Governo do Estado do Ceará
Secretaria da Educação

Escola Estadual de Educação Profissional - EEEP

Ensino Médio Integrado à Educação Profissional

Curso Técnico em Eletromecânica

Eletrônica de Potência

GOVERNO DO
ESTADO DO CEARÁ
Secretaria da Educação

Governador
Cid Ferreira Gomes

Vice Governador
Domingos Gomes de Aguiar Filho

Secretária da Educação
Maria Izolda Cela de Arruda Coelho

Secretário Adjunto
Maurício Holanda Maia

Secretário Executivo
Antônio Idilvan de Lima Alencar

Assessora Institucional do Gabinete da Seduc
Cristiane Carvalho Holanda

Coordenadora da Educação Profissional – SEDUC
Andréa Araújo Rocha

Índice

Capítulo 1 - Introdução à Eletrônica de Potência 2
Capítulo 2 – Retificadores 6
Capítulo 3 – Gradadores 52
Capítulo 4 – Comutação 59
Capítulo 5 - Circuitos de Comando 65
Capítulo 6 – Inversores 73
Capítulo 7 - Conversores CC-CC 82

Capitulo 1

Introdução à Eletrônica de Potência

1.1 - O que é Eletrônica de Potência?

Para controlar o fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos distintos, foram desenvolvidos, ao longo dos anos, métodos para o tratamento de grandes potências. Uma revisão histórica da Eletrônica de Potência, como mostra a tabela 1.1, revela os acontecimentos mais significativos no desenvolvimento da tecnologia da Eletrônica de Potência.

TABELA 1.1 Eventos históricos mais importantes da Eletrônica de Potência.

ANO	EVENTO TECNOLÓGICO
1940	Surge o transistor
1957	Desenvolvimento do SCR (600V/35A)
1978	Tecnologia FET (100V/25A)
1980	Surge o GTO (2500V/1000A)
1982	Aparece o IGBT (400V/20A)
1988	Advento do MCT (600V/50A)

Todos os dispositivos citados acima são interruptores eletrônicos controlados. Portanto, um princípio básico para o controle da energia elétrica é o emprego dos dispositivos interruptores.

Com o aparecimento destes interruptores eletrônicos de alto rendimento, ótima confiabilidade e muito compactos, surgiu a Eletrônica de Potência, hoje uma ciência em expansão.

Eletrônica de Potência é uma ciência aplicada, dedicada ao estudo dos conversores estáticos de energia elétrica.

Os conversores estáticos são sistemas constituídos de elementos passivos, como resistores, capacitores e indutores, e elementos ativos, tais como diodos, tiristores, transistores, GTOs, entre outros, associados de acordo com as necessidades preestabelecidas. Eles realizam o tratamento eletrônico de energia, controlando o fluxo da energia elétrica entre sistemas distintos.

1.2 - Principais funções dos conversores estáticos

A figura 1.1 mostra as principais funções realizadas pelos conversores estáticos.

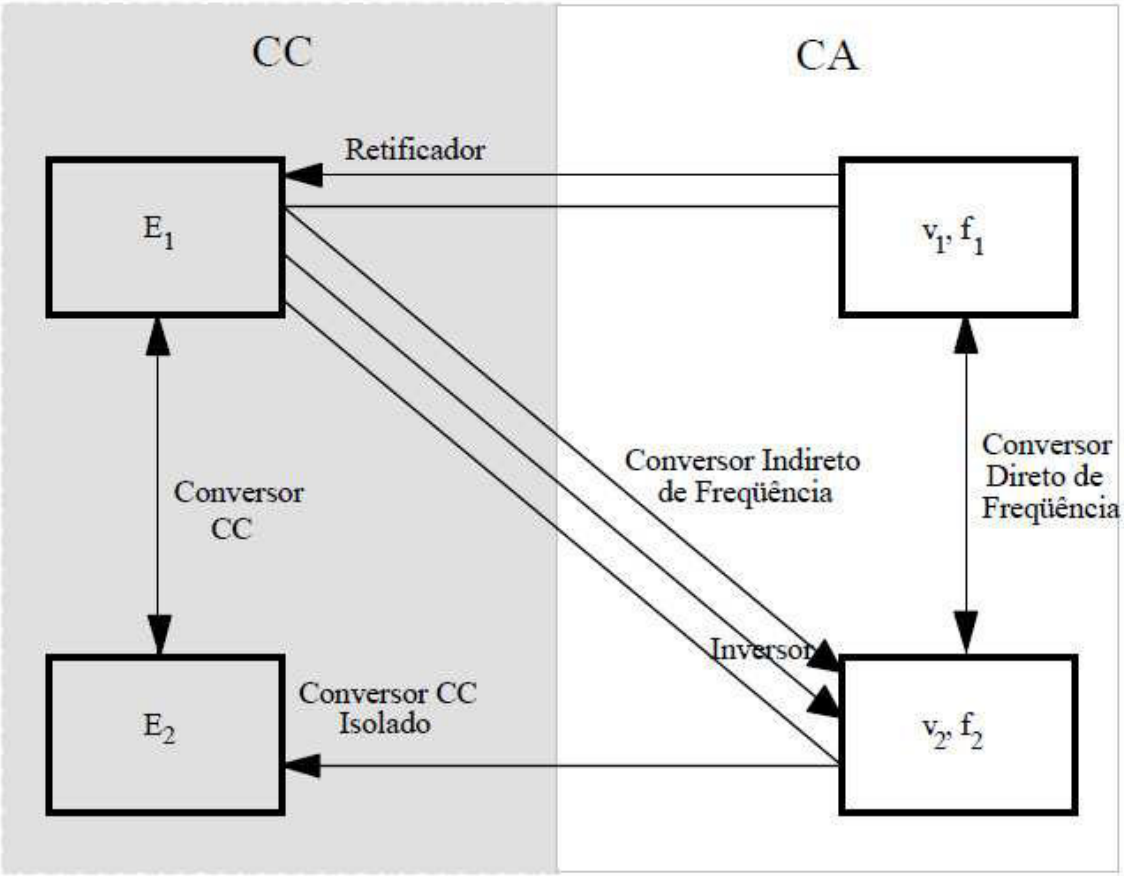


Fig. 1.1 - Principais funções dos conversores estáticos.

1.3 - Aplicações da Eletrônica de Potência e suas perspectivas

As principais aplicações da Eletrônica de Potência, na atualidade são:

⇒ Fontes de Alimentação Chaveadas para computadores pessoais, estações de trabalho, equipamentos de telecomunicações, instrumentos médicos, equipamentos para controle de processos, equipamentos militares/aeroespaciais, etc.

⇒ Inversores para controle industrial de velocidade variável para motores (1 HP a 10.000 HP);

⇒ Sistemas de Alimentação Ininterrupta;

⇒ Controle de propulsão para locomotivas elétricas empregando GTOs;

⇒ Indústria automotiva.

Para o próximo século, as perspectivas de aplicação são:

⇒ Veículos elétricos para passageiros;

⇒ Compensação de Harmônicos e de Fator de Potência;

⇒ Controle de velocidade ajustável de motores CA para processos industriais e conforto térmico residencial;

⇒ Inversores para suprir pico de carga, empregando a energia armazenada por baterias.

1.3.1 - Veículos elétricos para passageiros:

Os veículos elétricos foram os únicos veículos de passageiros no princípio deste século. Entretanto, Henry Ford e outros mudaram esta realidade e os veículos elétricos desapareceram. Mais de 30 anos atrás, iniciaram se os trabalhos para a produção de veículos elétricos viáveis economicamente.

Atualmente, eles estão recebendo considerável atenção em muitas partes do mundo (Alemanha – BMW e VW, Itália - Fiat , Canadá, Estados Unidos - Ford, GM e Chysler, Japão - Nissan e França - Renault).

A produção dos veículos elétricos em escala industrial, favoreceria outras aplicações da Eletrônica de Potência, através da redução do custo de muitos componentes eletrônicos.

1.3.2 - Compensação de Harmônicos e de Fator de Potência

As utilidades eletroeletrônicas tem incrementado a geração de harmônicos, por causa das correntes não senoidais solicitadas da rede de alimentação. Grandes inversores para controle de velocidade de motores, aquecimento indutivo e retificadores criam este problema, gerando uma nova situação onde a aplicação da Eletrônica de Potência torna se uma necessidade, surgindo um novo produto – O compensador de Harmônicos. A nova legislação brasileira sobre fator de potência determinando que o fator de potência de referência das cargas passe de 0,85 para 0,92, fará com que nos próximos dois anos, os equipamentos de correção e compensação de reativos movimente cerca de U$ 1 bilhão.

1.3.3 - Acionamentos de velocidade variável para motores CA

O Japão é o líder na aplicação de inversores para acionar motores a velocidade variável para conforto térmico residencial e comercial.

Porém, nos Estados Unidos o custo da energia elétrica é consideravelmente mais baixo do que no Japão, de modo que o mais alto custo dos inversores para acionamento de motores para condicionadores de ar, não é compensado pela economia de energia que eles proporcionam.

Entretanto, no ano 2000, é provável que a redução no custo dos inversores torne esta aplicação um produto viável em diversos países.

1.3.4 - Sistemas de propulsão para transporte urbano

Este já é um mercado viável no Japão e na Europa. A conservação de energia e a comodidade para as pessoas forçarão muitos países a iniciar o desenvolvimento do transporte em massa. O transporte por trens é um dos mais eficientes meios de transporte de carga e de pessoas. No futuro, nenhum país poderá "se dar ao luxo" de realizar a maior parte do transporte de passageiros através de automóveis. Nos grandes centros urbanos, os automóveis elétricos serão usados para transportar de casa para o terminal de transporte coletivo e automóveis para viagens de longas distâncias não existirão mais.

1.3.5 - Controle de redes neuronais

O cérebro humano é um notável computador o qual pode prover controles significativamente sofisticados para uma longa faixa de aplicações. No cérebro, um neurônio típico coleta sinais das mais variadas fontes e quando os sinais são suficientes, o neurônio envia um sinal para outra parte do sistema.

Durante esta operação, o neurônio é capaz de aprender o que necessita para melhorar sua performance. Malhas neuronais artificiais viabilizadas pelo moderno hardware computacional podem melhorar muito a performance de sistemas físicos. Então é muito provável que muitas malhas neuronais com controle empregando a Eletrônica de Potência serão disponíveis no ano 20º0.

1.3.6 - Inversores para suprir pico de carga, empregando a energia armazenada por baterias

Algumas destas unidades já se encontram em operação comercial nos Estados Unidos. Há uma pressão crescente para conservação de energia elétrica, acreditando se que este produto será muito importante no início do próximo século, pois ele será capaz de suprir os picos de carga e, em consequência, reduzir a capacidade instalada de kW.

1.4 - Importância dos Transformadores em Eletrônica de Potência

Os transformadores são empregados em eletrônica de potência para a adaptação de tensão e também, de forma mais específica, para o isolamento de corrente (isolamento galvânico). Este tipo de isolamento é muitas vezes necessário para que as correntes da etapa de potência não interfiram nos circuitos de comando e controle. Também, em algumas aplicações, o transformador pode isolar as componentes contínuas geradas pela retificação, evitando a introdução de harmônicos de corrente e tensão na rede de alimentação.

CAPITULO 2

Retificadores

2.1 - Introdução

Um retificador é um circuito que converte corrente alternada em corrente contínua.

2.2 - O Diodo de Potência

Os diodos semicondutores de potência são construídos com silício e apresentam resistência elétrica variável com a temperatura.

2.1.2 - Características Ideais

As características estáticas ideais do diodo são:

- Para uma tensão direta V_F tal que $V_F < 0$ ele apresenta resistência infinita, sendo capaz de bloquear tensões infinitas;

- Para $V_F > 0$ ele apresenta resistência nula, permitindo passagem de corrente sem queda de tensão.

Assim, se o diodo ideal for polarizado diretamente, o mesmo conduz a corrente elétrica sem perda de energia (efeito Joule).

No entanto, tais características são ideais visto que os diodos reais apresentam uma pequena resistência à circulação de corrente quando diretamente polarizados além de não bloquearem tensões muito elevadas quando polarizados reversamente.

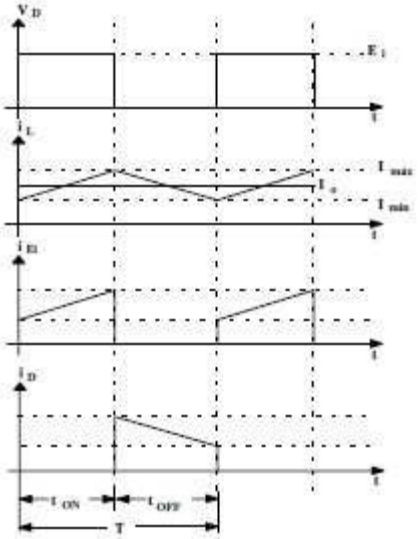


Fig. 2.1 - (a) Simbologia, (b) Características estáticas do diodo ideal.

2.1.2 - Diodo Real

Há dois tipos de diodos de potência: o diodo bipolar (baseado em uma junção semicondutora pn) e o diodo Schottky.

A característica estática do diodo bipolar é mostradas na Fig. 2.2. Tal característica é estabelecida experimentalmentepara cada componente. Em condução, o diodo pode ser representado por uma força eletromotriz E_O (que representa a queda de tensão própria) em série com a resistência r_F (resistência em condução do diodo), conforme ilustra a Fig. 2.3.

Na Fig. 2.2 observa se que o diodo pode bloquear uma tensão finita, representada por V_{RRM} (Tensão de Ruptura Reversa), acima da qual o diodo entra em condução com corrente reversa e acaba destruído pela elevação da temperatura na junção. Além disto, observa se que quando polarizado reversamente circula no diodo uma corrente de baixo valor denominada corrente de circulação reversa ou corrente de fuga.

Como exemplo, apresenta se os dados de catálogo fornecidos por um fabricante:

DIODO SKN 20/08 (SEMIKRON)

- TENSÃO REVERSA MÁXIMA (V_{RRM}) 80ºV
- TEMSÃO DIRETA (E0) 0,85V
- RESISTÊNCIA EM CONDUÇÃO (r_F) 11mΩ
- CORRENTE MÉDIA (I_{Dmed}) 20A
- CORRENTE DE CIRCULAÇÃO REVERSA (I_R) 0,15mA

2.1.3 - Potência Dissipada na Condução

Em condução o diodo dissipa parte da energia elétrica que o atravessa sob forma de calor. Tal potência elétrica pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$P = E_0 \cdot I_{Dmed} + r_F \cdot I_{Def}^2 \qquad (2.1)$$

Esta expressão é genérica, podendo ser empregada para qualquer forma de onda. Existem também as perdas durante os processos de entrada em condução e bloqueio (perdas de comutação) porém, para frequências menores que 40KHz tais perdas são desprezíveis frente as perdas em condução.

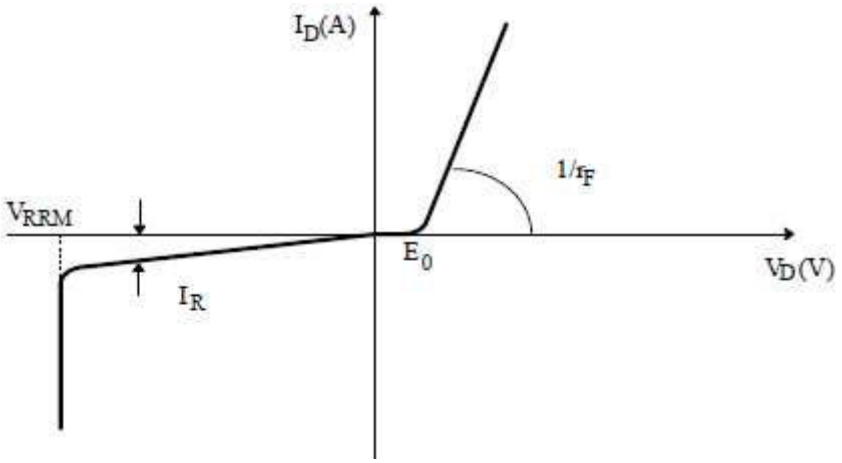


Fig. 2.2 - Característica Estática de um diodo bipolar.

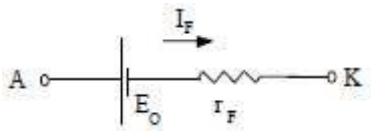


Fig. 2.3 - Circuito equivalente do diodo em condução.

2.1.4 - Características Dinâmicas:

As características dinâmicas estão ligadas aos processos de disparo e bloqueio do diodo.

DISPARO: O diodo bloqueado apresenta uma grande impedância que, quando polarizado diretamente, decai a um valor muito baixo. Este decaimento, no entanto, não ocorre instantaneamente devido as características físicas da junção. Desta forma, sempre que o diodo for diretamente polarizado ele não entra em condução imediatamente, ou seja, existe um tempo de retardo (t_d) para a condução efetiva. As formas de onda relativas ao disparo de um diodo são apresentadas na Fig. 2.4.

BLOQUEIO: Similarmente ao disparo, existe um tempo para que o diodo bloqueie efetivamente. Quando em condução, existe uma certa quantidade de elétrons do material tipo "n" circulando no material tipo "p" e um grande número de lacunas no material tipo "n". Isto estabelece um grande número de portadores minoritários em ambos os materiais que compõe a junção do diodo. Quando o diodo for polarizado reversamente, os portadores minoritários invertem o sentido da corrente a fim de retornarem ao estado de portadores majoritários. Durante este período, chamado tempo de estocagem (t_S) o diodo comporta se como um curto circuito, bloqueando se bruscamente no final deste período, o que provoca uma sobretensão. Após o tempo estocagem existe a transição ou tempo de decaimento da corrente (t_f). A soma destes dois períodos representa o tempo de recuperação do diodo (t_{rr}). As formas de onda relativas ao bloqueio de um diodo são apresentadas na Fig. 2.5.

