

**EDWARD ALEXANDER COLIN LOURENÇO**

**COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS PARA CONTROLE DA POTÊNCIA  
DE CARGAS PURAMENTE RESISTIVAS**

Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de  
São Paulo para a obtenção do  
título de Mestre em Engenharia

São Paulo  
1998



UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA POLITÉCNICA

TERMO DE JULGAMENTO  
DE  
DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Aos 06 dias do mês de março de 1998, às 10:30 horas, no Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, presente a Comissão Julgadora, integrada pelos Senhores Professores Doutores Walter Kaiser, Orientador do candidato, Akira Hoshino e Azauri Albano de Oliveira Júnior iniciou-se a Defesa de Dissertação de Mestrado do Senhor **EDWARD ALEXANDER COLIN LOURENÇO**.

Título da Dissertação: "COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS PARA CONTROLE DA POTÊNCIA DE CARGAS PURAMENTE RESISTIVAS".

Concluída a arguição, procedeu-se ao julgamento na forma regulamentar, tendo a Comissão Julgadora considerado o candidato:

Prof. Dr. Walter Kaiser.....( *aprovado* )

Prof. Dr. Akira Hoshino.....( *aprovado* )

Prof. Dr. Azauri Albano de Oliveira Júnior.....( *aprovado* )

Para constar, é lavrado o presente termo, que vai assinado pela Comissão Julgadora e pela Secretária de Pós-Graduação.

São Paulo, 06 de março de 1998.

A Comissão Julgadora : Walter Kaiser

Akira Hoshino

Azauri Albano de Oliveira Júnior

Secretária Elisabete Ap<sup>a</sup>.F.S.Ramos Elisabete Ap<sup>a</sup>.F.S.Ramos

Obs: Resolução 4476, de 17.09.1997 altera dispositivos do Regimento Geral da USP Art.109 - Imediatamente após o encerramento da arguição da dissertação ou tese cada examinador expressará seu julgamento em sessão secreta, considerando o candidato aprovado ou reprovado.

Homologado pela C.P.G. em reunião realizada à 13/04/1998

PEA

**EDWARD ALEXANDER COLIN LOURENÇO**

**COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS PARA CONTROLE DA POTÊNCIA  
DE CARGAS PURAMENTE RESISTIVAS**

Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de  
São Paulo para a obtenção do  
título de Mestre em Engenharia

Área de Concentração:  
Engenharia Elétrica

Orientador:  
Prof. Dr. Walter Kaiser

São Paulo  
1998

DEDALUS - Acervo - EPEL



31500012734

Lourenço, Edward Alexander Colin

Comparação entre métodos para controle da potência de cargas puramente resistivas. São Paulo, 1998.

55p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Eletrônica de Potência 2. Retificadores 3. Controle de potência I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas. II. t

Do not believe in anything simply because you have heard it.

Do not believe in traditions because they have been handed down for many generations.

Do not believe in anything because it is spoken and rumored by many.

Do not believe in anything simply because it is found in your religious books.

Do not believe in anything merely on the authority of your teachers and elders.

But after observation and analysis, when you find that anything agrees with reason, and is conducive to the good and benefit of one and all, then accept it and live up to it.

Siddharta Gautama

Dedico este trabalho  
à *Fernanda Welzel*

## **AGRADECIMENTOS**

- Ao Orientador Walter Kaiser pela sua dedicação e paciência infinitas.
- Aos Amigos Wilson Komatsu, Fuad Kassab Jr. e José Jaime da Cruz pela ajuda constante.
- Aos Amigos Joaquim Eloir Rocha e Walter Kaiser pelas várias discussões que muito ampliaram meu entendimento da vida.

## SUMÁRIO

Lista de símbolos

Resumo

Abstract

### 1 INTRODUÇÃO

## 2 RETIFICADORES TRIFÁSICOS EM PONTE CONTROLADOS ALIMENTANDO CARGA PURAMENTE RESISTIVA

2.1 - Introdução

2.2 - Metodologia

2.2.1 - Circuito utilizado

2.2.2 - Solução do circuito retificador

2.2.3 - Circuitos equivalentes e equações diferenciais para um trecho

2.2.4 - Regimes

2.2.4.1 - Determinação dos circuitos equivalentes

2.2.4.2 - Retificadores totalmente controlados

2.2.4.2.1 - Regime contínuo

2.2.4.2.2 - Limite entre os regimes contínuo e descontínuo

2.2.4.2.3 - Regime descontínuo

2.2.4.3 - Retificadores parcialmente controlados (ponte híbrida)

2.2.4.3.1 - Regime phc1

2.2.4.3.2 - Limite entre os regimes phc1 e phc2

2.2.4.3.3 - Regime phc2

2.2.4.3.4 - Limite entre os regimes phc2 e phd3

2.2.4.3.5 - Regime phd3

2.2.4.3.6 - Limite entre os regimes phd3 e phd4

2.2.4.3.7 - Regime phd4

2.2.5 - Medições das formas de onda

2.2.5.1 - Retificadores totalmente controlados

2.2.5.1.1 - Regime contínuo

2.2.5.1.2 - Limite entre os regimes contínuo e descontínuo



- 2.2.5.1.3 - Regime descontínuo
- 2.2.5.2 - Retificadores parcialmente controlados (ponte híbrida)
  - 2.2.5.2.1 - Regime phc1
  - 2.2.5.2.2 - Limite entre os regimes phc1 e phc2
  - 2.2.5.2.3 - Regime phc2
  - 2.2.5.2.4 - Limite entre os regimes phc2 e phd3
  - 2.2.5.2.5 - Regime phd3
  - 2.2.5.2.6 - Limite entre os regimes phd3 e phd4
  - 2.2.5.2.7 - Regime phd4
- 2.3 - Comparação entre valores simulados e medidos no retificador
- 2.4 - Comparação entre retificadores com e sem reatância de comutação
- 2.5 - Modelo elétrico equivalente

### **3 COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS PARA CONTROLE DA POTÊNCIA DE UMA CARGA PURAMENTE RESISTIVA**

- 3.1 - Introdução
- 3.2 - Resultados obtidos
  - 3.2.1 - Controle da potência fornecida à carga
  - 3.2.2 - Influência dos conversores na rede

### **4 CONCLUSÃO**

### **ANEXOS**

### **REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

## LISTA DE SÍMBOLOS

$e_A, e_B, e_C$  - tensões de fase dos geradores

$i_A, i_B, i_C$  - correntes de linha dos geradores

$L_G$  - indutância por fase dos geradores

$R$  - resistência da carga

$i_R$  - corrente na saída do retificador

$v_R$  - tensão na saída do retificador

$f$  - frequência dos geradores

$\omega$  - frequência angular dos geradores

$E_{\max}$  - tensão de pico dos geradores

$p$  - número de pulsos do retificador

$\alpha$  - ângulo de atraso de disparo do tiristor

$\alpha_{LC12}$  - ângulo de atraso no limite entre os regimes phc1 e phc2

$\alpha_{LCD}$  - ângulo de atraso no limite entre os regimes contínuo e descontínuo

$\alpha_{LD34}$  - ângulo de atraso no limite entre os regimes phd3 e phd4

$C_i$  - Circuito equivalente  $i$

Os índices representam:

A - fase a

B - fase b

C - fase c

G - gerador

R - saída do retificador

max - máximo

1 - região de comutação entre tiristores

2 - região fora da comutação entre tiristores

3 - região de comutação entre diodos

4 - região fora da comutação entre diodos

## RESUMO

O objetivo principal deste trabalho é o estudo de viabilidade da aplicação de retificadores para controle de potência em cargas puramente resistivas. São comparados três conversores comutados pela linha: o retificador controlado trifásico em ponte, o conversor por ângulo de fase e o conversor por ciclos inteiros.

É desenvolvida uma metodologia para simulação de retificadores controlados e parcialmente controlados alimentando uma carga puramente resistiva, levando-se em consideração os efeitos da comutação. São obtidas formas de onda das grandezas elétricas e gráficos relacionando potência, distorção harmônica total e fator de potência em função da corrente eficaz na carga. Os resultados simulados são comparados com medições realizadas em protótipo. São analisadas as condições para as quais os efeitos da comutação podem ou não ser desprezados e obtido um modelo elétrico equivalente.

Para uma mesma potência máxima fornecida à carga, compara-se o desempenho das três alternativas quanto à distorção harmônica total (THD), fator de potência e variação da potência na carga com o ângulo de disparo ou número de ciclo.

## ABSTRACT

This dissertation presents an analysis of the feasibility for application of rectifiers for power control of purely resistive loads. Three line comutated converters are compared: bridge controlled rectifier, phase angle and integral cycle controlled converters.

A new methodology is developed to simulate fully or partially controlled rectifiers feeding purely resistive loads including commutation effects. Waveforms and load power, THD and power factor curves are obtained. Simulated curves and waveforms are compared with experimental results. Rectifiers with and without commutating reactances are simulated, analysed and a equivalent circuit is derived.

The three converters are analysed with the hipotesis that all can deliver the same maximum power. The load rms power, total harmonic distortion and power fator curves against the rms load current are plotted and discussed.

## 1 INTRODUÇÃO

O controle de potência em cargas puramente resistivas encontra aplicação em secadores e fornos à resistência. Na maioria das instalações industriais são empregados conversores trifásicos controlados através de dois métodos: por ciclos inteiros e por ângulo de fase. Ambos utilizam o mesmo circuito de potência, diferindo apenas no modo de controle e aproveitamento das chaves semicondutoras. No controle por ciclos inteiros, a chave conduz por um determinado número de ciclos de um intervalo pré-determinado, enquanto que no controle por ângulo de fase, varia-se o instante de disparo de cada chave que conduzirá durante um intervalo fixo não superior a meio ciclo da rede.

O mesmo número de chaves semicondutoras oferece uma terceira alternativa para o controle da potência: o retificador controlado trifásico em ponte, através da variação do ângulo de disparo  $\alpha$ .

Os circuitos de potência dos conversores são mostrados nas figura 1.1.

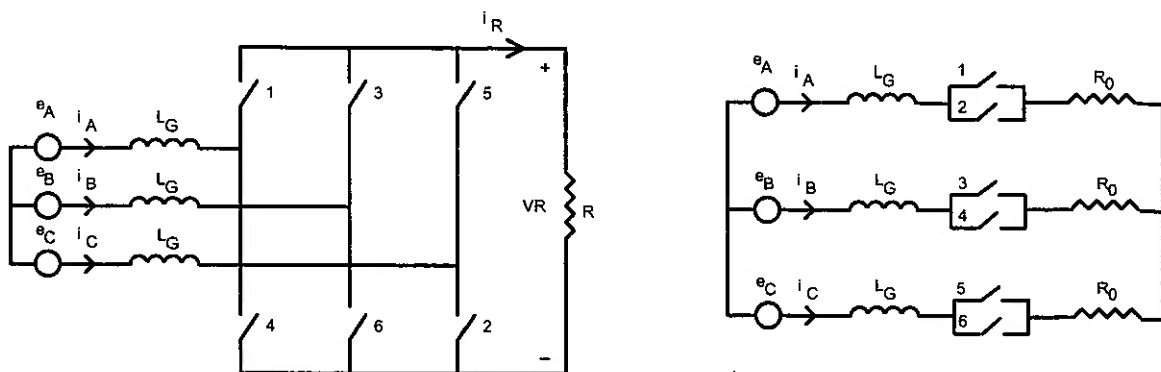


Fig. 1.1 - Circuitos de potência

- a) Retificador controlado trifásico em ponte
- b) Conversor por ciclos inteiros e conversor por ângulo de fase

Cada um dos três métodos apresenta suas particularidades.

O método dos ciclos inteiros é o mais simples de ser implementado. O seu controle é linear, porém discreto, o que facilita a implementação de um controle microprocessado. A principal desvantagem deste método são as harmônicas e sub-harmônicas geradas, que são de difícil filtragem, resultando em baixo fator de potência e problemas de "flicker".

O controle por ângulo de fase permite um controle contínuo da potência transferida à carga. No entanto, o controle apresenta uma característica não linear, uma vez que a relação entre a potência na carga e o ângulo de disparo é cossenoidal. Para valores reduzidos de ângulo de disparo, o sistema opera com alto fator de potência e baixos níveis de THD. O aumento do ângulo de disparo reduz o fator de potência e aumenta significativamente os valores de THD.

O objetivo deste estudo é verificar se o controle da potência utilizando um retificador consegue conciliar as vantagens dos dois métodos, visando elevado fator de potência, baixa distorção harmônica total e controle contínuo de potência na carga.

O retificador com um indutor de alisamento infinito já foi exaustivamente estudado. Por outro lado, existem poucas publicações analisando o retificador trifásico alimentado uma carga puramente resistiva e levando em consideração os efeitos da comutação.

## **2 RETIFICADORES TRIFÁSICOS EM PONTE CONTROLADOS ALIMENTANDO CARGA PURAMENTE RESISTIVA**

Neste capítulo é desenvolvida uma metodologia para simulação visando obter as formas de onda e grandezas elétricas de um retificador trifásico em ponte controlado, com reatâncias de comutação, alimentando uma carga puramente resistiva. Foram obtidas através de simulações e comparadas com medições experimentais em protótipo: a) formas de onda da tensão e corrente na carga e da corrente nos geradores, b) a relação entre os valores eficazes da tensão e corrente na carga e c) curvas relacionando distorção harmônica total e fator de potência no lado CA com a corrente eficaz na carga. Para finalizar, é analisada a influência da comutação sobre o desempenho do retificador.

### **2.1 - Introdução**

Existem basicamente duas abordagens para se analisar a operação em regime permanente dos retificadores trifásicos em ponte controlados: I) alisamento perfeito da corrente no lado CC, levando-se em consideração os efeitos da comutação no lado CA e II) admitindo-se uma carga puramente resistiva e desprezando-se quaisquer efeitos de comutação. Estes enfoques permitem uma modelagem simples e facilitam o projeto do retificador utilizando equações aproximadas.

No entanto, em algumas aplicações de eletrotermia, apesar da carga poder ser considerada puramente resistiva, as reatâncias do lado CA não são desprezíveis. Neste caso, a região de comutação poderia ser parcialmente descrita pela primeira abordagem enquanto que a região fora da comutação relativamente aproximada pela segunda. Logo, o caso real não pode ser modelado por nenhuma das duas abordagens, tornando-se necessário desenvolver uma metodologia para se obter as formas de onda e grandezas elétricas do retificador.

### **2.2 - Metodologia**

#### **2.2.1 - Circuito utilizado**

O circuito do retificador trifásico em ponte controlado está representado na figura 2.1. É constituído de geradores de tensão simétricos e equilibrados com indutâncias internas, tiristores (e diodos) ideais e uma carga puramente resistiva. Os tiristores e diodos são modelados como chaves ideais.



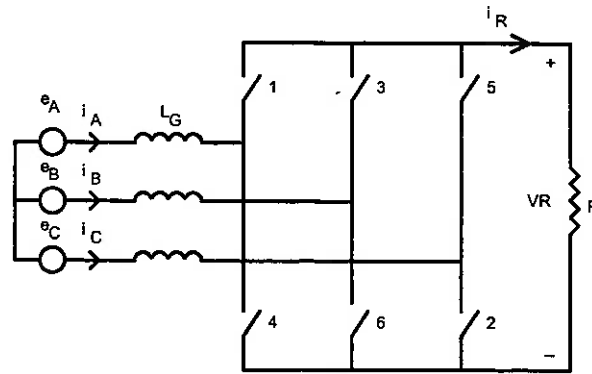


Figura 2.1 - Circuito do retificador trifásico em ponte controlado

### 2.2.2 - Solução do circuito retificador

Os retificadores apresentam um comportamento no tempo intrinsecamente não linear devido à presença de tiristores e diodos. Por esta razão, a sua simulação torna-se complexa. Entretanto, seu funcionamento pode ser analisado a partir de uma seqüência temporal de trechos com características lineares. A duração de cada trecho é determinada pela mudança de estado de duas chaves sucessivas.

O menor intervalo de tempo a partir do qual se pode obter o comportamento completo do circuito retificador é o período na tensão da carga, determinado pelo quociente entre o período da rede e o número de pulsos  $p$  do retificador. Nesse trabalho, esse intervalo mínimo é obtido a partir dos instantes de acionamento de dois tiristores sucessivos.

Um intervalo mínimo (ou pulso) é composto por um ou mais trechos. A título de exemplo, na figura 2.2 está representado um pulso de tensão na carga para um dos regimes da ponte híbrida, o qual é composto por três trechos característicos:

- a) Comutação entre tiristores;
- b) Comutação entre diodos e
- c) Condução normal.

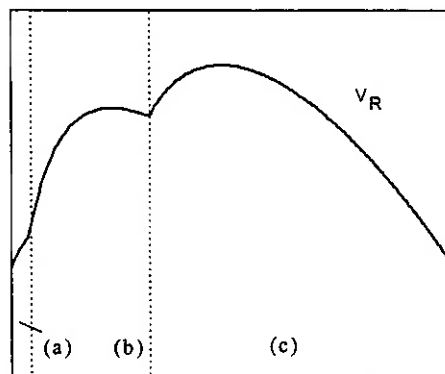


Figura 2.2 - Tensão na carga em um intervalo mínimo

A cada trecho de um intervalo mínimo, pode ser associado um circuito equivalente, descrito através de equações diferenciais.

A solução das equações é obtida por métodos numéricos impondo-se que:

a) As condições iniciais de cada trecho são as condições finais do circuito equivalente anterior;

b) As condições iniciais de um intervalo mínimo são as condições finais do intervalo anterior;

c) Os instantes de transição entre trechos são caracterizados por uma ou mais situações indicadas na seqüência:

c1) A tensão entre anodo e catodo de uma chave não controlada (diodo) é positiva;

c2) Uma chave controlada (tiristor) é disparada;

c3) A corrente se anular em um tiristor ou diodo.

### 2.2.3 - Circuitos equivalentes e equações diferenciais para um trecho

Para efeito de simulação, um retificador trifásico em ponte controlado alimentando carga puramente resistiva pode ser representado através de uma das configurações abaixo:

a) Circuito de comutação, figura 2.3;

b) Circuito fora da comutação, figura 2.4;

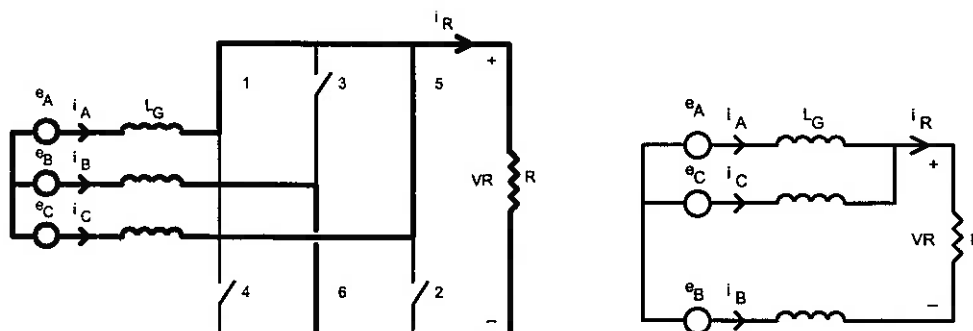


Figura 2.3 - Circuito de comutação

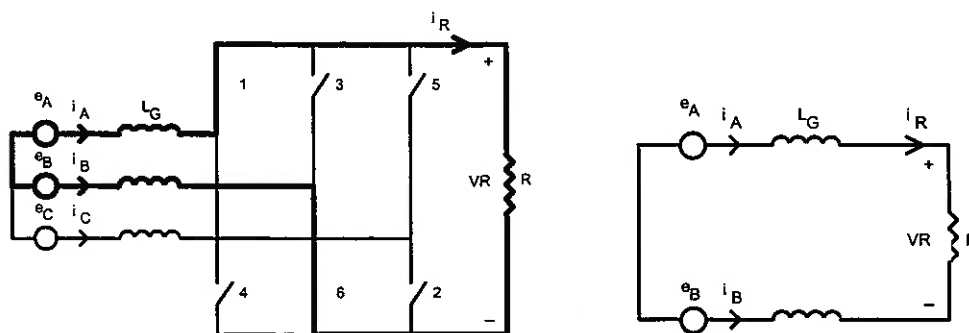


Figura 2.4 - Circuito fora da comutação

Para cada circuito, através da aplicação das leis de Kirchoff, foi obtido um sistema de equações (anexos A, B):

a) Circuito de comutação

$$\frac{di_A}{d\theta} + \frac{1}{2} \frac{di_B}{d\theta} - \frac{1}{2\omega L_G} (e_A - e_C) = 0$$

$$\frac{di_B}{d\theta} + \frac{2R}{3\omega L_G} i_B - \frac{e_B}{\omega L_G} = 0$$

$$i_C = -i_B - i_A$$

$$v_R = -Ri_B$$

$$i_R = -i_B$$

b) Circuito fora da comutação

$$i_A = -i_B$$

$$\frac{di_B}{d\theta} + \frac{R}{2\omega L_G} i_B + \frac{(e_A - e_B)}{2\omega L_G} = 0$$

$$i_C = 0$$

$$v_R = -Ri_B$$

$$i_R = -i_B$$

## 2.2.4 - Regimes

Cada regime é caracterizado por uma seqüência de circuitos equivalentes em um intervalo mínimo. Para cada regime, o ângulo de disparo  $\alpha$  pode variar dentro de uma faixa de valores que depende dos parâmetros do circuito.

