

TESE

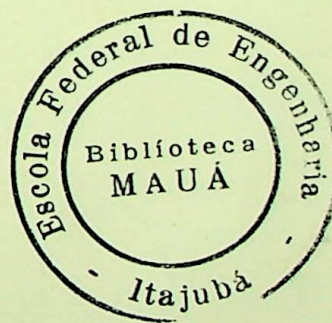
370

TRANSITORIOS DE CHAVEAMENTO EM BANCOS DE  
CAPACITORES

REGINA CELIA DE ALMEIDA CAMPOS

F. 4

Trabalho de Dissertação apresentado a comissão de  
Pós Graduação da ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE  
ITAJUBA, como parte dos requisitos para a obtenção  
do título "MESTRE EM ENGENHARIA ELETRICA"



ITAJUBA, JUNHO DE 1983

Dedicat6ria

A meus pais, Hor6cio Alves Campos e Iolanda de Almeida Campos, meus tios Cel. Danilo Darcy de S6 da Cunha Melo e Maria Zilda Campos Cunha Melo e a Marco Antonio Falbo.

## Agradecimentos

Aos professores José Carlos de Oliveira e João Roberto Cogo pela dedicação e amizade com que orientaram ' esse trabalho.

Aos professores Angelo Rezeck e José Carlos ' Goulart pela valiosa colaboração.

Aos amigos Sérgio Gomes Machado e Antonio Al - ves de Oliveira Jr. pelo apoio e carinho durante todo esse trabalho.

À Maria do Rosário de Fátima Oliveira das Cen - trais Elétricas de Goiás S/A pela dedicação e paciência ' com que datilografou e corrigiu esse trabalho.

Ao Eng<sup>o</sup> Colemar Arruda das Centrais Elétricas ' de Goiás pelo apoio recebido.

As Centrais Elétricas de Goiás pelo apoio fi - nanceiro.

Aos professores do CESE/80 e demais amigos da EFEI pelo apoio recebido.

## Í N D I C E

### CAPÍTULO - I

- 1 - Introdução
- 2 - Compensação Variável de Potencia Reativa
- 3 - Fontes Variáveis de Suprimento de Reativos
- 4 - Objetivos do Trabalho de Dissertação

### CAPÍTULO - II - Transitórios Provocados pelas Operações de Chaveamento de Bancos de Capacitores Monofásicos

- 1 - Introdução
- 2 - Problemas Envolvendo os Transitórios Criados na Energização de um Banco de Capacitores
  - 2.1 - Corrente Transitória de Energização
  - 2.2 - Frequência da Corrente Transitória de Energização
  - 2.3 - Tensão Transitória do Capacitor
  - 2.4 - Chaveamento de Banco de Capacitores em Paralelo
  - 2.5 - Frequência da Corrente Transitória

- 3 - Reatores Limitadores de Corrente
- 4 - Transitórios Causados pela Abertura de Bancos de Capacitores
  - 4.1 - Reignições
- 5 - Influência da Resistência nos Transitórios de Chaveamento
  - 5.1 - Influência da Resistência nos transitórios de Fechamento de Bancos de Capacitores
  - 5.2 - Resistores de Pré-inserção

CAPÍTULO - III - Transitórios Provocados pelas Operações de Chaveamento de Bancos de Capacitores Trifásicos

- 1 - Introdução
- 2 - Tipos de Conexões dos Bancos de Capacitores Trifásicos
- 3 - Análise de Comportamento de Sistemas Contendo Banco de Capacitores Trifásicos, quando das Operações de Energização
  - 3.1 - Energização dos Bancos de Capacitores Trifásicos Ligados em Estrela com o Neutro Rigidamente Aterrado
  - 3.2 - Energização dos Bancos de Capacitores Ligados em Estrela com Neutro Flutuante
  - 3.3 - Energização de Bancos de Capacitores Trifásicos Ligados em Delta

- 3.4 - Energização de Bancos de Capacitores Trifásicos Ligados em Dupla Estrela
- 3.5 - Comparação Entre a Energização de Bancos de Capacitores Monofásicos e Trifásicos
- 3.6 - Conclusões Sobre a Energização dos Bancos Trifásicos com Relação dos Bancos Monofásicos
- 4 - Desenergização de Bancos de Capacitores Trifásicos
  - 4.1 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Estrela Rigidamente Aterrado
  - 4.2 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Estrela Flutuante
  - 4.3 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Delta
  - 4.4 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Dupla Estrela
- 5 - Conclusões

CAPÍTULO - IV - Modelagem e Simulação Digital do Fenômeno de Energização de Bancos de Capacitores Monofásicos

- 1 - Introdução
- 2 - Análise do Circuito Tipo 1
- 3 - Análise do Circuito Tipo 2
- 4 - Equações das Correntes no Domínio da Frequência para os Circuitos Corresponde-  
ntes aos Tipos 3 , 4 e 5

- 5 - Algumas Observações Sobre os Circuitos Analisados
- 6 - Corrente Transitória Através dos Bancos e nos Terminais da Chave
- 7 - Fluxograma Geral do Cálculo das Correntes de Energização de um Banco de Capacitores
- 8 - Exemplos Estudados
- 9 - Conclusões

CAPÍTULO - V - Modelagem e Simulação Digital do Fenômeno da Abertura de Bancos Monofásicos

- 1 - Introdução
- 2 - Método da Superposição
- 3 - Determinação das Equações das Correntes Transitórias
- 4 - Análise dos Circuitos Tipos 2 , 4
- 5 - Análise do Circuito Tipo 3
- 6 - Análise do Circuito Tipo 5
- 7 - Cálculo da Tensão nos Terminais dos Elementos
- 8 - Fluxograma do Estudo de Desenergização
- 9 - Exemplos Estudados
- 10 - Conclusões

CAPÍTULO - VI - Descrição do Programa para Computador Digital Desenvolvido

- 1 - Introdução

- 2 - Descrição do Programa
- 3 - Sub-rotinas que Compõem o Programa -  
enumeração e breve explanação
- 4 - Comentários Gerais Sobre o Programa

CAPÍTULO - VII - Apresentação e Comparação dos ' Resultados Obtidos pela Simulação de Chaveamento em Testes de Laboratório e no Programa Elaborado

- 1 - Introdução
- 2 - Estudos de Energização
  - 2.1 - Bancos de Capacitores de 1 Estágio
  - 2.2 - Bancos de Capacitores de 2 Estágios
- 3 - Estudos de Desenergização
  - 3.1 - Bancos de Capacitores de 1 Estágio
  - 3.2 - Bancos de Capacitores de 2 Estágios

CAPÍTULO - VIII - Conclusões Gerais

APÊNDICE - I - Antitransformada de Laplace -  
Método Utilizado no Programa

BIBLIOGRAFIA

## CAPÍTULO I

### 1. INTRODUÇÃO

Várias técnicas tem sido utilizadas para a compensação da energia reativa exigida em um sistema elétrico que opera com baixo fator de potência. Essa compensação , desde que adequada, pode possibilitar ainda o controle da tensão do sistema elétrico.

Esse capítulo visa, sobretudo, introduzir um resumo de aplicação dos capacitores em sistemas de potência, bem como mostrar a necessidade de uma compensação de reativos variável e apresentar os problemas associados aos chaveamentos de bancos de capacitores.

### 2. COMPENSAÇÃO VARIÁVEL DE POTÊNCIA REATIVA

A razão fundamental para desejar-se uma flexibilidade no manuseio da potência reativa de um sistema é a melhoria do seu desempenho. Algumas razões específicas para essa flexibilidade desejada são:

- 2.1 - Demanda variável de reativos.
- 2.2 - Regulação de tensão.
- 2.3 - Prevenção do adiantamento excessivo do fator de potência no sistema alimentador.
- 2.4 - Redução de perdas.

2.5 - Prevenção para necessidade de acréscimo de tensão em emergências.

2.6 - Utilização máxima da potência de um equipamento.

2.7 - Controle do fluxo de potência reativa.

Apresenta-se a seguir uma breve discussão sobre cada item mencionado anteriormente.

### 2.1 - Demanda Variável de Reativos

A variação da demanda de reativos é o resultado dos diversos tipos de carga existentes em um sistema elétrico, tais como: fornos a arco, grandes sub-estações industriais, equipamentos de ar condicionado e refrigeração, instalações de bombeamento, etc. Tais cargas podem ocasionar a flutuação da demanda de reativos no sistema. Além disso, a potência reativa ( $XI^2$ ) solicitada pelo próprio sistema, varia com seu carregamento. Uma fonte de potência reativa variável, instalada na carga ou nas linhas, pode suprir a demanda de reativos necessária. Esta pode ser instalada diretamente nos consumidores que apresentem baixo fator de potência ou mesmo nas linhas do sistema que abastecem a carga. Os bancos de capacitores podem ser manobrados diretamente com a carga ou separadamente, por meio de chaves adequadas e equipamentos de controle.

### 2.2 - Regulação de Tensão

A regulação da tensão de um sistema pode exigir a utilização de uma fonte de suprimento de reativos em regime de carga pesada. Entretanto, ao permanecer no sistema em regime de carga leve, essa fonte por si só, ou em

conjunto com as novas condições de tensão do sistema, poderá causar um nível de tensão mais elevado do que é normalmente aceito. Dentre os diversos problemas gerados por essa sobretensão, cita-se a sobre-excitação no transformador, proporcionando harmônicos indesejáveis que serão introduzidos no sistema elétrico de potência.

A possibilidade de variação da fonte de energia reativa permite a utilização da quantidade de reativos tão grande quanto necessário no horário de pico, e sua retirada do sistema em regime de carga leve.

### 2.3 - Prevenção do Adiantamento Excessivo do Fator de Potência do Gerador

Nos casos onde a potência reativa conectada ao sistema é suficiente para igualar à unidade ou adiantar o fator de potência nos terminais do sistema alimentador em regime de carga leve, torna-se necessário o ajuste da fonte de suprimento de potência reativa, para prevenir a operação com baixa excitação em geradores síncronos a ele conectado.

Se a fonte de potência reativa não for variável, esta poderá reduzir a excitação requerida sobre os geradores para manter o nível da carga, reduzindo assim a margem de estabilidade do sistema.

### 2.4 - Redução das Perdas Ativas e Reativas

A variação de potência reativa pode ser necessária para minimizar as perdas ( $RI^2$  e  $XI^2$ ) na linha, que

resultariam em um atraso ou um adiantamento da corrente na linha.

### 2.5 - Acréscimo de Tensão em Emergência

Pode-se exigir uma variação na fonte de suprimento de reativos para ocasionar um acréscimo de tensão em regime de emergência. Todavia, podem ocorrer situações nas quais um auxílio imediato deve ser prestado a determinada área, não havendo possibilidade de planejamento e instalações de circuitos adicionais de suprimento. Uma variação na fonte de suprimento de energia reativa pode trazer auxílio até que medidas corretivas possam ser tomadas. Essas fontes variáveis podem também ser conectadas em circuitos especiais para operá-los em regime de sobretensão por curtos períodos, para obter-se a potência reativa adicional, por exemplo, para a partida de um motor, com o intuito de proporcionar estabilidade no sistema em termos de tensão extrema, ou ainda para melhoria do fator de potência.

### 2.6 - Utilização Máxima da Potência de um Equipamento

A utilização máxima da potência de um equipamento pode requerer maior quantidade de potência reativa durante as condições de carga pesada, para reduzir a corrente de carga e melhorar o fator de potência.

### 2.7 - Controle do Fluxo de Potência Reativa

Fontes variáveis de suprimento de potência reativa estrategicamente colocadas, podem possibilitar uma maior utilização de todas as partes do sistema, pelo con -

trole do fluxo de corrente reativas e manutenção dos níveis de tensão.

### 3. FONTES VARIÁVEIS DE SUPRIMENTO DE REATIVOS | 9 |

Entende-se por fonte variável de suprimento de reativo, aquela que consegue alterar o valor de sua contribuição de potência reativa para o sistema elétrico quando for necessário. Em outras palavras a sua contribuição é função do estado operacional do sistema elétrico.

Algumas fontes variáveis de suprimento de potência são descritas a seguir:

#### 3.1 - Banco de Capacitores de Potência Manobráveis | 14 |

Capacitores são equipamentos capazes de armazenar grandes quantidades de cargas elétricas em pequenos volumes. Sua função básica, quando ligados em paralelo com o sistema, é reduzir ou anular o fluxo de energia reativa injetados nos circuitos de transmissão e distribuição. Os capacitores têm o mesmo efeito que os compensadores, geradores ou motores síncronos sobre-excitados, sendo que nestes, a energia é gerada de forma contínua. Já os capacitores fornecem ao sistema elétrico, quantidades de energia que variam bruscamente, em blocos (cada bloco correspondendo a um estágio do banco), provocando impactos às vezes inconvenientes para o sistema. Os problemas causados ao desempenho dos equipamentos elétricos pelas grandes variações de tensão, associados com o perfil de carga das subestações típicas de distribuição, justificam os projetos de bancos de capacitores para instalação em subestações com

vários estágios possíveis de serem chaveados. O chaveamento de bancos deve acompanhar, grosseiramente, o ciclo de carga reativa, evitando as grandes variações de tensão nas instalações do consumidor.

Algumas técnicas para o controle de reativo utilizando-se bancos de capacitores são relacionadas a seguir: |2| , |11|

- Chaveamento através de disjuntores ou chaves à vácuo.
- Chaveamento através de tiristores.
- Chaveamento através de um reator controlado a tiristor.
- Chaveamento através de um reator saturável em paralelo com o banco.

### 3.2 - Motores Síncronos

Os motores síncronos podem ser equipados com um sistema estático de excitação, o qual pela sua alta rapidez de resposta, possibilita um rápido controle dos reativos, se necessário.

### 3.3 - Compensadores Síncronos |12|

O compensador síncrono além de propiciar uma estabilização da tensão durante as variações de carga, pode ainda aumentar o nível de curto-circuito do sistema ao qual está conectado. Assim sendo, uma estabilização de operação natural ocorre pela combinação do sistema e o com



pensador, mesmo para os sistemas de potência com baixo nível de curto-circuito.

O controle de reativos com o compensador síncrono pode ser conseguido facilmente, através do controle adequado de sua excitação. Todavia, a confiabilidade desse equipamento fica prejudicada pelo fato de possuir partes rotativas, o que não ocorre com respeito aos equipamentos estáticos.

Uma outra desvantagem desse equipamento é o seu alto custo, que só o torna viável para o suprimento de grande quantidade de reativos.

Outros meios de controle de reativos como o transformador regulador com comutador de taps sob carga (LTC) também são utilizados para o controle de tensão do sistema.

#### 4 - OBJETIVOS DO TRABALHO DE DISSERTAÇÃO

As discussões precedentes ilustraram a grande utilidade e o interesse sempre crescente em formas dinâmicas de compensação de reativos em sistemas elétricos. Devido às diversas vantagens técnicas e econômicas, o uso de banco de capacitores de um ou mais estágios tem sido sempre a opção mais utilizada.

Dessa forma, a análise, modelagem e simulação de fenômenos associados a sua presença em sistemas elétricos, constituem motivo de pesquisas e publicações desde o início do século. O assunto no entanto, apresenta poten -

cial ainda para muitos trabalhos de investigação, principalmente àqueles envolvendo fenômenos transitórios, onde já inúmeras publicações foram elaboradas (As mais representativas estão mencionadas no ítem "Referências Bibliográficas" desse trabalho).

Uma descrição detalhada dos efeitos transitórios, envolvendo diversas configurações de circuitos de energização e desenergização, conciliando também a análise de conexões trifásicas, não é ainda assunto muito divulgado. Assim, surgiu a idéia desse trabalho de dissertação, cujos objetivos são resumidos a seguir:

- Análise teórica, modelagem e conclusões sobre os efeitos transitórios em banco de capacitores monofásicos: Além de condensar informações clássicas sobre o tema, pretende-se preparar um material didático bastante completo, de forma a facilitar àqueles que vão se iniciar no assunto.

- Estudos e conclusões gerais sobre os fenômenos transitórios associados a bancos trifásicos, com as diversas possibilidades de conexões normalmente empregadas, relacionando-as, quando possível, aos modelos monofásicos equivalentes, que permitam simulações de condições trifásicas.

- Com base nas formulações desenvolvidas, a elaboração de um programa para computador digital, cujo objetivo será analisar os transitórios elétricos envolvidos nas operações de chaveamento dos bancos de capacitores monofásicos.

- Com o auxílio de um osciloscópio de memória, a realização em laboratório de experiências envolvendo a abertura e o fechamento de bancos de capacitores, para comparar os resultados com os obtidos no programa elaborado.

## CAPÍTULO II

### TRANSITÓRIOS PROVOCADOS PELAS OPERAÇÕES DE CHAVEAMENTO

#### DE UM BANCO DE CAPACITORES | 1 |

##### 1. INTRODUÇÃO

O chaveamento de circuitos capacitivos apresenta problemas não encontrados normalmente no chaveamento de outras cargas elétricas. Esse fato foi verificado inicialmente por experiências com as operações de chaveamento de cabos de alta tensão e em linhas de alta tensão elétrica - mente longas.

Essas investigações foram feitas antes mesmo de instalações de bancos de capacitores tornarem-se suficientemente comuns para destacar o problema do chaveamento com tais unidades.

Como uma conceituação geral |3| deve-se entender os fenômenos transitórios como sendo uma manifestação externa de uma mudança brusca ocorrida no sistema. O período de duração de um transitório é extremamente curto em relação ao período de estado permanente do sistema. Entretanto esses períodos são muito importantes, pois submetem os componentes do sistema a fortes esforços devido aos altos valores de corrente e tensão desenvolvidos. Em casos extremos os transitórios podem causar danos, como por exemplo, avariar uma máquina, tirar fora de operação uma

linha ou até mesmo provocar desligamentos em subestações cortando por consequência o abastecimento de parte ou toda uma cidade. Assim sendo, um claro conhecimento dos fenômenos associados a um transitório é muito importante, principalmente para um bom entendimento do comportamento dos sistemas elétricos de potência.

Nesse capítulo diversas contribuições didáticas são realizadas, de forma a proporcionar um material bibliográfico acessível mesmo para aqueles que estejam iniciando-se na área.

Os fenômenos transitórios discutidos, baseiam-se em sua grande maioria, em condições iniciais nulas ou máximas. As resistências são normalmente ignoradas e outras condições simplificadoras são utilizadas.

## 2. PROBLEMAS ENVOLVENDO OS TRANSITÓRIOS CRIADOS NA ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES

### 2.1 - Corrente Transitória de Energização (INRUSH)

Quando um banco de capacitores é energizado, uma corrente transitória relativamente alta pode fluir para o banco. No instante do fechamento do circuito, a corrente transitória no banco de capacitores é limitada somente pela impedância de surto do circuito.

A figura 2.1 representa um circuito típico para o estudo de transitórios. Essa mesma figura pode ser

entendida como representativa de um chaveamento de um banco de capacitores, considerando-se que a indutância  $L$  é representativa do sistema elétrico equivalente, constituído pela linha, pelo transformador e pela fonte do sistema de suprimento de energia e  $C$  a capacitância do banco de capacitores propriamente dito.

Fisicamente, o valor máximo da corrente de energização (INRUSH) é dada pela soma dos valores de pico de suas componentes de regime permanente e transitória. Matematicamente isso é equivalente a obter-se a solução geral da equação diferencial que descreve o circuito. Conforme é conhecido, a solução particular representa o regime permanente à frequência industrial (normalmente 60 Hz) e a solução homogênea está relacionada com o transitório.

A soma dessas duas soluções fornece o comportamento global do circuito como mostrado a seguir;

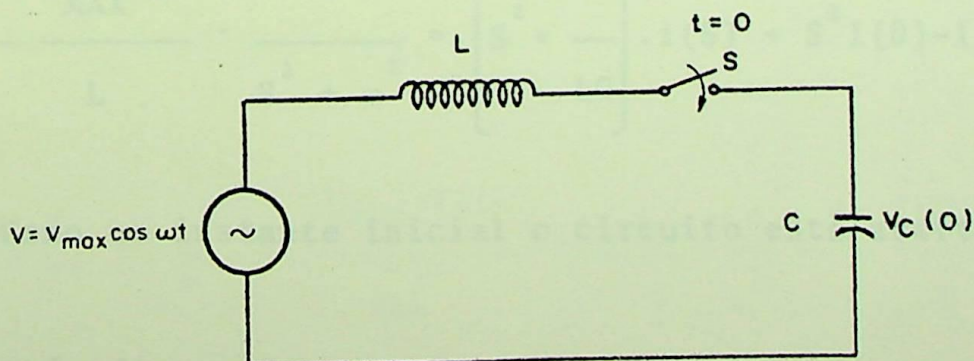


FIG. 2.1 - CIRCUITO TÍPICO PARA REPRESENTAR A ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES.

A equação diferencial que descreve o circuito da figura 2.1 após o fechamento da chave é:

$$V_{\text{MAX}} \cos \omega t = L \frac{dI}{dt} + V_c(t) \quad (2.1)$$

Onde:

$$V_c(t) = \frac{1}{C} \int Idt + V_c(0) \quad (2.2)$$

A equação (2.1) pode então ser escrita como:

$$V_{\text{MAX}} \cos \omega t = L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int Idt + V_c(0) \quad (2.3)$$

que no domínio da frequência será:

$$-\frac{V_{\text{MAX}} \omega^2}{L} \cdot \frac{1}{S^2 + \omega^2} = \left[ S^2 + \frac{1}{LC} \right] \cdot i(S) - S^2 I(0) - I'(0) \quad (2.4)$$

Como no instante inicial o circuito está aberto,  $I(0) = 0$ .

Além disso, da equação (2.1) tem-se que:

$$I'(0) = \frac{V_{\text{MAX}} - V_c(0)}{L} \quad (2.5)$$

A equação (2.4) após algumas simplificações assume o seguinte aspecto:

$$\frac{V_{MAX}}{L} \cdot \left[ 1 - V_C(0) - \frac{\omega^2}{S^2 + \omega^2} \right] = \left[ S^2 + \frac{1}{LC} \right] i(S)$$

Chamando-se:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.6)$$

$\omega_0$  - é definido como sendo a frequência angular de oscilação natural do sistema.

A expressão para  $i(S)$  assume a forma

$$i(s) = \frac{\frac{V_{MAX} - V_C(0)}{L}}{S^2 + \omega_0^2} - \frac{\frac{V_{MAX}}{L} \omega^2}{\left[ S^2 + \omega_0^2 \right] \left[ S^2 + \omega^2 \right]} \quad (2.7)$$

No domínio do tempo, vem:

$$I(t) = \frac{-\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \cdot \frac{V_{MAX} - V_C(0)}{\omega_0 L} \text{sen} \omega_0 t + \frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \cdot \frac{V_{MAX}}{\omega L} \text{sen} \omega t \quad (2.8)$$

mas:

$$\omega_0 = \omega \cdot \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (2.9)$$

e,  $\tilde{\omega}$  frequência nominal :  $X_C \gg X_L$

Logo, pode-se escrever que:

$$\frac{-\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \approx 1 \quad (2.10)$$

e

$$\frac{\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} = \frac{X_L}{X_L - X_C} \quad (2.11)$$

Com o auxílio de (2.6) e (2.9) obtém-se a expressão a seguir, onde  $Z_0$  é chamado de impedância de surto do sistema:

$$\omega_0 L = \sqrt{\frac{L}{C}} = Z_0 \quad (2.12)$$

A equação (2.3) com base em (2.6), (2.9) e (2.12) assume o aspecto:

$$I_T(t) = \frac{V_{MAX} - V_C(0)}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \text{sen}\omega_0 t + \frac{V_{MAX}}{X_L - X_C} \text{sen}\omega t$$

Se for considerado  $V_C(0) = 0$ , tem-se que:

$$I_T(t) = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \text{sen}\omega_0 t + \frac{V_{MAX}}{X_L - X_C} \text{sen}\omega t = I_{tr}(t) + I_p(t) \quad (2.13)$$

Como dito anteriormente, a corrente transitória  $I_T(t)$  é formada por duas componentes:

a componente de regime permanente do circuito:

$$I_p(t) = \frac{V_{MAX}}{Z} \text{sen}\omega t \quad \text{onde} \quad Z = X_L - X_C \quad (2.14)$$

e a componente de regime transitório:

$$I_{tr}(t) = \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{sen}\omega_0 t \quad (2.15)$$

O valor de pico da corrente transitória será a soma do valor de pico da componente de regime permanente com o valor de pico da componente transitória:

$$I_{TMAX} = I_{trMAX} + I_o \quad (2.16)$$

Como  $X_L$  foi considerado desprezível face a  $X_C$ , vem que:

$$I_o = \frac{V_{MAX}}{X_C} \quad (2.17)$$

e

$$I_{trMAX} = I_o \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (2.18)$$

A relação (2.18) que representa a corrente que circula no circuito da figura 2.1 pode ainda ser expressa' através de uma relação entre a potência de curto-circuito' do sistema e a potência do banco de capacitores.

Para tanto basta lembrar que:

$$S_{CC} = \frac{V^2}{X_L} \quad (2.19)$$

$$S_{cap} = \frac{V^2}{X_C} \quad (2.20)$$

Onde:

$S_{CC}$  - é a potência de curto-circuito do sistema.

$S_{\text{Cap}}$  - é a potência do banco de capacitores

$V$  - é a tensão do sistema

$X_L$  - é a impedância de curto circuito do sistema

$X_C$  - é a reatância do banco de capacitores

e dessa forma, a equação (2.18) se torna:

$$I_{\text{trMAX}} = I_o \cdot \frac{\sqrt{S_{\text{CC}}}}{\sqrt{S_{\text{Cap}}}} \quad (2.21)$$

Substituindo-se a equação (2.21) na equação (2.16) tem-se que:

$$I_{\text{TMAX}} = I_o \cdot \left[ 1 + \frac{\sqrt{S_{\text{CC}}}}{\sqrt{S_{\text{Cap}}}} \right] \quad (2.22)$$

Este é o valor de pico da corrente transitória dado em função da potência de curto-circuito do sistema e da potência do banco de capacitores, considerando-se desprezível a resistência do circuito, e ainda que o banco de capacitores esteja descarregado na energização.

Se no instante da energização o capacitor estivesse carregado com tensão oposta a tensão da fonte, a corrente transitória alcançaria um valor igual a duas vezes o obtido na equação (2.22), o que pode facilmente ser comprovado como se segue:

Se:

$$V_C(0) = -V_{MAX}$$

então:

$$I'(0) = \frac{2V_{MAX}}{L}$$

que faz com que a equação (2.7) tome a forma:

$$i(S) = \frac{\frac{2V_{MAX}}{L}}{\left[S^2 + \omega_0^2\right]} - \frac{\frac{V_{MAX}}{L} \omega^2}{\left[S^2 + \omega_0^2\right] \cdot \left[S^2 + \omega^2\right]} \quad (2.23)$$

que no domínio do tempo será:

$$I_T(t) = \frac{2V_{MAX}}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \operatorname{sen} \omega_0 t + \frac{V_{MAX}}{X_C} \operatorname{sen} \omega t$$

$$\text{Logo : } I_T(t) = 2 I_{trMAX} \operatorname{sen} \omega_0 t + I_o \operatorname{sen} \omega t$$

sendo:

$$I_{trMAX} = 2 I_o \cdot \sqrt{\frac{S_{CC}}{S_{Cap}}}$$

e

$$I_{TMAX} = I_{trMAX} + I_o$$

tem-se que:

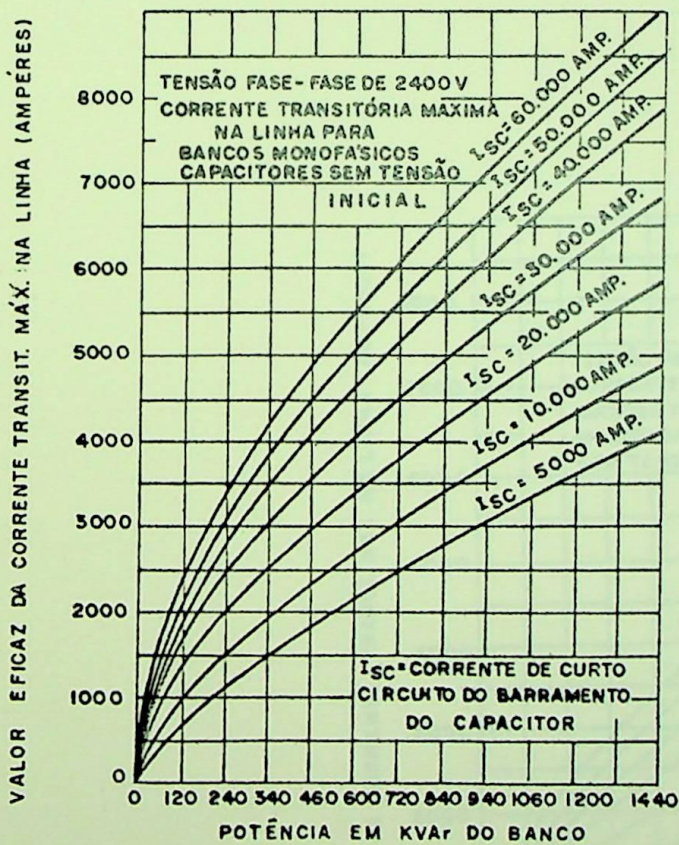
$$I_{TMAX} = I_o \cdot \left[ 1 + 2 \sqrt{\frac{S_{CC}}{S_{Cap}}} \right]$$

Sendo a parcela da corrente fundamental muito pequena em relação a corrente transitória, esta não exerce influência considerável no valor total. Assim é possível afirmar, que para o caso do capacitor energizado com tensão igual e de polaridade oposta no instante de energização, a corrente transitória alcançará um valor duas vezes superior ao alcançado no caso da energização com o banco descarregado.

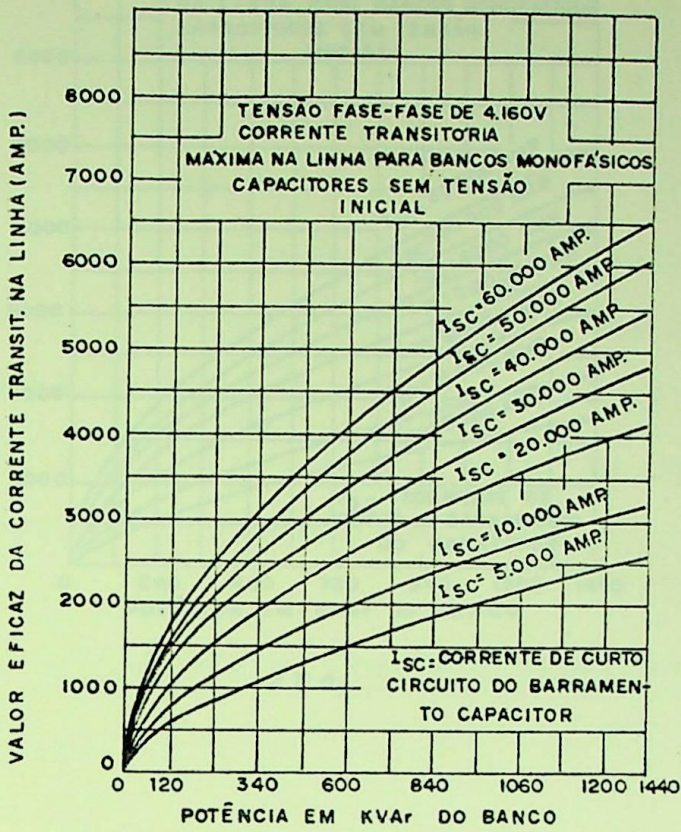
A corrente transitória para os bancos de um estágio usualmente varia de 5 a 15 vezes a corrente normal do capacitor. Esta corrente normalmente não deve danificar os equipamentos de manobra, porém, se as operações de chaveamento forem muito frequentes as chaves podem sofrer um

desgaste precoce, diminuindo dessa forma seu tempo de vida útil. Operações de chaveamento muito repetitivas requerem especial consideração, seja pela manutenção extra dos contatos do disjuntor, ou pela necessidade de contatos especiais.

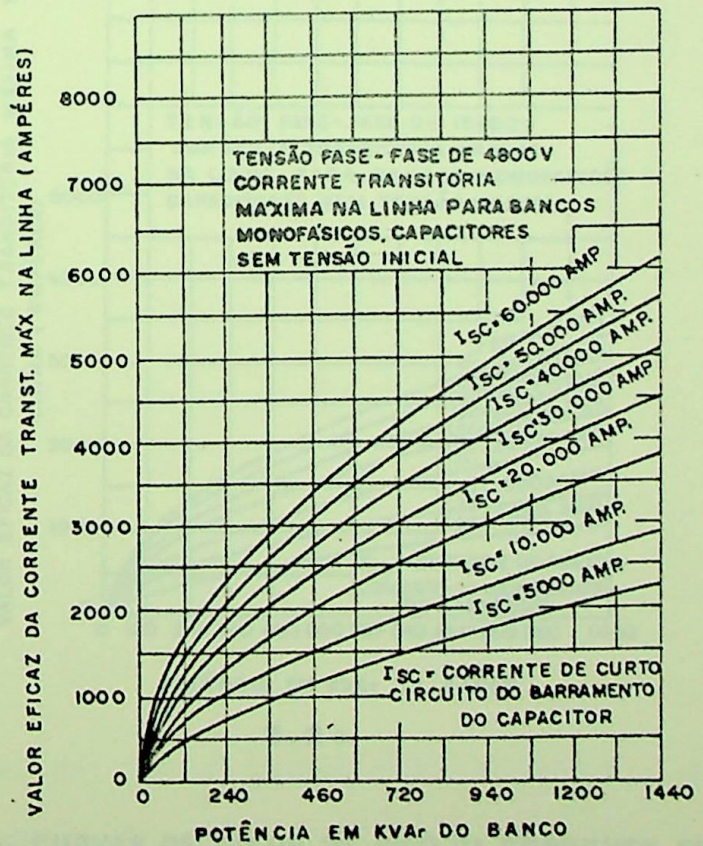
As curvas da figura 2.2 (7) mostram o máximo valor de pico das correntes de curto-circuito como uma função da potência do banco de capacitores. As curvas levam em conta apenas a parcela transitória de  $I_T(t)$ , isto é, despreza-se a contribuição da componente de regime permanente.



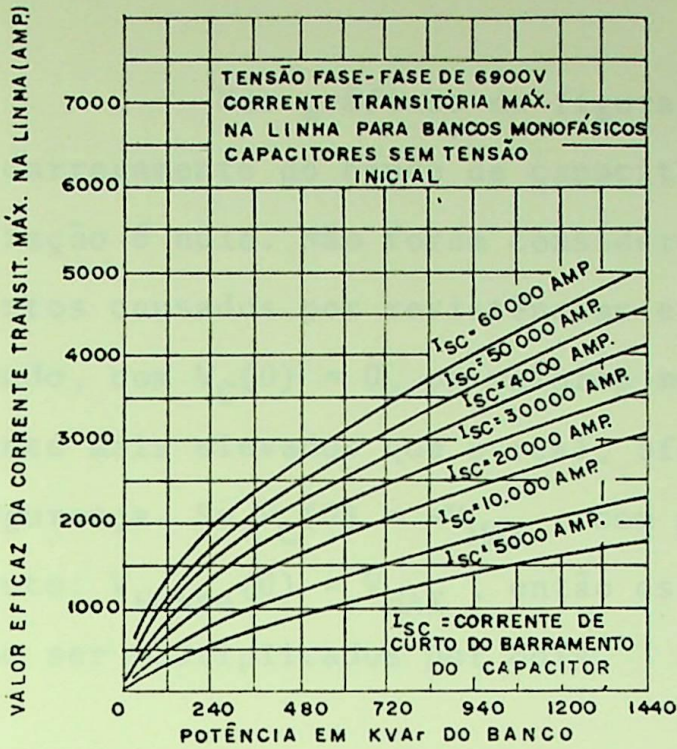
2.2 a



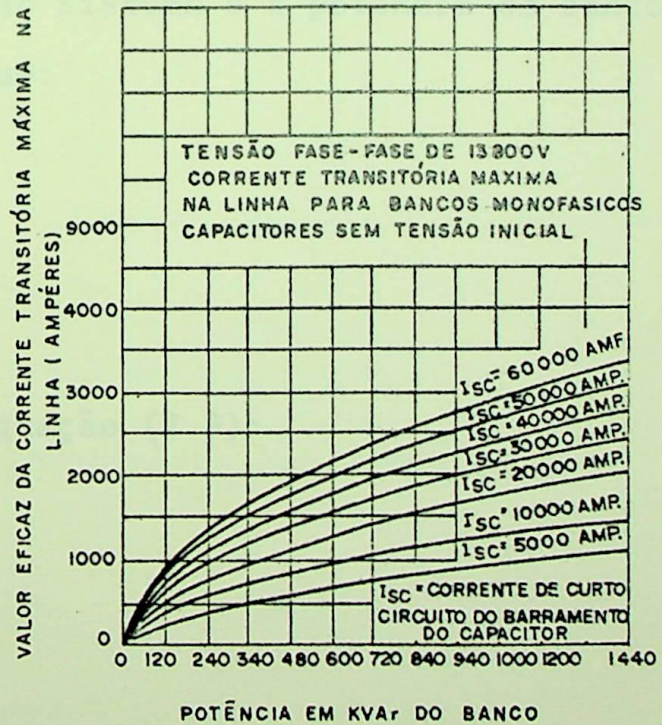
2.2 b



2.2 c



2.2 d



2.2 e

FIG. 2.2 — CURVAS DE VALOR DE PICO DA CORRENTE TRANSITÓRIA PARA VÁRIOS NÍVEIS DE TENSÃO E CORRENTES DE CURTO CIRCUITO COMO FUNÇÃO DA POTÊNCIA DOS BANCOS DE CAPACITORES. (7)

Nos gráficos da figura 2.2 foi considerado que o carregamento do banco de capacitores no instante da energização é nulo. Não foram considerados também os amortecimentos causados por resistências e outros efeitos. Assim sendo, com  $V_C(0) = 0$ , os valores mostrados estão ligeiramente mais elevados que o real, oferecendo maior margem de segurança. Se  $V_C(0) = -V_{MAX}$ , com polaridade oposta a da fonte:  $V_{Fonte}(0) = V_{MAX}$ , então os valores gráficos deverão ser multiplicados por dois.

## 2.2 - FREQUÊNCIA DE CORRENTE TRANSITÓRIA DE ENERGIZAÇÃO

11

A frequência de oscilação da corrente transitória de energização é a frequência natural do circuito. Esta pode também ser expressa por uma relação entre a potência de curto circuito do sistema e a potência do banco de capacitores. Uma vez que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Ou ainda, conforme a equação (2.9):

$$\omega_0 = \omega \sqrt{\frac{X_C}{X_L}}$$

Pode-se perceber que a frequência natural de oscilação pode ser dada pela equação:

$$f_o = f \cdot \sqrt{\frac{S_{CC}}{S_{Cap}}} \quad (2.24)$$

onde:  $f$  - é a frequência fundamental do sistema (normalmente 60 Hz)

### 2.3 - TENSÃO TRANSITÓRIA DO CAPACITOR

Da equação (2.2) tem-se que:

$$V_{C_T}(t) = V_C(0) + \frac{1}{C} \int_0^t I_T(t) dt$$

onde :

$V_{C_T}(t)$  - é a tensão no capacitor durante o regime transitório de energização

$V_C(0)$  - é a tensão inicial do capacitor

$I_T(t)$  - é a corrente transitória cuja equação é

$$I_T(t) = \frac{V_{MAX} - V_C(0)}{\sqrt{L/C}} \text{sen}\omega_0 t + \frac{V_{MAX}}{X_L - X_C} \text{sen}\omega t \quad (2.25)$$

Assim

$$V_{C_T}(t) = V_C(0) + \frac{1}{C} \left[ \int_0^t \frac{V_{MAX} - V_C(0)}{\sqrt{L/C}} \operatorname{sen}\omega_0 t \, dt \right]$$

$$+ \int_0^t \frac{V_{MAX}}{X_L - X_C} \operatorname{sen}\omega t \, dt$$

Resolvendo-se a integral tem-se que:

$$V_{C_T}(t) = V_{MAX} \overset{V_0}{\cos\omega t} - (V_{MAX} - V_C(0)) \cos\omega_0 t \quad (2.25)$$

Como a frequência transitória é bem mais elevada que a frequência da componente de regime permanente pode-se considerar que :  $V_{MAX} \cos\omega t = \text{cte} = V_{MAX}$ , no período de tempo em análise. Assim, o valor máximo de  $V_{C_T}$  é encontrado quando:

$$\cos\omega_0 t = -1$$

Nessa situação tem-se que

$$V_{C_{MAX}} = 2V_{MAX} - V_C(0) \quad (2.26)$$

Analisando a equação precedente, percebe-se que se o capacitor está inicialmente descarregado, sua tensão transitória máxima pode alcançar teoricamente duas vezes o valor de sua tensão em regime permanente.

Se o banco está inicialmente carregado com o mesmo potencial e a mesma polaridade que a tensão inicial de fechamento da fonte, não haverá sobretensões transitórias. Se no entanto, o banco está inicialmente carregado com o mesmo potencial mas com a polaridade oposta a tensão de fechamento, a máxima tensão transitória no capacitor será de 3 vezes seu valor de tensão em estado permanente. Isto é ilustrado na figura 2.3.

Na prática entretanto, os valores máximos encontrados para sobretensões transitórias é de 1,8 vezes o valor de regime permanente para um banco descarregado e 2,7 vezes o maior em regime permanente para um banco carregado com polaridade oposta.

Estas reduções com relação aos valores teóricos devem-se aos amortecimentos sempre existentes.

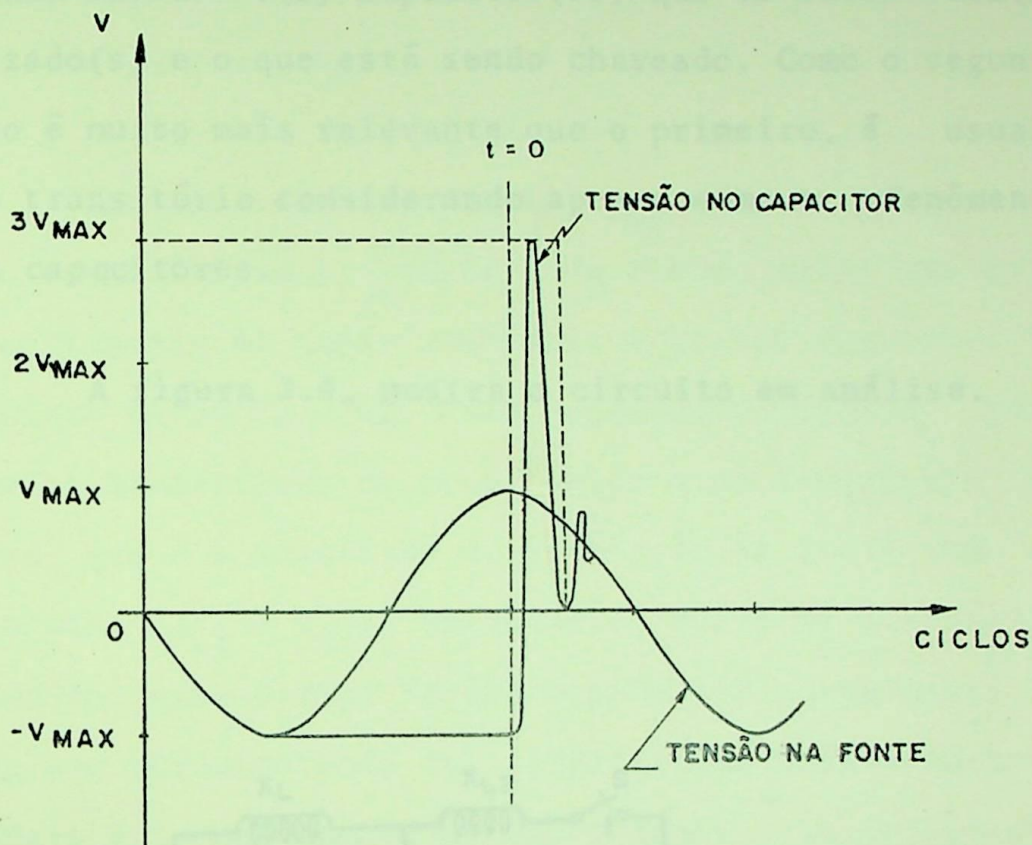


FIG. 2.3 - TENSÃO TRANSITÓRIA NO CAPACITOR QUANDO NO INSTANTE DE FECHAMENTO DE CHAVES (FIG. 2.1),  $V_c = -V_{MAX}$ .

## 2.4 - CHAVEAMENTO DE BANCO DE CAPACITORES EM PARALELO | 7 |

Quando um (ou mais) banco(s) de capacitore(s) já se encontra(m) energizado(s) e um outro banco de capacitores é chaveado no circuito, dois transitórios distintos ocorrem. O primeiro envolve a fonte e o capacitor chaveado e o segundo envolve o(s) capacitor(es) que se encontrava(m) energizado(s) e o que está sendo chaveado. Como o segundo efeito é muito mais relevante que o primeiro, é usual tratar o transitório considerando apenas como o fenômeno entre os capacitores.

A figura 2.4, mostra o circuito em análise.

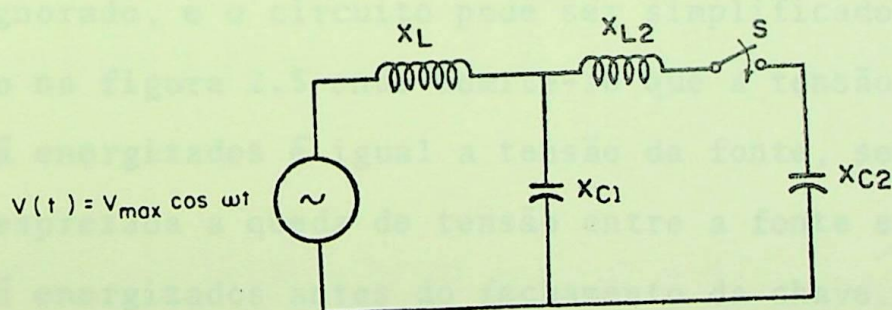


FIG. 2.4 - CHAVEAMENTO DE BANCO DE CAPACITORES EM PARALELO

Na figura 2.4 tem-se:

$V(t)$  - tensão da fonte

$X_L$  - reatância indutiva a 60 Hz da fonte

$X_{C1}$  - reatância capacitiva a 60 Hz do capacitor já energizado ou reatância capacitiva equivalente (se mais de um banco estava energizado).

$X_{L2}$  - reatância indutiva a 60 Hz entre os bancos de capacitores.

$X_{C2}$  - reatância capacitiva a 60 Hz do capacitor a ser conectado ao sistema.

Considerando a reatância  $X_{L2}$  é muito pequena ' comparada com a reatância indutiva da fonte, então uma corrente equalizadora de alta frequência e grande magnitude ' se estabelece entre C1 e C2. Esse fenômeno é seguido por uma corrente transitória de menor valor e de frequência ' mais baixa, que é o resultado da interação da fonte com o banco completo ( $X_{C1} + C_{C2}$ ). Entretanto, conforme discutido anteriormente, esse último fenômeno pode ser normalmente ' ignorado, e o circuito pode ser simplificado para o mostrado na figura 2.5 onde admite-se que a tensão nos estágios ' já energizados é igual a tensão da fonte, sendo portanto ' desprezada a queda de tensão entre a fonte e os estágios ' já energizados antes do fechamento da chave.

Desenvolve-se a seguir um tratamento matemático do circuito da figura 2.5, onde por simplificação considerou-se o estágio do banco de capacitores já energizado com tensão constante =  $V_{MAX}$ .

Sendo assim,

$$\frac{1}{C_1} \int Idt + \frac{1}{C_2} \int Idt + L_2 \frac{dI}{dt} = V_{MAX} \quad (2.27)$$

Se:

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C}$$

A equação 2.27 no domínio da frequência será:

$$\left| s^2 + \frac{1}{L_2 C} \right| i(s) - sI(0) - I'(0) = 0 \quad (2.28)$$

Da equação (2.28) vem que:

$$I'(0) = \frac{V_{MAX}}{L_2}$$

e das condições iniciais  $I(0) = 0$

chamando:

$$\frac{1}{L_2 C} = \omega_0^2$$

Tem-se que:

$$i(s) = \frac{\frac{V_{MAX}}{L_2}}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.29)$$

cuja solução no domínio do tempo é:

$$I_t(t) = \frac{V_{MAX}}{L_2 \omega_0} \text{sen} \omega_0 t \quad (2.30)$$

considerando-se que  $X_{L2} \ll X_C$ , tem-se que:

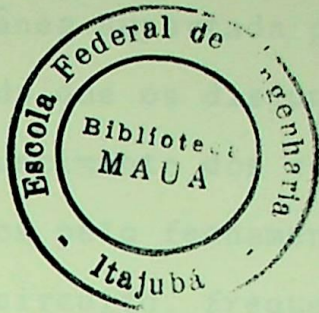
$$V_{MAX} = I_0 \cdot X_C \quad (2.31)$$

Logo,

$$I_{TMAX} = \frac{I_0 \cdot X_C}{\sqrt{\frac{L_2}{C}}}$$

que pode ser escrita como:

$$I_{TMAX} = I_o \sqrt{\frac{X_C}{X_{L2}}} \quad (2.32)$$



Nessa dedução, como para o caso anterior, supõe-se o capacitor  $C_2$  descarregado no instante da energização.

Se o banco a ser energizado estiver completamente carregado e com polaridade oposta a tensão da fonte, a corrente transitória será de duas vezes o valor obtido na equação (2.31).

Da equação (2.31) verifica-se que a corrente transitória é limitada pela reatância indutiva do circuito entre os dois ramos.

A resistência  $|1|$ , como será demonstrado no item II.5, também tem participação na limitação da corrente transitória, porém esta não é tão expressiva para o controle deste efeito.

Quando a resistência é negligenciada, como tem sido feito até agora, a corrente calculada será ligeiramente mais alta, aumentando-se o coeficiente de segurança.

A menos dos casos onde a reatância entre os dois capacitores seja muito pequena, mesmo para os bancos

de grande porte, as correntes de energização estão normalmente abaixo da corrente momentânea suportada pelos disjuntores [1], [7]. Entretanto, ainda que os disjuntores sejam construídos para resistir ao aquecimento dos contatos e aos esforços mecânicos produzidos pelo fechamento ocasional do disjuntor após um curto circuito, frequentes operações de fechamento com altas correntes transitórias (como nos casos dos bancos equipados com relés que realizam automaticamente as operações de chaveamento para controle de tensão do sistema) podem causar uma rápida deterioração dos contatos.

No caso de operações de chaveamento de bancos com apenas 1 estágio, o transitório de energização devido a reatância do próprio sistema, não apresenta maiores consequências, não havendo necessidade de nenhum outro método para a redução do transitório.

## 2.5 - FREQUÊNCIA DA CORRENTE TRANSITÓRIA

Da mesma forma que no item 2.2, a frequência da corrente transitória depende dos valores da capacitância e da indutância do circuito, ou seja, a frequência de operação é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}} \quad (2.33)$$

sendo :

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

### 3 - REATORES LIMITADORES DE CORRENTE |1|

Frequentemente é necessário ou desejável limitar as correntes transitórias de banco de capacitores.

Pelas equações anteriores pode-se concluir que um meio de consegui-lo é a instalação de um reator limitador de corrente transitória em cada fase.

A reatância desejada pode então ser calculada como se segue:

Da equação (2.17) tem-se que a corrente transitória máxima é dada por:

$$I_{trMAX} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{L/C}} \quad (2.34)$$

Supondo que após a instalação do reator limitador a corrente máxima  $I_{trMAX-D}$  é então:

$$I_{\text{trMAX-D}} = V_{\text{MAX}} \sqrt{C/L_2} \quad (2.35)$$

Onde:

$L_2$  - é o valor da indutância total necessária para a obtenção de  $I_{\text{trMAX-D}}$

Elevando-se ao quadrado a equação (2.33)<sup>4</sup> tem-se:

$$\left[ V_{\text{MAX}} \right]^2 = \frac{\left[ I_{\text{TMAX}} \right]^2}{C} \cdot L \quad (2.36)$$

Da mesma forma pela equação (2.35) tem-se:

$$L_2 = \frac{\left[ I_{\text{TMAX}} \right]^2}{\left[ I_{\text{TMAX-D}} \right]^2} \cdot C \quad (2.37)$$

de (2.36) e (2.37) vem que :

$$L_2 = \frac{\left[ I_{\text{TMAX}} \right]^2}{\left[ I_{\text{TMAX-D}} \right]^2} \cdot L \quad (2.38)$$

O valor da indutância a ser adicionada e portanto, o valor da indutância do reator limitador será:

$$L_R = L_2 - L$$

ou seja :

$$L_R = \left[ \left[ \frac{I_{trMAX}}{I_{trMAX-D}} \right]^2 - 1 \right] \cdot L \quad (2.39)$$

#### 4 - TRANSITÓRIOS CAUSADOS PELA ABERTURA DE BANCOS DE CAPACITORES |7| , |8|

A abertura de capacitâncias quer seja pelo desligamento de uma linha longa operando em circuito aberto ' ou em baixa carga, ou pela abertura de um banco de capacitores, acarreta condições de operação potencialmente desfavoráveis que têm sido um desafio aos engenheiros envolvidos no assunto.

O desempenho de um disjuntor durante o chaveamento de um banco de capacitores é determinado pela união das características do próprio disjuntor, da capacidade do banco de capacitores e das características do sistema ao qual o banco está conectado. Todos esses fatores exercem ' sua influência através de dois itens : |3|

1 - Restabelecimento da rigidez dielétrica no disjuntor de pois da extinção do arco, o qual é principalmente influenciado pela(s):

- Características do interruptor do disjuntor.
- Velocidade de separação dos contatos do disjuntor.
- Medidas especiais, tais como fluxo forçado de óleo.

2 - O primeiro meio ciclo da tensão de restabelecimento.

Nesse tempo há uma componente com a frequência do sistema e uma componente transitória com magnitude e frequência que são independentes das características próprias do disjuntor (exceto nos casos com resistores de pré-inserção) e são principalmente influenciadas por:

- Tensão de operação.
- Indutância e capacitância da fonte (magnitude e frequência).
- Indutância e capacitância da linha entre a fonte e o capacitor (magnitude e frequência)
- Capacidade do banco de linha (magnitude e frequência).

A figura (2.6) ilustra a operação de abertura de um banco de capacitores realizada com sucesso.

Devido ao defasamento entre a corrente e a ten são ( $90^\circ$ ) o capacitor encontra-se carregado com a tensão máxima (que é igual a tensão de pico da fonte no momento da interrupção). Após a abertura da chave, o capacitor man têm sua carga (Figura 2.6).

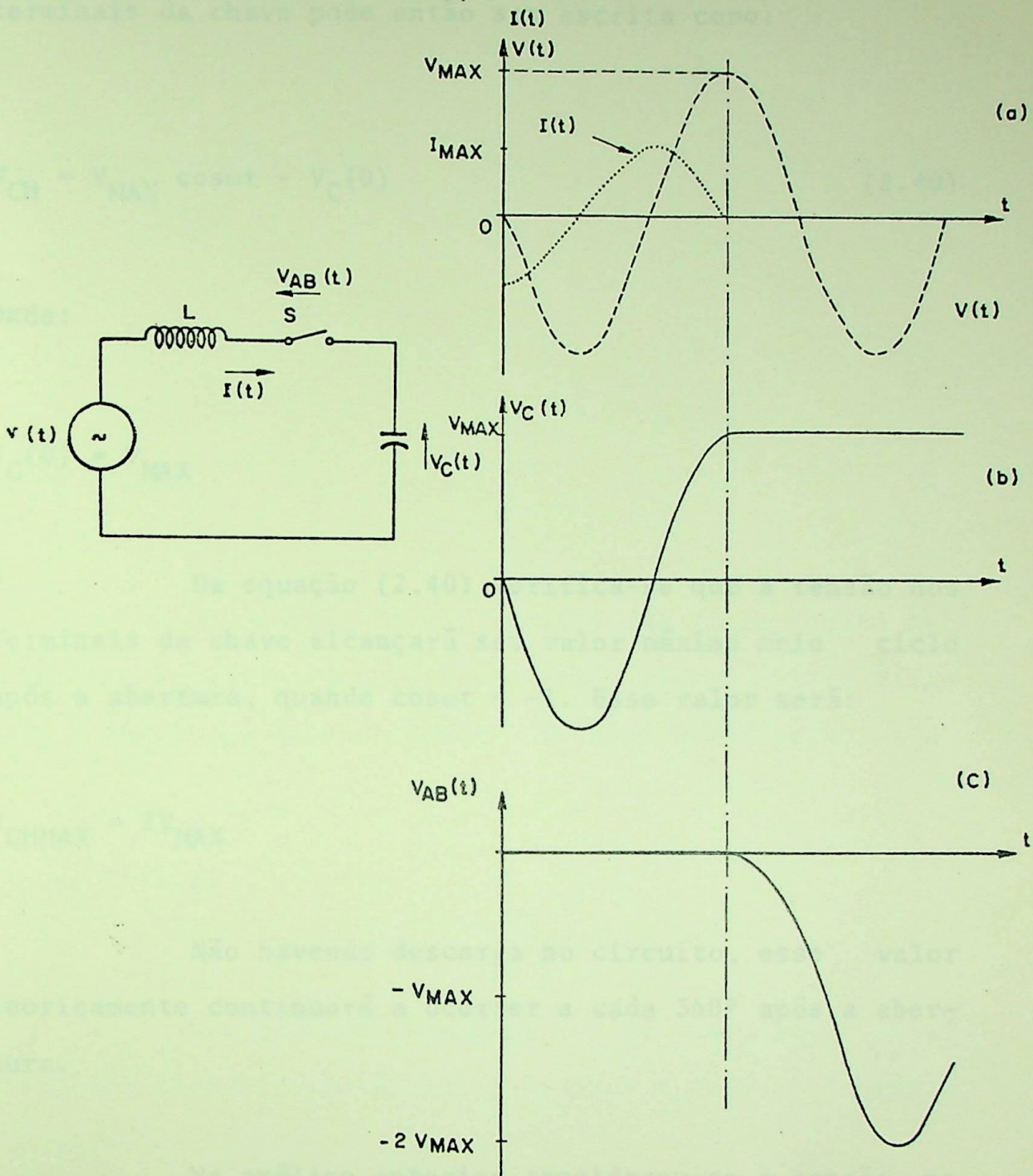


FIG. 2.6 - OPERAÇÃO DE ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES

- a) CORRENTE E TENSÃO DO SISTEMA
- b) TENSÃO NO CAPACITOR
- c) TENSÃO NOS TERMINAIS DO DISJUNTOR

A equação da diferença de potencial entre os terminais da chave pode então ser escrita como:

$$V_{CH} = V_{MAX} \cos\omega t - V_C(0) \quad (2.40)$$

Onde:

$$V_C(0) = V_{MAX}$$

Da equação (2.40) verifica-se que a tensão nos terminais da chave alcançará seu valor máximo meio ciclo após a abertura, quando  $\cos\omega t = -1$ . Esse valor será:

$$V_{CHMAX} = 2V_{MAX}$$

Não havendo descarga no circuito, esse valor teoricamente continuará a ocorrer a cada  $360^\circ$  após a abertura.

