

24

Capítulo

Conversores CA-CA

Meta deste capítulo

Estudar os princípios de funcionamento dos conversores de tensão alternada.

objetivos

- Entender o princípio de funcionamento dos conversores ca-ca;
- Analisar circuitos de conversores ca-ca;
- Simular circuitos de conversores ca-ca;
- Implementar circuitos de conversores ca-ca.

Pré-requisitos

Ter estudado os capítulos referentes aos conversores ca-cc e cc-cc.

Continuidade

O curso continuará com o estudo dos estabilizadores de tensão alternada.

Prof. Clóvis Antônio Petry.
Florianópolis, junho de 2020.

1 Introdução

Nos capítulos anteriores deste curso foram estudados os conversores ca-cc, cc-cc e cc-ca. Agora, por fim, se estudarão os conversores ca-ca, fechando-se os quatro grupos de conversores que compõem a eletrônica de potência

Este primeiro capítulo abordará alguns aspectos de cunho geral, aplicáveis a todos os conversores ca-ca e em seguida se estudará em detalhes os conversores ca-ca operando com tiristores, nas funções de gradadores e variadores de tensão. No próximo capítulo serão estudados os estabilizadores de tensão alternada.

Os conversores ca-ca são utilizados em diversas aplicações, tanto na indústria, no comércio e nas residências, seja para controle de temperatura, partida de motores, estabilizadores de tensão, dentre outras aplicações.

A Figura 1 mostra exemplos de conversores ca-ca utilizados em acionamentos elétricos, para controle da corrente de partida de motores de indução monofásicos e trifásicos, que são aplicações típicas para estes conversores.

Assim, neste capítulo serão estudados os principais conceitos relacionados aos conversores ca-ca e em detalhes os conversores operando em baixa frequência com o emprego de tiristores, onde serão apresentados resultados de simulação para os circuitos estudados, além de exercícios resolvidos e propostos.



Figura 1 – Chaves de partida para motores de indução monofásicos e trifásicos.

Fonte: <https://www.weg.net>. Acesso em: 12/06/2020.

2 Conversores CC-CA

2.1 Introdução

Os conversores ca-ca são um dos quatro grupos de conversores mostrados na Figura 2, sendo que já foram estudados neste curso os conversores ca-cc (retificadores), cc-cc, cc-ca (inversores). Por sua vez, os conversores ca-ca em alguns casos são denominados de gradadores, variadores ca, condicionadores de tensão, estabilizadores ca, etc. Na Figura 3 mostram-se alguns modelos de conversores comerciais, para aplicações de baixa e média potência e com diferentes faixas de preços, conforme o uso a que se destinam.

Assim, a seguir serão apresentados os principais conceitos envolvendo conversores ca-ca e o princípio de funcionamento dos mesmos.

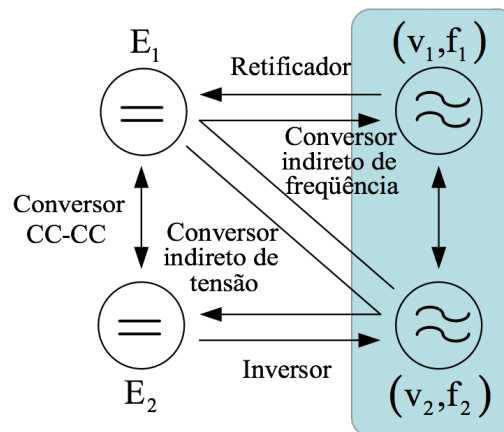


Figura 2 – Categorias de conversores estáticos.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).



Figura 3 – Exemplos de conversores ca-ca comerciais.

Fonte: <https://www.amazon.com.br/> e <https://www.americanas.com.br/>. Acesso em: 12/06/2020.

2.2 Princípio Geral dos Conversores CC-CA

A Figura 4 mostra as formas de onda típicas de entrada e saída dos conversores de tensão alternada, onde se pode notar que o objetivo principal é converter uma tensão alternada em outra tensão alternada, mas que neste caso poderá ter amplitude modificada, por exemplo. Em algumas tecnologias de conversores é possível também alterar a frequência e forma da tensão de saída.

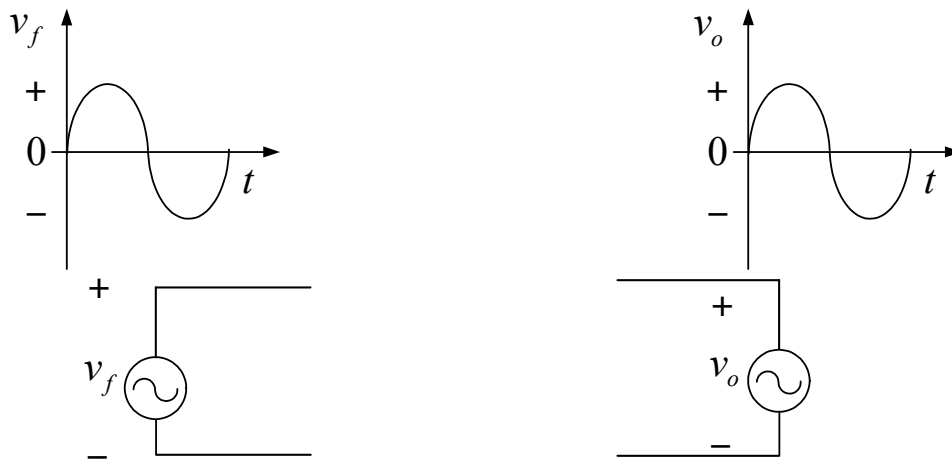


Figura 4 – Princípio geral dos conversores ca-ca.

2.3 Classificação de Conversores CA-CA

Uma classificação simples e sem intuito de aprofundar o assunto é apresentada a seguir, usando-se critérios mais gerais. Assim, os conversores ca-ca podem ser classificados por:

- Número de fases – em termos de número de fases, os conversores ca-ca podem ser monofásicos (uma fase), bifásicos (duas fases), trifásicos (três fases) ou n-fásicos, isto é, com qualquer número de fases. Na Figura 5 é mostrado um conversor monofásico com tiristores, enquanto nas Figura 6 e Figura 7 mostram-se conversores trifásicos. O conversor da Figura 6 tem a carga com conexão em estrela, enquanto a Figura 7 tem a carga conectada em triângulo;
- Direcionalidade do fluxo de energia – os conversores ca-ca, por princípio, devem ser bidirecionais em termos de fluxo de energia, visto se estar trabalhando com tensões positivas e negativas e correntes positivas e negativas;
- Frequência de comutação dos interruptores – os conversores podem operar em baixas frequências, com valor próximo ao da rede (60 Hz) ou alta frequência com modulação PWM senoidal, podendo chegar a dezena de kHz. Valores típicos de frequência de comutação de inversores para acionamento de motores são da ordem de 5 a 10 kHz. Esta frequência está na faixa audível, mas que em ambientes industriais é tolerada. Além disso, os interruptores bidirecionais podem ser implementados de diferentes formas, como pode ser observado na Figura 5, onde se utilizam dois tiristores do tipo

SCR (retificador controlado de silício) ou um tiristor do tipo TRIAC (tríodo para corrente alternada). A solução com TRIAC é mais simples, pois necessita apenas de um pulso de disparo, mas encontra limitações na disponibilidade destes componentes para correntes elevadas, sendo que neste caso precisará ser utilizado o SCR;

- Estratégia de comutação – os conversores ca-ca podem operar em baixa frequência, isto é, na frequência da rede de energia elétrica, como os exemplos mostrados nas Figura 5 e Figura 6; ou em alta frequência, com modulação por largura de pulsos, por exemplo, como o conversor ca-ca Buck mostrado na Figura 9;
- Isolamento – os conversores ca-ca podem ser não-isolados ou isolados. Os exemplos das Figura 5 e Figura 6 são conversores não-isolados, enquanto o conversor da Figura 8 é um exemplo de conversor isolado;
- Sistema de controle – o controle dos conversores ca-ca, de modo idêntico aos inversores de tensão, em geral é pela tensão de saída, sendo comum também se medir a corrente da carga, tanto para controle como para proteção do conversor;
- Perdas na comutação – os conversores podem operar com comutação convencional, denominada de dissipativa (*hard switching*) ou comutação suave (*soft switching*). Nesta última o conversor será projetado com elementos adicionais para que se reduzam as perdas na comutação do mesmo.

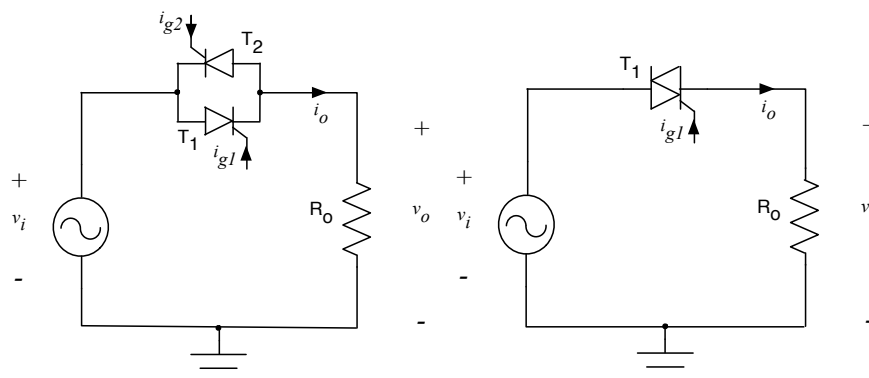


Figura 5 – Conversor monofásico com SCRs e com TRIAC.

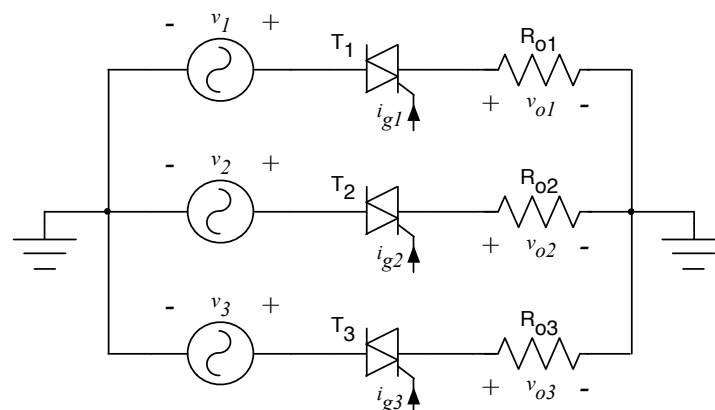


Figura 6 – Conversor trifásico com conexão da carga em estrela (Y).

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

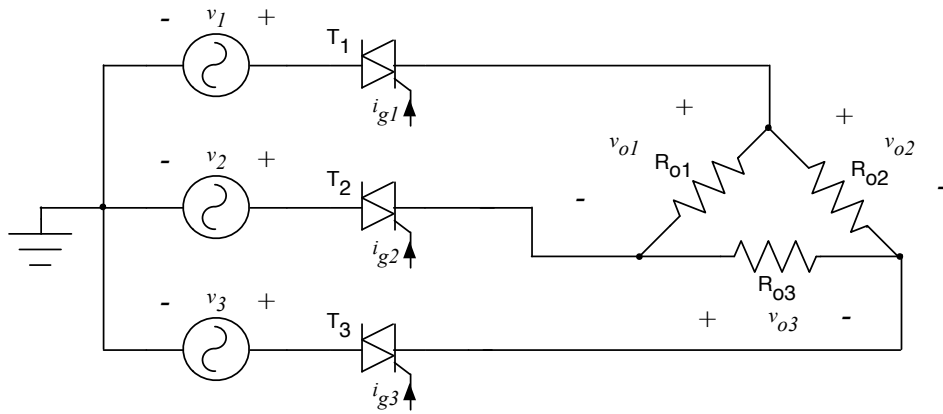


Figura 7 – Conversor trifásico com conexão da carga em triângulo/delta (Δ).

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

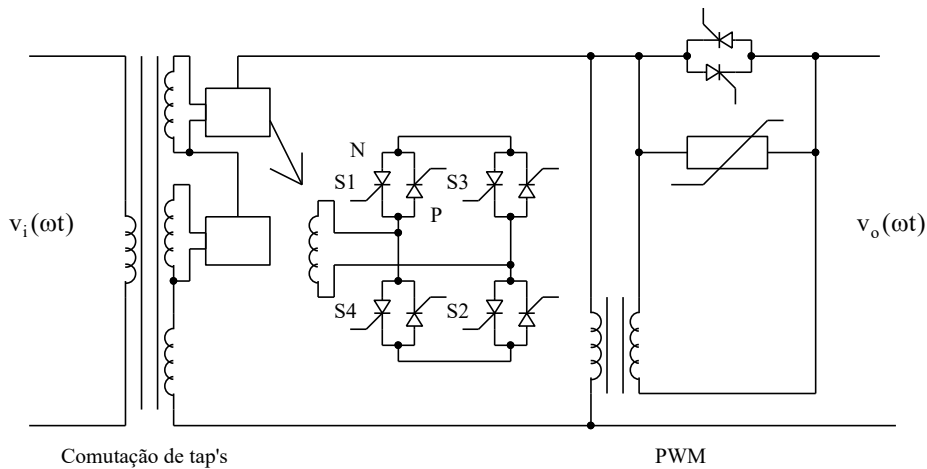


Figura 8 – Exemplo de conversor ca-ca isolado.

Fonte: (Petry, 2001).

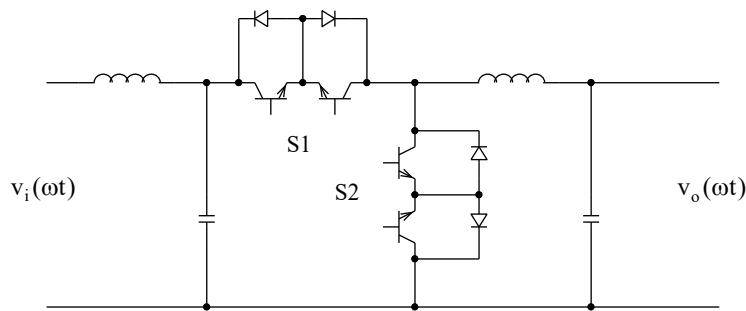


Figura 9 – Conversor ca-ca baseado no conversor Buck com filtro de entrada.

2.4 Aplicações dos Conversores CC-CA

Os conversores ca-ca tem inúmeras aplicações, sendo algumas delas:

- Controle de intensidade luminosa;
- Controle de temperatura;
- Controle de velocidade de motores de indução;
- Limitação da corrente de partida de motores de indução;

- Estabilizadores de tensão;
- Filtros ativos;
- Pré-estabilização em fontes de alimentação e UPS;
- Economia de energia;
- Sistemas de potência;
- Entre outras.

