



**ANDRÉ JINNO GOMES PINTO**

**MODELAGEM DE TORRES DE TRANSMISSÃO UTILIZANDO ANÁLISE  
NUMÉRICA DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS E FUNÇÕES RACIONAIS**

**CAMPINAS  
2014**





**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO**

**ANDRÉ JINNO GOMES PINTO**

**MODELAGEM DE TORRES DE TRANSMISSÃO UTILIZANDO ANÁLISE  
NUMÉRICA DOS CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS E FUNÇÕES RACIONAIS**

**Orientador: Prof. Dr. José Pissolato Filho**

**Coorientador: Dr. Eduardo Coelho Marques da Costa**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Energia Elétrica.

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL DA TESE  
DEFENDIDA PELO ALUNO ANDRÉ JINNO GOMES PINTO  
E ORIENTADO PELO PROF. DR. JOSÉ PISSOLATO FILHO

Assinatura do Orientador

---

**CAMPINAS  
2014**

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura  
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

P658m Pinto, André Jinno Gomes, 1983-  
Modelagem de torres de transmissão utilizando análise numérica dos campos eletromagnéticos e funções racionais / André Jinno Gomes Pinto. – Campinas, SP : [s.n.], 2014.

Orientador: José Pissolato Filho.  
Coorientador: Eduardo Coelho Marques da Costa.  
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Linhas elétricas - Transmissão. 2. Linhas elétricas - Postes e torres. 3. Torres. 4. Transitórios (Eletricidade). I. Pissolato Filho, José, 1951-. II. Costa, Eduardo Coelho Marques da. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Transmission towers modeling using numerical analysis of electromagnetic fields and rational functions

**Palavras-chave em inglês:**

Electrical lines - Transmission

Electrical lines - Poles and tower

Towers

Transients (Electricity)

**Área de concentração:** Energia Elétrica

**Titulação:** Doutor em Engenharia Elétrica

**Banca examinadora:**

José Pissolato Filho [Orientador]

Sérgio Kurokawa

Brígida Ramati Pereira da Rocha

Gilmar Barreto

Geraldo Peres Caixeta

**Data de defesa:** 27-02-2014

**Programa de Pós-Graduação:** Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

**Candidato:** André Jinho Gomes Pinto

**Data da Defesa:** 27 de fevereiro de 2014

**Título da Tese:** "Modelagem de Torres de Transmissão Utilizando Análise Numérica dos Campos Eletromagnéticos e Funções Racionais"

Prof. Dr. José Pissolato Filho (Presidente): \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Sérgio Kurokawa: \_\_\_\_\_

Profa. Dra. Brígida Ramati Pereira da Rocha: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Gilmar Barreto: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Geraldo Peres Caixeta: \_\_\_\_\_



## **Agradecimentos**

- Agradeço aos meus pais Aníbal Luís e Mary Hiroko, ao meu irmão Daniel, pelo apoio incondicional, incentivo e ajuda ao longo de toda a minha vida;
- Ao Professor José Pissolato Filho, tanto pelo apoio acadêmico e profissional como pelo companheirismo;
- Aos amigos do Laboratório de Alta Tensão da Unicamp Marcus e Brito, pela colaboração e convívio ao longo desse trabalho;
- Aos amigos que fiz em Campinas, ao longo de todos esses anos, pelo convívio e apoio desde o início da graduação;
- Meus agradecimentos ao Eduardo que sempre esteve presente, tanto na concepção como no desenvolvimento, para que esse trabalho fosse possível;
- Exponho minhas estimas por todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram neste trabalho;
- Ao programa de pós-graduação da Unicamp, pela estrutura e apoio para realização desta tese;
- Agradeço ao CNPq pelo apoio financeiro.



## Resumo

A análise do comportamento dinâmico da torre de transmissão de energia elétrica e torres de telecomunicações é de interesse nos estudos de proteção relacionados com descargas atmosféricas. Normalmente, a impedância de surto da torre no domínio do tempo é usada para caracterizar o comportamento dinâmico da torre. A principal desvantagem na definição de tais impedâncias de surto é a dependência da forma de onda de excitação, e não há consenso sobre a forma de onda de corrente a ser usada. Além disso, não há concordância sobre uma definição única da tensão envolvida. A fim de contornar tais limitações e problemas, o modelo aplicado ao estudo faz uso das análises no domínio da frequência, onde a impedância de surto da torre depende somente da geometria da estrutura e das características eletromagnéticas do meio. Ademais, as limitações associadas com as abordagens simplificadas são enfatizadas no decorrer do presente trabalho. Os resultados apresentados fazem uso de ferramentas computacionais como o código NEC-2 (*Numerical Electromagnetic Code*) que se baseia na análise numérica da dinâmica do campo eletromagnético. Com a utilização desse código, correntes são geradas e posteriormente utilizadas para o cálculo da impedância de surto da torre. Posteriormente, é gerado um circuito RLC representativo das características da estrutura metálica, obtidas pelo método de *vector fitting* que aproxima a função impedância de surto da torre por funções racionais. Por fim, o circuito RLC gerado pode ser aplicado nas análises diretamente no domínio do tempo com o uso de programas computacionais como o EMTP (*Electromagnetic Transients Program*), sem a necessidade do uso de transformadas para alterar o domínio de análise.



## **Abstract**

The dynamic analysis of the behavior in power transmission towers and telecommunications towers is of interest in studies related to lightning protection. Normally, the surge impedance of the tower in the time domain is used to characterize the dynamic behavior of the tower. The main disadvantage of these definition of surge impedances is the dependence on the waveform of excitation, and there is no consensus on which current wave to be used. Furthermore, there is no agreement on a single definition of the voltage involved. In order to overcome such limitations and problems, the model applied to the study makes use of the analysis in the frequency domain, where tower's surge impedance depends only on the geometry of the structure and electromagnetic characteristics of the medium. Moreover, the limitations associated with the simplified approaches are emphasized in the course of this work. The results presented make the use of computer code as NEC-2 (Numerical Electromagnetic Code) based on the numerical analysis of the electromagnetic field dynamics. Using this code, currents are generated and then used to calculate the surge impedance of the tower. Subsequently, an RLC circuit is generated representating the characteristics of the metal structure, obtained by vector fitting method, that approximates the surge impedance function of the tower by means of rational functions. Finally, the generated RLC circuit can be applied directly in analyzes in the time domain using computer programs such as EMTP (Electromagnetic Transients Program) without the need of using transforms to change domain analysis.



## Lista de Figuras

Figura 2. 1. Torre cilíndrica utilizada na análise da teoria de campo. ....	11
Figura 2. 2. Comparação entre a aproximação cônica e cilíndrica da torre. ....	17
Figura 2. 3. Torre cônica utilizada na análise da teoria de campo. ....	18
Figura 2. 4. Modelo de torre proposto. (a) Torre representada como uma linha de transmissão. (b) Representação da torre como um quadripolo. ....	25
Figura 2. 5. Circuito equivalente do modelo em escala reduzida. ....	26
Figura 2. 6. Geometria do modelo em escala reduzida da Toronto CN Tower. ....	27
Figura 2. 7. Configuração experimental para medição. ....	28
Figura 3. 1. Fluxograma para análise de transitórios no domínio do tempo usando NEC-2 e Transformada de Fourier. ....	40
Figura 3. 2. Sistema de medição de impulso de tensão analisado. ....	41
Figura 3. 3. Resposta obtida no domínio do tempo com forma de onda de entrada da fonte. ....	42
Figura 3. 4. Modelo analisado utilizando NEC-2, simulando experimento em uma estrutura de 3 m realizado por T. Hara et al [26]. ....	43
Figura 3. 5. Formas de onda da tensão no topo de um único condutor. ....	44
Figura 3. 6. Formas de onda da tensão no topo de quatro condutores em paralelo. ....	44
Figura 4. 1. Modelo usado na simulação da resposta transitória da torre pelo método direto, utilizando análise via NEC-2. ....	48
Figura 4. 2. Formas de onda de tensão calculadas no topo da torre. ....	49
Figura 4. 3. Formas de onda de corrente calculadas através da torre. ....	50
Figura 4. 4. Modelo I (a), detalhe do pilar principal (b) e estrutura de torre UHV modelada (c). ..	52
Figura 4. 5. Arranjo utilizado para análise numérica. ....	53
Figura 4. 6. Estruturas de torre analisadas. Modelo II (a), Modelo III (b), Modelo IV (c) e Modelo V (d). ....	54
Figura 4. 7. Circuito RL equivalente para polos reais. ....	61
Figura 4. 8. Circuito RLC equivalente para pares complexos. ....	62
Figura 4. 9. Circuito equivalente completo. ....	64
Figura 5. 1. Estrutura de torre analisada: (a) Geometria utilizada pelo NEC-2, (b) Torre real considerada. ....	68

Figura 5. 2. Módulo da impedância da torre obtida pelo NEC-2.....	69
Figura 5. 3. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 10 polos iniciais. ....	70
Figura 5. 4. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 10 polos iniciais.....	70
Figura 5. 5. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 20 polos iniciais. ....	71
Figura 5. 6. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 20 polos iniciais.....	71
Figura 5. 7. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 30 polos iniciais. ....	72
Figura 5. 8. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 30 polos iniciais.....	73
Figura 5. 9. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 40 polos iniciais. ....	73
Figura 5. 10. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 40 polos iniciais.....	74
Figura 5. 11. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 50 polos iniciais. ....	75
Figura 5. 12. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 50 polos iniciais.....	75
Figura 5. 13. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e <i>vector fitting</i> 10 polos. ....	76
Figura 5. 14. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e <i>vector fitting</i> 20 polos. ....	77
Figura 5. 15. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e <i>vector fitting</i> 30 polos. ....	77
Figura 5. 16. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e <i>vector fitting</i> 40 polos. ....	78
Figura 5. 17. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e <i>vector fitting</i> 50 polos. ....	78
Figura 5. 18. Comparação da parte real da impedância obtida com 10 polos iniciais. ....	79
Figura 5. 19. Comparação da parte real da impedância obtida com 20 polos iniciais. ....	80
Figura 5. 20. Comparação da parte real da impedância obtida com 30 polos iniciais. ....	81
Figura 5. 21. Comparação da parte real da impedância obtida com 40 polos iniciais. ....	81
Figura 5. 22. Comparação da parte real da impedância obtida com 50 polos iniciais. ....	82
Figura 5. 23. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 10 polos iniciais. ....	83
Figura 5. 24. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 20 polos iniciais. ....	83
Figura 5. 25. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 30 polos iniciais. ....	84
Figura 5. 26. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 40 polos iniciais. ....	85
Figura 5. 27. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 50 polos iniciais. ....	85
Figura 5. 28. Onda de corrente aplicada nas simulações no domínio do tempo. ....	88
Figura 5. 29. Influência do número de polos iniciais na resposta no domínio do tempo.....	89
Figura 5. 30. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e <i>vector fitting</i> . ....	90
Figura 5. 31. Comparação da resposta transitória da torre considerando diferentes tipos de solo.91	
Figura 5. 32. Detalhe da comparação realizada na Figura 5. 31. ....	91

Figura 5. 33. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo  
(a). .....92

Figura 5. 34. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo  
(b). .....93

Figura 5. 35. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo  
(c). .....93

Figura 5. 36. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo  
(d). .....94



## Lista de Tabelas

Tabela 2. 1. Dimensões da Toronto CN Tower e modelo em escala reduzida (Observar Figura 2.6.).....	27
Tabela 4. 1. Impedâncias de surto da torre caracterizadas pelo método de medição direto.....	50
Tabela 4. 2. Impedâncias de surto calculadas para diversos modelos de torres considerados.....	54
Tabela 5. 1. Parâmetros utilizados para a construção da onda aplica. ....	88
Tabela 5. 2. Tipos de solos analisados. ....	90



# Sumário

Capítulo 1	Linhas de Transmissão de Energia Elétrica .....	1
1.1	Um Breve Histórico .....	1
1.2	Sistema de Transmissão Brasileiro .....	3
Capítulo 2	Modelos de Representação de Torres de Transmissão de Energia Elétrica .....	7
2.1	Introdução.....	7
2.2	Representação no Domínio do Tempo .....	9
2.2.1	<i>Resposta de uma Torre Cilíndrica com Relação a uma Onda de Corrente Retangular .....</i>	<i>10</i>
2.2.2	<i>Resposta de uma Torre Cilíndrica com Relação a uma Onda de Corrente em Rampa .....</i>	<i>13</i>
2.2.3	<i>Resposta de uma Torre Cônica com Relação a uma Onda de Corrente Retangular .....</i>	<i>16</i>
2.3	Representação no Domínio da Frequência.....	20
2.4	Representação por Modelos em Escala Reduzida.....	25
2.5	Representação Utilizando Medições em Torres Reais.....	28
2.6	Conclusão.....	29
Capítulo 3	Análise Numérica do Campo Eletromagnético nos Métodos de Medição das Características Transitórias da Torre.....	31
3.1	Introdução.....	31
3.2	Teoria Básica.....	32
3.2.1	<i>Equação Integral do Campo Elétrico .....</i>	<i>32</i>
3.2.2	<i>Solução Numérica pelo Método dos Momentos .....</i>	<i>36</i>
3.3	Preparação do NEC-2 para simulação.....	39
3.3.1	<i>Guia para modelagem de condutores .....</i>	<i>39</i>
3.3.2	<i>Aplicação da Análise no Domínio do Tempo .....</i>	<i>40</i>
3.4	Validação da Aplicabilidade .....	42
3.5	Conclusão .....	45
Capítulo 4	Circuito da Torre pela Análise Numérica dos Campos Eletromagnéticos e Funções Racionais	47
4.1	Resposta Transitória da Torre Utilizando NEC-2.....	47

4.2	Influência dos Elementos da Torre.....	51
4.3	Funções Racionais e a Construção do Circuito Elétrico da Torre.....	55
4.3.1	<i>Identificação de Polos</i> .....	56
4.3.2	<i>Identificação dos Resíduos</i> .....	60
4.3.3	<i>Obtenção do Circuito Equivalente</i> .....	60
4.4	Conclusão.....	65
Capítulo 5	Resultados da Representação da Torre por Elementos Racionais no Domínio da Frequência e do Tempo.....	67
5.1	Análise no Domínio da Frequência.....	67
5.2	Análise no Domínio do Tempo.....	86
5.3	Conclusão.....	95
Capítulo 6	Conclusão e Trabalhos Futuros.....	97
	Referências Bibliográficas.....	101

# Capítulo 1 Linhas de Transmissão de Energia Elétrica

## 1.1 Um Breve Histórico

As redes de transmissão de energia elétrica estão entre as grandes contribuições que a engenharia ofereceu à civilização moderna. Se tornando aparentes, pelas expressivas linhas de transmissão de alta tensão apoiadas sobre elevadas torres de aço que cruzam o território nacional em todas as direções. Transportando milhares de megawatts de energia, estas linhas interligam as estações geradoras distantes com os centros urbanos de carga ou unem, em sistemas cooperativos, as instalações de produção de energia de grandes áreas geográficas [1].

Entretanto, somente no final do século XIX foi possível a obtenção de energia elétrica em quantidades razoáveis a partir da energia mecânica. Em 1880, com a invenção da lâmpada incandescente por Thomas A. Edison, é que a energia elétrica teve seu grande impulso. A partir de 1882, quando foi inaugurada a central elétrica de Pearl, fornecendo iluminação pública e energia para motores em parte da cidade de Nova York, começaram a surgir os primeiros sistemas comerciais de eletricidade, em diversos países do mundo. Com eles também tiveram início problemas com o transporte e a distribuição de energia elétrica, então gerada e consumida em corrente contínua. A expansão dos sistemas incipientes e o uso da energia hidráulica eram limitados devido à queda de tensão e ao efeito Joule. Para evitar a utilização de condutores de seções maiores, as centrais elétricas eram construídas relativamente próximas umas aos centros consumidores de energia. Com isso, o grande potencial hidroelétrico ficava fora de alcance, pois a energia era consumida na tensão em que era produzida, não havendo solução imediata à vista para os problemas de corrente contínua [2].

Nessa mesma época, o engenheiro francês René Thury projetou um sistema de transmissão em alta tensão em corrente contínua, que já era usado quando os sistemas de corrente alternada davam seus primeiros passos. Seu funcionamento baseava-se na ligação de geradores CC em série, até alcançar a alta tensão desejada, no lado de transmissão de energia. Na recepção, motores CC eram ligados em série com geradores CA. Este sistema, denominado Sistema Thury foi usado entre 1880 e 1911 na Europa, principalmente para o aproveitamento hidroelétrico.

Um exemplo de aplicação do Sistema Thury é a ligação entre Mountier, nos Alpes Franceses, e Lyon. Instalado em 1906 com uma extensão de 190 km dos quais 4,5 km eram subterrâneos, teve uma carga inicial de 4,3 MW a 57,6 kV e 76 A chegando posteriormente, com o acréscimo de novos geradores a 19,3 MW, 125 kV e 150 A. A linha manteve-se em operação até 1937 quando foi então retirada de serviço.

Os experimentos de corrente contínua tiveram prosseguimento durante a II Guerra Mundial. Neste período, a Siemens-Schuckertwerke A.G. realizou experiências com linhas de 110 kV na Alemanha. Em 1945, com o fim da Segunda Grande Guerra, os projetos e equipamentos foram levados para URSS como dívida de guerra.

Uma grande quantidade de estudos foi realizada até que em 1954 um cabo submarino ligou a ilha de Gotland, na Suécia, ao continente percorrendo uma extensão de 96 km, levando uma carga de 20 MW a 100 kV em corrente contínua, através de único cabo com retorno pela terra e mar. Esta foi a primeira linha de transmissão CC a entrar em operação comercial. Após esta, diversas outras seguiram seu caminho.

Aos poucos a transmissão em corrente contínua foi cedendo espaço para a utilização de sistemas de corrente alternada. Frente aos problemas citados anteriormente - queda de tensão e efeito Joule - que impediam a transmissão a longas distâncias.

Impulsionada pela invenção de diversos equipamentos, como:

- Transformador, robusto e eficiente, tornou possível a elevação e o abaixamento de tensões CA a níveis de transmissão e distribuição;
- Disjuntores, que em corrente alternada podem ser muito menores e eficientes na proteção de circuitos em caso de sobrecorrentes;
- Motores de indução, especialmente os polifásicos que são simples, baratos, robustos e servem para a maioria das aplicações industriais e residenciais.

O uso de sistemas de corrente alternada ganhou força, pois o problema de transmissão em extensões mais elevadas, portanto com menores perdas de energia, estava resolvido. Sendo determinante para a adoção deste modelo de transmissão.

Já no Brasil a primeira linha de transmissão de que se tem registro, só foi construída por volta de 1883, na cidade de Diamantina, Minas Gerais. Esta linha transportava energia gerada em

uma usina hidroelétrica, constituída de duas rodas d'água e dois dínamos Gramme, a uma distância de 2 km, aproximadamente. A energia transmitida através desta linha acionava bombas hidráulicas em uma mina de diamantes. Consta que era a linha mais longa do mundo, na época. Em 1901, com a entrada em serviço da central Hidroelétrica de Santana do Parnaíba, a então The San Paulo Tramway Light and Power Co. Ltd. construiu as primeiras linhas de seus sistemas de 40 kV. Em 1914, com a entrada em serviço da Usina Hidroelétrica de Utupararanga, a mesma empresa introduziu o padrão 88 kV. Esse padrão de tensão foi, em seguida, adotado pela Companhia Paulista de Estradas de Ferro, Estrada de Ferro Sorocabana e, através desta, pela USELPA, que futuramente viria a integrar o sistema CESP. Entre 1945 e 1947 construiu-se a primeira linha de 230 kV no Brasil, com um comprimento aproximado de 330 km. Esta linha destinada a interligar os sistemas Rio Light e São Paulo Light, operava inicialmente em 170 kV, passando, em 1950, a operar com 230 kV. Foi também a primeira interligação de dois sistemas importantes realizados no Brasil. Vieram, a partir daí, em rápida sucessão, as linhas de 230 kV do sistema da Cia. Hidroelétrica de São Francisco, 161 e 345 kV da CEMIG e FURNAS, 460 kV da CESP, as linhas de 500 kV de FURNAS e 800 kV do sistema Itaipu [2].

## **1.2 Sistema de Transmissão Brasileiro**

Atualmente, as linhas de transmissão no Brasil são em sua maioria extensas devido as grandes distâncias entre as unidades geradoras e os centros de consumo de energia. Hoje o país está quase que totalmente interligado de norte a sul, sendo que somente 3,4% da capacidade de produção de eletricidade do país encontram-se fora do Sistema Interligado Nacional (SIN), em pequenos sistemas isolados localizados principalmente na região amazônica. Nestes locais, o abastecimento é feito por pequenas usinas termelétricas ou por usinas hidrelétricas situadas próximas às suas capitais [3].

Os recursos empregados na expansão do sistema de transmissão são resultantes da parceria público-privada, desde 1999, quando a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) realizou as primeiras licitações para construção de 765 quilômetros de extensão de três novas linhas de transmissão e dezenas de subestações. Os empreendedores pioneiros que venceram a disputa aplicaram cerca de R\$ 440 milhões nesses empreendimentos.

Desde então, foram outorgadas concessões para 13,7 mil quilômetros de novas linhas e entre elas 7,4 mil quilômetros entraram em operação comercial até junho de 2004 e prevê-se a entrada em operação de mais 800 km. Esses empreendimentos melhorarão significativamente a capacidade de transmissão de energia, pois acrescentarão mais de 20% na extensão das linhas, em relação aos 61,5 mil km existentes em 1995, além de que criarão oportunidade de empregos diretos para mais de 25 mil pessoas.

A capacidade instalada da matriz de energia elétrica do Brasil alcançou, em março de 2013, 122,9 mil megawatts (MW), potência 64,3% maior do que os 74,8 mil MW instalados em dezembro de 2001. Esse aumento é tão significativo que o Sistema Interligado Nacional (SIN) exige uma coordenação sistêmica para assegurar que a energia gerada pelos 2.800 empreendimentos em operação (Boletim Mensal de Monitoramento – março/2013) chegue ao consumidor com segurança, além de garantir o suprimento de forma contínua, com qualidade e com preços acessíveis para todos [3].

O Sistema Interligado Nacional permite que as diferentes regiões permutem energia entre si, quando uma delas apresenta queda no nível dos reservatórios. Como o regime de chuvas é diferente nas regiões Sul, Sudeste, Norte e Nordeste, os grandes troncos (linhas de transmissão da mais alta tensão: 500 kV ou 750 kV) possibilitam que os pontos com produção insuficiente de energia sejam abastecidos por centros de geração em situação favorável.

Atualmente, de acordo com dados disponíveis na página do Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), no final de 2011 a potência instalada era de 113 GW, com uma rede de transmissão formada por mais de 100000 km de linhas de transmissão - nas tensões 230 kV, 345 kV, 440 kV, 500 kV e 750 kV - que formam a Rede Básica [4].

Pode-se notar pelas dimensões do sistema interligado nacional, a importância da correta representação das torres de transmissão nas simulações de transitórios rápidos, principalmente os causados por descargas atmosféricas, uma vez que a incidência desse fenômeno no Brasil é recorrente em alguns períodos do ano. No decorrer do trabalho de pesquisa serão apresentados os modelos de representação de surto da torre de transmissão tanto no domínio do tempo quanto da frequência.

A Figura 1.1. mostra o desenho esquemático do Sistema Interligado Nacional de transmissão de energia elétrica.

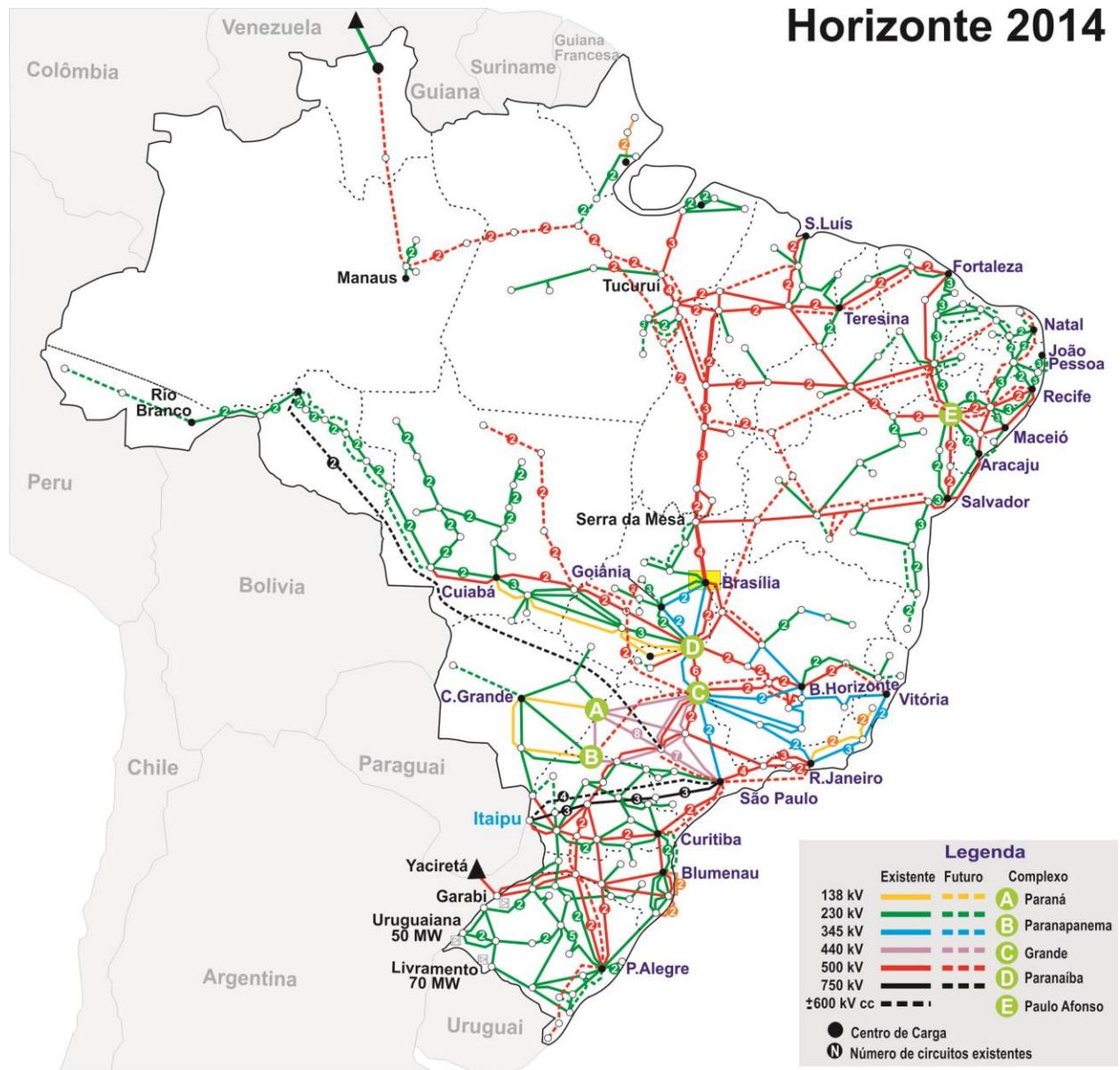


Figura 1.1. Sistema de Transmissão Interligado Nacional [3].



## Capítulo 2 Modelos de Representação de Torres de Transmissão de Energia Elétrica

### 2.1 Introdução

A predição de descargas atmosféricas é importante para o projeto de sistemas de potência e telecomunicação. Em particular, a impedância de surto da torre é peça fundamental para a análise do desempenho de linhas de transmissão atingidas por surtos de tensão e corrente. Um grande número de estudos experimentais e teóricos foi realizado para representar a torre de transmissão de energia elétrica [5], [6].

A primeira formulação teórica da impedância de surto da torre foi proposta por Jordan [7]. Nessa formulação, baseada na fórmula de indutância de Neumann, assumiu-se que a distribuição de corrente dentro da torre fosse uniforme da base ao topo. Contudo, o efeito da corrente de retorno foi desprezado. O modelo de torre considerado nos cálculos foi aproximado como um cilindro com altura igual ao da torre real e raio igual ao raio médio equivalente da torre. A velocidade de propagação dentro da torre foi considerada como sendo a velocidade da luz.

Formulações teóricas da impedância de surto da torre baseadas na teoria de campos eletromagnéticos foram propostas por Lundhom *et al.* [8], Wagner e Hileman [9] e Sargent e Darveniza [10], considerando os efeitos do vetor de potencial gerado somente pela injeção de corrente através da torre. A velocidade de propagação da onda dentro da torre foi considerada como a velocidade da luz.

Medições da impedância de surto em torres de transmissão reais foram reportadas por Breuer *et al.* [11] e Caswell *et al.* [12]. Em ambos os casos, o método de reflexão foi usado, e valores similares de impedância foram medidos no topo da torre. A medição da velocidade de propagação dentro da torre foi próxima à velocidade da luz.

Em outro estudo experimental o valor da impedância de surto foi obtido por M. Kawai [13]. Nesse trabalho foi usado o método direto de medição para a obtenção da impedância de surto da torre medida no seu topo. Os resultados apresentados mostraram que a resposta da torre para ondas de corrente verticais diferem da resposta para ondas de corrente horizontais. A

velocidade de propagação da onda dentro da torre foi medida como sendo 70-80% da velocidade da luz.

Já Chisholm [14], [15] realizou medições de modelos em escala reduzida usando o método de reflectometria no domínio do tempo para medir a impedância de surto da torre. Essas medições foram feitas utilizando tanto injeções de corrente vertical e horizontal. A velocidade de propagação da onda dentro da torre foi considerada sendo a velocidade da luz.

Medições de campo em torres de transmissão em escala real foram realizadas usando o método direto por Ishii *et al.* e Yamada *et al.* [16]. As medições foram realizadas usando injeções de corrente inclinadas e horizontais. Ambos propuseram a impedância de surto da torre baseados em circuitos construídos no EMTP (*Electromagnetic Transients Program*). A velocidade de propagação da onda dentro da torre foi considerada como a velocidade da luz.

Y. Matsumoto [17] e H. Motoyama *et al.* [18] utilizaram medições reais de descargas atmosféricas a fim de calcular a impedância de surto da torre. Com base nos dados obtidos foi proposto um modelo de torre baseado no uso do programa EMTP. Os resultados mostraram que a resposta transitória e a impedância de surto da torre dependem da direção e do caminho percorrido pela descarga atmosférica.

Recentemente, trabalhos teóricos têm sido reportados por Ishii e Baba [19] em que a resposta transitória da torre foi estimada utilizando-se análise de campo eletromagnético. Os resultados calculados foram comparados com os obtidos em campo por Ishii e Yamada [16]. Essa análise mostrou que a resposta transitória e a impedância de surto da torre dependem do arranjo do canal de descarga de corrente.

Como pode ser observado, a representação da torre de transmissão para fins de estudo em transitórios eletromagnéticos e sua precisa modelagem tem sido objeto de discussão, e se mantém como um tema sem consenso dentro da área. De maneira geral, o problema pode ser dividido como:

- i. Teórico
  - a) No domínio do tempo;
  - b) No domínio da frequência.

Baseados em:

- i. Teoria de circuitos e linhas de transmissão;
  - ii. Teoria de ondas guiadas;
  - iii. Teoria de campo eletromagnético.
- ii. Experimental
  - a) Modelos de torre em escala reduzida;
  - b) Torres reais.

## **2.2 Representação no Domínio do Tempo**

Uma das maneiras de se conseguir a representação da resposta transitória da torre de transmissão de energia elétrica no domínio do tempo é através da técnica de modelo geométrico da estrutura. A precisão dessa representação é limitada a condições de linearidade do sistema, pois a duplicação de fenômenos não lineares, como o efeito corona, é tecnicamente complexa. Entretanto, se for considerado que a resposta transitória da torre, para uma descarga, é independente dos fenômenos não lineares, o estudo da resposta do modelo de torre produzirá resultados que podem ser aplicados a torres de dimensões reais. Essa hipótese se justifica uma vez que as dimensões de uma torre de transmissão são suficientemente grandes para tornar os efeitos não lineares, como o efeito corona, desprezíveis. Assim, o valor e característica da impedância de surto da torre obtido por esse método pode ser aplicado de forma aproximada a uma torre real [20].

Para se determinar o valor da impedância de surto de uma torre particular, um modelo em escala reduzida da torre é construído assim como o modelo da linha de transmissão correspondente. São aplicadas ondas de corrente na linha de transmissão e as tensões no topo da torre são medidas. Essas medições são realizadas para várias formas de onda de corrente.

Para cada forma de corrente é feita uma análise de ondas viajantes do sistema de maneira linear para o cálculo dos potenciais no topo da torre e para um intervalo escolhido de impedâncias de surto tipicamente utilizadas. Inicialmente a impedância de surto da torre é considerada independente do tempo. Se a correlação entre os potenciais medidos e calculados

para essa condição não forem satisfatórios, então os cálculos são repetidos para outras impedâncias de surto escolhidas.

Os resultados para esse tipo de análise indicam que o modelo geométrico da torre pode ser considerado como uma representação de linha de transmissão com impedância de surto e tempo de propagação constantes. Para se obter embasamento teórico dos resultados, análises utilizando teoria de campo eletromagnético são utilizadas. Usando-se teoria de campo, a resposta da torre para ondas de corrente propagadas na torre podem ser determinadas de forma satisfatória. Com isso pode-se considerar a estrutura da torre por uma simples figura geométrica com precisão suficiente para fins de cálculos.

Para esse tipo de análise as seguintes condições são consideradas:

- i. O solo e a torre possuem condutividade infinita;
- ii. Não há fenômeno de efeito corona na torre;
- iii. As ondas de corrente viajam com velocidade igual à velocidade da luz;
- iv. As ondas de corrente mantem seu formato.

### **2.2.1 Resposta de uma Torre Cilíndrica com Relação a uma Onda de Corrente Retangular**

Wagner e Hileman [9] analisaram a resposta de uma torre cilíndrica com relação a uma onda de corrente retangular. A seguir um breve esboço dessa análise é mostrado.

Se  $\vec{E}_i$  é o campo elétrico devido a corrente em um ponto e em um tempo qualquer, e  $\vec{s}$  é a distância ao longo de uma curva que passa pelo ponto, então:

$$\oint \vec{E}_i \cdot d\vec{s} = - \oint \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot d\vec{s} \quad (2.1)$$

onde  $\vec{A}$  é o vetor potencial magnético em qualquer ponto.