Na análise anterior considerou-se a tensão no capacitor de mesmo módulo que a tensão de suprimento. No entanto isso não acontece, uma vez que a corrente que flue no capacitor acarreta no circuito uma regulação negativa (Efeito Ferranti), conforme ilustrado na figura 2.7.

A equação da diferença de potencial entre os terminais da chave pode então ser escrita como:

$$V_{CH} = V_{MAX} \cos \omega t - V_C(0) \quad (2.40)$$

Onde:

$$V_C(0) = V_{MAX}$$

Da equação (2.40) verifica-se que a tensão nos terminais da chave alcançará seu valor máximo meio ciclo após a abertura, quando  $\cos \omega t = -1$ . Esse valor será:

$$V_{CHMAX} = 2V_{MAX}$$

Não havendo descarga no circuito, esse valor teoricamente continuará a ocorrer a cada  $360^\circ$  após a abertura.

Na análise anterior considerou-se a tensão no capacitor de mesmo módulo que a tensão de suprimento. No entanto isso não acontece, uma vez que a corrente que flue no capacitor acarreta no circuito uma regulação negativa (Efeito Ferranti), conforme ilustrado na figura 2.7.

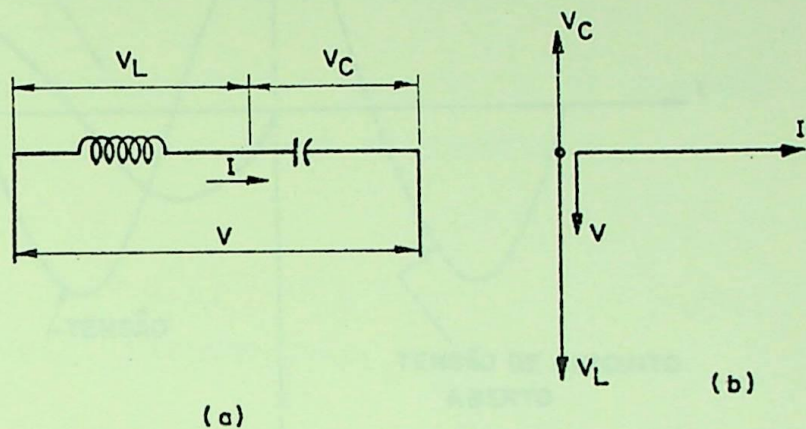


FIG. 2.7 - DIAGRAMA FASORIAL DA CARGA CAPACITIVA

Quando ocorrer a abertura no disjuntor, a tensão nos seus terminais retornará a um valor mais baixo, mas isso ocorrerá através de uma oscilação que envolve a indutância da fonte e a capacitância de fuga adjacente ao disjuntor do lado da fonte.

O efeito da abertura é encontrado na figura 2.8, onde o valor  $\Delta V$  é a variação de tensão responsável pela regulação negativa.

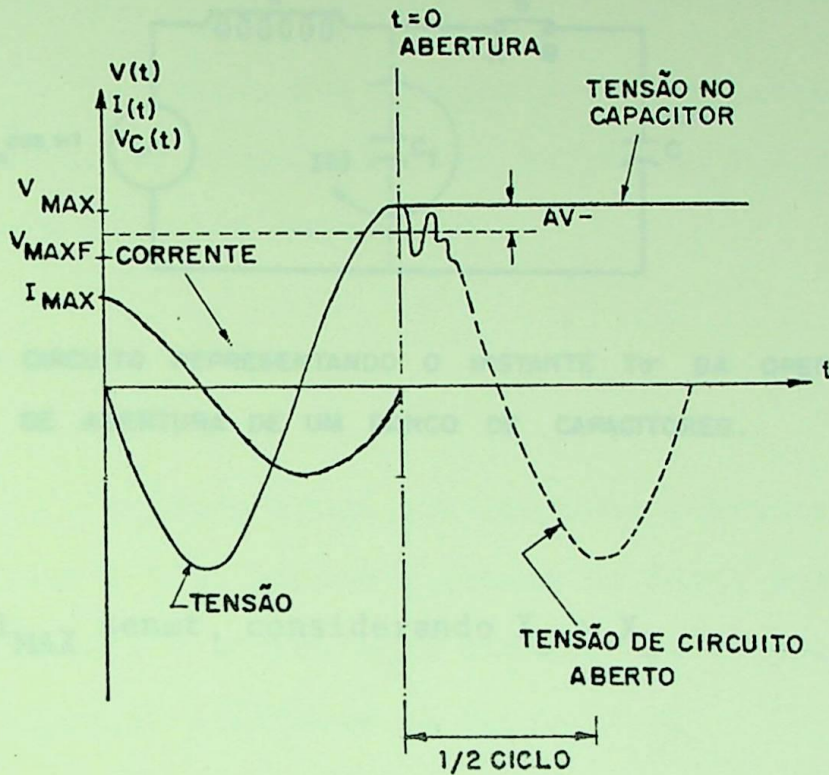


FIG. 2.8 - CHAVEAMENTO DE CAPACITOR MOSTRANDO O EFEITO DA REGULAÇÃO NA FONTE.

A análise matemática da abertura de um banco de capacitores, levando em conta esse efeito, é feita a seguir.

Seja o circuito da figura 2.9, onde o capacitor  $C_F$  representa a capacitância de fuga do sistema. O valor de  $C_F$  é normalmente tão pequeno, quando comparado com  $C$ , que em regime permanente pode-se considerar que não há corrente fluindo através dele.

A corrente total do circuito pode então ser escrita como sendo:

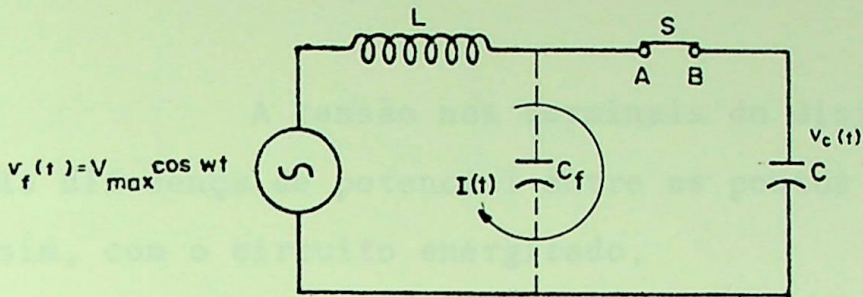


FIG. 2.9 - CIRCUITO REPRESENTANDO O INSTANTE  $T_0$  DA OPERAÇÃO DE ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES.

$$I(t) = -I_{\text{MAX}} \text{sen} \omega t, \text{ considerando } X_C > X_L$$

Onde:

$$I_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{MAX}}}{X_C - X_L}$$

A tensão nos terminais do capacitor C, para o circuito da figura 2.9 é então:

$$V_C(t) = V_{\text{MAX}} \text{cos} \omega t - X_L I_{\text{MAX}} \text{cos} \omega t$$

Ou seja:

$$V_C(t) = \left[ 1 + \frac{X_L}{X_C - X_L} \right] V_{\text{MAX}} \text{cos} \omega t \quad (2.41)$$

que excede o valor da tensão da fonte por um valor

$$\Delta V_{\text{MAX}} = \frac{X_L}{X_C - X_L} V_{\text{MAX}}, \text{ conforme ilustrado na figura 2.3.}$$

A tensão nos terminais do disjuntor é dada pela diferença de potencial entre os pontos A e B. Sendo assim, com o circuito energizado,

$$V_{\text{AB}}(t) = 0$$

Supondo agora que ocorra a abertura da chave no instante  $t = 0$ , quando a tensão da fonte passa pelo seu valor máximo e a corrente no circuito passa pelo zero, ter-se-á a situação ilustrada na figura 2.10.

Nessa configuração, há uma corrente de fuga circulando do lado da fonte cuja equação é:

$$I_F(t) = \frac{V_{\text{MAX}}}{\omega_1 L} \left[ 1 - \frac{X_L}{X_C - X_L} \text{sen}\omega_1 t - \frac{X_L}{X_C - X_L} \text{sen}\omega t \right] \quad (2.42)$$

$$\text{sendo } \omega_1 = \frac{1}{LC_F}$$

Dessa forma, a tensão no ponto A, é agora dada pela equação:

$$V_A(t) = V_{MAX} \cos \omega t - L \frac{dI_F}{dt} = V_{CF}(0) + \frac{1}{C_F} \int I_F(t) dt$$

$$V_A(t) = \left[ 1 + \frac{X_L}{X_C - X_L} \right] V_{MAX} \cos \omega t -$$

$$- V_{MAX} \frac{X_L}{X_C - X_L} \cos \omega_1 t \quad (2.43)$$

e a tensão no ponto B, agora constante, será :

$$V_B(t) = \left[ 1 + \frac{X_L}{X_C - X_L} \right] V_{MAX} \quad (2.44)$$

A diferença de potencial nos terminais do disjuntor é agora dada por:

$$V_{AB}(t) = \left[ 1 + \frac{X_L}{X_C - X_L} \right] V_{MAX} -$$

$$- \left[ 1 + \frac{X_L}{X_C - X_L} \right] V_{MAX} \cos \omega t +$$

$$+ V_{MAX} \frac{X_L}{X_C - X_L} \cos \omega_1 t \quad (2.45)$$

Analisando a equação (2.45) anterior, verifica-se que a componente de alta frequência fornece uma contribuição muito pequena para a magnitude do transitório, uma vez que normalmente  $X_C \gg X_L$ .

O valor máximo alcançado pela tensão  $V_{AB}(t)$  será dado por:

$$V_{ABMAX} = \left[ 2 + \frac{3X_L}{X_C - X_L} \right] V_{MAX} \quad (2.46)$$

que pode ser aproximado para  $2V_{MAX}$ .

Uma vez que a componente transitória da tensão nos terminais da chave pode ser desprezada, quando comparada com a tensão de estado permanente (para a situação ilustrada na figura 2.10), o estudo de abertura de bancos de capacitores, é voltado para a sobretensão que ocorre nos terminais do disjuntor, agora em nova configuração de regime permanente.

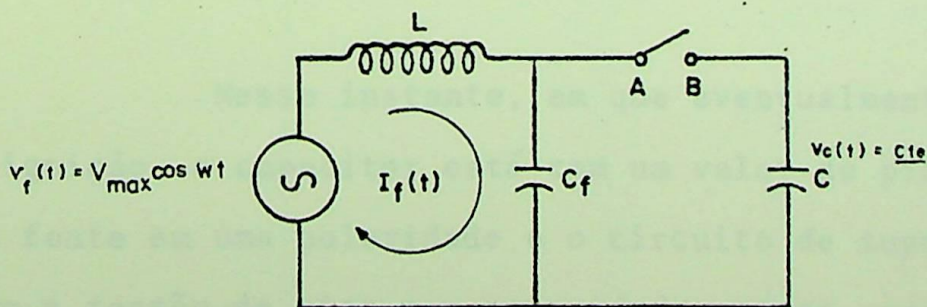


FIG. 2.10 - CIRCUITO REPRESENTANDO O INSTANTE  $t_0+$  DA OPERAÇÃO DE ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES.

#### 4.1 - REIGNIÇÕES

No instante imediatamente após a abertura, a tensão através dos contatos da chave é praticamente zero, uma vez que o circuito capacitivo mantém a mesma tensão instantânea que a existente na linha de suprimento no instante da abertura. Esta condição permite a qualquer chave interromper o circuito com facilidade no instante que a corrente passe por zero pela primeira vez. Entretanto, meio ciclo após, a tensão através dos contatos da chave (como visto no item anterior) é de duas vezes o valor de pico da tensão fundamental.

Se os contatos do disjuntor (ou chave) separam-se o suficiente para resistir a essa tensão sem tornar a fechar, o circuito é então aberto e a operação de chaveamento é completada com êxito.

Em alguns tipos de disjuntores (chaves) entretanto, o movimento do contato móvel ou o restabelecimento do meio isolante pode não ser suficientemente rápido para manter uma resistância dielétrica suficiente através dos contatos abertos após meio ciclo. O circuito irá então tornar a fechar-se através do arco que se forma.

Nesse instante, em que eventualmente ocorre a reignição, o capacitor está com um valor de pico de tensão da fonte em uma polaridade e o circuito de suprimento está com a tensão de pico com polaridade oposta, conforme ilustrado na figura 2.8. A tensão no capacitor irá então inverter-se para a polaridade da fonte. O módulo da tensão no capacitor, no entanto, irá exceder por um valor igual ao

solicitado para a mudança da carga. Isso resultará numa tensão total (transitória + estado permanente) de aproximadamente 3 vezes a tensão anterior de estado permanente. No primeiro zero de corrente o circuito poderá novamente ser interrompido e no pior caso, será armazenada no capacitor uma tensão igual a  $3 V_{MAX}$ . No primeiro zero de corrente o circuito poderá ser novamente interrompido, deixando então o capacitor com uma carga igual a  $3 V_{MAX}$ . Essas condições estão ilustradas na figura 2.11. Meio ciclo após, o valor da tensão nos terminais da chave será de  $4 V_{MAX}$ . Se a separação entre os contatos, nesse instante, ainda não for suficiente, ocorrerá uma segunda reignição. A tensão da chave será então duas vezes a anterior e a corrente será também duas vezes maior. A tensão nos terminais da chave passará de  $-3V_{MAX}$  para  $5V_{MAX}$ . É possível que continue ocorrendo o fenômeno até que ocorra uma descarga externa ou uma falha no banco de capacitores.

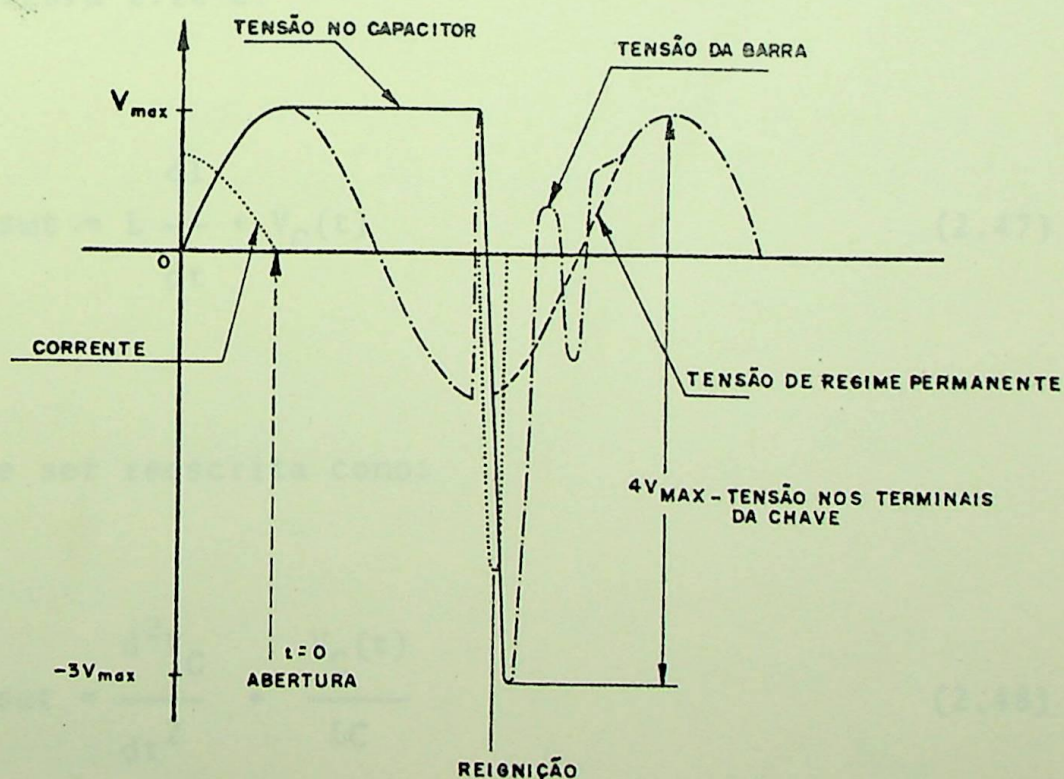
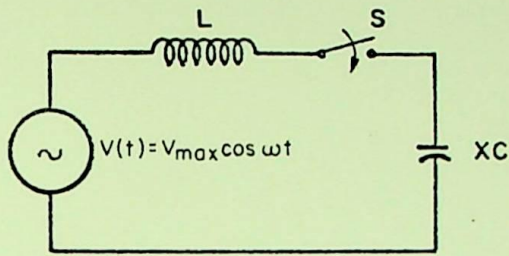


FIG. 2.11 - ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES SEGUIDA DE RE-IGNIÇÃO

Um circuito simplificado para a representação de reignição e a obtenção de uma descrição matemática é ilustrado na figura 2.12, que se segue:



**FIG. 2.12** – CIRCUITO SIMPLIFICADO DE REIGNIÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES

A equação diferencial correspondente ao circuito da figura 2.12 é:

$$V_{\text{MAX}} \cos \omega t = L \frac{dI}{dt} + V_C(t) \quad (2.47)$$

que pode ser reescrita como:

$$\frac{V_{\text{MAX}}}{LC} \cos \omega t = \frac{d^2 V_C}{dt^2} + \frac{V_C(t)}{LC} \quad (2.48)$$

Passando para o domínio da frequência, vem:

$$\frac{V_{MAX}}{LC} \cdot \frac{S}{S^2 + \omega^2} = \left[ S^2 + \frac{1}{LC} \right] \cdot V_C(S) - SV_C(0) - V'_C(0) \quad (2.49)$$

mas

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

$$e \quad V'_C(t) = \frac{I(t)}{C}$$

Logo, tem-se que:

$$V'_C(0) = 0$$

Sendo assim:

$$V_C(S) = \frac{V_C(0)S}{\left[ S^2 + \omega_0^2 \right]} + \frac{S}{\left[ S^2 + \omega^2 \right] \cdot \left[ S^2 + \omega_0^2 \right]} \cdot \frac{V_{MAX}}{LC}$$

cuja solução no domínio do tempo é:

$$V_C(t) = V_C(0)\cos\omega_0 t + V_{MAX} \left[ \cos\omega t - \cos\omega_0 t \right] \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2}$$

Conforme discutido, no item 2.1, vem que:

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2} = -1$$

Quando o circuito é desenergizado ( instante  $t = 0$ ) o capacitor fica carregado com uma tensão igual a  $V_{MAX}$ , conforme verificado no item 6. Isso significa que  $V_C(0) = V_{MAX}$ . Este será também o carregamento do capacitor no instante de reignição num tempo  $t$  equivalente a  $\pi$  rad .

Supondo a fonte contínua, uma vez que a sua frequência é bem inferior a frequência natural do circuito, pode-se para um pequeno intervalo de tempo, considerar que:

$$V_C(t) = V_{MAX} \left[ 2\cos\omega_0 t - 1 \right] \quad (2.50)$$

Quando  $\cos\omega_0 t = -1$ , tem-se que:

$$V_C(\pi/\omega_0) = -3V_{MAX}$$

Ocorrendo novamente a desenergização nesse instante, a tensão nos terminais da chave será a diferença entre a tensão da fonte e a tensão nos terminais do capacitor e assim:

$$V_{CH} = V_{MAX} \cos \omega t + 3V_{MAX} \quad (2.51)$$

Da equação acima, verifica-se que 1/2 ciclo após essa segunda abertura, ou seja, um tempo equivalente a  $2\pi/\omega$ , a tensão nos terminais da chave alcançará  $4V_{MAX}$ .

Se nesse instante houver uma nova recondução (reignição) ter-se-á que:

$$V_{MAX} \cos \omega t = L \frac{dI}{dt} + \frac{I}{C} \int I dt - 3V_{MAX} \quad (2.52)$$

que no domínio da frequência é escrito como:

$$\frac{-V_{MAX} \omega^2}{L} \cdot \frac{1}{S^2 + \omega^2} = \left[ S^2 + \omega_o^2 \right] \cdot i(S) - S I(2\pi/\omega) -$$

$$- I'(2\pi/\omega) \quad (2.53)$$

da equação (2.52) vem que  $I'(2\pi/\omega) = 4V_{MAX}/L$

Além disso, no instante em que ocorre a nova reignição,  $I(2\pi/\omega) = 0$

Assim,

$$I(S) = \frac{\frac{4V_{MAX}}{L}}{\left[S^2 + \omega_0^2\right]} - \frac{\frac{V_{MAX} \omega^2}{L}}{\left[S^2 + \omega^2\right] \left[S^2 + \omega_0^2\right]} \quad (2.54)$$

Cuja solução no domínio do tempo será:

$$I(t) = \frac{4V_{MAX}}{\sqrt{L/C}} \operatorname{sen}\omega_0 t + \frac{V_{MAX}}{X_C} \operatorname{sen}\omega t \quad (2.55)$$

onde:

$\frac{V_{MAX}}{X_C} \operatorname{sen}\omega t$  - é a componente de regime permanente que pode ser desprezada, uma vez que não terá participação considerável no pequeno intervalo de tempo das reignições.

Sendo assim:

$$I(t) = \frac{4V_{MAX}}{\sqrt{L/C}} \operatorname{sen}\omega_0 t \quad (2.56)$$

A tensão nos terminais do capacitor é dada pela equação:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int Idt + V_C(2\pi/\omega) \quad (2.57)$$

Logo:

$$V_C(t) = -4V_{MAX} \cos\omega_0 t - 3V_{MAX}$$

Cujo valor máximo será:

$$V_{C_{MAX}} = -7 V_{MAX}$$

Quando a tensão da fonte inverter a sua polaridade ( $t = 3\pi/\omega$ ), a tensão nos terminais da chave alcançará o valor de:

$$V_{CH_{MAX}} = 8V_{MAX}$$

Este procedimento pode ser repetido indefinidamente. Entretanto, na prática, uma descarga externa ou uma falha no banco interromperá o processo.

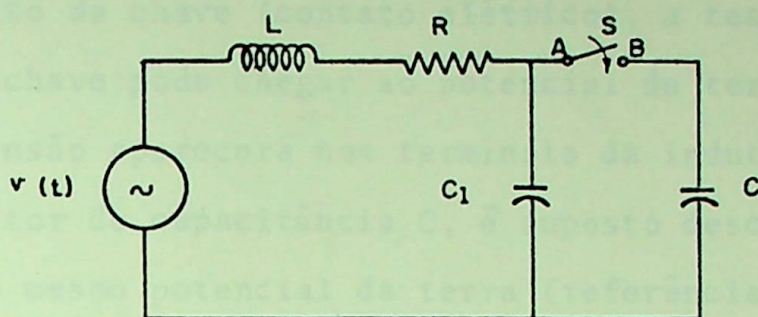
## 5. INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA NOS TRANSITÓRIOS DE CHAVEAMENTO | 1 | , | 8 | , | 13 |

O amortecimento da corrente transitória de energização, bem como da tensão transitória de restabelecimento é uma função do valor da resistência do circuito em relação ao valor das resistências e indutâncias existentes.

Variações significativas nos transitórios podem ser obtidas através de modificações nos valores das resistências do circuito.

### 5.1 - Influência da Resistência nos Transitórios de Fechamento de Bancos de Capacitores | 2 |

Conforme discutido, quando um circuito capacitivo é energizado pelo fechamento de um disjuntor, ocorrerá um transitório que pode causar sobretensões no sistema. Se o circuito é formado por cabos e linhas relativamente curtos de tal forma que a indutância seja desprezível, a capacitância do circuito pode ser considerada como um parâmetro concentrado. O circuito a ser energizado será então um circuito formado por resistência, indutância e capacitância como indicado na figura (2.13).



$v(t)$  - TENSÃO DA FONTE =  $V_{max} \cos(\omega t)$

L - INDUTÂNCIA DA FONTE

R - RESISTÊNCIA DO CIRCUITO

$C_1$  - CAPACITÂNCIA DO CIRCUITO

C - CAPACITOR A SER ENERGIZADO

FIG. 2.13 - ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES.

Se a capacitância  $C_1$  em relação a capacitância C puder ser desprezada, o circuito da figura (2.13), tornar-se-á o indicado na figura (2.14).

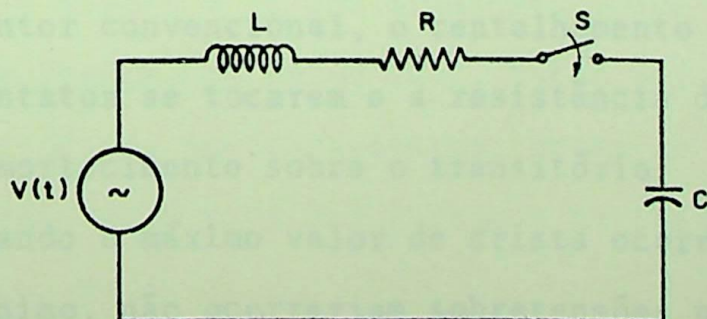


FIG. 2.14 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DE ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES

Conforme visto anteriormente, quando ocorre o fechamento da chave (contato elétrico), a tensão nos terminais da chave pode chegar ao potencial da terra e uma queda de tensão aparecerá nos terminais da indutância, pois o capacitor de capacitância  $C$ , é suposto descarregado estando no mesmo potencial da terra (referência). A indutância e a capacitância do circuito conectadas pelo fechamento elétrico, causarão uma oscilação com um valor de crista que poderá atingir, como visto, um valor igual a duas vezes o valor de crista de tensão de regime permanente. A resistência irá amortecer o circuito, mas sua eficiência será dependente do valor da relação  $L/C$ . A tensão transitória de restabelecimento para diversos valores de resistência é ilustrada na figura 2.15.

Para valores de resistência inferiores ao valor crítico ( $R_C = 2 \sqrt{L/C}$ ), a tensão transitória é definida por equações de oscilações amortecidas. Para valores de resistência superiores ao valor crítico, as tensões transitórias são definidas por equações de curvas amortecidas.

No fechamento de um circuito de alta tensão por um disjuntor convencional, o centelhamento irá ocorrer antes dos contatos se tocarem e a resistência do arco causará um amortecimento sobre o transitório. Entretanto até mesmo quando o máximo valor de crista ocorre com amortecimento mínimo, não ocorreriam sobretensões perigosas no sistema por um fechamento desse tipo.

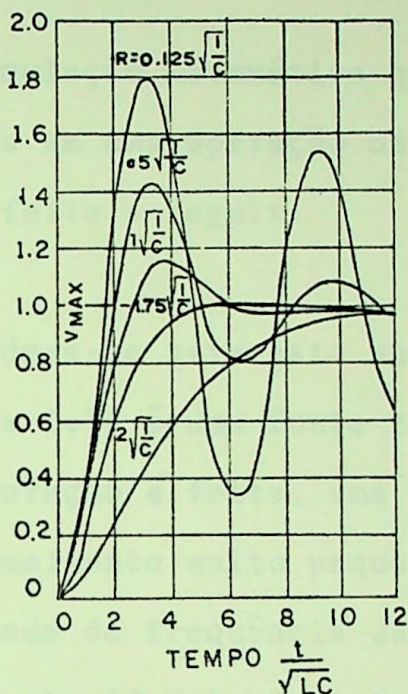


FIG. 2.15 — TENSÕES TRANSITÓRIAS PELO FECHAMENTO DE UM CIRCUITO CAPACITIVO PARA DIVERSOS VALORES DE RESISTÊNCIA.

Na figura 2.15 foi considerado que  $C_1$  pode ser desprezado em relação ao valor de  $C$ . Disto resulta que as tensões transitórias nos capacitores partem de zero, uma vez que o capacitor  $C$  está descarregado no instante do fechamento.

Se a capacitância  $C_1$  for suficientemente alta para alcançar o potencial da capacitância  $C$  quando as duas são conectadas juntas pelo fechamento do disjuntor, então o transitório não partirá de zero, e sim do potencial des-

das capacitâncias. A amplitude do transitório não é mais o potencial do sistema ( $V_{MAX}$ ) quando ocorre o fechamento elétrico, mas será a diferença entre  $V_{MAX}$  e o potencial das capacitâncias. Nesse caso, a capacitância utilizada para determinar o transitório será a soma das capacitâncias  $C$  e  $C_1$ .

A formulação matemática que indica a influência da resistência em uma operação de fechamento de banco de capacitores é feita a seguir.

Considera-se para esta análise, que a fonte do circuito da figura 2.14 é uma fonte contínua de valor  $V = V_{MAX}$ . Essa consideração é feita, uma vez que o período transitório é normalmente muito pequeno quando comparado ao 1/2 ciclo da onda de frequência da tensão da fonte de suprimento (comumente 60 Hz). Isso porque a frequência natural do circuito é muito superior a frequência da fonte.

Considera-se ainda que o capacitor  $C$  encontra-se completamente descarregado no instante da energização. A equação característica do circuito da figura 2.14 é :

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int Idt = V_{MAX} \quad (2.58)$$

A derivada da equação (2.58) no domínio da frequência será:

$$\left[ S^2 + \frac{R}{L} S + \frac{1}{LC} \right] \cdot i(S) - SI(0) - I'(0) \quad (2.59)$$

onde pelas condições iniciais que podem ser obtidas do circuito, tem-se que:

$$I(0) = 0$$

Da equação (2.58) vem que:

$$I'(0) = \frac{V_{MAX}}{L} \quad (2.60)$$

logo,

$$i(S) = \frac{V_{MAX}}{L} \left[ \frac{1}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} \right] \quad (2.61)$$

As raízes do polinômio correspondente ao denominador da equação (2.61) são :

$$S_1 = \frac{-\frac{R}{L} + \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}$$

$$S_2 = \frac{-\frac{R}{L} - \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2}$$

Com essas raízes a solução da equação (2.61) no domínio do tempo será :

$$I(t) = \frac{V_{MAX}}{L \left[ \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}} \right]} \cdot \left[ e^{-S_1 t} - e^{-S_2 t} \right] \quad (2.62)$$

A forma dessas equações dependerá dos valores de  $S_1$  e  $S_2$ . Assim, tem-se 3 possibilidades :

a - Se  $\left(\frac{R}{L}\right)^2 > \frac{4}{LC}$ ,  $S_1$  e  $S_2$  serão raízes reais desiguais' e a equação (2.61) dará origem a curvas exponenciais. O circuito é chamado então de super-amortecido.

b -  $\left(\frac{R}{L}\right)^2 < \frac{4}{LC}$ ,  $S_1$  e  $S_2$  serão raízes complexas e a equação (2.61) dará origem a curvas oscilatórias. O circuito nessas condições é dito sub-amortecido.

$$c - \left[ \frac{R}{L} \right]^2 = \frac{4}{LC}$$
 $S_1$  e  $S_2$  serão raízes reais iguais e nesse caso, o valor da resistência :  $R = 2\sqrt{L/C}$  é chamado de resistência crítica. O circuito é então designado "circuito com amortecimento crítico".

A figura 2.16 ilustra as 3 situações descritas acima.

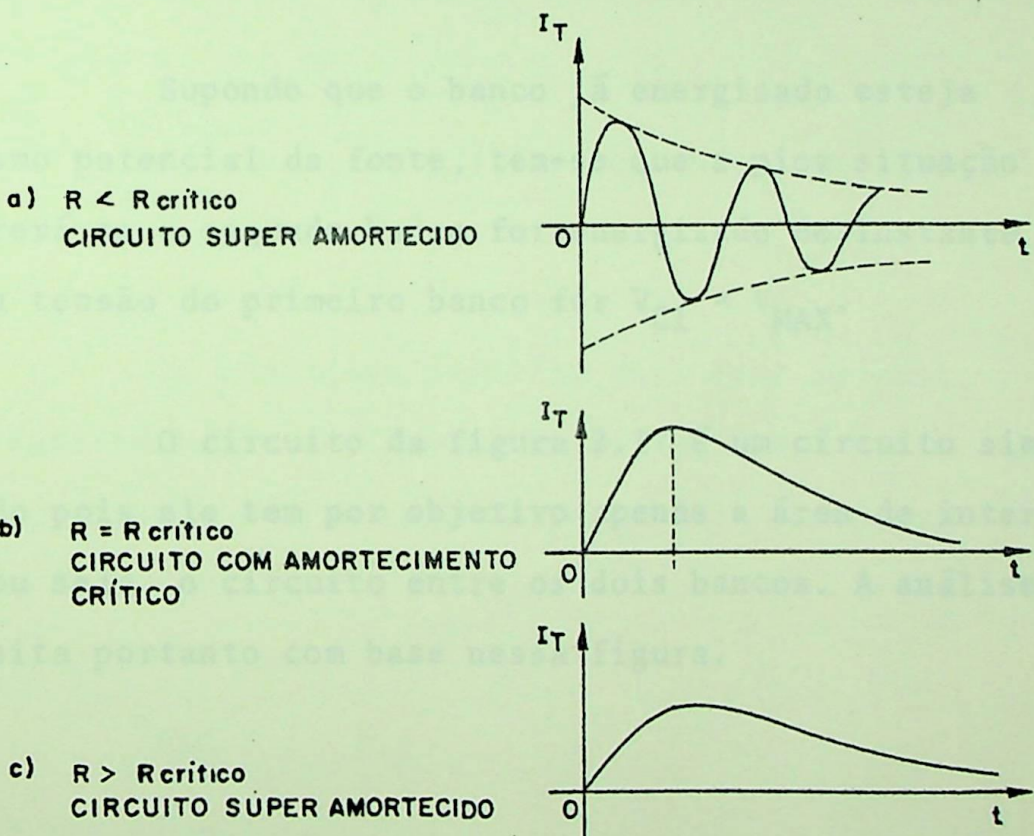


FIG. 2.16 - CORRENTES PARA DIFERENTES TIPOS DE AMORTECIMENTO

### 5.1.a - Chaveamento de Bancos Paralelos

Quando um banco descarregado é chaveado em paralelo com o outro já carregado, viu-se que uma corrente transitória muito elevada irá fluir. A corrente é limitada pela impedância de surto da malha composta pelos bancos de capacitores e suas interconexões.

Se os bancos estão fisicamente próximos, a indutância entre eles pode ser baixa. A introdução de uma resistência no circuito pode reduzir a corrente transitória nesse caso.

Supondo que o banco já energizado esteja com o mesmo potencial da fonte, tem-se que a pior situação ocorrerá se o segundo banco for energizado no instante em que a tensão do primeiro banco for  $V_{C1} = V_{MAX}$ .

O circuito da figura 2.17 é um circuito simplificado pois ele tem por objetivo apenas a área de interesse, ou seja, o circuito entre os dois bancos. A análise será feita portanto com base nessa figura.

A equação característica para o circuito da figura 2.17 é dada a seguir:

$$L \frac{dI}{dt} + RI + \frac{1}{C} \int Idt = V_{MAX} \quad (2.63)$$

onde:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.64)$$

A equação (2.63) é semelhante a equação (2.58) para os bancos de um estágio.

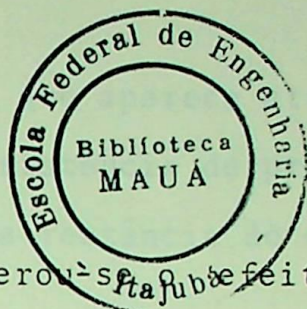
As condições iniciais para esse circuito são as mesmas adotadas no item anterior, de forma que a equação da corrente que circula entre os dois bancos no domínio da frequência é:

$$i(S) = \frac{V_{MAX}}{L} \left[ S^2 + \frac{R}{L} S + \frac{1}{LC} \right]$$

que é a mesma encontrada para o caso anterior.

Conclue-se então, que as considerações feitas para o item anterior permanecem válidas para o caso em estudo.

## 5.2 - Resistores de Prê-Inserção



No item anterior considerou-se o efeito de amortecimento introduzido pelas resistências próprias dos circuitos. Neste item será estudado o efeito do resistor de pré-inserção e o de abertura.

Devido ao efeito da resistência nos transitórios do chaveamento, há disjuntores construídos com contatos auxiliares que introduzem uma resistência entre os terminais da chave. Esses contatos auxiliares fecham antes e abrem após os contatos principais.

Os disjuntores contendo resistores auxiliam não somente o fechamento de circuitos mas também a extinção dos arcos. A resistência facilita tanto a interrupção da corrente de carga quanto a interrupção das correntes reativas. A inserção do resistor aumenta o fator de potência do circuito, alterando, dentro do período, o instante onde a corrente passa por zero, logo a tensão aplicada é menor, reduzindo dessa forma as sobretensões que podem ocorrer no sistema.

O valor da resistência usada depende de tensão fixada e da capacidade de ruptura do disjuntor.

A intensidade da tensão que aparece através da

O valor da resistência usada depende de tensão fixada e da capacidade de ruptura do disjuntor.

A intensidade da tensão que aparece através da abertura dos contatos que contém resistência de pré-inserção depende da tensão do sistema, da reatância do circuito e da própria resistência.

Na figura 2.18 está ilustrado o comportamento da tensão nos terminais da chave para vários valores da relação  $R/X$ , onde:

$R$  = resistor de pré-inserção

$X$  = reatância do circuito

Todas as curvas foram traçadas para os mesmos valores de  $L$  e  $C$  que foram supostos bastantes grandes. As curvas mostram claramente que a inserção de um resistor em um circuito reativo reduz o valor de crista do transitório e também o valor da tensão de restabelecimento e consequentemente, facilitam a interrupção.

abertura dos contatos que contém resistência de pré-inserção depende da tensão do sistema, da reatância do circuito e da própria resistência.

Na figura 2.18 está ilustrado o comportamento da tensão nos terminais da chave para vários valores da relação  $R/X$ , onde:

$R$  = resistor de pré-inserção

$X$  = reatância do circuito

Todas as curvas foram traçadas para os mesmos valores de  $L$  e  $C$  que foram supostos bastantes grandes. As curvas mostram claramente que a inserção de um resistor em um circuito reativo reduz o valor de crista do transitório e também o valor da tensão de restabelecimento e consequentemente, facilitam a interrupção.

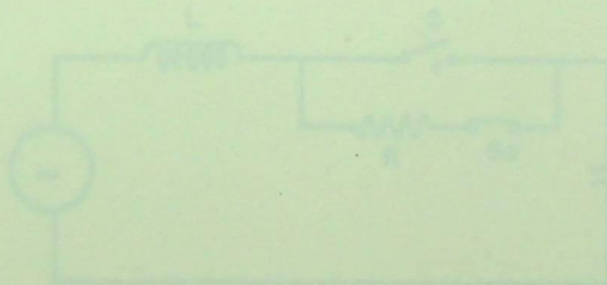
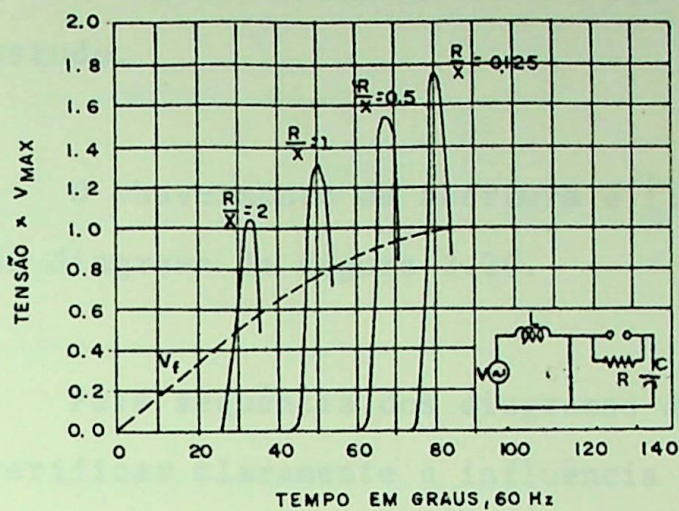
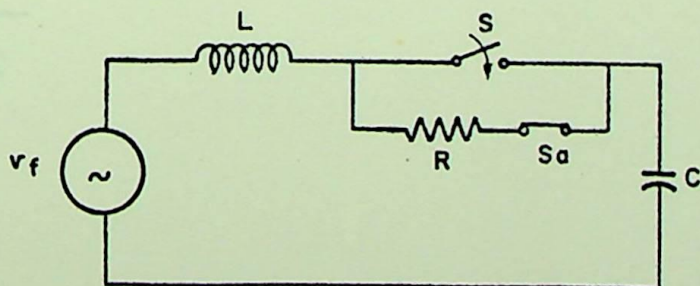


FIG. 2.18 - ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES POR UM DISJUNTOR CONTENDO RESISTÊNCIA DE PRÉ-INserÇÃO



**FIG. 2.18** - CURVAS PARA DIVERSOS VALORES DA RELAÇÃO  $r/x$  QUE ILUSTRAM A INFLUÊNCIA DA RESISTÊNCIA NO TRANSITÓRIO DE CHAVEAMENTO.

Matematicamente verifica-se que no caso da operação de energização de um banco de capacitores com um disjuntor contendo resistor de pré-inserção, o circuito a ser analisado é o ilustrado na figura 2.19.



**FIG. 2.19** - ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES POR UM DISJUNTOR CONTENDO RESISTÊNCIA DE PRÉ-INSERÇÃO

O circuito da figura 2.19 é equivalente ao da figura 2.14 e a análise feita no item 5.1 é a mesma para o caso em estudo.

O chaveamento de abertura é ilustrado pela sequência do diagrama da figura 2.20.

Pela sequência dos diagramas da figura 2.20, pode-se verificar claramente a influência da resistência na manobra de abertura.

Antes da abertura, a corrente através do circuito, supondo desprezível o valor de  $X_L$ , quando comparado a  $X_C$ , será:

$$I(t) = I_{MAX} \text{ sen} \omega t$$

onde:

$$I_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{X_C}$$

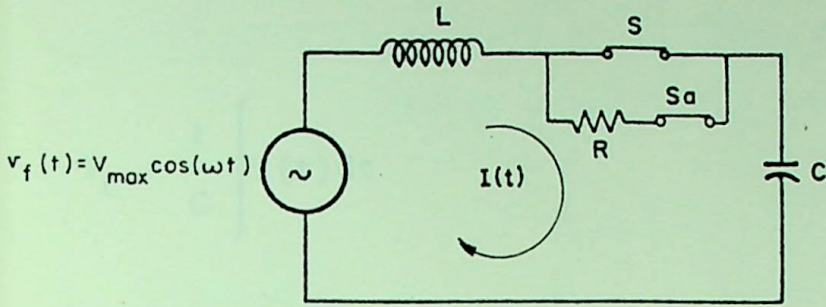
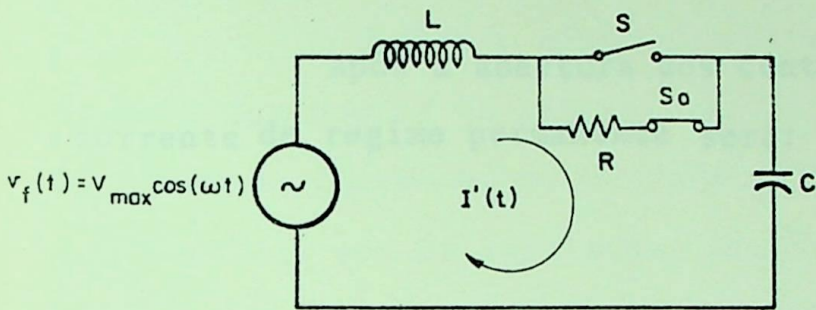


DIAGRAMA DE REGIME PERMANENTE, ANTES DA DESENERGIZAÇÃO



INSTANTE DO INÍCIO DA OPERAÇÃO DE DESENERGIZAÇÃO ( $t = 0$ ), QUANDO OS CONTATOS PRINCIPAIS SE ABREM.

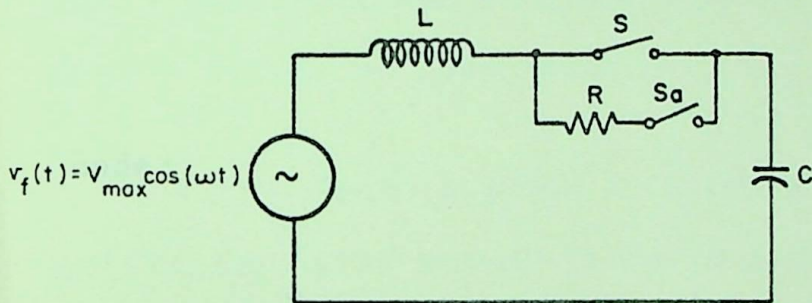


DIAGRAMA DO CIRCUITO APÓS CONCLUÍDA A OPERAÇÃO DE DESENERGIZAÇÃO DO BANCO DE CAPACITORES.

**FIG 2.20** - SEQUÊNCIA DE UMA OPERAÇÃO DE ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES, UTILIZANDO DISJUNTOR CONTENDO RESISTORES DE PRÉ-INSERÇÃO.

O capacitor C é carregado com o potencial da fonte uma vez que:

$$V_C = \frac{1}{C} \int I(t) dt$$

Após a abertura dos contatos principais, a corrente de regime permanente será:

$$I'(t) = I'_{MAX} \cos(\omega t + \psi)$$

onde:

$$\psi = \arctg \frac{X_C}{R} \quad (2.65)$$

$$e \quad I'_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} \quad (2.66)$$

Com o amortecimento causado pela introdução da resistência, verifica-se um deslocamento no zero da corrente representado pelo ângulo  $\psi$ , além de uma redução no valor de crista da corrente.

## CAPÍTULO III

### TRANSITÓRIOS PROVOCADOS PELAS OPERAÇÕES DE CHAVEAMENTO DE BANCO DE CAPACITORES TRIFÁSICOS

#### 1. INTRODUÇÃO

O objetivo desse capítulo é analisar o comportamento dos bancos de capacitores trifásicos, durante as manobras de chaveamento. Procura-se estabelecer critérios' comparativos com os resultados obtidos no capítulo anterior, quando do estudo de bancos monofásicos, visando verificar a possibilidade de utilização da modelagem monofásica para o estudo do caso trifásico.

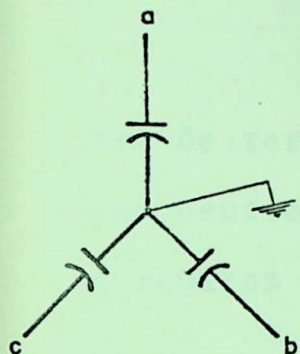
Sendo a quase totalidade dos sistemas atuais' trifásicas, esse estudo torna-se altamente importante, uma vez que descreve problemas mais reais.

#### 2. Tipos de Conexões dos Bancos de Capacitores Trifásicos.

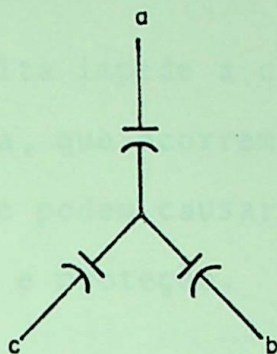
Nesse trabalho são analisados os quatro tipos de conexões normalmente utilizados no emprego dos bancos de capacitores trifásicos: delta (triângulo), estrela com neutro aterrado, estrela com neutro isolado e dupla estrela, ilustrados na figura 3.1.

A escolha do tipo de conexão adequada leva em conta os seguintes fatores:

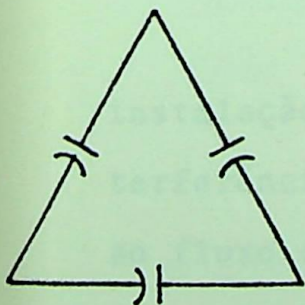
- Potência das unidades
- Tensão do sistema
- Tensão das unidades
- Capacidade de ruptura do sistema de proteção
- Fusíveis
- Relés e Disjuntores



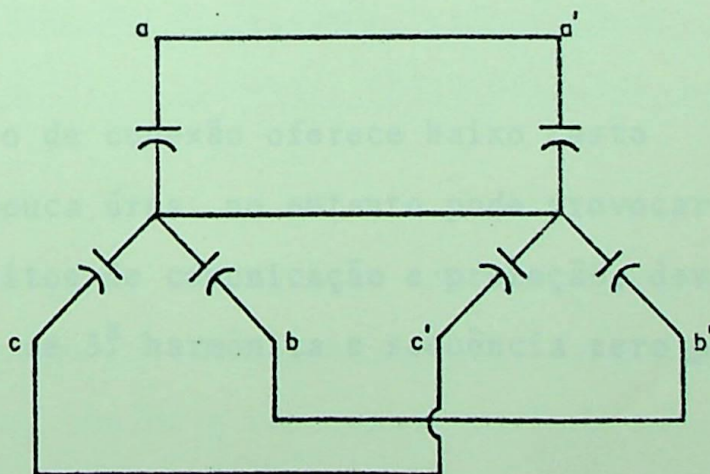
A - CONEXÃO ESTRELA ATERRADA



B - CONEXÃO ESTRELA FLUTUANTE



- CONEXÃO DELTA



D - CONEXÃO DUPLA ESTRELA

## 2.1. Algumas Características dos Diversos Tipos de Conexões

### a. Bancos Conectados em Delta

São utilizados especialmente em classes de tensão até 2,4 kV. Para tensões superiores essa conexão se torna anti-econômica, se comparada aos demais tipos.

A conexão delta impede a circulação de correntes de terceira harmônica, que ocorrem na conexão estrela com neutro aterrado e que podem causar interferência nos circuitos de comunicação e proteção.

### b. Bancos Conectados em Estrela com Neutro Aterrado:

Capacitores ligados em estrela com neutro aterrado fornecem uma via de escoamento de baixa impedância para as correntes de descarga atmosférica (impulsivas), algumas vezes essa auto-proteção é utilizada e o banco é operado sem para-raios.

Esse tipo de conexão oferece baixo custo de instalação e ocupa pouca área, no entanto pode provocar interferência em circuitos de comunicação e proteção, devido ao fluxo de corrente de 3.<sup>a</sup> harmônica e sequência zero para terra.

### c. Bancos Conectados em Estrela com Neutro Isolado

O neutro deve ser isolado para a tensão fase - fase, por prevenção contra surtos de manobra. No que diz respeito a custos, isso é pouco importante em baixas ten -

sões, mas pode se tornar dispendioso em tensões mais elevadas.

O banco assim conectado, bloqueia a circulação das correntes 3.<sup>as</sup> harmônicas.

#### d. Bancos em Dupla Estrela

Dentre as características deste arranjo, pode-se dizer que os distúrbios do sistema não se transmitem ao circuito de proteção do banco e não há vias de escoamento para 3.<sup>as</sup> harmônicas.

Essa conexão exige uma maior área para a mesma capacidade, quando comparada com o estrela simples, assim como maior quantidade de material por barramento e conexões. O neutro deve ser isolado para o mesmo nível básico de isolamento (NBI) do sistema, tal como em qualquer banco ligado em estrela com neutro isolado.

### 3. Análise do Comportamento de Sistemas Contendo Banco de Capacitores Trifásicos, quando das Operações de Energização

Faz-se a seguir uma análise do comportamento do sistema ao qual estão conectados bancos de capacitores trifásicos, conectados conforme mencionado no item anterior, quando submetidos a operação de chaveamento de energização.

3.1. Energização dos Bancos de Capacitores Trifásicos Ligados em Estrela com o Neutro Rigidamente Aterrado.

Um exemplo de sistema contendo um banco de capacitores conectados em estrela aterrado, é ilustrado na figura 3.2. Neste caso pode-se supor que a impedância entre o neutro do banco de capacitores e a terra seja desprezível. O circuito para a energização de qualquer das fases pode então ser analisado como em circuito monofásico, sendo que cada fase pode ser tratada independentemente das demais. Esse caso, torna-se portanto, aquele já analisado no capítulo anterior, que trata de chaveamentos monofásicos.

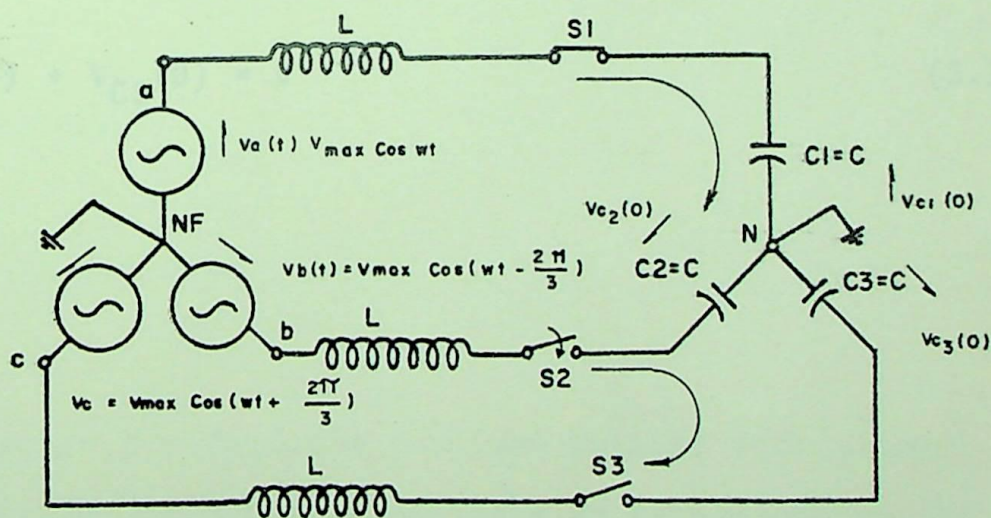


FIG. 3.2 - SISTEMA TRIFÁSICO CONTENDO UM BANCO DE CAPACITORES CONECTADO EM ESTRELA ATERRADA.

### 3.2. Energização dos Bancos de Capacitores Ligados em Estrela com Neutro Flutuante (Neutro Isolado).

A análise matemática da energização de um banco de capacitores conectado em estrela com neutro isolado, supondo o chaveamento não simultâneo das chaves é feita a seguir. O estudo será realizado admitindo-se um polo do disjuntor já fechado e considerar-se-á o fechamento dos demais. O circuito analisado está ilustrado na figura 3.3.

No instante da energização da segunda fase, pela figura pode-se estabelecer a seguinte equação:

$$V_{MAX} \cos \omega t - V_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + 2L \frac{dI}{dt} + \frac{2}{C} \int Idt -$$

$$- V_{C1}(0) + V_{C2}(0) = 0 \quad (3.1)$$

onde:

$$V_{MAX} \cos \omega t - V_{MAX} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = V_{ab} = V_a - V_b =$$

$$= \sqrt{3} V_{MAX} \cos(\omega t + 30^\circ)$$

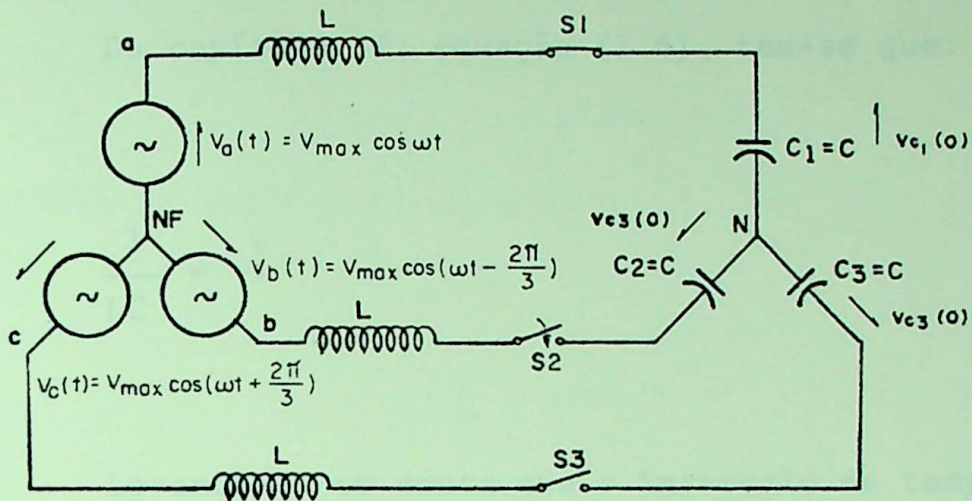


FIG. 3.3 - SISTEMA TRIFÁSICO CONTENDO UM BANCO DE CAPACITORES CONECTADO EM ESTRELA COM NEUTRO ISOLADO.

Supondo-se que:

$$V_{C1}(0) - V_{C2}(0) = 0$$

e variando-se a referência para uma posição equivalente a  $30^\circ$  em atraso, para que no instante do fechamento da chave, tenha-se uma situação onde a tensão  $V_{ab}$  tem seu maior valor (máxima condição inicial), logo tem-se que:

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_{MAX} \cdot \cos \omega t}{LC} = \frac{dI}{dt} + \frac{1}{LC} \int I dt$$

Do capítulo II, equação (2.6), tem-se que:

$$\frac{1}{LC} = \omega_0^2$$

Levando-se em conta que o intervalo de tempo ' de interesse para esta análise é muito pequeno, pode-se su por que a fonte não irá variar durante o período em estudo, e assim, por simplificação, considerá-la constante . Dentro desta hipótese tem-se:

$$\frac{\sqrt{3} V_{MAX}}{2L} = \frac{dI}{dt} + \frac{1}{LC} \int I dt \quad (3.2)$$

A transformada de Laplace da derivada da equação (3.2) será:

$$[S_2 + \omega_0^2] i(s) = I'(0) \quad (3.3)$$

Da equação (3.2) tem-se que:

$$I'(0) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{MAX}}{2L} \quad (3.4)$$

Logo,

$$i(s) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{MAX}}{2L} \cdot \frac{1}{[S^2 + \omega_0^2]} \quad (3.5)$$

cuja solução no domínio do tempo será:

$$I(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{MAX}}{\sqrt{L/C}} \cdot \text{sen} \omega_0 t \quad (3.6)$$

A equação (3.6) é semelhante a solução encontrada na equação (2.13) que trata da energização de bancos monofásicos, a menos do fator  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  que é inferior a unidade.

Supondo que o terceiro polo se feche no instante em que a corrente  $I_{ab}(t)$  passa pelo zero ( $180^\circ$ ) após o fechamento do 2º polo, e ainda, considerando-se que nesse instante, o transitorio causado pela energização da 2ª fase tenha-se já tornado desprezível, ter-se-á a situação ilustrada nas figuras 3.4 e 3.5.

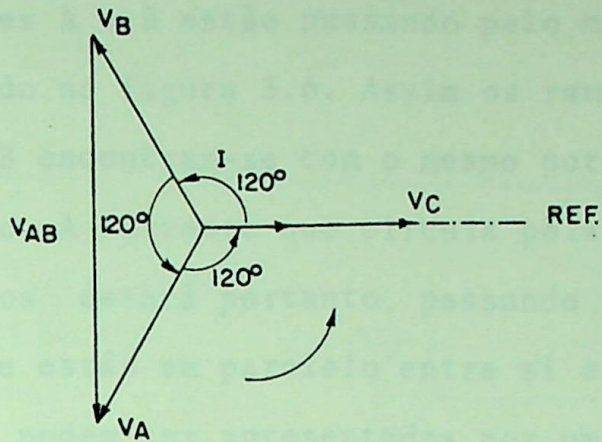


FIG. 3.4 - DIAGRAMA FASORIAL DO INSTANTE DA ENERGIZAÇÃO DO TERCEIRO POLO DE UM BANCO DE CAPACITORES TRIFÁSICOS COM LIGAÇÃO ESTRELA COM NEUTRO FLUTUANTE.

