



Universidade Federal
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

RAONI DE ARAÚJO PEGADO

**ESTUDO E MODELAGEM DE DISPOSITIVOS DE
CHAVEAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA VISANDO
SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL**

Campina Grande, Paraíba
Outubro de 2016

RAONI DE ARAÚJO PEGADO

**ESTUDO E MODELAGEM DE DISPOSITIVOS DE
CHAVEAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA VISANDO
SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Orientador: Karcius Marcelus Colaço Dantas, D.Sc.

Campina Grande, Paraíba

Outubro de 2016

RAONI DE ARAÚJO PEGADO

ESTUDO E MODELAGEM DE DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO EM ALTA FREQUÊNCIA VISANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Campina Grande
como parte dos requisitos necessários para a
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no
Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração : Processamento de Energia

Aprovado em: / /

Professor Avaliador
Avaliador

Karcius Marcelus Colaço Dantas,
D.Sc.
Orientador, UFCG

Campina Grande, Paraíba
Outubro de 2016

*Este trabalho é dedicado às crianças adultas que,
quando pequenas, sonharam em se tornar cientistas.*

AGRADECIMENTOS

Venho com estas singelas palavras registrar meu eterno agradecimento às pessoas que fizeram parte, de uma forma ou de outra, de minha caminhada.

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, por está comigo em todos os momentos desta minha longa jornada, sempre me dando forças nas horas em que pensei em desistir. Pelo dom da vida e por todas as oportunidades que Ele me deu.

Aos meus pais, Marculina Maria e José Hiresdelmar, pelo apoio permanente e pelo grande exemplo de força, de luta, de fé, de esperança... De vida! Sem eles eu não teria alcançado mais esta vitória. Se cheguei tão alto foi porque subi nos ombros de gigantes.

Agradeço ao meu orientador Prof. Dr. Karcius Marcelus Colaço Dantas, pela paciência e compreensão.

Tenho o dever de agradecer a toda minha família, que com todo carinho e apoio, não mediu esforços para eu chegar a esta etapa da minha vida. Por vocês e para vocês eu tive forças para não ter sono, não ter descanso e não ter dor.

Aos meus primos Allyson, José Marques e Robson e aos meus amigos Alícia, Daniela, Matheus, Ruan, Suelson, Venâncio, Vinicius, Wanna, Zózimo e a tantos outros que fariam essa listagem ficar extensa. Agradeço-lhes pela paciência, pelas palavras de conforto, pelo incentivo constante, pelo apoio e, acima de tudo, pelo carinho que me ofereceram nos momentos mais difíceis, provando o real valor de uma verdadeira amizade.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje.

*“Nada poderá me abalar,
nada poderá me derrotar,
pois minha força e vitória
tem um nome. É Jesus.”
(Eliana Ribeiro).*

RESUMO

O objetivo deste trabalho é estudar a modelagem de dispositivos com alta frequência de chaveamento, a exemplo de IGBT, tiristores, etc, para simulação em tempo real. Inicialmente foram estudadas técnicas de simulações digitais de transitórios eletromagnéticos, baseadas em métodos de integração numérica, para modelagem de elementos básicos de circuito, como indutores, capacitores e resistores. Em seguida, foram estudados métodos para representação de chaves de alta frequência, para simulação em tempo real, os quais são baseados em representações dos estados de comutação da chave como indutores e ramos RC-série. Para análise dos métodos empregados, inicialmente foram modelados circuitos simples, como conversores CA-CC, baseados em diodos. Posteriormente, o modelo estudado foi empregado em circuitos retificadores monofásicos e trifásicos compostos por tiristores, a fim de verificar o comportamento de disparo da chave. A partir das implementações computacionais dos métodos estudados, foram obtidos como resultados as formas de onda e os valores médios da tensão de saída dos circuitos retificadores. Realizando uma análise comparativa entre os resultados obtidos com as formas de onda e os valores de tensão esperados, pôde-se comprovar a eficiência do modelo da chave de alta frequência.

Palavras-chave: Modelagem, dispositivos de chaveamento, simulações digitais, conversores CA-CC.

ABSTRACT

The aim of this study is to model devices with high switching frequency, such as IGBT, thyristors, etc., for real-time simulation. Initially Digital techniques were studied electromagnetic transient simulation based on numerical integration methods, for modeling of basic circuit elements such as inductors, capacitors and resistors. Then, methods have been studied for representing high frequency switches, for real-time simulation, which are based on representations of the key switch states such as inductors and RC-series branches. For analysis of the methods employed, they were initially modeled simple circuits, such as AC-DC converters based on diodes. Subsequently, the model was studied rectifier circuits used in single and three phase comprise thyristor in order to check the key trigger behavior. From the computational implementations of the methods studied, the results were obtained as waveforms and the average values of the output voltage of the rectifier circuits. Conducting a comparative analysis between the results obtained with the waveforms and the expected voltage values, were able to prove the efficiency of the high frequency switch model.

Keywords: Modeling, switching devices, digital simulations, AC-DC converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – (a) Retificador de meia onda. (b) Formas de onda do retificador de meia onda	19
Figura 2 – (a) Retificador de meia onda a tiristor. (b) Formas de onda do retificador de meia onda a tiristor	20
Figura 3 – (a) Retificador trifásico de ponto médio. (b) Formas de onda do retificador trifásico de ponto	21
Figura 4 – Retificador trifásico de ponto médio a tiristor	22
Figura 5 – Formas de onda do retificador trifásico de ponto médio a tiristor para (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 30$ e (c) $\alpha = 60$	23
Figura 6 – (a) Retificador trifásico ponte de Greutz. (b) Formas de ondas do retificador trifásico ponte de Greutz	24
Figura 7 – Retificador trifásico de ponte completa a tiristor	25
Figura 8 – Formas de onda do retificador trifásico de ponte completa a tiristor para (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 60$ e (c) $\alpha = 90$	26
Figura 9 – Integração Numérica	27
Figura 10 – (a) Indutor linear. (b) Circuito discreto da indutância	28
Figura 11 – (a) Capacitor linear. (b) Modelo discreto do capacitor	29
Figura 12 – Modelo da chave nos estados (a) aberta e (b) fechada	30
Figura 13 – Modelo da Chave de alta frequência nos estados (a) aberto e (b) fechado	32
Figura 14 – Modelo discreto da Chave de alta frequência nos estados (a) aberto e (b) fechado	32
Figura 15 – Modelo discreto do retificador de meia onda para: (a)Chave fechada. (b) Chave aberta	36
Figura 16 – Modelo discreto do retificador trifásico de ponto médio para: (a) Condução D1 (b) Condução D2 (c) Condução D3	38
Figura 17 – Associação série de dois retificadores trifásicos de ponto médio	39
Figura 18 – Resultado da simulação do retificador meia onda para : (a) saída não controlada (b) $\alpha = 30^\circ$ (c) $\alpha = 60^\circ$ (d) $\alpha = 90^\circ$	41
Figura 19 – Resultado da simulação do retificador trifásico de ponto médio	42
Figura 20 – Resultado da simulação do retificador trifásico de ponto médio	43
Figura 21 – Resultado da simulação do retificador de ponte completa para : (a) tensão não controlada (b) $\alpha = 60^\circ$ (c) $\alpha = 90^\circ$	44

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA-CC	Corrente Alternada - Corrente Contínua
EMTP	<i>Electromagnetic Transients Program</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristors</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
RTDS	<i>Real Time Digital Simulator</i>
STS	<i>Small Time Step</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Alfa
δ	Delta minúsculo
Δ	Delta maiúsculo
Hz	Hertz
ω	Ômega
μ	Micro
mH	milihenry
nF	nanoFarad
V	Volt
ζ	Zeta

SUMÁRIO

1	Introdução	14
1.1	Objetivos	15
1.2	Organização do Trabalho	16
2	Fundamentação Teórica	17
2.1	Simulações Digitais	17
2.2	Métodos de integração Numérica	17
2.3	Circuitos Retificadores	18
2.3.1	Retificador monofásico de meia onda	18
2.3.2	Retificador trifásico de ponto médio	21
2.3.3	Retificador trifásico de ponte completa	24
3	Modelagem dos elementos de circuito	27
3.1	Método de integração Trapezoidal	27
3.2	Indutância	27
3.3	Capacitância	28
3.4	Resistência	29
3.5	Chave	30
4	Modelo de uma chave de alta frequência de chaveamento	31
4.1	Determinação dos valores dos parâmetros de uma chave de alta frequência proposta por Maguire	33
5	Modelos discretos equivalentes dos circuitos retificadores	36
5.1	Retificador monofásico de meia onda	36
5.2	Retificador trifásico de ponto médio	37
5.3	Retificador trifásico de ponte completa	39
6	Análise e Resultados	40
6.1	Resultados das simulações dos retificadores utilizando o modelo da chave proposta por Maguire	40
6.2	Resultados para os Valores médios de tensão na carga	45
7	Conclusão	46
	Referências	47
	Apêndices	49
	APÊNDICE A Rotinas das simulações dos conversores estudados	50
A.1	Retificador monofásico de meia onda	50

A.2 Retificador trifásico de ponto médio	52
A.3 Retificador trifásico de ponte completa	57
APÊNDICE B Trabalhos Publicados	66

1 INTRODUÇÃO

A complexidade atual do sistema elétrico, o aumento do número de cargas mais sensíveis e o novo modelo do setor, tem tornado o mercado de energia cada vez mais competitivo, exigindo das empresas eficiência e qualidade nos serviços prestados. Dessa forma, é necessário utilizar e obter um controle mais eficiente da infraestrutura existente dos sistemas de transmissão. Para isso, vem-se utilizando cada vez mais equipamentos para controle avançado do sistema elétrico, baseados na eletrônica de potência (PEREIRA; FERREIRA; BARBOSA, 2014). Como é o caso dos equipamentos do tipo *Flexible AC Transmission Systems* (FACTS), cujo termo foi proposto por Hingorani (1988).

Uma das finalidades dos equipamentos FACTS é controlar o fluxo de potência a partir do chaveamento dos semicondutores auto-comutados, gerando mais estabilidade, confiabilidade e inúmeras vantagens econômicas decorrentes de sua utilização. Esse controle aumenta a capacidade de transmissão da linha, utilizando melhor a capacidade térmica da mesma (CAVALIERE, 2001). Além disso, atuam diminuindo os problemas de instabilidade transitória e dinâmica, de forma a alongar os limites de estabilidade (WATANABE et al., 1998).

Com o avanço das pesquisas na área da eletrônica de potência, o surgimento de chaves do tipo *Gate Turn-off Thyristors* (GTO) e *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT) possibilitaram o desenvolvimento de novos compensadores FACTS, que antes utilizavam tiristores em sua composição (AKAGI, 1998). A principal vantagem em relação aos tiristores, é que estas chaves apresentam as características de disparo e de corte controladas e são fabricadas para operar com elevadas correntes além de altos valores de tensão de bloqueio.

Devido a importância dos equipamentos FACTS, este trabalho tem como objetivo estudar a modelagem, visando a simulação em tempo real, dos dispositivos semicondutores presentes em sua composição. Tais dispositivos, por possuírem características não lineares de corrente e tensão, exigem passos de cálculo de simulação bastante pequenos, o que pode ocasionar grandes esforços computacionais.

Para solucionar este problema, foi apresentada uma técnica para a modelagem dos componentes de chaveamento (tiristores, IGBTs, GTOs, etc.) representando-os por uma chave com comutação em alta frequência. Este modelo utiliza os mesmos algoritmos e equações encontradas em programas do tipo *Electromagnetic Transients Program* (EMTP) (DOMMEL, 1969). Porém, também é utilizado em simuladores de sistemas elétricos em tempo real, a exemplo o *Real Time Digital Simulator* (RTDS).

O RTDS utiliza um passo de tempo na ordem de 50 μ s. Esse passo de tempo não é

suficientemente pequeno para simulação precisa em tempo real de circuitos que ocorrem chaveamento de alta frequência. Estima-se que para um chaveamento com frequência de 10 kHz é necessário um passo de tempo menor ou igual a $2\ \mu\text{s}$ para que se obtenha uma simulação precisa (SILVA, 2014).

Para obter resultados mais precisos e ao mesmo tempo reduzir o esforço computacional, foi apresentado um modelo para uma chave com alta frequência de chaveamento proposto por Maguire e Giesbrecht (2005), no qual se baseia a ferramenta *Small Time Step* (STS) empregada no RTDS. Simulações com o auxílio do STS utilizam alguns "atalhos" para tornar possível a redução do passo de tempo para algo entre $1,5\ \mu\text{s}$ e $2,5\ \mu\text{s}$. Assim, baseado no STS, foi desenvolvido um algoritmo para tornar possível a simulação destes circuitos em outros programas do tipo EMTP.

O modelo da chave de alta frequência foi aplicado inicialmente nas simulações digitais de circuitos simples, como os retificadores e, realizando uma análise comparativa entre as formas de onda e os valores médios da tensão de saída destes circuitos com os resultados obtidos a partir das implementações computacionais, pôde-se comprovar a eficiência do modelo em questão.