Considere uma torre cilíndrica isolada de altura  $h$  e raio  $r$  perpendicular a um plano perfeitamente condutor no solo, como mostrado na Figura 2.1. Considere uma onda de corrente retangular  $I$  aplicada à torre em  $x = 0$  no tempo  $t = 0$ . Então a densidade de corrente superficial é:

$$J_s = \frac{I}{2\pi r} \quad (2.2)$$

Considere um elemento  $dx$  da torre como mostrado na Figura 2.1., então o vetor potencial magnético no ponto  $(d, r)$  é:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{J_s(x, \beta, t - r'/c)}{r'} dS \quad (2.3)$$

onde  $dS$  é o elemento de superfície ( $dx \cdot r \cdot d\beta$ ) e  $r'$  é a distância de  $dS$  até o ponto  $(d, r)$ .

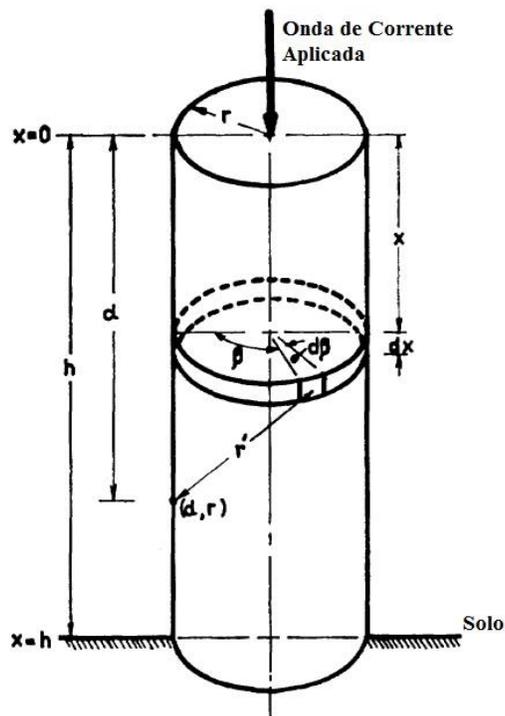


Figura 2. 1. Torre cilíndrica utilizada na análise da teoria de campo.

Então,

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^y \frac{I}{2\pi r} \frac{rdx \cdot d\beta}{\sqrt{(x-d)^2 + r^2}} \hat{a}_d \quad (2.4)$$

onde o limite de integração  $y$  leva em consideração os efeitos de atraso, e é calculado como:

$$y = \frac{1}{2}(d + ct) + \frac{r^2}{2(d - ct)} \quad (2.5)$$

portanto

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} I \left[ \log(ct - d) - \log(-d + \sqrt{d^2 + r^2}) \right] \hat{a}_d \quad (2.6)$$

e

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{c}{ct - d} \hat{a}_d \quad (2.7)$$

portanto

$$\int_{d=0}^{d=p} \vec{E}_i \cdot d\vec{s} = -\frac{\mu_0 I c}{4\pi} \ln \frac{ct}{ct - p} = -I \cdot 60 \cdot \ln \left( \sqrt{2} \frac{ct}{r} \right), \text{ para } ct \gg r \quad (2.8)$$

Note que a expressão entre parênteses em (2.8) é a forma da impedância de surto, e então, de acordo com Wagner e Hileman, essa expressão é escolhida como a impedância de surto da torre:

$$Z = 60 \cdot \ln \left[ \sqrt{2} \left( \frac{ct}{r} \right) \right] \quad (2.9)$$

onde:

$c$  - velocidade da luz;

$t$  - tempo;

$h$  - altura do cilindro;

$r$  - raio do cilindro.

Para uma onda de corrente retangular aplicada ao cilindro, o máximo de tensão no topo da torre ocorre no tempo  $t = 2h/c$  e Wagner e Hileman calcularam a impedância de surto da torre para esse tempo. Portanto a impedância de surto de um cilindro vertical, para uma onda de corrente retangular, é aproximadamente dada por:

$$Z = 60 \cdot \ln \left[ \sqrt{2} \left( \frac{2h}{r} \right) \right] \quad (2.10)$$

### **2.2.2 Resposta de uma Torre Cilíndrica com Relação a uma Onda de Corrente em Rampa**

Considerando uma torre cilíndrica como a da Figura 2.1., em que uma onda de corrente em forma de rampa é aplicada em  $x = 0$  no tempo  $t = 0$ . Então o tempo de atraso da densidade de corrente superficial é:

$$J_s \left( x, t - \frac{r'}{c} \right) = \frac{K}{2\pi r} \left( t - \frac{x}{c} - \frac{r'}{c} \right) \quad (2.11)$$

Usando a nomenclatura da Figura 2.1., o vetor de potencial magnético no ponto  $(d, r)$  é:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^y \frac{K}{2\pi r} \left( t - \frac{x}{c} - \frac{r'}{c} \right) \frac{r \cdot dx \cdot d\beta}{r'} \hat{a}_d \quad (2.12)$$

onde  $y$  leva em consideração os efeitos de atraso, como anteriormente. Portanto:

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 K}{4\pi} \left[ (ct - d) \ln(ct - d) - ct - (ct - d) \ln(-d + \sqrt{d^2 + r^2}) - \sqrt{d^2 + r^2} \right] \hat{a}_d \quad (2.13)$$

e

$$\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \frac{\mu_0 K}{4\pi} \left[ \ln(ct - d) - \ln(-d + \sqrt{d^2 + r^2}) \right] \hat{a}_d \quad (2.14)$$

Integrando o campo elétrico com relação a corrente sobre a altura do cilindro,

$$\int_{d=0}^{d=p} \vec{E}_t \cdot d\vec{s} = -\frac{\mu_0 K}{4\pi} \left[ -(ct - p) \ln(ct - p) - p - \sqrt{p^2 + r^2} - p \ln(-p + \sqrt{p^2 + r^2}) \right. \\ \left. + ct \ln(ct) + r \right] \quad (2.15)$$

e para  $ct \gg r$ ,

$$\int_0^p \vec{E}_i \cdot d\vec{s} = -Kt \left\{ 60 \left[ \ln \left( \sqrt{2} \frac{ct}{r} \right) - 1 + \frac{r}{2ct} + \left( \frac{r}{2ct} \right)^2 \right] \right\} \quad (2.16)$$

Novamente dentro das chaves em (2.16) está a forma da impedância de surto. Então a impedância de surto de uma torre cilíndrica, para uma onda de corrente em forma de rampa, pode ser definida como:

$$Z = 60 \cdot \ln \sqrt{2} \left( \frac{ct}{r} \right) - 60 \quad (2.17)$$

O máximo de tensão no topo da torre ocorre no tempo  $t = 2h/c$  e calculando a impedância de surto da torre para esse tempo tem-se:

$$Z = 60 \left[ \ln \left( \sqrt{2} \frac{2h}{r} \right) - 1 + \frac{r}{4h} + \left( \frac{r}{4h} \right)^2 \right] \quad (2.18)$$

e para  $h \gg r$  tem-se:

$$Z = 60 \ln \left( \sqrt{2} \frac{2h}{r} \right) - 60 \quad (2.19)$$

Essa expressão é similar a fórmula deduzida para a forma de onda de corrente retangular exceto pelo fator de correção  $-60$  devido à onda de corrente em forma de rampa.

Com o uso dessas fórmulas verificou-se que os valores de impedância de surto eram muito maiores do que quaisquer valores medidos anteriormente. Além disso, a característica variante no tempo da impedância de surto da torre, como proposta por esta relação, é contrária aos resultados obtidos pelas medições do modelo geométrico. Essas discrepâncias entre os

valores medidos e os calculados indicam que algumas modificações na formulação de Wagner e Hileman são necessárias. Duas modificações principais são indicadas.

1. Notou-se que a resposta inicial da torre cilíndrica é variante com o tempo, o que indica que a resposta para diferentes ondas de correntes pode ser diferente da apresentada pela onda de corrente retangular.

2. A representação da torre como um cilindro equivalente pode não ser exata o suficiente para a teoria de campo, devendo-se investigar outras representações.

### **2.2.3 Resposta de uma Torre Cônica com Relação a uma Onda de Corrente Retangular**

Como uma alternativa ao uso da aproximação de torre cilíndrica, a representação cônica é avaliada. O uso do cone como simplificação da geometria da torre é uma aproximação razoável como mostrado na Figura 2.2., onde as representações cônica e cilíndrica são comparadas com relação à estrutura da torre real. A análise da resposta da geometria cônica foi obtida usando conceitos de teoria de campo.

Considerando uma torre cônica de altura  $h$  e o meio ângulo  $\theta$ , como mostrado na Figura 2.3. Uma onda de corrente retangular é aplicada ao topo da torre ( $x = 0$ ) no tempo  $t = 0$ , considerando um elemento de torre em  $x$  (medido na direção vertical) do topo da torre. É necessário determinar o vetor potencial magnético em um ponto qualquer  $(d, r)$  no cone.

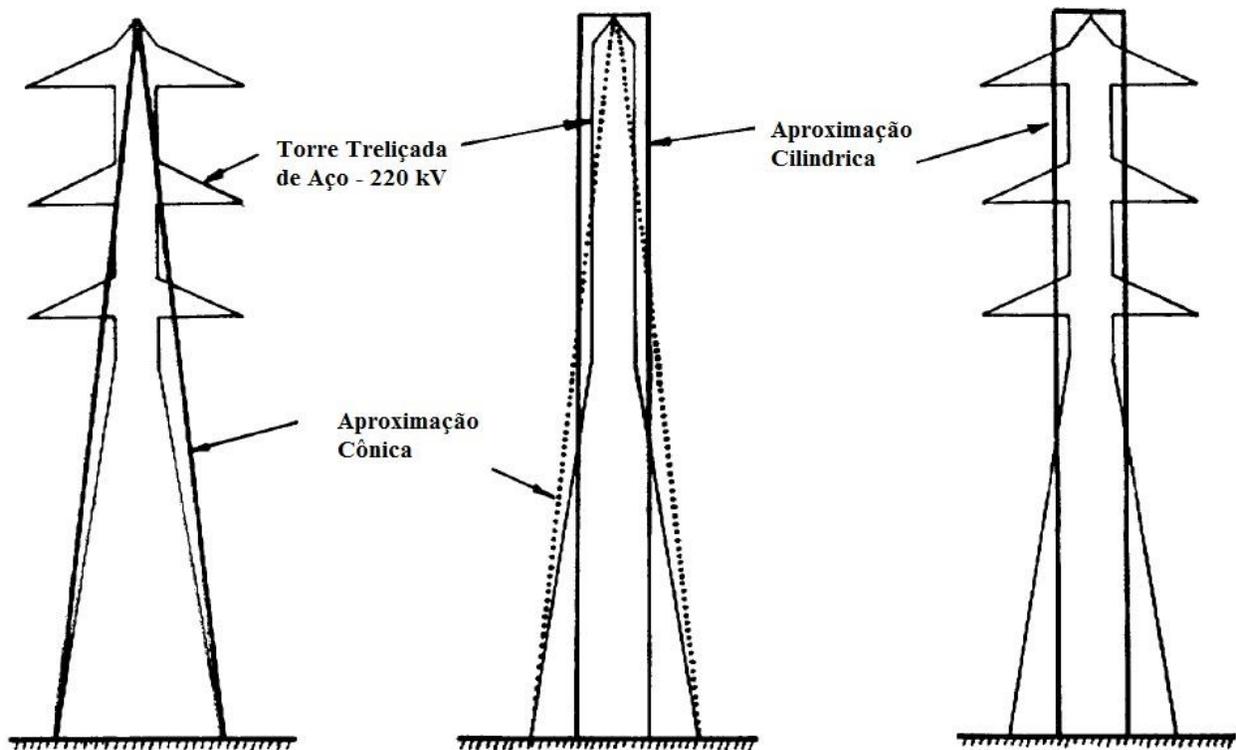


Figura 2. 2. Comparação entre a aproximação cônica e cilíndrica da torre.

As seguintes constantes são definidas:

$$m = \tan\theta$$

$$S = \text{sen}\theta$$

$$K = \text{cos}\theta.$$

Considere a contribuição  $|\delta\vec{A}|$  para o vetor potencial magnético em  $(d, r)$  de um elemento  $(du, d\beta)$  como mostrado na Figura 2.3. Sendo assim:

$$|\delta\vec{A}| = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{|J[x, t - (r/c)]|}{r'} du \cdot a \cdot d\beta = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{2\pi} \frac{du \cdot d\beta}{r'} \quad (2.20)$$



Então o vetor potencial magnético em  $(d, r)$ , na direção do vetor unitário  $\hat{u}$ , é:

$$\vec{A}_u = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^y \frac{K \cdot b \cdot du \cdot d\beta}{\sqrt{x^2 + d^2 - 2b \cdot d \cdot x}} \hat{u} \quad (2.23)$$

onde  $y$  leva em consideração os efeitos de atraso, e:

$$\frac{y}{K_c} + \frac{\sqrt{y^2 + d^2 - 2b \cdot d \cdot y}}{K_c} = t \quad (2.24)$$

então

$$\vec{A}_u = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} b[\ln(Kct - bd) - \ln(1 - b)d] d\beta \quad (2.25)$$

sendo:

$$\frac{\partial \vec{A}_u}{\partial t} = -\vec{E}_{iu} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{Kcb}{Kct - bd} d\beta \quad (2.26)$$

portanto

$$\begin{aligned}
\int_{u=0}^{u=ct} \vec{E}_{iu} \cdot d\vec{u} &= -\frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{ct} \frac{cb}{ct - bu} dud\beta \\
&= -\frac{30I}{2\pi} \int_0^{2\pi} \ln \left( \frac{1}{\left[ 2S^2 \text{sen}^2 \left( \beta/2 \right) \right]} \right) d\beta \\
&= -I \left[ 60 \ln \left( \sqrt{2}/S \right) \right]
\end{aligned} \tag{2.27}$$

A expressão dentro dos colchetes em (2.27) é a impedância para a representação cônica da torre. Então a impedância de surto é dada por:

$$Z = 60 \ln \left( \sqrt{2}/S \right) \tag{2.28}$$

Onde  $S$  representa o seno do meio ângulo do cone. É importante notar que a expressão (2.28) indica que a impedância de surto da torre é independente do tempo e constante, o que está de acordo com as características determinadas pelas medições do modelo geométrico. Ademais, como a impedância de surto da torre independe do tempo, a resposta da torre permanecerá inalterada para qualquer forma de onda de corrente aplicada.

## 2.3 Representação no Domínio da Frequência

Um dos problemas em se definir a impedância de surto da torre no domínio do tempo é que a sua resposta é dependente da forma de onda aplicada [6].

No domínio da frequência, uma das alternativas seria o uso da impedância de surto como sendo a impedância harmônica [14]. Independente da fonte de excitação, essa impedância,

depende somente da geometria da estrutura e das características eletromagnéticas do meio em que a torre se encontra. Um requerimento básico para a aplicação da análise no domínio da frequência é que o sistema seja linear, fazendo com que esse modelo não seja conveniente para modelagem de fenômenos não lineares. Por outro lado, é indicado para modelar fenômenos dependentes da frequência, como as características do solo.

Sistemas de funções, como a impedância harmônica, são transformadas de Fourier da resposta ao impulso. Como a função impulso tem um espectro constante, a impedância harmônica pode ser determinada simplesmente pela tensão  $V_h(\omega)$  como a resposta em regime permanente da excitação por uma corrente harmônica  $I_h(\omega) = 1$  A em um intervalo de frequência até a mais alta frequência de interesse para o estudo.

$$Z(\omega) = \frac{V_h(\omega)}{I_h(\omega)} \quad (2.29)$$

Agora a tensão  $u(t)$ , como resposta a uma excitação  $i(t)$  que pode ser medida ou simulada a partir de um impulso atmosférico de corrente, é dada por:

$$u(t) = F^{-1}\{I(\omega) \cdot Z(\omega)\} \quad (2.30)$$

Onde  $I(\omega) = F\{i(t)\}$ . Aqui,  $F$  e  $F^{-1}$  denotam a transformada de Fourier e sua inversa, respectivamente.

A resposta a uma função degrau unitário, isto é, a impedância de surto, pode ser determinada através da impedância harmônica como sendo:

$$Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega) \quad (2.31)$$

Então, a resposta a uma função degrau (impedância de surto) é:

$$z(t) = R(0) + \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{X(\omega)}{\omega} \cos \omega t d\omega \quad (2.32)$$

Entretanto, deve-se enfatizar que quando o espectro de funções como corrente e tensão, no domínio do tempo, estão disponíveis em sua forma discreta ou contínua, para fins de cálculos, a versão discreta de ambos se faz necessária.

Nesse caso a transformada de Fourier é uma opção para análises no domínio da frequência. A transformada discreta de Laplace e a transformada de Fourier Modificada são também, alternativas para se realizar análises no domínio da frequência. Deve-se tomar cuidado com o uso das técnicas de transformadas aplicando-as cuidadosamente, consciente das limitações e erros introduzidos pela amostragem, integração numérica e truncamento das funções no domínio do tempo e frequência.

Uma alternativa para o cálculo da impedância de surto da torre no domínio da frequência é o uso de teoria de antena. Ao contrário da análise usando teoria de linhas de transmissão, a teoria de antena não usa tensões em sua formulação. A excitação da antena é realizada com o uso de uma fonte de tensão, mas pode-se usar uma fonte de corrente entre dois terminais da antena, sendo esta configuração mais indicada para simulações de transitórios eletromagnéticos causados por descargas atmosféricas. Após a definição da fonte de corrente, a distribuição da corrente pelos condutores da antena pode ser determinada. Conseqüentemente, o campo eletromagnético em qualquer ponto, e a tensão como integral de linha do vetor campo elétrico entre dois pontos ao longo de um caminho pode ser determinado.

Por exemplo, se a tensão através de uma cadeia de isoladores é necessária, então a impedância de transferência pode ser definida como:

$$Z_{ins}(\omega) = \frac{V_{ins}(\omega)}{I_h(\omega)} \quad (2.33)$$

Onde  $V_{ins}(\omega)$  é a tensão através da cadeia de isoladores como resposta a uma corrente harmônica de 1 A injetada na torre.

Mais recentemente N. Harid *et al.* [21] propuseram o cálculo da impedância de surto da torre baseado na representação de linha de transmissão da torre. As tensões e correntes no lado receptor e emissor do modelo equivalente de linha foram determinados numericamente no domínio da frequência para o modelo físico da torre. Para qualquer torre de dimensões conhecidas, a linha de transmissão equivalente é analisada usando a teoria de quadripolos para se calcular a impedância característica da torre.

A aproximação usa o método de análise do campo eletromagnético para calcular a distribuição de potenciais e correntes no sistema de condutores que formam a estrutura física da torre. A torre é modelada como uma interconexão de condutores cilíndricos que formam o corpo da torre. Para cada corrente dada, o campo eletromagnético é numericamente calculado no domínio da frequência sobre o espectro de frequência que representa a corrente de surto.

O circuito equivalente da linha de transmissão que modela a torre é representado na Figura 2.4.(a) e é terminado com a resistência  $R_T$ , que representa a resistência de aterramento calculada pela seguinte expressão:

$$R_T = \frac{v_b(t=t_1)}{I_p} \quad (2.34)$$

onde  $t_1$  é o instante de corrente máxima,  $v_b$  é a tensão instantânea na base da torre e  $I_p$  é o valor máximo de corrente injetado.

Assumindo que a torre e o aterramento formem um sistema linear e tomando a torre como um modelo de linha de transmissão longa, a teoria de quadripolo com suas relações conhecidas entre o lado emissor e receptor de tensões e correntes podem ser adotados. O circuito equivalente usado para a análise é mostrado na Figura 2.4.(b). As condições de contorno da rede são obtidas pelo cálculo dos campos eletromagnéticos no domínio da frequência. A tensão e a corrente injetada no topo são tidas como quantidades no lado emissor, enquanto a tensão e corrente na base da torre são consideradas como lado receptor. Para todas as frequências o procedimento

requer o cálculo das constantes da linha  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  que relacionam as tensões e correntes terminais no topo da torre e aquelas na base da torre para o quadripolo em questão. Então:

$$V_t = a \cdot V_b + b \cdot I_b \quad (2.35)$$

$$I_t = c \cdot V_b + d \cdot I_b \quad (2.36)$$

onde  $V_t$ ,  $I_t$ ,  $V_b$  e  $I_b$  são as tensões e correntes no topo e na base da torre, respectivamente. A solução das equações (2.35) e (2.36) é alcançada pela especificação das tensões e correntes terminais sob duas condições diferentes de resistividade do solo. Para uma dada altura da torre  $h$ , as equações usadas para descrever a linha de transmissão vertical da torre são as seguintes:

$$V_t = \cosh(\gamma h) \cdot V_b + Z_c \sinh(\gamma h) \cdot I_b \quad (2.37)$$

$$I_t = \frac{\sinh(\gamma h)}{Z_c} \cdot V_b + \cosh(\gamma h) \cdot I_b \quad (2.38)$$

onde  $\gamma$  é a constante de propagação.

A impedância característica  $Z_c$  é então obtida pela expressão:

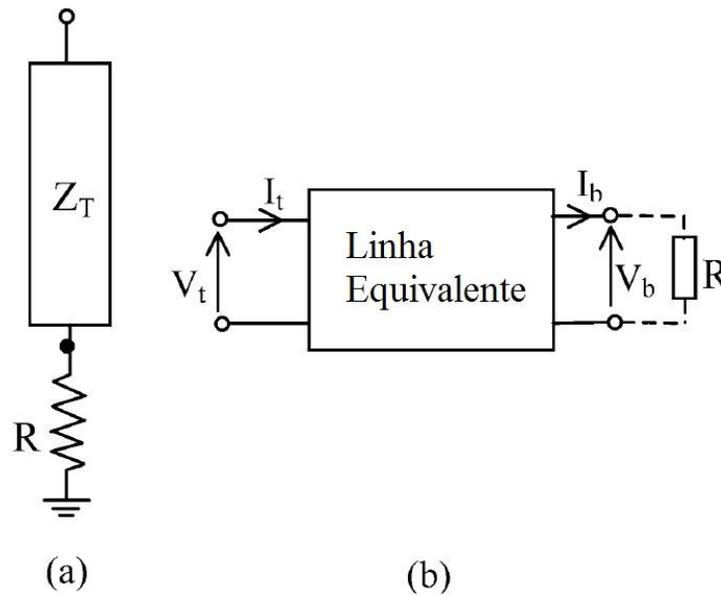
$$Z_c = \sqrt{\frac{b}{c}} \quad (2.39)$$

Considerando dois valores de resistividade do solo  $\rho_1$  e  $\rho_2$ , dois conjuntos de valores terminais  $(V_{t1}, I_{t1}, V_{b1}, I_{b1})$  e  $(V_{t2}, I_{t2}, V_{b2}, I_{b2})$  podem ser calculados. Substituindo estes dois

valores em (2.35) e (2.36) é possível obter a solução para as constantes desconhecidas  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$ . A equação (2.39) pode ser reescrita para expressar  $Z_c$  em termos das condições de contorno.

$$Z_c = \sqrt{\frac{V_{b1} \cdot V_{t2} - V_{t1} \cdot V_{b2}}{I_{t1} \cdot I_{b2} - I_{b1} \cdot I_{t2}}} \quad (2.40)$$

É importante notar que para qualquer formato de torre dado, dois valores de resistividade do solo podem ser usados para calcular a tensão e corrente terminal.



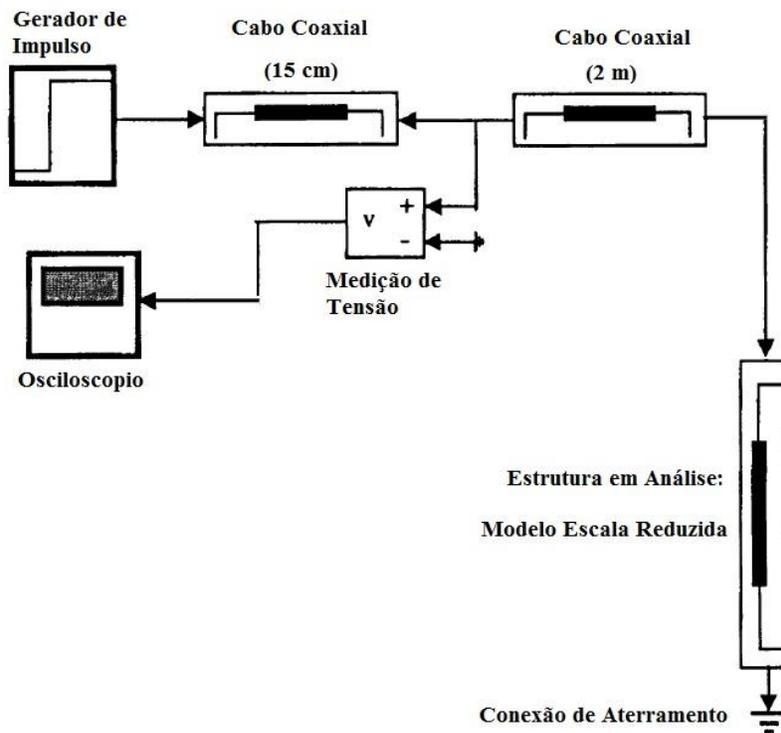
**Figura 2. 4. Modelo de torre proposto. (a) Torre representada como uma linha de transmissão. (b) Representação da torre como um quadripolo.**

## 2.4 Representação por Modelos em Escala Reduzida

Medições em modelos de escala reduzida são mais econômicos do que medições em torres reais, sendo também mais flexíveis para diferentes arranjos que se deseje investigar. Porém não é fácil manter a precisão da medição, especialmente usando o método de medição direto, uma

vez que o tamanho e geometria dos equipamentos de medição são relativamente grandes quando comparados com o sistema como um todo [22].

Como um exemplo desse tipo de análise pode-se citar o modelo em escala reduzida da torre canadense Toronto CN Tower, com altura de 553 m equipada com instrumentos para a captação de descargas atmosféricas. As medições das correntes provenientes das descargas tem mostrado que as formas de onda são perturbadas por múltiplas reflexões produzidas pelas descontinuidades da parte mais elevada da torre. A Figura 2.5., representa a configuração experimental empregada para as medições.

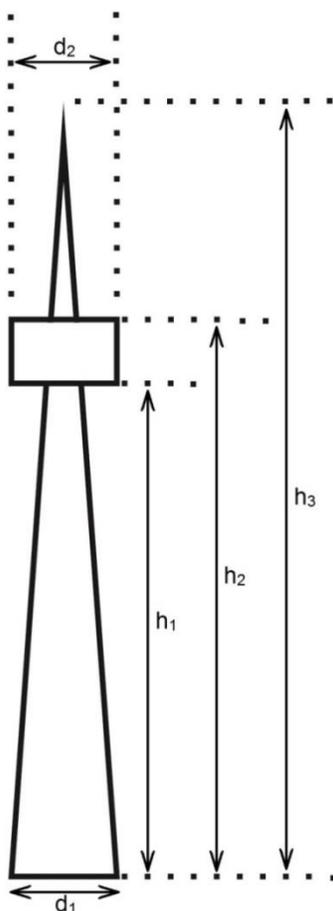


**Figura 2. 5. Circuito equivalente do modelo em escala reduzida.**

O modelo em escala reduzida da Toronto CN Tower tem altura total de 95 cm. A tabela 2.1. representa as dimensões da torre real e de sua representação em escala reduzida, de acordo com a Figura 2.6. O fator de escala considerado é de aproximadamente 572.5.

**Tabela 2. 1. Dimensões da Toronto CN Tower e modelo em escala reduzida (Observar Figura 2.6).**

	$h_1$ (m)	$h_2$ (m)	$h_3$ (m)	$d_1$ (m)	$d_2$ (m)
<b>CN Tower</b>	324.0	359.0	544.0	28.0	22.6
<b>Modelo Escala Reduzida</b>	0.566	0.627	0.950	0.049	0.039



**Figura 2. 6. Geometria do modelo em escala reduzida da Toronto CN Tower.**

Com os dados obtidos pelo sistema dado pelo arranjo da Figura 2.5. é possível comparar os resultados obtidos pelo modelo em escala reduzida com os resultados calculados com o uso de fórmulas de impedância de surto como realizado em [20] e anteriormente apresentadas.

## 2.5 Representação Utilizando Medições em Torres Reais

Quando a torre de transmissão é elevada, como no caso das torres de transmissão em UHV (*Ultra High Voltage*), um modelo mais exato de representação é demandado uma vez que fenômenos de atenuação e distorção da onda viajante se tornam consideráveis [16].

A Figura 2.7. mostra como são realizados as montagens necessárias para se conseguir a medição das características de propagação de uma torre real. Para tal, um gerador de impulso é instalado no topo da torre e injeta uma onda de corrente em forma de degrau na parte superior da torre através de uma resistência elevada ( $2.5\text{ k}\Omega$ ), as tensões através da cadeia de isoladores, dos braços e a tensão na base da torre são medidas pelo método direto a partir do solo usando transdutores óticos.

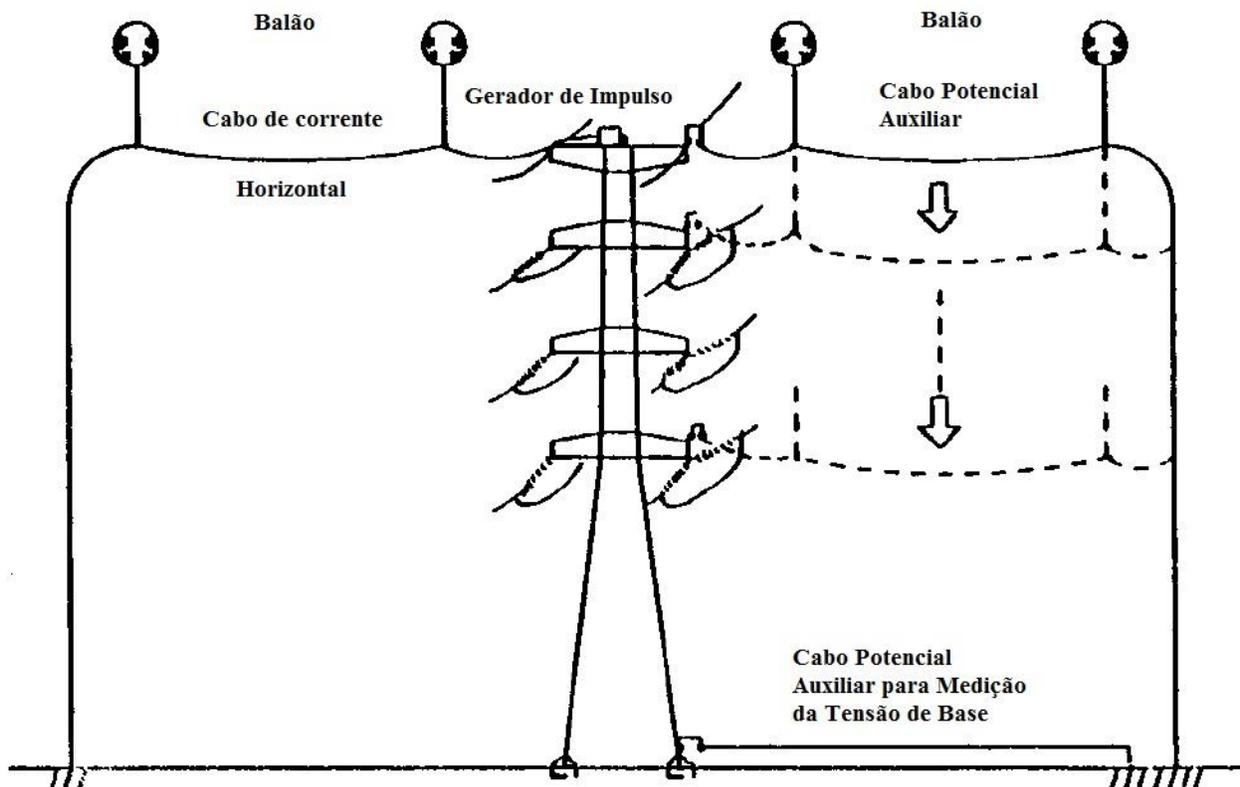


Figura 2. 7. Configuração experimental para medição.

Os cabos de corrente e potencial auxiliar foram fixados a balões para que ficassem paralelos ao solo e perpendiculares a linha de transmissão, minimizando assim seus acoplamentos indutivos com a torre e a linha de transmissão. A tensão na base da torre foi medida usando um cabo potencial auxiliar posicionado a 1 m acima do solo na parte central da torre, com cada ponto de fixação da base interligado por conexões de cobre. Para obtenção das medições as torres imediatamente adjacentes foram aterradas e o cabo de corrente e potencial auxiliar foram casados com uma resistência equivalente a sua impedância de surto.

O gerador de impulso usado para as medições tem uma frente de onda de 20 ns. Condutores de cobre com raio de 1 mm foram usados para a injeção de corrente e potencial auxiliar, a tensão foi medida através de um resistor e a corrente através de um transformador de corrente (TC).

De posse das tensões na torre e das correntes é possível calcular a impedância de surto da torre através do cálculo direto ou pela aplicação dos métodos anteriormente citados nesse capítulo.

## 2.6 Conclusão

Nesse capítulo diferentes formas de se representar a torre de transmissão de energia elétrica foram observadas. Expressões da impedância de surto no domínio do tempo usualmente adotadas para a caracterização dos comportamentos transitórios da torre são dependentes da forma de onda da fonte de excitação. Ademais, não há consenso na área sobre quais formas de correntes e tensões devem ser adotadas para a definição da impedância de surto da torre.

Definições no domínio da frequência como a impedância harmônica não dependem da fonte de excitação e são função somente da geometria e das características eletromagnéticas do sistema em estudo. Sendo, portanto, mais adequada para representar o comportamento transitório da torre. Entretanto, deve-se notar que o conceito de impedância harmônica não é adequado para fenômenos não lineares.

A definição da impedância de surto, ainda no domínio da frequência, pelo uso da teoria de quadripolos pode ser aplicada como alternativa. O método apresenta uma combinação entre teoria

de campo e linha de transmissão. A análise é realizada em frequência variável considerando o sistema como um quadripolo, para o qual as constantes  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  são determinadas. Esses valores são então usados como quantidade terminal no sistema que representa a torre para se determinar a impedância de surto.

Já a teoria de antena pode ser aplicada para um cálculo preciso das tensões e correntes no sistema representativo da torre de transmissão. Pode ser usada também para validação e melhoria de circuitos e modelos de linha de transmissão que representem a torre em simulações de transitórios eletromagnéticos.

## Capítulo 3      **Análise Numérica do Campo Eletromagnético nos Métodos de Medição das Características Transitórias da Torre**

### **3.1 Introdução**

A resposta das características de surto da torre é fator importante na análise do comportamento de linhas de transmissão. Especialmente para estruturas altas como as torres de circuito duplo UHV em que as características transitórias da torre se tornam mais importantes devido ao longo tempo de propagação do surto [19].