2.5 Problema da Comutação de Conversores CA-CA

O desenvolvimento de conversores ca-ca operando em alta frequência com modulação por largura de pulsos (PWM) ocorreu mais intensamente no final do século passado (anos 1990) e início do século presente (anos 2000). Para mostrar o problema da comutação em conversores ca-ca será utilizado um conversor do tipo Buck com interruptores bidirecionais em corrente e tensão, o qual é mostrado na Figura 10. Para estudar a comutação considera-se que as tensões de entrada e na carga são positivas, e que a corrente na carga, e conseqüentemente no indutor L_o , também é positiva, conforme indicado na Figura 10; em outras palavras, se considera operação no semiciclo positivo da tensão de entrada.

Considerando que o interruptor S_a está conduzindo, resultará no circuito apresentado na Figura 11, fazendo com que a tensão na carga aumente. Por outro lado, para diminuir a tensão na carga, coloca-se em condução o interruptor S_b . Assim, se tem duas possibilidades: comandar o interruptor S_b a entrar em condução antes de abrir o interruptor S_a ou abrir o grupo S_a e depois comandar a entrada em condução do grupo S_b . No primeiro caso o comando é com sobreposição de sinais, enquanto no segundo caso é com tempo morto.

A Figura 12 mostra-se o circuito para sinais de comando com sobreposição, conforme citado acima. Pode-se perceber pela figura que irá ocorrer um curto-circuito da fonte de entrada, o qual poderá implicar em danos aos componentes do circuito. Por sua vez, a Figura 13 mostra o circuito resultante para comando com tempo morto. Neste caso a corrente do indutor L_o não terá caminho para circular, o que provocará uma sobretensão sobre os interruptores.

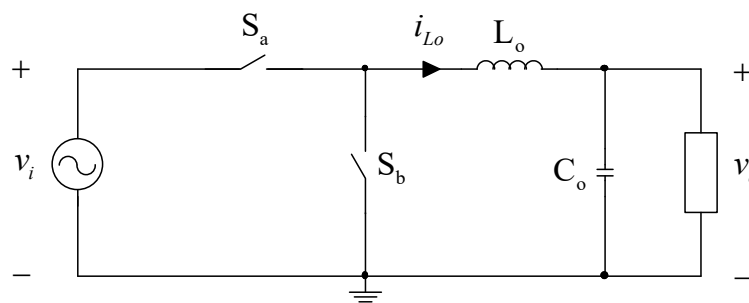


Figura 10 – Conversor Buck ca-ca para estudo da comutação.

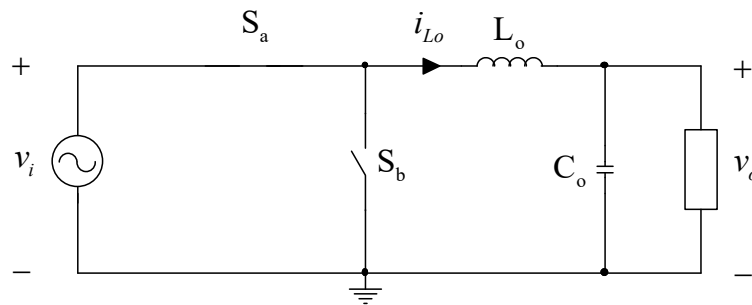


Figura 11 – Interruptor S_a conduzindo.

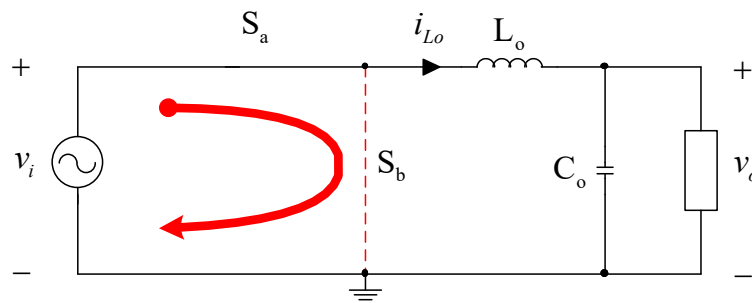


Figura 12 – Comando com sobreposição de sinais.

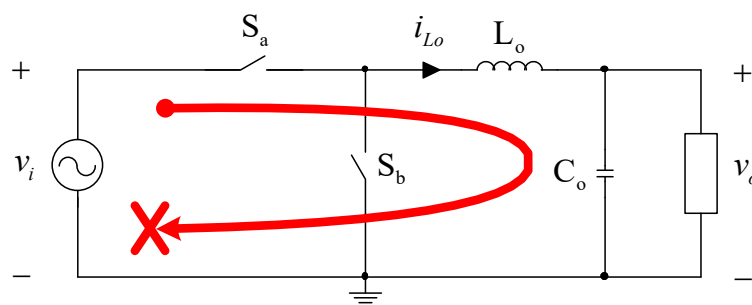


Figura 13 – Comando com tempo morto.

Em conversores para corrente contínua (cc-cc) o problema da conversão não acontece, pois ao se abrir o interruptor, o diodo de roda-livre entra em condução naturalmente, sem provocar curto-circuito na fonte, ou sem interromper o caminho da corrente no indutor.

Inicialmente o problema da comutação de conversores ca-ca foi resolvido utilizando comando com tempo morto e inserindo um circuito resistivo-capacitivo (RC) para ser o caminho para a corrente em caso de cargas indutivas. Neste caso, a dissipação de potência neste circuito RC é alta, diminuindo o rendimento do conversor. Posteriormente foram desenvolvidas técnicas de comutação, por exemplo considerando o conversor ca-ca como dois conversores, um para o semiciclo positivo da tensão da rede e outro para a tensão negativa, simplificando o acionamento dos quatro interruptores bidirecionais (S_1/D_1), utilizando configurações semelhantes aos inversores de tensão. O desenvolvimento destas técnicas permitiu um avanço significativo no desenvolvimento de conversores ca-ca operando com modulação PWM.

Por sua vez, em conversores tiristorizados, que serão estudados neste capítulo, se pode ter problemas de comutação quando da operação com cargas indutivas, visto os tiristores bloquearem apenas na passagem da corrente por zero, o que pode levar a dois tiristores conduzirem ao mesmo tempo e em consequência se ter curto-circuitos em partes do circuito destes conversores.

3 Conversor CA-CA a Tiristores

3.1 Introdução

Os conversores ca-ca podem operar com frequência baixa ou alta, conforme discutido anteriormente. Neste capítulo serão estudados os conversores operando em baixa frequência utilizando tiristores (SCR ou TRIAC). No próximo capítulo deste curso, onde serão estudados os estabilizadores de tensão se abordará também os conversores ca-ca com modulação PWM e operação em alta frequência.

É importante destacar que em eletrônica de potência se entende por baixa frequência aquela na faixa de 50 e 60 Hz, que é a frequência da rede de energia elétrica. Já altas frequências são aquelas da ordem de 500 Hz até 500 kHz, por exemplo. Estes valores podem variar em virtude do avanço de tecnologia de semicondutores e topologias de conversores em estudo.

O conversor ca-ca a ser estudado neste capítulo é mostrado na Figura 14, o qual utiliza dos tiristores do tipo SCR, que terão comandos distintos, identificados pelas correntes i_{g1} e i_{g2} . A tensão reversa sobre o conjunto de tiristores é denominada de V_T , neste caso com polaridade ajustada para o tiristor T_1 . Este conversor pode ter dois modos de acionamento dos interruptores, denominados de controle por ângulo de fase e controle por ciclos inteiros. Inicialmente será estudado o primeiro modo e na sequência o segundo modo.

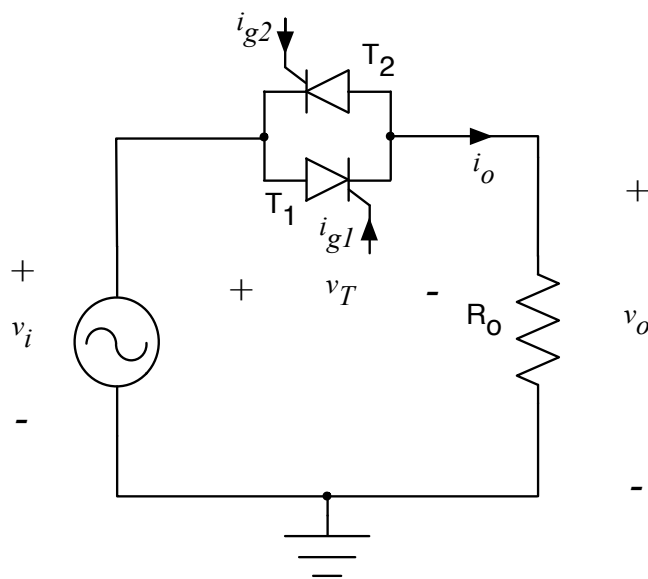


Figura 14 – Conversor ca-ca em estudo.

3.2 Conversor CA-CA – Controle por Ângulo de Fase

O conversor ca-ca da Figura 14 operando com controle por ângulo de fase emprega o acionamento convencional dos tiristores, isto é, alterando-se o ângulo de disparo dos mesmos em relação a origem, normalmente a tensão de entrada; de modo similar ao que foi estudado no capítulo correspondente ao retificador monofásico controlado. O ângulo de disparo é denominado de alfa (α) e pode variar de zero (0°) até cento e oitenta graus (180°) para o tiristor T_1 . O ângulo de disparo do tiristor T_2 será o mesmo alfa do tiristor T_1 deslocado de 180° .

Assim:

$\alpha \rightarrow$ ângulo de disparo do tiristor T_1 ;

$\alpha + 180^\circ \rightarrow$ ângulo de disparo do tiristor T_2 .

O conversor operando com acionamento por ângulo de fase terá quatro etapas de operação descritas a seguir:

1ª Etapa ($0, \alpha$) – A tensão de entrada (v_i) é positiva polarizando diretamente o tiristor T_1 e reversamente o tiristor T_2 . O sinal de comando dos tiristores é zero, então os mesmos permanecem bloqueados. A tensão e corrente na saída serão zero;

2ª Etapa (α, π) – A tensão de entrada (v_i) é positiva polarizando diretamente o tiristor T_1 e reversamente o tiristor T_2 . O sinal de comando é aplicado no instante alfa (α) ao tiristor T_1 fazendo com que o mesmo entre em condução. A tensão na carga será igual a tensão de entrada. A corrente na carga será positiva, mantendo o tiristor T_1 conduzindo de α até π ;

3ª Etapa ($\pi, \alpha+180^\circ$) – A tensão de entrada (v_i) é negativa polarizando diretamente o tiristor T_2 e reversamente o tiristor T_1 . O sinal de comando dos tiristores é zero, então os mesmos permanecem bloqueados. A tensão e corrente na saída serão zero. O tiristor T_1 que estava conduzindo na etapa anterior bloqueia no instante em que a corrente se anula (π);

4ª Etapa ($\alpha+180^\circ, 2\pi$) – A tensão de entrada (v_i) é negativa polarizando diretamente o tiristor T_2 e reversamente o tiristor T_1 . O sinal de comando é aplicado no instante alfa ($\alpha+180^\circ$) ao tiristor T_2 fazendo com que o mesmo entre em condução. A tensão na carga será igual a tensão de entrada. A corrente na carga será negativa, mantendo o tiristor T_2 conduzindo de $\alpha+180^\circ$ até 2π .

Ao finalizar a quarta etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase são mostradas na Figura 15.

Nesta figura tem-se as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), a corrente na carga (i_o), a tensão reversa sobre os tiristores (v_T) e o sinal de comando dos tiristores (v_g).

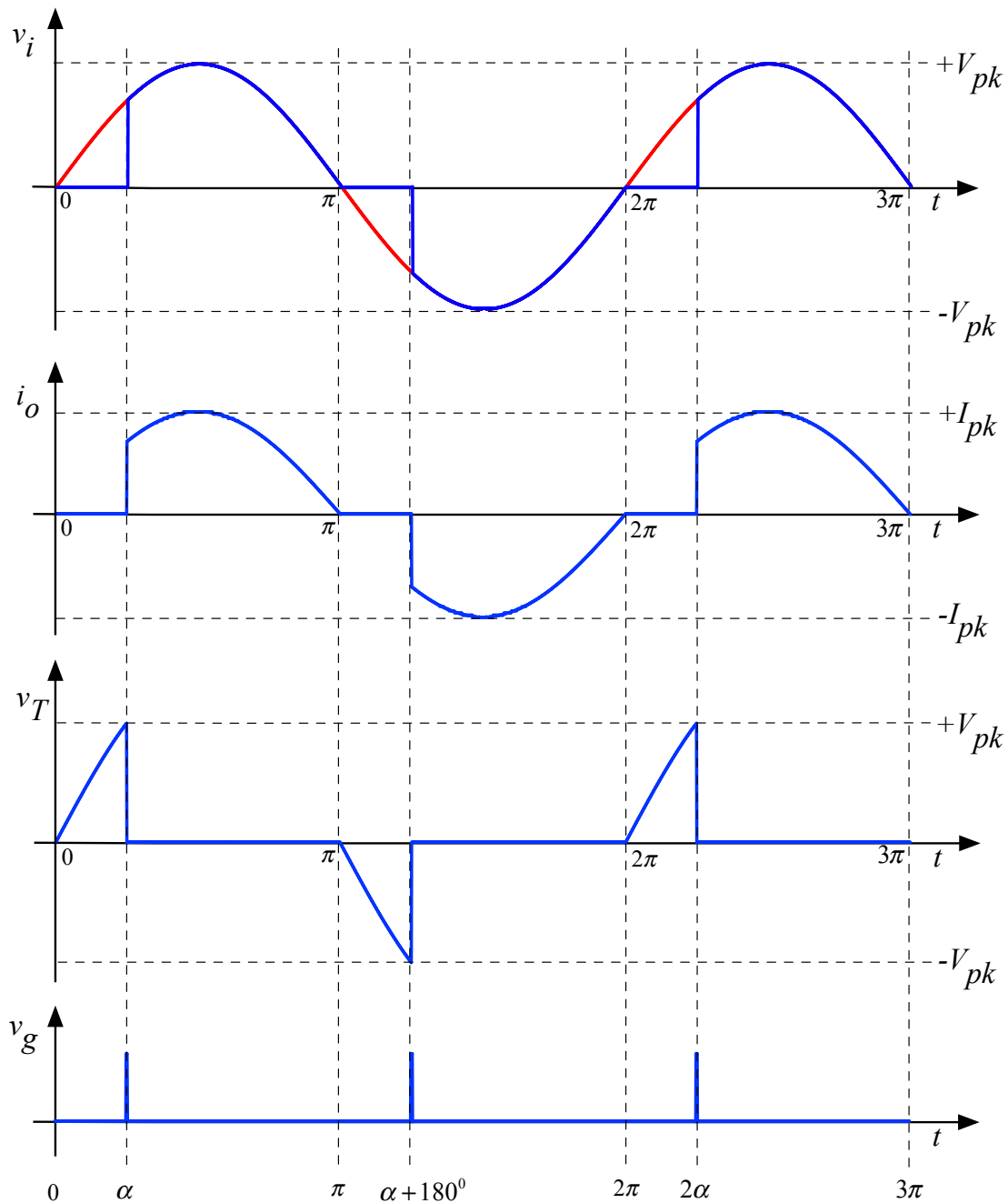


Figura 15 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

A carga considerada para as etapas de operação do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase e desenho das formas de onda foi resistiva, por ser mais simples e facilitar a análise do conversor.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 15 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{seno}(2 \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi}}$$