1.1 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é estudar uma técnica para modelagem de dispositivos com alta frequência chaveamento, tornando possível sua simulação em tempo real. Portanto, têm-se os seguintes objetivos específicos:

- Estudar o modelo de uma chave com alta frequência de chaveamento capaz de realizar simulações precisas com passos de tempo inferiores a $2\ \mu\text{s}$ sem ocasionar esforços computacionais;
- Utilizar o modelo da chave para a representação de diodos e tiristores para que se possa obter simulações digitais de conversores CA-CC, dando foco ao retificador monofásico de meia onda e os retificadores trifásicos de ponto médio e ponte completa, devido a suas características construtivas.
- Modelar os circuitos equivalentes usando técnicas aplicadas na simulação digital de transitórios eletromagnéticos, baseadas nos métodos de integração numérica para o domínio do tempo.

1.2 Organização do Trabalho

Além deste capítulo introdutório, no capítulo 2, foi feito um estudo resumido sobre o método de integração numérica trapezoidal, o conceito de tempo real e os conversores CA-CC apresentados neste trabalho. Com base nesse estudo, os capítulos 3 e 4 apresentam a modelagem e representação dos circuitos equivalentes discretos dos elementos básicos de circuito e de uma chave de alta frequência de chaveamento, respectivamente. No capítulo 5, obteve-se os modelos discretos dos conversores estudados, substituindo os elementos presentes em seus circuitos pelos seus respectivos modelos discretos equivalentes. Os resultados das simulações digitais dos conversores a partir do modelo de alta frequência foram apresentados no capítulo 6. Por fim, no capítulo 7 foi feita a conclusão deste trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Simulações Digitais

À medida que a complexidade dos sistemas elétricos aumenta, fica mais difícil obter uma solução analítica que represente seu comportamento. Portanto, a utilização de ferramentas computacionais para análise de sistemas elétricos por meio de simulações digitais está cada vez mais difundida. Sua utilização permite realizar uma análise comparativa entre os resultados teóricos baseados em modelos matemáticos com a parte experimental, facilitando a tomada de decisões e possibilitando melhorias para o projeto. Essa técnica é bastante difundida tanto no âmbito acadêmico como profissional, por apresentar uma solução economicamente barata além de permitir que sejam realizados testes antes da construção de algum projeto, podendo evitar, por exemplo, erros que comprometam a integridade do sistema projetado (PEGADO; DANTAS, 2016).

As simulações digitais podem ser classificadas em simulação tradicional e simulação em tempo real. Na simulação tradicional, o intervalo de tempo necessário para realizar todos os cálculos referentes ao modelo do sistema é geralmente maior que o passo de cálculo da simulação. Nessas simulações, o tempo necessário para processamento dos resultados é irrelevante.

Uma simulação é considerada em tempo real quando às soluções do sistema são obtidas em um intervalo de tempo muito menor que as constantes de tempo do sistema (KUFFEL et al., 1995). Este tipo de simulação possibilita uma reprodução das condições reais dos sistemas que estão sendo simulados, isto é, os eventos que estão sendo simulados ocorrem na mesma proporção em que ocorreriam no sistema físico (DUQUE, 1997).

2.2 Métodos de integração Numérica

Para realizar as simulações digitais é necessário obter um modelo discreto do sistema estudado. Neste caso, a simulação dos circuitos elétricos lineares é feita convertendo-se as equações diferenciais, que relacionam tensão e corrente nos elementos de circuito, por relações algébricas (equações de diferença). A partir da aplicação de métodos de integração numérica, cada elemento de circuito é representado por um circuito equivalente discreto que consiste em um resistor em paralelo com uma fonte de corrente calculada a cada passo de tempo da simulação (DOMMEL, 1969).

O método de integração numérica utilizado neste trabalho foi o método trapezoidal.

Sua escolha foi feita por este representar um modelo simples, estável e ser razoavelmente preciso na maioria das situações (DOMMEL; MEYER, 1974).

2.3 Circuitos Retificadores

O fornecimento de energia elétrica para as unidades consumidoras é feito em tensão alternada pela concessionária de energia elétrica. Todavia, em algumas situações, as cargas a serem alimentadas exigem tensão contínua em seus terminais, sendo necessária a conversão CA-CC. Essa conversão é realizada por conversores chamados de retificadores.

Os circuitos retificadores podem ser classificados quanto:

- A regulação da tensão de saída: controlados e não controlados;
- Pelo número de fases da tensão alternada de entrada, em monofásicos e polifásicos;
- Pelo tipo de conexão dos elementos retificadores, em ponte média e ponte completa.

Os retificadores não controlados utilizam diodos como elementos de retificação, portanto as características da tensão na saída não podem ser modificadas durante a operação, enquanto os retificadores controlados utilizam tiristores ou transistores, podendo modificar as características da tensão na saída do retificador durante a operação. Nesse trabalho foram estudados três tipos de retificadores: O retificador monofásico de meia onda, o retificador trifásico de ponto médio e o retificador trifásico de ponte completa.

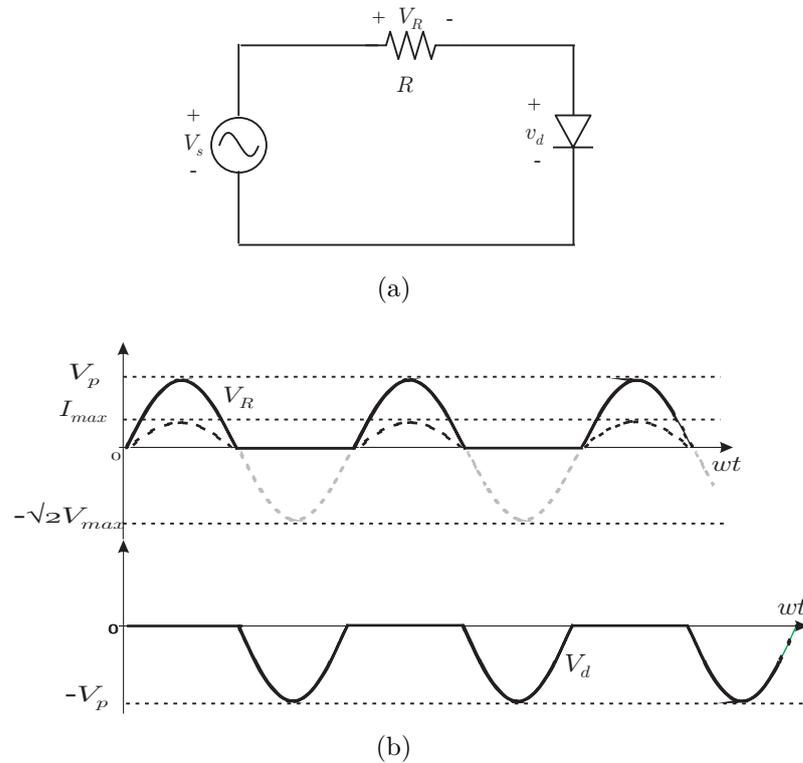
2.3.1 Retificador monofásico de meia onda

Tensão não controlada

O retificador de meia onda, permite que apenas um semiciclo da onda circule pela carga. Neste circuito, utiliza-se apenas um diodo como dispositivo de retificação. A Fig. 1a ilustra o diagrama esquemático deste circuito e a Fig. 1b a forma de onda em cada elemento.

Quando a tensão da entrada está no ciclo positivo, o diodo fica diretamente polarizado e se comporta como uma chave fechada. Quando a tensão da fonte está no ciclo negativo, o diodo apresenta polarização reversa e se comporta como uma chave aberta impedindo à passagem da tensão para a carga.

Figura 1 – (a) Retificador de meia onda. (b) Formas de onda do retificador de meia onda



Fonte: o autor

Dada a tensão da fonte $V_s = V_p \text{sen}(\omega t)$, temos que a tensão média na carga é calculada pela expressão:

$$V_{R_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_p \text{sen}(\omega t) dt . \quad (2.1)$$

Logo:

$$V_{R_{med}} = \frac{V_p}{\pi} \cong 0,32V_p . \quad (2.2)$$

A corrente média na carga é a razão entre a tensão média $V_{R_{med}}$ por a resistência.

$$I_{R_{med}} \cong \frac{0,32V_p}{R} , \quad (2.3)$$

e a corrente de pico do diodo é igual a corrente de pico da carga, dada pela expressão:

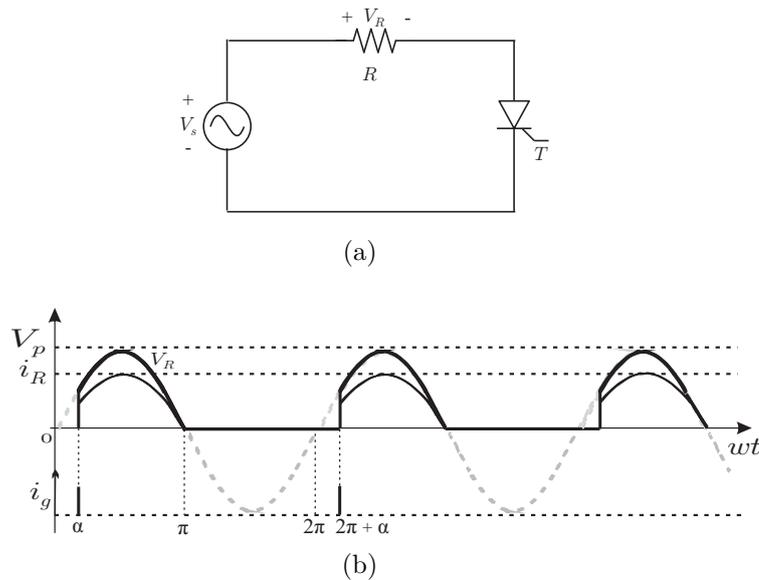
$$I_{pd} = \frac{V_p}{R} . \quad (2.4)$$

Tensão controlada

Para o retificador de meia onda controlado, substitui-se o diodo por um tiristor para realizar a retificação. Dessa forma, as características da tensão na saída do retificador

durante a operação podem ser modificadas. a Fig. 2 ilustra o circuito retificador de meia onda modificado e a formas de ondas da tensão na carga e da corrente de gatilho do tiristor.

Figura 2 – (a) Retificador de meia onda a tiristor. (b) Formas de onda do retificador de meia onda a tiristor



Fonte: o autor

Seu funcionamento é dado da seguinte maneira:

No intervalo $(0, \alpha)$, o tiristor encontra-se bloqueado. A tensão de carga é nula. Quando $\omega t = \alpha$, o tiristor é disparado, por ação da corrente de gatilho (*gate*) i_g . Assim, no intervalo (α, π) , a tensão de carga é igual à tensão da fonte.

Quando $\omega t = \pi$, a corrente do tiristor passa pelo zero bloqueando o dispositivo e impedindo a passagem da corrente para a carga. o tiristor permanece bloqueado até que ωt assumo o valor $2\pi + \alpha$. Quando isso ocorre o tiristor é novamente disparado pela corrente i_g . Portanto o tiristor será disparado nos instantes em que $\omega t = 2n\pi + \alpha$, e bloqueado nos instantes em que a corrente passa pelo zero, isto é, $\omega t = (2n + 1)\pi$ (sendo $n=1,2,3\dots$).

Temos que a tensão média na carga é calculada pela expressão:

$$V_{R_{med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_p \text{sen}(\omega t) dt \cong 0,159V_p(1 + \cos\alpha) . \quad (2.5)$$

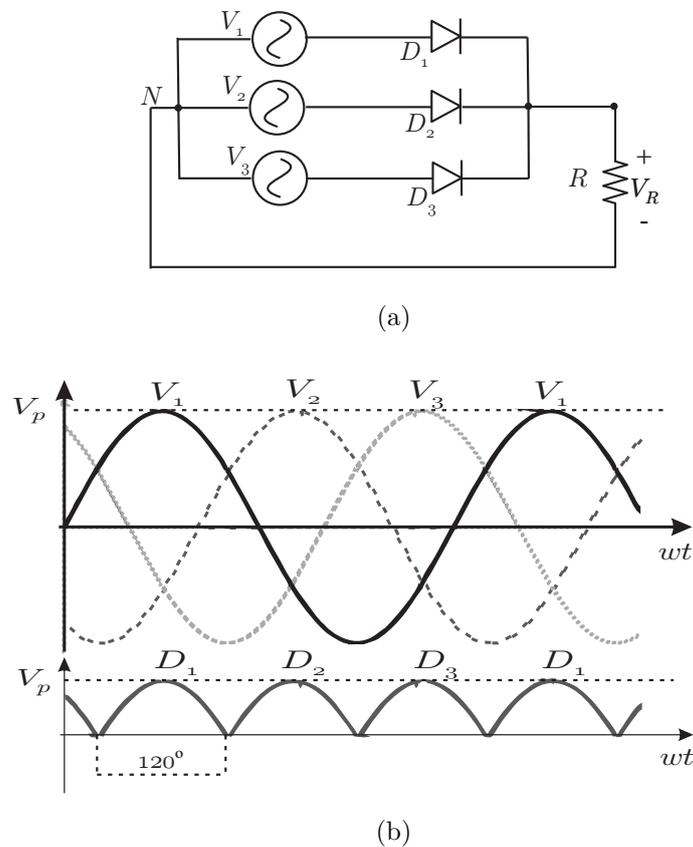
Nota-se a tensão média da carga varia com o ângulo de disparo α . Quando $\alpha = 0$, $V_{R_{med}} \cong 0,32V_p$ obtém-se o retificador a diodo.