Como visto no capítulo anterior, métodos representativos para investigar as características transitórias da torre incluem:

- i.    Medições em torres reais;
- ii.  Medições em modelos em escala reduzida;
- iii. Estudos analíticos em geometria simplificada;
- iv.  Análise numérica baseada em teoria eletromagnética.

Medições em torres reais pelo método direto foram realizadas principalmente no Japão para a aquisição da tensão através da cadeia de isoladores, quando a torre é atingida por uma descarga atmosférica, sendo que a influência da condutividade do solo é incorporada automaticamente. Porém as medições não são facilmente realizadas e é impossível saber as características de torres que ainda não foram projetadas. Somado a isso, é extremamente difícil configurar o condutor de corrente vertical acima do topo da torre para calcular os efeitos de acoplamento entre o canal de descarga e a tensão na cadeia de isoladores.

Modelos em escala reduzida são mais baratos do que torres reais para medições, e mais flexíveis para investigação de diferentes arranjos. Mas não é fácil manter a precisão na medição, especialmente pelo método direto, uma vez que o tamanho dos aparelhos de medição é comparável ao sistema em questão.

Estudos teóricos baseados em teoria de campo eletromagnético como em [9], são importantes para entender o fenômeno qualitativamente. Porém a análise é limitada às geometrias

muito simplórias como um cone ou cilindro e, ainda assim, após tal simplificação, o resultado não pode ser rigorosamente analisado sem um procedimento numérico. Embora as fórmulas derivadas desse processo sejam atrativas, ainda há o problema de como ajustar o formato da torre de transmissão em um cone ou cilindro.

A abordagem baseada na análise numérica da dinâmica do campo eletromagnético tem a possibilidade de superar várias dificuldades de outros métodos. Porém a verificação da precisão dos resultados computados é essencial antes de aplicar o método para analisar o desempenho de torres sob descargas atmosféricas. Para esse fim o código NEC-2 (*Numerical Electromagnetic Code* [24]) é aplicado às análises, pois pode realizar o esboço dos campos eletromagnéticos ao redor de sistemas complexos de condutores finos e cilíndricos. NEC-2 soluciona o campo eletromagnético ao redor de condutores cilíndricos no domínio da frequência utilizando o Método dos Momentos [25]. Para resolver os campos eletromagnéticos variantes no domínio do tempo, são usadas a transformada de Fourier e sua inversa.

Para uma simulação precisa a torre precisa ser decomposta em segmentos cilíndricos finos com a posição, orientação e raio de cada elemento constituindo os dados de entrada, juntamente com a descrição da fonte de excitação e das frequências a serem analisadas. Existem algumas restrições no arranjo e tamanho de cada elemento analisado pelo NEC-2. Muito embora estruturas de torre complexas possam ser simuladas, algumas simplificações na geometria são inevitavelmente necessárias para análise da resposta transitória da torre de transmissão.

## **3.2 Teoria Básica**

### **3.2.1 Equação Integral do Campo Elétrico**

O código NEC-2 é um programa orientado ao usuário para a análise da resposta eletromagnética de antenas e outras estruturas metálicas. O algoritmo é construído sobre a solução numérica de equações integrais para as correntes induzidas na estrutura por fontes ou campos incidentes. Esse viés evita muitas simplificações feitas por outros tipos de análise e fornece uma ferramenta extremamente precisa e versátil para análises eletromagnéticas.

O programa permite utilizar tanto a equação integral do campo elétrico quanto à equação integral do campo magnético. A primeira é mais indicada para análises de estruturas compostas por condutores cilíndricos finos, enquanto a segunda é mais adequada para estruturas que possuem superfícies grandes e suaves. A equação integral do campo elétrico pode ser usada para analisar estruturas volumosas representando as superfícies como uma rede de condutores. A descrição, a seguir, foi extraída da teoria básica descrita pelo manual do programa [24].

A equação integral básica do campo elétrico usada no código NEC-2 segue a forma da representação integral do campo elétrico de uma distribuição de corrente volumétrica  $\vec{J}$ ,

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_V \vec{J}(\vec{r}') \cdot \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') dV' \quad (3.1)$$

onde

$$\vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') = (k^2 \vec{I} + \nabla \nabla) g(\vec{r}, \vec{r}')$$

$$g(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{\exp(-jk|\vec{r} - \vec{r}'|)}{|\vec{r} - \vec{r}'|}$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$$

$$\eta = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$$

sendo a convenção de tempo  $\exp(j\omega t)$  e  $\vec{I}$  a identidade ( $\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y} + \hat{z}\hat{z}$ ).

Quando a distribuição de corrente é limitada a superfície de um corpo perfeitamente condutor, a equação (3.1) se torna,

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_S \vec{J}_S(\vec{r}') \cdot \vec{G}(\vec{r}, \vec{r}') dA' \quad (3.2)$$

com  $\vec{J}_S$  sendo a densidade de corrente superficial. O ponto de observação  $\vec{r}$  é restrito a estar fora da superfície  $S$  então  $\vec{r} \neq \vec{r}'$ .

Uma equação integral para a corrente induzida em  $S$  pelo campo incidente  $\vec{E}^I$  pode ser obtida da equação (3.2) e para a condição de contorno  $\vec{r} \in S$ ,

$$\hat{n}(\vec{r}) \times [\vec{E}^D(\vec{r}) + \vec{E}^I(\vec{r})] = 0 \quad (3.3)$$

onde  $\hat{n}(\vec{r})$  é o vetor unitário normal da superfície em  $\vec{r}$  e  $\vec{E}^D$  é o campo devido a corrente induzida  $\vec{J}_S$ . Substituindo a equação (3.2) por  $\vec{E}^D$  tem-se a equação integral,

$$-\hat{n}(\vec{r}) \times \vec{E}^I(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \hat{n}(\vec{r}) \times \int_S \vec{J}_S(\vec{r}') \cdot (k^2 \vec{I} + \nabla \nabla) g(\vec{r}, \vec{r}') dA' \quad (3.4)$$

A equação integral vetorial (3.4) pode ser reduzida a uma equação integral escalar quando a superfície condutora  $S$  é um condutor cilíndrico fino, tornando a solução desse modo mais simples. As hipóteses para um condutor fino, conhecida como aproximação do condutor-fino, são:

- i. Correntes transversais podem ser desconsideradas com relação a correntes axiais no condutor;
- ii. A variação circunferencial no eixo da corrente pode ser desconsiderada;
- iii. A corrente pode ser representada como um filamento no eixo do condutor;
- iv. A condição de contorno do campo elétrico precisa ser imposta somente na direção axial.

Essas aproximações amplamente utilizadas são válidas enquanto o raio do condutor é muito menor que o comprimento de onda e muito menor que o comprimento do condutor. Das suposições i, ii e iii, a corrente superficial  $\vec{J}_S$  em um condutor de raio  $a$  pode ser substituído por uma corrente filamentar  $I$  onde,

$$I(s)\hat{s} = 2\pi a \vec{J}_s(\vec{r})$$

$s$  = parametro de distância ao longo do condutor em  $\vec{r}$ , e

$\hat{s}$  = vetor tangente unitário ao eixo do condutor em  $\vec{r}$ .

Com isso a equação (3.4) pode ser escrita como:

$$-\hat{n}(\vec{r}) \times \vec{E}^I(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \hat{n}(\vec{r}) \times \int_L I(s') \cdot (k^2 \hat{s}' - \nabla \frac{\partial}{\partial s'}) g(\vec{r}, \vec{r}') ds' \quad (3.5)$$

onde a integração ocorre sobre o comprimento do condutor. Impondo a condição de contorno na direção axial pode-se reduzir a equação (3.5) para uma equação escalar

$$-\hat{s} \cdot \vec{E}^I(\vec{r}) = \frac{-j\eta}{4\pi k} \int_L I(s') \left( k^2 \hat{s}' - \frac{\partial^2}{\partial s \partial s'} \right) g(\vec{r}, \vec{r}') ds' \quad (3.6)$$

Uma vez que  $\vec{r}'$  é agora o ponto em  $s'$  no eixo do condutor enquanto  $\vec{r}$  é o ponto em  $s$  na superfície  $|\vec{r} - \vec{r}'| \geq a$  e o integrando esta delimitado.

A equação (3.6) pode ser facilmente estendida para condutores com perdas pela modificação da condição de contorno da equação (3.3) para:

$$\hat{n}(\vec{r}) \times [\vec{E}^D(\vec{r}) + \vec{E}^I(\vec{r})] = Z_L(s)I(s) \quad (3.7)$$

onde  $Z_L(s)$  é a impedância por unidade de comprimento em  $s$ .

### 3.2.2 Solução Numérica pelo Método dos Momentos

A equação integral (3.6) pode ser resolvida pelo método dos momentos [25]. Este método aplica um operador linear geral a uma equação,

$$Lf = e \quad (3.8)$$

Onde  $f$  é uma resposta desconhecida,  $e$  é uma excitação conhecida e  $L$  é um operador linear. A função desconhecida  $f$  pode ser expandida com base em uma soma de funções  $f_j$ , como:

$$f \cong \sum_{j=1}^N a_j \cdot f_j \quad (3.9)$$

Um conjunto de equações para os coeficientes  $a_j$  são então obtidos realizando o produto interno da equação (3.8) com um conjunto de funções ponderadas,  $\{w_i\}$ ,

$$\langle w_i, Lf \rangle = \langle w_i, e \rangle, \quad i = 1, \dots, N \quad (3.10)$$

devido à linearidade de  $L$ , a equação (3.9) pode ser substituída por  $f$  levando a,

$$\sum_{j=1}^N a_j \langle w_i, Lf_j \rangle = \langle w_i, e \rangle, \quad i = 1, \dots, N \quad (3.11)$$

esta equação pode ser escrita na forma matricial como:

$$[G][A] = [E] \quad (3.12)$$

onde

$$G_{ij} = \langle w_i, Lf_j \rangle$$

$$A_j = a_j$$

$$E_i = \langle w_i, e \rangle$$

então a solução é dada como:

$$[A] = [G]^{-1}[E] \quad (3.13)$$

Para a solução da equação (3.6), o produto interno é derivado como:

$$\langle f, g \rangle = \int_S f(\vec{r})g(\vec{r})dA \quad (3.14)$$

onde a integração ocorre sobre a superfície da estrutura. Varias possibilidades para a escolha da função de ponderação  $\{w_i\}$  e função base  $\{f_j\}$  são possíveis. Para o código NEC-2, as funções ponderadas  $\{w_i\}$  são escolhidas como um conjunto de funções delta,

$$\omega_i = \delta(r - r_i) \quad (3.15)$$

com  $\{r_i\}$  sendo um conjunto de pontos na superfície condutora. Os condutores são divididos em pequenos segmentos em linha reta com um ponto de amostragem no centro de cada um deles.

A escolha das funções base é muito importante para uma solução precisa e eficiente. No código NEC-2 o suporte de  $f_i$  é restrito a uma subseção localizada na superfície próxima a  $\vec{r}_i$ . Esta escolha simplifica o cálculo do produto interno e assegura que a matriz  $G$  será bem condicionada. Para  $N$  finito, a soma de  $f_j$  não será exatamente igual à distribuição geral de corrente, então as funções  $f_i$  devem ser escolhidas o mais próximo possível da distribuição real de corrente.

As funções base ou funções de expansão de corrente no NEC-2 tem a seguinte forma:

$$I_j(s) = A_j + B_j \text{senk}(s - s_j) + C_j \text{cosk}(s - s_j) \quad (3.16)$$

$$|s - s_j| < \Delta_j/2$$

Onde  $s_j$  é o valor de  $s$  no centro do segmento  $j$  e  $\Delta_j$  é o comprimento do segmento  $j$ . Das três constantes desconhecidas  $A_j$ ,  $B_j$  e  $C_j$  duas delas são eliminadas pela imposição de condições de continuidade da corrente e carga nas terminações do segmento. A constante remanescente, com relação à amplitude de corrente, é determinada pela solução da equação (3.13). As condições locais são aplicadas a corrente e a densidade linear de carga  $q$  é relacionada à corrente pela equação de continuidade,

$$\frac{\partial I}{\partial s} = -j\omega q \quad (3.17)$$

Na junção de dois segmentos de raios iguais, as condições de continuidade de corrente e carga são aplicadas. Na junção de dois segmentos ou mais que tem raios desiguais, a continuidade de corrente é generalizada pela lei de corrente de Kirchoff em que a soma das correntes na junção é zero. A carga total na vizinhança da junção é tida como distribuída em condutores individuais de acordo com o raio do condutor, desprezando os efeitos de acoplamento local.

## 3.3 Preparação do NEC-2 para simulação

### 3.3.1 Guia para modelagem de condutores

Um sistema condutor para ser analisado pelo NEC-2 precisa ser modelado pela composição de pequenos segmentos cilíndricos. Um segmento cilíndrico é definido pelas coordenadas dos seus dois pontos finais e seu raio  $a$ . A modelagem com segmentos cilíndricos envolve fatores geométricos e elétricos. Geometricamente, os segmentos devem seguir o caminho dos condutores o mais próximo possível, usando um ajuste linear por partes nas curvas. A consideração elétrica principal está no comprimento do segmento  $\Delta L$  com relação ao comprimento de onda  $\lambda$ , sendo recomendada a seguinte relação:

$$10^{-3}\lambda < \Delta L < 0.1\lambda \quad (3.18)$$

O raio  $a$  do segmento deve ser muito menor que  $\lambda/2\pi$  e  $\Delta L/8$ . Por exemplo, na análise de sistemas de medição de alta tensão,  $a/\Delta L < 1/120$  é necessário para obterem-se resultados consistentes. Se os segmentos são conectados eletricamente nos seus terminais, coordenadas idênticas devem ser utilizadas. O ângulo de inserção dos segmentos deve ser tão grande quanto possível, para um ângulo agudo os resultados podem não ser precisos o suficiente. Mudanças abruptas de segmentos consecutivos devem ser evitadas.

O código computacional NEC-2 permite a incorporação de elementos concentrados de circuitos elétricos no modelo simplesmente definindo a impedância de qualquer segmento dado.

### 3.3.2 Aplicação da Análise no Domínio do Tempo

O algoritmo NEC-2 é um código computacional no domínio da frequência então, para obter a resposta do sistema no domínio do tempo, aplica-se a transformada de Fourier e sua inversa. O fluxograma da Figura 3.1. mostra como a solução é dada:

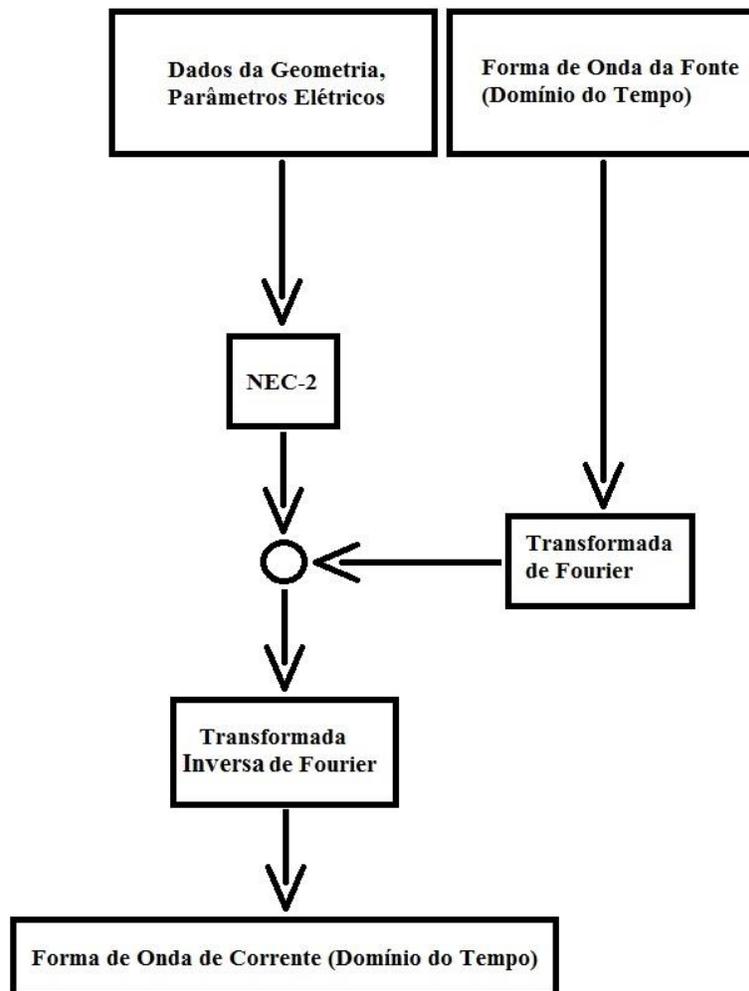


Figura 3. 1. Fluxograma para análise de transitórios no domínio do tempo usando NEC-2 e Transformada de Fourier [19].

Considerações cuidadosas devem ser tomadas para se determinar o passo de tempo  $\Delta t$  e a duração da análise  $T$  (ou a maior frequência  $f_{maior}$  e a mais baixa  $f_{baixa}$  na análise) na transformada

de Fourier dos dados de entrada da forma de onda da fonte. As frequências resultantes desse processo devem ser coincidentes com as frequências analisadas pelo NEC-2.

A Figura 3.2. ilustra um exemplo de sistema de medição de impulso. Para esse exemplo, o divisor resistivo de 3.3 m de altura é constituído por 6 segmentos de 0.55 m.

Como visto pelo fluxograma da Figura 3.1. uma forma de onda da fonte deve ser preparada independentemente, sendo posteriormente necessário a aplicação da transformada de Fourier para obter a resposta no domínio da frequência.

O comprimento dos segmentos determina  $f_{maior}$  e  $f_{baixa}$ , isto é,  $f_{baixa}$  deve ser maior que  $10^{-3}c/\Delta L = 0.545 \text{ MHz}$  e  $f_{maior}$  deve ser menor que  $0.1c/\Delta L = 54.5 \text{ MHz}$ , se o espectro de frequência recomendado em (3.18) for mantido. Esse espectro de frequência corresponde a um tempo de duração da análise de  $T = 1.83 \mu s$  com um passo de tempo  $\Delta t = 18.3 \text{ ns}$ .

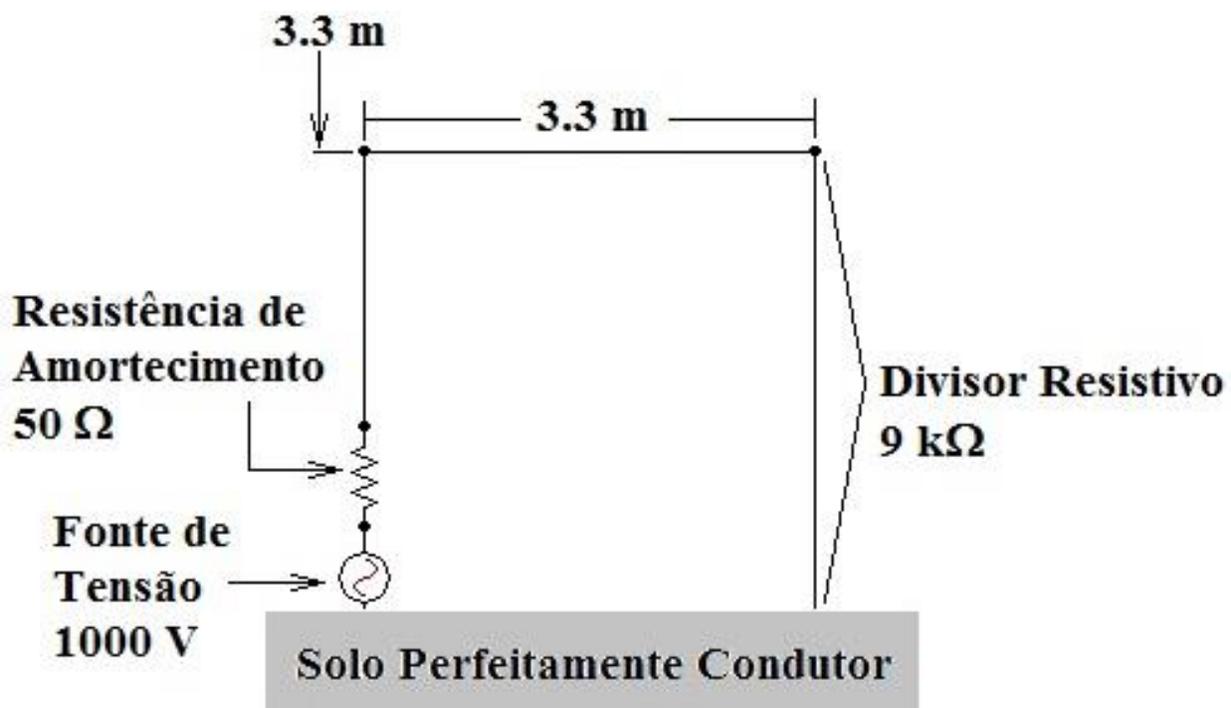


Figura 3. 2. Sistema de medição de impulso de tensão analisado.

Para um intervalo de tempo  $\Delta t = 3 \text{ ns}$ , que é desejável para a análise da parte íngreme da resposta a função degrau, deve-se alterar o espectro de frequência recomendado. De acordo com

M. Ishii e Y. Baba [19], análises em um espectro de frequência que exceda a maior frequência recomendada geralmente produzem resultados satisfatórios no domínio do tempo. Amplitudes mais baixas das componentes de frequência da forma de onda de entrada em um espectro de frequência mais elevado podem contribuir para tal resultado.

A condição recomendada para a menor frequência ainda precisa ser satisfeita uma vez que a precisão computacional em baixas frequências é essencial nos resultados da forma de onda no domínio do tempo. Com isso,  $f_{maior} = 200 \text{ MHz}$  e  $f_{baixa} = 0.7813 \text{ MHz}$ . Na Figura 3.3. a linha pontilhada representa a forma da onda de tensão de entrada e a linha contínua corresponde a corrente no segmento mais baixo do divisor mostrado na Figura 3.2.

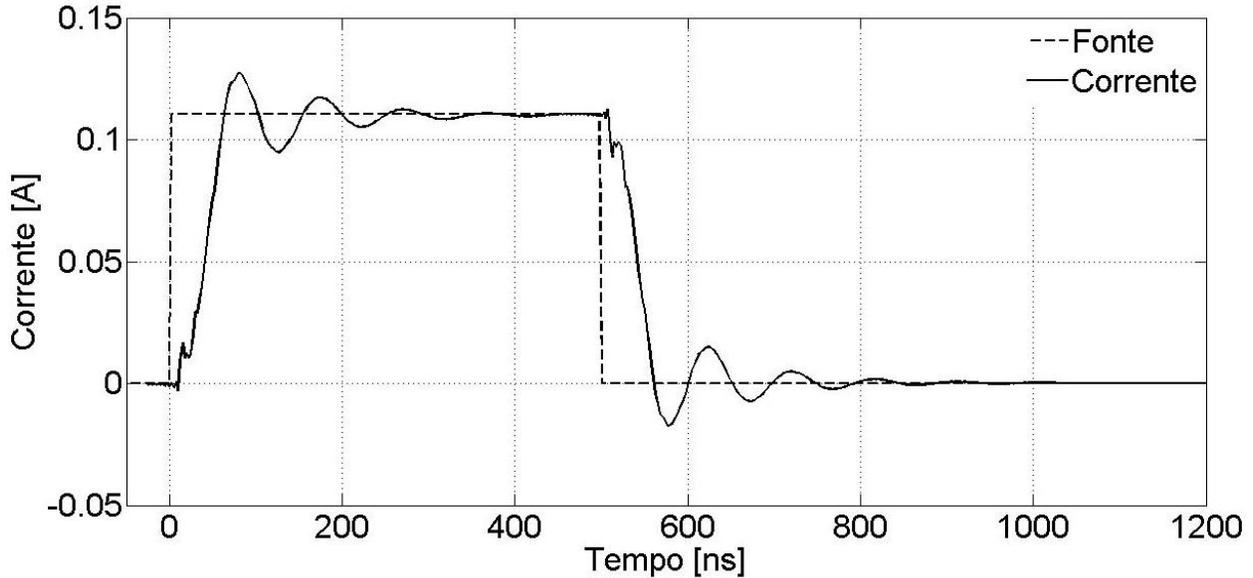


Figura 3. 3. Resposta obtida no domínio do tempo com forma de onda de entrada da fonte.

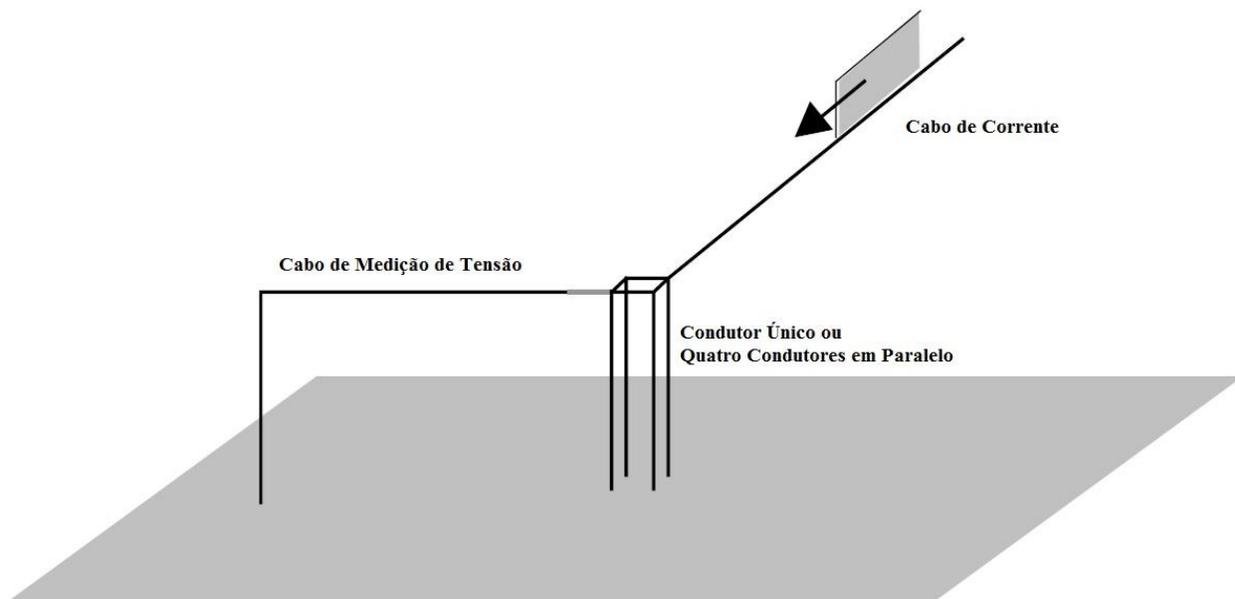
### 3.4 Validação da Aplicabilidade

A Figura 3.4. mostra o arranjo experimental em uma estrutura vertical de 3 m de comprimento realizada por T. Hara *et al* [26]. Um degrau de corrente é injetado a partir de um cabo horizontal através da estrutura e a tensão induzida entre o topo da estrutura e um cabo

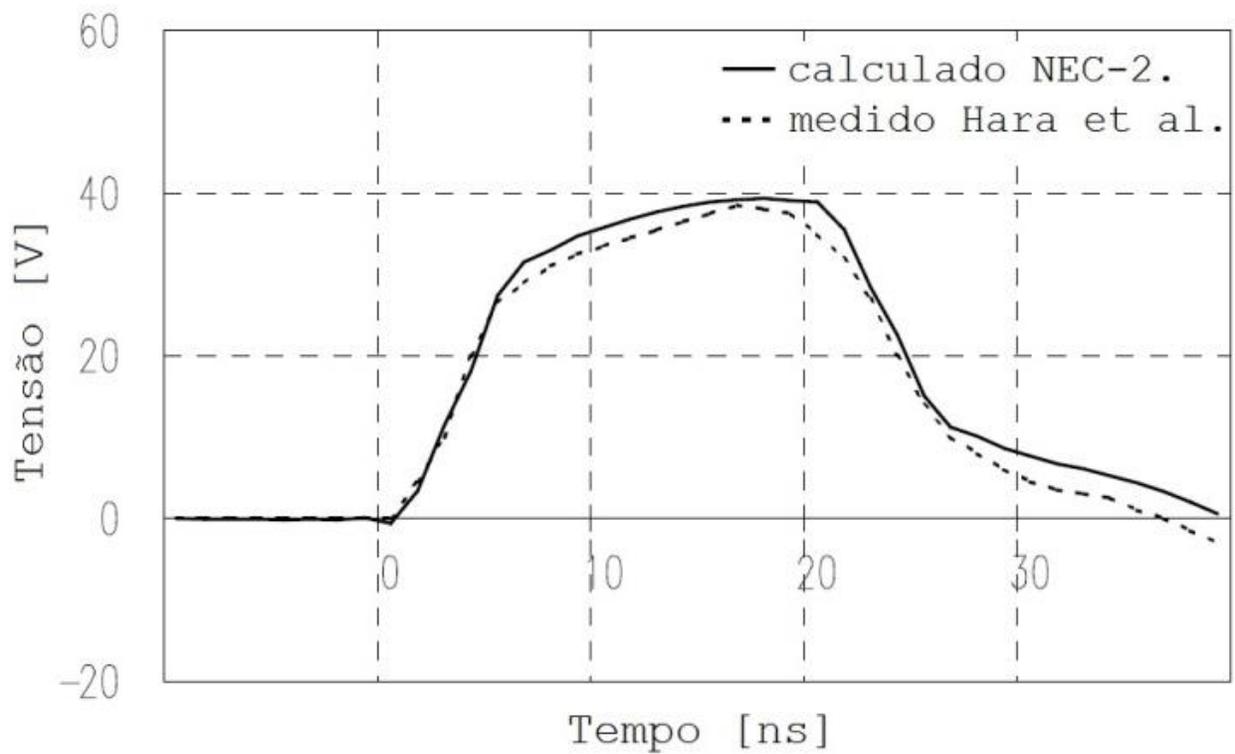
isolado de medição horizontal. Esse método de medição é essencialmente o mesmo método de medição direta da resposta transitória característica da torre.

As formas de onda medidas e calculadas das tensões induzidas no topo da torre para os casos de um único condutor e quatro condutores paralelos são mostradas na Figura 3.5. e Figura 3.6., respectivamente. Não somente as formas de onda, mas também as amplitudes são bem reproduzidas pelo método computacional utilizado.

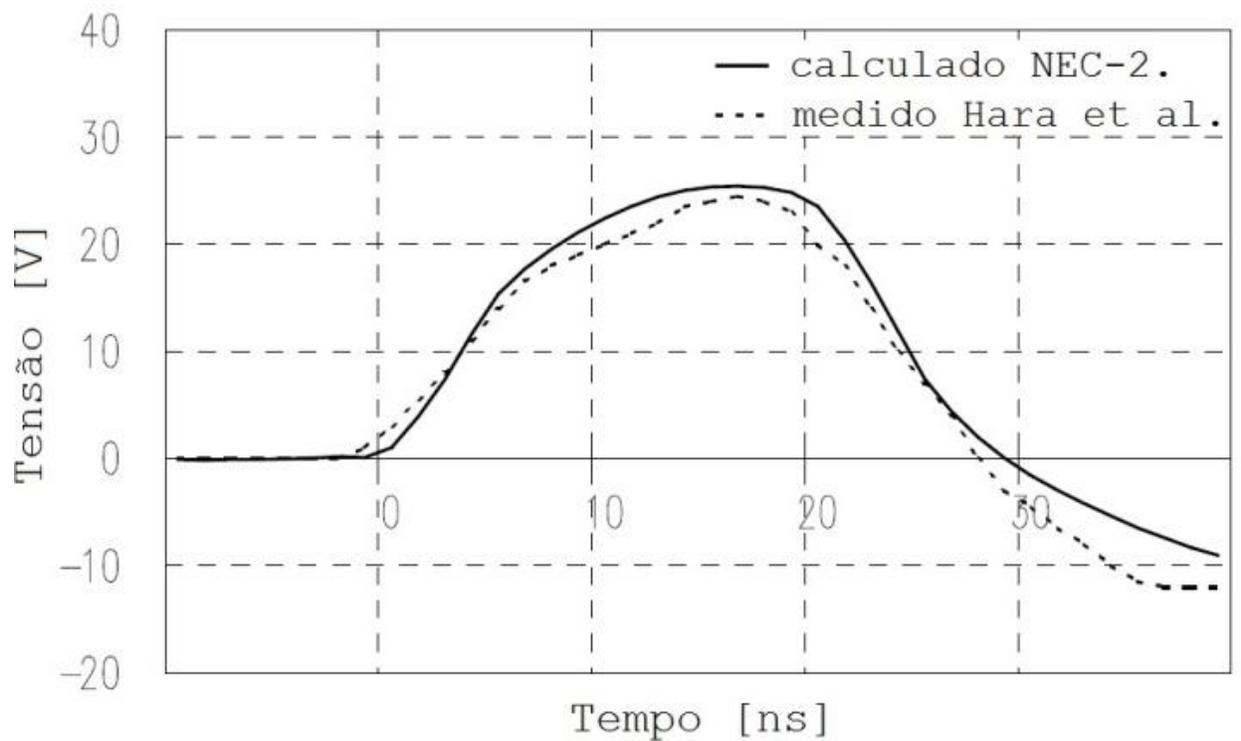
A diferença da tensão de pico das ondas medidas e calculadas é menor do que 5%. Esta diferença pequena demonstra que o método numérico é tão efetivo quanto um experimento na investigação de descargas atmosféricas em estruturas metálicas.



**Figura 3. 4. Modelo analisado utilizando NEC-2, simulando experimento em uma estrutura de 3 m realizado por T. Hara et al [26].**



**Figura 3. 5. Formas de onda da tensão no topo de um único condutor [26].**



**Figura 3. 6. Formas de onda da tensão no topo de quatro condutores em paralelo [26].**

### **3.5 Conclusão**

A simulação numérica utilizando o código NEC-2 possui melhor custo-benefício e flexibilidade, por isso é o mais indicado para investigar a influência de diferentes elementos em estruturas metálicas como a inclinação do canal de descarga atmosférica e o acoplamento entre os vários condutores do sistema em análise.

Sabe-se que a modelagem detalhada da torre é de difícil construção e a confiabilidade dos resultados calculados computacionalmente deve ser verificada por meio de comparação com outros experimentos similares e validação com a realização de medições em laboratório ou em campo, sempre que possível.

Portanto a modelagem por meio da análise do campo eletromagnético pode ser aplicada para a análise de transitórios eletromagnéticos na torre de transmissão. Requerendo para isso certos cuidados que serão explorados no próximo capítulo.