2.2 - O SCR

Os Retificadores Controlados de Silício são dispositivos semicondutores que, quando polarizados diretamente, só começam a conduzir se receberem um comando através de uma corrente no terminal de gatilho (GATE). Tanto quanto os diodos, os SCRs apresentam resistência elétrica variável com a temperatura, portanto, dependente da potência que estiver conduzindo.

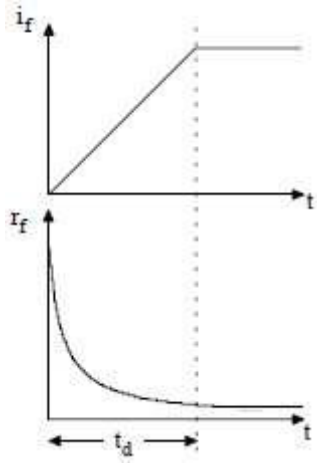


Fig. 2.4 - Formas de onda relativas ao disparo de um diodo com corrente imposta.

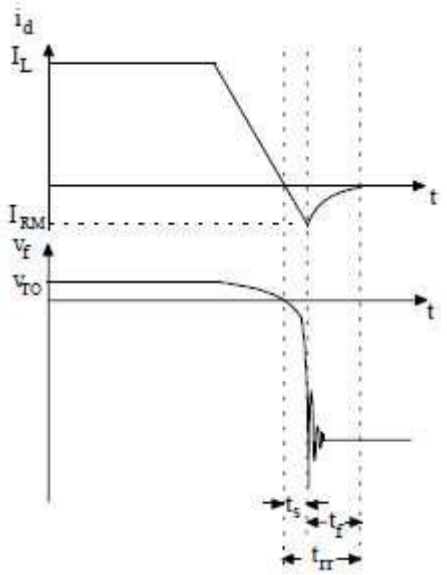


Fig. 2.5 - Característica dinâmica de bloqueio de um diodo.

2.2.1 - Características Ideais

O SCR ideal, enquanto estiver sem corrente de gatilho, é capaz de bloquear tensões diretas e reversas de valor infinito.

Tal característica é representada pelas retas 1 e 2 na Fig. 2.6

Quando habilitado, ou seja, quando comandado por uma corrente de gatilho I_g, o SCR se comporta como um diodo ideal como podemos observar nas retas 1 e 3. Sob esta condição o SCR ideal é capaz de bloquear tensões reversas infinitas e conduzir, quando diretamente polarizado, correntes infinitas sem perda de energia por efeito Joule.

Assim como para os diodos, tais características são ideais e os SCRs reais apresentam uma pequena resistência à circulação de corrente quando diretamente polarizados e habilitados, além de não bloquearem tensões muito elevadas quando polarizados reversamente.

2.2.2 - SCR Real

Existem limites de tensão e corrente que um SCR pode suportar. Tais limites constituem as características estáticas reais como mostra a Fig. 2.7. As curvas 1 e 2 apresentam as características para o SCR sem I_G enquanto as curvas 1 e 3 mostram as características para o SCR habilitado.

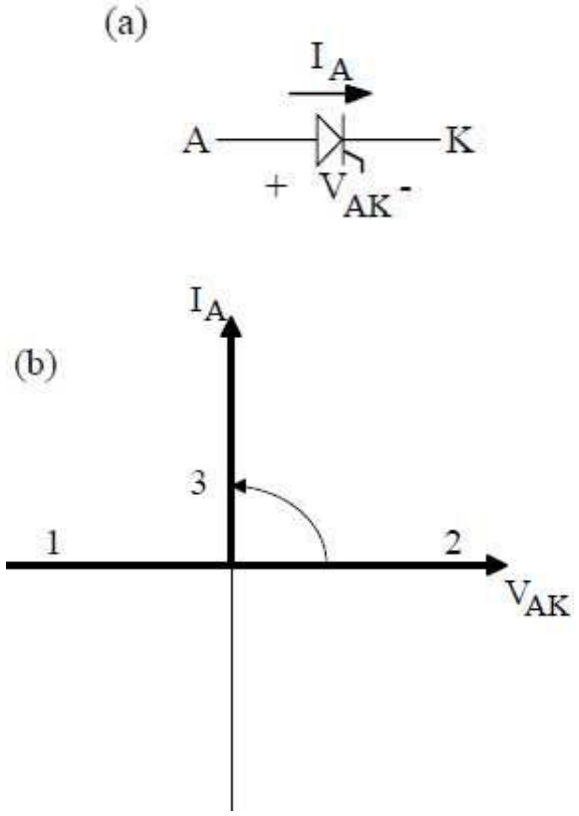


Fig. 2.6 - (a) simbologia e (b) características estáticas do SCR ideal.

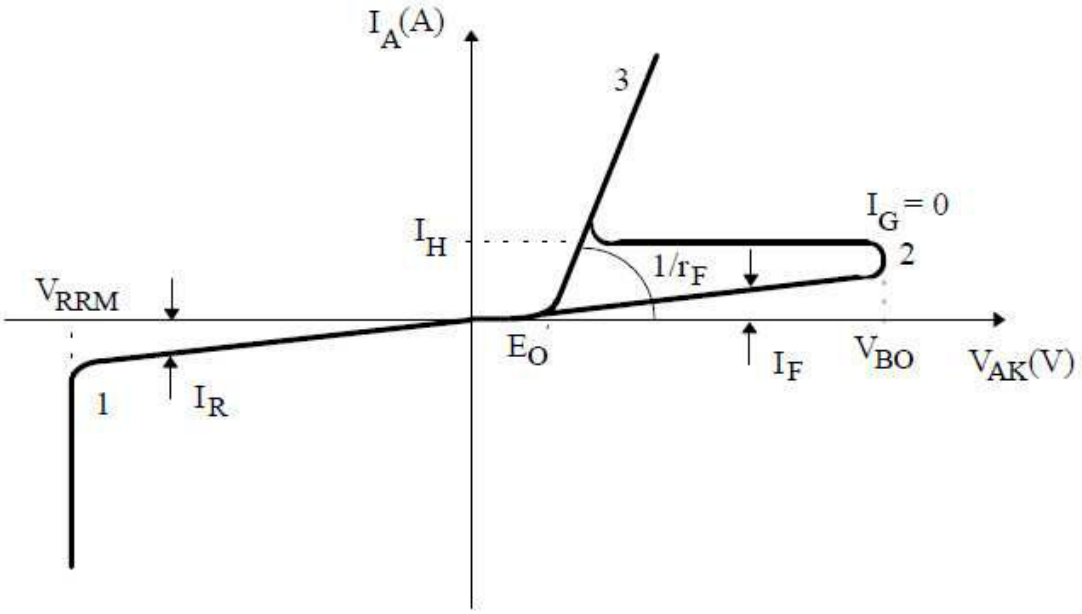


Fig. 2.7 - Características estáticas reais do SCR.

As grandezas envolvidas são:

- E_0 - tensão em condução
- V_{BR} - tensão de ruptura reversa
- V_{BO} - tensão de ruptura direta
- I_R - corrente reversa
- I_F - corrente direta
- R_O - resistência em condução

Analogamente ao diodo, podemos representar o SCR por seu circuito elétrico equivalente, mostrado na Fig. 2.8.

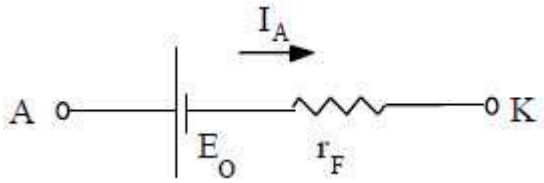


Fig. 2.8 - Circuito equivalente do diodo em condução.

2.2.3 - Perdas em Condução

O SCR conduzindo dissipa uma potência elétrica em forma de calor que pode ser calculada por:

$$P = E_0 \cdot I_{Tmed} + r_0 \cdot I_{Tef}^2 \qquad (2.2)$$

Onde I_{Tmed} e I_{Tef} são, respectivamente, as componentes média e eficaz da corrente do SCR.

Como exemplo, temos os dados de catálogo fornecidos pelo fabricante:

SCR SKT 16/06 C (SEMIKRON)

•TENSÃO REVERSA MÁXIMA (VRRM)	60ºV
•TENSÃO DIRETA EM CONDUÇÃO (E_0)	1,0V
•RESISTÊNCIA EM CONDUÇÃO (r_F)	20mΩ
•CORRENTE MÉDIA (I_{Dmed})	16A
•CORRENTE DE DISPARO MÍNIMA (I_G)	10ºmA
•TENSÃO DE GATILHO (V_G)	3,0V

2.2.4 - Características Dinâmicas

As características dinâmicas do SCR estão ligadas diretamente com o comportamento transitório do componente durante os processos de entrada em condução e bloqueio. Inicialmente estudar se á o comportamento do SCR no disparo (Fig. 2.9). Considere que no instante t_0 a interruptor S é fechado e a fonte V_G fornece a corrente I_G ao gatilho. As formas de onda de interesse para o disparo são mostradas na figura 2.10, onde:

O tempo de fechamento $t_{on} = t_d + t_r$, é o tempo necessário para que o SCR comece a conduzir efetivamente a partir do disparo.

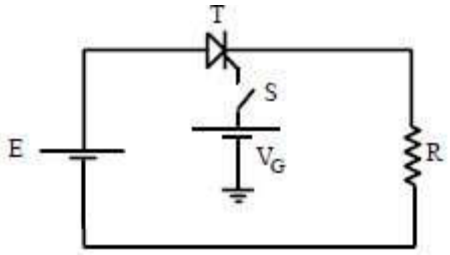


Fig. 2.9 - Circuito para o estudo do disparo do SCR.

O tempo de retardo t_d é a maior componente do tempo de fechamento e depende principalmente da amplitude da corrente de gatilho I_G e da velocidade de crescimento da referida corrente. O tempo de decaimento da tensão anodo-catodo t_r independe da corrente I_G. Apenas as características de fabricação do componente interferem no decaimento de VAK.

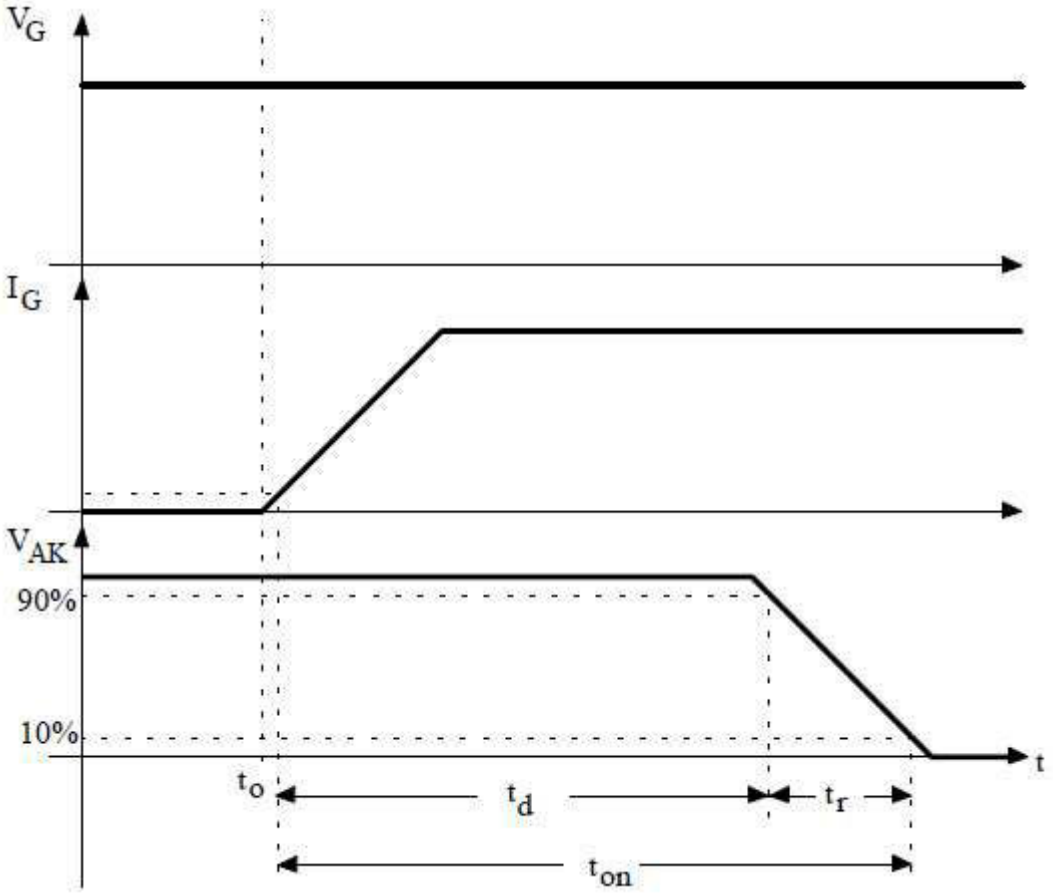


Fig. 2.10 - Representação do atraso no disparo do SCR.

Para o estudo da dinâmica de bloqueio utilizamos o circuito da Fig. 2.11. O indutor l representa uma indutância parasita que influencia no decaimento da corrente do SCR.

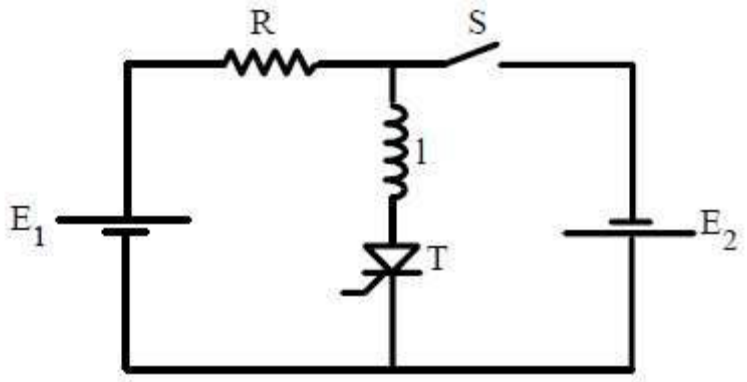


Fig. 2.11 - Circuito para o estudo do bloqueio do SCR

Enquanto o SCR conduz a corrente de carga, o interruptor S encontra se aberto. Quando, em $t = t_0$, o interruptor S é fechado, inicia se o processo de bloqueio do SCR. No instante $t = t_1$, o interruptor S é novamente aberto e o SCR encontra- se bloqueado. Podemos observar o processo dinâmico de bloqueio do SCR pela Fig. 2.12. Após o tempo de recuperação do SCR t_{rr}, para que o SCR possa bloquear efetivamente é necessário manter a tensão reversa por um tempo igual ou maior do que t_q. Isto é necessário para que o SCR possa alcançar o equilíbrio térmico e permanecer bloqueado até ser aplicada corrente em seu gatilho... A corrente reversa máxima (I_{RM}) tem valor limitado e que depende das características do SCR e do circuito. O tempo t_q varia desde 5 µs para os SCR rápidos até 50 - 40º µs para os SCR lentos.

2.2.5 - Corrente de Retenção e Corrente de Manutenção

Para entrar em condução o SCR deve conduzir uma corrente suficiente, cujo valor mínimo recebe o nome de corrente de retenção I_L. O SCR não entrará em condução se a corrente de gatilho for suprimida antes que a corrente de anodo atinja o valor I_L. Este valor I_L é em geral de duas a três vezes a corrente de manutenção I_H que, uma vez retirada a corrente de gatilho, é a suficiente para manter o estado de condução.

2.3 - Retificador Monofásico de Meia Onda:

2.3.1 - Carga Resistiva:

A estrutura básica de um retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga resistiva é apresentado na figura 2.13. Para esta estrutura, somente os semiciclos positivos da fonte de alimentação, ou parte deles, serão aplicados na carga quando o SCR for disparado. Os semiciclos negativos são integralmente bloqueados.

O SCR é disparado por uma corrente I_G em um ângulo α entre 0 e 180º, passando a conduzir e permitindo a aplicação de uma tensão na carga.

As correspondente formas de onda para o retificador da figura 2.13 são mostradas na figura 2.14 para um ângulo de disparo α.