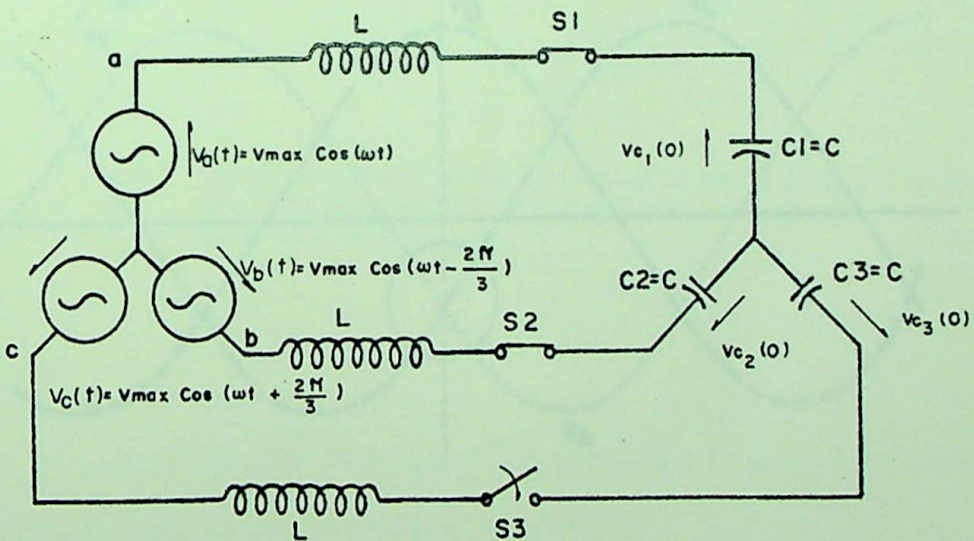
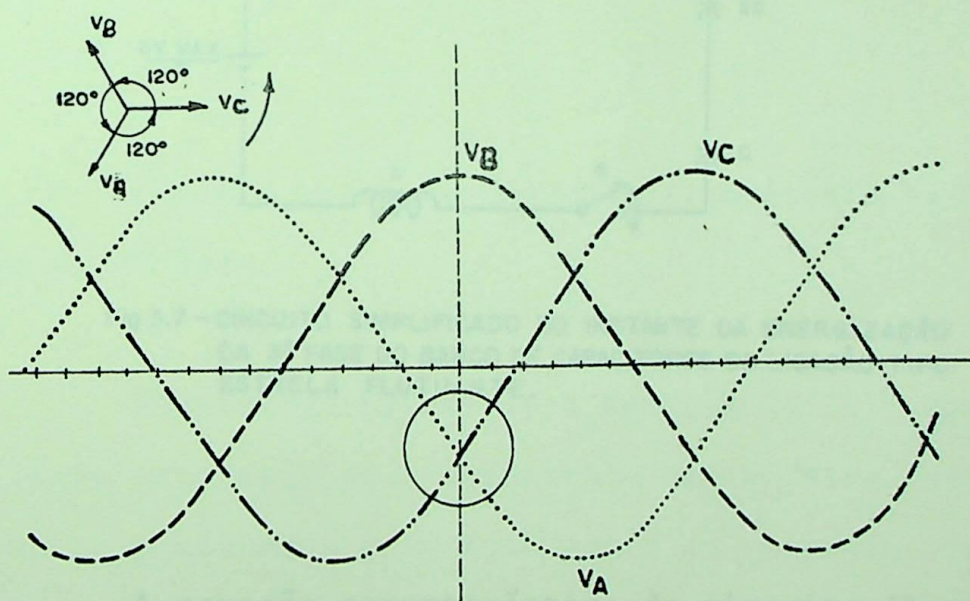


FIG. 3.5 - ENERGIZAÇÃO DO TERCEIRO POLO DE UM BANCO DE CAPACITORES COM LIGAÇÃO ESTRELA COM NEUTRO FLUTUANTE.

Da figura (3.4) verifica-se que o fechamento ' do terceiro polo ocorre quando  $V_C = V_{MAX}$  . Nesse instante a tensão nas fases A e B estão passando pelo mesmo valor, conforme ilustrado na figura 3.6. Assim os ramos formados pelas fases A e B encontram-se com o mesmo potencial em relação ao neutro. A corrente que circula pela malha formada por esses ramos estará portanto, passando pelo zero, e os dois ramos que estão em paralelo entre si e em série em relação a fase C podem ser apresentados por um ramo equivalente. O circuito da figura 3.5 pode ser então simplificado para o ilustrado na figura 3.7, adotando-se a simplificação de que a tensão nas fontes irá permanecer constante' durante o período em análise.



**FIG. 3.6 - POSIÇÃO DAS ONDAS DE TENSÃO NAS FASES, NO INSTANTE DA ENERGIZAÇÃO DO TERCEIRO POLO.**

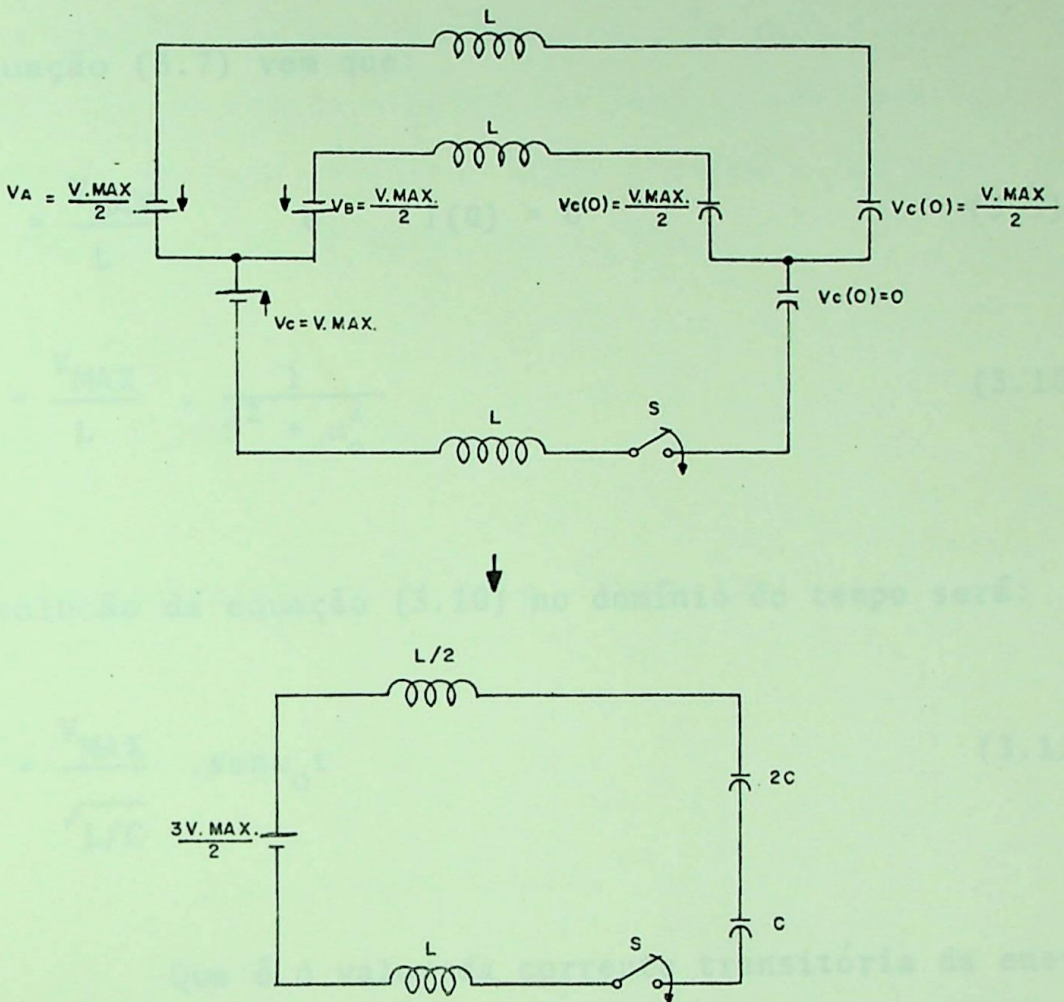


Fig 3.7 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO INSTANTE DA ENERGIZAÇÃO DA 3ª FASE DO BANCO DE CAPACITORES DA LIGAÇÃO TIPO ESTRELA FLUTUANTE.

A equação característica do circuito ilustrado na figura 3.7 é apresentado a seguir:

$$\frac{3}{2} V_{MAX} = \frac{3L}{2} \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{3}{2C} \int Idt + V_{C1}(0) + V_{C2}(0) + V_{C3}(0)$$

$$\frac{5}{2} V_{MAX} = \frac{3L}{2} \cdot \frac{dI}{dt} + \frac{3}{2C} \int Idt \quad (3.7)$$

Cuja transformada de Laplace é:

$$S^2 \cdot i(S) - SI(0) - I'(0) + \frac{1}{LC} i(S) = 0 \quad (3.8)$$

Da equação (3.7) vem que:

$$I'(0) = \frac{V_{MAX}}{L} \quad e \quad I(0) = 0 \quad (3.9)$$

$$i(S) = \frac{V_{MAX}}{L} \cdot \frac{1}{S^2 + \omega_0^2} \quad (3.10)$$

e a solução da equação (3.10) no domínio do tempo será:

$$I(t) = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{L/C}} \text{ sen } \omega_0 t \quad (3.11)$$

Que é o valor da corrente transitória da energização da 3ª fase.

Pode-se verificar para equação (3.11) que o transitório provocado pelo fechamento da terceira fase é superior ao ocasionado pelo fechamento da segunda fase. Verifica-se ainda que o transitório de energização da segunda fase apresenta valores inferiores aos encontrados pela equação (2.15) que corresponde ao transitório de energização de um banco monofásico, o que não ocorre no fechamento do 3º polo cujo valor da componente transitoria da corrente é igual a parcela transitória de energização do caso monofásico.

Conclue-se por comparação entre as equações (2.15), (3.7) e (3.12) que o chaveamento de transitórios de energização de bancos trifásicos em estrela flutuante, pode ser simulado por um chaveamento de energização de bancos monofásicos uma vez que a equação encontrado na energização de bancos monofásicos tem a mesma forma que a encontrado no caso trifásico acima analisado, ou seja: para o fechamento do 2º polo, tem-se que:

$$I_{t3\emptyset}(t) = 0,866 I_{t1\emptyset}(t)$$

e para o fechamento do 3º polo, tem-se que:

$$I_{t3\emptyset}(t) = I_{t1\emptyset}(t)$$

onde:

$I_{t3\emptyset}(t)$  é a componente transitória da corrente no caso trifásico e

$I_{t1\emptyset}(t)$  é a componente transitória da corrente no caso monofásico sob as mesmas condições.

### 3.3. Energização de Bancos de Capacitores Trifásicos Ligados em Delta

A análise do transitório ocorrido pelo fechamento de um banco de capacitores ligados em delta é apresentada nesse item.

Da figura 3.8 verifica-se que quando o segundo polo é energizado, o capacitor  $C_{12}$  fica em paralelo com os capacitores  $C_{13}$  e  $C_{23}$  que estão em série entre si.

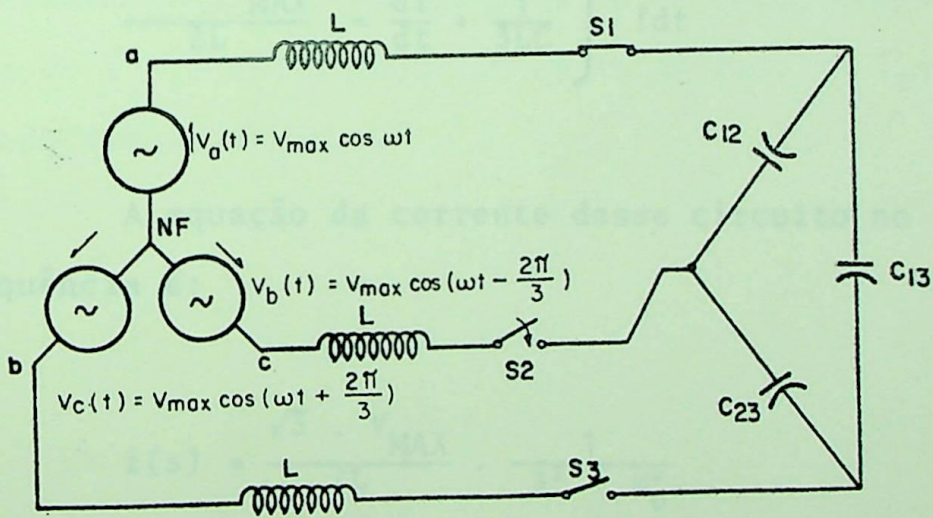


FIG. 3.8 - LIGAÇÃO DE BANCO DE CAPACITORES TRIFÁSICOS EM DELTA.

Sendo assim o circuito correspondente a esse instante, mudando o referencial de tempo, como no ítem anterior, é apresentado na figura 3.9.

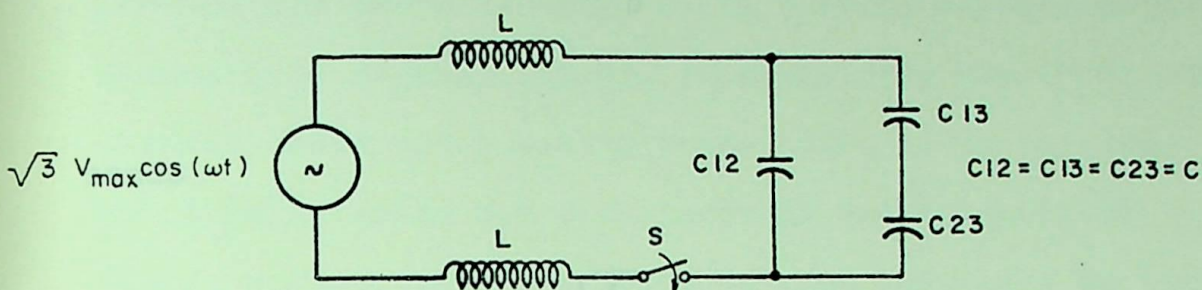


FIG. 3.9 - CIRCUITO REPRESENTATIVO DA ENERGIZAÇÃO DO SEGUNDO POLO DE UM BANCO DE CAPACITORES LIGADO EM DELTA.

Considerando-se constante a fonte de tensão , com argumentos apresentados anteriormente, ter-se-á a seguinte equação característica para o circuito:

$$\frac{\sqrt{3} \cdot V_{MAX}}{2L} = \frac{dI}{dt} + \frac{1}{3LC} \int Idt \quad (3.12)$$

A equação da corrente desse circuito no domínio da frequência é:

$$i(s) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{MAX}}{2L} \cdot \frac{1}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.13)$$

onde

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3LC}}$$

A solução desta equação no domínio do tempo será:

$$I(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{MAX}}{Z'_0} \text{sen}\omega_1 t \quad (3.14)$$

sendo

$$Z'_0 = \omega_1 t = \sqrt{\frac{L}{3C}}$$

Observando-se a equação (3.14), verifica-se que a frequência da corrente transitória na ligação delta é  $\sqrt{3}$  menor do que na conexão estrela aterrada ou estrela flutuante.

Verifica-se também que o valor de pico da corrente transitória pela energização do 2º polo, nesse tipo de ligação é 1,5 vezes superior ao encontrado na ligação estrela aterrada.

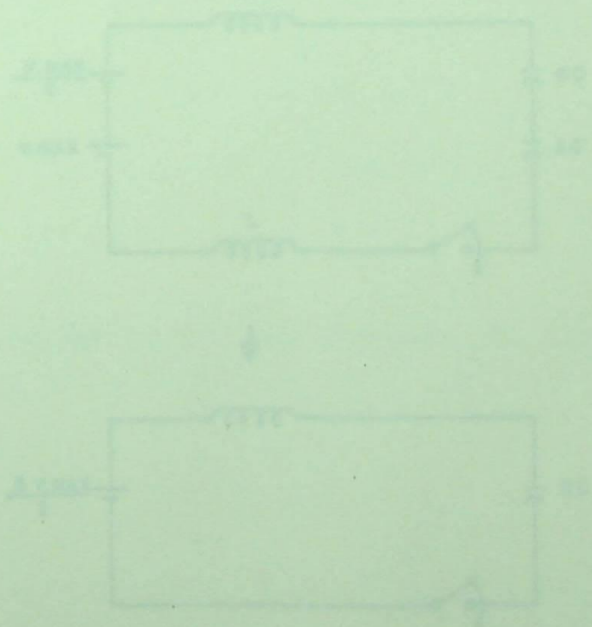


Fig. 3.10 - ENERGIZAÇÃO DO 2º POLO DE UM BANCO DE CAPACITORES DE LIGAÇÃO TIPO DELTA SUPORTANDO A CARGA.

Considerando que o 3º polo irá fechar-se num instante equivalente a  $120^\circ$  após o fechamento do segundo' polo, que é o momento em que a tensão de  $V_C = V_{MAX}$ . Considerando que nesse instante o transitório causado pelo fechamento do segundo estágio já tenha sido dissipado. Considerando ainda que o efeito transitório da energização é muito mais rápido que a variação da tensão em 60 Hz da fonte, podendo esta ser assumida como constante no intervalo de tempo em estudo, ter-se-á a situação ilustrada na figura 3.10,

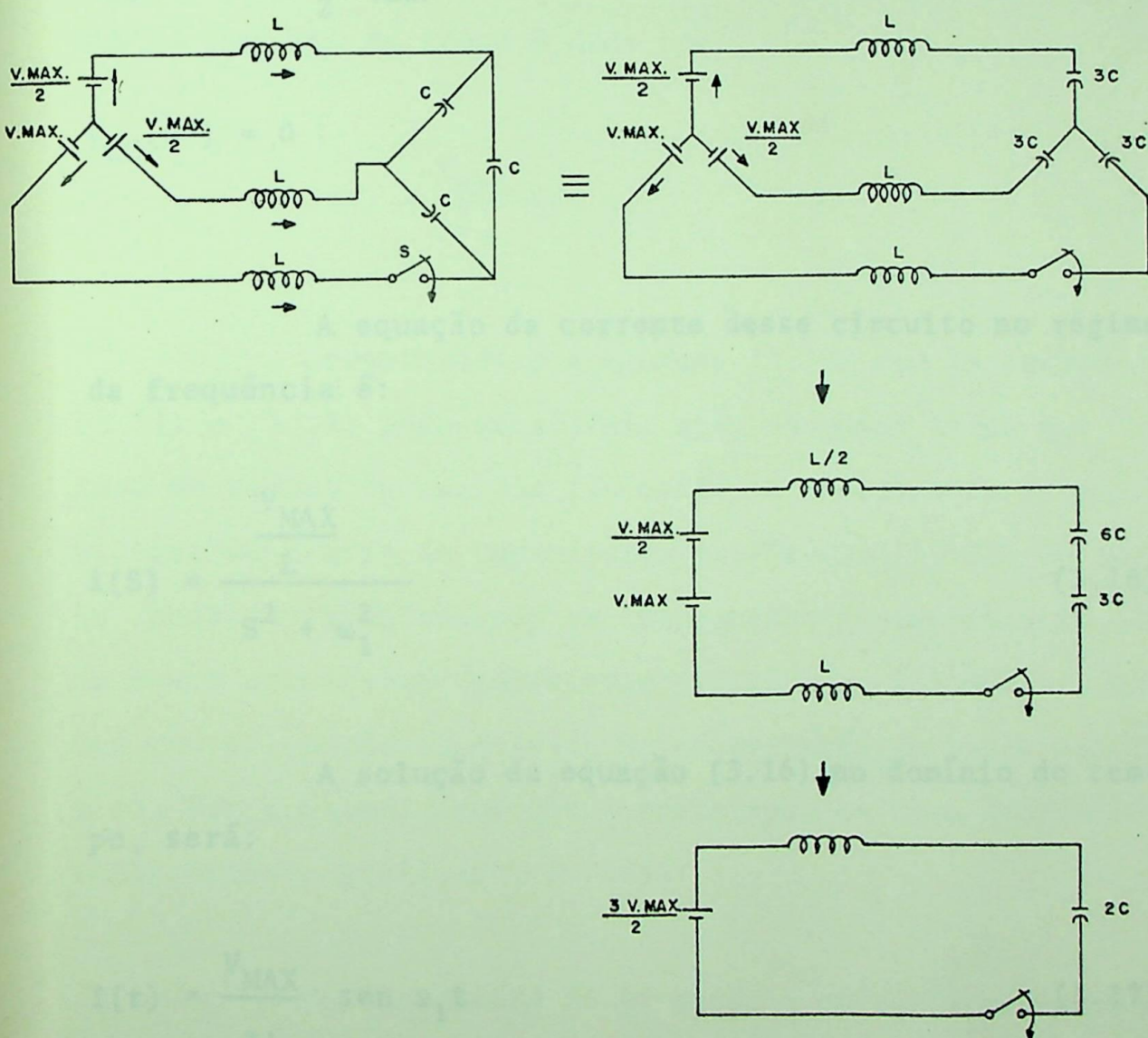


Fig 3.10- ENERGIZAÇÃO DO 3º POLO DE UM BANCO DE CAPACITORES DO LIGAÇÃO TIPO DELTA SIMPLIFICAÇÃO DO CIRCUITO.

cuja equação característica é:

$$\frac{3}{2} V_{\text{MAX}} = \frac{3L}{2} \frac{dI}{dt} + \frac{1}{2C} \left( I dt + V_{\text{CA}}(0') - V_{\text{CB}}(0') - V_{\text{CC}}(0') \right) \quad (3.15)$$

sendo

$$V_{\text{CA}}(0') = - \frac{1}{2} V_{\text{MAX}}$$

$$V_{\text{CB}}(0') = - \frac{1}{2} V_{\text{MAX}}$$

$$V_{\text{CC}}(0') = 0$$

A equação da corrente desse circuito no regime da frequência é:

$$i(S) = \frac{\frac{V_{\text{MAX}}}{L}}{S^2 + \omega_1^2} \quad (3.16)$$

A solução da equação (3.16) no domínio do tempo, será:

$$I(t) = \frac{V_{\text{MAX}}}{Z'_0} \text{sen } \omega_1 t \quad (3.17)$$

Essa equação retrata somente a parcela transitória da corrente de energização, que passa através da

chave . Analisando-se a equação (3.17), verifica-se que o valor de pico de corrente de energização do 3º polo nesse tipo de ligação será  $\sqrt{3}$  vezes superior ao encontrado na conexão estrela aterrada e a frequência dessa corrente  $\sqrt{3}$  vezes menos.

No caso monofásico equivalente, o valor correspondente das capacitâncias, pela transformação na estrela equivalente, é igual a  $3C$ . Assim sendo, para efeito de cálculo, pode-se estabelecer um sistema monofásico equivalente ' ao trifásico em delta, conforme representado na figura 3.11. Esse circuito permitirá a obtenção da corrente transitória, que no domínio do tempo é dado por:

$$I(t) = \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_1 t \quad (3.18)$$

Comparando-se a equação (3.18) com as equações' (3.14) e (3.17) pode-se afirmar que, da mesma forma que no caso de bancos em estrela flutuante, o chaveamento de energização de bancos de capacitores trifásicos ligados em delta pode ser simulado por um chaveamento de energização de um banco monofásico equivalente (nesse caso  $C = 3C$ ), uma vez que a equação encontrada na energização do banco monofásico, tem a mesma forma que a encontrada no caso trifásico' anteriormente analisado, ou seja:

No fechamento do 2º polo, a corrente transitório nos terminais de chave correspondente será:

$$I_{t\ 3\phi}(t) = 0.866 I_{t\ 1\phi}(t)$$

e para o fechamento do 3º polo, a corrente transitória nos terminais da chave correspondente será:

$$I_{t\ 3\phi}(t) = I_{t\ 1\phi}(t)$$

sendo:

$I_{t\ 3\phi}(t)$  - componente transitória de corrente ' caso trifásico

$I_{t\ 1\phi}(t)$  - componente transitória de corrente ' no caso monofásico

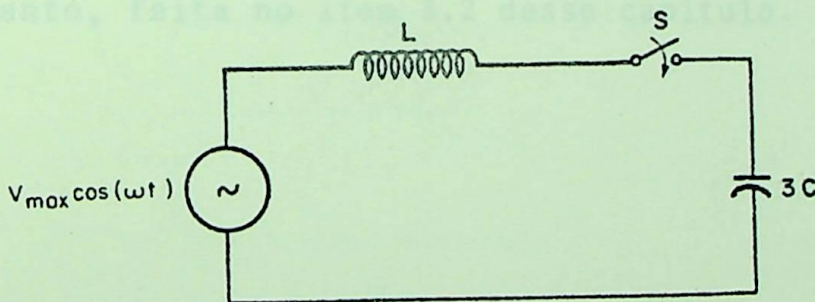


FIG. 3.11 - CIRCUITO EQUIVALENTE MONOFÁSICO DA ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES LIGADO EM DELTA.

### 3.4 - Energização de Bancos de Capacitores Trifásicos ligados em Duplo Estrela

Da figura 3.12 verifica-se que um banco de capacitores trifásicos ligados na conexão tipo dupla estrela, pode ser analisado como se fosse um banco de capacitores conectado em estrela com neutro isolado, ilustrado na figura 3.13, sendo os valores das capacitâncias  $C_a$ ,  $C_b$  e  $C_c$  dados por:

$$C_a = C_1 + C_{11}$$

$$C_b = C_2 + C_{22}$$

$$C_c = C_3 + C_{33}$$

A análise do fenômeno transitório de chaveamento de energização para esse tipo de ligação, é a mesma, portanto, feita no item 3.2 desse capítulo.

FIG. 3.13 - CIRCUITO EQUIVALENTE AO ILUSTRADO NA FIG. 3.12 REPRESENTANDO UM CIRCUITO CONECTADO EM DUPLA ESTRELA.

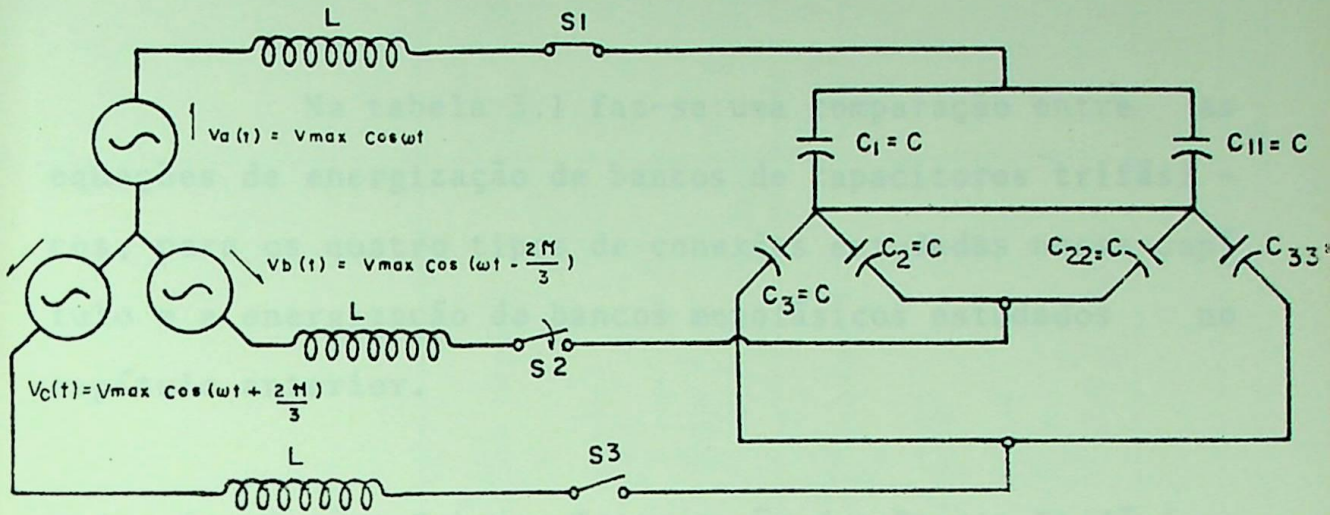


FIG. 3.12 BANCO DE CAPACITORES TRIFÁSICOS CONECTADO EM DUPLA ESTRELA.

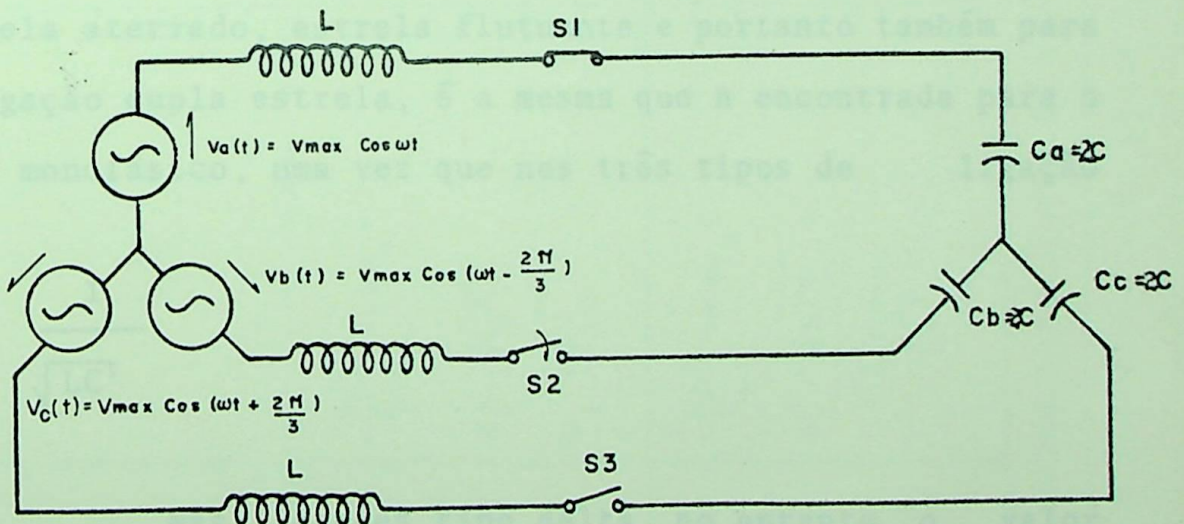


FIG. 3.13 - CIRCUITO EQUIVALENTE AO ILUSTRADO NA FIG. 3.12 REPRESENTANDO UM CIRCUITO CONECTADO EM DUPLA ESTRELA.

### 3.5 - Comparação Entre a Energização de Bancos de Capacitores Monofásicos e Trifásicos

Na tabela 3.1 faz-se uma comparação entre as equações de energização de bancos de capacitores trifásicos, para os quatro tipos de conexões estudadas nesse capítulo e a energização de bancos monofásicos estudados no capítulo anterior.

### 3.6 - Conclusões Sobre a Energização dos Bancos Trifásicos com Relação aos Bancos Monofásicos

Como pode ser observado pela tabela 3.1, a energização de bancos de capacitores em circuitos trifásicos, alcança valores iguais ou inferiores aos encontrados nos seus equivalentes monofásicos. Observa-se ainda que a frequência da componente transitória para as ligações tipo estrela aterrado, estrela flutuante e portanto também para a ligação dupla estrela, é a mesma que a encontrada para o caso monofásico, uma vez que nos três tipos de ligação

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Nas ligações tipo delta, no entanto, o valor

$$\text{de } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3LC}} \text{ é } \sqrt{3} \text{ vezes inferior à frequência da}$$

componente transitória nos outros tipos de ligação.

Circuito Trifásico Ligação Tipo:					
Polo	Circuito Monofásico	Estrela aterrada	Estrela Flutuante	Dupla Estrela	Delta
1º	$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = L/C$ $\omega_0 = \frac{1}{LC}$	$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C'}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC'}}$ $C' = C_{eq} \text{ por fase}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_1 t$ $Z_0' = \sqrt{L/3C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot Z_0$ $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{3LC}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \omega_0$
2º		$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{2}{3} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{2}{3} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C'}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC'}}$ $C' = C_{eq} \text{ por fase}$	$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_1 t$
3º		$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{2}{3} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$	$\frac{2}{3} \frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_0 t$ $Z_0 = \sqrt{L/C'}$ $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC'}}$ $C' = C_{eq} \text{ por fase}$	$\frac{V_{MAX}}{Z_0} \text{ sen } \omega_1 t$

OBS:  $V_{MAX}$  é a tensão máxima fase-neutro do sistema

Tabela 5.3 - Comparação entre os casos monofásicos e trifásicos para os valores das componentes de correntes e frequências transitórias de energização.

Dessa forma, ao se estudar um chaveamento trifásico pelo seu equivalente monofásico, efetua-se uma aproximação em favor da segurança. Em vista disso, e sendo a análise do circuito monofásico muito mais simples que a do trifásico, pode-se efetuar os estudos de chaveamento de energização para os casos trifásicos, pelo seu equivalente monofásico, onde não for exigida uma grande precisão.

#### 4. Desenergização de Bancos de Capacitores Trifásicos (8) (15)

Nesse item pretende-se analisar o comportamento devido a abertura de um banco de capacitores trifásicos. Nesses casos, pode ocorrer dificuldade para a extinção do arco através dos contatos da chave, principalmente no caso de bancos conectados em delta, uma vez que, para esse tipo de conexão, a tensão nos terminais da chave pode alcançar valores da ordem de  $3.46 V_{MAX}$ .

Serão analisados aqui os mesmos tipos de ligação já vistos no item 3.

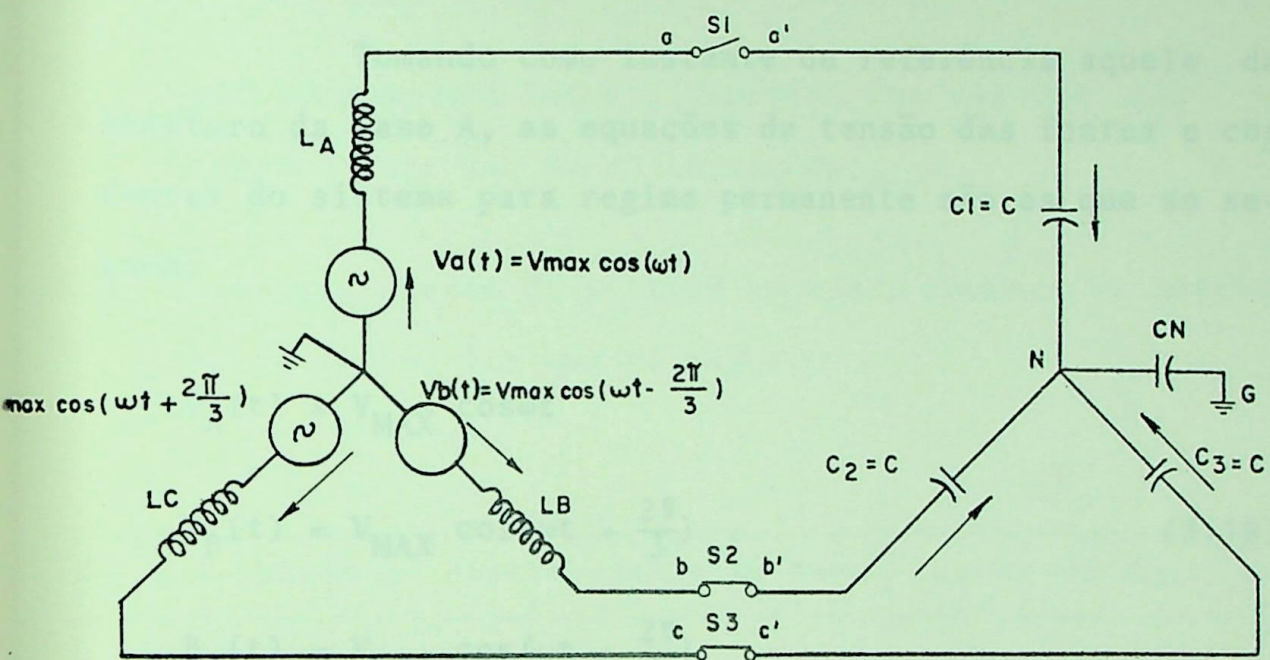
##### 4.1. Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Estrela Rigidamente Aterrada

Da mesma forma que o item 3.1 (energização de bancos de capacitores trifásicos ligados em estrela aterrada), a análise para a abertura de bancos de capacitores trifásicos conectados em estrela rigidamente aterrada, pode ser feita analisando-se cada fase independentemente, o

que significa analisar o problema da abertura de bancos monofásicos, visto no capítulo anterior.

#### 4.2 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Estrela Flutuante

O tipo de conexão em análise está ilustrada na figura 3.14.



14 - CIRCUITO SIMPLIFICADO DO CHAVEAMENTO DE ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES LIGADO EM ESTRELA FLUTUANTE.

Na figura 3.14 tem-se que:

$L_A$ ,  $L_B$  e  $L_C$  são as indutâncias das fontes e consideradas todas iguais a  $L$ .

$C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  são as capacitâncias dos bancos e consideradas todas iguais a  $C$ .

$C_N$  é a capacitância equivalente entre o ponto de conexão do neutro e o ponto de potencial nulo. Normalmente  $C_N \ll C$

Sabe-se que a abertura elétrica de uma chave o correrá quando a corrente que a atravessa, passar por um zero ou valor próximo de zero. Nas três fases os zeros de corrente ocorrerão em instantes diferentes e portanto a abertura das três chaves não se fará simultaneamente. Como existe um defasamento de  $90^\circ$  entre a corrente e a tensão, quando a corrente passar pelo zero a tensão estará no seu valor máximo.

Tomando como instante de referência aquele da abertura da fase A, as equações de tensão das fontes e correntes do sistema para regime permanente são as que se seguem:

$$V_A(t) = V_{MAX} \cos \omega t$$

$$V_B(t) = V_{MAX} \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.19)$$

$$V_C(t) = V_{MAX} \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_A(t) = I_{MAX} \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$I_B(t) = I_{MAX} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (3.20)$$

$$I_C(t) = I_{MAX} \cos \left( \omega t + \frac{7\pi}{6} \right)$$

onde

$$I_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{|X_L - X_C|}$$

Para a análise do circuito da figura 3.14, as seguintes observações podem ser feitas:

1 - Se  $X_L$  for considerado desprezível face a  $X_C$ , as tensões nos terminais dos capacitores serão, em regime permanente, antes da abertura das chaves, idênticas a tensão das fontes correspondentes.

2 - No instante da abertura da chave  $S_1$ , o capacitor  $C_1$  está com uma tensão:

$$V_{C_1} = V_{MAX}$$

que permanecerá indefinidamente, uma vez que não há caminho para que se descarregue.

3 - O comportamento do sistema no exato momento da abertura da chave, é o que se segue:

Fase	Tensão na Fase	Corrente na Fase	Tensão nos Capacitores
A	$V_{MAX}$	0	$V_{MAX}$
B	$-\frac{V_{MAX}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	$-\frac{V_{MAX}}{2}$
C	$-\frac{V_{MAX}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	$-\frac{V_{MAX}}{2}$

Nos instantes subsequentes ao da abertura, e , enquanto  $S_2$  e  $S_3$  permanecerem fechadas, pode-se obter o circuito equivalente ilustrado na figura 3.15, visto através dos terminais da chave  $S_1$ .

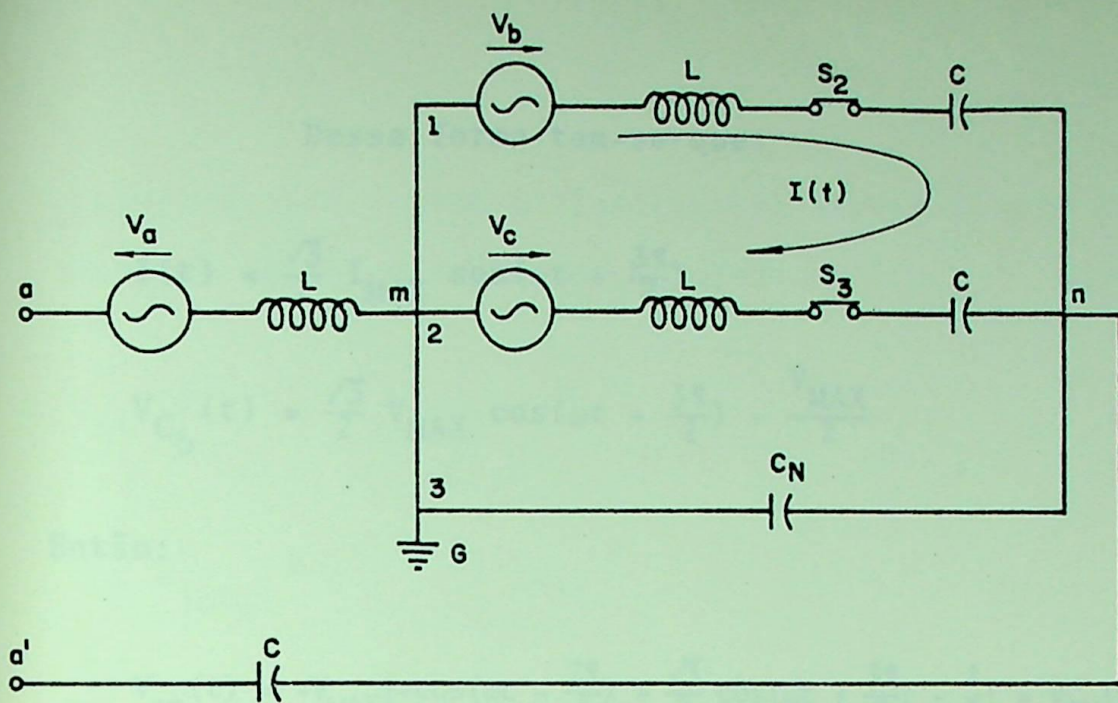


FIG. 3.15 — CIRCUITO EQUIVALENTE VISTO ATRAVÉS DA CHAVE  $S_1$  APÓS A ABERTURA.

A diferença de potencial entre os pontos  $a$  e  $a'$ , será dada por:

$$V_{aa'}(t) = V_{am}(t) + V_{mn}(t) + V_{na}(t) \quad (3.21)$$

Sendo:

$$V_{am} = V_a(t) = V_{MAX} \cos \omega t \quad (3.22)$$

$$V_{na}(t) = -V_{MAX} \text{ (conforme observação 2)} \quad (3.23)$$

$$V_{mn}(t) = -V_b(t) + V_{C_b}(t)$$

Considerando-se que em regime permanente  $X_{C_N} \gg X_C$ , pode-se desprezar o ramo 3 da figura 3.16 e assim calcular a corrente que circula na malha formada pelos ramos 1 e 2, para a determinação de  $V_{C_b}(t)$ .

Dessa forma tem-se que:

$$I(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{\text{MAX}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right)$$

$$V_{C_b}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{MAX}} \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) - \frac{V_{\text{MAX}}}{2} \quad (3.24)$$

Então:

$$V_{\text{mi}}(t) = -V_{\text{MAX}} \left[ -\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) - \frac{1}{2} \right] = V_{\text{CN}}(t) \quad (3.25)$$

Levando-se as equações (3.22), (3.23) e (3.25) já (3.21) vem:

$$V_{\text{aa}}(t) = V_{\text{MAX}} \left[ \cos \omega t - \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) - \frac{3}{2} \right] \quad (3.26)$$

Essa equação fornece a tensão entre os terminais da chave  $S_1$  durante o tempo em que  $S_2$  e  $S_3$  permanecerem fechadas.

A tensão nos capacitores  $C_2$  e  $C_3$ , para o circuito da figura 3.15 é dado por:

$$V_{\text{bn}}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2C} \int I_{\text{MAX}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) dt + V_b(0) \quad (3.27)$$

$$V_{\text{cn}}(t) = \frac{-\sqrt{3}}{2C} \int I_{\text{MAX}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{3\pi}{2}\right) dt + V_c(0) \quad (3.28)$$

No instante  $t = \frac{\pi}{2\omega}$ , pode-se verificar que a corrente  $I(t)$  passa por zero e poderá ocorrer portanto a abertura das chaves  $S_2$  e  $S_3$ . Nesse momento o circuito da

figura 4.15 se torna o ilustrado na figura 3.16 e os capacitores terão os seguintes valores:

$$V_{CA} \left( \frac{\Pi}{2\omega} \right) = V_{MAX}$$

$$V_{CB} \left( \frac{\Pi}{2\omega} \right) = \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{1}{2} \right] V_{MAX}$$

(3.29)

$$V_{CC} \left( \frac{\Pi}{3\omega} \right) = \left[ \frac{-\sqrt{3}}{3} - \frac{1}{2} \right] V_{MAX}$$

$$V_{CN} \left( \frac{\Pi}{2\omega} \right) = \frac{1}{2} = V_{mn} \left( \frac{\Pi}{2\omega} \right)$$

Esses valores permanecerão constantes indefinidamente, uma vez que não há mais caminho para o escoamento da corrente.

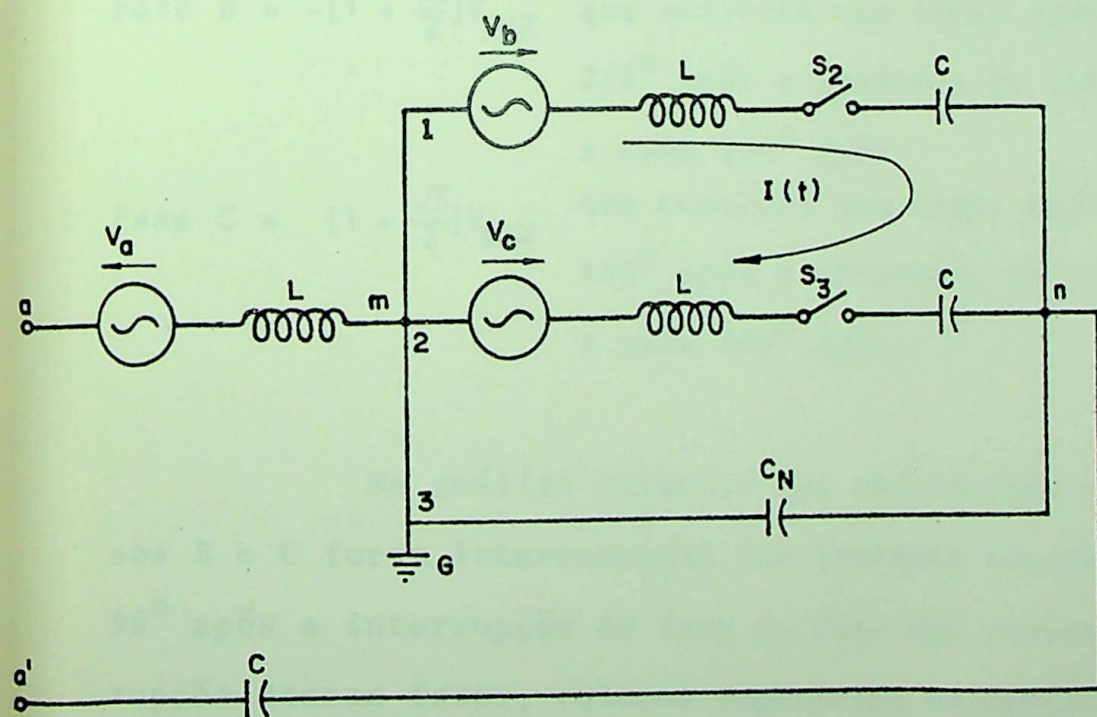


FIG. 3.16 — CIRCUITO EQUIVALENTE AO INSTANTE DA ABERTURA DAS 3 FASES, VISTO ATRAVÉS DOS TERMINAIS DA CHAVE  $S_1$ .

As equações da diferença de potencial nos terminais das chaves a partir desse instante serão:

$$V_{aa'}(t) = V_{MAX} \left[ \cos \omega t - \frac{3}{2} \right] \quad (3.30)$$

$$V_{bb'}(t) = V_{MAX} \left[ \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (3.31)$$

$$V_{cc'}(t) = V_{MAX} \left[ \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (3.32)$$

Das equações acima, verifica-se que os máximos valores alcançados nos terminais das chaves serão:

Fase A =  $-2,5 V_{MAX}$  que ocorrerá num tempo equivalente a  $180^\circ$  após a abertura da fase A, ou seja, após decorridos  $90^\circ$  da abertura total do circuito. Esse valor tornará a ocorrer a cada  $360^\circ$  após o primeiro pico.

Fase B =  $-[1 + \frac{\sqrt{3}}{2}]V_{MAX}$  que ocorrerá num tempo equivalente a  $210^\circ$  após a abertura do circuito, e a cada  $360^\circ$  após.

Fase C =  $[1 + \frac{\sqrt{3}}{2}]V_{MAX}$  que ocorrerá num tempo equivalente a  $150^\circ$  após a abertura, do circuito e a cada  $360^\circ$  após.

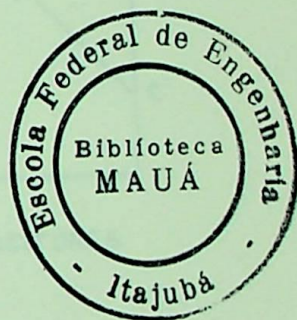
Na análise anterior foi considerado que as fases B e C foram interrompidas num instante equivalente a  $90^\circ$  após a interrupção de fase A. Caso não ocorra a interrupção dessas fases, valores superiores de tensão podem ser obtidos nos terminais da chave A, uma vez que a tensão nos capacitores não será mais constante, e assim:

$$V_{aa'}(t) = \frac{3}{2} V_{MAX} [\cos \omega t - 1] \quad (3.33)$$

que atinge o valor máximo  $180^\circ$  após a abertura da fase' A, sendo:

$$V_{aa'}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = 3 V_{MAX}$$

Como já mencionado no capítulo II ítem 4.1, se entre os contatos da chave não se conseguir manter um dielétrico suficiente para suportar o alto valor atingido pela tensão, após meio ciclo da abertura, o circuito poderá' então tornar a fechar-se. Essa nova energização ocasionará transitórios bem mais elevados que os encontrados no capítulo 2.



### 4.3 - Desenergização de Bancos de Capacitores Ligados em Delta

A conexão de um banco de capacitores ligado em delta está ilustrada na figura 3.17.

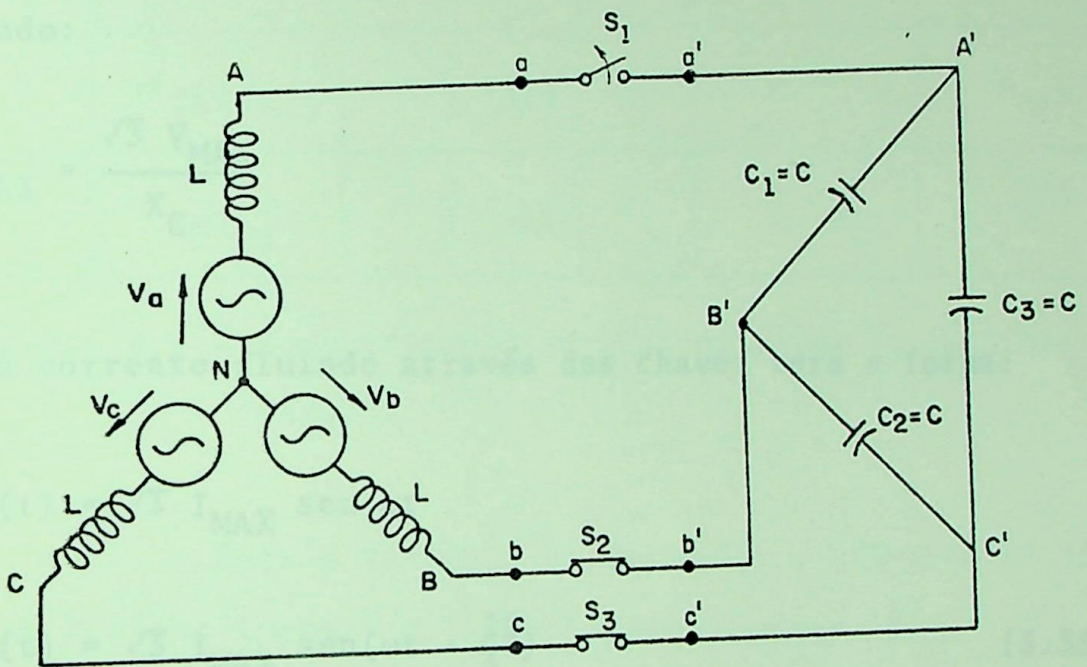


FIG. 3.17 — CIRCUITO SIMPLIFICADO DE UM BANCO DE CAPACITORES CONECTADOS EM DELTA.

Supondo, como nos itens anteriores, que a tensão nas fontes têm a forma:

$$V_A(t) = V_{MAX} \cos \omega t$$

$$V_B(t) = V_{MAX} \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$V_C(t) = V_{MAX} \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)$$

A corrente através dos bancos será:

$$\begin{aligned}
 I_{A'B'}(t) &= - I_{MAX} \operatorname{sen} \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \\
 I_{B'C'}(t) &= - I_{MAX} \operatorname{sen} \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 I_{C'A'}(t) &= - I_{MAX} \operatorname{sen} \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right)
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Sendo:

$$I_{MAX} = \frac{\sqrt{3} V_{MAX}}{X_C}$$

E a corrente fluindo através das chaves terá a forma:

$$\begin{aligned}
 I_A(t) &= \sqrt{3} I_{MAX} \operatorname{sen} \omega t \\
 I_B(t) &= \sqrt{3} I_{MAX} \operatorname{sen} \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 I_C(t) &= \sqrt{3} I_{MAX} \operatorname{sen} \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{3.35}$$

A tensão nos terminais dos bancos será:

$$\begin{aligned}
 V_{C1}(t) &= \sqrt{3} V_{MAX} \cos \left( \omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \\
 V_{C2}(t) &= \sqrt{3} V_{MAX} \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 V_{C3}(t) &= \sqrt{3} V_{MAX} \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{6} \right)
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

Do conjunto de equações 3.35 pode-se verificar que para um tempo  $t$  equivalente à  $0(\text{rd})$ , a corrente na

chave A passa por zero, podendo nesse instante ser efetuada a desenergização da fase A.

Nesse instante o sistema terá as características indicadas na tabela 3.3.

Fase	Tensão da Fonte	Corrente na Linha	Banco	Tensão no Banco	Corrente no Banco
A	$V_{MAX}$	0	$C_1$	$-\frac{3}{2} V_{MAX}$	$\frac{I_{MAX}}{2}$
B	$-\frac{V_{MAX}}{2}$	$-\frac{3}{2} I_{MAX}$	$C_2$	0	$-I_{MAX}$
C	$-\frac{V_{MAX}}{2}$	$\frac{3}{2} I_{MAX}$	$C_3$	$\frac{3}{2} V_{MAX}$	$\frac{I_{MAX}}{2}$

Tabela 3.3 - Comportamento do sistema antes da abertura da chave A.

Após a abertura da chave  $S_1$ , o circuito da figura 3.17 se tornará o ilustrado na figura 3.18.

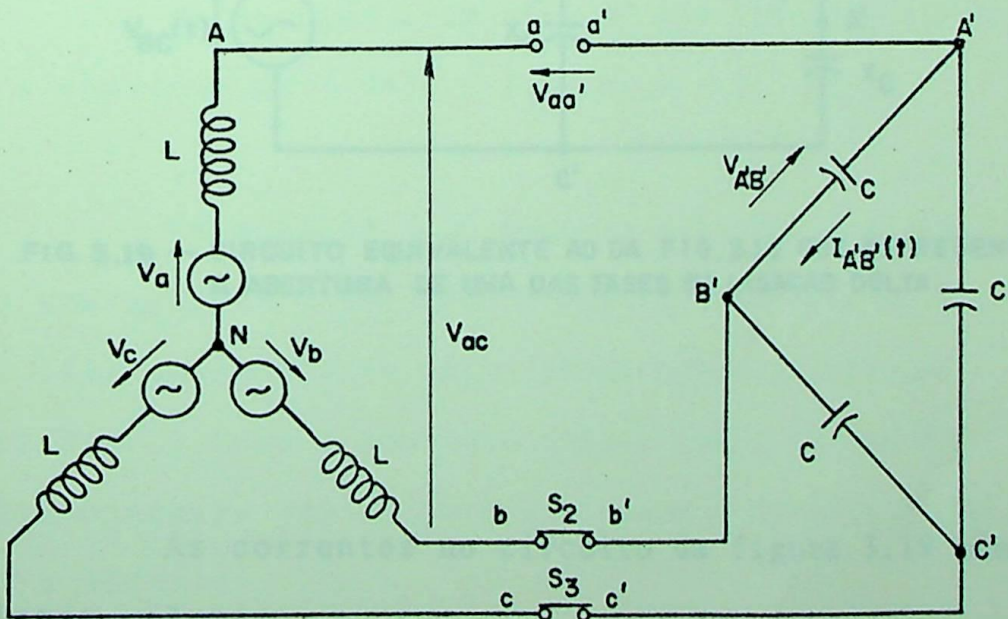


FIG. 3.18 — CIRCUITO ILUSTRANDO A ABERTURA DE UMA DAS FASES DO BANCO DE CAPACITORES CONECTADO EM DELTA.

Desprezando-se o transitório provocado pela abertura da chave, tem-se que para a situação ilustrada na figura 3.18 ou seja: fase A aberta e fases B e C fechadas, a diferença de potencial nos terminais da chave será por:

$$V_{aa}(t) = V_{an}(t) + V_{b'a'}(t) - V_{bn}(t) \quad (3.37)$$

sendo:

$$V_{ab}(t) = V_{an}(t) - V_{bn}(t) \quad (3.38)$$

O circuito da figura 3.18 pode ser representado de forma simplificada pelo ilustrado na figura 3.19.

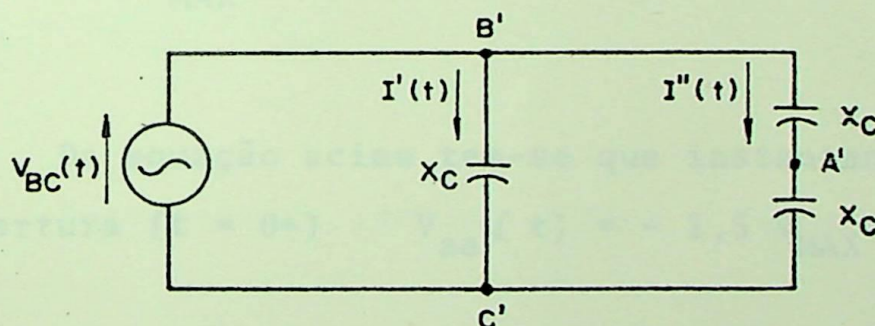


FIG. 3.19 — CIRCUITO EQUIVALENTE AO DA FIG. 3.18 QUE REPRESENTA A ABERTURA DE UMA DAS FASES NA LIGACAO DELTA.

