele tipo de evento ou transitório.

A Wavelet é uma forma de onda que, conforme será explicado mais detalhadamente adiante, será convoluída com o sinal sob análise (por exemplo, sinal de corrente ou tensão) para a determinação de coeficientes e funciona como um filtro passa-alta. Estes coeficientes representam o quão próximo é, naquele instante de tempo e naquela escala (frequência), o sinal em relação à Wavelet.

Como os transitórios possuem uma duração limitada, é óbvio pensar, baseado no que foi exposto acima, que a Wavelet também deve ter uma duração limitada e uma frequência central próxima do transitório a ser investigado. Com isso, durante a convolução da mesma com o sinal estudado, os valores dos coeficientes no momento da contingência serão elevados e se destacarão em relação aos coeficientes antes e depois da ocorrência. Além

disso, a Wavelet possui média igual a zero, e com isso ela é capaz de mensurar a variação do sinal na vizinhança compreendida pela Wavelet que é proporcional à escala a [34].

4.1.1 Função Escalar

Conforme citado acima, a função Wavelet funciona como um filtro passa-alta e será empregada para o cômputo dos coeficientes do detalhe. Em contrapartida, existe uma função adicional, que está sempre associada em quadratura com alguma função Wavelet, porém não é toda Wavelet que tem uma função escalar associada. Aquela é chamada de função escalar e, conforme pode ser observado na Figura 4.4, é similar à respectiva Wavelet. A função escalar é um espelho em quadratura passa-baixa da referida função Wavelet e, por isso, é responsável pelo cômputo dos coeficientes da aproximação.

Na Figura 4.4 estão representadas algumas Wavelet unidimensionais e suas respectivas funções escalares, exceto a Morlet Wavelet e a *Mexican Hat*, que não possuem função escalar. Observa-se que todas as funções decaem rapidamente para zero. Neste contexto, a Haar Wavelet é a única função descontínua, contendo três pontos de descontinuidade $(0, 0.5, 1)$. Também é possível perceber que as funções Wavelet oscilam mais que as escalares e que *coif2* apresenta pontos angulares; *db6* e *sym6* são relativamente suaves e tanto Morlet quanto *Mexican Hat* são Wavelets simétricas [33].

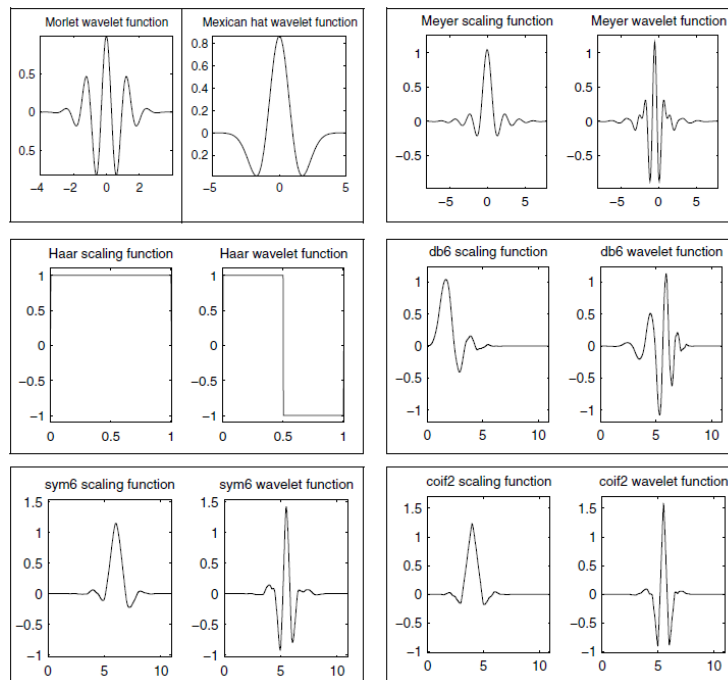


Figura 4.4: Wavelets unidimensionais [33].

4.1.2 Wavelet Haar

De acordo com a Figura 4.4 pode-se observar que a Wavelet Haar é a mais simples, apresentando um comportamento descontínuo e lembra uma função degrau. Ela representa a mesma Wavelet que Daubechies db1. A representação matemática desta função é apresentada abaixo [34]:

$$\psi(t) = \begin{cases} -1, & \text{se } 0 \leq t < 1/2 \\ 1, & \text{se } 1/2 \leq t < 1 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.2)$$

Por apresentar esta característica, a Wavelet Haar é capaz de detectar de forma efetiva sinais transitórios [21] e, por isso, foi escolhida neste trabalho como função Wavelet para a detecção e localização de faltas de linhas em Sistemas de Transmissão em Corrente Contínua (HVDC). Além disso, seu filtro é composto apenas por dois elementos, e por isso, requer menos cálculos que qualquer outra Wavelet. Logo, ela é uma boa escolha para aplicações em tempo real por causa de sua simplicidade.

4.2 Transformada Wavelet

Com o objetivo de comparar, comecemos com uma breve revisão da Transformada de Fourier. Matematicamente, o processo de análise por Fourier é representada pela equação (4.3):

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt \quad (4.3)$$

que é a soma ao longo de todo o tempo do sinal $f(t)$ multiplicado por uma exponencial complexa. Como resultado da Transformada têm-se os coeficientes Fourier $F(\omega)$, que quando multiplicados por uma senóide de frequência ω constituem os componentes senoidais do sinal original. Graficamente, o processo é representado na Figura 4.5.



Figura 4.5: Componentes senoidais constituintes da Transformada Fourier [33].

De forma similar, a Transformada Contínua Wavelet (*Continuous Wavelet Transform* - CWT), que está representada na equação (4.4), é definida como a soma ao longo de todo o tempo do sinal $f(t)$ multiplicado por uma versão escalada e deslocada da função Wavelet (também chamada de Wavelet mãe em algumas literaturas) ψ :

$$C(escala, posição) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi(escala, posição, t)dt \quad (4.4)$$

Os resultados da CWT são diversos coeficientes C , conforme citado no item anterior, que são função da escala e da posição. Neste caso, multiplicando cada coeficiente pela respectiva Wavelet escalada e deslocada, chega-se às Wavelets constituintes do sinal original, conforme representado na Figura 4.6.

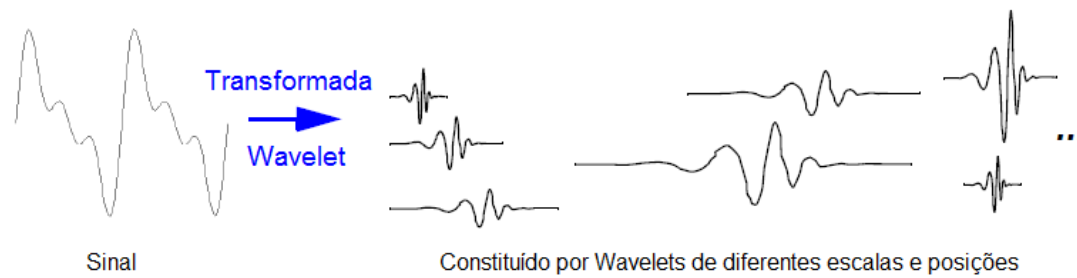


Figura 4.6: Componentes Wavelet constituintes da Transformada Wavelet [33].

Agora que já foi dito que a análise Wavelet produz uma visão do sinal no campo do tempo-escala, que ocorrem devido às variações da Wavelet através da mudança de escala e da sua translação no processo da transformada, torna-se importante ilustrar como essas variações são realizadas.

Escala: A variação em escala nada mais é do que esticar ou comprimir o sinal. O fator escalar, que é representado nas equações pela letra a , possui o seguinte efeito, conforme mostrado na Figura 4.7.

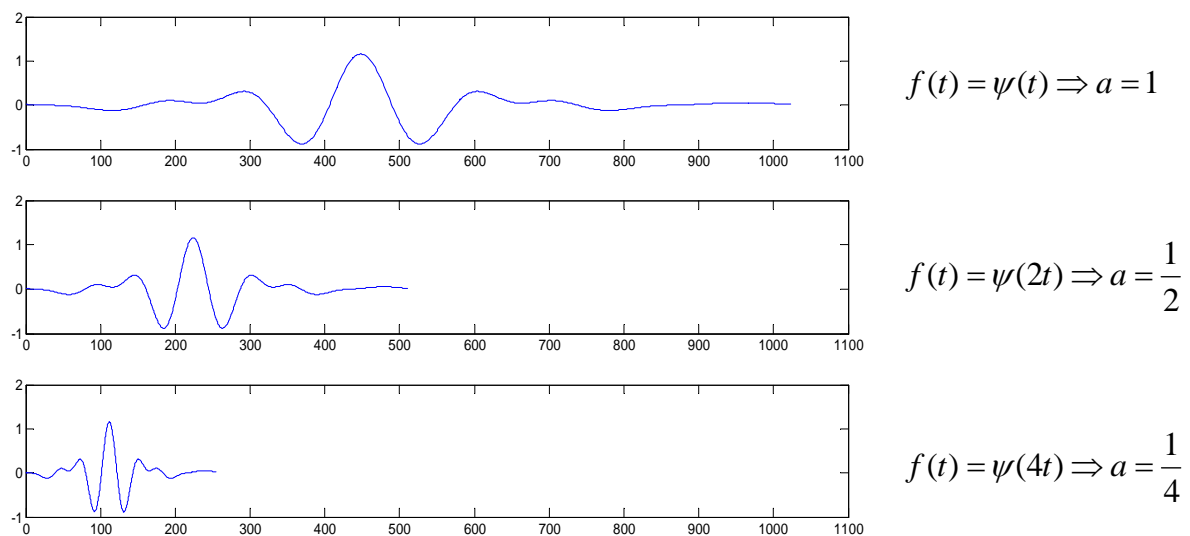


Figura 4.7: Representação gráfica do fator escalar.

Conclui-se pela figura acima que o fator escalar a é inversamente proporcional à frequência sob estudo, isto é, quanto menor o valor de a , maior a frequência investigada pela transformada.

Translação: Já a translação é simplesmente o atraso da Wavelet, que é representado pela relação $\omega(x - b)$. A Figura 4.8 ilustra esta característica.

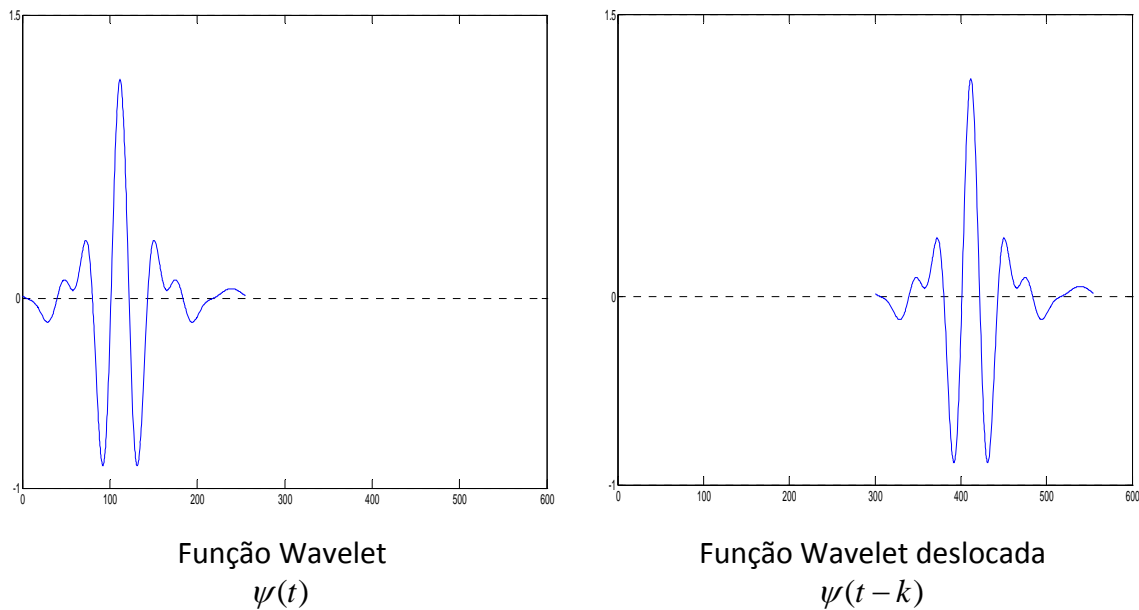


Figura 4.8: Representação gráfica da translação.

A Tabela 4.1 resume tais variações.

Tabela 4.1: Variações realizadas no cálculo dos coeficientes Wavelet.

Mudança de Escala	$\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t}{a}\right)$
Translação	$\psi(t-b)$
Translação e mudança de escala	$\frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$

A razão da multiplicação por $1/\sqrt{a}$ no cálculo da mudança de escala é o de ortogonalizar a Wavelet usada, isto é, a Wavelet utilizada causa um ganho no processo de cálculo que deve ser eliminado, já que o objetivo aqui é analisar o comportamento da variação do sinal em questão. Tal ganho é obtido pelo cálculo da norma da Wavelet $\|\omega\|$, que é igual a \sqrt{a} na respectiva escala.

Com isso, a equação (4.4) pode ser representada da seguinte forma [34]:

$$C(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (4.5)$$

4.3 Transformada Wavelet Discreta

Tendo em vista que calcular os coeficientes de uma transformada Wavelet em todas as escalas e posições possíveis geraria um custo computacional elevado e consequentemente um grande volume de dados, a escolha de um subconjunto de escalas e posições mostra-se conveniente. Além disso, na aplicação da Transformada Wavelet analisada neste trabalho, os dados são coletados por um sistema de medição, onde os mesmos passarão por conversores análogo-digitais, dando assim um caráter discreto ao sinal a ser analisado.

Baseando neste contexto, justifica-se então aplicar um padrão em potência de dois (*dyadic*) na escolha das escalas e posições. Este método de cálculo é conhecido como Transformada Wavelet Discreta (*Discrete Wavelet Transform - DWT*). Uma forma eficiente de implementar o cálculo usando filtros foi proposto em 1988 por Mallat [35].

Logo, as expressões responsáveis pela mudança de escala e pela translação podem ser representadas, respectivamente por: $a = 2^j, b = k2^j$, onde $(j, k) \in \mathbb{Z}^2$, k é o tamanho do vetor Wavelet e j representa a escala.

4.3.1 Aproximações e Detalhes

A Transformada Wavelet possui diversas aplicações, como por exemplo, a sintetização da voz humana, tratamento de imagens e processamento de sinais elétricos. Desta forma, dependendo da aplicação, o interesse pelo conteúdo de baixa frequência da saída ou o conteúdo de alta frequência pode variar.

Na análise Wavelet fala-se em aproximação (A) para designar o componente em baixa frequência enquanto que o detalhe (D) está vinculado ao componente de alta frequência. A Figura 4.9 ilustra o processo de filtragem para a obtenção de ambos componentes.

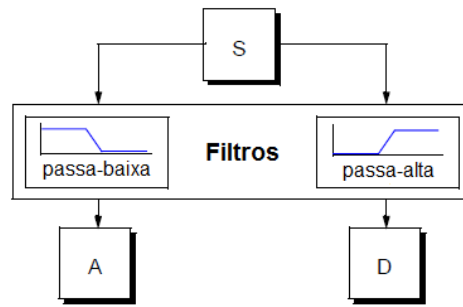


Figura 4.9: Processo de filtragem [33].

A Figura 4.9 ilustra o que também é chamado de decomposição ou análise, isto é, o sinal S é decomposto em vetores referentes à aproximação e aos detalhes. Há, porém, também a possibilidade de fazer o caminho inverso e recompor estes vetores de forma a se obter o sinal S sem perda de informação. Este processo é chamado de reconstrução ou síntese. A manipulação matemática que afeta a síntese é chamada de Transformada Discreta Wavelet Inversa (*Inverse Discrete Wavelet Transform* - IDWT). Todavia, neste trabalho há o interesse apenas em aplicar a DWT.

4.3.2 Filtros

O processo de filtragem de um sinal é, matematicamente, a convolução deste sinal com um filtro, conforme mostrado na equação (4.6) [36].

$$y_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k x_{n-k} = h \otimes x \quad (4.6)$$

onde h é o filtro e x o sinal em análise.

Por exemplo, o simples fato de tirar a média de um sinal pode ser representado pela convolução deste com o vetor $h = (1/2, 1/2)$, o que resulta em (repare que este vetor é a função escalar de Haar):

$$y_n = \sum_{k=0}^1 h_k x_{n-k} = h_0 x_n + h_1 x_{n-1} = \frac{x_n + x_{n-1}}{2} \quad (4.7)$$

Como se pode observar, o cálculo de y_n resultou em um somatório finito. Isto porque o filtro h utilizado apresenta uma quantidade finita de elementos diferentes de zero, sendo

chamado então de Resposta a Impulso Finito (*Finite Impulse Response - FIR*), conforme as definições abaixo:

Definição 1 (Filtro causal). Sendo h um filtro, dizemos que h é um filtro causal se $h_k = 0$ para $k < 0$ [36].

Definição 2 (Filtro de Resposta a Impulso Finito). Sendo h um filtro causal e assumindo que $L > 0$, $L \in \mathbb{Z}$, se $h_k = 0$ para $k > L$, e $h_0, h_L \neq 0$, então dizemos que h é um Filtro de Resposta a Impulso Finito e escreve-se [36]:

$$h = (h_0, h_1, \dots, h_L) \quad (4.8)$$

Conforme ilustrado na Figura 4.9, há interesse em entender dois tipos de filtros FIR, o filtro passa-baixa e o filtro passa-alta. De acordo com o que foi citado anteriormente, a Wavelet de Haar será empregada no processo de Transformada Wavelet dos sinais de tensão e corrente provenientes de curtos-circuitos ocorridos no sistema HVDC. Desta forma, a partir deste ponto, os filtros passa-baixa e passa-alta, antes indicados como h , serão representados, respectivamente, por ϕ e ψ , conforme mostrado abaixo:

$$\begin{cases} \phi = (1/2, 1/2) \Rightarrow \text{função escalar} \\ \psi = (1/2, -1/2) \Rightarrow \text{função Wavelet (ou Wavelet mãe)} \end{cases} \quad (4.9)$$

Para compreender o comportamento destes vetores como filtro, será analisada a variação se seus ganhos com a frequência através da aplicação da Transformada de Fourier:

$$f(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{ik\omega} \quad (4.10)$$

Lembrando que ω é a frequência angular igual a $2\pi f$. Com isso, os filtros ϕ e ψ no domínio da frequência ficam:

$$\begin{cases} \phi(\omega) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}e^{i\omega} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}(\cos \omega + i \sin \omega) \\ \psi(\omega) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}e^{i\omega} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}(\cos \omega + i \sin \omega) \end{cases} \quad (4.11)$$

Na Figura 4.10 mostram-se os gráficos do comportamento de cada filtro no domínio da frequência.