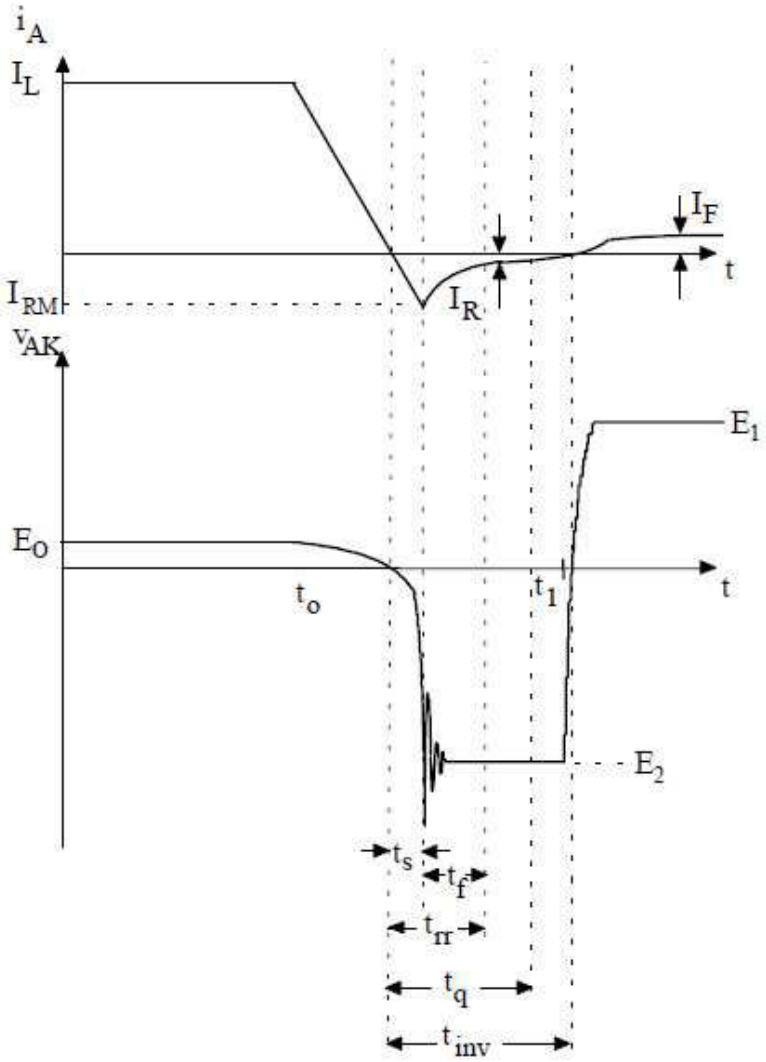


Fig. 2.12 - Característica dinâmica de bloqueio do SCR, mostrando o tempo mínimo de aplicação de tensão inversa t_q.

A expressão da tensão da fonte de alimentação é dada por:

$$v = \sqrt{2} \cdot V_0 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \tag{2.3}$$

Onde V_0 é a tensão eficaz.

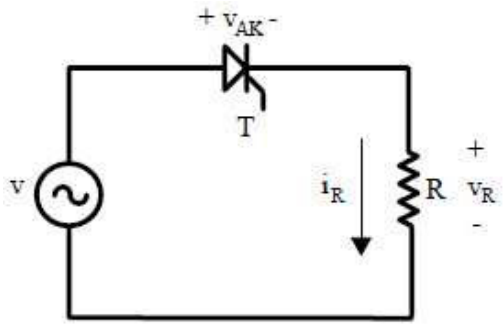


Fig. 2.13 - Retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga resistiva.

Podemos calcular os valores de tensão e corrente média na carga através das seguintes expressões:

$$V_{Rmé\,d} = 0{,}225 \cdot V_0 \cdot (1 + \cos\alpha) \tag{2.4}$$

$$I_{Rmé\,d} = \frac{0{,}225 \cdot V_0}{R} \cdot (1 + \cos\alpha) \tag{2.5}$$

Conforme o esperado, a tensão média na carga é função do ângulo de disparo α e, ao variar se α estamos variando automaticamente a tensão na carga. A função da tensão média na carga é representada graficamente pela Fig. 2.15. Esta função é cossenoidal e, portanto, não-linear. Isto dificulta o projeto de circuitos reguladores ou circuitos de controle dos sistemas de comando dos retificadores a SCR. Porém, pode se obter uma variação de tensão ao longo de quase 180º.

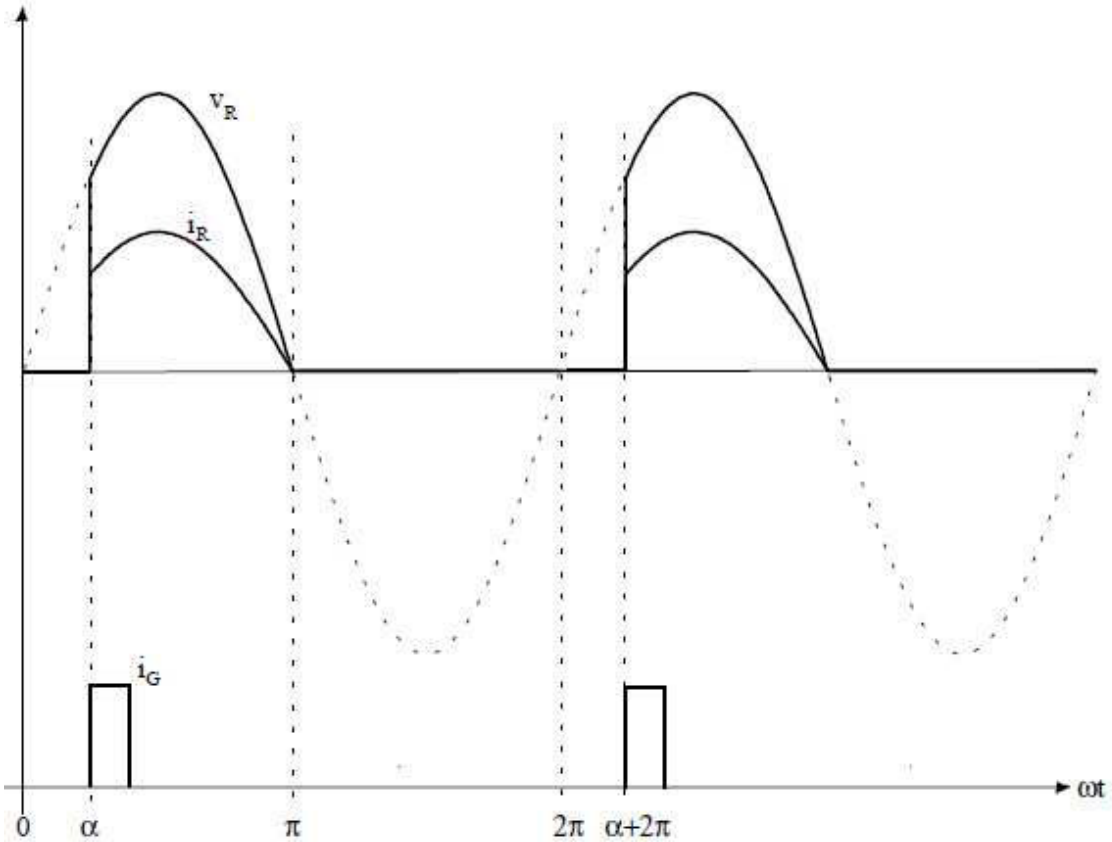


Fig. 2.14 - Formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.12.

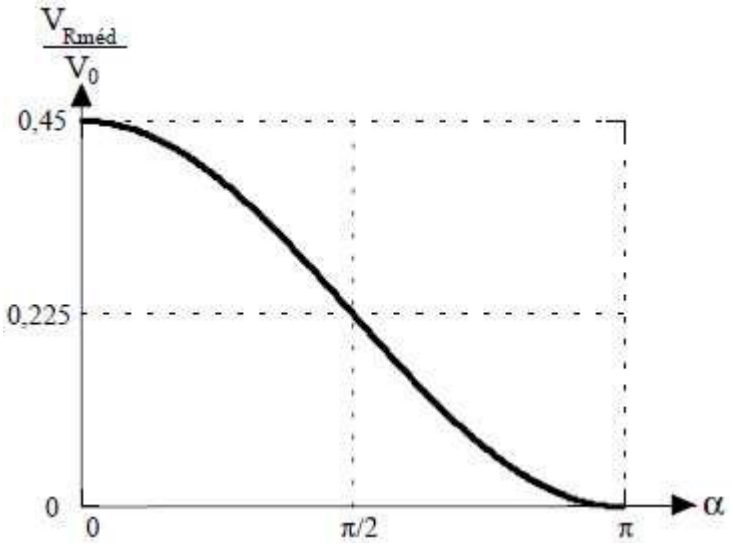


Fig. 2.15 - Tensão média aplicada em carga resistiva por um retificador controlado de meia-onda em função do ângulo de disparo α.

Para o cálculo da tensão e corrente eficaz na carga, empregam se as expressões abaixo:

$$V_{Ref} = V_0 \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2 \cdot \pi} + \frac{sen2\alpha}{4 \cdot \pi}\right)} \quad (2.6)$$

$$I_{Ref} = \frac{V_0}{R} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2 \cdot \pi} + \frac{sen2\alpha}{4 \cdot \pi}\right)} \quad (2.7)$$

A potência média na carga é dada por:

$$P_{Rmé\,d} = \frac{V_0^2}{R} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2 \cdot \pi} + \frac{sen2\alpha}{4 \cdot \pi}\right) \quad (2.8)$$

Para esta estrutura, as correntes que circulam na carga são as mesmas que circulam pelo SCR. Para um dimensionamento correto é necessário o conhecimento da tensão reversa máxima e corrente máxima sobre o SCR.

$$V_{RRM} = \sqrt{2} \cdot V_0 \quad (2.9)$$

$$I_{Amá\,x} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_0}{R} \quad (2.10)$$

Observação: Substituindo se o SCR por um diodo, obtém se um retificador monofásico de meia onda não controlado (figura 2.16). Neste retificador, os semiciclos positivos da fonte de alimentação são aplicados integralmente à carga. Assim, para calcular se os valores de tensão

e corrente média e eficazes e a potência média na carga basta fazer α = 0 nas expressões (2.4) a (2.8), resultando nas expressões (2.11) a (2.15).

$$V_{Rmé\,d} = 0{,}45 \cdot V_0 \tag{2.11}$$

$$I_{Rmé\,d} = \frac{0{,}45 \cdot V_0}{R} \tag{2.12}$$

$$V_{Ref} = \frac{V_0}{\sqrt{2}} \tag{2.13}$$

$$I_{Ref} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_0}{R} \tag{2.14}$$

$$P_{Rméd} = \frac{V_0^{\,2}}{2 \cdot R} \tag{2.15}$$

As formas de onda interesse para o retificador da figura 2.16 são apresentadas na figura 2.17.

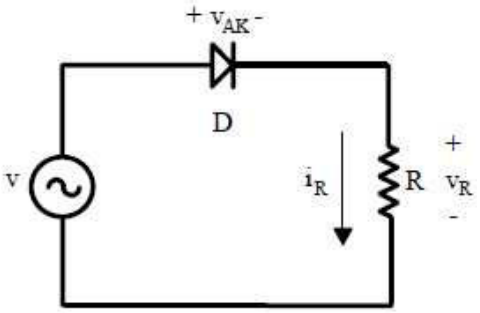


Fig. 2.16 - Retificador monofásico não controlado de meia onda alimentando uma carga resistiva.

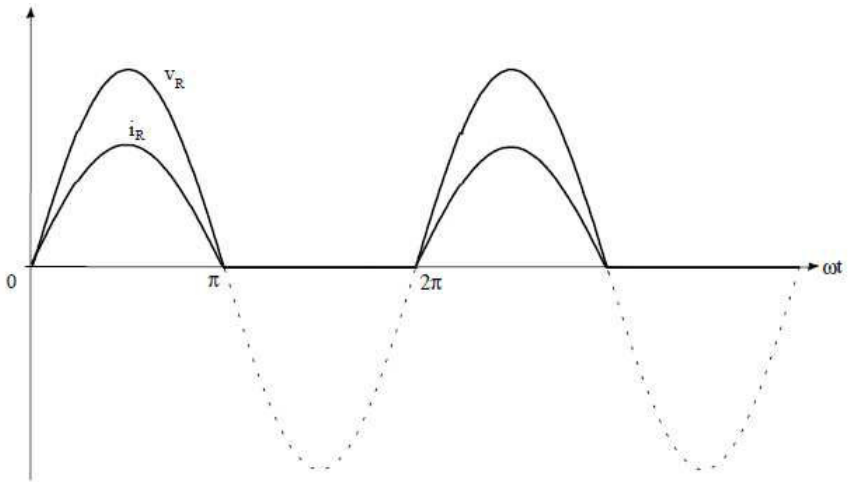


Fig. 2.17 - Formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.16.

Exemplo 2.1 - O valor eficaz da tensão da fonte de alimentação do circuito da figura 2.13 é 10º V. Calcular os valores médio e eficaz da corrente na carga e desenhar as formas de onda da tensão no SCR para α = 45º e α =135º e R = 10Ω.

Substituindo V0 = 10º V, R = 10Ω.e α = 45º nas expressões (2.5) e (2.7) resulta:

$$I_{Rméd} = \frac{0{,}225 \cdot 100}{10} \cdot (1 + \cos 45^o) = 3{,}84A$$

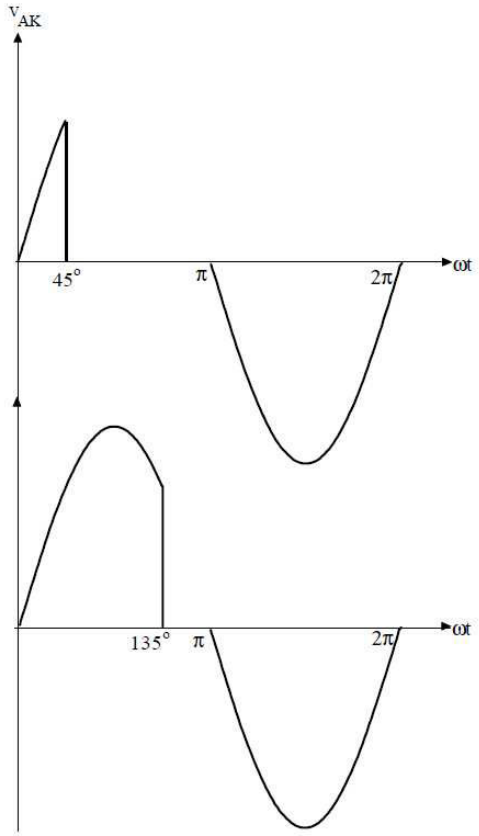
$$I_{Ref} = \frac{100}{10} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{2} - \frac{0.785}{2 \cdot \pi} + \frac{\text{sen}(2 \cdot 45^o)}{4 \cdot \pi}\right]} = 6{,}74A$$

Agora, com α =135º resulta:

$$I_{Rméd} = \frac{0{,}225 \cdot 100}{10} \cdot (1 + \cos 135^o) = 0{,}66A$$

$$I_{Ref} = \frac{100}{10} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{2} - \frac{2{,}36}{2 \cdot \pi} + \frac{\text{sen}(2 \cdot 135^o)}{4 \cdot \pi}\right]} = 2{,}12A$$

As formas de onda de tensão no SCR para α = 45º e α =135º são apresentadas abaixo:



2.3.2 - Carga Resistiva-Indutiva (RL):

A maioria dos acionamentos industriais que empregam conversores estáticos contém cargas do tipo RL. Tais cargas apresentam um funcionamento típico devido a presença do indutor. Como sabemos, os indutores provocam um atraso na corrente elétrica devido ao fato de que estes constituem se em elementos armazenadores de energia. Sempre que uma corrente percorre um indutor, parte da energia elétrica é transformada em energia magnética e fica retida (armazenada) sob forma de campo magnético no indutor. Quando deseja se interromper a corrente é necessário que toda a energia armazenada pelo indutor seja evacuada, pois, os indutores não possuem a capacidade de, quando desconectados do circuito (circuito aberto), reterem a energia que acumularam.

A Fig. 2.18 mostra o retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga RL.

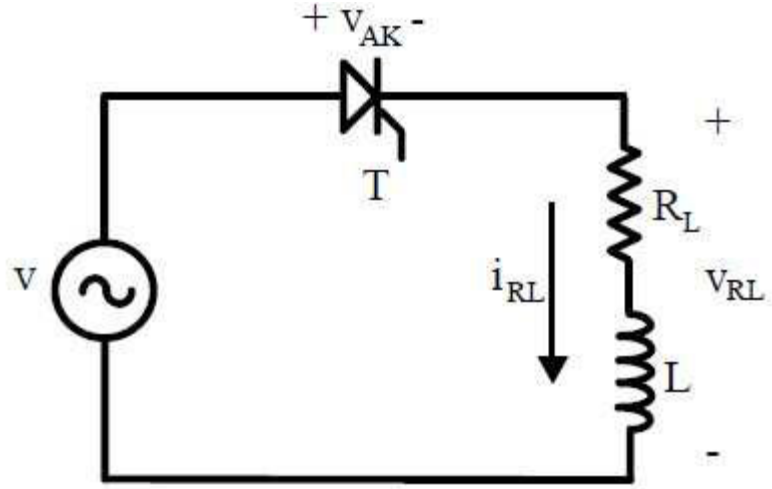


Fig. 2.18 - Retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga RL.

Então, quando se alimenta uma carga RL através de um retificador monofásico de meia onda, existirá sempre um atraso devido ao indutor forçar a circulação de corrente mesmo após o início do semiciclo negativo. Em consequência disto, o SCR não mais se bloqueia em $\omega t=\pi$, ou seja, quando a tensão passa por zero e torna se negativa. O SCR então permanece conduzindo enquanto a corrente de carga não se anula, permitindo tensões instantaneamente negativas sobre a carga e fazendo com que a tensão média diminua.

A figura 2.19 apresenta as formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.18.

O SCR conduz então por um ângulo $\gamma = \beta - \alpha$, onde β é o ângulo de extinção e $\pi < \beta < 2\pi$.