As correntes no circuito da figura 3.19 têm os seguintes valores:

$$I'(t) = \frac{-\sqrt{3} V_{MAX}}{X_C} \text{ sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (3.39)$$

$$I'(t) = \frac{-\sqrt{3} V_{MAX}}{2XC} \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (3.40)$$

e

$$I(t) = - \frac{3\sqrt{3} V_{MAX}}{2XC} \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (3.41)$$

e portanto

$$V_{b'a'}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX} \text{sen}\omega t \quad (3.42)$$

Substituindo as equações (3.38) e (3.42) na equação (3.37).

$$V_{aa'}(t) = - 1,5 V_{MAX} \text{cos}\omega t \quad (3.43)$$

Da equação acima tem-se que instantaneamente após a abertura ( $t = 0+$ )  $V_{aa'}(t) = - 1,5 V_{MAX}$ .

Da equação 3.36 pode-se observar que para um tempo equivalente a  $90^\circ$  após a abertura da fase A, a corrente  $I(t)$  passa por um zero, propiciando a abertura das chaves B e C. Caso a abertura dessas fases não se faça simultaneamente tem-se para o sistema o comportamento descrito a seguir:

Fase	Tensão na Fonte	Corrente na Fase	Banco	Tensão no Banco	Corrente no Banco
A	0	0	C <sub>1</sub>	$\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	0
B	$\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	0	C <sub>2</sub>	$-\sqrt{3} V_{MAX}$	0
C	$-\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	0	C <sub>3</sub>	$\frac{\sqrt{3}}{2} V_{MAX}$	0

A tensão nos terminais das chaves são dadas por:

$$V_{aa'} = V_{AB} - V_{A'B'} + V_{bb'}$$

$$V_{bb'} = V_{BC} - V_{B'C'} + V_{cc'} \quad (3.44)$$

$$V_{cc'} = V_{CA} + V_{B'A'} + V_{aa'}$$

Permanecendo fechada a fase C, tem-se que

$$V_{cc'} = 0 \text{ e :}$$

$$V_{aa'}(t) = \sqrt{3} V_{MAX} \left[ \cos\left(\omega t + \frac{5\Pi}{6}\right) - \frac{1}{2} \right] \quad (3.45)$$

$$V_{bb'}(t) = \sqrt{3} V_{MAX} \left[ \cos\left(\omega t + \frac{\Pi}{2}\right) - 1 \right] \quad (3.46)$$

Os valores máximos de tensão nos terminais das chaves serão:

$$V_{aa'}(\text{MAX}) = 2,598 V_{\text{MAX}} \quad \text{para } t = 390^\circ/\omega$$

$$V_{bb'}(\text{MAX}) = 3,464 V_{\text{MAX}} \quad \text{para } t = 450^\circ/\omega$$

#### 4.4 - Ligação dupla estrela

##### 3. CONCLUSÕES.

Como visto no item 3.4, os bancos de capacitores trifásicos conectados em duplo estrela podem ser analisados como se fossem bancos de capacitores conectados com neutro isolado, sendo o valor da capacitancia, o valor equivalente das capacitancias por fase.

## 5. CONCLUSÕES.

Pela análise de energização e desenergização de bancos de capacitores trifásicos ligados em estrela aterrada, estrela flutuante e delta e dupla estrela pode-se concluir que os transitórios de energização nos bancos trifásicos alcançarão sempre valores iguais ou inferiores aos alcançados nos casos monofásicos. Entretanto para as desenergização, as solicitações de tensões de restabelecimento mais severos ocorrem no caso trifásico, principalmente na ligação delta e portanto a simulação de uma operação de abertura de um banco de capacitores trifásicos pela representação de um circuito monofásico não dará uma visão real do problema, a menos que o banco esteja ligado na conexão estrela aterrada.

Polo	Circuito Trifásico			Delta
	Circuito Monofásico	Estrela Aterrado	Estrela Flutuante	
1º	- 2 V <sub>MAX</sub>	- 2 V <sub>MAX</sub>	Supondo fases B e C do 90º após abertura da fase A: - 2.5 V <sub>MAX</sub>	Chave C permanece fechada - 2.598 V <sub>MAX</sub>
2º	-	- 2 V <sub>MAX</sub>	- $\left[ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] V_{MAX}$	- 3.464 V <sub>MAX</sub>
3º	-	- 2 V <sub>MAX</sub>	- $\left[ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] V_{MAX}$	0

Tabela 3.2 - Resumo dos valores de pico alcançados pelos terminais dos disjuntor, supondo-se que não há amortecimento no sistema. Estes valores ocorrem a cada 360º após ocorrerem a primeira vez.

## CAPÍTULO IV

### MODELAGEM E SIMULAÇÃO DIGITAL DO FENÔMENO DE ENERGIZAÇÃO

#### DE BANCOS DE CAPACITORES MONOFÁSICOS

##### 1. INTRODUÇÃO

Nos capítulos precedentes procurou-se dar uma visão geral dos problemas ocasionados pelo chaveamento de banco de capacitores. Todos os tópicos abordados consideraram o circuito mais elementar possível, visando facilitar a compreensão. Uma configuração mais completa implica, naturalmente, em expressões matemáticas muito extensas e complicadas, o que poderia dificultar o entendimento básico do problema.

Nesse capítulo é estudada a energização de circuitos monofásicos mais completos, que procuram apresentar com bastante fidelidade um circuito real, contendo um banco de capacitores com um ou dois estágios. Não há a preocupação em analisar casos com mais de dois estágios, uma vez que esses acabam se enquadrando no caso de chaveamento de bancos com dois estágios, sendo o primeiro estágio nesse caso, o equivalente aos estágios já energizados e portanto em regime permanente. O segundo estágio será aquele a ser chaveado.

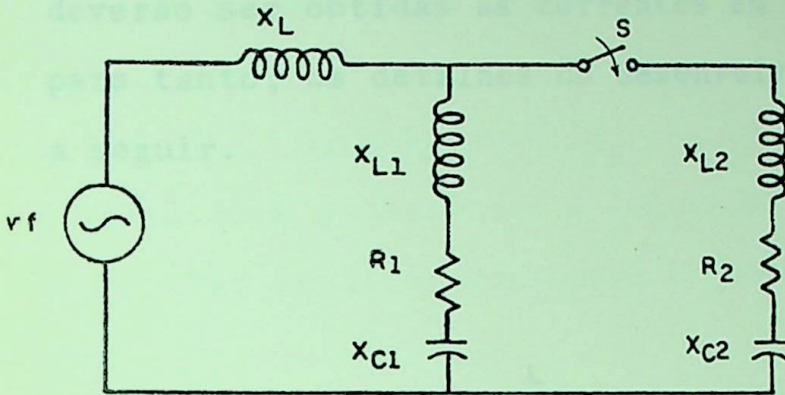
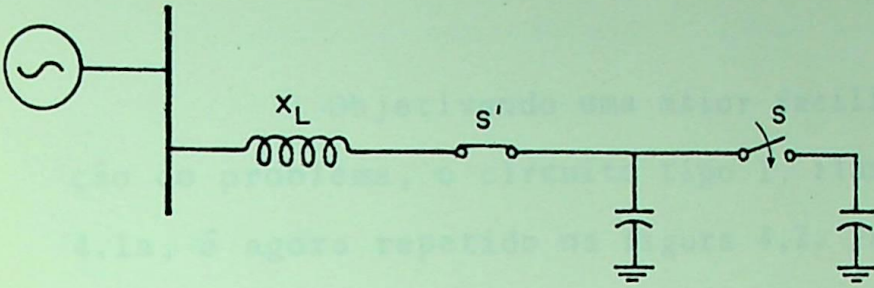
Procurou-se nesse trabalho analisar a maior quantidade possível de circuitos, sendo então estudados 5 tipos diferentes, que abrangem as diversas combinações possíveis. A ferramenta matemática para o auxílio das solu -

ções das equações é a transformada de Laplace e o método ' de análise dos circuitos é o método clássico.

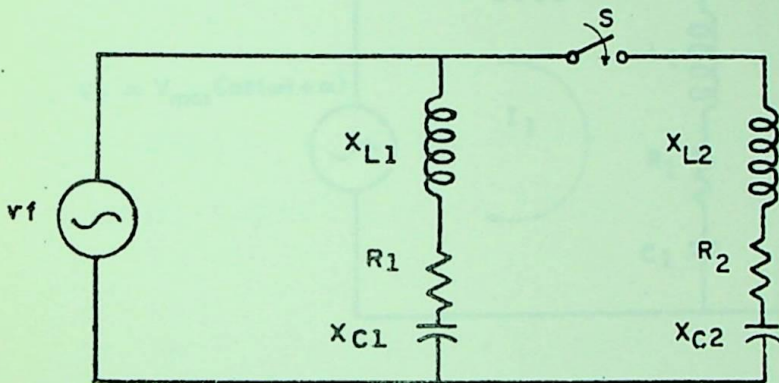
Devido a complexidade das equações encontra - das, torna-se necessário subdividi-las, utilizando para tanto, uma grande quantidade de expressões algébricas in - termediárias.

As soluções encontradas nesse capítulo, assim como as encontradas no capítulo V são dadas no domínio da frequência e sua solução no domínio do tempo só é possível com o auxílio de um computador digital.

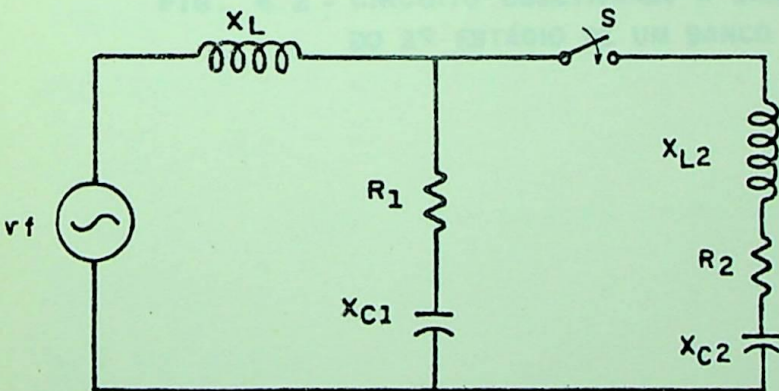
Os cinco tipos de circuitos analisados nesse capítulo, estão ilustrados na figura 4.1. O circuito tipo 1 será analisado detalhadamente. Para os outros tipos, no' entanto, cuja análise é similar a desenvolvida para o tipo 1, são apresentadas apenas as equações finais, no domínio da frequência.



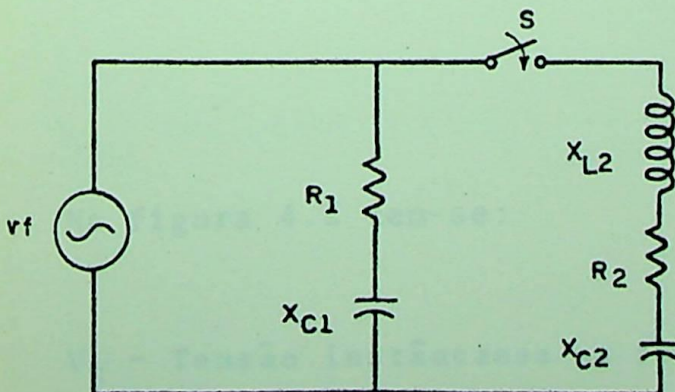
a) CIRCUITO TIPO 1



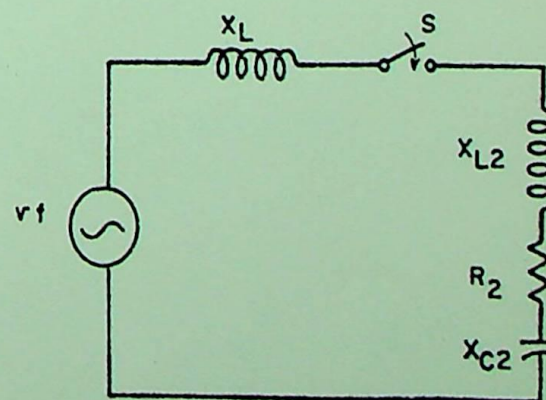
b) CIRCUITO TIPO 2



c) CIRCUITO TIPO 3



d) CIRCUITO TIPO 4

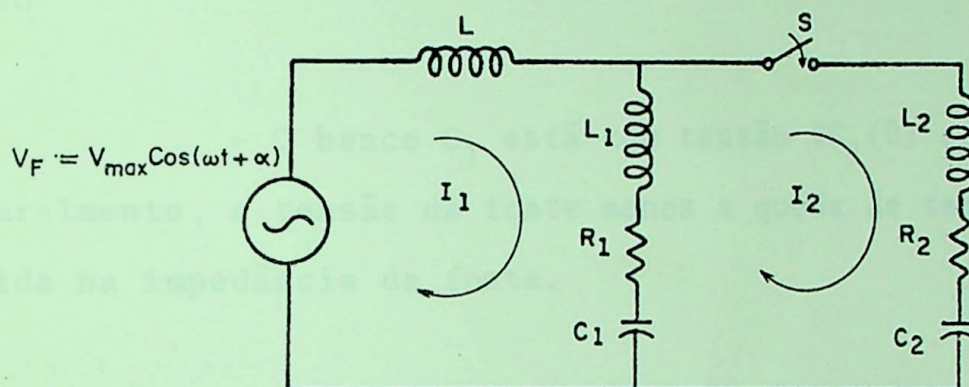


e) CIRCUITO TIPO 5

FIG. 4.1 - CIRCUITOS ANALISADOS NESSE CAPÍTULO

## 2. Análise do Circuito Tipo 1

Objetivando uma maior facilidade na visualização do problema, o circuito tipo 1, ilustrado na figura 4.1a, é agora repetido na figura 4.2. Para esse circuito deverão ser obtidas as correntes em forma operacional e , para tanto, os detalhes do desenvolvimento serão mostrados a seguir.



**FIG. 4.2 - CIRCUITO OBJETIVANDO A SIMULAÇÃO DE ENERGIZAÇÃO DO 2º ESTÁGIO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.**

Na figura 4.2 tem-se:

$V_F$  - Tensão instântanea na fonte

$L$  - Indutância da fonte mais indutância de dispersão do trafo se houver.

- $L_1$  - Indutância em série do banco 1  
 $R_1$  - Resistência equivalente do banco 1  
 $C_1$  - Capacitância do banco 1  
 $L_2$  - Indutância em série com o banco 2  
 $R_2$  - Resistência equivalente do banco 2  
 $C_2$  - Capacitância do banco 2

Para a tensão  $V_F$  adotar-se-á um ângulo  $\alpha$  cuja finalidade é generalizar o instante de fechamento da chave. Outras considerações para o instante do fechamento são:

- O banco  $C_1$  está com tensão  $VC_1(0)$  que é, naturalmente, a tensão da fonte menos a queda de tensão ocorrida na impedância da fonte.

- O banco  $C_2$  pode conter também uma carga armazenada, proveniente de energização anterior sem a descarga subsequente e cujo valor é  $VC_2(0)$ .

Com base nessas considerações, tem-se que:

a - Na malha 1:

$$\begin{aligned}
 V_{MAX} \cos(\omega t + \alpha) &= (L + L_1) \frac{dI_1}{dt} + R_1 I_1 + \frac{1}{C_1} \int I_1 dt + VC_1(0) - \\
 &- L_1 \frac{dI_2}{dt} - R_1 I_2 - \frac{1}{C_1} \int I_2 dt
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Derivando a equação (4.1), obtem-se:

$$\frac{L_1}{L_{e1}} \left[ \frac{d^2 I_2}{dt^2} + \frac{R_1}{L_1} \cdot \frac{dI_2}{dt} + \frac{1}{L_1 C_1} I_2 \right] - \frac{V_{MAX} \omega}{L_{e1}} \text{sen} (\omega t + \alpha) =$$

$$= \frac{d^2 I_1}{dt^2} + \frac{R_1}{L_{e1}} \cdot \frac{dI_1}{dt} + \frac{1}{L_{e1} C_1} I_1 \quad (4.2)$$

Sendo:  $\omega = 2\pi F$

$$L_{e1} = L_1 + L$$

Com o objetivo de simplificar as expressões a serem obtidas, introduz-se algumas variáveis, como se segue:

$$\frac{R_1}{L_1} = DT1$$

$$\frac{1}{L_1 C_1} = DT11$$

$$\frac{R_1}{L_{e1}} = DT2$$

$$\frac{1}{L_{e1} C_1} = DT22$$

$$\frac{L_1}{L_{e1}} = Dk3$$

Assim, pode-se escrever a equação (4.2) como:

$$Dk3 \left[ \frac{d^2 I_2}{dt^2} + DT1 \frac{dI_2}{dt} + DT11 I_2 \right] - \frac{V_{MAX} \omega}{L_{e1}} \text{sen}(\omega t + \alpha) =$$

$$\frac{d^2 I_1}{dt^2} + DT2 \frac{dI_1}{dt} + DT22 I_1 \quad (4.3)$$

A equação (4.3) no domínio da frequência é escrita como:

$$Dk3 \left[ S^2 + DT1S + DT11 \right] i_2(S) - Dk3 I_2'(0) - \frac{V_{MAX} \omega^2 \text{cosa}}{L_{e1}} \cdot \frac{1}{S^2 + \omega^2} +$$

$$- \frac{V_{MAX} \omega \text{sena}}{L_{e1}} \cdot \frac{S}{S^2 + \omega^2} = \left[ S^2 + DT2S + DT22 \right] i_1(S) +$$

$$- \left[ S + DT2 \right] I_1(0) - I_1'(0) \quad (4.4)$$

Da equação (4.1) vem que:

$$I_1'(0) = \frac{V_{MAX} \cos \alpha - VC_1(0)}{L_{e1}} - DT_2 I_1(0) + Dk_3 I_2'(0) \quad (4.5)$$

chamando:

$$\frac{-V_{MAX} \omega^2 \cos \alpha}{L_{e1}} = Dk_1$$

$$\frac{-V_{MAX} \omega \operatorname{sen} \alpha}{L_{e1}} = Dk_2$$

$$\frac{V_{MAX} \cos \alpha - VC_1(0)}{L_{e1}} = Dk_5$$

e substituindo a equação (4.5) na equação (4.4) tem-se:

$$i_1(S) = \frac{Dk_2 S + Dk_1}{[S^2 + \omega^2] [S^2 + DT_2 S + DT_2^2]} + \frac{I_1(0) S + Dk_5}{S^2 + DT_2 S + DT_2^2} + \frac{Dk_3 [S^2 + DT_1 S + DT_1^2]}{S^2 + DT_2 S + DT_2^2} i_2(S) \quad (4.6)$$

b - Na malha 2 tem-se que:

$$(L_1 + L_2) \frac{dI_2}{dt} + (R_1 + R_2) I_2 + \left[ \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right] \int I_2 dt =$$

$$L_1 \frac{dI_1}{dt} + R_1 I_1 + \frac{1}{C_1} \int I_1 dt + VC_1(0) - VC_2(0) \quad (4.7)$$

chamando:

$$L_1 + L_2 = L_e$$

$$R_1 + R_2 = R_e$$

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_e}$$

$$\frac{VC_1(0) - VC_2(0)}{L_e} = Dk6$$

$$\frac{L_1}{L_e} = Dk4$$

e ainda:

$$\frac{R_e}{L_e} = DT3$$

$$\frac{1}{L_e C_e} = DT33$$

pode-se reescrever a equação (4.7) como:

$$\begin{aligned} \frac{dI_2}{dt} + DT3I_2 + DT33 \int I_2 dt = \\ = Dk4 \left[ \frac{dI_1}{dt} + DT1I_1 + DT11 \int I_1 dt \right] + Dk6 \end{aligned} \quad (4.8)$$

A derivada da equação (4.8) será:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 I_2}{dt^2} + DT3 \frac{dI_2}{dt} + DT33I_2 = \\ = Dk4 \left[ \frac{d^2 I_1}{dt^2} + DT1 \frac{dI_1}{dt} + DT11 I_1 \right] \end{aligned} \quad (4.9)$$

Passando a equação (4.9) para o domínio da frequência tem-se que:

$$\begin{aligned} \left[ S^2 + DT3S + DT33 \right] i_2(S) &= Dk4 \left[ S^2 + DT1S + DT11 \right] i_1(S) - \\ - Dk4 \left[ S + DT1 \right] I_1(0) + I_2'(0) - Dk4 I_1'(0) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Da equação (4.8) vem que:

$$I_2'(0) = Dk4 \left[ I_1'(0) + DT1 I_1(0) \right] + Dk6 \quad (4.11)$$

Substituindo-se a equação (4.11) em (4.10) vem que:

$$\begin{aligned} i_2(S) &= \frac{-Dk4 I_1(0)S + Dk6}{S^2 + DT3S + DT33} + \\ + \frac{Dk4 \left[ S^2 + DT1S + DT11 \right]}{S^2 + DT3S + DT33} i_1(S) \end{aligned} \quad (4.12)$$

Com as equações (4.6) e (4.12) chega-se ao seguinte resultado:

$$i_1(s) = \frac{Dk2S^3 + Dk21S^2 + Dk22S + Dk23}{Dk16S^6 + Dk17S^5 + Dk24S^4 + Dk25S^3 + Dk26S^2 + Dk27S + Dk28} + \frac{Dk29S^3 + Dk30S^2 + Dk31S + Dk32}{Dk16S^4 + Dk17S^3 + Dk18S^2 + Dk19S + Dk20}$$

e

$$+ \frac{Dk33S^5 + Dk34S^4 + Dk35S^3 + Dk36S^2 + Dk37S + Dk38}{Dk16S^8 + Dk39S^7 + Dk40S^6 + Dk41S^5 + Dk42S^4 + Dk43S^3 + Dk44S^2 + Dk45S + Dk46}$$

$i_2(s) =$

$$+ \frac{Dk47S^5 + Dk48S^4 + Dk49S^3 + Dk50S^2 + Dk51S + Dk52}{Dk16S^6 + Dk53S^5 + Dk54S^4 + Dk55S^3 + Dk56S^2 + Dk57S + Dk58} + \frac{-Dk4I_1(0)S + Dk6}{S^2 + DT3S + DT33}$$

onde, nas equações anteriores tem-se que:

$$Dk7 = Dk3 \cdot Dk60$$

$$Dk8 = Dk3 + DT1 \cdot Dk60$$

$$Dk9 = Dk3 (Dk6 \cdot DT1 + Dk60 \cdot DT11)$$

$$Dk10 = Dk3 \cdot Dk6 \cdot DT11$$

$$Dk11 = Dk3 \cdot Dk4$$

$$Dk12 = 2 \cdot Dk11 \cdot DT1$$

$$Dk13 = Dk11 \cdot (2 \cdot DT11 - (DT1)^2)$$

$$Dk14 = 2 \cdot Dk11 \cdot DT1 \cdot DT11$$

$$Dk15 = Dk11 \cdot (DT11)^2$$

$$Dk16 = 1 - Dk11$$

$$Dk17 = DT2 + DT3 - Dk12$$

$$Dk18 = DT22 + DT2 \cdot DT3 + DT33 - Dk13$$

$$Dk19 = DT22 \cdot DT3 + DT33 \cdot DT2 - Dk14$$

$$Dk20 = DT22 \cdot DT33 - Dk15$$

$$Dk21 = Dk1 + Dk2 \cdot DT3$$

$$Dk22 = Dk1 \cdot DT3 + Dk2 \cdot DT33$$

$$Dk23 = Dk1 \cdot DT33$$

$$Dk24 = Dk18 + Dk16 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk25 = Dk19 + Dk17 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk26 = Dk20 + Dk18 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk27 = Dk19 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk28 = Dk20 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk29 = Dk7 + Dk59$$

$$Dk30 = DT3 \cdot Dk59 + Dk5 + Dk8$$

$$Dk31 = DT33 \cdot Dk59 + Dk5 \cdot DT3 + Dk9$$

$$Dk32 = Dk5 \cdot DT33 + Dk10$$

$$Dk33 = Dk4 \cdot Dk2$$

$$Dk34 = Dk4 (Dk21 + Dk2 \cdot DT1)$$

$$\begin{aligned}
Dk35 &= Dk4 (Dk22+Dk21.DT1+Dk2.DT11) \\
Dk36 &= Dk4 (Dk23+Dk21.DT1+Dk21.DT11) \\
Dk37 &= Dk4 (DT1.Dk23+Dk22.DT11) \\
Dk38 &= Dk4.Dk23.DT11 \\
Dk39 &= Dk17+Dk16.DT3 \\
Dk40 &= Dk24+Dk17.DT3+Dk16.DT33 \\
Dk41 &= Dk25+Dk24.DT3+DT3+Dk17.DT33 \\
Dk42 &= Dk26+Dk25.DT3+Dk24.DT33 \\
Dk43 &= Dk27+Dk26.DT3+Dk25.DT33 \\
Dk44 &= Dk28+Dk27.DT3+Dk26.DT33 \\
Dk45 &= Dk28.DT3+Dk27.DT33 \\
Dk46 &= Dk28.DT33 \\
Dk47 &= Dk4.Dk29 \\
Dk48 &= Dk4 (Dk30+Dk29.DT1) \\
Dk49 &= Dk4 (Dk31+Dk30.DT1+Dk29.DT11) \\
Dk50 &= Dk4 (Dk32+Dk31.DT1+Dk30.DT11) \\
Dk51 &= Dk4 (Dk32.DT1+Dk31.DT11) \\
Dk52 &= Dk4 (Dk32.DT11) \\
Dk53 &= Dk17+DT3.Dk16 \\
Dk54 &= Dk18+DT3.Dk17+DT33.Dk16 \\
Dk55 &= Dk19+DT3.Dk18+DT33.Dk17 \\
Dk56 &= Dk20+DT3.Dk19+DT33.Dk18 \\
Dk57 &= DT3.DK20+DT33.Dk19 \\
Dk58 &= DT33.Dk20 \\
Dk59 &= I_1(0) - Dk3.I_2(0) \\
Dk60 &= I_2(0) - Dk4.I_1(0)
\end{aligned}$$

A corrente que passa através do banco de capacitores  $C_1$  é dada por:

$$i_{C_1}(s) = i_1(s) - i_2(s) \quad (4.15)$$

### 3. Análise do Circuito Tipo 2

Da figura 4.1 pode-se verificar que o circuito tipo 2 é semelhante ao circuito tipo 1 visto anteriormente, a menos da impedância da fonte que nesse caso não é representada.

As equações que descrevem as correntes do circuito ora em análise, no domínio da frequência, são idênticas as encontradas para o circuito analisado no item anterior, a menos da constante  $L_{e1}$  que é agora redefinida como:

$$L_{e1} = L_1$$

e em consequência disso a constante  $Dk3 = 1$ .

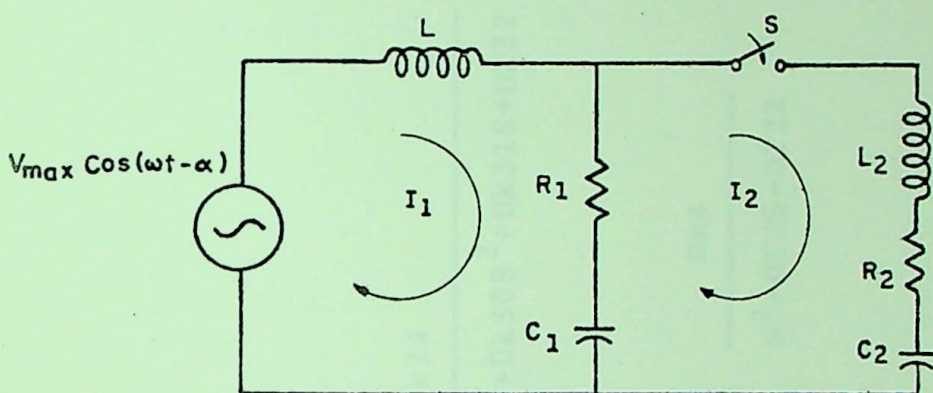
Com essas correções nas equações das constantes que compõem as equações de corrente no domínio da frequência no circuito tipo 1, as equações (4.13) e (4.14) podem ser empregadas para descrever as correntes do circuito tipo 2.

### 4. Equações das Correntes no Domínio da Frequência para os Circuitos Correspondentes aos Tipos 3, 4 e 5

As equações das correntes nas malhas 1 e 2, para os circuitos tipos 3, 4 e 5, no domínio da frequência, são apresentadas a seguir:

a. Equações Para o Circuito Tipo 3

O circuito tipo 3 é ilustrado na figura 4.3 a seguir:



**FIG. 4.3 - CIRCUITO OBJETIVANDO A SIMULAÇÃO DA ENERGIZAÇÃO DO 2º ESTÁGIO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.**

As equações das correntes de malhas para o circuito ilustrado na figura 4.3 são:

(4.16)

$$i_1(S) = \frac{DK2S^3 + DK17S^2 + DK18S + DK19}{S^6 + DK5S^5 + DK12S^4 + DK13S^3 + DK14S^2 + DK15S + DK16} + \frac{I_1(0)S^3 + DK9S^2 + DK10S + DK11}{S^4 + DK5S^3 + DK6S^2 + DK7S + DK8}$$

e

$$i(S) = \frac{DK20S^4 + DK21S^3 + DK22S^2 + DK23S + DK24}{S^8 + DK25S^7 + DK26S^6 + DK27S^5 + DK28S^4 + DK29S^3 + DK30S^2 + DK31S + DK32} +$$

(4.17)

$$+ \frac{DK33S^4 + DK34S^3 + DK35S^2 + DK36S + DK37}{S^6 + DK38S^5 + DK39S^4 + DK40S^3 + DK41S^2 + DK42S + DK43} + \frac{DK4}{S^2 + DT2S + DT22}$$

onde:

$$Dk1 = \frac{-V_{MAX} \cdot \omega^2 \cdot \cos \alpha}{L}$$

$$Dk2 = \frac{-V_{MAX} \cdot \omega \cdot \text{sen} \alpha}{L}$$

$$Dk3 = \frac{V_{MAX} \cos \alpha - VC_1(0)}{L}$$

$$Dk4 = \frac{VC_1(0) - VC_2(0)}{L_2}$$

$$Dk5 = DT1 + DT2$$

$$Dk6 = DT11 + DT22 + DT1 (DT2 - DT3)$$

$$Dk7 = DT1 (DT22 - DT33) + DT11 (DT2 - DT3)$$

$$Dk8 = DT11 (DT22 - DT33)$$

$$Dk9 = Dk3 + DT2 \cdot I_1(0) + DT1 \cdot I_2(0)$$

$$Dk10 = DT22 \cdot I_1(0) + Dk3 \cdot DT2 + Dk4 \cdot DT1 + DT11 \cdot I_2(0)$$

$$Dk11 = Dk3 \cdot DT22 + Dk4 \cdot DT11$$

$$Dk12 = Dk6 + (\omega)^2$$

$$Dk13 = Dk7 + Dk5 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk14 = Dk8 + Dk6 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk15 = Dk7 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk16 = Dk8 \cdot (\omega)^2$$

$$Dk17 = Dk2 \cdot DT2 + Dk1$$

$$Dk18 = Dk2 \cdot DT22 + Dk1 \cdot DT2$$

$$Dk19 = Dk1.DT22$$

$$Dk20 = Dk2.DT3$$

$$Dk21 = Dk17.DT3+Dk2.DT33$$

$$Dk22 = Dk18.DT3+Dk17.DT33$$

$$Dk23 = Dk19.DT3+Dk18.DT33$$

$$Dk24 = Dk19.DT33$$

$$Dk25 = Dk5+DT2$$

$$Dk26 = Dk12+Dk5.DT2+DT22$$

$$Dk27 = Dk13+Dk12.DT2+Dk5.DT22$$

$$Dk28 = Dk14+Dk13.DT2+Dk12.DT22$$

$$Dk29 = Dk15+Dk14.DT2+Dk13.DT22$$

$$Dk30 = Dk16+Dk15.DT2+Dk14.DT22$$

$$Dk31 = Dk16.DT2+Dk15.DT22$$

$$Dk32 = Dk16.DT22$$

$$Dk33 = I_1(0).DT3$$

$$Dk34 = Dk9.DT3+I_1(0).DT33$$

$$Dk35 = Dk10.DT3+Dk9.DT33$$

$$Dk36 = Dk11.DT3+Dk10.DT33$$

$$Dk37 = Dk11.DT33$$

$$Dk38 = Dk6+Dk5.DT2+DT22$$

$$Dk39 = Dk7+Dk6.DT2+Dk5.DT22$$

$$DK40 = Dk8+Dk7.DT2+Dk6.DT22$$

$$Dk41 = Dk8.DT2+Dk7.DT22$$

$$Dk42 = Dk8.DT22$$

sendo:

$$\omega = 2\pi F$$

$$R_e = R_1 + R_2$$

$$\frac{1}{C_e} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

C - Circuito tipo 4, ilustrado na Figura 4.4.

seguinte:

$$DT1 = \frac{R_1}{L}$$

$$DT11 = \frac{1}{LC_1}$$

$$DT2 = \frac{R_e}{L_2}$$

$$DT22 = \frac{1}{L_2 C_e}$$

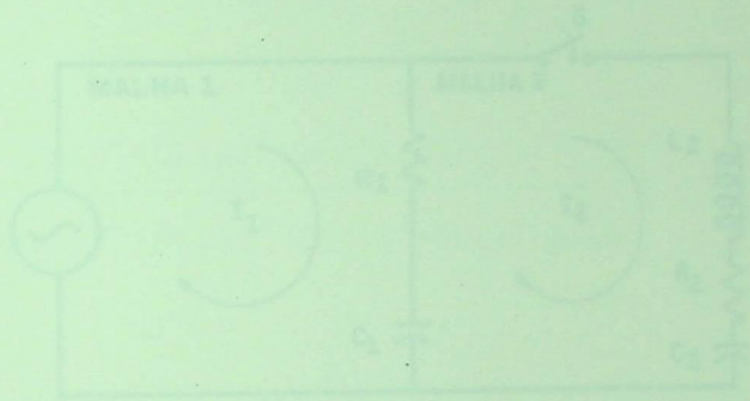


FIG. 4.4 - CIRCUITO OBJETIVANDO A SIMULAÇÃO DA ENERGIZAÇÃO DE UM ESTATOR DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.

$$DT3 = \frac{R_1}{L_2}$$

$$DT33 = \frac{1}{L_2 C_1}$$

b. Equações Para o Circuito 4

O circuito tipo 4 é ilustrado na figura 4.4 a seguir:

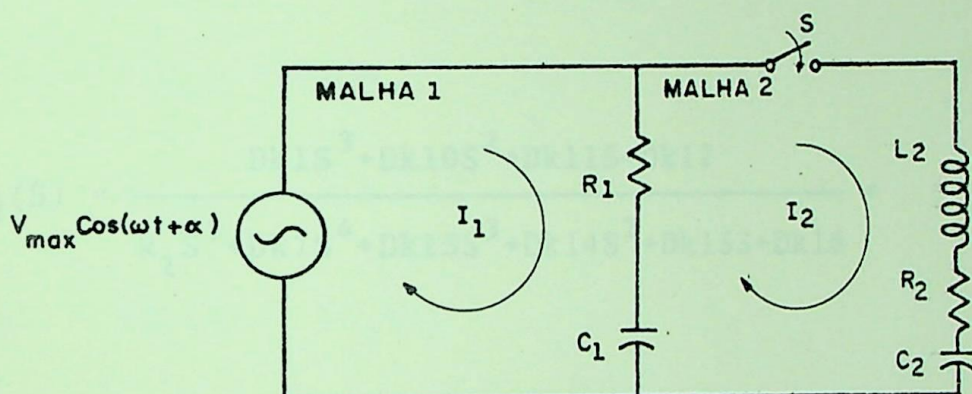


FIG. 4.4 - CIRCUITO OBJETIVANDO A SIMULAÇÃO DA ENERGIZAÇÃO DO 2º ESTÁGIO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.

$$i_1(S) = \frac{Dk1S^3 + Dk10S^2 + Dk11S + Dk12}{R_1S^5 + Dk7S^4 + Dk13S^3 + Dk14S^2 + Dk15S + Dk16} +$$

$$+ \frac{Dk17S^2 + Dk18S + Dk19}{R_1S^3 + Dk7S^2 + Dk8S + Dk9} + \frac{I_2(0)S + Dk3}{S^2 + Dk5S + Dk6} \quad (4.18)$$

e

$$i_2(S) = \frac{Dk1S^3 + Dk10S^2 + Dk11S + Dk12}{R_1S^5 + Dk7S^4 + Dk13S^3 + Dk14S^2 + Dk15S + Dk16} +$$

$$+ \frac{Dk17S^2 + Dk18S + Dk19}{R_1S^3 + Dk7S^2 + Dk8S + Dk9} + \frac{I_2(0)S + Dk3}{S^2 + Dk5S + Dk6} +$$

$$+ \frac{-Dk1S - Dk2}{R_1S^3 + Dk4S^2 + \omega^2 \cdot R_1S + \omega^2 \cdot Dk4} + \frac{-Dk17}{R_1S + Dk4} \quad (4.19)$$

$$\omega = 2\pi F$$

$$DT1 = \frac{R_1}{L_2}$$

$$DT11 = \frac{1}{L_2 C_1}$$

$$DT2 = \frac{R_e}{L_2}$$

$$DT22 = \frac{1}{L_2 C_e}$$

$$Dk1 = -V_{MAX} \cdot \omega \cdot \text{sena}$$

$$Dk2 = -V_{MAX} \cdot \omega^2 \cdot \text{cos} \alpha$$

$$Dk3 = VC_1(0) - VC_2(0)$$

$$Dk4 = \frac{1}{C_1}$$

$$Dk5 = DT2 - DT1$$

$$Dk6 = DT22 - DT11$$

$$Dk7 = Dk5 \cdot R_1 + Dk4$$

$$Dk8 = Dk6 \cdot R_1 + Dk4 \cdot Dk5$$

$$Dk9 = Dk4 \cdot Dk6$$

$$Dk10 = Dk1 \cdot DT2 + Dk2$$

$$Dk11 = Dk1 \cdot DT22 + Dk2 \cdot DT2$$

$$Dk12 = Dk2 \cdot DT22$$

$$Dk13 = Dk8 + Dk0 \cdot R_1$$

$$Dk14 = Dk9 + Dk0 \cdot Dk7$$

$$Dk15 = Dk8 \cdot Dk0$$

$$Dk16 = Dk0 \cdot Dk9$$

$$Dk17 = R_1 (I_1(0) - I_2(0))$$

$$Dk18 = Dk17 \cdot DT2$$

$$Dk19 = Dk17 \cdot DT22$$

c. Equações Para o Circuito Tipo 5

O circuito tipo 5 é ilustrado na figura 4.5 a seguir:

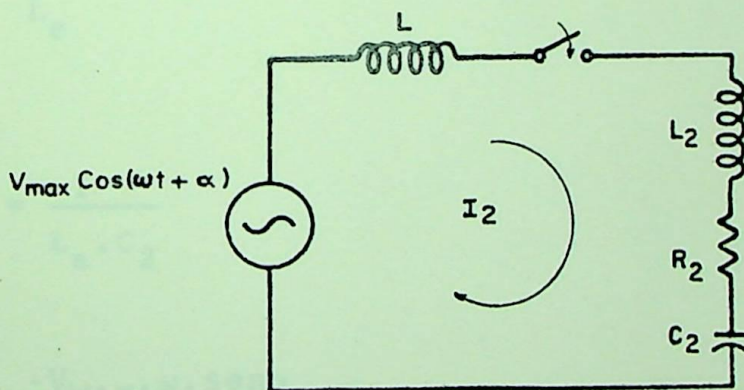


FIG. 4.5 - CIRCUITO OBJETIVANDO A SIMULAÇÃO DA ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.

A equação da corrente para o circuito ilustrado na figura 4.5, no domínio da frequência é:

$$i_2(S) = \frac{Dk1S + Dk2}{S^4 + DT2S^3 + (DT22 + \omega^2)S^2 + DT2 \cdot \omega^2 S + DT22 \cdot \omega^2} + \frac{I_2(0)S + Dk3}{S^2 + DT2S + DT22} \quad (4.20)$$

onde:

$$\omega = 2\pi F$$

$$L_e = L + L_2$$

$$DT2 = \frac{R_2}{L_e}$$

$$DT22 = \frac{1}{L_e \cdot C_2}$$

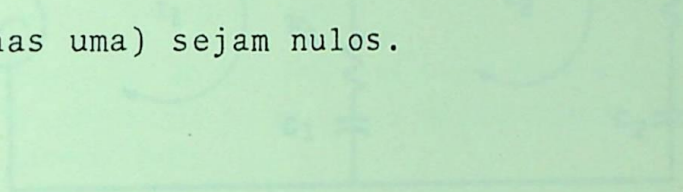
$$Dk1 = \frac{-V_{MAX} \cdot \omega \cdot \text{sen} \alpha}{L_e}$$

$$Dk2 = \frac{-V_{MAX} \cdot (\omega)^2 \cdot \text{cos} \alpha}{L_e}$$

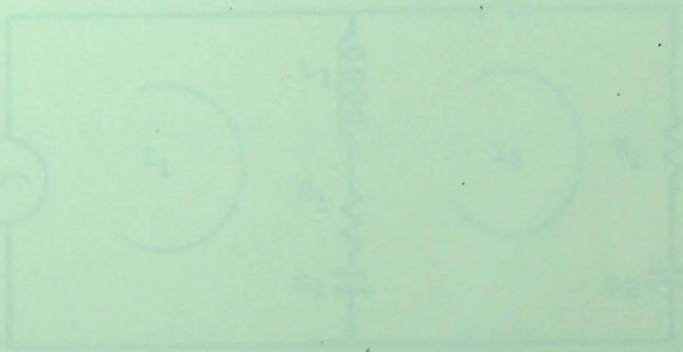
$$Dk3 = \frac{V_{MAX} \cdot \text{cos} \alpha - VC_2(0)}{L_e}$$

### 5. Algumas Observações Sobre os Circuitos Analisados

Com os circuitos analisados nesse capítulo é ainda possível a análise de outros circuitos pela eliminação de elementos nestes contidos. Assim, as equações obtidas para o circuito tipo 1, podem também ser utilizadas para os circuitos tipos 1-a; 1-b e 1-c ilustrados na figura 4.6; assim como as equações obtidas para o circuito tipo 5 são válidas para o circuito tipo 5-a, ilustrado na figura 4.7. Para tanto, o valor de  $L$  ou  $L_2$  ou ambos devem ser nulos nas equações de corrente de malha obtidas para os circuitos tipo 1 ou tipo 5 de acordo com o circuito desejado. Além disso, para todos os tipos de circuitos analisados, são válidas as variações onde os valores das resistências (ambas ou apenas uma) sejam nulos.

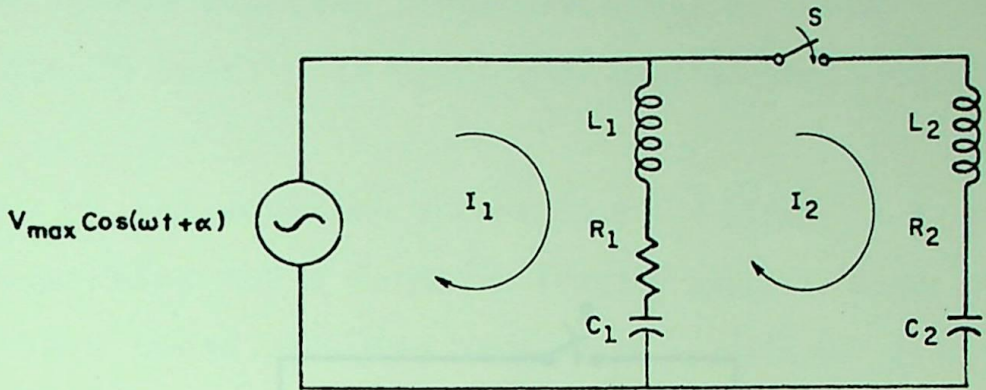


CIRCUITO TIPO 1-a

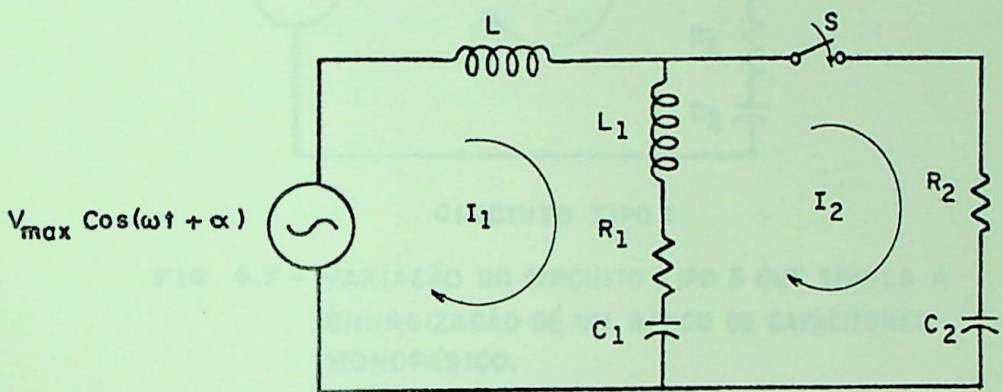


CIRCUITO TIPO 5-a

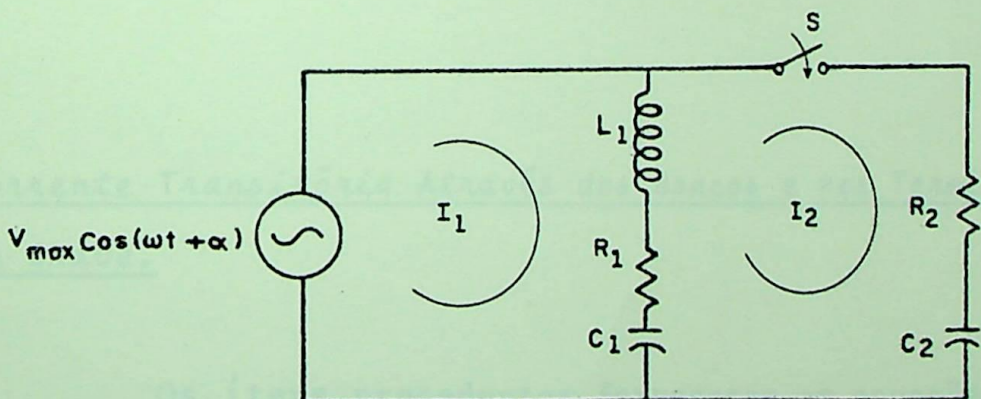
FIG. 4.6 - VARIAÇÕES DO CIRCUITO TIPO 1 QUE DÁ LUGAR À EXISTÊNCIA DO 2º ESTADO DE UM SARGO DE CAPACITORES NOMINAIS



CIRCUITO TIPO 1 - a

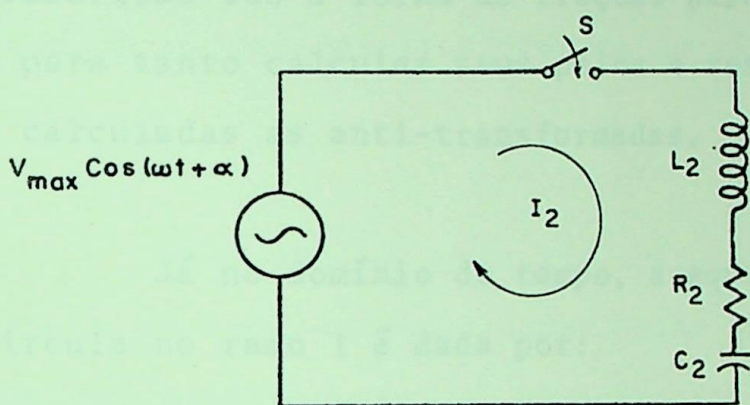


CIRCUITO TIPO 1 - b



CIRCUITO TIPO 1 - c

FIG 4.6 - VARIAÇÕES DO CIRCUITO TIPO 1 QUE SIMULA A ENERGIZAÇÃO DO 2º ESTÁGIO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO



CIRCUITO TIPO 5

**FIG. 4.7 - VARIAÇÃO DO CIRCUITO TIPO 5 QUE SIMULA A ENERGIZAÇÃO DE UM BANCO DE CAPACITORES MONOFÁSICO.**

#### 6. Corrente Transitória Através dos Bancos e nos Terminais da Chave.

Os itens precedentes forneceram as equações das correntes de malha no domínio da frequência, para os circuitos em análise. Entretanto, o resultado que se pretende nesse capítulo é o valor das correntes transitórias de energização nos elementos do circuito e também nos terminais da chave.

O primeiro passo para alcançar esses resultados é obter a anti-transformada de Laplace para as equações de malha encontradas nos itens 2 a 4. Devido a complexidade dessas equações, como mencionado no início desse capítulo, o auxílio do computador digital será necessário.

As equações encontradas nos itens 2 a 4 devem ser reescritas sob a forma de frações parciais sendo necessário para tanto calcular seus polos e resíduos, para que sejam calculadas as anti-transformadas.

Já no domínio do tempo, a equação da corrente que circula no ramo 1 é dada por:

$$I_{r1}(t) = I_1(t) - I_2(t) \quad (4.21)$$

sendo:

$$I_1(t) = L^{-1} i_1(S)$$

e

$$I_2(t) = L^{-1} i_2(S)$$

A corrente na chave S, para todos os tipos de circuitos estudados será a corrente que circula no ramo 2, ou seja:

$$I_{ch}(t) = I_2(t) = L^{-1} i_2(S) \quad (4.22)$$

levando-se em conta que o circuito tipo 5 possui apenas o ramo 2, não tendo o ramo 1. (Ramo já energizado).

De posse das equações das correntes transitórias nos ramos e na chave em função do tempo, pode-se determinar as curvas destas correntes durante um período de interesse.

Esse período pode ser obtido analisando-se as constantes de amortecimento dadas pelas raízes reais dos polinômios denominadores das equações das correntes no domínio da frequência. Além disso, devem ser analisadas também as frequências das componentes dessas correntes, que são dadas pelos pares conjugados formados pelas raízes complexas desses mesmos polinômios.

Para que uma curva retratando nitidamente o comportamento do período transitório possa ser construída, é necessário que o tempo analisado seja igual ou superior a maior constante de amortecimento encontrada. Os intervalos de tempo entre cada ponto devem ser frações da mais alta frequência angular encontrada.

## 7. Fluxograma Geral do Cálculo das Correntes de Energização de um Banco de Capacitores.

O fluxograma da figura 4.8 a seguir, resume o procedimento para o cálculo das correntes transitórias, devido a uma operação de chaveamento de energização de um banco de capacitores monofásicos.

Resolução das equações das correntes de malha no domínio da frequência.

Passagem das equações para o domínio da frequência parcial, após o cálculo dos polos e resíduos das mesmas.

Cálculo da anti-transformada de Laplace das equações das correntes de malha, para a obtenção das equações no domínio do tempo.

Cálculo das correntes de ramo e de partida nos terminais da chave, a cada instante, durante o período de interesse.

Execução das curvas das correntes em função do tempo, correspondentes aos pontos encontrados no passo anterior.

FIN

Figura 4.8 - Fluxograma ilustrativo do desenvolvimento do estudo para a determinação das correntes transitórias de energização de um banco de capacitores monofásicos.

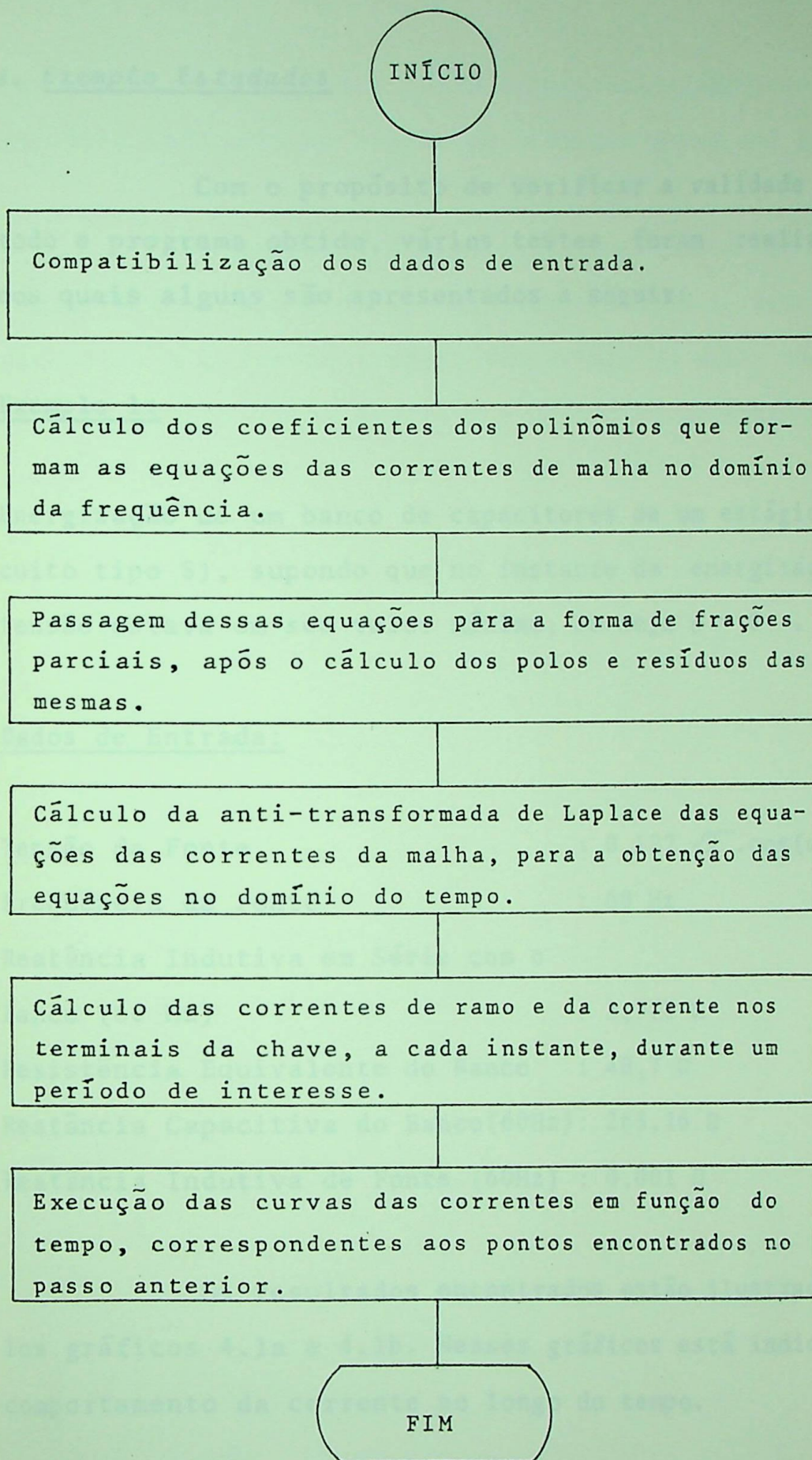


Figura 4.8 - Fluxograma ilustrativo do desenvolvimento do estudo para a determinação das correntes transitórias de energização de um banco de capacitores monofásico.

## 8. Exemplo Estudados

Com o propósito de verificar a validade do método e programa obtido, vários testes foram realizados, dos quais alguns são apresentados a seguir:

### Exemplo 1:

Energização de um banco de capacitores de um estágio, (circuito tipo 5), supondo que no instante da energização a tensão estava em seu valor máximo, ou seja  $\alpha = 0$ .

### Dados de Entrada:

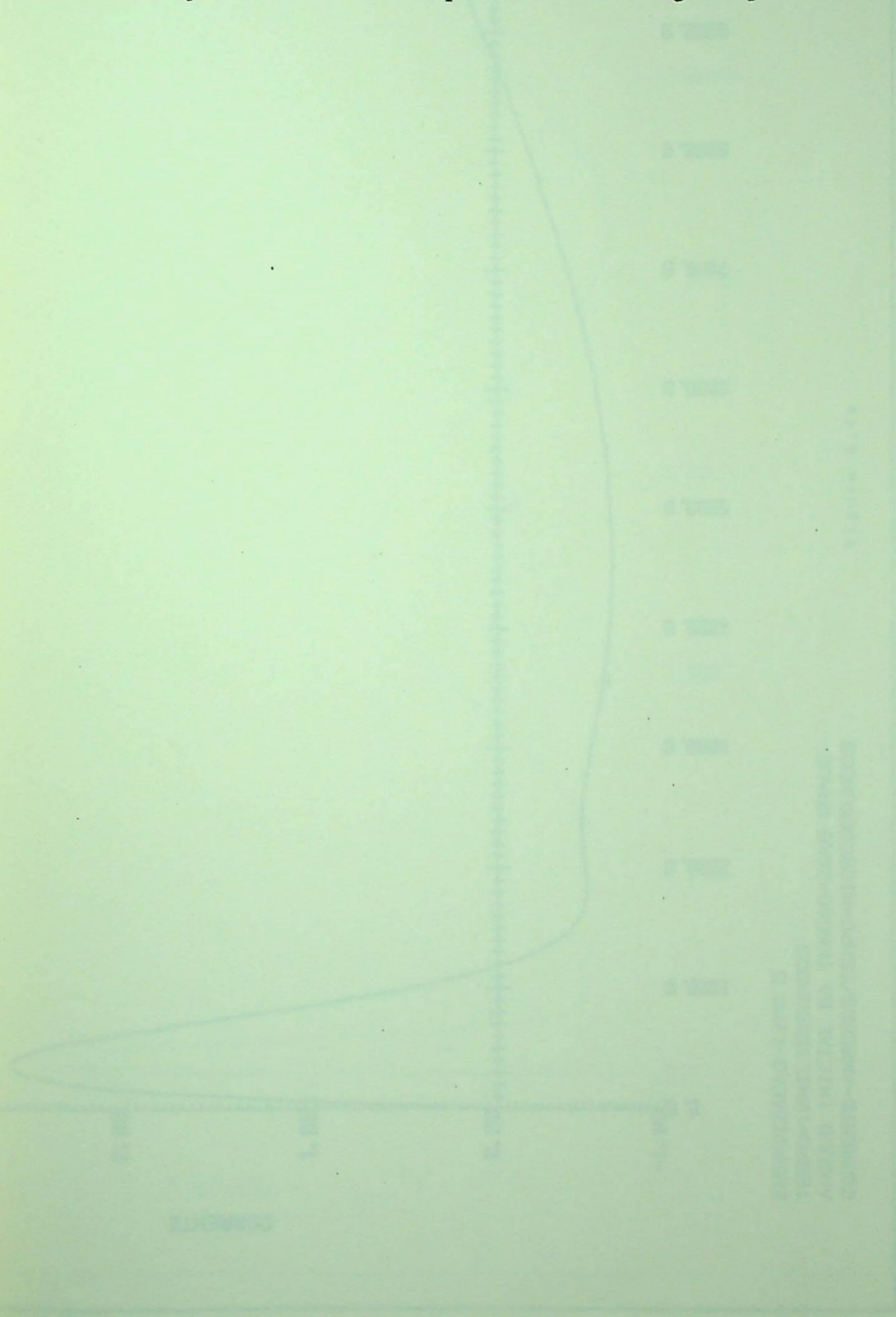
Tensão da Fonte	: $0,127 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega t + \alpha) \text{ kV}$
Frequência da Fonte	: 60 Hz
Reatância Indutiva em Série com o Banco (60 Hz)	: 3,770 $\Omega$
Resistência Equivalente do Banco	: 40,7 $\Omega$
Reatância Capacitiva do Banco(60Hz)	: 265,26 $\Omega$
Reatância Indutiva de Fonte (60Hz)	: 0,001 $\Omega$

Os resultados encontrados estão ilustrados pelos gráficos 4.1a e 4.1b. Nesses gráficos está indicado o comportamento da corrente ao longo do tempo.