### 2.2.4.1 - Determinação dos circuitos equivalentes

Um intervalo mínimo é composto por uma seqüência de trechos obtida através da inspeção do circuito. Os trechos e/ou circuitos equivalentes são obtidos adotando-se o seguinte procedimento:

a) Nas formas de onda da tensão na carga e das correntes dos geradores, seleciona-se um intervalo mínimo.

b) As transições entre trechos são determinadas por:

- b1) Anulação da tensão na carga e/ou
- b2) Mudança abrupta da derivada da tensão na carga e/ou
- b3) Anulação de uma das correntes dos geradores e/ou
- b4) Início de condução de uma das correntes dos geradores.

c) Identificados os trechos, determinam-se os respectivos circuitos equivalentes:

c1) A comutação é caracterizada somente quando as correntes de três geradores não forem nulas simultaneamente. Caso contrário, o retificador está fora da comutação.

#### 2.2.4.2 - Retificadores totalmente controlados

No retificador trifásico em ponte totalmente controlado todos os dispositivos de chaveamento são tiristores como mostra a figura 2.5.

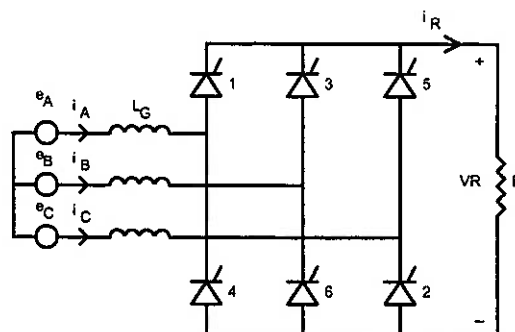


Figura 2.5 - Circuito do retificador trifásico em ponte totalmente controlado

A operação do retificador da figura 2.5 é caracterizada por dois regimes: o contínuo e o descontínuo. O regime é descontínuo quando a corrente na carga apresenta intervalo de tempo com corrente nula. A transição entre os regimes é caracterizada por um valor limite de ângulo de disparo, acima do qual o regime é descontínuo.

##### 2.2.4.2.1 - Regime contínuo

As formas de onda típicas da tensão e corrente na carga e das correntes dos geradores para o regime contínuo estão mostradas na figura 2.6.

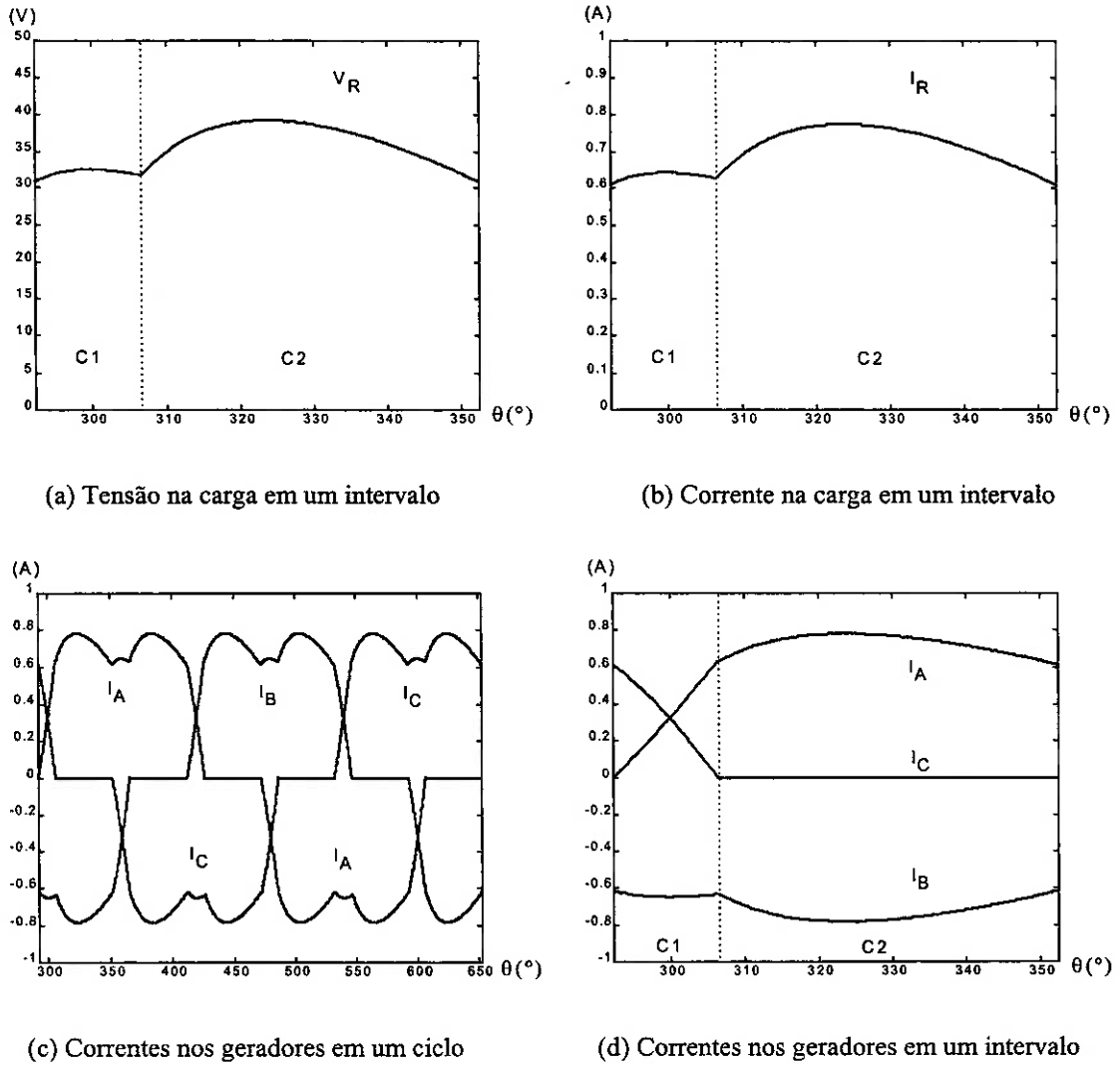
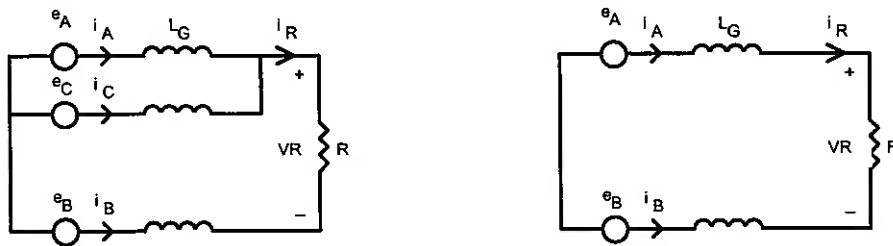


Figura 2.6 - Formas de onda simuladas do retificador no regime contínuo

No regime contínuo, o início de cada intervalo mínimo é caracterizado pela transferência da corrente de um tiristor para o outro. Destarte, as formas de onda das correntes nos geradores para um intervalo são compostas de dois trechos: um envolvendo comutação e



Circuito C1

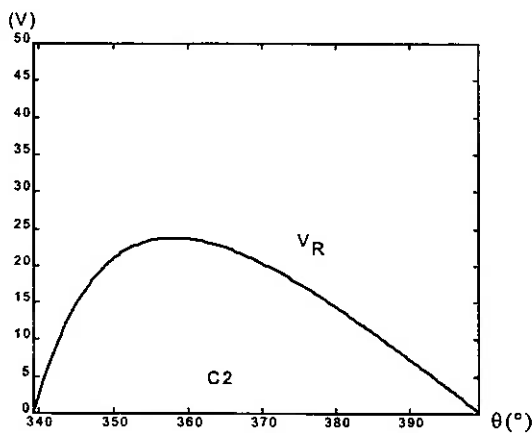
Circuito C2

Figura 2.7 - Circuitos equivalentes para o regime contínuo

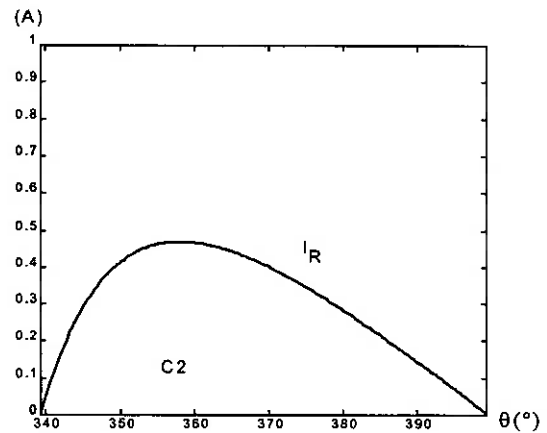
o outro sem comutação. A um intervalo no regime contínuo são associados os circuitos equivalentes C1 e C2 indicados na figura 2.7.

#### 2.2.4.2.2 - Limite entre os regime contínuo e descontínuo

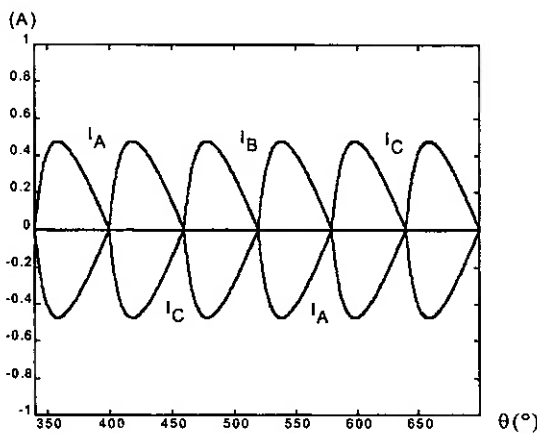
Para uma dada resistência de carga, o intervalo de comutação diminui com o aumento do ângulo de disparo até se anular, atingindo assim o limite de descontinuidade, conforme a figura 2.8. Portanto, no limite entre os regimes contínuo e descontínuo, a corrente na carga se anula somente nos instantes inicial e final do intervalo mínimo.



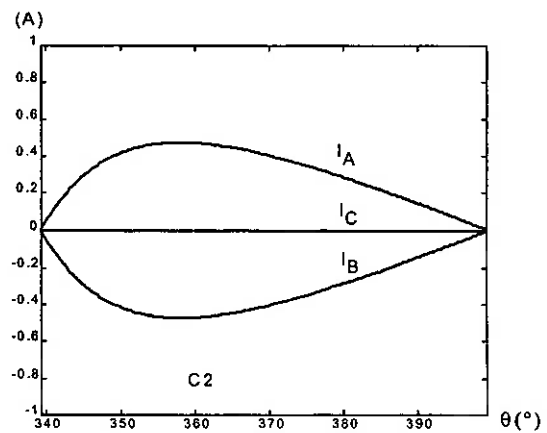
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



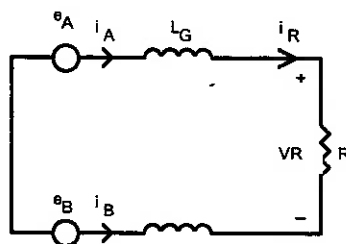
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.8 Formas de onda simuladas do retificador no limite entre os regimes contínuo e descontínuo

No limite de descontinuidade é utilizado o circuito equivalente C2 da figura 2.9.

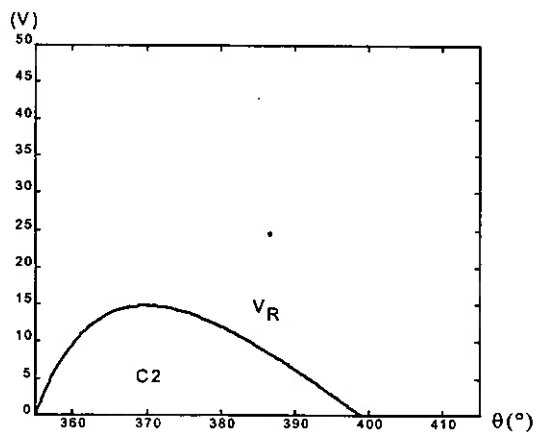


Circuito C2

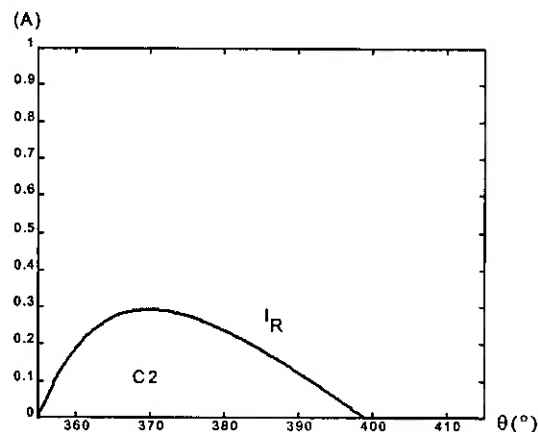
Figura 2.9 - Circuito equivalente para o limite entre os regimes contínuo e descontínuo

### 2.2.4.2.3 - Regime descontínuo

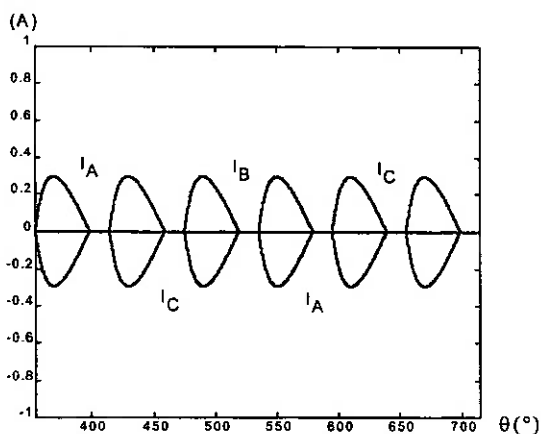
As formas de onda da figura 2.10 ilustram uma condição de regime descontínuo. A presença de um intervalo de corrente nula na carga implica na ausência de comutação no instante de disparo do tiristor.



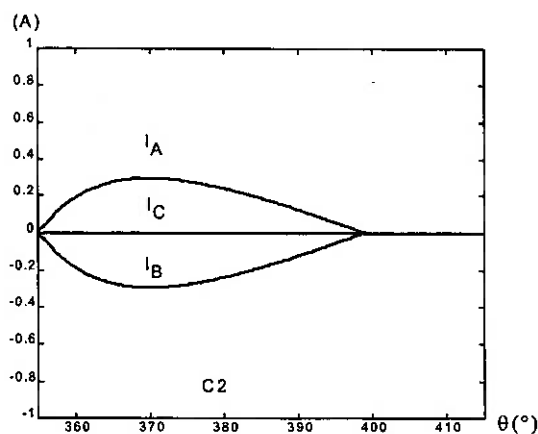
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



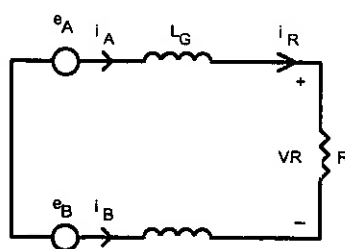
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.10 - Formas de onda simuladas do retificador no regime descontínuo

As tensões e correntes no retificador no regime descontínuo são calculadas a partir do circuito C2 (figura 2.11).



Circuito C2

Figura 2.11 - Circuito equivalente para o regime descontínuo

### 2.2.4.3 - Retificadores parcialmente controlados (ponte híbrida)

O circuito do retificador trifásico em ponte parcialmente controlado (ponte híbrida) está representado na figura 2.12.

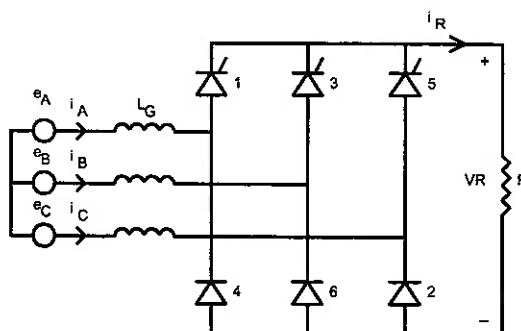


Figura 2.12 - Circuito do retificador trifásico em ponte parcialmente controlado

Na ponte híbrida alimentando uma carga puramente indutiva podem ser identificados quatro regimes de operação.

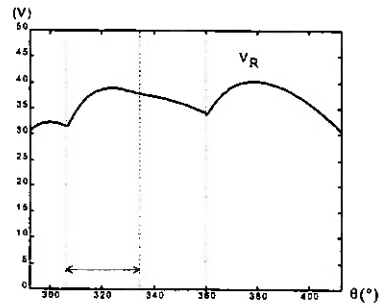
A figura 2.13 apresenta as formas de onda da tensão na carga e das correntes nos geradores, em ordem crescente do ângulo de disparo  $\alpha$ , em um intervalo mínimo para cada um dos regimes.

O regime descontínuo de corrente na carga pode ser identificado nos dois últimos regimes, phd3 a phd4, pelo fato da corrente (tensão) na carga ser nula no último segmento do intervalo mínimo.

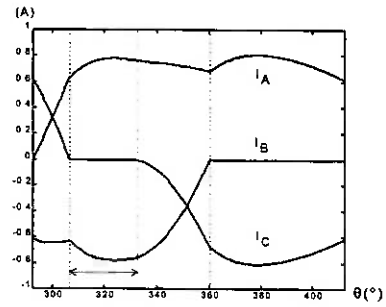
As principais características de cada um dos regimes da ponte híbrida são:

**a) Regime phc1:** existem quatro trechos distintos, dos quais dois envolvem comutação. O trecho sem comutação, assinalado na figura 2.13.a, diminui com o aumento do ângulo de disparo  $\alpha$  até anular-se; **b) Regime phc2:** a comutação entre diodos só se inicia após o término

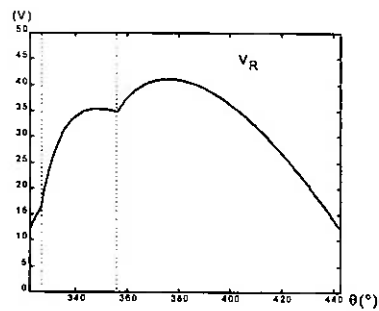




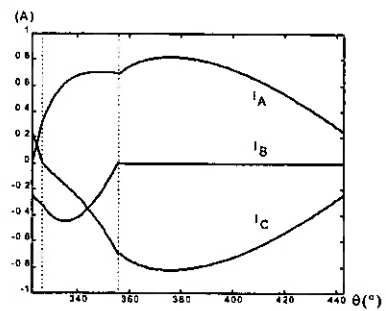
(a) Tensão na carga no regime phc1



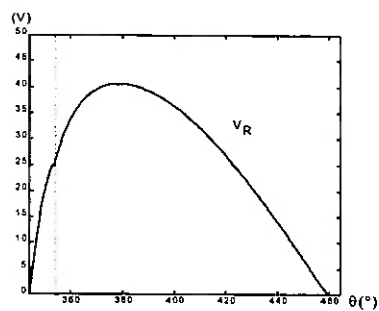
(b) Correntes nos geradores no regime phc1



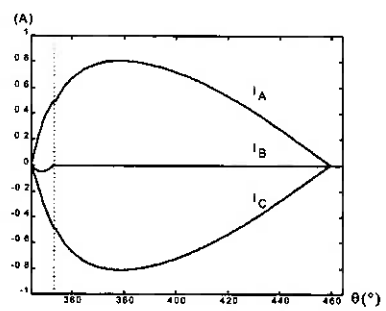
(c) Tensão na carga no regime phc2



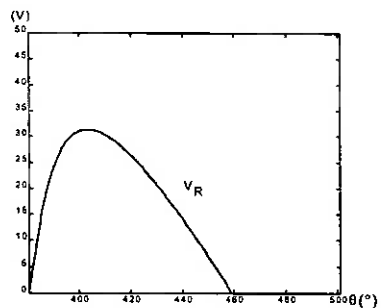
(d) Correntes nos geradores no regime phc2



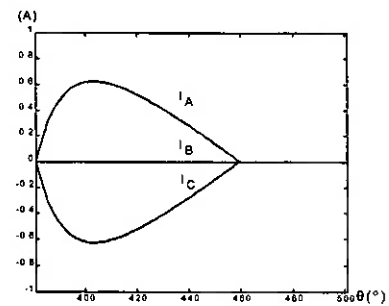
(e) Tensão na carga no regime phd3



(f) Correntes nos geradores no regime phd3



(g) Tensão na carga no regime phd4



(h) Correntes nos geradores no regime phd4

Figura 2.13 - Formas de onda simuladas para um intervalo da ponte híbrida

da comutação entre os tiristores. Com o incremento do ângulo de disparo, a tensão instantânea na carga anula-se ao final do intervalo mínimo; **c)** Regime phd3: ocorre uma pseudo-comutação (vide anexo C) entre diodos no início do intervalo mínimo; **d)** Regime phd4: é semelhante ao regime phd3, entretanto, não ocorre a pseudo-comutação envolvendo diodos.

Cada um desses regimes será detalhado a seguir.

### 2.2.4.3.1 - Regime phc1

Para valores reduzidos do ângulo de disparo  $\alpha$ , predomina o regime phc1 cujas formas de onda características para um intervalo mínimo estão representadas na figura 2.14.