Já o valor de pico da tensão de saída dependerá do ângulo de disparo, sendo dado por:

$$V_{o(pk)} = \begin{cases} V_{i(pk)} \cdot \text{seno}(t) \rightarrow 0 \leq \alpha < 90^0 \\ V_{i(pk)} \rightarrow 90^0 \leq \alpha \leq 180^0 \end{cases}$$

As correntes na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o}$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}$$

Por fim, a potência na carga pode ser obtida por:

$$P_o = \frac{(V_{o(ef)})^2}{R_o} = R_o \cdot (I_{o(ef)})^2$$

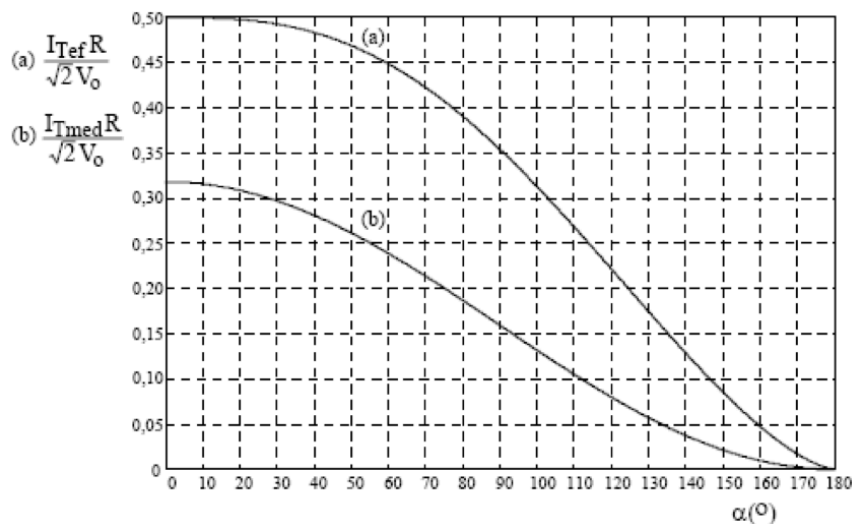


Figura 16 – Ábaco para determinar a corrente eficaz e média nos tiristores do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

As correntes eficaz e média em cada tiristor podem ser obtidas com auxílio do ábaco da Figura 16, mostrado anteriormente. O conteúdo harmônico da corrente da carga do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase pode ser determinado com auxílio das curvas da Figura 17. O fato da corrente de carga ter variações abruptas quando os tiristores entram em condução implica que esta corrente conterá harmônicas em alta frequência, as quais podem provocar interferência conduzida em outros equipamentos ligados na mesma rede de energia elétrica.

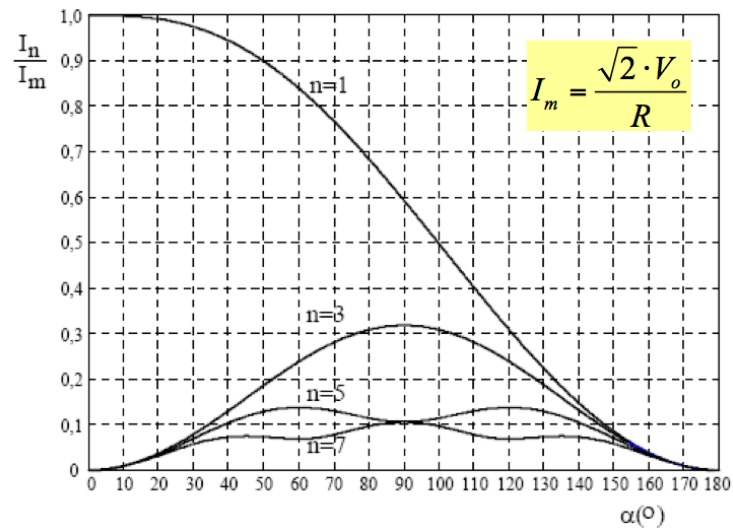


Figura 17 – Ábaco para determinar as harmônicas da corrente de carga do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

Um exemplo prático para entendimento dos valores envolvidos é dado a seguir, considerando um chuveiro elétrico com controle de temperatura empregando um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase, conforme mostrado na Figura 18.



Figura 18 – Exemplo de chuveiro com controle de temperatura por controle de ângulo de fase e conteúdo harmônico na corrente suprida da rede de energia elétrica.

A potência do chuveiro é considerada como sendo de 4.800 W, ligado em uma rede de energia elétrica de 220 V. As correntes eficaz e de pico do chuveiro serão:

$$I_{o(ef)} = \frac{P_o}{V_{o(ef)}} = \frac{4800}{220} = 21,8 A$$

$$I_{o(pk)} = \sqrt{2} \cdot I_{o(ef)} = \sqrt{2} \cdot 21,8 = 30,8 A$$

As correntes em termos de frequência fundamental e harmônicas serão:

$$I_1 = I_{(f=60 Hz)} = I_{o(pk)} = 30,8 A$$

$$I_3 = I_{(3f=180 Hz)} \cong 0,3 \cdot I_{o(pk)} = 9,24 A$$

$$I_5 = I_{(5f=300 Hz)} \cong 0,15 \cdot I_{o(pk)} = 4,62 A$$

Nota-se que as amplitudes da terceira harmônica e quinta harmônica são significativas, o que poderá ocasionar interferência eletromagnética conduzida em cargas conectadas no mesmo ponto (PCC = ponto de conexão comum). Um exemplo típico desta interferência é o funcionamento incorreto de *modems*, roteadores e outros equipamentos de transmissão de dados, ligados na mesma rede que um chuveiro controlado por um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase. Uma forma de diminuir este problema é empregando filtros na entrada dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase, o que implica em aumento de volume, peso e custo.

Em resumo, pode-se destacar as vantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase como sendo:

- Controle linear da tensão de saída, pois o ângulo de disparo pode ser variado conforme se desejar (de grau em grau, variação de 0,1 graus ou menor, como definido em projeto);
- Não provoca efeito de cintilação (*flicker*) em virtude de quedas de tensão na impedância da rede de energia elétrica.

Já as desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase são:

- Conteúdo harmônico na corrente da carga, que pode provocar interferência em cargas conectadas na mesma rede de energia elétrica;
- Baixo fator de potência para ângulos de disparo elevados.

A carga conectada ao conversor ca-ca pode ser resistiva-indutiva (RL). Neste caso a corrente terá um atraso e atingirá o valor zero no instante β , como foi estudado nos capítulos

correspondentes dos conversores ca-cc com este tipo de carga. As formas de onda do conversor operando com carga resistiva-indutiva são mostradas na Figura 19, onde nota-se que a corrente tem formato mais suave, sem a variação abrupta que a corrente da carga resistiva pura. Esta alteração no formato da corrente altera o conteúdo harmônico da carga, efeito semelhante à utilização de um filtro no conversor.

A análise do conversor com carga mista fica significativamente mais complexa, pois agora deve-se levar em conta o ângulo de disparo dos tiristores (α) e o ângulo em que a corrente se anula (β). Detalhes e um estudo mais aprofundado do conversor ca-ca operando com carga mista podem ser encontrados em (Barbi, 2005).

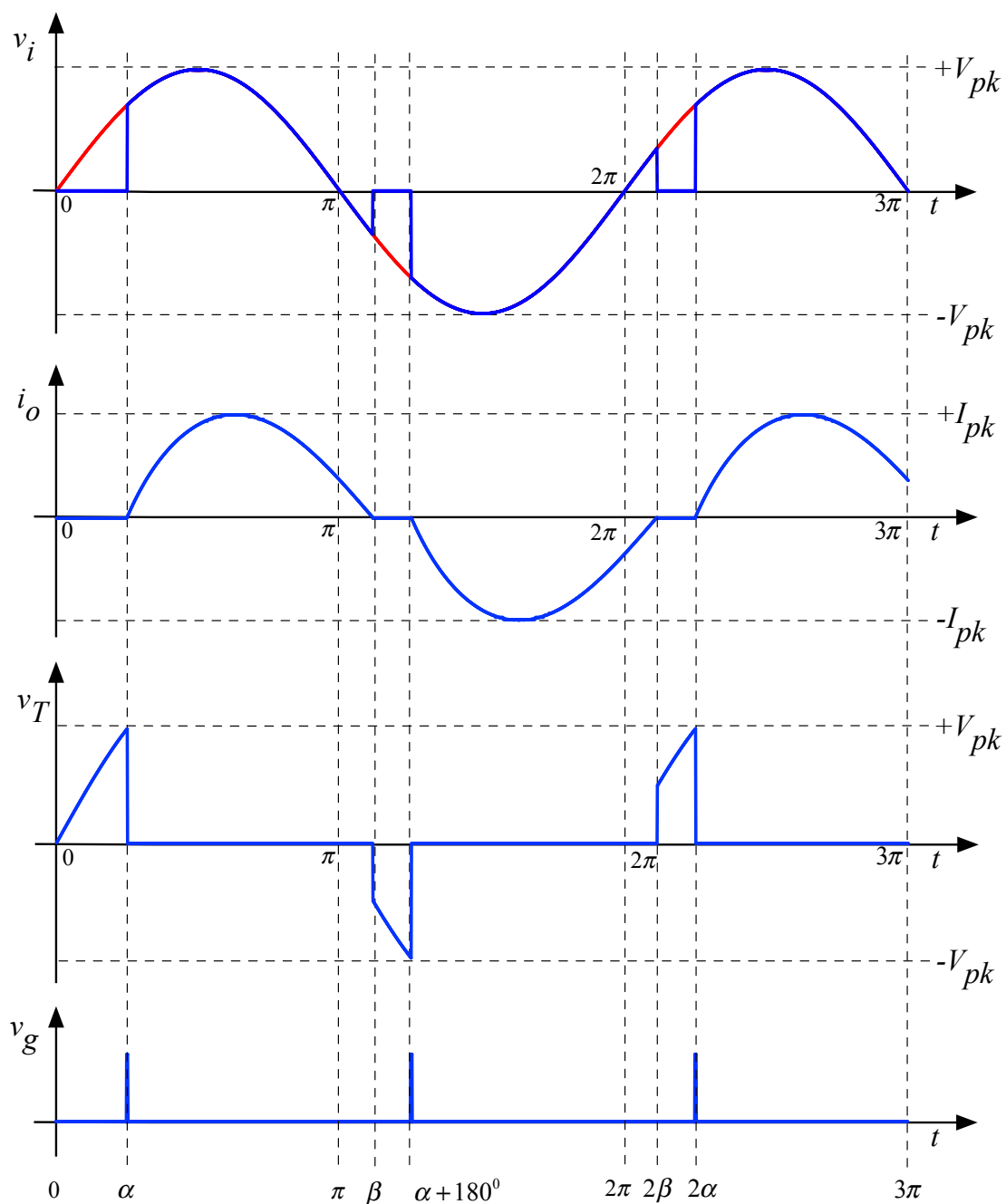


Figura 19 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ângulo de fase e carga resistiva-indutiva.

3.3 Conversor CA-CA – Controle por Ciclos Inteiros

O conversor ca-ca da Figura 14 operando com controle por ciclos inteiros utiliza um sinal de comando similar a modulação por largura de pulsos (PWM), onde durante o tempo em alto os tiristores serão acionados e no tempo em baixo os mesmos ficarão abertos; sempre em períodos inteiros ou semiperíodos, mas não em instantes diferentes de 0° , 180° , 360° e assim por diante. Neste caso não se tem o recorte da tensão de saída e conseqüente variação abrupta da corrente na carga, eliminando o problema das harmônicas de alta frequência do conversor com controle por ângulo de fase. De todo modo, o sinal de comando dos tiristores deve ser sincronizado (estar em fase) com a tensão de entrada, para que o acionamento dos mesmos ocorrerá sempre na passagem por zero, além de implicar na contagem do número de períodos, visto que:

T_{on} → tempo ligado = número de períodos de acionamento dos tiristores

T_{off} → tempo desligado = número de períodos com tiristores desligados

T_s → período de contagem dos ciclos da rede

Em termos de número de ciclos (períodos) se terá:

m → número de ciclos ligado;

M → número total de ciclos.

O conversor operando com acionamento por ciclos inteiros terá duas etapas de operação descritas a seguir:

1ª Etapa ($0, T_{on}$) – Os tiristores estão acinados e a tensão na carga é igual a tensão de entrada. Esta etapa irá durar por m de M ciclos da tensão da rede;

2ª Etapa ($T_{off} = T_s - T_{on}$) – Os tiristores estão desligados e a tensão na carga será nula. Esta etapa irá durar por $M - m$ ciclos da tensão da rede.

Ao finalizar a segunda etapa retorna-se à primeira, indefinidamente. As formas de onda resultantes da operação do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros são mostradas na Figura 20, onde se mostram as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), a corrente na carga (i_o) e o sinal de comando dos tiristores (v_g).

A carga considerada para as etapas de operação do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros e desenho das formas de onda foi resistiva, por ser mais simples e facilitar a análise do conversor. De todo modo, como a tensão aplicada na carga tem formato senoidal, sendo igual a da rede de energia elétrica, a carga pode ser qualquer que não implicará em alteração no funcionamento do conversor ca-ca.

