

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA  
PRÓ-REITORIA PARA ASSUNTOS DO INTERIOR  
CENTRO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DIVISOR DE POTENCIAL RESISTIVO PARA TENSÃO DE  
IMPULSO ATÉ 1 MV

ANTONIO FAUSTINO CAVALCANTI NETO

CAMPINA GRANDE - PB

MARCO - 1983



ANTONIO FAUSTINO CAVALCANTI NETO

DIVISOR DE POTENCIAL RESISTIVO PARA TENSÃO DE  
IMPULSO ATÉ 1 MV

Dissertação apresentada ao Curso  
de Mestrado em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal da Paraíba,  
em cumprimento às exigências  
para obtenção do grau de  
Mestre

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO : ALTA-TENSÃO

ORIENTADOR : SREERAMULU RAGHURAM NAIDU

CAMPINA GRANDE - PB

MARÇO - 1983



C376d Cavalcanti Neto, Antonio Faustino.  
Divisor de potencial resistivo para tensão de impulso até 1 mv / Antonio Faustino Cavalcanti Neto. - Campina Grande, 1983.  
92 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 1983.  
"Orientação : Prof. Dr. Sreeramulu Raghuram Naidu".  
Referências.

1. Alta Voltagem. 2. Tensão Elétrica. 3. Potencial Resistivo - Divisor. 4. Engenharia Elétrica - Dissertação. I. Naidu, Sreeramulu Raghuram. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.3.027.3(043)

DIVISOR DE POTENCIAL RESISTIVO PARA TENSÃO DE  
IMPULSO ATÉ 1 MV

ANTONIO FAUSTINO CAVALCANTI NETO

DISSERTAÇÃO APROVADA EM: 18 DE MARÇO DE 1983

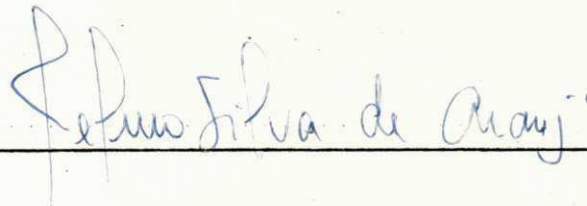


SREERAMULU RAGHURAM NAIDU

Orientador



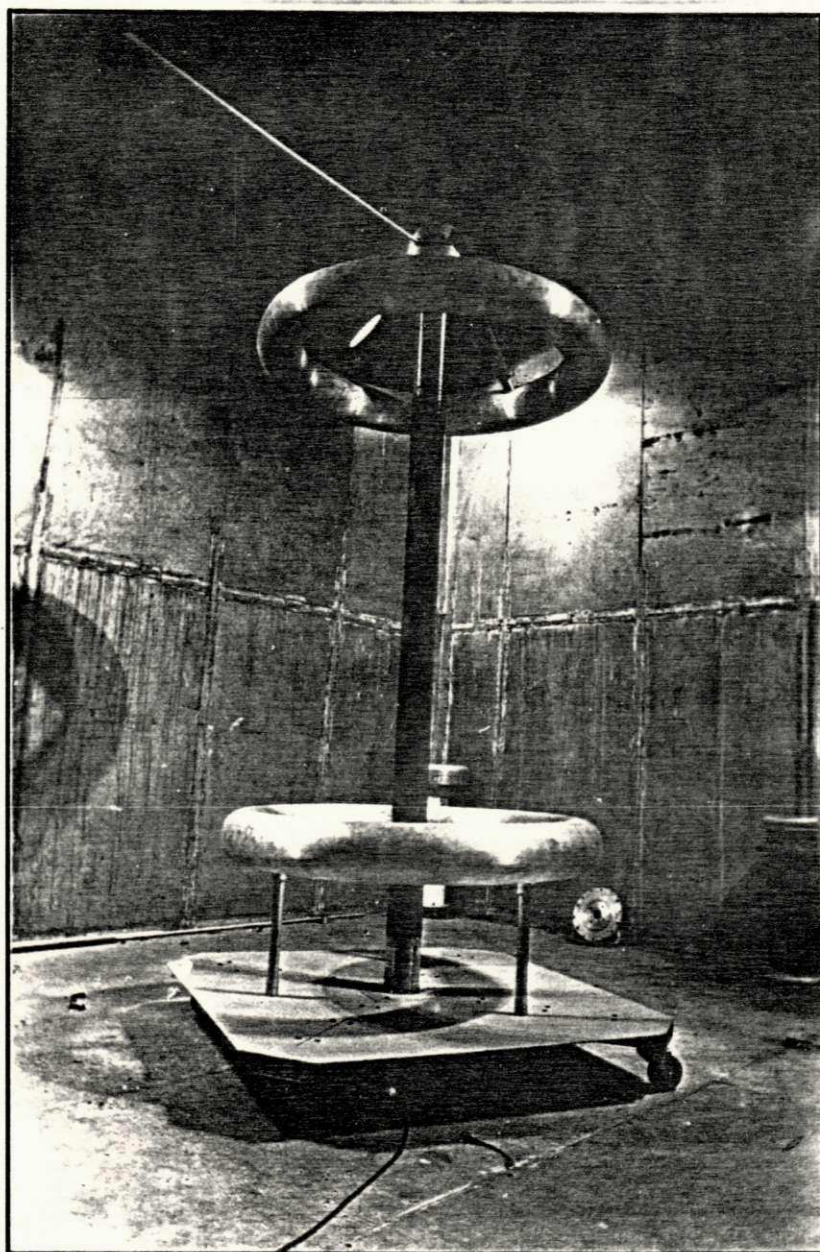
Examinador



Examinador

CAMPINA GRANDE - PB

MARÇO - 1983



Divisor de potencial resistivo

## R E S U M O

Neste trabalho se descreve as formas construtivas das diversas partes de um divisor de potencial resistivo e os critérios adotados para a determinação de seus parâmetros. Alguns problemas relativos à medição e interferências de tensões de impulso são abordados bem como os fundamentos da resposta ao degrau unitário. É proposta uma nova técnica para modelagem das capacitâncias parasitas de um divisor baseado no cálculo do campo eletrostático ao longo da coluna resistiva. Essa técnica foi aplicada e as respostas ao degrau unitário calculados coincidiram com os valores medidos sobre o protótipo construído no Laboratório. Foi recomendado para estudos posteriores, a otimização da forma e localização dos eletrodos de blindagem de modo a se obter uma ótima resposta ao degrau.

## AGRADECIMENTOS

Ao Professor S. R. Naidu, Ph.D. Centro de Ciências e Tecnologia da UFPb, pela paciente e inestimável orientação deste trabalho, os meus agradecimentos, e o que é mais, pela sua exemplar dedicação ao trabalho honesto e amor à verdade, o meu profundo reconhecimento.

Aos Professores K. D. Srivastava, Ph.D. Universidade de Waterloo e Dr. Ing. H. Boecker, Diretor do Institut für Energieübertragung und Hochspannungstechnik, da Universidade de Stuttgart, pelos incansáveis incentivos e imensa compreensão, os meus agradecimentos.

Ao Canadian International Development Agency - CIDA, pela ajuda em materiais, equipamentos e literatura técnica, sem os quais não teria sido possível a elaboração deste trabalho, os meus agradecimentos.

Ao Conselho Nacional de Pesquisa - CNPq, que através do PROC.40.2281/82 forneceu parte dos

recursos utilizados nos trabalhos experimentais, os meus agradecimentos.

Aos colegas do Grupo de Alta-Tensão, que gentilmente assumiram todos os meus encargos didáticos e administrativos, para que pudesse terminar em tempo hábil este trabalho, os meus agradecimentos.

Aos funcionários do CCT que direta e indiretamente participaram dos trabalhos relacionados com esta tese, os meus agradecimentos.



## ÍNDICE

CAPÍTULO I	- INTRODUÇÃO. . . . .	1
CAPÍTULO II	- MEDIÇÃO DE TENSÃO DE IMPULSO. . . . .	4
	Ondas padronizadas de impulso atmosférico . . . . .	5
	Problemas na medição de impulso . . . . .	11
	Interferências no sistema de medição. . . . .	12
	Fundamentos da resposta ao degrau unitário. . . . .	13
CAPÍTULO III	- ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO DIVISOR . . . . .	18
	Base móvel . . . . .	20
	Coluna resistiva . . . . .	20
	Eletrodos de blindagem . . . . .	29
CAPÍTULO IV	- MEDIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DO DIVISOR . . . . .	35
	Medição dos parâmetros do divisor . . . . .	35
	Resposta ao impulso degrau . . . . .	38
CAPÍTULO V	- MODELAGEM DO DIVISOR RESISTIVO . . . . .	48
	Circuitos Equivalentes Empíricos . . . . .	49
	Qualidade dos Circuitos Equivalentes . . . . .	51
	Determinação das capacitâncias parasitas. . . . .	53
	Modelagem das capacitâncias parasitas. . . . .	57
	Técnica de modelagem com os eletrodos flu- tuando . . . . .	59

Verificação do modelo . . . . .	62
Resultados e discussão . . . . .	63
V - CONCLUSÃO . . . . .	80
ANEXO - A técnica de simulação de cargas . . . . .	82
BIBLIOGRAFIA . . . . .	91

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO .

O divisor de potencial resistivo é um dispositivo de fundamental importância na medição de tensão de impulso de elevada magnitude. Além de cumprir a função básica de reduzir os níveis das tensões de impulso a valores considerados de segurança para o pessoal e instrumentos de medições, ele deve cumprir a difícil tarefa de transmitir, com a máxima fidelidade possível, a amplitude e a forma de onda que se desenvolve entre os terminais de alta-tensão e terra do objeto de ensaio. O divisor de potencial, seja qual for o tipo, é formado por um ramo de alta impedância em série com um ramo de baixa impedância. Em derivação com o ramo de baixa impedância está ligado o osciloscópio através de um cabo coaxial de alta fre-

qüência. A natureza da impedância caracteriza o tipo do divisor. Atualmente estão em uso três tipos básicos de divisores: divisor resistivo, divisor capacitivo e divisor misto. Em todos eles, a indutância residual dos elementos que o constituem devem ser reduzidas ao menor valor possível, a fim de evitar oscilações indesejadas na resposta do sistema. Este trabalho tratará especificamente do divisor de potencial resistivo, por ser relativamente mais simples, utilizar materiais e componentes de fácil aquisição e conseqüentemente de custos mais baixos, sem contudo ser inferior aos demais em desempenho e qualidade da resposta. A grande experiência acumulada até hoje, sobre o desenvolvimento de divisores de potencial, tem revelado que apesar dos bons projetos existentes, estes se fundamentam em estimativas empíricas relativas à distribuição das capacitâncias de dispersão do divisor resistivo.

Uma nova técnica de modelagem da capacitância de dispersão de um divisor resistivo, baseado no cálculo do campo eletrostático do divisor, é desenvolvido e apresentado no Capítulo V. Isto se justifica pelo fato de que a distribuição do campo elétrico inicial, produzido quando se aplica uma tensão degrau ao divisor é determinada somente pelas capacitâncias de dispersão, pois nos primeiros instantes nenhuma carga se desloca através dos elementos resistivos da coluna. Através dessa modelagem foram obtidas as respostas ao degrau unitário do divisor resistivo com e sem os eletrodos de blindagem.

No Capítulo II são apresentados alguns problemas re-

lativos à medição de impulsos rápidos e as interferências mais comuns a que estão sujeitos os sistemas de medição, seguindo-se um resumo das principais características das ondas de impulso atmosférico padronizadas bem como os fundamentos da resposta ao degrau unitário.

As informações relativas à construção do divisor, tais como: dimensões, materiais empregados, detalhes de peças, método de fabricação etc. se encontram no Capítulo III.

No Capítulo IV são apresentados os resultados das medidas feitas no divisor para determinação dos seus parâmetros: resistência, indutância e capacitância, seguindo-se uma análise das respostas ao impulso degrau feitas sobre várias configurações do divisor, com e sem os eletrodos de blindagem.

Finalmente, no Capítulo VI são comparados os resultados das respostas ao degrau unitário do protótipo com o do modelo desenvolvido no Capítulo V e tiradas as conclusões e recomendações para novas pesquisas neste setor.

## CAPÍTULO II

### MEDIÇÃO DE TENSÃO DE IMPULSO

#### Introdução:

Os equipamentos de potência, de um modo geral, estão sujeitos a sobretensões de origem atmosférica, às quais exigem do isolamento esforços consideráveis. A fim de comprovar o bom desempenho do projeto e a qualidade do material isolante desses equipamentos, os protótipos são submetidos a ensaios de tipo, dentre os quais se destacam os ensaios de tensão de impulso atmosférico pleno e cortado. Estes ensaios são realizados em laboratórios de alta-tensão onde são utilizados equipamentos especialmente projetados para essa finalidade. Uma unidade completa de tensão de impulso é constituída

da das seguintes partes: gerador de impulso, condutor de alta-tensão, objeto de ensaio, divisor de potencial, osciloscópio, cabo coaxial e circuitos de retorno de terra. O sistema de medição compreende todos os componentes à direita dos pontos A-B da Fig. 2.1.

## 2.1. - ONDAS PADRONIZADAS DE IMPULSO ATMOSFÉRICO

Os geradores de tensão de impulso são dispositivos projetados para produzirem ondas de tensão elevada de curta duração, geralmente normalizadas. Dentre estas ondas se destacam: a onda de impulso atmosférico pleno, impulso atmosférico cortado e de impulso com elevação linear cortado na frente<sup>(1)</sup>. Justamente por serem ondas rápidas, oferecem maiores problemas para a medição. Geralmente, para que o resultado de uma medição seja aceito, são estabelecidos a priori, os limites de erros e tolerâncias.

### 2.1.1. - Impulso atmosférico pleno (Fig. 2.2)

Esta onda é definida pelo tempo virtual de frente  $T_1$  igual a  $1,2\mu s$ , pelo tempo virtual até à metade do valor de crista  $T_2$  igual a  $50\mu s$  e pelo valor de crista  $V_p$  que é valor máximo da onda. Para esta onda os limites para a tolerância, erro e tempo de resposta são os seguintes:

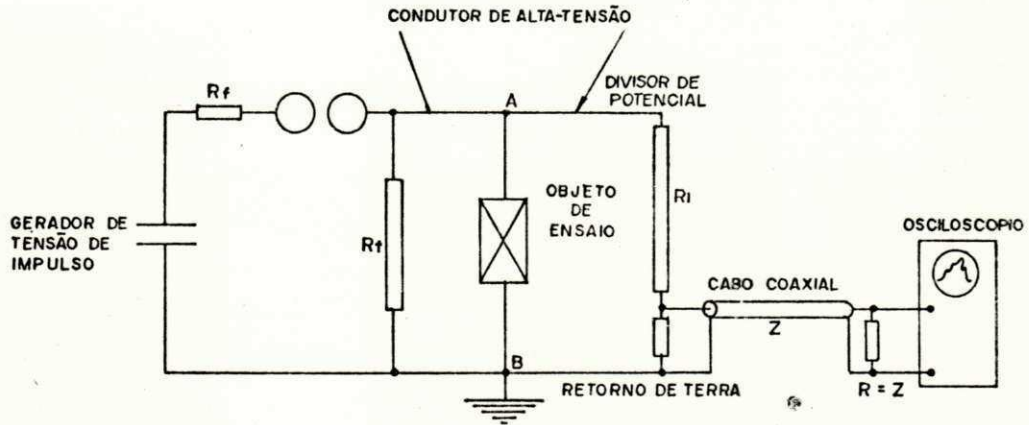


FIG. 2.1 — CIRCUITO DE ENSAIO DE TENSÃO DE IMPULSO

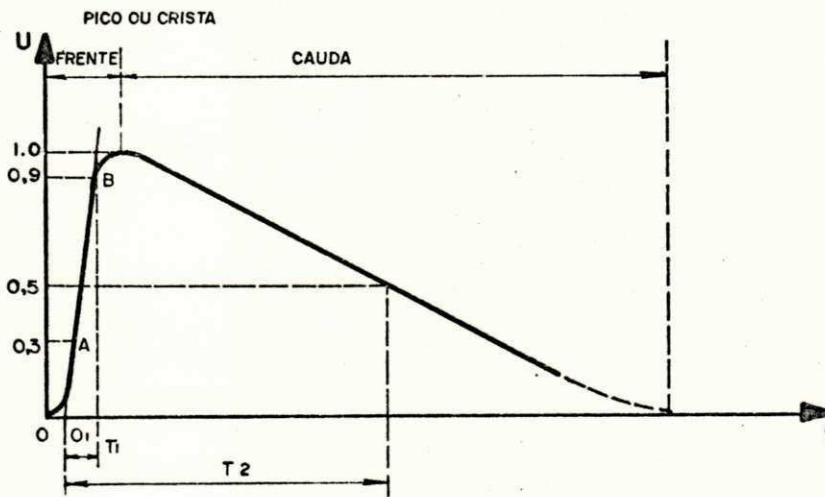


FIG. 2.2 — ONDA DE TENSÃO DE IMPULSO PLENO



	Tolerância	Erro	Tempo de resposta
Valor de crista	$\leq \pm 3\%$	$\leq \pm 3\%$	$\pm 0,2\mu s$
Tempo de frente	$\leq \pm 30\%$	$\leq \pm 10\%$	
Tempo de cauda	$\leq \pm 20\%$	$\leq \pm 10\%$	

As tolerâncias constituem as diferenças permitidas entre valores especificados e aqueles efetivamente obtidos por medições, enquanto que os erros de medição são a diferença entre os valores reais e os medidos. Tempo de resposta de um divisor é o intervalo de tempo pelo qual a saída do divisor atrasa em relação à entrada, quando a entrada é uma tensão linearmente ascendente.

#### 2.1.2. - Impulso atmosférico cortado

Quando o corte se der entre  $2\mu s$  e  $5\mu s$  por um centelhador externo (Fig. 2.3) a onda é caracterizada pelo tempo virtual de frente  $T_1$ , tempo virtual até o corte  $T_c$ , tensão de crista  $V_p$  e tensão no instante de corte  $V_c$ . É também conhecida como onda cortada na cauda. Quando o corte se der na frente (Fig. 2.4) a onda é caracterizada pelo tempo virtual até o corte  $T_c$  e pela tensão de crista  $V_p$ . Os limites dos erros e tempo de resposta admissíveis para o impulso atmosférico cortado são:

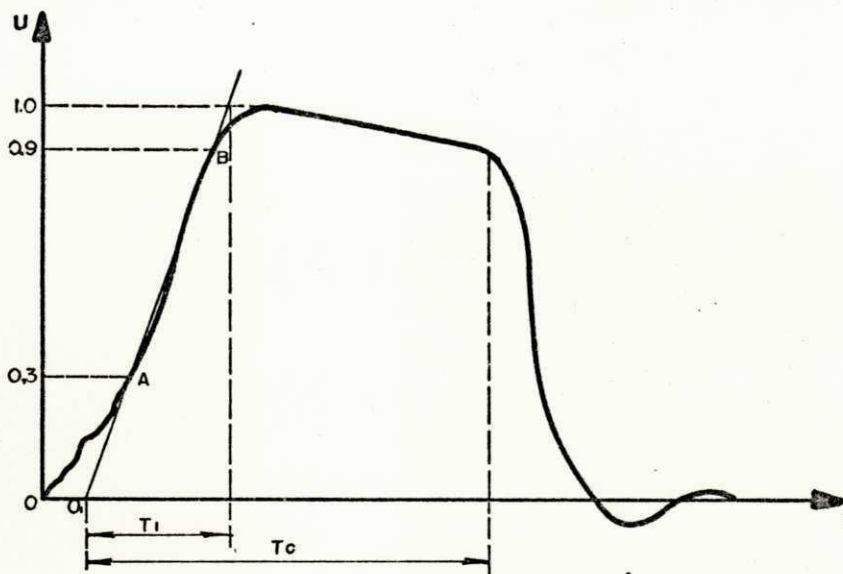


FIG. 2.3 — IMPULSO ATMOSFÉRICO CORTADO NA CAUDA

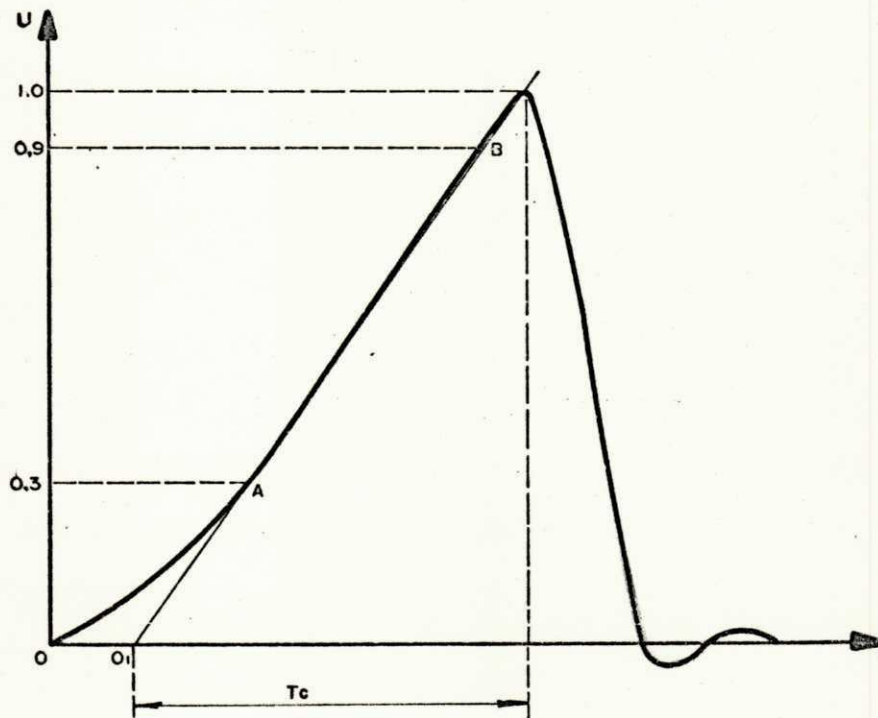


FIG. 2.4 — IMPULSO ATMOSFÉRICO CORTADO NA FRENTE

	Erro	Tempo de resposta
Valor de crista	$\leq \pm 3\%$	$\leq 0,2 \text{ s}$
Tempo de frente	$\leq \pm 10\%$	
Tempo de corte	$\leq \pm 10\%$	

### 2.1.3. - Impulso com elevação linear, cortado na frente

Para definir esse impulso (Fig. 2.5) traça-se uma reta que melhor se ajuste à frente do impulso entre os valores de 50% e 90% da tensão no instante do corte; essa reta intercepta as retas correspondentes às amplitudes de 50% e 90% nos pontos E e F respectivamente. O impulso é definido pela tensão no instante de corte  $V_c$ , pelo tempo de elevação  $T_r$  que é o intervalo de tempo entre E e F multiplicado por 2,5; pela inclinação virtual S que é a inclinação da reta E-F normalmente expressa em KV/ $\mu$ s. O impulso é considerado linear se a frente, desde a amplitude de 50% até o instante de corte, está inteiramente entre duas retas paralelas à reta E-F, mas deslocada da mesma no tempo por  $0,05T_r$ .