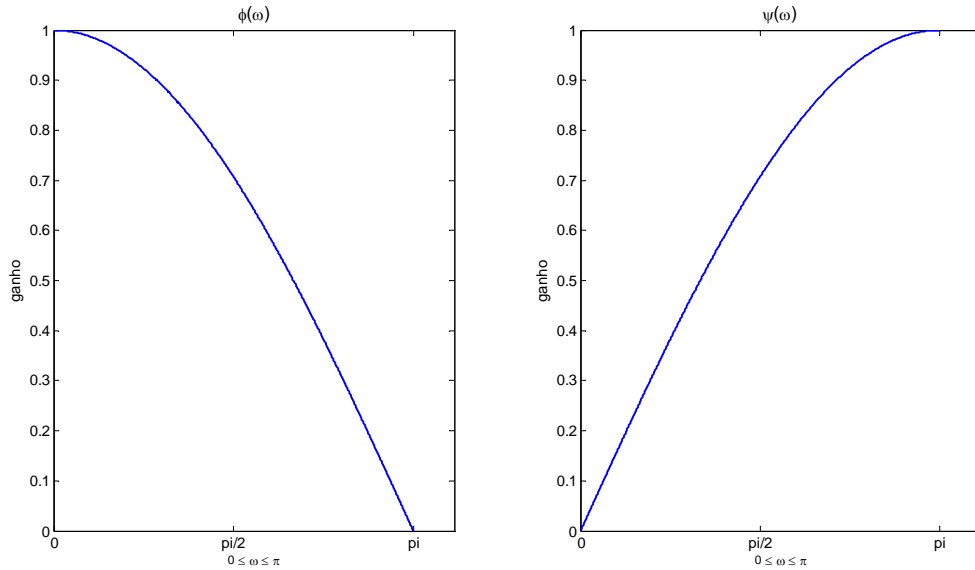


Figura 4.10: Variação do ganho de ϕ e ψ com a frequência.

Observa-se pela figura acima que ambos os filtros atendem as respectivas condições de filtro passa-baixa e filtro passa-alta. [36].

$$\begin{aligned} \text{Filtro passa-baixa} &\rightarrow |\phi(0) = 1| \text{ e } |\phi(\pi) = 0| \\ \text{Filtro passa-alta} &\rightarrow |\psi(0) = 0| \text{ e } |\psi(\pi) = 1| \end{aligned} \quad (4.12)$$

4.3.3 Transformada Wavelet de Haar - Cálculo pelo Método Matricial

Inicialmente, será demonstrado de forma geral, como realizar o cálculo da convolução pelo método matricial. Conforme será demonstrando adiante, embora o cálculo da Transformada Wavelet de Haar pelo método matricial não seja o mais recomendado, através dele é possível entender melhor a matemática por trás da transformada Wavelet.

Assim, retomando a equação (4.6), podemos reescrevê-la da seguinte forma, considerando que h é um filtro FIR [36]:

$$y_n = \sum_{k=0}^L h_k x_{n-k} = h_0 x_n + h_1 x_{n-1} + h_2 x_{n-2} + \cdots + h_L x_{n-L} \quad (4.13)$$

O próximo passo é imaginar escrever y como sendo uma matriz H vezes x . Como a convolução é um operador linear, há uma regra na álgebra linear que diz que um operador

linear pode ser representado por uma matriz. Desta forma, podemos montar a convolução da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \vdots \\ y_{-2} \\ y_{-1} \\ y_0 \\ y_1 \\ \vdots \\ y_n \\ \vdots \end{bmatrix} = H \begin{bmatrix} \vdots \\ x_{-2} \\ x_{-1} \\ x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_n \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Tomando a equação (4.13) como referência, é possível entender, de forma genérica, como montar a matriz H . Considere, por exemplo, seu primeiro elemento: $h_0 x_n$. Em termos de produto interno, h_0 tem que se o n -ésimo elemento no vetor linha, ou em termos de uma matriz, h_0 é o n -ésimo elemento da linha n . Isto coloca h_0 na diagonal da linha n . De forma semelhante, desde que x_{n-1} é multiplicado por h_1 , então h_1 tem que ser o $(n-1)$ -ésimo elemento na linha n . Diz-se que h_1 é a primeira subdiagonal de H . Continuando o raciocínio, vemos que h_{n-L} deve ser o $(n-L)$ -ésimo elemento da linha n , de tal forma que h_{n-L} está na L -ésima subdiagonal da linha n . Desta forma, a linha n é constituída apenas por zeros com exceção da coluna n até a coluna $n-L$. Assim, para construir a matriz H é necessário apenas colocar h_0 na diagonal principal de cada linha e à esquerda da diagonal colocar h_1, h_2, \dots, h_L , respectivamente. Com isso obtém-se [36]:

$$H = \begin{bmatrix} \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & & & & \\ & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ \cdots & 0 & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ & 0 & 0 & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & h_L & \cdots & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Contudo, para o caso da Wavelet de Haar, o uso deste método para o cálculo da transformada não é o mais interessante. Isto porque neste caso os vetores ϕ e

ω apresentam apenas dois elementos, deixando a matriz H bastante esparsa. Logo, não justifica o custo computacional de multiplicar uma matriz $n \times n$ por uma $n \times 1$, mas sim empregar um algoritmo com *loop* “for”, que fornecerá o mesmo resultado, porém sem as desnecessárias multiplicações por zero da multiplicação matricial. Todavia para filtros mais complexos, em que os vetores ϕ e ω são significativamente maiores, nos quais a matriz H se torna mais cheia, o cálculo pelo método matricial ganha maior relevância.

Agora se pode retornar à construção da Transformada Wavelet de Haar. Retomando ao exemplo da equação (4.7) para o cálculo da média de um sinal, percebe-se que o vetor usado no filtro é a função escalar e filtro passa-baixa ϕ da Wavelet de Haar. A matriz H , neste caso, pode ser então renomeada para Φ , e fica da seguinte forma:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & & \\ & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ & & & & & & & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Porém, por representar uma sequência de médias, o processo não pode ser invertido. A razão disto é que existe um número infinito de sequências poderia produzir y . Por exemplo, se $y = (\cdots, 1, 1, 1, 1, 1, \cdots)$, o mesmo poderia ter sido produzido aplicando Φ nos vetores $x = (\cdots, 1, 1, 1, 1, 1, \cdots)$ ou $x = (\cdots, 2, 0, 2, 0, 2, 0, 2, 0, \cdots)$.

Para reiterar, suponha saber que $y_n = \frac{1}{2}x_n + \frac{1}{2}x_{n-1} = 6$. Logo, não é possível saber qual x_n e qual x_{n-1} deram a média 6. Precisa-se de mais informações. Sabe-se que se traçarmos uma linha entre x_n e x_{n-1} , então 6 estará exatamente no meio do dois números. Desta forma, conhecendo-se a distância de x_n até o 6 (ou a distância de x_{n-1} até o 6), pode-se então determinar os valores de x_n e x_{n-1} . Por exemplo, supondo que além de saber que a

média é 6, sabe-se também que a distância é 2. Logo, os números têm que ser $6 - 2 = 4$ e $6 + 2 = 8$.

Para calcular a distância calcula-se:

$$z_n = \frac{x_n - x_{n-1}}{2} = \frac{x_n}{2} - \frac{x_{n-1}}{2} = \frac{1}{2}x_n - \frac{1}{2}x_{n-1} \quad (4.17)$$

Percebe-se que o vetor z_n nada mais é do que a convolução de x com o filtro passa-alta $\psi = (1/2, -1/2)$. Assim, a construção da matriz de convolução H deste filtro, renomeada para Ψ , fica da seguinte forma:

$$\Psi = \begin{bmatrix} \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & & \\ & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ & & & & & & & \ddots & \ddots & \ddots \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Com isso, calculando $y = \phi \otimes x$ e $z = \psi \otimes x$, têm-se informações suficientes para recuperar x a partir de y e z .

Considere $x = [\cdots, x_{-2}, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, \cdots]^T$ como sendo uma sequência dada. Ao se calcular $y = \phi \otimes x = \Phi x$, e $z = \psi \otimes x = \Psi x$, obtêm-se:

$$y = [\cdots, y_{-1}, y_0, y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, y_6, \cdots]^T = \Phi x = \left[\cdots, \frac{x_{-2} + x_{-1}}{2}, \frac{x_{-1} + x_0}{2}, \right. \\ \left. \frac{x_1 + x_0}{2}, \frac{x_2 + x_1}{2}, \frac{x_3 + x_2}{2}, \frac{x_4 + x_3}{2}, \frac{x_5 + x_4}{2}, \frac{x_6 + x_5}{2}, \cdots \right]^T \quad (4.19)$$

$$z = [\dots, z_{-1}, z_0, z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6, \dots]^T = \Psi x = \left[\dots, \frac{x_{-1} - x_{-2}}{2}, \frac{x_0 - x_{-1}}{2}, \right. \\ \left. \frac{x_1 - x_0}{2}, \frac{x_2 - x_1}{2}, \frac{x_3 - x_2}{2}, \frac{x_4 - x_3}{2}, \frac{x_5 - x_4}{2}, \frac{x_6 - x_5}{2}, \dots \right]^T \quad (4.20)$$

Combinando ambas convoluções em uma multiplicação matricial em bloco, podemos obter as duas sequências de saída (y e z) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \Phi \\ \Psi \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} \Phi x \\ \Psi x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

O que foi feito aqui foi basicamente é a combinação dos dois filtros:

- O filtro passa-baixa Φ gerando o vetor y , que representa os coeficientes da aproximação, isto é, é uma representação aproximada do vetor x original;
- O filtro passa-alta Ψ gerando o vetor z , que representa os coeficientes dos detalhes, isto é, ele diz o quão distante a parcela proveniente do filtro passa-baixa está do vetor x original.

Esta relação se torna mais evidente quando se pensa em como recuperar x a partir de y e z . Em outras palavras, tendo-se uma média a de dois números u e v , e a distância d de a para um dos dois números, então é possível recuperar u e v calculando $a + d$ e $a - d$. Em termos de x , y e z , obtêm-se:

$$\begin{aligned}
& \vdots \\
y_1 - z_1 &= \frac{x_1 + x_0}{2} - \frac{x_1 - x_0}{2} = x_0 \\
y_1 + z_1 &= \frac{x_1 + x_0}{2} + \frac{x_1 - x_0}{2} = x_1 \\
y_2 - z_2 &= \frac{x_2 + x_1}{2} - \frac{x_2 - x_1}{2} = x_1 \\
y_2 + z_2 &= \frac{x_2 + x_1}{2} + \frac{x_2 - x_1}{2} = x_2 \\
y_3 - z_3 &= \frac{x_3 + x_2}{2} - \frac{x_3 - x_2}{2} = x_2 \\
y_3 + z_3 &= \frac{x_3 + x_2}{2} + \frac{x_3 - x_2}{2} = x_3 \\
y_4 - z_4 &= \frac{x_4 + x_3}{2} - \frac{x_4 - x_3}{2} = x_3 \\
y_4 + z_4 &= \frac{x_4 + x_3}{2} + \frac{x_4 - x_3}{2} = x_4 \\
& \vdots
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Observando a equação (4.22), percebe-se que não apenas é possível recuperar x , como também que não precisamos de todos os valores de y e z . Por exemplo, apenas usando os valores ímpares de y já é possível obter x .

Em engenharia, este passo é chamado de *downsampling* [36]. Em particular, é feita uma redução de fator dois dos elementos das matrizes y e z . Desta forma, descartando as linhas pares de (4.16) e (4.18) e utilizando a representação de acordo com a equação (4.21) obtemos:

$$\begin{bmatrix}
 \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & \\
 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \dots & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & \dots \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & \\
 & & & & & & & \ddots & \ddots & \ddots \\
 \hline
 \ddots & \ddots & \ddots & & & & & & \\
 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \dots & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & \dots \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & \\
 & & & & & & & \ddots & \ddots & \ddots
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \vdots \\
 x_{-1} \\
 x_0 \\
 x_1 \\
 x_2 \\
 x_3 \\
 x_4 \\
 x_5 \\
 x_6 \\
 \vdots
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 \vdots \\
 y_{-1} \\
 y_1 \\
 y_3 \\
 y_5 \\
 \vdots \\
 z_{-1} \\
 z_1 \\
 z_3 \\
 z_5 \\
 \vdots
 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Resumindo, o que a equação (4.23) representa é a combinação da convolução de dois filtros para produzir a transformação que fornece meios de recuperar a sequência de entrada original a partir da sequência de saída, e pode ser escrita da seguinte maneira [36]:

$$\tilde{W}_N \cdot x = \begin{bmatrix} \text{Aproximação} \\ \text{Detalhes} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Neste ponto, a matriz \tilde{W}_N apresenta um til, pois mais um passo deve ser dado. Este passo é a ortogonalização da matriz, cujo conceito é definido abaixo:

Definição 3 (Matriz Ortogonal): Supondo que U é uma matriz $n \times n$, dizemos que U é uma matriz ortogonal se:

$$U^{-1} = U^T \quad (4.25)$$

Isto é, a sua inversa é igual a sua transposta. Além disso, a matriz ortogonal possui outra importante propriedade, a qual muito interessa nesta aplicação: Ela preserva distâncias. Esta propriedade é mostrada no teorema abaixo [36]:

$$\|Ux\| = \|x\| \quad (4.26)$$

Em outras palavras, a multiplicação (ou convolução) de uma matriz ortogonal U por um vetor x preserva a norma de x , já que U é composto por linhas (ou vetores) linearmente independentes e, com isso, consequentemente possui norma unitária.

Baseado neste fato resta agora ortogonalizar a matriz \tilde{W}_N , para que a mesma possa ser empregada na Transformada Wavelet. Usando uma versão truncada de \tilde{W}_N , é provado com a expressão abaixo que esta pode ser invertida, porém ainda não é ortogonal.

$$\tilde{W}_N \tilde{W}_N^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Observa-se através de (4.27) que:

$$\tilde{W}_N \tilde{W}_N^T = \frac{1}{2} I_N \quad (4.28)$$

Sendo I_N a matriz identidade, sabe-se que os elementos da coluna de $I_N/2$ são resultados da multiplicação da linha k de \tilde{W}_N com a coluna k de \tilde{W}_N^T . Contudo, como a k -ésima coluna de \tilde{W}_N^T é a transposta da linha k de \tilde{W}_N , conclui-se que este cálculo não é nada mais do que o cômputo da norma da linha k de \tilde{W}_N .

Logo, tomando \tilde{W}_N representada na equação (4.23) como base, é óbvio concluir que, se w for qualquer linha de \tilde{W}_N , então $\|w\| = 1/\sqrt{2}$. Desta forma, se multiplicando w por $\sqrt{2}$, obtém-se $\|\sqrt{2}w\| = 1$. Neste caso, pode-se dizer que para ortogonalizar \tilde{W}_N basta multiplicar por $\sqrt{2}$ [36].

4.3.4 Algoritmo da Transformada Wavelet Discreta - DWT

Dado um sinal s de tamanho n , a DWT consiste de no máximo $\log_2 n$ estágios. Começando por s , o primeiro passo produz dois conjuntos vetores:

- $cA_1 \rightarrow$ Contém os coeficientes da aproximação;
- $cD_1 \rightarrow$ Contém os coeficientes do detalhe.

Estes vetores são obtidos convoluindo o sinal s com o filtro passa-baixa Lo_D para obter os coeficientes da aproximação e com o filtro passa-alta Hi_D para obter os coeficientes do detalhe, cada um seguido pela decimação por dois (*downsampling*).

Mais precisamente, o primeiro passo é composto por [33]:

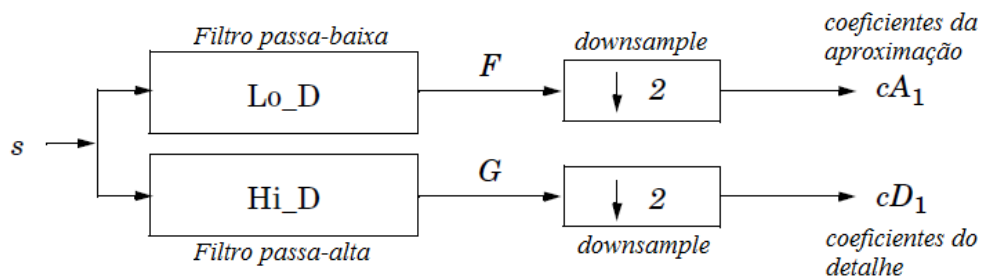


Figura 4.11: Primeiro passo do algoritmo da DWT [33].

Considerando que o tamanho do filtro é N , o tamanho dos sinais F e G é $n + N - 1$. Consequentemente, o tamanho dos vetores de cA_1 e cD_1 é calculado da seguinte forma:

$$\text{Arred} \left(\frac{n + N - 1}{2} \right) \Rightarrow n, N \in \mathbb{Z}^+ \quad (4.29)$$

onde o resultado por ser arredondado para cima se forem considerados os elementos ímpares ou para baixo se for decidido manter os elementos pares.

O próximo passo consiste em repartir os coeficientes da aproximação cA_1 em duas partes usando o mesmo esquema, substituindo s por cA_1 e produzindo cA_2 e cD_2 , e assim por diante. A Figura 4.12 ilustra este procedimento, chamado de decomposição.

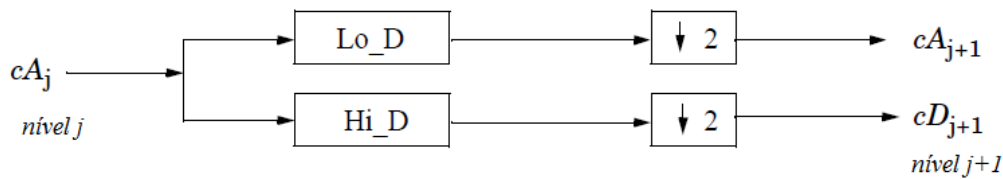


Figura 4.12: Passo genérico de decomposição do sinal para o cômputo da DWT [33].