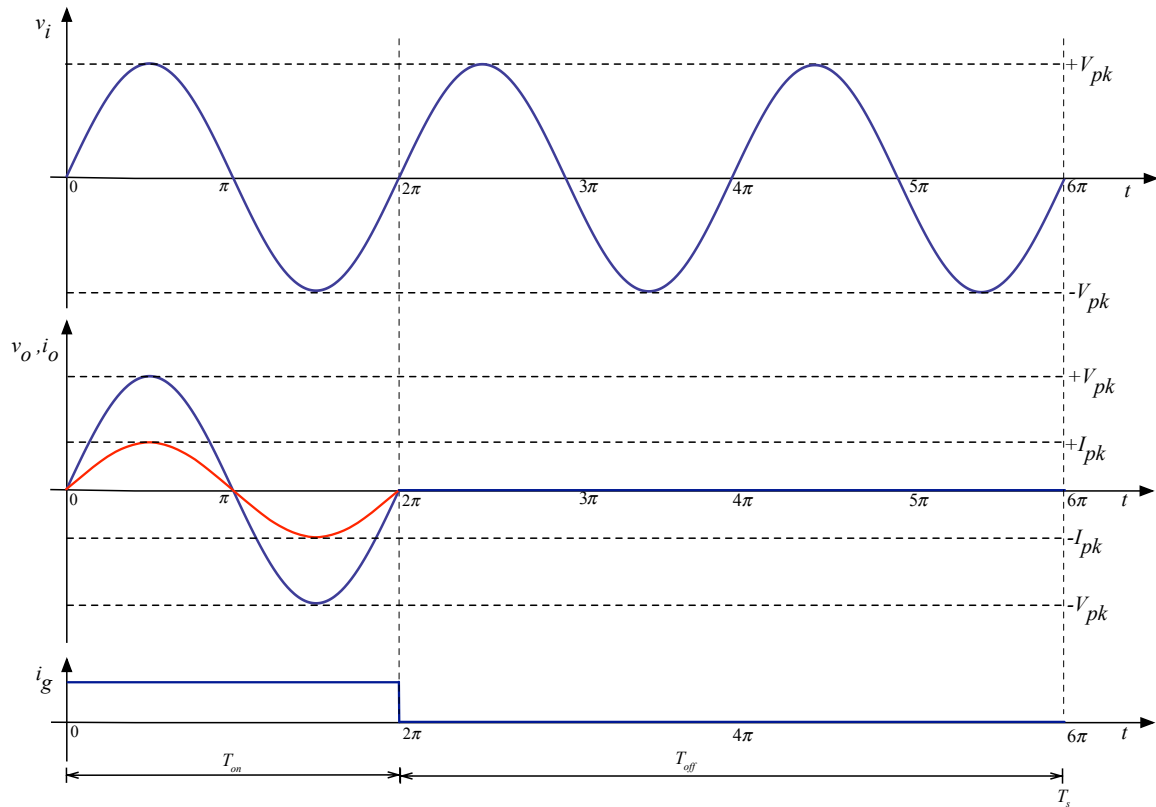


Figura 20 – Formas de onda do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

A tensão de entrada (v_i) foi representada na Figura 20 pelo seu valor de pico (V_{pk}). Considerando que os componentes são ideais, a tensão de saída será:

$$V_{i(ef)} = \frac{V_{i(pk)}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{m}{M}} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}}$$

Para obter o valor eficaz da tensão de saída pode-se utilizar a relação entre o número de ciclos e seu total, ou do tempo ligado pelo período de acionamento dos tiristores. Similarmente a modulação PWM, pode-se definir a razão cíclica como sendo a relação entre o tempo ligado e o período total, determinando a tensão de saída como:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s}$$

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{D}$$

Já o valor de pico da tensão de saída é obtido diretamente por:

$$V_{o(pk)} = V_{i(pk)}$$

As correntes na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o}$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o}$$

Por fim, a potência na carga pode ser obtida por:

$$P_o = \frac{(V_{o(ef)})^2}{R_o} = R_o \cdot (I_{o(ef)})^2$$

A expressão da tensão de saída do conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros é obtida com auxílio da Figura 21. A corrente eficaz na carga quando os tiristores estão ligados é:

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{i(ef)}}{R_o}$$

A potência e a energia neste intervalo serão:

$$P_{on} = R_o \cdot (I_{o(ef)})^2 ;$$

$$W_{on} = P_{on} \cdot T_{on}$$

Por sua vez, durante o período total, a corrente eficaz será especificada como $I_{s(ef)}$ a ser determinada. A potência e energia no intervalo total serão:

$$P_s = R_o \cdot (I_{s(ef)})^2 ;$$

$$W_s = P_s \cdot T_s$$

Como a energia deve ser conservada, então:

$$W_{on} = W_s \rightarrow R_o \cdot (I_{o(ef)})^2 \cdot T_{on} = R_o \cdot (I_{s(ef)})^2 \cdot T_s ;$$

$$(I_{o(ef)})^2 \cdot T_{on} = (I_{s(ef)})^2 \cdot T_s ;$$

$$I_{s(ef)} = I_{o(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}}$$

O resultado obtido pode ser estendido para os valores eficazes das tensões, então:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{T_{on}}{T_s}}$$

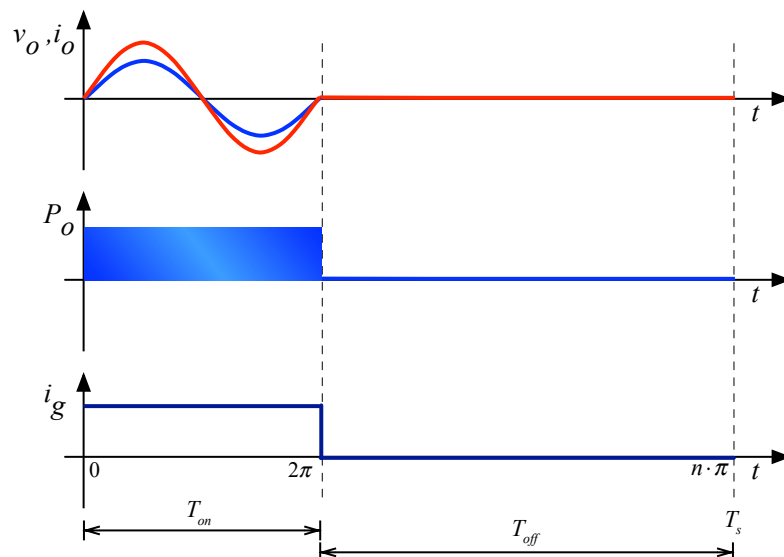


Figura 21 – Formas de onda para conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

Enquanto o controle por ângulo de fase tem como principal problema o conteúdo harmônico presente na corrente suprida da rede de energia elétrica, o controle por ciclos inteiros não apresenta este inconveniente. Por outro lado, o controle por ciclos inteiros, quando acionando cargas de alta potência, apresenta um fenômeno denominado de cintilação (*flicker*) devido a queda de tensão da corrente da carga na impedância da rede de energia elétrica, conforme mostrado na Figura 22.

O efeito da cintilação pode ser identificado a olho nu no circuito de iluminação por exemplo, quando a intensidade luminosa de lâmpadas varia em virtude da variação da tensão da rede de energia elétrica no ponto de conexão comum (PCC). Isso ocorre se no mesmo ponto (PCC) estiver conectada uma carga de alta potência, um chuveiro por exemplo, acionada por um conversor ca-ca com controle por ciclos inteiros.

A Figura 23 mostra as formas de onda para estudo do efeito de cintilação provocado pelo controle por ciclos inteiros. Na figura pode-se notar que a tensão de entrada (v_i) antes da impedância da rede (Z_i) não tem alteração na sua amplitude. Por sua vez, a tensão no ponto de conexão comum apresenta uma amplitude menor quando a carga está ligada pelo controle por ciclos inteiros, o que acontece durante o período T_{on} . Neste intervalo a corrente da carga controlada (i_o) provoca uma queda de tensão (Δv_i) na impedância de entrada.

Por outro lado, durante o intervalo T_{off} , não há corrente circulando na carga controlada ($i_o = 0$) e, portanto, não há queda de tensão na impedância de entrada, fazendo com que a tensão no ponto de conexão comum tenha a mesma amplitude da tensão de entrada.

Este efeito (cintilação) é mais perceptível quanto maior for a corrente da carga controlada,

por isso torna não praticável este tipo de controle com cargas de potência elevada.

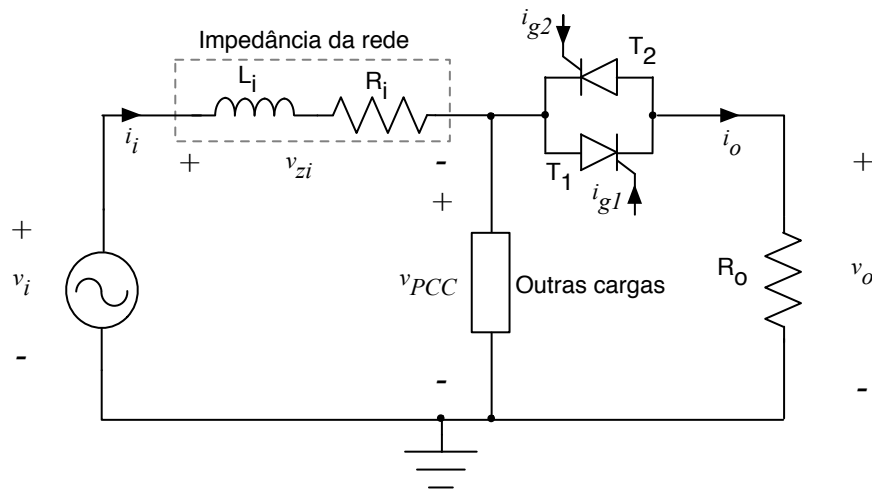


Figura 22 – Circuito para estudo do efeito de cintilação.

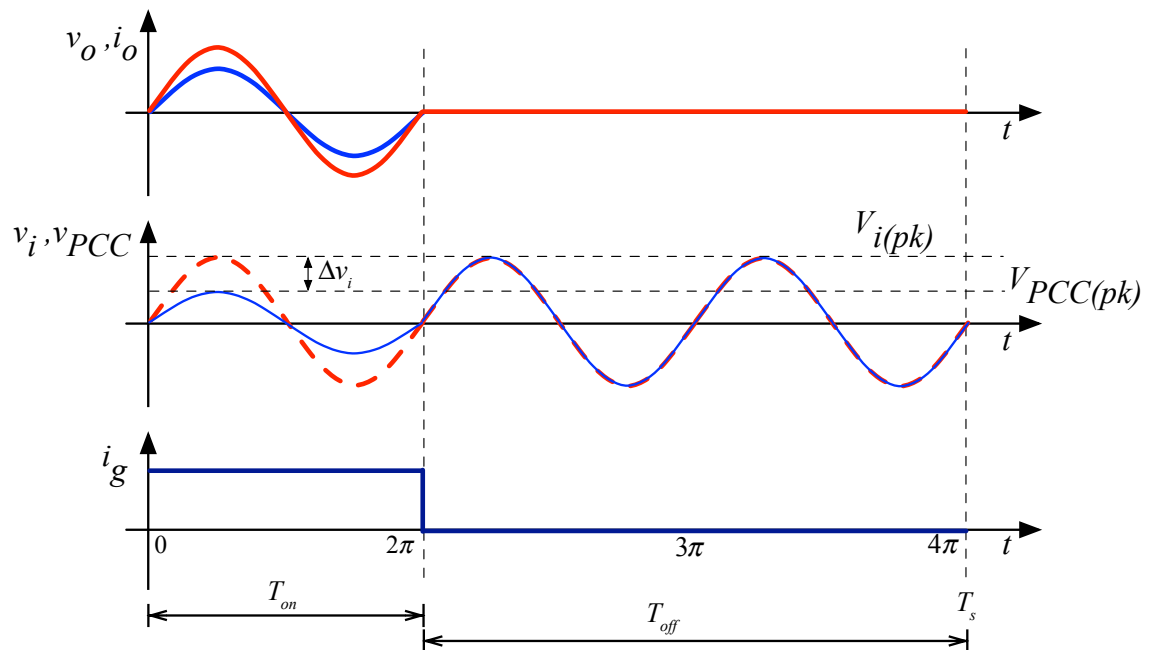


Figura 23 – Formas de onda para estudo do efeito de cintilação.

Assim, pode-se destacar as vantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros como sendo:

- A corrente da carga não possui harmônicas de alta frequência, não interferindo em outras cargas;
- Dispensa o uso de filtros para eliminar o conteúdo harmônico da corrente da carga;
- O fator de potência é unitário.

Já as desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros são:

- Controle da tensão, corrente e potência na carga em degraus (*steps*). Por exemplo, tomando a Figura 23, se teria as seguintes opções: $m = 0$, $m = 1/3$, $m = 2/3$ e $m = 3/3$, visto que M é igual a 3. Assim, se tem apenas quatro níveis de ajuste da potência na carga. A rigor, para ter um ajuste linear, se precisa ter um número de ciclos tendendo a infinito, o que é impraticável;
- Cintilação na rede de conexão da carga controlada por ciclos inteiros, afetando o funcionamento de outras cargas e o conforto visual dos usuários.

3.4 Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito apresentado na Figura 24 é conhecido como gradador ca, sendo de fato um conversor ca-ca com controle por ângulo de fase. Este circuito é analógico e se altera o ângulo de disparo do tiristor (T_2) alterando o tempo de carga de um capacitor, modificando-se a resistência em série com o mesmo ($R_1 + R_2$). Para se ter um nível bem definido de disparo do tiristor principal (T_2) se utiliza outro tiristor (T_1), conhecido com DIAC ou SIDAC, conforme o fabricante do mesmo. Este tiristor não tem gatilho (*gate*), sendo disparado quando a tensão em seus terminais atinge um valor pré-determinado, semelhante a um diodo zener quando entra em operação na região reversa. O tiristor T_1 (DIAC ou SIDAC) é conhecido comercialmente como diodo para corrente alternada.

A Figura 25 mostra as formas de onda da tensão de entrada, da tensão v_c , da referência de 40 V, que é a tensão de disparo de T_1 (DIAC) e a tensão de gatilho (v_g). A rede RC é formada por $R = R_1 + R_2$ e $C = C_1$. A tensão de 40 V do DIAC é um valor comercial comum, por exemplo para o componente modelo DB3. A tensão de entrada na Figura 25 foi considerada 220 V e o capacitor com 1 μ F. O resistor R foi alterado entre 100 Ω e 39 k Ω .

Pode-se observar pela Figura 25 que para resistências pequenas, o tempo de carga do capacitor também é pequeno e atinge-se mais rapidamente a tensão de 40 V de disparo de T_1 . Assim, o ângulo de disparo de T_2 será menor, próximo de zero. Por outro lado, na medida que a resistência se aproxima de 40 k Ω o tempo de carga aumenta, demorando-se mais tempo para atingir os 40 V e obtendo-se ângulos de disparo maiores.