2.3.2 Retificador trifásico de ponto médio

Tensão não controlada

O retificador trifásico de ponto médio pode ser considerado uma associação em série de três retificadores monofásicos de meia onda. Cada diodo está associado a uma fase da rede de alimentação. Nesse tipo de retificador é indispensável o emprego do neutro do sistema de alimentação.

Figura 3 – (a) Retificador trifásico de ponto médio. (b) Formas de onda do retificador trifásico de ponto



Fonte: o autor

No circuito ilustrado na Fig. 3a, conduz o diodo que tiver a amplitude da tensão em seu ânodo maior que os demais. Na Fig. 3b são apresentadas as formas de onda da tensão associadas a este circuito.

Considerando a constante de tempo T , entre os instantes de tempo $T/12$ e $5T/12$, a tensão de V_1 tem maior amplitude, logo o diodo D_1 conduz, resultando $V_R = V_1$, e os demais diodos ficam bloqueados, pois o potencial de seus ânodos é menor que o potencial em seus cátodos. Entre os instantes de tempo $5T/12$ e $9T/12$ a tensão V_2 tem maior amplitude, de modo que agora o diodo D_2 conduz aplicando a tensão de V_2 sobre a carga

e os demais ficam bloqueados. Entre os instantes de tempo $9T/12$ e $13T/12$ a tensão V_3 tem maior amplitude em relação as demais, dessa forma o diodo D_3 conduz e os demais diodos ficam bloqueados resultando assim em $V_R = V_3$.

O ciclo é repetido selecionando a tensão de maior amplitude e aplicando na carga durante um intervalo de tempo igual a um terço do período de onda da tensão, isto é, um intervalo de tempo correspondente a 120° elétricos da tensão da rede.

Temos que a tensão média na carga é calculada pela expressão:

$$V_{R_{med}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_p \text{sen}(\omega t) dt = \frac{3\sqrt{3}V_p}{2\pi} \cong 0,83V_p . \quad (2.6)$$

A corrente média nos diodos é dada por:

$$I_{R_{med}} \cong \frac{0,83V_p}{3R} , \quad (2.7)$$

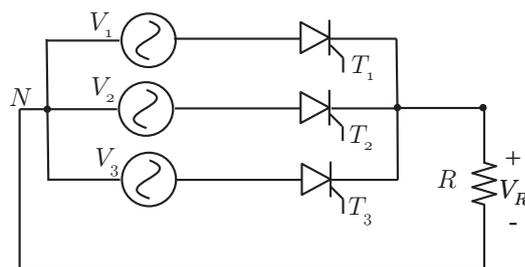
e a corrente de pico nos diodos é igual a corrente de pico da carga, dada pela expressão:

$$I_{pd} = \frac{V_p}{R} . \quad (2.8)$$

Tensão controlada

A estrutura do retificador trifásico de ponto médio com saída de tensão controlada é ilustrado na Fig. 4.

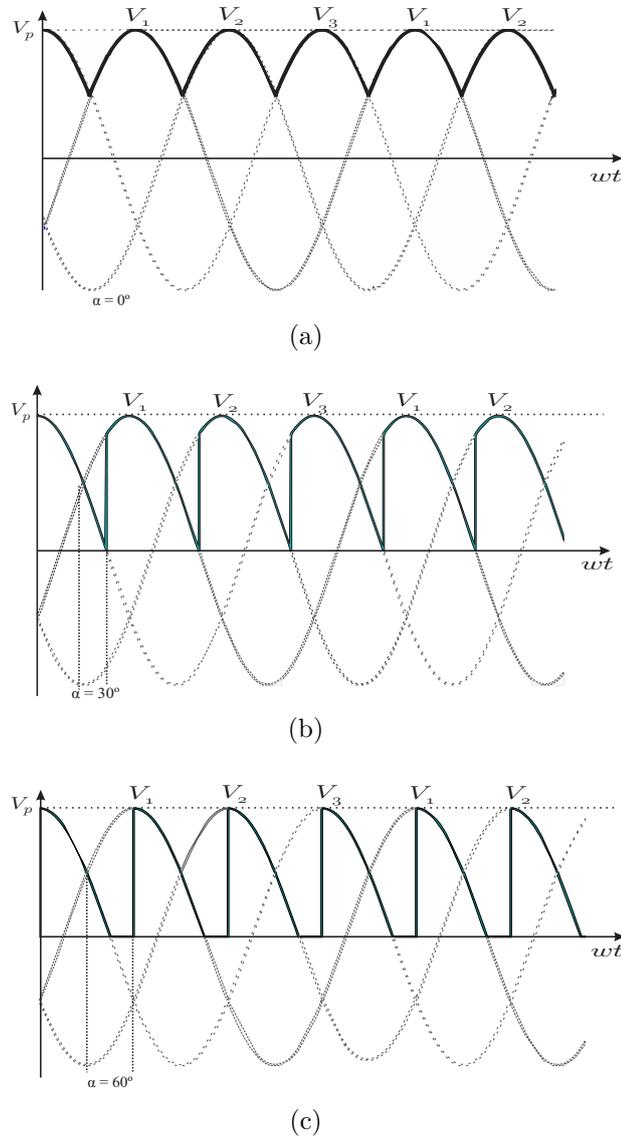
Figura 4 – Retificador trifásico de ponto médio a tiristor



Fonte: o autor

A tensão na carga é ilustrada na Fig. 5, para os valores de $\alpha = 0$, $\alpha = 30$ e $\alpha = 60$.

Figura 5 – Formas de onda do retificador trifásico de ponto médio a tiristor para (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 30$ e (c) $\alpha = 60$



Fonte: o autor

Observa-se que quando $\alpha = 0$, temos o retificador a diodo e $\omega t = \frac{\pi}{6}$. Quando α pertence ao intervalo $[0, \frac{\pi}{6}]$, tem-se uma condução contínua com valor de tensão média na carga definido pela expressão:

$$V_{R_{med}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_p \text{sen}(\omega t) dt = 0,83V_p \cos \alpha, \quad (2.9)$$

e quando α pertence ao intervalo $(\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6})$, tem-se uma condução descontínua com valor de tensão média na carga definido pela expressão:

$$V_{R_{med}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} V_p \text{sen}(\omega t) dt = 0,477V_p [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)]. \quad (2.10)$$

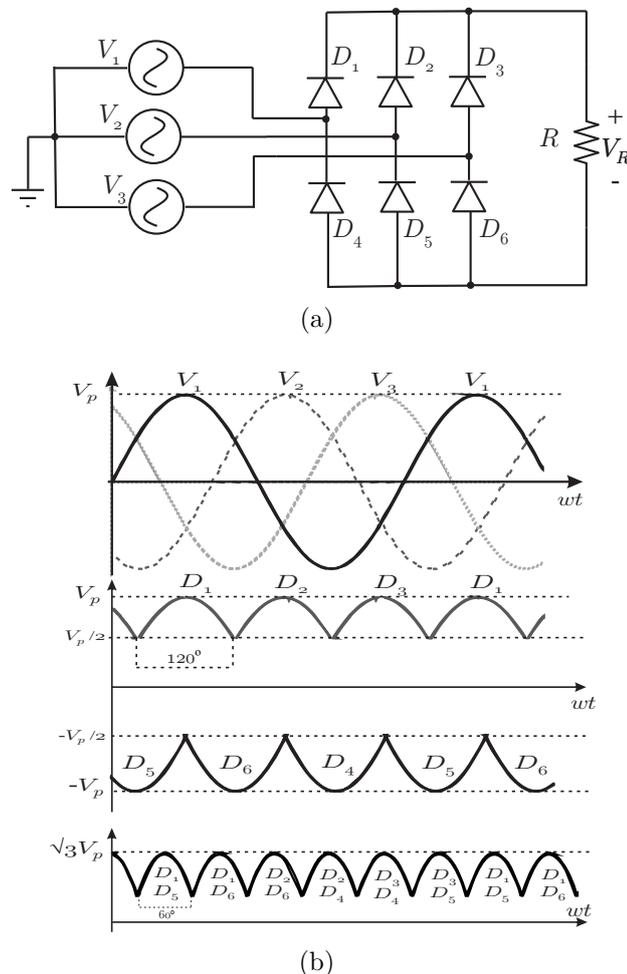
Quando $\alpha = 150$, temos $V_{R_{med}} = 0$.

2.3.3 Retificador trifásico de ponte completa

Tensão não controlada

O retificador trifásico de onda completa, também conhecido como ponte de Graetz, é um dos retificadores mais utilizados industrialmente. Este retificador apresenta seis etapas de operação ao longo de um período da rede, sendo em cada etapa ocorre a condução de um par de diodos. Em cada instante a corrente da carga flui por um diodo da parte superior (D_1 , D_2 ou D_3) e um da parte inferior (D_4 , D_5 , ou D_6). Sua estrutura e apresentada na Fig. 6a e suas formas de onda pela Fig. 6b.

Figura 6 – (a) Retificador trifásico ponte de Graetz. (b) Formas de ondas do retificador trifásico ponte de Graetz



Fonte: o autor

Observando as formas de onda da Fig. 6b, pode-se observar que o intervalo de condução de cada diodo é de 120° e a cada 60° ocorre uma comutação de um dos dois diodos que estão conduzindo simultaneamente.

A tensão média na carga é dada pela expressão:

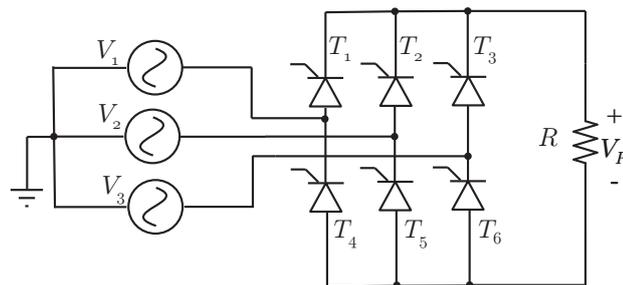
$$V_{R_{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t) dt \cong 1,41V_p . \quad (2.11)$$

O retificador trifásico de ponte completa apresenta vantagens em relação ao de ponto médio. Este tipo de retificador apresenta maior tensão de saída para uma mesma tensão de entrada e uma frequência da componente fundamental da tensão seis vezes a frequência das tensões de alimentação.

Tensão controlada

Assim como nas demais estruturas, no retificador controlado trifásico de ponte completa os diodos são substituídos por tiristores, podendo obter o controle da tensão de saída durante a operação a partir do ângulo de disparo α de cada tiristor. Sua estrutura é ilustrada pela Fig. 7.

Figura 7 – Retificador trifásico de ponte completa a tiristor



Fonte: o autor

Observando as formas de onda da tensão na carga ilustradas na Fig. 8, nota-se que quando $\alpha = 0$, obtém-se o retificador trifásico não controlado. Para os valores de $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ a condução é contínua, quando $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{2\pi}{3}$ a condução é descontínua.

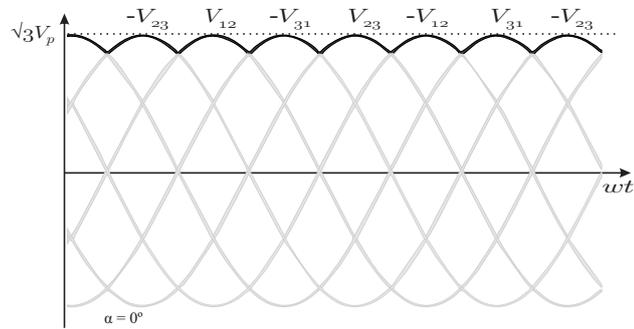
O valor médio da tensão na carga para a condução contínua é expresso por:

$$V_{R_{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t) dt \cong 1,41V_p \cos \alpha . \quad (2.12)$$

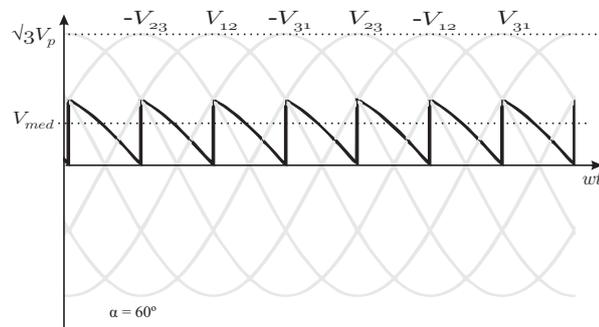
Para a condução descontínua, temos:

$$V_{R_{med}} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{3}V_p \text{sen}(\omega t) dt \cong 1,41V_p [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)] . \quad (2.13)$$

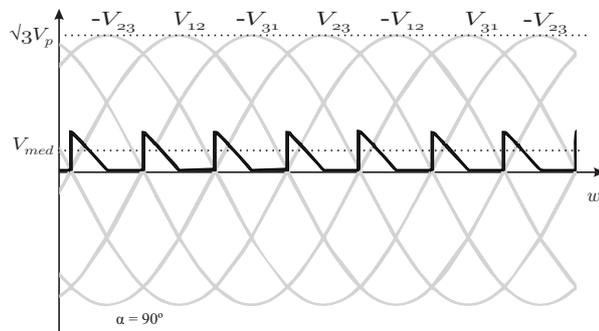
Figura 8 – Formas de onda do retificador trifásico de ponte completa a tiristor para (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 60$ e (c) $\alpha = 90$



(a)



(b)



(c)

Fonte: o autor

Tomando V_{12} como referência, temos que quando $\alpha = 0, \omega t = \frac{\pi}{3} = 60^\circ$ e quando $\alpha = \frac{\pi}{3}, \omega t = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$.