Neste caso o valor inicial que representa o sinal s é cA_0 .

Assim, a decomposição Wavelet de um sinal s analisado no nível j possui a seguinte estrutura: $[cA_j, cD_j, \dots, cD_1]$. Esta estrutura para $j = 3$ está representada na Figura 4.13 abaixo.

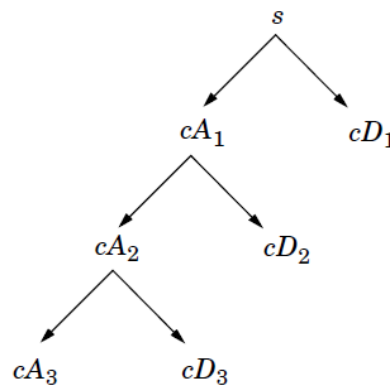


Figura 4.13: Estrutura da decomposição Wavelet de um sinal s em três níveis [33].

4.3.5 Transformada Wavelet Discreta Estacionária - SWT

Recorrendo à Figura 4.12 percebe-se que a DWT causa uma redução no tamanho do vetor cA_{j+1} . Conclui-se então que a DWT não é uma transformada invariante no tempo. Para o cálculo da localização de uma falta na linha, conforme está explicitado no capítulo seguinte,

a Transformada Wavelet será utilizada para detectar as frentes de onda proveniente do ponto de falta e, baseado no cômputo da diferença de tempo entre uma frente de onda e outra, a distância da falta à subestação será obtida. Por isso é interessante trabalhar com uma transformada invariante no tempo de forma a evitar ou mitigar os erros.

Para superar esta deficiência da DWT, outra forma de cálculo da transformada deve ser utilizada, a qual é a Transformada Wavelet Discreta Estacionária. (*Discrete Stationary Wavelet Transform - SWT*).

O algoritmo da SWT é bastante simples e muito próximo do algoritmo da DWT. No nível 1 os dois vetores cA_1 e cD_1 são obtidos convoluindo o sinal com o filtros apropriados, exatamente como na DWT, mas sem reduzir as amostras (*downsampling*). Com isso, os vetores dos coeficientes da aproximação e do detalhe no nível 1 terão ambos tamanho n , isto é, o mesmo tamanho do sinal s . Este comportamento está ilustrado na Figura 4.14 [33].

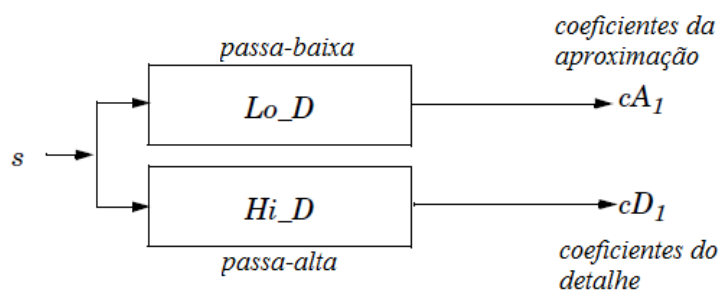
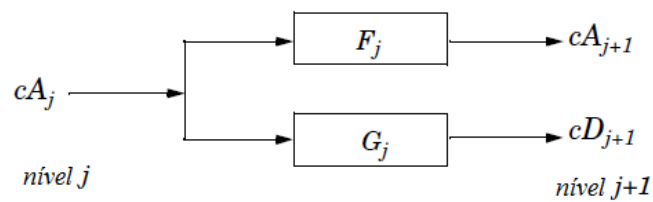
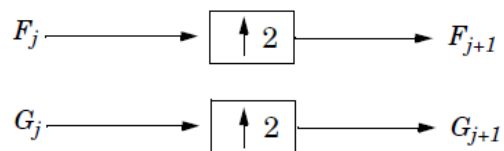


Figura 4.14: Primeiro nível da SWT [33].

O passo geral j convolve os coeficientes da aproximação no nível $j-1$ com as versões expandidas (*upsampling*) dos filtros apropriados originais para produzir os coeficientes da aproximação e do detalhe no nível j . Neste trabalho o procedimento de *upsampling* foi conduzido inserindo zeros entre os elementos dos filtros, de tal forma que eles possuam ao final o dobro do tamanho inicial. A Figura 4.15 mostra a sequência de cálculo da SWT.

Passo de decomposição**Cômputo dos filtros****Inicialização**

$$cA_0 = s \quad F_0 = Lo_D \quad G_0 = Hi_D$$

Figura 4.15: Passo geral da transformada SWT [33].

Após ter apresentado os fundamentos básicos da Transformada Wavelet, demonstrando a relevância da aplicação desta ferramenta matemática no processamento de sinais, o objetivo deste capítulo foi alcançado. No próximo capítulo será feito uso da mesma no processamento de sinais de tensão e corrente c.c. após a ocorrência de um transiente no sistema HVDC, mostrando como ela pode ser útil na detecção e localização de faltas na linha ou cabo de corrente contínua.

5 Resultados Obtidos

Neste capítulo os fundamentos básicos da teoria da Transformada Wavelet são aplicados na análise de transitórios ocorridos no sistema HVDC, devido a faltas em um cabo c.c. O algoritmo de localização de falta foi implementado através do uso do *Software* Matlab®, sendo que os dados para análise dos resultados foram gerados através de simulações realizadas no PSCAD®.

5.1 Modelo de Simulação

O modelo utilizado é baseado no *HVDC Benchmark Model* [37]. Este modelo representa um sistema HVDC de 12 pulsos monopolar com retorno pelo terra de 500 kV, 1000 MW conectando dois sistemas c.a., um de 50 Hz e outro de 60 Hz e foi modificado inserindo um cabo c.c., simulado utilizando-se o modelo de Bergeron com os seguintes parâmetros:

Tabela 5.1: Parâmetros do cabo c.c. (*HVDC Cable*).

Comprimento total	300 km
Comprimento de cada trecho	30 km
Número de condutores	1
Frequência fundamental	0 Hz
Resistência c.c.	1,2278e-5 ohm/km
Velocidade de propagação	228.443,408 m/s
Impedância de surto	17,439 ohm

O cabo foi dividido em 10 trechos de 30 km com o objetivo de simular faltas em diversos pontos do mesmo. Estes parâmetros foram obtidos a partir de um modelo de cabo de comprimento e nível de tensão semelhantes usado em um projeto em desenvolvimento pela Siemens AG. Na Figura 5.1 tem-se o sistema elétrico utilizado nas simulações. No Apêndice A são apresentados maiores detalhes do modelo de simulação empregado.

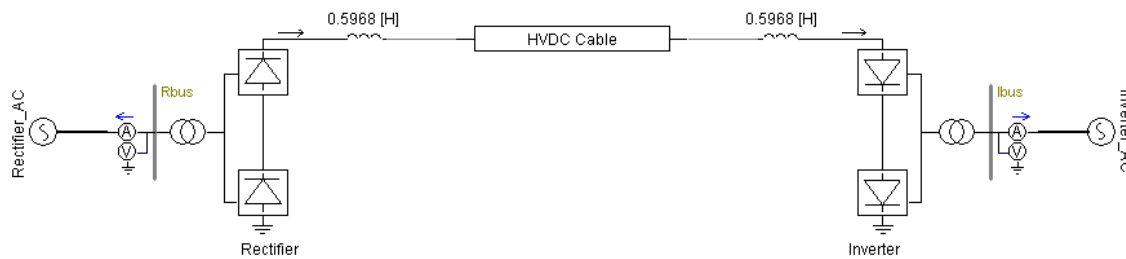


Figura 5.1: Modelo modificado utilizado nas simulações baseado no *CIGRE Benchmark Model for HVDC Controls*.

Tendo em vista que o sistema de localização pode usar tanto a corrente contínua fluindo pela linha quanto a tensão c.c., ambas as possibilidades são analisadas neste trabalho. A seguir, com o intuito de apresentar a metodologia usada nas simulações, é mostrado na Figura 5.2, como exemplo, o comportamento da tensão e da corrente c.c. em ambas as subestações após a ocorrência de um curto-circuito franco a 90 km da subestação retificadora.

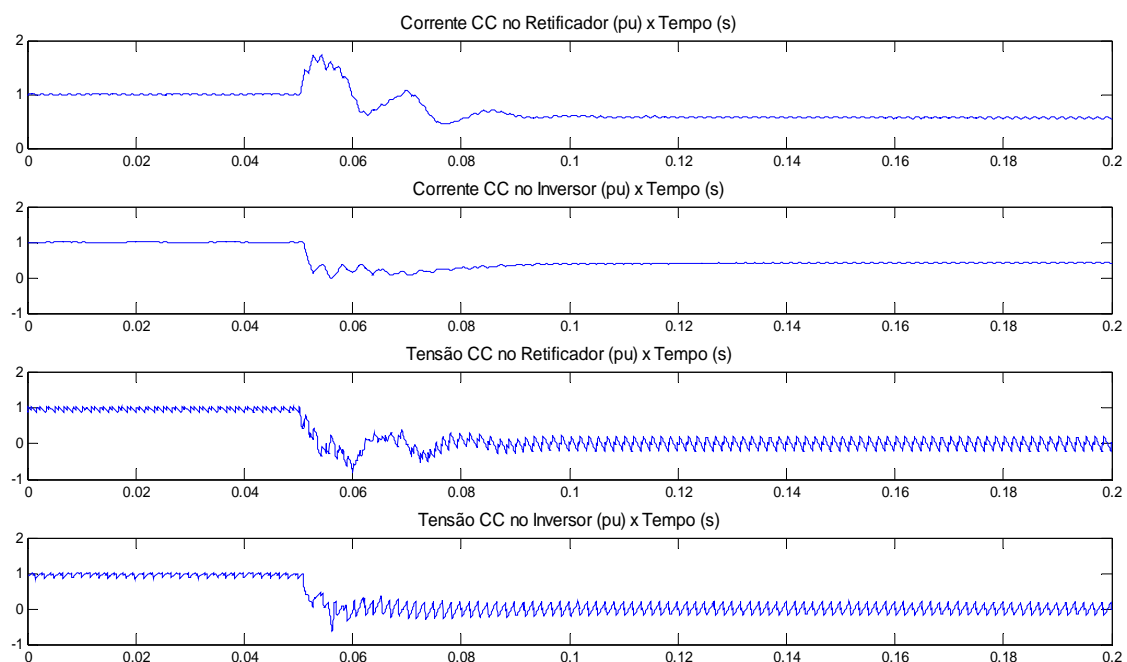


Figura 5.2: Comportamento da corrente e tensão c.c. em nas subestações retificadora e inversora para uma falta a 90 km da subestação retificadora.

Com o objetivo de analisar o comportamento transitório da contingência, a Transformada Wavelet Discreta Estacionária (SWT) é aplicada nos quatro sinais e os coeficientes do detalhe são mostrados nos gráficos da Figura 5.3 referente à corrente c.c. e nos gráficos da

Figura 5.4 referente à tensão c.c. Para ficar mais evidente o comportamento transiente das grandezas analisadas, é feito um zoom no gráfico com uma janela de 4096 amostras, representado pelo eixo das abscissas. A princípio a transformada é realizada apenas no primeiro nível ($j = 1$).

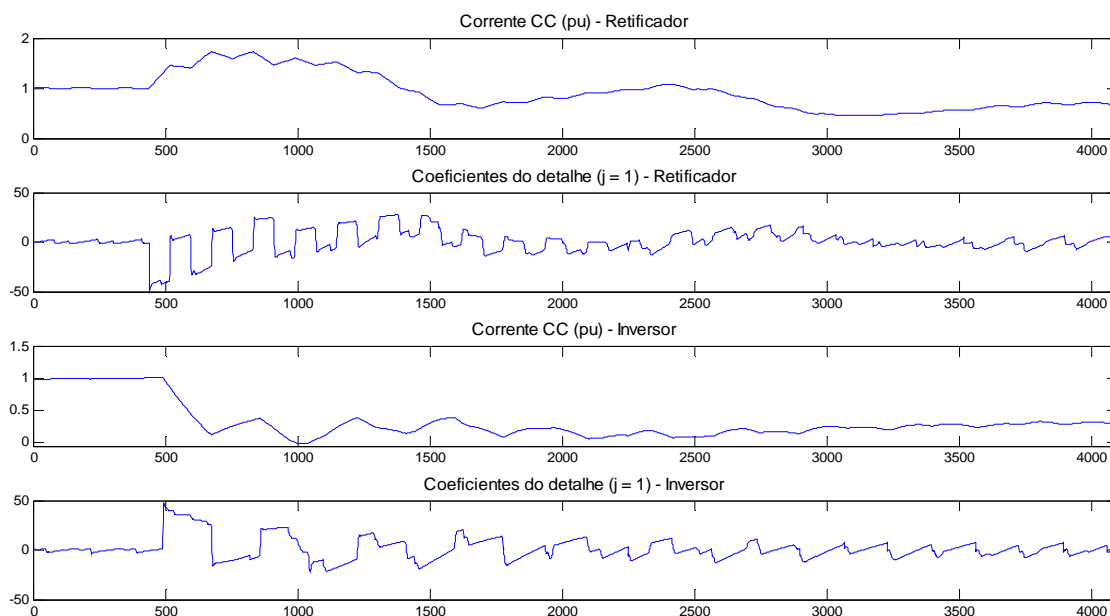


Figura 5.3: Corrente c.c. e respectivos coeficientes do detalhe ($j = 1$) para uma falta a 90 km da subestação retificadora.

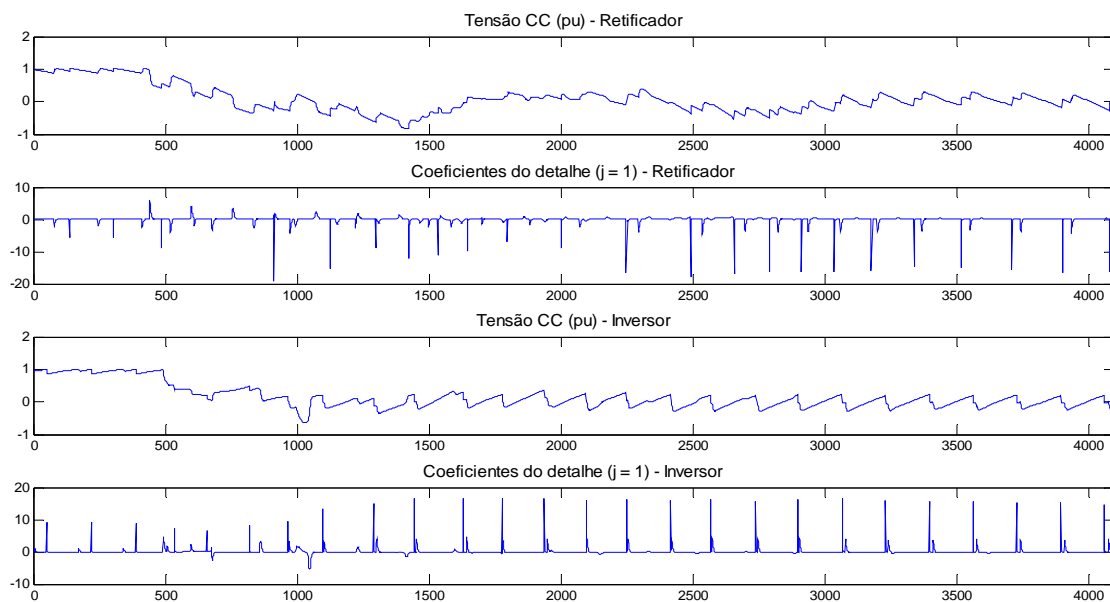


Figura 5.4: Tensão c.c. e respectivos coeficientes do detalhe ($j = 1$) para uma falta a 90 km da subestação retificadora.

Observa-se pelos gráficos da Figura 5.3 e da Figura 5.4 que, através das bordas de subida e descida dos coeficientes, é possível reconhecer o efeito transitório causado pela chegada

das ondas viajantes, sendo tal efeito mais evidente nos gráficos da corrente. Também é possível observar que, em termos de polaridade, os coeficientes apresentam um comportamento inverso ao do transitório na corrente e tensão, isto é, para uma variação positiva dessas grandezas, a variação nos coeficientes é negativa e vice-versa. Todavia, é necessário ainda o desenvolvimento de um algoritmo capaz de destacar apenas os momentos da chegada de uma frente de onda, ou, em outras palavras, uma solução que detecte o momento exato de uma variação abrupta nos coeficientes respeitando o quão grande foi esta variação.

Para superar este entrave, há um passo adicional a ser dado que se chama *Wavelet Modulus Maxima* (WMM). Considerando a Transformada Wavelet de um sinal como sendo $\psi(x)$, se existe um x_0 que atenda à relação $|\psi(x)| \leq |\psi(x_0)|$ para um x qualquer pertencente à direita ou esquerda de x_0 , então x_0 é um ponto *Wavelet Modulus Maxima* [3]. Em outras palavras, o método WMM contém os valores máximos absolutos locais dos coeficientes e é uma representação mais compacta do sinal que a própria representação Wavelet. Além disso, através deste método as bordas (de subida e descida) do sinal são melhores representadas, distinguindo melhor o momento exato de chegada da frente de onda. A polaridade da WMM reflete a direção da borda do coeficiente e a magnitude reflete a intensidade da mudança [3]. Outra vantagem da aplicação da WMM é a significativa redução do ruído branco à medida que o nível j aumenta [4].

Em seguida, com o intuito de analisar tanto o comportamento da WMM como o efeito do aumento dos níveis da Transformada Wavelet, são apresentados na Figura 5.5 e na Figura 5.6, respectivamente, os coeficientes obtidos do detalhe da corrente e da tensão no retificador até o nível $j = 4$. Para fins de validação do algoritmo da WMM, também são apresentados nestas figuras os coeficientes do detalhe antes da aplicação da WMM para $j = 1$.