O ângulo de disparo de 180° é obtido com uma resistência da ordem de 39 k Ω . No entanto, o ângulo zero não é possível obter, pois o tempo mínimo de carga do capacitor corresponde ao instante que a tensão senoidal da entrada passar por 40 V. Este instante pode ser determinado por:

$$V_{T1} = V_{i(pk)} \cdot \text{seno}(\theta) \rightarrow V_{T1} = 40V, V_{i(pk)} = 311V ;$$

$$\text{seno}(\theta) = \frac{V_{T1}}{V_{i(pk)}} ;$$

$$\theta = \text{seno}^{-1} \left(\frac{V_{T1}}{V_{i(pk)}} \right) \rightarrow \theta = \text{seno}^{-1} \left(\frac{40}{311} \right) = 7,8^\circ$$

Se for desejado o resultado no tempo e não em ângulo, pode-se converter o resultado obtido de graus para segundos, considerando a frequência da rede de 60 Hz:

$$t = \frac{\theta \cdot T_r}{360^\circ} \rightarrow T_r = \frac{1}{F_r} = \frac{1}{60} = 16,67ms \rightarrow t = \frac{7,8 \cdot 16,67m}{360^\circ} = 0,36ms$$

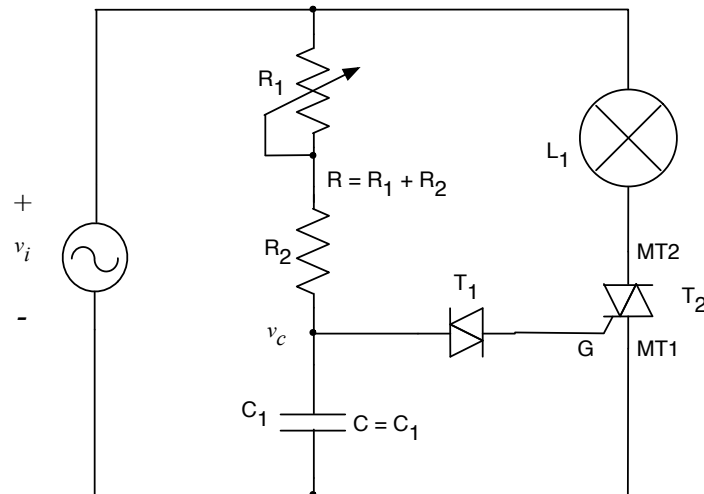


Figura 24 – Circuito de um gradador ca.

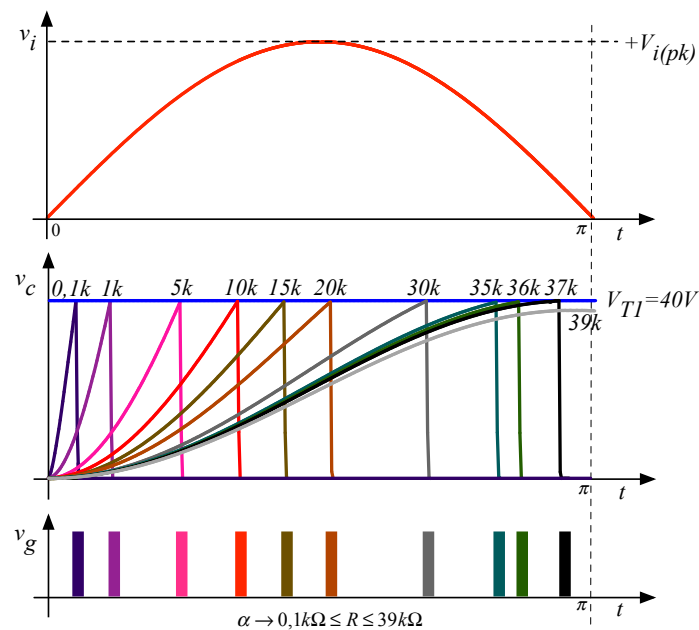


Figura 25 – Formas de onda para o gradador ca.

A análise do circuito da Figura 24 para determinar o ângulo de disparo a partir de determinado valor de resistência e indutância é uma operação matemática trabalhosa, pois se tem um circuito com fonte de alimentação senoidal envolvendo transitório de um circuito resistivo capacitivo.

3.5 Partida Suave e Controle de Cargas e Conversores

Uma aplicação distinta das citadas nos itens anteriores, para os conversores ca-ca, é o controle da corrente de partida de circuitos e conversores ou o próprio controle da tensão de saída de circuitos retificadores, a exemplo do que foi estudado no capítulo sobre retificadores controlados.

A Figura 26 mostra uma fonte linear, com transformador e retificador de onda completa em ponte com carga resistiva. Conforme mostrado na figura, os tiristores T_1 e T_2 podem ser empregados para controlar a tensão de saída v_o , ou se a fonte tiver filtro capacitivo, também a corrente de carga inicial do capacitor.

Os equipamentos disponíveis comercialmente, mostrados na Figura 1 utilizam justamente este princípio de funcionamento, qual seja: ao ligar o equipamento, o ângulo de disparo dos tiristores iniciará em 180° , variando lentamente até chegar em 0° . Assim, inicialmente a tensão aplicada a carga, no caso de chaves de partida suave, um motor de indução, será zero e aumentará lentamente, fazendo com que a corrente do motor também inicie em zero e aumente até chegar ao seu valor nominal, como mostrado na Figura 27.

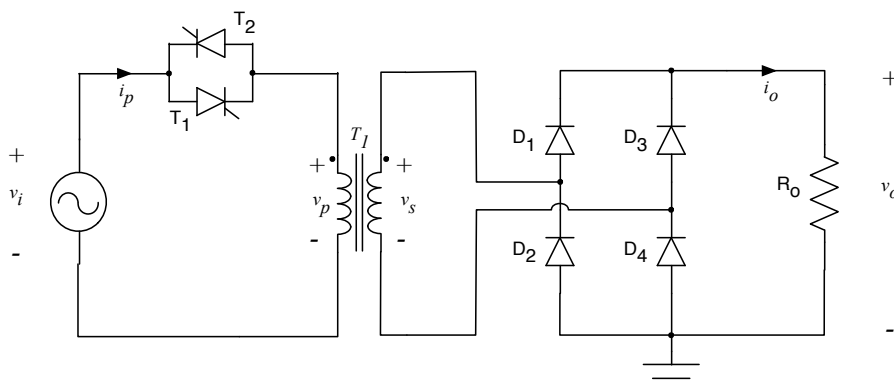


Figura 26 – Retificador controlado por tiristores no lado primário.

Fonte: Adaptado de (Barbi, 2005).

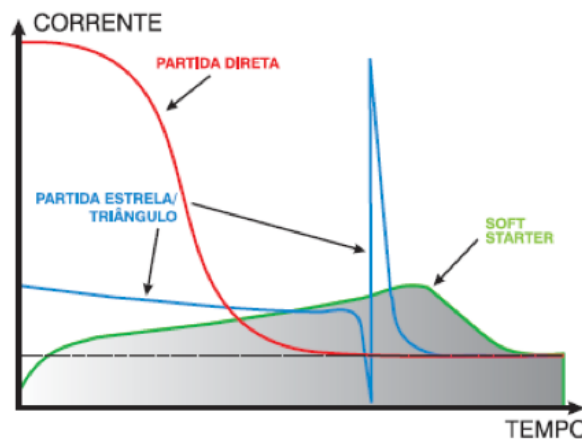


Figura 27 – Comportamento da corrente de partida em motores de indução.

Fonte: <https://www.weg.net>. Acesso em: 12/06/2020.

4 Simulação dos Circuitos Estudados

A simulação dos conversores estudados neste capítulo é realizada para fins de entendimento do princípio de funcionamento dos conversores ca-ca, operando com controle por ângulo de fase, controle por ciclos inteiros e gradador ca. Os valores utilizados são semelhantes aqueles que se utilizarão em laboratório.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Controle por Ângulo de Fase

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 28, com características semelhantes aquelas que serão utilizadas na aula de laboratório. Note que os componentes são ideais, ou seja, genéricos, não se utilizando algum modelo específico de chave. A fonte de entrada possui 220 V eficazes. A carga possui uma resistência de 10Ω . O tempo de simulação pode ser entre zero e 50 ms e passo de cálculo de 0,001 ms (1 μ s). O elemento de controle do tiristor é um componente específico do Psim, denominado de *Gating Block*, onde se ajusta a frequência e ângulo de disparo, conforme mostrado na Figura 28.

A Figura 29 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com ângulo de disparo de 90° , onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 30 Figura 31 mostram as mesmas grandezas para ângulos de disparo de 0° e 175° . O valor de 175° foi escolhido para mostrar a pequena tensão de saída em virtude do ângulo estar próximo de 180° . Por sua vez, a Figura 32 mostra em detalhe a tensão reversa sobre o tiristor, que possui formato compatível com as formas de onda teóricas apresentadas neste capítulo.

Por fim, foi realizada a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e tensão de saída, mostrada na Figura 33. Pode-se notar que a tensão de entrada possui apenas conteúdo em baixa frequência (60 Hz), enquanto a tensão de saída apresenta conteúdo em alta frequência, como foi discutido na parte teórica, sendo uma desvantagem deste tipo de controle do conversor ca-ca.

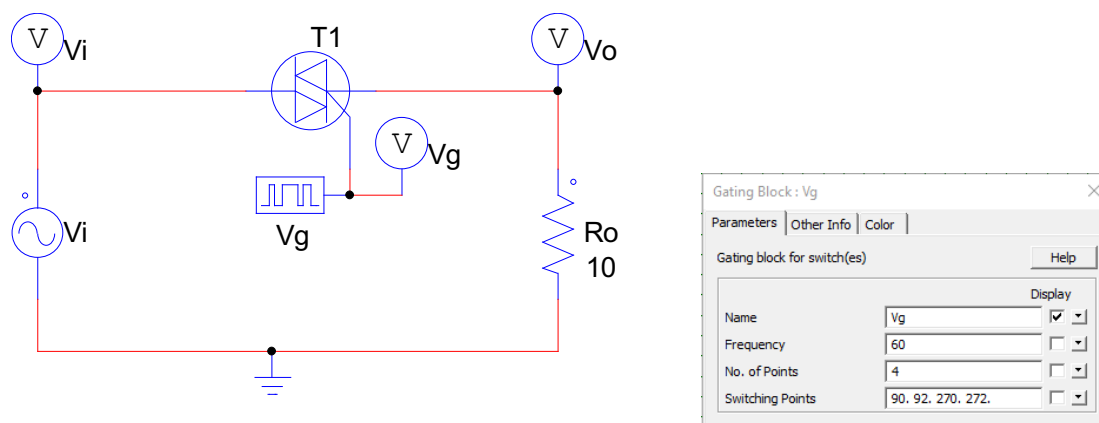


Figura 28 – Circuito simulado no Psim e detalhe do sinal de comando do tiristor.

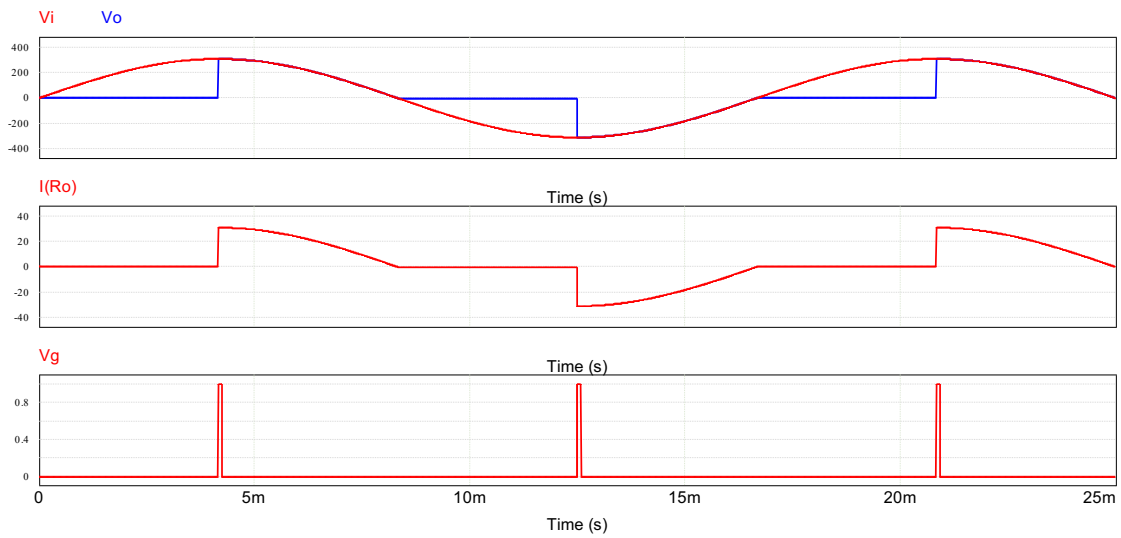


Figura 29 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 90° .

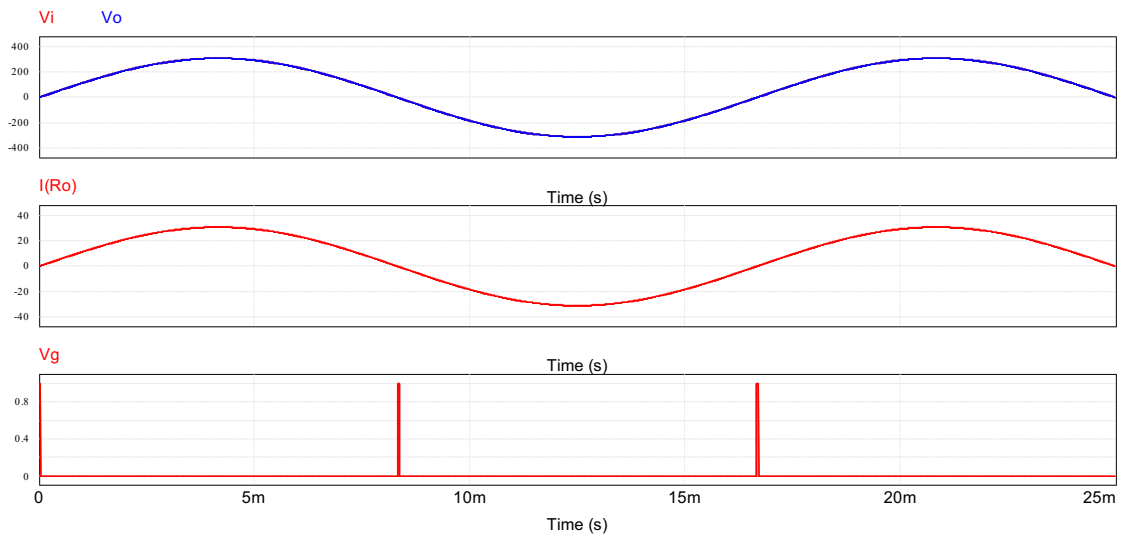


Figura 30 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 0° .