Para determinar os valores médios e eficazes da tensão e corrente na carga é necessário que conheçamos o ângulo γ. A figura 2.20 apresenta uma família de curvas de γ em função de α para vários valores do ângulo de carga φ, onde φ é calculado por:

$$\phi = \text{arctg}\frac{\omega L}{R} \tag{2.16}$$

A tensão e a corrente média na carga são dadas em função de α e de β por:

$$v_{RLméd} = 0{,}225 \cdot V_0 \cdot (\cos\alpha - \cos\beta) \tag{2.17}$$

$$I_{RLmé\,d} = \frac{0{,}225 \cdot V_0}{R} \cdot (\cos\alpha - \cos\beta) \tag{2.18}$$

Observação: Devido ao indutor armazenar e evacuar a energia em cada ciclo de funcionamento, a tensão média sobre ele é nula. Por esta razão é que se pode calcular a corrente média sobre a carga de acordo com a expressão (2.18)

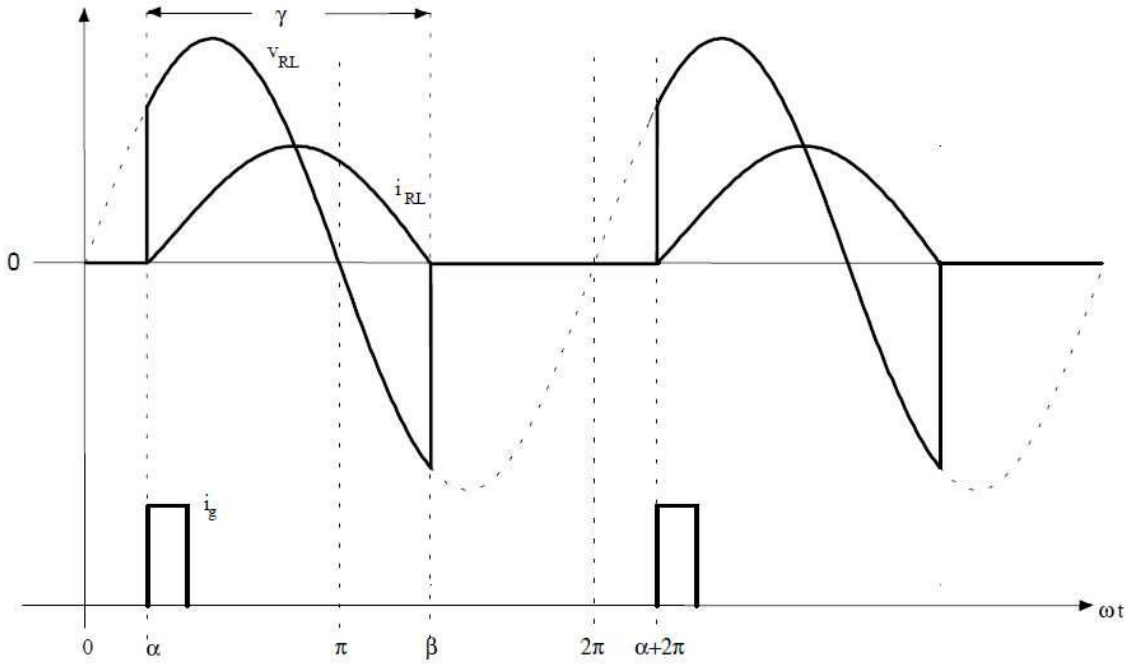


Fig. 2.19 - Formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.18.

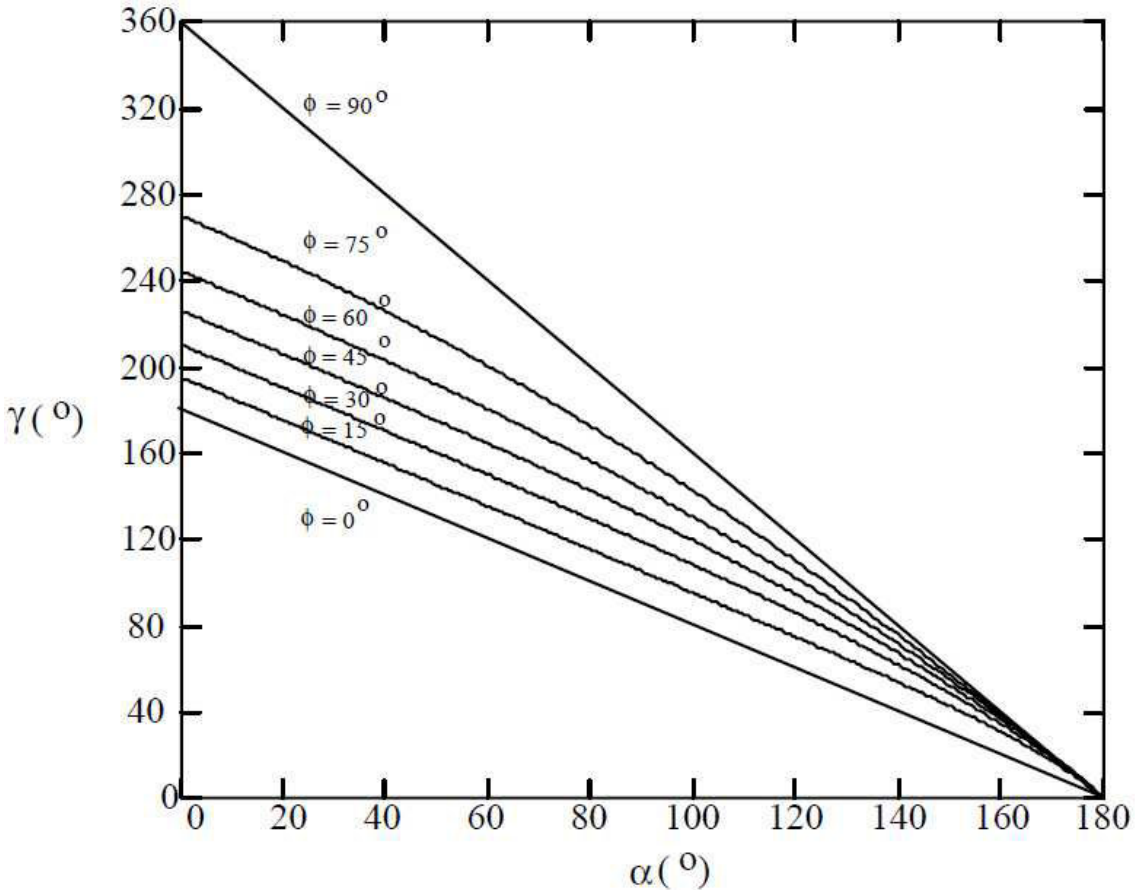


Fig. 2.20 - Ângulo γ *em função de* α *para vários valores do ângulo de carga* φ.

A expressão (2.19) define <u>o valor normalizado de corrente</u> (independente do valor da tensão de entrada e da impedância de carga).

$$\overline{I} = \frac{I}{I_{BASE}} \tag{2.19}$$

Onde:

$$I_{BASE} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_0}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}}.$$

I é o valor da corrente em A e

A família de curvas da corrente eficaz normalizada em função de α para vários valores do ângulo de carga φ é apresentada na figura 2.21.

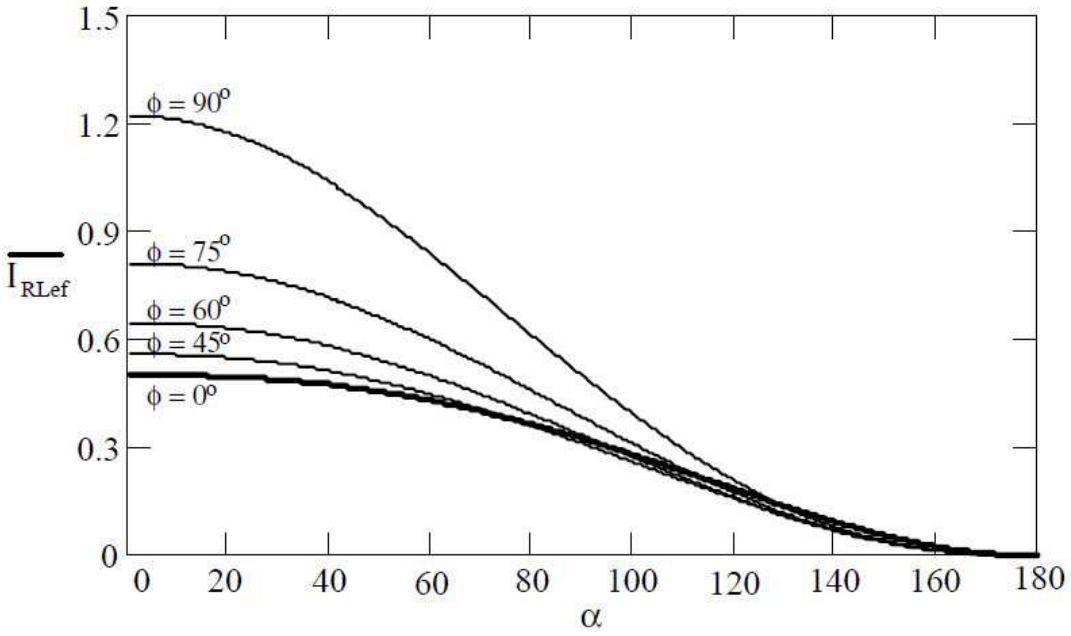


Fig. 2.21 - Corrente $\overline{I_{RLef}}$ *em função de* α *para vários valores do ângulo de carga* φ.

Exemplo 2.2 - O valor eficaz da tensão da fonte de alimentação do circuito da figura 2.18 é 10º V. Calcular os valores médio e eficaz da corrente na carga para α = 45º e R = 10Ω e ωL = 10Ω

Substituindo R = 10Ω e ωL = 10Ω em (2.16), obtém se:

φ = *arctg* (10/10) = 45º

Para α = 45º e φ = 45º, obtém se, a partir da figura 2.20, γ = 180º. Assim, β = 225º.
Substituindo V0 = 10º V, R = 10Ω.e β = 225º na expressão (2.18) resulta:

$$I_{RLméd} = \frac{0{,}225 \cdot 100}{10} \cdot (\cos 45^o - \cos 225^o) = 3{,}18A$$

A corrente de base é:

$$\frac{\sqrt{2} \cdot V_0}{\sqrt{R^2 + (\omega \cdot L)^2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 100}{\sqrt{200}} = 10A$$

Para α = 45º e φ = 45º, obtém se, a partir da figura 2.21, $\overline{I_{RLef}} = 0{,}5$. Assim:

$$I_{RLef} = 0{,}5\ 10 = 5\ A$$

2.3.3 - Diodo de Roda-Livre ou Circulação:

Quando o retificador estiver alimentando uma carga RL, sempre existirá uma parcela de tensão negativa sobre a carga devido ao atraso da corrente produzido pelo indutor da carga. Como já foi dito, isso provoca a diminuição da tensão média sobre a carga caracterizando uma desvantagem.

Então, emprega se um diodo em paralelo com a carga (diodo de roda-livre) para suprimir a parcela de tensão negativa, aumentando a tensão média na carga. A Fig. 2.22 apresenta a estrutura do retificador com diodo de roda livre.

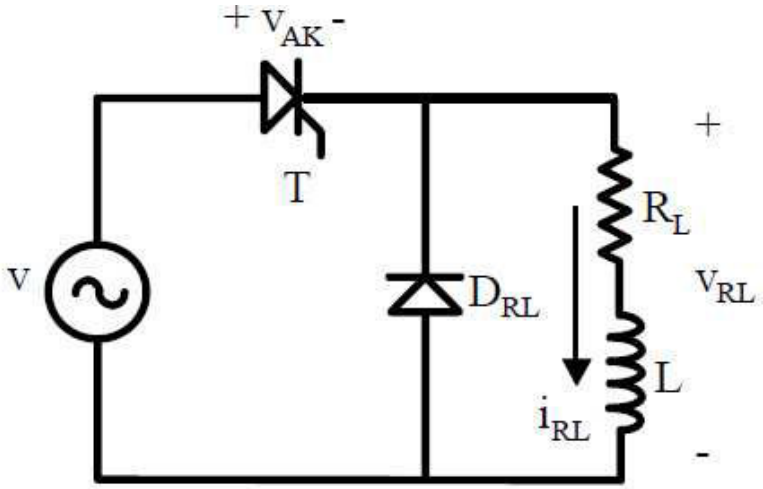


Fig. 2.22 - Retificador monofásico controlado de meia onda com diodo de roda-livre.

A estrutura apresenta duas sequências de funcionamento, conforme ilustra a figura 2.23. Na primeira sequência, que ocorre durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação, o SCR T conduz a corrente de carga, permitindo uma tensão positiva na carga, enquanto o diodo D_{RL} permanece bloqueado. Esta etapa representa o fornecimento de potência à carga.

Quando a tensão da fonte inverte de polaridade (semiciclo negativo), o SCR T bloqueia e o diodo D_{RL} assume a corrente de carga. Nesta etapa a tensão na carga é nula e ocorre a recuperação de energia do indutor, ou seja, a energia armazenada pelo indutor sob forma de campo magnético será dissipada no resistor R_L.

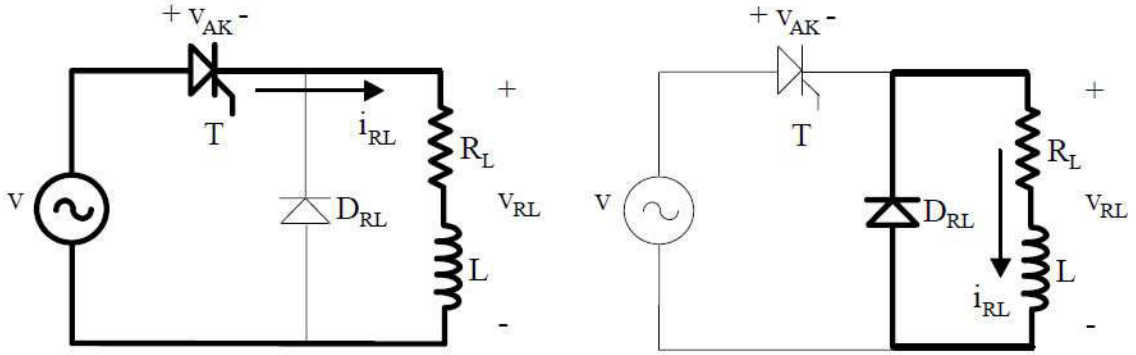


Fig. 2.23 - Sequências de funcionamento do retificador monofásico controlado de meia onda com diodo de roda-livre.

Devido ao fato da indutância provocar um atraso na extinção da corrente, pode ocorrer condução contínua (a corrente nunca atinge o valor zero) se a constante de tempo da carga for muito elevada, ou seja, se a indutância for muito grande, preponderando sobre a parcela resistiva. A condução contínua pode ser de grande interesse visto que reduz consideravelmente o número de harmônicos de corrente da carga. A figura 2.24 apresenta as formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.22 operando em condução contínua.

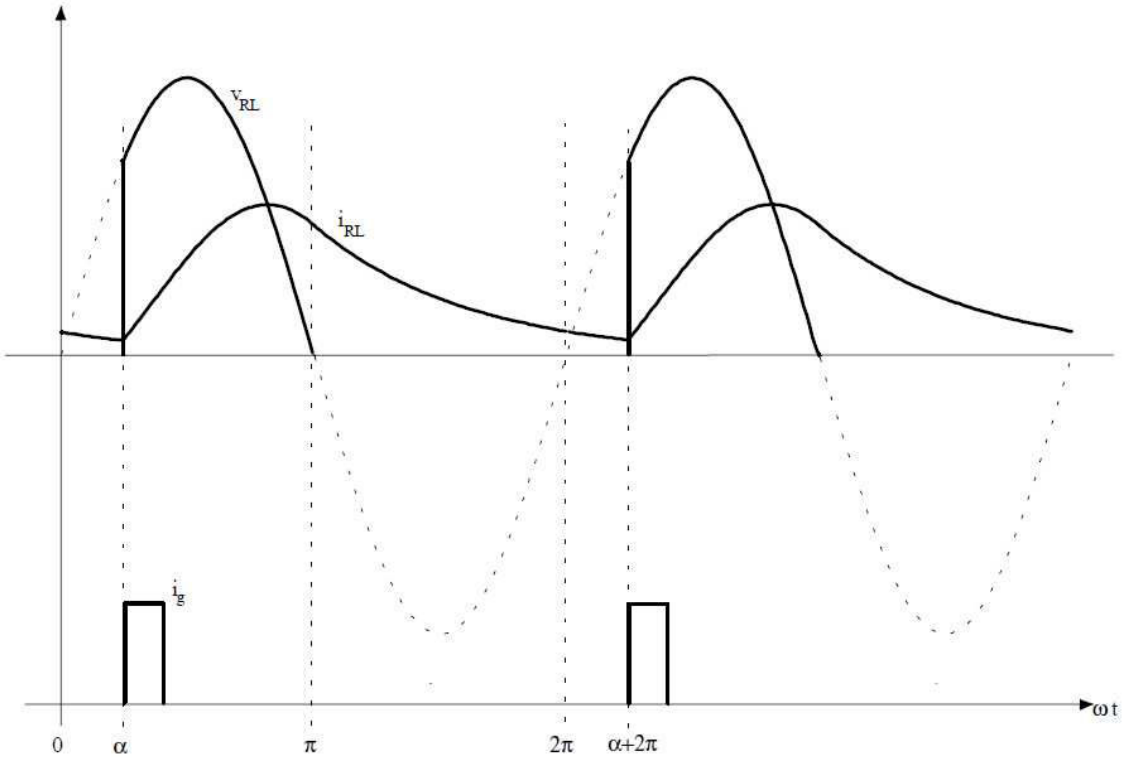


Fig. 2.24 - Formas de onda na carga para o retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga RL em condução contínua.

2.3.4 - Influência do Uso do transformador na Estrutura do Retificador de Meia Onda

Em muitas aplicações faz se necessário o uso de um transformador, seja para adaptação de tensão ou para isolamento galvânico. Assim, é interessante analisar o funcionamento desta estrutura empregando um transformador.

A Fig. 2.25 mostra o retificador monofásico não-controlado de meia onda com diodo de roda-livre alimentado por transformador.