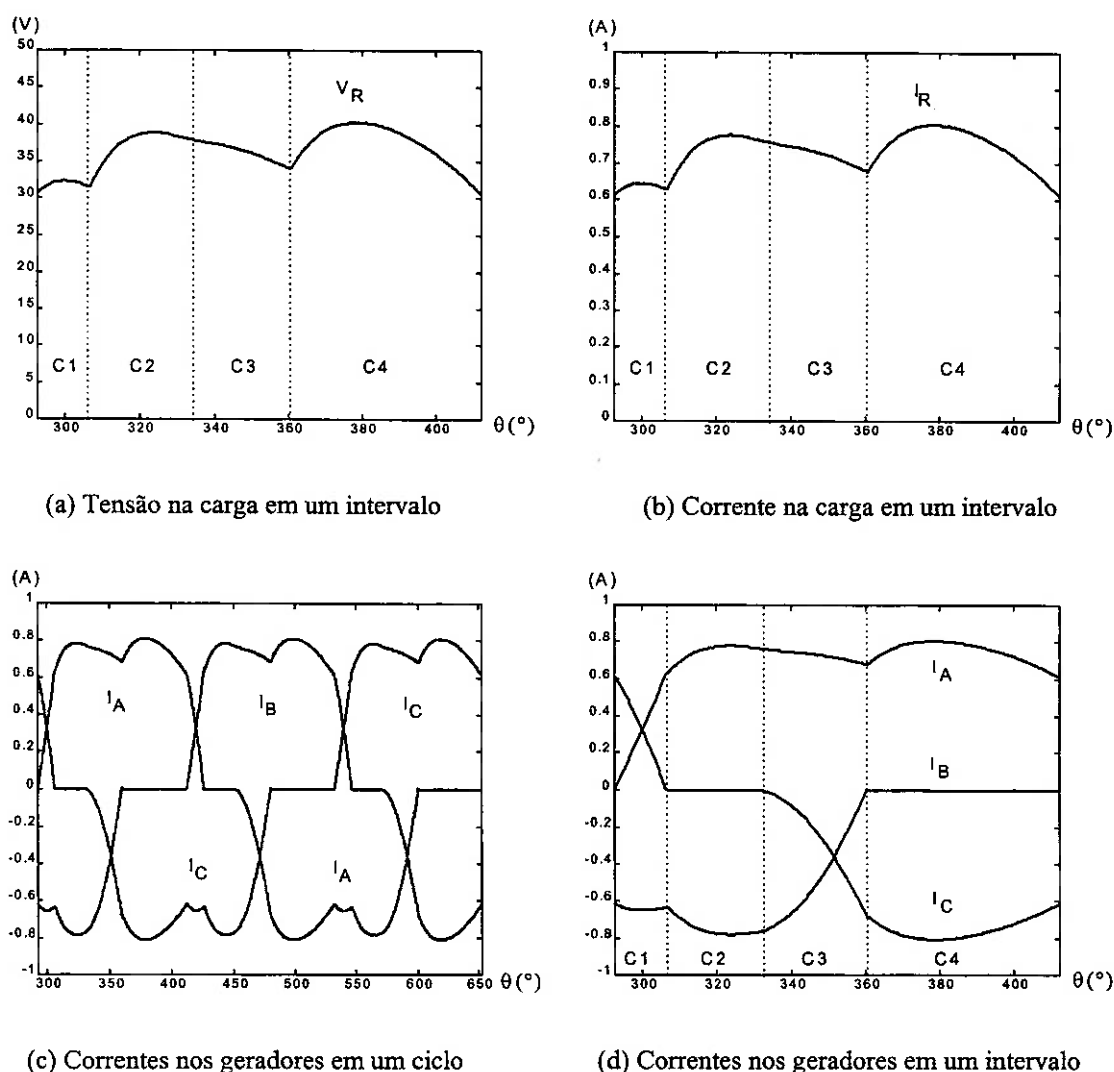


Figura 2.14 - Formas de onda simuladas do retificador no regime phc1 da ponte híbrida

A partir das formas de onda das correntes dos geradores e da tensão na carga, podem ser identificados os seguintes trechos associados aos circuitos equivalentes indicados na figura

2.15: C1) um trecho envolvendo comutação entre tiristores, C2) um trecho sem comutação, C3) um trecho envolvendo comutação entre diodos e C4) um trecho sem comutação.

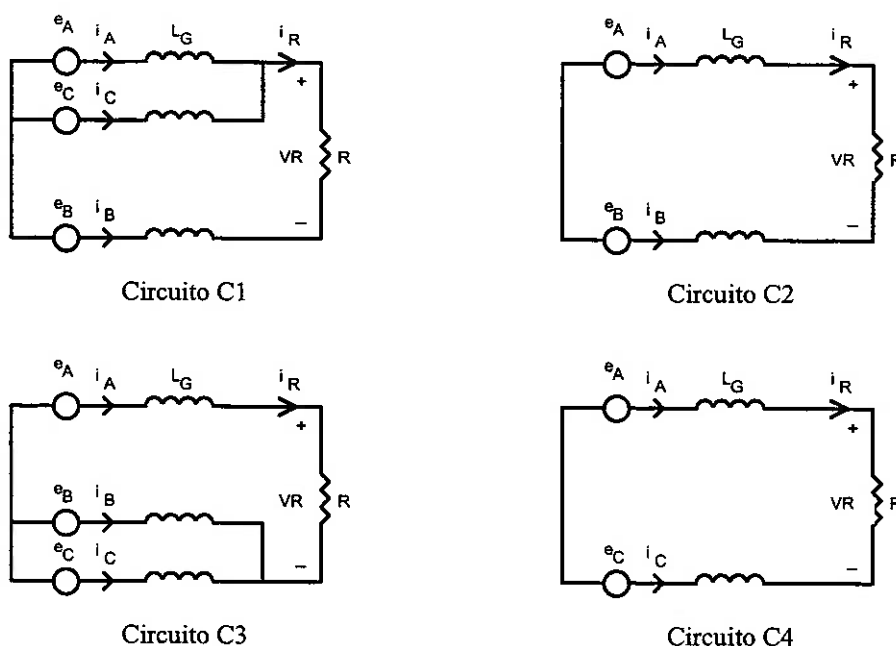
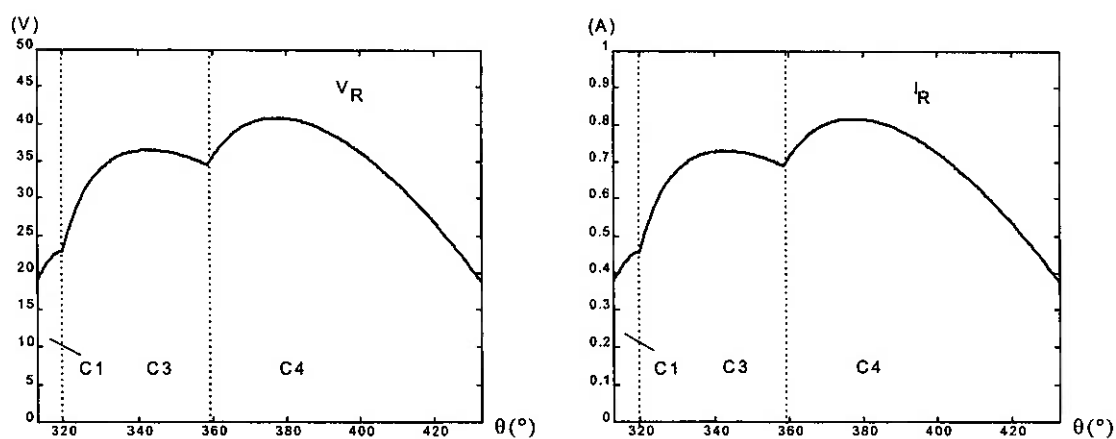


Figura 2.15 - Circuitos equivalentes para o regime phc1

#### 2.2.4.3.2 - Limite entre os regimes phc1 e phc2

A duração do trecho C2 diminui com o incremento do ângulo de disparo. As formas de onda da figura 2.16 mostram o caso limite entre os regimes phc1 e phc2 quando o trecho C2 se anula.



(a) Tensão na carga em um intervalo

(b) Corrente na carga em um intervalo

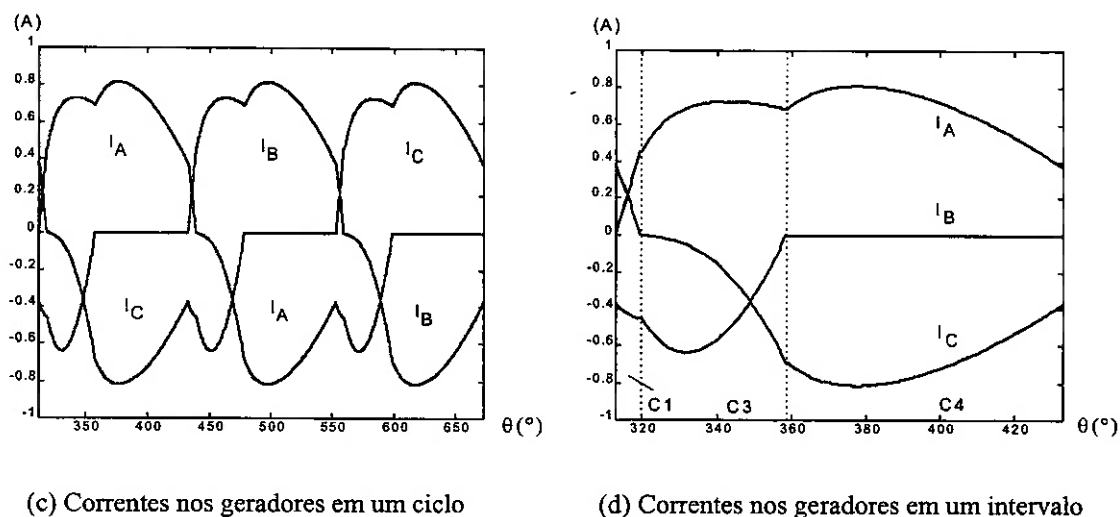
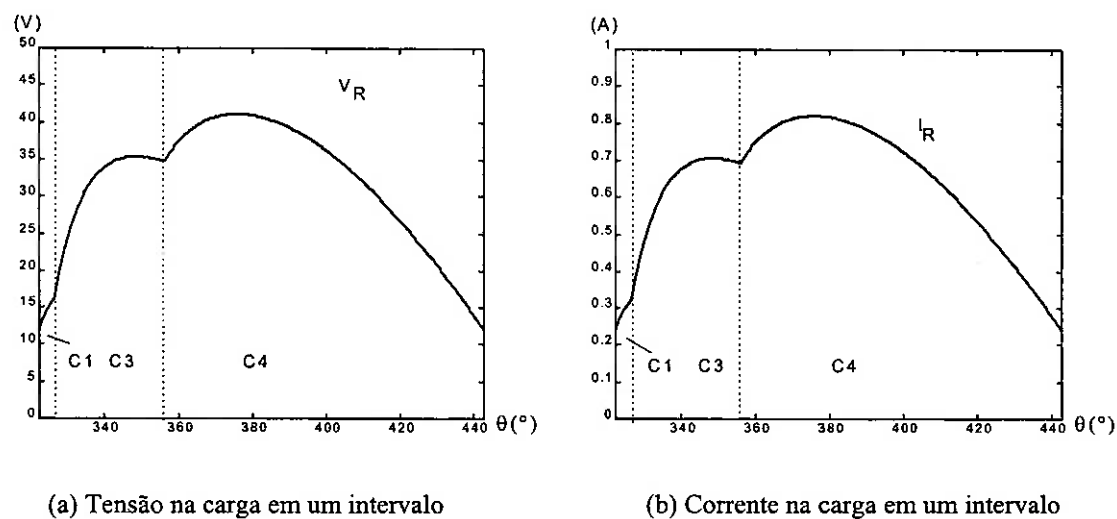


Figura 2.16 - Formas de onda simuladas do retificador no limite entre os regimes phc1 e phc2 da ponte híbrida

Nestas condições, se aplicam os circuitos equivalentes do regime phc2 e o diodo começa a conduzir exatamente quando se anula a corrente no tiristor do mesmo ramo.

### 2.2.4.3.3 - Regime phc2

Na figura 2.17 são apresentadas as formas de onda para o regime phc2.



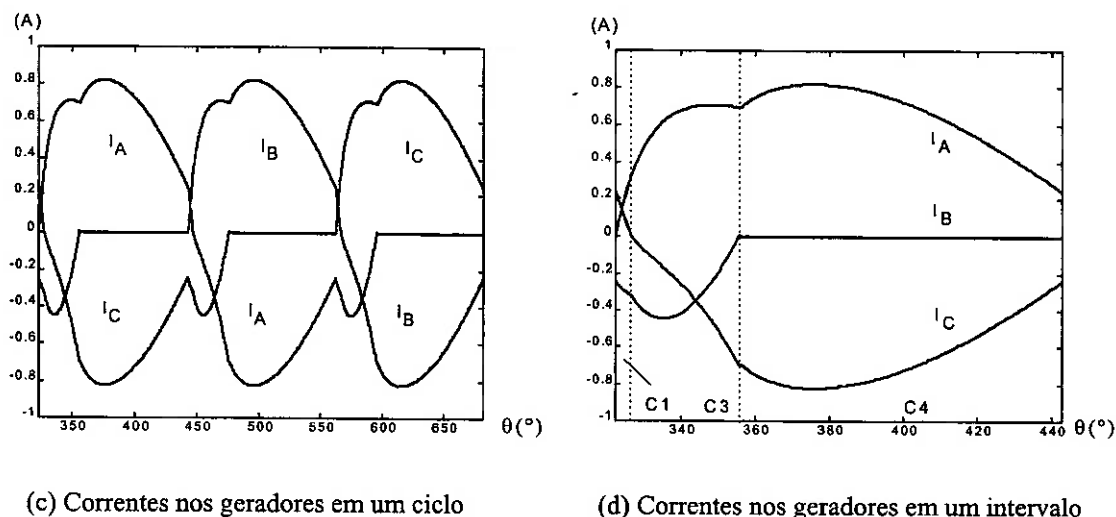


Figura 2.17 - Formas de onda simuladas do retificador no regime phc2 da ponte híbrida

No intervalo mínimo do regime phc2 ocorrem três trechos: C1, C3 e C4. A comutação entre diodos somente se inicia após o término da comutação entre tiristores, uma vez que a tensão no diodo que entra em condução é negativa no trecho anterior, C1.

A seqüência de circuitos equivalentes para esse regime está mostrada na figura 2.18:

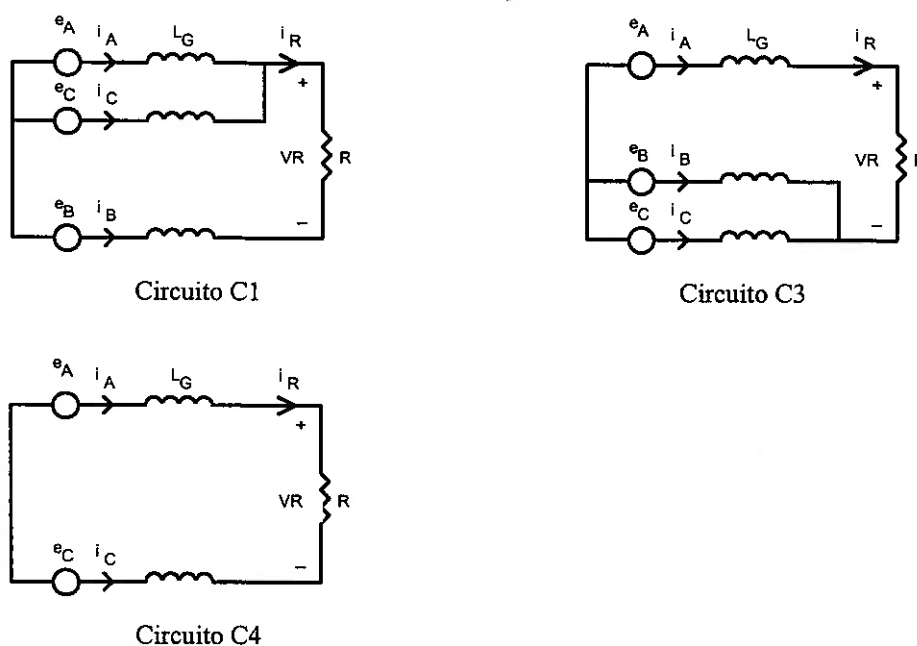


Figura 2.18 - Circuitos equivalentes para o regime phc2

#### 2.2.4.3.4 - Limite entre os regimes phc2 e phd3

A tensão na carga no final do trecho C4 diminui com o aumento do ângulo de disparo até anular-se no final do intervalo mínimo. As formas de onda da figura 2.19 mostram o caso limite entre os regimes phc2 e phd3.

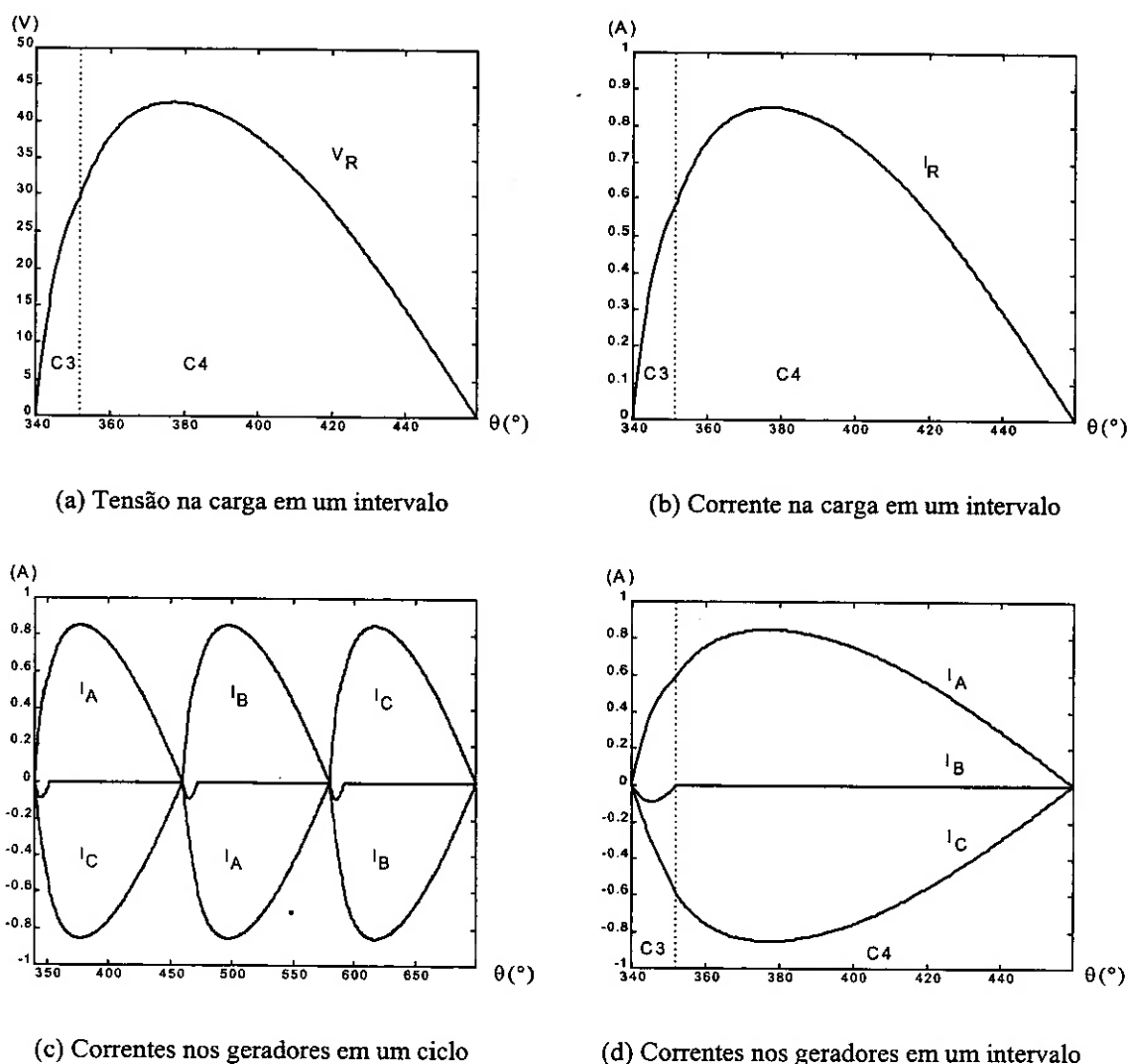


Figura 2.19 - Formas de onda simuladas do retificador no limite entre os regimes phc2 e phd3 da ponte híbrida

Para esse limite são utilizados os circuitos equivalentes C1, C3 e C4 do regime phc2.

#### 2.2.4.3.5 - Regime phd3

O regime phd3 é descontínuo, pois a corrente na carga é nula durante parte do intervalo mínimo. A princípio, deveria se esperar que somente dois ramos conduzissem quando o tiristor fosse disparado. Entretanto, no trecho inicial do intervalo mínimo, dois diodos conduzem simultaneamente. Esse fenômeno é denominado de pseudo-comutação e será estudado em detalhes no anexo C.

Na figura 2.20 estão registradas as formas de onda para esse regime.