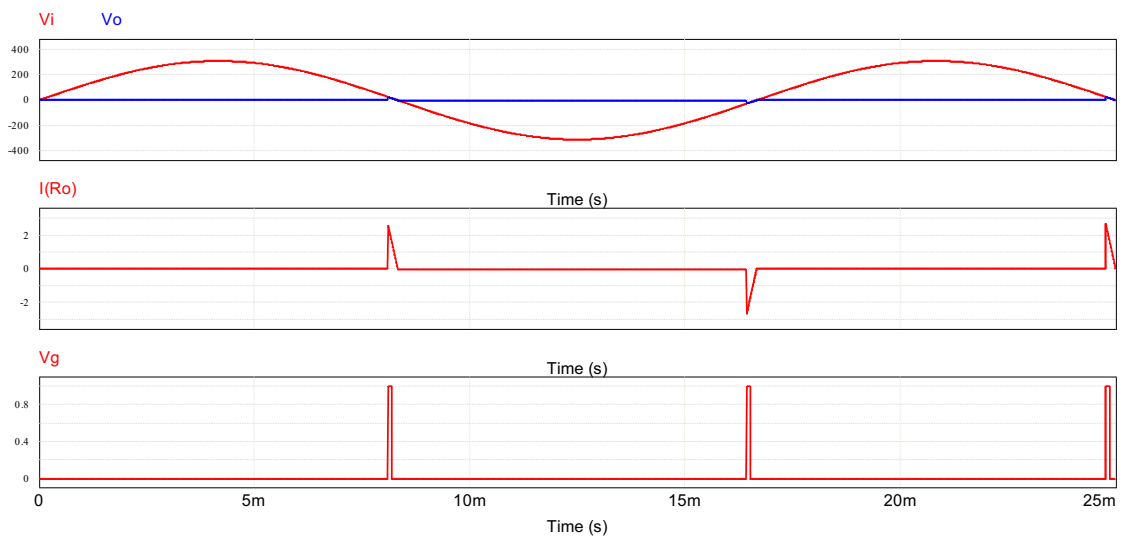


Figura 31 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 175° .

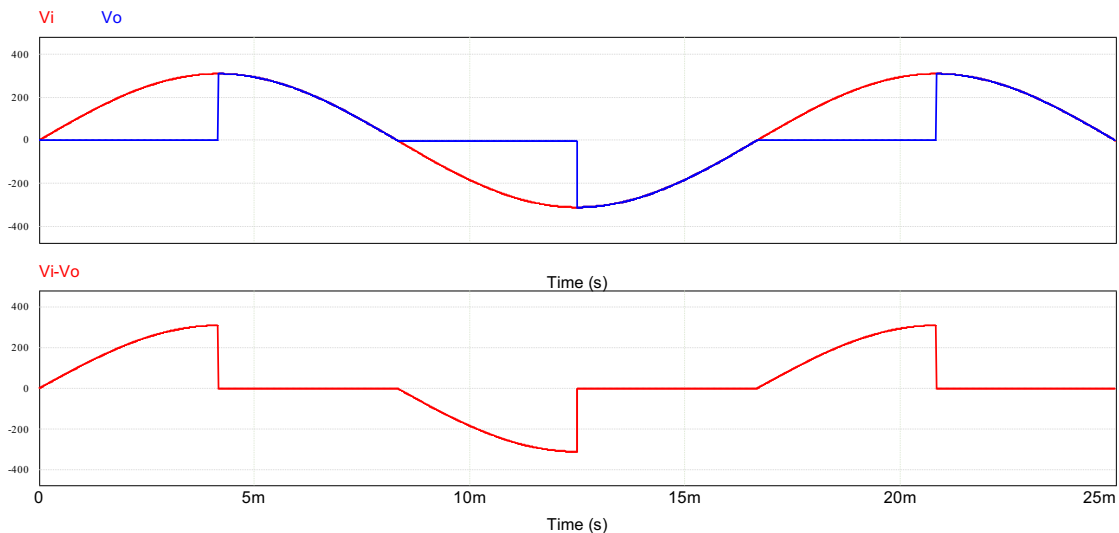


Figura 32 – Detalhe da tensão reversa no tiristor para ângulo de disparo de 90° .

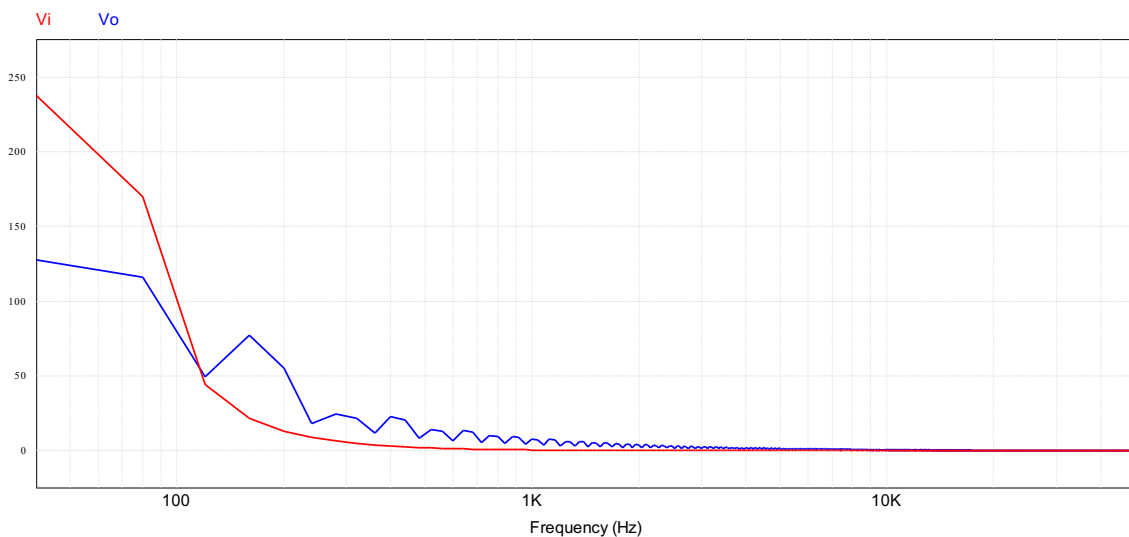


Figura 33 – Análise harmônica para ângulo de disparo de 90° .

A seguir foi simulado o mesmo conversor, mas com carga resistiva-indutiva, composta por uma resistência de 10Ω e indutância de 10 mH , conforme o circuito da Figura 34.

A Figura 35 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com ângulo de disparo de 90° , onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

Por sua vez, Figura 36 mostra em detalhe a tensão reversa sobre o tiristor, que possui formato compatível com as formas de onda teóricas apresentadas neste capítulo.

É interessante destacar nas Figura 35 e Figura 36 que a corrente possui formato com menor inclinação (menor derivada de subida), o que implica em menor conteúdo harmônico em relação as formas de onda com carga resistiva. Como citado na parte teórica, a indutância da carga atua como um filtro para o conversor ca-ca com controle por ângulo de fase, melhorando seu desempenho.

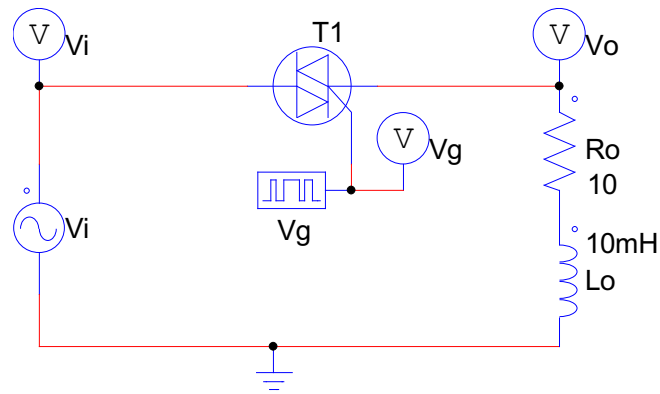


Figura 34 – Circuito simulado no Psim com carga resistiva-indutiva.

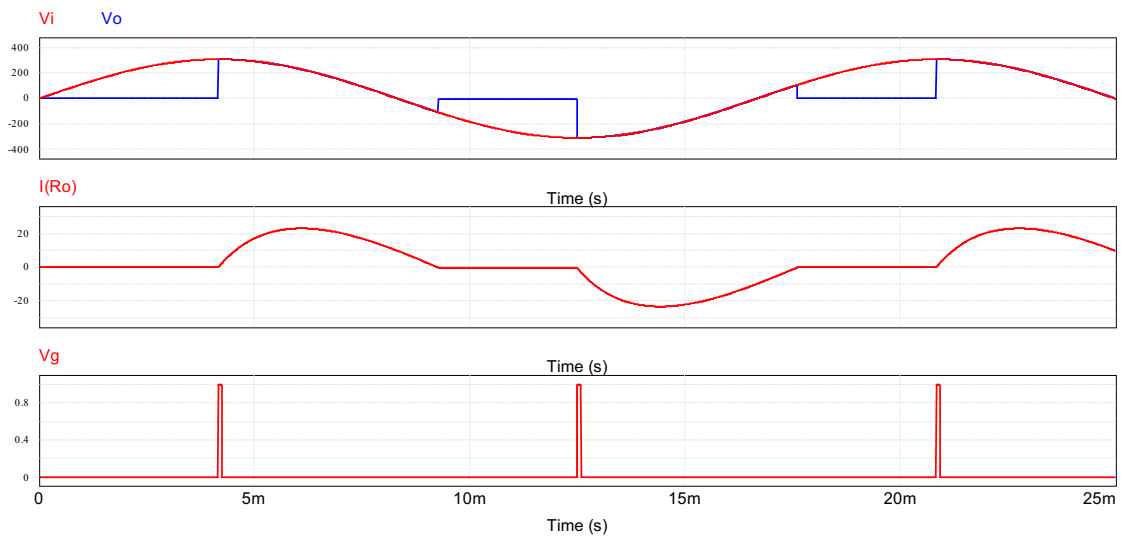


Figura 35 – Principais formas de onda para ângulo de disparo de 90°.

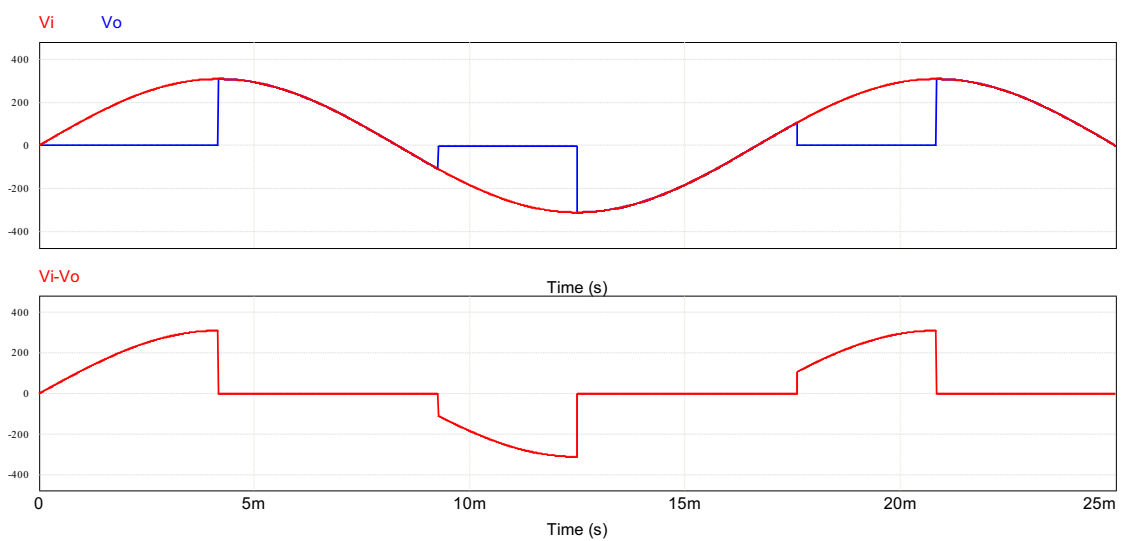


Figura 36 – Detalhe da tensão reversa no tiristor para ângulo de disparo de 90°.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Controle por Ciclos Inteiros

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 37. A carga possui uma resistência de 10Ω e uma indutância de 10 mH . O tempo de simulação pode ser entre zero e 50 ms e passo de cálculo de $0,001 \text{ ms}$ ($1 \mu\text{s}$). Nesta simulação, a fonte que aciona o tiristor foi ajustada para se ter $m = 0, 1, 3, \text{ e } 6$, sendo $M = 6$.

A Figura 38 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando número de ciclos ligado como sendo um, de um total de 6 ciclos, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o) e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 39, Figura 40 e Figura 41 mostram as mesmas grandezas para períodos de condução do tiristor de 0, 1 e 6 ciclos, correspondendo a $0/6, 1/6 \text{ e } 6/6$.

Por fim, foi realizada a análise harmônica das formas de onda da tensão de entrada e tensão de saída, mostrada na Figura 42. Pode-se notar que todo o conteúdo harmônico está centrado na fundamental, que tem frequência de 60 Hz . Assim, este conversor não insere conteúdo de alta frequência na rede de energia elétrica, o que é uma vantagem desta técnica de controle do conversor.

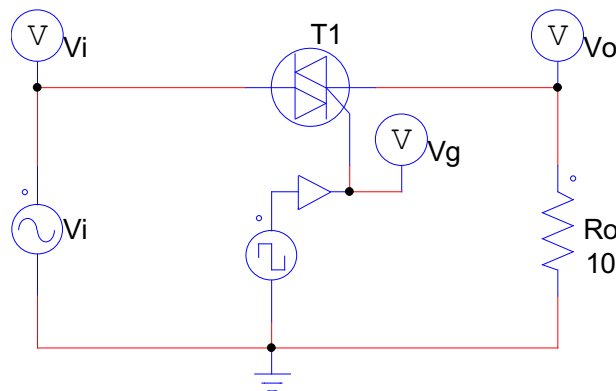


Figura 37 – Circuito simulado no Psim para controle por ciclos inteiros.

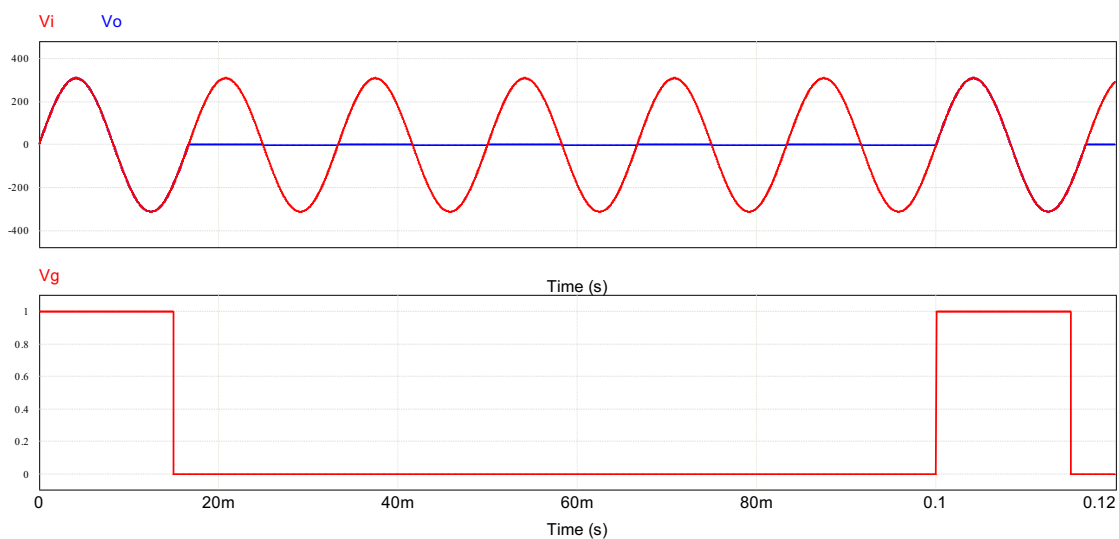


Figura 38 – Principais formas de onda para $m=1$ e $M=6$.