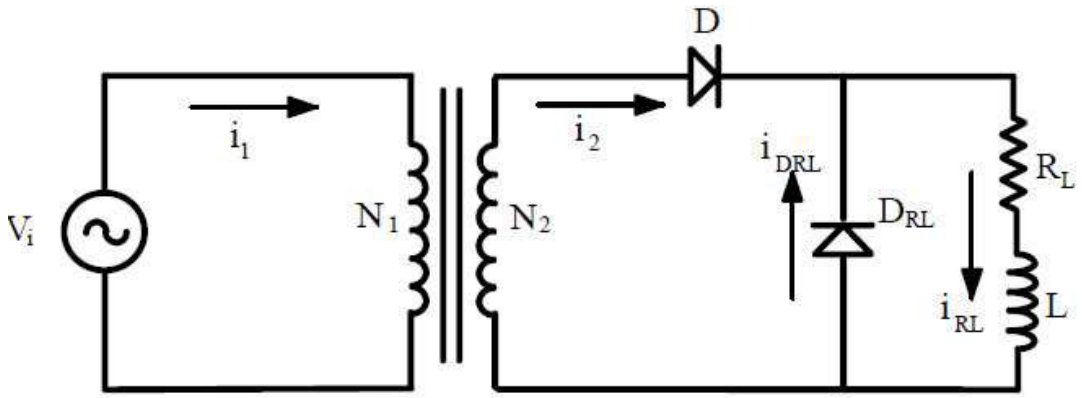


Fig. 2.25 - Retificador monofásico não-controlado de meia onda com diodo de roda-livre alimentado por transformador.

Para a análise do funcionamento desta estrutura, considera se uma corrente de carga livre de harmônicas (puramente contínua) e um transformador com ganho unitário, com corrente magnetizante nula. As correntes envolvidas estão representadas na figura 2.26

No secundário do transformador circulará corrente apenas quando o diodo principal estiver conduzindo, isto é, durante o semiciclo positivo da fonte de alimentação. Durante o semiciclo negativo a corrente fica "aprisionada" na malha formada pela carga e D_{RL}, não circulando pelo transformador .

Em consequência disto, a corrente no secundário do transformador será de forma retangular (contínua pulsante) e que pode ser decomposta em duas componentes: uma componente alternada e uma componente contínua, ambas com a metade do valor de pico da onda original.

Como é do conhecimento do leitor, o princípio de funcionamento dos transformadores baseia se no fenômeno da indução magnética e a indução magnética só ocorre quando houver variação de fluxo no tempo. Como o fluxo magnético é produzido pelas correntes, uma corrente contínua produz um fluxo também contínuo. Portanto, a componente contínua da corrente no secundário do transformador não é refletida para o primário e tende a saturar o núcleo magnético do mesmo.

Desta forma, esta estrutura deve ser empregada em pequenas potências.

Define se a potência nominal aparente do transformador a partir de uma potência definida de carga:

$$P_L = V_{RLméd} \cdot I_{Rlméd} \qquad (2.20)$$

A potência no primário do transformador em função da potência de carga é calculada pela expressão (2.21), enquanto que a potência no secundário é calculada por (2.22):

$$P_1 = 1{,}11 \cdot P_L \qquad (2.21)$$

$$P_2 = 1{,}57 \cdot P_L \qquad (2.22)$$

Nota se que a potência aparente nominal no secundário do transformador é 57% maior do que a potência da carga, indicando que o mesmo é mal aproveitado e reforçando a ideia de

utilização em baixas potências. Ainda, conclui se que o dimensionamento do transformador deve ser feito pela potência aparente nominal do secundário.

O fenômeno do mal aproveitamento se deve a componente contínua circulando no secundário, que produz a saturação do núcleo.

2.3.5 - Carga RL com Força Eletromotriz (RLE):

Nesta seção é estudado o efeito da inclusão de uma força eletromotriz no circuito de carga de um retificador de meia onda. Esta é uma situação resultante, por exemplo, do emprego de retificadores para carga de baterias ou para excitar o circuito de armadura de um motor CC.

A estrutura do retificador monofásico controlado de meia onda alimentando carga RLE é apresentada na figura

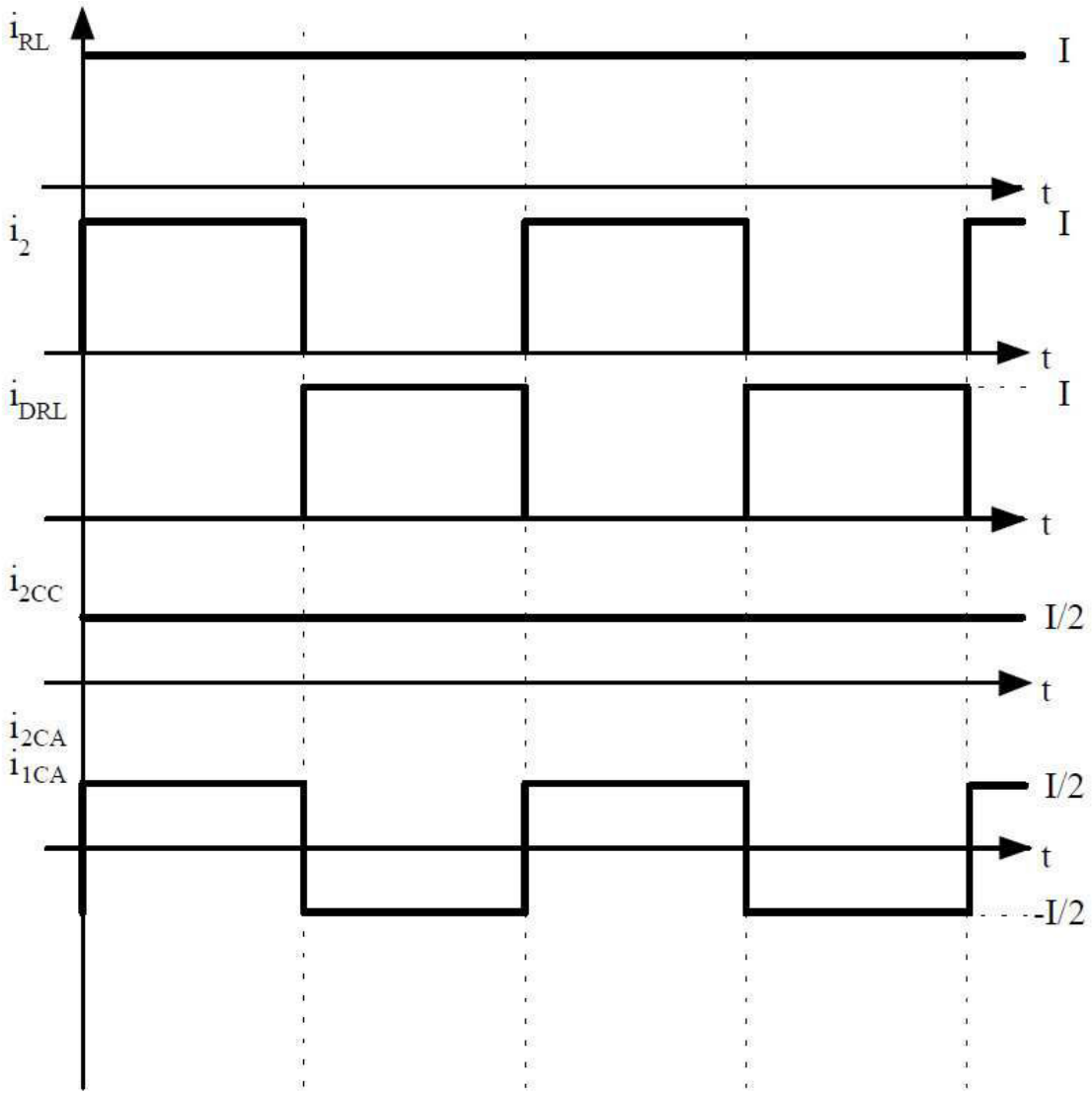


Fig. 2.26 - Correntes de interesse para o circuito da figura 2.25.

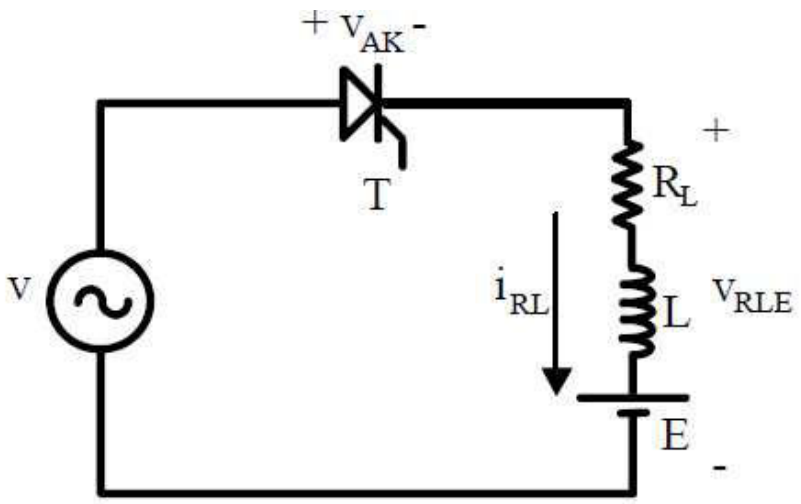


Fig. 2.27 - Retificador monofásico controlado de meia onda alimentando uma carga RLE.

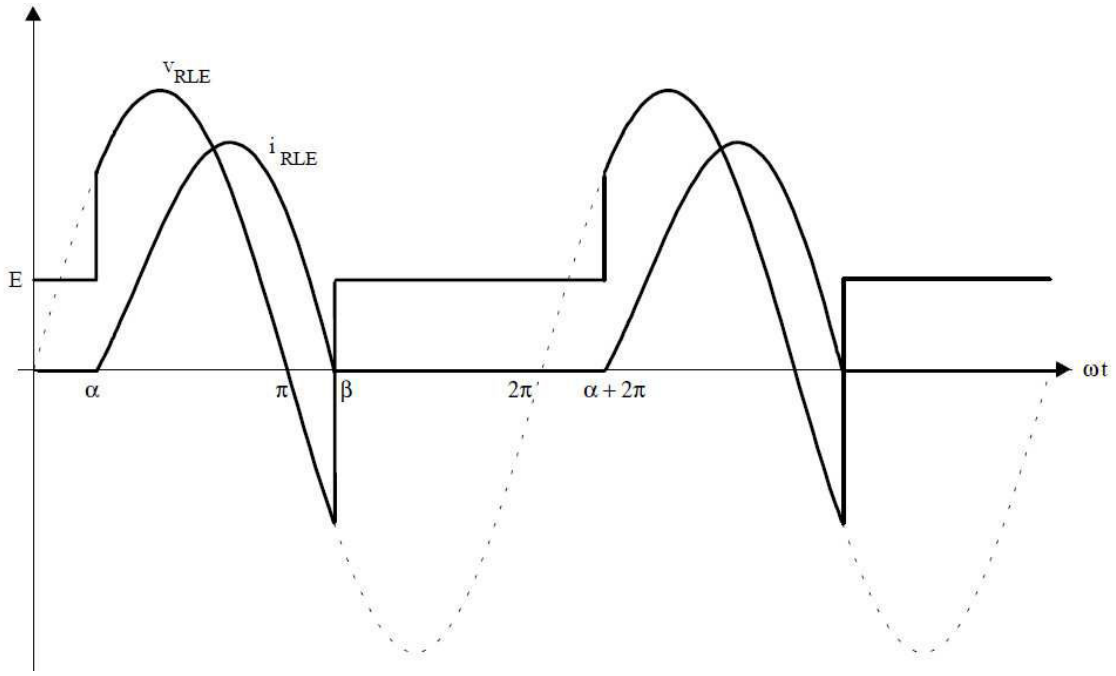


Fig. 2.28 - Formas de onda de tensão e corrente na carga para o retificador da figura 2.27.

Devido a existência da fonte E na carga, o SCR só estará diretamente polarizado em um instante superior a θ. Isto se deve ao fato da tensão senoidal da fonte ser menor que E quando ωt é menor do que θ. O ângulo θ é calculado pela expressão:

$$\theta = \text{sen}^{-1} m \qquad (2.23)$$

Onde:

$$m = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot V_0} \qquad (2.24)$$

As figuras 2.29, 2.30 e 2.31 apresentam, respectivamente, o ângulo de extinção β, a corrente média normalizada e a corrente eficaz normalizada em função de α com m como parâmetro para o caso da resistência de carga ser desprezível (R = 0, carga LE).

Exemplo 2.3 - O circuito mostrado na figura 2.27, onde R = 0 e XL = 3 Ω é empregado para carregar um banco de baterias no qual a tensão nominal é E = 72 V. Calcule as correntes média e eficaz na linha (110V/60Hz) e o fator de potência da fonte se:

a. E = 48 V, α = 60º (baterias descarregadas)

b. E = 78 V, α = 120º (baterias totalmente carregadas)

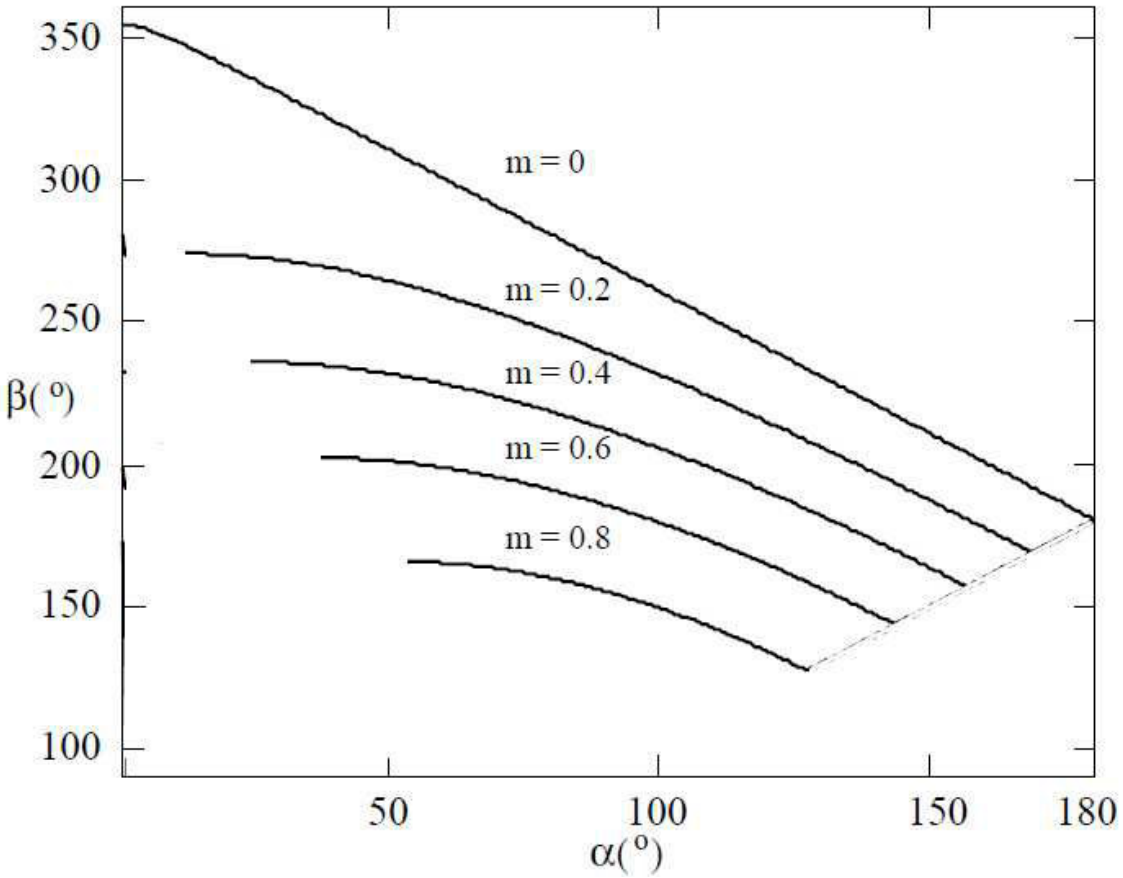


Fig. 2.29 - Ângulo de extinção β em função de α com m como parâmetro para o retificador monofásico de meia onda alimentando carga LE.