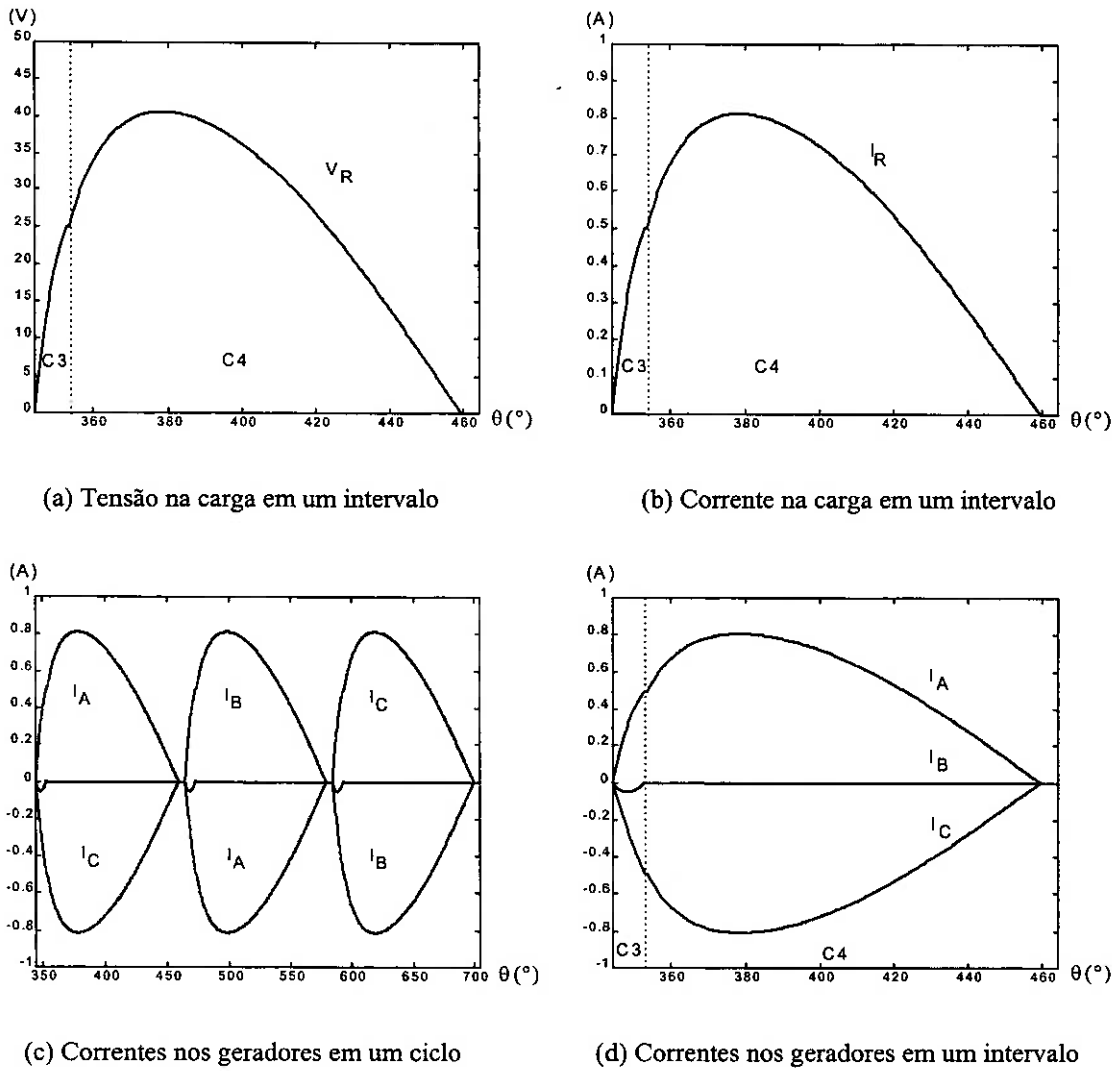


Figura 2.20 - Formas de onda simuladas do retificador no regime phd3 da ponte híbrida

A seqüência de trechos para o regime phd3 é (figura 2.21): C3, onde ocorre a comutação entre diodos e C4, sem comutação.

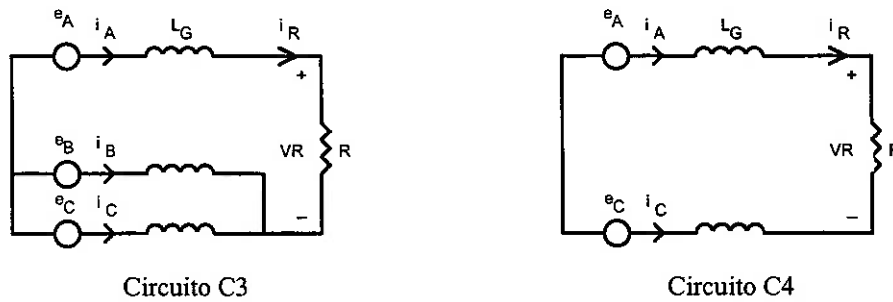


Figura 2.21 - Circuitos equivalentes para o regime phd3 da ponte híbrida

### 2.2.4.3.6 - Limite entre os regimes phd3 e phd4

Com o incremento do ângulo de disparo, o intervalo de pseudo-comutação entre diodos diminui até se anular, conforme figura 2.22.

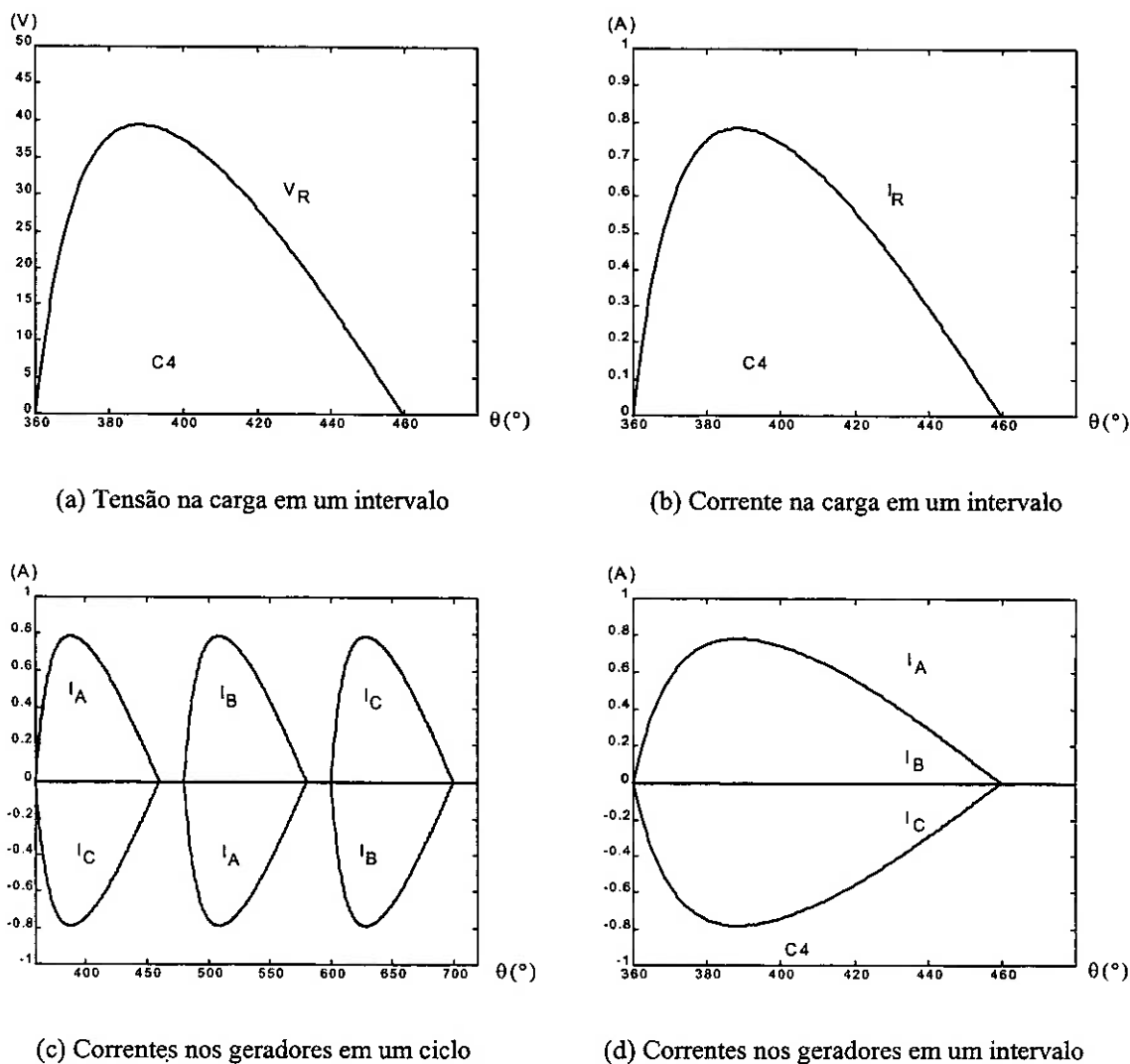


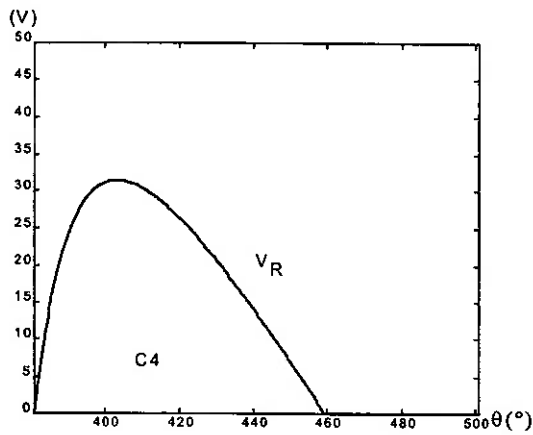
Figura 2.22 - Formas de onda simuladas do retificador no limite entre os regimes phd3 e phd4 da ponte híbrida

Nesse limite, o circuito equivalente é o mesmo do regime phd4, ou seja, C4.

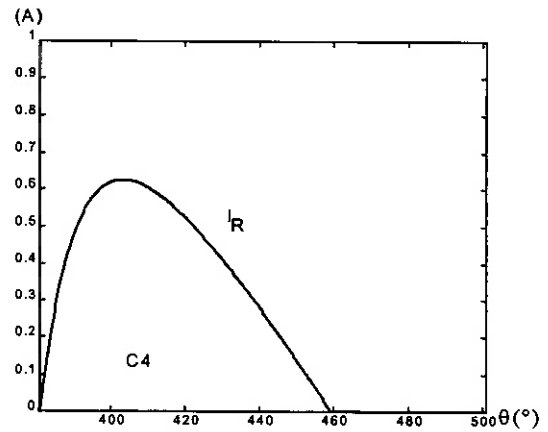
### 2.2.4.3.7 - Regime phd4

Na figura 2.23 estão representadas as formas de onda para o regime phd4.

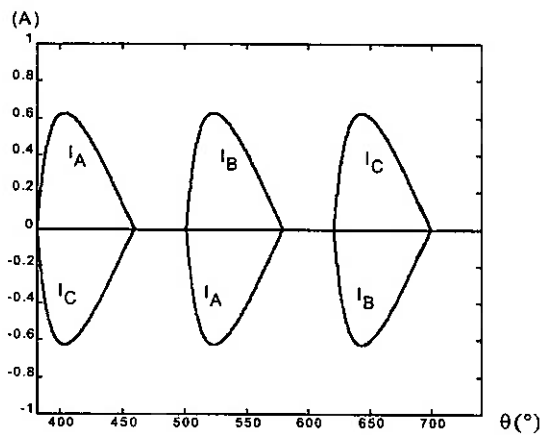




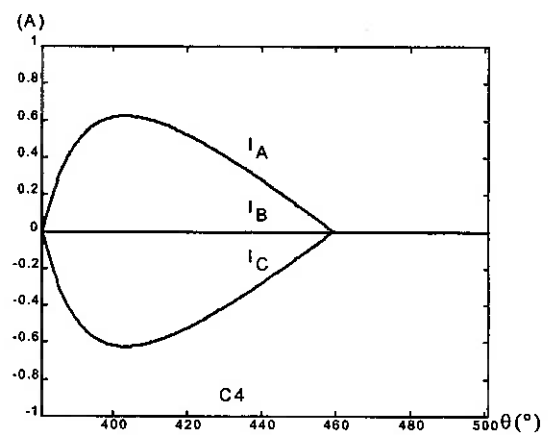
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



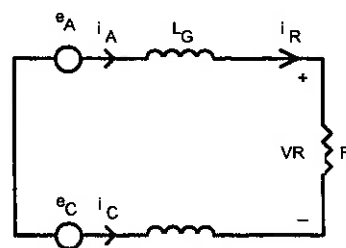
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.23 - Formas de onda simuladas do retificador no regime phd4 da ponte híbrida

O circuito equivalente utilizado para descrever este regime é o C4 (figura 2.24).



Circuito C4

Figura 2.24 - Circuito equivalente para o regime phd4 da ponte híbrida

### 2.2.5 - Medições das formas de onda

O protótipo utilizado para as medições das formas de onda é constituído de 3 módulos independentes (fonte CA, retificador e carga) a serem interligados externamente através de cabos.

O módulo da fonte CA foi concebido para simular um sistema de potência real. É constituído de três transformadores monofásicos ligados convenientemente para se obter, na sua saída, uma tensão trifásica de linha com valor eficaz igual a 31V. Os indutores externos, ligados em série com cada fase, limitam a corrente de curto-circuito do módulo e simulam a impedância interna de um sistema de potência para permitir a visualização dos efeitos de comutação.

O módulo retificador é constituído de três tiristores com anodo comum, três tiristores com catodo comum e três diodos com ânodo comum que, adequadamente interligados, formam uma ponte de tiristores ou uma ponte híbrida.

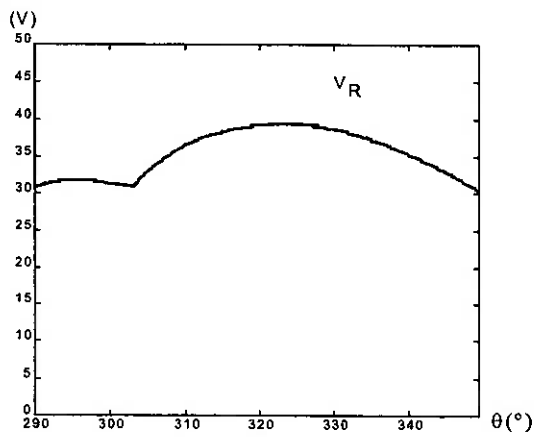
A fonte de alimentação é conectada, através de fios de ligação, ao módulo retificador. O controle dos tiristores foi implementado utilizando-se três CIs TCA 780, com inclinação de rampa fixa e controle de nível através de um único potenciômetro. Para realização do sincronismo, foram utilizados pequenos transformadores, cujo primário é alimentado pelas tensões de linha (antes da reatância de comutação), adequadamente escolhidas para permitir uma variação do ângulo de disparo de  $\alpha = 0^\circ$  a  $\alpha = 180^\circ$ .

O módulo da carga é constituído de um indutor e 10 resistores de  $10 \Omega$ , cuja associação conveniente permite a implementação de cargas resistivas e resistivo-indutivas.

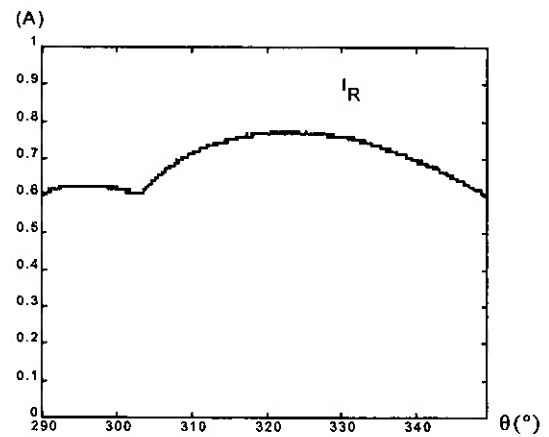
As formas de onda medidas no protótipo são mostradas a seguir. Nas simulações foram adotados os parâmetros medidos no protótipo.

### 2.2.5.1 - Retificador totalmente controlado

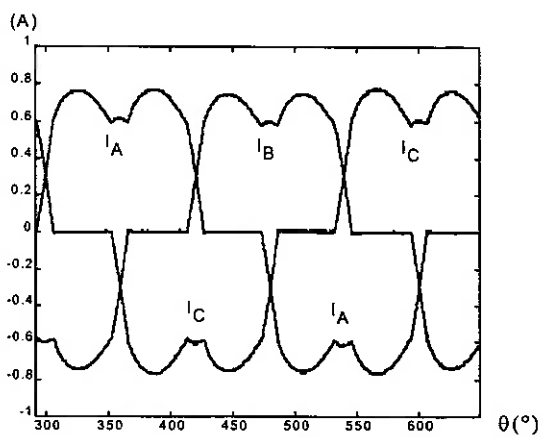
#### 2.2.5.1.1 - Regime contínuo



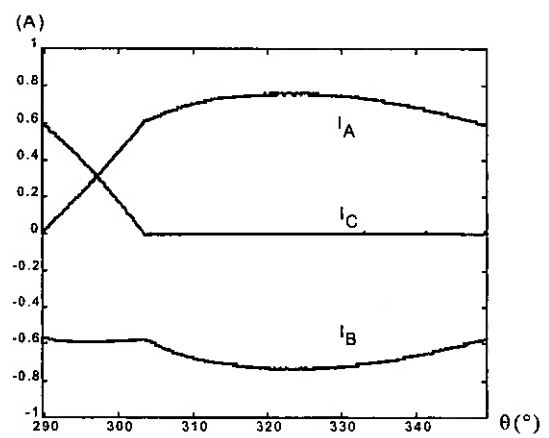
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



(c) Correntes nos geradores em um ciclo



(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.25 - Formas de onda medidas do retificador no regime contínuo

### 2.2.5.1.2 - Limite entre os regimes contínuo e descontínuo

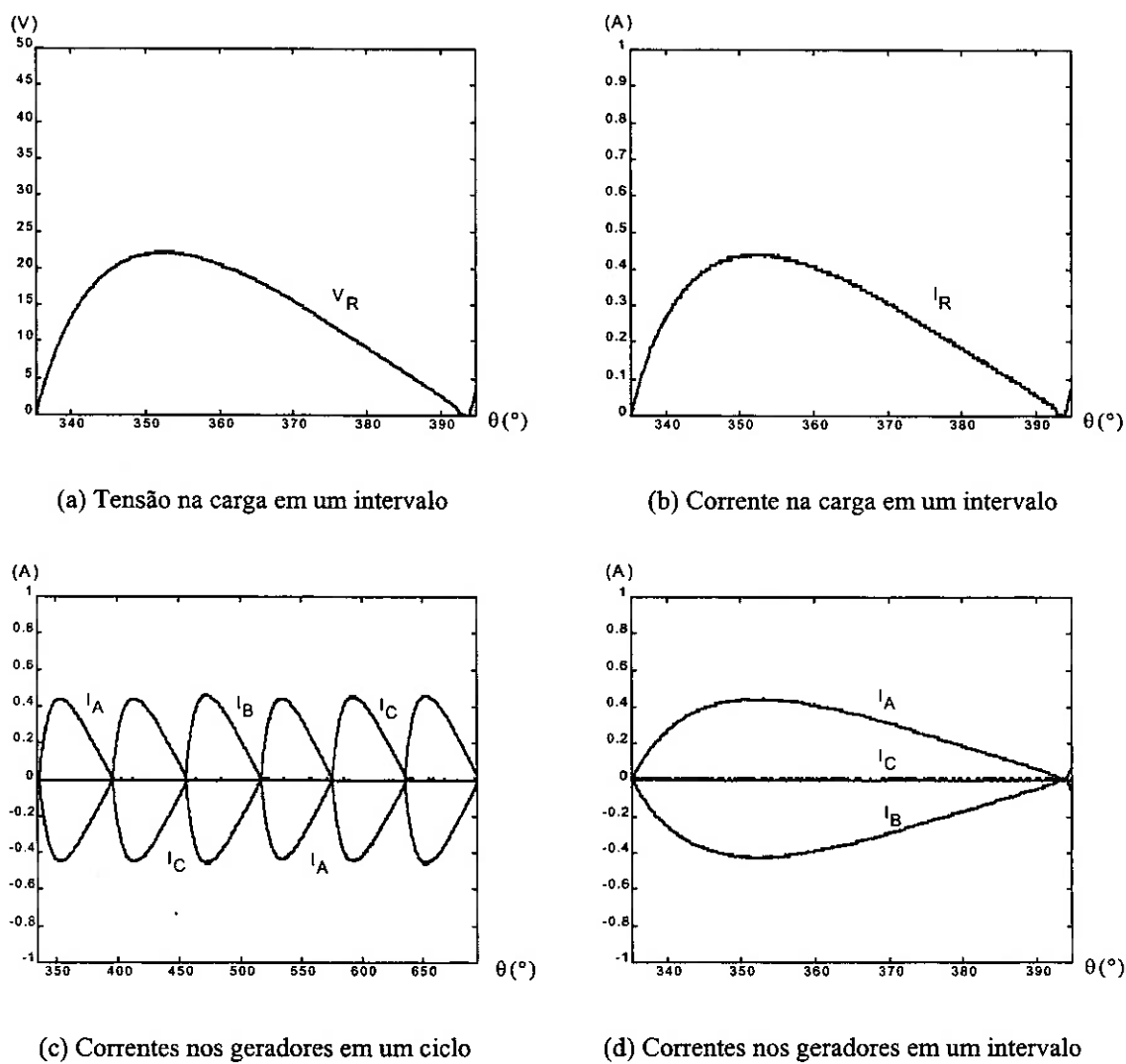
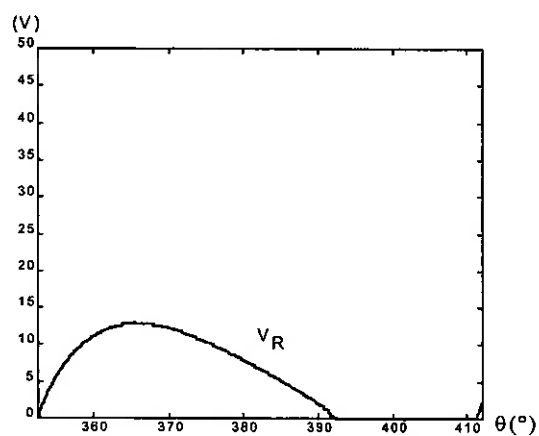
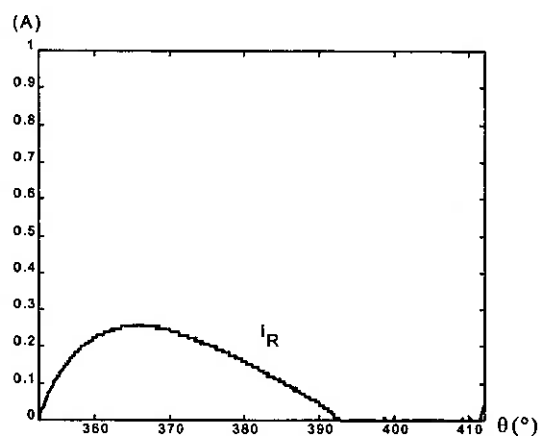