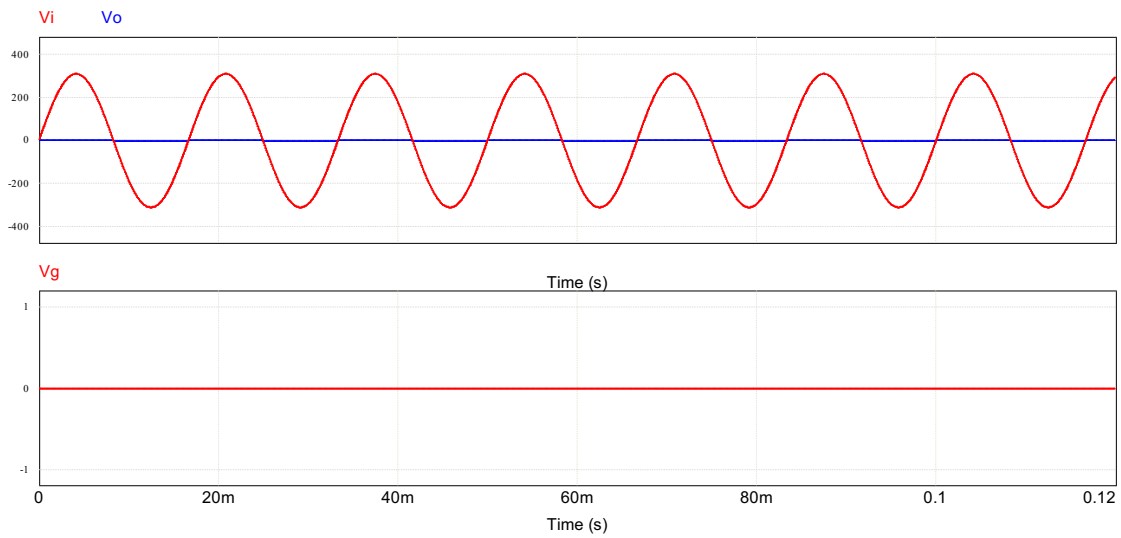


Figura 39 – Principais formas de onda para $m=0$ e $M=6$.

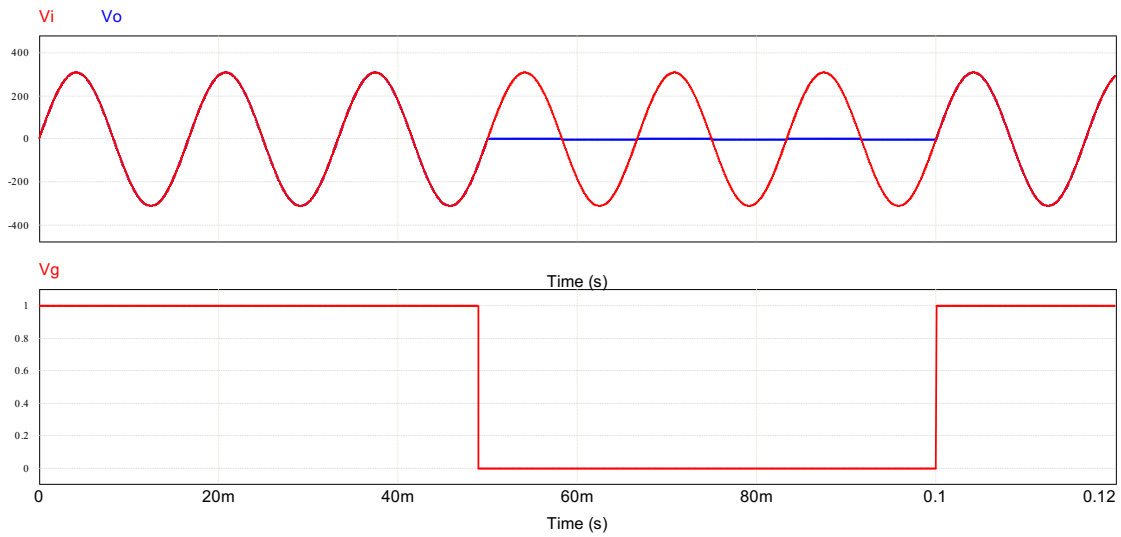


Figura 40 – Principais formas de onda para $m=3$ e $M=6$.

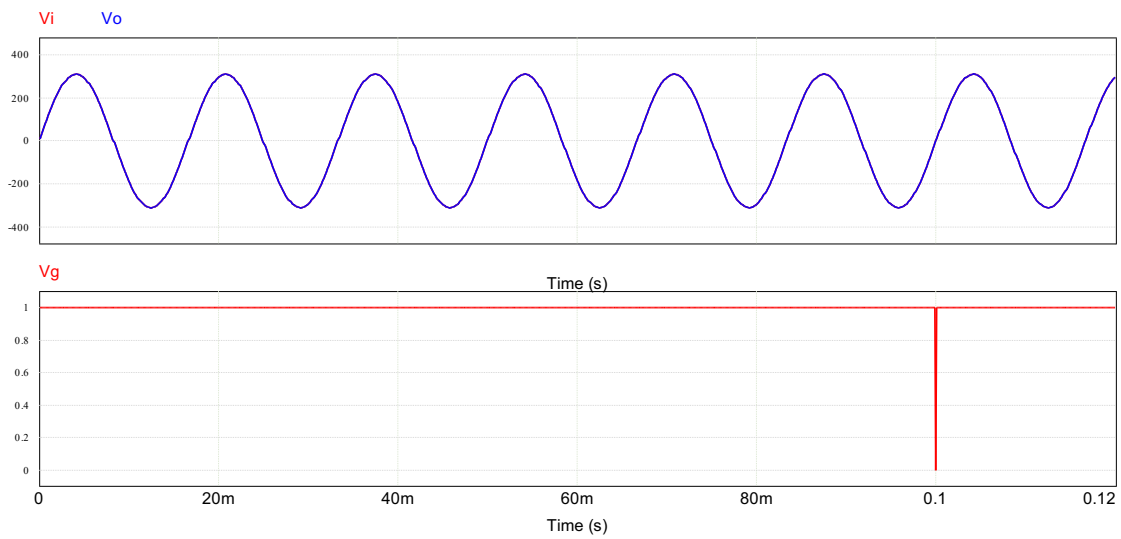


Figura 41 – Principais formas de onda para $m=6$ e $M=6$.

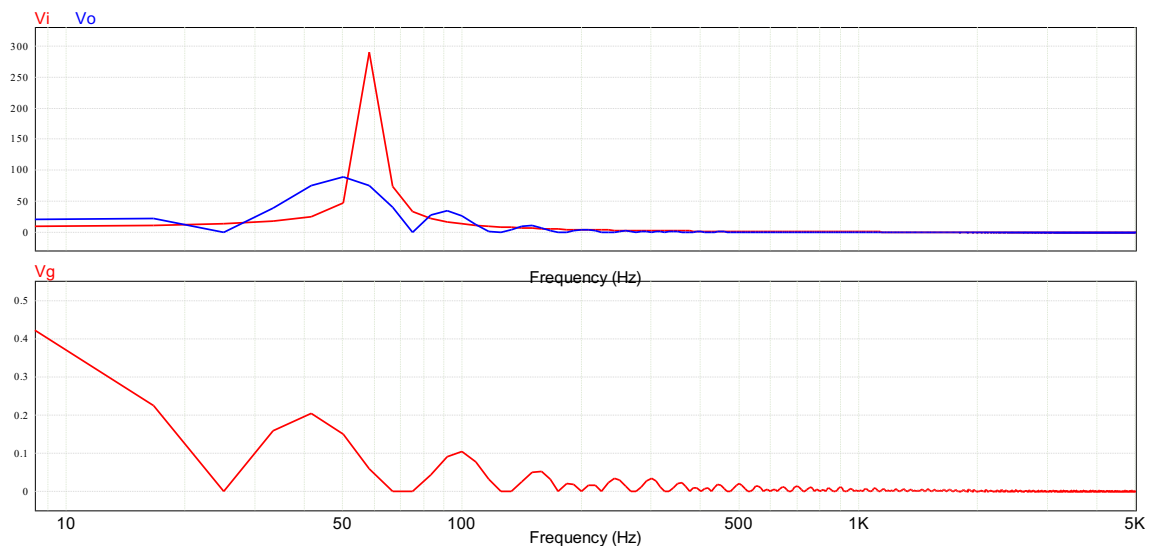


Figura 42 – Análise harmônica para para $m=1$ e $M=6$.

4.1 Simulação do Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito simulado no Psim está mostrado na Figura 43. A carga possui uma resistência de 10Ω . O tempo de simulação pode ser entre zero e 20 ms e passo de cálculo de $0,001 \text{ ms}$ ($1 \mu\text{s}$). O capacitor (C_1) tem valor de $1 \mu\text{F}$ e o resistor (R_1) teve seu valor alterado de $1 \text{ k}\Omega$ até $37 \text{ k}\Omega$. O tiristor T_1 é um TRIAC ideal, enquanto T_2 é um DIAC com tensão de ruptura (disparo) de 40 V . O resistor R_{pd} serve para descarregar rapidamente o capacitor C_1 após a condução do DIAC. Os elementos ON1 e ABS servem para ajustar os níveis da tensão após o DIAC para valores lógicos e positivos, para acionamento do TRIAC.

A Figura 44 mostra as mesmas formas de onda para o conversor operando com resistor R_1 ajustado para $10 \text{ k}\Omega$, onde se tem as tensões de entrada (v_i) e saída (v_o), corrente na carga (i_o), tensão no capacitor (v_c), referências do DIAC em -40 V e $+40 \text{ V}$ e sinal de comando do tiristor (v_g).

A seguir, as Figura 45, Figura 46 e Figura 47 mostram as mesmas grandezas para o resistor R_1 ajustado para $1 \text{ k}\Omega$, $22 \text{ k}\Omega$ e $37 \text{ k}\Omega$, que equivale a ângulos de disparo próximos de 0° e 180° .

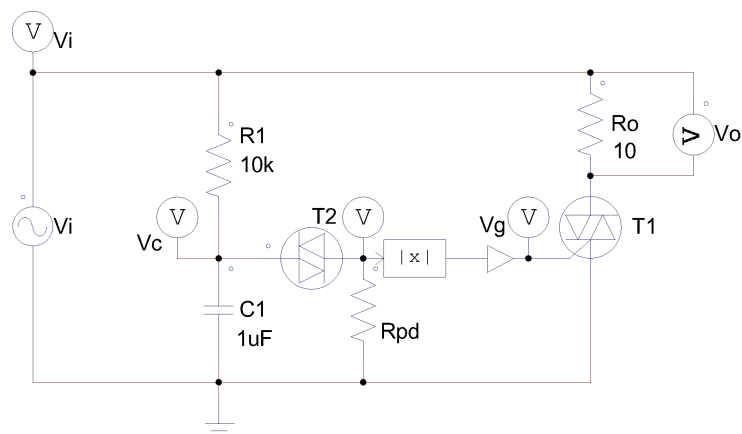


Figura 43 – Circuito simulado no Psim para o gradador ca.

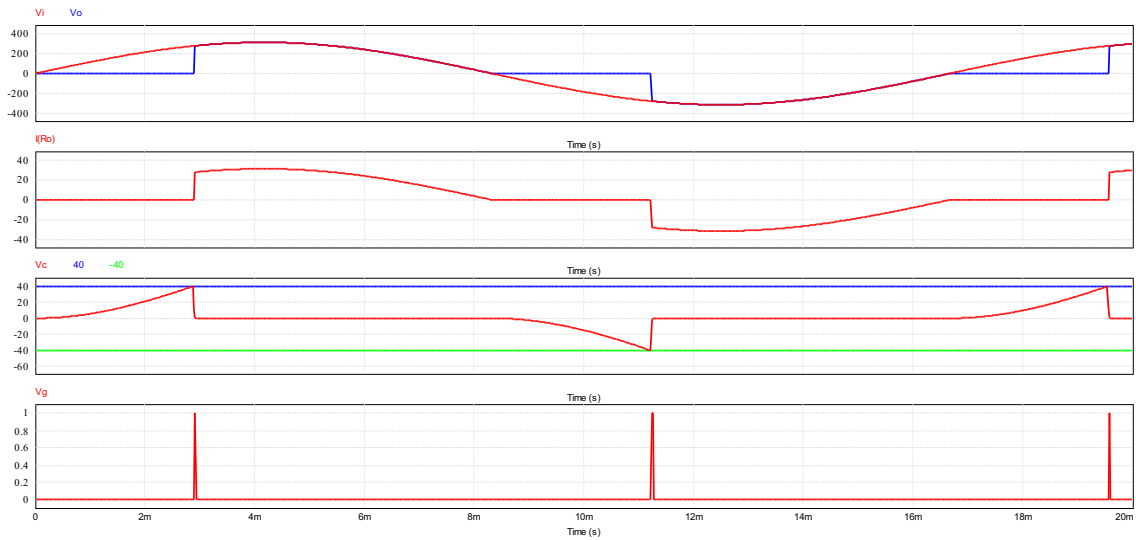


Figura 44 – Principais formas de onda para $R_1 = 10\text{ k}\Omega$.