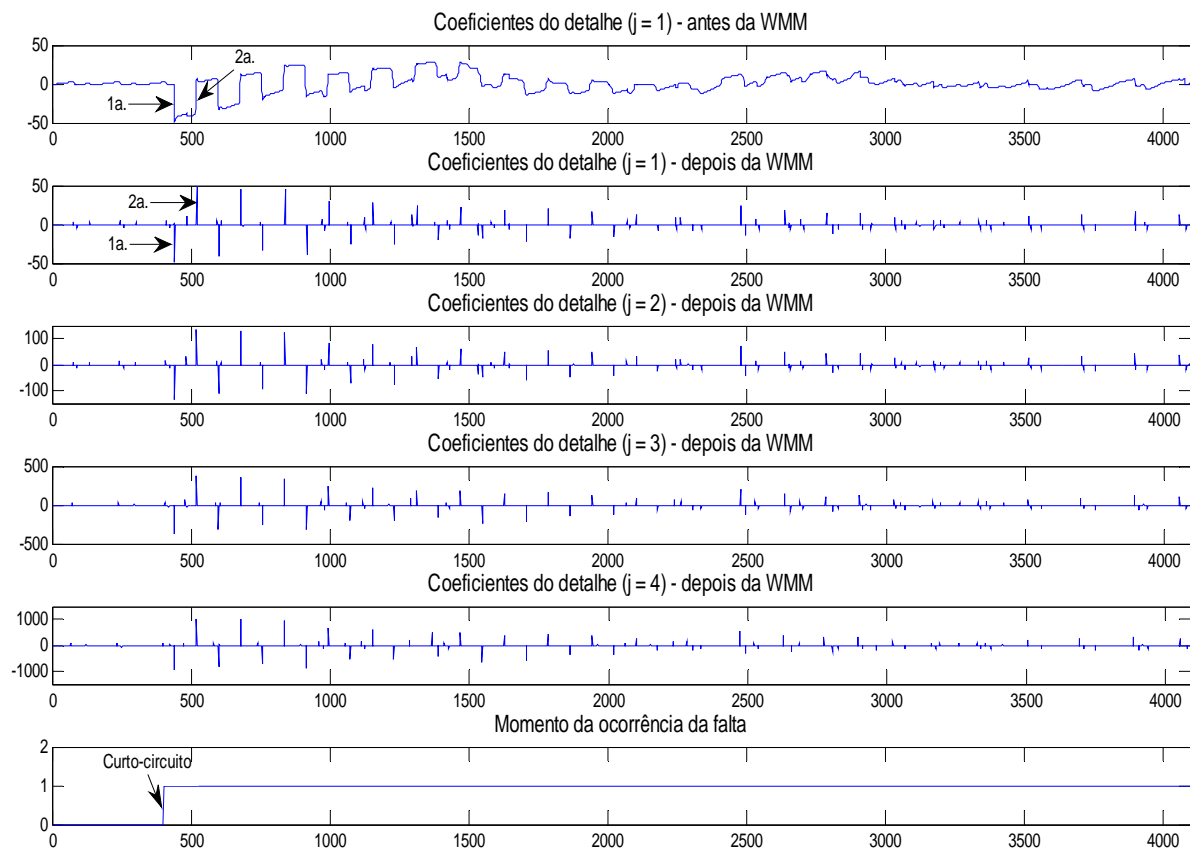


Figura 5.5: Coeficientes do detalhe da corrente c.c. no retificador.

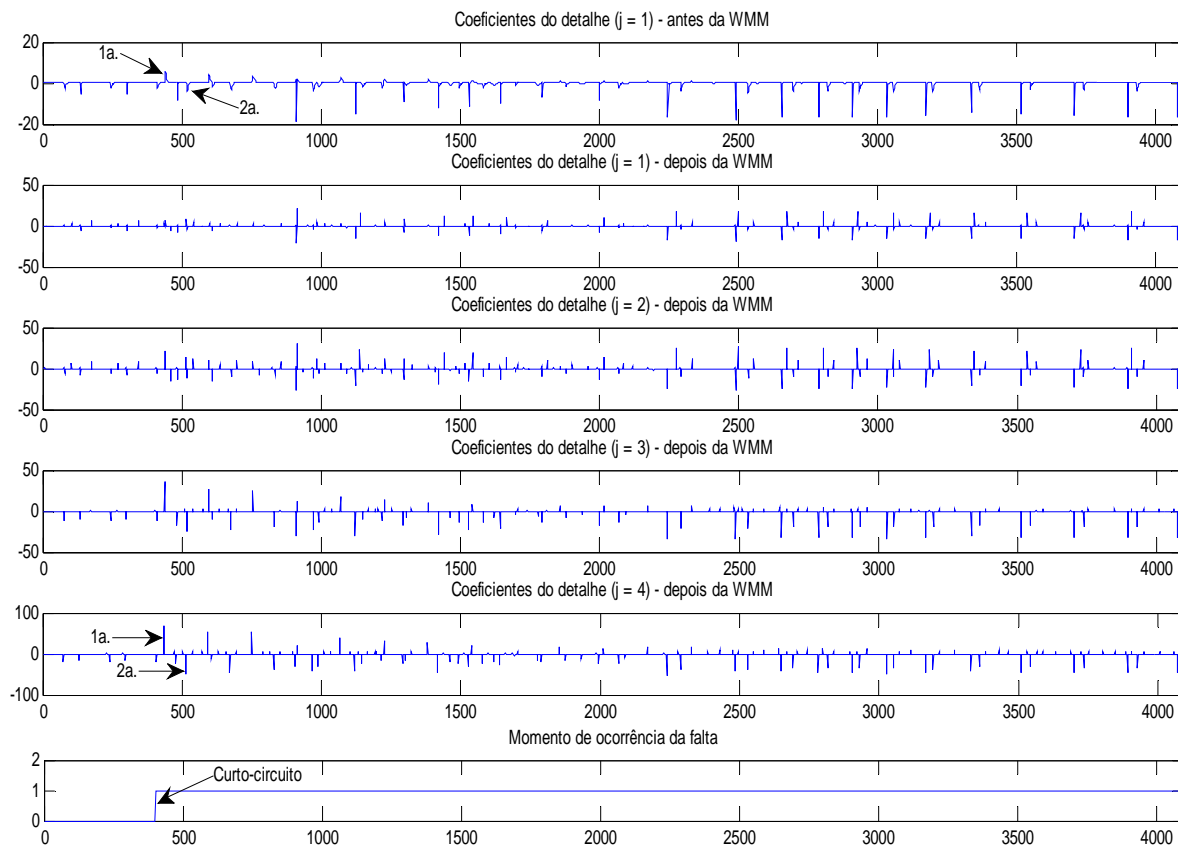


Figura 5.6: Coeficientes do detalhe da tensão c.c. no retificador.

Analisando a Figura 5.5 e a Figura 5.6 é possível perceber algumas diferenças relevantes entre elas. O comportamento dos coeficientes do detalhe para a corrente c.c. mostra que, já no nível $j = 1$ é possível computar o momento exato de chegada da primeira e segunda frente de onda (conforme indicado pelas setas). Este cômputo é realizado pré-definindo um valor de referência que, para a primeira onda é positivo e para a segunda onda é negativo. Contudo, uma vez detectadas a primeira e segunda frente de onda, as demais, mesmo ultrapassando o valor de referência, são descartadas. Por não necessitar do cálculo dos coeficientes nos demais níveis, o uso da corrente para detecção das frentes de onda torna-se efetivo do ponto de vista do custo computacional.

Enquanto isso, na Figura 5.6 a quantidade maior de coeficientes diferentes de zero após a WMM é reflexo do caráter oscilatório da tensão c.c. devido ao *ripple* presente na mesma. Neste caso, isto ocorre com maior intensidade, pois no modelo usado na simulação não há um filtro c.c. responsável por eliminar os harmônicos causados pela comutação dos tiristores. Há, contudo apenas uma capacitância na metade do cabo para amortecer o efeito do *ripple*. Esta característica torna o uso da tensão para detecção das frentes de onda mais

complexo, exigindo o cômputo dos coeficientes pelo menos até o nível $j = 4$, cuja parte dos coeficientes gerados por essa oscilação na tensão é mitigada pela WMM. Além disso, uma escolha bastante criteriosa dos valores de referência é exigida neste caso para a detecção correta das duas primeiras frentes de onda.

Baseado no exposto acima, foi adotado neste trabalho o cômputo dos coeficientes relativos à corrente apenas no nível $j = 1$, enquanto que para os coeficientes provenientes da tensão o cômputo foi realizado até o nível $j = 4$.

Com isso, relembrando a teoria básica das ondas viajantes será possível calcular a distância da falta em relação a ambas as subestações.

5.2 Detecção de Surto

Uma falta em uma linha (ou cabo) de transmissão resulta em frentes de onda de tensão e de corrente que se propagam em ambas as direções ao longo da mesma. Ao atingir as extremidades da linha, a frente de onda se depara com uma mudança de meio eletromagnético, isto é, passa de um meio onde a impedância característica é a da linha e se depara com a impedância das respectivas subestações. Nesta interface, um componente da onda é refletido, mantendo-se no meio de onde se originou, enquanto que outro componente é refratado ou transmitido, mudando assim de meio. As equações (5.1) e (5.2) mostram, respectivamente, os coeficientes de reflexão da tensão e da corrente enquanto que a equação (5.3) se refere ao coeficiente de refração [38].

$$\Gamma_{reflexão} = \frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \Rightarrow \textit{tensão} \quad (5.1)$$

$$\Gamma_{reflexão} = -\frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \Rightarrow \textit{corrente} \quad (5.2)$$

$$\Gamma_{refração} = \frac{2Z_B}{Z_B + Z_A} \Rightarrow \textit{tensão e corrente} \quad (5.3)$$

Onde Z_A é a impedância característica da linha ou cabo por onde trafega a onda e Z_B é a impedância do meio com o qual ela se depara. O diagrama de treliças da Figura 5.7 ilustra o comportamento das ondas viajantes causadas por uma falta entre o retificador (m) e o inversor (n) [4].

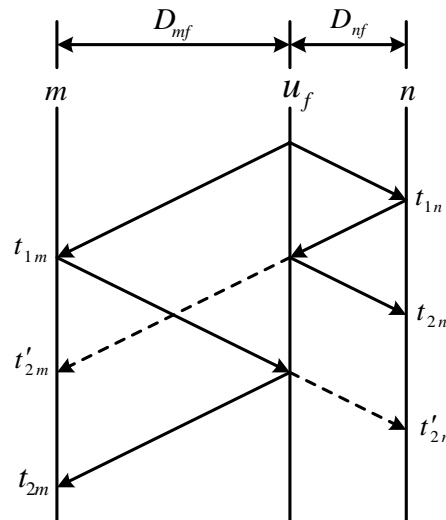


Figura 5.7: Diagrama de treliças para uma falta entre o retificador (m) e o inversor (n).

Baseando no fato da presença de indutores na saída de cada subestação conversora, conforme ilustrado na Figura 5.1, e que o transitório decorrente da falta é de alta frequência, conclui-se que a impedância vista pela onda viajante ao chegar às subestações é bastante elevada no instante de chegada do surto. Pode-se então fazer uma aproximação nas equações (5.1), (5.2) e (5.3) e dizer que:

$$\Gamma_{\text{reflexão}} \begin{cases} \approx 1 \Rightarrow \text{tensão} \\ \approx -1 \Rightarrow \text{corrente} \end{cases} \quad (5.4)$$

e

$$\Gamma_{\text{refração}} \approx 2$$

E, considerando um curto-circuito franco, o componente de onda refletido, ao retornar da subestação conversora, se depara com uma impedância nula. Com isso, os coeficientes de reflexão e refração, respectivamente, ficam da seguinte forma:

$$\Gamma_{\text{reflexão}} \begin{cases} \approx -1 \Rightarrow \text{tensão} \\ \approx 1 \Rightarrow \text{corrente} \end{cases} \quad (5.5)$$

$$e$$

$$\Gamma_{\text{refração}} \approx 0$$

5.3 Determinação da Distância

Para demonstrar a metodologia utilizada no cômputo da distância da falta, o exemplo de um curto franco a 90 km da subestação retificadora é utilizado. Inicialmente são apresentados na Figura 5.8 os gráficos dos coeficientes do detalhe da corrente tanto no retificador quanto no inversor. Nestes gráficos estão destacados os coeficientes referentes à chegada de uma frente de onda na respectiva subestação. Já na Figura 5.9 está ilustrado o diagrama de treliças referente às primeiras frentes de onda indicadas nos gráficos da Figura 5.8, elucidando com isso, a qual frente de onda se refere cada coeficiente marcados nos gráficos desta figura. Contudo, vale lembrar aqui que a polaridade dos coeficientes é inversa em relação à polaridade da grandeza de corrente.

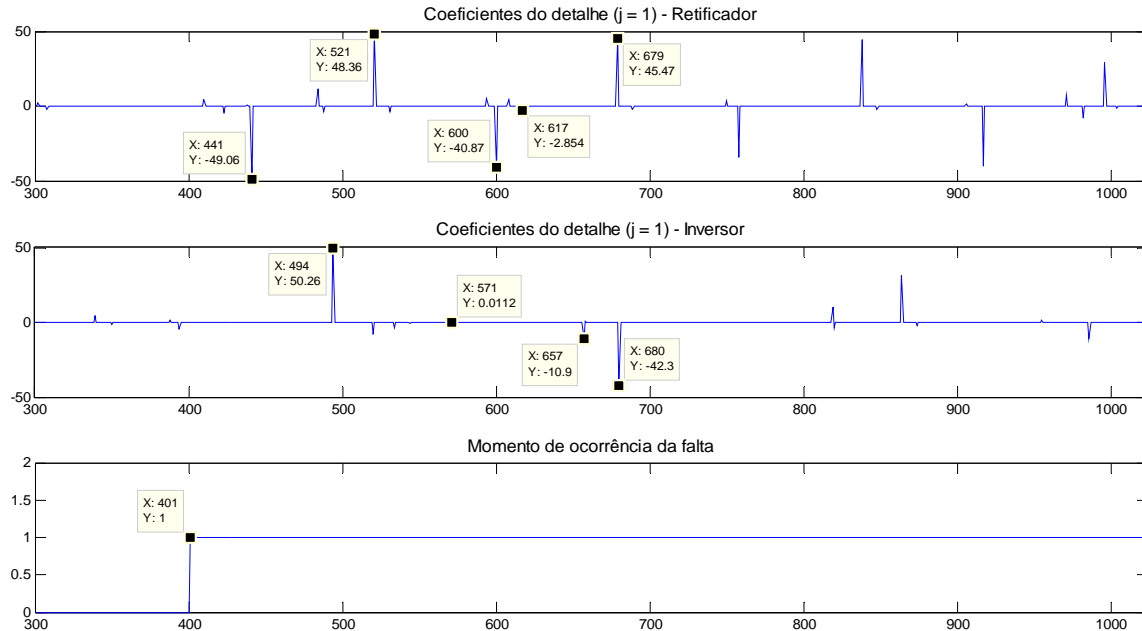


Figura 5.8: Coeficientes do detalhe da corrente no retificador e no inversor para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.

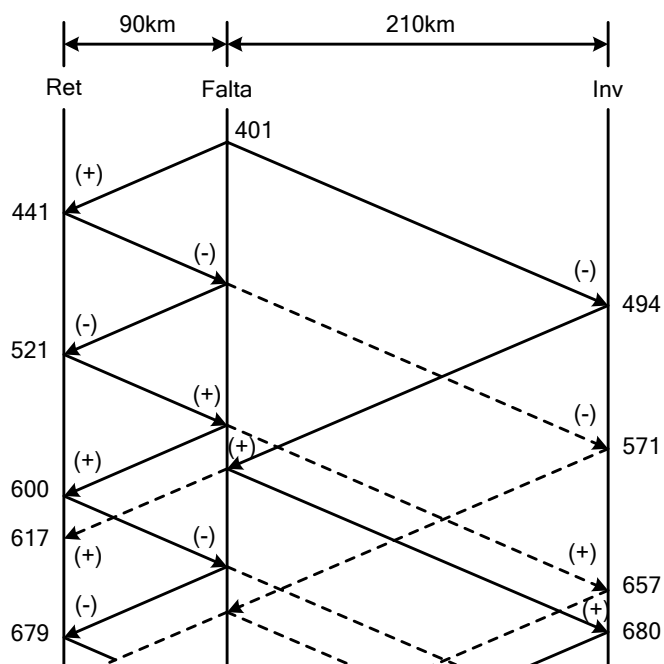


Figura 5.9: Diagrama de treliças da corrente para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.

Nos eixos verticais do diagrama de treliças estão indicadas em qual amostra a respectiva frente de onda foi detectada pelo algoritmo de Transformada Wavelet. Os sinais entre parênteses representam a polaridade das frentes de onda incidentes na interface de cada subestação, sejam elas refletidas ou refratadas no ponto de falta.

De forma semelhante, a mesma análise pode ser realizada para a tensão. A Figura 5.10 apresenta então os coeficientes do detalhe da tensão para a mesma falta tanto no retificador como no inversor. A Figura 5.11 ilustra o diagrama de treliças referente à Figura 5.10, sendo que a polaridade dos coeficientes é inversa em relação à polaridade da grandeza de tensão, conforme já dito anteriormente.