No gráfico 4.1a foi analisado um período de tempo de 10 milisegundos, enquanto no gráfico 4.1b foi ilustrado um período de tempo de 30 milisegundos. Observa-se que o pico da corrente transitória é de aproximadamente 2,7 A, alcançado num instante situado entre 0,24 milisegun

dos e 0,48 milisegundos. Esse valor, calculado pelo programa, está indicado no trecho de listagem anexa aos gráficos.

A corrente máxima circulando neste circuito em regime permanente é de aproximadamente 0,68 A. Nesse caso, portanto, a corrente transitória atinge um valor aproximadamente quatro vezes superior a de regime permanente.

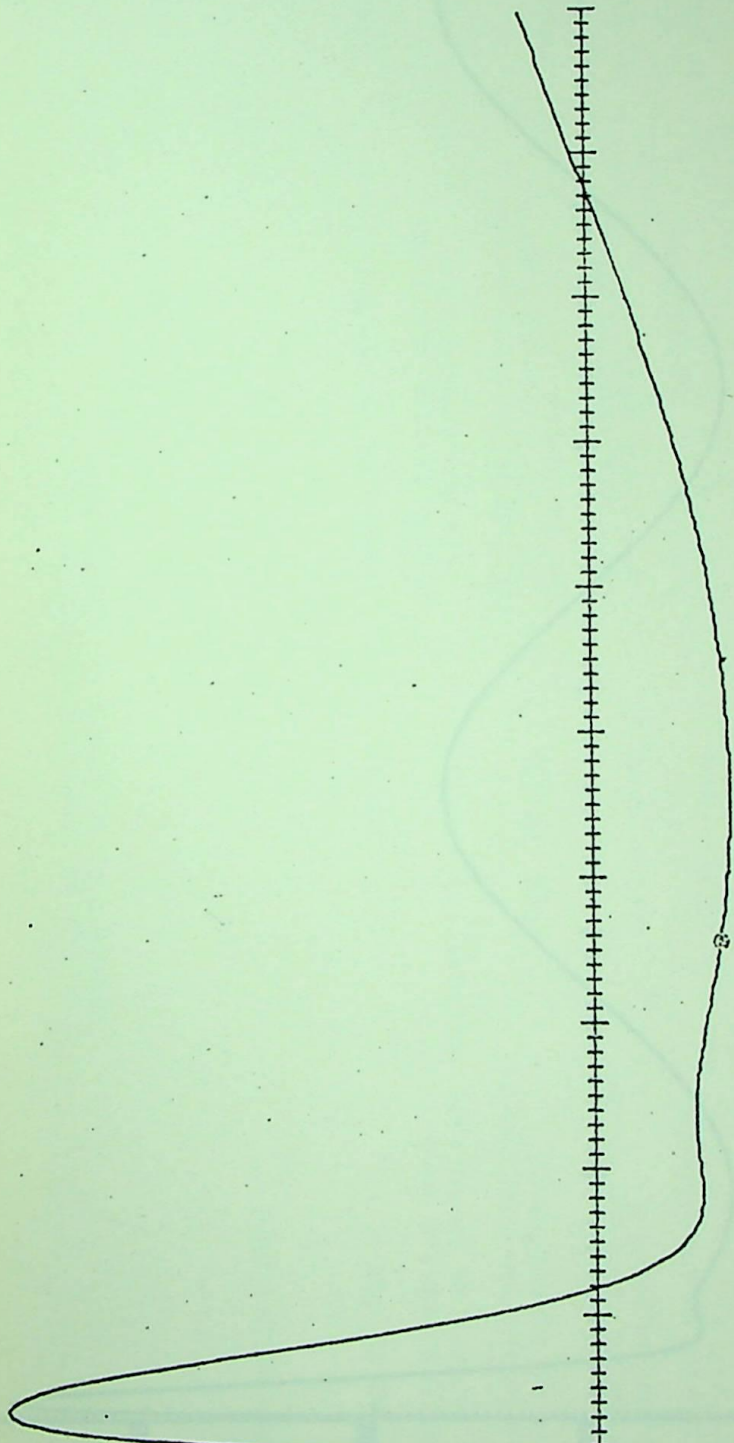


CORRENTE

3.00  
2.00  
1.00  
0.00  
-1.00  
-2.00

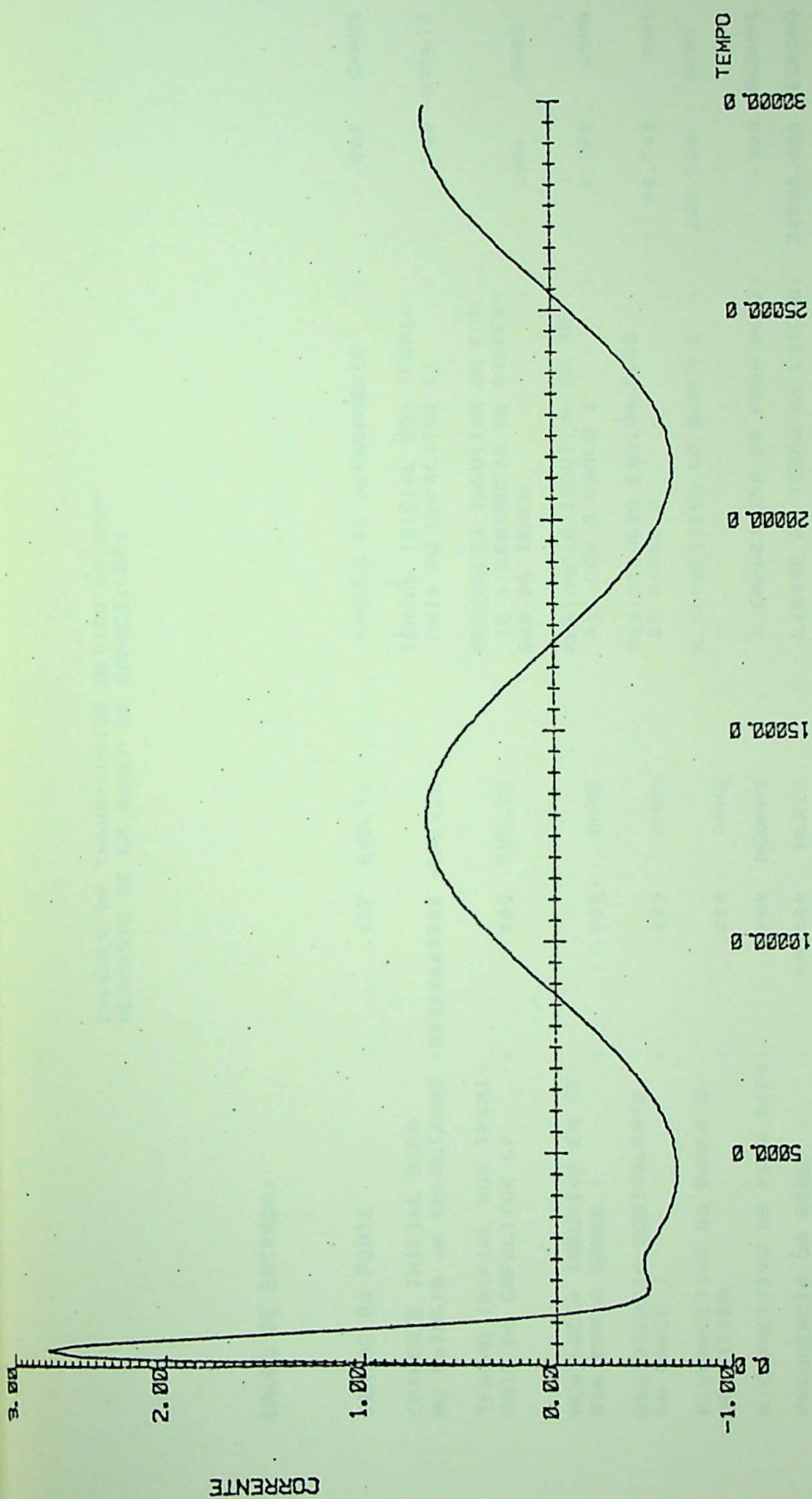
TEMPO

1000.0  
900.0  
800.0  
700.0  
600.0  
500.0  
400.0  
300.0  
200.0  
100.0



ENERGIZACAO-TIPO 5  
TEMPO=10MILISEGUNDOS  
ANGULO INICIAL DA TENSAO=ZERO GRAUS  
CORRENTE-AMPERES/TEMPO-MICROSEGUNDOS

Figura 4.1a



ENERGIZACAO-TIPOS  
 TEMPO=30 MILISEGUNDOS  
 ANGULO INICIAL DA TENSAO=ZERO GRAUS  
 CORRENTE-AMPERES/TEMPO-MICROSEGUNDOS

Figura 4.1b

CALCULO DE TRANSITORIOS DEVIDO AO CURTAMENTO DE UM BANCO DE CAPACITORES

DADOS DE ENTRADA:

TENSÃO DA FONTE	:	.127	KVOLTS	:	.000	GRAUS
CORRENTE INICIAL DADA						
Nº ESTÁGIO JA ENERGIZADO	:	#####	AMPERES	:	.000	KVOLTS
TENSÃO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2	:	.000	KVOLTS	:	.001	OHMS
REACTANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 1	:	.000	OHMS	:	3.170	OHMS
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	:	.000	OHMS	:	40.700	OHMS
R. CAPACITIVA DO BANCO ENERGIZADO	:	.000	OHMS	:	265.260	OHMS
R. CAPACITIVA DE FUGA DCF1	:	.000	MGHMS	:	.000	MGHMS
FREQUENCIA DA REDE	:	60.000	HERTZ	:	30000.000	MICROSCG
ANGULO DA CORRENTE INIC.	:	.000	GRAUS			

OBS. #####-SIGNIFICA VALOR A SER CALCULADO PELO PROGRAMA.

\*\*\*\*\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*  
\*\*\*\*\*  
ENERGIZACAO

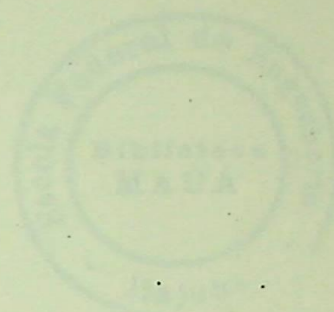
AS EQUACOES DAS CORRENTES DE LACO SAO DADAS PELO SOMATORIO DOS TERMOS:

$$IK(T) = A * EXP(B * T) * (C * COS(ALFA * T) + D * SENK ALFA * T)$$

ONDE N E O NUMERO DO LACO  
E IJ E O NUMERO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIÁVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE 12(T) =		C O E F I C I E N T E S				ALFA
TERMO	A	B	C	D		
1	2,0000	-2034,5872	,0000	3,7100		2420,4321
2	2,0000	,0000	,0522	-.3354		376,9910
3	2,0000	-2034,5876	-.0522	,0034		2420,4321



VALORES DAS CORRENTES E TENSÕES TRANSITÓRIAS NUM INSTANTE T:

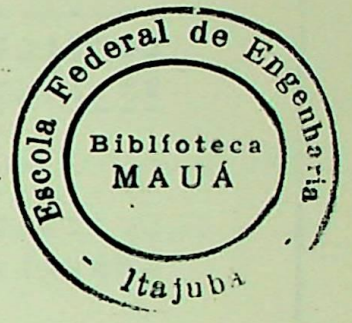
NAS TABELAS ABAIXO:

- T - TEMPO EM MICROSEG.
- I1(T) - CORRENTE NO RAMO 1 (AMPERES)
- I2(T) - CORRENTE NO RAMO 2 (AMPERES)
- I(T) - CORRENTE TOTAL (AMPERES)
- VL - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L (VOLTS)
- VL1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L1 (VOLTS)
- VL2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L2 (VOLTS)
- VR1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R1 (VOLTS)
- VR2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R2 (VOLTS)
- VC1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1 (VOLTS)
- VC2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2 (VOLTS)
- VCH - TENSÃO NOS TERMINAIS DA CHAVE (VOLTS)

CORRENTE MÁXIMA NA CHAVE: 2.71E0AMP. NO TEMPO: .3600MILISEGUNDOS

CORRENTES:

T	I(T)	I2(T)	I1(T)
.00	.00	.00	.00
120.00	1.66	1.66	.00
240.00	2.49	2.49	.00
360.00	2.72	2.72	.00
480.00	2.54	2.54	.00
600.00	2.13	2.13	.00
720.00	1.62	1.62	.00
840.00	1.10	1.10	.00
960.00	.64	.64	.00
1080.00	.26	.26	.00
1200.00	-.04	-.04	.00
1320.00	-.25	-.25	.00
1440.00	-.39	-.39	.00
1560.00	-.47	-.47	.00
1680.00	-.51	-.51	.00
1800.00	-.51	-.51	.00

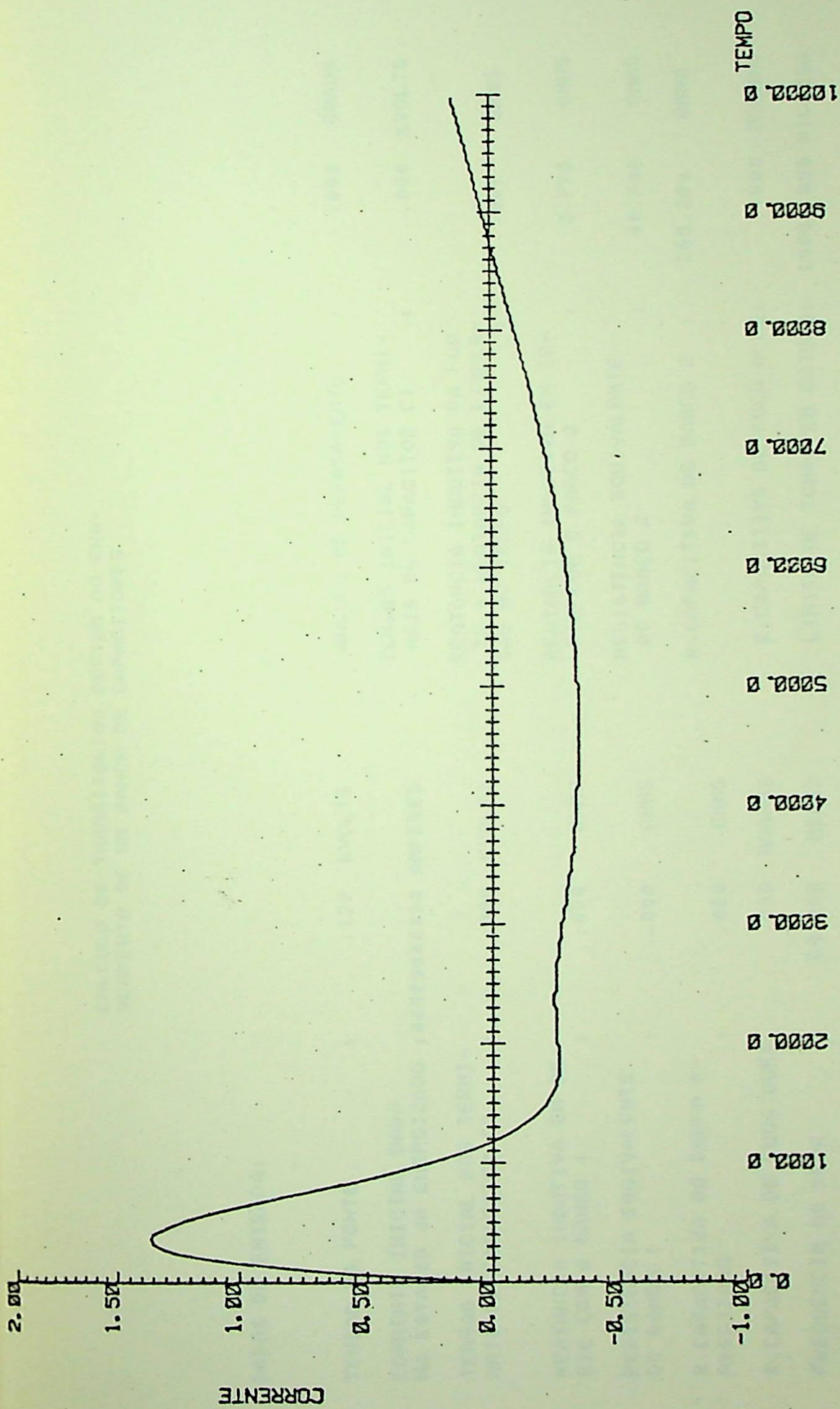




Exemplo 2:

Supondo agora que no momento da energização, o ângulo  $\alpha$  do exemplo anterior seja  $60^\circ$ , tem-se os resultados apresentados nas figuras 4.2 e trechos de listagem subsequentes . Nesse caso, pode-se observar que a corrente transitória máxima de energização é de aproximadamente 1,36 A, ocorrendo entre os instantes 0,32 e 0,40 milisegundos.

O valor da corrente transitória, para essa situação é bastante inferior ao encontrado no exemplo anterior (cerca de 200 % inferior).



ENERGIZACAO-TIPO 5  
 TEMPO-10 MILISEGUNDOS  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO=60 GRAUS  
 CORRENTE-AMPERES/TEMPO-MICROSEGUNDOS

Figura 4.2



\*\*\*\*\*  
\*  
\*  
\*  
\* F E R G I Z A C A O \*  
\*  
\*  
\*  
\*\*\*\*\*

AS EQUACOES DAS CORRENTES DE LACO SAO DADAS PELA SOMATORIO DOS TERMOS:

$$I_{JK}(T) = A * \exp(B * T) * (C * \cos(\text{ALFA} * T) + D * \text{SENK} \text{ ALFA} * T)$$

ONDE N E O NUMERO DO LACO  
E J E O NUMERO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIAVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE I2(T)=	COEFICIENTES				ALFA
	A	B	C	D	
1	2,0000	-2034,5872	.0000	1,8550	2420,4321
2	2,0000	.0000	.0261	-.1677	376,9910
3	2,0000	-2034,5876	-.0261	.0042	2420,4321

Exemplo 3 :

Energização de um banco de capacitores de dois estágios, considerando  $\alpha = 0^\circ$ .

Dados de Entrada:

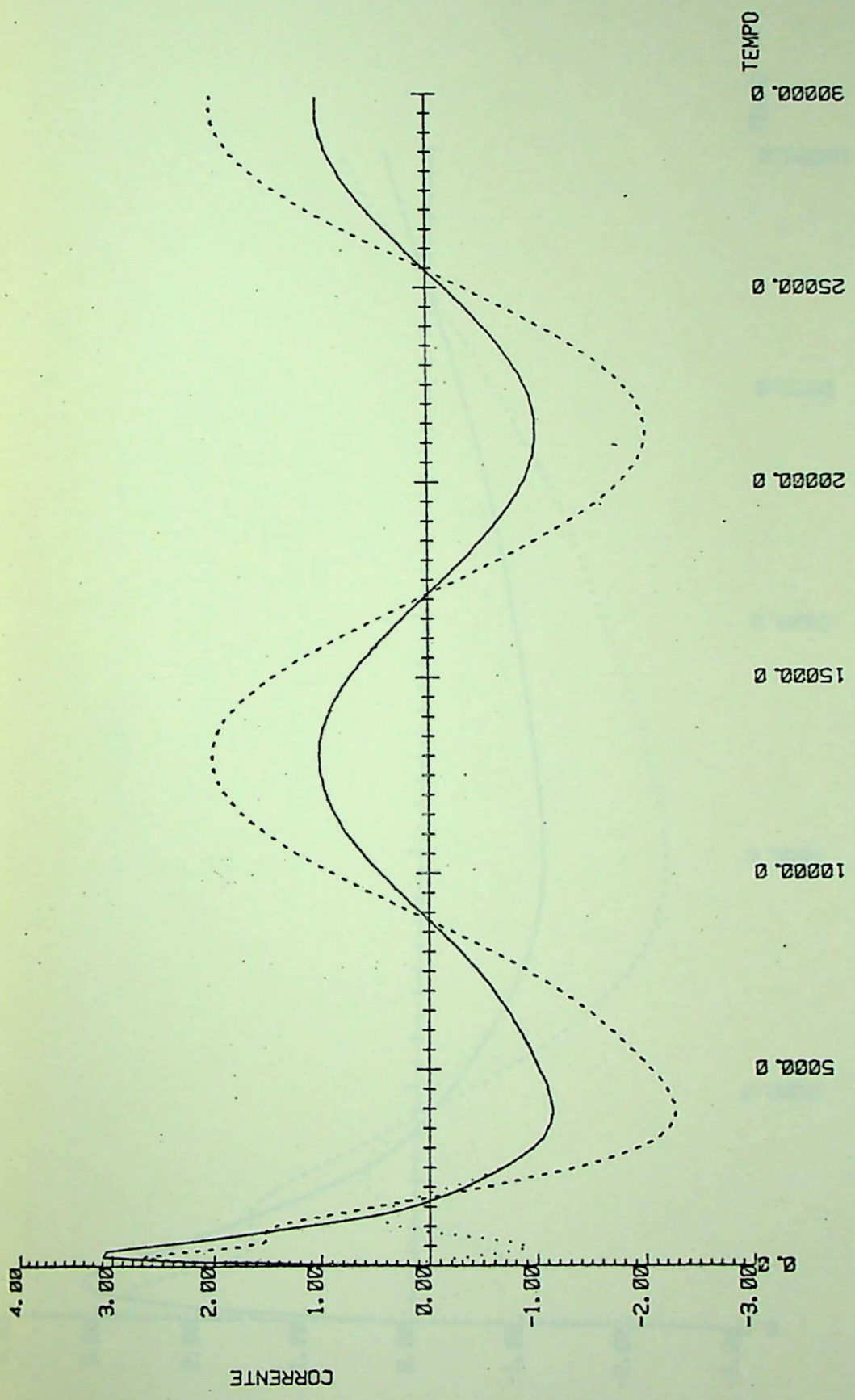
Tensão da Fonte	: $0,18 \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha)$ kV
Frequência da Fonte	: 60 Hz
Reatância Indutiva em Série com o Banco 1	: 3,44 $\Omega$
Reatância Indutiva em Série com o Banco 2	: 3,77 $\Omega$
Resistência Equivalente do Banco 1	: 40,7 $\Omega$
Resistência Equivalente do Banco 2	: 41 $\Omega$
Reatância Capacitiva do Banco 1	: 265,26 $\Omega$
Reatância Capacitiva do Banco 2	: 265,26 $\Omega$
Reatância Indutiva da Fonte	: 0,014 $\Omega$

Os resultados encontrados estão ilustrados nos gráficos 4.3a e 4.3b, bem como nos trechos da listagem de saída em anexo. Verifica-se que a corrente máxima alcançada no período transitório, nos terminais da chave foi de aproximadamente 3,1A entre os instantes 0,12 milisegundos' e 0,36 milisegundos. Em regime permanente, a corrente máxima através da chave é de aproximadamente 0,96A. A corrente transitória, neste caso, é 3,2 vezes superior à máxima de regime permanente.

Como pode ser visto na listagem anexa, as correntes transitórias calculadas nos laços 1 e 2, são forma-

das por diversas componentes de alta frequência, além da componente de frequência fundamental, sendo que a mais alta frequência encontrada é de aproximadamente 1139 Hz, e portanto 19 vezes superior a frequência fundamental. A maior constante de amortecimento nesse caso é de 3672 e pertence a componente de mais alta frequência transitória.

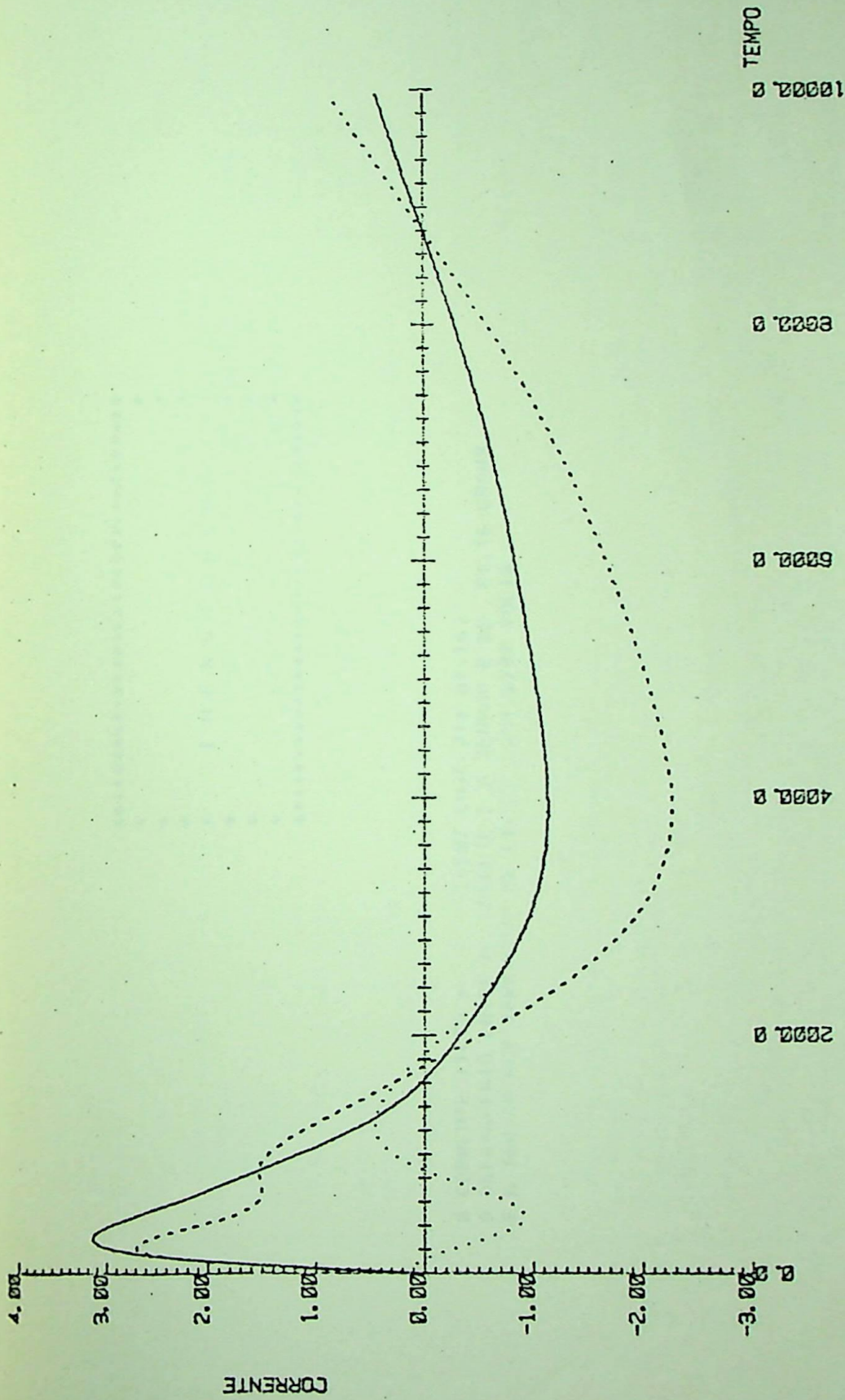
A mudança de escala no eixo dos tempos, no gráfico da figura 4,3b permite uma melhor visualização, no comportamento do período transitório.



ENERGIZACAO BANCO DE CAPACITORES  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO=ZERO GRAUS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

Figura 4.3a

— Corrente na Chave  
 --- Corrente no Ramo 1  
 .... Corrente no Ind. da Fonte



ENERGIZACAO BANCO DE CAPACITORES  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO=ZERO GRAUS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=10000 MICROSEG

Figura 4,3b



AS EQUACOES DAS CORRENTES DE LACO SAO DADAS PELA SOMBATORIO DOS TERMOS:

$$I(1) = A * EXP(X + T) + CC + COS(CALFA * T) + D * SENK(ALFA * T)$$

ONDE N E O NUMERO DO LACO  
E I E O NUMERO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIAVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE 1(1):

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	H	H	C	D	
1	2,0000	,0000	,1639	-1,9098	326,9911
2	2,0000	-591,2893	-1,1636	,2098	1153,9141
3	2,0000	-3671,7186	-1,0063	,0017	7154,4717
4	2,0000	-591,2893	,5890	1,4208	1153,9141
5	2,0000	-3671,7186	-1,4653	1,3126	7154,4717

CORRENTE 12(1):

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	A	B	C	D	
1	2,0000	-2135,9336	-,0351	2,7365	2428,0244
2	2,0000	-591,2893	,2732	,7161	1153,9141
3	2,0000	-3671,7186	-,2367	,6146	7154,4717
4	2,0000	-2135,9336	-,0014	-,0004	2428,0244
5	2,0000	,0000	,0853	-,4931	326,9911
6	2,0000	-591,2893	-,0023	,1935	1153,9141
7	2,0000	-3671,7186	-,0020	,0697	7154,4717
8	2,0000	-2135,9336	-,0000	-,0000	2428,0244

VALORES DAS CORRENTES E TENSÕES TRANSITÓRIAS NUM INSTANTE T:

NAS TABELAS ABAIXO:

T - TEMPO EM MILLISEG.  
 I1(T) - CORRENTE NO RAMO 1 (AMPERES)  
 I2(T) - CORRENTE NO RAMO 2 (AMPERES)  
 I(T) - CORRENTE TOTAL (AMPERES)  
 VL - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L (VOLTS)  
 VL1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L1 (VOLTS)  
 VL2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L2 (VOLTS)  
 VR1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R1 (VOLTS)  
 VR2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R2 (VOLTS)  
 VC1 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1 (VOLTS)  
 VC2 - TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2 (VOLTS)  
 VCH - TENSÃO NOS TERMINAIS DA CHAVE (VOLTS)

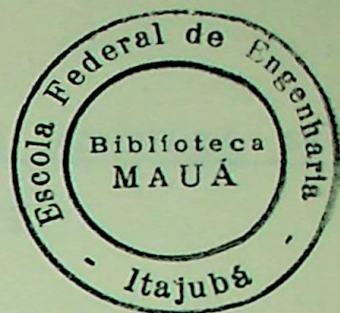
CORRENTE MÁXIMA NA CHAVE:

3.0895AMP, NO TEMPO:

.2100MILISEGUNDOS

CORRENTES:

T	I1(T)	I2(T)	I(T)
.00	.15	-1.00	.15
120.00	-1.00	2.25	2.25
240.00	-1.40	3.04	3.04
360.00	-1.79	3.06	3.28
480.00	-1.92	2.70	1.77
600.00	-1.76	2.29	1.53
720.00	-1.42	1.93	1.50
840.00	-1.06	1.59	1.53
960.00	.22	1.26	1.48
1080.00	.73	.95	1.33
1200.00	.45	.67	1.12
1320.00	.44	.42	.87
1440.00	.35	.23	.62
1560.00	.26	.07	.31



## 9 . CONCLUSÕES

Neste capítulo foram analisados cinco tipos de circuitos que simulam a operação de chaveamento de energização de bancos de capacitores com um ou dois estágios . Esses circuitos cobrem a maioria dos casos práticos que poderão ser encontrados.

As equações de corrente encontradas no domínio da frequência são bastante extensas e sua complexidade aumenta com a quantidade de elementos indutivos contidos no circuito, uma vez que para todos os tipos de circuitos contendo bancos de mais de um estágio o número de capacitores e resistores foi mantido fixo, sendo portanto sua variação determinada pelo número e localização dos elementos indutivos. Posteriormente, de acordo com o procedimento a ser explicado no capítulo VI, essas expressões operacionais serão anti-transformadas, quando então se terá as correntes em função do tempo.

Os resultados discutidos no item 6 ilustraram a versatilidade do programa obtido.

Casos de chaveamentos trifásicos, embora não tenham sido explicitamente analisados aqui, poderão ser também simulados através da modelagem monofásica equivalen

## CAPÍTULO V

### MODELAGEM E SIMULAÇÃO DIGITAL DO FENÔMENO DA ABERTURA DE BANCOS DE CAPACITORES MONOFÁSICOS

#### 1. INTRODUÇÃO

Esse capítulo tem por objetivo estabelecer as formulações das correntes e tensões transitórias desenvolvidas no sistema nos instantes subsequentes à abertura do disjuntor.

As equações serão obtidas no domínio da frequência. Em seguida, com o auxílio do programa digital, descrito no capítulo VI, obter-se-á a solução no domínio do tempo.

Como no estudo das operações de fechamento, foram utilizados para a abertura, vários modelos diferentes (cinco modelos foram analisados) de circuitos. (Fig. 5.4)

O método de solução utilizado foi o "Princípio da Superposição" dos transitórios de chaveamento de abertura, que será descrito a seguir. Naturalmente outros métodos poderiam ser empregados, entretanto a opção pelo processo da injeção de corrente (superposição) foi feita de modo a ilustrar a metodologia para os estudos de transitórios, e devido às vantagens a serem apresentadas posteriormente.

## 2. Método da Superposição | 8 |

A superposição é um importante princípio em muitos ramos da física e é uma ferramenta bastante poderosa na resolução de problemas lineares. Para estes sistemas, se um estímulo  $S_1$  produz uma resposta  $R_1$  e um estímulo  $S_2$  produz uma resposta  $R_2$ , então  $S_1$  e  $S_2$  aplicados simultaneamente produzirão uma resposta  $R_1 + R_2$ . Esse princípio não é restrito apenas a dois estímulos, mas para um número finito  $n$  de estímulos.

A aplicação da superposição na teoria de circuitos em estado permanente, é baseado na relação linear entre a f.e.m, e a corrente. Assim, em uma malha composta de vários ramos e  $n$  fontes, as correntes podem ser calculadas em um ramo particular pela determinação da soma das correntes que cada fonte de tensão ocasionaria individualmente.

O procedimento para a aplicação do método consiste em curto circuitar todas as fontes menos uma, deixando somente a impedância interna das fontes retiradas. Torna-se então possível obter a corrente ocasionada pela fonte deixada no circuito, no ramo do sistema que está em estudo. Este processo é repetido para todas as fontes de tensão. Com todas as fontes operando simultaneamente, a corrente no ramo de interesse será a soma das correntes individuais calculadas anteriormente levando-se em conta, é claro, sua polaridade.

Este princípio pode ser estendido ao regime transitório, e este capítulo tem por meta executar tal tarefa.

Método da Injeção da Corrente Para Simulação de um Chaveamento de Abertura | 8 |

O método da injeção da corrente para a simulação de um chaveamento de abertura pode ser facilmente explicado, como se segue.

Considerando o circuito na figura 5.1, quando da abertura da chave S, haverá a interrupção da corrente  $I(t)$ , conforme indica o diagrama da figura 5.1. Este efeito pode também ser conseguido pela introdução de uma fonte de corrente nos terminais da chave S, de mesma intensidade e sinal contrário a anteriormente circulando através da malha, conforme ilustrado na figura 5.2.

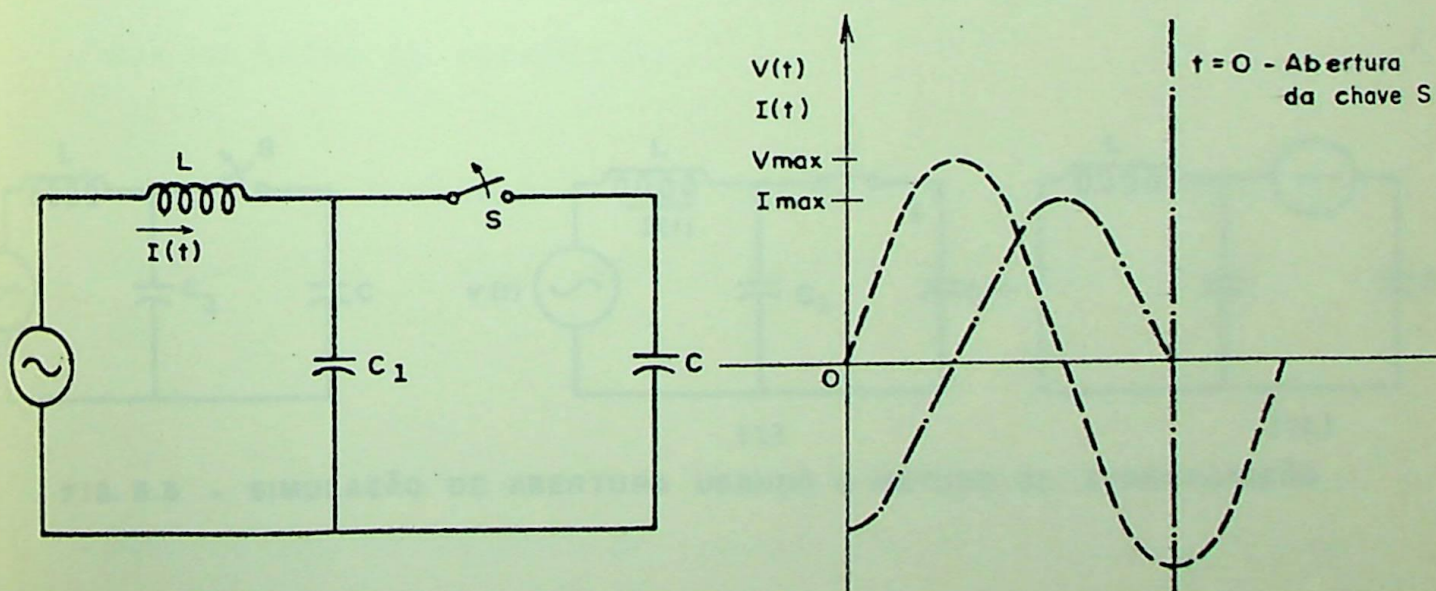


FIG. 5.1 - CIRCUITO E GRÁFICO SIMPLIFICADO DA ABERTURA DE UM BANCO DE CAPACITORES.

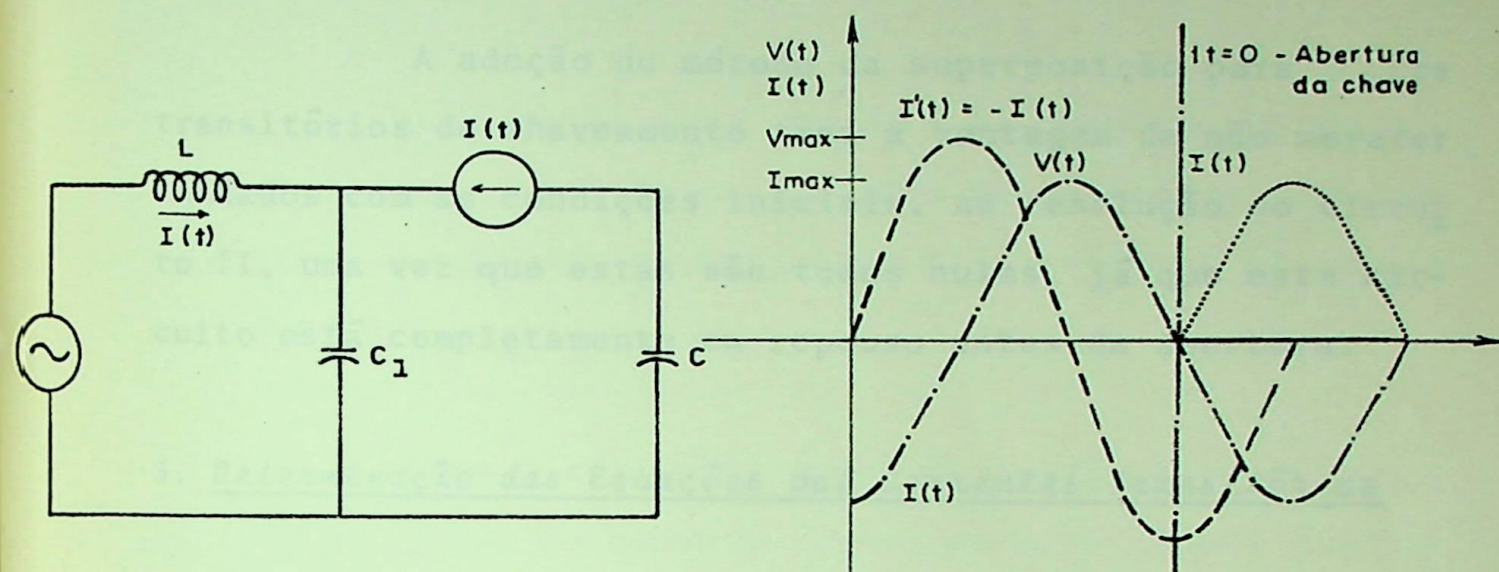


FIG. 5.2 - CIRCUITO E GRÁFICO SIMPLIFICADO DA SIMULAÇÃO DE ABERTURA DA CHAVE S PELA INTRODUÇÃO DE UMA FONTE DE CORRENTE DE MESMA INTENSIDADE E SINAL OPOSTO A CORRENTE DO CIRCUITO.

O circuito apresentado na figura 5.2 pode ser resolvido pelo método da superposição mencionado acima pelo qual será desdobrado em dois circuitos conforme ilustrado na figura 5.3. Nesta, o circuito I representa o

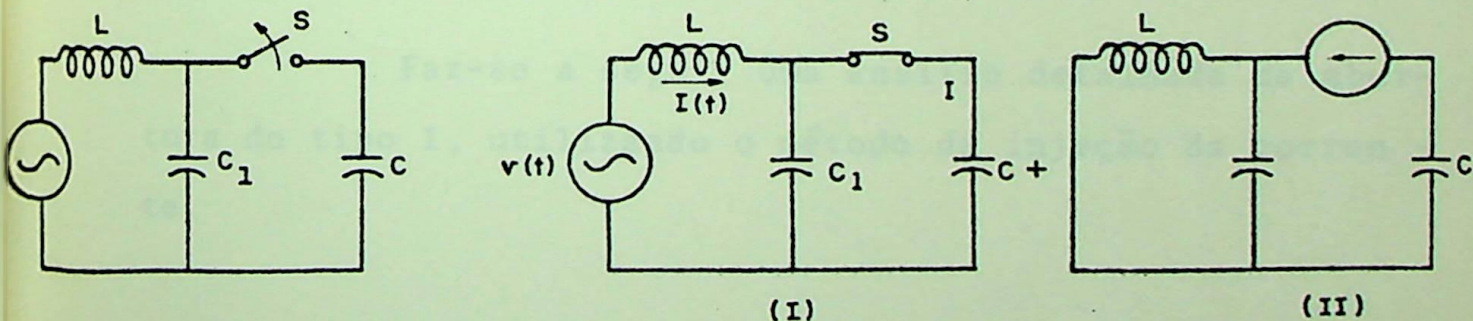


FIG. 5.3 - SIMULAÇÃO DE ABERTURA USANDO O MÉTODO DA SUPERPOSIÇÃO

efeito da fonte e o circuito II representa a ação da fonte de corrente responsável.

A adoção do método da superposição para os transitórios de chaveamento traz a vantagem de não merecer cuidados com as condições iniciais, na resolução do circuito II, uma vez que estas são todas nulas, já que este circuito está completamente em repouso antes da abertura.

### 3. Determinação das Equações das Correntes Transitórias

Com a finalidade de se obter modelagem que represente uma grande quantidade de casos, analisa-se a seguir os cinco circuitos ilustrados na figura 5.4 que foram também utilizados na análise de fechamento conforme descrito no capítulo anterior. Pode-se observar que para todos os tipos de circuitos analisados, os lados direito das chaves, formados pelos ramos 2 e 22 são idênticos, de forma que as equações de corrente para esses ramos serão as mesmas em todos os circuitos.

Faz-se a seguir uma análise detalhada da abertura do tipo 1, utilizando o método da injeção da corrente.

Como visto no item 2, a simulação de abertura pelo método da injeção de corrente é feita pela superposição de dois circuitos: um que representa a ação da fonte de tensão, e outro que representa a da fonte de corrente.

A soma das respostas desses dois circuitos mostrará o efeito da abertura desse sistema e fornecerá os transitórios procurados.

O circuito I da figura 5.4, para efeito de determinação dos transitórios causados pela abertura da chave é então desdobrado em dois circuitos conforme ilustrado na figura 5.5.

Como o efeito da fonte de tensão será calculado como em regime permanente, optou-se pelo método dos fatores para o cálculo das correspondentes respostas.

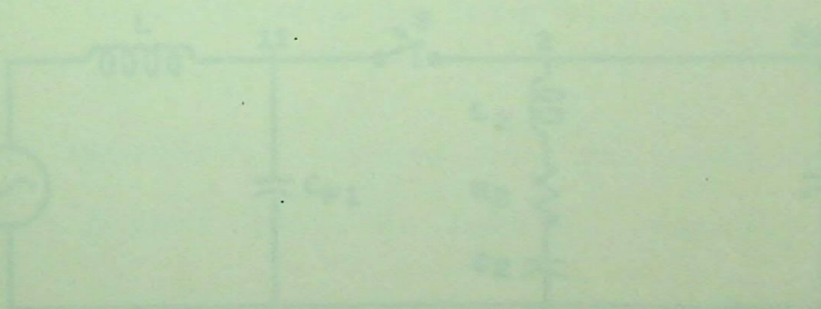
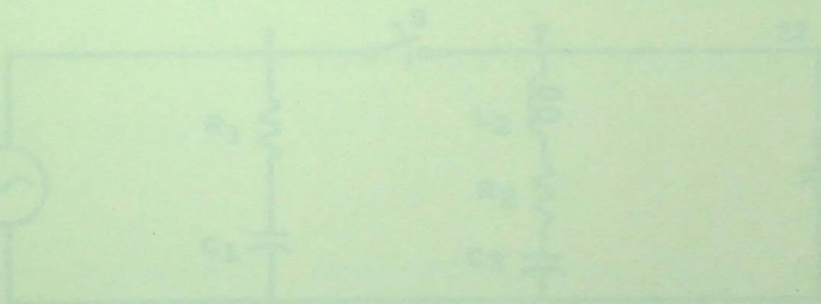
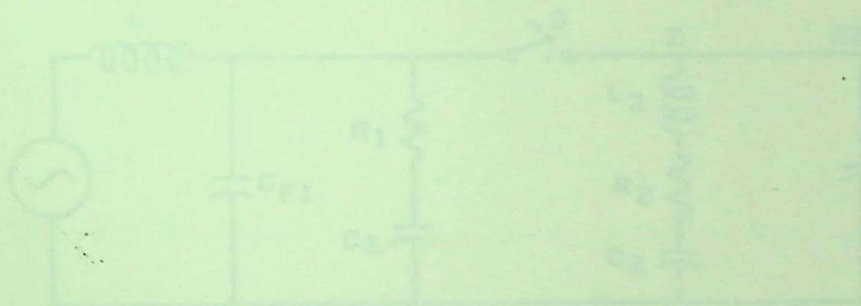
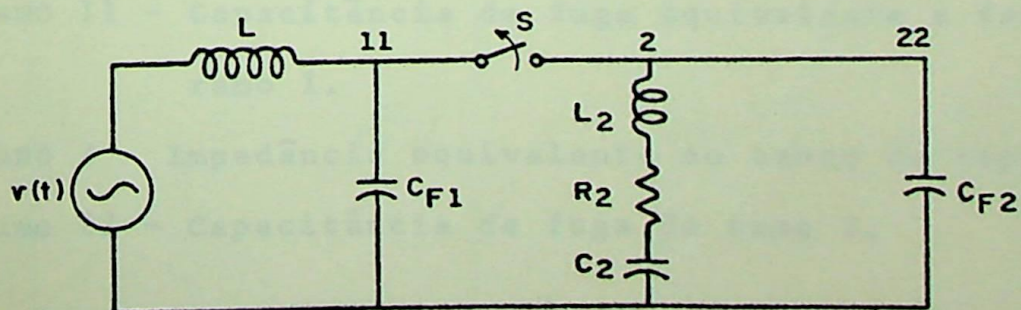
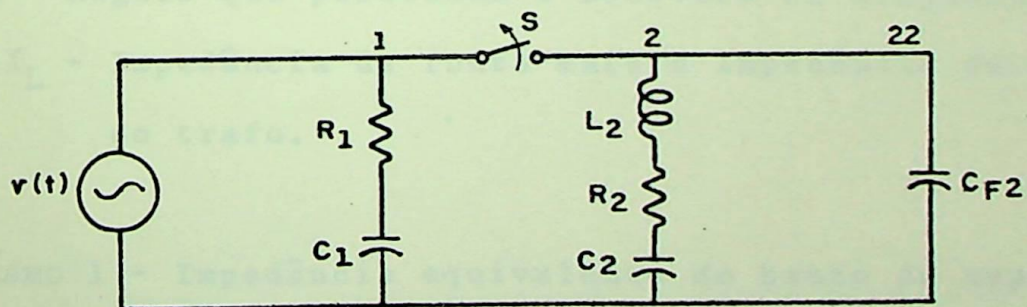
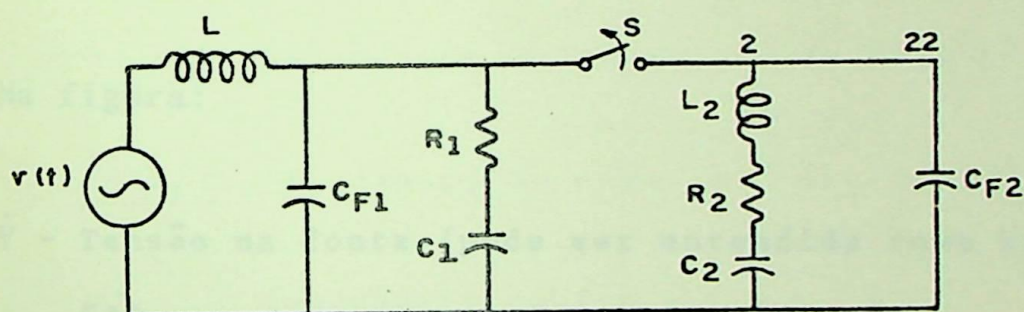
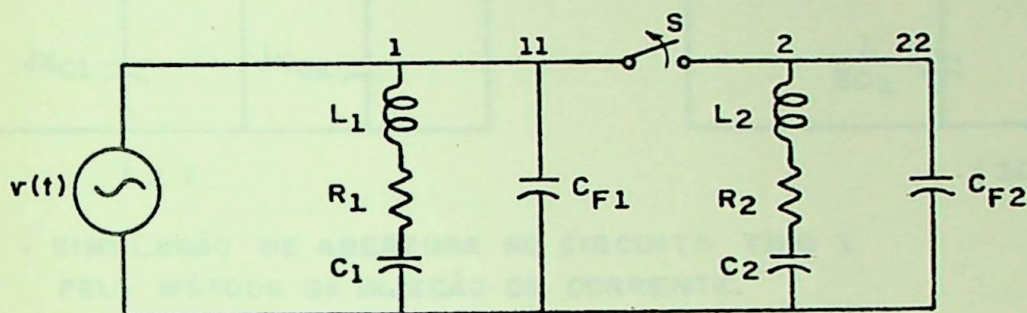
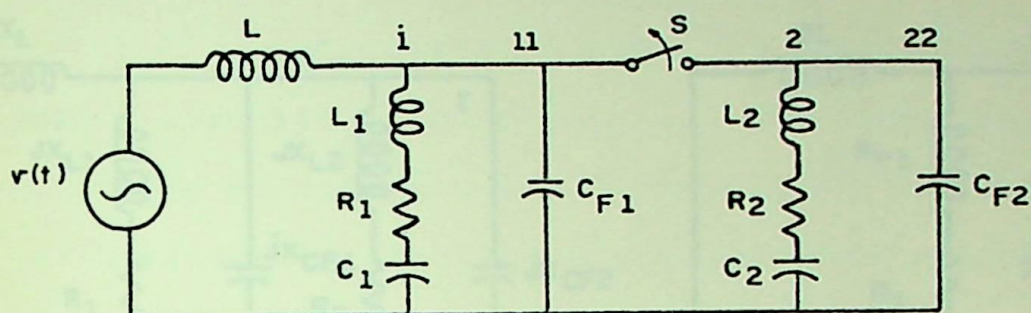
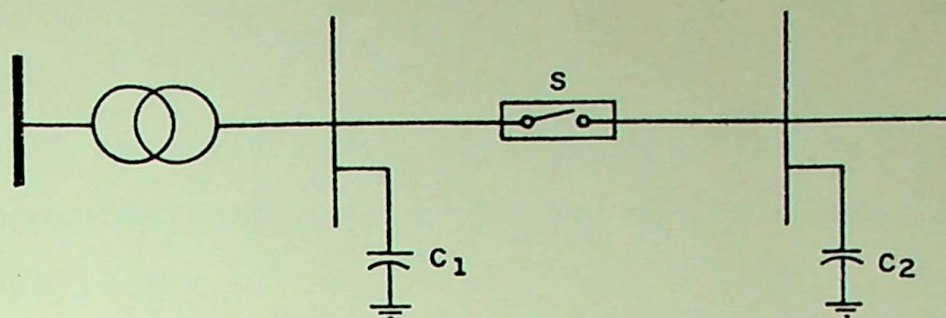


FIG. 5.5 - CIRCUITOS ANALISADOS NA DETERMINAÇÃO



**FIG. 5.4 - CIRCUITOS ANALIZADOS NA DEENERGIZAÇÃO**

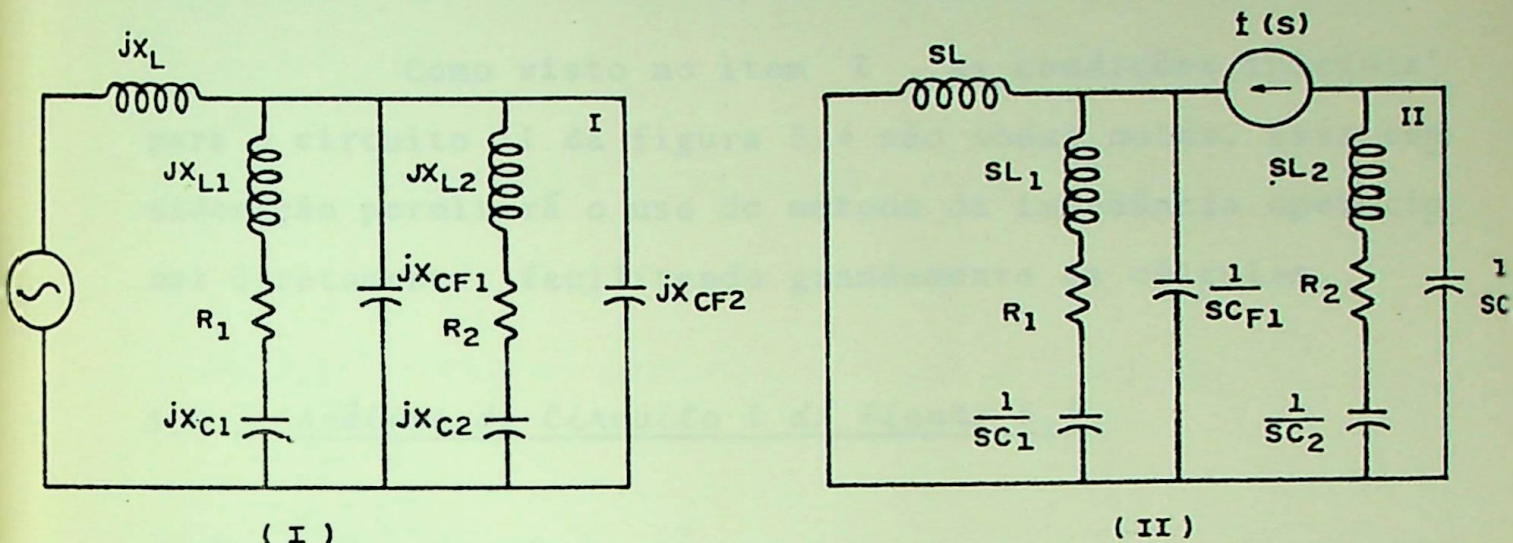


FIG. 5.5 - SIMULAÇÃO DE ABERTURA NO CIRCUITO TIPO 1  
PELO MÉTODO DA INJEÇÃO DE CORRENTE.

Na figura:

$\dot{V}$  - Tensão na fonte (pode ser entendida como barra infinita).

$\alpha$  - Ângulo que posiciona a abertura do disjuntor no tempo.

$jX_L$  - Impedância da fonte mais a impedância de dispersão do trafo.

Ramo 1 - Impedância equivalente do banco de capacitores 1.

Ramo 11 - Capacitância de fuga equivalente a fonte e ao ramo 1.

Ramo 2 - Impedância equivalente do banco de capacitores 2.

Ramo 22 - Capacitância de fuga do ramo 2.

Os ramos 1 e 2 são formados por uma reatância indutiva equivalente aos cabos e equipamentos de conexão

do banco em série com a resistência equivalente desses equipamentos também em série com a capacitância do banco de capacitores.

Como visto no item 2, as condições iniciais' para o circuito II da figura 5.6 são todas nulas. Essa consideração permitirá o uso do método da impedância operacional diretamente, facilitando grandemente os cálculos.

### 3.1 . Análise do Circuito I da Figura 5.5.

$Z_1 \left| \theta_1 \right.$  Impedância do ramo 1

$Z_2 \left| \theta_2 \right.$  Impedância do ramo 2

$Z_{11} \left| -\pi/2 \right.$  Impedância do capacitor de fuga  $CF_1$

$Z_{22} \left| -\pi/2 \right.$  Impedância do capacitor de fuga  $CF_2$

$Z_F \left| \pi/2 \right.$  Impedância da fonte

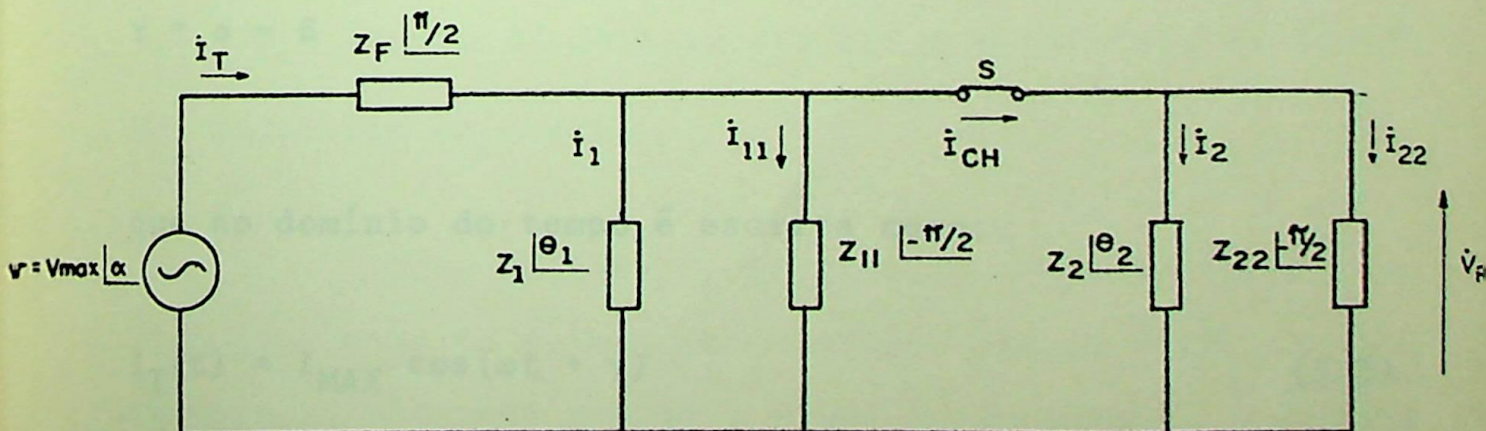


FIG.5.6 - CIRCUITO EQUIVALENTE AO CIRCUITO I DA FIGURA 5.5  
(REGIME PERMANENTE)

Chamando de:

$Z_{eq}$   $\left| \theta \right.$  Impedância equivalente dos ramos em paralelo.