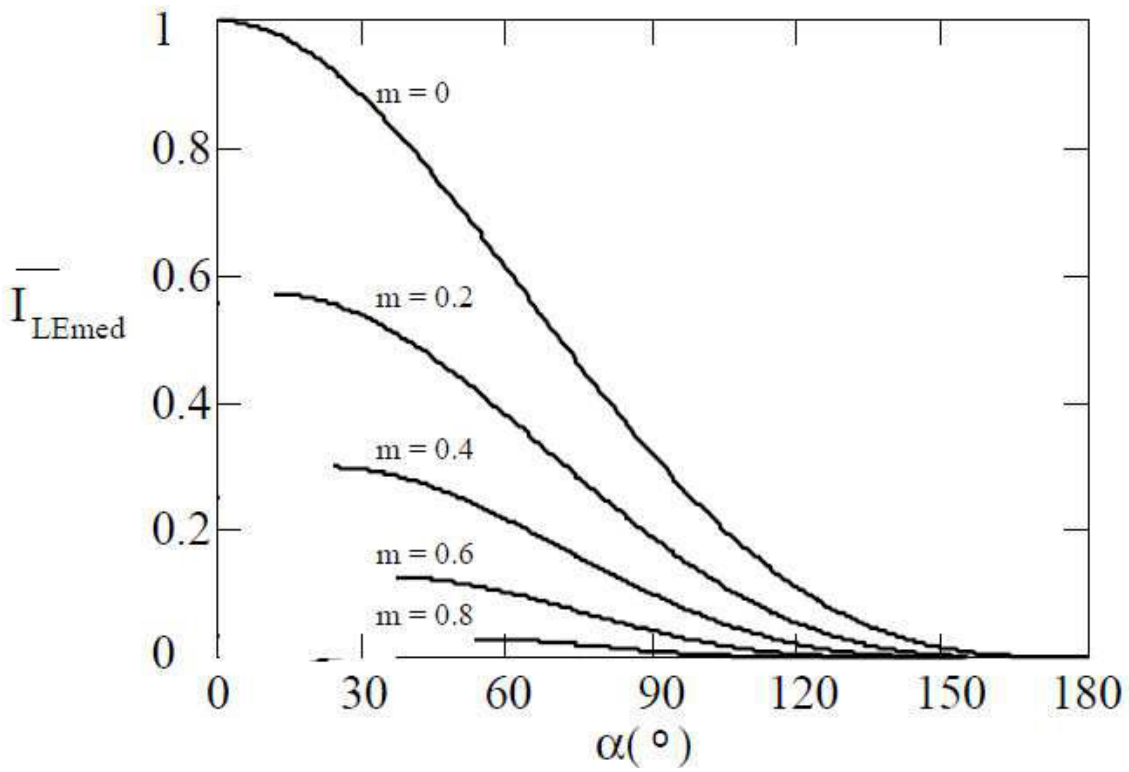


Fig. 2.30 - Corrente média normalizada em função de α com m como parâmetro para o retificador monofásico de meia onda alimentando carga LE.

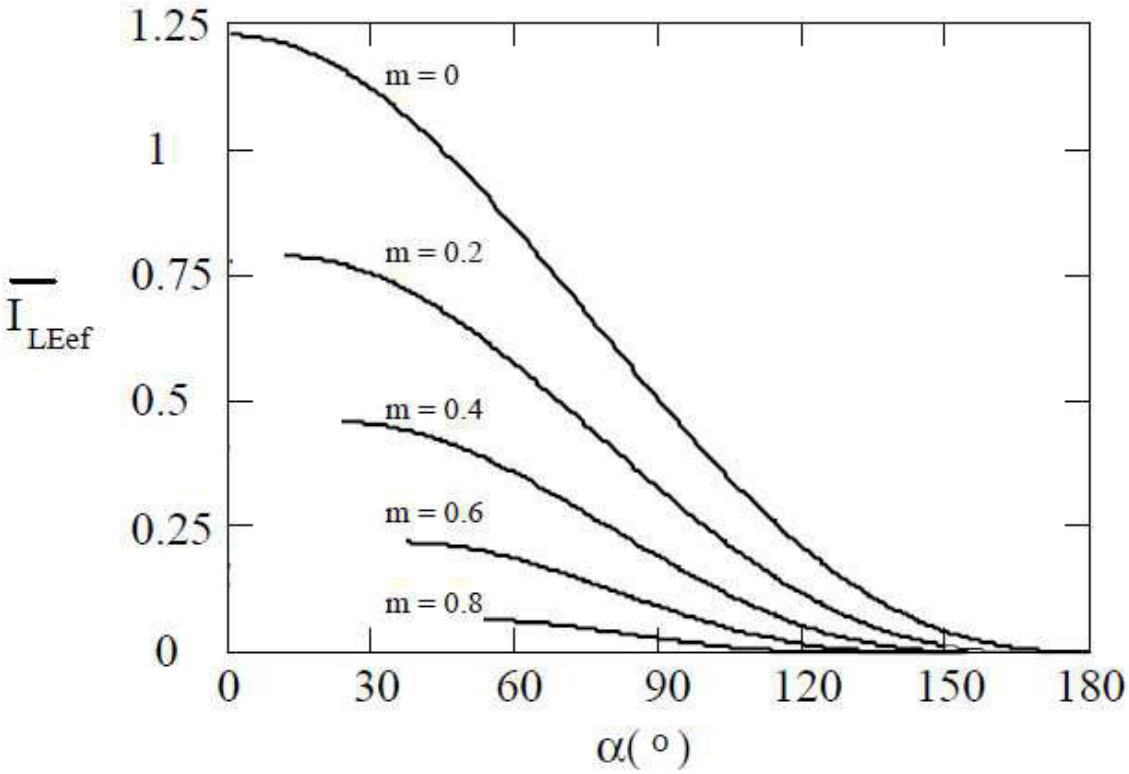


Fig. 2.31 - Corrente eficaz normalizada em função de α com m como parâmetro para o retificador monofásico de meia onda alimentando carga LE.

Solução:

a. Da equação (2.24) obtém se:

$$m = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot V_0} = \frac{48}{\sqrt{2} \cdot 110} = 0{,}315$$

A partir das figuras 2.30 e 2.31, $\overline{I_{LEmed}} = 0{,}27$ e $\overline{I_{LEef}} = 0{,}43$

A corrente de base é:

$$\frac{\sqrt{2} \cdot V_0}{X_L} = \frac{\sqrt{2} \cdot 110}{3} = 51{,}85A$$

Então:

$$I_{med} = 0{,}27 \cdot 51{,}85 = 14\ A$$

$$I_{ef} = 0{,}43 \cdot 51{,}85 = 22{,}3\ A$$

Assim, a potência consumida pela bateria é:

PE = 14 . 48 = 672 W

E a potência aparente da fonte resulta em:

S = 22,3 . 110 = 2453 VA

Resultando em:

$$FP = \frac{672}{2453} = 0{,}27$$

b. Da equação (2.24) obtém se:

$$m = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot V_0} = \frac{78}{\sqrt{2} \cdot 110} = 0.50$$

A partir das figuras 2.30 e 2.31, $\overline{I_{LEmed}} = 0{,}015$ e $\overline{I_{LEef}} = 0{,}030$

Então:

$$I_{med} = 0{,}015 \cdot 51{,}85 = 0{,}78\ A$$

$$I_{ef} = 0{,}030 \cdot 51{,}85 = 1{,}55\ A$$

Assim, a potência consumida pela bateria é:

PE = 0,78 . 78 = 60,8 W

E a potência aparente da fonte resulta em:

S = 1,55 . 110 = 170,5 VA

Resultando em:

$$FP = \frac{60{,}8}{170{,}5} = 0{,}36$$

2.4 - Cálculo Térmico

A potência que um SCR pode comandar é limitada apenas pela temperatura suportável pela junção. A corrente circulando através do componente produz calor por efeito joule e este deve ser transferido ao ambiente para manter o componente dentro dos limites de temperatura, evitando sua destruição.

Uma maneira simples de escoar este calor é pelo emprego de dissipadores.

2.4.1 - Cálculo para Regime Permanente

O calor produzido na junção é gerado durante a condução e também nos processos transitórios das comutações. Como os transitórios térmicos são lentos enquanto que as comutações são rápidas, podemos considerar apenas o regime permanente (condução) quando a operação ocorre sob frequências inferiores a 40 kHz.

Para o cálculo do regime térmico empregamos o circuito térmico equivalente representado abaixo.

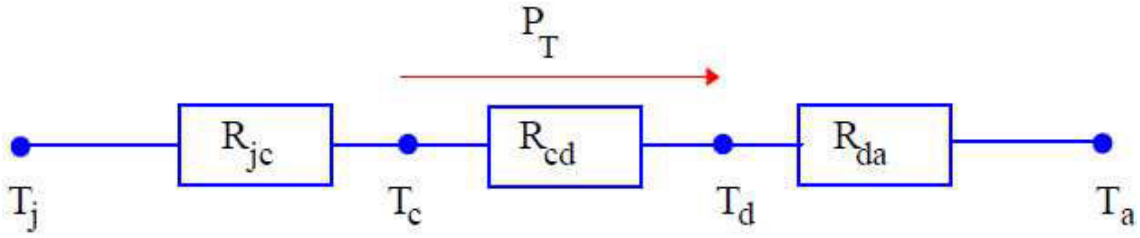


Fig. 2.32 - Circuito térmico do conjunto SCR/dissipador.

Onde:

- ⇒ T_j - temperatura da junção
- ⇒ T_c - temperatura do encapsulamento
- ⇒ T_d - temperatura do dissipador
- ⇒ T_a - temperatura ambiente
- ⇒ R_{jc} - resistência térmica entre a junção e a cápsula
- ⇒ R_{cd} - resistência térmica entre a cápsula e o dissipador
- ⇒ R_{da} - resistência térmica entre o dissipador e o ambiente
- ⇒ P_T - potência térmica produzida pelo SCR sendo transferida ao ambiente

As temperaturas são expressas em graus celsius (ºC), as resistências térmicas em graus celsius por watt (ºC/W) e a potência térmica em watts (W).

Podemos fazer uma analogia com circuitos elétricos, onde a corrente que circula por um resistor é a razão entre a diferença de potencial e a resistência elétrica.

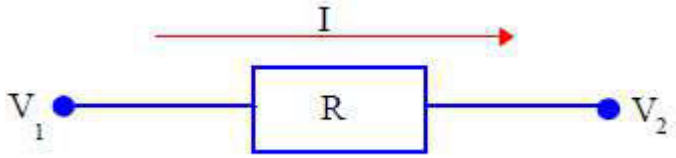


Fig. 2.33 - Circuito elétrico equivalente.

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R} \tag{2.25}$$

Analogamente, para o circuito térmico temos que a potência térmica é a razão entre a diferença de temperatura pela resistência térmica do circuito.

$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{ja}} \tag{2.26}$$

Onde:

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da} \tag{2.27}$$

2.4.2 - Procedimento de Cálculo

Primeiramente, calcula se a potência térmica (potência média) produzida pelo componente a partir das suas características estáticas e das correntes média e eficaz que o atravessam. O limite máximo de temperatura na junção é fornecido pelo fabricante através de catálogos enquanto que a temperatura ambiente depende das condições de projeto e deve ser determinada pelo projetista.

Nos catálogos dos componentes podemos ainda obter a resistência térmica entre a junção e a cápsula e a resistência térmica de contato entre a cápsula do componente e o dissipador.

De posse destes dados podemos calcular a resistência térmica do dissipador e, através de um catálogo de dissipadores, encontrar aquele mais adequado para utilização.

Uma observação deve ser sempre levada em conta:

Quando a resistência térmica calculada tiver valor diferente dos valores comerciais disponíveis no catálogo, devemos optar pelo dissipador comercial com resistência térmica de valor imediatamente inferior ao calculado.

Isto se deve ao fato de que, quanto maior for a resistência térmica do dissipador, menor será a capacidade de dissipação.

A tabela 2.1, fornecida pelo fabricante SEMIKRON, apresenta os dissipadores e suas respectivas resistências térmicas.

2.4.3 - Transitório térmico

O crescimento da temperatura em qualquer matéria ocorre de forma exponencial ao longo do tempo e não instantaneamente, como podemos observar na figura 2.34. Isto ocorre devido a impedância térmica, que é a capacidade dos materiais de se oporem ao crescimento abrupto de temperatura. A impedância térmica é variável no tempo e representada por Z_T, sendo que tal lei se aplica também aos dispositivos semicondutores. O valor de Z_T é, geralmente, fornecido pelos fabricantes.

O conceito de impedância térmica é de vital importância quando um (ou mais) componente opera com correntes impulsivas de grande intensidade e curta duração. Conhecendo a impedância térmica podemos calcular a diferença instantânea de temperatura para uma determinada potência a que o SCR esteja submetido:

$$\Delta T = ZT.P \qquad (2.28)$$

Tabela 2.1

Dissipadores SEMIKRON e seus valores de resistência térmica.

DIODOS	DISSIPADORES	MASSA APROXIMADA (g)	RESISTÊNCIA TÉRMICA COM CONVECÇÃO NATURAL (°C/W)	RESISTÊNCIA TÉRMICA COM VENTILAÇÃO FORÇADA (°C/W)
SKN12, SKR12	K9-M4	50	10,5	-
SKN20, SKR20 SKN26,SKR26 SKNa20	K9-M6	50	9,5	-
	K5-M6	100	5,7	-
	K3-M6	200	3,8	-
	K1,1-M6	700	2,2	-
SKN45	K5-M8	100	5,0	-
SKR45	K3-M8	200	3,0	-
SKN70	K1,1-M8	700	1,3	0,60
SKR70	P1/120-M8	1300	0,85	0,40
SKN100	K3-M12	200	3,1	-
SKR100	K1,1-M12	700	1,2	0,40
SKN130	P1/120-M12	1300	0,65	0,27
SKR130	K0,55-M12	2000	0,65	0,25
SKN240 SKR240	K1,1-M16x1,5	700	1,1	0,35
	K0,55-M16x1,5	2000	0,55	0,17
	P1/120-M16x1,5	1300	0,58	0,21
	P1/200-M16x1,5	2200	0,40	0,17
	P4/200-M16x1,5	4000	0,29	-
SKN320 SKR320	K0,55-M24x1,5	2000	0,55	0,17
	K0,1F	2150	-	0,11
	K0,05W	900	-	0,06*
	P1/200-M24x1,5	2200	0,40	0,16
	P4/200-M24x1,5	4000	0,29	-
	P4/300-M24x1,5	6000	0,25	-

* **OBS**: Refrigerado à água.

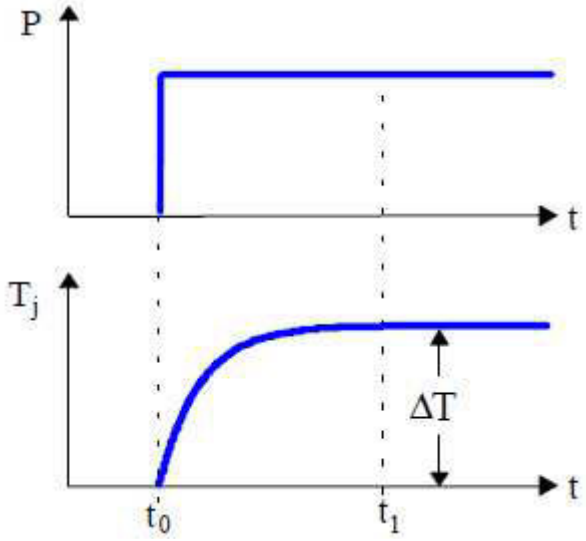


Fig. 2.34- Representação gráfica do transitório térmico: um degrau de potência excitando o sistema térmico e a correspondente resposta em temperatura.

2.5 - Retificador Monofásico de Onda Completa com Ponto Médio:

2.5.1 - Carga Resistiva:

A estrutura do retificador monofásico de onda completa com ponto médio é apresentada na Fig. 2.35. Este retificador emprega obrigatoriamente um transformador, devido a necessidade de uma derivação central que possibilite manter a tensão positiva sobre a carga quando a tensão da fonte inverte seu sentido.

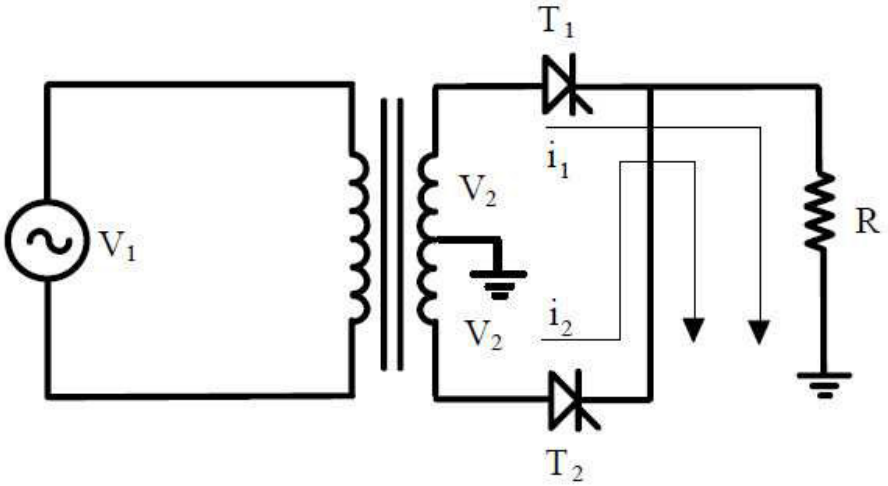


Fig. 2.35 - Retificador monofásico controlado de onda completa com ponto médio alimentando uma carga resistiva.

A estrutura apresenta duas sequências de funcionamento. Durante o semiciclo positivo da tensão de alimentação o SCR T_1 é responsável, após o disparo em um dado ângulo α, pela condução da corrente de carga (i_1). Durante o semiciclo negativo, T_1 bloqueia enquanto T_2 será responsável, após o disparo em α + π, pela corrente de carga (i_2). Podemos notar que ambas

as correntes tem o mesmo sentido e, portanto, a corrente na carga será contínua. A figura 2.36 apresenta as formas de onda de tensão e corrente na carga para o retificador da figura 2.35.