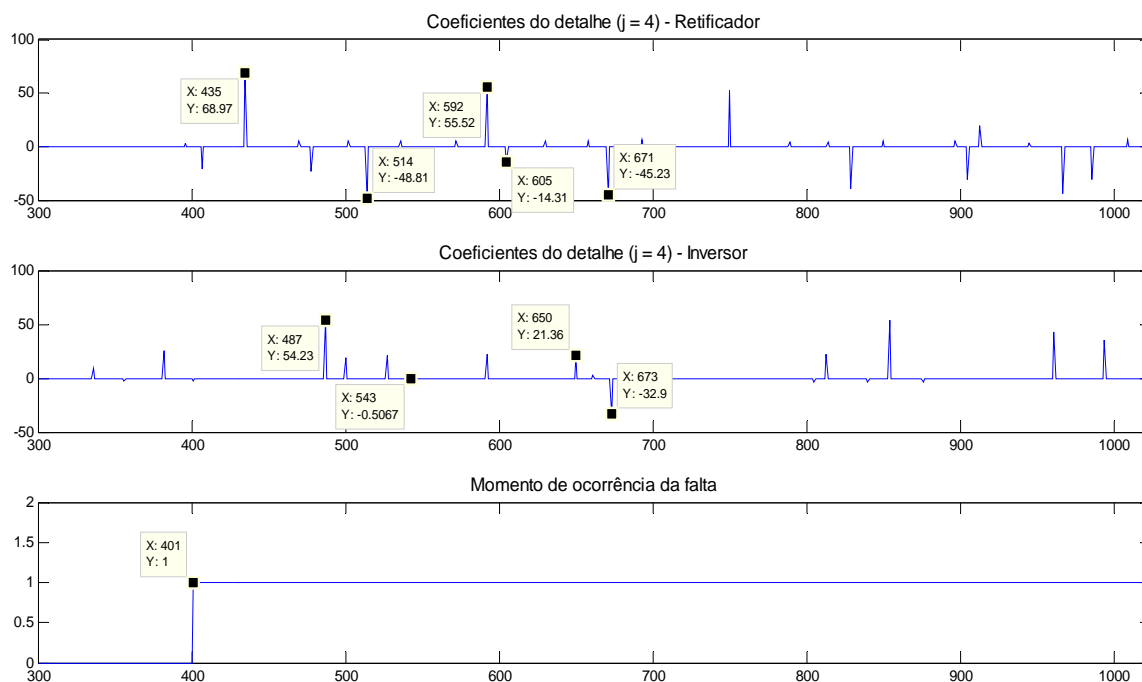


Figura 5.10: Coeficientes do detalhe da tensão no retificador e no inversor para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.

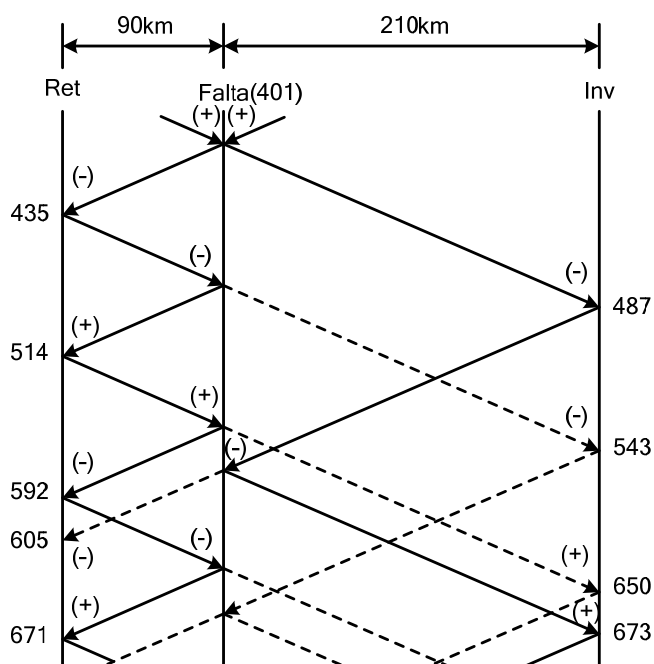


Figura 5.11: Diagrama de treliças da corrente para um curto franco a 90 km da subestação retificadora.

No gráfico da Figura 5.8 e da Figura 5.10, observa-se que o módulo dos coeficientes referentes a frentes de onda refratadas é significativamente inferior aos módulos dos componentes de onda refletidos. Isto mostra o quão atenuado é este componente de onda durante seu percurso até sua chegada na outra extremidade do cabo. Entretanto, estes componentes de onda não são necessários para o cálculo da distância da falta.

Conforme se observa pelos gráficos, é possível perceber que os coeficientes do detalhe apresentam valores relativamente elevados apenas após a ocorrência da falta, retratando a presença das frentes de onda. Contudo, na prática o momento exato de ocorrência de uma falta não é conhecido. Desta forma, torna-se necessário definir valores de referência que sejam superados pelos coeficientes referentes às primeiras frentes de onda. O algoritmo responsável por este cálculo registra em quais amostras foram detectados os coeficientes e com estas informações é possível realizar o cálculo da distância basicamente através de dois métodos:

- Utilizando apenas um terminal:

$$Dist_{falta-sub} = \frac{(n_2 - n_1)}{2} \cdot u \cdot \frac{1}{f} \quad (5.6)$$

- Utilizando dois terminais:

$$Dist_{falta-sub} = \frac{[L - (n_1 - n_{1(substação remota)})]}{2} \cdot u \cdot \frac{1}{f} \quad (5.7)$$

Onde n_1 é a amostra referente a primeira frente de onda; n_2 a amostra referente à segunda frente de onda; $n_{1(substação remota)}$ a amostra referente à primeira frente de onda na subestação remota; L representa o comprimento da linha ou cabo em km; u a velocidade de propagação da onda eletromagnética no cabo ou linha em km/s e f a frequência de amostragem em amostras/s.

O método utilizando apenas um terminal apresenta a vantagem de não depender do sistema de telecomunicação, tendo em visto que a eficácia do sistema de proteção não pode ser influenciada caso haja alguma falha na comunicação entre as duas subestações conversoras. Todavia, este método é menos confiável para faltas muito próximas à subestação. Isto ocorre, pois em uma falta próxima à subestação o Δt entre a primeira e a segunda frente de onda pode ser inferior ao período de amostragem, de tal forma que enquanto o sistema de medição realiza uma amostra, as duas frentes de onda já chegaram à subestação.

Por outro lado, o método utilizando dois terminais não apresenta este problema, já que ele utiliza apenas uma amostra por subestação. Neste caso, as subestações trocam informação do momento de chegada da primeira frente de onda em cada uma delas através de um sinal de GPS. Logo, se a falta é muito próxima a uma subestação, ela será consequentemente muito distante da outra. Com isso, o sistema de medição precisa ser rápido o suficiente para detectar apenas uma frente de onda por terminal e não duas como o método anterior. Contudo, este método é dependente do funcionamento da comunicação entre as subestações, o que do ponto de vista de confiabilidade da proteção é considerado uma desvantagem relevante.

5.4 Resultados

Para comparar os dois métodos citados, foram simuladas faltas em 11 locais diferentes do cabo c.c. de 300 km do modelo HVDC sob estudo. A distância entre as faltas é de 30 km, sendo que os pontos de falta simulados foram (0, 30, 60, ..., 270, 300) km. A legenda abaixo se refere aos métodos de cálculo usados para os resultados que são apresentados a seguir:

- Método A (Mét. A): Solução utilizando um terminal e as medições de corrente;
- Método B (Mét. B): Solução utilizando dois terminais e as medições de corrente;
- Método C (Mét. C): Solução utilizando um terminal e as medições de tensão;
- Método D (Mét. D): Solução utilizando dois terminais e as medições de tensão.

Os resultados foram obtidos para os seguintes tempos de amostragem: 10 μ s, 20 μ s e 40 μ s. Este último valor representa aproximadamente o tempo de amostragem do sistema de medição que é utilizado na prática, que é de 512 amostras por período (considerando um sistema c.a. de 50 Hz).

5.4.1 Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de 10 μ s

Para o cômputo da distância, os seguintes valores de *pick-up* foram utilizados pelo algoritmo:

Tabela 5.2: Valores de *pick-up* (referência) para os coeficientes do detalhe.

	Retificador		Inversor	
	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda
Corrente ($j = 1$)	-15,0	10,0	18,0	-6,0
Tensão ($j = 4$)	34,0	-23,2	28,0	-22,0

As tabelas abaixo mostram as distâncias calculadas através dos 4 métodos mencionados acima para o retificador e para o inversor.

Tabela 5.3: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 0Ω e tempo de amostragem de $10 \mu s$.

Dist.	Detectado pelo Retificador (0Ω)				Detectado pelo Inversor (0Ω)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-3,06	124,50	-1,91	299,26	303,06	301,55	301,91
30 km	29,70	28,93	29,70	31,21	270,71	271,08	272,99	268,79
60 km	60,54	58,62	59,40	59,76	241,01	241,38	239,87	240,24
90 km	91,38	89,46	90,24	90,60	212,45	210,54	212,45	209,40
120 km	121,08	120,30	119,94	120,30	181,61	179,70	180,47	179,70
150 km	149,63	151,14	150,77	148,86	150,77	148,86	149,63	151,14
180 km	181,61	179,70	180,47	179,70	121,08	120,30	118,79	120,30
210 km	211,31	210,54	210,17	209,40	91,38	89,46	90,24	90,60
240 km	241,01	241,38	239,87	240,24	60,54	58,62	59,40	59,76
270 km	271,85	271,08	269,56	271,08	29,70	28,93	30,84	28,93
300 km	301,55	303,06	300,40	301,91	Inválido	-3,06	Inválido	-1,91

As células preenchidas de cinza nas tabelas representam erros muito grandes no cômputo da distância, determinados de forma empírica. Por exemplo, se uma falta ocorreu a 90 km da subestação a distância calculada pelo algoritmo foi 210 km, o resultado foi classificado como inválido. Ou então, se a distância calculada for muito maior que 300 km, conclui-se que o algoritmo não foi capaz de detectar as frentes de onda fornecendo um resultado, que é inválido.

Percebe-se, porém, que os resultados da Tabela 5.3 foram satisfatórios tanto usando os valores de corrente como os valores de tensão para o cálculo, principalmente nos métodos B e D. Os erros indicados, que se referem a faltas logo na saída da subestação retificadora ou inversora, são inevitáveis, pois não há reflexão de onda quando a falta ocorre na própria subestação. Todavia, para a mesma distância, erros tão elevados não se repetiram nos

métodos B e D. Isto porque estes métodos necessitam apenas da primeira frente de onda de cada subestação, a qual sempre ocorre independentemente do local da falta. Neste caso, as distâncias calculadas foram negativas, sendo então entendida pelo algoritmo como uma falta fora do cabo. Contudo, como a interface subestação-cabo está após o último medidor de corrente, uma falta na interface deve ser vista como fora da subestação e, com isso, a proteção do cabo deve atuar. Além disso, em todos os casos, quando a falta ocorreu a 0 km de alguma subestação, a outra calculou uma distância maior que 300 km, também sendo entendida como fora do cabo. Desta forma, é relevante atribuir uma tolerância ao algoritmo devido à resolução do sistema de medição, por exemplo, de $\pm 3,5$ km para ser interpretado pelo algoritmo que a falta foi no cabo e que a respectiva ação de proteção seja adotada.

Tabela 5.4: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 1Ω e tempo de amostragem de $10 \mu s$.

Dist.	Detectado pelo Retificador (1Ω)				Detectado pelo Inversor (1Ω)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-3,06	Inválido	Inválido	300,40	303,06	302,70	Inválido
30 km	29,70	28,93	29,70	31,21	271,85	271,08	270,71	268,79
60 km	60,54	58,62	59,40	59,76	241,01	241,38	239,87	240,24
90 km	91,38	89,46	90,24	90,60	213,59	210,54	209,03	209,40
120 km	121,08	120,30	119,94	120,30	181,61	179,70	180,47	179,70
150 km	149,63	151,14	154,20	148,86	150,77	148,86	150,77	151,14
180 km	181,61	179,70	180,47	179,70	121,08	120,30	119,93	120,30
210 km	212,45	210,54	210,17	209,40	91,38	89,46	90,24	90,60
240 km	241,01	241,38	239,87	240,24	60,54	58,62	59,40	59,76
270 km	271,85	271,08	269,56	271,08	29,70	28,93	30,84	28,93
300 km	301,55	303,06	300,40	191,12	Inválido	-3,06	Inválido	Inválido

Pela Tabela 5.4 percebe-se que os resultados não foram muito diferentes daqueles apresentados na Tabela 5.3. Porém, a tensão deu o primeiro sinal de que é mais susceptível a faltas em alta impedância. Isto se torna evidente ao avaliar os resultados da distância calculada para faltas a 0 km do retificador e do inversor pelo método D. Para uma falta com aproximadamente 0Ω , o erro obtido estava dentro da faixa de tolerância, enquanto que já para uma falta com 1Ω de impedância o erro obtido torna o resultado inválido. Porém os resultados ainda são satisfatórios, pois o erro foi grande apenas na interface, enquanto que para as demais distâncias este sempre foi menor que 2 km. Além disso, os métodos A e B, referentes à corrente, não apresentaram aumentos significativos de erro no cálculo para

distância em comparação com os resultados anteriores, não apresentando qualquer diferença em relação aos resultados da Tabela 5.3. Isto mostra também que o método da corrente é bastante eficaz para detectar a primeira frente de onda.

Tabela 5.5: Distâncias calculadas para faltas com impedância de $10\ \Omega$ e tempo de amostragem de $10\ \mu\text{s}$.

Dist.	Detectado pelo Retificador ($10\ \Omega$)				Detectado pelo Inversor ($10\ \Omega$)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	12,56	-3,06	Inválido	Inválido	147,35	303,06	Inválido	Inválido
30 km	29,70	28,93	Inválido	Inválido	270,71	271,08	Inválido	Inválido
60 km	60,54	58,62	Inválido	Inválido	241,01	241,38	Inválido	Inválido
90 km	91,38	89,46	Inválido	Inválido	211,31	210,54	Inválido	Inválido
120 km	121,08	120,30	Inválido	Inválido	181,61	179,70	Inválido	Inválido
150 km	139,35	151,14	Inválido	Inválido	Inválido	148,86	Inválido	Inválido
180 km	181,61	179,70	Inválido	Inválido	119,93	120,30	Inválido	Inválido
210 km	212,45	210,54	Inválido	Inválido	90,24	89,46	Inválido	Inválido
240 km	173,62	241,38	Inválido	Inválido	60,54	58,62	Inválido	Inválido
270 km	295,83	271,08	Inválido	Inválido	29,70	28,93	Inválido	Inválido
300 km	308,40	303,06	309,50	300,00	11,42	-3,06	Inválido	Inválido

Pelos resultados da Tabela 5.5 conclui-se o que começou a ficar evidente pela Tabela 5.4, que as frentes de onda de tensão são mais afetadas pela impedância de falta que as frentes de onda de corrente. O fato da impedância de falta se aproximar da impedância de surto do cabo contribui também para o aumento dos erros. Além disso, ainda em regime permanente, devido aos *ripples* causados pelo chaveamento dos tiristores, a tensão apresenta um comportamento mais oscilatório que o da corrente. Isto dificulta ainda mais na detecção das frentes de onda em faltas com impedâncias elevadas, pois na maioria dos casos o coeficiente referente às mesmas se torna menor que os coeficientes gerados pelos *ripples* na tensão. Enquanto isso, os métodos A e B, protagonizado pelo método B, demonstraram ser mais eficazes para o cálculo da distância de falta que a tensão. No método A alguns erros relevantes foram obtidos. Analisando cada caso mais detalhadamente pôde-se perceber que os coeficientes gerados pela segunda frente de onda foram significativamente amortecidos tornando-se menores que os coeficientes provenientes de outros distúrbios. Todavia, considerando o método A, embora alguns erros tenham sido elevados, com exceção da falta a 150 km, detectada no inversor, todas as distâncias calculadas indicaram a falta como sendo no cabo. Além disso, o método B em

ambas as subestações demonstrou ser bastante eficaz no cômputo de faltas de alta impedância.

5.4.2 Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de 20 μ s

Para o cômputo da distância, os seguintes valores de *pick-up* foram utilizados pelo algoritmo:

Tabela 5.6: Valores de *pick-up* para os coeficientes do detalhe.

	Retificador		Inversor	
	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda
Corrente ($j = 1$)	-32,0	24,0	32,0	-16,0
Tensão ($j = 4$)	35,0	-25,0	39,0	-26,0

Nas tabelas a seguir, têm-se as distâncias calculadas através dos 4 métodos mencionados anteriormente para o retificador e o inversor.

Tabela 5.7: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 0 Ω e tempo de amostragem de 20 μ s.

Dist.	Detectado pelo Retificador (0 Ω)				Detectado pelo Inversor (0 Ω)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	Inválido	-3,06	301,55	300,77	301,55	303,06
30 km	29,70	28,93	29,70	31,21	269,56	271,08	276,42	268,79
60 km	61,68	58,62	59,40	58,62	242,15	241,38	237,58	241,38
90 km	91,38	88,32	91,38	88,32	210,17	211,68	210,17	211,68
120 km	121,08	120,30	118,79	120,30	180,47	179,70	180,47	179,70
150 km	150,77	152,28	153,06	150,00	150,77	147,72	150,77	150,00
180 km	180,47	179,70	180,47	179,70	121,08	120,30	118,79	120,30
210 km	210,17	211,68	210,17	211,68	91,38	88,32	91,38	88,32
240 km	242,15	239,09	239,87	239,09	59,40	60,91	57,11	60,91
270 km	271,85	271,08	269,56	271,08	29,70	28,93	29,70	28,93
300 km	303,83	300,77	301,55	303,06	Inválido	-0,77	Inválido	-3,06

Observando os resultados apresentados na Tabela 5.7, nota-se que para todas as faltas as distâncias foram calculadas de forma satisfatória. As duas únicas exceções ocorrem nos métodos A e C para as faltas ocorridas logo na saída de cada subestação. Conforme já citado no caso anterior, estes erros são inevitáveis por se tratarem de uma singularidade no

algoritmo dos respectivos métodos. Os resultados mostram também que uma tolerância um pouco maior, de ± 4 km pode ser atribuído ao algoritmo para detectar uma falta na extremidade oposta da linha. Comparando os resultados da Tabela 5.7 com aqueles da Tabela 5.4, percebe-se que para alguns pontos de falta o erro com o período de amostragem de 20 μ s foi igual, maior ou em alguns casos até menor. Este fato mostra que o erro do cálculo da distância não está vinculado apenas com o período de amostragem maior, mas também com o momento em que a falta ocorre em relação ao momento no qual o valor de corrente ou tensão é amostrado pelo sistema de medição. Uma análise mais detalhada da influência do tempo de amostragem no erro no cômputo da distância é apresentada no item 5.5.

Tabela 5.8: Distâncias calculadas para faltas com impedância de 1 Ω e tempo de amostragem de 20 μ s.