	Erro	Tempo de resposta
Valor de crista	$T_c \leq 2\mu\text{s} \leq 3\%$	$T_r \leq 0,05T_e$
quando:	$0,5\mu\text{s} \leq T_c \leq 2\mu\text{s} \leq 5\%$	
Tempo de elevação $T_e$		$\leq 10\%$

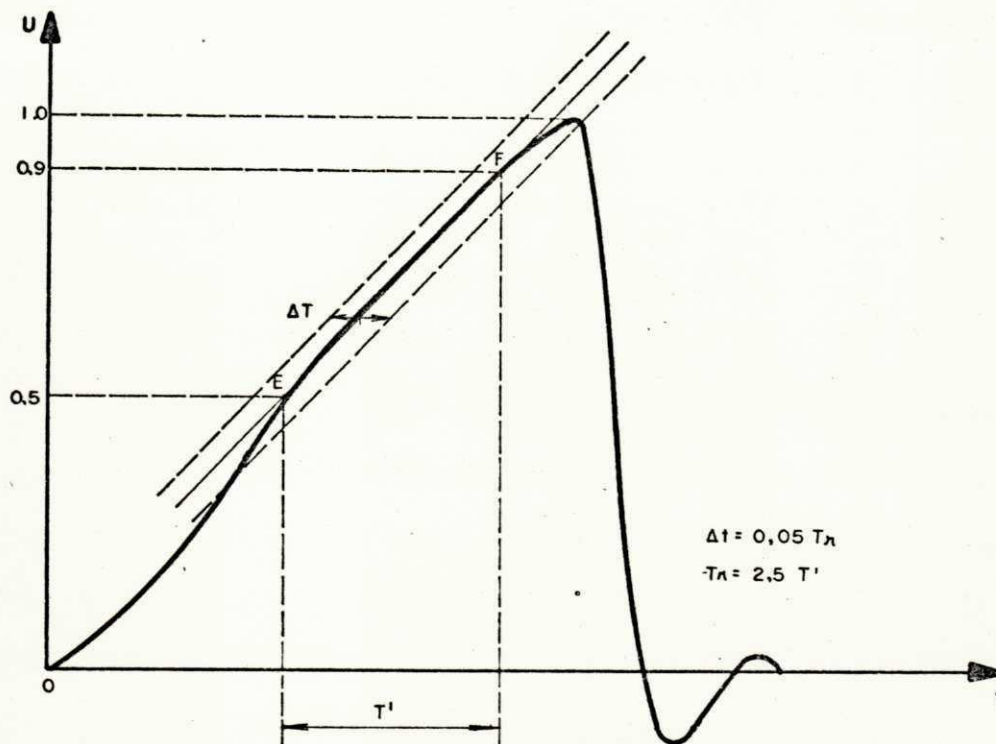


FIG. 2.5 — IMPULSO COM ELEVAÇÃO LINEAR CORTADO NA FRENTE

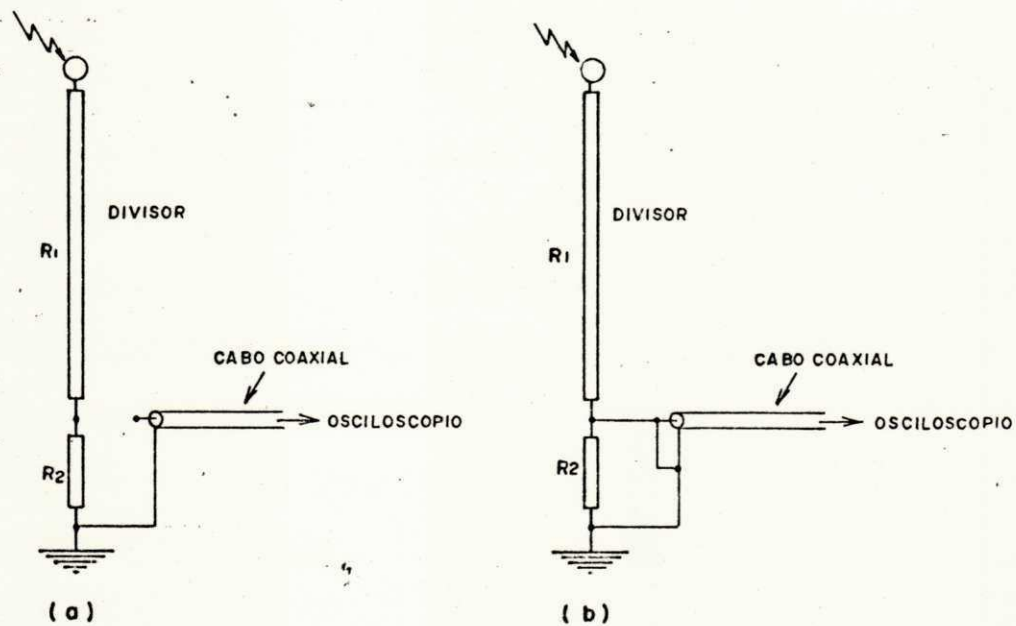


FIG. 2.6 — VERIFICAÇÃO DE INTERFERÊNCIAS ELETROMAGNÉTICAS

## 2.2. - PROBLEMAS NA MEDIÇÃO DE IMPULSO

Os problemas que surgem num sistema de medição de tensão de impulso são múltiplos e variados, destacando-se entre eles os seguintes:

- a) - A impedância de surto do gerador é normalmente diferente da impedância do divisor de potencial, que por sua vez difere da impedância característica do condutor de interligação entre o gerador e divisor. Durante a transmissão de um impulso ocorrerá oscilações e reflexões da onda, a qual provocará erros na medição. Estas oscilações geralmente são atenuadas intercalando-se um resistor de amortecimento no circuito entre o objeto de ensaio e o divisor.
- b) - No desenvolvimento teórico do divisor é admitido a linearidade dos diversos elementos do circuito. Entretanto, isto nem se-pre ocorre, pois fenômenos dependentes da tensão, como o efeito corona e descargas parciais resultam num comportamento não linear do divisor. De maneira semelhante atua o efeito térmico sobre as resistências. Também os fenômenos dependentes da frequência, como o efeito pelicular, conduzem a um comportamento não linear das resistências e indutâncias. Estes efeitos são minimizados pela seleção de materiais de baixo coeficiente de temperatura, e por uma hábil disposição dos componentes de alta-tensão que poderá assegurar a inexistência de descargas corona até o limite da tensão de utilização do divisor.

### 2.3. - INTERFERÊNCIAS NO SISTEMA DE MEDIÇÃO

É oportuno relembrar aqui alguns cuidados que se devem ter ao medir impulsos muito rápidos. Quando o registro de um sinal apresenta pronunciada distorção ou oscilações superpostas, isto talvez possa ser o resultado de interferências originadas de três maneiras diferentes<sup>(2)</sup>:

- a) Os fortes campos eletromagnéticos que têm origem durante a aplicação de impulsos, penetram no interior do osciloscópio induzindo diretamente ruídos indesejáveis. Evita-se esse problema instalando o osciloscópio no interior de uma caixa ou sala blindada devidamente aterrada.
- b) A interferência é conduzida ao osciloscópio através da rede de alimentação. Instalando-se filtros convencionais blindados na entrada de energia do osciloscópio, esse tipo de interferência será eliminado.
- c) O aterramento múltiplo do circuito de medição dá origem à formação de correntes de malha nas blindagens dos cabos, às quais induzem ruídos no sinal transmitido através da impedância de acoplamento. Esse tipo de interferência é evitado aterrando-se o sistema de medição em um único ponto.

Para verificar se as distorções ou oscilações superpostas a um sinal são devidas à interferências eletromagnéticas ou não, são sugeridos os seguintes procedimentos:

Primeiro: Desliga-se o condutor interno do cabo coaxial do

divisor de potencial, ficando a entrada desse cabo em aberto. Aplicando um impulso ao divisor, nenhuma deflexão deverá ser observada na tela do osciloscópio, se o sistema for livre de interferências (Fig. 2.6a).

Segundo: Liga-se o condutor interno do cabo coaxial à blindagem, ficando a entrada desse cabo em curto-circuito. Aplicando-se um impulso ao divisor, nenhuma deflexão deverá ser observada na tela do osciloscópio se o sistema for livre de interferências (Fig. 2.6b).

#### 2.4. - FUNDAMENTOS DA RESPOSTA AO DEGRAU UNITÁRIO

Como todos os problemas que afetam a medição atuam simultaneamente, foi adotada uma certa forma de resposta generalizada do circuito de medição para avaliar, de uma maneira global, a precisão da medição de um impulso. O tipo de resposta recomendado pelas normas é a da resposta ao degrau unitário<sup>(4)</sup>. Esta resposta é usada para obtenção de certos parâmetros da resposta real, os quais são úteis para determinar a precisão de uma medição. Quando são conhecidas a resposta ao degrau unitário e a forma do impulso aplicado a um sistema de medição, é sempre possível deduzir a forma do impulso registrado e assim chegar a uma conclusão no que diz respeito à magnitude dos erros de medição<sup>(3)</sup>. No caso prático, a resposta de um determinado impulso é conhecida, e é necessário obter a relação entre a resposta e o impulso

aplicado.

Seja  $g(t)$  a resposta normalizada ao degrau de um certo sistema de medição<sup>(5)</sup>. A resposta desse mesmo sistema a um impulso linearmente ascendente de forma  $U(t) = S.t$  será uma resposta normalizada  $U_o(t)$  dada por

$$U_o(t) = \int_0^t S.g(t)dt = S \int_0^t g(t)dt$$

Como o tempo de resposta  $T$  de um divisor é a diferença algébrica entre a integral da função degrau unitária e a integral da resposta do divisor ao degrau unitário (Fig. 2.7) pode-se definir uma função transitória do tempo de resposta dada por

$$T(t) = \int_0^t |1-g(t)| dt \quad \text{tal que} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} T(t) = T$$

$$T(t) = t - \int_0^t g(t) dt \quad \text{ou} \quad S.T(t) = S.t - S \int_0^t g(t)dt$$

$$S.T(t) = S.t - U_o(t) \quad U_o(t) = S.t - S.T(t)$$

$$U_o(t) = S. |t - T(t)| = U_{|t-T(t)|} \quad (1)$$

Assim, a resposta do sistema de medição a um impulso linear é também uma função linear de mesma taxa de varia-



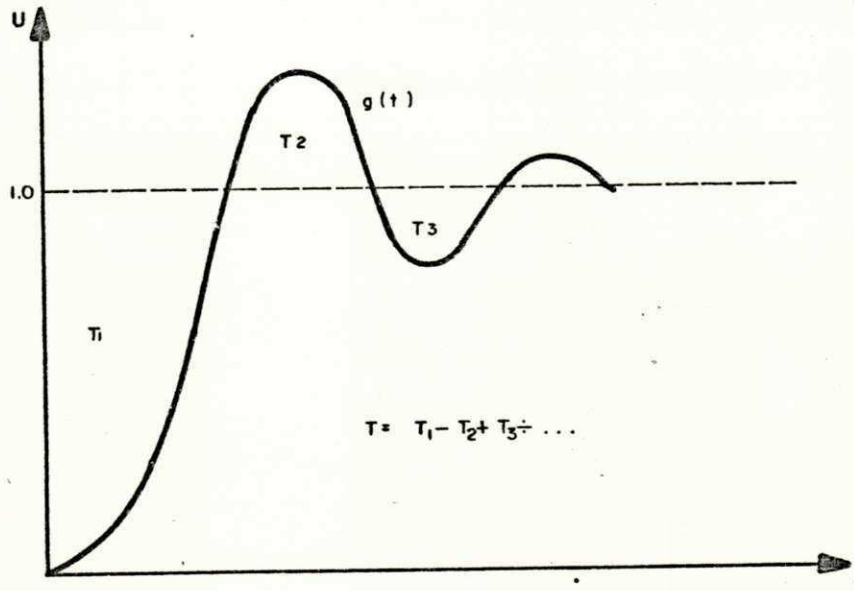


FIG. 2.7 — FUNÇÃO DEGRAU UNITÁRIO E UMA RESPOSTA

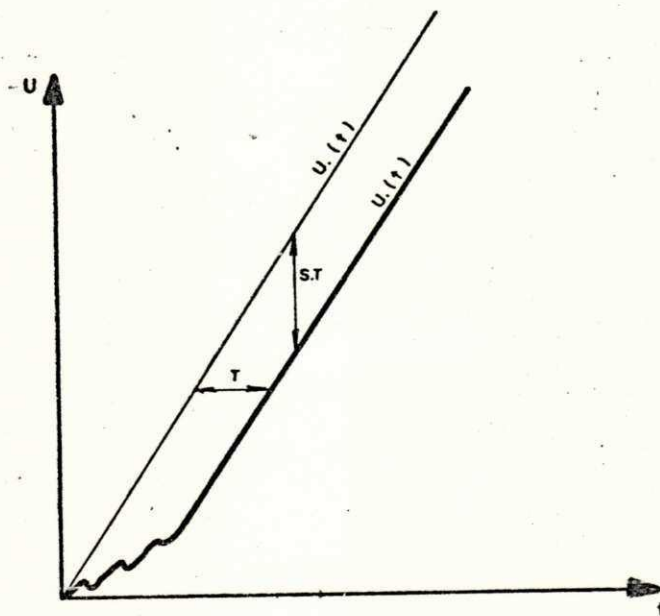


FIG. 2.8 — IMPULSO DE ELEVAÇÃO LINEAR E ERROS

ção (inclinação) porém atrasada de  $T(t)$ . Decorrido certo tempo necessário para a resposta se estabilizar, esse atraso se mantém constante e igual ao tempo de resposta do sistema (Fig.2.8).

Da equação (1) se deduz

$$U_0(t) = S.t - S.T(t) = U(t) - S.T(t)$$

$$U(t) = U_0(t) + S.T(t)$$

Portanto, o erro na magnitude da tensão medida é também função do tempo de resposta, e quanto mais íngreme (inclinada) for a onda maior será o erro. Os parâmetros da resposta ao degrau unitário, são utilizados para avaliação da precisão de uma medição. Entretanto, os erros permitidos para essa medição, estão sendo contestados, especialmente ao que se refere ao tempo de frente das ondas de impulso atmosférico (6,7).

O tempo de resposta do protótipo do divisor resistivo construído em laboratório resultou muito negativa, devido principalmente à elevada constante de tempo do resistor de baixa-tensão em comparação com o de alta-tensão e provavelmente também devido à utilização de toróides de dimensões maiores do que o necessário, contudo isto não implicou em grandes preocupações no momento porque o principal

objetivo deste trabalho diz respeito ao desenvolvimento de um modelo generalizado de um divisor de potencial resistivo, cujas características de resposta ao degrau unitário seja semelhante ao do protótipo construído. Depois que este modelo for estabelecido, este trabalho poderá ser prosseguido no sentido de desenvolver uma técnica para otimizá-lo. Este trabalho constitui também um primeiro passo na tentativa de se conseguir um método para projetar um divisor resistivo com resposta ao degrau unitário pré-estabelecido, uma vez que, até o presente momento não existe um modelo que inclua os principais efeitos parasíticos inerentes a todo sistema de medição.

## CAPÍTULO III

### ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO DIVISOR

#### Introdução

Neste capítulo se descreve com detalhe as formas construtivas das diversas partes do divisor resistivo, os cuidados que se devem ter durante a construção, os materiais e peças utilizadas e os critérios adotados para a determinação dos parâmetros. A Fig. 3.1 mostra, em escala, um divisor de potencial resistivo com todas as suas partes componentes: Base com mobilidade através de rodízios, coluna resistiva, eletrodos de blindagem superior e inferior constituído de toróides de alumínio, terminal de baixa-tensão, terminal de alta-tensão, condutor de alta-tensão e cabo coaxial de baixa-ten

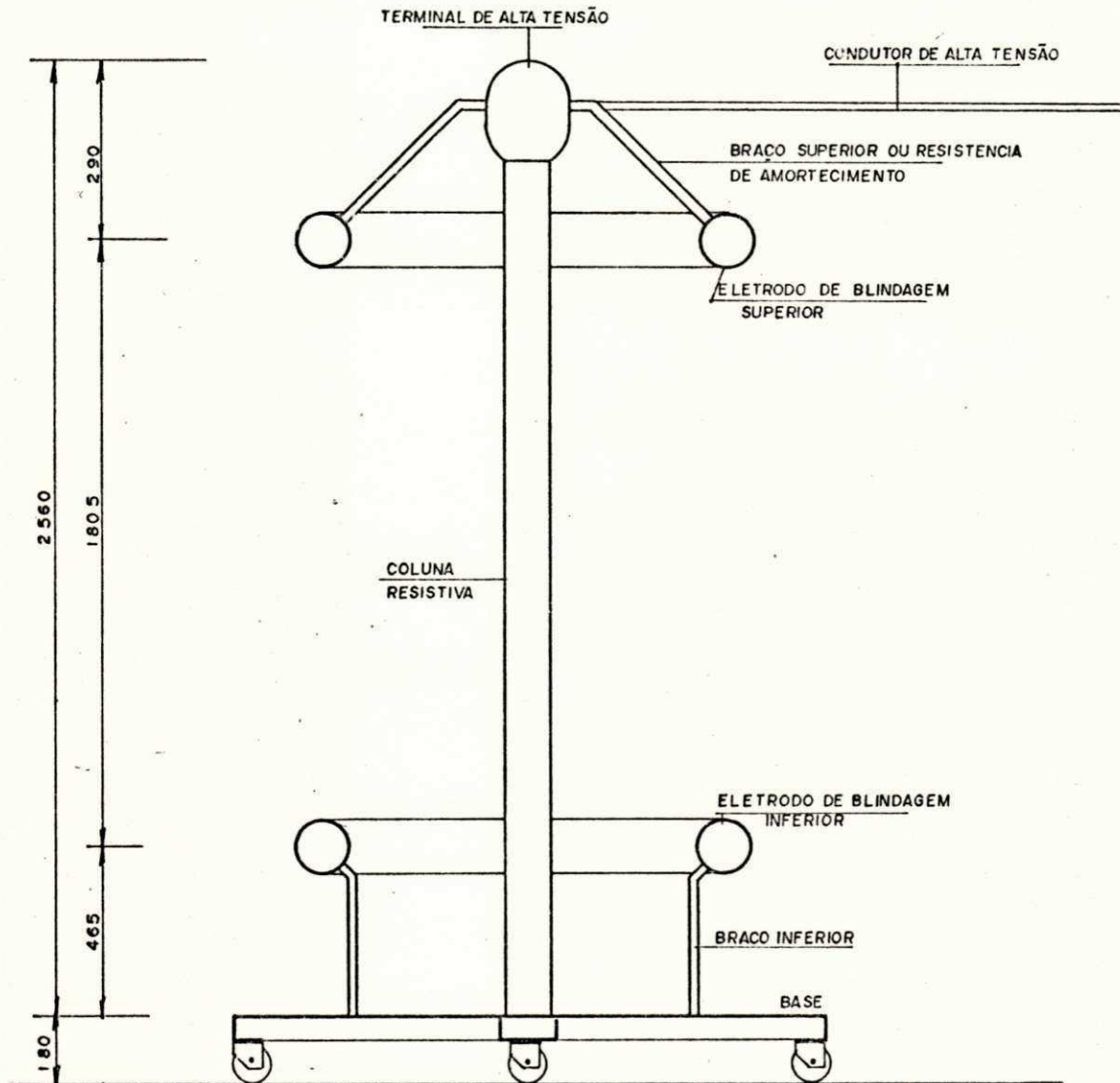


FIG. 3.1 — DIVISOR DE POTENCIAL RESISTIVO

são para altas frequências.

### 3.1. - BASE MÓVEL

A finalidade da base do divisor é servir de suporte para a coluna resistiva e os eletrodos de blindagem, dispor de meios que facilitem seu deslocamento e atuar como plano de terra de referência. A base é formada por quatro chapas de ferro de forma trapezoidal de 4,8mm de espessura, às quais foram aparafusadas a uma estrutura em forma de cruz, feita de perfis em "U" de 150mm x 50mm (Fig. 3.2). A disposição das quatro peças trapezoidais forma no centro da base uma abertura quadrada de 220mm de lado, onde será fixado o flange inferior da coluna resistiva. No cruzamento dos perfis em "U" há uma abertura circular de 120mm de diâmetro que permitirá a passagem do terminal de baixa-tensão da coluna. A base foi pintada com uma demão de primer e duas demãos de esmalte sintético de cor cinza claro.