## Capítulo 4      Circuito da Torre pela Análise Numérica dos Campos Eletromagnéticos e Funções Racionais

### 4.1 Resposta Transitória da Torre Utilizando NEC-2

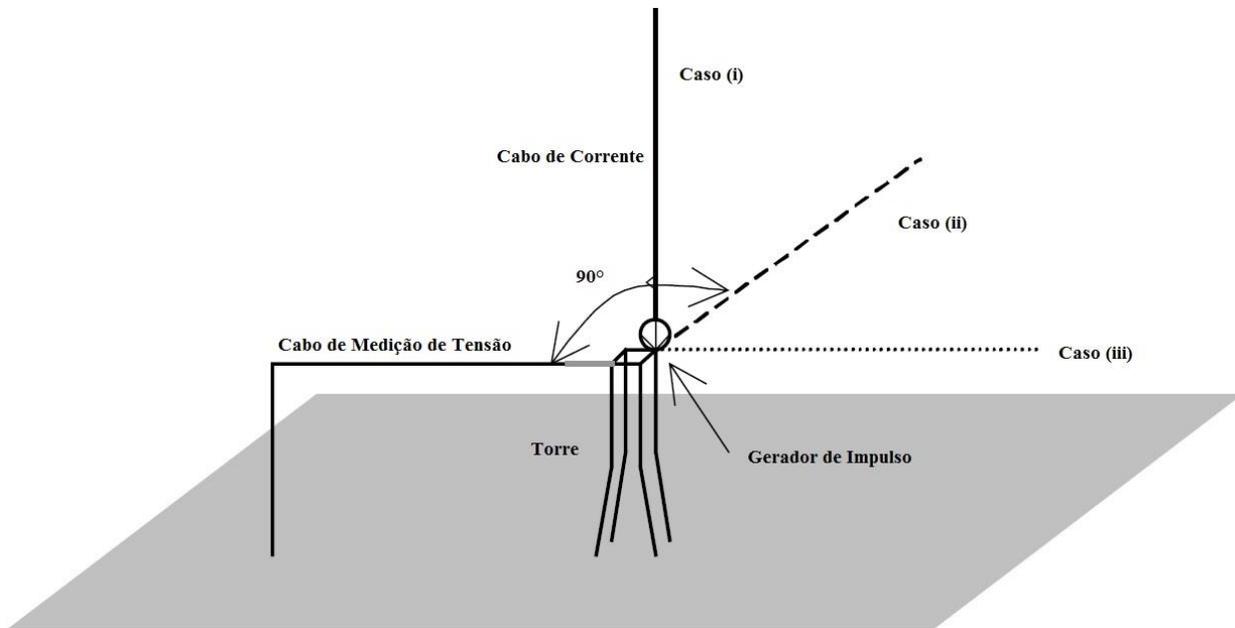
A medição de tensão pelo método direto, injetando uma forma de onda de corrente do tipo degrau através de uma torre de transmissão em tamanho real é um método confiável de se avaliar as características transitórias da torre. Entretanto, a injeção de corrente partindo de um cabo vertical é bastante difícil e o arranjo dos cabos de medição de tensão é restrito. O alto custo deste tipo de experimento evita a acumulação de dados através do método direto.

Tomando vantagem do método numérico de análise do campo eletromagnético, pode-se investigar como o arranjo do cabo de injeção de corrente afeta o cabo de medição de tensão no topo da estrutura [27].

A Figura 4.1. ilustra os arranjos para a medição pelo método direto de uma torre de transmissão 120 m de altura. A análise numérica foi realizada em três formas do cabo de corrente:

- i. Vertical;
- ii. Horizontal e perpendicular ao cabo de medição de tensão;
- iii. Horizontal e na mesma direção do cabo de medição de tensão.

Cada cabo tem 360 m de comprimento e 0.1 m de raio. Uma fonte de pulso de onda retangular com impedância interna de 5 k $\Omega$  foi colocada no topo da torre e conectada ao cabo de corrente. A tensão no topo da torre é definida como sendo a tensão entre o topo da estrutura e o cabo de medição de tensão, sendo avaliada através da corrente que circula por uma resistência de 100 k $\Omega$  posicionada entre eles [27].



**Figura 4. 1. Modelo usado na simulação da resposta transitória da torre pelo método direto, utilizando análise via NEC-2 [27].**

A Figura 4.2. mostra a influência do arranjo dos cabos de injeção de corrente e medição de tensão no topo da torre para a obtenção da tensão na parte superior da torre de transmissão. Na medição de uma torre real, os cabos de medição são dispostos similarmente aos casos (ii) e (iii), a tensão no topo da torre para essas duas configurações é menor quando comparado com o caso de injeção vertical de corrente, como pode ser observado.

As ondas de tensão computadas no topo da torre alcançam seus picos em torno de  $0.8 \mu\text{s}$  após o início da observação, o que indica que o surto se propaga ao longo da estrutura da torre com a velocidade da luz.

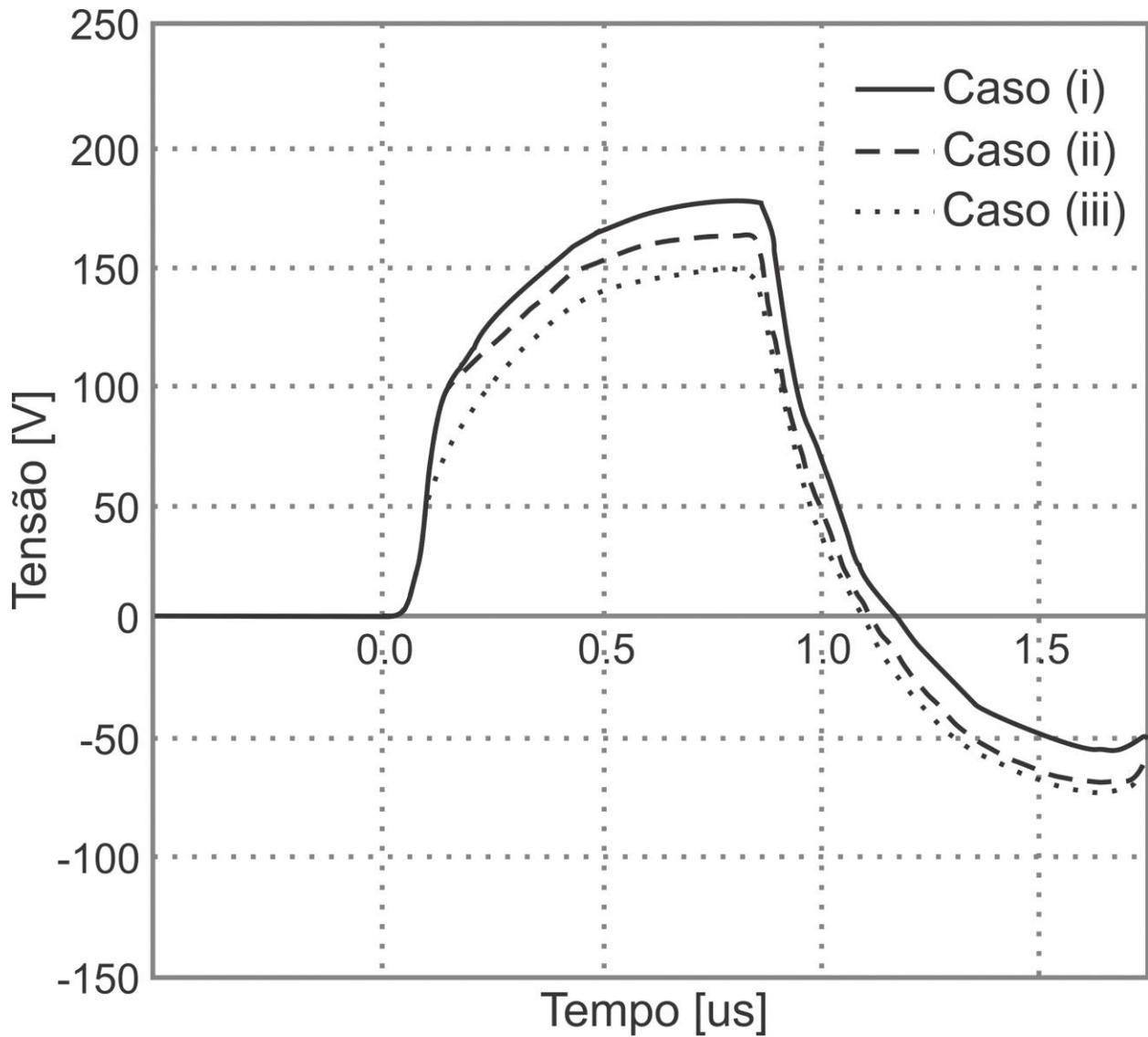
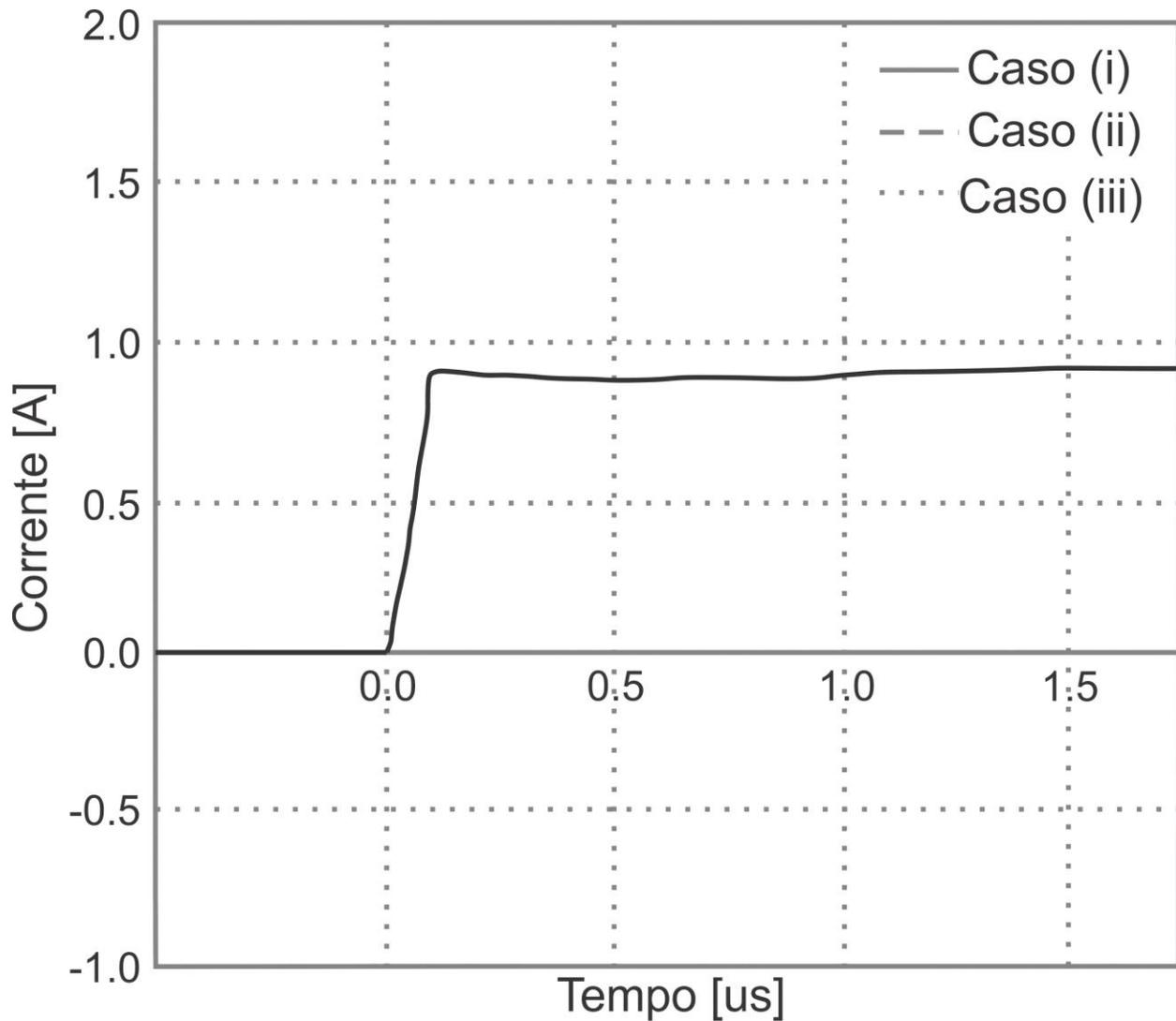


Figura 4. 2. Formas de onda de tensão calculadas no topo da torre [27].

A Figura 4.3. mostra as ondas de corrente injetadas através da torre para os três casos explicitados anteriormente.



**Figura 4. 3. Formas de onda de corrente calculadas através da torre [27].**

A impedância de surto da torre é calculada no momento de máxima tensão da Figura 4.2., ou seja,  $0.8 \mu\text{s}$ . Para esse tempo tem-se a corrente representada pela Figura 4.3. De posse desses valores montou-se a tabela 4.1

**Tabela 4. 1. Impedâncias de surto da torre caracterizadas pelo método de medição direto [27].**

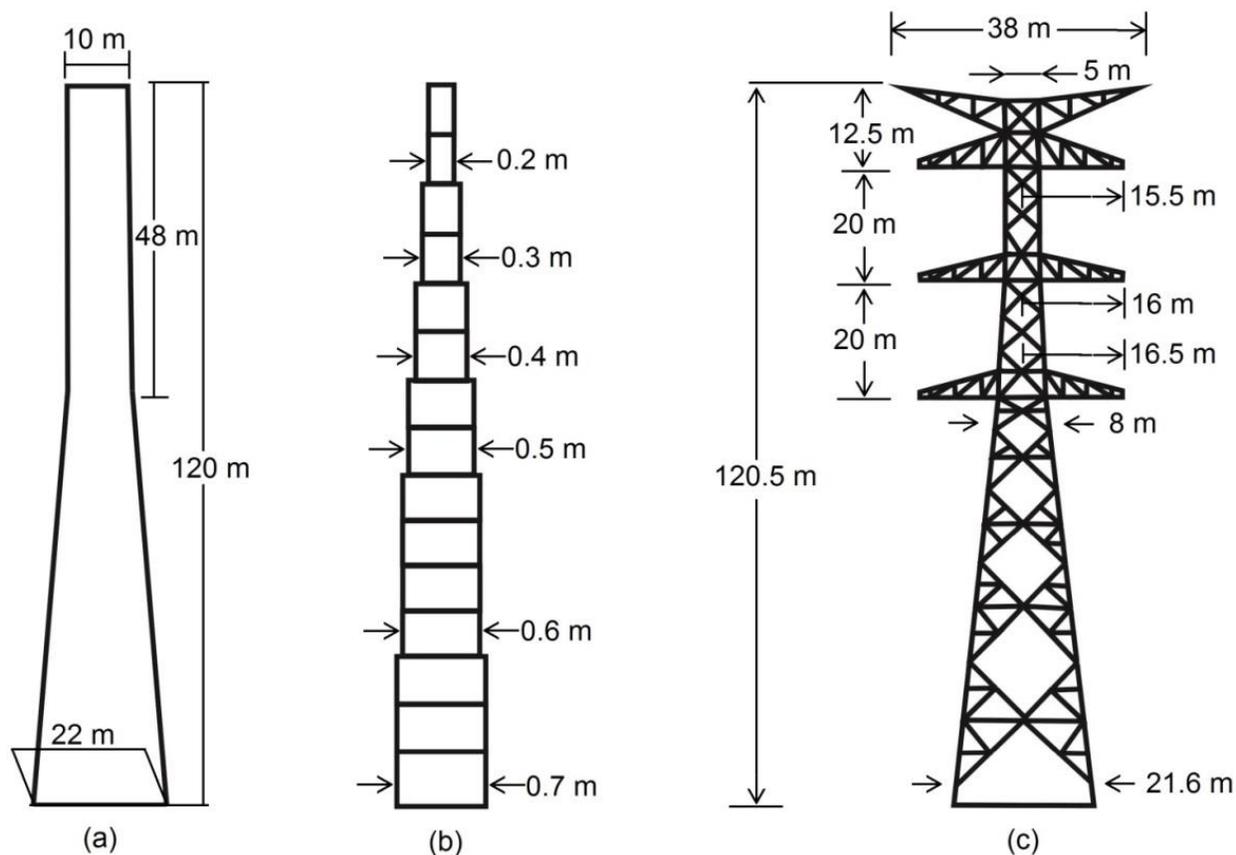
Caso (i)	Caso (ii)	Caso (iii)
203 $\Omega$	185 $\Omega$	168 $\Omega$

Pode-se notar pela análise da Tabela 4.1 que o arranjo do cabo de injeção de corrente afeta os valores calculados de impedância de surto da torre. O valor para o caso (i) é maior do que o calculado para os casos (ii) e (iii) respectivamente.

## 4.2 Influência dos Elementos da Torre

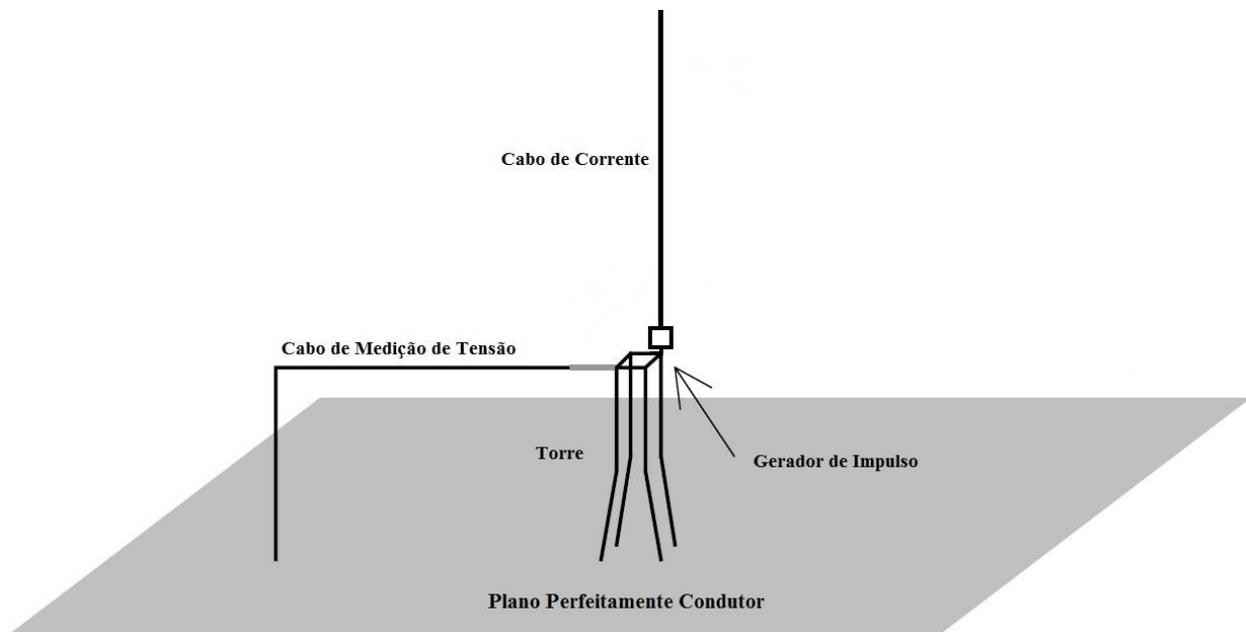
A estrutura de uma torre real é muito mais complexa quando comparada com a estrutura mostrada na Figura 4.1. A torre possui elementos inclinados, horizontais e braços somados aos quatro pilares de fixação principais. Tais elementos foram analisados por M. Ishii e Y. Baba [19]. A Figura 4.4.(a) é composta pelos quatro pilares principais da torre, a Figura 4.4.(b) detalha um dos pilares com raio variável. Estas estruturas foram submetidas à análise numérica dos campos eletromagnéticos para representar a estrutura de uma torre real mostrada na Figura 4.4.(c).

A análise numérica simula a medição pelo método direto e o arranjo dos condutores para medição é mostrado na Figura 4.5. A torre é conectada diretamente ao plano condutor. O gerador do pulso de corrente tem uma impedância interna de  $5\text{ k}\Omega$  sendo posicionado no topo da torre e conectado ao cabo de corrente vertical, que tem como função incorporar a influência da indução de uma descarga atmosférica vertical atingindo a torre. A tensão no topo da estrutura é calculada através da corrente que passa em uma resistência de  $10\text{ k}\Omega$  colocado entre o topo da torre e o cabo de medição de tensão horizontal.



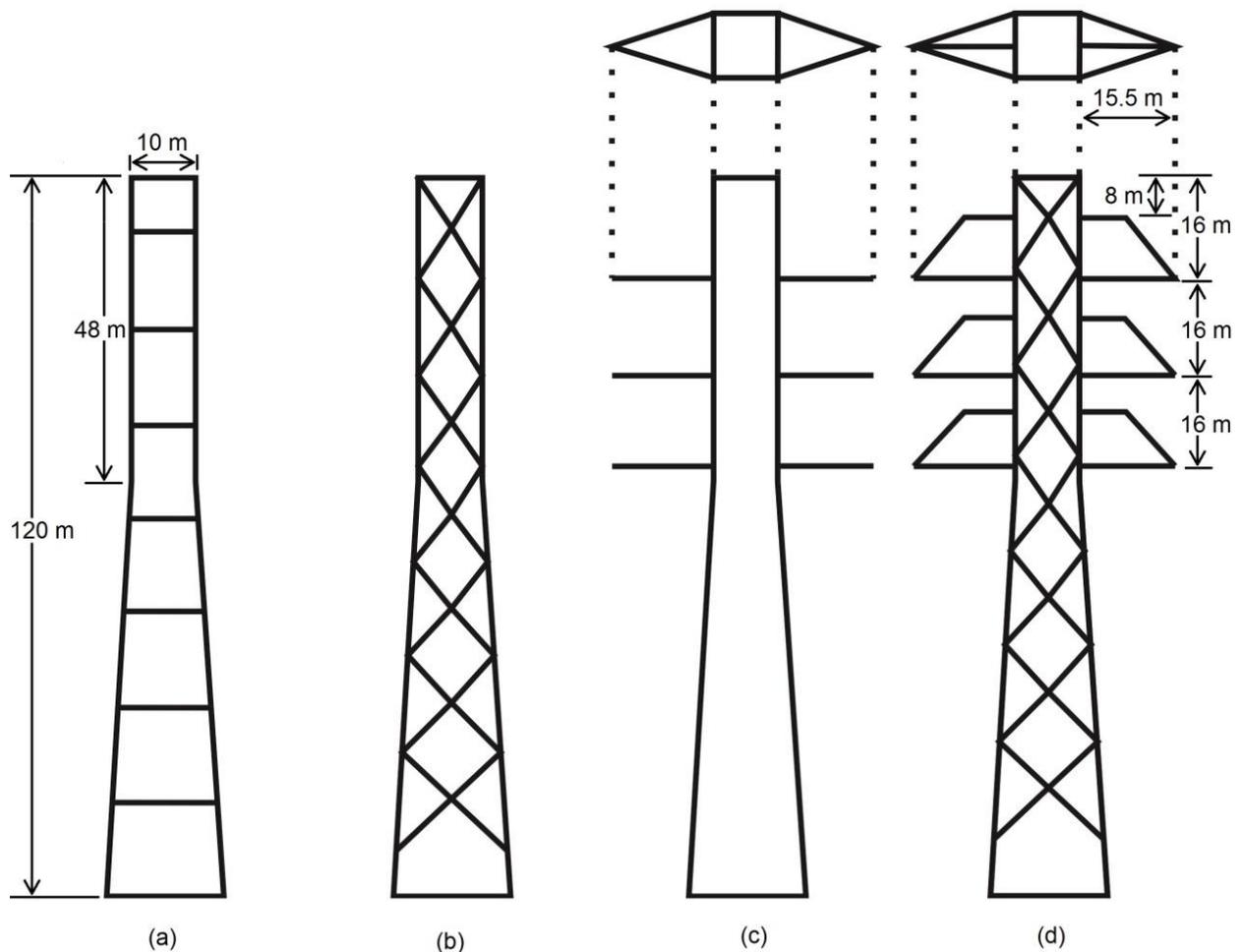
**Figura 4.4. Modelo I (a), detalhe do pilar principal (b) e estrutura de torre UHV modelada (c).**

A forma de onda da corrente tem um tempo de subida de  $0.2 \mu\text{s}$ , sendo usada para as análises numéricas nessa etapa do processo. A impedância de surto da torre para o Modelo I, definida da mesma maneira da sessão anterior, é calculada como tendo um valor aproximado de  $186 \Omega$ . A influência do raio do pilar principal é investigada para a estrutura do Modelo I na Figura 4.4(a), substituindo-se os pilares de raios variáveis por raios constantes de  $0.1 \text{ m}$  e  $0.3 \text{ m}$ . Com isso o valor da impedância de surto da torre teve o valor de  $190 \Omega$  para raio de  $0.1 \text{ m}$  e  $173 \Omega$  para o raio de  $0.3 \text{ m}$ . É de conhecimento que o raio dos pilares principais exerce influência na impedância de surto da torre, o que pode ser de difícil acesso quando se usa fórmulas analíticas para o cálculo da impedância de surto da torre.



**Figura 4. 5. Arranjo utilizado para análise numérica.**

A Figura 4.6. mostra os vários modelos de torres introduzidos por M. Ishii e Y. Baba [19] para avaliar a influência dos elementos metálicos na resposta característica da impedância de surto da torre. Os raios de todos os elementos metálicos são 0.1 m, exceto pelo pilar principal. A impedância de surto obtida pelo estudo, em questão, para todos os modelos mostrados esta resumido na Tabela 4.2.



**Figura 4. 6. Estruturas de torre analisadas. Modelo II (a), Modelo III (b), Modelo IV (c) e Modelo V (d).**

**Tabela 4. 2. Impedâncias de surto calculadas para diversos modelos de torres considerados.**

<b>Modelo I</b>	<b>Modelo II</b>	<b>Modelo III</b>	<b>Modelo IV</b>	<b>Modelo V</b>
186 $\Omega$	180 $\Omega$	149 $\Omega$	181 $\Omega$	140 $\Omega$

De acordo com o trabalho realizado por M. Ishii e Y. Baba [19] os elementos horizontais exercem pouca influência nas características transitórias da torre. A impedância de surto da torre diminui somente 3% pela adição de elementos horizontais ao Modelo I. Porém, elementos inclinados diminuem consideravelmente a impedância de surto da torre indicando que sua influência no campo eletromagnético ao redor da torre causa certa interferência na resposta

característica. A mudança do valor da impedância de surto para o Modelo III gira em torno de 20%.

Ainda de acordo com os resultados de M. Ishii e Y. Baba [19] os braços da torre causam oscilações na forma de onda de tensão quando não há elementos inclinados na torre Modelo IV, mas causam pouca influência com relação à impedância de surto da torre. Quando há elementos inclinados, as oscilações causadas pelos braços são amortecidas. O decréscimo na impedância de surto da torre pela adição dos braços é de 5% mas o tempo de transito aparente aumenta. Aqui os braços atuam como capacitâncias.

### 4.3 Funções Racionais e a Construção do Circuito Elétrico da Torre

Como foi visto nas seções anteriores o código computacional NEC-2 pode ser usado de forma satisfatória para a análise das características transitórias da torre de transmissão. Como NEC-2 realiza os cálculos no domínio da frequência é possível construir uma serie de funções racionais e obter o circuito elétrico equivalente sem a necessidade do uso das transformadas de Fourier para a posterior análise no domínio do tempo.

Para esse propósito a técnica de *vector fitting* [28], [29], [30] é uma metodologia eficiente, robusta e precisa para aproximar a resposta em frequência, tanto simulada quanto medida, por meio de funções racionais. Tal técnica é extremamente útil para a modelagem de linhas de transmissão, transformadores, redes equivalentes dentre outras.

Dada certa resposta em frequência  $f(s)$ , a aproximação em funções racionais dessa resposta usando *vector fitting* pode ser expressa como:

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (4.1)$$

Onde  $c_n$  e  $a_n$  denotam os  $n$ -ésimos resíduos e polos que podem ser quantidades reais ou pares complexo conjugados. Sendo  $s = j\omega$  a frequência complexa,  $d$  o termo constante e  $h$  o termo proporcional. O problema se resume em calcular todos os coeficientes da equação (4.1) para se obter uma aproximação de  $f(s)$  em um determinado intervalo de frequência. Em termos das variáveis da equação (4.1), o problema é não linear em função dos polos  $a_n$  que aparecem no denominador.

Em geral, o método utilizando *vector fitting* resolve o problema sequencialmente como um problema linear em duas etapas: identificação de polos e identificação de resíduos.

### 4.3.1 Identificação de Polos

Primeiro, um conjunto de polos iniciais  $\bar{a}_n$  são identificados na equação (4.1) e então se multiplica  $f(s)$  com uma função desconhecida  $\sigma(s)$ . Ademais, introduz-se uma aproximação racional para  $\sigma(s)$ . Isso leva ao problema aumentado:

$$\begin{bmatrix} \sigma(s)f(s) \\ \sigma(s) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \\ \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Note que na equação (4.2) a aproximação racional para  $\sigma(s)$  tem os mesmos polos que a aproximação para  $\sigma(s)f(s)$ . É possível observar também que a ambiguidade da solução para  $\sigma(s)$  é removida forçando a aproximação de  $\sigma(s)$  para o valor unitário em altas frequências.

Multiplicando a segunda linha de (4.2) por  $f(s)$  resulta na seguinte relação:

$$\left( \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \right) \approx \left( \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s) \quad (4.3)$$

podendo ser expressa como:

$$(\sigma f)_{fit}(s) \approx \sigma_{fit}(s) f(s) \quad (4.4)$$

A equação (4.3) é linear em suas variáveis  $d$ ,  $h$ ,  $c_n$  e  $\tilde{c}_n$ . Onde as variáveis estão no vetor solução  $x$  e pode ser resolvido como um problema de mínimos quadrados.

Pode-se reescrever a equação (4.3) da seguinte maneira:

$$\left( \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh \right) - \left( \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) \approx f(s) \quad (4.5)$$

Com o intuito de simplificar a notação nas equações seguintes será usado  $a_n$  ao invés de  $\bar{a}_n$  no conjunto de polos iniciais. Para um dado ponto na frequência  $s_k$  tem-se:

$$A_k x = b_k \quad (4.6)$$

onde

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 & 1 & s_k & \frac{-f(s_k)}{s_k - a_1} & \dots & \frac{-f(s_k)}{s_k - a_N} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$x = [c_1 \cdots c_N \ d \ h \ \tilde{c}_1 \cdots \tilde{c}_N]^T, \quad b_k = f(s_k) \quad (4.8)$$

Note que  $A_k$  e  $x$  são vetores linha e coluna, respectivamente.

No caso de polos complexos, uma modificação é introduzida para garantir que os resíduos sejam obtidos em pares conjugados. Assumindo-se que as frações parciais  $i$  e  $i + 1$  constituem um par complexo, isto é,

$$a_i = a' + ja'', a_{i+1} = a' - ja'', c_i = c' + jc'', c_{i+1} = c' - jc'' \quad (4.9)$$

Os dois elementos correspondentes  $A_{k,i}$  e  $A_{k,i+1}$  são modificados da seguinte maneira:

$$A_{k,i} = \frac{1}{s_k - a_i} + \frac{1}{s_k - a_i^*}, A_{k,i+1} = \frac{j}{s_k - a_i} - \frac{j}{s_k - a_i^*} \quad (4.10)$$

Com isso, os resíduos correspondentes na solução do vetor  $x$  se tornam iguais a  $c'$  e  $c''$ , respectivamente.

Escrevendo a equação (4.6) para vários pontos de frequência obtém-se uma equação matricial linear sobredimensionada:

$$Ax = b \quad (4.11)$$

No processo de montagem das soluções usam-se somente frequências positivas. Para preservar a propriedade dos termos conjugados a equação (4.11) é formulada em termos das quantidades reais:

$$\begin{bmatrix} A' \\ A'' \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} b' \\ b'' \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Após resolver a equação (4.12), os zeros são calculados como autovalores da matriz:

$$H = A - b\tilde{c}^T \quad (4.13)$$

Onde  $A$  é a matriz diagonal contendo o conjunto de polos iniciais e  $b$  é um vetor coluna de uns. Tem-se  $\tilde{c}^T$  como um vetor linha contendo os resíduos para  $\sigma$ . No caso de um par complexo de polos, as submatrizes correspondentes em (4.13) são modificadas como:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a' & a'' \\ -a'' & a' \end{bmatrix}, \hat{b} = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}, \hat{c} = [\tilde{c}' \quad \tilde{c}''] \quad (4.14)$$

Essa modificação torna  $H$  uma matriz real e seus autovalores complexos resultam em pares complexo conjugados.

Uma aproximação racional para  $f(s)$  pode agora ser obtida a partir da equação (4.3) escrevendo cada soma de fração parcial como uma fração:

$$(\sigma f)_{fit}(s) = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - a_n)}, \sigma_{fit}(s) = \frac{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)}{\prod_{n=1}^N (s - a_n)} \quad (4.15)$$

de (4.15) tem-se:

$$f(s) = \frac{(\sigma f)_{fit}(s)}{\sigma_{fit}(s)} = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)} \quad (4.16)$$

A equação (4.16) mostra que os polos de  $f(s)$  se tornam iguais aos zeros de  $\sigma_{fit}(s)$  (note que o conjunto de polos iniciais se cancela no processo de divisão, pois o mesmo conjunto de polos é usado para  $(\sigma f)_{fit}(s)$  e para  $\sigma_{fit}(s)$ ). Então, pelo cálculo dos zeros de  $\sigma_{fit}(s)$  é possível conseguir um conjunto de polos para aproximar a função original  $f(s)$ .

### 4.3.2 Identificação dos Resíduos

Em princípio, a solução para a obtenção dos resíduos poderia ser calculada diretamente da equação (4.16). Entretanto, resultados mais precisos, em geral, podem ser obtidos pela resolução do problema original dado pela equação (4.1) com os zeros de  $\sigma(s)$  como os novos polos  $a_n$  para  $f(s)$ . Por esse processo, tem-se novamente um problema linear sobredeterminado na forma da equação (4.11) onde a solução do vetor  $x$  contém as variáveis  $d$ ,  $h$  e  $c_n$ , sendo resolvida da mesma forma realizada para a resolução da equação (4.6) sem o termo negativo.

Aqui,  $f(s)$  pode ser considerado em qualquer tipo de resposta em frequência como parâmetros-ABCD, parâmetros-S, parâmetros-Z, dentre outros. Considerando que o enfoque deste trabalho é construir um circuito elétrico que represente a torre de transmissão de energia,  $f(s)$  é considerado como sendo uma função admitância ou impedância sem perda de generalidade.