Dist.	Detectado pelo Retificador (1 Ω)				Detectado pelo Inversor (1 Ω)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	Inválido	-3,10	301,55	300,77	306,11	303,06
30 km	29,70	28,93	27,41	33,49	271,85	271,08	271,85	266,51
60 km	61,68	58,62	59,40	58,62	242,15	241,38	237,58	241,38
90 km	91,38	88,32	91,38	88,32	212,45	211,68	207,90	211,68
120 km	121,08	120,30	118,79	120,30	180,47	179,70	180,47	179,70
150 km	150,77	152,28	155,34	150,00	150,77	147,72	150,77	150,00
180 km	180,47	179,70	180,47	179,70	121,08	120,30	118,79	120,30
210 km	210,17	211,68	210,17	211,68	91,38	88,32	91,38	88,32
240 km	242,15	239,09	239,87	239,09	59,40	60,91	57,11	60,91
270 km	271,85	271,08	269,56	271,08	29,70	28,93	29,70	28,93
300 km	303,83	300,77	301,06	303,06	Inválido	-0,77	Inválido	-3,06

Comparando os resultados da Tabela 5.8 com aqueles da Tabela 5.7, observa-se que as distâncias calculadas são as mesmas para a maioria das faltas, não aumentando a quantidade de resultados inválidos.

Tabela 5.9: Distâncias calculadas para faltas com impedância de $10\ \Omega$ e tempo de amostragem de $20\ \mu\text{s}$.

Dist.	Detectado pelo Retificador ($10\ \Omega$)				Detectado pelo Inversor ($10\ \Omega$)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	Inválido	Inválido	Inválido	300,77	Inválido	Inválido
30 km	29,70	28,93	Inválido	Inválido	Inválido	271,08	Inválido	Inválido
60 km	61,68	58,62	57,1109	Inválido	Inválido	241,38	Inválido	Inválido
90 km	91,38	88,32	Inválido	Inválido	Inválido	211,68	Inválido	Inválido
120 km	121,08	120,30	Inválido	Inválido	Inválido	179,70	Inválido	Inválido
150 km	Inválido	152,28	Inválido	Inválido	Inválido	147,72	Inválido	Inválido
180 km	182,75	179,70	Inválido	Inválido	121,08	120,30	Inválido	Inválido
210 km	Inválido	211,68	Inválido	Inválido	91,38	88,32	Inválido	Inválido
240 km	242,15	239,09	Inválido	Inválido	59,40	60,91	Inválido	Inválido
270 km	Inválido	271,08	Inválido	Inválido	29,70	28,93	Inválido	Inválido
300 km	Inválido	300,77	310,68	Inválido	Inválido	-0,77	Inválido	Inválido

Aqui mais uma vez o método B se mostrou mais robusto para faltas em alta impedância. Tendo em vista que a primeira frente de onda de cada falta analisada foi detectada com eficácia pelo algoritmo, as distâncias calculadas possuem erros da mesma ordem de grandeza para faltas com $0\ \Omega$ e $1\ \Omega$ de impedância. Já os métodos A para o retificador e inversor apresentaram resultados inválidos para uma quantidade significativa de pontos de falta. Como a corrente, assim como a tensão, apresenta *ripples* em regime permanente, no algoritmo da *Wavelet Modulus Maxima* foi atribuída uma tolerância para que tais *ripples* não fossem confundidos por frentes de onda. Contudo, devido à alta impedância de falta, as segundas frentes de onda foram intensamente amortecidas, sendo confundidas pelo algoritmo da WMM por *ripples* da corrente. Percebe-se também que, ainda pelo método A, aquelas faltas cujos resultados foram inválidos no retificador não foram inválidos no inversor, e vice-versa. A única exceção para este caso é a falta a 150 km do cabo. Enquanto isso, os métodos C e D resultaram quase na sua totalidade em resultados inválidos, piores que aqueles apresentados na Tabela 5.5, os quais apresentaram erros maiores, mas ainda assim identificaram a falta como sendo no cabo.

5.4.3 Cálculo da Distância para um Tempo de Amostragem de $40\ \mu\text{s}$

Para o cômputo da distância, os seguintes valores de *pick-up* foram utilizados pelo algoritmo:

Tabela 5.10: Valores de *pick-up* para os coeficientes do detalhe.

	Retificador		Inversor	
	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda	1ª. Frente de onda	2ª. Frente de onda
Corrente ($j = 1$)	-32,0	24,0	32,0	-16,0
Tensão ($j = 4$)	35,0	-21,5	40,0	-23,0

Nas tabelas a seguir mostram-se as distâncias calculadas através dos 4 métodos mencionados para o retificador e o inversor.

Tabela 5.11: Distâncias calculadas para faltas com impedância de $0\ \Omega$ e tempo de amostragem de $40\ \mu\text{s}$.

Dist.	Detectado pelo Retificador ($0\ \Omega$)				Detectado pelo Inversor ($0\ \Omega$)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	Inválido	-5,34	301,55	300,77	301,55	305,34
30 km	27,41	31,21	31,98	26,64	269,56	268,79	274,13	273,36
60 km	59,40	58,63	59,40	58,62	237,58	241,38	237,58	241,38
90 km	91,38	90,60	91,38	90,60	214,73	209,40	214,74	209,40
120 km	123,36	118,02	118,79	118,02	182,75	181,98	178,19	181,98
150 km	150,77	150,00	155,34	145,43	150,77	150,00	150,77	154,57
180 km	182,75	181,98	178,19	181,98	123,36	118,02	118,79	118,02
210 km	214,74	209,40	210,17	209,40	91,38	90,60	91,38	90,60
240 km	237,58	241,38	242,15	236,81	59,40	58,62	54,83	63,19
270 km	269,56	268,79	269,56	277,93	27,41	31,21	36,55	22,07
300 km	301,55	300,77	301,55	305,34	Inválido	-0,77	Inválido	-5,34

De forma geral, nota-se pela Tabela 5.11 um aumento do erro no cálculo da distância da falta. Este resultado era esperado tendo em vista que a frequência de amostragem neste caso foi reduzida pela metade em relação ao caso anterior. Em raros casos o erro foi menor, evidenciando o que foi exposto anteriormente, que o erro também depende do momento em que a frente de onda chega à subestação relativa ao momento que uma amostragem é realizada. A maior incidência de erro ocorreu com as distâncias calculadas pelo método da tensão, chegando, por exemplo, a quase 8 km para a falta a 270 km do retificador pelo método D. Contudo, mesmo com o aumento do período de amostragem, para um curto franco o algoritmo demonstrou ser eficaz na determinação aproximada da distância da falta.

Tabela 5.12: Distâncias calculadas para faltas com impedância de $1\ \Omega$ e tempo de amostragem de $40\ \mu\text{s}$.

Dist.	Detectado pelo Retificador ($1\ \Omega$)				Detectado pelo Inversor ($1\ \Omega$)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	Inválido	Inválido	301,55	300,77	306,10	Inválido
30 km	27,41	31,21	31,98	26,64	269,56	268,79	274,13	273,36
60 km	59,40	58,63	59,40	58,62	237,58	241,38	237,58	241,38
90 km	91,38	90,60	91,38	90,60	214,73	209,40	214,74	209,40
120 km	123,36	118,02	118,79	118,02	182,75	181,98	178,19	181,98
150 km	150,77	150,00	155,34	145,43	150,77	150,00	150,77	154,57
180 km	182,75	181,98	178,19	181,98	123,36	118,02	118,79	118,02
210 km	214,74	209,40	210,17	209,40	91,38	90,60	91,38	90,60
240 km	237,58	241,38	242,15	236,81	59,40	58,62	54,83	63,19
270 km	269,56	268,79	269,56	277,93	27,41	31,21	36,55	22,07
300 km	301,55	300,77	Inválido	305,30	Inválido	-0,77	Inválido	-5,34

Enquanto isso, como se pode perceber pela Tabela 5.12, para uma falta com $1\ \Omega$ de impedância o algoritmo baseado no método D não foi capaz de detectar o local da falta, quando esta ocorre na saída do retificador. Neste caso, a primeira frente de onda que chegou ao inversor foi bastante amortecida ao longo dos 300 km de cabo ficando, com isso, abaixo do valor de *pick-up*. Todavia, praticamente com exceção deste caso, não houve qualquer alteração destes resultados em relação aos apresentados na Tabela 5.11.

Tabela 5.13: Distâncias calculadas para faltas com impedância de $10\ \Omega$ e tempo de amostragem de $40\ \mu\text{s}$.

Dist.	Detectado pelo Retificador ($10\ \Omega$)				Detectado pelo Inversor ($10\ \Omega$)			
	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D	Mét. A	Mét. B	Mét. C	Mét. D
0 km	Inválido	-0,77	164,50	300,80	Inválido	300,77	Inválido	-0,80
30 km	27,41	31,21	187,30	296,20	Inválido	268,79	Inválido	3,80
60 km	Inválido	58,63	50,26	63,19	237,58	241,38	Inválido	236,80
90 km	91,38	90,60	Inválido	Inválido	214,74	209,40	Inválido	Inválido
120 km	123,36	118,02	Inválido	Inválido	182,75	181,98	Inválido	Inválido
150 km	Inválido	150,00	Inválido	Inválido	Inválido	150,00	Inválido	Inválido
180 km	351,80	181,98	Inválido	Inválido	123,36	118,02	Inválido	Inválido
210 km	264,99	209,40	Inválido	Inválido	91,38	90,60	Inválido	Inválido
240 km	292,41	241,38	Inválido	Inválido	59,40	58,62	Inválido	Inválido
270 km	319,82	268,79	Inválido	Inválido	27,41	31,21	Inválido	Inválido
300 km	Inválido	300,77	310,68	Inválido	Inválido	-0,77	Inválido	Inválido

Finalmente, analisando o que pode ser considerado o pior caso das situações analisadas, percebe-se que novamente os métodos de cálculo baseados na tensão não demonstram ser eficazes na localização da falta quando esta ocorre com uma impedância relativamente elevada. Neste caso, as frentes de onda são bastante amortecidas devido à impedância de falta, de tal forma que os coeficientes possuem uma ordem de grandeza semelhante ao daqueles causados pelo *ripple* de tensão em regime permanente. De forma semelhante, o método A mostrou-se também ser pouco eficaz na localização da falta, principalmente no retificador, onde para alguns pontos de falta o erro foi elevado, porém ainda sim identificando a falta como sendo no cabo. Enquanto isso, o método B apresentou resultados bastante satisfatórios, com erros tão baixos quanto aos obtidos para um período de amostragem de 10 μ s. Conclui-se, com isso, que o método pela corrente usando dois terminais é o mais confiável para ser usado na detecção e localização de faltas na linha ou cabo c.c.

Em seguida é apresentada uma análise dos erros obtidos nos resultados das simulações apresentadas acima.

5.5 Análise dos Erros

Conforme citado anteriormente, o erro no cálculo da distância não está apenas vinculado ao período de amostragem. Um exemplo deste fato ocorre quando a diferença entre a primeira frente de onda e a segunda é de 201 μ s, equivalendo a uma distância de falta de 22,96 km. Se a primeira frente de onda ocorrer no trigésimo milissegundo e a segunda no ducentésimo trigésimo primeiro milissegundo para um período de amostragem de 10 μ s, a terceira e a vigésima quarta amostra detectarão, respectivamente, as frentes de onda. O resultado do algoritmo será então de aproximadamente 23,99 km, apresentando um erro de 1,03 km. Por outro lado, se for um o caso de um sistema de medição com período de amostragem de 40 μ s, e a primeira frente de onda vier já no primeiro milissegundo e a segunda no ducentésimo segundo milissegundo, as amostras 1 e 6 detectarão respectivamente as frentes de onda e o resultado do algoritmo será 22,84 km, isto é, um erro de apenas 120 m.

A análise acima mostra que a situação ideal é aquela na qual a primeira e a segunda frente de onda ocorrem ambas no início no período de amostragem, ou de forma análoga ambas no final. Enquanto que a pior situação ocorre quando a primeira frente de onda chega ao final de uma amostra e a segunda no início, ou vice versa.

As equações abaixo mostram o erro máximo vinculado a cada período de amostragem analisado neste trabalho considerando a velocidade de propagação mostrada na Tabela 5.1.

$$\left\{ \begin{array}{l} p / 10\mu s \Rightarrow E_{\max} = \frac{1}{2} \times \frac{10 \times 10^{-9}}{4,377451767 \times 10^{-9}} = \pm 1,1422 km \\ p / 20\mu s \Rightarrow E_{\max} = \frac{1}{2} \times \frac{20 \times 10^{-9}}{4,377451767 \times 10^{-9}} = \pm 2,2844 km \\ p / 40\mu s \Rightarrow E_{\max} = \frac{1}{2} \times \frac{40 \times 10^{-9}}{4,377451767 \times 10^{-9}} = \pm 4,5689 km \end{array} \right. \quad (5.8)$$

Contudo, conforme é possível observar nas tabelas seguintes, em alguns casos o erro foi maior que os valores calculados em (5). Neste caso, deve-se somar ao erro total o erro máximo inerente de cada período de amostragem mais o fato que a frente de onda pode ter sido detectada, por exemplo, com uma amostra de atraso ou uma amostra adiantada. Os valores em **negrito** destacam os erros que foram iguais para diferentes períodos de amostragem.

Tabela 5.14: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 0Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (0Ω)			INVERSOR (0Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	-0,739	1,545	1,545
30	-0,302	-0,302	-2,587	0,705	-0,437	-0,437
60	0,538	1,680	-0,605	1,008	2,150	-2,419
90	1,377	1,377	1,377	2,452	0,168	4,737
120	1,075	1,075	3,359	1,613	0,470	2,755
150	-0,370	0,773	0,773	0,773	0,773	0,773
180	1,613	0,470	2,755	1,075	1,075	3,359
210	1,310	0,168	4,737	1,377	1,377	1,377
240	1,008	2,150	-2,419	0,538	-0,605	-0,605
270	1,848	1,848	-0,437	-0,302	-0,302	-2,587
300	1,545	3,829	1,545	Inválido	Inválido	Inválido

Tabela 5.15: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 1Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (1Ω)			INVERSOR (1Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	0,400	1,545	1,545
30	-0,302	-0,302	-2,587	1,848	1,848	-0,437
60	0,538	1,680	-0,605	1,008	2,150	-2,419
90	1,377	1,377	1,377	3,595	2,452	4,737
120	1,075	1,075	3,359	1,613	0,470	2,755
150	-0,370	0,773	0,773	0,773	0,773	0,773
180	1,613	0,470	2,755	1,075	1,075	3,359
210	2,452	0,168	4,737	1,377	1,377	1,377
240	1,008	2,150	-2,419	0,538	-0,605	-0,605
270	1,848	1,848	-0,437	-0,302	-0,302	-2,587
300	1,545	3,829	1,545	Inválido	Inválido	Inválido

Tabela 5.16: Erro obtido através do Método A para uma falta com impedância de 10 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (10 Ω)			INVERSOR (10 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	-152,654	Inválido	Inválido
30	-0,302	-0,302	-2,587	0,705	Inválido	Inválido
60	0,538	1,680	Inválido	1,008	Inválido	-2,419
90	1,377	1,377	1,377	1,310	Inválido	4,737
120	1,075	1,075	3,359	1,613	Inválido	2,755
150	-10,650	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
180	1,613	2,755	Inválido	-0,067	1,075	3,359
210	2,452	Inválido	54,994	0,235	1,377	1,377
240	-66,383	2,150	52,408	0,538	-0,605	-0,605
270	25,834	Inválido	49,821	-0,302	-0,302	-2,587
300	8,399	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido

Observando as duas primeiras tabelas, nota-se que, mesmo reduzindo a frequência de amostragem, os erros vinculados a alguns pontos de falta permaneceram iguais ou até mesmo reduziram. Além disso, também se pode perceber que em nenhum caso o algoritmo se adiantou ou se atrasou em mais que duas amostras para detectar as frentes de onda. Isto é, o erro sempre esteve abaixo de $2 \times E_{\max}$. Porém, de acordo com os erros mostrados na

Tabela 5.16, conclui-se que o método A não é eficaz para localizar faltas com impedâncias relativamente elevadas. Para determinados pontos de falta foi possível localizar o ponto de contingência, enquanto que para outros o erro foi muito elevado. Com isso, o método A se mostra eficaz apenas para faltas com baixa impedância não sendo confiável diante das contingências de elevado valor ôhmico.

Tabela 5.17: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 0 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (0 Ω)			INVERSOR (0 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	-3,057	-0,773	-0,773	3,057	0,773	0,773
30	-1,075	-1,075	1,209	1,075	1,075	-1,209
60	-1,377	-1,377	-1,377	1,377	1,377	1,377
90	-0,537	-1,680	0,605	0,537	1,680	-0,605
120	0,302	0,302	-1,982	-0,302	-0,302	1,982
150	1,142	2,284	0,000	-1,142	-2,284	0,000
180	-0,302	-0,302	1,982	0,302	0,302	-1,982
210	0,537	1,680	-0,605	-0,537	-1,680	0,605
240	1,377	-0,907	1,377	-1,377	0,907	-1,377
270	1,075	1,075	-1,209	-1,075	-1,075	1,209
300	3,057	0,773	0,773	-3,057	-0,773	-0,773

Tabela 5.18: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 1 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (1 Ω)			INVERSOR (1 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	-3,057	-0,773	-0,773	3,057	0,773	0,773
30	-1,075	-1,075	1,209	1,075	1,075	-1,209
60	-1,377	-1,377	-1,377	1,377	1,377	1,377
90	-0,537	-1,680	0,605	0,537	1,680	-0,605
120	0,302	0,302	-1,982	-0,302	-0,302	1,982
150	1,142	2,284	0,000	-1,142	-2,284	0,000
180	-0,302	-0,302	1,982	0,302	0,302	-1,982
210	0,537	1,680	-0,605	-0,537	-1,680	0,605
240	1,377	-0,907	1,377	-1,377	0,907	-1,377
270	1,075	1,075	-1,209	-1,075	-1,075	1,209
300	3,057	0,773	0,773	-3,057	-0,773	-0,773

Tabela 5.19: Erro obtido através do Método B para uma falta com impedância de 10 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (10 Ω)			INVERSOR (10 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 μ s	Ta = 20 μ s	Ta = 40 μ s	Ta = 10 μ s	Ta = 20 μ s	Ta = 40 μ s
0	-3,057	-0,773	-0,773	3,057	0,773	0,773
30	-1,075	-1,075	1,209	1,075	1,075	-1,209
60	-1,377	-1,377	-1,377	1,377	1,377	1,377
90	-0,537	-1,680	0,605	0,537	1,680	-0,605
120	0,302	0,302	-1,982	-0,302	-0,302	1,982
150	1,142	2,284	0,000	-1,142	-2,284	0,000
180	-0,302	-0,302	1,982	0,302	0,302	-1,982
210	0,537	1,680	-0,605	-0,537	-1,680	0,605
240	1,377	-0,907	1,377	-1,377	0,907	-1,377
270	1,075	1,075	-1,209	-1,075	-1,075	1,209
300	3,057	0,773	0,773	-3,057	-0,773	-0,773

Enquanto isso, as tabelas 5.17 a 5.19 mostram que o método B é confiável o suficiente para localizar falta que ocorra inclusive próxima à subestação retificadora e inversora. Observa-se inclusive, que os resultados para um período de amostragem de 40 μ s apresentam em significativa parte dos pontos de falta um erro inferior àqueles obtidos com 10 μ s. Contudo, este comportamento não pode ser generalizado, tomando como base a análise feita no início deste tópico. Nota-se também que, para o mesmo período de amostragem, os resultados foram os mesmos para diferentes impedâncias de falta. Isto mostra que o algoritmo baseado na medição da corrente é bastante eficaz para detectar a primeira frente de onda, independentemente da localização da falta. Além disso, embora as simulações tenham mostrado que com o aumento da impedância de falta o módulo dos coeficientes diminui de acordo com os valores de pick-up definidos, o algoritmo ainda seria capaz de detectar faltas pelo método B com impedância superior a 10 Ω .