3 MODELAGEM DOS ELEMENTOS DE CIRCUITO

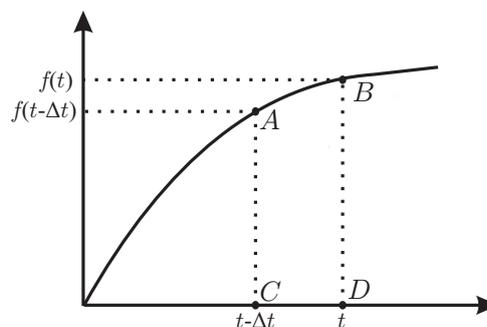
Neste capítulo são apresentados os modelos dos circuitos discretos equivalentes para indutores, capacitores, resistores e uma chave ideal, determinados pela aplicação do método de integração trapezoidal, onde cada elemento de circuito é representado por um circuito equivalente discreto que consiste em um resistor em paralelo com uma fonte de corrente (DOMMEL, 1969).

3.1 Método de integração Trapezoidal

Na Fig. 9, a área é aproximada pela área do trapézio ABCD limitado pelo segmento de reta que começa em $f(t - \Delta t)$ e termina em $f(t)$. Tem-se então a equação:

$$\int_{t-\Delta t}^t f(t)dt = \frac{\Delta t}{2} [f(t) + f(t - \Delta t)] . \quad (3.1)$$

Figura 9 – Integração Numérica



Fonte: o autor

3.2 Indutância

A equação diferencial que descreve o comportamento de um indutor linear ilustrado na Fig.10a é expressa por:

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} . \quad (3.2)$$

Escrevendo a equação anterior na forma integral para o intervalo de tempo $t - \Delta t$ a t , obtém-se :

$$\int_{t-\Delta t}^t v_{km} dt = L \int_{t-\Delta t}^t di_{km} . \quad (3.3)$$

Aplicando a regra trapezoidal no lado esquerdo da equação (3.3), resulta em:

$$\frac{\Delta t}{2} [v_{km}(t) + v_{km}(t - \Delta t)] = L [i_{km}(t) - i_{km}(t - \Delta t)] . \quad (3.4)$$

Colocando $i_{km}(t)$ em evidência, tem-se:

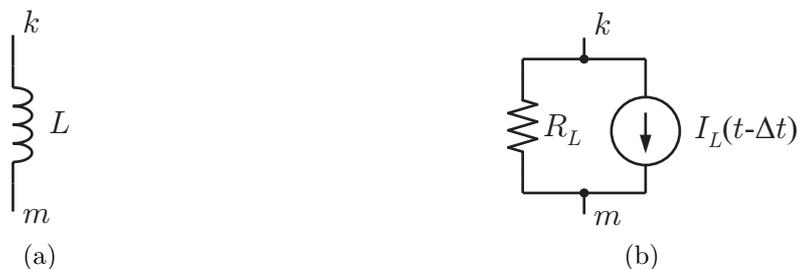
$$i_{km}(t) = \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t) + \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t - \Delta t) + i_{km}(t - \Delta t) . \quad (3.5)$$

Fazendo $R_L = \frac{2L}{\Delta t}$ e $I_L(t - \Delta t) = \frac{\Delta t}{2L} v_{km}(t - \Delta t) + i_{km}(t - \Delta t)$, tem-se:

$$i_{km}(t) = \frac{v_{km}(t)}{R_L} + I_L(t - \Delta t) . \quad (3.6)$$

Pode-se notar que com a aplicação do método de integração trapezoidal, o indutor passa a ser representado por um circuito equivalente discreto que consiste em um resistor R_L em paralelo com uma fonte de corrente fictícia $I_L(t - \Delta t)$ calculada de tempo em tempo e dependente dos valores passados da corrente do circuito. Isso é ilustrado na Fig. 10b.

Figura 10 – (a) Indutor linear. (b) Circuito discreto da indutância



Fonte: o autor

3.3 Capacitância

De forma análoga a indutância, foi obtido o modelo do circuito equivalente discreto para o capacitor linear ilustrado na Fig. 11a , dada a equação diferencial que descreve seu comportamento.

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt} . \quad (3.7)$$

Escrevendo a equação anterior na forma integral para o intervalo de tempo $t - \Delta t$ a t , obtém-se :

$$\int_{t-\Delta t}^t i_{km} dt = C \int_{t-\Delta t}^t dv_{km} . \quad (3.8)$$

Aplicando a regra trapezoidal no lado esquerdo da equação (3.8), resulta em:

$$\frac{\Delta t}{2} [i_{km}(t) + i_{km}(t - \Delta t)] = C [v_{km}(t) - v_{km}(t - \Delta t)] . \quad (3.9)$$

Colocando $i_{km}(t)$ em evidência, tem-se:

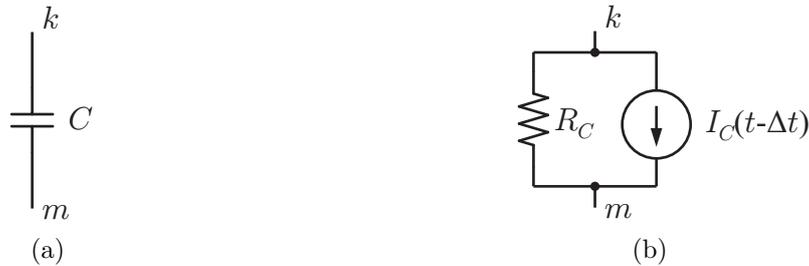
$$i_{km}(t) = \frac{2C}{\Delta t} v_{km}(t) - \frac{2C}{\Delta t} v_{km}(t - \Delta t) - i_{km}(t - \Delta t) . \quad (3.10)$$

Fazendo $R_C = \frac{\Delta t}{2C}$ e $I_C(t - \Delta t) = -\frac{2C}{\Delta t} V_{km}(t - \Delta t) - i_{km}(t - \Delta t)$, tem-se:

$$i_{km}(t) = \frac{V_{km}(t)}{R_C} + I_C(t - \Delta t) . \quad (3.11)$$

De forma análoga a indutância, após a aplicação do método de integração trapezoidal, a capacitância é representada por uma fonte de corrente fictícia $I_C(t - \Delta t)$ dependente de valores passados da corrente do circuito e uma resistência R_C conectadas em paralelo, conforme é mostrado na Fig.11b.

Figura 11 – (a) Capacitor linear. (b) Modelo discreto do capacitor



Fonte: o autor

3.4 Resistência

A equação que descreve o comportamento de um resistor linear conectado entre os nós k e m é dada por:

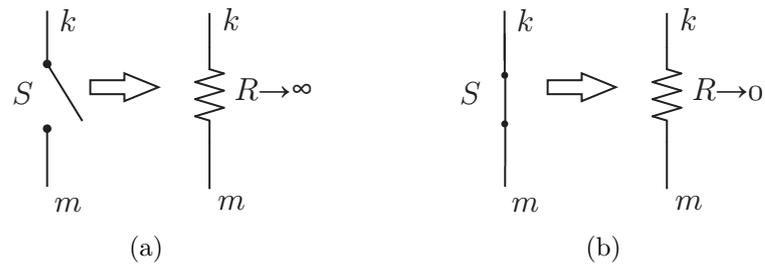
$$i_{km}(t) = \frac{v_{km}(t)}{R} . \quad (3.12)$$

Como a relação entre tensão e corrente para o resistor já é uma relação algébrica, o circuito equivalente para o resistor é o próprio resistor.

3.5 Chave

Normalmente uma chave é modelada como uma resistência cujo valor depende de seu estado. Quando a chave encontra-se aberta, a resistência possui valor elevado, e quando se encontra fechada, o valor da resistência é praticamente desprezível. O modelo da chave é ilustrado na Fig.12.

Figura 12 – Modelo da chave nos estados (a) aberta e (b) fechada



Fonte: o autor

Quando a chave está fechada:

$$v_k(t) - v_m(t) = 0 \text{ e } i_{km} \neq 0 . \quad (3.13)$$

E para a chave aberta, segue:

$$v_k(t), v_m(t) \neq 0 \text{ e } i_{km} = 0 . \quad (3.14)$$

4 MODELO DE UMA CHAVE DE ALTA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

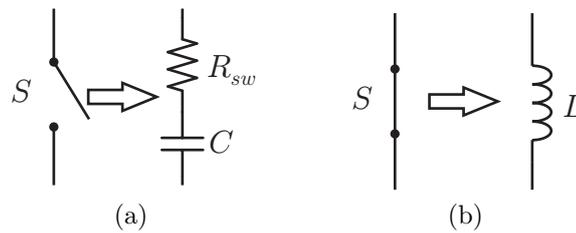
Como apresentado no capítulo anterior, a chave é normalmente representada por uma resistência cujo valor depende de seu estado, isto é, cada vez que ocorre uma comutação o valor dessa resistência é alterado. Nota-se também que feita a análise nodal dos circuitos que possuem este tipo de elemento, a matriz condutância do circuito também sofrerá alterações na medida que a chave altera seu estado, isto é, quanto maior o a frequência de chaveamento, maior no número de alterações na matriz condutância.

$$[V] = [G]^{-1}[I] . \quad (4.1)$$

A mudança da matriz condutância do sistema a cada comutação da chave acarreta em um esforço computacional quando se utiliza passos de tempo bastante pequenos. Infelizmente o número de operações necessárias para inverter uma matriz $N \times N$ aumenta exponencialmente com N . Por exemplo, a inversão eficaz de uma matriz de 66 nós necessita de um tempo na ordem de $50 \mu s$. Dessa forma, seria necessário um aumento de 25 vezes na capacidade de processamento para obter um modelo preciso de circuitos em que ocorre comutação a cada $2 \mu s$. Portanto, foi estudado um modelo alternativo para chaves com alta frequência de chaveamento capazes de realizar uma simulação precisa em tempo real eliminando os esforços computacionais.

Para reduzir o esforço computacional, a representação da chave como uma resistência elevada para o circuito aberto foi substituída por um ramo $RC - série$, da mesma forma substituiu-se a representação de uma baixa resistência no curto-circuito por um indutor (HUI; CHRISTOPOULOS, 1990; MAGUIRE; GIESBRECHT, 2005; MAGUIRE; FORSYTH; KUFFEL, 2005). Estas representações fazem com que a matriz condutância do sistema permaneça constante ao longo de toda a simulação, sendo necessária apenas uma inversão no início do algoritmo. A nova representação para a chave de alta frequência é ilustrada na Fig. 13.

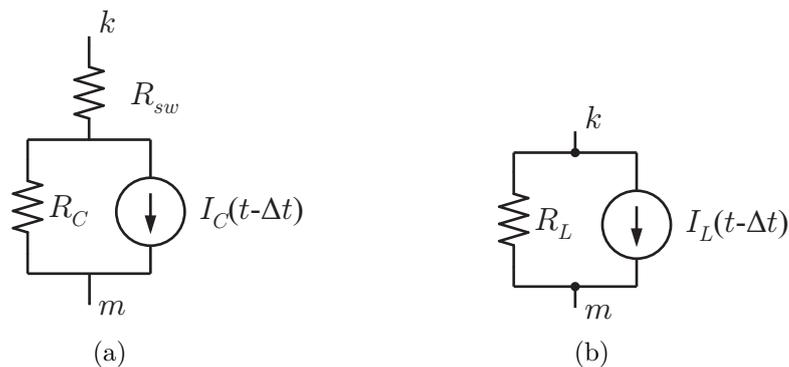
Figura 13 – Modelo da Chave de alta frequência nos estados (a) aberto e (b) fechado



Fonte: o autor

Representando os elementos passivos pelos seus respectivos modelos discretos, obtém-se o circuito discreto para a chave ilustrado na Fig. 14.

Figura 14 – Modelo discreto da Chave de alta frequência nos estados (a) aberto e (b) fechado



Fonte: o autor

A utilização da resistência de amortecimento R_{sw} , em série com a capacitor C é mencionada por [Pejović e Maksimović \(1994\)](#). Tal representação também foi adotada por [Maguire e Giesbrecht \(2005\)](#) para a seleção dos valores de R_{sw} , L e C . Tais valores devem ser escolhidos de forma que, o valor de R_L seja igual ao valor da associação série entre R_{sw} e R_C . Deste modo, os valores de R_{sw} e C devem ser selecionados de maneira que, juntos, representem uma elevada impedância para o sistema. De modo semelhante, o valor de L deve ser selecionado de modo que represente uma impedância relativamente pequena em todo o sistema. Se estes critérios não forem cumpridos, as aproximações escolhidas tanto para a chave fechada quanto para a chave aberta serão inválidas e não há sentido em continuar com esta abordagem.