### 4.3.3 Obtenção do Circuito Equivalente

Considerando que a função  $f(s)$  é uma função do tipo admitância, o termo constante  $d$  e o termo proporcional a  $s$  podem ser sintetizados como a resistência e a capacitância cujos valores são  $1/d$  e  $h$ . O circuito equivalente para a parte restante de  $f(s)$ ,  $c_n/(s - a_n)$ , pode ser resumido a dois casos.

### 4.3.3.1 Circuito Equivalente quando $c_n$ e $a_n$ são reais

Considerando o circuito RL série da Figura 4.7. A admitância do circuito pode ser calculada como sendo:

$$Y(s) = \frac{I(s)}{V(s)} = \frac{1}{R + sL} = \frac{\frac{1}{L}}{s + \frac{R}{L}} \quad (4.17)$$

O resíduo e polo de  $Y(s)$  são:

$$\begin{aligned} c_n &= \frac{1}{L} \\ a_n &= -\frac{R}{L} \end{aligned} \quad (4.18)$$

então  $R$  e  $L$  podem ser representados por  $c_n$  e  $a_n$ :

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{c_n} \\ R &= -\frac{a_n}{c_n} \end{aligned} \quad (4.19)$$

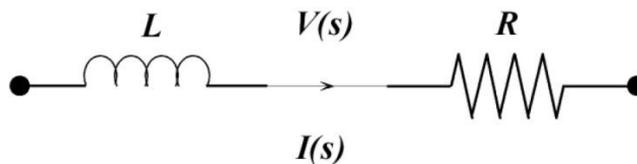


Figura 4. 7. Circuito RL equivalente para polos reais.

### 4.3.3.2 Circuito Equivalente quando $c_n$ e $a_n$ são pares complexos

Considerando que  $c_1$  e  $c_2$ ,  $a_1$  e  $a_2$  são pares complexos,  $f(s)$  sem o termo constante e o termo proporcional a  $s$  pode ser expresso como:

$$f(s) = \frac{c_1}{s - a_1} + \frac{c_2}{s - a_2} = \frac{(c_1 + c_2)s - (c_1 a_2 + c_2 a_1)}{s^2 - (a_1 + a_2)s + a_1 a_2} = \frac{x s}{s^2 + z s + w} + \frac{y}{s^2 + z s + w} \quad (4.20)$$

onde

$$\begin{aligned} x &= c_1 + c_2 \\ y &= -(c_1 a_2 + c_2 a_1) \\ z &= -(a_1 + a_2) \\ w &= a_1 a_2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Considerando o circuito RLC mostrado na Figura 4.8. É possível perceber que se trata da combinação de um circuito RL em série e um circuito RC em paralelo. A admitância total do circuito pode ser escrita em termos dos resíduos e polos como mostrado a seguir:

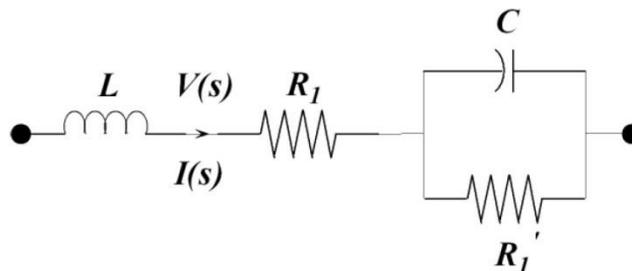


Figura 4. 8. Circuito RLC equivalente para pares complexos.

$$\begin{aligned}
Y(s) = \frac{I(s)}{V(s)} &= \frac{I(s)}{(sL + R_1)I(s) + \frac{R'_1 \frac{1}{sC}}{R'_1 + \frac{1}{sC}} I(s)} \\
&= \frac{1 + sCR'_1}{s^2 CLR'_1 + (CR_1 R_2 + L)s + R_1 + R'_1} \\
&= \frac{1}{L} \frac{\left(s + \frac{1}{R'_1 C}\right)}{\left(s^2 + \left(\frac{R_1}{L} + \frac{1}{R'_1 C}\right)s + \left(\frac{R_1}{L} \frac{1}{R'_1 C} + \frac{1}{LC}\right)\right)}
\end{aligned} \tag{4.22}$$

Comparando com a equação (4.20), as seguintes relações podem ser obtidas:

$$\begin{aligned}
c_1 + c_2 &= \frac{1}{L} \\
-(a_1 + a_2) &= \frac{R_1}{L} + \frac{1}{R'_1 C} \\
a_1 a_2 &= \frac{R_1}{L} \frac{1}{R'_1 C} + \frac{1}{LC} \\
-(c_1 a_2 + c_2 a_1) &= \frac{1}{R'_1 C}
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Resolvendo as equações acima podem ser obtidos os parâmetros do circuito RLC equivalente.

$$L = \frac{1}{c_1 + c_2}$$

$$C = \frac{c_1 + c_2}{a_1 a_2 + \left[ -(a_1 + a_2) + \frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2} \right] \times \frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2}} \quad (4.24)$$

$$R_1 = \frac{1}{c_1 + c_2} \times \left[ -(a_1 + a_2) + \frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2} \right]$$

$$R'_1 = -\frac{1}{C} \frac{c_1 a_2 + c_2 a_1}{c_1 + c_2}$$

Agora o circuito equivalente completo pode ser representado como mostrado na Figura 4.9.  $C_0$  representa o termo proporcional a  $s$  em  $f(s)$ .  $R_0$  está associado ao termo constante em  $f(s)$ . O circuito RL série e a combinação do circuito RLC podem ser selecionados de acordo com os dois casos apresentados anteriormente.

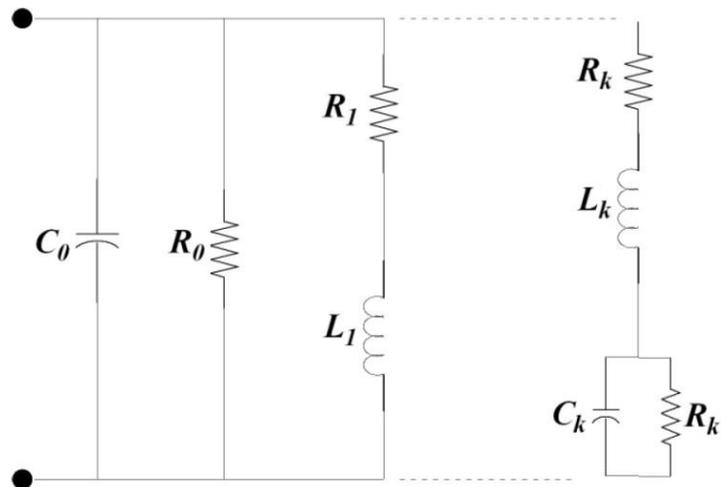


Figura 4. 9. Circuito equivalente completo.

## 4.4 Conclusão

A análise numérica do campo eletromagnético usando o código NEC-2 se mostrou bastante adequada para a investigação da resposta transitória da torre de transmissão. A utilidade do método pôde ser verificada pela boa concordância de resultados experimentais e pelos calculados a partir do método apresentado no capítulo. Embora haja algumas restrições quanto à complexidade da estrutura a ser representada no código NEC-2, ainda assim, o método se mostrou muito mais flexível que as análises clássicas de modelagem da torre como um cilindro ou cone.

Pelo uso do método numérico, a influência dos elementos da torre nas características da resposta de surto da torre foi investigada. Elementos horizontais tem pouca influência no transitório da torre, enquanto elementos inclinados tendem a baixar a impedância de surto da torre. Já os braços distorcem a forma de onda da tensão no topo da torre, mas se elementos inclinados estiverem presentes, as oscilações da forma de onda são amortecidas. Essa característica está de acordo com os resultados experimentais em torres de transmissão reais.

De posse da resposta em frequência da torre de transmissão utilizando o código NEC-2 pode-se aplicar a técnica conhecida como *vector fitting* a fim de se obter o circuito elétrico equivalente que representa essa resposta em frequência da torre. Com o uso dessa ferramenta respostas como impedâncias e admitâncias podem ser aproximadas por funções racionais. O método tem como principais características ser preciso, eficiente, robusto e de fácil implementação, fazendo que o seu uso seja bastante disseminado para composição de circuitos baseados em resposta em frequência.



## Capítulo 5 Resultados da Representação da Torre por Elementos Racionais no Domínio da Frequência e do Tempo

### 5.1 Análise no Domínio da Frequência

Os resultados no domínio da frequência foram obtidos utilizando o código NEC-2 e o modelo de torre de transmissão anteriormente apresentado. A Figura 5.1.(a) mostra como a geometria da torre é representada utilizando as aproximações e simplificações discutidas no capítulo anterior. Já a Figura 5.1.(b) mostra a torre de transmissão real em que se baseou o modelo utilizado nas simulações com suas dimensões indicadas.

O mesmo arranjo utilizado na Figura 4.5. foi novamente empregado para a obtenção das correntes e cálculo da impedância da torre. Os cilindros condutores que representam a estrutura metálica da Figura 5.1.(a) foram considerados com raio de 5 cm, a torre esta disposta sobre uma superfície perfeitamente condutora e os cálculos foram realizados de 4.44 kHz a 10 MHz com um passo incremental de frequência de 4.44 kHz. No topo da estrutura metálica foi aplicada uma fonte de tensão em degrau com valor de  $5/\sqrt{2}$  kV em série com uma resistência de 5 k $\Omega$ . A torre foi aterrada em seus quatro pilares principais por resistores concentrados de 40  $\Omega$  cada, resultando em uma resistência de aterramento equivalente de 10  $\Omega$ .

Os resultados obtidos através do código NEC-2 são as correntes no centro de todos os segmentos dos condutores cilíndricos que representam a estrutura da torre. De posse da corrente no topo da estrutura é possível calcular a impedância da torre pela teoria de circuitos diretamente no domínio da frequência. A Figura 5.2. mostra o comportamento do módulo da impedância da torre calculado pela metodologia supracitada.

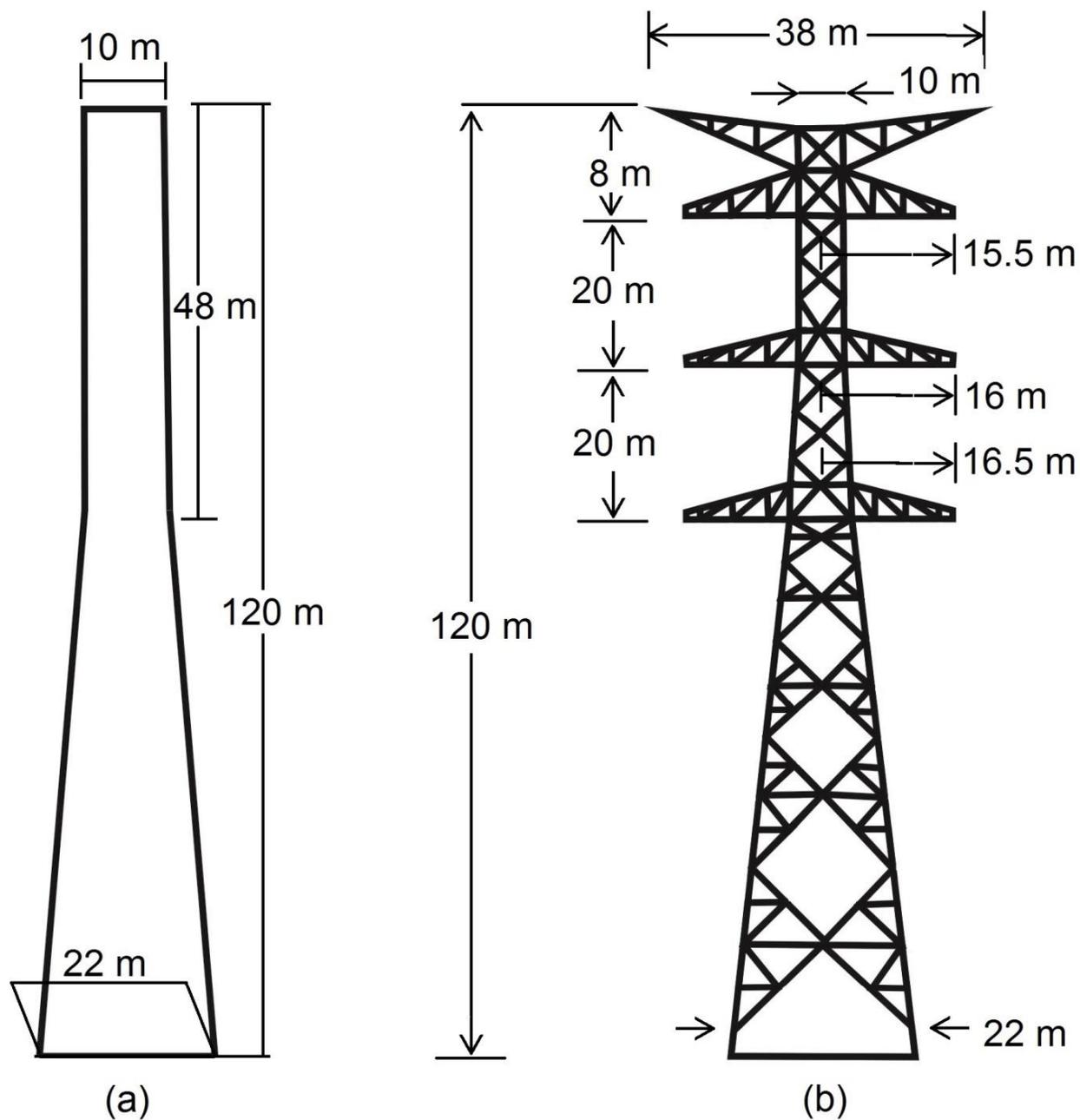
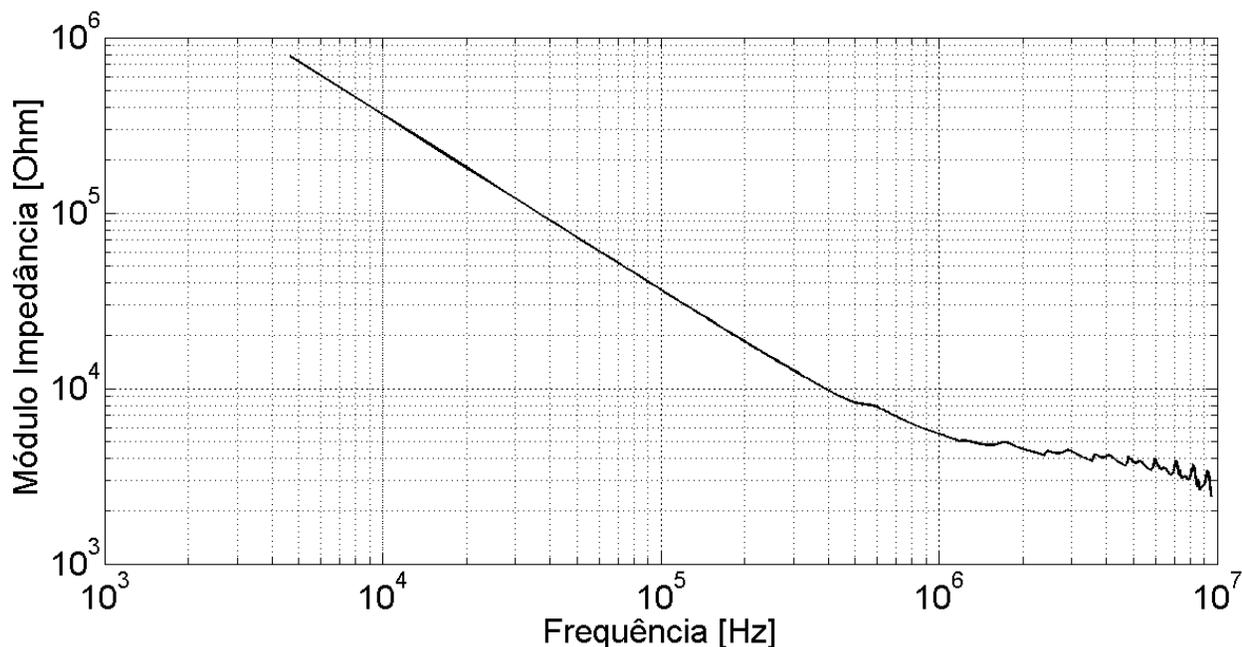


Figura 5. 1. Estrutura de torre analisada: (a) Geometria utilizada pelo NEC-2, (b) Torre real considerada.



**Figura 5. 2. Módulo da impedância da torre obtida pelo NEC-2.**

Com a resposta em frequência da impedância da torre obtida pelo código NEC-2 é possível usar o método de *vector fitting* para aproximar essa resposta por funções racionais a fim de se construir o circuito RLC equivalente. Para se obter uma boa aproximação da impedância da torre por funções racionais é preciso analisar a quantidade de polos iniciais usados pelo método de *vector fitting*. Para tal, uma série de aproximações foi utilizada para se obter a curva mais precisa usando a menor quantidade de polos possíveis, uma vez que a quantidade de polos influi diretamente na quantidade de elementos do circuito RLC a ser criado. As simulações foram realizadas com 10, 20, 30, 40 e 50 polos a fim de se obter a resposta desejada por funções racionais. A Figura 5.3. mostra o módulo da impedância para uma aproximação com a utilização de 10 polos iniciais.

A curva pontilhada representa a impedância obtida diretamente do código NEC-2 e a curva contínua representa a impedância obtida pelo *vector fitting*. Nota-se que a aproximação utilizando apenas 10 polos é insuficiente para representar a impedância tanto em baixas frequências quanto em altas frequências.

A Figura 5.4. mostra a variação do ângulo da impedância da torre considerando 10 polos iniciais na análise. Pode-se notar que o ângulo assim como o módulo da impedância não podem ser representados corretamente para a quantidade de polos utilizados.

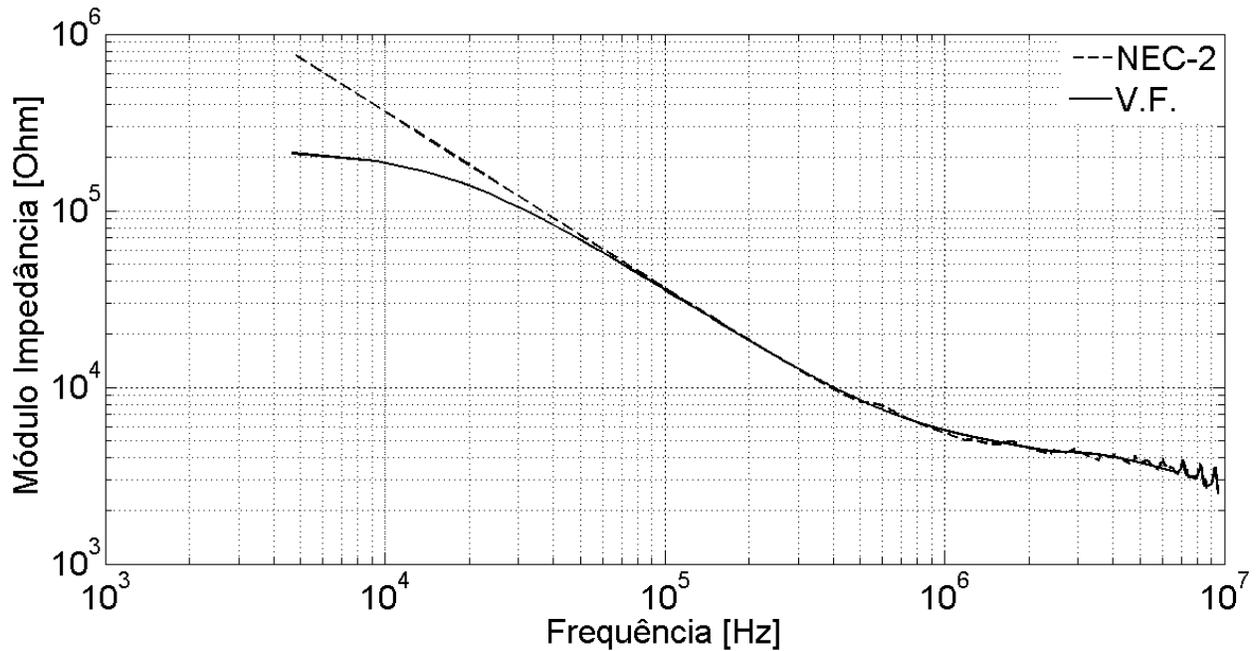


Figura 5. 3. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 10 polos iniciais.

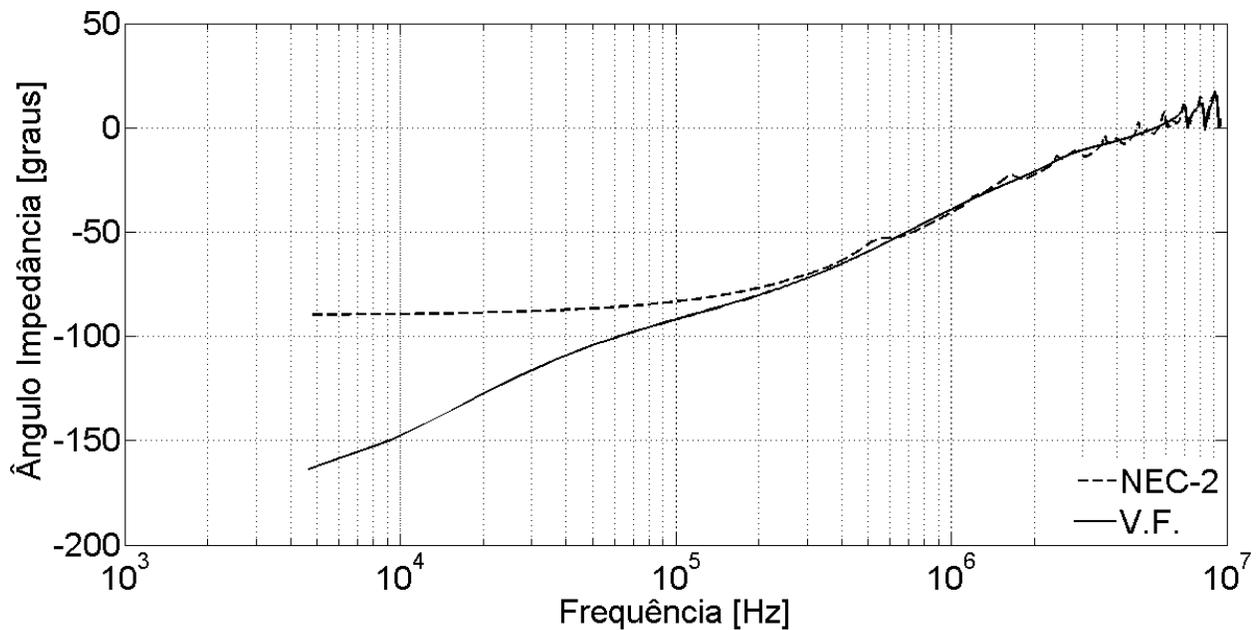


Figura 5. 4. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 10 polos iniciais.

Pela análise das curvas da Figura 5.5. pode-se notar que a representação da impedância utilizando 20 polos é suficiente para representar as oscilações em altas frequências, porém ainda é insuficiente para uma aproximação em baixas frequências.

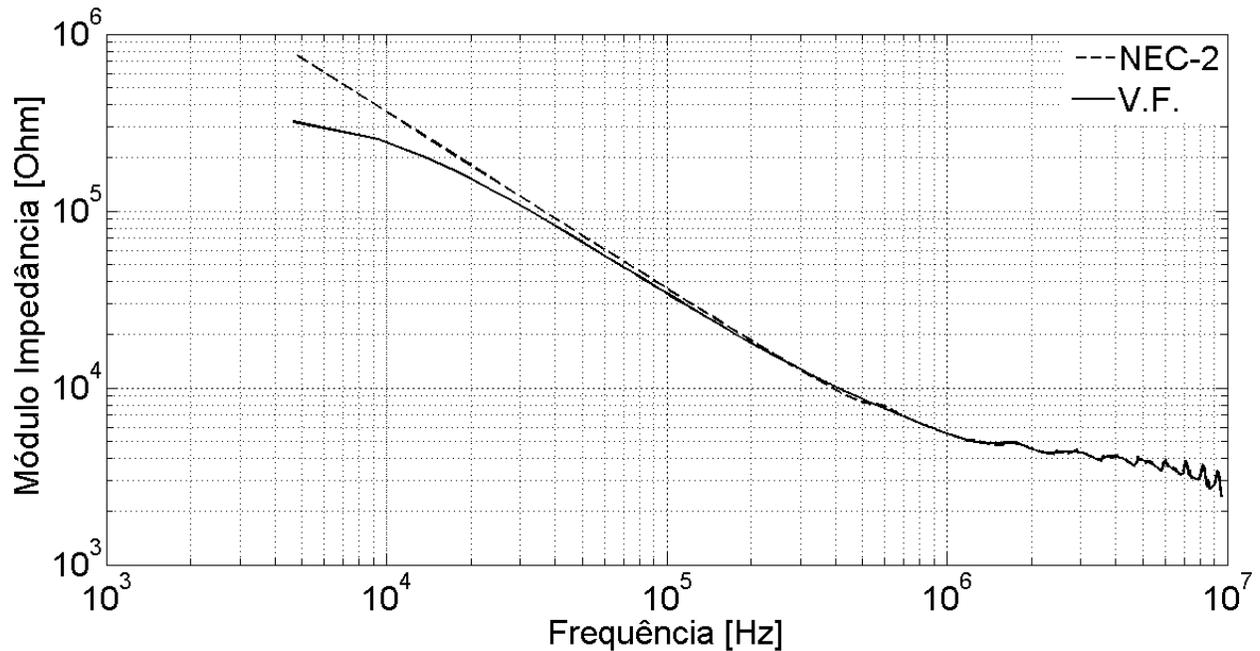


Figura 5. 5. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 20 polos iniciais.

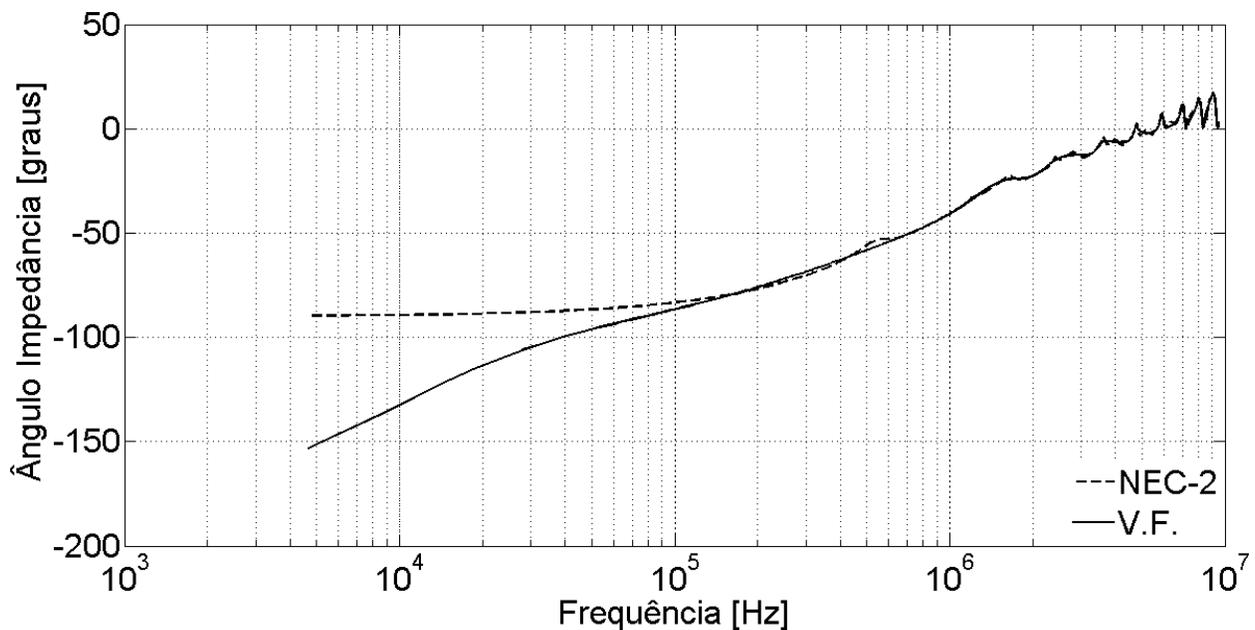
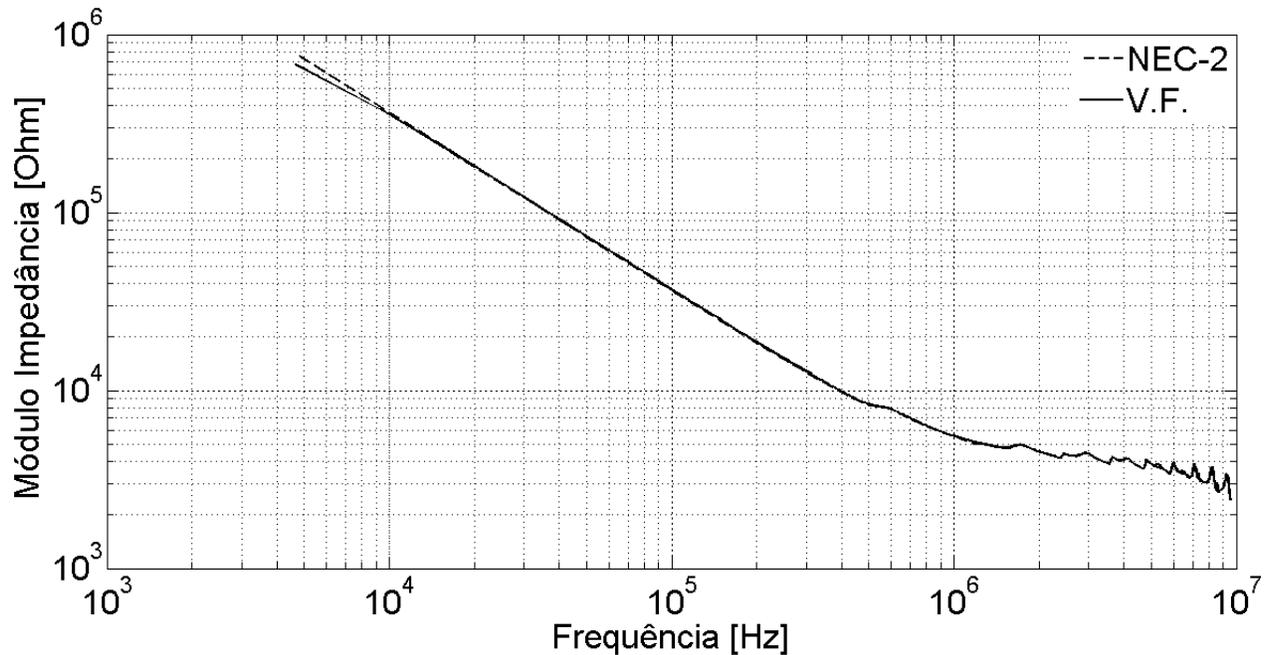


Figura 5. 6. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 20 polos iniciais.

A Figura 5.6. mostra como o ângulo varia para uma aproximação com 20 polos iniciais. Pode-se notar que em baixas frequências existe uma disparidade acentuada para a aproximação utilizando o *vector fitting*.

A próxima quantidade de polos analisada é 30. A Figura 5.7. mostra a resposta para tal configuração.



**Figura 5. 7. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 30 polos iniciais.**

Pela observação da Figura 5.7. nota-se que as curvas obtidas pelo código NEC-2 e *vector fitting* utilizando 30 polos convergem em quase todo o espectro de frequência analisado. Novamente para baixas frequências o modelo com 30 polos ainda precisa ser refinado.

A Figura 5.8. mostra que a aproximação do ângulo da impedância utilizando 30 polos ajusta com precisão as oscilações em altas frequências porém para baixas frequências, abaixo de 100 kHz, ainda existe divergência das curvas.

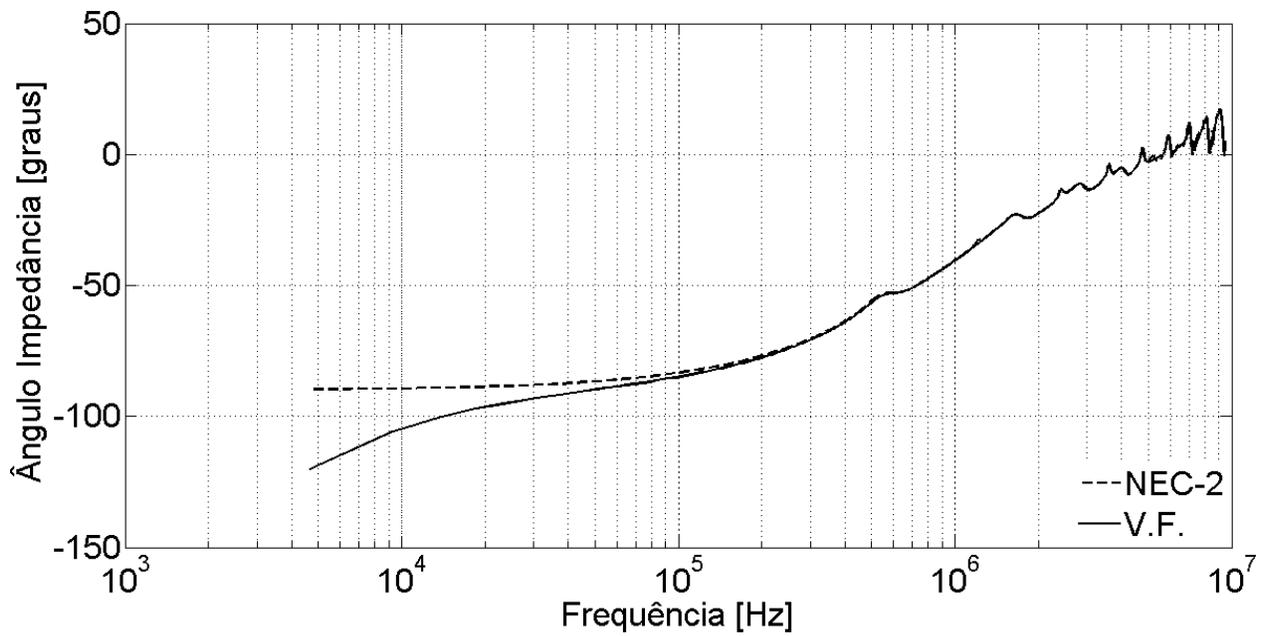


Figura 5. 8. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 30 polos iniciais.

A Figura 5.9. mostra a aproximação utilizando 40 polos iniciais.