Tabela 5.20: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de 0Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (0Ω)			INVERSOR (0Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	1,545	1,545	1,545
30	-0,302	-0,302	1,982	2,990	6,416	4,132
60	-0,605	-0,605	-0,605	-0,134	-2,419	-2,419
90	0,235	1,377	1,377	2,452	0,168	4,737
120	-0,064	-1,209	-1,209	0,470	0,470	-1,814
150	0,773	3,057	5,342	-0,370	0,773	0,773
180	0,470	0,470	-1,814	-1,209	-1,209	-1,209
210	0,168	0,168	0,168	0,235	1,377	1,377
240	-0,134	-0,134	2,150	-0,605	-2,889	-5,174
270	-0,437	-0,437	-0,437	0,840	-0,302	6,551
300	0,403	1,545	1,545	Inválido	Inválido	Inválido

Tabela 5.21: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de 1Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (1Ω)			INVERSOR (1Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	2,700	6,114	6,100
30	-0,302	-2,587	1,982	0,705	1,848	-0,437
60	-0,605	-0,605	-0,605	-0,134	-2,419	-2,419
90	0,235	1,377	1,377	-0,974	-2,100	4,737
120	-0,064	-1,209	-1,209	0,470	0,470	-1,814
150	4,199	5,342	5,342	0,773	0,773	0,773
180	0,470	0,470	-1,814	-0,067	-1,209	-1,209
210	0,168	0,168	0,168	0,235	1,377	1,377
240	-0,134	-0,134	2,150	-0,605	-2,889	-5,174
270	-0,437	-0,437	-0,437	0,840	-0,302	6,551
300	0,403	1,057	152,300	Inválido	Inválido	Inválido

Tabela 5.22: Erro obtido através do Método C para uma falta com impedância de 10 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (10 Ω)			INVERSOR (10 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
30	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
60	Inválido	-2,889	-9,743	Inválido	Inválido	Inválido
90	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
120	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
150	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
180	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
210	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
240	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
270	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
300	9,500	10,683	10,683	Inválido	Inválido	Inválido

Enquanto os resultados apresentados na Tabela 5.20 e na Tabela 5.21 mostram a eficácia do método C para localização de faltas, a Tabela 5.22 indica que para uma falta com alto valor ôhmico tanto a primeira como a segunda frente de onda não são detectadas pelo algoritmo, gerando assim resultados inválidos na tentativa de localizar a falta. Embora os resultados usando a tensão não tenham sido bons, ainda sim é relevante investigar este método quando na tensão c.c. os *ripples* sejam mais bem filtrados.

Tabela 5.23: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de 0 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (0 Ω)			INVERSOR (0 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	-1,915	-3,057	-5,342	1,915	3,057	5,342
30	1,209	1,209	-3,359	-1,209	-1,209	3,359
60	-0,235	-1,377	-1,377	0,235	1,377	1,377
90	0,605	-1,680	0,605	-0,605	1,680	-0,605
120	0,302	0,302	-1,982	-0,302	-0,302	1,982
150	-1,142	0,000	-4,569	1,142	0,000	4,569
180	-0,302	-0,302	1,982	0,302	0,302	-1,982
210	-0,605	1,680	-0,605	0,605	-1,680	0,605
240	0,235	-0,907	-3,191	-0,235	0,907	3,192
270	1,075	1,075	7,928	-1,075	-1,075	-7,928
300	1,915	3,057	5,342	-1,915	-3,057	-5,342

Tabela 5.24: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de 1 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (1 Ω)			INVERSOR (1 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	-3,100	Inválido	Inválido	3,057	Inválido
30	1,209	3,494	-3,359	-1,209	-3,494	3,359
60	-0,235	-1,377	-1,377	0,235	1,377	1,377
90	0,605	-1,680	0,605	-0,605	1,680	-0,605
120	0,302	0,302	-1,982	-0,302	-0,302	1,982
150	-1,142	0,000	-4,569	1,142	0,000	4,569
180	-0,302	-0,302	1,982	0,302	0,302	-1,982
210	-0,605	1,680	-0,605	0,605	-1,680	0,605
240	0,235	-0,907	-3,191	-0,235	0,907	3,192
270	1,075	1,075	7,928	-1,075	-1,075	-7,928
300	Inválido	3,057	5,300	Inválido	-3,057	-5,342

Tabela 5.25: Erro obtido através do Método D para uma falta com impedância de 10 Ω .

Dist. (km)	RETIFICADOR (10 Ω)			INVERSOR (10 Ω)		
	Erro (km)			Erro (km)		
	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us	Ta = 10 us	Ta = 20 us	Ta = 40 us
0	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
30	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
60	Inválido	Inválido	3,192	Inválido	Inválido	-3,200
90	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
120	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
150	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
180	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
210	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
240	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
270	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido
300	0,000	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido	Inválido

Semelhante à análise feita para o método C, as tabelas 5.23 a 5.25 mostram que o método D é eficaz na localização de faltas com baixa impedância, enquanto que os resultados para uma falta com elevada impedância não foram satisfatórios.

Após investigar os resultados da localização de faltas com diferentes valores de impedância em um cabo c.c. através da Transformada Wavelet, conclui-se que o método B, isto é,

aquele usando a corrente c.c. medida na subestação retificadora e na subestação inversora, é o mais eficaz nesta tarefa.

Contudo, conforme discutido neste capítulo, o método B apresenta a desvantagem de ser dependente da comunicação entre os dois terminais, o que não é desejável ocorrer na proteção de sistemas HVDC. Ao mesmo tempo o algoritmo se mostrou bastante eficaz para detectar a primeira frente de onda em ambas as extremidades do cabo. Com isso, no caso de uma telecomunicação em falta, a proteção proposta por este trabalho, baseada na Transformada Wavelet, pode ser aplicada pelo menos na detecção de uma falta no cabo ou linha c.c. Além disso, de acordo com o que foi apresentando no capítulo Proteção de Sistemas HVDC, há sistemas em funcionamento com proteções de linha e cabos eficientes capazes de detectar faltas nas mesmas independentemente do estado do sistema de telecomunicação.

Caso o sistema HVDC tenha trechos mistos de linha e cabo, a vantagem que o algoritmo apresenta quando a telecomunicação entre as subestações está funcionando é identificar se a falta está sobre a linha ou sobre o cabo. Caso a falta esteja na linha, é conveniente realizar o religamento para verificar se o curto não foi temporário. A falta sendo no cabo, é pouco provável que ela seja temporária, pois a causa deste curto certamente envolveu a danificação do isolamento, logo a falta será persistente não justificando um religamento, mas sim um bloqueio do sistema HVDC.

Se o *link* de comunicação estiver em falta, o algoritmo perderá a capacidade de localizar, porém ainda será capaz de detectar uma possível falta, já que foi mostrado que a primeira frente de onda é detectada pelo algoritmo de forma eficiente. Todavia, neste contexto, tendo em vista que já há implantado atualmente em sistemas HVDC algoritmos de proteção de linha baseados em frentes de onda capazes de detectar faltas com significativa precisão e velocidade, a solução proposta pode atuar como backup ou proteção principal, dependendo qual das duas é mais rápida.

Baseado na descrição acima, na Figura 5.12, é resumido, na forma de um fluxograma, o algoritmo da proteção de linha/cabo c.c. baseada na Transformada Wavelet Estacionária.

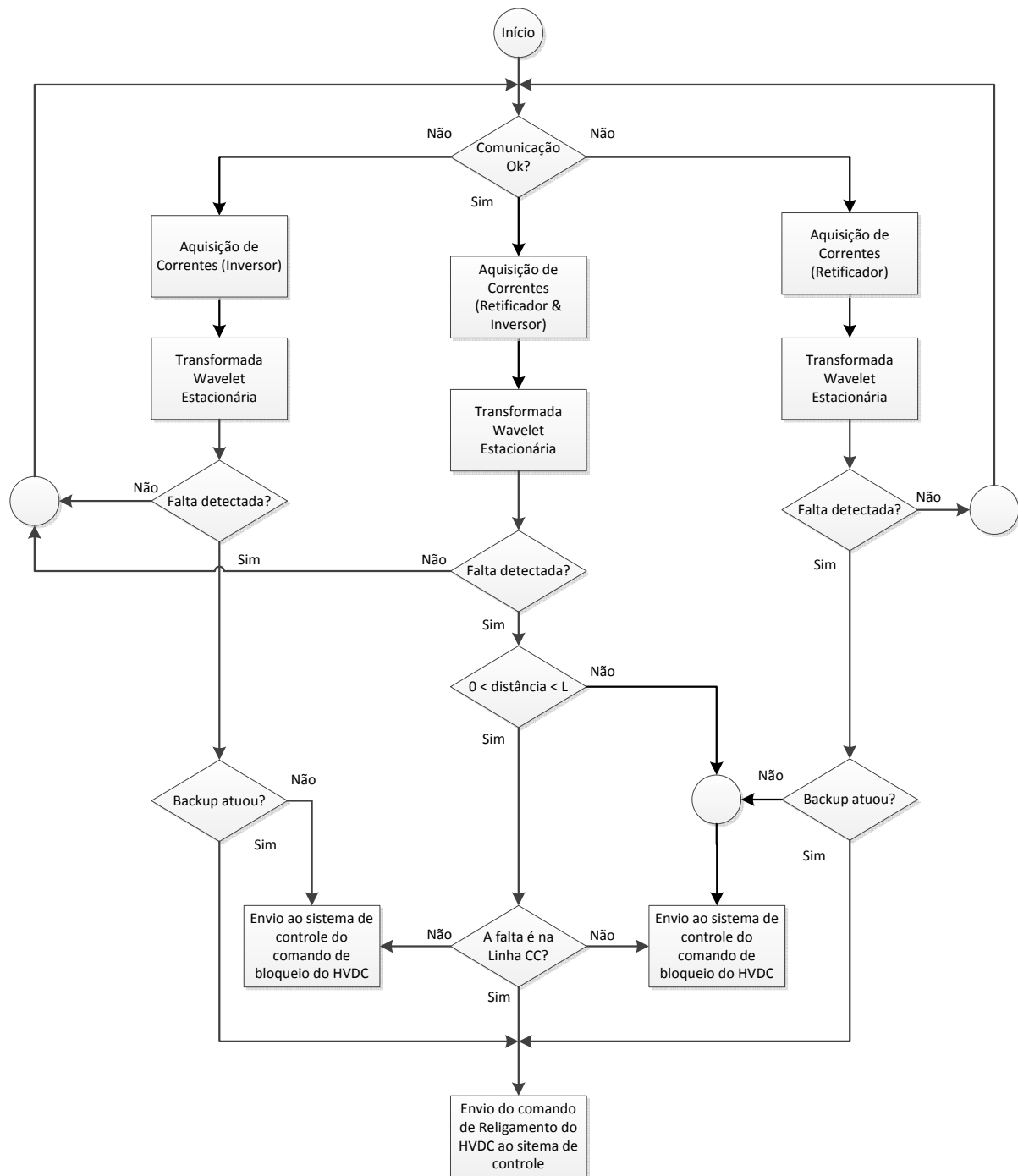


Figura 5.12: Fluxograma da proteção de linha/cabo c.c. proposta baseada na Transformada Wavelet Estacionária.

6 Conclusões e Propostas de Continuidade

As conclusões sobre o trabalho e as considerações finais são apresentadas neste capítulo, que traz também as propostas identificadas para estudos futuros na área de localização de faltas c.c.

6.1 Conclusões

Este trabalho procurou analisar o desempenho do algoritmo proposto na localização de faltas no elo de transmissão de um sistema HVDC-LCC. Uma vez que esta tecnologia se consolida cada vez mais como uma alternativa para transmissão de grandes quantidades de energia em longa distância ou transmissão via cabo submarino e subterrâneo e conexão de sistemas assíncronos, é conveniente se fazer um estudo do desempenho destes sistemas para faltas no cabo ou linha c.c., que são os componentes mais afetados por curtos-circuitos.

Com o estudo feito neste trabalho, foi possível verificar a viabilidade do algoritmo proposto em localizar as faltas, que foram simuladas em diversos pontos do cabo c.c. Foram analisados quatro métodos de localização: a) pela corrente e um terminal; b) pela corrente e dois terminais; c) pela tensão e um terminal e d) pela tensão e dois terminais. Estes mesmos métodos foram investigados considerando sistemas de medição com diferentes períodos de amostragem: 10, 20 e 40 μ s. Todos os métodos apresentaram resultados satisfatórios para curtos-circuitos franco ou até mesmo curtos-circuitos com 1 Ω de resistência. Todavia, nem todos os métodos conseguiram localizar faltas com 10 Ω . Aqui vale ressaltar que, como o modelo simulado foi o de um cabo submarino, a impedância de surto do mesmo é relativamente baixa ($\approx 17 \Omega$) em comparação com cabos c.a., de tal forma que uma falta de 10 Ω apresenta uma resistência relativamente alta.

Neste contexto, apenas o método B foi capaz de localizar com confiabilidade todas as faltas simuladas. Este método mostrou-se eficiente em localizar faltas muito próximas às subestações. Os erros obtidos foram, com exceção da falta a 0 km da subestação, sempre inferiores a 2,3 km para todos os sistemas de medição considerados. Contudo, apenas a

frequência de amostragem não determina a dimensão do erro, sendo importante considerar que tal erro depende também em qual parte da janela de amostragem as frentes de onda chegaram às respectivas subestações.

Através destes resultados, é possível concluir que a primeira frente de onda de corrente proveniente de um surto no condutor de alta tensão c.c. sempre é detectada pelo algoritmo. Entende-se aqui, que uma possível razão para os resultados não satisfatórios usando a grandeza da tensão é o fato da mesma apresentar forte ripple devido ao chaveamento dos tiristores. Neste caso, a utilização de um modelo de simulação melhor dimensionado, incluindo, por exemplo, filtros c.c., pode provar que o método C e / ou D também são viáveis.

Além disso, pôde-se constatar que o método A foi o que mais sofreu influência do período de amostragem, apresentando relativas pioras nas distâncias calculadas à medida que o período de amostragem era aumentado. Tendo em vista que o método A não depende do elo de comunicação entre as subestações, pode-se dizer que o desenvolvimento de sistemas de medição mais rápidos é relevante.

Assim, a solução escolhida, baseada nos resultados obtidos, é o método B como proteção principal de linha. Neste caso, se o elo de comunicação estiver em falta, a proteção de retaguarda, capaz apenas de detectar a falta, é acionada, conforme proposto no fluxograma da Figura 5.12.

Desta forma, tendo em vista o modelo de HVDC simulado, acredita-se que os resultados obtidos são satisfatórios. Contudo, as medições de tensão e corrente foram obtidas em um modelo que, apesar de similar, ainda não é o ideal para se obter conclusões concretas sobre o funcionamento do algoritmo de localização de falta. Mesmo assim, esses resultados são encarados como preliminares para a solução proposta e, portanto, podem ser considerados em estudos futuros.