$Z_T$   $\left| \beta \right.$  Impedância total do circuito

A corrente total do circuito da figura 5.6 será:

$$I_T = \frac{V_{MAX} \left| \alpha \right.}{Z_T \left| \beta \right.} = I_{MAX} \left| \gamma \right. \quad (5.1)$$

Onde:

$$I_{MAX} = \frac{V_{MAX}}{Z_T} \quad (5.2)$$

e

$$\gamma = \alpha - \beta$$

que no domínio do tempo é escrita como:

$$I_T(t) = I_{MAX} \cos(\omega t + \gamma) \quad (5.3)$$

Da mesma forma acima e aplicando-se os conceitos básicos de circuitos elétricos pode-se obter:

$$\text{Corrente no ramo 1} : I_1(t) = I_{1\text{MAX}} \cos(\omega t + \gamma_1) \quad (5.4)$$

$$\text{Corrente no ramo 2} : I_2(t) = I_{2\text{MAX}} \cos(\omega t + \gamma_2) \quad (5.5)$$

$$\text{Corrente no ramo 11} : I_{11}(t) = I_{11\text{MAX}} \cos(\omega t + \gamma_{11}) \quad (5.6)$$

$$\text{Corrente no ramo 22} : I_{22}(t) = I_{22\text{MAX}} \cos(\omega t + \gamma_{22}) \quad (5.7)$$

$$\begin{aligned} \text{Corrente na chave} : I_{\text{CH}}(t) &= I_2(t) + I_{22}(t) = \\ &= I_{\text{CHMAX}} \cos(\omega t + \gamma_{\text{T2}}) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Onde:

$I_{1\text{MAX}} ; I_{2\text{MAX}} ; I_{11\text{MAX}} ; I_{22\text{MAX}}$  - São valores de pico das correntes dos ramos correspondentes.

$I_{\text{CHMAX}}$  - É o valor de pico da corrente na chave.

$\gamma_1 ; \gamma_2 ; \gamma_{11} ; \gamma_{22}$  - São os ângulos de defasamento entre a corrente e tensão dos ramos.

$\gamma_{\text{T2}}$  - É o ângulo de defasamento entre a corrente e tensão nos terminais da chave.

Esta análise é válida para todos os tipos de circuitos pois as formas das equações finais serão sempre as mesmas, variando apenas o valor a ser obtido, que será função das impedâncias dos circuitos. Essa análise não

será portanto repetida.

### 3.2 . Análise do Circuito II da Figura 5.5

A fonte de corrente indicada na figura 5.5 é de mesma intensidade porém de sentido oposto a corrente que flue nos terminais da chave do circuito I, isto é:

$$I'(t) = I_{CHMAX} \cos(\omega t + \gamma_{T2} + \pi) = - I_{CH}(t)$$

chamando:

$$\gamma' = \gamma_{T2} + \pi$$

vem que:

$$I'(t) = I_{CHMAX} \cos(\omega t + \gamma') \quad (5.9)$$

A equação (5.9) no domínio da frequência será:

$$i'(S) = \left[ \frac{\cos \gamma' S}{S^2 + \omega^2} - \frac{\text{sen } \gamma' \omega}{S^2 + \omega^2} \right] I_{CHMAX} \quad (5.10)$$

O circuito II da figura 5.5 pode ser representado conforme indica a figura 5.7 que utiliza diretamente o método da impedância operacional.

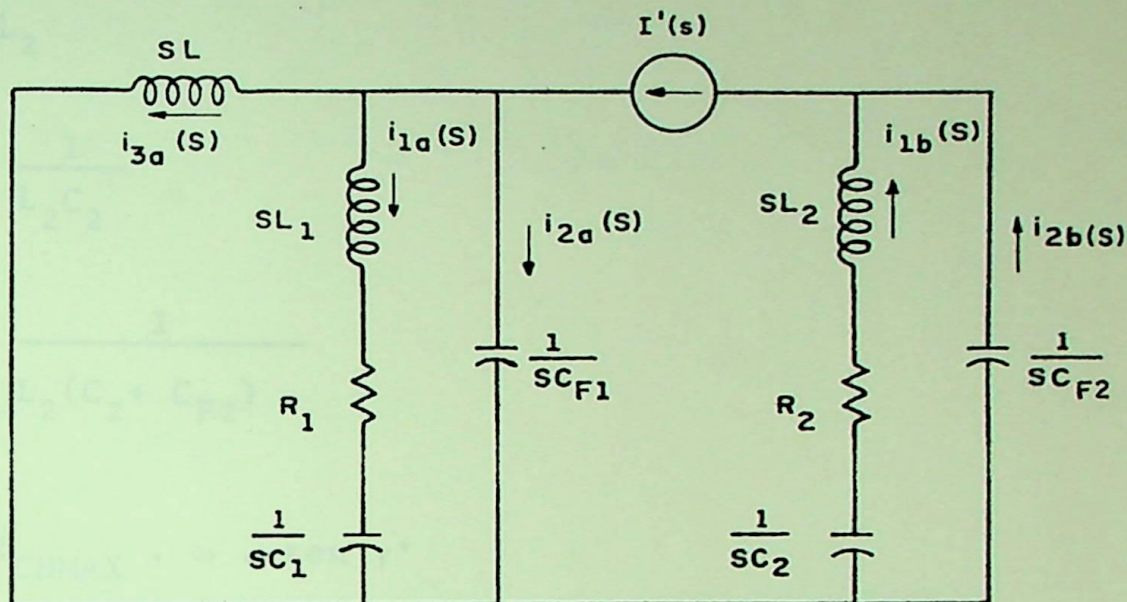


FIG. 5.7 - CIRCUITO REPRESENTATIVO DA SIMULAÇÃO DO TRANSITÓRIO PELO MÉTODO DA INJEÇÃO DA CORRENTE, USANDO IMPEDÂNCIA OPERACIONAL.

Da figura 5.7 vem que:

$$i_1'(s) = i_{1b}(s) + i_{2b}(s) \quad (5.11)$$

e

$$i_1'(s) = i_{1a}(s) + i_{2a}(s) + i_{3a}(s) \quad (5.12)$$

mas:

$$i_1(s) = \frac{SL_2 + R_2 + \frac{1}{SC_2}}{SL_2 + R_2 + \frac{1}{SC_2} + \frac{1}{SC_{F2}}} i'(s)$$

chamando:

$$DT2 = \frac{R_2}{L_2}$$

$$DT22 = \frac{1}{L_2 C_2}$$

$$DT02 = \frac{1}{L_2 (C_2 + C_{F2})}$$

$$Dk1 = I_{CHMAX} \cdot \omega \cdot \text{sen } \gamma'$$

$$Dk2 = I_{CHMAX} \cdot \text{cos } \gamma'$$

$$Dk5 = Dk2 \cdot DT2 - Dk1$$

$$Dk6 = Dk2 \cdot DT22 - Dk1 \cdot DT2$$

$$Dk7 = Dk1 \cdot DT22$$

Pode-se escrever que a corrente no capacitor ' de fuga  $C_{F2}$ , para esse circuito é:

$$i_{2b}(S) = \frac{Dk2S^3 + Dk5S^2 + Dk6S + Dk7}{S^4 + DT2S^3 + (DT02 + \omega^2)S^2 + DT2 \cdot \omega^2 S + DT02 \cdot \omega^2} \quad (5.13)$$

A corrente no banco de capacitores  $C_2$  é :

$$i_{1b}(S) = \frac{Dk2S - Dk1}{S^2 + \omega^2} - i_{2b}(S) \quad (5.14)$$

Do lado esquerdo da chave, no circuito da figura 5.7 tem-se que:

$$i_{3a}(S) = \frac{Dk2S - Dk1}{S^2 + \omega^2} - i_{1a}(S) - i_{2a}(S) \quad (5.15)$$

$$SL i_{3a}(S) = \frac{1}{SC_{F1}} i_{2a}(S) \quad (5.16)$$

$$\frac{1}{SC_{F1}} i_{2a}(S) = \left[ SL_1 + R_1 + \frac{1}{SC_1} \right] i_{1a}(S) \quad (5.17)$$

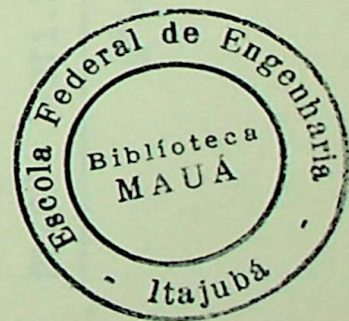
Chamando:

$$DT10 = \frac{1}{LC_{F1}}$$

$$DT01 = \frac{1}{L_1 C_{F1}}$$

$$DT1 = \frac{R_1}{L_1}$$

$$DT11 = \frac{1}{L_1 C_1}$$



Combinando as equações (5.15) , (5.16) e (5.17) vem que a corrente no banco de capacitores  $C_1$  é:

$$i_{1a}(S) = \frac{DT01 \quad DK2S^5 + (DT1.Dk2-Dk1) S^4 + (Dk2.DT11-Dk1.DT1) S^3 - Dk1.DT11S^2}{S^2 + DT1S + DT11} \cdot \frac{S^6 + DT1S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12}{S^3 - Dk1.DT11S^2} \quad (5.18)$$

A corrente no capacitor de fuga  $C_{F1}$  é:

$$i_{2a}(S) = \frac{Dk2S^5 + (DT1.Dk2-Dk1) S^4 + (Dk2.DT11-Dk1.DT1) S^3 - Dk1.DT11S^2}{S^6 + DT11S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12} \quad (5.19)$$

A corrente através da indutância da fonte é:

$$i_{3a}(S) = \frac{DT10 \quad DK2S^5 + (DT1.Dk2-Dk1) S^4 + (Dk2.DT11-Dk1.DT1) S^3 - Dk1.DT11S^2}{S^2} \cdot \frac{S^6 + DT1S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12}{S^3 - Dk1.DT11S^2} \quad (5.20)$$

Onde:

$$Dk8 = \omega^2 + DT11 + DT10 + DT01$$

$$Dk9 = DT1 \cdot (DT10 + \omega^2)$$

$$Dk10 = DT11 \cdot DT10 + \omega^2 (DT11 + DT01 + DT10)$$

$$Dk11 = \omega^2 \cdot DT11 \cdot DT10$$

### 3.3... Composição dos Resultados Parciais

A corrente transitória causada pelo chaveamento de abertura, será então, para o banco de capacitores que permanece energizado, dada pela composição da equação 5.4 com aquela obtida pela anti-transformada da expressão 5.18, isto é:

$$I_{R1}(t) = I_{1MAX} \cos(\omega t + \gamma_1) + L^{-1} i_{1a}(S) \quad (5.21)$$

e, do mesmo modo, a corrente transitória circulando no banco de capacitores que foi desconectado terá a forma:

$$I_{R2}(t) = I_{2MAX} \cos(\omega t + \gamma_2) + L^{-1} i_{1b}(S) \quad (5.22)$$

As correntes circulando através dos capacitores de fuga serão:

$$I_{CF1}(t) = I_{11MAX} (\cos \omega t + \gamma_{11}) + L^{-1}i_{2a}(S) \quad (5.23)$$

$$I_{CF2}(t) = I_{22MAX} (\cos \omega t + \gamma_{22}) + L^{-1}i_{2b}(S)$$

A corrente circulando através da impedância da fonte será:

$$I_L(t) = I_{MAX} \cos (\omega t + \gamma) - I_{R1}(t) - I_{CF1}(t) \quad (5.24)$$

#### 4. Análise dos circuitos Tipos 2, 4

Uma vez que a metodologia geral foi detalhadamente vista no ítem anterior, através do desenvolvimento do circuito tipo 1, o procedimento para os demais tipos será omitido aqui, onde, conforme referido anteriormente, serão indicados apenas os resultados finais. As figuras 5.8 ilustram os circuitos considerados.

A análise para os circuitos que, na figura 5.8, representaram o regime permanente, é semelhante à desenvolvida para o tipo I e não será portanto repetida.

Analisando os circuitos que retratam o efeito da fonte de corrente, verifica-se que tanto para a configuração tipo 2 quanto para o tipo 4 os ramos 1 e 11 estão curto-circuitados, não contribuindo para o transitório.

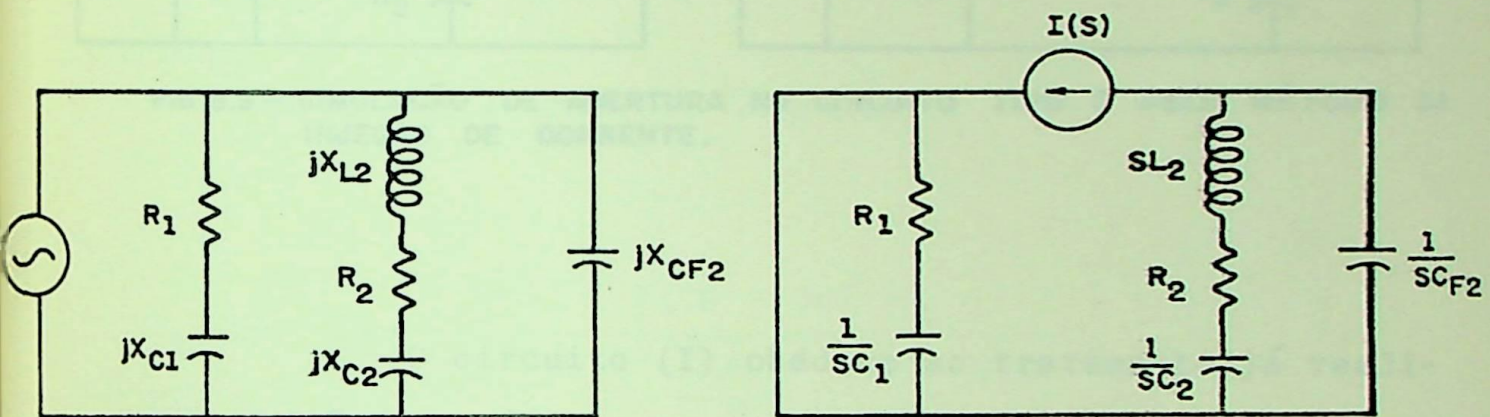
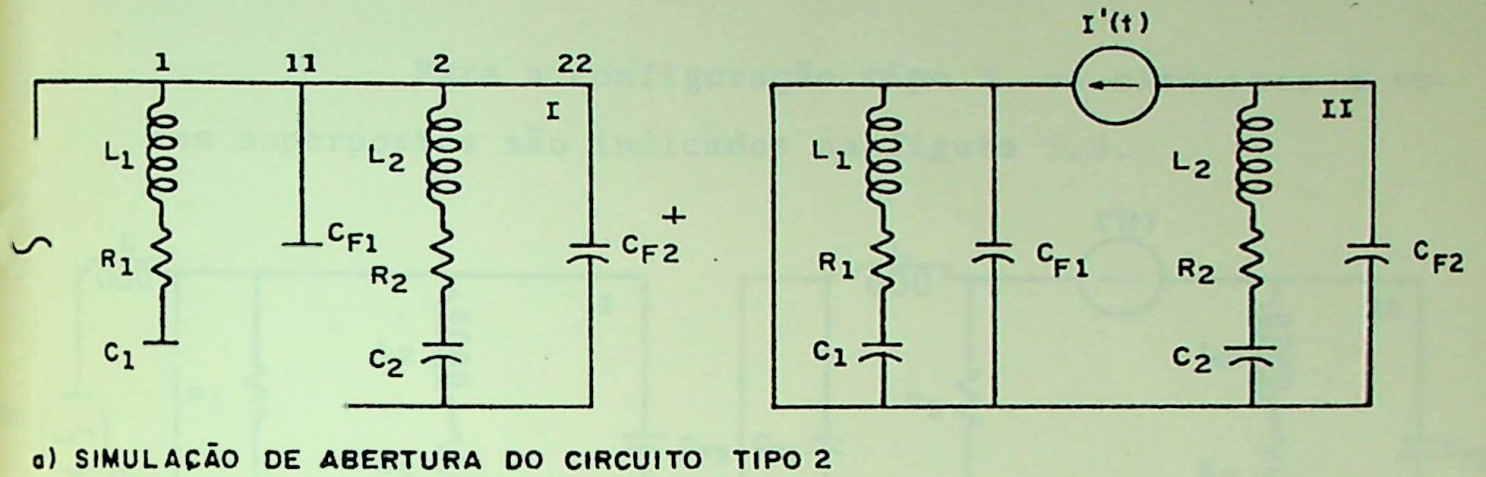


FIG. 5.8 - SIMULAÇÃO DE ABERTURA DOS CIRCUITOS 2 e 4

Por outro lado, os ramos 2 e 22 dessas configurações são idênticos aos ramos 2 e 22 da configuração tipo 1.

As correntes nesses ramos serão portanto , dadas pelas equações 5.13 e 5.14.

### 5. Análise do Circuito Tipo 3

Para a configuração tipo 3, os circuitos a serem superpostos são indicados na figura 5.9.

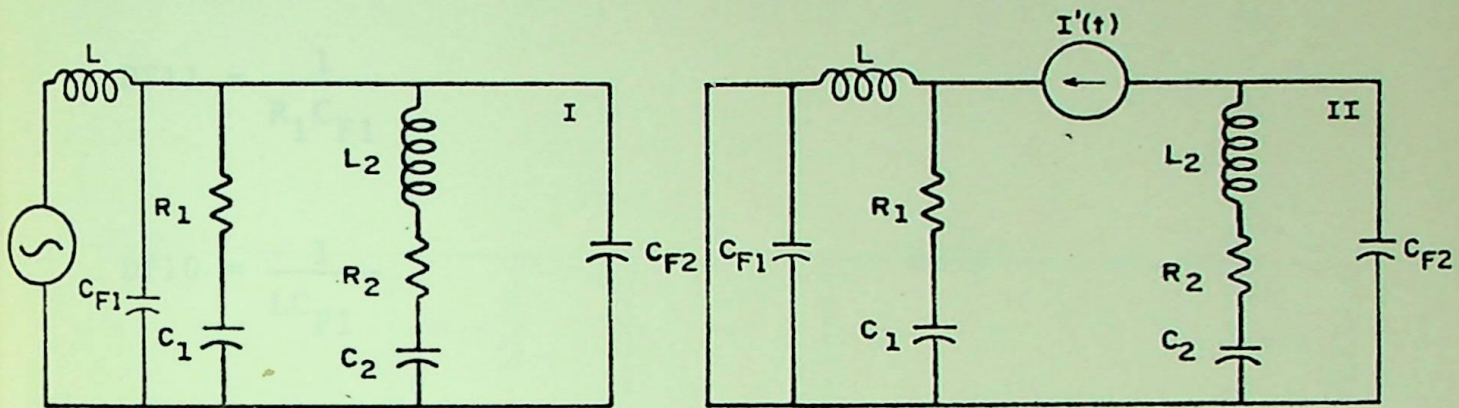


FIG 5.9 - SIMULAÇÃO DE ABERTURA NO CIRCUITO TIPO 3 PELO MÉTODO DA INJEÇÃO DE CORRENTE.

O circuito (I) obedece ao tratamento já realizado no ítem 3.1.

Os ramos 2 e 22, na análise do circuito II da figura 5.9 são os mesmos em todos os tipos de circuitos e as equações de correntes são as equações 5.13 e 5.14. A diferença de tratamento para esse circuito está fundamentalmente nos ramos 1 e 11 para os quais tem-se:

$$[S + DT1] i_{1a}(S) = DT11 i_{2a}(S) \quad (5.25)$$

$$S^2 i_{3a}(S) = DT10 i_{2a}(S) \quad (5.26)$$

$$\frac{DK25 - DK1}{S^2 + \omega^2} = i_{1a}(S) + i_{2a}(S) + i_{3a}(S) \quad (5.27)$$

Sendo:

$$DT1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$

$$DT11 = \frac{1}{R_1 C_{F1}}$$

$$DT10 = \frac{1}{LC_{F1}}$$

e dessa forma, a corrente no banco  $C_1$  será:

$$i_{1a}(S) = \frac{DT11 [ DK2S - DK1 ]}{S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12} \quad (5.28)$$

A corrente no capacitor de fuga  $C_{F1}$  será:

$$i_{2a}(S) = \frac{DK2S^4 + (DK2 \cdot DT1 - DK1)S^3 - DK1 \cdot DT1S^2}{S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12} \quad (5.29)$$

A corrente no indutor da fonte será:

$$i_{3a}(S) = \frac{DT10 [ DK2S^2 + (DK2 \cdot DT1 - DK1)S - DK1 \cdot DT1 ]}{S^5 + DK8S^4 + DK9S^3 + DK10S^2 + DK11S + DK12} \quad (5.30)$$

### 6. Análise do Circuito Tipo 5

Para a configuração tipo 5, os circuitos a serem superpostos são indicados na figura 5.10.

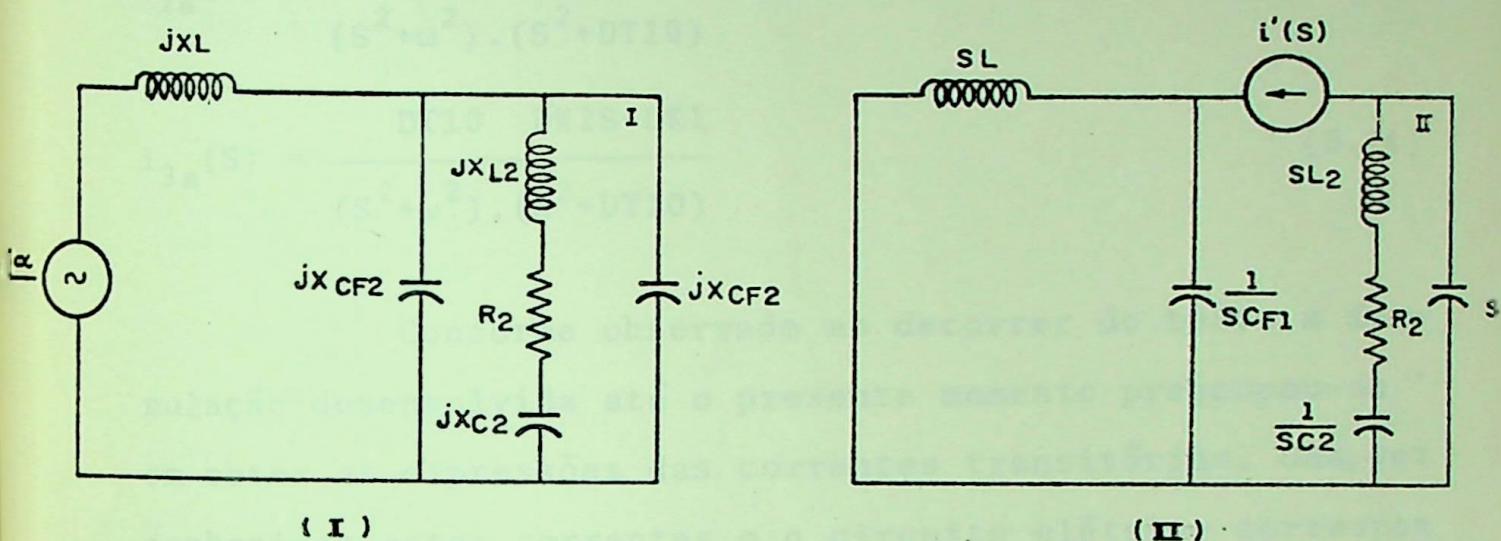


FIG. 5.10 — SIMULAÇÃO DE ABERTURA NO CIRCUITO TIPO 5 PELO MÉTODO DA INJEÇÃO DE CORRENTE.

O circuito (I) obedece ao tratamento já realizado no item 31.

Os ramos 2 e 22, na análise do circuito II são os mesmos em todos os tipos de circuitos e as equações de correntes são as equações 5.13 e 5.14. A diferença de tratamento está fundamentalmente nos ramos 1 e 11, para os quais tem-se que:

$$i_{3a}(s) \cdot s^2 = DT10 i_{2a}(s) \quad (5.31)$$

sendo:

$$i_{3a}(S) + i_{2a}(S) = \frac{DK2S - DK1}{S^2 + \omega^2} = i'(S) \quad (5.32)$$

e dessa forma

$$i_{2a}(S) = \frac{DK2S^2 - DK1S^2}{(S^2 + \omega^2) \cdot (S^2 + DT10)} \quad (5.33)$$

$$i_{3a}(S) = \frac{DT10 \quad DK2S - DK1}{(S^2 + \omega^2) \cdot (S^2 + DT10)} \quad (5.34)$$

Conforme observado no decorrer do texto a formulação desenvolvida até o presente momento preocupou-se em obter as expressões das correntes transitórias. Uma vez conhecidas estas correntes e o circuito elétrico correspondente, todas as tensões desejadas poderão ser facilmente equacionadas. No item que se segue, determinar-se-ã as tensões transitórias.

### 7. Cálculo da Tensão nos Terminais dos Elementos.

As tensões nos terminais dos elementos são dadas pelas seguintes equações:

#### a. Tensão nos Terminais dos Capacitores.

$$V_{C1}(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t I_{R1}(t) dt + V_{C1}(0) \quad (5.35)$$

$$V_{C2}(t) = \frac{1}{C_2} \int_0^t I_{R2}(t) dt + V_{C2}(0) \quad (5.36)$$

b. Tensão nos Terminais dos Indutores

$$V_L(t) = L \frac{dI_L}{dt} \quad (5.37)$$

$$V_{L1}(t) = L_1 \frac{dI_{L1}}{dt} \quad (5.38)$$

$$V_{L2}(t) = L_2 \frac{dI_{L2}}{dt} \quad (5.39)$$

c. Tensão nos Terminais dos Resistores

$$V_{R1}(t) = R_1 I_{R1}(t) \quad (5.40)$$

$$V_{R2}(t) = R_2 I_{R2}(t) \quad (5.41)$$

d. Tensão nos Ramos

$$V_1(t) = V_{R1}(t) + V_{L1}(t) + V_{C1}(t) \quad (5.42)$$

$$V_2(t) = V_{R2}(t) + V_{L2}(t) + V_{C2}(t) \quad (5.43)$$

### e. Tensão nos Terminais da Chave

Para os circuitos tipos 1 a 4 a tensão nos terminais da chave será dada por:

$$V_{CH}(t) = V_1(t) - V_2(t) \quad (5.44)$$

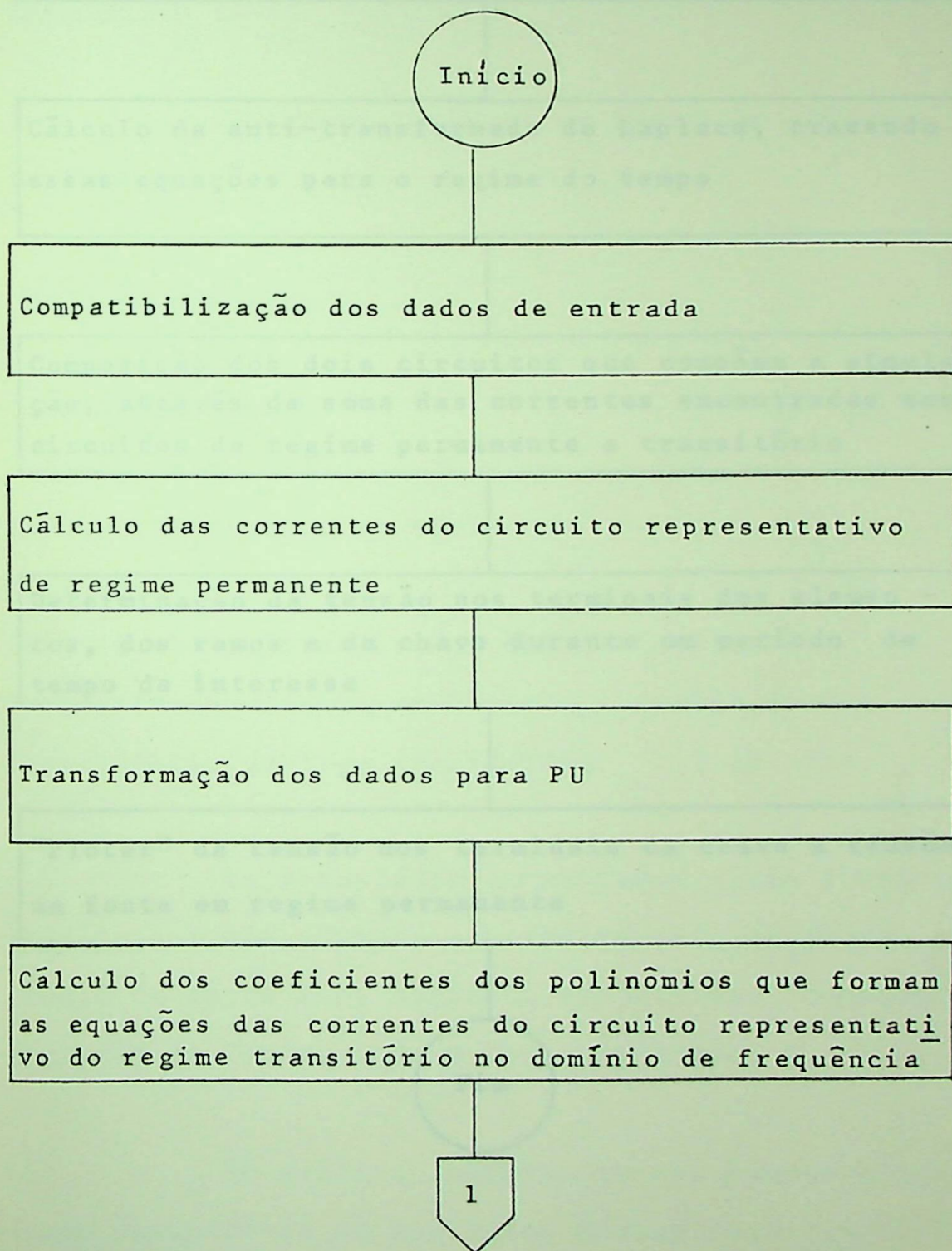
Para o circuito tipo 5 essa tensão será dada por:

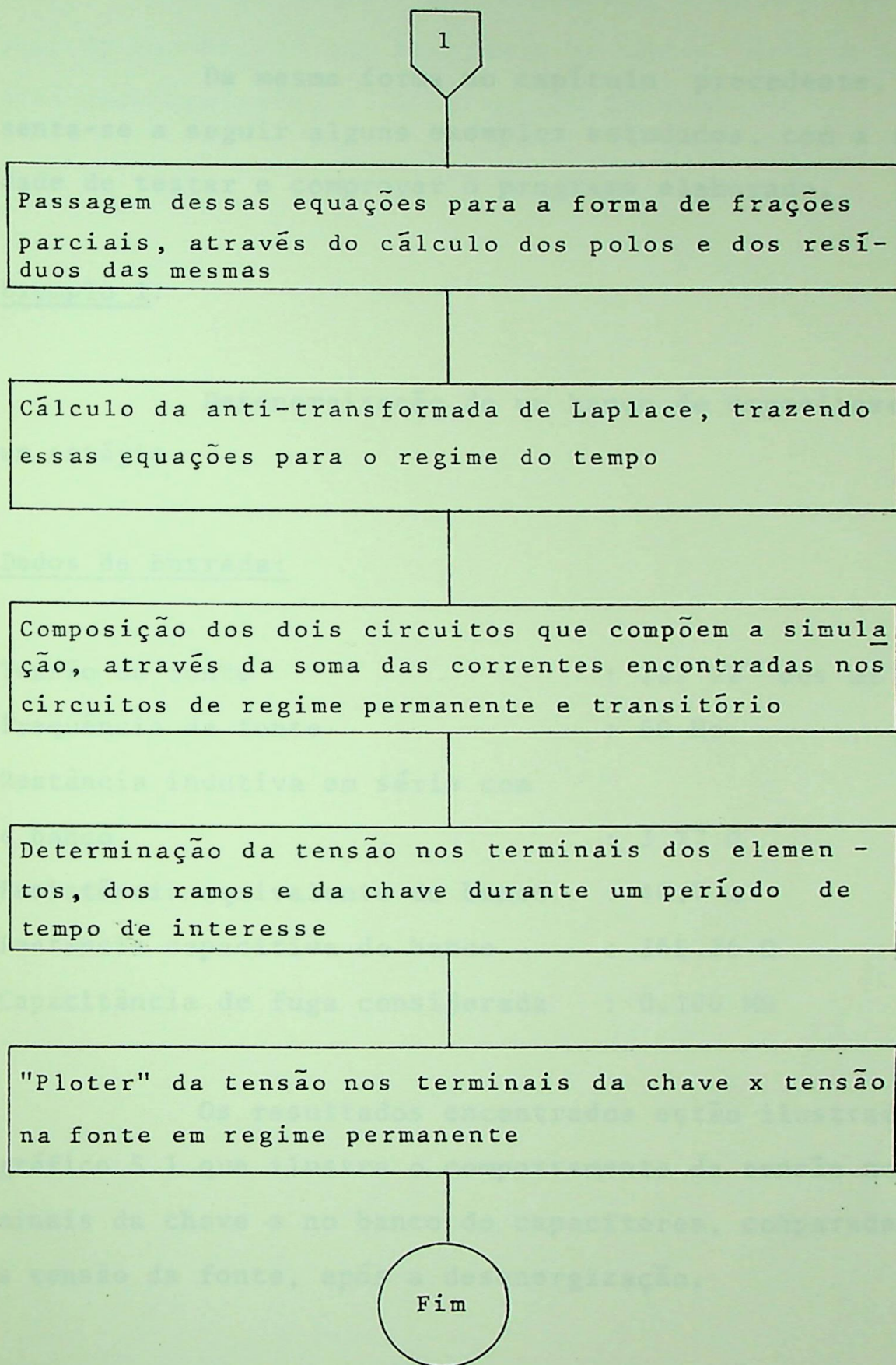
$$V_{CH}(t) = V(t) - (V_L(t) + V_2(t)) \quad (5.45)$$

### 8. Fluxograma do Estudo de Desenergização

O procedimento para o cálculo das correntes e tensões transitórias no chaveamento da abertura de banco' de capacitores, descrito nesse capítulo, é efetuado pelo programa digital, na sequência indicada no fluxograma a seguir:

Fluxograma Demonstrativo das Etapas Para o Cálculo de Simulação de Abertura, Utilizando o Método da Injeção de Corrente





## 9. Exemplos Estudados

Da mesma forma no capítulo precedente, apresenta-se a seguir alguns exemplos estudados, com a finalidade de testar e comprovar o programa elaborado.

### Exemplo 1:

Desenergização de um banco de capacitores de um estágio.

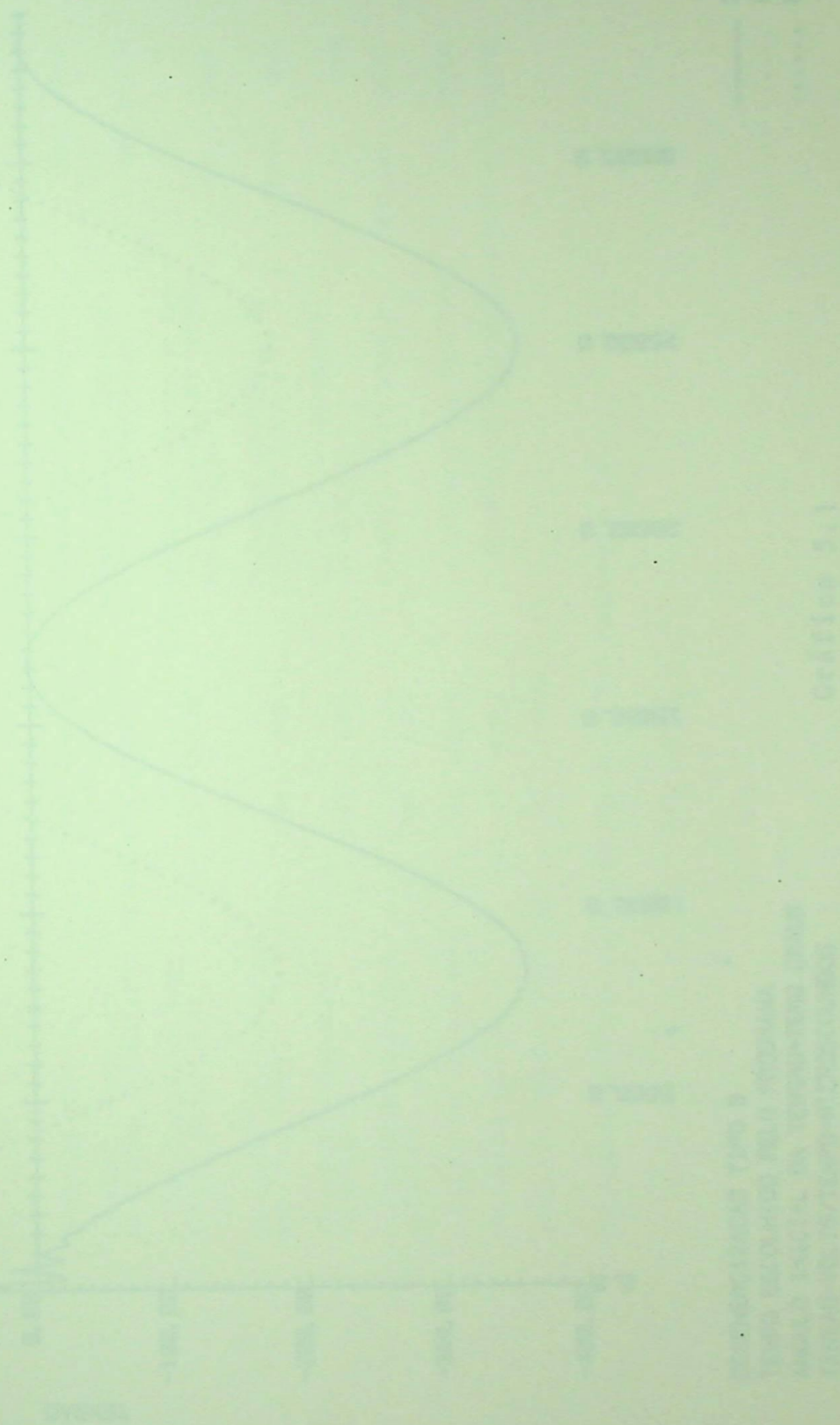
#### Dados de Entrada:

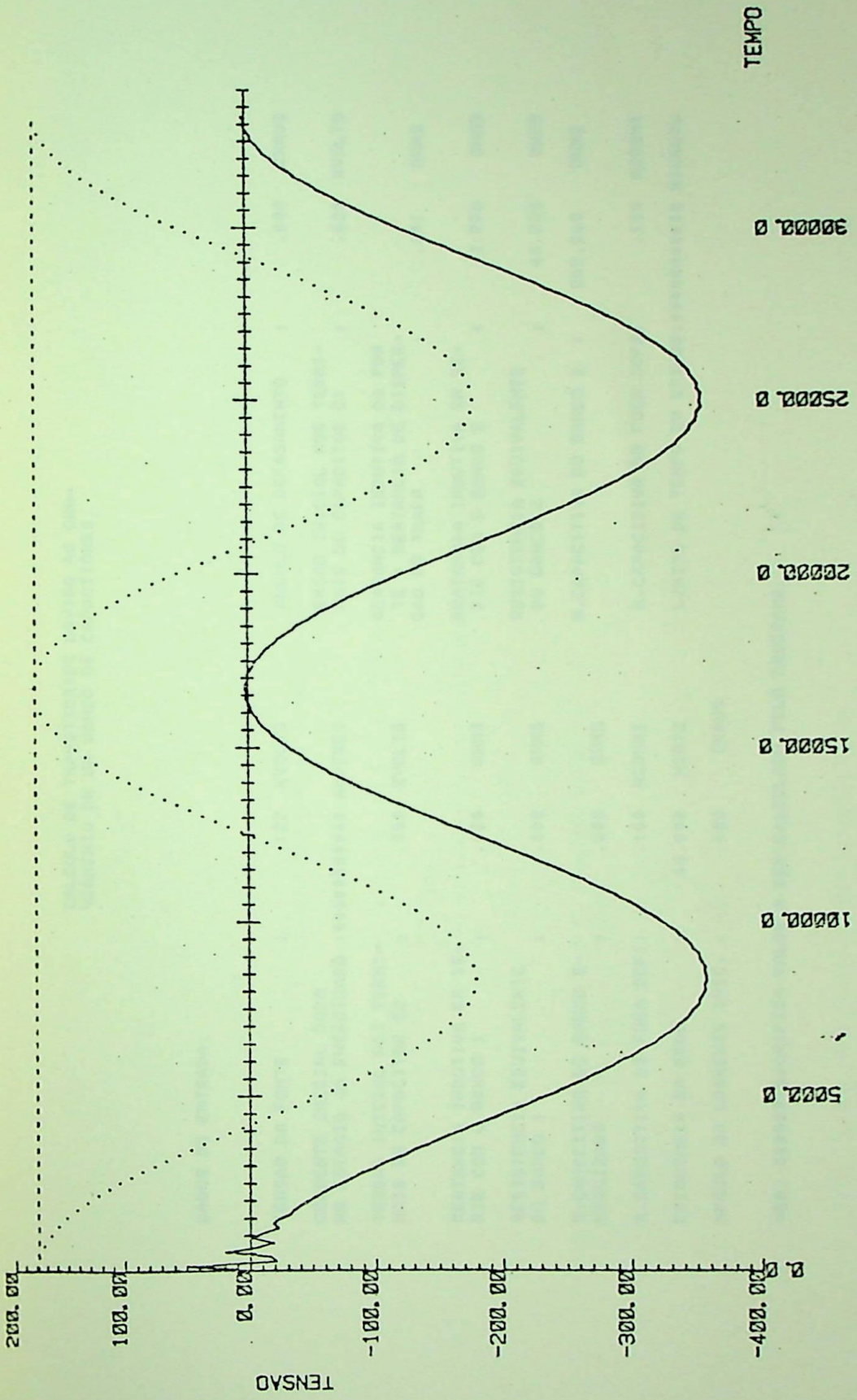
Tensão da fonte	: $127 \sqrt{2} \cos \omega t$ kV
Frequência da fonte	: 60 Hz
Reatância indutiva em série com o banco	: 3.77 $\Omega$
Resistência equivalente do banco	: 40.7 $\Omega$
Reatância capacitiva do banco	: 265.26 $\Omega$
Capacitância de fuga considerada	: 0.100 M $\Omega$

Os resultados encontrados estão ilustrados no gráfico 5.1 que ilustra o comportamento da tensão nos terminais da chave e no banco de capacitores, comparadas com a tensão da fonte, após a desenergização.

Do gráfico, observa-se que quando a tensão da fonte encontra-se no seu valor máximo negativo (1/2 ciclo após a abertura da chave), a tensão nos terminais da chave atingem seu valor máximo, que conforme indicada no trecho de listagem anexo é de -358.02 Volts.

Esse valor é aproximadamente duas vezes superior ao encontrado nos terminais da chave, quando o banco está desenergizado, e já em regime permanente.





DESENERGIZACAO TIPO 5  
 TEMPO ESCOLHIDO PELO PROGRAMA  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO=ZERO GRAUS  
 TENSÃO-VOLTS/TEMPO-MICROSEGUNDOS

Gráfico 5.1

CALCULO DE TRANSITORIOS DEVIDO AO CHAVEAMENTO DE UM BANCO DE CAPACITORES

DADOS DE ENTRADA:

TEMSAO DA FORTE	,127	KVOLTS	ANGULO DE DEFASAMENTO	,000	GRAUS
CORRENTE INICIAL DADA NO ESTAGIO JA ENERGIZADO	#####	AMPERES	TENSAO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1	,000	KVOLTS
TEMSAO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2	,000	KVOLTS	REATANCIA INDUTIVA DA FONTE + REATANCIA DE DISPERSAO DO TRAFQ	,001	OHMS
REATANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 1	,000	OHMS	REATANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 2	3.770	OHMS
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	,000	OHMS	RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 2	40.700	OHMS
R.CAPACITIVA DO BANCO ENERGIZADO	,000	OHMS	R.CAPACITIVA DO BANCO 2	265.260	OHMS
R.CAPACITIVA DE FUGA DCF1	,100	MGOHMS	R.CAPACITIVA DE FUGA DCF2	,100	MGOHMS
FREQUENCIA DA REDE	60.000	HERTZ	LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO:	#####	MICROSCG
ANGULO DA CORRENTE INIC.	,000	GRAUS			

OBS. #####-SIGNIFICA VALOR A SER CALCULADO PELO PROGRAMA.



8.266643524MILISEGUNDOS

-358.0160VOLTS,NO TEMPO1

TERSAO MAXIMA NOS TERMINAIS DA CHAVE1

VALORES DAS CORRENTES E TENSOES NUM INSTANTE T1

NAS TABELAS ABAIXO1

T -TEMPO EM MICROSEG.  
IL(T) -CORRENTE NA INDUTANCIA DA FONTE (AMPERES)  
I1(T) -CORRENTE NO RAMO 1 (AMPERES)  
I2(T) -CORRENTE NO RAMO 2 (AMPERES)  
I(T) -CORRENTE NO RAMO (AMPERES)  
IF1(T) -CORRENTE NO CAPACITOR DE FUGA 1 (AMPERES)  
IF2(T) -CORRENTE NO CAPACITOR DE FUGA 2 (AMPERES)  
VL -TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L (VOLTS)  
VL1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L1 (VOLTS)  
VL2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L2 (VOLTS)  
VR1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R1 (VOLTS)  
VR2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R2 (VOLTS)  
VC1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1 (VOLTS)  
VC2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2 (VOLTS)  
VCH -TENSÃO NOS TERMINAIS DA CHAVE (VOLTS)

% EQUACÖES DAS CORRENTES DE RAMO SÃO DADAS PELO SOMATORIO DOS TERMOS:

$$I(t) = A \cdot \exp(B \cdot t) + (C \cdot \cos(\text{ALFA} \cdot t) + D \cdot \text{SEN}(\text{ALFA} \cdot t))$$

DE N É O NÚMERO DO RAMO

IJ É O NÚMERO DO TERMO.

% VALORES DAS VARIÁVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE I1(t)=

TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	2.0000	.0000	-.0522	.3363	376.9911
2	2.0000	.0000	.0522	-.0000	4588589.0000

CORRENTE I2(t)=

TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	2.0000	.0000	-.0522	.3354	376.9910
2	2.0000	-2034.9512	.0522	-.0003	61446.5547

CORRENTE (C.FUGA)I1(t)=

TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	2.0000	.0000	-.0522	.3363	376.9911

CORRENTE (C.FUGA)I2(t)=

TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	2.0000	.0000	.0522	-.3354	376.9910
2	2.0000	-2034.9512	-.0522	.0003	61446.5547
3	2.0000	.0000	-.0522	.3363	376.9911

Exemplo 2:

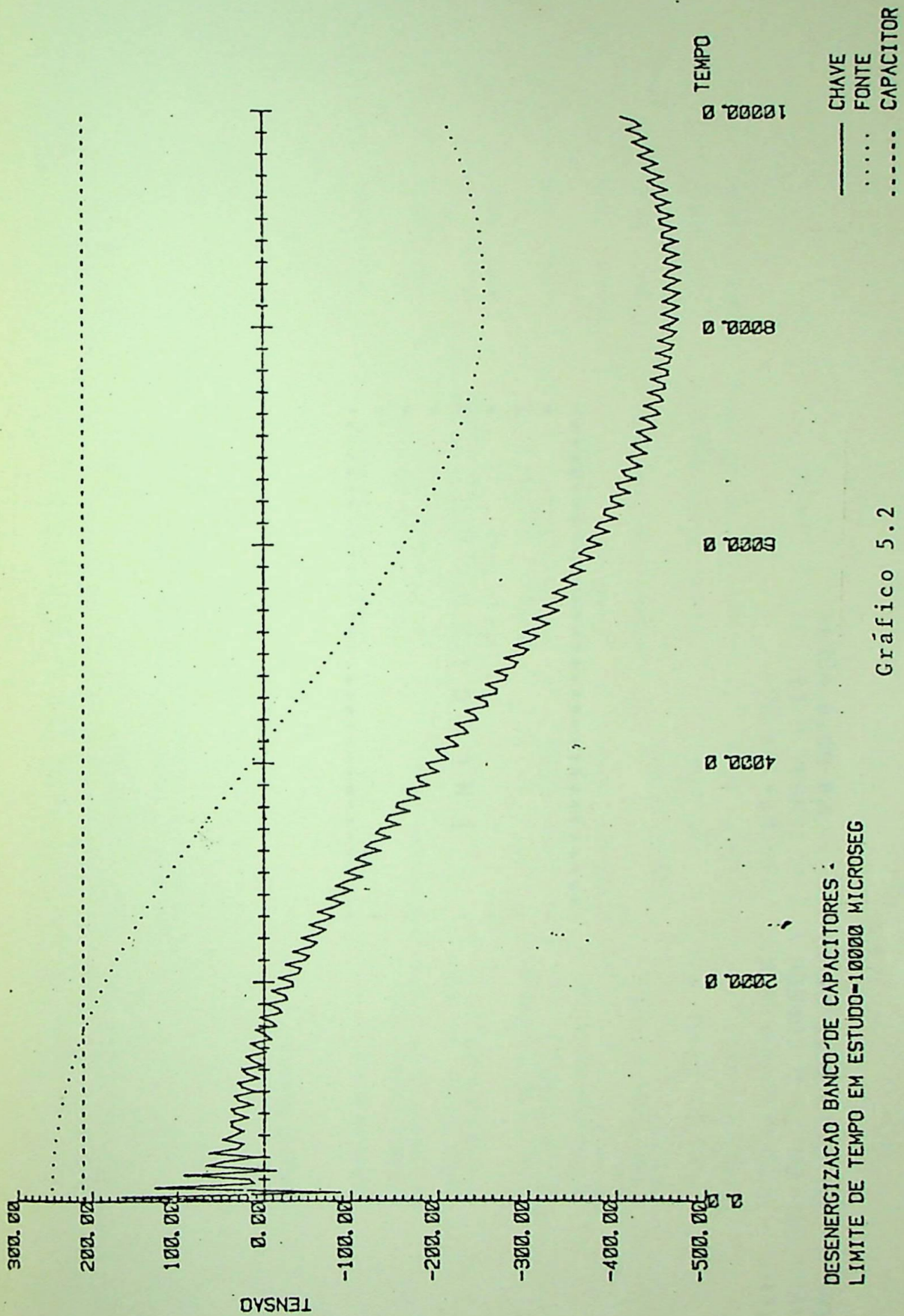
Desenergização de um estágio de um banco de capacitores de mais de um estágio.

Dados de entrada:

Tensão da fonte	: $0,179 \sqrt{2} \cos \omega t$ kV
Frequência da fonte	: 60 Hz
Reatância indutiva da fonte	: 0,014 $\Omega$
Reatância indutiva em série com o banco 1	: 3,44 $\Omega$
Reatância indutiva em serie com o banco 2	: 3,77 $\Omega$
Resistência equivalente do banco 1	: 120 $\Omega$
Resistência equivalente do banco 2	: 120 $\Omega$
Reatância capacitiva do banco 1	: 265,26 $\Omega$
Reatância capacitiva do banco 2	: 265,26 $\Omega$
Reatância capacitiva de fuga do ramo 1	: 0,1 M $\Omega$
Reatância capacitiva de fuga do ramo 2	: 0,1 M $\Omega$

Os resultados encontrados estão ilustrados no gráfico 5.2 e nos trechos de listagens anexos.

O valor máximo da tensão encontrado foi de 475,1 Volts, que é aproximadamente 1,88 vezes superior a tensão de regime permanente dos ramos. Verifica-se que o transitório de abertura ocorre num intervalo de tempo muito pequeno, e sua magnitude não alcança os valores de pico da tensão da fonte.



DESENERGIZACAO BANCO DE CAPACITORES :  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO-10000 MICROSEG

Gráfico 5.2

\*\*\*\*\*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*  
 \*\*\*\*\*

CORRENTE (A) = 126 (180) WT 61 257  
 DEFAZAMENTO ELÉTRICO A CORRENTE C DE 61,28 GRUS  
 A TENSÃO NOS TERMINAIS DE 70.6970 VOLTS

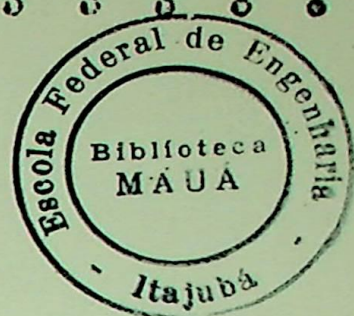


\*\*\*\*\*  
 1  
 2  
 3  
 4  
 5  
 6  
 7  
 8  
 9  
 10  
 \*\*\*\*\*

OS CEFERENTES DO CIZO VITIS LEUO SEGUINDO FORMAS  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00

o presente que passo a fazer em nome do Sr. ...

o presente que passo a fazer em nome do Sr. ...  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00  
 1.000.000,00 + 50,00



OS COEFICIENTES DOS CORRENTES DE NUNO SÃO DADOS, PELO SUBSTITUÍDO DAS EQUAÇÕES:

$10^{-1} \alpha = \frac{E_1 E_2 E_3 + I_1 + I_2 + I_3}{E_1 E_2 E_3 + I_1 + I_2 + I_3}$   
 ONDE E É O PONDÉRIO DO Eixo  
 E I É O MÓDULO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIÁVEIS PRESENTAM-SE NA TABELA SEGUINTE:

CORRENTE 1 (10 <sup>-1</sup> )					
TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	0,000	-891,4266	1,0000	1,0000	,0000
2	-0,001	-12201,4512	1,0000	1,0000	,0000
3	2,0000	,0000	,0000	-0,0000	376,9510
4	2,0000	-27,4863	,0000	-0,0000	994039,5000

CORRENTE 2 (10 <sup>-1</sup> )					
TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	2,0000	,0000	-1,0000	,3999	376,9510
2	2,0000	-8999,8999	,1833	,0155	61186,7891

CORRENTE 3 (10 <sup>-1</sup> )					
TERMO	COEFICIENTES				
	A	B	C	D	ALFA
1	-0,000	-891,4266	1,0000	1,0000	,0000
2	,0000	-12201,4512	1,0000	1,0000	,0000
3	2,0000	,0000	,0000	-0,0000	376,9510
4	2,0000	-27,4863	,1833	,0001	994039,5000

VALORES (C.F. FUROS) (10<sup>-1</sup>)

	N	D	C	D	01FO
1	2.0000	.0000	.1835	-.2999	376.9910
2	2.0000	-5099.8535	-.1830	-.0155	61196.7891
3	2.0000	.0000	-.1830	.1011	376.9911

TABLE 1. Summary of results for the three cases.

TABLE 2. Summary of results for the three cases.

TABLE 3. Summary of results for the three cases.

TABLE 4. Summary of results for the three cases.

TABLE 5. Summary of results for the three cases.

TABLE 6. Summary of results for the three cases.

TABLE 7. Summary of results for the three cases.

TABLE 8. Summary of results for the three cases.

TABLE 9. Summary of results for the three cases.

TABLE 10. Summary of results for the three cases.

TABLE 11. Summary of results for the three cases.

TABLE 12. Summary of results for the three cases.

TABLE 13. Summary of results for the three cases.

TABLE 14. Summary of results for the three cases.

TABLE 15. Summary of results for the three cases.

TABLE 16. Summary of results for the three cases.

TABLE 17. Summary of results for the three cases.