Sendo $R_L = R_{eq} = (R_{sw} + R_C)$, a matriz de condutância do sistema que está sendo simulado não irá sofrer alterações quando houver a comutação de uma chave. Portanto, uma vez que a matriz condutância será invertida no início da simulação, não há necessidade de invertê-la novamente quando um evento de comutação de uma chave ocorrer, pois a

relação $R_L = R_{eq}$ garante a igualdade das matrizes condutâncias correspondentes a cada estado de comutação. Desta forma, somente os valores das fontes de corrente I_L e I_C precisam ser recalculadas. Esta abordagem resulta na redução de esforços computacionais e é a principal razão da redução do passo de tempo de simulação para dentro do intervalo de $1,5 \mu s$ a $2,5 \mu s$.

4.1 Determinação dos valores dos parâmetros de uma chave de alta frequência proposta por Maguire

Em seus trabalhos, [Maguire e Giesbrecht \(2005\)](#) desenvolveram uma série de equações para seleção dos valores dos parâmetros R_{sw} , L e C , de modo que as premissas apresentadas acima fossem satisfeitas. Uma abordagem heurística foi tomada para selecionar o nível de amortecimento proporcionado pela resistência em série (R_{sw}) na representação da chave aberta. Eles analisaram a resposta da corrente a um impulso de tensão aplicado ao ramo RLC , isto é, fazendo-se uma associação série dos modelos de circuitos que representam as condições de chave fechada e de chave aberta. Tal resposta é dada por (4.2).

$$H(s) = \frac{1}{L} \frac{s}{s^2 + (R_{sw}/L)s + 1/LC} . \quad (4.2)$$

As raízes da resposta serão as mesmas para outras perturbações. O fator de amortecimento ζ e a frequência natural ω para um ramo $RLC - série$ são definidos de acordo com (4.3) e (4.4).

$$2\zeta\omega = R_{sw}/L . \quad (4.3)$$

$$\omega = 1/\sqrt{LC} . \quad (4.4)$$

Nesse caso, (4.2) pode ser reescrita na forma habitual, como (4.5).

$$H(s) = \frac{1}{L} \frac{s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} . \quad (4.5)$$

Para que L e o ramo $R_{sw}C$ possam ter o mesmo valor de resistência de Dommel, é necessário que:

$$R_{sw} = \frac{2L}{\Delta t} - \frac{\Delta t}{2C} . \quad (4.6)$$

Se $R_{sw} = 0$, tem-se o fator de amortecimento $\zeta = 0$ e a frequência $\omega = 2/\Delta t$ onde Δt é o passo de tempo da simulação. Se $R_{sw} > 0$, tem-se $\zeta > 0$ e a frequência natural, ω , é dada por:

$$\omega = (\sqrt{\zeta^2 + 1} - \zeta) \frac{2}{\Delta t} \quad (4.7)$$

Baseado em (4.7), podemos escrever:

$$L = \frac{(\Delta t \cdot F)^2}{C} . \quad (4.8)$$

Onde

$$F = \frac{1}{2(\sqrt{\zeta^2 + 1} - \zeta)} . \quad (4.9)$$

Pode-se notar que F independe dos valores das impedâncias da representação da chave e do valor do passo de tempo Δt , sendo dependente apenas do fator de amortecimento ζ . A equação (4.8) fornece uma das duas equações necessárias relativas a seleção dos parâmetros L e C .

Outro fator levado em consideração na escolha dos valores dos parâmetros L e C são as perdas devido a comutação das chaves. O problema reside no fato de que os modelos para a chave aberta e a chave fechada estão sendo representados usando capacitores e indutores, ambos os dispositivos de armazenamento de energia. Em qualquer um dos dois estados, uma pequena quantidade de energia do sistema será armazenada, algo que não ocorre quando se usa uma condutância pura para representar as condições de circuito aberto e curto. Após a ocorrência de um evento de comutação uma representação do circuito é abruptamente alterada para a outra, e quando isto ocorre, essa pequena quantidade de energia que foi armazenada no estado de comutação anterior é efetivamente eliminada, isto é, o método de modelagem introduz uma perda de energia artificial no sistema que evolui na medida em que o número de comutações aumenta.

A energia necessária para carregar o capacitor através da resistência R é dada por Cv^2 , onde v é o nível de tensão na comutação. Esta energia é perdida quando ocorre a comutação e a chave passa a ser representada por uma pequena indutância L . Nesse estado, a energia necessária para carregar o indutor é dada por $\frac{Li^2}{2}$, onde i é a corrente comutada. A perda mínima de energia na comutação ocorre quando L e C são escolhidos de tal forma que:

$$Cv^2 = \frac{Li^2}{2} \quad (4.10)$$

A partir de (4.8) e (4.10), L e C podem ser expressos como:

$$L = \sqrt{2}(\Delta t \cdot F)v/i , \quad (4.11)$$

$$C = \frac{(\Delta t \cdot F)^2}{L} . \quad (4.12)$$

Os valores de R , L e C são escolhidos apenas de acordo com os métodos acima descritos. Devido à falta de liberdade na escolha destes valores, o ramo $RC - série$,

representando a chave de estado aberto, muitas vezes causa mais perdas de comutação que o amortecedor real da chave. Portanto, os amortecedores *RC snubbers* não foram incluídos em paralelo com as representações de chave nas simulações (MAGUIRE; GIESBRECHT, 2005).

5 MODELOS DISCRETOS EQUIVALEN- TES DOS CIRCUITOS RETIFICADORES

Neste capítulo são apresentados os modelos discretos dos conversores estudados. Uma vez que o chaveamento destes circuitos ocorre apenas na frequência da rede de alimentação, estes não são exemplos de circuitos que necessitam de pequenos passos de cálculos para realizar suas simulações. Todavia, a construção desse tipo de circuito é bastante instrutiva e serve como um bom ponto de partida para uma análise futura dos dispositivos de chaveamento em alta frequência.

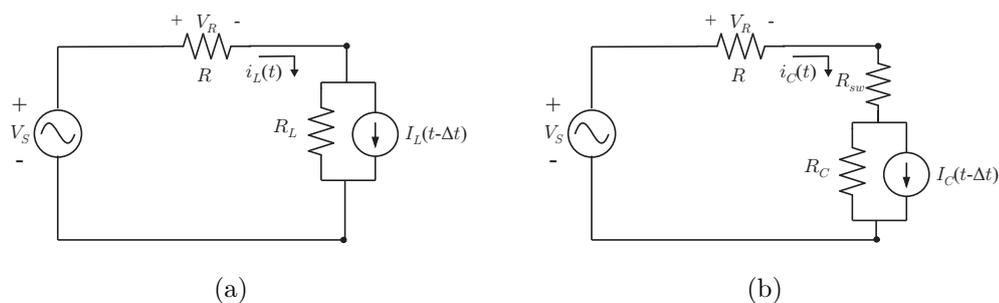
A partir das considerações realizadas no decorrer do trabalho, com relação aos dispositivos de chaveamento e aos elementos passivos, pode-se obter modelos que caracterizam os retificadores em estudo substituindo seus elementos pelos relatados.

5.1 Retificador monofásico de meia onda

Para a representação do retificador de meia onda, obtêm-se dois modelos de interesse: quando a chave está fechada; quando a chave está aberta. Tais modelos estão ilustrados na Fig. 15.

O modelo discreto do retificador de meia onda para a chave fechada é ilustrado pela Fig. 15a, e para a chave aberta pela Fig. 15b. Observa-se que nas duas condições, o dispositivo de chaveamento foi substituído pelos respectivos modelos discretos da chave de alta frequência.

Figura 15 – Modelo discreto do retificador de meia onda para: (a) Chave fechada. (b) Chave aberta



Fonte: o autor

Analisando o circuito da Fig. 15a, encontra-se as expressões para $V_R(t)$, $i_L(t)$:

$$i_L(t) = \frac{V_R(t)}{R_L} + I_L(t - \Delta t) , \quad (5.1)$$

$$V_R(t) = R_{eq} \left(\frac{V_S(t)}{R} - I_L(t - \Delta t) \right) , \text{sendo } R_{eq} = R_L // R . \quad (5.2)$$

Pelo método de integração trapezoidal o valor de $I_L(t)$ pode ser definido como:

$$I_L(t) = \frac{2V_R(t)}{R_L} + I_L(t - \Delta t) . \quad (5.3)$$

Para o circuito da Fig. 15b, temos:

$$i_C(t) = \frac{V_R(t)}{R_{eq1}} + \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) , \text{sendo } R_{eq1} = R_{sw} + R_C . \quad (5.4)$$

$$V_R(t) = R_{eq2} \left(\frac{V_S(t)}{R} - \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) \right) , \text{sendo } R_{eq2} = R_{eq1} // R . \quad (5.5)$$

Pelo método de integração trapezoidal o valor de $I_C(t)$ pode ser definido como:

$$I_C(t) = -V_R(t) \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_{eq1}} \right) - \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) . \quad (5.6)$$

Conhecidas as expressões para $I_L(t)$, $I_C(t)$ e $V_R(t)$, desenvolveu-se uma rotina de simulação para resolver estas equações a cada passo de tempo Δt , conforme apresentada no Apêndice A.

5.2 Retificador trifásico de ponto médio

Para obter o modelo discreto deste retificador, deve-se considerar que apenas um dispositivo de chaveamento, seja ele diodo ou tiristor, conduzirá por vez, ou seja, a cada ciclo de 120° apenas um dispositivo estará diretamente polarizado. Dessa forma, seu circuito discreto teria que ser analisado em três etapas, correspondentes a cada comutação dos dispositivos de chaveamento. Isto é ilustrado na Fig. 16.

Como o retificador trifásico de ponto médio pode ser considerado uma associação série de três retificadores de meia onda, uma forma de facilitar a análise desse circuito é analisar seu equivalente monofásico e somar as parcelas das tensões na carga correspondentes a cada fase da rede.

A partir desta representação, encontra-se as mesmas equações para a o modelo de chave fechada e o modelo de chave aberta do retificador de meia onda ilustrado na Fig. 15. Para a fase a , tem-se:

Modelo da chave fechada

$$i_L(t) = \frac{V_{Ra}(t)}{R_L} + I_L(t - \Delta t) , \quad (5.7)$$

$$V_{Ra}(t) = R_{eq} \left(\frac{V_a(t)}{R} - I_L(t - \Delta t) \right) , \text{sendo } R_{eq} = R_L // R . \quad (5.8)$$

$$I_L(t) = \frac{2V_{Ra}(t)}{R_L} + I_L(t - \Delta t) . \quad (5.9)$$

Modelo da chave aberta

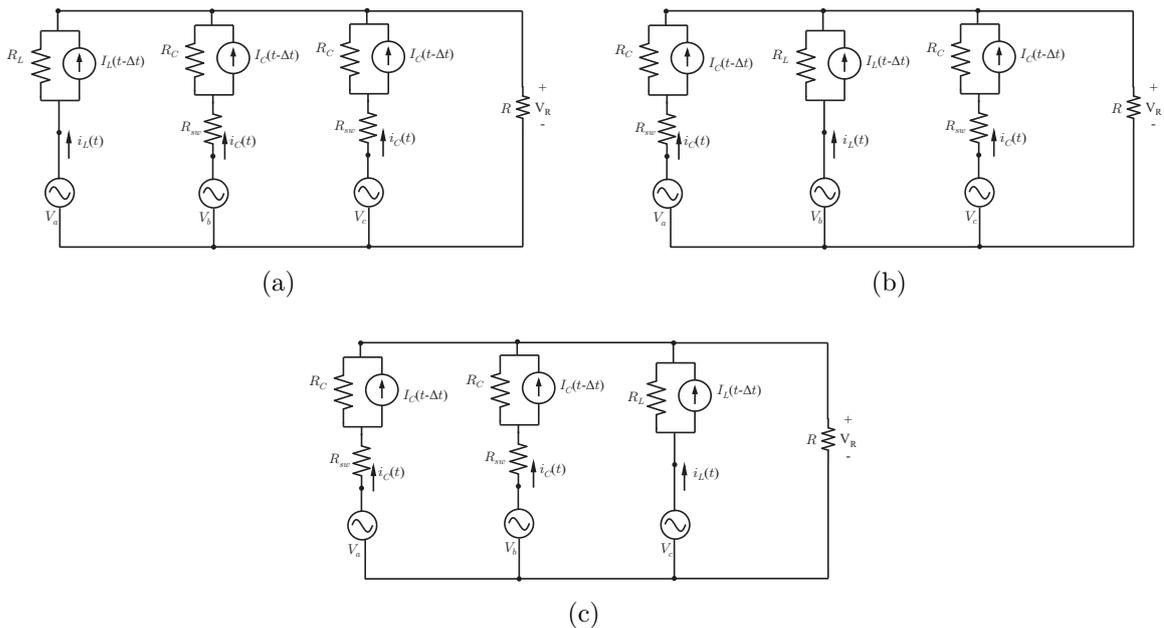
$$i_C(t) = \frac{V_{Ra}(t)}{R_{eq1}} + \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) , \text{sendo } R_{eq1} = R_{sw} + R_C . \quad (5.10)$$

$$V_{Ra}(t) = R_{eq2} \left(\frac{V_a(t)}{R} - \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) \right) , \text{sendo } R_{eq2} = R_{eq1} // R . \quad (5.11)$$

$$I_C(t) = -V_{Ra}(t) \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_{eq1}} \right) - \frac{R_C}{R_{eq1}} I_C(t - \Delta t) . \quad (5.12)$$

Deste modo, as expressões para as fontes de corrente e tensão na carga, para cada estado da chave correspondentes as fases *b* e *c* da rede, são encontradas substituindo os

Figura 16 – Modelo discreto do retificador trifásico de ponto médio para: (a) Condução D1 (b) Condução D2 (c) Condução D3



Fonte: o autor

valores de V_a por V_b e V_c nas equações (5.8) e (5.11), e atualizando os novos valores da tensão na carga nas equações (5.9) e (5.12). Sendo $V_b = V_a \angle -120^\circ$ e $V_c = V_a \angle 120^\circ$.