### 3.2. - COLUNA RESISTIVA

A coluna resistiva é o componente de maior importância do divisor, não somente por ser a parte mais onerosa do projeto, mas pelos cuidados que devem ser tomados durante a sua construção. Basicamente a coluna é formada das seguintes partes: a - Tubo de material isolante, b - Terminal de

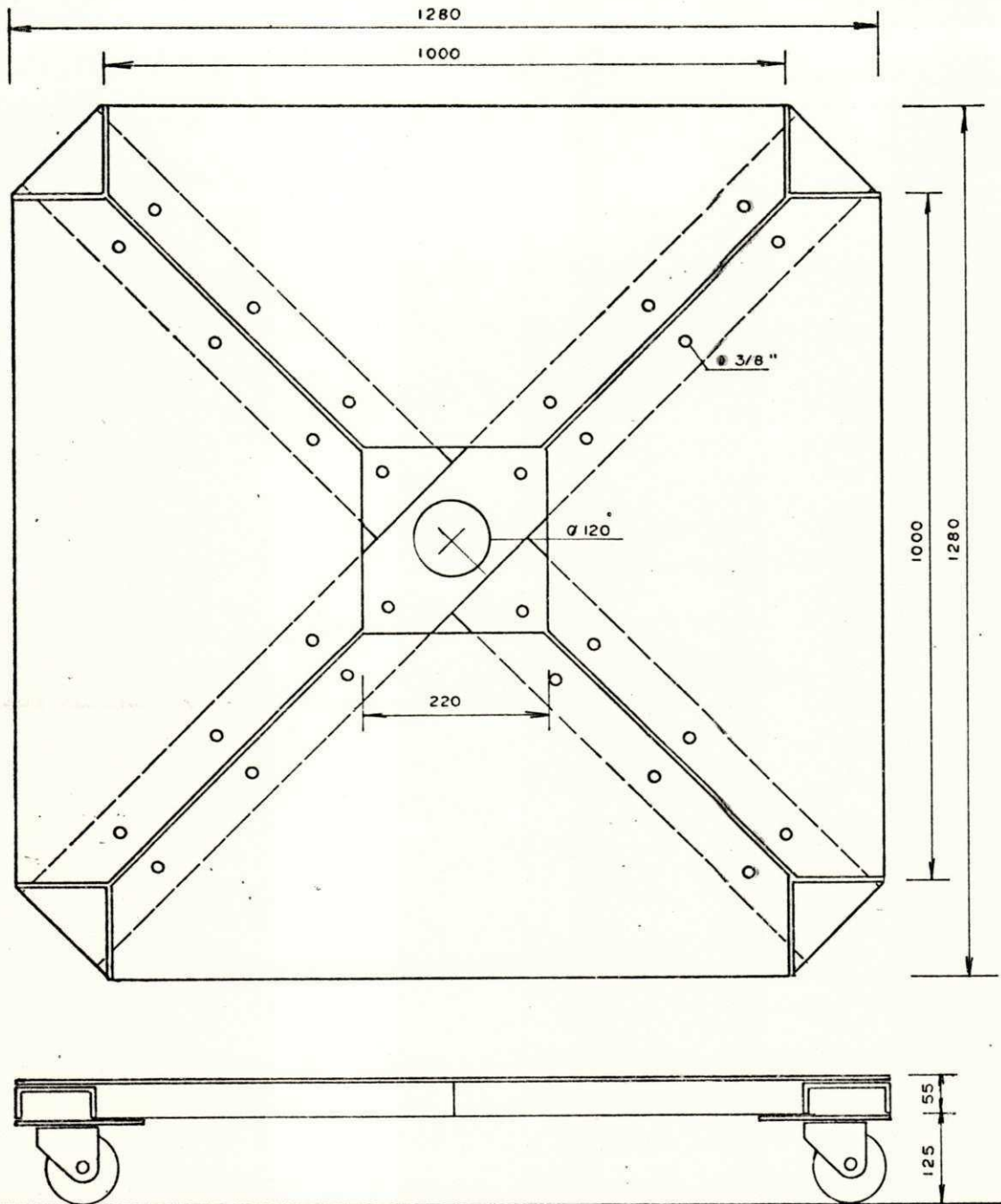


FIG. 3.2 BASE MÓVEL DO DIVISOR

baixa tensão, c - Terminal de alta tensão, d - Resistência de baixa tensão e e - Resistência de alta tensão.

### 3.2.1. - Tubo de material isolante

O tubo de material isolante tem como finalidade servir de estrutura para os enrolamentos ou resistências de baixa e alta-tensão, devendo por isso, possuir boas características dielétricas. O material do tubo é o "herculite", espécie de papel baquelizado, com diâmetro externo de 111mm e diâmetro interno de 98mm. O comprimento do tubo, necessário para a construção da coluna foi de 2500mm. Esse comprimento é função do diâmetro do fio resistivo, número de espiras dos enrolamentos de baixa e alta-tensão e dos terminais. Nas extremidades do tubo serão fixados os terminais descritos a seguir.

### 3.2.2. - Terminal de baixa-tensão

O terminal de baixa-tensão está localizado na extremidade inferior da coluna resistiva e é formado por um flange quadrado de 220mm de lado, soldado à extremidade de uma luva de ferro galvanizado de 100mm de diâmetro e 70mm de comprimento (Fig.3.3). O flange, depois de galvanizado foi enroscado e fixado à extremidade inferior da coluna. Logo acima do flange foi colado um anel de latão de 10mm de



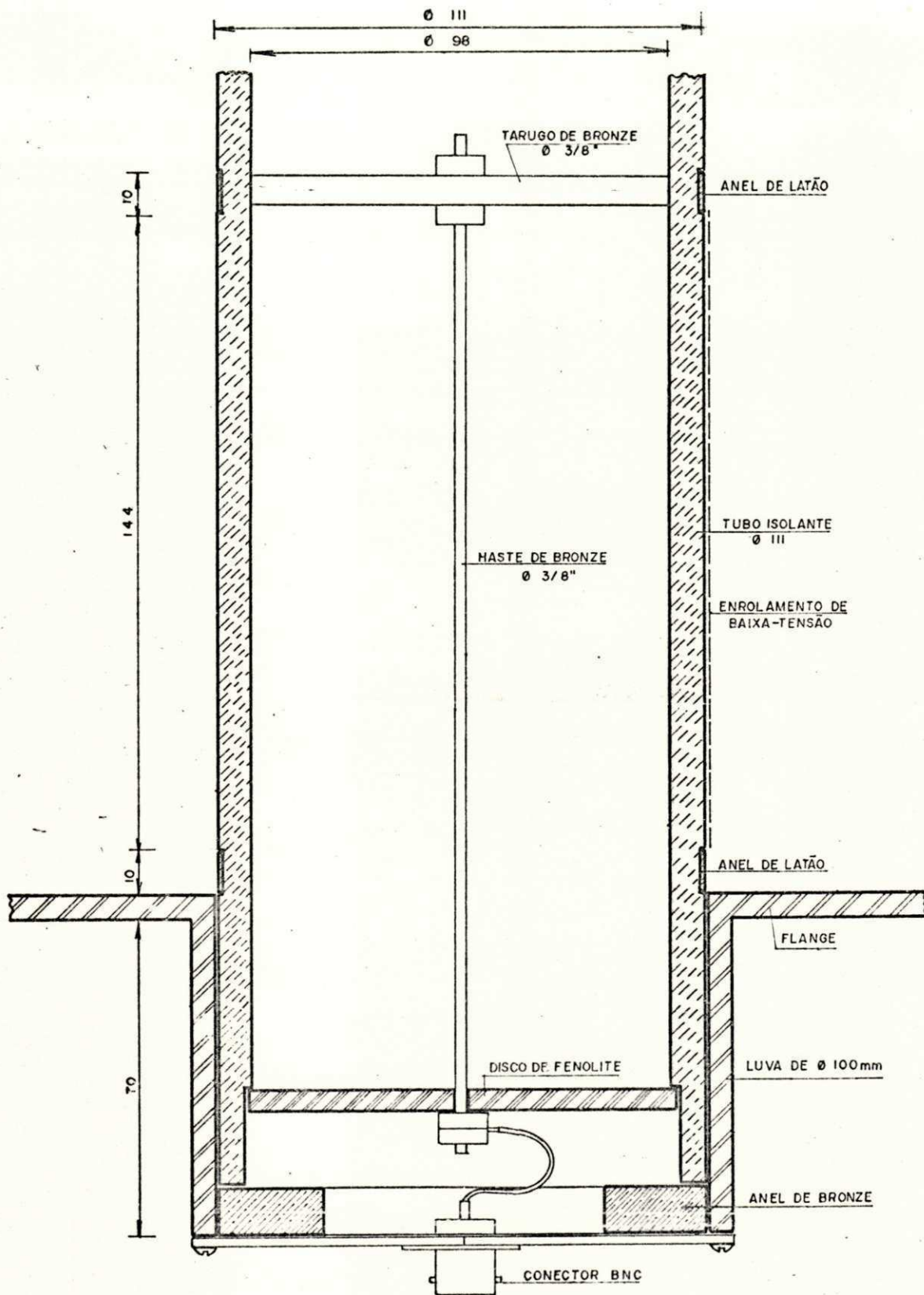


FIG. 3.3 — TERMINAL DE BAIXA-TENSÃO DO DIVISOR

largura. O anel está eletricamente ligado ao flange por meio de uma fita de cobre. O enrolamento de baixa-tensão inicia neste anel e termina num segundo anel de latão colado à coluna e distando do primeiro 144mm. É neste segundo anel onde se desenvolve o sinal que será transmitido ao osciloscópio. Inicialmente o sinal se propaga através de um tarugo de bronze de 3/8" de diâmetro, instalado no sentido do diâmetro do segundo anel. Uma haste de latão de 220mm de comprimento e 3mm de diâmetro, localizado no eixo da coluna, liga o centro do tarugo ao centro de um disco de fenolite instalado a 30mm da extremidade inferior do flange. Esta parte do flange é fechada por um disco de alumínio, no centro do qual há um conector BNC. Um pedaço de fio flexível liga o pino do conector à extremidade da haste de latão de 3mm de diâmetro.

### 3.2.3. - Terminal de alta-tensão

O terminal de alta-tensão é uma peça metálica de forma esférica, instalada na extremidade superior da coluna resistiva, tendo a finalidade de eliminar ou reduzir o efeito corona e servir de elemento de interligação entre o divisor resistivo e o condutor de alta-tensão que vem do objeto de ensaio ou do gerador de tensão de impulso. Este terminal consta de um flange e duas semi-esferas. O flange é formado por uma luva de ferro de 100mm de diâmetro por 100mm de comprimento, no topo do qual está soldado um disco de ferro de

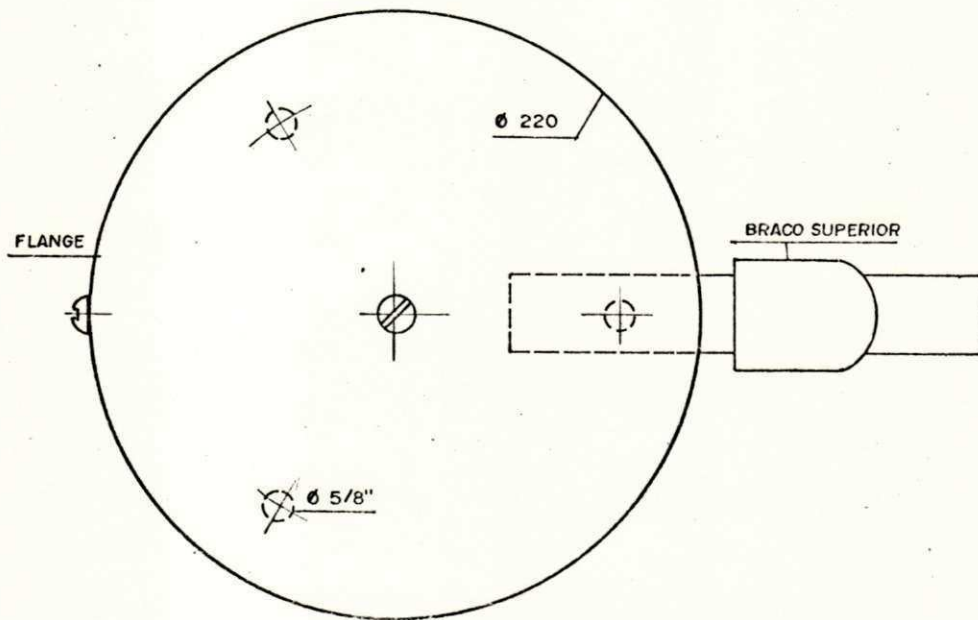
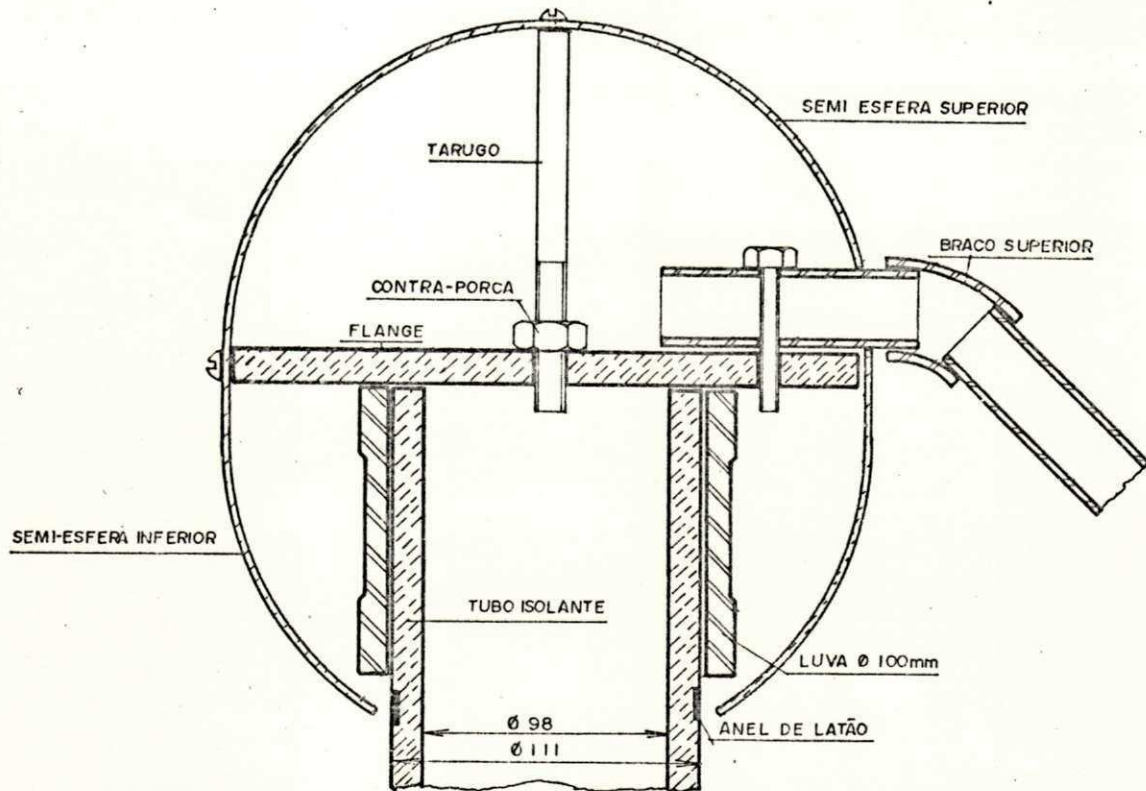


FIG. 3.4 — TERMINAL DE ALTA-TENSÃO DO DIVISOR

220mm de diâmetro por 12mm de espessura. O flange foi galvanizado e colado à extremidade superior da coluna resistiva conforme Fig. 3.4. Um tarugo de ferro aparafusado no centro do flange serve de suporte da semi-esfera superior. A semi-esfera inferior tem uma abertura central de diâmetro um pouco maior do que o diâmetro da coluna resistiva e é fixada ao flange por meio de três parafusos de 3mm. As semi-esferas foram obtidas de duas painéis de alumínio de 220mm de diâmetro.

#### 3.2.4. - Resistência de baixa-tensão

Com os terminais de baixa e alta-tensão já fixados à coluna, esta foi instalada num torno mecânico para ser iniciado o enrolamento da resistência de baixa-tensão. Essa resistência consiste do enrolamento de duas camadas superpostas de fio de cobre esmaltado de 0,46mm de diâmetro, ligadas em paralelo e de sentidos opostos a fim de reduzir ao mínimo a indutância do enrolamento. A resistência do ramal de baixa tensão deve ser de 5 ohms, tendo cada camada uma resistência de  $R = 10$  ohms. A determinação do número de espiras e comprimento do enrolamento de cada camada vem a seguir:

Resistência por metro do fio de cobre de 0,46mm:  $r=0,1\text{ohm/m}$

Comprimento de fio de cada camada:  $f=R/r=10/0,1=100\text{m}$

Diâmetro de tubo:  $d=11,1\text{cm}$

Comprimento de cada espira:  $C= \pi d=3,14 \times 11,1=34,87\text{cm}$

Número de espiras:  $n=f/C=100/0,3487=287$  espiras

Passo do enrolamento:  $p=0,5\text{mm}$

Comprimento do enrolamento:  $L=n.p=287 \times 0,5=143,5\text{mm}$

Esse comprimento serviu para determinar a distância que separa os dois anéis de latão colados à coluna para complementar o terminal de baixa-tensão. O procedimento adotado para o enrolamento das camadas obedeceu às seguintes etapas: O tubo isolante, fixado ao torno, foi lixado e envernizado com verniz GE 9564. À extremidade do fio esmaltado foi soldado no primeiro anel de latão e iniciado o enrolamento da primeira camada e indo até o segundo anel de latão, no qual foi soldado o fio de cobre. A resistência da primeira camada foi medida com uma ponte Kelvin, registrando um valor de 10 ohms. Sem cortar o fio de cobre e girando o torno no mesmo sentido foi enrolada a segunda camada, voltando do segundo para o primeiro anel, onde novamente foi soldada a extremidade do fio de cobre. A resistência total das duas camadas registrou um valor de 5 ohms, sendo cobertas com uma camada de verniz.

### 3.2.5. - Resistência de alta-tensão

A resistência de alta-tensão consiste também de dois enrolamentos superpostos, ligados em paralelo e de sentidos opostos a fim de reduzir ao mínimo a sua indutância residual.

A maior dificuldade para construção desse enrolamen

to se apresentou na escolha do tipo de fio a ser utilizado. Enquanto que, para o ramal de baixa-tensão o fio de cobre esmaltado é facilmente encontrado no comércio, o fio para o enrolamento de alta-tensão é de liga especial de alta resistividade, baixo coeficiente de temperatura e a indústria nacional, apesar de o fabricarem não o esmaltam. Foi experimentado, em escala menor, o fio Nicrotal 80 sem isolamento, empregando verniz GE 9564 para isolamento entre espiras e entre camadas, porém com resultados insatisfatórios. Foi imaginado um processo de esmaltação prévia do fio, mas o custo de fabricação do dispositivo e o tempo dispendido para tal fim tornava inviável esta alternativa. O problema foi solucionado com a importação através do CIDA de 2 kg de fio Constantan esmaltado H. Poly Red Nº 31 AWG, diâmetro de 0,24mm e tendo uma resistência de 12,1 ohms/metro.

A resistência total de alta-tensão foi de  $R = 12750$  ohms, tendo cada camada uma resistência de  $R_1 = 25500$  ohms.  
 Comprimento de fio de cada camada:  $f = R/r = 25500/12,1 = 2108\text{m}$   
 Comprimento de cada espira:  $C = \pi d = 3,14 \times 11,1 = 34,87 \text{ cm}$   
 Número de espiras:  $n = f/C = 2108/0,3487 = 6045$  espiras  
 Passo do enrolamento:  $p = 0,35\text{mm}$   
 Comprimento do enrolamento:  $L = n.p = 6045 \times 0,35 = 2116\text{mm}$

Foi colado o terceiro anel de latão logo abaixo do terminal de alta-tensão e distando 2140mm do segundo anel. O enrolamento de alta-tensão teve início no segundo anel e seguiu o mesmo procedimento empregado no enrolamento de bai

xa-tensão. Concluídos os enrolamentos, foram estes envernizados e envolvidos com fita de Mica-roll flexível de tecido de vidro, com espessura de 0,1mm e largura de 25,5mm. A fita foi enrolada com uma sobreposição de 50% e sobre ela foi dada uma camada de verniz GE 1201-F Glypal vermelho. A secagem da coluna resistiva foi feita no ar com aplicação de radiação infravermelho durante 24 horas.

### 3.3. - ELETRODOS DE BLINDAGEM

A finalidade dos eletrodos de blindagem é ajustar a distribuição do campo elétrico capacitivo à distribuição do campo ohmico, de modo a forçar a formação de um campo uniforme nas imediações da coluna resistiva. Em outras palavras, tenta-se linearizar os parâmetros do divisor resistivo, a fim de que o princípio da superposição seja aplicável e com isto ser possível determinar qualquer sinal de entrada como uma função de uma entrada específica (degrau unitário), e portanto a resposta medida como a mesma função da resposta ao degrau unitário. Os cálculos teóricos feitos através de simulação de cargas no computador, conduziu a uma forma de eletrodos de blindagem de difícil construção na prática, tendo em consequência, sido utilizados dois toróides de alumínio com 1037,5mm de diâmetro médio e uma seção reta circular com diâmetro de 160mm (Fig.3.5). Os toróides fazem parte de um divisor de potencial capacitivo da

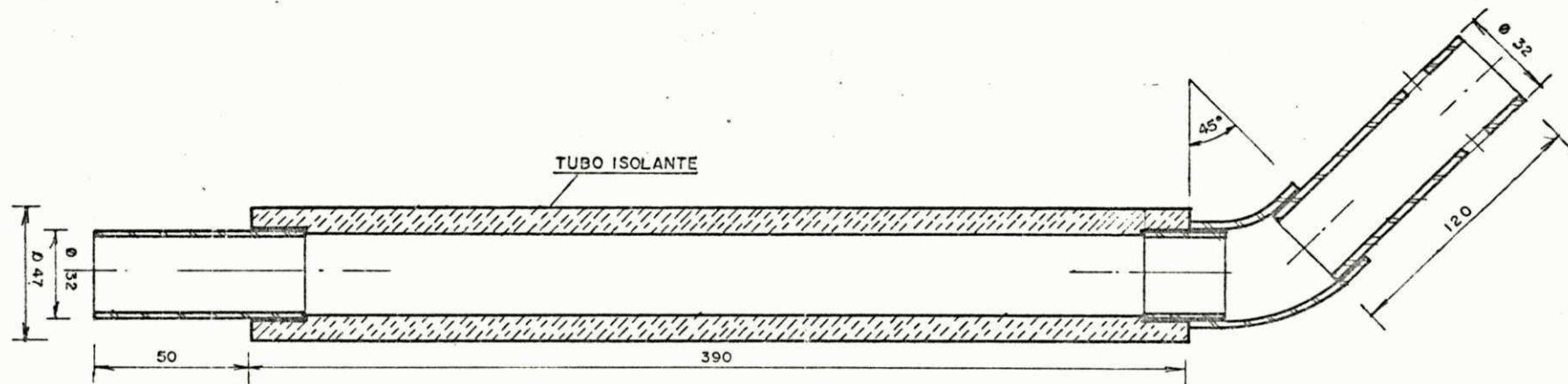


FIG. 3.8 — RESISTENCIA DE AMORTECIMENTO.



## CAPÍTULO IV

### MEDIÇÃO DAS CARACTERÍSTICAS DO DIVISOR

#### Introdução

Neste capítulo são apresentados os métodos utilizados na medição dos diversos parâmetros do divisor resistivo e seus respectivos valores. Também são analisados os oscilogramas de resposta ao impulso degrau do divisor em várias formas constitutivas.