TENSÃO MÁXIMA NOS TERMINAIS DA CHAVE: -475.403VOLT3, NO TEMPO: 8.4399022162MILISEGUNDOS

VALORES DAS CORRENTES E TENSÕES NUM INÍMITE T:

NAS TABELAS ABAIXO:

T - TEMPO EM MICROSEG.  
ILC1) -CORRENTE NA INDUTANCIA DA FONTE (AMPERES)  
I1C1) -CORRENTE NO RAMO 1 (AMPERES)  
I2C1) -CORRENTE NO RAMO 2 (AMPERES)  
IC1) -CORRENTE NO RAMO 3 (AMPERES)  
IF1C1) -CORRENTE NO CAPACITOR DE FUSA 1 (AMPERES)  
IF2C1) -CORRENTE NO CAPACITOR DE FUSA 2 (AMPERES)  
VL1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L1 (VOLTS)  
VL2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO INDUTOR L2 (VOLTS)  
VR1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R1 (VOLTS)  
VR2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO RESISTOR R2 (VOLTS)  
VC1 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1 (VOLTS)  
VC2 -TENSÃO NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2 (VOLTS)  
VCH -TENSÃO NOS TERMINAIS DA CHAVE (VOLTS)

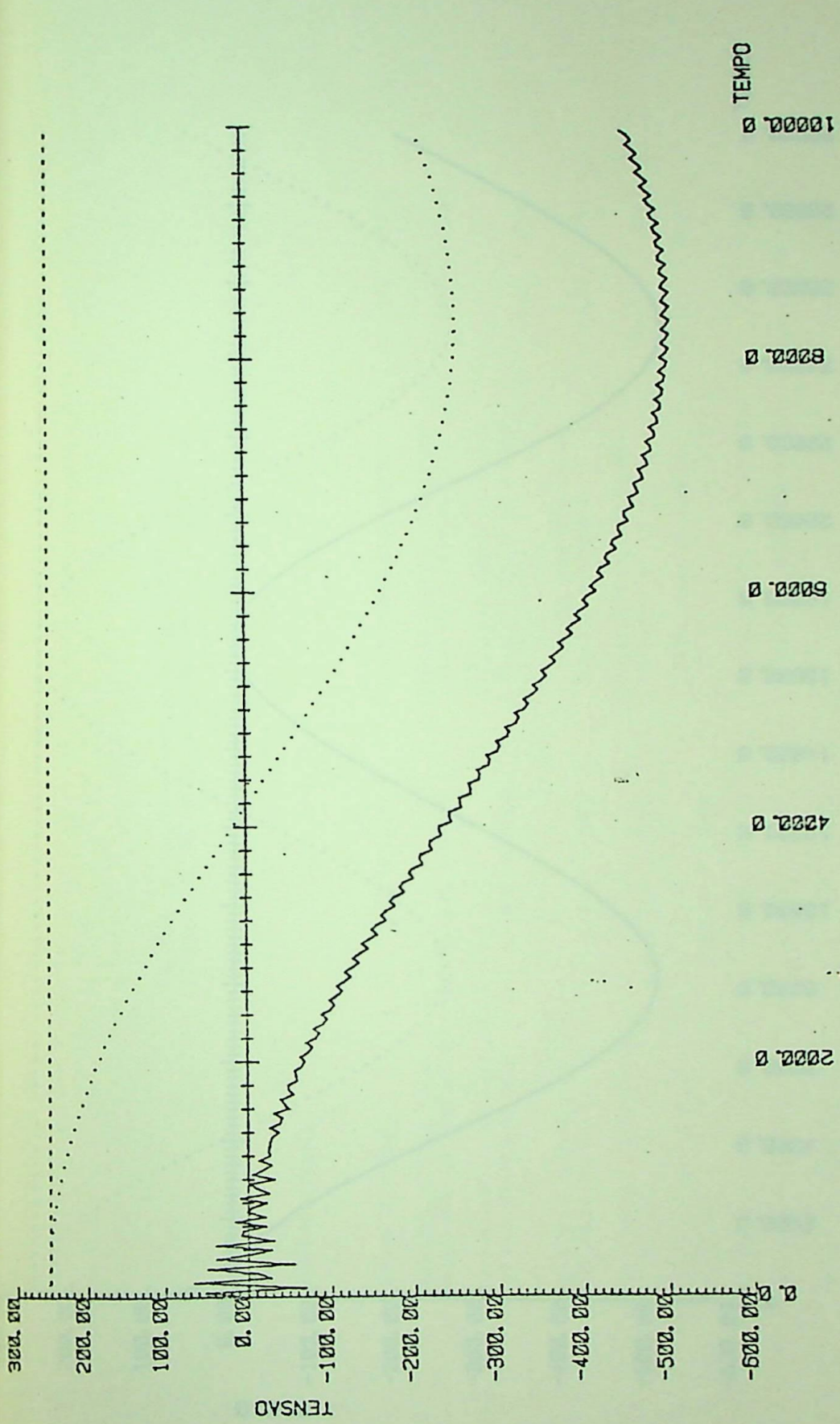
Exemplo 3:

Supondo agora que no exemplo anterior o valor das resistências sejam trocados para:

- resistência equivalente do ramo 1 :  $40,7 \Omega$
- resistência equivalente do ramo 2 :  $41,0 \Omega$

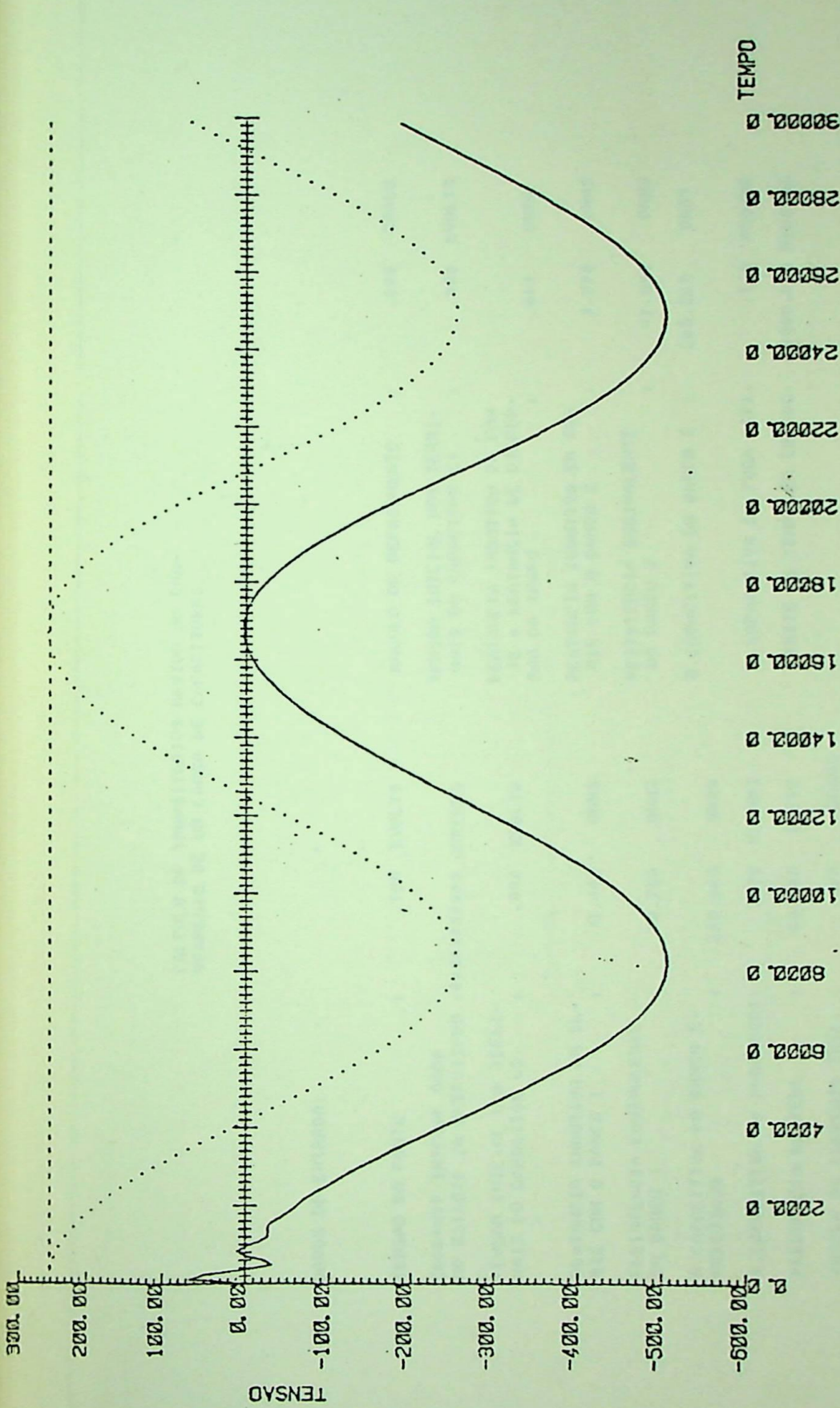
obtem-se os resultados ilustrados nos gráficos 5.1a e 5.1b, bem como nos trechos de listagem em anexo.

Observa-se, que nesse caso, a tensão máxima nos terminais da chave alcançam um valor de 510,2 Volts, que é aproximadamente duas vezes o valor de regime permanente dos ramos.



DEENERGIZACAO BANCO DE CAPACITORES  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO-ZERO GRAUS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=10000 MICROSEG

Gráfico 5.3a



DESENERGIZACAO BANCO DE CAPACITORES  
 ANGULO INICIAL DA TENSÃO=ZERO GRAUS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=3000.0 MICROSEG

CALCULO DE TRANSITORIOS DEVIDO AO CHAVAMENTO DE UM BANCO DE CAPACITORES

DADOS DE ENTRADA:

TENSÃO DA FONTE	: .130 KVOLTS	ÂNGULO DE DEFASAMENTO	: .000 GRAUS
CORRENTE INICIAL DADA NO ESTADO JA ESTABILIZADO	XXXXXXXXXXXX AMPERES	TENSÃO INICIAL DOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1	: .000 KVOLTS
TENSÃO INICIAL DOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2	: .000 KVOLTS	REACTANCIA INDUTIVA DO BANCO 1	: 3.770 OHMS
REACTANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 1	: 40.700 OHMS	RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	: 41.000 OHMS
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	: 40.700 OHMS	R. CAPACITIVA DO BANCO 1	: 265.260 OHMS
R. CAPACITIVA DO BANCO 1	: 265.260 OHMS	R. CAPACITIVA DE FUGA CCF1	: .100 MCOHMS
R. CAPACITIVA DE FUGA CCF1	: .100 MCOHMS	FREQUENCIA DA REDE	: 60.000 HERTZ
FREQUENCIA DA REDE	: 60.000 HERTZ	ÂNGULO DA CORRENTE INIC.	: .000 GRAUS
ÂNGULO DA CORRENTE INIC.	: .000 GRAUS	LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO	: 10000.000 MICROSC

Obs. XXXXX-SIGNIFICA VALOR A SER CALCULADO PELO PROGRAMA.



AS EQUACOES DAS CORRENTES DE NANO SAO DADAS PELO SOMATORIO DOS TERMOS I  
 $I(NKT) = A * EXP(B * T) + (C * COS(ALFA * T) + D * SEN(ALFA * T))$

ONDE N E O NUMERO DO NANO  
 E I J E O NUMERO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIÁVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE I1(T) =

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	A	B'	C	D	
1	2,0000	,0000	,0000	,0000	376,9910
2	2,0000	-2220,8413	-,0003	-,0006	2445,6411
3	2,0000	-9,3242	,0003	-,0000	994089,7500

CORRENTE I2(T) =

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	A	B	C	D	
1	2,0000	,0000	-,0743	-,4741	376,9910
2	2,0000	-2049,9007	,0743	-,0004	61446,0625

CORRENTE (C.FUGA)I1(T) =

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	A	B	C	D	
1	2,0000	,0000	,0000	-,0000	376,9910
2	2,0000	-2220,8413	,0000	-,0000	2445,6411
3	2,0000	-9,3242	-,0743	,0002	994089,7500

CORRENTE (C.FUGA)I2(T) =

TERMO	COEFICIENTES				ALFA
	A	B	C	D	
1	2,0000	,0000	,0000	-,0000	376,9910
2	2,0000	-2220,8413	,0000	-,0000	2445,6411
3	2,0000	-9,3242	-,0743	,0002	994089,7500

INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE

DE LOS DATOS

- I - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- II - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- III - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- IV - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- V - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- VI - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- VII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- VIII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- IX - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- X - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XI - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XIII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XIV - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XV - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XVI - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XVII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XVIII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XIX - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XX - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXI - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXIII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXIV - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXV - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXVI - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXVII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXVIII - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXIX - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE
- XXX - INDICACIONES PARA LA CONSTRUCCION DE LA TABLA DE

## 10. CONCLUSÕES.

O método de estudo do transitório de abertura de bancos de capacitores foi aqui desenvolvido, utilizando o método da injeção de corrente, cujas vantagens já foram mencionadas no início desse capítulo. O fenômeno da energização poderia também ser analisado com base em princípios semelhantes, entretanto, optou-se pelo método clássico apenas com o objetivo de ilustrar as duas metodologias.

Novamente, os diferentes tipos de circuitos compreendem os mais diversos arranjos empregados para os bancos de capacitores e suas correspondentes realidades físicas. Embora tenham sido analisadas situações teóricas, os casos estudados mostraram resultados compatíveis com as respostas transitórias esperadas. A validade dos resultados é comprovada através da comparação com o estabelecido pela literatura clássica, bem como por algumas experiências realizadas no laboratório da EFEI, e que são descritas no capítulo VII.

## CAPÍTULO VI

### DESCRIÇÃO DO PROGRAMA PARA COMPUTADOR DIGITAL DESENVOLVIDO

#### 1. INTRODUÇÃO

Nesse capítulo pretende-se apresentar os principais passos seguidos na elaboração do programa para computador digital obtido a partir da teoria desenvolvida nos capítulos precedentes.

O computador utilizado nesse trabalho foi o HP 3000 da EFEI que possui as seguintes características:

Kilobytes de memória

8 dígitos significativos em precisão simples.

16 dígitos significativos em precisão dupla.

O programa elaborado consta de 4636 instruções, sendo fartamente documentado através de comentários de forma a facilitar alterações ou acréscimos. É formado por um programa principal e dezenove subrotinas e objetivou estudar os efeitos transitórios relativos a energização ou a desenergização de banco de capacitores com um ou mais estágios, e que podem ser representados através de cinco modelagens diferentes. Essas modelagens permitem conectar os bancos de capacitores diretamente ao barramento, ou através de um transformador, sem no entanto levar em conta os fenômenos de ferroressonância que possam eventualmente ocorrer.

## 2. DESCRIÇÃO DO PROGRAMA

Descreve-se a seguir, sucintamente, as etapas que formam a lógica do programa:

- a - Leitura, impressão e compatibilização dos dados de entrada.
- b - Verificação do tipo de estudo a ser efetuado: energização ou desenergização, bem como o tipo de modelagem a que pertence o circuito.
- c - Caso não tenham sido fornecidos os valores iniciais de correntes e tensões, é efetuado o cálculo das condições iniciais.
- d - Conversão dos dados de entrada para valores por unidade.
- e - Cálculo dos coeficientes de cada um dos termos que formam as equações de corrente no domínio de frequência.

Cada termo de equação é calculado e analisado isoladamente.

Calcula-se também as raízes do polinômio denominador e os resíduos que possibilitarão a passagem do termo em análise à forma de frações parciais.

Esse passo é repetido tantas vezes quantos ter

mos existirem nas equações das correntes no domínio da frequência.

- f - Após todos os termos terem sido calculados, verifica-se caso não tenha sido fornecido nos dados de entrada o tempo da análise do fenômeno de chaveamento, da seguinte forma:

Na energização:

Verifica-se qual a maior e a menor frequência das componentes transitórias, para através delas determinar o tempo de análise e os incrementos de tempo para o cálculo dos valores instantâneos.

Na desenergização:

O programa assume como tempo de análise dois ciclos da frequência do sistema.

O incremento de tempo é fornecido por:

$$\Delta T = \frac{\text{Período de tempo em estudo}}{250} \quad (\text{microsegundos})$$

- g - Retorno dos valores em PU para valores reais.

- h - De posse das equações das correntes no domínio da frequência sob a forma de frações parciais, do período de tempo em estudo, e do valor de incremento do tempo já em valores reais, o programa transforma essas equações

para o domínio do tempo, calculando os valores instantâneos das correntes nos ramos e tensões nos terminais de cada elemento a cada intervalo de tempo.

A corrente instantânea em cada ramo é calculada através da seguinte equação:

$$I_k(t) = \sum_{i=1}^n A e^{-b_i t} (C_i \cos \alpha_i t - d_i \sin \alpha_i t) \quad (6.1)$$

Onde

K - é o índice indicativo do ramo para o qual a corrente está sendo calculada.

n - é o número de raízes da equação da corrente (no domínio da frequência) do ramo K.

A - cte que assume os seguintes valores:

A=1 para raízes reais

A=2 para os pares complexos

b - parte real da raiz i-ésima do polinômio em estudo.

c - parte real do resíduo i-ésimo desse polinômio.

$\alpha$  - parte complexa da raiz i-ésima.

d - parte complexa do resíduo i-ésimo.

E a tensão nos terminais dos elementos calculada através da formulas clássicas:

$$V_{R_K}(t) = R \cdot I_k(t)$$

$$V_{L_K}(t) = L \cdot \frac{dI_k(t)}{dt}$$

$$V_{C_K}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_K(t) dt + V_{C_K}(0)$$

A diferença de potencial nos ramos será:

$$V_{R_K}(t) = V_{R_K}(t) + V_{L_K}(t) + V_{C_K}(t)$$

e a diferença de potencial nos terminais da chave será:

$$V_{CH}(t) = V_{R_1}(t) - V_{R_2}(t)$$

ou, caso o circuito seja do tipo 5, isto é, só possua um ramo,

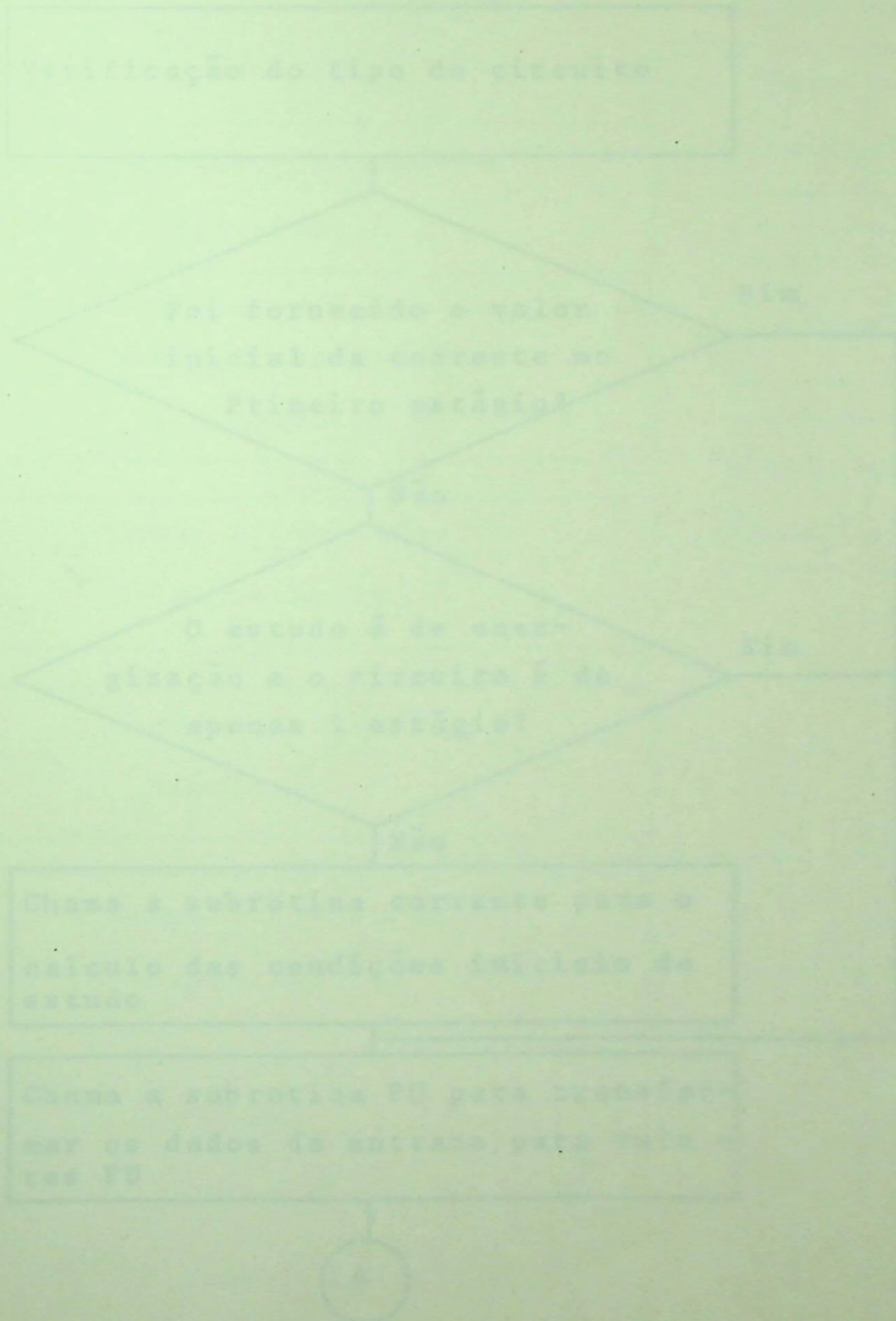
$$V_{CH}(t) = V_{L_F}(t) - V_{R_2}(t)$$

onde

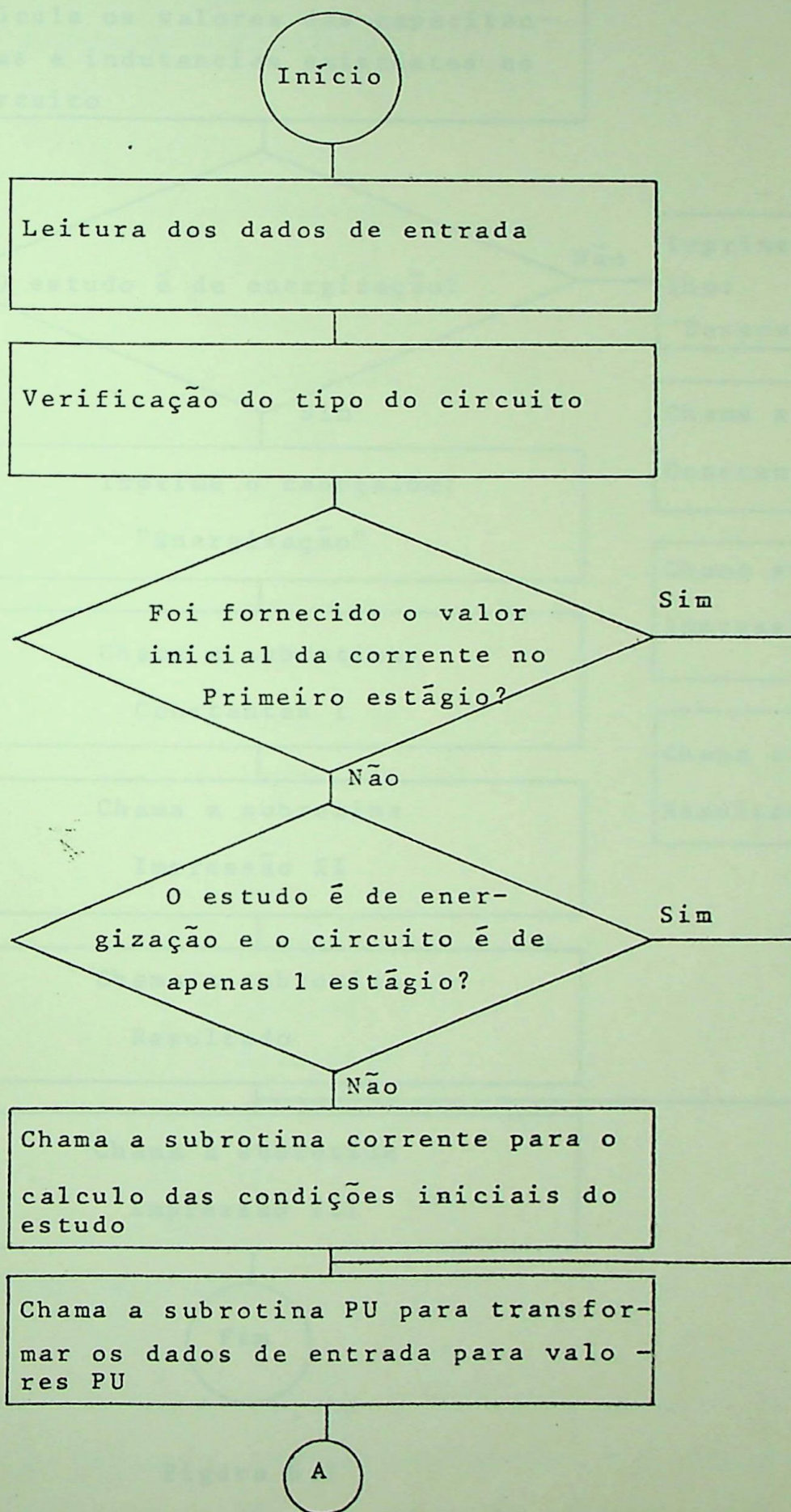
$V_{L_F}(t)$  é a tensão após a impedância da fonte.

i - São impressas tabelas contendo os valores instantâneos das correntes e tensões, calculados no item anterior. É preparado também um arquivo em disco para a utilização do programa RPLOT que imprime as curvas representativas do estudo.

Esse programa imprime curvas do comportamento da corrente no estudo da energização e do comportamento da tensão no estudo da desenergização.



Um fluxograma resumindo a sequência lógica do programa é apresentado na figura 6.1 a seguir:



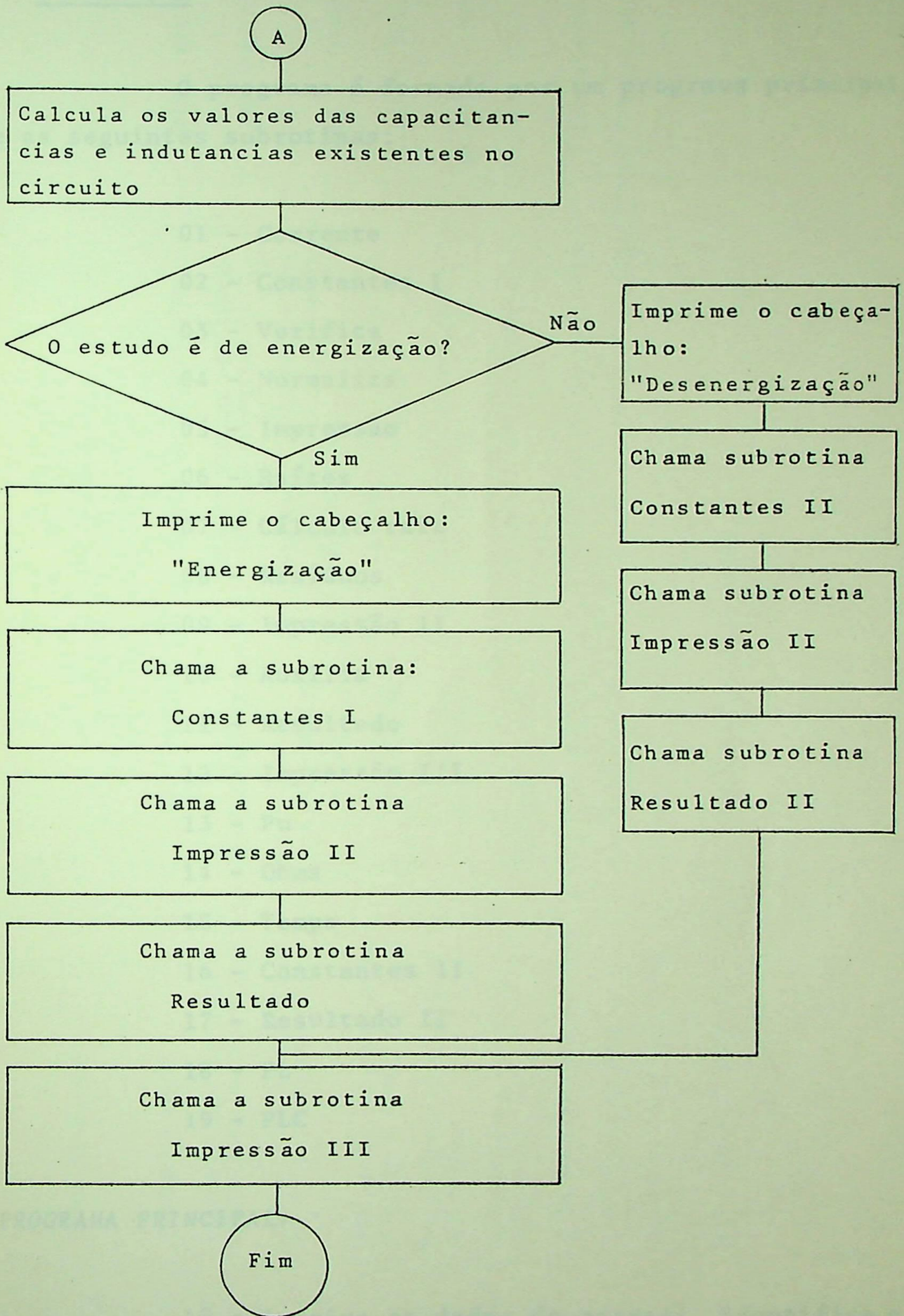


Figura 6.1

### 3. SUBROTINAS QUE COMPOEM O PROGRAMA - ENUMERAÇÃO E BREVE EXPLANAÇÃO

O programa é formado por um programa principal e as seguintes subrotinas:

- 01 - Corrente
- 02 - Constantes I
- 03 - Verifica
- 04 - Normaliza
- 05 - Impressão
- 06 - Raízes
- 07 - Cálculo raiz
- 08 - Resíduos
- 09 - Impressão II
- 10 - Auxilia
- 11 - Resultado
- 12 - Impressão III
- 13 - Pu
- 14 - Ohms
- 15 - Tempo
- 16 - Constantes II
- 17 - Resultado II
- 18 - PL
- 19 - PLC

#### PROGRAMA PRINCIPAL:

Lê e imprime os dados de entrada, identifica o tipo de circuito, inicializa variáveis e orienta o processamento. A impressão dos dados de entrada está ilustrado na fig. 6.2.

CÁLCULO DE TRANSITORIOS DEVIDO AO CHAVEAMENTO DE UM BANCO DE CAPACITORES

DADOS DE ENTRADA:

TENSÃO DA FONTE	: .050	KVOLTS	ANGULO DE DEFASAMENTO	: .000	GRAUS
CORRENTE INICIAL DADA NO ESTÁGIO JA ENERGIZADO	: #####	AMPERES	TENSÃO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1	: .000	KVOLTS
TENSÃO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2	: .000	KVOLTS	REACTANCIA INDUTIVA DA FONTE + REACTANCIA DE DISPERSÃO DO TRAFÓ	: .014	OHMS
REACTANCIA INDUTIVA EM SÉRIE COM O BANCO 1	: 3.770	OHMS	REACTANCIA INDUTIVA EM SÉRIE COM O BANCO 2	: 3.065	OHMS
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	: 40.200	OHMS	RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 2	: 40.600	OHMS
R.CAPACITIVA DO BANCO ENERGIZADO	: 265.260	OHMS	R.CAPACITIVA DO BANCO 2	: 265.260	OHMS
R.CAPACITIVA DE FUGA DCF1:	: 1.000	MGOHMS	R.CAPACITIVA DE FUGA DCF2:	: 1.000	MGOHMS
FREQUENCIA DA REDE	: 60.000	HERTZ	LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO:	: 30000.000	MICROSEG
ANGULO DA CORRENTE INIC.	: 8.130	GRAUS			

OBS. #####-SIGNIFICA VALOR A SER CALCULADO PELO PROGRAMA.

### 01. Subrotina Corrente

Calcula o valor da corrente que circula no estágio já energizado, no estudo de energização de bancos com mais de um estágio. No estudo de abertura calcula todas as correntes do circuito no instante  $t_0$ . Calcula ainda a tensão nos terminais dos capacitores no instante inicial e os ângulos de defasamento. Imprime se solicitado, os resultados obtidos, conforme ilustrado na figura 6.3.

### 02. Subrotina Constantes I.

Calcula os coeficientes dos termos das equações das correntes nos ramos 1 e 2 do circuito no domínio da frequência. Esse cálculo é feito baseado nas modelagens apresentadas no capítulo IV. Ainda no decorrer dessa subrotina, são impressos os resultados intermediários, calculadas as raízes dos polinômios denominadores e os resíduos para a obtenção das equações na forma de frações parciais. São calculados também os coeficientes das antitransformadas, além do intervalo de tempo a ser analisado.

### 03. Subrotina Verifica

Analisa os polinômios numeradores e denominadores de cada termo, calculados pela subrotina constantes. Torna zero os coeficientes cujo valor seja igual ou inferior a  $10^{-16}$  ajustando o grau do polinômio, caso o coeficiente de mais alto grau calculado seja zero.

#### 04. Subrotina Normaliza

Normaliza os polinômios numerador e denominador de cada termo da expressão das correntes no regime da frequência.

#### 05. Subrotina Impressão

Imprime os valores dos coeficientes dos polinômios numeradores e denominadores das correntes  $i_1(S)$  e  $i_2(S)$ , antes e após a normalização, quando for solicitado. Esse resultado intermediário está em valores Pu, conforme ilustrado na figura 6.4.

#### 06. Subrotina Raízes

Analisa o polinômio cujas raízes devem ser encontradas. Imprime, se solicitado, a ordem e os coeficientes do polinômio, além das raízes calculadas, separadas em raízes reais e pares complexos. (figura 6.5)

#### 07. Subrotina Calculo Raiz

Calcula raízes dos polinômios até o décimo quinto grau.

#### 08. Subrotina Resíduos

Determina os resíduos nas raízes de uma função racional em  $s$ .

OS COEFICIENTES DA CORRENTE I I-S SAO:

1 POLINOMIO:

NUMERADOR:	DENOMINADOR:
DA 1 1= - .0010151835	DB 1 1= 2720.2144702913
DA 2 1= - .0002996402	DB 2 1= 828.5958274883
DA 3 1= - .0000351669	DB 3 1= 2970.6519133056
DA 4 1= - .0000018684	DB 4 1= 839.3216770132
	DB 5 1= 258.8679751265
	DB 6 1= 10.7258495249
	DB 7 1= .4505321121

APOS A NORMALIZACAO, TEMOS:

1 POLINOMIO:

NUMERADOR:	DENOMINADOR:
DA 1 1= 543.3339264214	DB 1 1= 6037.7815411292.
DA 2 1= 160.3697464835	DB 2 1= 1839.1493196232
DA 3 1= 18.8215962715	DB 3 1= 6611.4086723759
DA 4 1= 1.0000000000	DB 4 1= 1862.9563896104
	DB 5 1= 574.6271312466
	DB 6 1= 23.8070699872
	DB 7 1= 1.0000000000

Figura 6.4 -



ORDEN DO SISTEMA = 6 POLINOMIO DENOMINADOR = 1

OS COEFICIENTES DO POLINOMIO SAO:

.603200+04 .183910+04 .661140+04 .186300+04 .574630+03

.238070+02 .100000+01

AS RAIZES DO POLINOMIO 1 SAO:

.137710-07 + .100000+01j  
 .137710-07 + -.100000+01j  
 -.160280+01 + -.310140+01j  
 -.160280+01 + .310140+01j  
 -.103000+02 + .197310+02j  
 -.103000+02 + .197310+02j

ESSE POLINOMIO POSSE 6 RAIZES REAIS  
 E 3 PARES DE RAIZES COMPLEXAS.

O CONJUNTO CONTEENDO UMA PAIZ DE  
 CADA PAR CONJUGADO E:

.137709E-07 J-1.00000  
 -1.00281 J 3.10140  
 -10.3007 J 19.7305

Figura 6.5 -

09. Subrotina PL

Calcula o valor de um polinômio para argumentos reais.

10. Subrotina PLC

Calcula o valor de um polinômio para argumentos complexos.

11. Subrotina Impressão II

Imprime uma tabela contendo os coeficientes dos termos exponenciais e trigonométricos das funções de transferências. Através desses valores é possível formar as equações das correntes e tensões transitórias em estudo. Um exemplo é ilustrado na figura 6.6.

12. Subrotina Auxíliã

É uma subrotina administradora, cuja função é chamar as subrotinas:

Verifica  
Impressão I  
Normaliza  
Raízes  
Resíduos

$$I(t) = A + B \cdot t + (C + t \cdot D) \cdot e^{-\alpha t} + E \cdot t^2 + F \cdot t + G$$

ONDE H É O NÚMERO DO LAÇO  
E T É O NÚMERO DO TERMO.

OS VALORES DAS VARIÁVEIS ENCONTRAM-SE NA TABELA ABAIXO:

CORRENTE I(t) =

TERMO	COEFICIENTES						ALFA
	A	B	C	D	E	F	
1	2,0000		,0000		,0022		376,9911
2	2,0000		-604,2467			,0635	1169,2014
3	2,0000		-3883,2793		,0019	,0044	7438,2354
4	2,0000		-604,2467		,1377	,3818	1169,2014
5	2,0000		-3883,2793		-1363	,4471	7438,2354

CORRENTE I(t) =

TERMO	COEFICIENTES						ALFA
	A	B	C	D	E	F	
1	2,0000					,7946	3482,9126
2	2,0000		-2228,3013			1862	1169,2014
3	2,0000		-604,2467			,2856	7438,2354
4	2,0000		-3883,2793				3482,9126
5	2,0000		-2228,3013				376,9911
6	2,0000		-604,2467			,0311	1169,2014
7	2,0000		-3883,2793			,0024	7438,2354
8	2,0000		-2228,3013			,0000	3482,9126

Figura 6.6 -

13. Subrotina Resultado

Calcula os valores instantâneos das correntes e tensões do circuito dado.

14. Subrotina Impressão III

Imprime as tabelas com os valores de corrente e tensão a cada intervalo de tempo, conforme ilustrado nos trechos de listagem da figura 6.7. Esses valores são impressos também no arquivo que alimentará o programa do ploter.

15. Subrotina Pu

Passa os dados de entrada das unidades reais para valores p.u.

16. Subrotina Ohms

Retorna os valores em p.u. para seu valor real.

17. Subrotina Tempo

Determina o intervalo de tempo a ser analisado, quando esse valor não é fornecido como dado de entrada.

CORRENTES:

T	1CT)	12CT)	11CT)
.00	.00	-.00	.00
120.00	-.04	.72	.66
240.00	-.15	.91	.76
360.00	-.26	.84	.59
480.00	-.20	.70	.41
600.00	-.23	.58	.35
720.00	-.13	.43	.35
840.00	-.03	.39	.36
960.00	.04	.30	.34
1080.00	.05	.21	.29
1200.00	.09	.13	.22
1320.00	.09	.06	.15
1440.00	.07	.01	.06
1560.00	.04	-.03	.01
1680.00	.00	-.06	-.06
1800.00	-.03	-.09	-.12

TENSÕES:

T	VF	VL	VL1	VL2	VR1	VR2	VC1	VC2	VCH
.00	70.00	.32	-1.33	69.68	.11	-.00	70.90	.00	.00
120.00	62.48	.11	-6.79	28.40	-1.57	29.08	70.75	4.91	.00
240.00	68.01	-.03	-10.43	1.12	-6.03	36.94	69.65	15.08	.00
360.00	68.00	-.07	-6.17	-8.94	-10.30	33.93	67.17	25.71	.00
480.00	67.05	-.04	1.53	-9.19	-11.43	28.23	63.83	34.90	.00
600.00	65.97	-.01	7.20	-7.12	-9.17	23.35	60.69	42.49	.00
720.00	64.76	.01	0.80	-6.09	-5.16	19.46	58.53	49.80	.00
840.00	63.41	-.00	7.29	-6.14	-1.19	15.83	57.60	54.02	.00
960.00	61.92	-.01	4.58	-5.26	1.69	12.09	57.71	58.14	.00
1080.00	60.32	-.02	2.03	-5.84	3.26	8.44	58.48	61.17	.00
1200.00	58.59	-.02	.14	-4.93	3.25	5.19	59.55	63.17	.00
1320.00	56.76	-.02	-1.16	-3.88	3.49	2.56	60.64	64.30	.00
1440.00	54.77	-.02	-2.05	-3.02	2.70	.50	61.58	64.74	.00
1560.00	52.69	-.02	-2.68	-2.44	1.55	-1.12	62.22	64.64	.00
1680.00	50.51	-.02	-3.03	-2.09	.15	-2.46	62.48	64.11	.00
1800.00	48.22	-.02	-3.26	-1.89	-1.38	-3.05	62.30	63.20	.00

Figura 6.7 -

### 18. Subrotina Constantes II

Calcula os coeficientes dos polinômios das correntes transitórias no domínio da frequência, quando da abertura de uma chave.

### 19. Subrotina Resultado II

Calcula os valores instantâneos das correntes e tensões para um circuito dado, no estudo de abertura da chave.

*Programa de Impressão desejada:*

Chave que indica o estado de um elemento e os resultados finais, os dados dos resultados intermediários.

1. Chave indicando se o estudo é por energização ou desenergização.

2. Tensão na fonte.

3. Ângulo de defasamento  $\phi$  e ângulo de defasamento entre a corrente e a tensão da fonte.

4. Corrente circulando no elemento após o chaveamento do elemento estudado.

5. Tensão nos terminais do elemento estudado após o chaveamento do elemento estudado.

6. Tensão nos terminais do elemento estudado após o chaveamento do elemento estudado.

#### 4. COMENTÁRIOS GERAIS SOBRE O PROGRAMA

##### 1. Dados de Entrada Solicitados Pelo Programa

Descreve-se a seguir os dados de entrada solicitados pelo programa. Observa-se que esses dados levam em conta que o estágio a ser chaveado (abertura ou fechamento) é sempre o segundo. Para o caso de circuitos contendo banco de apenas um estágio, considera-se nulos todos os dados referentes ao primeiro estágio.

##### 1. Forma de impressão desejada:

Chave que indica a opção de uma listagem apenas dos resultados finais, ou também dos resultados intermediários.

##### 2. Chave indicando se o estudo a ser efetuado é de energização ou desenergização.

##### 3. Tensão na fonte.

##### 4. Ângulo de defasamento: é o ângulo de defasamento entre a corrente e a tensão da fonte.

##### 5. Corrente circulando no primeiro estágio quando ocorre o chaveamento do segundo estágio.

##### 6. Tensão nos terminais do primeiro estágio quando ocorre o chaveamento do segundo estágio.

##### 7. Tensão nos terminais do estágio a ser energizado, no início do estudo.

8. Reatância indutiva da fonte mais reatância de dispersão do transformador.
9. Reatância indutiva em série com o primeiro estágio.
10. Reatância indutiva em série com o segundo estágio.
11. Resistência equivalente do primeiro estágio.
12. Resistência equivalente do segundo estágio.
13. Reatância capacitiva do primeiro estágio.
14. Reatância capacitiva do segundo estágio.
15. Reatância de fuga ( da fonte mais o estágio a ser energizado).
16. Reatância de fuga do estágio a ser energizado.
17. Frequência da rede:

As variações da tensão da fonte na frequência industrial (normalmente 60 Hz), podem ser suprimidas no estudo de energização para a análise do período transitório, bastando para tanto, zerar a frequência da rede.
18. Limite do tempo em estudo.
19. Ângulo da corrente no instante inicial.

Observações:

- Se não forem fornecidos os dados correspondentes aos números 4, 5, 6 e 7, o programa os calculará através da subrotina corrente.

- Se não for fornecido o dado correspondente ao número 18, o programa o calculará através da subrotina tempo.

- O não fornecimento do dado correspondente ao número 19 implica que o programa deve assumir para o instante inicial, tanto na energização quanto na desenergização, a corrente passando por zero.

- Através dos dados correspondentes aos números 8, 9, 10, 13, 14, 15 e 16, o programa enquadra o circuito a ser analisado, nos tipos de modelagens para os quais foi construído, e que foram estudados nos capítulos IV e V.

- Para facilitar a verificação, os dados de entrada são sempre impressos no início da listagem de saída, como ilustrado na figura 6.2.

Um resumo das variáveis de entrada, contendo seus FORMATS e campos correspondentes e apresentado na figura 6.8 a seguir. Esse resumo faz parte da listagem do programa.

A ENTRADA DOS DADOS DEVE SER EFETUADA DA SEGUINTE FORMA:

DADOS DE ENTRADA:	UNIDADES	FORMATO	COLUMNAS
BUGNA DE IMPRESSAO	-	F16.10	1/16
CHAVECENERO E/OU DESNEPECO	-	F16.10	3/16
TENSAO DA FONTE	KVOLTS	F16.10	1/16
ANGULO DE DEFAZAMENTO	GRUOS	F16.10	18/34
CORRENTE INICIAL DADA NO ESTADO DE ENERGIZADO	AMPERES	F16.10	36/52
TENSAO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C1	KVOLTS	F16.10	1/16
TENSAO INICIAL NOS TERMINAIS DO CAPACITOR C2	KVOLTS	F16.10	1/16
REATANCIA INDUTIVA DA FONTE + REATANCIA DE DISPERSAO DO TRAFEO	OHMS	F16.10	18/34
REATANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 1	OHMS	F16.10	36/52
REATANCIA INDUTIVA EM SERIE COM O BANCO 2	OHMS	F16.10	54/70
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 1	OHMS	F16.10	1/16
RESISTENCIA EQUIVALENTE DO BANCO 2	OHMS	F16.10	18/34
REATANCIA CAPACITIVA DO BANCO 1	OHMS	F16.10	36/52
REATANCIA CAPACITIVA DO BANCO 2	OHMS	F16.10	54/70
REATANCIA DE FUGA (FONTE-CF1)	MEGA-OHMS	F16.10	1/16
REATANCIA DE FUGA (BANCO A SER ENERGIZADO-CF2)	MEGA-OHMS	F16.10	18/34
FREQUENCIA DA REDE	HERTZ	F16.10	36/52
LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO	MILIGS	F16.10	54/70
ANGULO DA CORRENTE EM T-T	GRUOS	F16.10	1/16

Banco energizado e se for de capacitacao logo  
por se trata de TTT, que tem a mesma estrutura

## 2. Saídas Admitidas Pelo Programa.

O programa admite dois tipos de saída:

### 2.1. Saída Normal.

Esse tipo de saída consta dos seguintes itens:

- a. Dados de entrada.
- b. Valores de corrente e tensão no circuito em regime permanente (antes da ocorrência do chaveamento).
- c. Tabela contendo os valores dos coeficientes das equações das correntes do circuito, após o chaveamento, no domínio do tempo .
- d. Valor máximo atingido pela corrente de energização ( na energização) e pela tensão de restabelecimento ( na desenergização) e o instante de tempo correspondente.
- e. Tabela contendo os valores instantaneos das correntes ' nos ramos para o intervalo de tempo em estudo.
- f. Tabela contendo os valores instantaneos das tensões nos elementos para o intervalo de tempo em estudo.
- g. Tabela contendo os dados das correntes nos ramos ( no caso da energização) e tensão nos terminais da chave do banco desconectado e na fonte (na desenergização impressos em disco ou fita, que servirá como dados de entrada

ao programa RPLOTT, que imprimirá o gráfico referente ao resultado do estudo.

## 2.2. Saída Detalhada

Além de imprimir todos os itens mencionados na "saída normal", imprime também:

- a. Coeficientes dos polinômios que compoem as equações das correntes no domínio da frequência antes e após a normalização dos mesmos.
- b. Raízes dos polinômios denominadores que compõem essas equações.

Esse tipo de saída, permite um acompanhamento aos principais passos executados pelo programa, permitindo uma análise detalhada do processamento, quando se fizer necessário.

Exemplos dos dois tipos de listagem de saída estão ilustrados no final desse capítulo.

## 3. Necessidade da Utilização dos Valores por Unidade.

Embora os dados de entrada e os resultados finais sejam em valores reais, devido a algumas dificuldades encontradas com relação a magnitude dos números, calculados no decorrer da sub-rotina Calculo Raiz, os quais superaram a capacidade numérica intrínseca do HP 3000, foi necessário que todo o processamento se fizesse em valores Pu.

Sendo a frequência angular, uma grandeza bastante significativa no que diz respeito a magnitude alcançada pelos resultados intermediários, e tendo em vista as limitações do computador empregado, tornou-se necessário a utilização dos valores por unidade com normalização de tempo, ou seja, utilizou-se para valores base:

- Potência
- Tensão
- Frequência angular

Os valores inicialmente considerados como base pelo programa, são:

- Potência base : 100 MVA
- Tensão base : Tensão a qual está conectado o banco de capacitores.
- Frequência angular base : A frequência angular do sistema multiplicado por  $2\pi$ .

Entretanto mesmo utilizando os dados em pu nas bases anteriormente mencionadas, a ocorrência de números maiores que o limite do HP 3000, pode levar a uma interrupção do processo. Uma forma de contornar o problema é uma nova mudança de base.

Encontrando esse tipo de problema, o programa faz automaticamente uma mudança de bases utilizando como norma:

Base nova de potência:  $0.1 \times$  base atual de potência.

Base nova de frequência angular:  $10 \times$  base atual de frequência angular.

Esse recurso pode ser utilizado até 3 vezes pelo programa, sendo portanto, na última tentativa os valores ' base:

Potência: 1 MVA

Frequência angular:  $100 \cdot \pi$  frequência do sistema

Caso as dificuldades não tenham sido até então contornadas, o programa envia mensagem de erro e interrompe a execução.

## CAPÍTULO VII

### APRESENTAÇÃO E COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS PELA SIMULAÇÃO DE CHAVEAMENTO EM TESTES DE LABORATÓRIO E NO PROGRAMA ELABORADO

#### 1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo apresentar resultados comparativos sobre alguns testes de operações de chaveamento em banco de capacitores monofásicos, realizados nos laboratórios de baixa tensão do Departamento de Engenharia Elétrica da EFEI e a simulação desses testes através do programa digital desenvolvido nesse trabalho.

Para a realização dos testes de laboratório, utilizou-se de um osciloscópio de memória, com o qual foi possível reter e fotografar as ondas de tensão transitórias resultantes das operações de chaveamento.

Em todos os testes, o instante no qual ocorre o chaveamento é aleatório uma vez que não se empregou dispositivos de chaveamentos com programação do instante de energização.

A simulação feita através do programa, foi feita calculando-se, através das fotografias, o instante do chaveamento, com relação àquele de tensão nula. Fatalmente, isto implicou em erros de leitura, além dos erros de medição sempre existentes. Esses erros podem ser considera

dos responsáveis pelas pequenas diferenças encontradas nos dois casos.

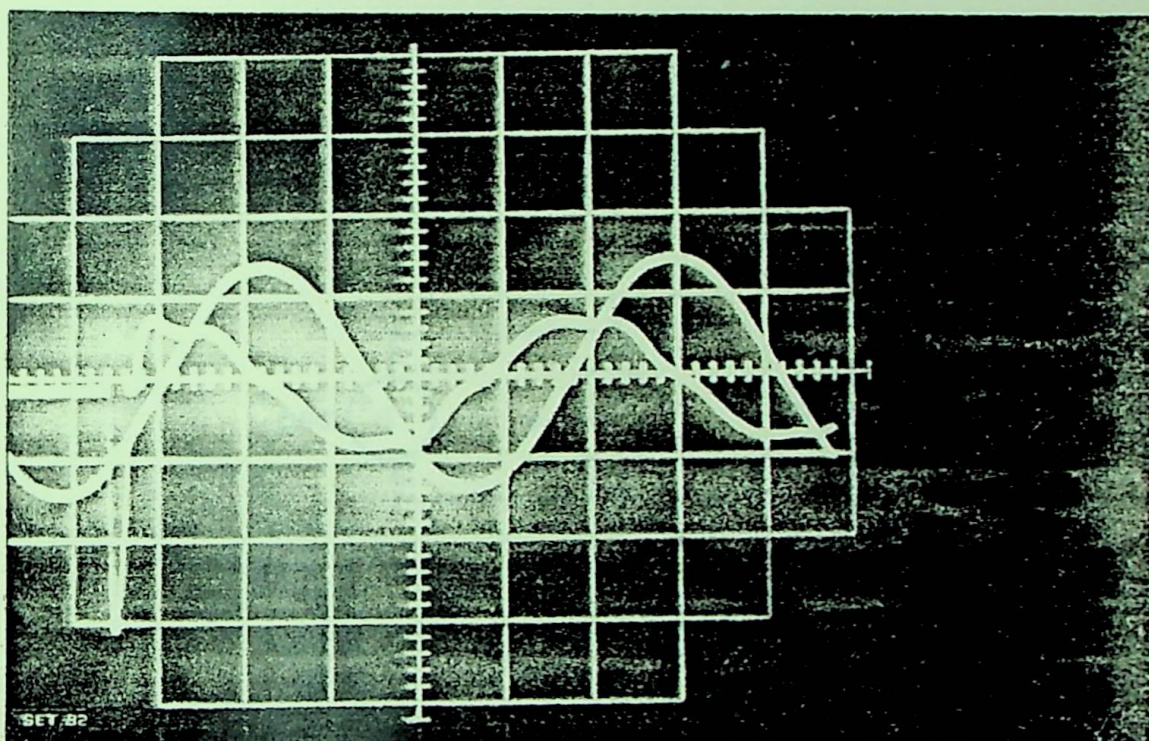
Os circuitos montados para os testes foram de dois tipos: um contendo um banco de capacitores de um estágio e outro contendo um banco de capacitores de dois estágios.

Esses dois circuitos serviram tanto para os testes de energização quanto para os de desenergização.

Várias experiências foram realizadas e várias combinações dos elementos R, L e C foram efetuadas. Entretanto, o resumo dos resultados aqui apresentados, foram os que mostraram situações mais características, e também permitiram uma melhor interpretação das fotografias.

Exemplo 1 :

Condições iniciais		Resultados obtidos	
		Corrente de pico em A	
Tensão da Fonte (Volts)	Ângulo de fase (Graus)	Laboratório	Simulação
-50	225	0,77 A	0,76 A



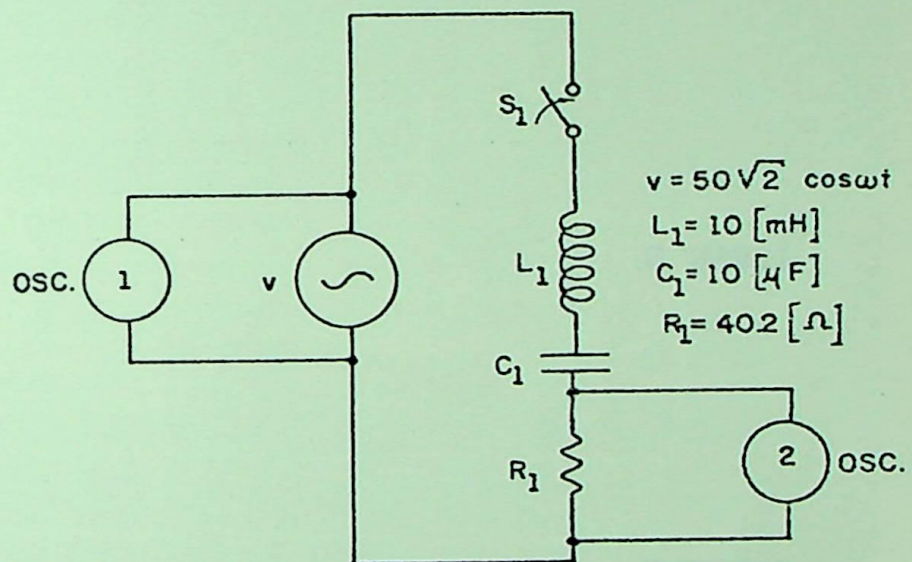
Discussão:

Os resultados apresentados no oscilograma e o gráfico obtido por simulação apresentam não apenas os picos bastante próximos, mas também as próprias oscilações se apresentam bastante semelhantes. Este último fato permite afirmar que as frequências naturais de oscilação no que se refere a valor e números, foram também confirmados pelo teste.

## 2. Estudos de Energização.

### 2.1 - Energização de um Banco de Capacitores de um Estágio

Os exemplos ilustrados a seguir são referentes ao circuito da figura 7.1 que indica todos os parâmetros empregados no teste. Naturalmente, a diferença entre os exemplos consiste no instante em que ocorreu a energização.

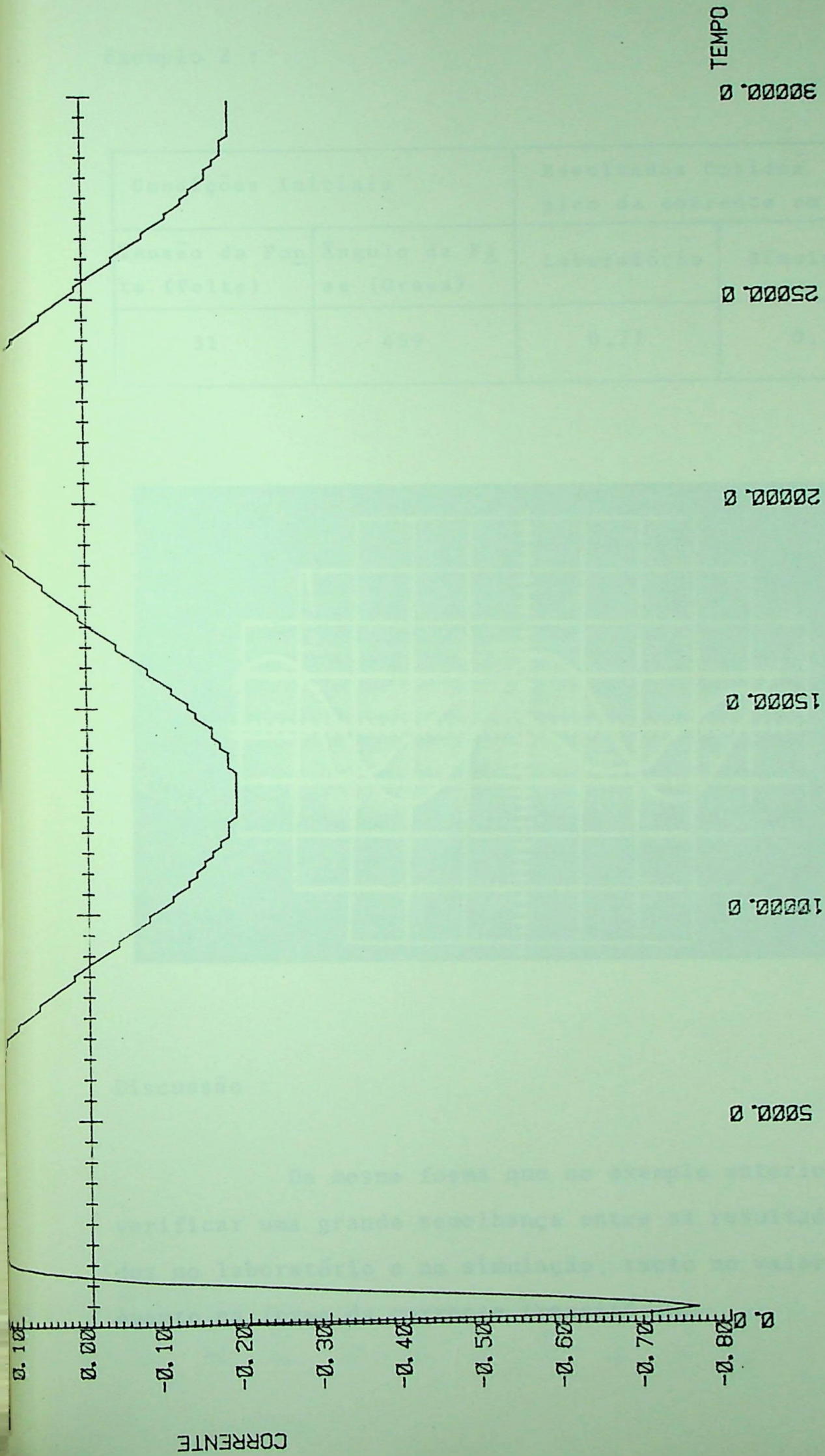


ESCALAS DE TENSÃO DO OSCILOSCÓPIO  
 CANAL 1 (FONTE) — 50 [V/DIV]  
 CANAL 2 (TRANSITÓRIO) — 10 [V/DIV]

FIG. 7.1 - ENERGIZAÇÃO DE BANCOS DE 1 ESTÁGIO.