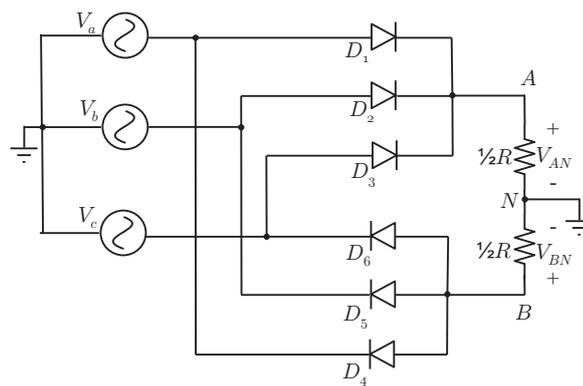
Após feita a análise dos modelos do retificador com relação a outras fases da rede, a tensão na carga é dada por:

$$V_R = V_{R_a} + V_{R_b} + V_{R_c} . \quad (5.13)$$

5.3 Retificador trifásico de ponte completa

Para efeito de estudo, a ponte de Graetz pode ser considerada como uma associação série de dois retificadores trifásicos de ponto médio, cuja representação se encontra na Fig. 17.

Figura 17 – Associação série de dois retificadores trifásicos de ponto médio



Fonte: o autor

A partir desta representação, o retificador trifásico de ponte completa é modelado como dois retificadores trifásicos de ponto médio cujas as equações foram apresentadas anteriormente. Desse modo, a tensão na carga $V_{R_{AB}}$ é a diferença da tensão V_{AN} do retificador de ponto médio superior com a tensão do retificador inferior V_{BN} .

$$V_{R_{AB}} = V_{AN} - V_{BN} . \quad (5.14)$$

6 ANÁLISE E RESULTADOS

Foi desenvolvida uma rotina computacional para a simulação dos retificadores apresentados, onde tempo total de simulação utilizado foi de 50 *ms* e o passo de tempo (Δt) igual a 1,5 μs . Todos os elementos presentes nos circuitos foram considerados ideais.

6.1 Resultados das simulações dos retificadores utilizando o modelo da chave proposta por Maguire

Para a representação dos diodos ou tiristores presentes nos retificadores como uma chave com comutação em alta frequência, utilizou-se as equações desenvolvidas por Maguire para encontrar os valores dos parâmetros R_{sw} , L e C , de maneira que esta aproximação fosse validada. Estes valores, assim como os valores da tensão de pico das fontes de tensão e da carga R presentes nas estruturas dos retificadores apresentados, são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 – Valores dos parâmetros dos modelos discretos dos retificadores

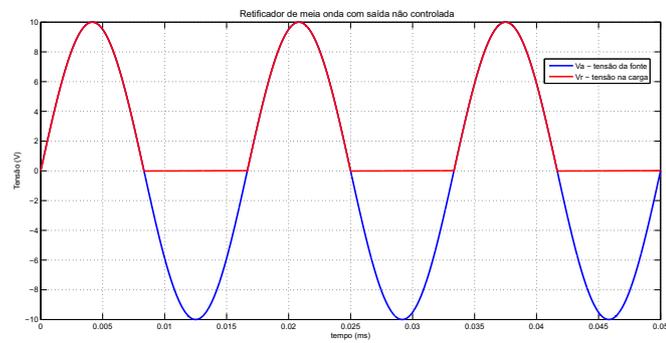
Parâmetro	Valor
V_{pico}	10 V
R_{sw}	254,558 Ω
L	0,238 <i>mH</i>
C	11,908 <i>nF</i>
R	1 <i>k</i> Ω
f	60 <i>Hz</i>

Fonte : O autor

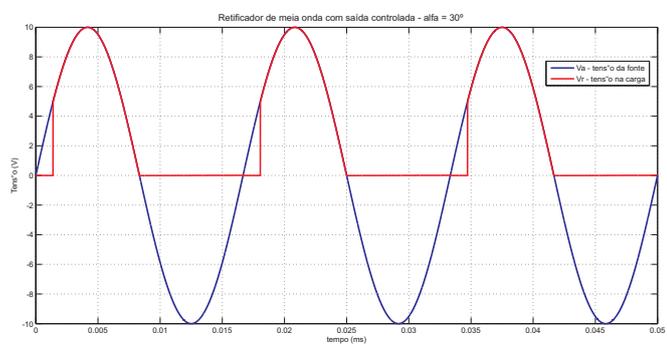
Retificador monofásico de meia onda

Os resultados das simulações do retificador de meia onda são apresentados na Fig. 18a no caso do retificador com saída de tensão não controlada e nas Fig. 18b, c e d no caso da saída de tensão controlada com α assumindo valores iguais a 30°, 60° e 90°, respectivamente.

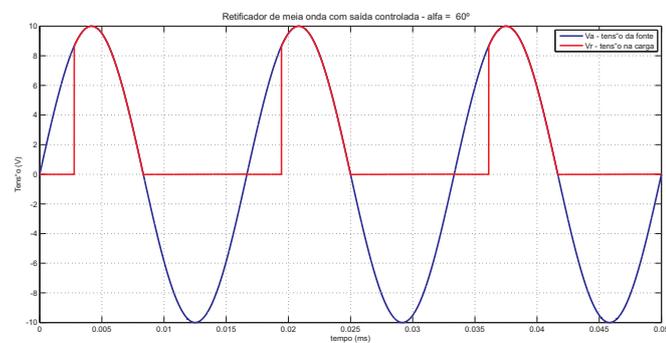
Figura 18 – Resultado da simulação do retificador meia onda para : (a) saída não controlada (b) $\alpha = 30^\circ$ (c) $\alpha = 60^\circ$ (d) $\alpha = 90^\circ$



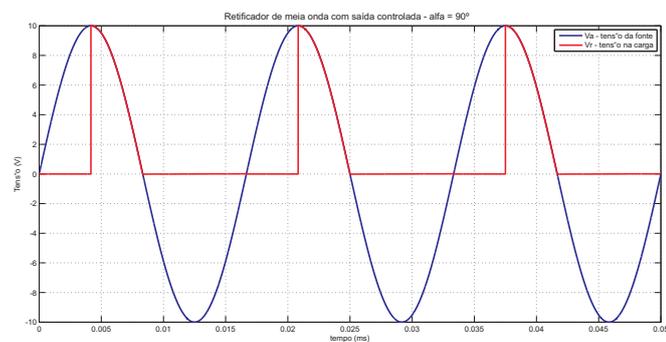
(a)



(b)



(c)



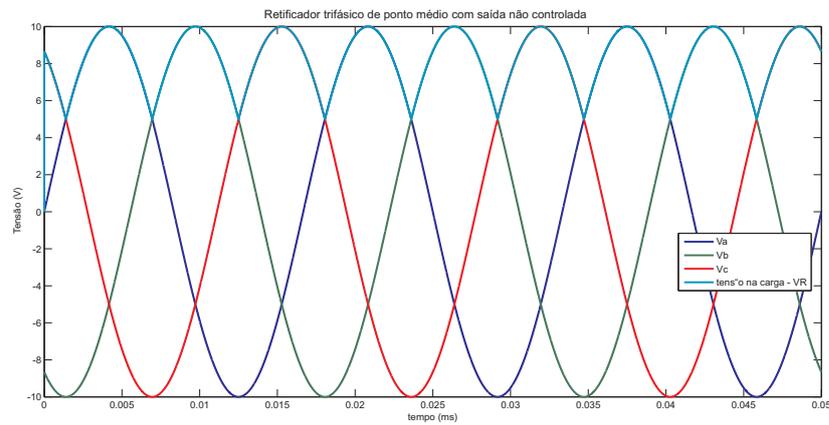
(d)

Fonte: o autor

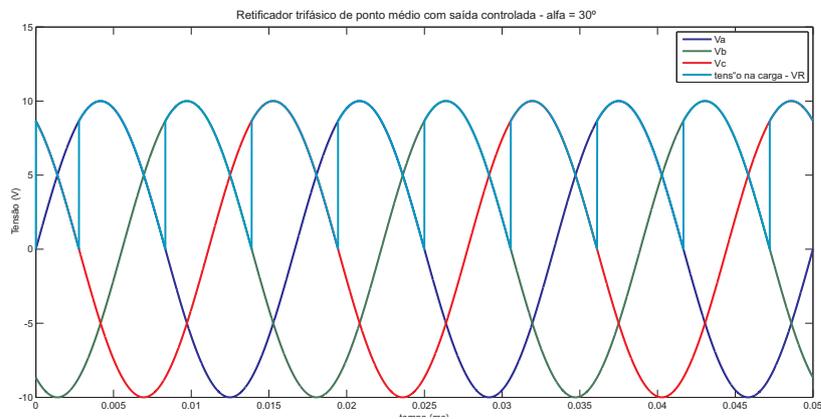
Retificador trifásico de ponto médio

A simulação do retificador trifásico de ponto médio também apresentou resultados satisfatórios. A Fig. 19a ilustra a tensão de saída na carga para o caso da saída não controlada e as Fig. 19b e Fig. 20a e b apresentam os resultados para o caso da saída de tensão controlada com α assumindo valores iguais a 30° , 60° e 90° , respectivamente.

Figura 19 – Resultado da simulação do retificador trifásico de ponto médio



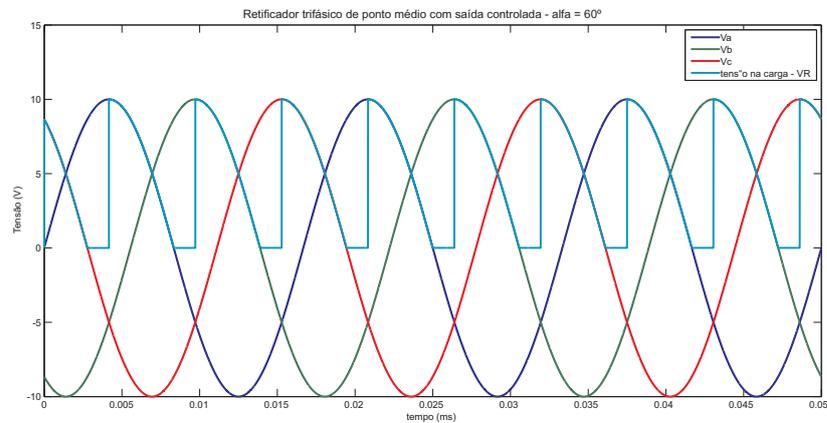
(a)



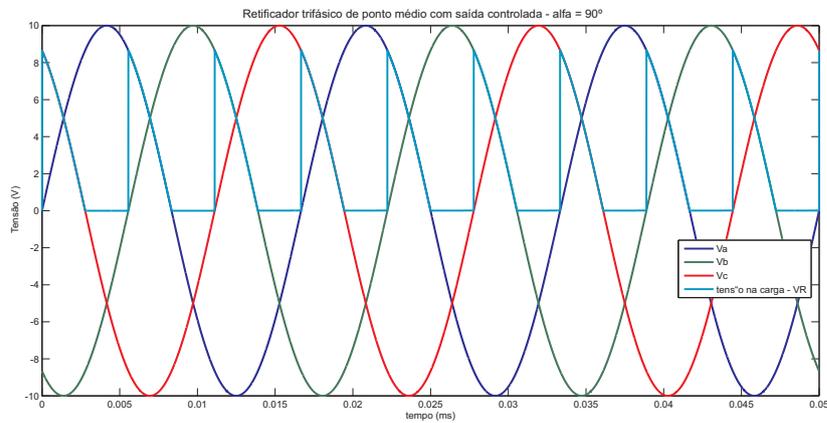
(b)

Fonte: o autor

Figura 20 – Resultado da simulação do retificador trifásico de ponto médio



(a)