#### 4.1. - MEDIÇÃO DOS PARÂMETROS DO DIVISOR

Os principais parâmetros de um divisor de potencial resistivo são: resistências, indutâncias e capacitâncias. A

medição precisa dos parâmetros do divisor tem como objetivo descrever, de uma forma tão real quanto possível, o circuito equivalente do sistema de medição.

#### 4.1.1. - Resistências

As resistências da coluna foram medidas com uma ponte de Wheatstone, marca Normameter R-1, para medições de resistências DC desde 0,08 ohm até 60.000 ohms, com precisão de 2%. As medições foram efetuadas a uma temperatura ambiente de 23°C. Os seguintes valores foram obtidos:

Resistência de baixa-tensão: 5 ohms

Resistência de alta-tensão: 12.750 ohms

Resistências da blindagem: 900/940/960 ohms; valor médio das três resistências em paralelo 311 ohms.

#### 4.1.2. - Indutâncias

As indutâncias foram medidas com uma ponte de precisão marca Fernmeldemessgeratebau tipo 110, acoplado a um oscilador marca Telmes tipo TT-0203 e um receptor seletivo de mesma marca, tipo TT-1301. A ponte permite realizar medições de indutâncias de 10  $\mu$ H a 110 H, em qualquer frequência compreendida na faixa de 30 Hz a 10 KHz. As indutâncias do divisor em estudo foram medidas na frequência de 8 kHz e obtidos os seguintes valores:

Indutância de baixa-tensão: 17  $\mu\text{H}$   
 Indutância de alta-tensão: 127  $\mu\text{H}$   
 Indutância total da blindagem: 8  $\mu\text{H}$

#### 4.1.3. - Capacitâncias

Uma estimativa da capacitância da coluna resistiva foi feita admitindo como sendo a capacitância de um condutor vertical, se a base do divisor estiver aproximadamente ao nível do solo. (7)

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon \cdot h}{\text{Ln} \frac{h}{r\sqrt{3}}}$$

onde:  $r = 0,057\text{m}$  raio da coluna

$h = 2,450\text{m}$  altura da coluna

$\epsilon = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$

$$C_1 = 42 \text{ pF}$$

O terminal de alta-tensão, formado por uma esfera de 115m de raio, localizada no topo da coluna, tem uma capacitância em relação à base, dada pela expressão: (7)

$$C_2 = \frac{h \cdot 10^{-11}}{9(\eta-1)} \text{ Farads} \quad \text{onde:}$$

$h =$  altura da esfera acima da base, em cm

$$\eta = \frac{1}{2}(z+1) + \frac{1}{(z+2)} + \frac{z}{(z+2)^2} \left[ \frac{1}{2(z+2)} + \frac{1}{2(z+2)^2} + \frac{1}{2(z+2)^3} - \frac{1}{(z+2)^5} - \frac{1}{(z+2)^6} \right]$$

onde:  $z = \frac{2h}{r}$  e  $r =$  raio da esfera

$$C_2 = 13,2 \text{ pF}$$

A capacitância total do divisor, sem os toróides é:

$$C = C_1 + C_2 = 55,2 \text{ pF}$$

A capacitância do toróide de alta-tensão em relação à base é de  $C_t = 45 \text{ pF}$

Os cálculos exatos das capacitâncias foram apresentadas no capítulo V.

#### 4.2. - RESPOSTA AO IMPULSO DEGRAU

Para medição da resposta do divisor ao impulso de grau, foi construído um gerador utilizando um relé de mercúrio. O circuito do gerador é visto na Fig. 4.1. Quando os contatos do relé se fecham, descarrega o capacitor C, resultando numa queda brusca da tensão através do capacitor. Portanto, a tensão entre os contatos do relé é equivalente a um degrau negativo de tensão, cujo valor é de 47,5 volts  $\pm 4$  volts.

Esta variação é devido ao fato do relé fechar os contatos quando o capacitor de carga não está suficientemente carregado, como se observa na origem do sinal na foto 4.1. Observa-se também que a impedância interna do gerador é desprezível, enquanto está sendo gerado o degrau de tensão.

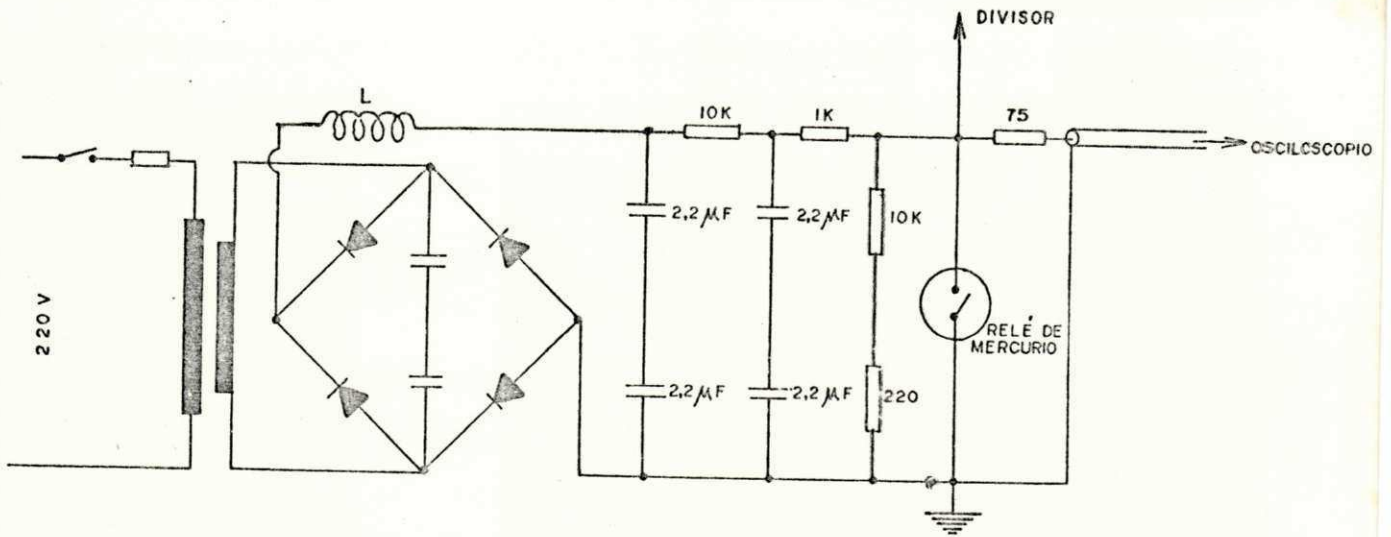


FIG. 4.1 — GERADOR DE ONDA DEGRAU

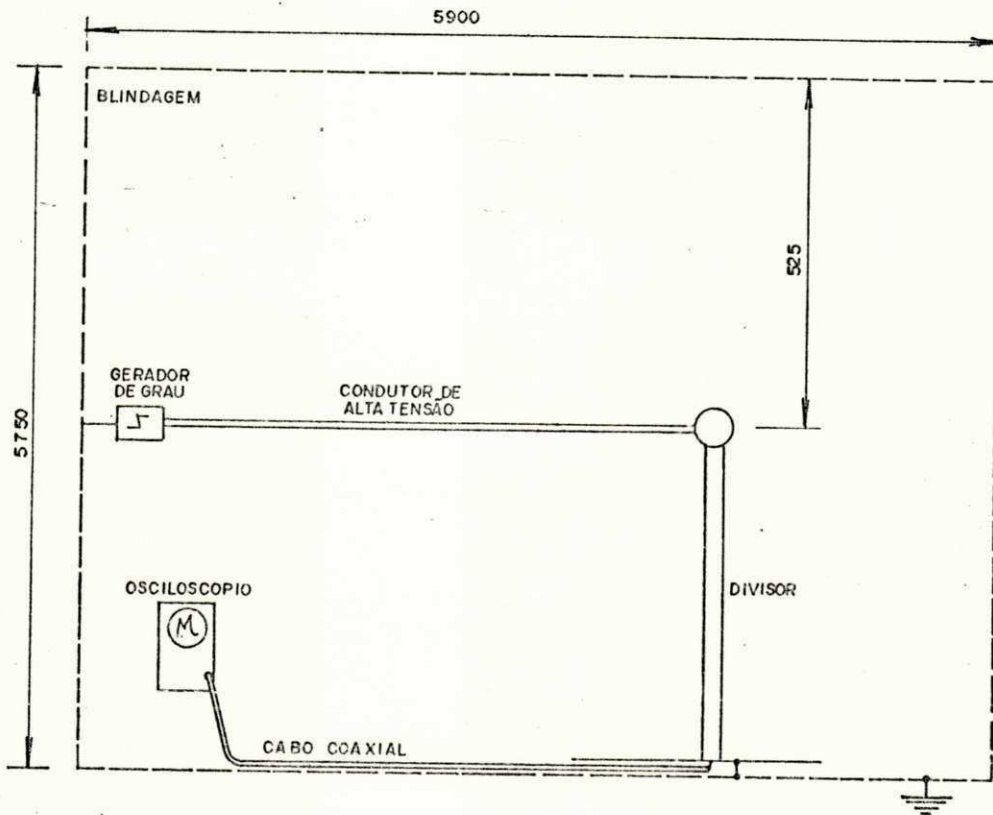


FIG. 4.2 SALA BLINDADA E SISTEMA DE MEDIÇÃO

O circuito do sistema de medição com o gerador de grau é visto na Fig. 4.2. O condutor de alta-tensão liga o gerador de grau ao terminal de alta-tensão do divisor. O condutor de alta-tensão é formado por um tubo de alumínio de 15,8mm de diâmetro e 2,98m de comprimento, instalado horizontalmente a 2.500mm acima do solo. O cabo coaxial que leva o sinal do terminal de baixa-tensão do divisor ao osciloscópio, tem um comprimento de 3 metros e impedância característica de 75 ohms. Para evitar reflexões do sinal na entrada do osciloscópio, foi instalada uma resistência de 75 ohms em derivação neste ponto. Todas as medições foram feitas com os equipamentos instalados no interior de uma sala blindada com folhas de ferro galvanizadas e soldadas entre si. A sala tem as seguintes dimensões: comprimento de 5,90m; largura de 4,46m e altura de 5,75m. O osciloscópio utilizado para registro das respostas do divisor ao impulso de grau, é da marca Tektronix tipo 7613, com plug-in 718 e 722.

O fator de escala do divisor foi medido de duas maneiras: Pela relação entre os valores das resistências de alta e baixa-tensão.

$$k = (R_1 + R_2) / R_2 // Z = 12755 / 4,65 = 2743$$

Pela medição no osciloscópio do valor do de grau na entrada e saída do divisor (Foto 4.1.).

$$k = \text{Tensão de entrada} / \text{Tensão de saída} = 47,5 / 17.10^{-3} =$$

$$k = 2764$$

O erro entre essas duas medidas é inferior a 1%.

#### 4.2.1. - Divisor sem blindagem

Nesta medição foi utilizado apenas o divisor resistivo sem nenhuma blindagem ou resistência de amortecimento. A foto 4.2 mostra o oscilograma de resposta ao degrau, onde se observa oscilações de alta frequência superpostas ao sinal. Essas oscilações são devidas as reflexões do sinal nas paredes e teto da sala blindada e são conhecidas como ressonância da cavidade. Observa-se também que o tempo de resposta é totalmente negativo o que demonstra que a constante de tempo da resistência de baixa-tensão é bem maior do que a de alta-tensão.

Tempo de frente	150 ns
Tempo de cauda	320 ns
Valor de pico	135 mV

#### 4.2.2. - Divisor com blindagem superior

A blindagem superior, constituída de um toróide de alumínio ligado diretamente ao terminal de alta-tensão do divisor, foi descrito no item 3.3. A blindagem representa um acréscimo na capacitância do terminal de alta-tensão de 48 pF. A foto 4.3 mostra o oscilograma ainda com as oscilações de alta frequência superpostas ao sinal devido à ressonância da

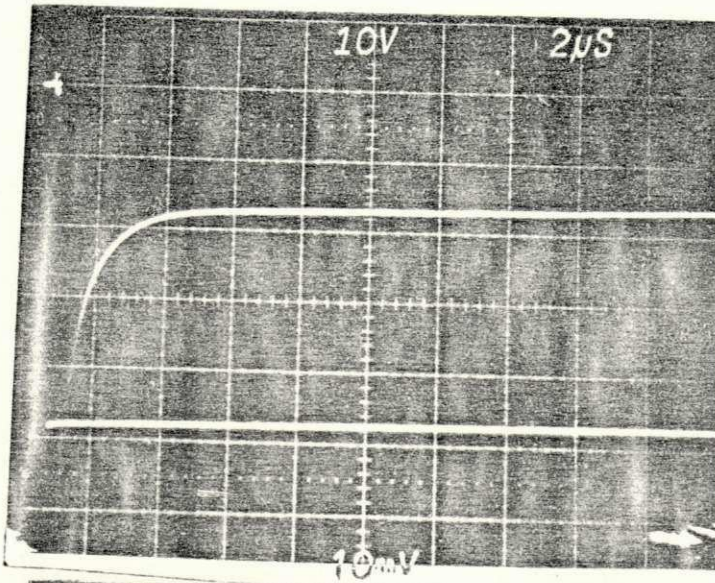


Foto 4.1 Tensão de entrada e saída do gerador degrau.

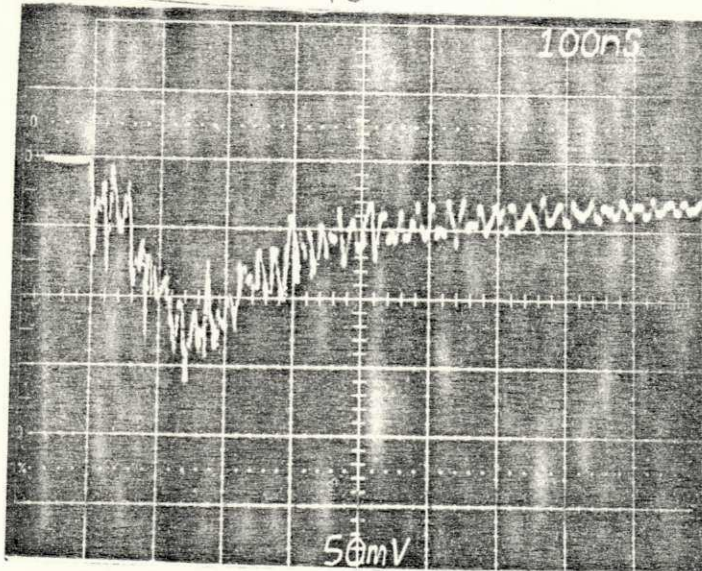


Foto 4.2 Resposta degrau Divisor sem blindagem

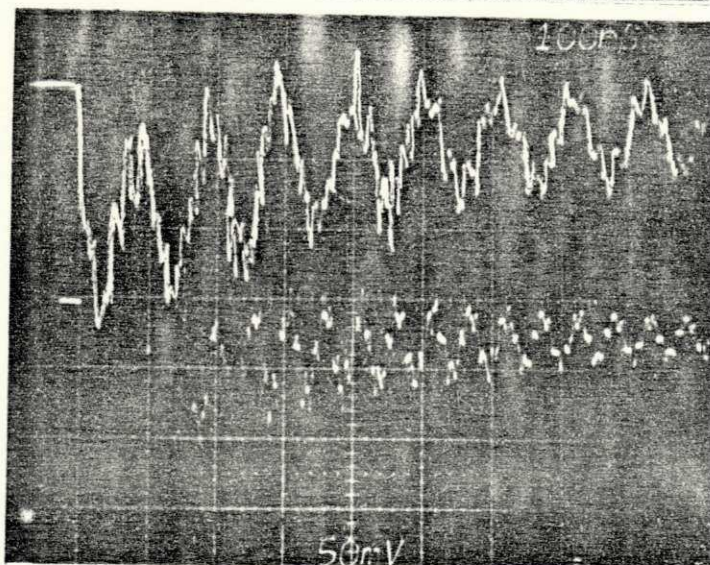


Foto 4.3 Resposta degrau Divisor com blindagem superior



cavidade da sala blindada, como também uma oscilação em frequência menor devido à ressonância do circuito de medição. O efeito da blindagem superior foi reduzir o tempo de frente de 150 ns para 50 ns e introduzir oscilações próprias do circuito na frequência de 10 MHz. Essas oscilações são devidas a ressonância entre as indutâncias do condutor de alta-tensão e a capacitância da blindagem superior em paralelo com a resistência do divisor.

#### 4.2.3. - Divisor com blindagem inferior

A blindagem inferior está ligada diretamente à base do divisor e a sua finalidade é reduzir a influência de campos eletromagnéticos sobre o enrolamento de baixa-tensão da coluna resistiva. Assim é que, o oscilograma visto na foto 4.4 registra um aumento no tempo de frente para 160 ns e uma acentuada atenuação das oscilações espúrias registrada na foto 4.1.

#### 4.2.4. - Divisor com blindagem superior flutuando

Neste caso, a blindagem superior está ligada ao terminal de alta-tensão através de uma resistência equivalente de 311 ohms com indutância residual de 8  $\mu$ H. A foto 4.5 mostra o oscilograma onde foram registrados os seguintes valores:

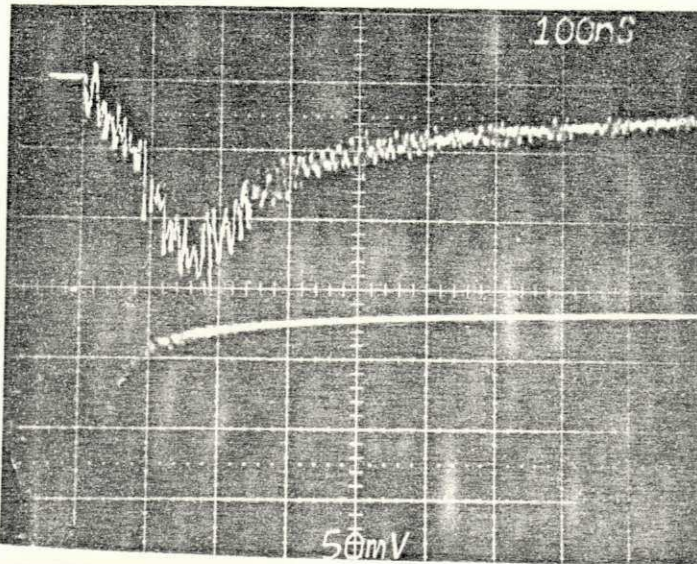


Foto 4.4 Resposta degrau  
Divisor com blindagem  
inferior

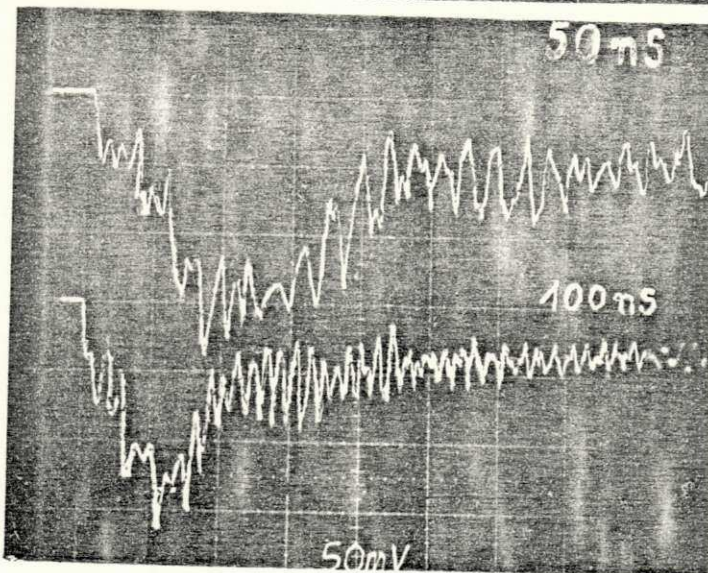


Foto 4.5 Resposta degrau  
Divisor com blindagem  
superior flutuando

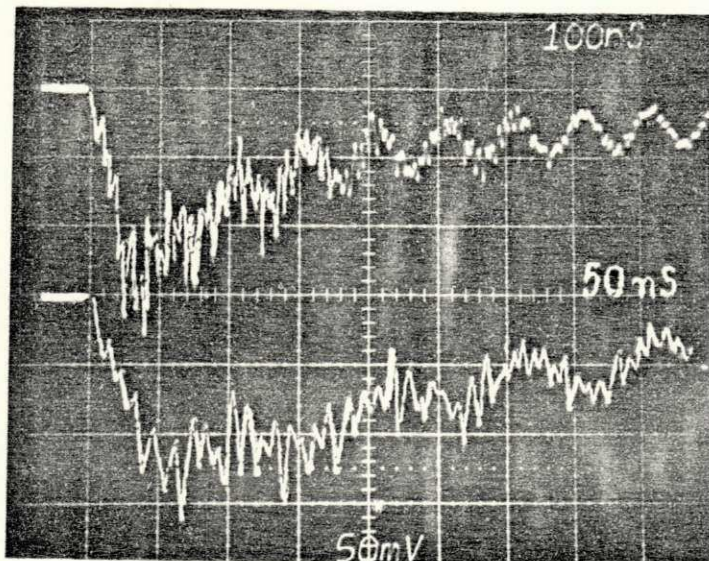


Foto 4.6 Resposta degrau  
Divisor com duas blindagens

Tempo de frente	90 ns
Tempo de cauda	190 ns
Valor de pico	190 mV

Comparando com a foto 4.1 (divisor sem toróides) verifica-se que os tempos de frente e de cauda foram reduzidos de 40%. Comparando com a foto 4.3 (divisor com toróide superior) se nota que as oscilações de ressonância do circuito na frequência de 10 MHz foram praticamente eliminadas. A resistência de 311 ohms inserida entre o toróide e o terminal de alta-tensão, representa uma resistência série com a capacitância do toróide atuando portanto como uma resistência de amortecimento. Vale salientar que o valor dessa resistência de amortecimento não foi escolhido arbitrariamente, mas corresponde aproximadamente ao valor da impedância característica do condutor de alta-tensão que foi calculado em  $Z = 386$  ohms.