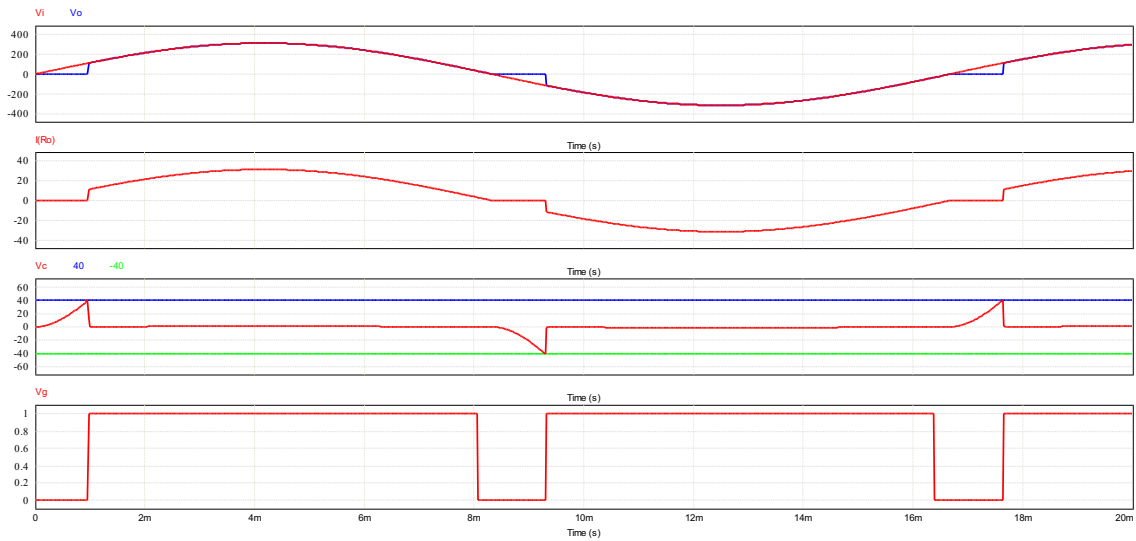


Figura 45 – Principais formas de onda para $R_1 = 1\text{ k}\Omega$.

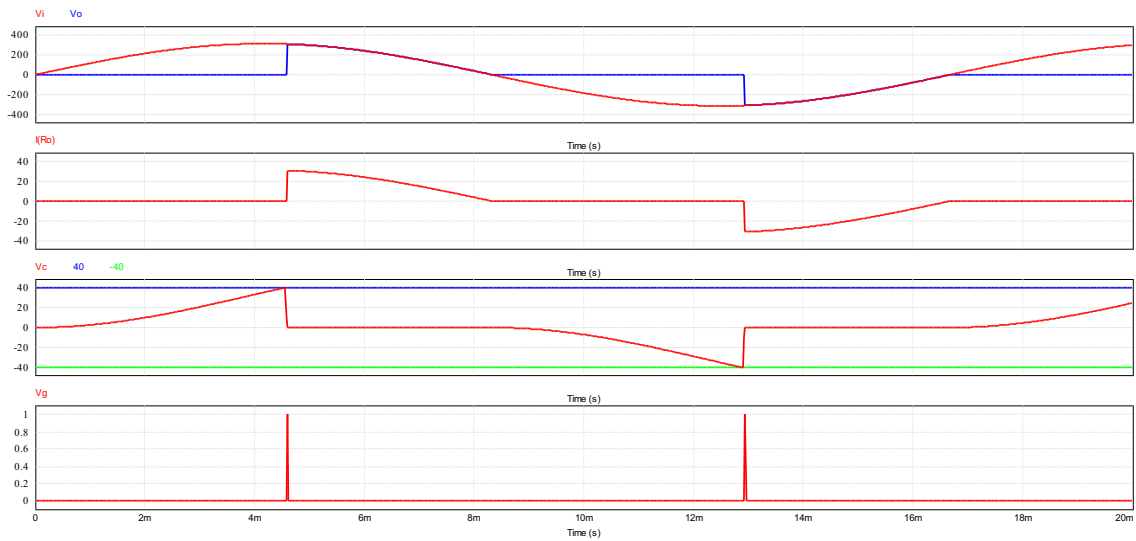


Figura 46 – Principais formas de onda para $R_1 = 22\text{ k}\Omega$.

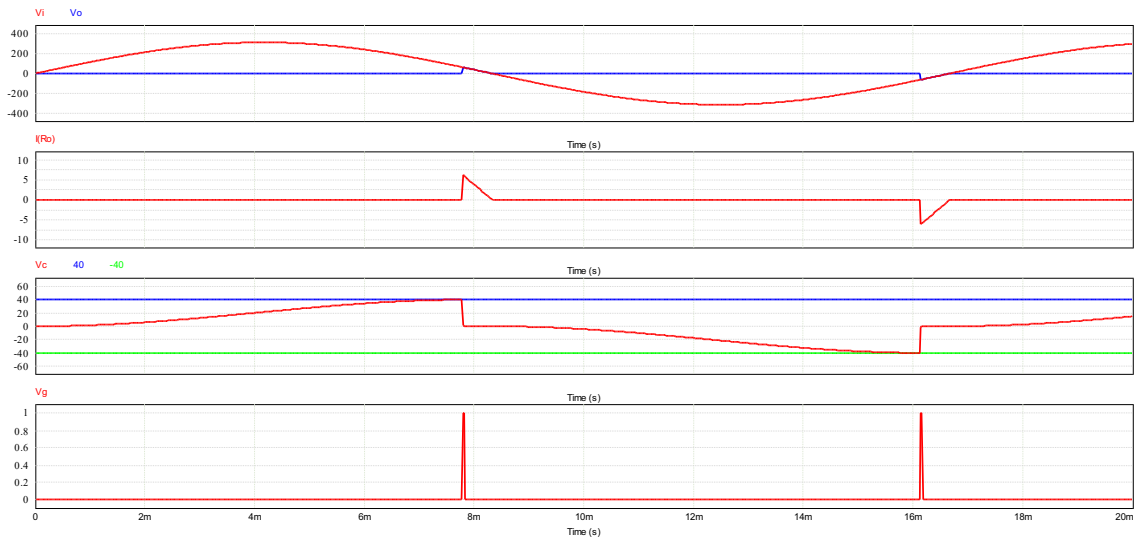


Figura 47 – Principais formas de onda para $R_l = 37 \text{ k}\Omega$.

5 Exercícios

Exercícios Resolvidos

ER 01) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10Ω , controle por ângulo de fase, determine, para $\alpha = 90^\circ$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

A tensão eficaz na saída será determinada por:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{seno}(2 \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi}} = 220 \cdot \sqrt{1 - \frac{90 \cdot \frac{\pi}{180}}{\pi} + \frac{\text{seno}(2 \cdot 90)}{2 \cdot \pi}} = 155,6V$$

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de pico na entrada, pois o ângulo de disparo é de 90° :

$$V_{o(pk)} = \begin{cases} V_{i(pk)} \cdot \text{seno}(t) \rightarrow 0 \leq \alpha < 90^\circ \\ V_{i(pk)} \rightarrow 90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ \end{cases} = V_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{i(ef)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31,1A$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{155,6}{10} = 15,56A$$

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{(V_{o(ef)})^2}{R_o} = \frac{(155,6)^2}{10} = 2,42kW$$

ER 02) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10 Ω , controle por ciclos inteiros, determine, para $m = 3$ e $M = 5$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

A tensão eficaz na saída será determinada por:

$$V_{o(ef)} = V_{i(ef)} \cdot \sqrt{\frac{m}{M}} = V_{o(ef)} = 220 \cdot \sqrt{\frac{3}{5}} = 170,4V$$

A tensão de pico na saída, considerando que os componentes são ideais, será igual a tensão de pico na entrada:

$$V_{i(pk)} = \sqrt{2} \cdot V_{i(ef)} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311V$$

As correntes de pico e eficaz na carga serão:

$$I_{o(pk)} = \frac{V_{o(pk)}}{R_o} = \frac{311}{10} = 31,1A$$

$$I_{o(ef)} = \frac{V_{o(ef)}}{R_o} = \frac{170,4}{10} = 17,4A$$

A potência na carga será:

$$P_o = \frac{(V_{o(ef)})^2}{R_o} = \frac{(170,4)^2}{10} = 2,9kW$$

Exercícios Propostos

EP 01) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10Ω , controle por ângulo de fase, determine, para $\alpha = 45^\circ$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 02) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10Ω , controle por ângulo de fase, determine, para $\alpha = 120^\circ$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 03) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10Ω , controle por ciclos inteiros, determine, para $m = 5$ e $M = 10$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 04) Considerando o circuito da Figura 14, com tensão de entrada de 220 V (eficaz), carga com resistência de 10Ω , controle por ciclos inteiros, determine, para $m = 2$ e $M = 5$:

- A tensão eficaz de saída;
- A tensão de pico na saída;
- A corrente de pico na saída;
- A corrente eficaz na saída;
- A potência na carga.

EP 05) Comente sobre as vantagens e desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ângulo de fase. Cite cargas que podem ser acionadas por esta técnica de controle.

EP 06) Comente sobre as vantagens e desvantagens dos conversores ca-ca com controle por ciclos inteiros. Cite cargas que podem ser acionadas por esta técnica de controle.

6 Laboratório

6.1 Introdução

Esta atividade de laboratório tem por objetivo exercitar o conteúdo estudado nesta aula (capítulo), especificamente sobre o estudo de conversores ca-ca controlados por ângulo de fase.

Em síntese, objetiva-se:

- Realizar cálculos teóricos com conversores ca-ca;
- Determinar as principais variáveis do circuito considerando requisitos de projeto;
- Montar um conversor ca-ca;
- Observar as principais formas de onda do circuito;
- Comparar os resultados de laboratório com os valores calculados.

6.2 Conversor CA-CA – Gradador CA

O circuito do conversor ca-ca em estudo está mostrado na Figura 48.

Note que este circuito possui um DIAC (DB3), que possui uma tensão de disparo de 32 V.

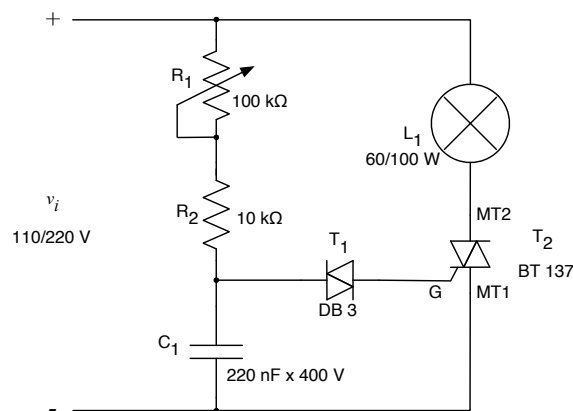


Figura 48 – Conversor ca-ca (gradador com tiristores).

6.3 Montagem do Conversor

Implemente o conversor ca-ca da Figura 48 e verifique seu correto funcionamento. Meça os valores obtidos e anote na tabela 1, conforme solicitado.

6.4 Principais Formas de Onda do Circuito

Esboce as principais formas de onda do circuito da Figura 48, conforme solicitado na Figura 49, considerando um ajuste intermediário do potenciômetro R_1 .

Faça o esboço considerando o funcionamento do circuito ideal e teórico, **SEM** o uso de osciloscópio.

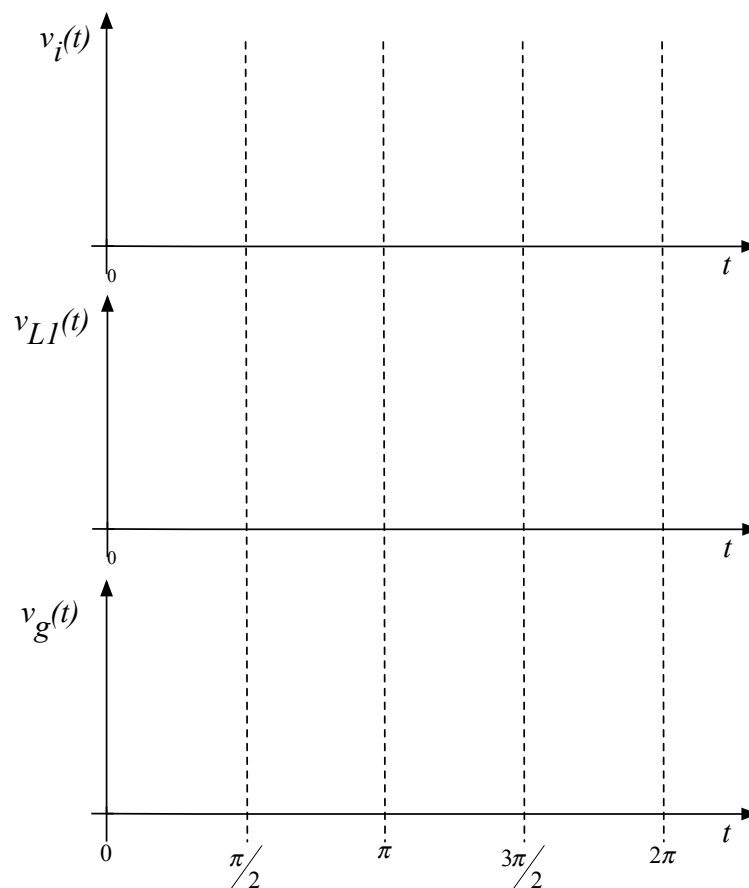


Figura 49 – Principais formas de onda do circuito montado em laboratório.

Tabela 1 – Valores medidos do conversor ca-ca.

Ajuste do potenciômetro	Variável do circuito	Valores medidos
Resistência mínima	Tensão eficaz na entrada	
	Tensão eficaz na saída	
	Ângulo de condução	
Resistência máxima	Tensão eficaz na entrada	
	Tensão eficaz na saída	
	Ângulo de condução	

6.5 Comparativo entre Teoria e Prática

Faça uma análise entre os valores simulados e aqueles medidos em laboratório, comentando sobre eventuais diferenças e os motivos que a provocaram.

6.6 Anexo 1

Abaixo mostra-se a identificação dos terminais do tiristor (TRIAC) modelo BT 137.

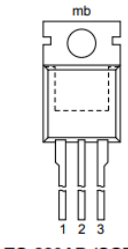

Pin	Symbol	Description	Simplified outline	Graphic symbol
1	T1	main terminal 1	 <p>TO-220AB (SOT78)</p>	
2	T2	main terminal 2		
3	G	gate		
mb	T2	mounting base; main terminal 2		

Figura 50 – Identificação dos terminais do tiristor BT 137.

Fonte: <https://www.nxp.com/>. Acesso em: 13/06/2020.

7 Referências

- [1] BARBI, I. Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2005.
- [2] AHMED, A. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- [3] ERICKSON, Robert W. Fundamentals of Power Electronics. New York, EUA – Chapman & Hall, 1997.
- [4] MOHAN, N. Power Electronic Converters, Application and Design. New York: IE-Wilwy, 2003.
- [5] PETRY, Clóvis A. Estabilizador de Tensão Alternada para Cargas Não-Lineares. Florianópolis, SC – Brasil, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [6] PETRY, Clóvis A. Estabilizadores de tensão alternada para alimentação de cargas não-lineares estudo de variações topológicas e métodos de controle. Florianópolis, SC – Brasil, 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.