Figura 2.26 - Formas de onda medidas do retificador no limite entre os regimes contínuo e descontínuo

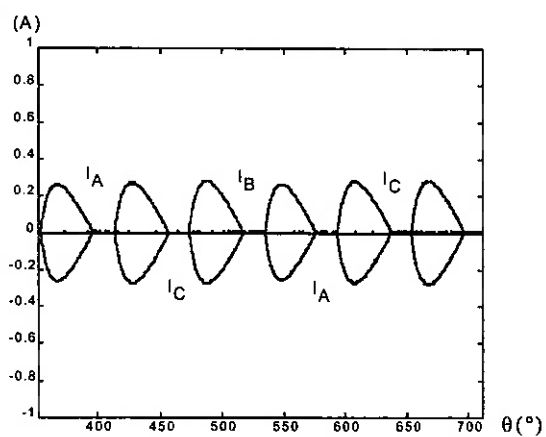
### 2.2.5.1.3 - Regime descontínuo



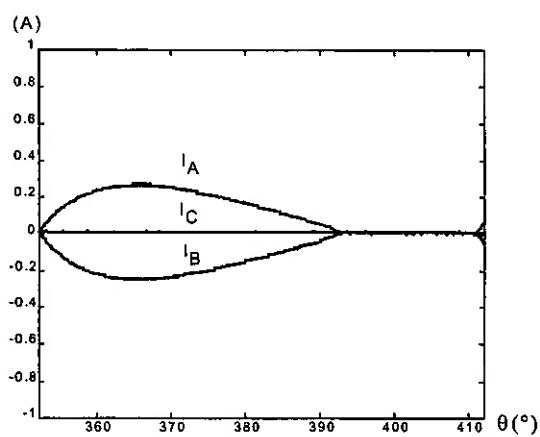
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



(c) Correntes nos geradores em um ciclo

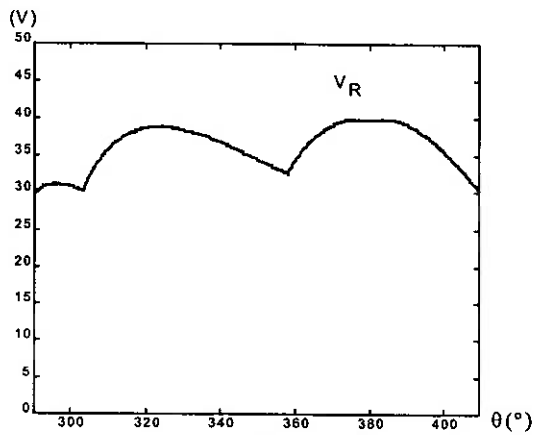


(d) Correntes nos geradores em um intervalo

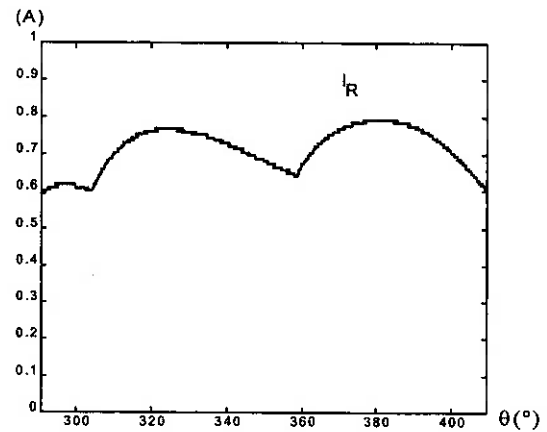
Figura 2.27 - Formas de onda medidas do retificador no regime descontínuo

## 2.2.5.2 - Retificador parcialmente controlado (ponte híbrida)

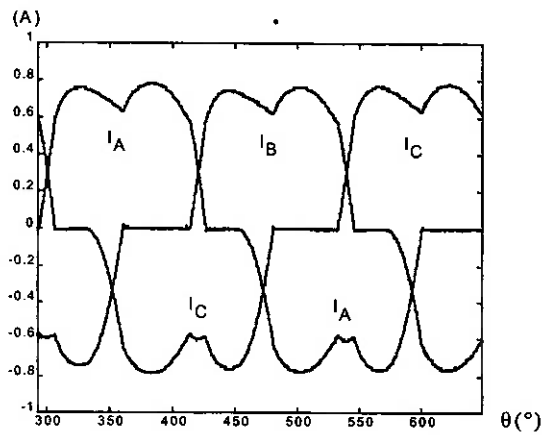
### 2.2.5.2.1 - Regime phc1



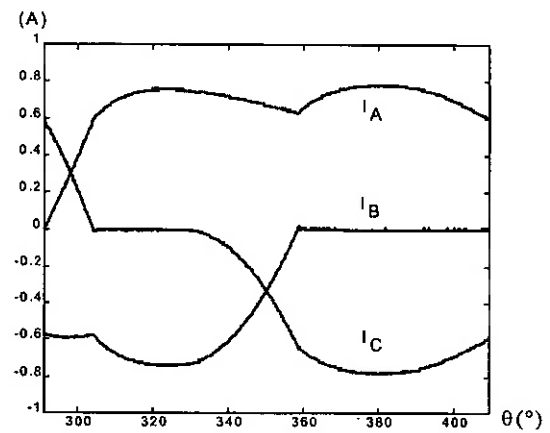
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



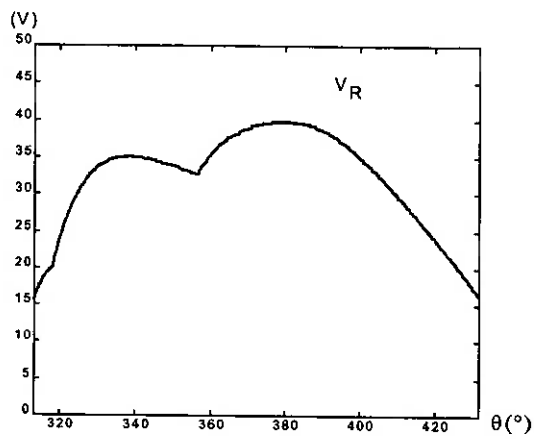
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



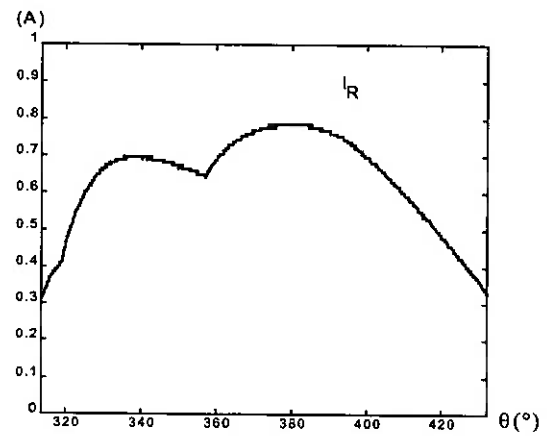
(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.28 - Formas de onda medidas do retificador no regime phc1 da ponte híbrida

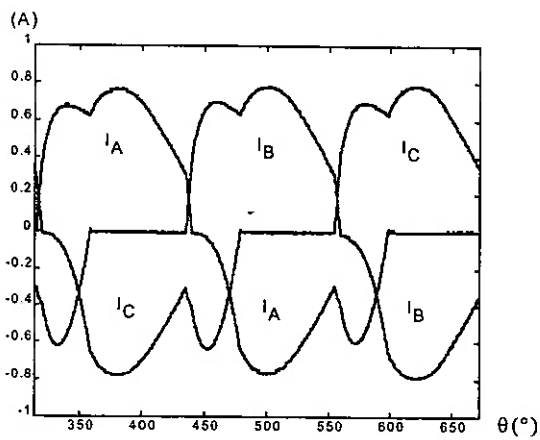
### 2.2.5.2.2 - Limite entre os regimes phc1 e phc2



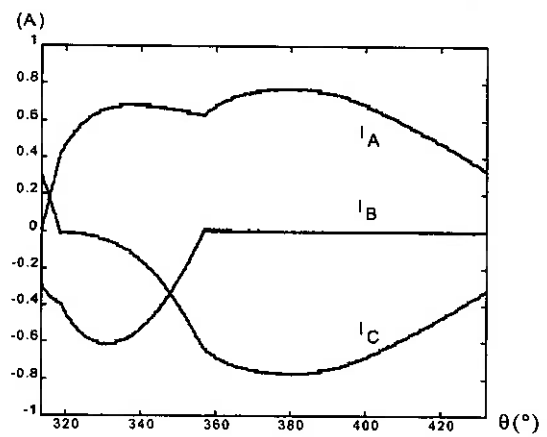
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



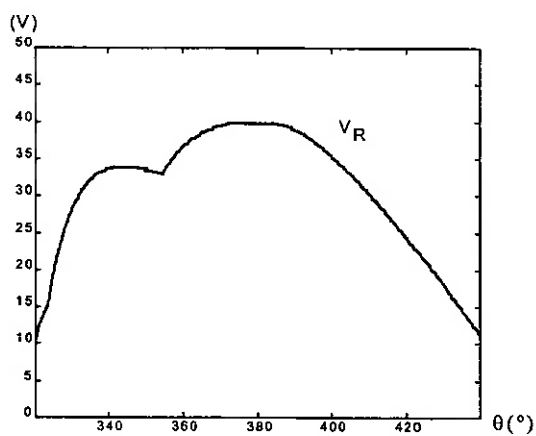
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



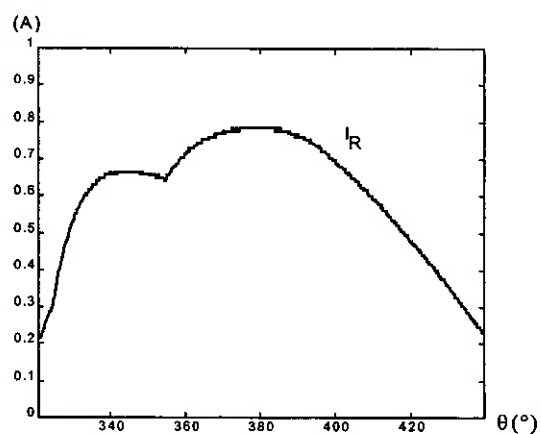
(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.29 - Formas de onda medidas do retificador no limite entre os regimes phc1 e phc2

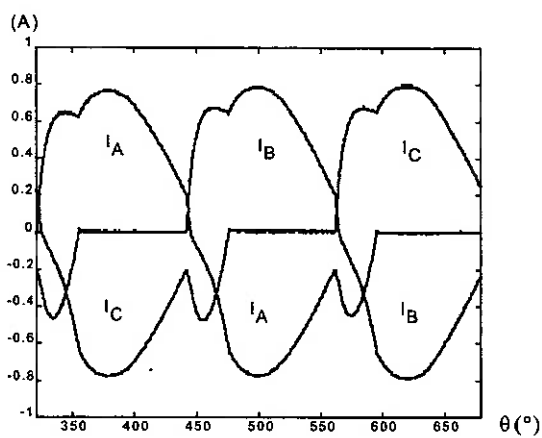
### 2.2.5.2.3 - Regime phc2



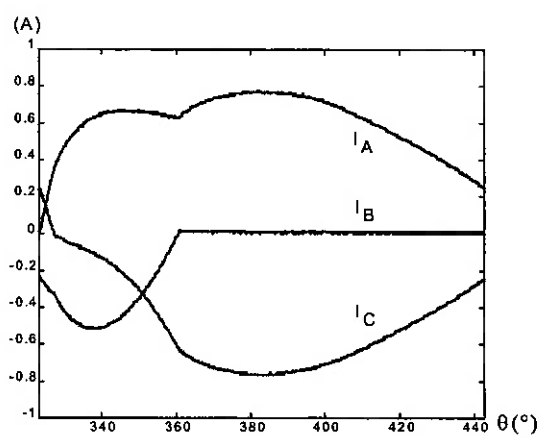
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



(c) Correntes nos geradores em um ciclo

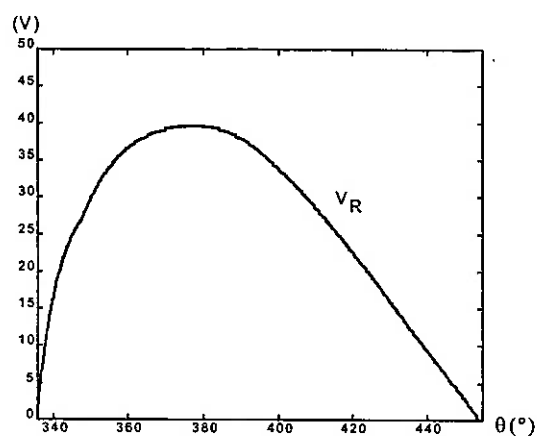


(d) Correntes nos geradores em um intervalo

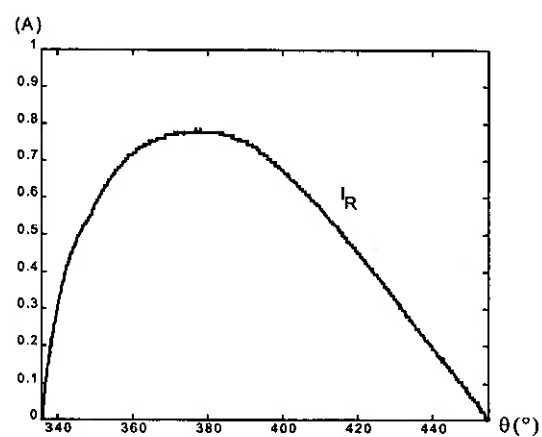
Figura 2.30 - Formas de onda medidas do retificador no regime phc2 da ponte híbrida



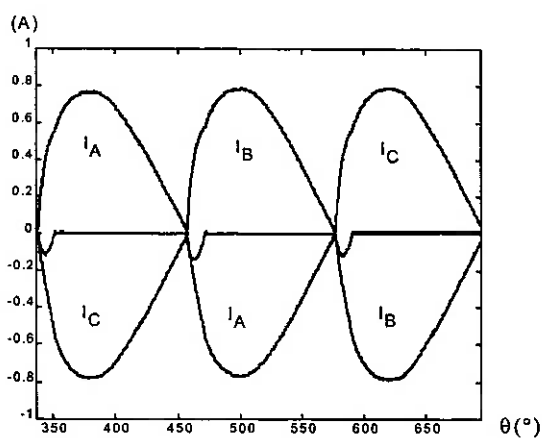
### 2.2.5.2.4 - Limite entre os regimes phc2 e phd3



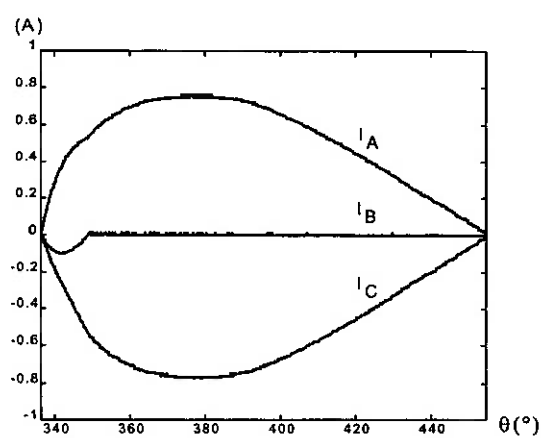
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



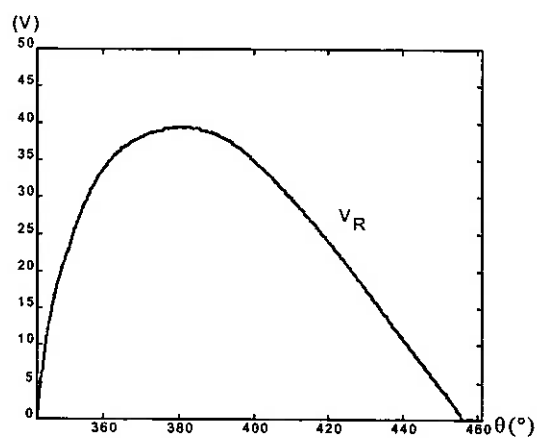
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



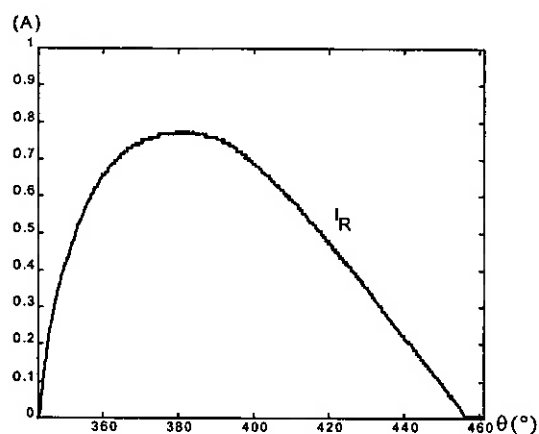
(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.31 - Formas de onda medidas do retificador no limite entre os regimes phc2 e phd3

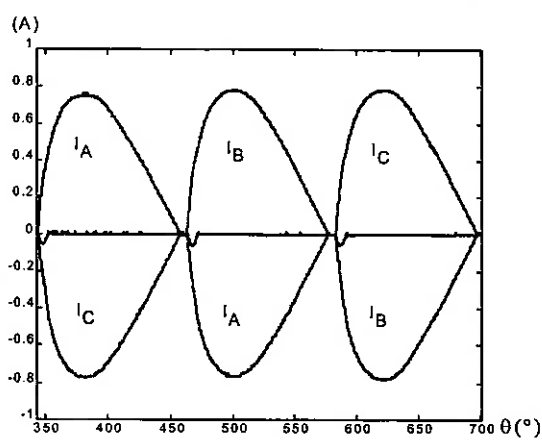
### 2.2.5.2.5 - Regime phd3



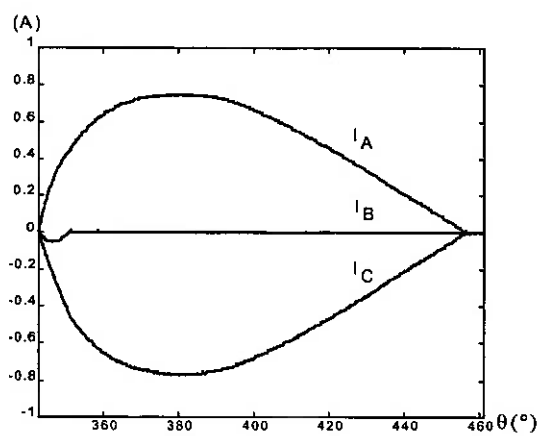
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



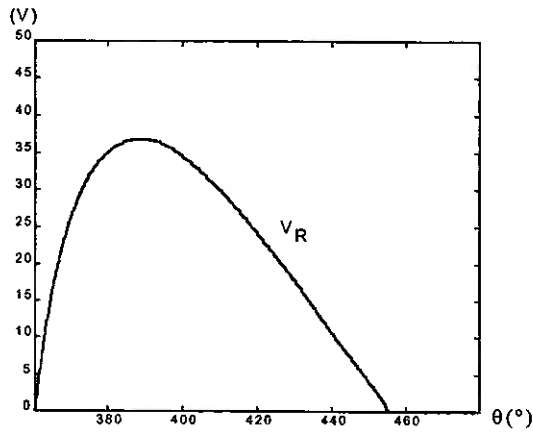
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