#### 4.2.5. - Divisor com duas blindagens

Foi instalado no divisor as blindagens superior e inferior de maneira descrita nos itens 4.2.2 e 4.2.3. O oscilograma da resposta ao degrau unitário é visto na foto 4.6 onde foram registrados os seguintes valores:

Tempo de frente	70 ns
Valor de pico	180 mV
Período	100 ns
Frequência	10 MHz

Comparado com a foto 4.3 (divisor com blindagem superior) nota-se que a frequência de ressonância do circuito permaneceu a mesma, contudo sofreu uma atenuação de 50% aproximadamente. Esta atenuação foi devido à blindagem inferior que protege o enrolamento de baixa-tensão da coluna contra as interferências eletromagnéticas.

4.2.6. - Divisor com duas blindagens,  
a superior flutuando

Neste caso as duas blindagens foram instaladas como nos itens 4.2.3 e 4.2.4. A foto 4.7 mostra o oscilograma da resposta ao degrau unitário. Comparado com a foto 4.6 nota-se que o tempo de frente aumentou de 70 ns para 120 ns e que as oscilações de 10 MHz foram completamente eliminadas pela resistência de amortecimento.

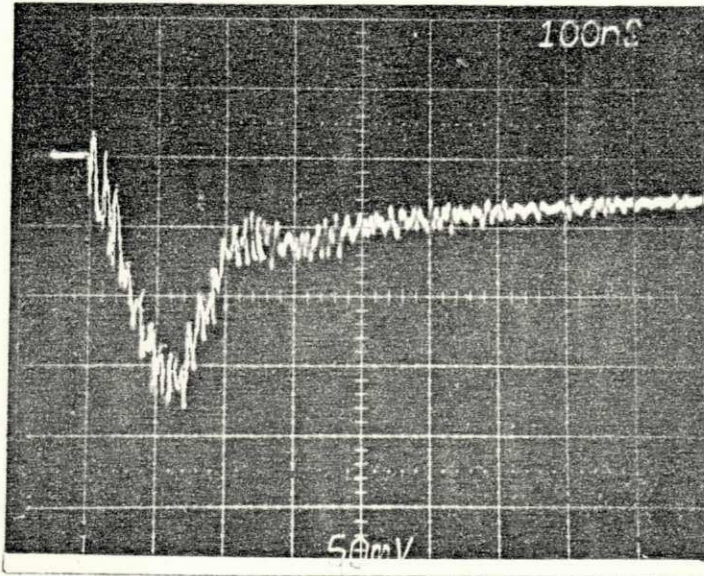


Foto 4.7 Resposta degrau  
Divisor com duas blindagens, a superior flutuando

## CAPÍTULO V

### MODELAGEM DO DIVISOR RESISTIVO

#### Introdução:

É de grande importância o melhoramento do modelo do circuito para descrição do comportamento de sistemas de medição de tensão de impulso. Com o modelo do circuito do sistema de medição bem definido, a resposta degrau pode ser calculada, e os efeitos de parâmetros variáveis estudados com rapidez e economia. Além disso, uma análise otimizada do sistema de medição pode ser tentada de modo a obter uma ótima resposta ao degrau.

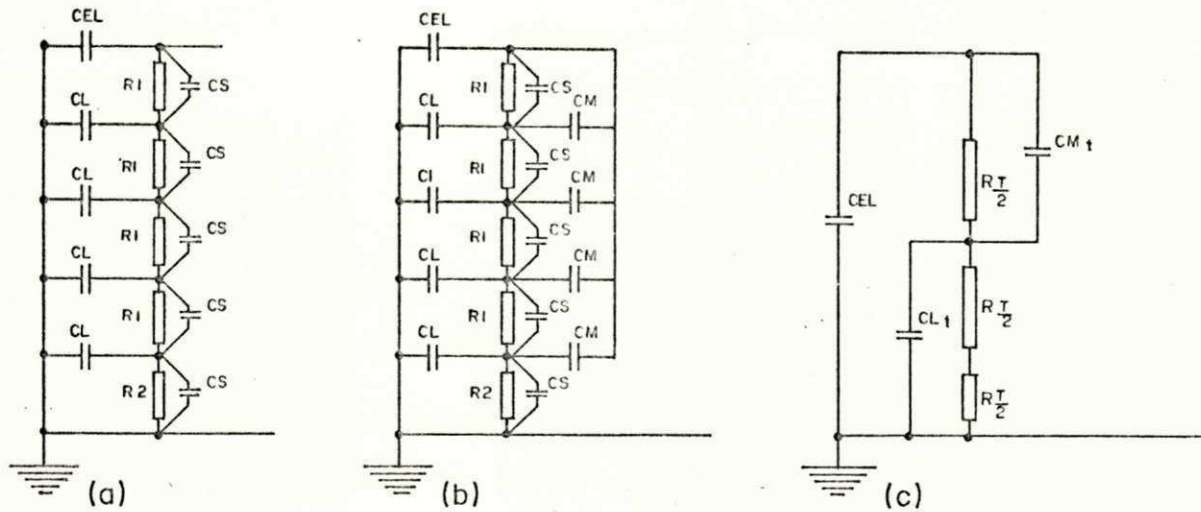
Os problemas para a representação de um sistema de medição advêm, principalmente, da determinação de um circui-

to equivalente para o divisor. Uma representação exata do divisor pressupõe uma descrição correta dos componentes internos do divisor, juntamente com uma representação real da distribuição das capacitâncias parasitas ao longo da coluna do divisor. A literatura existente sobre a distribuição da capacitância parasita em divisores é apresentada na forma de circuitos equivalentes baseados em distribuições empíricas as quais são raramente foram avaliadas corretamente. Neste capítulo é proposta uma técnica para modelagem das capacitâncias parasitas baseada no cálculo do campo eletrostático do divisor de tensão de impulso.

### 5.1. - CIRCUITOS EQUIVALENTES EMPÍRICOS

A distribuição empírica das capacitâncias parasitas de um divisor de potencial, proposta pela literatura existente<sup>(10)</sup>, pode ser resumida nos três tipos seguintes:

- a - O circuito equivalente mostrado na Fig. 5.1a baseia-se nas seguintes suposições: São consideradas as capacitâncias parasitas em paralelo CS, e para terra CL. Admite-se que estas capacitâncias sejam igualmente distribuídas ao longo da coluna do divisor.
- b = O circuito equivalente mostrado na Fig. 5.1b baseia-se nas seguintes suposições:
  - A capacitância parasita total do divisor para terra CL, é igualmente distribuída ao longo da coluna do divisor.



CEL - Capacitancia do Terminal de Alta-Tensão para Terra.  
 CL - Capacitancia da Coluna para Terra.  
 CS - Capacitancia Paralela.  
 CM - Capacitancia da Coluna para o Terminal de Alta-Tensão

FIG. 5.1 - CIRCUITOS EQUIVALENTES TÍPICOS DE DIVISOR RESISTIVO.

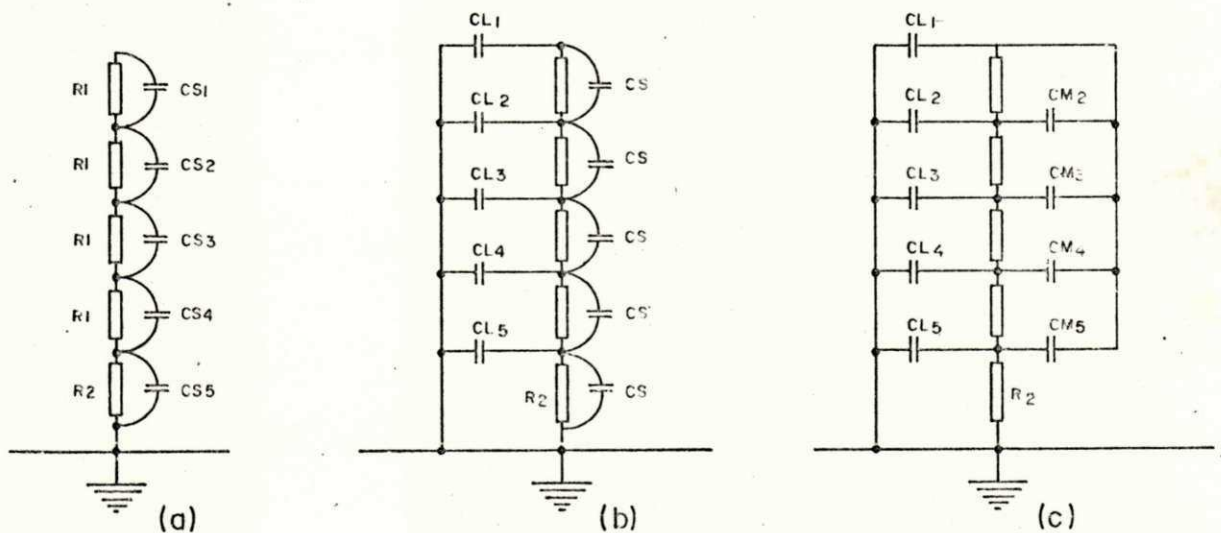


FIG. 5.2 - CIRCUITOS EQUIVALENTES DE CAPACITANCIA PARASITA.



- A capacitância parasita total do divisor para o terminal e condutor de alta-tensão CM, é igualmente distribuída ao longo da coluna do divisor.

- A capacitância parasita em paralelo CS são admitidas como igualmente distribuídas ao longo da coluna.

A medição das capacitâncias parasitas da coluna do divisor para terra e para o terminal de alta-tensão, apresenta certa dificuldades e introduz considerável grau de incerteza ao circuito equivalente.

c - O circuito equivalente da Fig. 5.1c baseia-se na seguinte suposição:

- A capacitância parasita total do divisor para terra  $CL_t$ , bem como a capacitância parasita total do divisor para o terminal de alta-tensão  $CM_t$ , são concentradas no ponto médio da coluna do divisor. Este circuito equivalente é apenas uma representação grosseira do sistema de medição e somente poderá ser usado para uma estimativa simples do tempo de resposta.

## 5.2. - QUALIDADE DE CIRCUITOS EQUIVALENTES

O circuito equivalente de um divisor deve satisfazer a seguinte condição básica: "A resposta degrau do divisor, calculada de seu circuito equivalente, deve ser idêntica à resposta degrau medida". Em outras palavras, a resposta em frequência medida, do circuito equivalente deve ser

idêntica à resposta em freqüência, medida para todas as freqüências desde zero até o infinito. Tal circuito será aqui definido como circuito equivalente ótimo. Há, entretanto, uma classe de circuitos equivalentes, cuja resposta degrau pode não ser idêntica à resposta degrau medida, mas que se aproxima muito dela. Tal circuito pode ser definido como circuito equivalente compatível.

É difícil desenvolver um método simples para determinação do circuito equivalente ótimo de um divisor baseado nos princípios gerais da equivalência. Entretanto é possível determinar o circuito equivalente compatível através do seguinte método:

- Escolhe-se um circuito equivalente e seus parâmetros tal que, a sua resposta ao degrau seja idêntica à resposta medida do divisor, na menor freqüência e na maior freqüência de interesse, isto é, nas freqüências zero a infinita. Ora, como a resposta do circuito equivalente na freqüência zero é determinada pelas resistências do divisor, a distribuição da tensão na resistência do circuito equivalente deve ser idêntica a distribuição de tensão ao longo da coluna resistiva do divisor. Analogamente, a resposta do circuito equivalente a freqüência infinita é determinada pelas capacitâncias e portanto, a distribuição de tensão nas capacitâncias do circuito equivalente deve ser idêntica a distribuição capacitiva de tensão ao longo da coluna do divisor.

- Calcula-se a resposta degrau do circuito equivalente e com

re-a com a resposta degrau medida. Se as duas respostas não coincidem, escolha outro modelo de circuito equivalente e repita o processo.

É evidente que no processo acima, existam diversos circuitos equivalentes cuja resposta em frequência coincida com a resposta em frequência medida, na frequência zero e na frequência infinita. Contudo, somente um subconjunto desses circuitos são compatíveis, isto é, sua resposta em frequência se aproximara muito da resposta em frequência medida do divisor para todas as frequências desde zero até o infinito.

### 5.3. - DETERMINAÇÃO DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS

A escolha de um circuito equivalente, que represente fielmente as capacitâncias parasitas de um divisor de potencial, é uma tarefa sumamente difícil. Alguns exemplos de circuitos equivalentes, além daqueles mostrados na Fig. 5.1, são vistos na Fig. 5.2. O divisor de potencial resistivo mostrado na Fig. 5.3a consiste de um terminal de alta-tensão, um ramo de alta-tensão  $R_1$ , e um ramo de baixa-tensão  $R_2$ . O ramo de alta-tensão consta de um enrolamento de fio resistivo não indutivo sobre uma coluna isolante. O ramo de baixa-tensão consiste de outro enrolamento não indutivo de baixo valor ohmico. O circuito equivalente que representa esse divisor é visto na Fig. 5.3b, no qual, o enrolamento resistivo de alta-tensão foi decomposto em diversas secções.

Um estudo detalhado destes circuitos ao se comparar

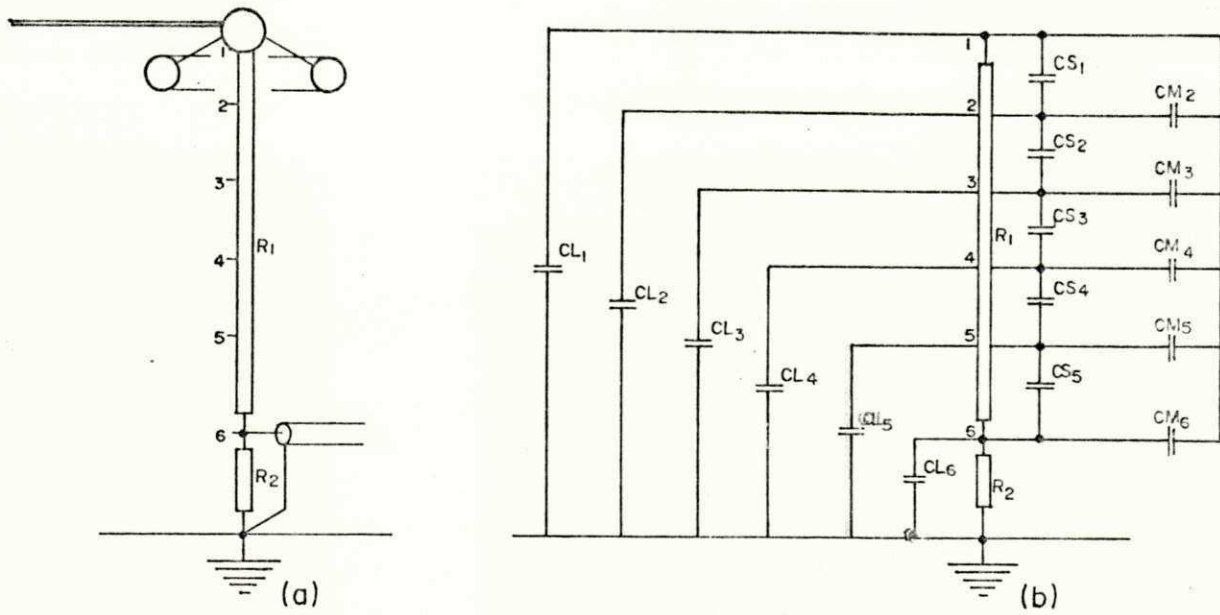
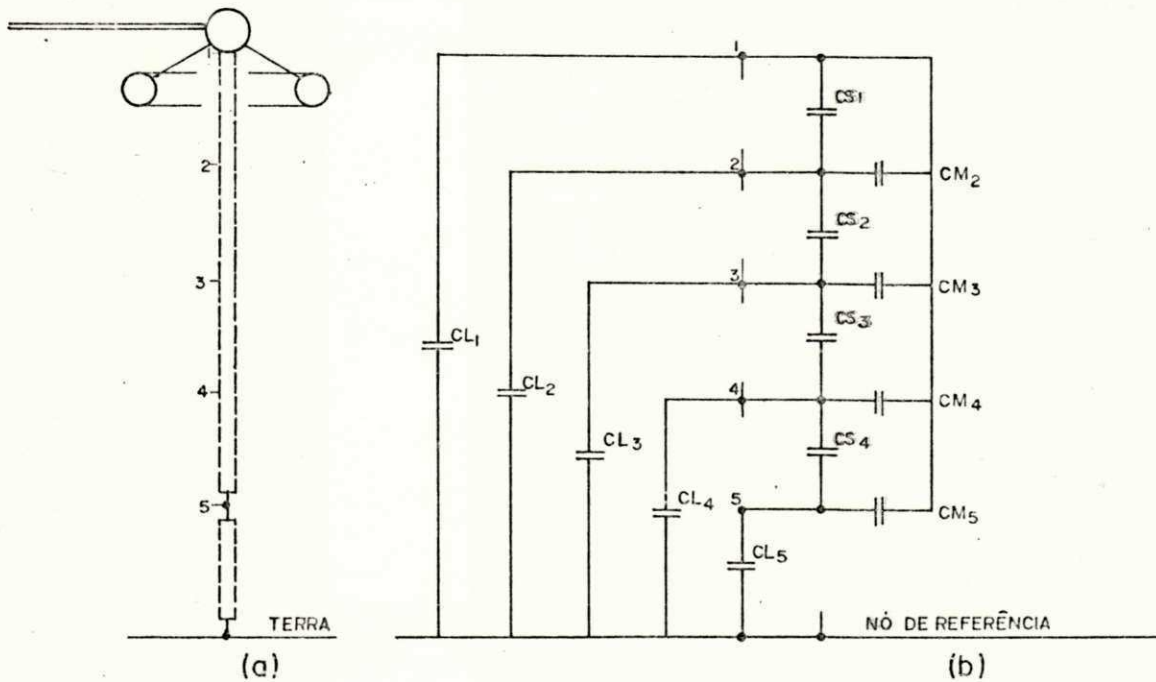


FIG. 5.3 — (a) DIVISOR DE POTENCIAL RESISTIVO.  
(b) CIRCUITO EQUIVALENTE.



(a) ESTRUTURA DO DIVISOR SEM O ENROLAMENTO RESISTIVO.  
(b) CIRCUITO EQUIVALENTE.

FIG. 5.4 — DIVISOR E CIRCUITO EQUIVALENTE SEM RESISTENCIA.

sua resposta à resposta do protótipo resultou na escolha do circuito equivalente da Fig. 5.4b. Neste circuito, a distribuição das capacitâncias parasitas são representadas: pelas capacitâncias paralelas entre os vários nós  $CS_i$ , pelas capacitâncias entre os nós e terra  $CL_i$ , e pelas capacitâncias entre os nós e o terminal de alta-tensão  $CM_i$ . Os nós 1, 2, 3, ... do circuito equivalente representam os pontos do divisor no espaço 1, 2, 3, ... e o nó de referência representa o plano de terra. A equivalência entre o divisor e seu circuito equivalente reside na igualdade de tensões entre os pontos espaciais e os nós correspondentes do circuito equivalente. Os pontos espaciais são escolhidos a iguais intervalos ao longo da coluna do divisor. Portanto, a resistência e a indutância total da coluna devem ser igualmente distribuídas entre os nós do circuito equivalente. Tal distribuição assegurará que a resposta do circuito equivalente seja idêntica à resposta medida do divisor na frequência zero.

Agora considere-se que o enrolamento resistivo foi retirado da coluna isolante e o ramo de baixa-tensão removido. A estrutura resultante do divisor e seu circuito equivalente são vistos na Fig. 5.4a. É evidente que as capacitâncias parasitas são determinadas pelo terminal de alta-tensão, a coluna isolante e o plano de terra. Se for aplicada uma tensão senoidal de frequência infinita entre o terminal de alta-tensão e o plano de terra (Fig. 5.4a) os pontos espaciais adquirirão certa variação de tensão senoidal. Se a mesma fonte de tensão for ligada aos terminais de entrada

do circuito equivalente, as variações de tensão dos nós seriam idênticas às aquelas dos pontos espaciais correspondentes. Porém, observe-se que o enrolamento resistivo foi removido, e que a distribuição de tensão capacitiva dos nós do circuito equivalente seria independente da frequência da fonte de tensão aplicada. Conseqüentemente, uma tensão degrau unitária pode ser aplicada em vez de uma tensão senoidal de frequência infinita. Com tal fonte aplicada ao divisor físico (sem o enrolamento resistivo), a distribuição de tensão dos pontos espaciais tornam-se idênticas a distribuição de potencial eletrostático resultante de uma carga estática sobre o terminal de alta-tensão, capaz de elevar o potencial do terminal para 1 volt.

Tornam-se então evidentes os critérios para determinação das capacitâncias parasitas do circuito equivalente.

- 1 - Aplica-se uma carga  $Q$  ao terminal de alta-tensão capaz de elevar seu potencial para 1 volt, e determina-se o campo eletrostático do divisor. Na Fig. 5.5, os potenciais eletrostáticos dos pontos espaciais são representados por  $|e|$  e a capacitância total de entrada por  $C_T$ . Observa-se que apenas as resistências foram removidas e que a coluna isolante permanece no lugar.
- 2 - Aplica-se uma tensão degrau unitária aos terminais de entrada do circuito equivalente da Fig. 5.4b e calcula-se a distribuição de tensão capacitiva dos nós  $|V|$ . As tensões dos nós são também tensões degrau.
- 3 - Escolha-se as capacitâncias parasitas de modo que:

- a capacitância total de entrada do circuito equivalente seja igual a  $C_T$ .
- os potenciais eletrostáticos dos pontos espaciais  $|e|$  sejam idênticos a distribuição da tensão capacitiva dos nós  $|V|$ .

Deve ser observado que no critério 1, a presença da coluna isolante modificará um pouco o campo eletrostático. Como primeira aproximação, essa modificação é desprezível para o cálculo dos potenciais eletrostático. Entretanto, esta aproximação dará origem a um erro sistemático no cálculo da resposta degrau.

#### 5.4. - MODELAGEM DA CAPACITÂNCIA PARASITA

Considere-se o divisor de potencial da Fig. 5.4a. Seja  $Q$  uma carga colocada no terminal de alta-tensão para elevar seu potencial para 1 volt em relação ao plano de terra. Inicialmente deve ser analisado o campo eletrostático do divisor e a seguir calculada a distribuição dos potenciais eletrostático dos pontos espaciais. A distribuição de tensões dos nós do circuito equivalente (Fig. 5.4b) deve ser idêntica a distribuição do potencial eletrostático, quando o circuito é excitado por uma tensão degrau unitária.