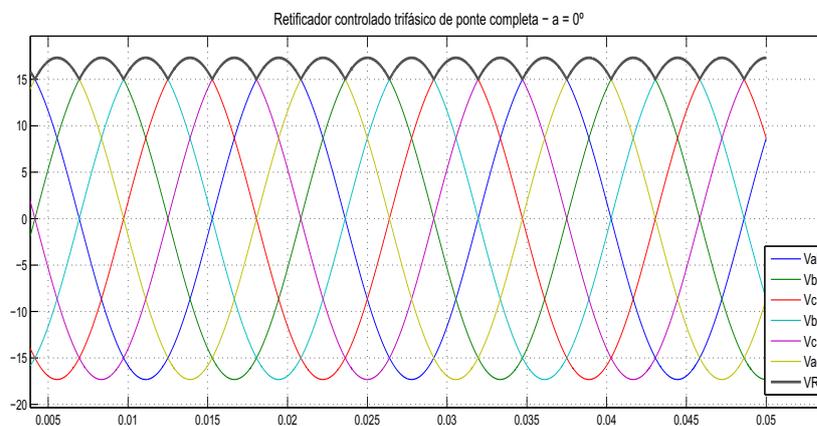
(b)

Fonte: o autor

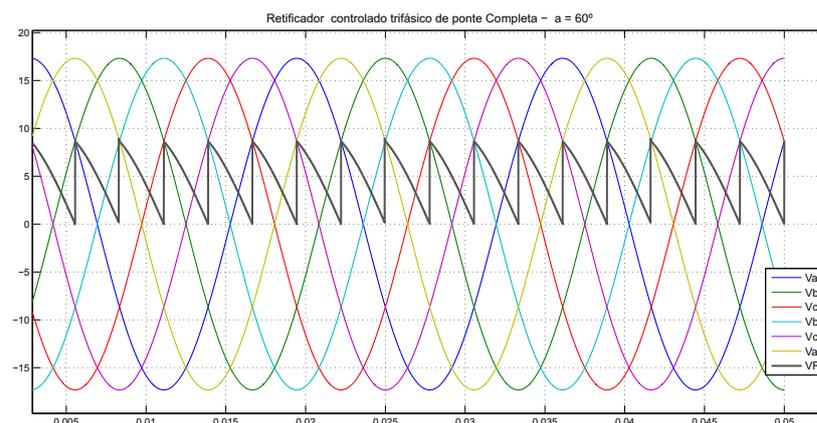
Retificador trifásico de ponte completa

Assim como os demais, o retificador trifásico de ponte completa apresenta um resultado de simulação satisfatório. As formas de onda da tensão são ilustradas na Fig. 21, onde (a) representa a tensão na carga com saída não controlada e (b) e (c) representam a tensão na carga com saída controlada com α assumindo valores iguais a 60° e 90° , respectivamente.

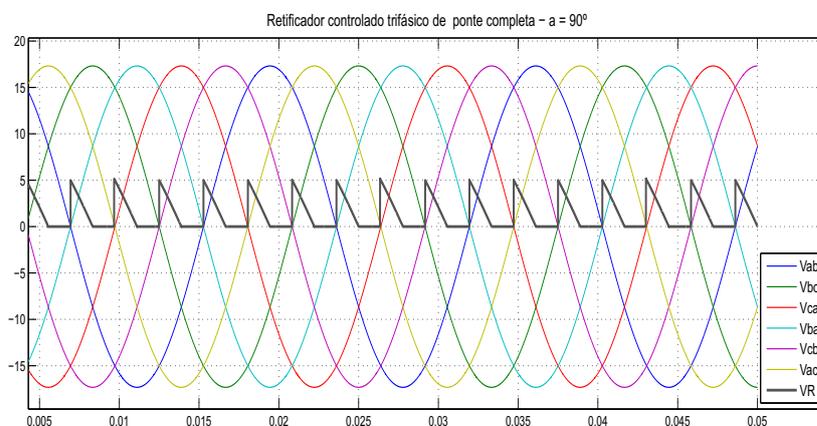
Figura 21 – Resultado da simulação do retificador de ponte completa para : (a) tensão não controlada (b) $\alpha = 60^\circ$ (c) $\alpha = 90^\circ$



(a)



(b)



(c)

Fonte: o autor

6.2 Resultados para os Valores médios de tensão na carga

Para um valor de $V_{pico} = 10V$ ($7.07V_{rms}$), utilizando as equações apresentadas no capítulo 2, pôde-se obter os valores das tensões médias na carga para os os circuitos retificadores. A Tabela 2 ilustra os valores de tensão para os retificadores estudados, calculados para os respectivos valores α .

Tabela 2 – Valores das tensões médias em função do ângulo de disparo

α	Retificador Meia Onda	Ponto médio	Ponte completa
0°	3,1815	8,2719	16,5438
30°	2,9684	7,1637	14,3274
60°	2,3861	4,7723	8,2719
90°	1,5908	2,3861	2,2164

Fonte : O autor

Os Valores para a tensões médias dos retificadores obtidos nas implementações computacionais estão representados na tabela 3

Tabela 3 – Valores das tensões média em função do ângulo de disparo obtidas nas implementações computacionais

α	Retificador Meia Onda	Ponto médio	Ponte completa
0°	3,1819	8,2696	16,5392
30°	2,9699	7,1658	13,8487
60°	2,3876	4,7791	8,3353
90°	1,5921	2,3914	2,2179

Fonte : O autor

A partir da análise comparativa entre as formas de onda e os valores médios das tensões de saída dos retificadores com os resultados obtidos nas implementações computacionais, pôde-se comprovar a eficiência do modelo da chave de alta frequência. A maior discrepância entre os valores médios das tensões se dá para o retificador ponte completa quando o ângulo de disparo α assume o valor de 30°, apresentando um erro percentual de 3,34%. Portanto, o modelo da chave de alta frequência apresentou resultados satisfatórios.

7 CONCLUSÃO

Este trabalho de conclusão de curso teve como objetivo a elaboração de modelos voltados para a realização de simulações digitais de dispositivos com características de chaveamento em alta frequência que compõem os equipamentos tipo FACTS. Tal modelo utiliza os mesmos algoritmos e equações encontradas em programas do tipo EMTP, porém também pode ser utilizado em simulações em tempo real de sistemas elétricos, por apresentarem artifícios que conseguem reduzir o passo de tempo das simulações para algo entre $1,5 \mu s$ e $2 \mu s$.

Ao longo deste trabalho, foram estudadas técnicas de simulações digitais de transientes eletromagnéticos, baseadas em métodos de integração numérica, para modelagem de elementos básicos de circuito, como indutores, capacitores e resistores. A partir destes modelos, pôde-se estudar o modelo da chave de alta frequência que consiste em associar a cada estado de comutação da chave (aberta ou fechada) o elemento de circuito com característica de circuito aberto ou curto circuito.

A utilização deste modelo faz com que a matriz condutância do sistema modelado seja invertida uma única vez, antes mesmo do início da simulação, permanecendo constante a cada evento de comutação das chaves. Tal fato acarreta na diminuição dos esforços computacionais pois anteriormente, quanto maior a frequência de chaveamento, maior o número de inversões da matriz condutância.

O modelo da chave de alta frequência apresentou resultados satisfatórios quando aplicado na representação dos diodos e tiristores presentes nos circuitos retificadores. A partir das análises comparativas entre as formas de onda e os valores da tensão média na carga esperados para estes circuitos com os resultados obtidos nas implementações computacionais pôde-se comprovar a eficiência do modelo em questão.

Como continuação dos trabalhos aqui realizados, será feito um estudo sobre a aplicação deste modelo de chave de alta frequência na representação dos dispositivos presentes nos equipamentos FACTS, a exemplo dos IGBTs e GTOs, desta vez em simulações em tempo real fazendo uso do RTDS.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H. The state-of-the-art of power electronics in japan. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 13, n. 2, p. 345–356, 1998. Citado na página 14.
- CAVALIERE, C. A. C. *Análise de STATCOM operando em sistemas desbalanceados*. Tese de Doutorado — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2001. Citado na página 14.
- DOMMEL, H. W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphase. *Networks IEEE*, v. 88, n. 4, p. 388–399, 1969. Citado 3 vezes nas páginas 14, 17 e 27.
- DOMMEL, H. W.; MEYER, W. S. Computation of electromagnetic transients. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 62, n. 7, p. 983–993, 1974. Citado na página 18.
- DUQUE, C. A. *Técnicas de Simulação de Redes Elétricas e Linhas de Transmissão*. Tese de Doutorado — Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 1997. Citado na página 17.
- HINGORANI, N. G. Power electronics in electric utilities: role of power electronics in future power systems. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 76, n. 4, p. 481–482, 1988. Citado na página 14.
- HUI, S.; CHRISTOPOULOS, C. A discrete approach to the modeling of power electronic switching networks. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 5, n. 4, p. 398–403, 1990. Citado na página 31.
- KUFFEL, R.; GIESBRECHT, J.; MAGUIRE, T.; WIERCKX, R.; MCLAREN, P. Rtds-a fully digital power system simulator operating in real time. In: IEEE. *WESCANEX 95. Communications, Power, and Computing. Conference Proceedings.*, IEEE. [S.l.], 1995. v. 2, p. 300–305. Citado na página 17.
- MAGUIRE, T.; FORSYTH, P.; KUFFEL, R. Small time-step ($< 2\mu\text{sec}$) vsc machine drives for the real time digital simulator. In: *Proceedings of the 8th International Conference on Modeling and Simulation of Electrical Machines, Convertors and Systems (Electromacs 2005)*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 17–20. Citado na página 31.
- MAGUIRE, T.; GIESBRECHT, J. Small time-step ($< 2\mu\text{s}$) vsc model for the real time digital simulator. *IPST, June*, 2005. Citado 5 vezes nas páginas 15, 31, 32, 33 e 35.
- PEGADO, R. A.; DANTAS, K. M. C. Modelagem de um conversor ca-cc para simulação em tempo real. *I Congresso Nacional de Pesquisa e Ensino em Ciências*, Editora Realize, 2016. Citado na página 17.
- PEJOVIĆ, P.; MAKSIMOVIĆ, D. A method for fast time-domain simulation of networks with switches. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 9, n. 4, p. 449–456, 1994. Citado na página 32.

PEREIRA, R. M.; FERREIRA, C. M.; BARBOSA, F. M. Comparative study of statcom and svc performance on dynamic voltage collapse of an electric power system with wind generation. *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, IEEE, v. 12, n. 2, p. 138–145, 2014. Citado na página [14](#).

SILVA, E. L. da. *Estudo de técnicas para modelagem de Conversores Estáticos aplicadas à simulação em tempo real de sistemas fotovoltaicos conectados com a rede elétrica*. Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Federal de Campina Grande, 2014. Citado na página [15](#).

WATANABE, E. H.; BARBOSA, P. G.; ALMEIDA, K. C.; TARANTO, G. N. Tecnologia facts-tutorial. *SBA Controle & Automação*, v. 9, n. 1, p. 39–55, 1998. Citado na página [14](#).

Apêndices

APÊNDICE A – ROTINAS DAS SIMULAÇÕES DOS CONVERSORES ESTUDADOS

A.1 Retificador monofásico de meia onda

```

% Definir amplitude da fonte de tensão V
% Angulo de disparo alfa = af;
% carga R;
clc
%SIMULACAO DE UMA CHAVE PELO METODO STS
% Raoni de Araújo Pegado
%%Parametros a definir

delta = 0.9; %AMORTECIMENTO
dT = 1.5e-6; %Passo de tempo
    %amplitude fonte de tensão
    %Resistor série
f = 60;      %Frequencia da fonte
V =10;
af =0;
R= 1000;
angulo = degtorad(af); % angulo de disparo (Alfa)

a =(1/(2*pi*f)) * angulo;
p =1/f;
%%CALCULO DOS PARAMETROS

F= 1/((sqrt(delta*delta+1)-delta)*2);
L = sqrt(2)*dT*F*R;
C = (dT*F)^2/L;
Rsw = 2*L/dT - dT/(2*C);
Rc = dT/(2*C);
Rl = 2*L/dT;

```

```

Req1 = Rsw+Rc; %FACIL NOTAR QUE Req1 igual a Rl
Req2 = R*Req1/(R+Req1);

%%INICIALIZAÇÃO DOS VETORES

t = 0:dT:50e-3;

for(k=1:length(t))
Vs(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) );
V2(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) + degtorad(120) );
V3(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) - degtorad(120) );
Ea1(k) = 0;
I11(k) = 0;
Ic1(k) = 0 ;
end
T = 1/(12*f);

%% ALGORITMO

for(k=1:length(t))

    if(Vs(k)<=0)
        if(k>1)
            Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*I11(k-1);
            I11(k)= 2*Ea1(k)/Rl + I11(k-1);

        end
    else
        if( Vs(k)>=0)
            if(k>1)
                Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Rc*Ic1(k-1)/Req1;
                Ic1(k)= - Ea1(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic1(k-1)/Req1;

            end
        end
    end
end
end

```

```
end
for(k=1:length(t))

    if(t(k)<p)
        if(t(k)<a)
            Ea1(k)=0;
        else
            Ea1(k) = Ea1(k);
        end
    else

        p = p + 1/f;
        a = a + 1/f;
    end

end

end
Vo = mean(Ea1) % Valor médio da tensão de saída
```