Podemos calcular os valores de tensão e corrente média na carga através das seguintes expressões:

$$V_{Rmé\,d} = 0{,}45 \cdot V_2 \cdot (1 + \cos\alpha) \tag{2.29}$$

$$I_{Rmé\,d} = \frac{0{,}45 \cdot V_2}{R} \cdot (1 + \cos\alpha) \tag{2.30}$$

Para o cálculo da tensão e corrente eficaz na carga, empregam se as expressões abaixo:

$$V_{Ref} = V_2 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}2\alpha}{2 \cdot \pi}\right)} \tag{2.31}$$

$$I_{Ref} = \frac{V_2}{R} \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}\,2\alpha}{2 \cdot \pi}\right)} \tag{2.32}$$

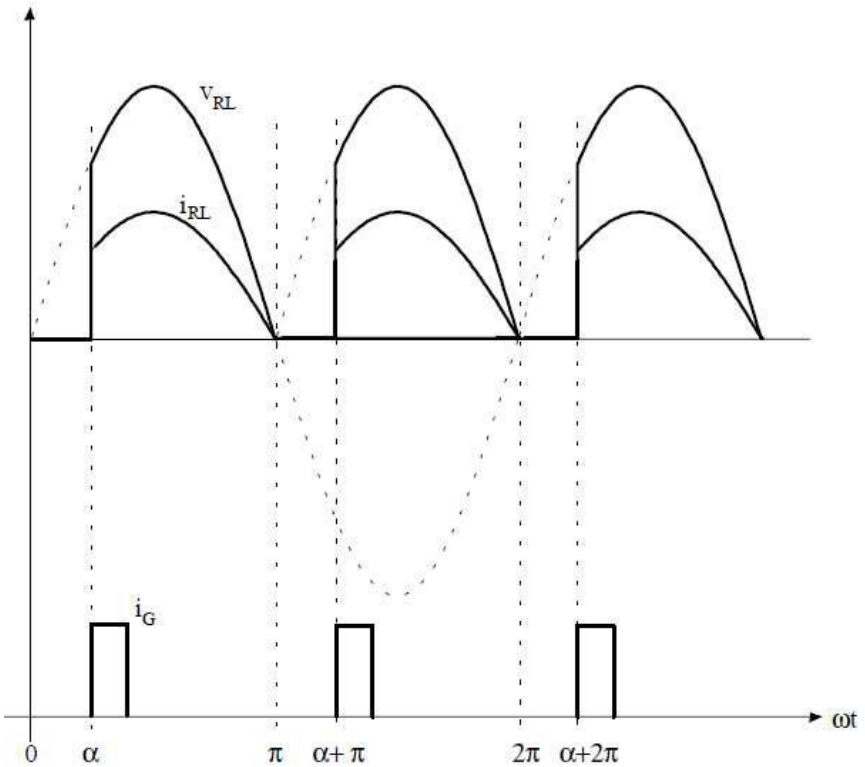


Fig. 2.36 - Formas de onda de interesse para o retificador da figura 2.35.

As componentes média e eficaz da corrente sobre cada SCR em função das correntes média e eficaz na carga são expressa por:

$$I_{Tmé\,d} = \frac{I_{Rmé\,d}}{2} \tag{2.33}$$

$$I_{Tef} = \frac{I_{Ref}}{\sqrt{2}} \tag{2.34}$$

A tensão de pico sobre cada SCR é igual a soma das tensões de pico dos dois enrolamentos do secundário do transformador.

$$V_{RRM} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_2 \tag{2.35}$$

O fato da tensão sobre cada diodo ser o dobro da tensão na carga constitui uma das desvantagens desta estrutura.

2.5.2 - Carga RL:

Quando o retificador monofásico de onda completa alimenta carga indutiva, pode ocorrer condução contínua ou descontínua, dependendo dos valores de resistência e indutância de carga.

Devido aos SCRs serem comandados com ângulos complementares (α e α + π), quando a carga apresentar indutância, a corrente se manterá mesmo após os SCRs serem polarizados reversamente.

Desta forma, pode ocorrer três modos de condução:

- Descontínua - β < α + π;
- Crítica - β = α + π (a indutância que provoca tal situação é dita indutância crítica);
- Contínua - β > α + π.

As formas de onda de corrente e tensão na carga para os modos contínuo e descontínuo são apresentadas, respectivamente, pelas figuras 2.37 e 2.38.

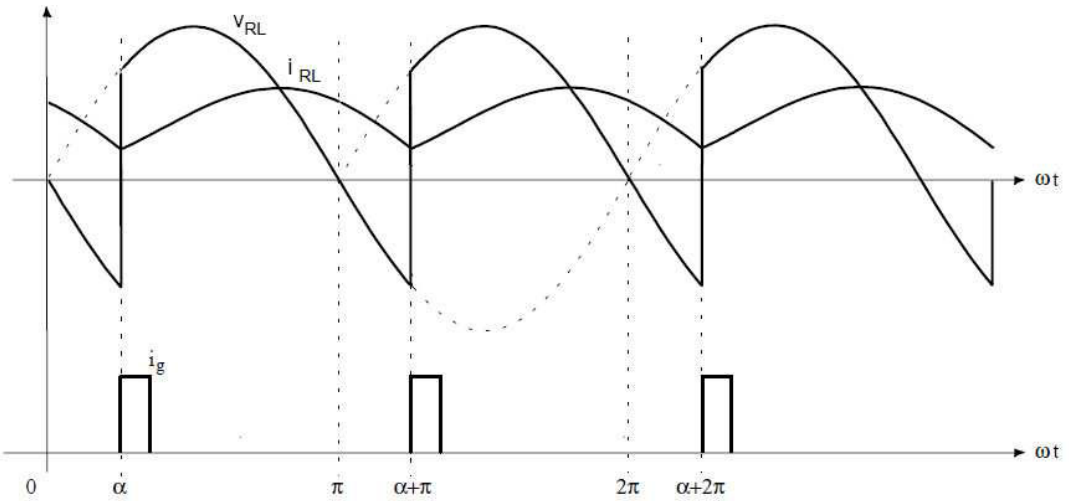


Fig. 2.37 - Tensão e corrente na carga para um retificador monofásico controlado de onda completa alimentando uma carga RL em modo contínuo de operação.

Como a tensão média sobre o indutor é nula, pode se calcular as componentes média de tensão e corrente na carga empregando se as expressões (2.36) e (2.37)

$$V_{RLmé\,d} = 0{,}45 \cdot V_2 \cdot (\cos\alpha - \cos\beta) \tag{2.36}$$

$$I_{RLmé\,d} = \frac{0{,}45 \cdot V_2}{R} \cdot (\cos\alpha - \cos\beta) \tag{2.37}$$

A tensão eficaz na carga pode ser calculada por:

$$V_{RLef} = \frac{V_2}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\left(\frac{\beta - \alpha}{\pi} + \frac{\text{sen}2\alpha - \text{sen}2\beta}{2 \cdot \pi}\right)} \tag{2.38}$$

2.5.3 - Comportamento do Transformador

A análise será realizada em cima das seguintes hipóteses:

• A corrente será considerada isenta de harmônicos;

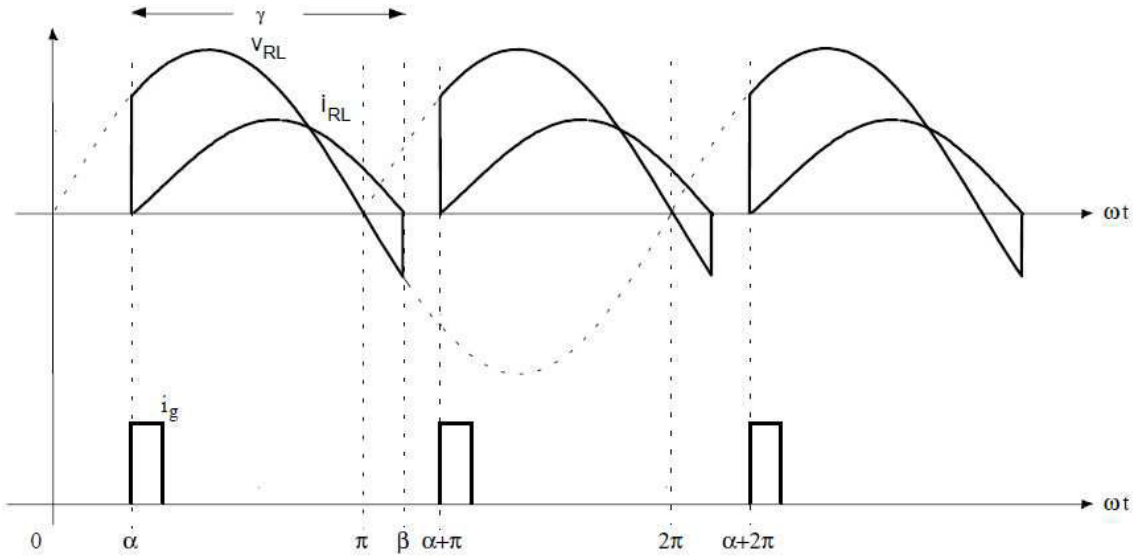


Fig. 2.38 - Tensão e corrente na carga para um retificador monofásico controlado de onda completa alimentando uma carga RL em modo descontínuo de operação.

•O ganho do transformador é unitário;

• O ângulo de disparo é α = 0.

Como pode ser observado a partir da figura 2.35 a corrente i_1 circula por um dos enrolamentos do secundário e com um determinado sentido (positivo). Ao contrário, i_2 circula com um sentido inverso (negativo) e pelo outro enrolamento.

Na carga, ambas correntes circulam no mesmo sentido (positivo).

Visto isto e as considerações inicialmente feitas, faz se uma análise gráfica do comportamento do transformador, conforme ilustra a figura 2.39.

Devido ao secundário do transformador ser dividido em dois enrolamentos, o aproveitamento do mesmo fica comprometido. O dimensionamento deve ser feito pela potência aparente do secundário que deve ser 57% maior do que a potência da carga.

$$P_2 = 1{,}57 \cdot P_L \qquad (2.39)$$

2.5.4 - Vantagens em Relação ao Retificador de Meia Onda:

• Não apresenta o problema de saturação do núcleo do transformador por componente contínua de corrente no secundário.

• A corrente de carga tem menor conteúdo harmônico, sendo assim mais próxima de uma CC.

• A tensão média na carga é duas vezes maior.

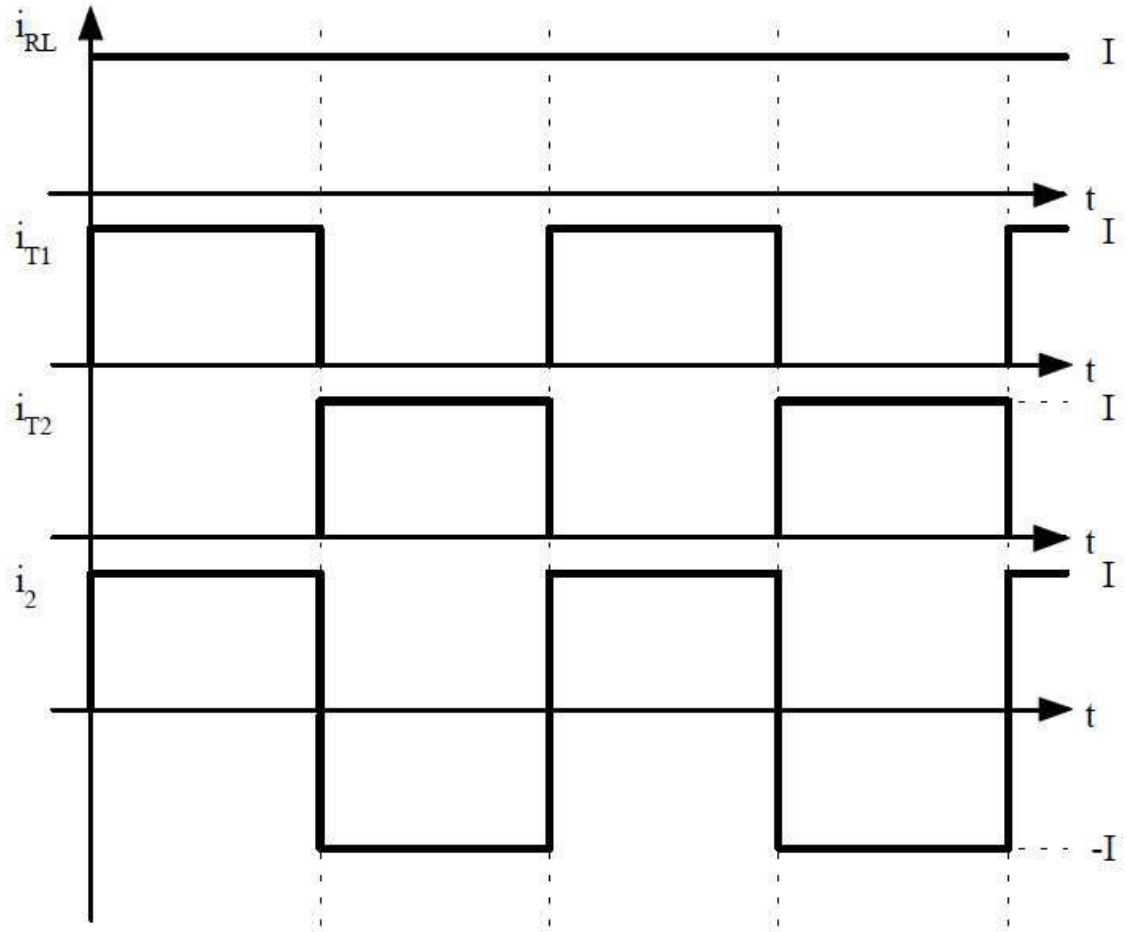


Fig. 2.39 - Análise gráfica do comportamento do transformador em um retificador monofásico de ponto médio.

2.6 - Retificador Monofásico Controlado de Onda Completa em Ponte:

Existem duas configurações básicas: Ponte Completa e Ponte Mista.

2.6.1 - Ponte Completa:

O retificador em ponte completa e suas duas sequências de funcionamento são apresentados na figura 2.40. Como a ponte completa emprega quatro SCRs ela é também chamada de ponte totalmente controlada.

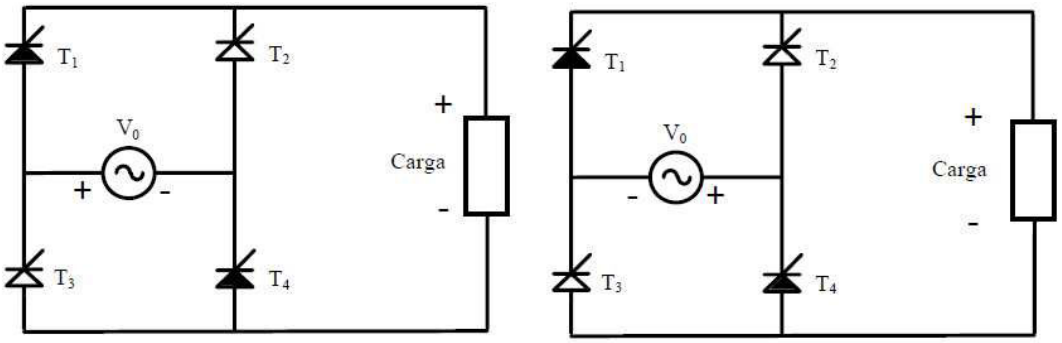


Fig. 2.40 - Configuração e sequências de funcionamento para o retificador monofásico controlado de onda completa em ponte.

As tensões e correntes na carga são representadas pelas expressões (2.29) a (2.32) e (2.36) a (2.38).

A tensão de pico sobre cada SCR é expressa por:

$$V_{RRM} = \sqrt{2} \cdot V_0 \qquad (2.40)$$

O retificador monofásico em ponte apresenta como vantagem sobre o de ponto médio, o fato de não necessitar de um transformador para o seu funcionamento. Porém, este tipo de retificador emprega quatro semicondutores, o que pode aumentar o custo da estrutura.

2.6.2 - Comportamento do Transformador em um Retificador em Ponte Completa:

Sempre que for necessário a adaptação de tensão ou isolamento de corrente é necessário o emprego de um transformador. Para o estudo do seu comportamento junto da estrutura do retificador monofásico em ponte utiliza se as mesmas considerações feitas para o retificador de ponto médio.

Através da Fig. 2.41 pode se verificar que não existe componente contínua de corrente circulando no secundário do transformador e também que o enrolamento secundário do transformador é totalmente utilizado, ou seja, sempre circula corrente em todo o enrolamento e não apenas em parte do mesmo.

Esta diferença, quando comparado o funcionamento do transformador nas estruturas retificadoras anteriormente estudadas, é fundamental, pois indica um melhor aproveitamento do mesmo. Isto pode ser comprovado pela expressão 2.41 que fornece a potência aparente nominal necessária no secundário do transformador em função da potência de carga.

$$P_2 = 1{,}1 \cdot P_L \qquad (2.41)$$

O retificador monofásico de onda completa funciona associado a um transformador sem que este último necessite ser superdimensionado.

2.6.3 - Ponte Mista

A figura 2.42 apresenta as configurações possíveis.

A sequência de funcionamento da ponte mista é descrita a seguir:

Durante o semiciclo positivo, a tensão da fonte de alimentação é aplicada na carga somente após o disparo de T_1, que conduzirá a corrente de carga juntamente com D_2. No intervalo entre o início do semiciclo negativo e o disparo de T_2, a corrente circula em roda-livre através de T_1 e D_1 (figura 2.42a) ou D_1 e D_2 (figura 2.42b). Após o disparo de T_2, que juntamente com D_1 conduzirá a corrente de carga, é restabelecida a tensão na carga , até o início do semiciclo positivo. Do início do semiciclo positivo até o novo disparo de T_1, a roda-livre acontece por T_2 e D_2 ou D_1 e D_2, dependendo da configuração.