Quando o circuito equivalente é excitado por uma tensão degrau unitária, as seguintes equações podem ser escritas aplicando a Lei das correntes de Kirchhoff em cada nó:

$$e_1 CL_1 + (e_1 - e_2) CS_1 + (e_1 - e_2) CM_2 + (e_1 - e_3) CM_3 + \dots + (e_1 - e_n) CM_n = C_T$$

$$e_2 CL_2 + (e_2 - e_1) CM_2 + (e_2 - e_1) CS_1 + (e_2 - e_3) CS_2 = 0$$

.

.

.

(1)

$$e_n CL_n + (e_n - e_1) CM_n + (e_n - e_{n-1}) CS_{n-1} = 0$$

As incógnitas desse sistema de equações são as capacitâncias, e verifica-se que há mais incógnitas do que o número de equações. Portanto, para tornar esse sistema de equações compatível, serão necessárias algumas suposições simplificadoras.

As sugestões propostas a seguir, obtidas após grande número de tentativas numéricas, conduzem a um circuito equivalente compatível:

1 - A primeira capacitância parasita para terra é igual a 1/3 da capacitância de entrada total  $C_T$  calculada.

2 - A corrente capacitiva através da primeira capacitância paralela  $CS_1$  é igual a 1/3 da corrente capacitiva total que flui do terminal de alta-tensão para a coluna do divisor.

3 - Todas as capacitâncias paralelas  $CS_i$  são iguais.

4 -  $CM_i = \alpha e_i$

Com estas suposições, é possível resolver o sistema



de equações(1) para obter os valores de todas as capacitâncias parasitas.

### 5.5. - TÉCNICA DE MODELAGEM COM OS ELETRODOS FLUTUANDO

Em alguns divisores de potencial, um eletrodo de blindagem formado por um toróide é conectado ao topo do divisor através de resistências de amortecimento. O circuito equivalente das capacitâncias parasitas da Fig.5.5 é similar ao circuito equivalente da Fig.5.4, porém para sua obtenção algumas das suposições restritivas da seção anterior devem ser modificadas como descritas a seguir:

Com o toróide diretamente ligado ao topo da coluna do divisor, obtém-se a distribuição de potencial eletrostático dos pontos espaciais  $|V|$  e a capacitância de entrada  $C_{T1}$ . Repetem-se os cálculos do campo com o toróide flutuando obtendo-se a distribuição de potencial eletrostático  $|e|$ , a capacitância de entrada  $C_{T2}$ , e o potencial do toróide flutuando  $e_k$ . Estes cálculos devem ser efetuados por uma técnica mais eficiente como a de simulação de cargas (apêndice 1). Os principais parâmetros do divisor, tais como a capacitância do toróide para terra  $CG$  (Fig.5.5a), a capacitância entre o toróide e o terminal de alta-tensão  $CK$ , e a capacitância entre o terminal de alta-tensão e terra  $CT$ , devem ser todas determinadas durante os cálculos.

Em seguida são escritas as equações nodais para uma excitação de tensão degrau unitária:

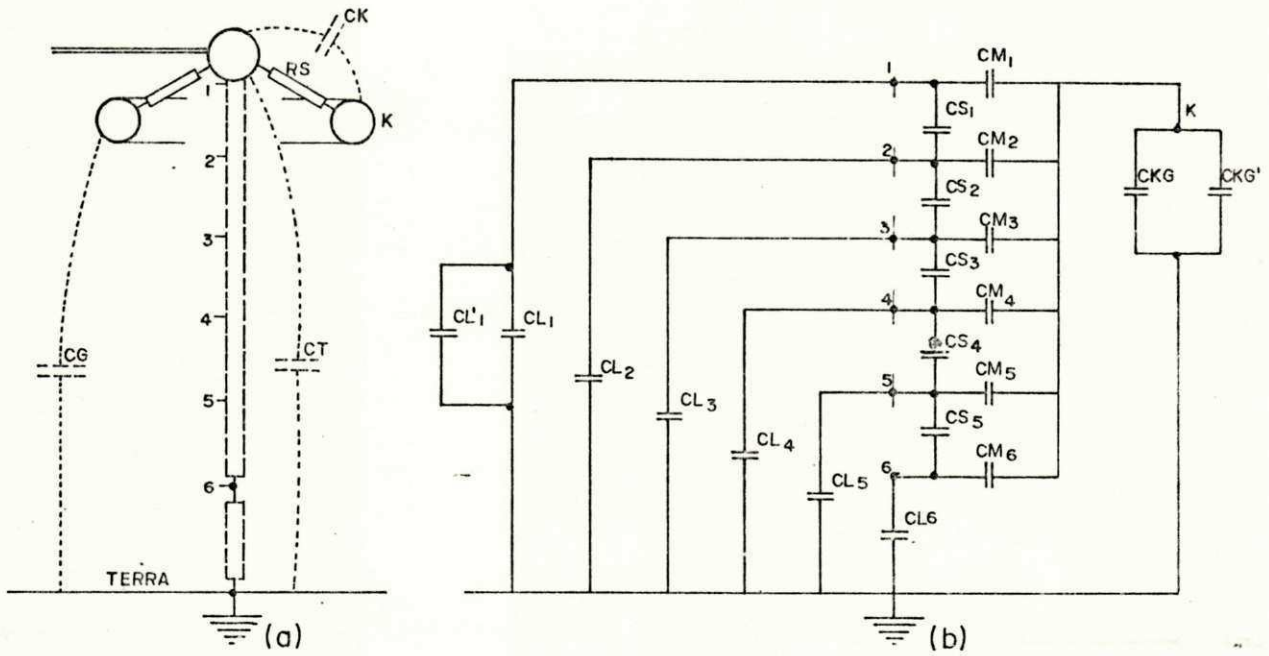


FIG. 5.5 — (a) ESTRUTURA DO DIVISOR COM OS ELETRODOS FLUTUANDO.  
 (b) CIRCUÍTO EQUIVALENTE DAS CAPACITANCIAS PARASITAS.

$$e_k (CKG + CKG') + (e_k - e_1)CM_1 + (e_k - e_2)CM_2 + \dots + (e_k - e_n)CM_n = 0$$

$$e_1 (CL_1 + CL_1') + (e_1 + e_k)CM_1 + (e_1 - e_2)CS_1 = C_{T2}$$

$$e_2 CL_2 + (e_2 - e_k)CM_2 + (e_2 - e_1)CS_1 + (e_2 - e_3)CS_2 = 0$$

.

.

.

(2a)

$$e_n CL_n + (e_n - e_k)CM_n + (e_n - e_{n-1})CS_{n-1} = 0$$

$$V_1 (CL_1 + CL_1' + CKG + CKG') + (V_1 - V_2)(CS_1 + CM_2) + (V_1 - V_3)CM_3 + (V_1 - V_4)CM_4 +$$

$$\dots + (V_1 - V_n)CM_n = C_{T2}$$

$$V_2 CL_2 + (V_2 - V_1)CM_2 + (V_2 - V_1)CS_1 + (V_2 - V_3)CS_2 = 0$$

.

.

.

(2b)

$$V_n CL_n + (V_n - V_1)CM_n + (V_n - V_{n-1})CS_{n-1} = 0$$

Os sistemas de equações (2a) e 2b) são insuficientes para determinar as capacitâncias desconhecidas. Foram feitas várias tentativas numéricas às quais sugerem as seguintes su po si ç õ e s para se obter um circuito equivalente compatível pa ra as capacitâncias parasitas:

- 1 - As capacitâncias  $CKG'$ ,  $CM_1$  e  $CL_1'$  são iguais a  $1/3$  do valor das capacitâncias  $CG$ ,  $CK$  e  $CT$  respectivamente.
- 2 - Todas as capacitâncias em paralelo  $CS_i$  são iguais.

Com estas suposições, os sistemas de equações (2a) e (2b) podem ser resolvidos para se obter as capacitâncias parasitas. Observe-se que a capacitância do toróide para terra  $CG$  foi dividida em duas partes  $CKG+CKG'$  (Fig.5.5), como também a capacitância do terminal de alta-tensão para terra  $CT=CL_1+CL_1'$ , de modo a deixar uma fração das capacitâncias calculadas concentrada entre os principais eletrodos do divisor.

#### 5.6. - VERIFICAÇÃO DO MODELO

O modelo da capacitância parasita do divisor de potencial apresentado no Capítulo III será descrito a seguir:

O campo eletrostático foi calculado usando a técnica de simulação de cargas. O programa DIVFLD desenvolvido pelo Prof. S.R.Naidu do Grupo de Alta Tensão do CCT-UFPb, foi utilizado para avaliação do campo eletrostático do divisor. O programa usa 15 anéis de carga para simular um eletrodo esférico semelhante ao terminal de alta-tensão do divisor, e 30 anéis de carga para simular o eletrodo de blindagem de forma toroidal. A entrada para o programa são as principais dimensões do divisor. A saída do programa DIVFLD é a distribuição do potencial eletrostático em 20 pontos igualmente distancia

dos ao longo da coluna do divisor, e a capacitância total de entrada. A saída é então processada como foi descrito nas secções anteriores a fim de se obter os parâmetros da distribuição das capacitâncias parasitas. Estes parâmetros são apresentados nas Tabelas I, II e III, para o divisor com e sem eletrodos de blindagem.

Tendo determinado a distribuição da capacitância parasita, a resposta degrau foi obtida utilizando os programas DIVRESP e TOROID, desenvolvidos pelo Prof. S.R.Naidu, destinados a calcular a resposta degrau de um divisor de potencial resistivo, sem e com os eletrodos de blindagem respectivamente. A entrada destes programas é a saída do programa DIVFLD. Os programas DIVRESP ou TOROID, obtêm os parâmetros do circuito equivalente da capacitância parasita e então calcula a resposta degrau normalizada. Os cálculos transitórios são efetuados numa extensão de 250 intervalos de tempo de 4ns cada. O valor da impedância de surto do condutor de alta tensão é de 347 ohms. Foi considerada uma indutância interna no gerador degrau para levar em conta o plano vertical metálico. Constatou-se que o melhor valor desta indutância é de 1,5  $\mu$ H.

#### 5.7. - RESULTADOS E DISCUSSÃO

Um sumário dos resultados dos cálculos da resposta degrau é apresentado na Tabela IV. Os parâmetros dados na ta

TABELA I

VALORES DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS (pF)

Divisor sem blindagem - Fig. 5.6a

Ponto	$CS_i$	$CL_i$	$CM_i$
1	14,592	4,5643	0
2	14,592	8,5720	0,71239
3	14,592	4,4834	0,47044
4	14,592	3,0633	0,34493
5	14,592	2,4273	0,26825
6	14,592	2,0909	0,21646
7	14,592	1,8961	0,17899
8	14,592	1,7725	0,15051
9	14,592	1,6904	0,12803
10	14,592	1,6340	0,10972
11	14,592	1,5946	0,094432
12	14,592	1,5655	0,081390
13	14,592	1,5452	0,070048
14	14,592	1,5300	0,060018
15	14,592	1,5195	0,051007
16	14,592	1,5125	0,042795
17	14,592	1,5077	0,035208
18	14,592	1,5056	0,028106
19	14,592	1,5049	0,021373
20	14,592	1,5080	0,014909
21	-	11,949	0,0086305

Tabela II

VALORES DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS(pF)  
Divisor com blindagem superior flutuando - Fig.5.12a

Ponto	$CS_i$	$CL_i$	$CM_i$
1	19,359	1,5098	3,9924
2	19,359	3,3030	12,2560
3	19,359	2,2169	6,5574
4	19,359	1,9725	3,9327
5	19,359	1,8129	2,3897
6	19,359	1,5996	1,4371
7	19,359	1,3648	0,86387
8	19,359	1,1366	0,51821
9	19,359	0,94829	0,31870
10	19,359	0,79004	0,19701
11	19,359	0,66595	0,12374
12	19,359	0,56951	0,079443
13	19,359	0,49695	0,052694
14	19,359	0,43183	0,033006
15	19,359	0,39839	0,024519
16	19,359	0,35058	0,014399
17	19,359	0,33551	0,011456
18	19,359	0,30409	0,0066453
19	19,359	0,29709	0,0049199
20	19,359	0,28917	0,0032247
21	-	14,125	0,0015528

TABELA III

## VALORES DAS CAPACITÂNCIAS PARASITAS (pF)

Divisor com 2 blindagens, a superior flutuando, e resistência na saída do gerador - Fig. 5.11a

Ponto	$CS_i$	$CL_i$	$CM_i$
1	19,415	1,4880	3,9827
2	19,415	3,3608	12,2500
3	19,415	2,2606	6,5498
4	19,415	2,0163	3,9232
5	19,415	1,8573	2,3802
6	19,415	1,6458	1,4291
7	19,415	1,4085	0,85626
8	19,415	1,1822	0,51614
9	19,415	0,98762	0,31450
10	19,415	0,82992	0,19625
11	19,415	0,70138	0,12256
12	19,415	0,61007	0,078623
13	19,415	0,55940	0,051178
14	19,415	0,57818	0,032401
15	19,415	0,74913	0,020969
16	19,415	1,19070	0,012107
17	19,415	2,00300	0,0060942
18	19,415	3,05360	0,0028470
19	19,415	3,86200	0,0015361
20	19,415	4,04300	0,0009311
21	-	17,93600	0,0006724



TABELA IV

## RESPOSTA DEGRAU — SUMÁRIO DOS RESULTADOS



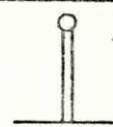
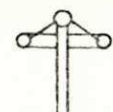
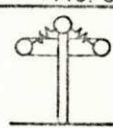
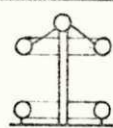
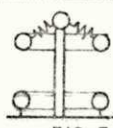
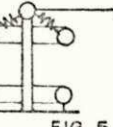
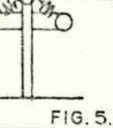
N	R <sub>2</sub> 	L <sub>2</sub> MH	R <sub>TOR.</sub> 	L <sub>TOR.</sub> MH	TEMP. FRENTE		TEMP. CAUDA		VALOR PICO		PERIODO (m <sub>s</sub> )		FREQUENCIA (MH <sup>2</sup> )		CONFIGURAÇÃO
					CALC.	MED.	CALC.	MED.	CALC.	MED.	CALC.	MED.	CALC.	MED.	
1	5,3	17	0	0	136	150	324	320	187	135	20	20	50	50	A  FIG. 5.6
2	5,1	0	0	0	136	140									
3	5,3	17	0	0	56	50			279	200	108	100	9,3	10	B  FIG. 5.7
4	5,1	0	0	0	56	60					104	105			
5	5,3	17	312	8	80	90	164	190	250	190					C  FIG. 5.8
6	5,1	0	312	8	80	80									
7	5,3	17	0	0	60	70			214	180	105	100	9,5	10	D  FIG. 5.9
8	5,1	0	0	0	60	60					104	100	9,6	10	
9	5,3	17	312	8	100	120	232	200	221	180					E  FIG. 5.10
10	5,1	0	312	8	120	140									
11	5,3	17	312	8	124	140	312	280	182	140					F  FIG. 5.11
12	5,1	0	312	8	140										
13	5,3	17	312	8	112	140	304	300	185	140					G  FIG. 5.12
14	5,1	0	312	8	130	130									

Tabela V - Diferença percentual entre os valores medidos e calculados da resposta degrau

Caso	Tempo de Frente	Tempo de Cauda	Valor de Pico	Frequência	Figura
1	-9,3%	+1,3%	+38,5%	0%	5.6
3	+12	-	+39,5	-7	5.7
5	-11	-13,6	+31,6	-	5.8
7	-14	-	+18,9	-5	5.9
9	-16,6	+16	+22,8	-	5.10
11	-11	+11,4	+30	-	5.11
13	-20	-1,3	+32	-	5.12

bela são os valores de pico da resposta, o tempo para atingir o valor de pico, o tempo para a resposta decair até a metade do valor de pico, e em alguns casos a frequência das oscilações superpostas. Os valores desses parâmetros medidos através dos oscilogramas também foram apresentados nessa tabela para comparação.

O divisor foi estudado através de 7 configurações diferentes: A - divisor sem blindagem, B - divisor com blindagem superior, C - divisor com blindagem superior flutuando, D - divisor com duas blindagens, E - divisor com duas blindagens, a superior flutuando, F - divisor com duas blindagens, a superior flutuando e resistência na saída do gerador, G - divisor com blindagem superior flutuando e resistência na saída do gerador. Em cada uma dessas configurações foram estudados dois casos: no primeiro (ímpar) foi utilizado uma resistência de baixa-tensão de 5,3 ohms e constante de tempo de 3220 ns, e no segundo caso (par), a resistência era de 5,1 ohms e constante de tempo de 0,01 ns. Em todos os casos a constante de tempo da resistência de alta-tensão foi de 10 ns.

Analisando os casos ímpares ( $T_2 = 3220$  ns) através das respostas degrau medida e calculada, nota-se em todos eles uma elevada sobre elevação (over-shoot) o que significa um tempo de resposta acentuadamente negativo. A principal causa da grande sobre elevação verificada nesses casos é a grande diferença entre as constantes de tempo das resistên

cias de alta e baixa tensão do divisor. Todavia, a resposta degrau medida e calculada resultou bastante aproximada em todos os sete casos estudados. A tabela V mostra a diferença em porcentagem entre o valor medido e calculado correspondente ao tempo de frente, tempo de cauda, valor de pico e frequência superposta. Deve-se salientar que houve certa dificuldade em avaliar os valores medidos devido às oscilações de alta frequência superposta ao sinal originadas pelo fenômeno de ressonância de cavidade da sala. Os tempos de frente e de cauda resultaram em boa aproximação, proporcionando uma diferença média de 12%, enquanto que o valor de pico calculado foi superior em 35% ao valor medido. Essa maior diferença no valor de pico se deve ao fato de que no sistema real atuam certos fenômenos dependentes da frequência que atenuam o sinal durante a sua transmissão, os quais não foram levados em consideração nos cálculos. A semelhança entre a resposta degrau medida e a calculada é observada até nos pequenos detalhes, como por exemplo na Fig. 5.6a onde se nota um patamar logo no início da resposta. Na Fig. 5.7a devido às oscilações, os valores mínimos da resposta começam a ficar positivos após o terceiro ciclo. Na Fig. 5.8a após o valor de pico a resposta cai bruscamente até formar um patamar entre 180 e 300 ns.

Analisando agora os casos pares ( $T_2=0,01$ ) nota-se que em todos eles praticamente desapareceu a sobre elevação, o que significa um tempo de resposta um pouco positivo. A

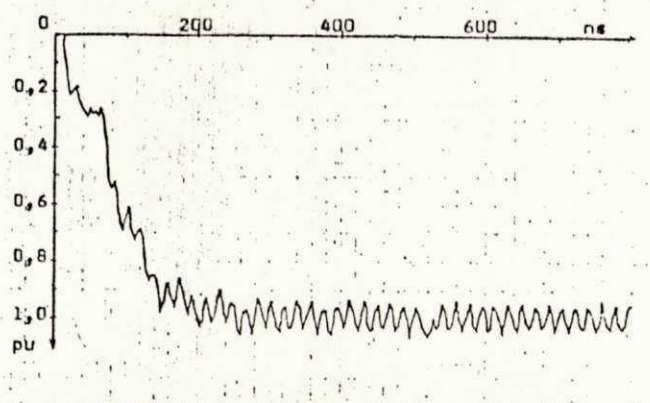
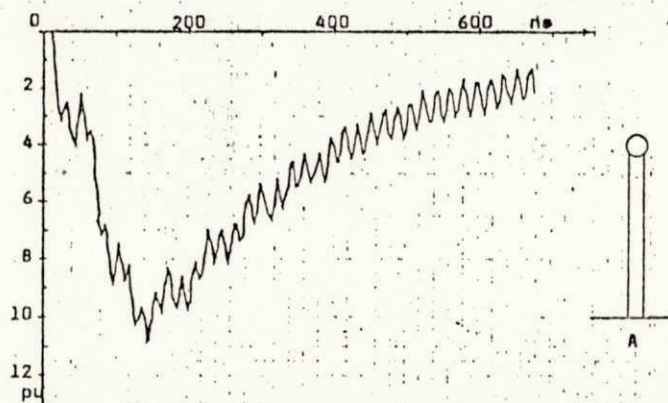
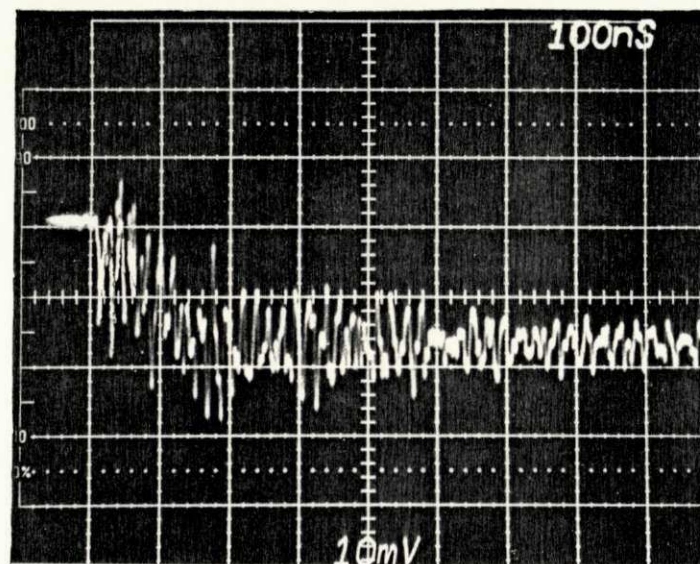
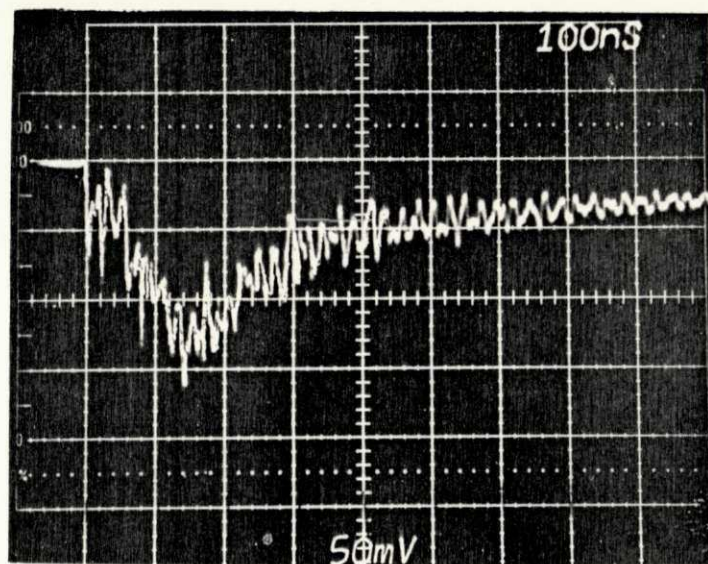
razão dessa inversão no tempo de resposta é que a constante de tempo da resistência de baixa-tensão é agora um pouco inferior a constante de tempo da resistência de alta-tensão. Não havendo sobre elevação, o tempo de frente é agora definido como o tempo necessário para a onda atingir o seu valor final. Verifica-se para esses casos (Tabelas IV e V) que a resposta calculada é quase idêntica a resposta medida, tanto no que se refere ao tempo de frente como nas frequências de oscilações superpostas ao sinal. Também em alguns detalhes a identificação entre a resposta medida e calculada é quase perfeita como por exemplo na Fig. 5.8b onde se nota uma pequena sobre elevação seguida por uma oscilação. Na Fig. 5.12a há uma pequena depressão na resposta logo após o valor de pico.