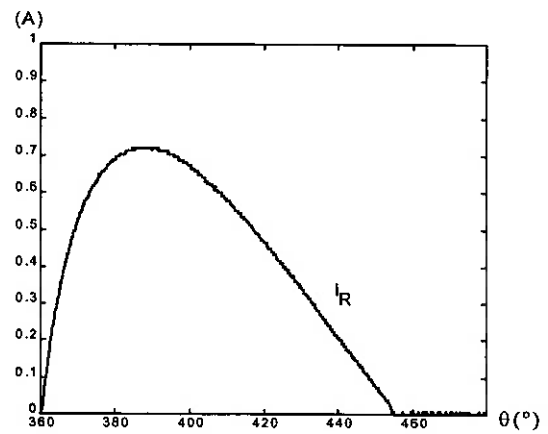
(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.32 - Formas de onda medidas do retificador no regime phd3 da ponte híbrida

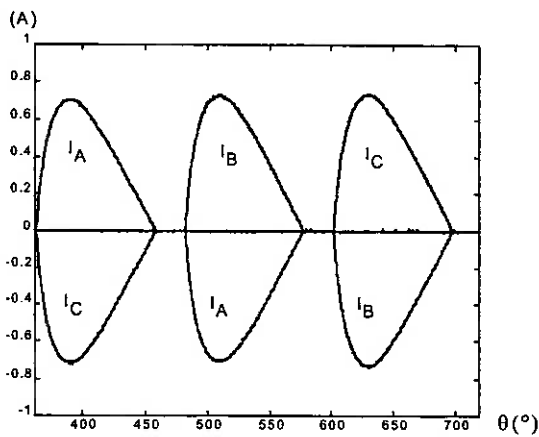
### 2.2.5.2.6 - Limite entre os regimes phd3 e phd4



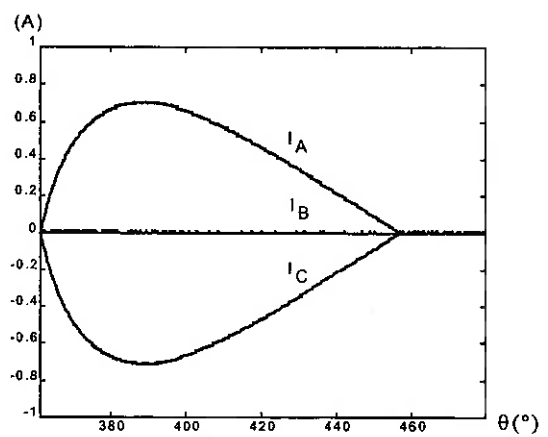
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



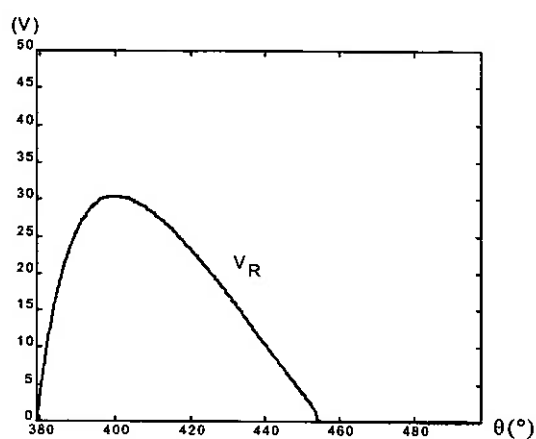
(c) Correntes nos geradores em um ciclo



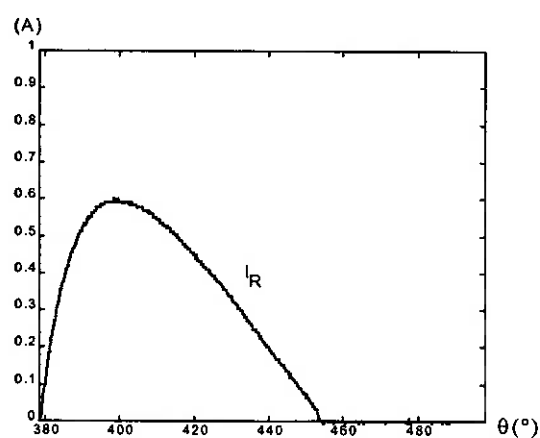
(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.33 - Formas de onda medidas do retificador no limite entre os regimes phd3 e phd4

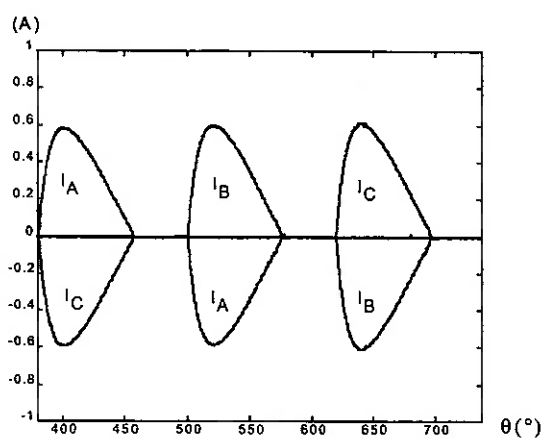
### 2.2.5.2.7 - Regime phd4



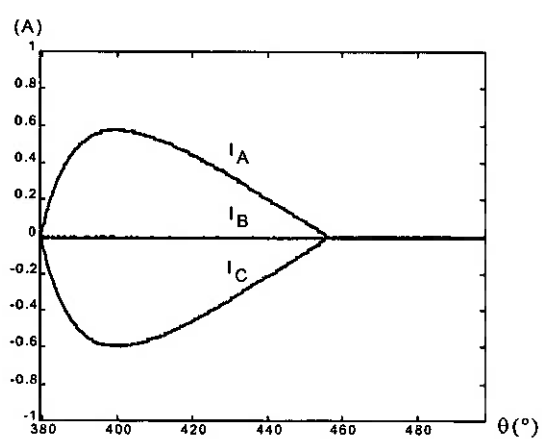
(a) Tensão na carga em um intervalo



(b) Corrente na carga em um intervalo



(c) Correntes nos geradores em um ciclo



(d) Correntes nos geradores em um intervalo

Figura 2.34 - Formas de onda medidas do retificador no regime phd4 da ponte híbrida

As formas de onda simuladas e medidas praticamente coincidem. As diferenças podem ser explicadas pelas limitações dos modelos dos elementos do circuito.

Os geradores foram considerados simétricos e equilibrados. Verificou-se que as formas de onda das tensões dos geradores no protótipo apresentam um desequilíbrio de até 5%. Portanto, a duração do intervalo mínimo não será exatamente um sexto (um terço) do ciclo da rede no retificador totalmente (parcialmente) controlado. O instante de disparo dos tiristores e o início de condução dos diodos também serão afetados pois poderão ocorrer antes ou depois do previsto no caso ideal.

As chaves foram consideradas ideais e a f.e.m. dos geradores perfeitamente senoidal. As ordens de grandeza da queda de tensão nas chaves e da corrente de manutenção dos tiristores são comparáveis às tensões e às correntes no protótipo. Adicionalmente, a f.e.m. dos geradores do protótipo não é perfeitamente senoidal, contendo harmônicas. Esses dois fatores implicam em tensões e correntes medidas menores que as simuladas.

### 2.3 - Comparação entre valores simulados e medidos do retificador

Foram realizadas medições de tensão e corrente eficaz na carga, THD da corrente de um dos geradores e fator de potência para vários valores de resistência e ângulos de disparo. Nas figuras 2.35 a 2.37 são comparados graficamente os valores medidos e simulados.

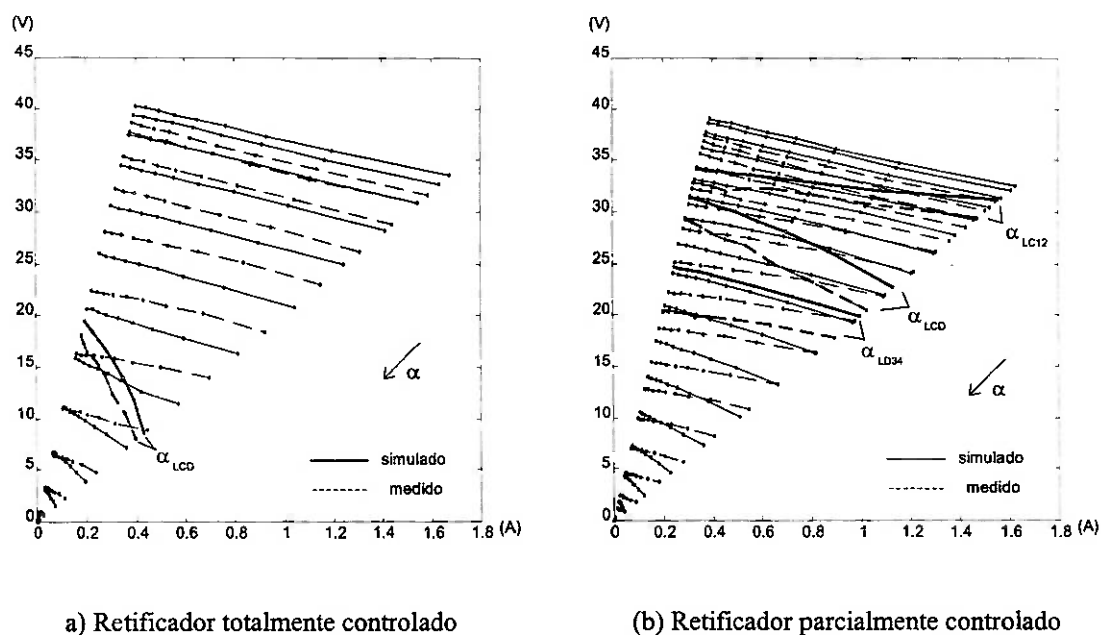


Figura 2.35 - Tensão eficaz em função da corrente eficaz na carga

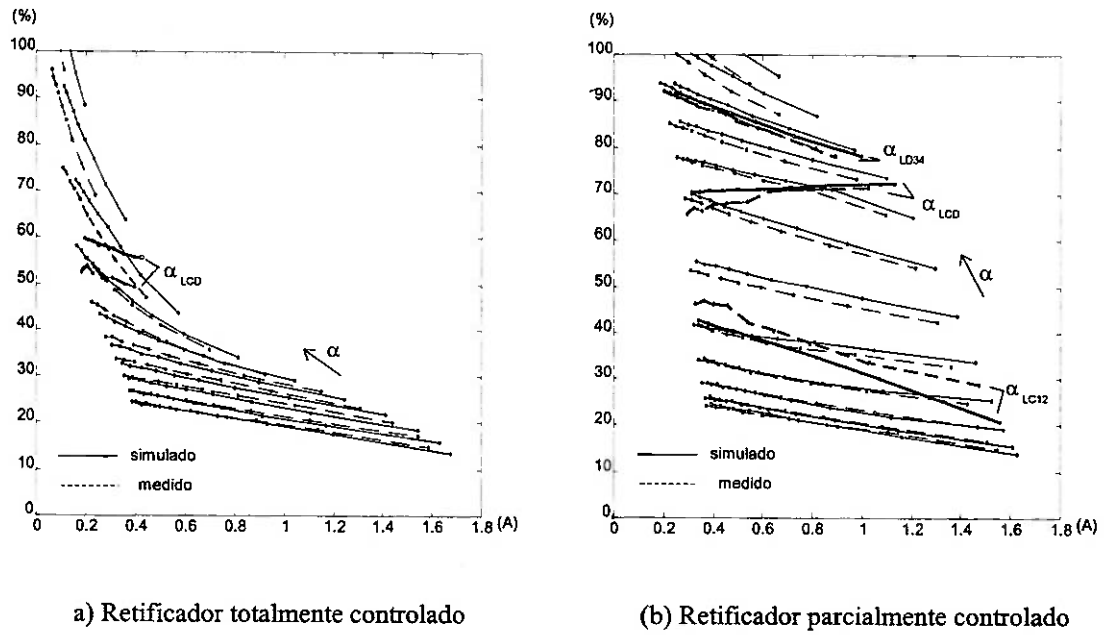


Figura 2.36 - THD em função da corrente eficaz na carga

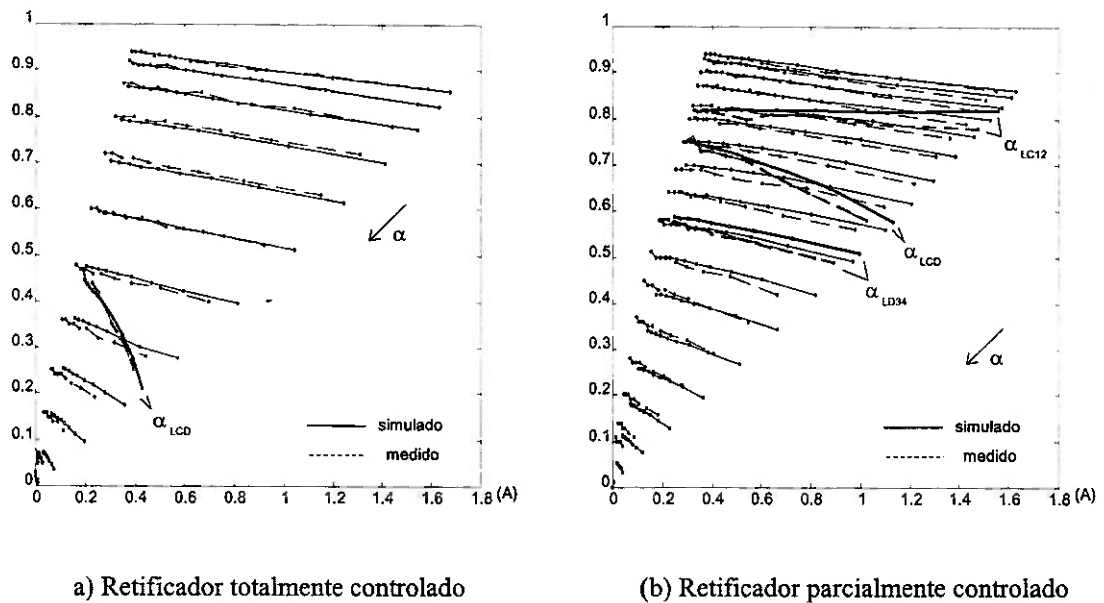


Figura 2.37 - Fator de potência em função da corrente eficaz na carga

As curvas medidas e simuladas, tanto para o retificador totalmente controlado quanto para a ponte híbrida, apresentam algumas diferenças. Estas são justificadas, conforme discussão anterior, pelas limitações dos modelos utilizados. Para comprovar esta afirmação, foram realizadas simulações utilizando modelos mais completos que resultaram em excelente

aderência entre as curvas. Para um retificador industrial, o modelo simplificado seria suficiente.

**2.4 - Comparação entre os retificadores com e sem reatâncias de comutação**

Para se comparar os retificadores totalmente e parcialmente controlados, com e sem

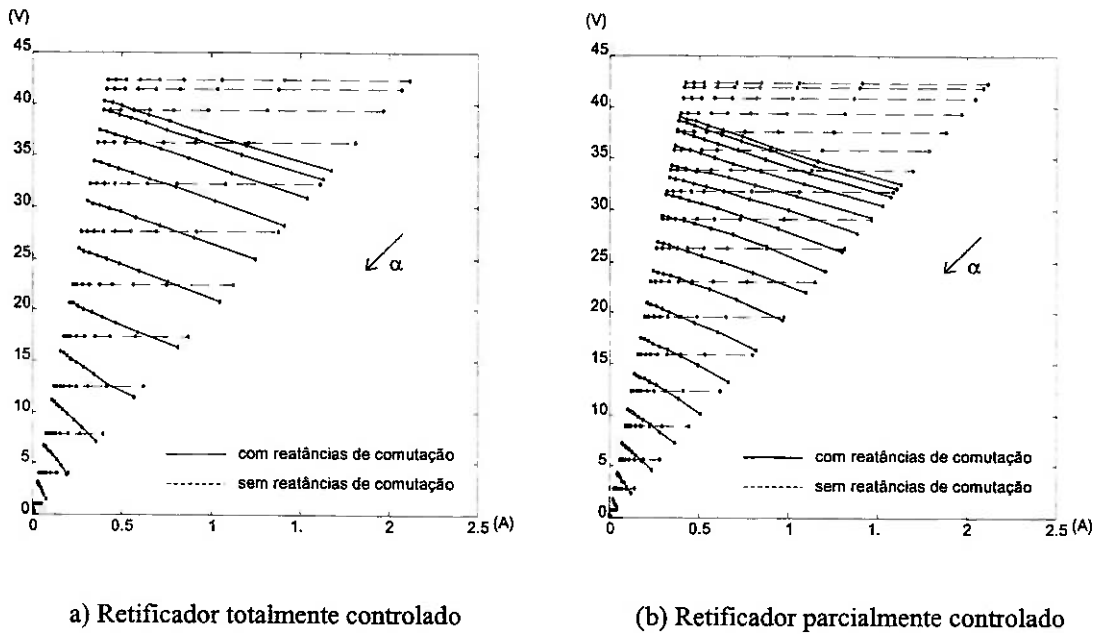


Figura 2.38 - Tensão eficaz em função da corrente eficaz na carga

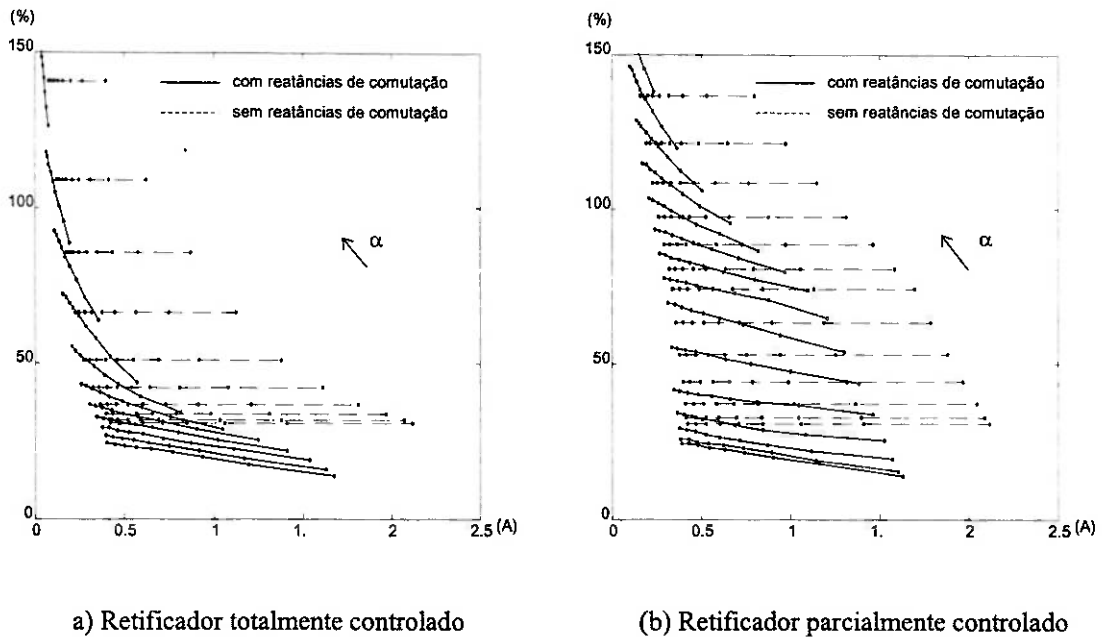


Figura 2.39 - THD em função da corrente eficaz na carga

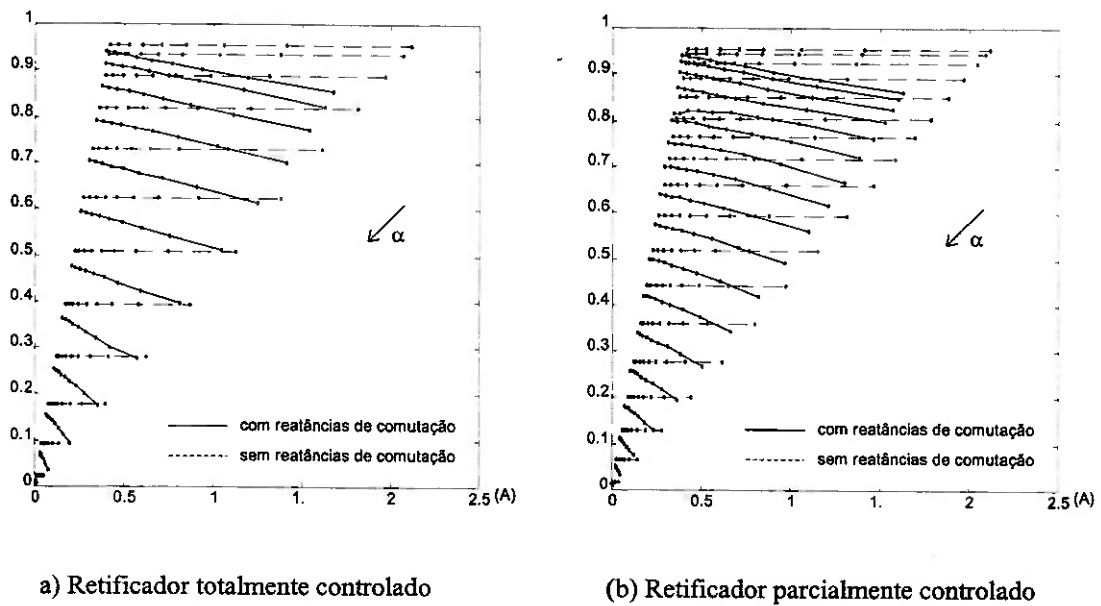


Figura 2.40 - Fator de potência em função da corrente eficaz na carga

reatâncias de comutação, foram realizadas simulações da tensão eficaz na carga, do THD da corrente de um dos geradores e do fator de potência em função da corrente eficaz da carga. Os gráficos obtidos são apresentados nas figuras 2.38 a 2.40.