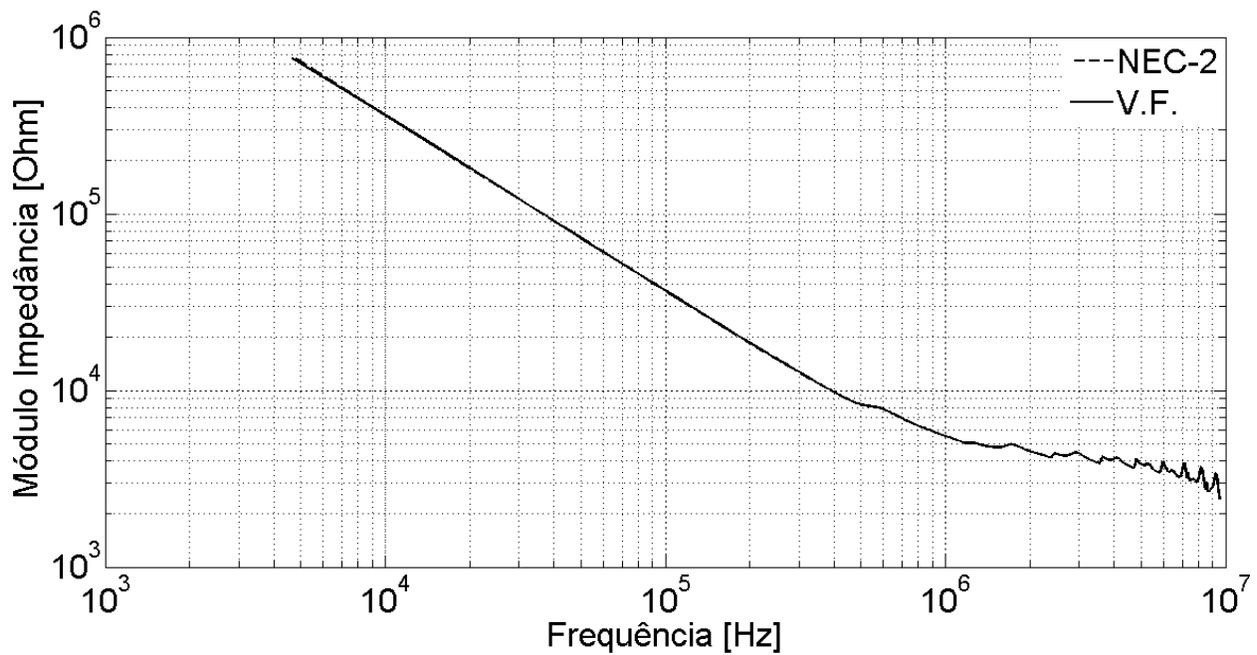
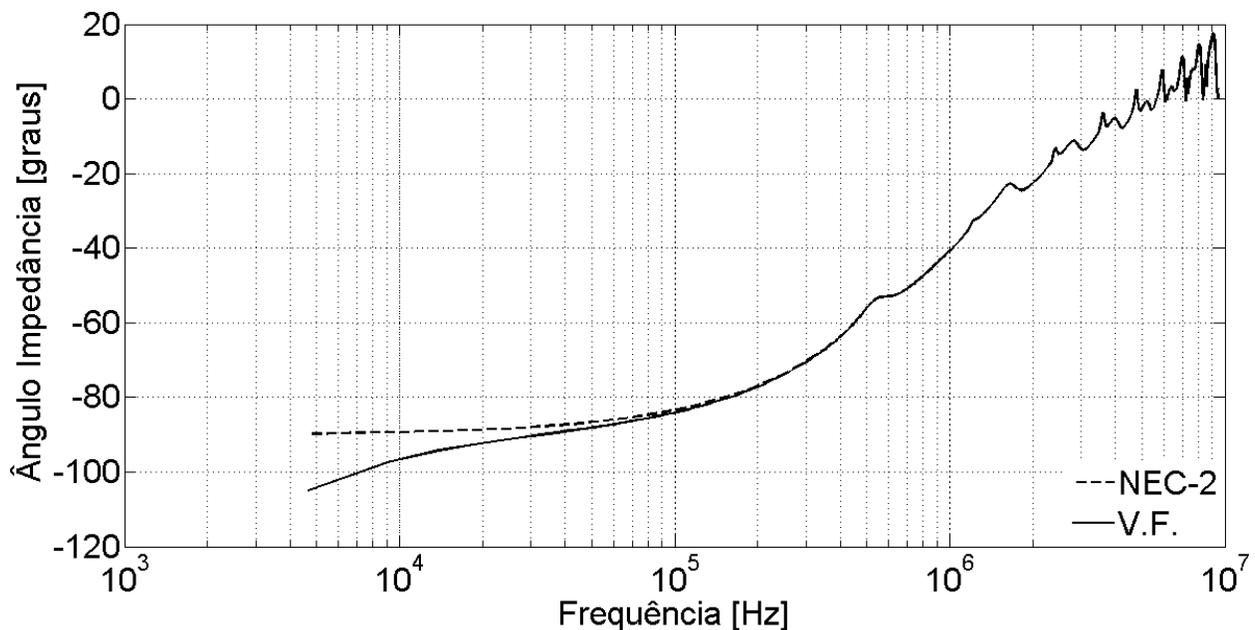


Figura 5. 9. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 40 polos iniciais.

Pode-se notar pela observação da Figura 5.9. que para uma aproximação utilizando 40 polos iniciais as curvas obtidas pelo código NEC-2 e pelo método de *vector fitting* possuem uma boa correspondência para uma ampla faixa de frequência, porém o início da curva para baixas frequências ainda apresenta certo desvio.

A Figura 5.10. mostra as curvas de variação do ângulo da impedância para uma aproximação de 40 polos iniciais. Pode-se observar que a curva representativa do *vector fitting* possui boa concordância para a faixa de alta frequência acima de 100 kHz, apresentando um pequeno desvio para valores de frequências abaixo desse valor.



**Figura 5. 10. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 40 polos iniciais.**

Com isso, elevou-se o número de polos iniciais para 50. A Figura 5.11. mostra as curvas obtidas para esse caso.

Nota-se pela observação da Figura 5.11. que as curvas que representam o módulo da impedância da torre coincidem para todo o espectro de frequência analisado no presente trabalho.

A Figura 5.12. representa a variação do ângulo para a quantidade de polos analisados na Figura 5.11. Pode-se notar que nesse caso a técnica de *vector fitting* não foi capaz de aproximar

com precisão a variação do ângulo para frequências muito baixas. Porém, como os fenômenos de interesse para a análise se dão em alta frequência tal diferença foi considerada aceitável.

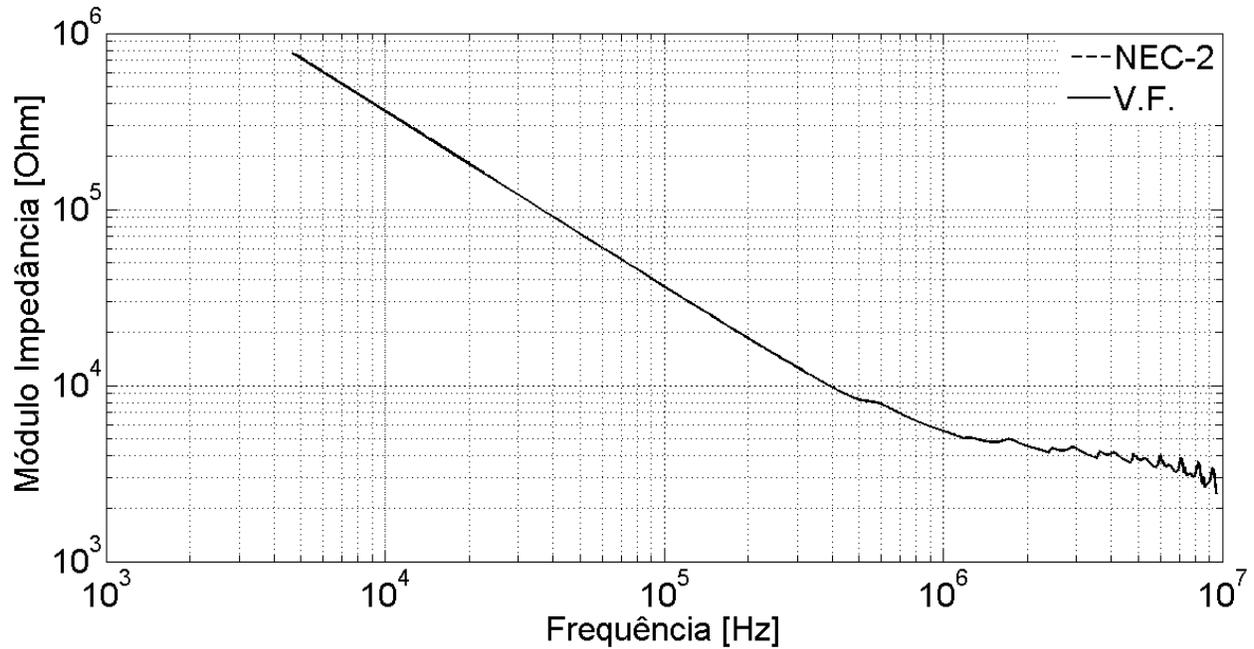


Figura 5. 11. Comparação do módulo da impedância da torre obtida com 50 polos iniciais.

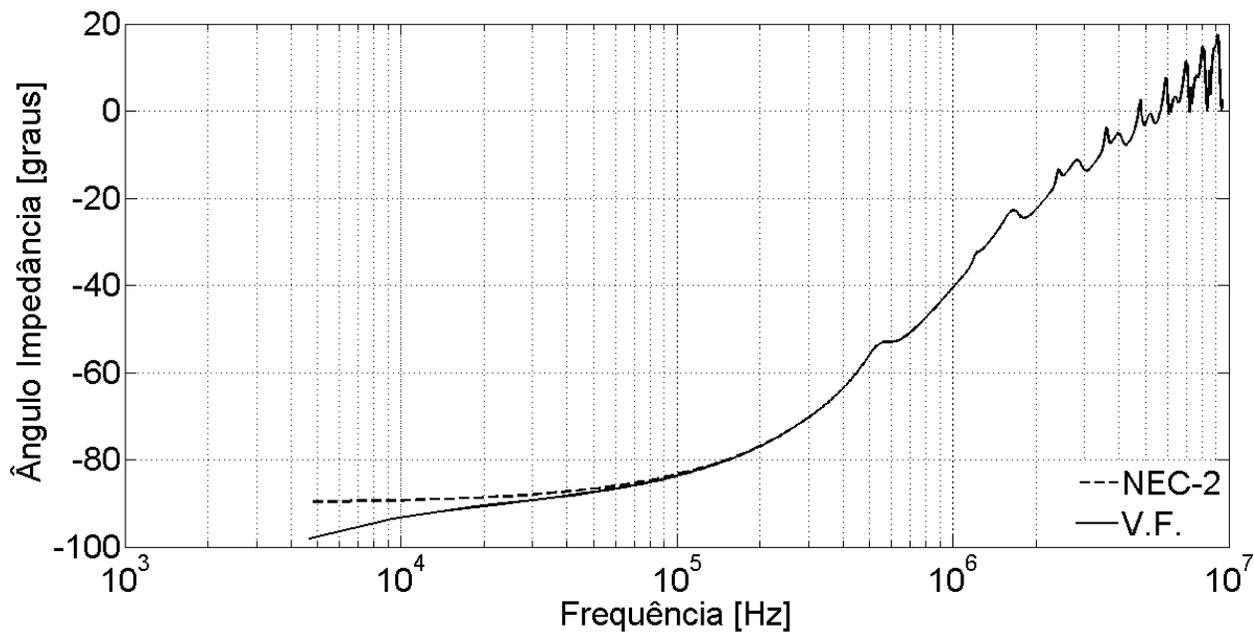
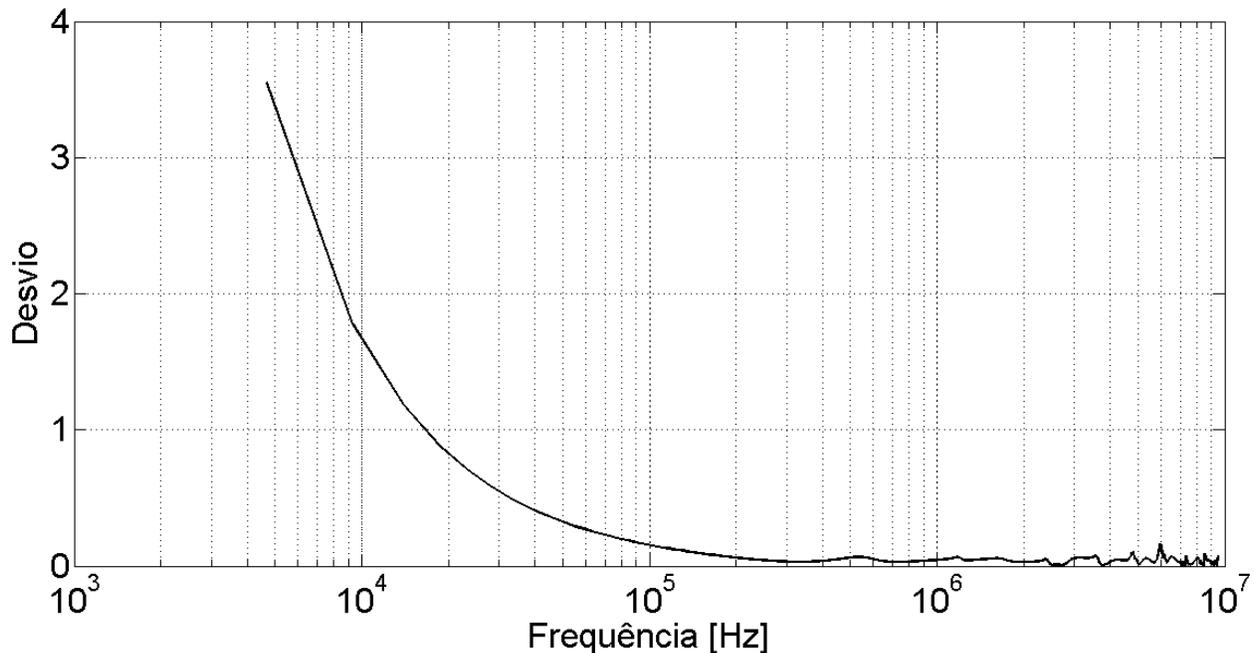


Figura 5. 12. Comparação do ângulo da impedância da torre obtida com 50 polos iniciais.

Para uma análise quantitativa dos resultados obtidos, a seguir são mostrados os desvios presentes para cada módulo de impedância anteriormente apresentado. A Figura 5.13. mostra o desvio para a comparação da impedância obtida pelo NEC-2 e pela aproximação utilizando o *vector fitting* com 10 polos.

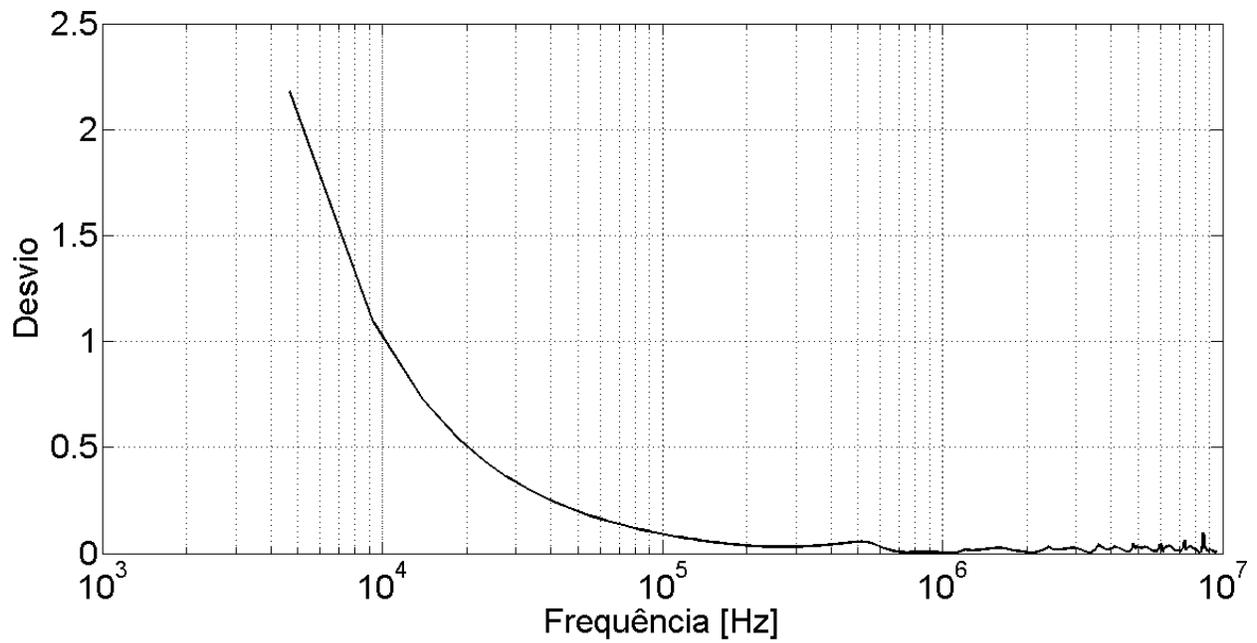


**Figura 5. 13. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e *vector fitting* 10 polos.**

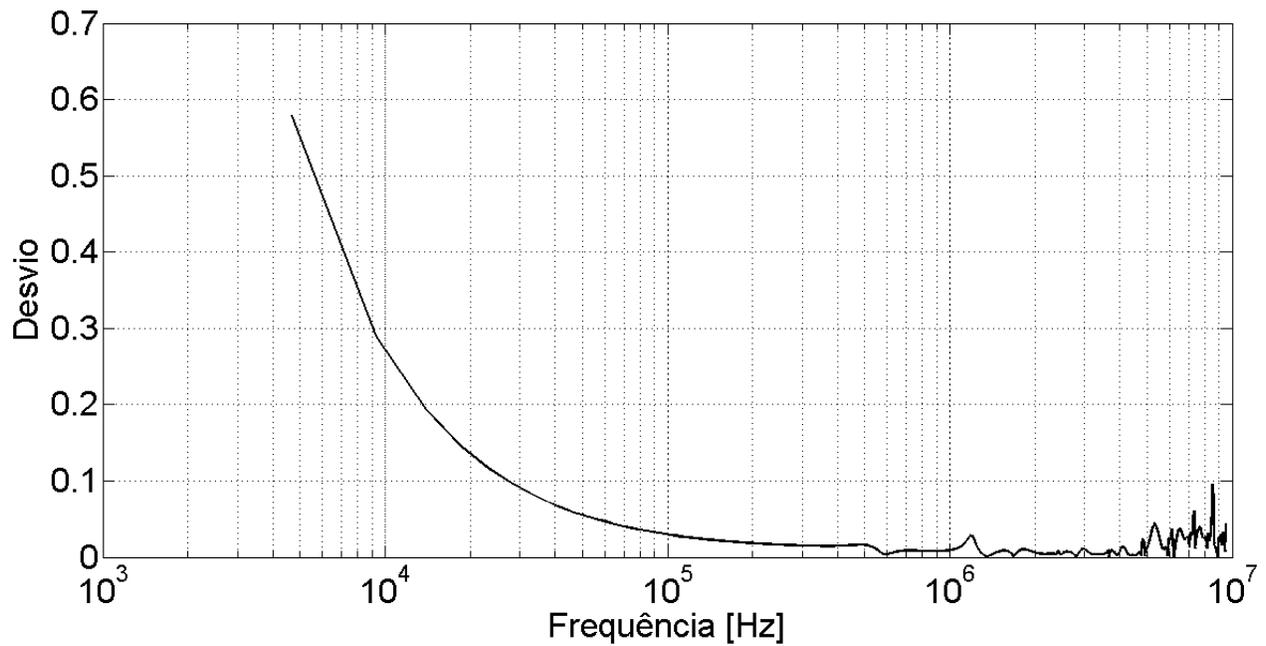
Nota-se pela análise quantitativa apresentada pela Figura 5.13. que a aproximação utilizando 10 polos possui erros elevados em baixas frequências, chegando a ter erros de mais de 300 %. Os erros seguem elevados até frequências da ordem de 100 kHz o que pode causar imprecisão na análise de transitórios rápidos como o causado por descargas atmosféricas.

A Figura 5.14. representa o desvio para uma aproximação utilizando funções racionais com 20 polos. Com essa quantidade de polos pode-se perceber que os erros em baixa frequência têm uma ligeira queda, porém ainda continuam elevados para a faixa de frequência de interesse para o estudo.

A próxima análise do desvio é feita para a aproximação utilizando 30 polos. A Figura 5.15. mostra os valores dos erros associados para tal aproximação.



**Figura 5. 14. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e *vector fitting* 20 polos.**



**Figura 5. 15. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e *vector fitting* 30 polos.**

Pode-se perceber pela observação da Figura 5.15. que os níveis de desvio tornam-se bastante baixos para uma aproximação com 30 polos, porém ainda é possível perceber erros em

baixas frequências além de oscilações em altas frequências a partir de 4 MHz. A Figura 5.16. mostra a aproximação para 40 polos e a Figura 5.17. para 50 polos.

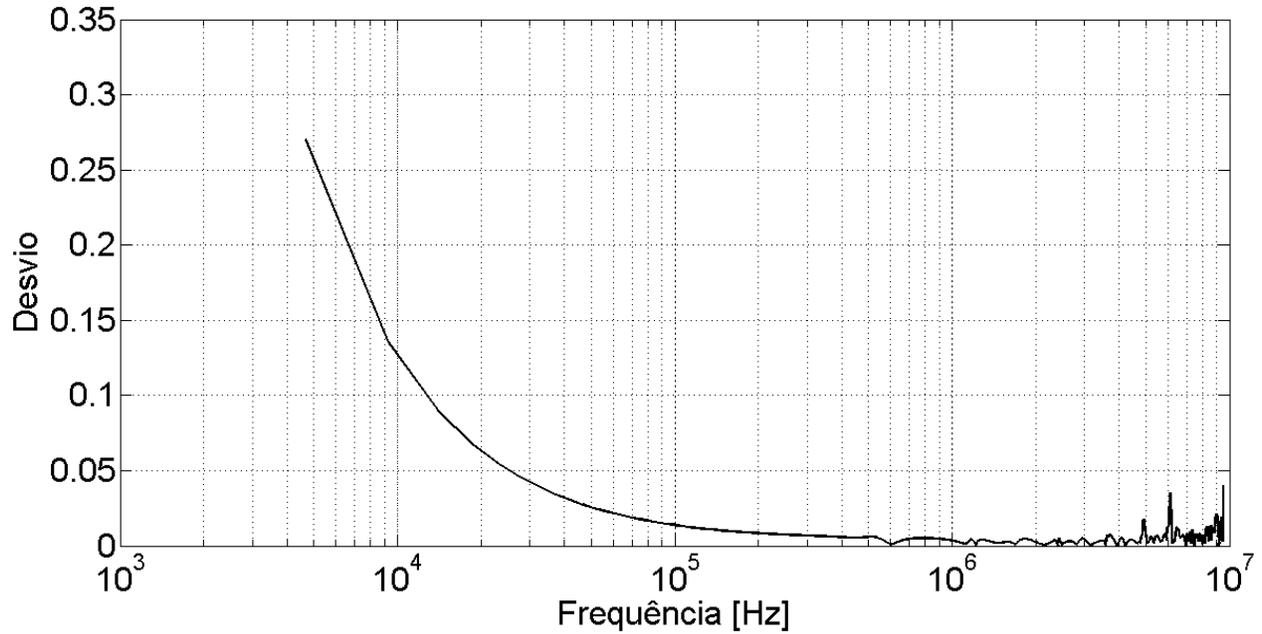


Figura 5. 16. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e *vector fitting* 40 polos.

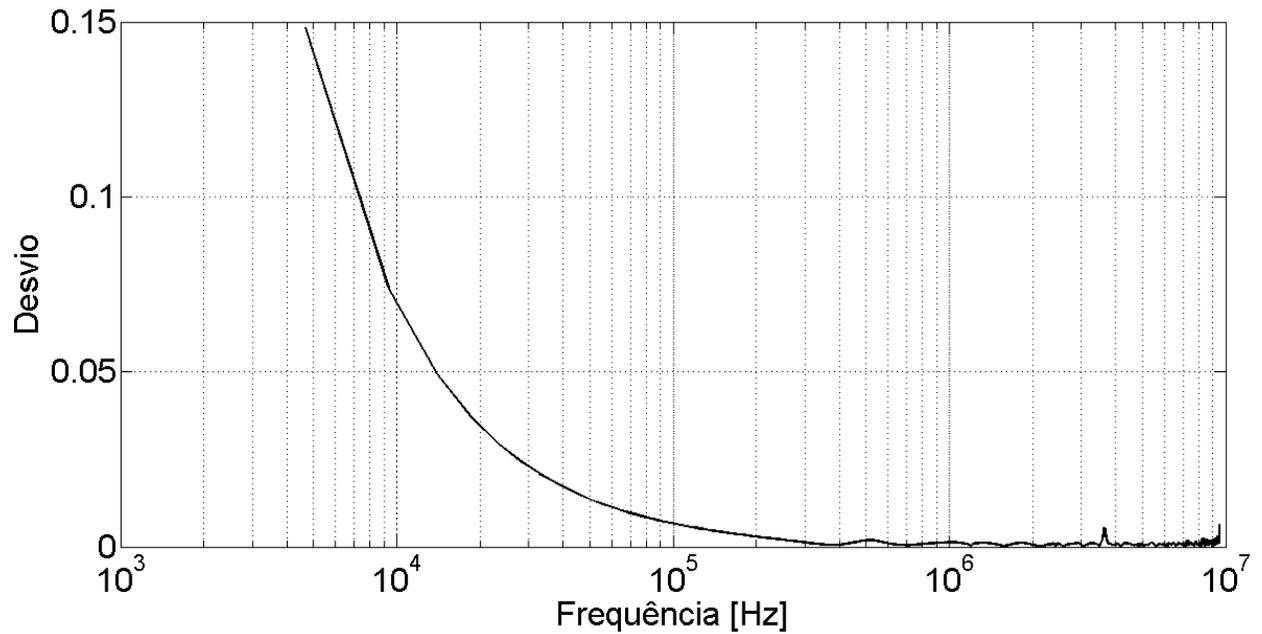
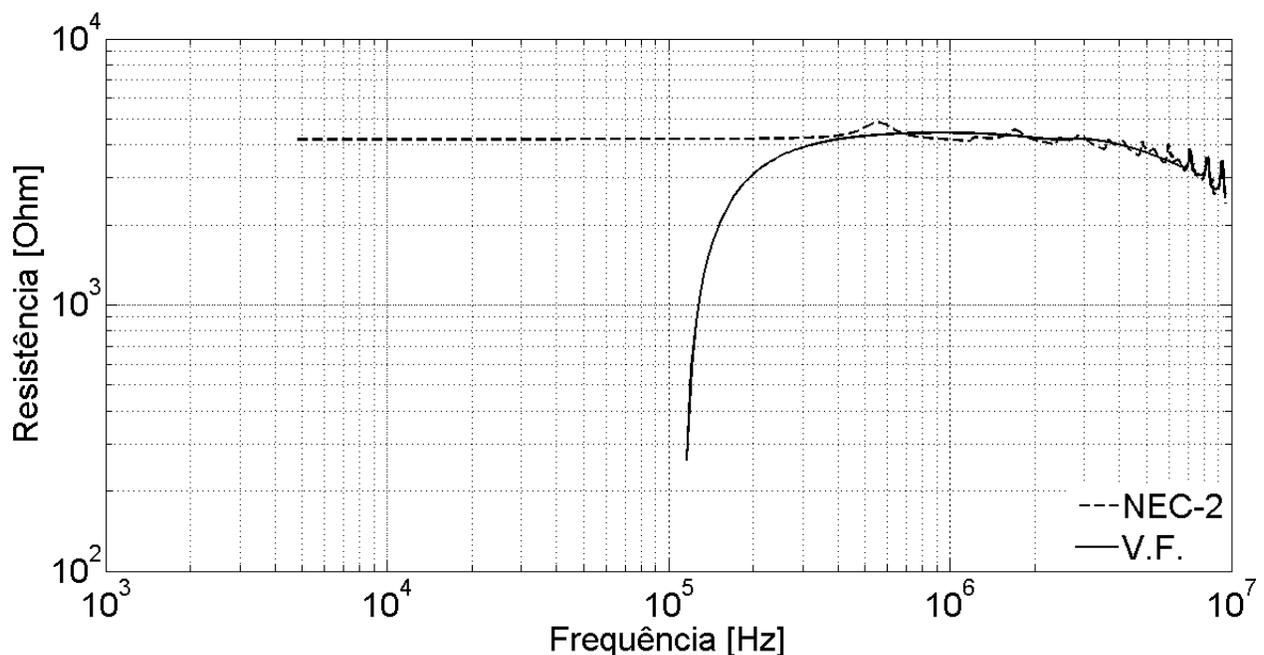


Figura 5. 17. Desvio calculado na comparação entre NEC-2 e *vector fitting* 50 polos.

Nota-se que para 40 polos os erros em baixa frequência são bem reduzidos e as oscilações em alta frequência são menores na comparação com os erros para uma aproximação com 30 polos. Por fim, a Figura 5.17. mostra erros aceitáveis em baixas frequências da ordem de 15 % com quase nenhuma oscilação em altas frequências.

A análise dos erros em alta frequência é essencial, uma vez que sua representação no domínio do tempo representa os tempos de subida e pico da onda. Por isso é de extrema importância que os desvios na faixa de frequência acima de 500 kHz sejam os menores possíveis, próximos de zero para uma representação mais fiel da onda de corrente.

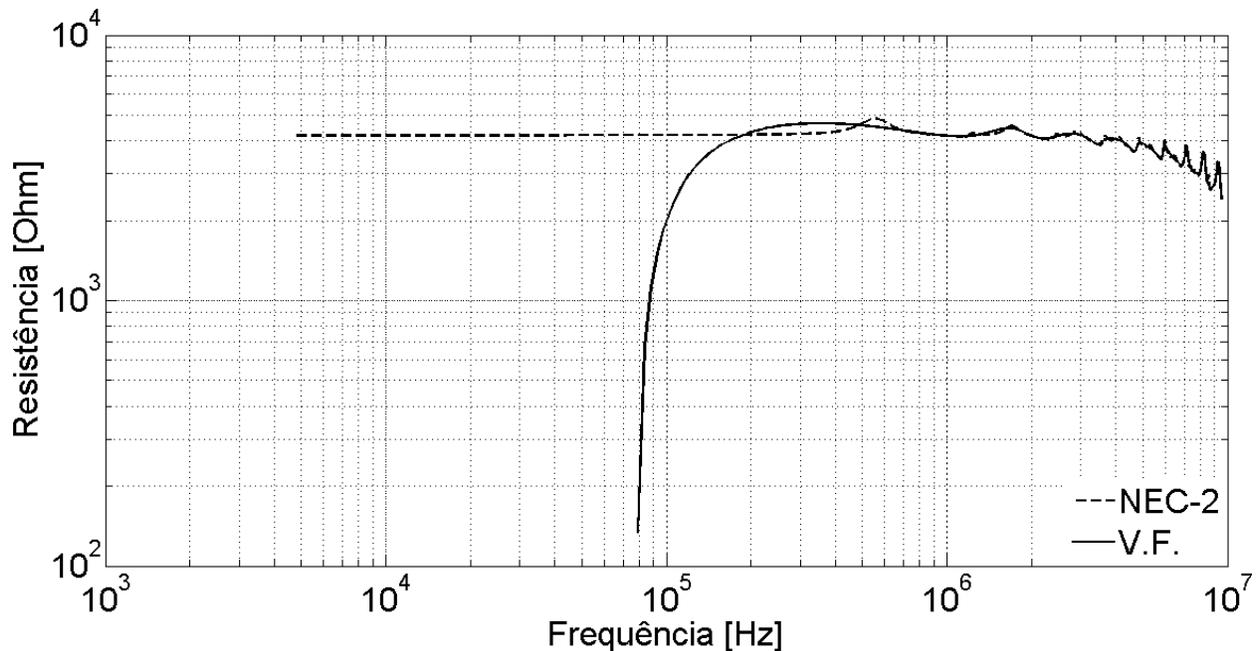
A seguir a impedância da torre foi decomposta em sua parte real e imaginária para análise da resistência e da reatância em função do número de polos utilizados a fim de identificar como cada parcela da impedância se comporta em função do numero de polos para o espectro de frequência do estudo. A Figura 5.18. mostra a resistência para uma aproximação com 10 polos iniciais.



**Figura 5. 18. Comparação da parte real da impedância obtida com 10 polos iniciais.**

Como observado das análises anteriores a aproximação com 10 polos é insuficiente para representação da resistência da torre. Nota-se que a partir de 300 kHz o método de aproximação por funções racionais passa a não acompanhar o comportamento da curva de resistência calculada com a utilização do código computacional NEC-2.

A Figura 5.19. representa a aproximação da curva de resistência para 20 polos iniciais.



**Figura 5. 19. Comparação da parte real da impedância obtida com 20 polos iniciais.**

É possível perceber que a curva contínua que representa o método de *vector fitting* com 20 polos iniciais, consegue representar a resistência da torre para altas frequências reproduzindo todas as oscilações até a faixa de frequência de 1 MHz. Porém, novamente para baixas frequências essa quantidade de polos iniciais não é o bastante para uma representação aceitável.

A Figura 5.20. representa a aproximação com a utilização de 30 polos iniciais. Com a observação da Figura 5.20. é possível perceber que o aumento de polos atua primeiramente, e de maneira mais efetiva em faixas de alta frequências acima de 500 kHz. E para a resistência, em particular, possui pouco efeito em baixas frequências.