Para todos os 14 casos estudados, a resposta degrau calculada mostra uma completa concordância com a resposta degrau medida. Entretanto, algumas diferenças sistemáticas foram evidenciadas nos parágrafos precedentes. Estas diferenças podem ser atribuídas aos seguintes fatos:

- 1 - Todas as resistências e indutâncias são parâmetros dependentes da frequência, devido principalmente ao efeito pelicular. Na resposta degrau calculada, os parâmetros foram admitidos serem independentes da frequência.
- 2 - A presença da coluna isolante do divisor foi desprezada nos cálculos do campo. O tubo isolante provavelmente aumenta as capacitâncias parasitas e tem um efeito amorte

cedor sobre a resposta degrau.

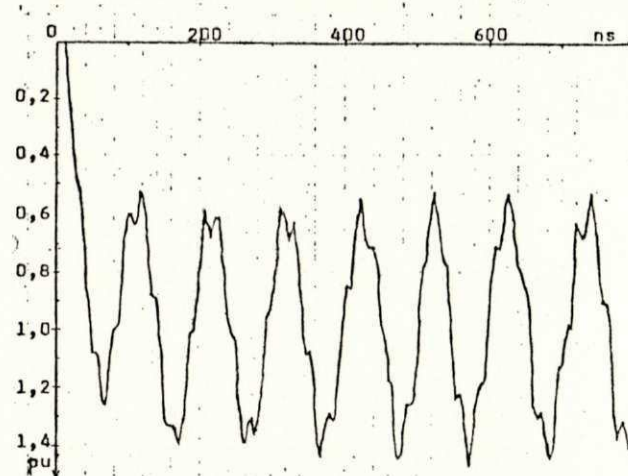
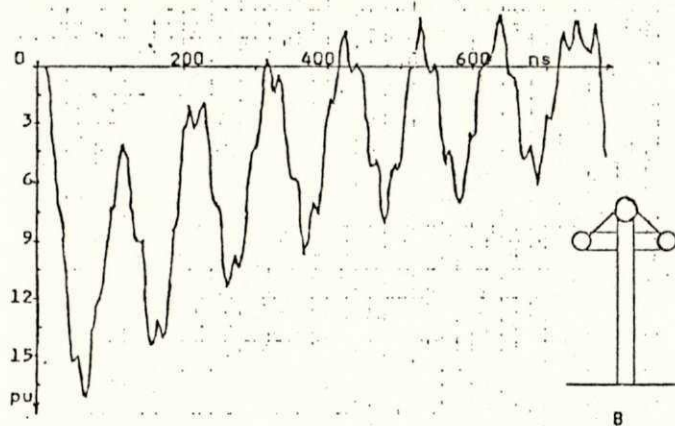
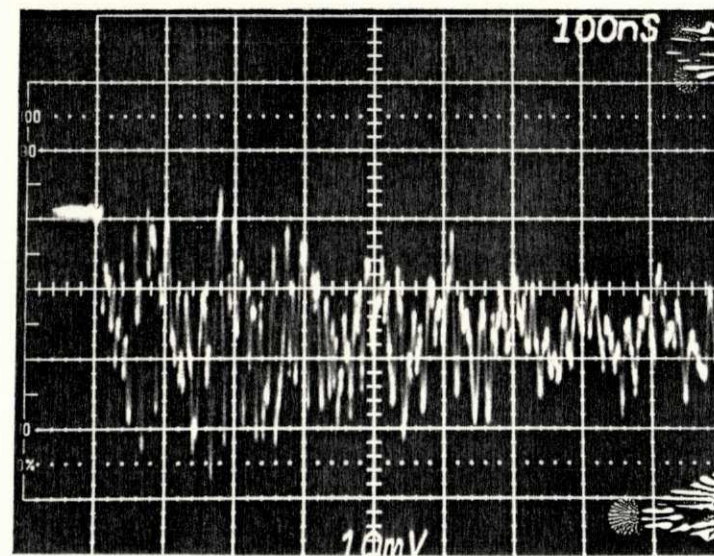
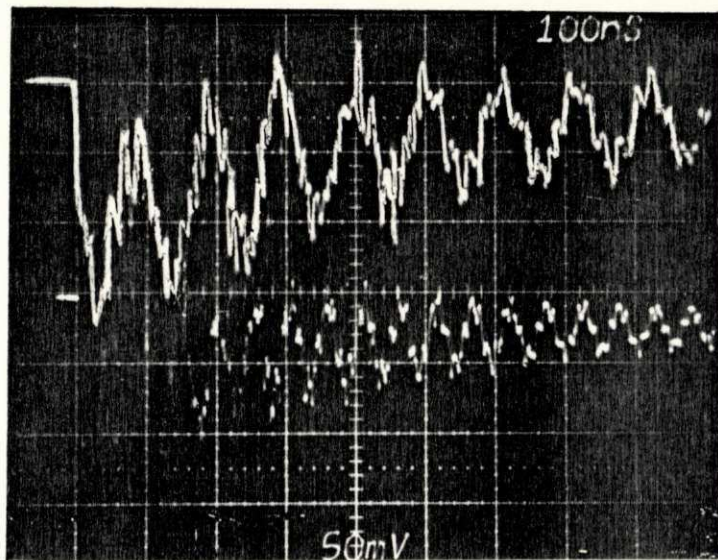
- 3 - As paredes metálicas da sala blindada, onde foram efetuadas todas as medidas, dá origem a um fenômeno de ressonância de cavidade. Isto pode ser visto nas oscilações de alta frequência superpostas nos oscilogramas das respostas degrau. As paredes metálicas provavelmente também introduz o efeito de proximidade na calculação do campo. É possível que o efeito de proximidade aumente as capacidades parasitas e provavelmente tenha um efeito de amortecimento sobre a resposta degrau.



(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH

(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig. 5.6 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA. DIVISOR SEM BLINDAGEM

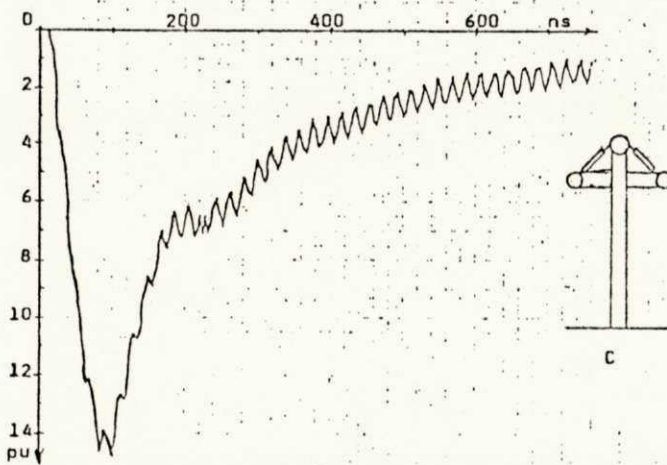
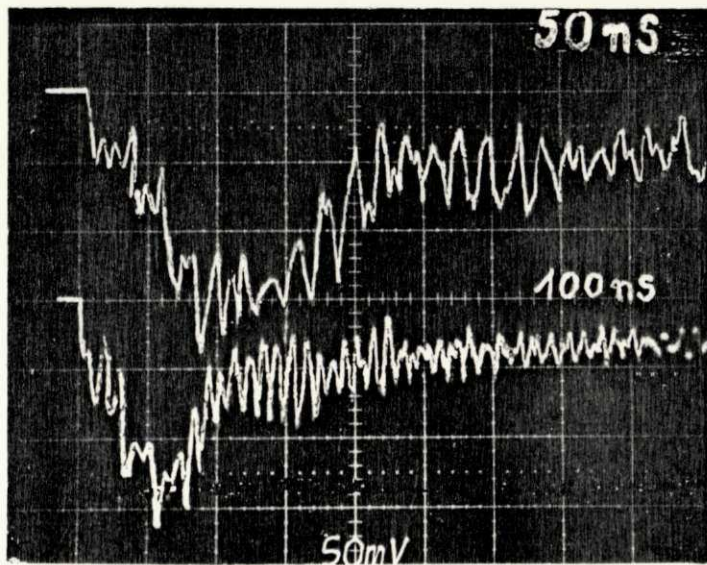


(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH

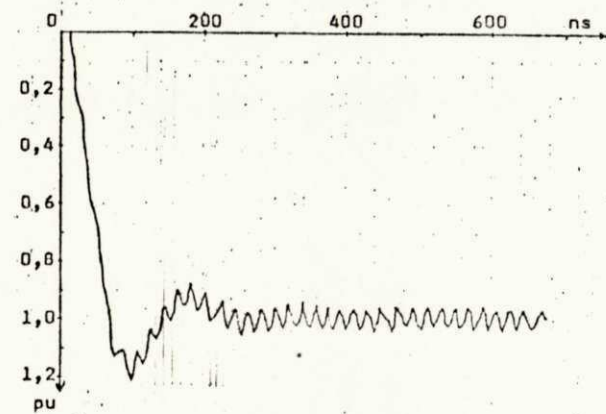
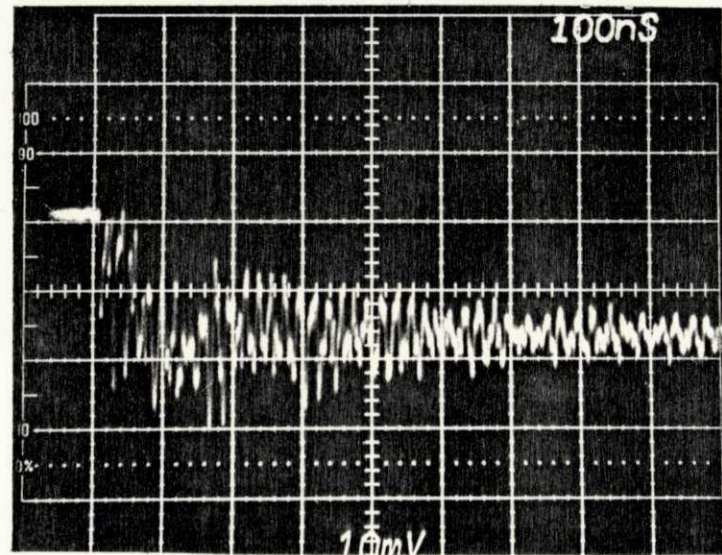
(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig.5.7 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA. DIVISOR COM BLINDAGEM SUPERIOR





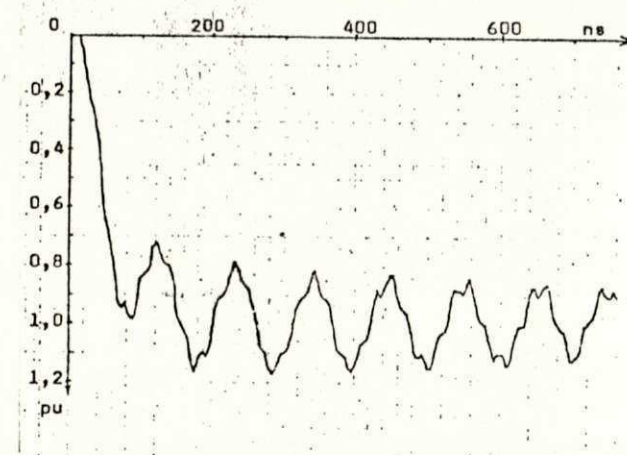
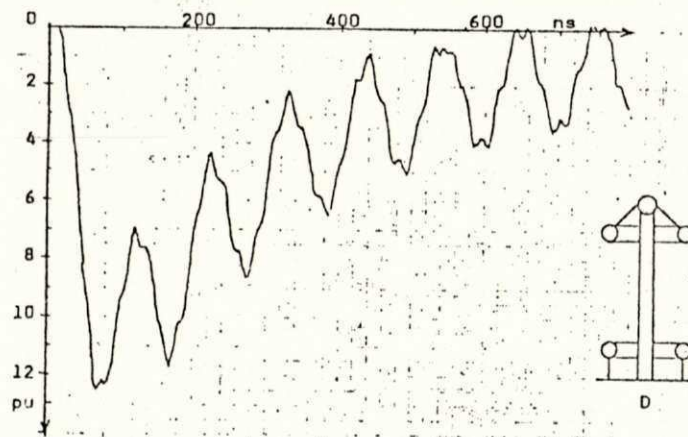
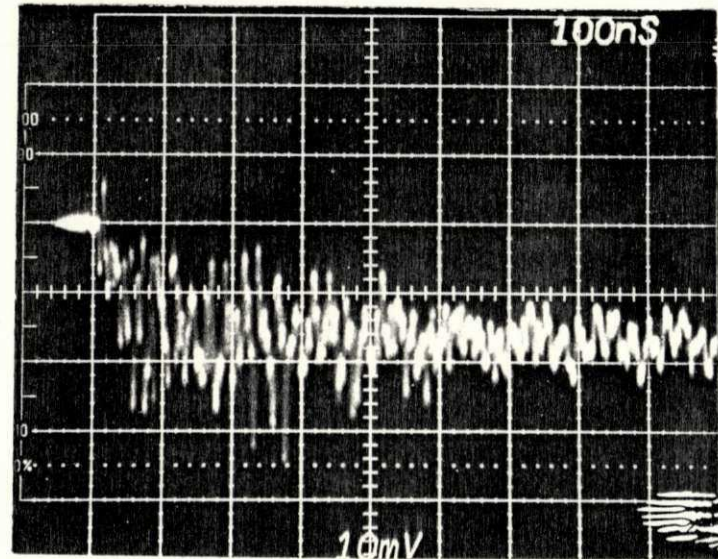
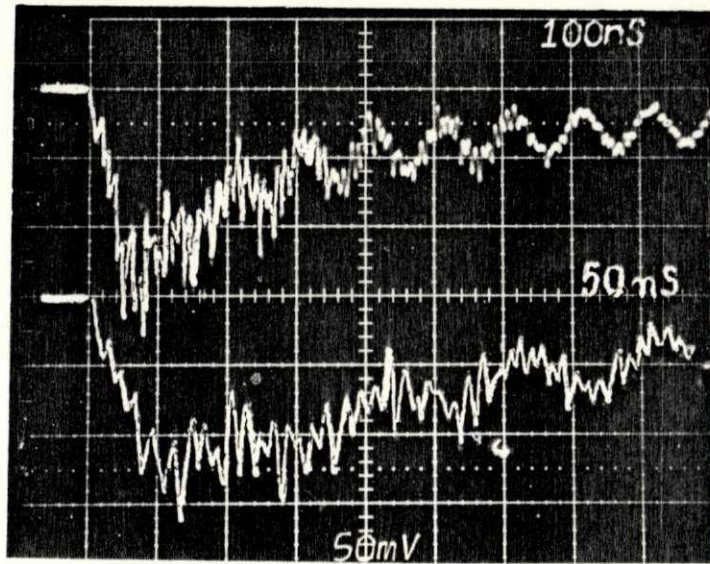
(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH



(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig.5.8 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA

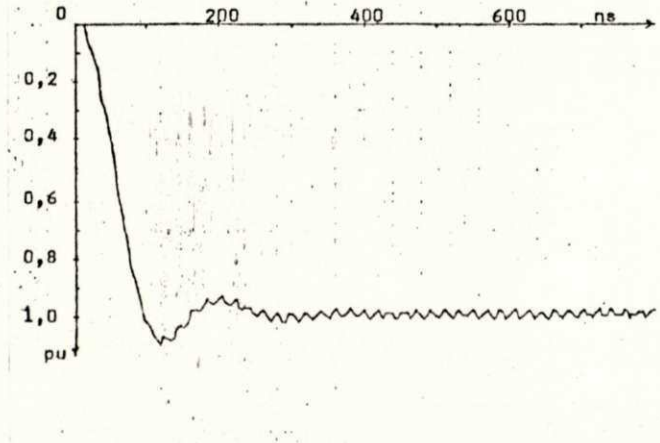
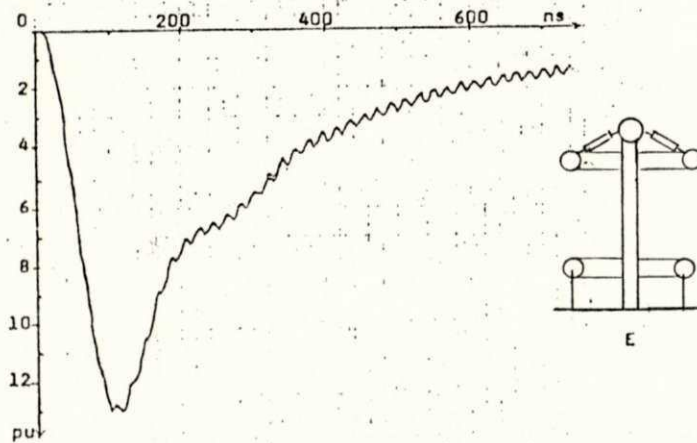
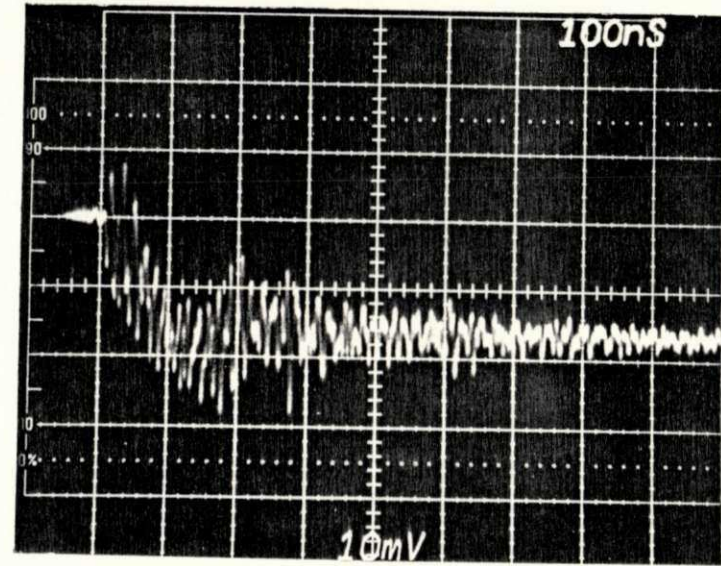
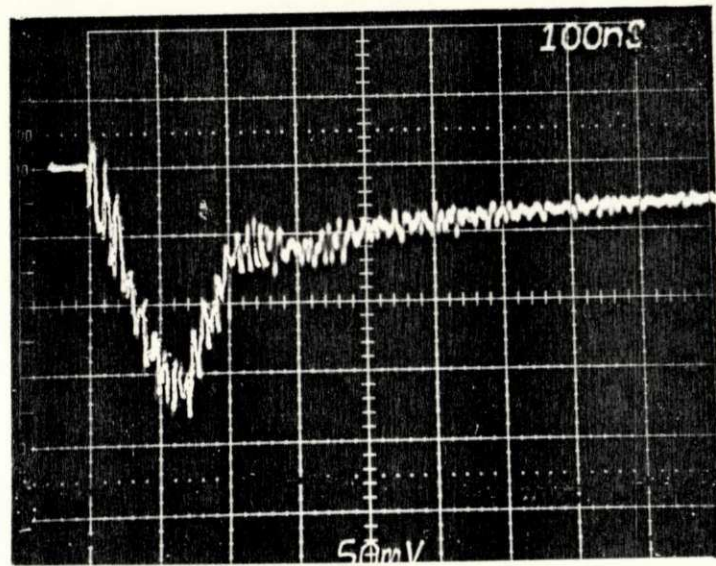
DIVISOR COM BLINDAGEM SUPERIOR FLUTUANDO



(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH

(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig.5.9 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA. DIVISOR COM DUAS BLINDAGENS