Pelos gráficos, pode-se verificar que os efeitos da comutação não podem ser desprezados, pois introduzem desvios significativos nas grandezas elétricas dos dois modelos de retificadores simulados.

## 2.5 - Modelo elétrico equivalente

Para um retificador trifásico em ponte com indutor de alisamento infinito, a relação entre os valores médios de tensão e corrente na carga é descrita por:

$$\bar{E} = \bar{E}_0 \cos \alpha - \frac{3X_c}{\pi} \bar{I}$$

onde:

- $\bar{E}$  tensão média na saída do retificador;
- $\bar{E}_0$  tensão média máxima na saída do retificador;
- $\alpha$  ângulo de disparo do tiristor;
- $X_c$  reatância de comutação;
- $\bar{I}$  corrente média na saída do retificador;



Por outro lado, a partir da figura 2.38, verifica-se que para uma indutância de alisamento nula e carga puramente resistiva, a relação entre os valores eficazes de tensão e corrente também é aproximadamente linear. Portanto, o retificador com carga puramente resistiva pode ser descrito por uma equação similar à expressão anterior. Através de um ajuste de parâmetros, obtém-se:

$$E = E_0(\alpha) - \frac{4X_c}{\pi} I$$

onde:

- E      tensão eficaz na saída do retificador;
- $E_0(\alpha)$     tensão eficaz máxima (para um determinado  $\alpha$ ) na saída do retificador;
- $\alpha$       ângulo de disparo do tiristor;
- $X_c$       reatância de comutação;
- I      corrente eficaz na saída do retificador;

Na figura 2.41, são comparados os valores simulados e os obtidos através da equação acima. O erro é menor do que 10% para a maior parte dos valores de  $\alpha$ .

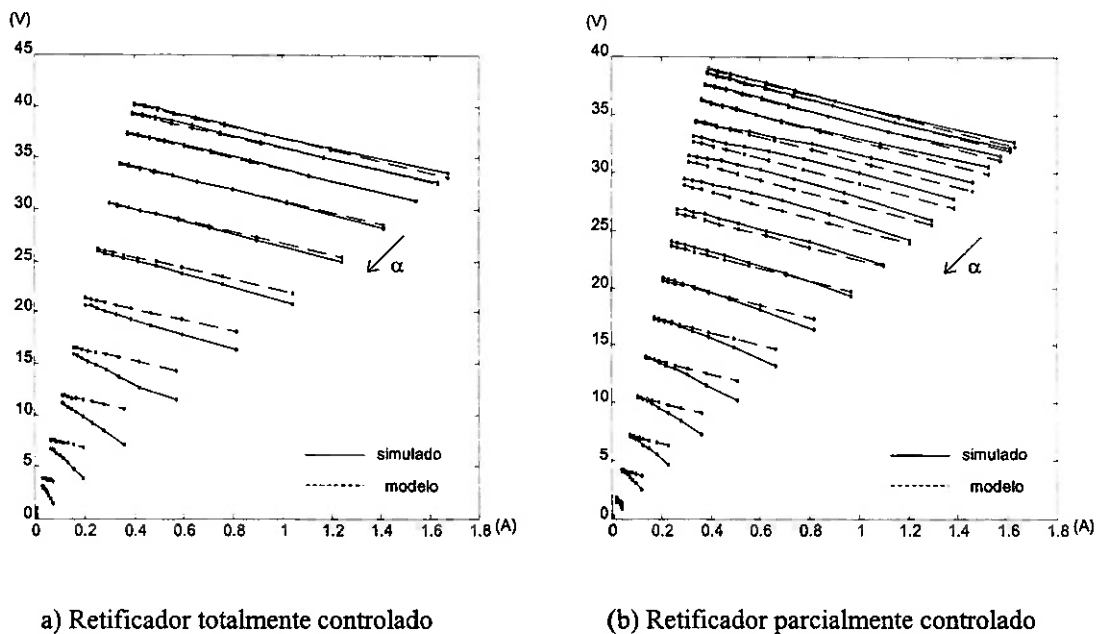


Figura 2.41 - Tensão eficaz em função da corrente eficaz na carga

Desta forma, pelas equações acima, verifica-se que para ambos os tipos de carga, o comportamento do retificador trifásico pode ser representado pelo mesmo modelo elétrico equivalente, diferindo somente nos parâmetros. O modelo está representado na figura 2.42.

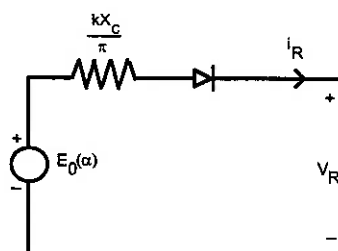


Figura 2.42 - Modelo elétrico equivalente do retificador

Na tabela 2.1 estão os valores de  $E_0(\alpha)$  e da resistência equivalente para cada um dos tipos de retificador.

Tabela 2.1 - Valores de  $E_0(\alpha)$  e da resistência equivalente para retificadores trifásicos em ponte

	Totalmente controlado		Parcialmente controlado	
	$E_0(\alpha)$		$E_0(\alpha)$	
	$\alpha \leq \frac{\pi}{3}$	$\alpha \geq \frac{\pi}{3}$	$\alpha \leq \frac{\pi}{3}$	$\alpha \geq \frac{\pi}{3}$
alisamento	$\frac{3\sqrt{3}E_{max} \cos(\alpha)}{\pi}$	$\frac{3\sqrt{3}E_{max} \cos(\alpha)}{\pi}$	$\frac{3\sqrt{3}E_{max} [1 + \cos(\alpha)]}{2\pi}$	$\frac{3\sqrt{3}E_{max} [1 + \cos(\alpha)]}{2\pi}$
infinito	$\frac{3E_{max} \cos(\alpha)}{\sqrt{\pi}}$	$\frac{3E_{max} \cos(\alpha)}{\sqrt{\pi}}$	$\frac{3E_{max} \cos^2(\alpha)}{\sqrt{\pi}}$	$\frac{3E_{max} \cos^2(\alpha)}{\sqrt{\pi}}$
nulo	$\frac{3E_{max}}{\sqrt{\pi}} \left[ \frac{\pi}{6} + \frac{\sin(\frac{\pi}{3}) \cos(2\alpha)}{2} \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{3E_{max}}{\sqrt{\pi}} \left[ \frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(-\frac{\pi}{3} + 2\alpha)}{4} \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{3E_{max}}{\sqrt{\pi}} \left[ \frac{\pi}{6} + \frac{\sin(\frac{\pi}{3}) \cos^2(\alpha)}{2} \right]^{\frac{1}{2}}$	$\frac{3E_{max}}{\sqrt{\pi}} \left[ \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2} + \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right]^{\frac{1}{2}}$
			$k = 3$	$k = 3$
			$k = 4$	$k = 4$
			$\frac{kX_c}{\pi}$	$\frac{kX_c}{\pi}$

### **3 - COMPARAÇÃO ENTRE MÉTODOS PARA CONTROLE DA POTÊNCIA DE CARGAS PURAMENTE RESISTIVAS**

Neste capítulo são comparados três métodos de controle da potência para uma carga puramente resistiva: ciclos inteiros, controle por ângulo de fase e o retificador controlado trifásico em ponte. As análises são baseadas nas potências na carga, THD e fator de potência em função do ângulo de disparo ou do número de ciclos.

#### **3.1 - Introdução**

A escolha do conversor depende do desempenho do controle de potência na carga e da influência do conversor na rede.

O controle da potência na carga depende da planta, podendo ser discreto ou contínuo, com características lineares ou não-lineares. Na maioria das aplicações industriais, a carga resistiva faz parte de um sistema de aquecimento e a variável controlada é a temperatura.

Do lado da alimentação, o espectro da corrente absorvida pelo conversor determina as características do fator de potência. O fator de potência é o produto de duas componentes: o fator de distorção, determinado pelo conteúdo harmônico da corrente e o fator de defasagem, que estabelece a potência reativa absorvida pelo conversor.

#### **3.2 - Hipóteses**

As seguintes hipóteses foram utilizadas para se comparar os três métodos:

- a) O sistema de alimentação é constituído de três geradores simétricos e equilibrados, ou seja, cada gerador apresenta a mesma indutância interna e força eletromotriz máxima com defasagem entre si de  $120^\circ$ ;
- b) A potência máxima fornecida à carga é igual para os três conversores.
- c) A carga dos conversores por ciclos inteiros e por ângulo de fase é composta de três resistências iguais conectadas em estrela a quatro fios. Em função do item b), a resistência do retificador controlado trifásico em ponte é diferente da resistência dos outros conversores.

#### **3.2 Resultados obtidos**

Todos os resultados foram obtidos a partir de simulações de cada um dos conversores.

Para o caso retificador trifásico controlado foi utilizada a metodologia descrita no capítulo 2. Para o conversor por ciclos inteiros e por ângulo de fase foram utilizadas as equações deduzidas em [4] e [1], respectivamente.

### 3.2.1 - Controle de potência fornecida à carga

As curvas da potência na carga em função da variável de controle para cada um dos conversores são apresentadas nas figuras 3.1 e 3.2.

O controle de potência por ciclos inteiros é discreto, em função do número de ciclos, porém é linear. Adotou-se um intervalo fixo de controle de doze (dezoito) ciclos da rede para o conversor por ciclos inteiros para facilitar sua comparação com o retificador totalmente (parcialmente) controlado e o conversor por ângulo de fase. Se o intervalo de controle for aumentado, o controle da potência da carga torna-se praticamente contínuo.

O retificador e o conversor por ângulo de fase apresentam características de controle aproximadamente cossenoidais, portanto, não-lineares. Na prática, para atenuar as não-linearidades, o sinal de controle é multiplicado por uma função do tipo arco cosseno, resultando em uma relação linear entre o sinal de controle e a potência na carga.

Comparando-se as curvas das figuras 3.1 e 3.2, verifica-se que para baixos valores de  $\alpha$  e número de ciclos, o conversor por ângulo de fase e o retificador fornecem uma potência maior à carga que o conversor por ciclos inteiros. Essa situação inverte-se com o aumento do ângulo de disparo e número de ciclos.

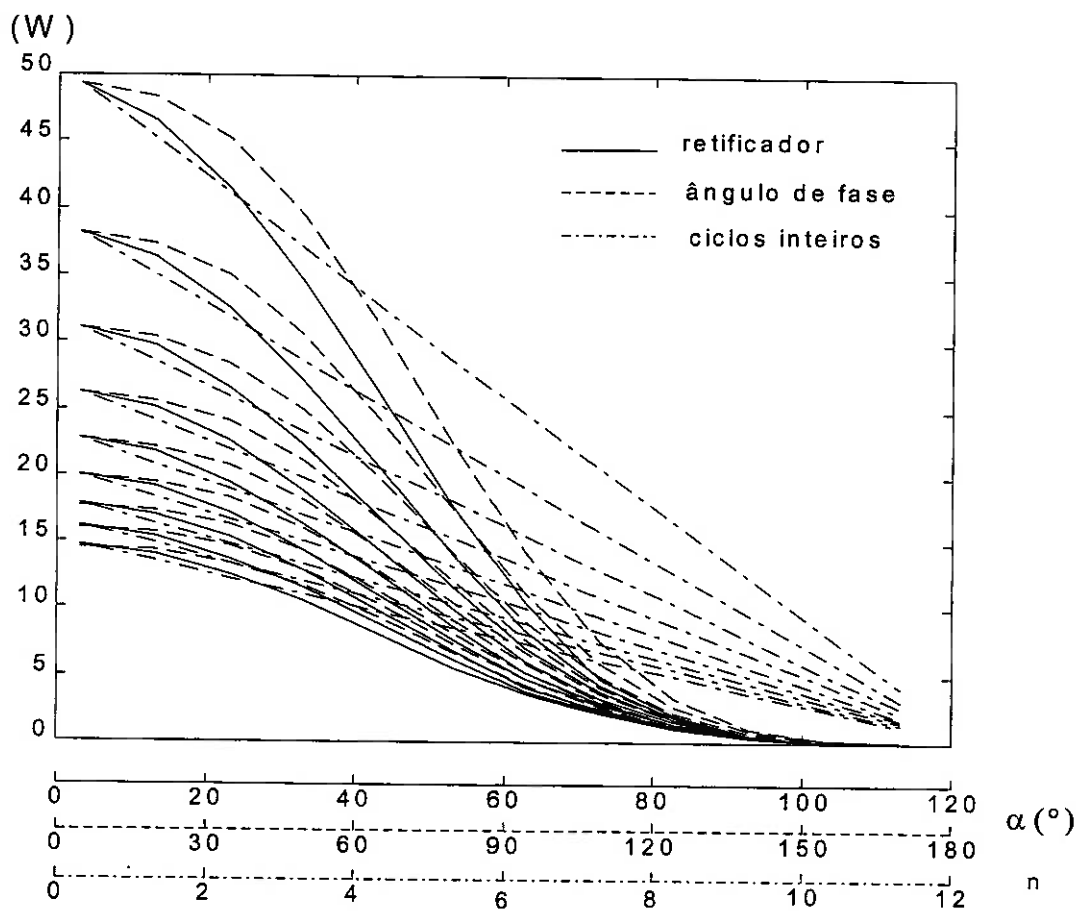


Figura 3.1 - Potência na carga em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador totalmente controlado para nove cargas distintas

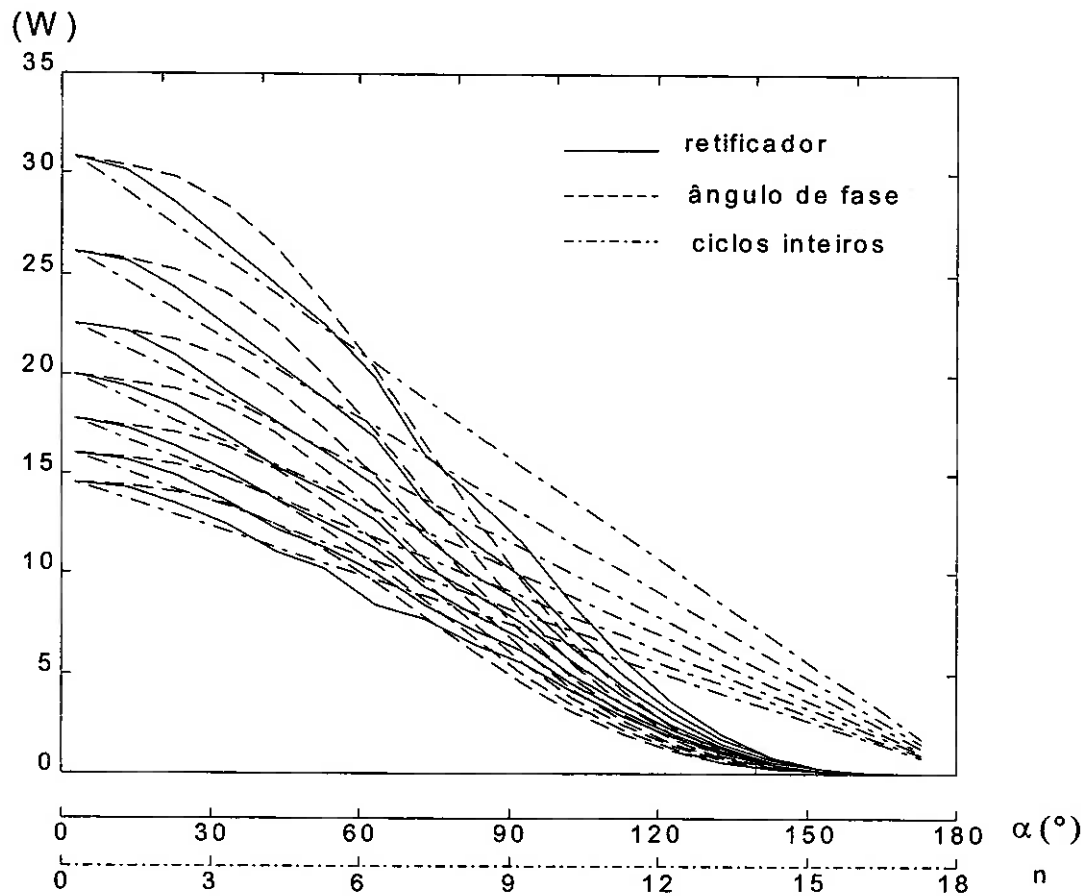


Figura 3.2 - Potência na carga em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador parcialmente controlado para nove cargas distintas

### 3.2.2 - Influência dos conversores na rede

A influência de um conversor na rede pode ser avaliada através das curvas de distorção harmônica total (THD) e do fator de potência em função da variável de controle, apresentadas nas figuras 3.3 a 3.6.

Com relação às harmônicas, o método de ciclos inteiros apresenta maior THD para qualquer faixa de valor do número de ciclos. Entretanto, note-se que o conteúdo de 3<sup>a</sup>, 5<sup>a</sup> e 7<sup>a</sup> harmônicas é reduzido em comparação com o controle por ângulo de fase, conforme [4]. Por outro lado, a presença de sub-harmônicas aumenta significativamente o valor do THD.

Sob o aspecto de THD, para  $\alpha < 40^\circ$ , o conversor por ângulo de fase apresenta melhor desempenho que os outros conversores. Para  $\alpha \geq 40^\circ$ , o retificador totalmente controlado apresenta o menor THD. A ponte híbrida, comparada com o conversor por ângulo de fase, apresenta um desempenho inferior para qualquer valor de ângulo de disparo.

Em relação ao fator de potência: para  $\alpha < 80^\circ$ , o conversor por ângulo de fase é o que apresenta melhor desempenho; para  $\alpha \geq 80^\circ$ , o conversor por ciclos inteiros é o melhor. O fator de potência do retificador trifásico controlado é sempre menor que o dos outros dois métodos para qualquer valor de ângulo de disparo.