A.2 Retificador trifásico de ponto médio

```
% Definir amplitude da fonte de tensão V
% Angulo de disparo alfa = af;
% carga R;

clc
%SIMULACAO DE UM RETIFICADOR TRIFASICO DE PONTO MÉDIO A TIRISTOR PELO METODO STS
% Raoni de Araújo Pegado

%%Parametros a definir
V=10;
delta = 0.9; %AMORTECIMENTO
dT = 1.5e-6; %Passo de tempo
R =1000; %Resistor série
f = 60; %Frequencia da fonte
af = 90;
alfa = degtorad(af); % ANGULO DE DISPARO
```

```
%%CALCULO DOS PARAMETROS

F= 1/((sqrt(delta*delta+1)-delta)*2);
L = sqrt(2)*dT*F*R;
C = (dT*F)^2/L;
Rsw = 2*L/dT - dT/(2*C);
Rc = dT/(2*C);
Rl = 2*L/dT;
Req1 = Rsw+Rc; %FACIL NOTAR QUE Req1 igual a Rl
Req2 = R*Req1/(R+Req1);

%%INICIALIZAÇÃO DOS VETORES

t = 0:dT:50e-3;

for(k=1:length(t))
Vs(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) );
V2(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) - degtorad(120) );
V3(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) + degtorad(120) );
Ea(k) = 0;
Ea2(k) = 0;
Ea3(k) = 0;
Ic1(k) = 0;
Ic2(k) = 0;
Ic3(k) = 0;
in(k) = 0;
Il1(k) = 0;
Il2(k) = 0;
Il3(k) = 0;
end

angulo = alfa + degtorad(30);
g120 = 1/(3*f);
p =1/f ;
a = ((1/(2*pi*f))*angulo);
p2 =1/f + g120;
a2 = ((1/(2*pi*f))*angulo) + g120;
p3 =1/f + 2*g120;
```

```

a3 = ((1/(2*pi*f))*angulo) + 2*g120;

%% ALGORITMO

for(k=1:length(t))

    if(Vs(k)<=0)
        if(k>1)
            Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*I11(k-1);
            I11(k)= 2*Ea1(k)/R1 + I11(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Rc*Ic1(k-1)/Req1;

            Ic1(k)= - Ea1(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic1(k-1)/Req1;

        end

    end

end

if(V2(k)<=0)
    if(k>1)
        Ea2(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*I12(k-1);
        I12(k)= 2*Ea2(k)/R1 + I12(k-1);
    end
else
    if(k>1)
        Ea2(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*Rc*Ic2(k-1)/Req1;

        Ic2(k)= - Ea2(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic2(k-1)/Req1;

    end

end

end

```

```

if(V3(k)<=0)
    if(k>1)
        Ea3(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*I13(k-1);
        I13(k)= 2*Ea3(k)/Rl + I13(k-1);
    end
else
    if(k>1)
        Ea3(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*Rc*Ic3(k-1)/Req1;
        Ic3(k)= - Ea3(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic3(k-1)/Req1;

    end

end

end

%% Algoritmo de disparo
for(k=1:length(t))

    if (alfa ==0)

        if(Ea1(k)<=5)
            Ea1(k)= 0;
        end
        if(Ea2(k)<=5)
            Ea2(k)= 0;
        end
        if(Ea3(k)<=5)
            Ea3(k)= 0;
        end

    else

        if(t(k)<p)
            if(t(k)<a)
                Ea1(k)=0;
            else
                Ea1(k) = Ea1(k);
            end
        else

```

```
    p = p + 1/f;
    a = a + 1/f;
end

if(t(k)<p2)
    if(t(k)<a2)
        Ea2(k)=0;
    else
        Ea2(k) = Ea2(k);
    end
else
    p2 = p2 + 1/f;
    a2 = a2 + 1/f;
end

if(t(k)<p3)
    if( t(k)>g120/2 && t(k)<a3)
        Ea3(k)=0;
    else
        Ea3(k) = Ea3(k);
    end
else
    p3 = p3 + 1/f;
    a3 = a3 + 1/f;
end

end
end
if(Ea1(k) <= Ea2(k))
    Ea1(k) = 0;
end
if(Ea2(k) <= Ea3(k))
    Ea2(k) = 0;
end
if(Ea3(k) <= Ea1(k))
    Ea3(k) = 0;
```

```
end
end
```

```
Ea = Ea1+Ea2+Ea3;
```

```
Vo = mean(Ea) % Valor médio da tensão de saída
%%Fim do algoritmo
```

A.3 Retificador trifásico de ponte completa

```
%%Parametros a definir
```

```
delta = 0.9; %AMORTECIMENTO
dT = 1.5e-6; %Passo de tempo
V = 10; %amplitude fonte de tensão (pico)
R = 10; %Resistor série
f = 60; %Frequencia da fonte
af = 0;
alfa = degtorad(af); % ANGULO DE DISPARO
%%CALCULO DOS PARAMETROS
```

```
F= 1/((sqrt(delta*delta+1)-delta)*2);
L = sqrt(2)*dT*F*R;
C = (dT*F)^2/L;
Rsw = 2*L/dT - dT/(2*C);
Rc = dT/(2*C);
Rl = 2*L/dT;
Req1 = Rsw+Rc; %FACIL NOTAR QUE Req1 igual a Rl
Req2 = R*Req1/(R+Req1);
```

```
%%INICIALIZAÇÃO DOS VETORES
```

```
t = 0:dT:50e-3;
```

```
for(k=1:length(t))
Vs(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) );
```

```

V2(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) - degtorad(120) );
V3(k) = V*sin(2*pi*f*t(k) + degtorad(120) );
Ea(k) = 0;
Ea2(k) = 0;
Ea3(k) = 0;
Ea4(k) = 0;
Ea5(k) = 0;
Ea6(k) = 0;
Ic1(k) = 0;
Ic2(k) = 0;
Ic3(k) = 0;
in(k) = 0;
Il1(k) = 0;
Il2(k) = 0;
Il3(k) = 0;
end
g120 = 1/(3*f);
g180 = 1/(2*f);
angulo = alfa + degtorad(60);
p =1/f ;
a = ((1/(2*pi*f))*angulo);
p2 =1/f + g120;
a2 = ((1/(2*pi*f))*angulo) + g120;
p3 =1/f + 2*g120;
a3 = ((1/(2*pi*f))*angulo) + 2*g120;
p4 =1/f + g180;
a4 = ((1/(2*pi*f))*angulo)+ g180;
p5 =1/f + (g120+g180);
a5 = ((1/(2*pi*f))*angulo) +(g120+g180);
p6 =1/f + g120/2;
a6 = ((1/(2*pi*f))*angulo) + g120/2;
%% ALGORITMO

for(k=1:length(t))
    if(Vs(k)<=0)
        if(k>1)
            Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Il1(k-1);
            Il1(k)= 2*Ea1(k)/Rl + Il1(k-1);

```

```

        end
    else

        if(k>1)
            Ea1(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Rc*Ic1(k-1)/Req1;
            %Ea(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Ic(k-1);
            Ic1(k)= - Ea1(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic1(k-1)/Req1;
            %Ic(k)= -2*Ea(k)/Rc - Ic(k-1);
        end
    end

end

end

for(k=1:length(t))
    if(V2(k)<=0)
        if(k>1)
            Ea2(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*I12(k-1);
            I12(k)= 2*Ea2(k)/R1 + I12(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea2(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*Rc*Ic2(k-1)/Req1;
            %Ea(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Ic(k-1);
            Ic2(k)= - Ea2(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic2(k-1)/Req1;
            %Ic(k)= -2*Ea(k)/Rc - Ic(k-1);
        end
    end

end

end

for(k=1:length(t))
    if(V3(k)<=0 )
        if(k>1)
            Ea3(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*I13(k-1);
            I13(k)= 2*Ea3(k)/R1 + I13(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea3(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*Rc*Ic3(k-1)/Req1;

```

```

        %Ea(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Ic(k-1);
        Ic3(k)= - Ea3(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic3(k-1)/Req1;
        %Ic(k)= -2*Ea(k)/Rc - Ic(k-1);
    end
end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for(k=1:length(t))
    if(Vs(k)>=0)
        if(k>1)
            Ea4(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*I11(k-1);
            I11(k)= 2*Ea4(k)/R1 + I11(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea4(k)= Req2*Vs(k)/R-Req2*Rc*Ic1(k-1)/Req1;

            Ic1(k)= - Ea4(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic1(k-1)/Req1;

        end
    end
end

end

for(k=1:length(t))
    if(V2(k)>=0)
        if(k>1)
            Ea5(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*I12(k-1);
            I12(k)= 2*Ea5(k)/R1 + I12(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea5(k)= Req2*V2(k)/R-Req2*Rc*Ic2(k-1)/Req1;

            Ic2(k)= - Ea5(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic2(k-1)/Req1;

        end
    end
end

```

```

end

end

for(k=1:length(t))
    if(V3(k)>=0)
        if(k>1)
            Ea6(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*I13(k-1);
            I13(k)= 2*Ea6(k)/R1 + I13(k-1);
        end
    else
        if(k>1)
            Ea6(k)= Req2*V3(k)/R-Req2*Rc*Ic3(k-1)/Req1;

            Ic3(k)= - Ea6(k)*(1/Rc+1/Req1) - Rc*Ic3(k-1)/Req1;

        end
    end
end

end

%%-----
%Algoritmo de disparo

for(k=1:length(t))

    if (alfa ==0)

        if(Ea1(k)<=5)
            Ea1(k)= 0;
        end
        if(Ea2(k)<=5)
            Ea2(k)= 0;
        end
        if(Ea3(k)<=5)
            Ea3(k)= 0;
        end
    else

```

```
if(t(k)<p)
    if(t(k)<a)
        Ea1(k)=0;
    else
        Ea1(k) = Ea1(k);
    end
else

    p = p + 1/f;
    a = a + 1/f;
end

if(t(k)<p2)
    if(t(k)<a2)
        Ea2(k)=0;
    else
        Ea2(k) = Ea2(k);
    end
else

    p2 = p2 + 1/f;
    a2 = a2 + 1/f;
end

if(t(k)<p3)
    if(t(k)>g120/2 && t(k)<a3)
        Ea3(k)=0;
    else
        Ea3(k) = Ea3(k);
    end
else

    p3 = p3 + 1/f;
    a3 = a3 + 1/f;
end
end
end
if(Ea1(k) <= Ea2(k))
```

```
Ea1(k) = 0;
end
if(Ea2(k) <= Ea3(k))
    Ea2(k) = 0;
end
if(Ea3(k) <= Ea1(k))
    Ea3(k) = 0;
end
end

for(k=1:length(t))

    if (alfa ==0)

        if(Ea4(k)>=-5)
            Ea4(k)= 0;
        end
        if(Ea5(k)>=-5)
            Ea5(k)= 0;
        end
        if(Ea6(k)>=-5)
            Ea6(k)= 0;
        end
    end

    else

        if(t(k)<p4)
            if(t(k)<a4)
                Ea4(k)=0;
            else
                Ea4(k) = Ea4(k);
            end
        end
    end

    p4 = p4 + 1/f;
    a4 = a4 + 1/f;
end
```

```
    if(t(k)<p5)
        if(t(k)>g120 && t(k)<a5)
            Ea5(k)=0;
        else
            Ea5(k) = Ea5(k);
        end
    else
        p5 = p5 + 1/f;
        a5 = a5 + 1/f;
    end

if(t(k)<p6)
    if( t(k)<a6)
        Ea6(k)=0;
    else
        Ea6(k) = Ea6(k);
    end
else
    p6 = p6 + 1/f;
    a6 = a6 + 1/f;
end

end
    if(Ea4(k) >= Ea5(k))
        Ea4(k) = 0;
    end
if(Ea5(k) >= Ea6(k))
    Ea5(k) = 0;
end
    if(Ea6(k) >= Ea4(k))
        Ea6(k) = 0;
    end
end
end

Ea =( Ea1 + Ea2 + Ea3);
Eb =( Ea4 + Ea5 + Ea6); % tensão no ponto B ao neutro - VBN
```

$$V_{ab} = V_s - V_2;$$

$$V_{ca} = V_3 - V_s;$$

$$V_{bc} = V_2 - V_3;$$

$$E_{ab} = (E_a - E_b); \text{ %% tensão resultante na carga - VAB}$$

$$V_o = \text{mean}(E_{ab}) \text{ \% Valor médio da tensão de saída}$$

APÊNDICE B – TRABALHOS PUBLICADOS

Neste apêndice consta os artigos gerados a partir do presente trabalho de conclusão de curso. O primeiro artigo aqui apresentado, foi submetido e aceito para participar do I Congresso Nacional de Pesquisa e Ensino em Ciências, ocorrido entre os dias 01 e 03 de junho de 2016. O segundo refere-se a um resumo expandido submetido ao 5º Encontro do Grupo de Sistemas Elétricos (EGSE) da UFCG, ocorrido entre os dias 18 e 19 de fevereiro de 2016.

PEGADO, R. A.; DANTAS, K. M. C. Modelagem de um conversor ca-cc para simulação em tempo real. *I Congresso Nacional de Pesquisa e Ensino em Ciências*, Editora Realize, 2016.

PEGADO, R. A.; DANTAS, K. M. C. Modelagem de conversores CA-CC via MatLab. *5º Encontro do Grupo de Sistemas Elétricos*, UFCG, 2016.