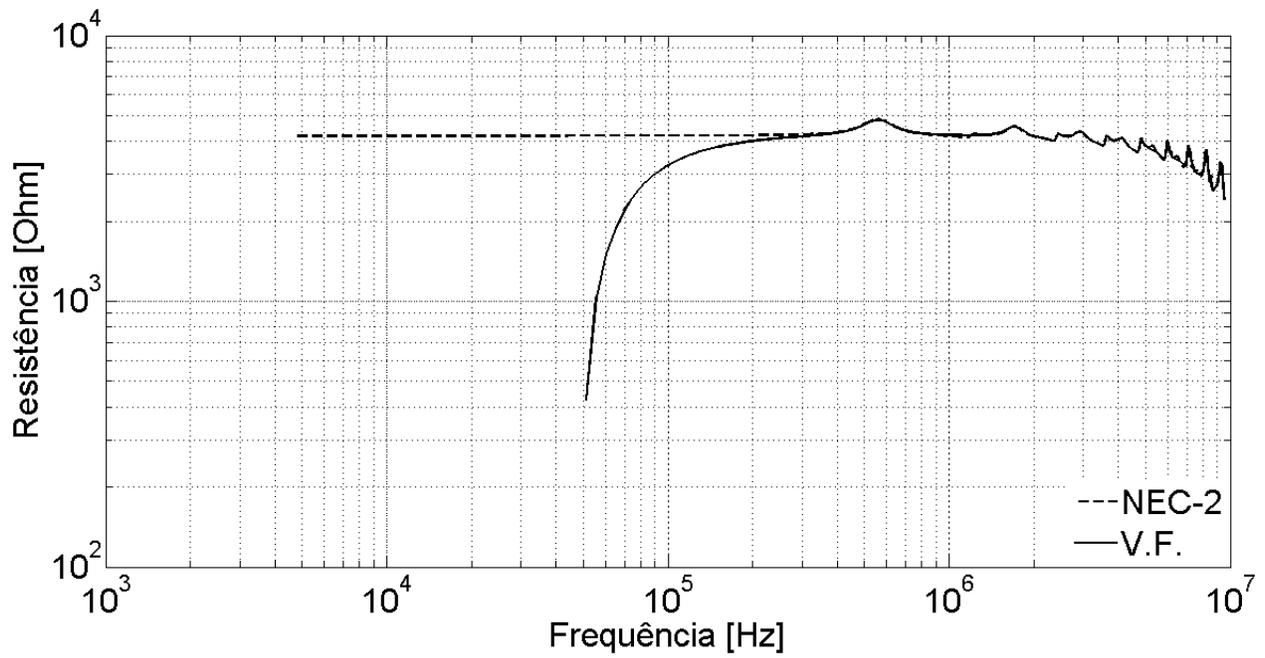


Figura 5. 20. Comparação da parte real da impedância obtida com 30 polos iniciais.

A Figura 5.21. mostra a aproximação da resistência para 40 polos iniciais.

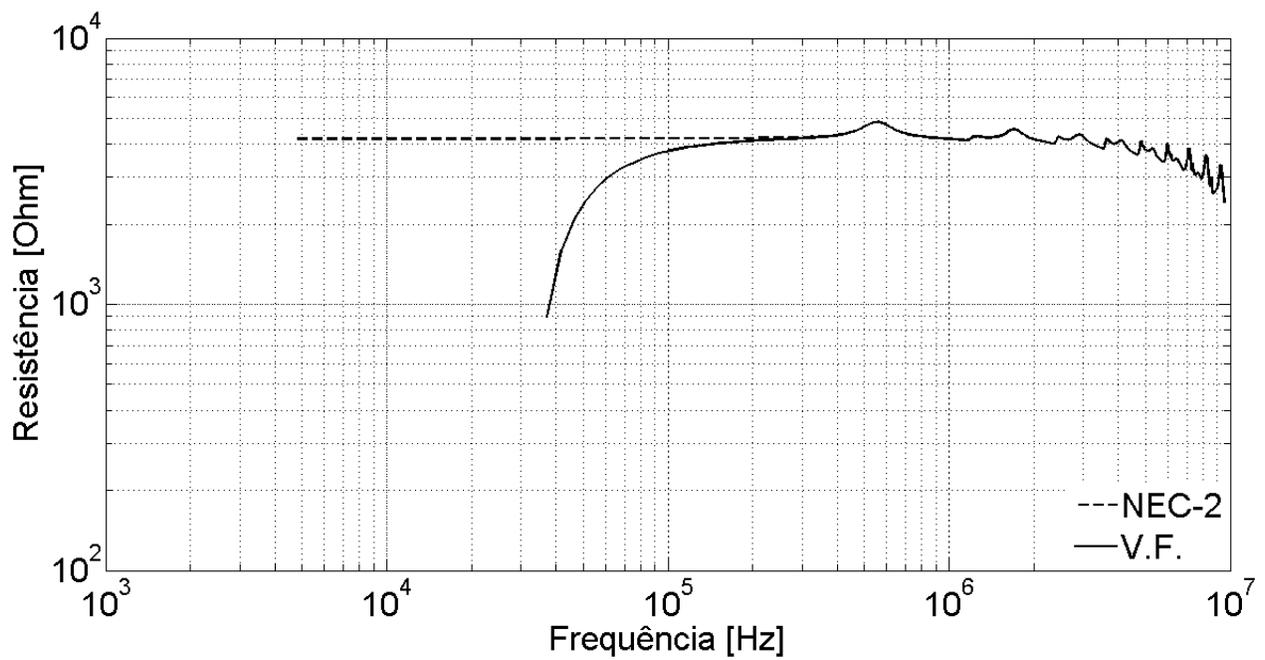
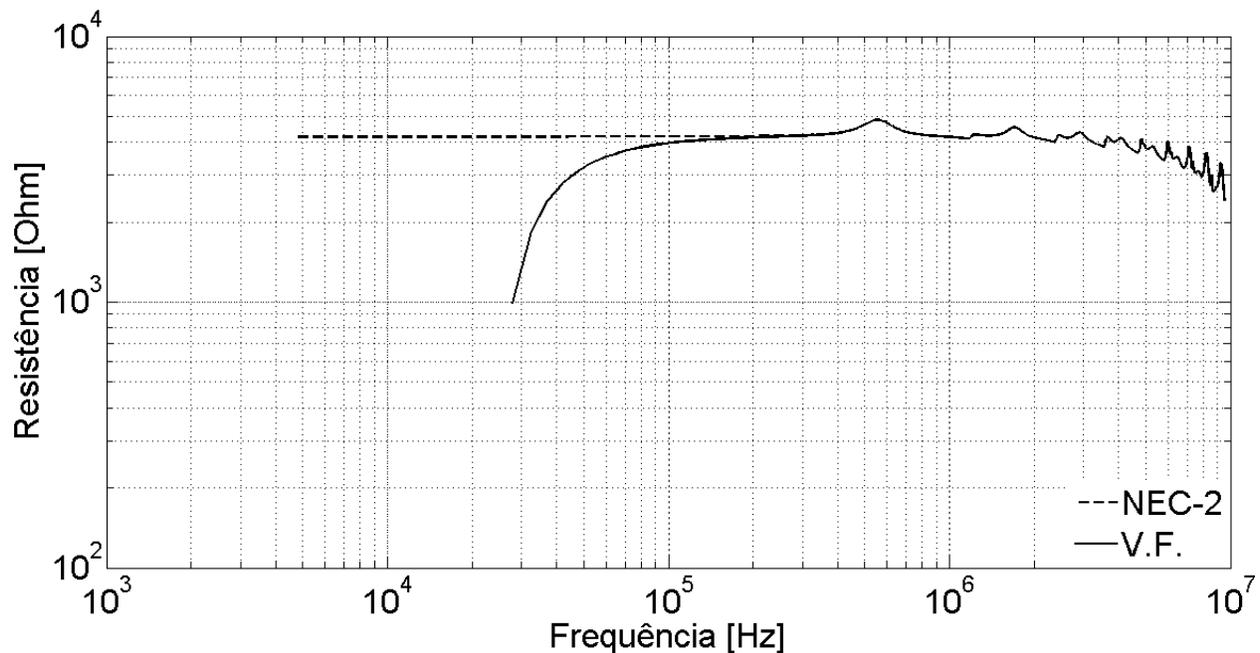


Figura 5. 21. Comparação da parte real da impedância obtida com 40 polos iniciais.

Pela observação da Figura 5.21. pode-se notar que a curva apresenta menor pico decrescente e uma tendência a se aproximar da referência representada pelo código NEC-2 (curva pontilhada).

Por fim, a última análise realizada para a resistência da torre foi feita utilizando 50 polos iniciais para a construção da resposta por funções racionais. A Figura 5.22. mostra a curva obtida.



**Figura 5. 22. Comparação da parte real da impedância obtida com 50 polos iniciais.**

A observação da Figura 5.22. mostra que mesmo aumentando o número de polos para 50 a curva não conseguiu aderência para valores de frequência abaixo de 200 kHz. Porém com relação à aproximação anterior utilizando 40 polos, a atual mostra ligeira melhora quando se considera uma melhor aproximação para frequências acima de 100 kHz.

A seguir a mesma análise realizada para a parte real da impedância da torre é realizada para a parte imaginária. A Figura 5.23. mostra como a reatância varia em função da frequência para uma aproximação por funções racionais utilizando 10 polos iniciais.

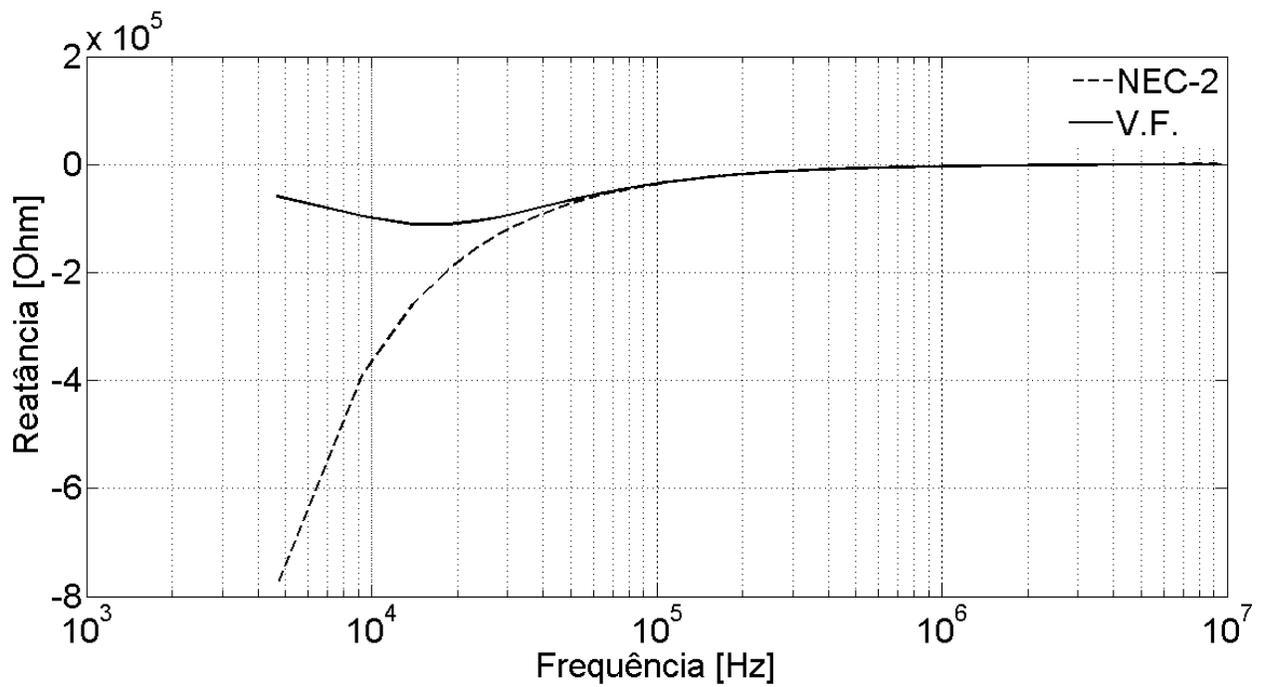


Figura 5. 23. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 10 polos iniciais.

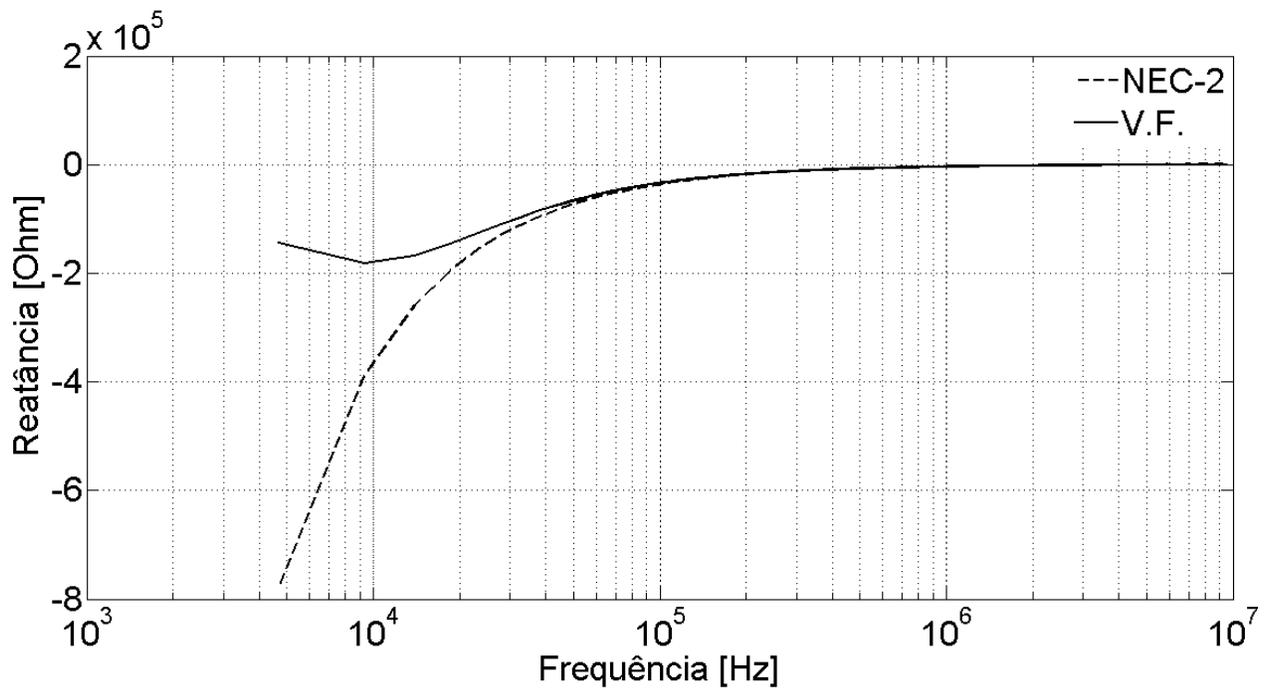
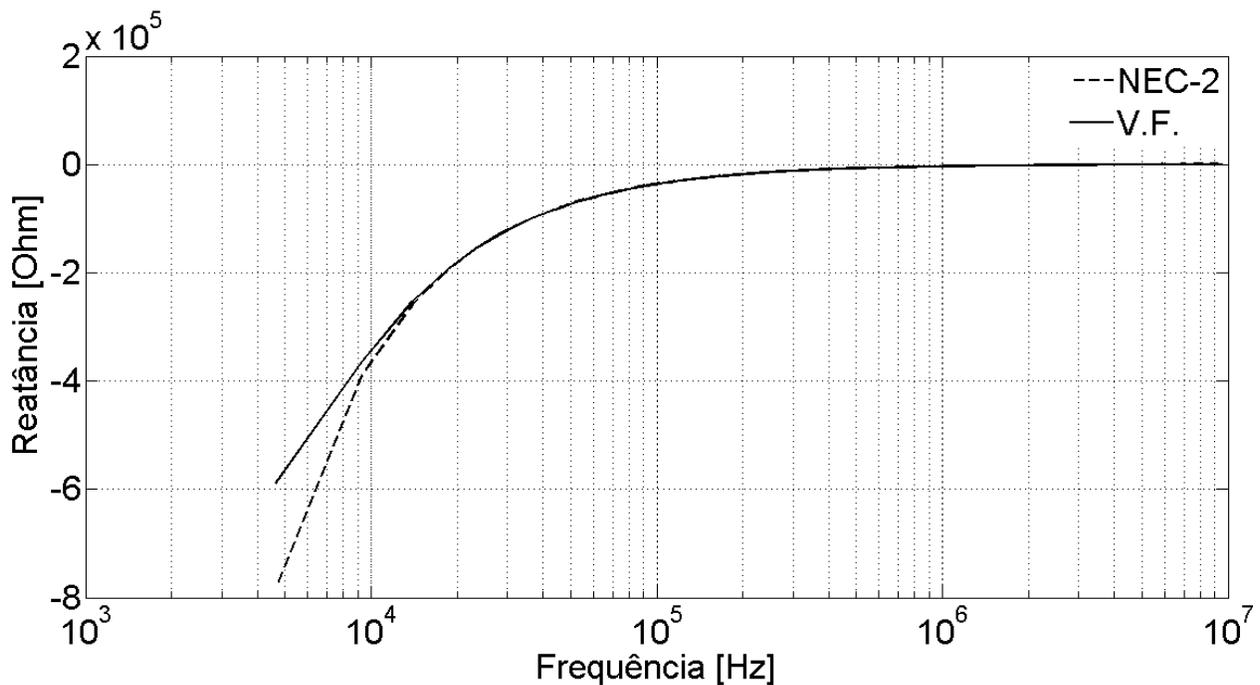


Figura 5. 24. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 20 polos iniciais.

Pode-se notar que as curvas coincidem de forma satisfatória já para a aproximação com apenas 10 polos iniciais. Como vem sendo observado das outras análises realizadas, nota-se que a aproximação da curva para baixas frequências exige um maior número de polos. A Figura 5.24. mostra a aproximação para 20 polos iniciais.

É possível notar que a resposta ao aumento de polos para a reatância é muito mais sensível quando comparada com a resistência da torre. A Figura 5.24. mostra que para 20 polos iniciais as curvas tendem a coincidir mais rapidamente.

A Figura 5.25. mostra a aproximação da reatância da torre para 30 polos iniciais usados na análise.



**Figura 5. 25. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 30 polos iniciais.**

Com 30 polos já é possível obter uma boa aproximação da reatância da torre por funções racionais. Há apenas uma pequena divergência nas curvas para os valores iniciais de frequência analisados no estudo. A Figura 5.26. e a Figura 5.27. apresentam a aproximação realizada por funções racionais utilizando 40 e 50 polos iniciais, respectivamente.

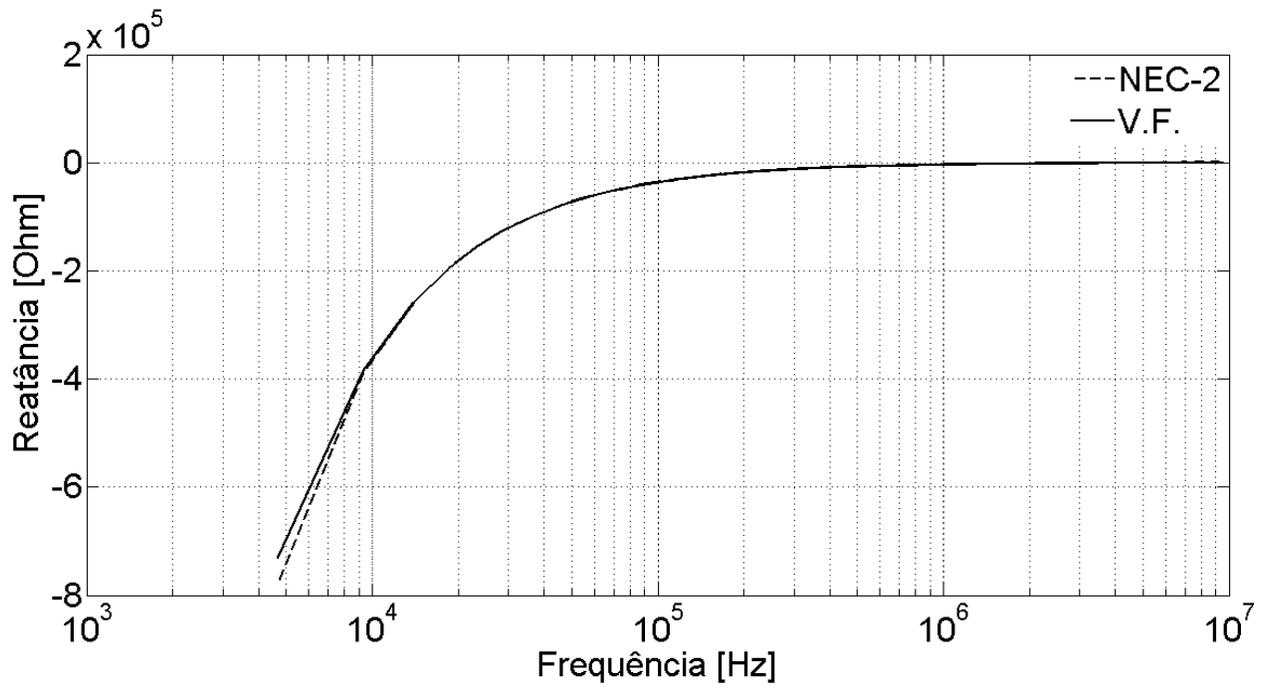


Figura 5. 26. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 40 polos iniciais.

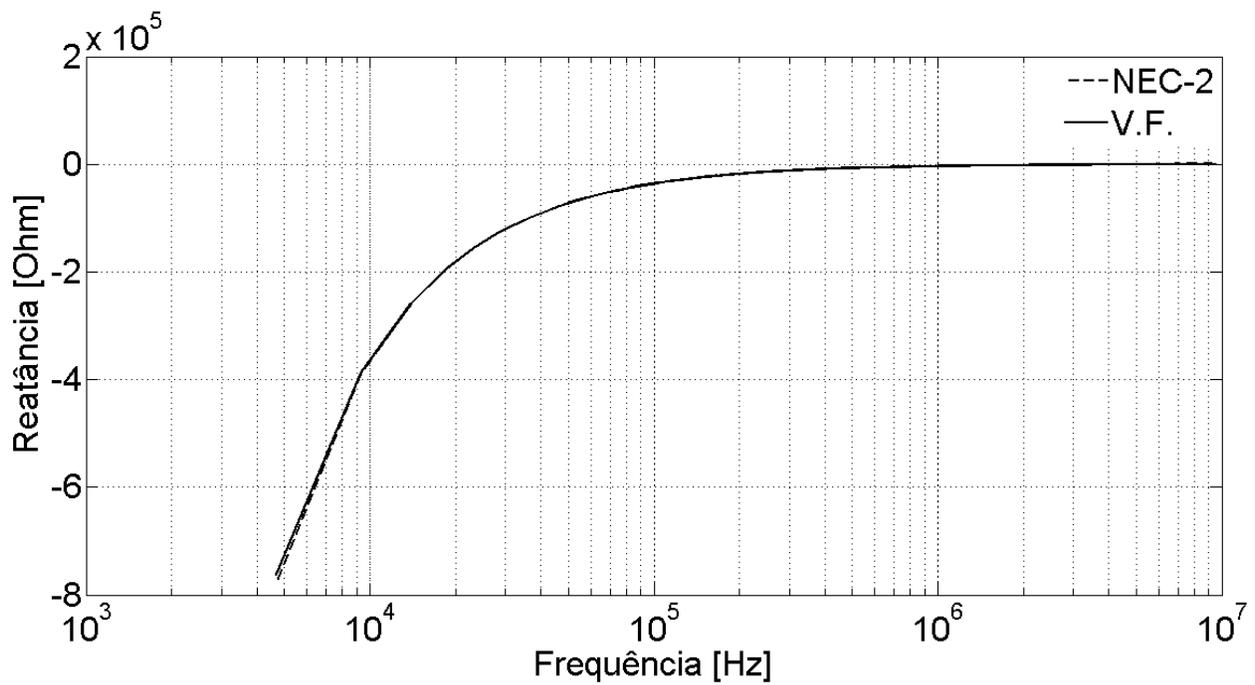


Figura 5. 27. Comparação da parte imaginária da impedância obtida com 50 polos iniciais.

Pela observação das Figuras 5.26. pode-se notar que a aproximação utilizando 40 polos já possui boa aderência a curva de referência dada pelo código computacional NEC-2. Para o último ajuste foi utilizado a quantidade de 50 polos iniciais como pode ser visto pelas curvas obtidas na Figura 5.27.

As análises realizadas no domínio da frequência para a observação do método de *vector fitting* mostraram que o módulo da impedância pode ser aproximado, com precisão suficiente para a correta representação das funções racionais, por meio de um circuito RLC, quando o número de polos é suficientemente grande para o ajuste da curva em questão.

Outro ponto a se destacar das simulações realizadas é o comportamento das funções racionais com relação à parte real da impedância da torre. Foi observado que para baixas frequências não foi possível aproximar de forma fiel o comportamento da resistência. Com relação à parte imaginária da impedância houve grande concordância entre as curvas analisadas para todo o espectro de frequência.

Como a impedância para esse caso possui como característica uma maior reatância do que resistência. A aproximação mais precisa da parte imaginária da impedância foi suficiente para a correta representação da impedância de surto da torre para a faixa de frequência analisada. E como os fenômenos de interesse no tempo são transitórios eletromagnéticos rápidos, que possuem um espectro de frequências elevado foi possível obter uma boa coerência nos resultados obtidos no domínio do tempo, como será visto no próximo tópico.

## **5.2 Análise no Domínio do Tempo**

Para as simulações no domínio do tempo dois métodos foram aplicados para se obter a resposta transitória da torre. Primeiramente foi realizada a simulação no domínio da frequência utilizando o modelo de torre da Figura 5.1.(a) e o código computacional NEC-2 para obter as correntes na estrutura. Com a corrente no topo da estrutura aplicou-se o fluxograma da Figura 3.1. para análise de transitórios no domínio do tempo usando transformada de Fourier e sua inversa. A corrente obtida por esse processo foi utilizada como referência teórica para comparação com o método utilizando funções racionais e construção do circuito RLC.

Para a simulação do circuito RLC, no domínio do tempo, mostrado na Figura 4.9., o programa EMTP foi utilizado. A fonte de surto considerada nas simulações foi a do tipo Heidler. A função de Heidler é constituída por uma expressão analítica, concebida através de dados obtidos pela observação de correntes de retorno em torres monitoradas com instrumentação específica. É capaz de sintetizar formas de onda impulsivas que apresentam derivadas contínuas no tempo e inclinação máxima mais próxima do pico de corrente. Características que a aproxima das medições realizadas em campo. As diversas formas de ondas padronizadas podem ser obtidas pela variação das constantes  $F_0$ ,  $\tau_1$  e  $\tau_2$ . A expressão da função de Heidler é mostrada abaixo.

$$F(t) = \frac{F_0}{\eta} \frac{(t/\tau_1)^n}{1 + (t/\tau_1)^n} e^{(-t/\tau_2)} \quad (5.1)$$

onde,

$$\eta = \exp\left[-(\tau_1/\tau_2)(n\tau_2/\tau_1)^{(1/n)}\right] \quad (5.2)$$

$F_0$  – Amplitude do sinal desejado;

$\tau_1$  – Constante relacionada ao tempo de frente de onda de corrente;

$\tau_2$  – Constante relacionada ao tempo de decaimento da onda de corrente;

$\eta$  – Fator de correção de amplitude;

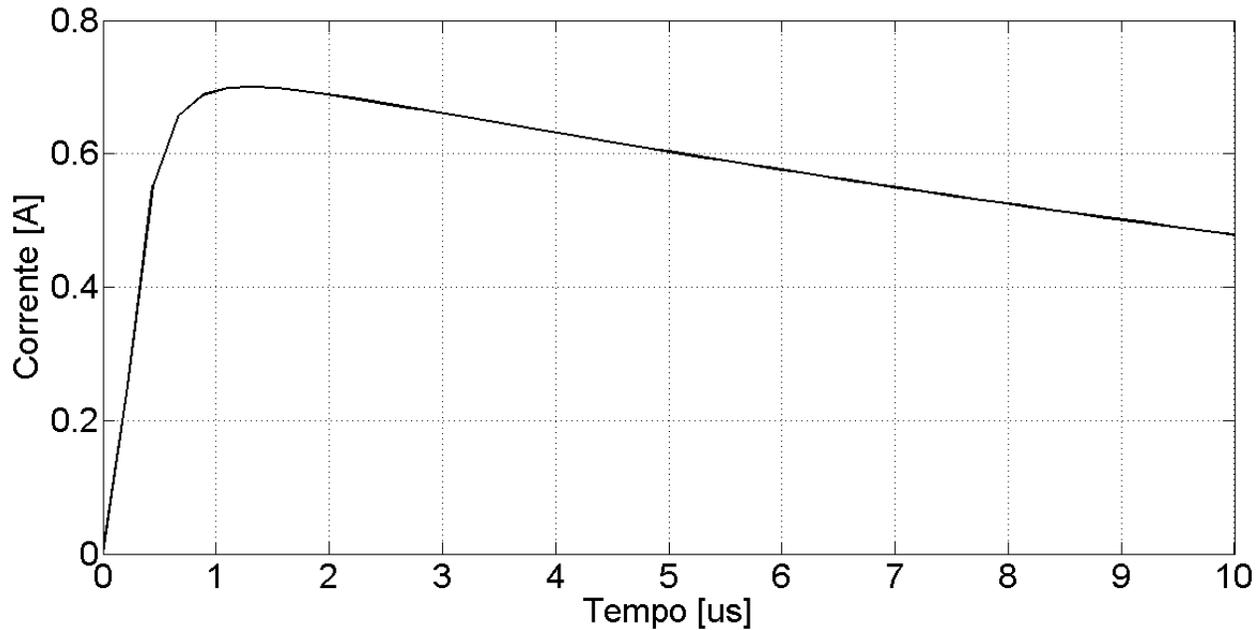
$n$  – expoente.

A Tabela 5.1. mostra os parâmetros utilizados para a construção da onda de surto aplicada ao estudo. A fonte de tensão foi ligada em série com uma resistência concentrada de 5 k $\Omega$  para gerar a onda de corrente a ser aplicada ao circuito RLC que representa a torre diretamente no domínio do tempo.

A Figura 5.28. mostra a forma de onda de corrente utilizada nas simulações.

**Tabela 5. 1. Parâmetros utilizados para a construção da onda aplica.**

$F_0$	$\tau_1$	$\tau_2$	$n$
$5/\sqrt{2}$ kV	1,25 $\mu$ s	0,2 $\mu$ s	2,5

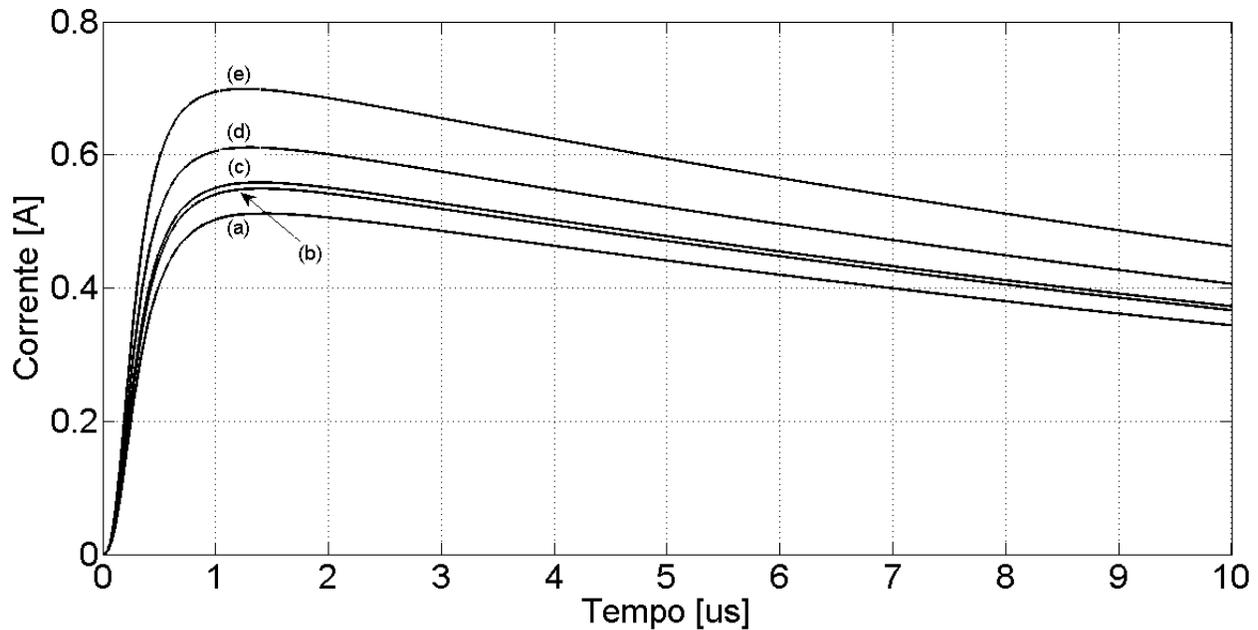


**Figura 5. 28. Onda de corrente aplicada nas simulações no domínio do tempo.**

A quantidade de polos iniciais investigada no domínio da frequência é novamente analisada no domínio do tempo a fim de se observar como a quantidade de polos influencia no comportamento do circuito e sua resposta a onda de corrente injetada.

A Figura 5.29. mostra as curvas para diferentes configurações de polos iniciais. A curva (a) mostra a resposta do circuito RLC da torre para 10 polos iniciais, a curva (b) para 20, a curva (c) para 30, a curva (d) para 40 e finalmente a curva (e) para 50.

É possível perceber pela observação das curvas na Figura 5.29. que a medida que a quantidade de polos aumenta há também um aumento no pico das ondas. Reforçando assim, as características observadas das respostas da impedância, pela aproximação por funções racionais utilizando o método de *vector fitting*, no domínio da frequência. Para circuitos RLC com poucos polos iniciais tanto a resposta em frequência quanto a resposta no tempo não possuem boa correspondência.



**Figura 5. 29. Influência do número de polos iniciais na resposta no domínio do tempo.**

Sabendo que a resposta aceitável para o comportamento transitório da torre pode ser obtido utilizando 50 polos iniciais tal valor será usado no restante das simulações no domínio do tempo.

A Figura 5.30. mostra a comparação da resposta transitória da torre comparando dois modelos diferentes. A curva pontilhada representa a corrente no topo da torre de transmissão calculada no domínio da frequência pelo método computacional NEC-2, da qual posteriormente retirou-se a resposta no domínio do tempo pela aplicação da transformada de Fourier. A curva contínua representa a resposta do circuito RLC da torre diretamente no domínio do tempo, sem a necessidade de se usar a transformada de Fourier.

Pela observação da Figura 5.30. é possível notar que a resposta do circuito RLC reproduz com bastante precisão a resposta da torre de transmissão quando comparada com o modelo apresentado pelo código computacional NEC-2. A curva que representa o circuito RLC consegue reproduzir com bastante exatidão a frente de onda com o mesmo tempo de subida. O pico para as duas curvas também possui boa concordância além do tempo de decaimento ser mantido para os dois casos. Nota-se ainda que o método por funções racionais apresenta menos oscilações quando comparado com o modelo apresentado no NEC-2.