Na figura a corrente que percorre o circuito em regime permanente é:

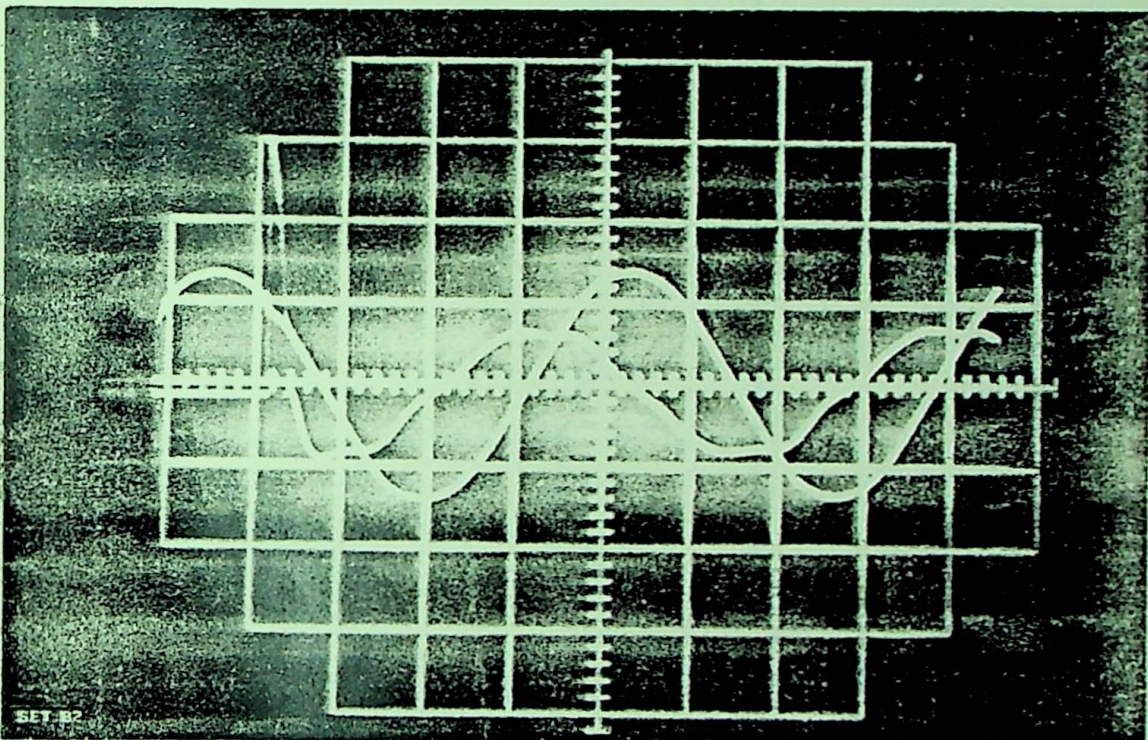
$$I(t) = 0,27 \cos(\omega t + \alpha) \text{ onde } \alpha = -1,42 \text{ rad}$$



ENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 1 ESTAGIO CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

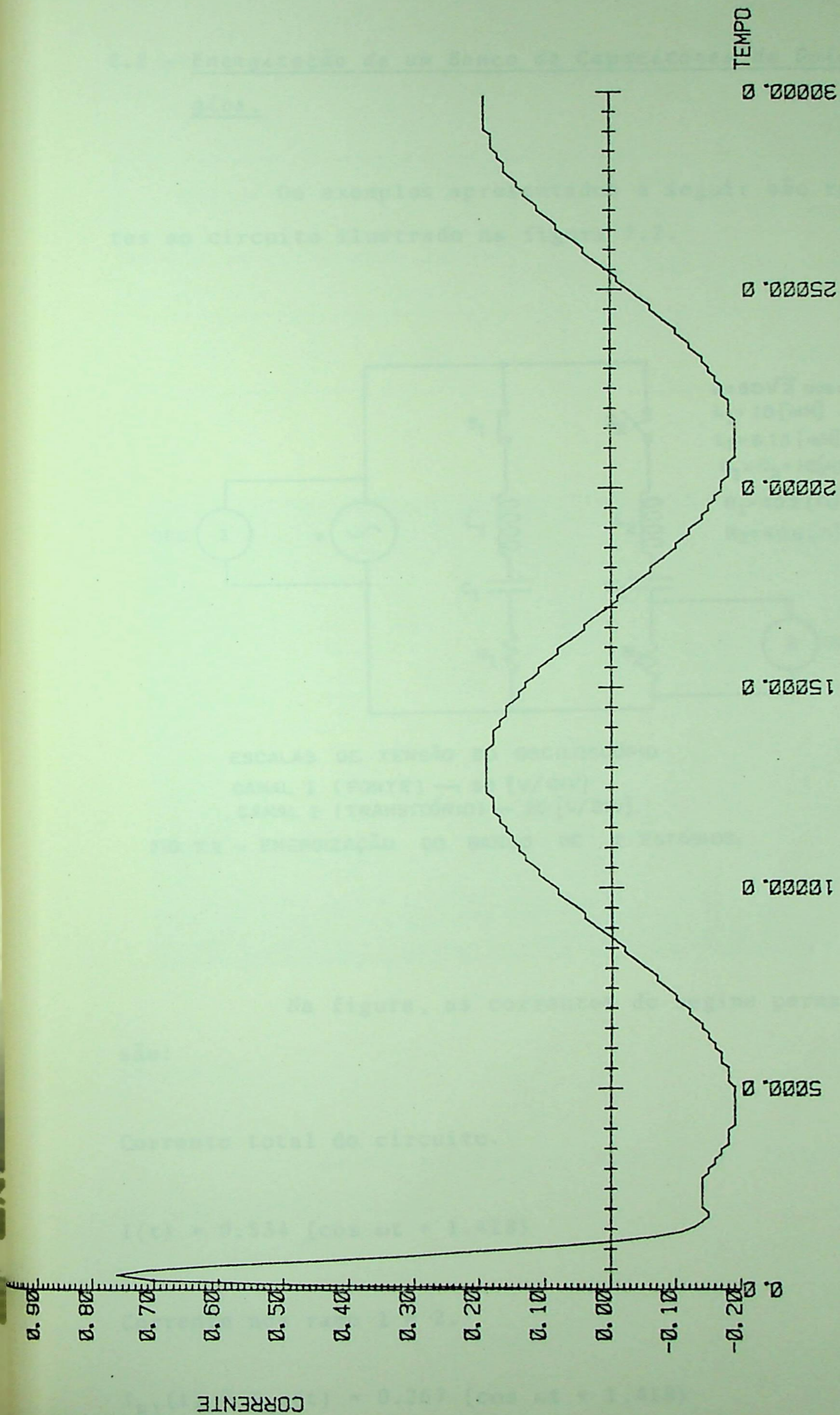
Exemplo 2 :

Condições Iniciais		Resultados Obtidos pico da corrente em A	
Tensão da Fonte (Volts)	Ângulo da Fase (Graus)	Laboratório	Simulação
31	45°	0,77	0,76



Discussão :

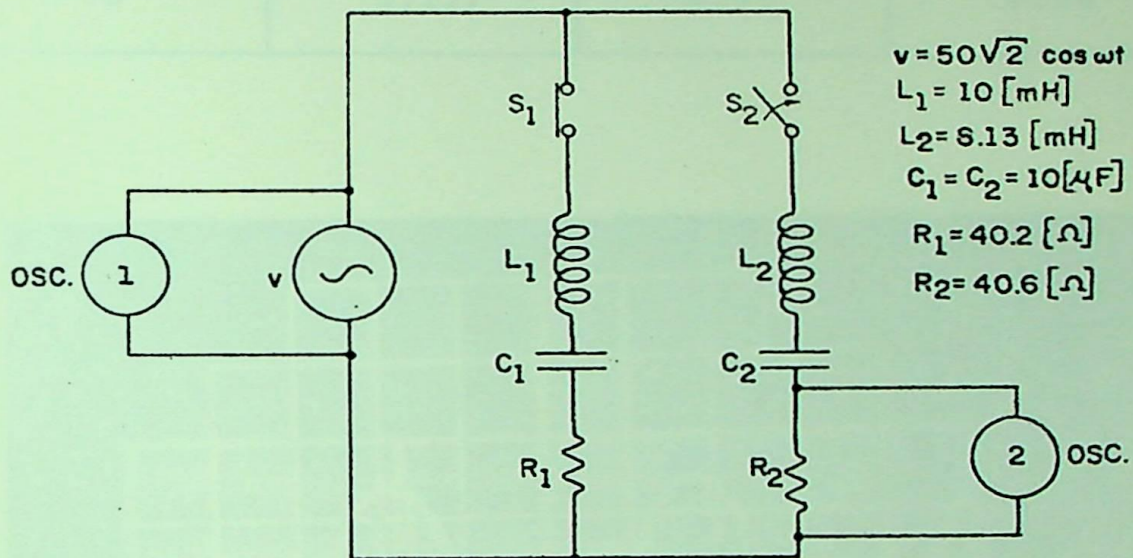
Da mesma forma que no exemplo anterior pode-se verificar uma grande semelhança entre os resultados obtidos no laboratório e na simulação, tanto no valor de pico quanto na forma da corrente transitória.



ENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 1 ESTAGIO CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

2.2 - Energização de um Banco de Capacitores de Dois Estágios.

Os exemplos apresentados a seguir são referentes ao circuito ilustrado na figura 7.2.



ESCALAS DE TENSÃO DO OSCILOSCÓPIO

CANAL 1 ( FONTE ) — 50 [V/DIV]

CANAL 2 ( TRANSITÓRIO ) — 20 [V/DIV]

FIG. 7.2 — ENERGIZAÇÃO DO BANCO DE 2 ESTÁGIOS.

Na figura, as correntes de regime permanente são:

Corrente total do circuito.

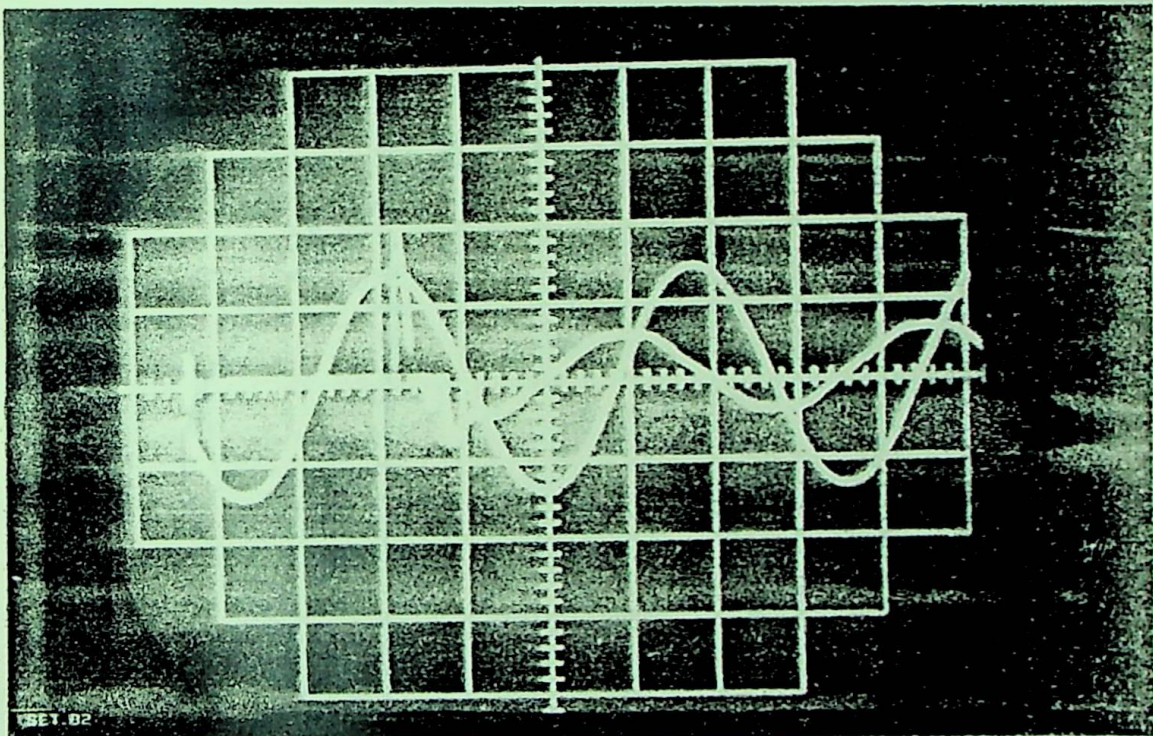
$$I(t) = 0.534 (\cos \omega t + 1.418)$$

Corrente nos ramo 1 e 2.

$$I_{R1}(t) \cong I_{R2}(t) = 0.267 (\cos \omega t + 1,418)$$

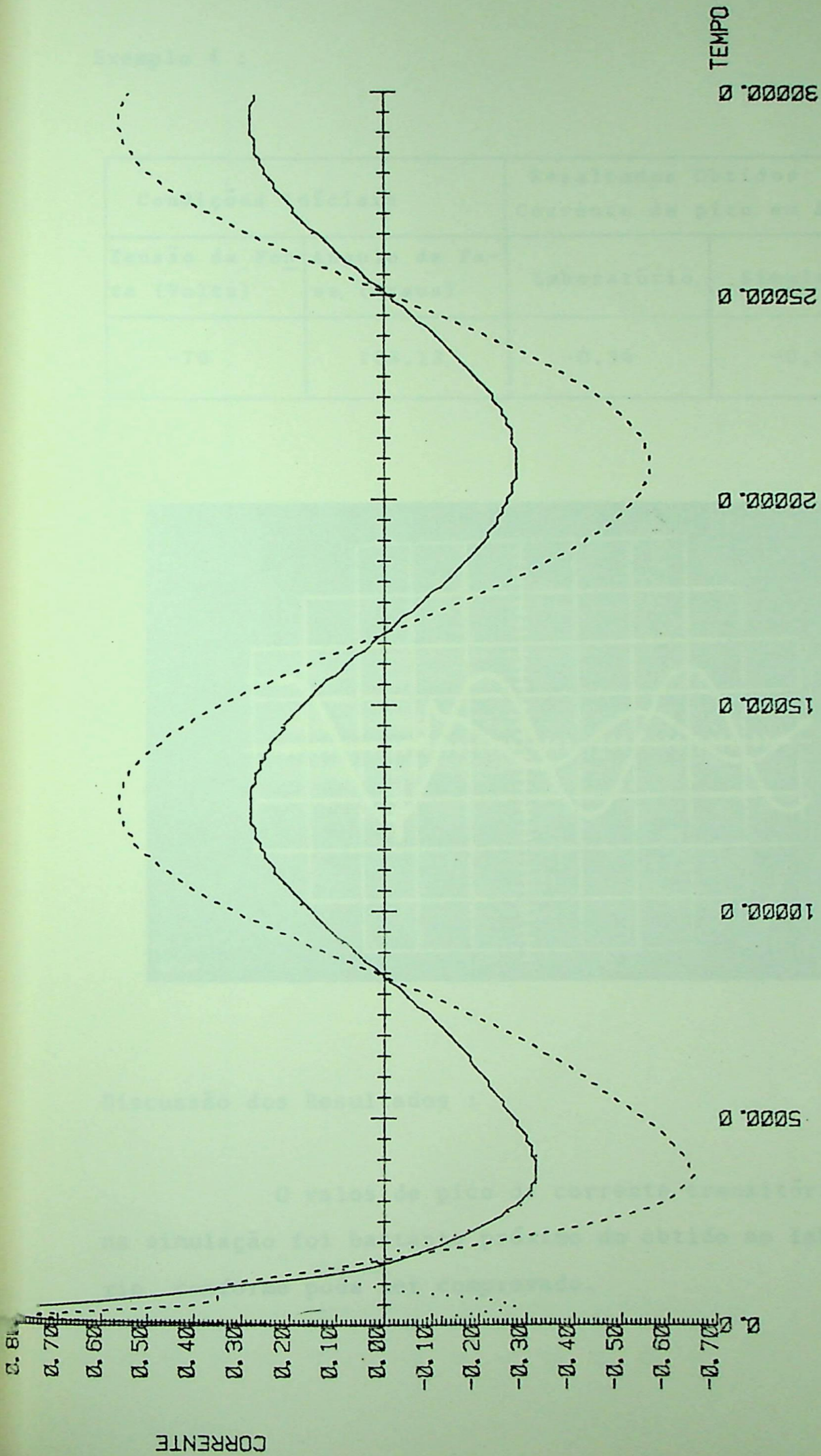
Exemplo 3 :

Condições Iniciais		Resultados Obtidos	
		pico da corrente em Amperes	
Tensão da Fonte (Volts)	Angulo da Fase (Graus)	Laboratório	Simulação
70	8,13º	0.99	0.92



Discussão :

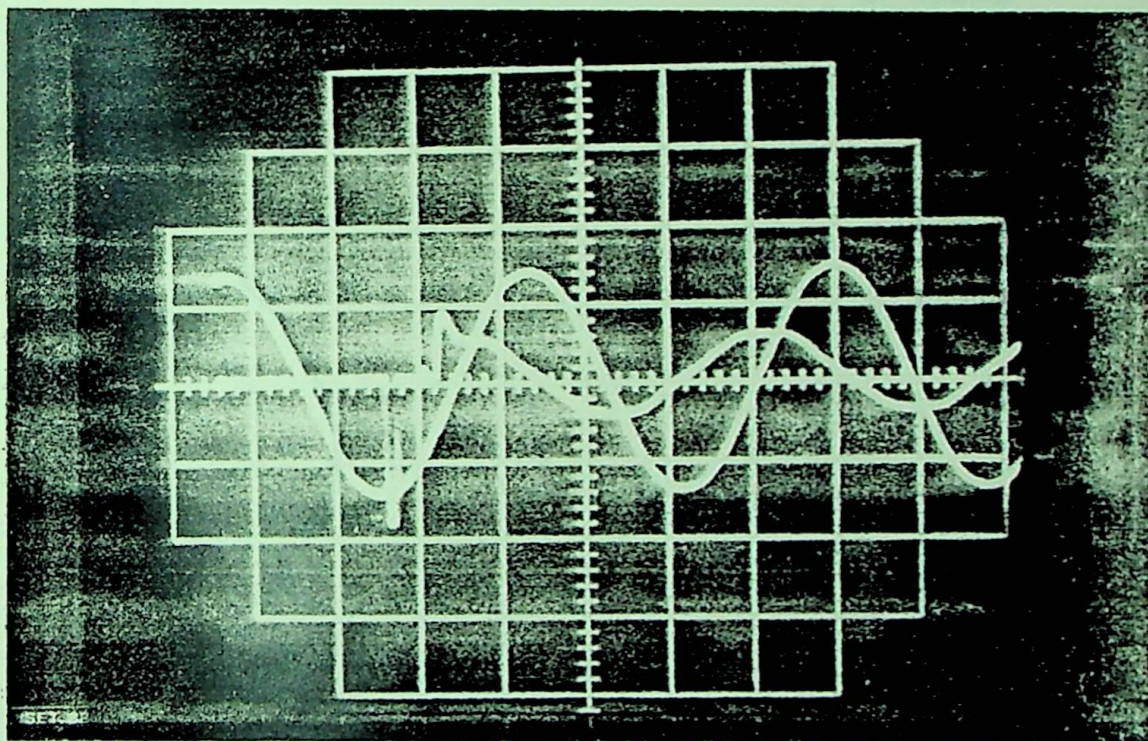
Como nos exemplos anteriores, os resultados obtidos foram próximos.



ENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 2 ESTAGIOS CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

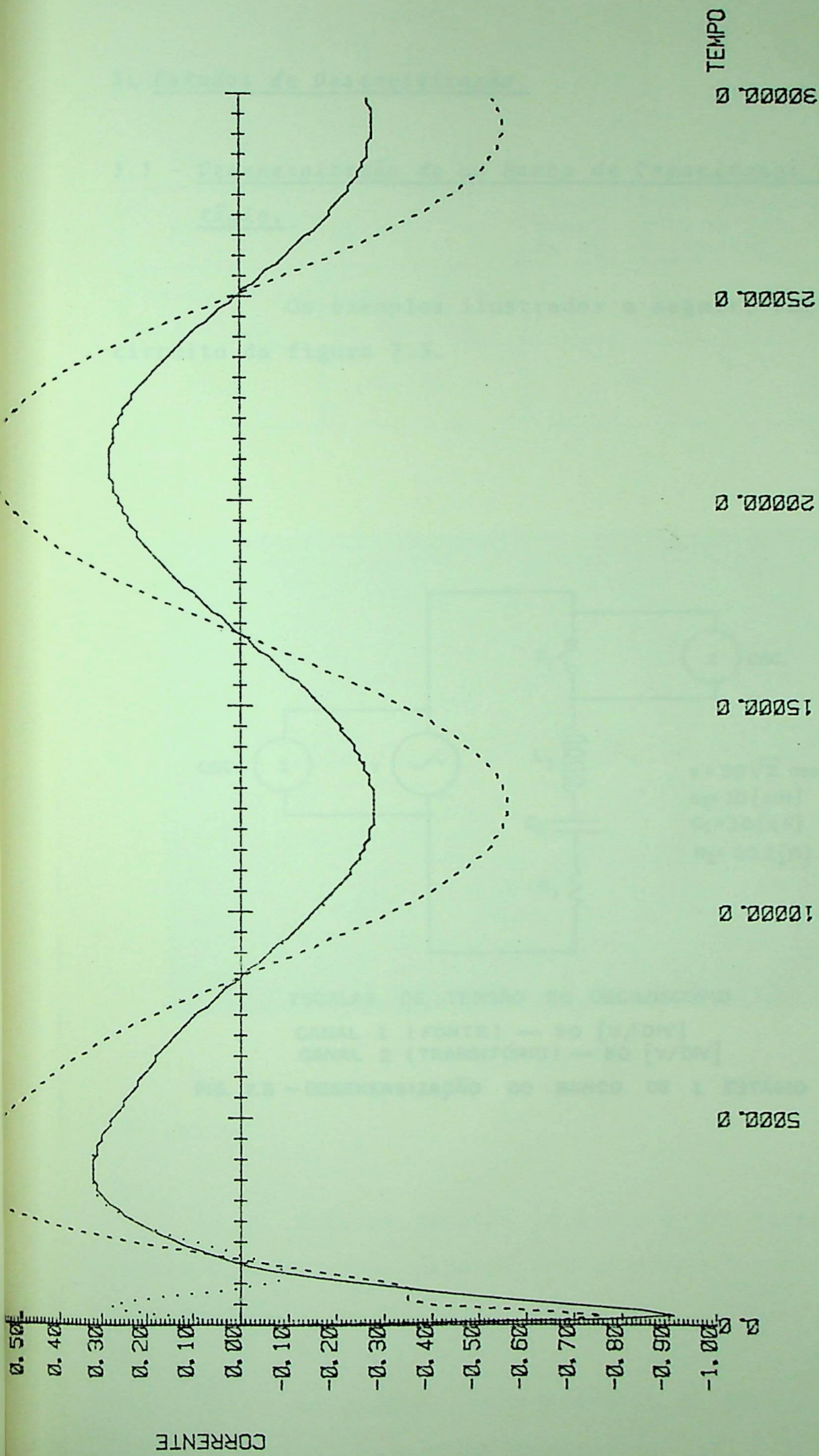
## Exemplo 4 :

Condições Iniciais		Resultados Obtidos	
		Corrente de pico em A	
Tensão da Fonte (Volts)	Angulo de Fase (Graus)	Laboratório	Simulação
-70	188.13	-0.94	-0,92



## Discussão dos Resultados :

O valor de pico da corrente transitória obtido na simulação foi bastante próximo do obtido no laboratório, conforme pode ser comprovado.



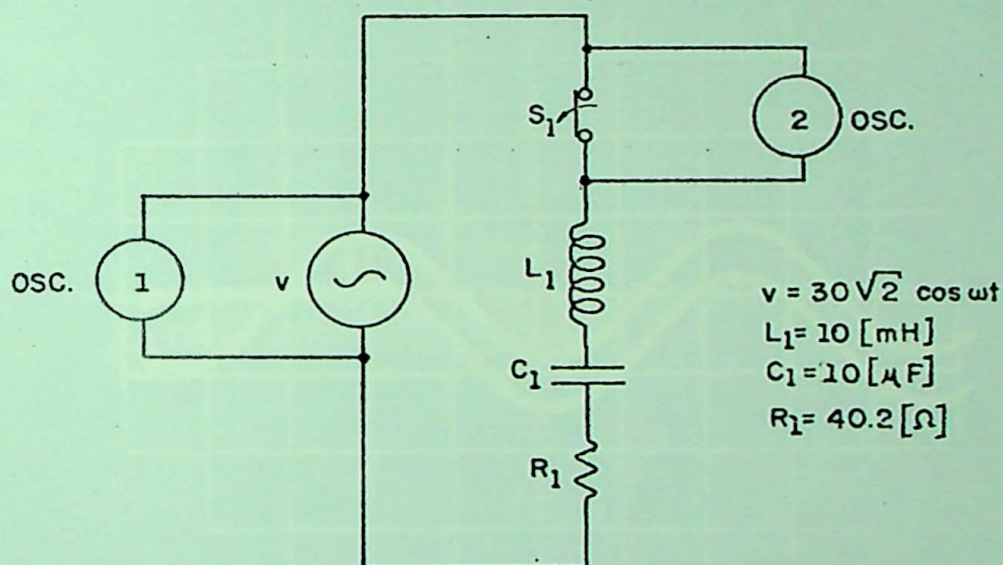
ENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 2 ESTAGIOS CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

Exemplo - 4

### 3. Estudos de Desenergização.

#### 3.1 - Desenergização de um Banco de Capacitores de um Estágio.

Os exemplos ilustrados a seguir, referem-se ao circuito da figura 7.3.



ESCALAS DE TENSÃO DO OSCILOSCÓPIO

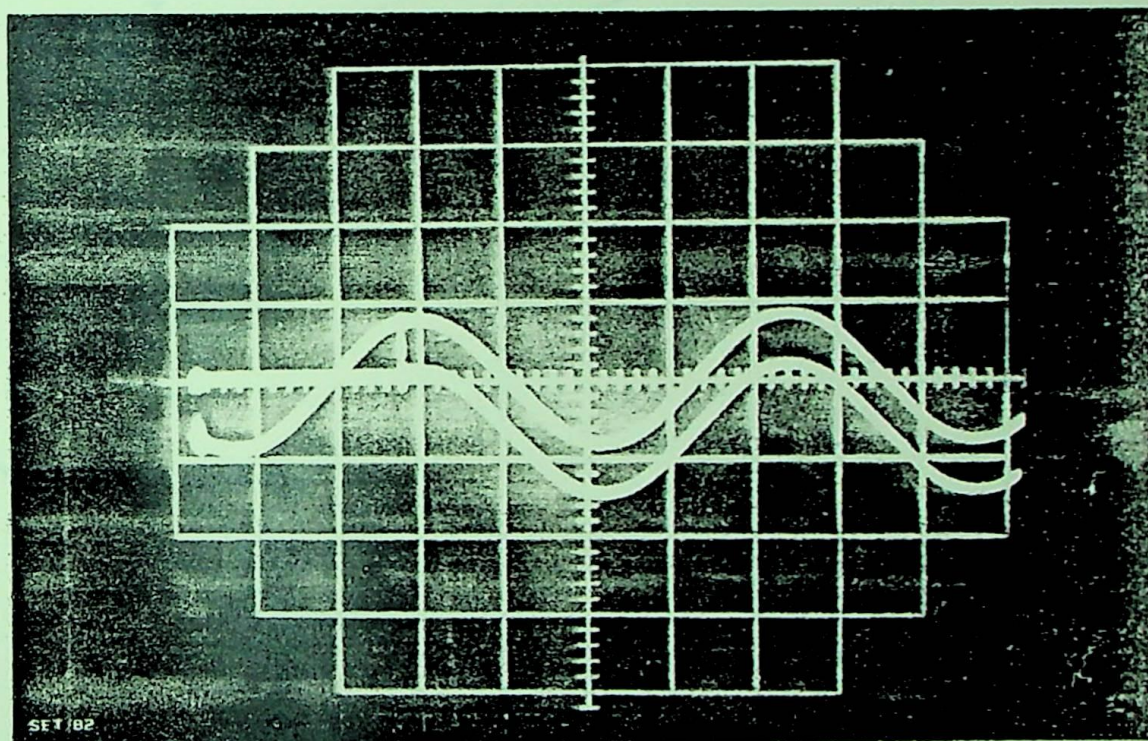
CANAL 1 ( FONTE ) — 50 [V/DIV]

CANAL 2 ( TRANSITÓRIO ) — 50 [V/DIV]

FIG. 7.3 - DESENERGIZAÇÃO DO BANCO DE 1 ESTÁGIO

Exemplo 5 :

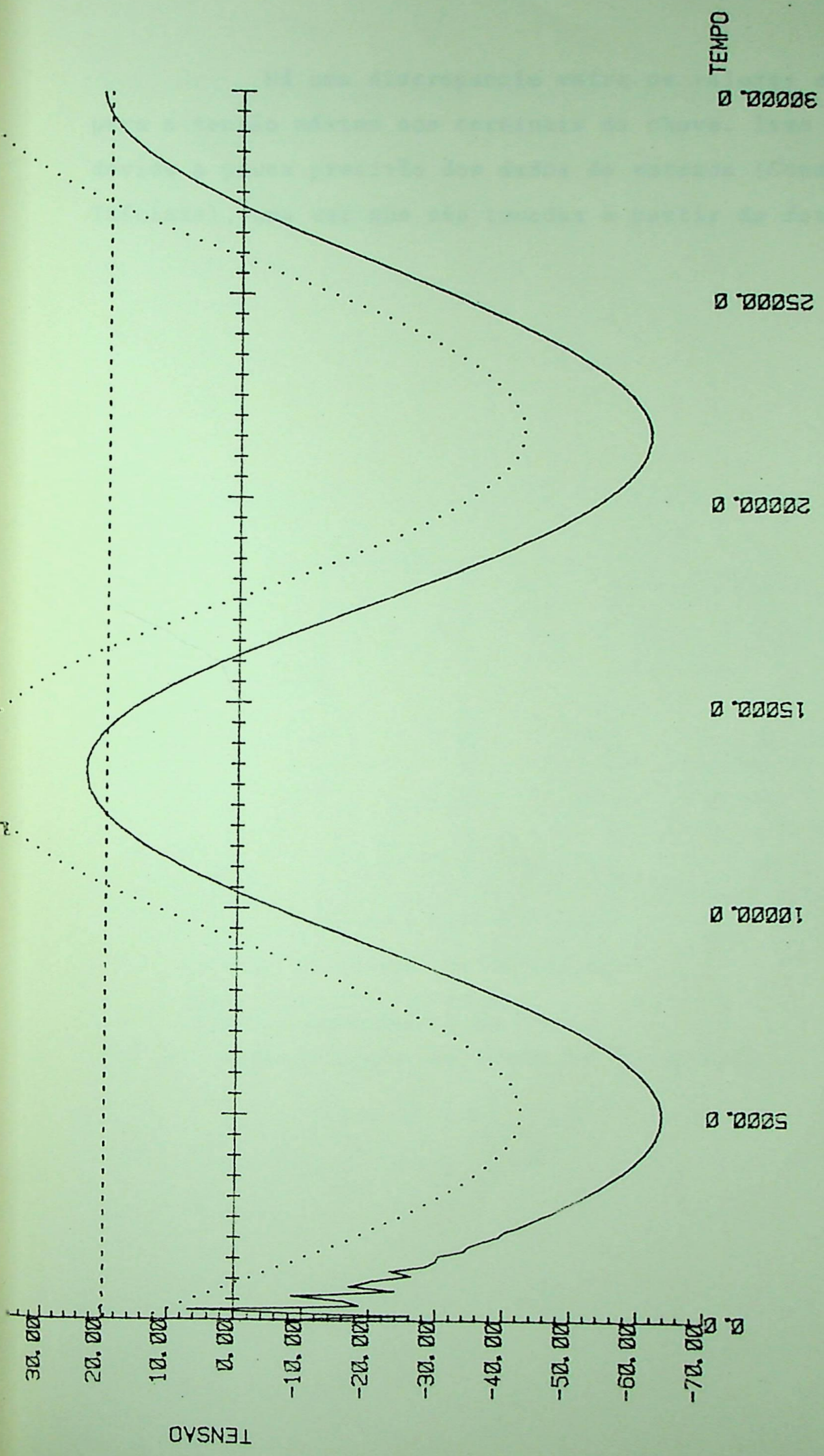
Condições Iniciais		Resultados Obtidos tensão máxima nos terminais da chave (Volts)	
Tensão da Fonte (Volts)	Angulo de Fase (Graus)	Laboratório	Simulação
30,0	340,53	70	64



Discussão :

A forma de onda na fonte e nos terminais da chave é semelhante, para os testes efetuados (Laboratório' e Simulação).

No gráfico, o transitório da desenergização está mais visível do que na fotografia.

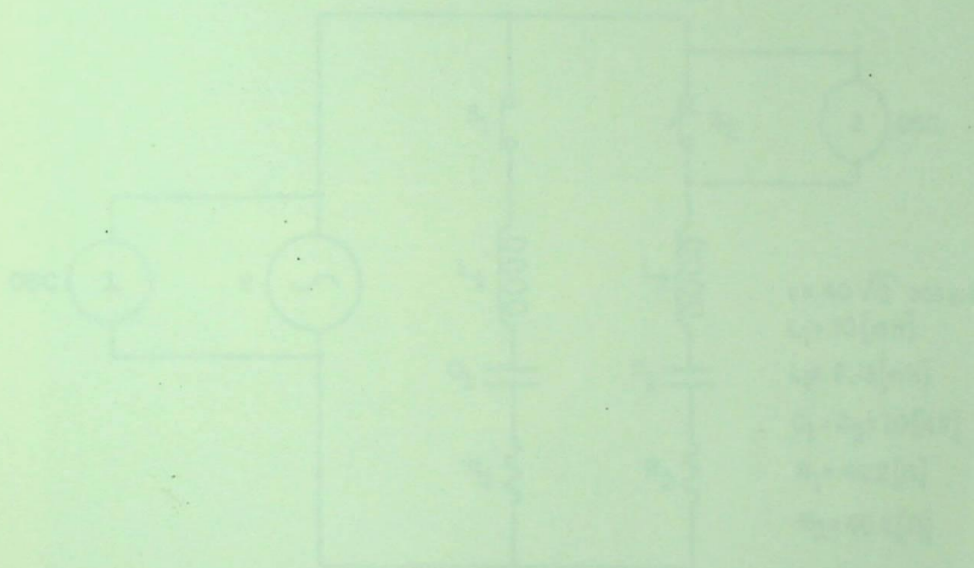


DESENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 1 ESTAGIO CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

Exemplo - 5

CHAVE ———  
 FONTE .....  
 CAPACITOR - - - -

Há uma discrepância entre os valores obtidos para a tensão máxima nos terminais da chave. Isso ocorre devido a pouca precisão dos dados de entrada (Condições Iniciais), uma vez que são tomadas a partir da fotografia.



ESCALAS DE TENSÃO DO OSCILOSCÓPIO

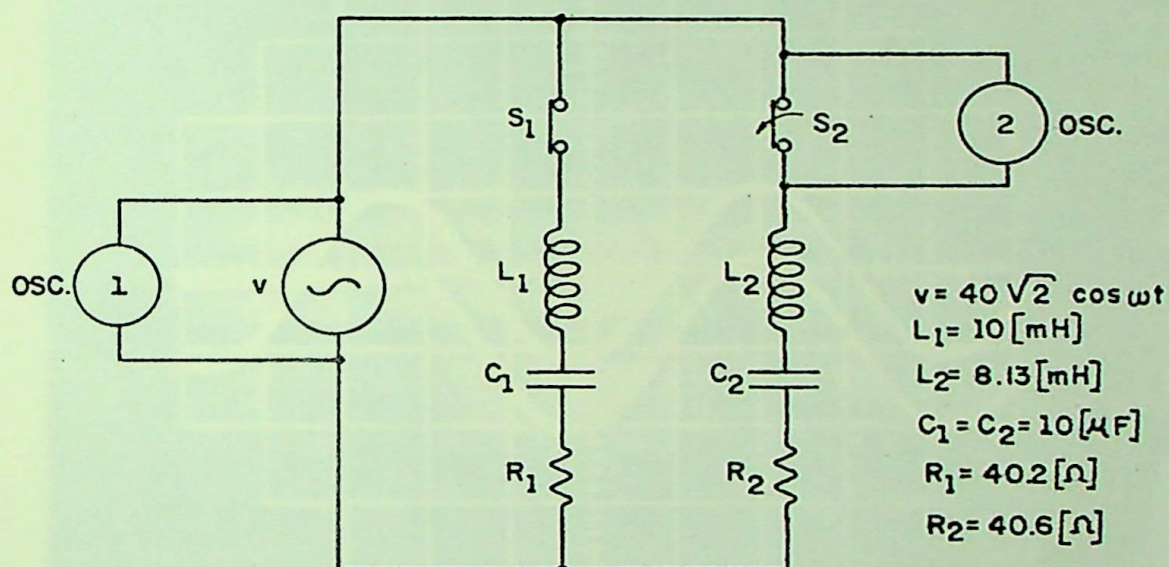
CANAL 1 (PONTE) — 50 [V/div]

CANAL 2 (TRANSISTOR) — 50 [V/div]

FIG. 7.4 — DESEMPENHAMENTO DO BANCO DE 2 CANAIS

3.2 - Desenergização de um Banco de Capacitores de Dois Estágios.

Os exemplos, a seguir, referem-se ao circuito da figura 7.4.



ESCALAS DE TENSÃO DO OSCILOSCÓPIO

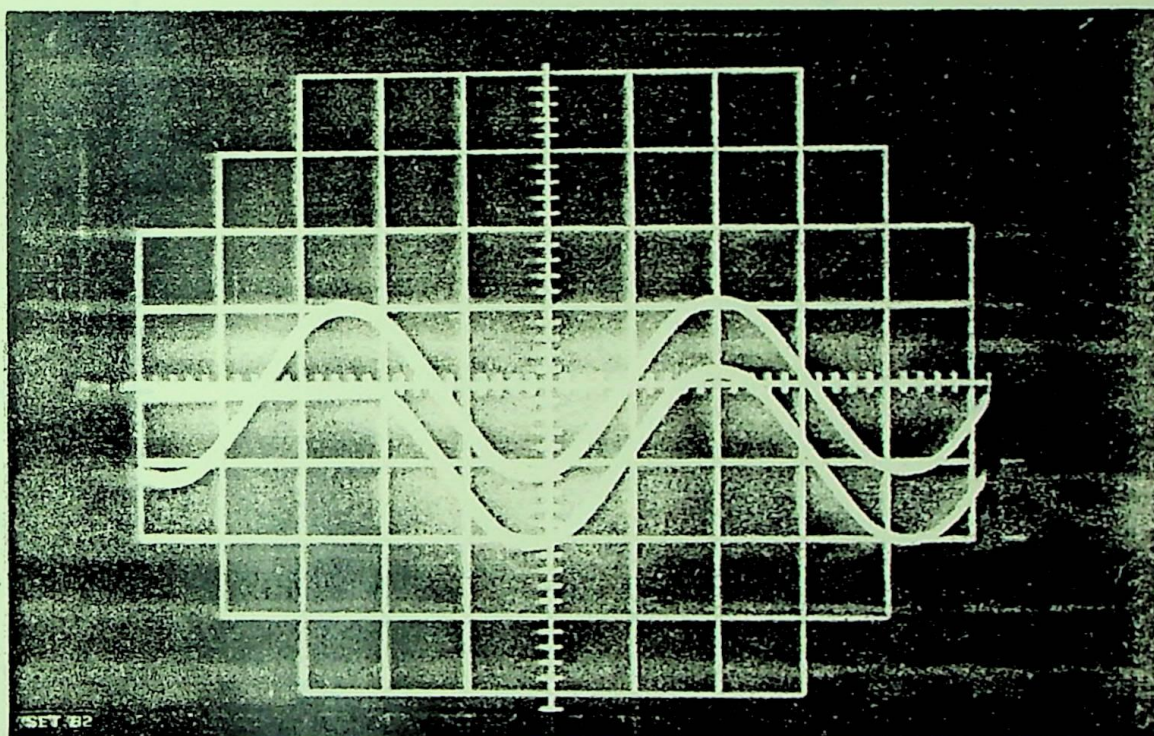
CANAL 1 (FONTE) — 50 [V/DIV]

CANAL 2 (TRANSITÓRIO) — 50 [V/DIV]

FIG. 7.4 — DESENERGIZAÇÃO DO BANCO DE 2 ESTÁGIOS

Exemplo 6 :

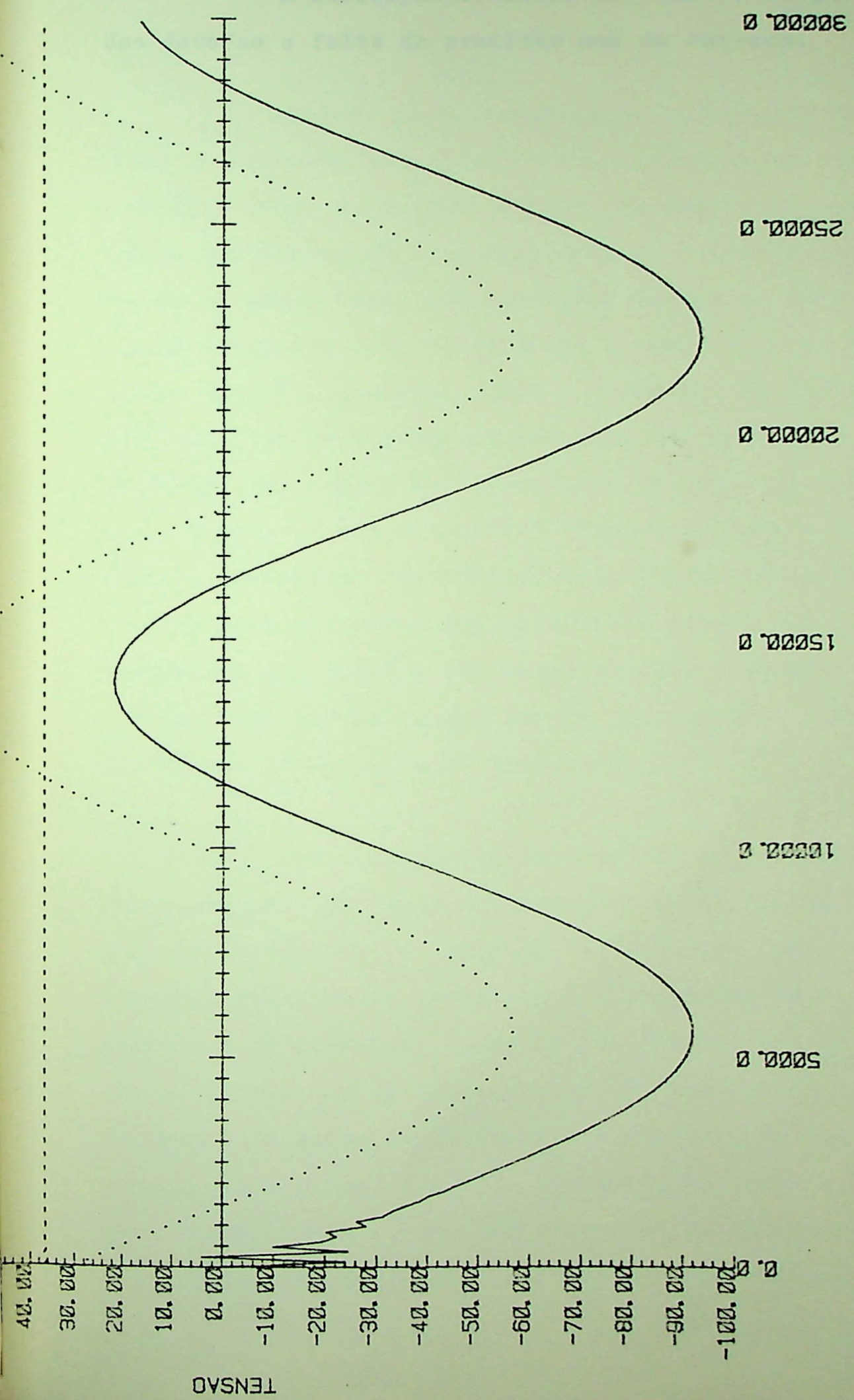
Condições Iniciais		Resultados Obtidos Tensão máxima nos terminais da chave (Volts)	
Tensão da Fonte (Volts)	Angulo de Fase (Graus)	Laboratório	Simulação
40	45,0	100	92



Discussão :

A forma de onda na fonte e nos terminais da chave é semelhante, para os testes efetuados (Laboratório e Simulação).

Como no exemplo anterior, verifica-se que o transitório da desenergização é mais visível no grafico que na fotografia.



DEZENERGIZACAO DE BANCOS DE CAPACITORES  
 2 ESTAGIOS      CORRENTE-AMPERES  
 TEMPO-MICROSEGUNDOS  
 LIMITE DE TEMPO EM ESTUDO=30000 MICROSEG

Exemplo - 6

CHAVE ———  
 FONTE .....  
 CAPACITOR - - - -

TEMPO

3000.0

2500.0

2000.0

1500.0

1000.0

500.0

TENSÃO

40.00  
 30.00  
 20.00  
 10.00  
 0.00  
 -10.00  
 -20.00  
 -30.00  
 -40.00  
 -50.00  
 -60.00  
 -70.00  
 -80.00  
 -90.00  
 -100.00

A discrepância entre os valores de pico obtidos deve-se a falta de precisão nos de entrada.

CONCLUSÕES GERAIS

Através de um levantamento bibliográfico efetuado em inúmeros artigos e livros, procurou-se sintetizar o estágio atual de desenvolvimento em que se encontra o estudo dos fenômenos de energização de desenergização de bancos de capacitores sob condições ideais ou não. Face a grande dispersão das informações, e com o intuito de elaborar um material didático sobre o fenômeno, no capítulo II foi realizado um tratamento completo dos problemas de chaveamentos com bancos de capacitores de um ou mais estágios. Espera-se que o material apresentado neste capítulo venha a constituir uma contribuição fundamentalmente didática de esclarecimento dos principais destes efeitos, dos parâmetros que regem o seu comportamento e finalmente, que permita concluir sobre medidas corretivas para atenuação dos níveis de tensão e corrente atingidos.

Com o propósito de estender os desenvolvimentos acima para os casos de chaveamentos de bancos de capacitores trifásicos, o capítulo III procurou considerar as conexões mais usuais normalmente encontradas em sistemas elétricos de potência. Conforme foi demonstrado, a idéia foi equacionar os diversos fenômenos, analisando individualmente as ações de fechamento e abertura de cada fase, e concluindo sobre os níveis de tensão e corrente atingidos. Posteriormente, através de uma equivalência monofásica, desenvolveu-se formas comparativas com modelos monofá-

sicos os quais no caso de energização, levam a níveis iguais ou superiores àqueles conduzidos pela representação trifásica. Naturalmente, com isto, tem-se a vantagem de estudar os complexos fenômenos transitórios de energização pela modelagem de um sistema monofásico.

Na desenergização, no entanto, verificou-se que as solicitações de tensão de restabelecimento são mais severas nos casos trifásicos - principalmente na ligação delta- e portanto a simulação de uma operação de abertura de um banco de capacitores trifásicos pela representação de um circuito monofásico não dará uma visão real do problema, a menos que o banco esteja ligado na conexão estrela aterrada.

Com o objetivo de se obter uma ferramenta versátil que permita investigar e quantificar os níveis atingidos pelos diversos tipos de transitórios, levando em conta as inúmeras possibilidades de arranjos físicos possíveis, o equacionamento para diversos modelos de circuito desenvolveu-se nos capítulos IV e V, os quais tratam, respectivamente, dos problemas de energização e desenergização. No capítulo IV, optou-se pelo tratamento clássico dos fenômenos transitórios, com o qual foram obtidas as equações gerais representativas do fenômeno de energização que foram posteriormente implantadas através do programa desenvolvido. Utilizando o programa, vários estudos foram processados e seus resultados, conforme apresentado e discutido, comprovaram a validade dos modelos e programas desenvolvidos. Para o estudo dos fenômenos de desenergização, o processo usado foi o da superposição através da injeção de

corrente. Embora o tratamento clássico pudesse também ser aqui utilizado, optou-se pelo método da injeção de corrente pela sua maior simplicidade e também com o sentido de didaticamente expor esta importante ferramenta empregada nos estudos dos transitórios elétricos.

Finalmente, com o intuito de se comprovar a validade do programa, procedeu-se a simulação, em laboratório, de vários casos de energização e desenergização. Das várias experiências realizadas, algumas, bastante representativas, foram apresentadas e seus resultados comparados por simulações computacionais correspondentes. Destas comparações pode-se concluir que os resultados teóricos e experimentais estão bastante próximos.

Embora neste trabalho tenha-se procurado conciliar os aspectos didáticos e científicos que envolvem os fenômenos transitórios associados a chaveamento de banco de capacitores, a concentração de esforços no sentido de esclarecer sobre os chaveamentos em sistemas monofásicos não permitiu, como aconteceria em qualquer outro campo, esgotar todo o assunto. Assim, no caso de sistemas trifásicos, embora se tenha feito uma tentativa de analisá-lo com certo rigor matemático e físico, vários outros trabalhos poderiam dar continuidade a esta linha de pesquisa. Além disto, a própria consideração de efeitos de transformadores alimentadores no que se refere a conexões e saturação, acredita-se que também forneceria fontes de investigações.

Como o desenvolvimento das correntes transientes foi efetuado no domínio da frequência, torna-se necessário transformá-las no domínio do tempo para a obtenção dos valores instantâneos de corrente e tensão do circuito. O procedimento para a anti-transformação no computador digital está descrito a seguir:

Uma vez encontradas as equações algébricas de domínio da frequência, estas são decompostas em forma de frações parciais.

Para a determinação das raízes da polinomial de denominador utiliza-se o método de Newton-Raphson. Quanto a determinação dos resíduos, o procedimento computacional adotado é baseado na técnica clássica de decomposição, expressa por

## A P Ê N D I C E I

### ANTITRANSFORMADA DE LAPLACE - MÉTODO UTILIZADO NO PROGRAMA

Assim, uma equação de grau  $n$ , será escrita da seguinte forma:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{(s - r_1)(s - r_2) \dots (s - r_n)}$$

onde

$r_1, r_2, \dots, r_n$  são as raízes da equação e podem ser reais ou complexas. As raízes complexas aparecem sempre em conjugadas de um termo real e outro imaginário.

$r_1, r_2, \dots, r_n$  são os resíduos que podem ser reais ou complexos.

Como o equacionamento das correntes transitórias foi efetuado no domínio da frequência, torna-se necessário transformá-las ao domínio do tempo para a obtenção dos valores instantâneos de corrente e tensão do circuito. O procedimento para a anti-transformação no computador digital está descrito a seguir:

Uma vez encontradas as equações desejadas no domínio da frequência, estas são decompostas em forma de frações parciais.

Para a determinação das raízes do polinômio de nominador utiliza-se Newton-Raphson. Quanto a determinação dos resíduos, o procedimento computacional obedece a sistemática clássica de decomposição, empregada nos processos matemáticos.

Assim, uma equação de grau  $n$ , será escrita como:

$$H(s) = \frac{a_1}{s + r_1} + \frac{a_2}{s + r_2} + \dots + \frac{a_i}{s + r_i} + \dots + \frac{a_n}{s + r_n}$$

onde

$r_i$   $i = 1, n$  são as raízes da equação e podem ser reais ou complexas. As raízes complexas podem ainda ser compostas de um termo real e outro imaginário.

$a_i$   $i = 1, n$  são os resíduos que podem ser reais ou complexos.

Supondo que a raiz  $r_1$  seja real, o termo da equação correspondente dará origem a seguinte transformada:

$$\frac{a_1}{s + r_1} = a_1 e^{-r_1 t} \quad (I.1)$$

Se as raízes  $r_2$  e  $r_3 = r_2^*$  e seus respectivos resíduos  $a_2$  e  $a_3 = a_2^*$  formam pares conjugados, onde

$$r_2 = b + j\alpha$$

$$r_2^* = b - j\alpha$$

$$a_2 = a + j\beta$$

$$a_2^* = a - j\beta$$

tem-se que:

$$\frac{a_2}{s + r_2} = \frac{a + j\beta}{b + j\alpha} = a e^{-[b + j\alpha]t} + j\beta e^{-[b + j\alpha]t} \quad (I.2)$$

$$\frac{a_2^*}{s + r_2^*} = \frac{a - j\beta}{b - j\alpha} = a e^{-[b - j\alpha]t} - j\beta e^{-[b - j\alpha]t} \quad (I.3)$$

Somando-se os dois termos (I.2) e (I.3) vem:

$$\frac{a_2}{s + r_2} + \frac{a_2^*}{s + r_2^*} = a e^{-bt} [e^{-j\alpha t} + e^{j\alpha t}] - j\beta e^{-bt} [-e^{-j\alpha t} + e^{j\alpha t}]$$

mas,

$$e^{-j\alpha t} + e^{j\alpha t} = 2\cos\alpha t$$

$$e^{j\alpha t} - e^{-j\alpha t} = j2\sin\alpha t$$

$$\frac{a_2}{s + r_2} + \frac{a_2^*}{s + r_2^*} = 2e^{-bt} [a \cos \alpha t + \beta \sin \alpha t] \quad (I.4)$$

Sendo:

- a - parte real do resíduo
- b - parte real da raiz
- $\alpha$  - parte complexa da raiz (em módulo)
- $\beta$  - parte complexa do resíduo (em módulo)

As equações (I.1) e (I.4) podem então ser substituídas por uma única, de forma:

$$H_i(t) = A e^{-b_i t} [c_i \cos \alpha_i t + \beta_i \sin \alpha_i t] \quad (I.5)$$

Se a raiz  $r_i$  é real

- A - 1
- b - raiz
- c - resíduo (real)
- $\alpha$  - 0
- d - 0

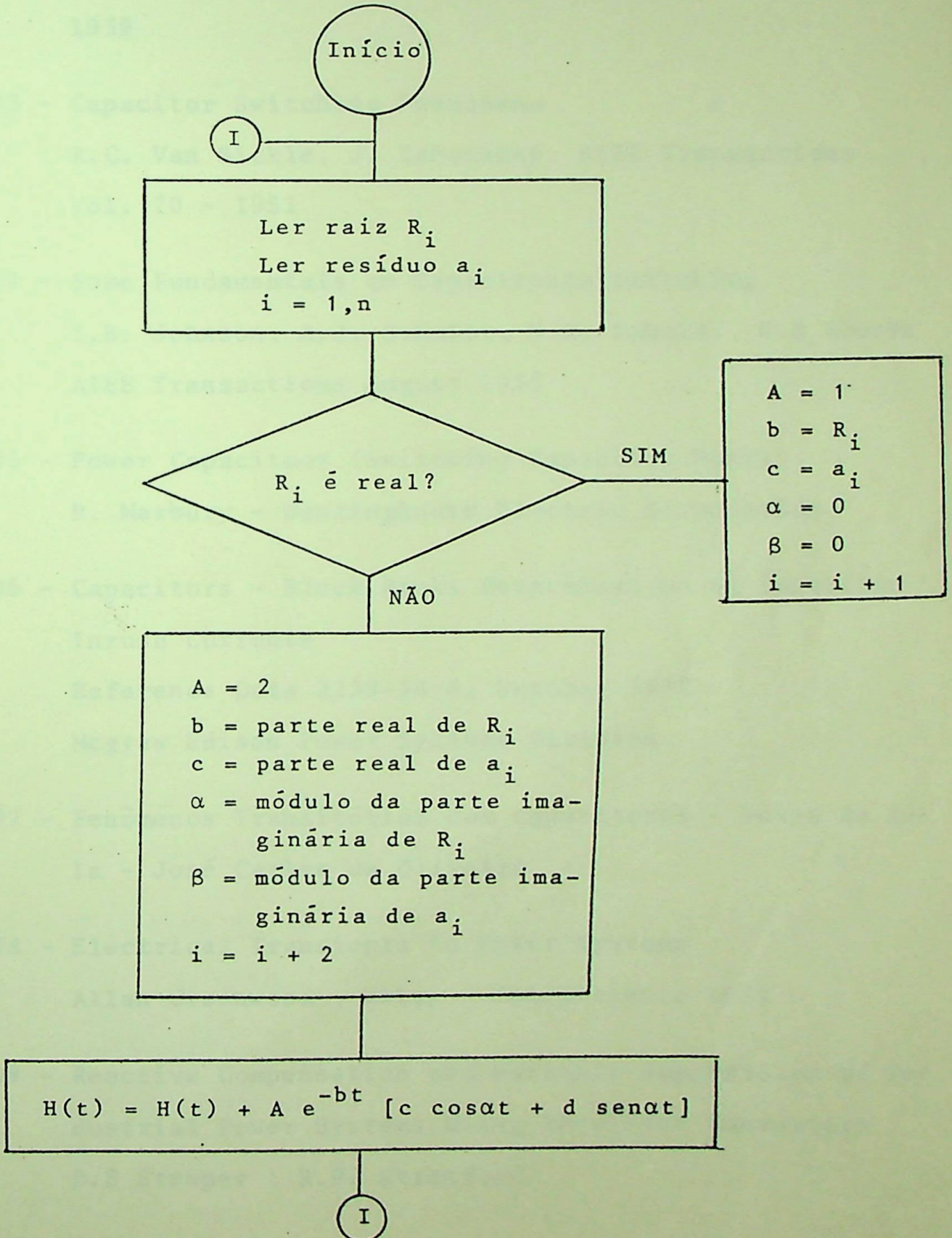
e a equação (I.5) cai na equação (I.1)

Se a raiz é complexa, a equação utiliza o par conjugado, e

- A - 2
- b - parte real da raiz
- c - parte real do resíduo
- $\alpha$  - módulo da parte complexa da raiz
- $\beta$  - módulo da parte complexa do resíduo

A equação (I.5) portanto, se torna a equação (I.4).

Um fluxograma indicando o procedimento descrito acima é ilustrado a seguir:



## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- 01 - Report on the Operation of Switched Capacitors  
AIEE COMMITTEE REPORT, December 1955
- 02 - Influence of Resistance on Switching Transients  
R.C. Van Sickle, AIEE Transactions Vol. 58 August  
1939
- 03 - Capacitor Switching Phenomena x  
R.C. Van Sickle, J. Zaborszky, AIEE Transactions ,  
Vol. 70 - 1951
- 04 - Some Fundamentals on Capacitance Switching  
I.B. Johnson, A.J. Schultz, N.R. Schultz, R.B Shores  
AIEE Transactions August 1955
- 05 - Power Capacitors (Switching Capacitor Banks) x  
R. Marbury - Westinghouse Electric Corporation
- 06 - Capacitors - Block Banks Determination of Capacitor '  
Inrush Currents  
Reference Data R230-30-4, October 1970  
Mcgraw Edison Power Systems Division
- \* 07 - Fenômenos Transitórios com Capacitores - Notas de Au-  
la - José Carlos de Oliveira x
- 08 - Electrical Transients in Power Systems  
Allan Greenwood , Wiley - Interscience 1971
- 09 - Reactive Compensation and Harmonic Suppression of In-  
dustrial Power Systems Using Thyristor Converters  
D.E Steeper ; R.P. Stratford

- 10 - Manual Inducon - Capacitores de Potencia
- 11 - Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos  
Ricardo Ferreira Pinheiro  
Tese de Mestrado - Jun/80
- 12 - Banco de Capacitores Derivação - III Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica
- 13 - Generalized Damping Curves and Their use in Solving ' Power Switching Transients  
Allan Greenwood , T.H. Lee , IEEE Transactions - August 1963
- 14 - Aplicação e Chaveamento de Bancos de Capacitores - Seminário Sobre Utilização de Capacitores em Sistemas ' Elétricos CCON - Agosto/78
- 15 - Analysis of Factors Which Influence the Application, Operation, and Design of Shunt - Capacitor Equipments Switched in Large Banks  
J.W. Butler , IEEE Transactions Vol. 59 - 1940
- 16 - Switching three - phase transformer banks parts  
F.C. Van Wormer
- 17 - Switching Capacitive Kilovolt - Amperes With Power ' Circuit Breakers  
N.E Dillow , I.B. Johnson, N.R. Schultz, A.E Were ,  
AIEE Transactions - January/52

18 - Laplace Transform Tables and theorems

Paul A. Mccollum ; Buck F. Brown