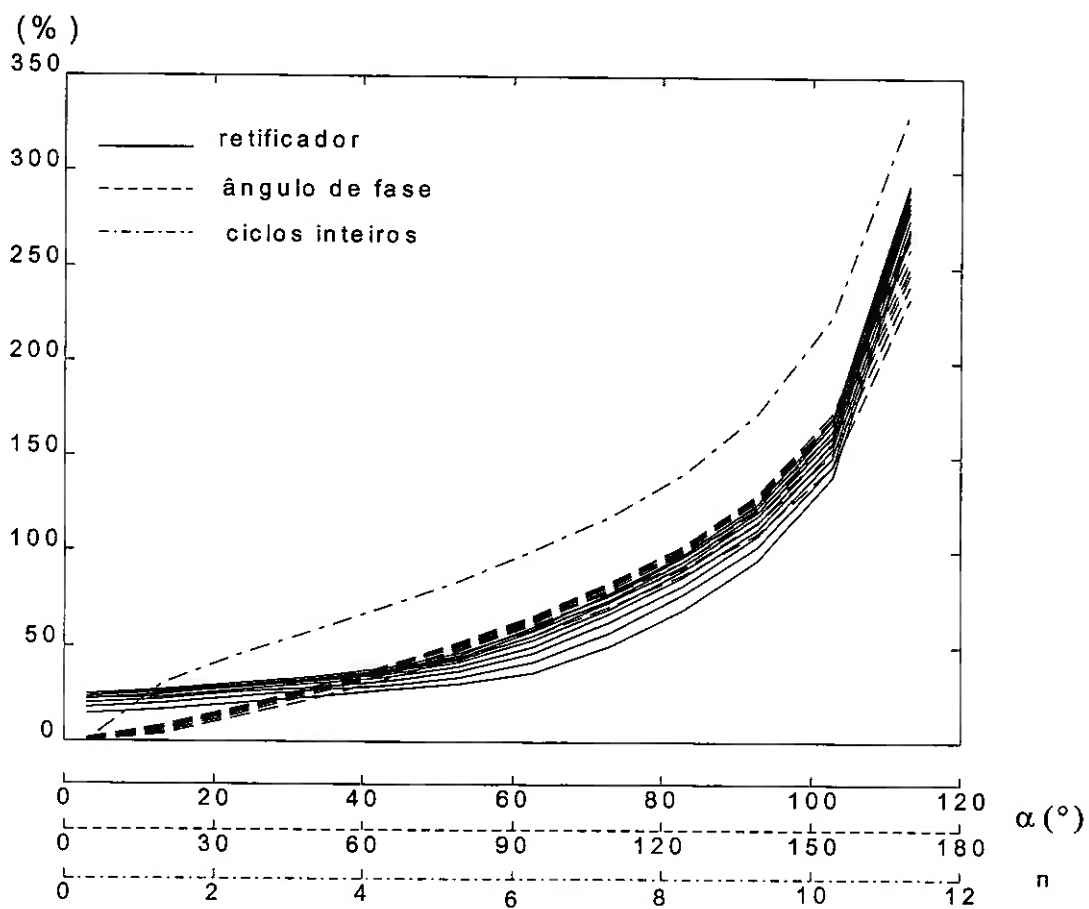


Figura 3.3 - THD em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador totalmente controlado para nove cargas distintas

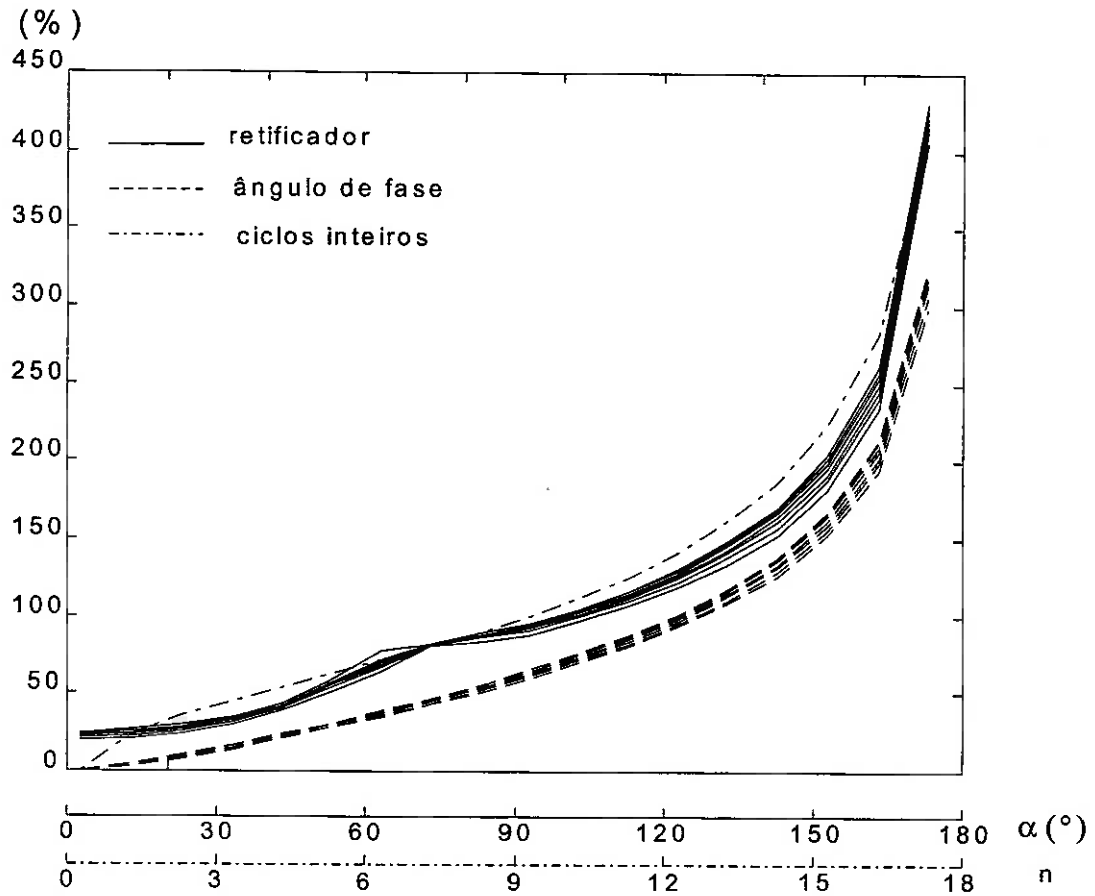


Figura 3.4 - THD em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador parcialmente controlado para nove cargas distintas

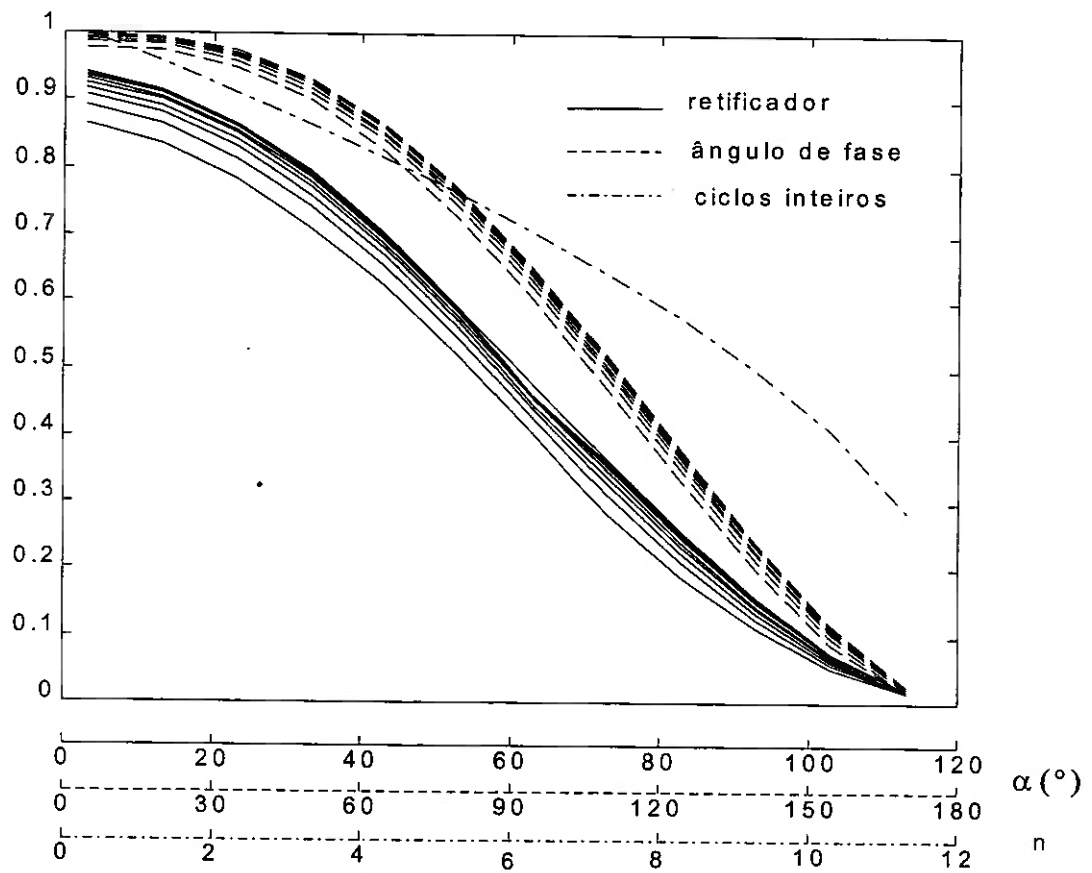


Figura 3.5 - Fator de potência em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador totalmente controlado para nove cargas distintas

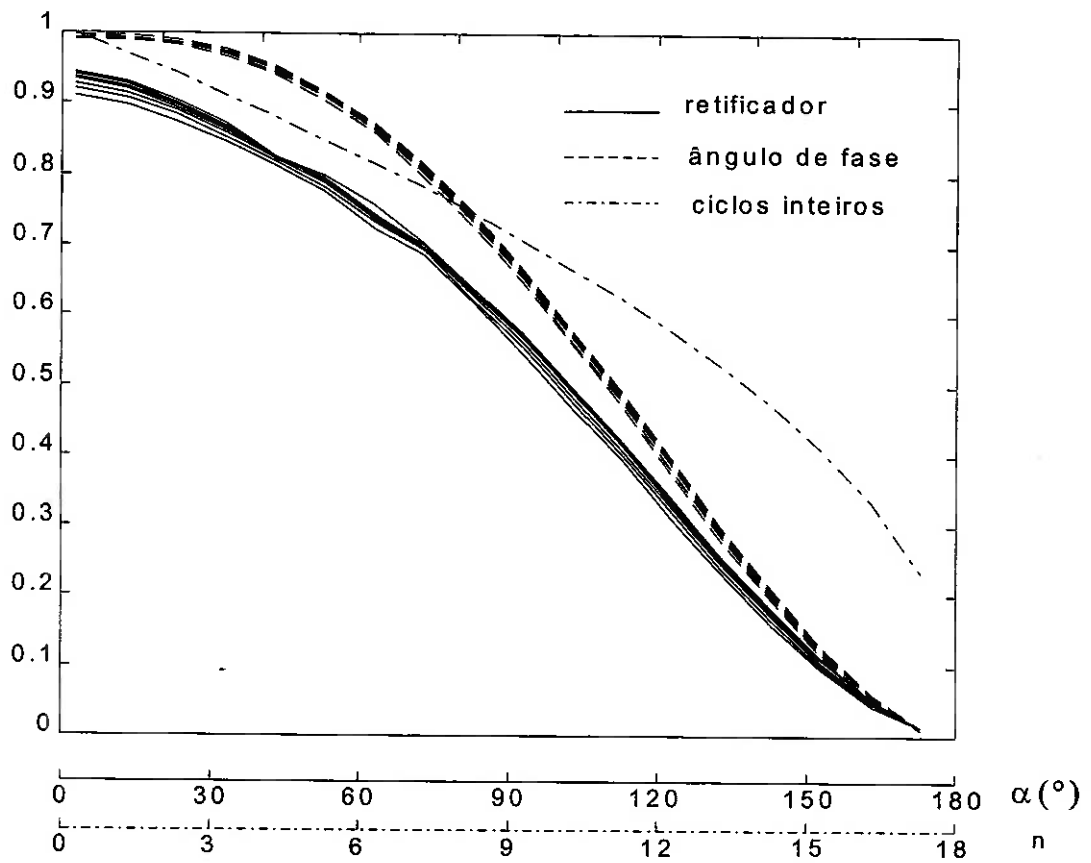


Figura 3.6 - Fator de potência em função do ângulo de disparo  $\theta$  (número de ciclos  $n$ ) no retificador parcialmente controlado para nove cargas distintas

## 4 CONCLUSÃO

O objetivo principal da dissertação foi a comparação entre três conversores comutados pela rede, com o mesmo número de dispositivos de chaveamento, para o controle da potência fornecida a uma carga puramente resistiva.

Sob o aspecto de controle de potência, o conversor por ciclos inteiros é superior aos outros conversores, pois apresenta uma relação linear entre potência e número de ciclos, além da facilidade da implementação de seu controle. O conversor por ângulo de fase e o retificador (totalmente ou parcialmente controlado) apresentam uma relação não-linear (cossenoidal) entre a potência na carga e o ângulo de disparo, com implicações na simplicidade de implementação.

O retificador totalmente controlado e o conversor por ângulo de fase apresentam curvas THD similares. Por outro lado, a ponte híbrida apresenta um THD maior, devido a assimetrias em relação aos semi-ciclos positivos e negativos nas correntes de linha. O conversor por ciclos inteiros possui o maior THD para qualquer intervalo de controle.

O fator de potência dos retificadores controlados é sempre inferior aos dos outros dois conversores. Para baixos valores do ângulo de disparo, o conversor por ângulo de fase apresenta o maior fator de potência enquanto que para elevado número de ciclos, o conversor por ciclos inteiros é o melhor dos três métodos.

A partir da análise acima e face a disponibilidade de microcontroladores, conclui-se que o conversor por ângulo de fase apresenta o melhor desempenho para o controle de uma carga puramente resistiva.

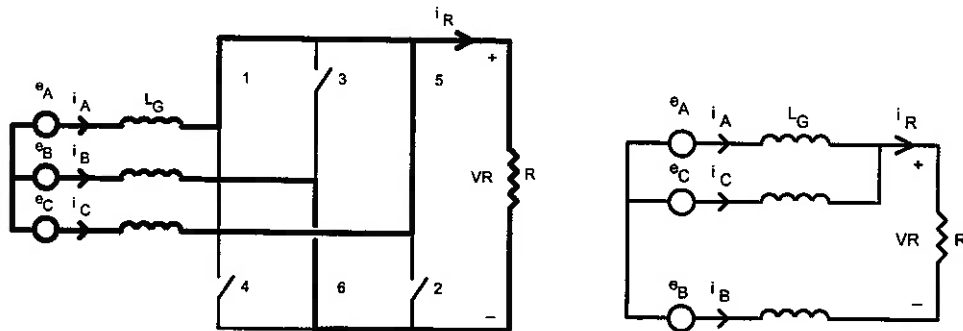
Neste trabalho foi desenvolvida uma nova metodologia para simular um retificador, com reatâncias de comutação, controlado trifásico em ponte alimentando uma carga puramente resistiva.

Esta metodologia se mostrou muito satisfatória, mesmo no caso simplificado. As formas de onda e curvas simuladas foram muito próximas das medidas em protótipo. Para um próximo trabalho, os modelos utilizados poderiam ser refinados. As quedas de tensão e correntes de manutenção das chaves poderiam ser incorporadas. O modelo dos geradores também poderiam ser melhorados, acrescentando-se resistências e harmônicas de tensão e considerando-os não-equilibrados. Por último, e mais importante, a carga poderia ser considerada não puramente resistiva. Na bibliografia são citados alguns fenômenos

interessantes que ocorrem na ponte híbrida que também podem ser modelados através desta metodologia.

## ANEXO A

Obtenção das equações diferenciais que descrevem o circuito de comutação



Aplicando as Leis de Kirchoff aos circuitos acima, resulta:

$$i_A + i_C = -i_B$$

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} + \omega L_G \frac{di_C}{d\theta} - e_C = 0$$

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} + Ri_B + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - e_B = 0$$

Da primeira equação:

$$i_A + i_C = -i_B \Rightarrow i_C = -i_B - i_A$$

Substituindo na segunda equação:

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} - \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - e_C = 0 \Rightarrow$$

$$e_A - e_C - 2\omega L_G \frac{di_A}{d\theta} - \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{di_A}{d\theta} + \frac{1}{2} \frac{di_B}{d\theta} - \frac{1}{2\omega L_G} (e_A - e_C) = 0$$

Substituindo na terceira equação e simplificando:

$$2e_A - e_A + e_C + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} + 2Ri_B + 2\omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - 2e_B = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{di_B}{d\theta} + \frac{2R}{3\omega L_G} i_B - \frac{e_B}{\omega L_G} = 0$$

Relações auxiliares:

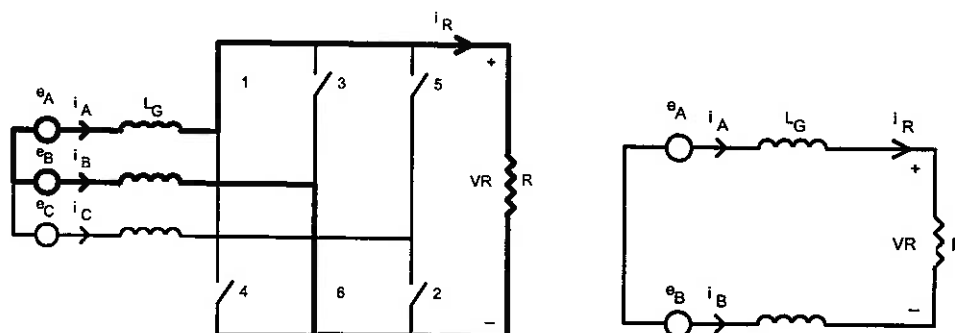
$$v_R = - R i_B$$

$$i_R = - i_B$$



## ANEXO B

Obtenção das equações diferenciais que descrevem o circuito fora da comutação



Aplicando as leis de Kirchoff ao circuito acima, resulta:

$$i_C = 0$$

$$i_A = -i_B$$

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} + Ri_B + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - e_B = 0$$

Substituindo-se a segunda equação na terceira, obtém-se:

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} + Ri_B + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - e_B = 0 \Rightarrow$$

$$e_A + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} + Ri_B + \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - e_B = 0$$

$$\frac{di_B}{d\theta} + \frac{R}{2\omega L_G} i_B + \frac{(e_A - e_B)}{2\omega L_G} = 0$$

Relações auxiliares:

$$v_R = -Ri_B$$

$$i_R = -i_B$$

## ANEXO C

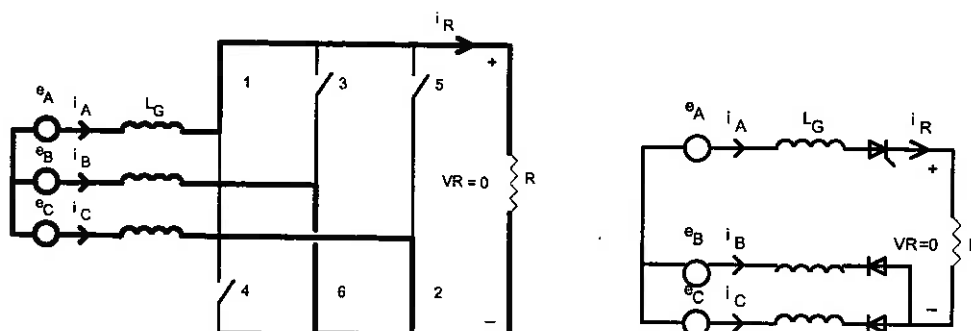
Obtenção da faixa de valores do ângulo de disparo  $\alpha$  para determinação do regime phd3 na ponte híbrida

O regime phd3 da ponte híbrida caracteriza-se por:

- A corrente se anula por parte do intervalo mínimo;
- No início do intervalo mínimo, no instante de disparo de um tiristor, existe a condução simultânea de dois diodos.

O fenômeno do item *b* foi denominado pseudo-comutação pois se assemelha à comutação entre dois diodos, apesar de, neste caso, as correntes nos diodos serem nulas no instante inicial do intervalo mínimo.

Seja uma ponte híbrida em regime descontínuo de corrente na carga onde o tiristor ligado ao ramo *a* é disparado, conforme figura .



No instante do disparo:

$$i_A = i_B = i_C = 0 \Rightarrow i_R = 0 \Rightarrow \text{a resistência pode ser desprezada}$$

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_B - \omega L_G \frac{di_B}{d\theta}$$

$$e_A - \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_C - \omega L_G \frac{di_C}{d\theta}$$

Somando as duas últimas equações:

$$2e_A - 2\omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_B + e_C - \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - \omega L_G \frac{di_C}{d\theta}$$

$$i_A + i_C = -i_B \Rightarrow i_A = -i_B - i_C \Rightarrow \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = -\omega L_G \frac{di_B}{d\theta} - \omega L_G \frac{di_C}{d\theta}$$

Substituindo na equação anterior:

$$2e_A - 2\omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_A + \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} \Rightarrow 3\omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = 3e_A \Rightarrow \omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_A$$

Portanto:

$$\omega L_G \frac{di_A}{d\theta} = e_A \Rightarrow \omega L_G \frac{di_B}{d\theta} = e_B \text{ e } \omega L_G \frac{di_C}{d\theta} = e_C$$

Para que haja condução de corrente nos três ramos no instante inicial do intervalo mínimo é necessário que as três relações seguintes ocorram simultaneamente:

$$\frac{di_A}{d\theta} > 0 \Rightarrow e_A > 0 \quad ; \quad \frac{di_B}{d\theta} < 0 \Rightarrow e_B < 0 \quad ; \quad \frac{di_C}{d\theta} < 0 \Rightarrow e_C < 0$$

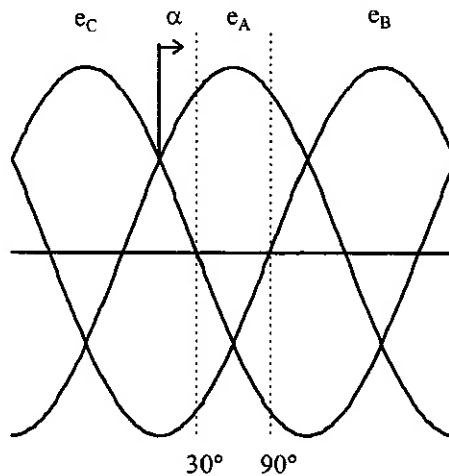


Fig. - Faixa de valores de  $\alpha$  para o regime phd3

Pela figura acima e pela hipótese do regime ser descontínuo, a faixa de valores do ângulo de disparo  $\alpha$  onde ocorre o regime phd3 na ponte híbrida é:

$$\alpha_{LCD} < \alpha < \frac{\pi}{2}$$

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] DUBEY, G. K. et al. **Thyristorised power controllers**. New York, John Wiley, 1986. 825p.
- [2] GRÖTZBACH, M. Berechnung der Oberschwingungen im Netzstrom von Drehstrom-Brückenschaltungen beim unvollkommener Glättung des Gleichstroms. **ETZ Archiv**, v. 7, n. 2, p. 59-62, 1985.
- [3] JONES, V. H. et al. Three phase bridge rectifier with complex source impedance. **Proceedings IEE**, v.122, n. 6, p. 630-636, 1975.
- [4] KAISER, Walter. **Estudo de cargas trifásicas controladas por ciclos inteiros**. São Paulo, 1983. 105p. Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo.
- [5] MATLAB reference guide. Natick, The Math Works Inc., 1992.
- [6] MÖLTGEN, Gottfried. **Line commutated thyristor converters**. Transl. by Graham Barlow and Scott Elsworth. London, Pittman, 1972.
- [7] SKLUDELNY, A. C. Kenulinien einer diodenbrücke ohne Glättungsdassel. **ETZ Archiv**, v. 9, n. 10, p. 321-325, 1987.
- [8] TAKEUCHI, Toshitaro. **Theory of SCR circuit and application to motor control**. Tokyo, Tokyo Electrical Engineering College Press, 1968.
- [9] TYLAVSKY, D. J.; TRUTT, F. C. Complete analysis of the operating modes of the resistance-inductance-fed bridge rectifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.29, n. 4, p. 287-294, 1982.