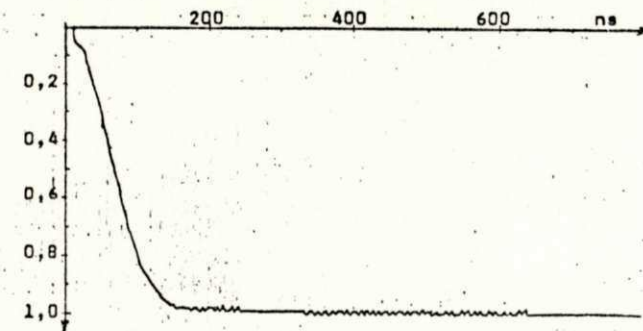
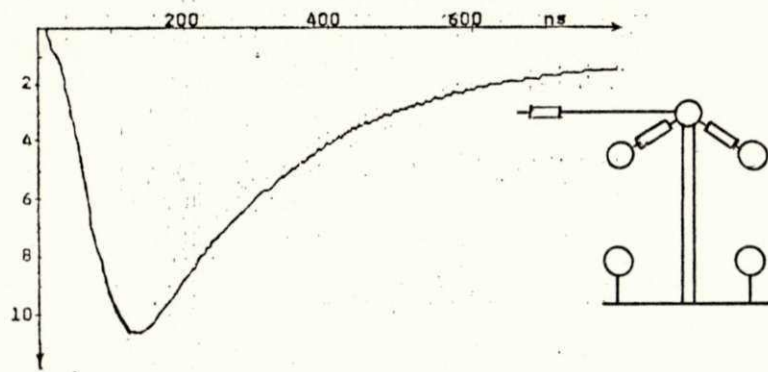
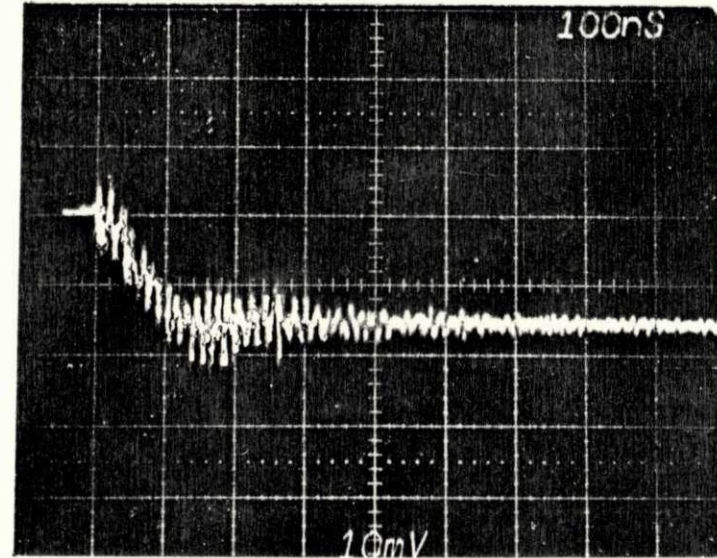
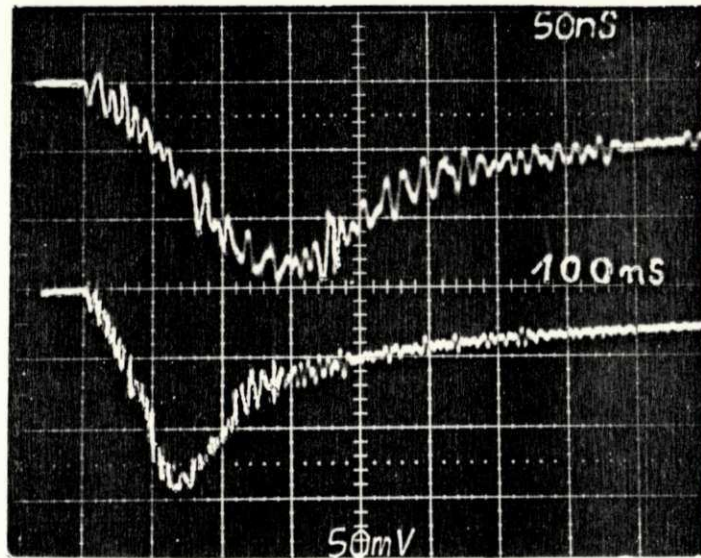


(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH

(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig.5.10 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA

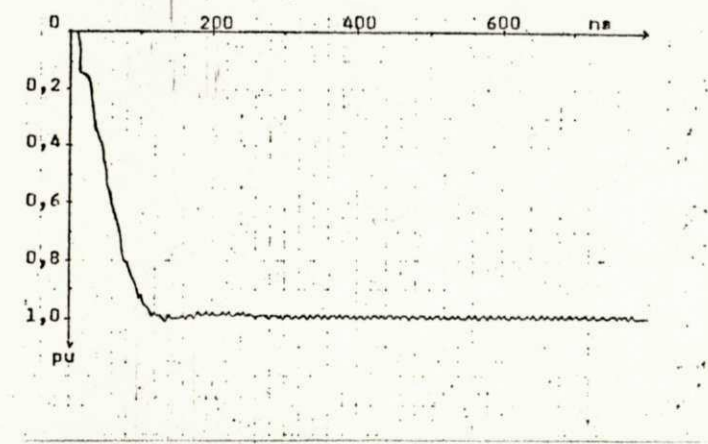
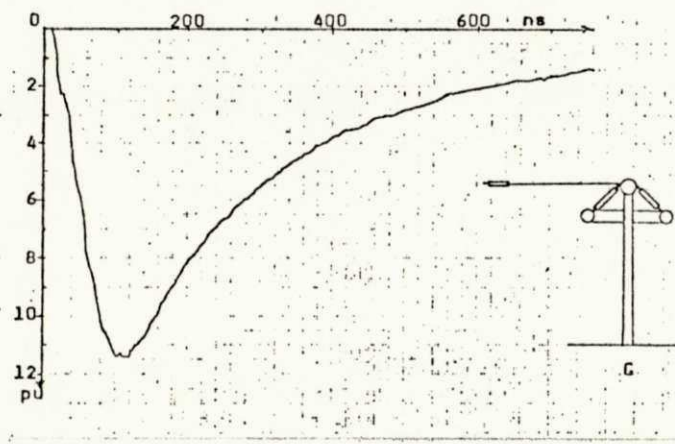
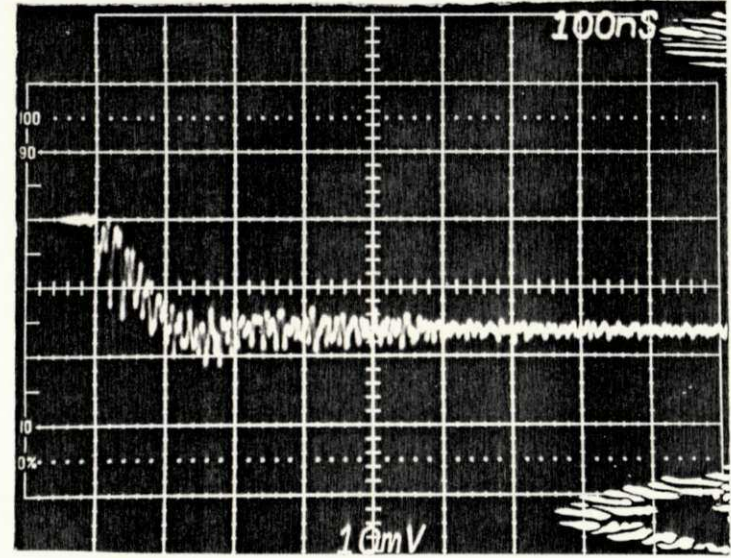
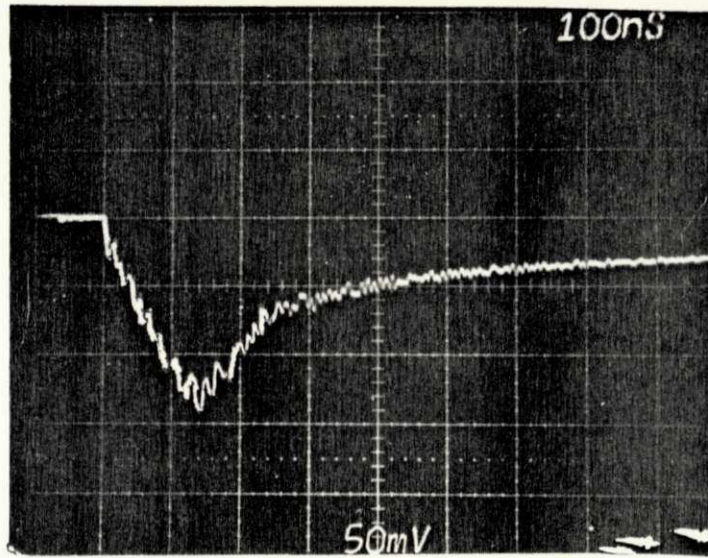
DIVISOR COM DUAS BLINDAGENS, A SUPERIOR FLUTUANDO



(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH

(b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH

Fig. 5.11 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA. DIVISOR COM DUAS BLINDAGENS, A SUPERIOR FLUTUANDO E RESISTENCIA NA SAIDA DO GERADOR



(a)  $R_2=5,3$  ohms  $L_2=17$  uH  
 (b)  $R_2=5,1$  ohms  $L_2=0$  uH  
 Fig.5.12 RESPOSTA DEGRAU MEDIDA E CALCULADA. DIVISOR COM BLINDAGEM SUPERIOR FLUTUANDO E RESISTENCIA NA SAIDA DO GERADOR

## CAPÍTULO VI

### CONCLUSÃO

Os principais objetivos deste trabalho, como foi enfatizado no Capítulo II, se constituía da construção de um protótipo de um divisor de potencial resistivo e especialmente no desenvolvimento de um modelo generalizado de um divisor resistivo, cujas características de resposta ao degrau unitário fosse semelhante a resposta degrau de um protótipo construído no Laboratório. Os resultados apresentados no Capítulo V permitem assegurar que esses objetivos foram plenamente atingidos com bom êxito.

1. Foi construído um protótipo de um divisor de potencial resistivo para 1 MV e medida a resposta degrau do divisor em 7 configurações diferentes.

2. Foi elaborado um modelo do divisor, após inúmeras e exaustivas tentativas, cuja resposta ao degrau foram semelhantes ao do protótipo (Figuras 5.6a a 5.12a).
3. Foi modificada a indutância do ramal de baixa-tensão e novamente confirmada a identidade entre as respostas medida e calculada (Figuras 5.6b a 5.12b).
4. Há fortes indícios de que o tempo de resposta será tanto menor quanto mais próximos entre si estiverem as constantes de tempo dos ramos de alta e baixa-tensão.
5. Sugere-se para futuros estudos a otimização da forma e localização dos eletrodos de blindagem bem como um processo de enrolamento das resistências de baixa e alta-tensão que assegurem um valor mínimo para a indutância residual.

## A N E X O

## A TÉCNICA DE SIMULAÇÃO DE CARGAS

A técnica de simulação de cargas é um método computacional muito simples e conveniente para a calculacão de campos eletrostáticos. A técnica pode ser explicada referindo-se a Fig. A-1, na qual são mostrados dois corpos condutores nos potenciais  $\phi_1$  e  $\phi_2$ . A técnica consiste em colocar cargas discretas porém desconhecidas (tais como pontos, segmentos ou anéis de cargas) em certos pontos conhecidos no interior da superfície condutora, e portanto, fora da região de interesse. Os potenciais em determinados pontos de uma superfície de contorno, devido às cargas internas, são calculadas e igualadas aos potenciais conhecidos da superfície de contorno. Este procedimento resulta num conjunto de equações algébricas lineares.



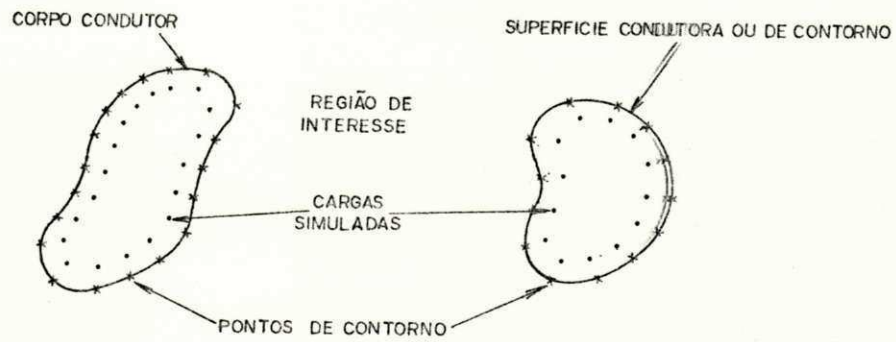


FIG. A.1 — A TÉCNICA DE SIMULAÇÃO DE CARGAS

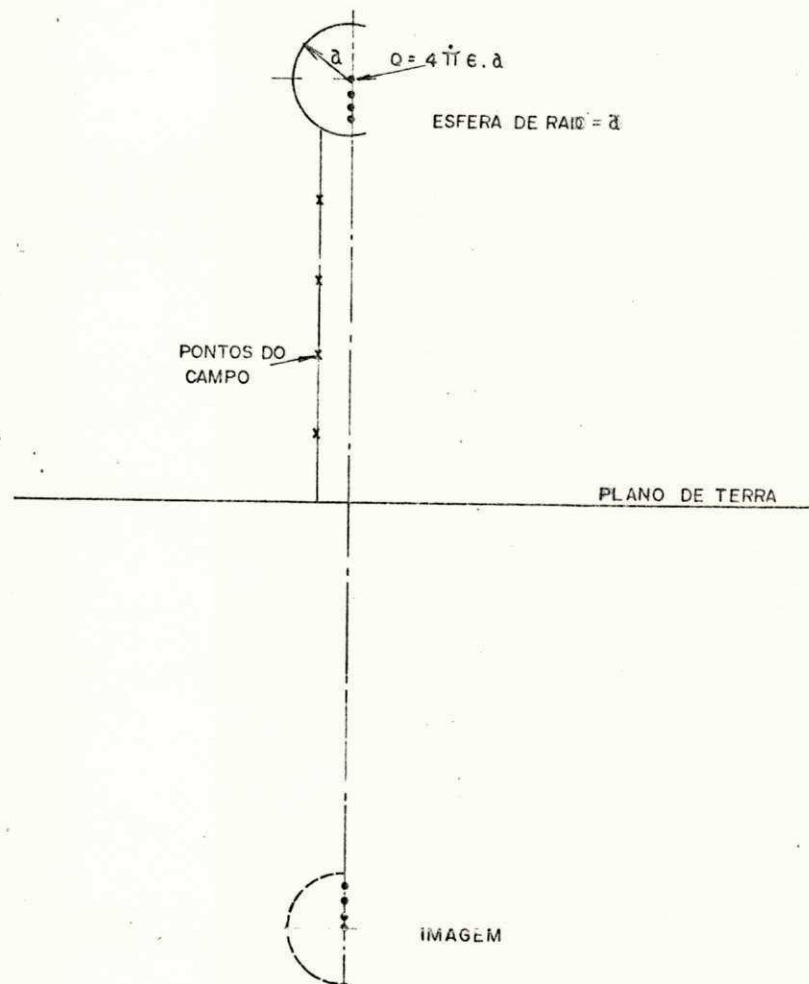


FIG. A.2 — DIVISOR SEM ELETRODOS DE BLINDAGEM

res de cargas desconhecidas. O sistema de equações é compatível se o número de cargas desconhecidas for igual ao número de pontos de contorno. Não há uma regra precisa para a escolha da localização das cargas ou pontos de contorno, e uma escolha adequada depende do bom senso e da experiência.

#### CAMPO ELETROSTÁTICO DE UM DIVISOR SEM ELETRODOS DE BLINDAGEM

O divisor sem os eletrodos de blindagem foi simulado com um eletrodo esférico acima de um plano de terra infinito (Fig. A-2). O cálculo do campo eletrostático é relativamente simples. Uma carga pontual  $Q = 4\pi\epsilon_0 a$ , onde "a" é o raio da esfera, é colocada no centro da esfera e as imagens sucessivas da carga em relação ao plano de terra e o eletrodo esférico são obtidas. Observe que o potencial em qualquer ponto da superfície condutora, devido a todas as cargas internas, é exatamente 1 volt. A distribuição de potencial ao longo da coluna do divisor, devido a todas as cargas simuladas, pode ser facilmente calculada.

#### CAMPO ELETROSTÁTICO DE UM DIVISOR COM UM ELETRODO DE BLINDAGEM

Quando um eletrodo de blindagem está presente, a distribuição de potencial ao longo da coluna do divisor é estudada para as duas condições seguintes:

- a) com o toróide ligado diretamente ao terminal de alta-tensão
- b) com o toróide ligado ao terminal de alta-tensão através de resistências, isto é, com o toróide flutuando.

- Toróide ligado diretamente ao terminal de alta-tensão. Foram colocados quinze anéis de cargas no interior do terminal esférico de alta-tensão (Fig. A-3). Os anéis de carga foram distribuídos paralelamente entre si, de tal forma que, o ângulo entre duas linhas radiais que passem por dois anéis quaisquer e consecutivos é constante e igual a  $\pi/n$ , onde  $n$  é o número de anéis. Neste caso o ângulo é de  $\pi/15$  radianos. Cada ponto selecionado sobre a superfície de contorno deve estar localizado sobre a mesma linha radial que passa por cada anel de carga. A distância radial "p" entre um anel de carga e o respectivo ponto de contorno, é igual a 1,3 vezes a distância circular "s" entre dois pontos de contorno oriundos de dois anéis vizinhos. Esta relação foi selecionada pela experiência.

Para simular o toróide foram utilizados trinta anéis de carga. Estes anéis de carga e os respectivos pontos de contorno na superfície toroidal foram dispostos da mesma maneira como no terminal esférico. Assim, haverá 45 anéis de carga nos eletrodos e 45 pontos de contorno. As equações para os potenciais dos pontos de contorno são dadas por:

$$\begin{array}{l}
 a_{1,1}q_1 + a_{1,2}q_2 + \dots + a_{1,45}q_{45} = 1 \\
 a_{2,1}q_1 + a_{2,2}q_2 + \dots + a_{2,45}q_{45} = 1 \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 a_{45,1}q_1 + a_{45,2}q_2 + \dots + a_{45,45}q_{45} = 1
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} \\ \\ \\ \\ \\ \end{array}} \right\} (1)$$

ou

$$|A| \cdot |q| = |B_1| \quad (2)$$

onde  $|B_1|$  é um vetor cujos elementos são unitários. As cargas desconhecidas são dadas por:

$$|q| = |A|^{-1} \cdot |B_1| \quad (3)$$

Toróide flutuando. Quando o toróide está flutuando, a localização dos anéis de carga e a escolha dos pontos de contorno são idênticas ao caso anterior. Há portanto, 45 anéis de carga e 45 pontos de contorno. As incógnitas são as magnitudes das cargas e mais o potencial flutuante do toróide (Fig.A-4). Por conseguinte, é necessário mais uma equação para tornar o sistema compatível. Esta equação é obtida admitindo-se que a soma das cargas no interior do toróide é zero. As equações para os potenciais dos pontos de contorno são:

$$a_{1,1}Q_1 + a_{1,2}Q_2 + \dots + a_{1,45}Q_{45} - 0 \cdot V_t = 1$$

·  
·  
·

$$a_{15,1}Q_1 + a_{15,2}Q_2 + \dots + a_{15,45}Q_{45} - 0 \cdot V_t = 1$$

(4a)

$$a_{16,1}Q_1 + a_{16,2}Q_2 + \dots + a_{16,45}Q_{45} - V_t = 0$$

·  
·  
·

$$a_{45,1}Q_1 + a_{45,2}Q_2 + \dots + a_{45,45}Q_{45} - V_t = 0$$

$$Q_{16} + Q_{17} + \dots + Q_{45} = 0 \quad (4b)$$

Estas equações podem ser escritas na forma matricial

$$|A| \cdot |Q| - V_t |\ell| = |B_2| \quad (5a)$$

$$|\ell|^t \cdot |Q| = 0 \quad (5b)$$

onde  $V_t$  é o potencial flutuante do toróide

$|\ell|$  é um vetor cujo elemento  $\ell_i = 0$  para  $1 \leq i \leq 15$

$\ell_i = 1$  para  $15 < i \leq 45$

$|B_2|$  é um vetor cujo elemento  $b_i = 1$  para  $1 \leq i \leq 15$

$b_i = 0$  para  $15 < i \leq 45$

Solução simultânea dos dois campos. É possível obter mais eficientemente as magnitudes das cargas  $|q|$ ,  $|Q|$  e o potencial flutuante  $V_t$ , considerando a equação(5a). Desta equação vem:

$$|Q| - V_t |A|^{-1} |\ell| = |A|^{-1} \cdot |B_2|$$

Pré-multiplicando por  $|\ell|^t$  e usando a equação(5b)

$$|\ell|^t \cdot |Q| - V_t |\ell|^t \cdot |A|^{-1} |\ell| = |\ell|^t |A|^{-1} |B_2|$$

$$V_t = - \{ |\ell|^t |A|^{-1} |\ell| \} / \{ |\ell|^t |A|^{-1} |B_2| \} \quad (6)$$

$$|Q| = |A|^{-1} |B_2| + V_t |A|^{-1} |\ell|$$

Note que  $|B_1| = |B_2| + |\ell|$  portanto a equação(3) vem a ser:

$$|q| = |A|^{-1} |B_2| + |A|^{-1} |\ell| \quad (7)$$

A computação simultânea dos dois casos pode ser efetuada pelo seguinte algoritmo:

- 1 - Resolva  $|A| \cdot |x| = |B_2|$  e armazene a solução em  $|B_2|$
- 2 - Resolva  $|A| \cdot |y| = |\ell|$  e armazene a solução em  $|\ell|$

Note que esta é uma solução repetitiva do mesmo sistema de equações. Se os fatores LU são disponíveis no ítem 1, a solução repititiva toma um tempo extra muito pequeno.

3 -  $|q| = |B_2| + |\ell|$  onde os vetores  $|B_2|$  e  $|\ell|$  são as soluções obtidas nos itens 1 e 2.

4 -  $v_t = -\{|\ell|^t |B_2|\} / \{|\ell|^t |\ell|\}$  para qualquer vetor  $|R|$  de 45 elementos o produto  $|\ell|^t |R|$  é igual a soma dos últimos 30 elementos de  $|R|$ .

5 -  $|Q| = |B_2| + v_t |\ell|$ .

## BIBLIOGRAFIA

- 1 - International Electrotechnical Commission, Publication 60.2  
"High-Voltage Test Techniques, Part 2 Test procedure",  
1973.
- 2 - SCHWAB, Adolf J. - High Voltage Measurement Techniques,  
MIT Press, 1972, pp. 15-16.
- 3 - HYLÉN-CAVALLIUS, N. - Impulse tests and measuring errors,  
ASEA Publication 7551, Sweden, p.4.
- 4 - International Electrotechnical Commission, Publication 60.4  
"High voltage test techniques, Part 4, Application guide  
for measuring devices", 1977.
- 5 - NAIDU, S. Raghuram - The generation and measurement of  
steeply rising impulse voltages - M.E. Thesis Department  
of High Voltage Engineering, Indian Institute of Science,  
Bangalore, 1970, p.18.
- 6 - HYLÉN-CAVALLIUS, N., PARNELL, T.M. - Unsuspected errors  
in impulse voltage measurement, Queensland Division Techni-  
cal Papers, Institution of Engineers Australia, Vol. 21,  
No 31, November, 1980.
- 7 - HYLÉN-CAVALLIUS, N., PARNELL, T.M. - The measurement of  
standard lightning impulses, 3<sup>a</sup> International Symposium on



High Voltage Engineering, Milan 1979, Paper N° 42.05.

- 8 - ROTH, A. - Tecnicas de la Alta-Tension.
- 9 - NAIDU, S. Raghuram - LOUREIRO, F. J. A., - Design of the High Voltage Electrode for Resistance Voltage Dividers, etzArchiv Bd. 3, 1981, H.6.
- 10 - CIGRÉ Study Committee N° 3, IRR-IMS Group(1) "Facing UHV measuring problems". Electra N° 35, 1974, pp. 157-254.

wtsf