6.2 Propostas de Continuidade

Foram identificadas as seguintes sugestões para estudos futuros nesta área:

- Utilizar como modelo de simulação um HVDC contendo as funções de controle do polo e da subestação;
 - Utilizar diferentes topologias de HVDC, como por exemplo, um monopolo com retorno metálico ou um bipolo;
 - Simular faltas em um modelo de linha e cabo cujos parâmetros sejam distribuídos e dependentes da frequência;
 - Investigar se o algoritmo é seletivo não atuando diante de faltas na rede c.a., falhas de comutação dos tiristores ou descarga atmosférica;
 - Implementar um sistema misto de linha e cabo c.c. e adequar o algoritmo para ser capaz de localizar com eficácia o correto trecho em falta;
 - Investigar, através de um modelo de simulação mais completo, os resultados obtidos pelos métodos A, B, C e D e analisar a viabilidade de adotar um método que necessite de apenas um terminal seja como proteção principal ou de retaguarda;
 - Desenvolver um algoritmo geral o qual possa ser adaptado para diferentes topologias de HVDC apenas através da configuração de parâmetros de entrada e saída no mesmo;
 - Implementar o algoritmo no SIMATIC TDC da Siemens AG e investigar os resultados obtidos com um simulador em tempo real (RTDS);
 - Investigar o esforço computacional do algoritmo de localização de faltas no *hardware* do SIMATIC TDC;
 - Aplicar a solução proposta em um sistema HVDC real.
-

Referências Bibliográficas

- [1]. Povh D., et al., Advantages of Large AC/DC System Interconnections, CIGRE Session 2006, B4-304, Paris 2006.
 - [2]. Bahrman, M. P. Overview of HVDC Transmission, Power Systems Conference and Exposition (PSCE '06) - IEEE PES, 29/Outubro-01/Novembro 2006.
 - [3]. MacLeod, N. M.; Barker, C. D.; Kirby N. M. Connection of Renewable Energy Sources through Grid Constraint Points using HVDC Power Transmission Systems, Transmission and Distribution Conference and Exposition - IEEE PES, 19-22 Abril 2010.
 - [4]. Bahrman, M. P.; Johnson, B. K. The ABCs of HVDC Transmission Technologies, IEEE Power & Energy Magazine, v. 5, n. 2, p. 32-34, Abril – Março 2007.
 - [5]. Zhang J., et al., A Fast Full-Time Tripping Distance Protection Method for HVDC Transmission Line, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), p.1-5, 27-29 Março, 2012.
 - [6]. Yang J., et al., Short-Circuit and Ground Fault Analyses and Location in VSC-Based DC Network Cables, IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 59, p. 3827-3837, Outubro 2012.
 - [7]. De Kerf K., et al. Wavelet-Based Protection Strategy for DC Faults in Multi-Terminal VSC HVDC Systems, IET Generation, Transmission & Distribution, v. 5, p. 496-503, Janeiro 2011.
 - [8]. Long, W.; Nilsson, S. HVDC Transmission: Yesterday and Today, IEEE Power and Energy Magazine, v. 5, n. 2, p. 22-31, Março – Abril 2007.
 - [9]. Teichler, S. L.; Levitine, I. HVDC Transmission: A Path to the Future? The Electricity Journal, Elsevier, vol. 23, n. 4, p. 27-41, Maio 2010.
 - [10]. de Oliveira; A. L. P., et al. Transmissão de Energia em Extra Alta Tensão em Corrente Contínua: Um Caminho para o Transporte de Grandes Quantidades de Energia, Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (SNPTEE), Recife, 22-25 Novembro 2009.
 - [11]. Wang, H.; Redfern, M. A. The Advantages and Disadvantages of Using HVDC to Interconnect AC Networks, Universities Power Engineering Conference (UPEC), Cardiff (Inglaterra), 31/Agosto-03/Setembro 2010.
 - [12]. Siemens AG, High Voltage Direct Current Transmission – Proven Technology for Power Exchange, Brochure HVDC - Technical Compendium, 2011 (Online). Disponível em 03/12/2012: <http://www.energy.siemens.com/hq/en/power-transmission/hvdc/hvdc-classic/>
 - [13]. Aredes M., Dias R., Aquino A. F. C., Portela C. Going the Distance – Power Electronic Based Solutions for Long Range Bulk Power Transmission, IEEE Industrial Electronics Magazine, v. 5, p. 36-48, Março 2011.
 - [14]. Yang Y., et al. Effect of ± 800 kV Yun-Guang Ultra HVDC Transmission System on Voltage Profile in Guangdong Power Grid and Corresponding Enhancement Measures, Inovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 11-13 Outubro 2010.
 - [15]. Sood V. K. HVDC and FACTS Controllers – Application of Static Converters in Power Systems, Kluwer Academic Publishers, Nova York, 2004.
-

-
- [16]. Stréus J., Bertling L. Introduction to HVDC Technology for Reliable Electrical Power Systems, Proceedings of the 10th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems (PMAPS '08), 25-29 Maio 2008.
- [17]. Arrillaga J., Liu Y. H., Watson N. R. Flexible Power Transmission – The HVDC Options, John Wiley & Sons, Inglaterra, 2007.
- [18]. Flourentzou N., Agelidis V. G., Demetriades G. D. VSC-Based HVDC Transmission Systems: An Overview, IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, p. 592-602, Maio 2009.
- [19]. Lai J. S., Peng F. Z. Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters, IEEE Transactions on Industry Applications, v. 32, n. 3, p. 509-517, Junho 1996.
- [20]. Nabae A., Takahashi I., Akagi H. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, v. IA-17, n. 5, p. 518-523, Setembro 1981.
- [21]. Xiaolei Liu, Osman, A. H., Malik, O. P. Stationary Wavelet Transform Based HVDC Line Protection, Power Symposium, p. 37-42, 30/Setembro-2/Outubro 2007.
- [22]. Xiaolei Liu, Osman, A. H., Malik, O. P. Hybrid Traveling Wave/Boundary Protection for Monopolar HVDC Line, IEEE Transactions on Power Delivery, v. 24, p. 569-578, Abril 2009.
- [23]. Xiaolei Liu, Osman A. H., Malik O. P. Hybrid Traveling Wave/Boundary Protection for Bipolar HVDC Line, Power & Energy Society General Meeting (PES '09. IEEE), p. 1-8, 26-30 Julho 2009.
- [24]. Shang L., et al. High-Speed Fault Identification and Protection for HVDC Line Using Wavelet Technique, IEEE Power Tech Proceedings, v. 3, 2001.
- [25]. Nanayakkara O. M. K. K., et al. Location of DC Line Faults in Conventional HVDC Systems with Segments of Cables and Overhead Lines Using Terminal Measurements, IEEE Power and Energy Society General Meeting, 22-26 Julho 2012.
- [26]. Nanayakkara O. M. K. K., et al. Traveling-Wave-Based Line Fault Location in Star-Connected Multiterminal HVDC Systems, IEEE Transactions on Power Delivery, v. 27, p. 2286-2294, Outubro 2012.
- [27]. Murthy P. K., et al. Wavelet Transform Approach for Detection and Location of Faults in HVDC System, IEEE Region 10 Colloquium and the Third ICIS, p. 1-6, 8-10 Dezembro 2008.
- [28]. Long C. S., et al. Distance Protection Scheme with Travelling Wave for UHVDC Transmission Line Based on Wavelet Transform, Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT 2008), p. 2162-2165, 6-9 Abril 2008.
- [29]. Zhang Y., Tai, N., Xu B. Fault Analysis and Traveling-Wave Protection Scheme for Bipolar HVDC Lines, IEEE Transactions on Power Delivery, v. 27, p. 1583-1591, Julho 2012.
- [30]. Xing L., et al. A New Protection Principle for HVDC Transmission Lines Based on Fault Component of Voltage and Current, Power and Energy Society General Meeting, p. 1-6, 24-29 julho 2011.
- [31]. Zhang J. et al. A Fast Full-Line Tripping Distance Protection Method for HVDC Transmission Line, Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), p. 1-5, 27-29 Março 2012.
- [32]. Siemens AG, Multi Processor control system SIMATIC TDC - Unlimited open-loop and closed-loop control (Online). Disponível em 03/12/2012: <http://www.automation.siemens.com/mcms/industrial-automation-systems-simatic/en/plc-control-system/simatic-tdc/Pages/Default.aspx>
- [33]. Misiti M., Misiti Y., Oppenheim G., Poggi J. M., Wavelet Toolbox – For Use with Matlab, Users Guide, Version 2, Julho, 2012.
-

-
- [34]. Mallat S., Wavelet Tour of Signal Processing – The Sparse Way, Academic Press, 3a. Edição, EUA, 2008.
 - [35]. Mallat S. G., A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, vol. 11, p. 674-693, 1989.
 - [36]. Van Fleet P. J, Discrete Wavelet Transformations: An Elementary Approach with Application, John Wiley & Sons, 2008.
 - [37]. Szechtman M., Wess T., Thio C. V., First Benchmark Model for HVDC Control Studies, Electra, n. 135, p. 56;73, Abril 1991.
 - [38]. Greenwood A., Electrical Transients in Power Systems, John Wiley & Sons, 2a. Edição, 1991.
-

A. Apêndice – Detalhes do Modelo de Simulação

A seguir, são apresentadas figuras que detalham o modelo apresentado na Figura 5.1.

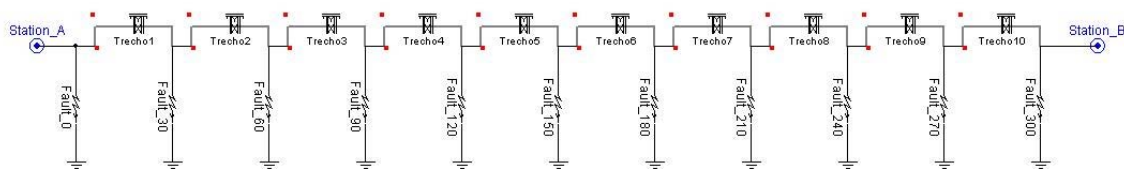


Figura A.1: Divisão do condutor c.c. para simulação de falhas.

Na Figura A.1 é mostrada a forma como foi dividido o condutor c.c., de forma a aplicar falhas em diferentes trechos do mesmo. Cada trecho representa um modelo Bergeron, cujos parâmetros estão apresentados na Tabela 5.1. Todas as falhas mostradas são para o terra com impedância ajustada de acordo com o caso simulado.

Já na Figura A.2, é apresentada a configuração da subestação retificadora, que é composta por dois transformadores c.a., cada um conectado a uma ponte de 6 pulsos. A configuração em Y e Δ do secundário dos transformadores, devido ao defasamento elétrico de 30° entre eles, permitem a constituição de um sistema HVDC de 12 pulsos. O comando de disparo dos tiristores, que compõem a ponte de 6 pulso, é realizado através de uma ordem de ângulo de disparo enviado pelo circuito de controle da Figura A.3.

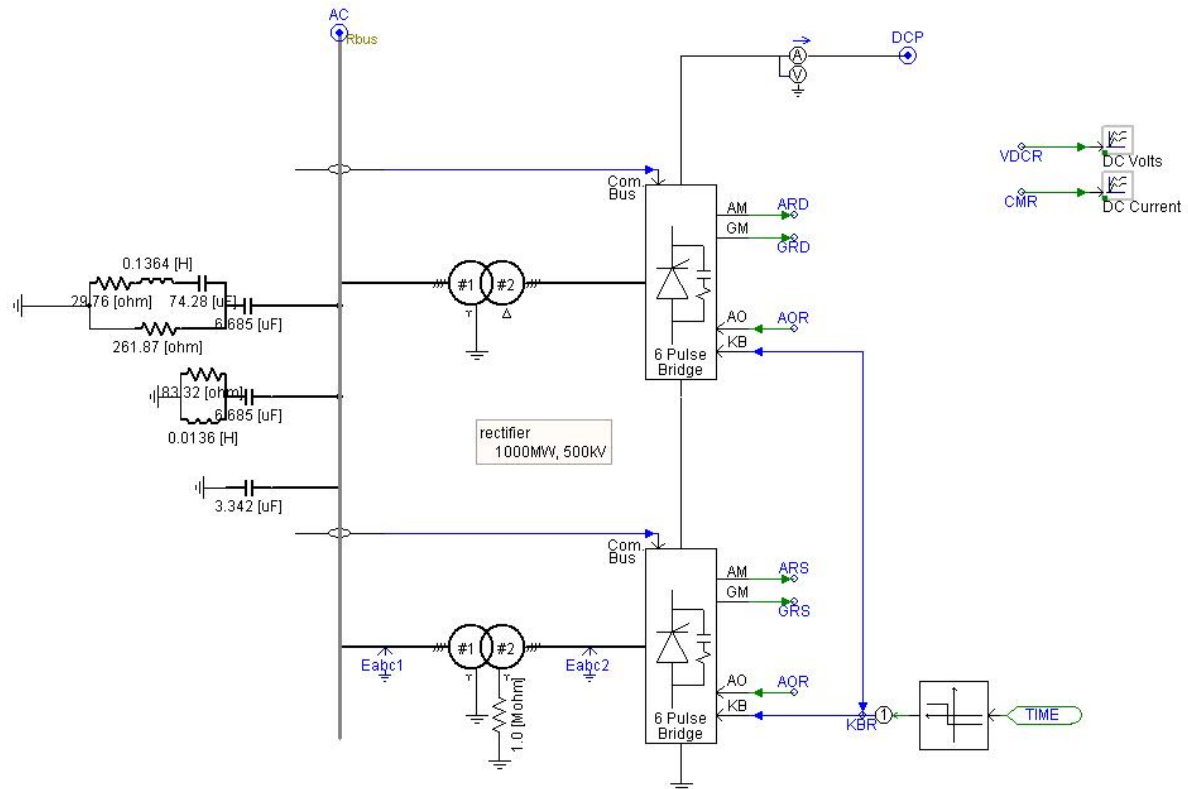


Figura A.2: Configuração da subestação retificadora.

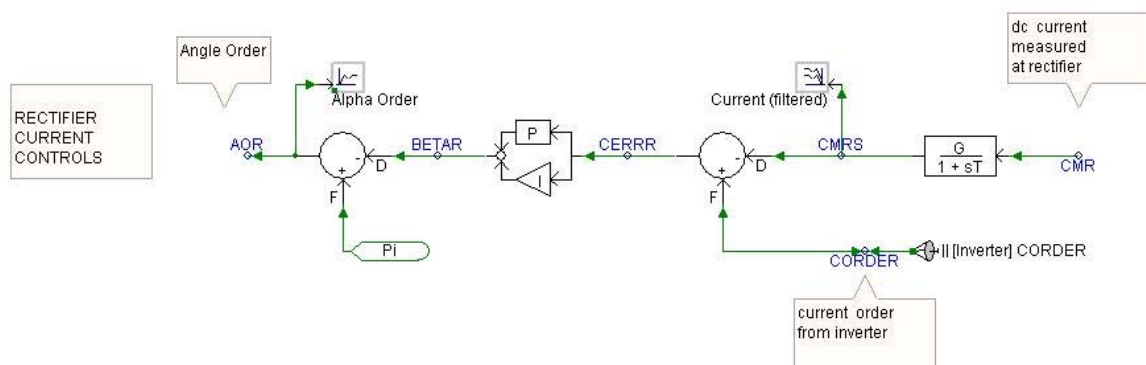


Figura A.3: Diagrama de controle da subestação retificadora.

Observa-se pela Figura A.3, que a ordem ou referência de corrente provém do inversor. Esta corrente é comparada com a aquela medida na própria subestação retificadora e a diferença entre elas determina a entrada do controlador PI. A saída do circuito de controle, desta forma, é a ordem de ângulo de disparo, em radianos, para os tiristores da ponte de 6 pulsos.

Enquanto isso, na Figura A.4 é ilustrada a configuração da subestação inversora. A topologia é idêntica àquela do retificador, sendo que a principal diferença está nos parâmetros do filtro c.a. assim como dos transformadores conversores. A lógica de controle do inversor, apresentada na

Figura A.5, também difere daquela presente no retificador.

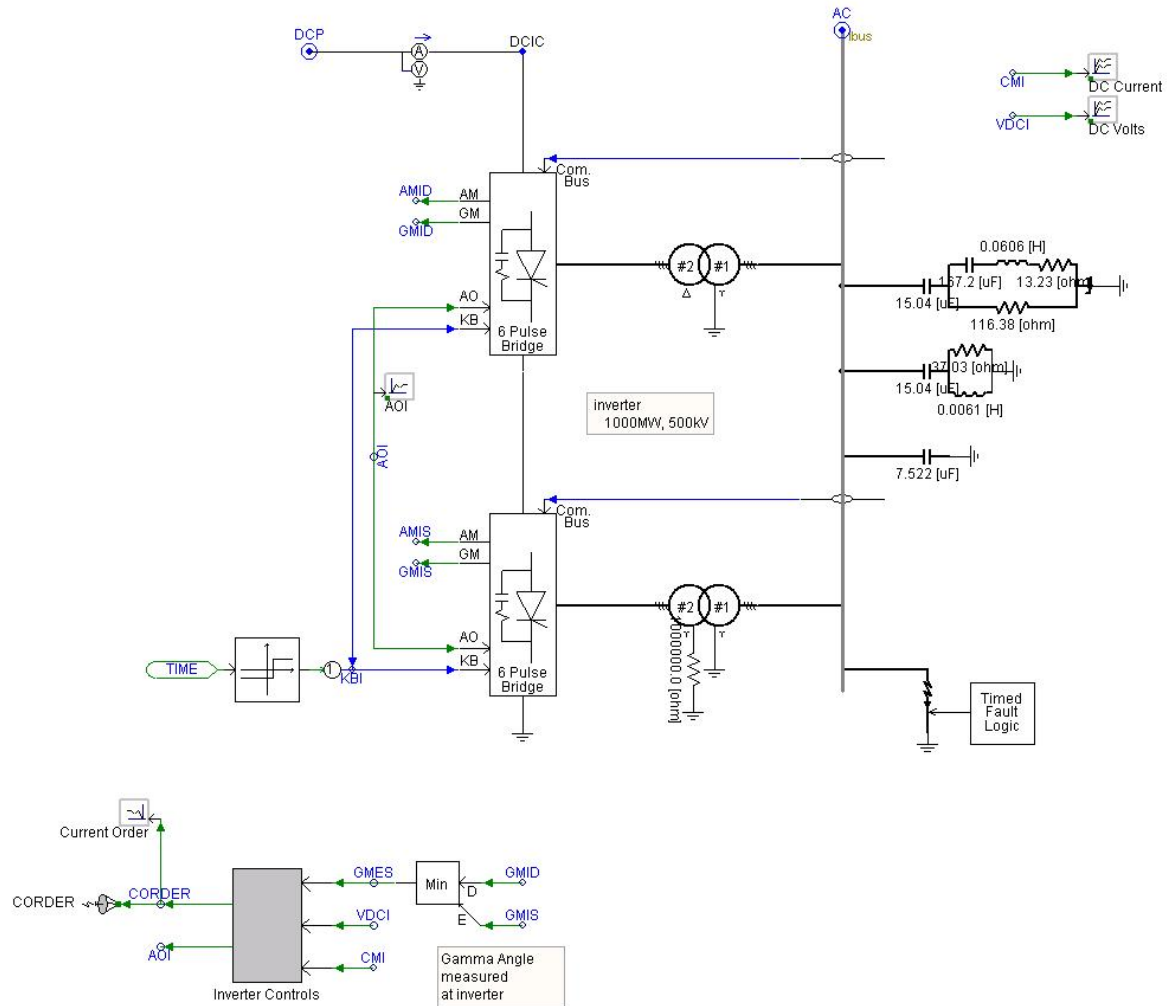


Figura A.4: Configuração da subestação inversora.
Observa-se pela

Figura A.5, a seguir, que no inversor ocorre o controle da potência c.c., tendo em vista que o mesmo faz uso da corrente e tensão c.c., medidas na própria subestação, como sinais de entrada. O ângulo gama de extinção é também medido e empregado no circuito como feedback para o controle do ângulo de disparo alpha. Da mesma forma que ocorre no retificador, este comando de ângulo de disparo é enviado às pontes de 6 pulsos, onde estão presentes os tiristores.