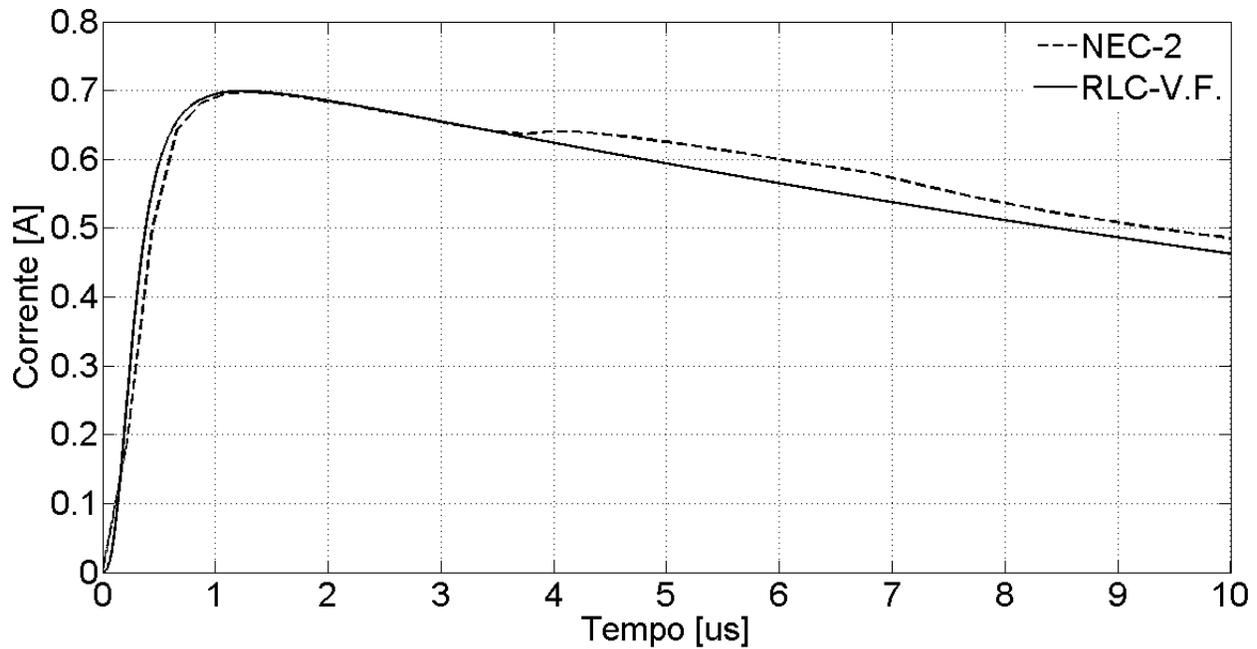


Figura 5. 30. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*.

A seguir são apresentadas as análises realizadas para diferentes resistividades do solo. O código computacional NEC-2 permite dentro de seu algoritmo que seja considerado o efeito da condutividade do solo em seus cálculos. Com isso pode-se analisar a resposta da torre para diferentes condições de solo. A Tabela 5.2. apresenta os tipos de solos analisados para este estudo.

Tabela 5. 2. Tipos de solos analisados.

Tipo de Solo	Condutividade	Constante Dielétrica
Pobre (a)	0,001 [ $\Omega.m$ ] <sup>-1</sup>	5
Moderado (b)	0,003 [ $\Omega.m$ ] <sup>-1</sup>	4
Médio (c)	0,005 [ $\Omega.m$ ] <sup>-1</sup>	15
Bom (d)	0,010 [ $\Omega.m$ ] <sup>-1</sup>	4

A Figura 5.31. apresenta a resposta do circuito RLC para cada um dos solos anteriormente citados. Como as curvas de corrente estão muito próximas não é possível distinguir entre elas. A Figura 5.32. mostra o mesmo conjunto de curvas em uma escala mais próxima a fim de observar

os diferentes tipos de solos. Em que a curva (a) representa o solo pobre, (b) solo moderado, (c) solo médio e (d) solo bom. Nota-se que o tipo de solo influencia diretamente o pico da onda para o circuito RLC.

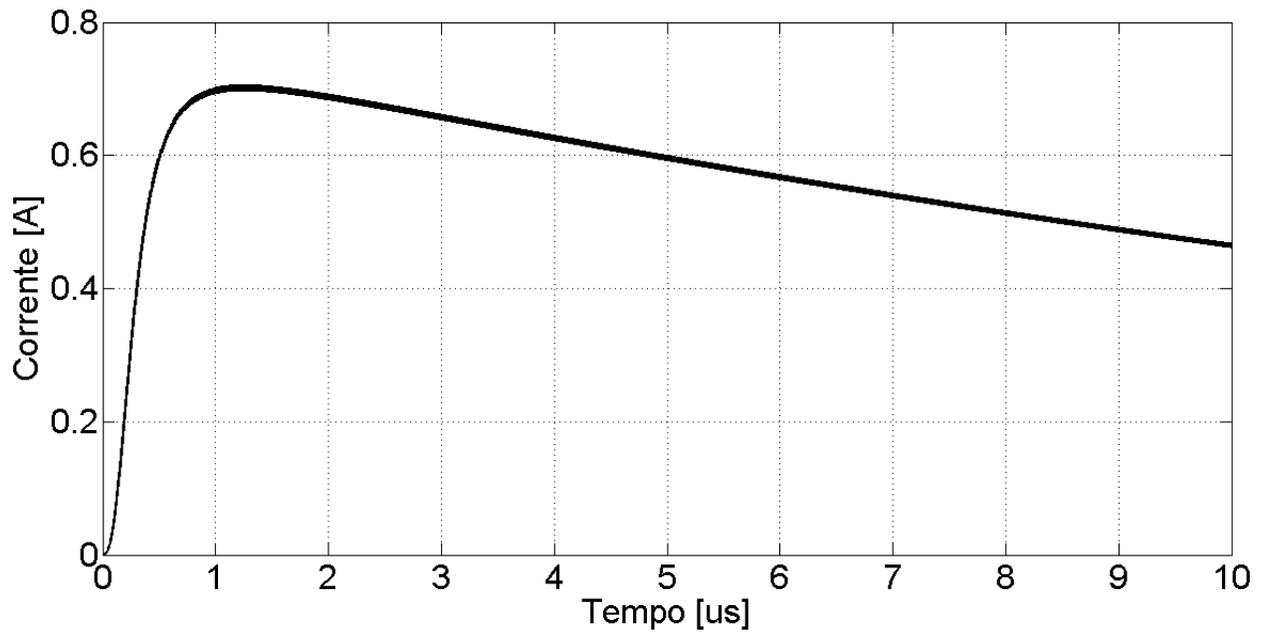


Figura 5. 31. Comparação da resposta transitória da torre considerando diferentes tipos de solo.

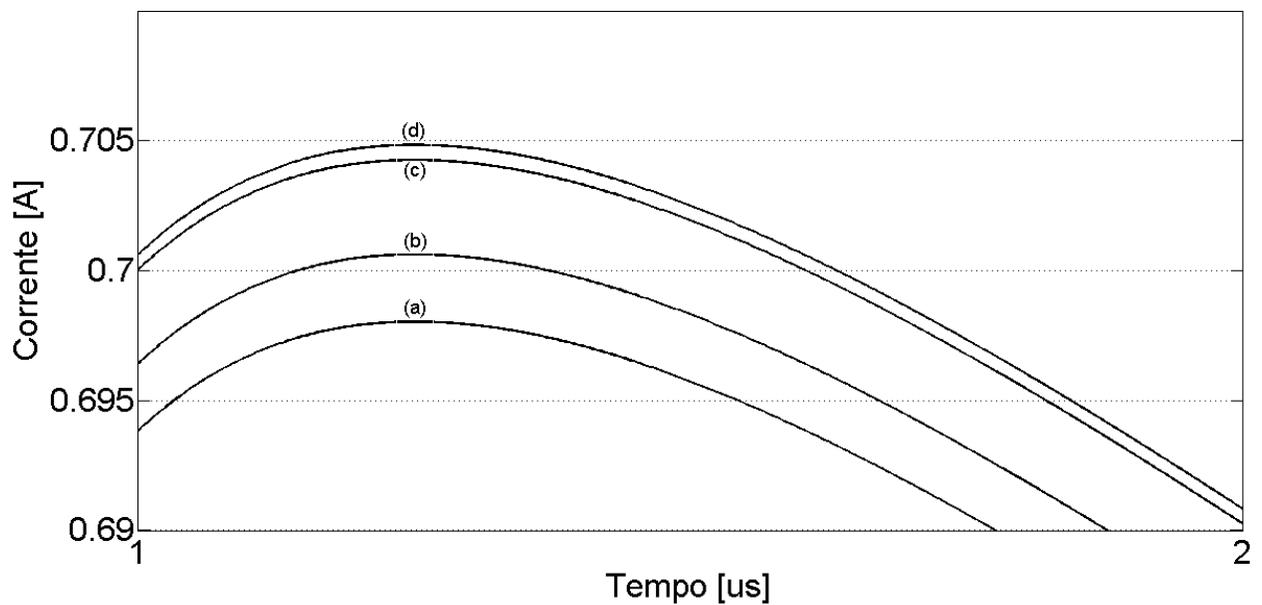


Figura 5. 32. Detalhe da comparação realizada na Figura 5. 31.

O mesmo tipo de comparação realizado na Figura 5.30. é novamente feito para as quatro resistividades de solo analisadas. A Figura 5.33. mostra as curvas para o solo considerado pobre de acordo com a Tabela 5.2.

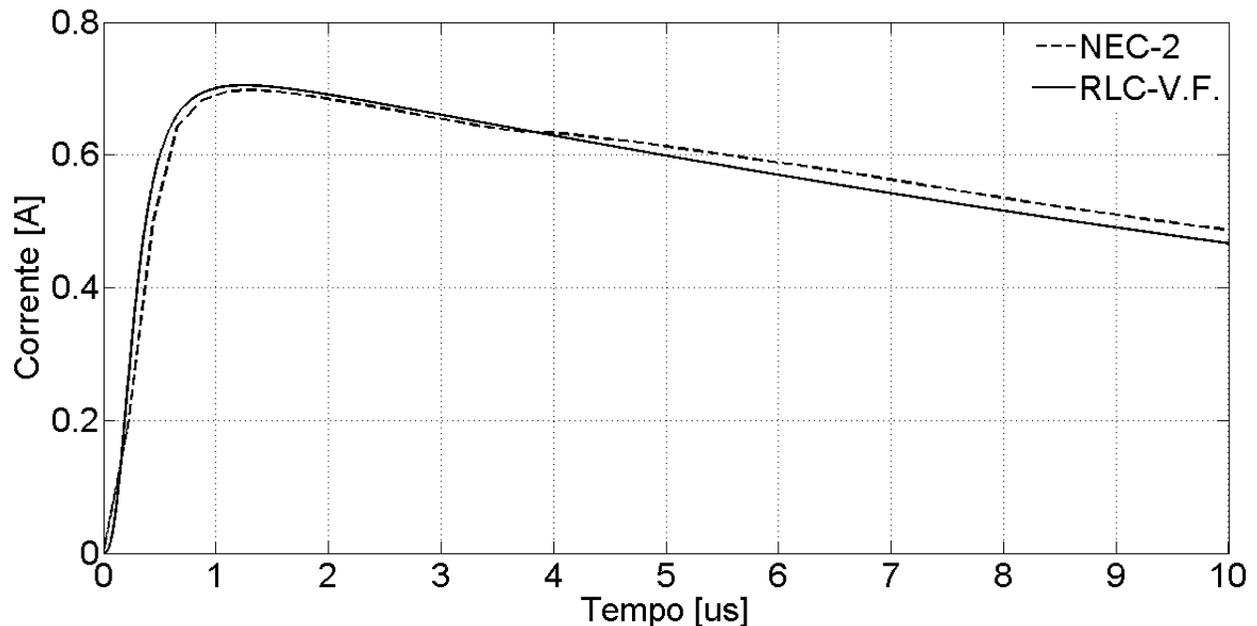


Figura 5.33. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo (a).

Pode-se notar pela observação da Figura 5.33. que para o tipo de solo (a) a curva que representa o código computacional NEC-2 apresenta um valor de pico um pouco abaixo da representação por funções racionais. É possível observar que a curva dada pelo circuito RLC possui boa correspondência mesmo quando se considera um solo real no sistema.

A Figura 5.34. apresenta as curvas de corrente para o solo considerado moderado pelo NEC-2. Nota-se que para essa configuração de solo a curva que representa o circuito RLC dado pelo método *vector fitting* consegue aproximar de forma bastante próxima o comportamento dado pela corrente utilizando o código NEC-2 e a transformada de Fourier.

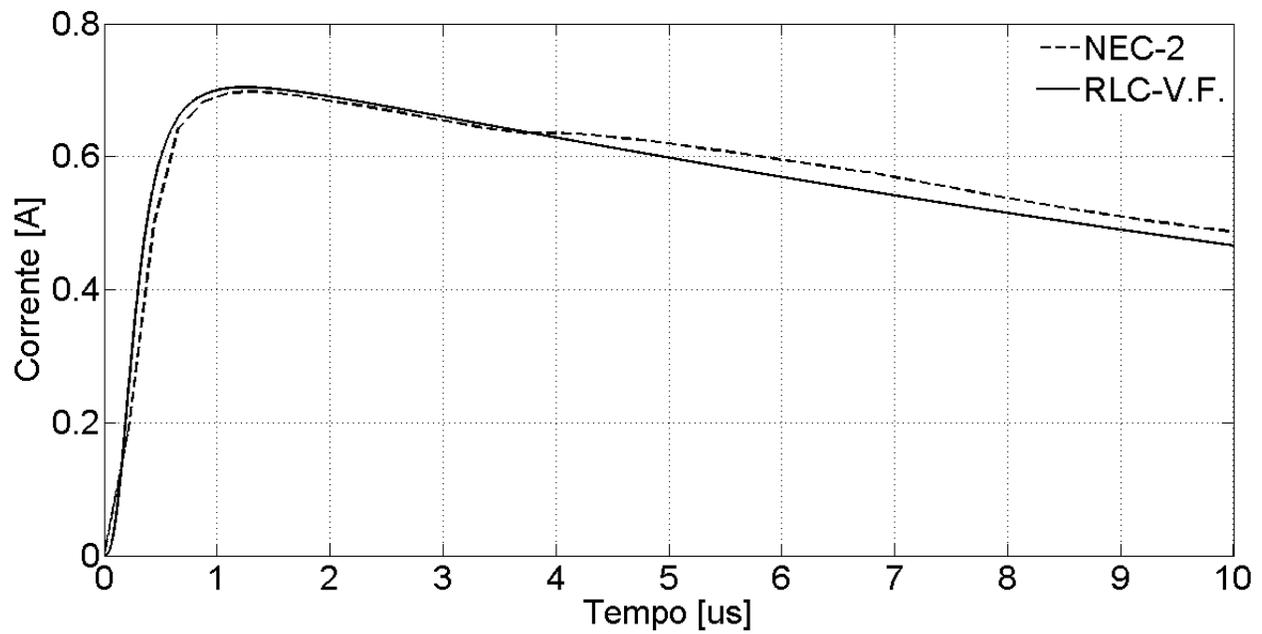


Figura 5.34. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo (b).

A seguir a Figura 5.35. mostra o comportamento das correntes para o tipo de solo considerado médio pelo código NEC-2.

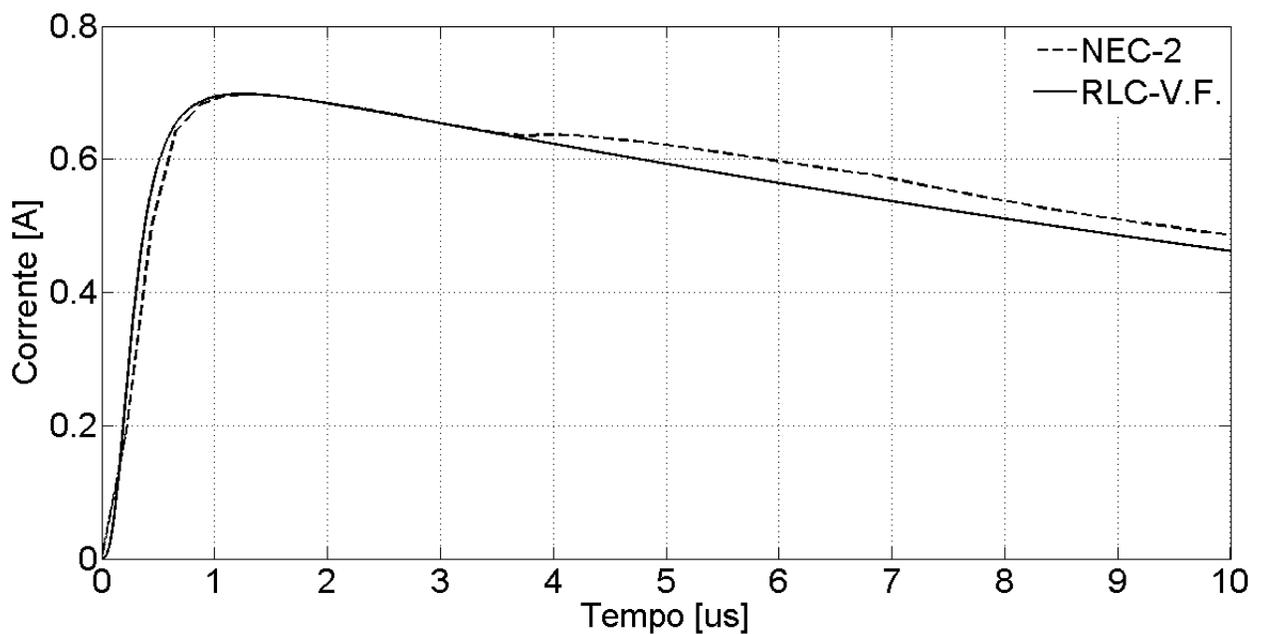


Figura 5.35. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo (c).

Pela observação da Figura 5.35. é possível perceber que o solo considerado médio se aproxima da característica do plano perfeitamente condutor utilizado nas simulações anteriores. Novamente pode-se perceber que o circuito RLC baseado nas funções racionais representa de maneira bastante próxima a resposta da torre para o surto aplicado

A Figura 5.36. mostra a resposta dos sistemas analisados para o solo considerado bom.

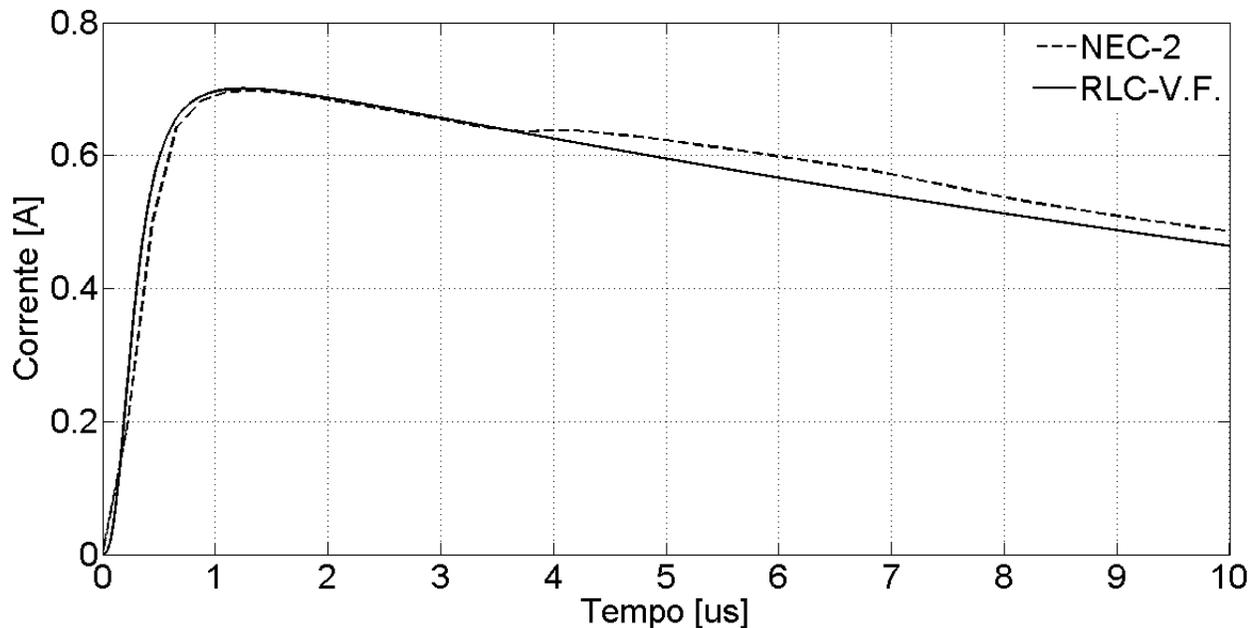


Figura 5. 36. Comparação da resposta transitória da torre utilizando NEC-2 e *vector fitting*-solo (d).

A Figura 5.36. mostra que para o solo considerado bom a técnica de *vector fitting*, que utiliza o circuito RLC, consegue reproduzir os transitórios da torre de maneira satisfatória. Pode-se notar que conforme a qualidade do solo se aproxima do plano perfeitamente condutor, a resposta do circuito RLC aproxima com maior precisão o comportamento da torre. Porém, mesmo para diferentes solos analisados o circuito se comporta de maneira fiel aos dados apresentados pelo código computacional NEC-2, mostrando que essa modelagem pode ser aplicada satisfatoriamente com a inclusão de diversas condutividades do solo.

### 5.3 Conclusão

O presente capítulo apresentou os resultados das simulações realizadas no domínio da frequência e do tempo levando em consideração duas metodologias distintas. A primeira consiste em obter os dados diretamente no domínio da frequência, e a partir desse conjunto de dados, construir a resposta no tempo pelo uso de transformadas de Fourier. A segunda consiste em calcular a impedância da torre no domínio da frequência e construir com isso uma função racional que aproxima com exatidão, suficiente para os cálculos, o comportamento da impedância. Posteriormente, utilizando as funções racionais constrói-se o circuito RLC equivalente que pode ser aplicado diretamente no domínio do tempo, sem a necessidade do uso de qualquer tipo de transformada.

Os resultados mostraram que o método de *vector fitting* aplicado à resposta transitória da torre pode ser usado uma vez que se tenha o cuidado de minimizar os erros em altas frequências, cruciais em se tratando de transitórios eletromagnéticos rápidos. Tais erros podem ser minimizados pela escolha adequada da quantidade de polos iniciais adotados no começo do método. Ademais, o método se mostrou bastante robusto para a inclusão de diferentes condutividades do solo, mantendo sempre uma boa adesão à curva calculada com o uso de transformadas de Fourier.



## Capítulo 6 Conclusão e Trabalhos Futuros

No presente trabalho foram descritos métodos de análise da resposta transitória da torre de transmissão, suas principais características e aproximações utilizadas em sua representação, tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo.

Diferentes expressões da impedância de surto no domínio do tempo, usualmente adotadas para a caracterização dos comportamentos transitórios da torre, são dependentes da forma de onda da fonte de excitação. Ademais, não há consenso na área sobre quais formas de correntes e tensões devem ser adotadas para a definição da impedância de surto da torre. Sendo a análise no domínio da frequência mais adequada para esse tipo de estudo.

Definições no domínio da frequência, como a impedância harmônica, não dependem da fonte de excitação e é função somente da geometria e das características eletromagnéticas do sistema em estudo. Sendo mais adequada para representar o comportamento transitório da torre. Entretanto, deve-se notar que o conceito de impedância harmônica não é adequado para fenômenos não lineares.

A definição da impedância de surto, ainda no domínio da frequência, pelo uso da teoria de quadripolos pode ser aplicada como alternativa. O método apresenta uma combinação entre teoria de campo e linha de transmissão. A análise é realizada em frequência variável considerando o sistema como um quadripolo, para o qual as constantes  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  são determinadas. Esses valores são então usados como quantidade terminal no sistema que representa a torre para se determinar a impedância de surto.

Já a teoria de antena pode ser usada para o cálculo preciso das tensões e correntes no sistema representativo da torre de transmissão. Pode ser utilizada também para validação e melhoria de circuitos e modelos de linha de transmissão que representem a torre em simulações de transitórios eletromagnéticos.

Utilizando a teoria de antenas, a simulação numérica através do uso do código NEC-2 tem o melhor custo-benefício e flexibilidade, por isso é o mais indicado para investigar a influência de diferentes elementos em estruturas metálicas como a inclinação do canal de descarga atmosférica e o acoplamento entre os vários condutores do sistema em análise.

A modelagem detalhada da torre é de difícil construção, a confiabilidade dos resultados calculados computacionalmente deve ser verificada por meio de comparação com outros experimentos similares. Não somente pela modelagem aproximada da torre, mas também em razão da análise numérica que usualmente requer cálculos em espectros de frequência não favoráveis.

A análise numérica do campo eletromagnético usando o código NEC-2 se mostrou bastante adequado para a investigação da resposta transitória da torre de transmissão. A utilidade do método pôde ser verificada pela boa concordância de resultados experimentais e pelos calculados a partir do método apresentado nos resultados. Embora haja algumas restrições quanto à complexidade da estrutura a ser representada no código NEC-2, ainda assim, o método se mostrou muito mais flexível que as análises clássicas de modelagem da torre pelo uso de outras metodologias citadas no estudo.

Pelo uso do método numérico, a influência dos elementos da torre nas características da resposta de surto da torre foi investigada. Elementos horizontais tem pouca influência no transitório da torre, enquanto elementos inclinados tendem a baixar a impedância de surto da estrutura analisada. Já os braços distorcem a forma de onda da tensão no topo da torre, mas se elementos inclinados estiverem presentes, as oscilações da forma de onda são amortecidas. Essa característica esta de acordo com os resultados experimentais em torres de transmissão reais.

De posse da resposta em frequência da torre de transmissão utilizando o código NEC-2 pode-se aplicar a técnica conhecida como *vector fitting* a fim de se obter o circuito elétrico equivalente que representa tal resposta em frequência. Com o uso dessa ferramenta, respostas como impedâncias e admitâncias podem ser aproximadas por funções racionais. O método tem como principais características ser preciso, eficiente, robusto e de fácil implementação, fazendo que o seu uso seja bastante disseminado para composição de circuitos baseados em resposta em frequência.

O trabalho de pesquisa apresentou os resultados das simulações realizadas no domínio da frequência e do tempo levando em consideração duas metodologias distintas. A primeira consiste em obter os dados diretamente no domínio da frequência e, a partir desse conjunto de dados, construir a resposta no tempo pelo uso de transformadas de Fourier. A segunda consiste em calcular a impedância da torre no domínio da frequência e construir com isso uma função

racional que aproxima com exatidão, suficiente para os cálculos, o comportamento da impedância. Posteriormente, utilizando as funções racionais constrói-se o circuito RLC equivalente que pode ser aplicado diretamente no domínio do tempo, sem a necessidade do uso de qualquer tipo de transformada.

Os resultados mostraram que o método de *vector fitting* aplicado à resposta transitória da torre pode ser usado uma vez que se tenha cuidado de minimizar os erros em altas frequências, cruciais no tratamento de transitórios eletromagnéticos rápidos. Tais erros podem ser minimizados pela escolha adequada da quantidade de polos iniciais adotados no começo do método. Ademais, o método se mostrou bastante robusto para a inclusão de diferentes condutividades do solo, mantendo sempre uma boa adesão a curva calculada com o uso de transformadas de Fourier.

Em vista dos aspectos apresentados é possível concluir que o modelo apresenta as seguintes vantagens:

- i. A análise pode ser feita diretamente no domínio do tempo;
- ii. Pode-se incluir o efeito do solo nas simulações no domínio do tempo;
- iii. Representação da estrutura da torre com suas características geométricas.
- iv. Incorporação do circuito da torre em análise de transitórios em linhas de transmissão diretamente no domínio do tempo.

Como sugestão para trabalhos futuros pode-se indicar alguns aspectos a serem analisados:

- Aplicação do modelo de torre por circuitos RLC na simulação de transitórios de linhas de transmissão;
- Considerar o efeito da presença da torre para diferentes modelos de linhas de transmissão existentes em simulações de transitórios eletromagnéticos rápidos;
- Investigar o comportamento de diferentes tipos de aterramento em conjunto com o modelo de torre e linha de transmissão, descritos.



## Referências Bibliográficas

- [1] Kurokawa, S. e Pissolato, J., “Parâmetros Longitudinais e Transversais de Linhas de Transmissão Calculados a partir das Correntes e Tensões de Fase” *Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, Brasil, 2003.*
- [2] Fuchs, R. D., “Transmissão de Energia Elétrica: Linha Aéreas; teoria das Linhas em Regime Permanente”, 2<sup>a</sup> edição, Editora livros Técnicos e Científicos, Rio de Janeiro, R.J., 1979.
- [3] ONS. “Operador Nacional do Sistema Elétrico”, Acessado em: 2/10/2013 no endereço: <http://www.ons.org.br/>.
- [4] Ministério do Planejamento. “Políticas de Infraestrutura”, Acessado em: 2/10/2013 no endereço: <http://www.planejamento.gov.br/>.
- [5] Hideki Motoyama and Hiroji Matsubara, “Analytical and Experimental Study on Surge Response of Transmission Tower.”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, N° 2, April 2000.
- [6] Leonid Grcev and Farhad Rachidi, “On tower impedances for transient analysis.”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 19, N° 3, July 2004.
- [7] C. A. Jordan, “Lightning Computations for Transmission Lines with Overhead Ground Wires Part II.”, *General Electric Review*, Vol. 34, pp. 180–185, 1934.

[8] R. Lundholm, R. B. Finn, Jr., and W. S. Price, "Calculation of Transmission Line Lightning Voltage by Field Concepts.", *AIEE Trans.*, pt. 111, Vol. 77, pp. 1271–1283, 1958.

[9] C. F. Wagner and A. R. Hileman, "A New Approach to Calculation of Lightning Performance of Transmission Lines (part II, III).", *AIEE Trans.*, pt. III, Vol. 78/79, pp. 996–1021/589–603, 1959/1960.

[10] A. Sargent and M. Darveniza, "Tower Surge Impedance.", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-88, pp. 680–687, 1969.

[11] G. D. Breuer, A. J. Schultz, R. H. Schломann, and W. S. Price, "Field Studies of the Surge Response of a 345-kV Transmission Tower and Ground Wire.", *AIEE Trans.*, pt. III, Vol. 77, pp. 1392–1396, 1958.

[12] R. W. Caswell, I. B. Johnson, E. F. Koncel, Jr., and N. R. Schultz, "Lightning Performance of 138-kV Twin-Circuit Transmission Lines of Commonwealth Edison Company—Operating Experience and Field Studies.", *IEEE Trans.*, pt. III, Vol. 77, pp. 1480–1491, 1958.

[13] M. Kawai, "Studies of the Surge Response on a Transmission Line Tower.", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-83, pp. 30–34, 1964.

[14] W. A. Chisholm, Y. L. Chow, and K. D. Srivastava, "Lightning Surge Response of Transmission Towers.", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-102, pp. 3232–3242, 1983.

[15] W. A. Chisholm and Y. L. Chow, "Travel Time of Transmission Towers.", *IEEE Trans.*, Vol. PAS-104, pp. 2922–2928, 1985.

- [16] T. Yamada, A. Mochizuki, J. Sawada, E. Zaima, T. Kawamura, A. Ametani, M. Ishii, and S. Kato, "Experimental Evaluation of a UHV Tower Model for Lightning Surge Analysis," *IEEE Trans., PWRD*, Vol. 10, pp. 393–402, 1995.
- [17] Y. Matsumoto, O. Sakuma, K. Shinjo, M. Saiki, T. Wakai, T. Sakai, N. Nagasaka, H. Motoyama, and M. Ishii, "Measuring of Lightning Surges on Test Transmission Line Equipped with Arresters Struck by Natural and Triggered Lightning.," *IEEE Trans., PWRD*, Vol. 11, pp. 996–1002, 1995.
- [18] H. Motoyama, K. Shinjo, Y. Matsumoto, and N. Itamoto, "Observation and Analysis of Multiphase Back Flashover on the Okushishiku Test Transmission Line caused by Winter Lightning.," *IEEE PES 1998 Winter Meeting*, 1997, PE-204-PWRD-0-12-1997.
- [19] M. Ishii and Y. Baba, "Numerical Electromagnetic Field Analysis of Tower Surge Response.," *IEEE Trans., PWRD*, Vol. 12, pp. 483–488, 1997.
- [20] M. A. Sargent and M. Darveniza, "Tower Surge Impedance.," *IEEE Transactions On Power Apparatus And Systems*, Vol. PAS-88, N°. 5, May 1969.
- [21] N. Harid, H. Griffiths, and A. Haddad, "A New Frequency-Dependent Surge Impedance Calculation Method for High-Voltage Towers.," *IEEE Transactions On Power Delivery*, Vol. 21, N°. 3, July 2006.
- [22] J. L. Bermudez, F. Rachidi, W. A. Chisholm, M. Rubinstein, W. Janischewskyj, A. M. Hussein, V. Shostak and J. S. Chang, "On the Use of Transmission Line Theory to Represent a Nonuniform Vertically-Extended Object Struck by Lightning", *Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium*, Vol. 2, pp. 501-504, 2003.

- [23] M. Ishii, T. Kawamura, T. Kouno, E. Ohsaki, K. Murotani and T. Higuchi, "Multistory Transmission Tower Model for Lightning Surge Analysis.", *IEEE Trans.*, PWRD, Vol. 6, pp. 1327-1335, July 1991.
- [24] G. J. Burke *et al.*, "Numerical Electromagnetic Code (NEC).", Technical Document 116, *Naval Ocean systems Center*, San Diego (1980).
- [25] E. Arvas and L. Sevgi, "A Tutorial on the Method of Moments.", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 54, N<sup>o</sup>. 3, June 2012.
- [26] T. Hara, O. Yamamoto, M. Hayashi and C. Uenosono, "Empirical formulas of surge impedance for single and multiple vertical cylinder.", *Trans. of IEE of Japan*, vol. 110-B, no. 2, pp.129-137 (in Japanese), Feb. 1990.
- [27] Y. Baba and M. Ishii, "Numerical electromagnetic field analysis on measuring methods of tower surge impedance.", *IEEE Transactions on power Delivery*, Vol. 14, N<sup>o</sup>. 2, April 1999.
- [28] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by Vector Fitting.", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 14, N<sup>o</sup>. 3, pp. 1052-1061, July 1999.
- [29] B. Gustavsen, "Improving the pole relocating properties of vector fitting.", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 21, N<sup>o</sup>. 3, pp. 1587-1592, July 2006.
- [30] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, and D. De Zutter, "Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method.", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 18, N<sup>o</sup>. 6, pp. 383-385, June 2008.