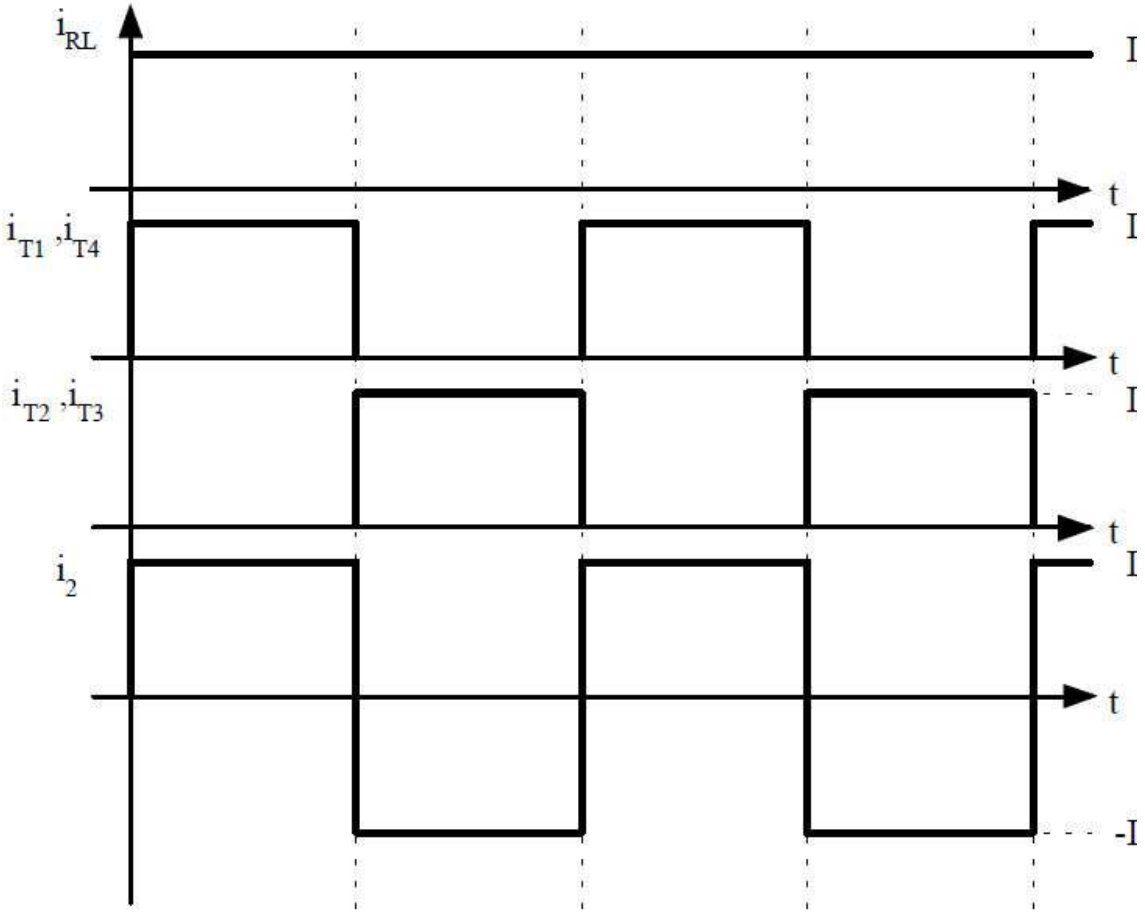


Fig. 2.41 - Análise gráfica do comportamento do transformador em um retificador monofásico em ponte.

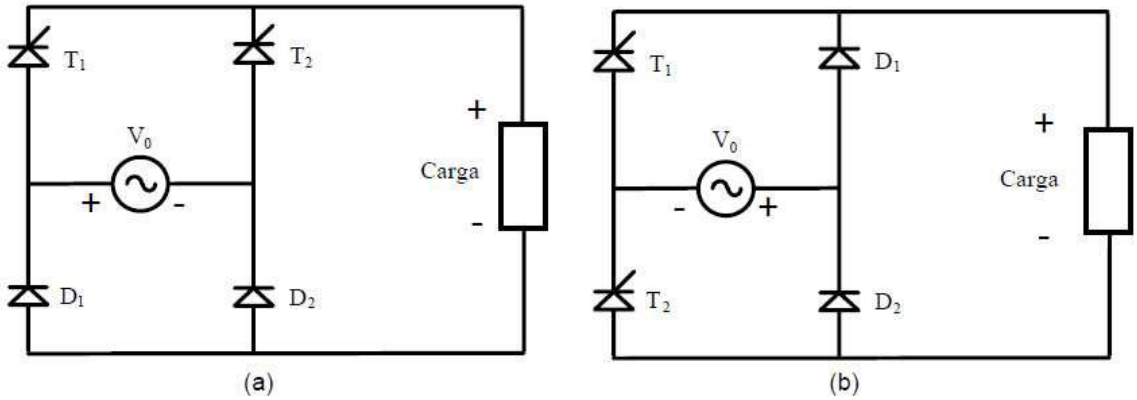


Fig. 2.42- Configurações de retificadores semicontrolados ou em ponte mista.

A sequência de funcionamento da ponte mista da figura 2.42a é apresentada na figura 2.43 e sua formas de onda de tensão na carga é ilustrada pela figura 2.44.

A tensão média na carga pode ser calculada pela expressão (2.29).

A ponte mista não apresenta a possibilidade de tensão negativa na carga.

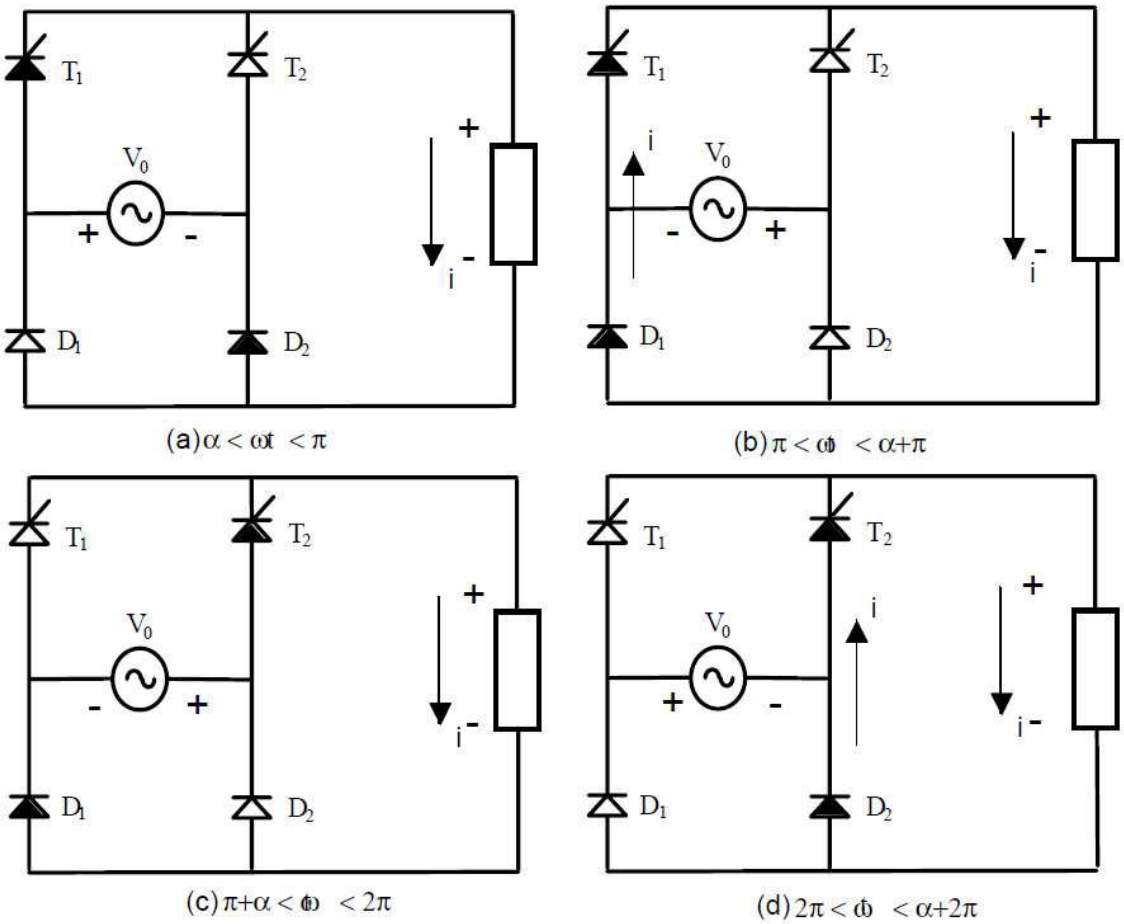


Fig. 2.43 - Sequências de funcionamento da ponte mista da figura 2.42a.

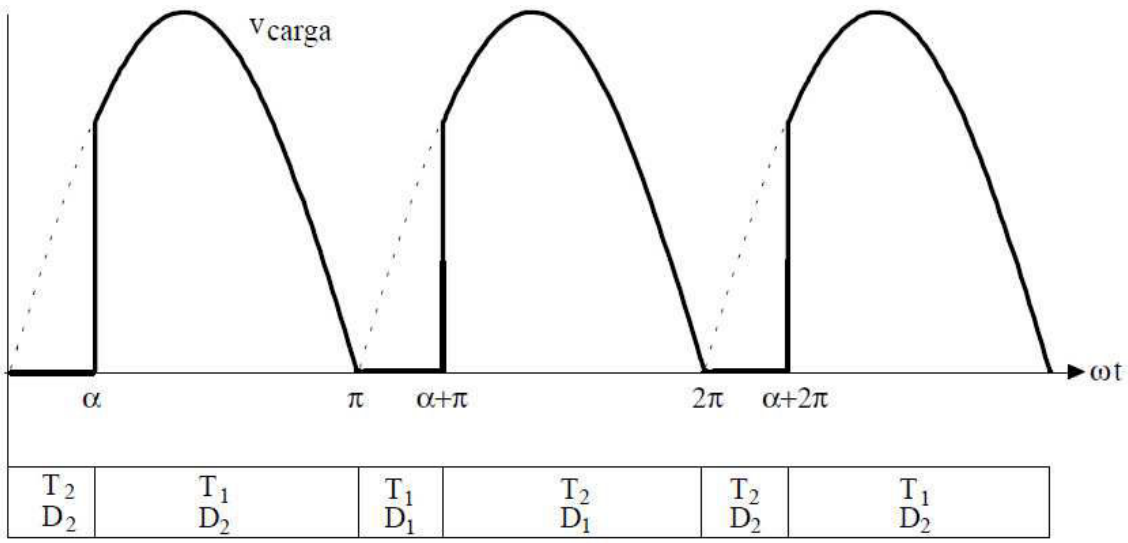


Fig. 2.44 - Tensão na carga e sequência de condução para a ponte mista da figura 2.42a.

2.7 - Retificador Trifásico de Ponto Médio

2.7.1 - Carga Resistiva:

A estrutura do retificador trifásico de ponto médio alimentando uma carga resistiva é apresentada na figura. 2.45. Nesse tipo de retificador é indispensável a utilização do neutro do sistema de alimentação.

Cada SCR estará diretamente polarizado quando a tensão da fase à que estiver ligado for mais positiva que a tensão das outras duas fases. Isto ocorre durante 120º por período. Devido ao fato dos SCRs só se encontrarem diretamente polarizados quando a tensão que está ligada ao anodo do SCR se torna mais positiva do que a que está ligada ao catodo, o ângulo de disparo é considerado zero quando as duas ondas de tensão se interceptam, conforme ilustra a figura 2.46.

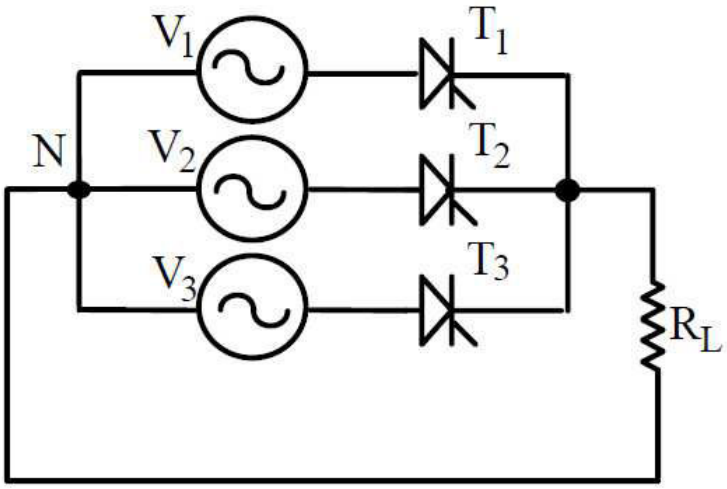


Fig. 2.45 - Retificador trifásico de ponto médio controlado.

As Figs. 2.46 e 2.47 apresentam a forma de onda de tensão na carga para α = 30º e para α = 60º. Observe que para 0 < α < 30º a condução é contínua e para α > 30º a condução é descontínua.

A tensão média na carga em função de α é dada pelas expressões (2.42) e (2.43).

Para 0 < α < 30º - Condução Contínua:

$$V_{Rmé\,d} = 1{,}17 \cdot V_0 \cdot \cos\alpha \tag{2.42}$$

Para 30º < α < 150º - Condução Descontínua:

$$V_{Rmé\,d} = 0{,}675 \cdot V_0 \cdot [1 + \cos(\alpha + 30^0)] \tag{2.43}$$

A Corrente média na carga é dada pela razão da tensão média pela resistência de carga.

$$I_{Rmé\,d} = \frac{V_{Rmé\,d}}{R} \tag{2.44}$$

A corrente média sobre cada SCR é obtida dividindo se a corrente média na carga por 3.

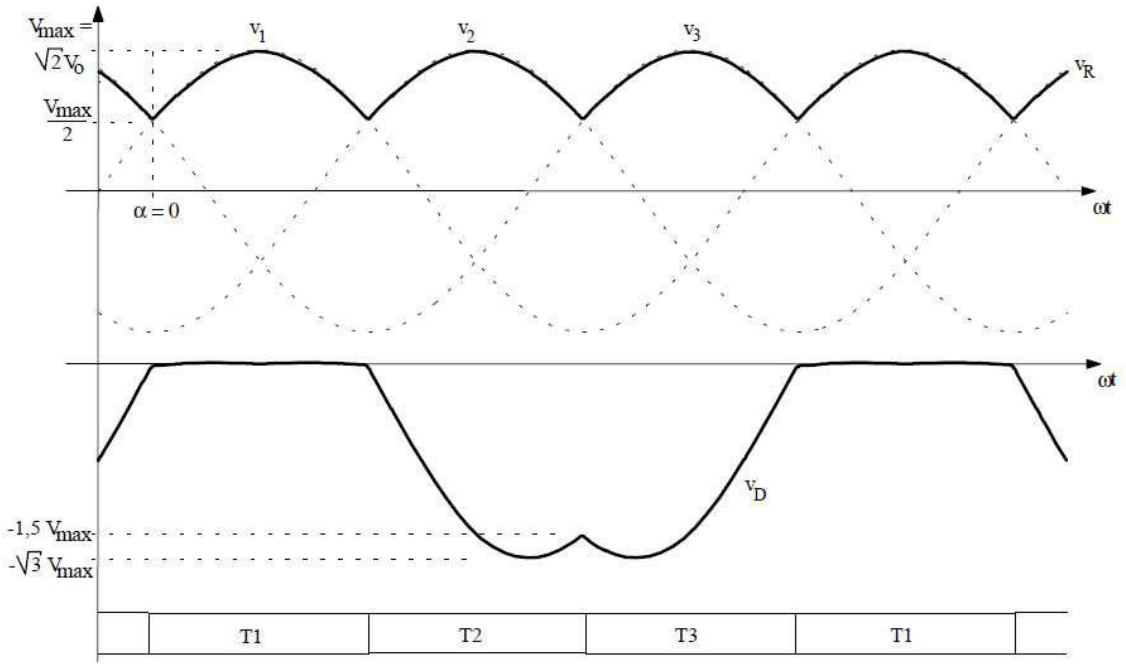
$$I_{Tméd} = \frac{I_{Rméd}}{3}$$

2.7.2 - Carga Indutiva

Como para α < 30º tem se condução contínua mesmo para cargas puramente resistivas e, considerando que valores razoáveis de indutância provocam atrasos consideráveis na corrente de carga, o estudo aqui realizado deter se-á apenas na condução contínua. Assim:

$$V_{RLmé\,d} = 1{,}17 \cdot V_0 \cdot \cos\alpha \tag{2.46}$$

A Fig. 2.49 representa a tensão média em função de α.



2.46 - Formas de onda de tensão na carga e de tensão no SCR T1 para o retificador de ponto médio com α = 0.

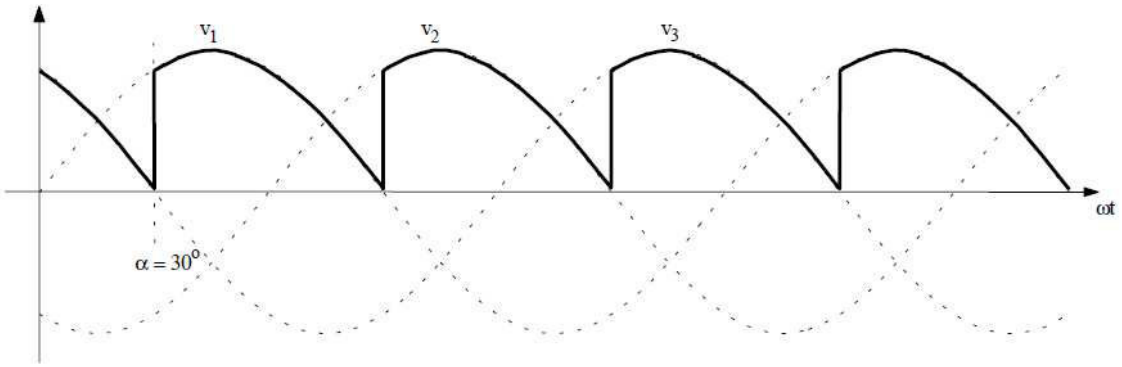


Fig. 2.47 - Formas de onda de tensão na carga para o retificador de ponto médio com α = 30º.

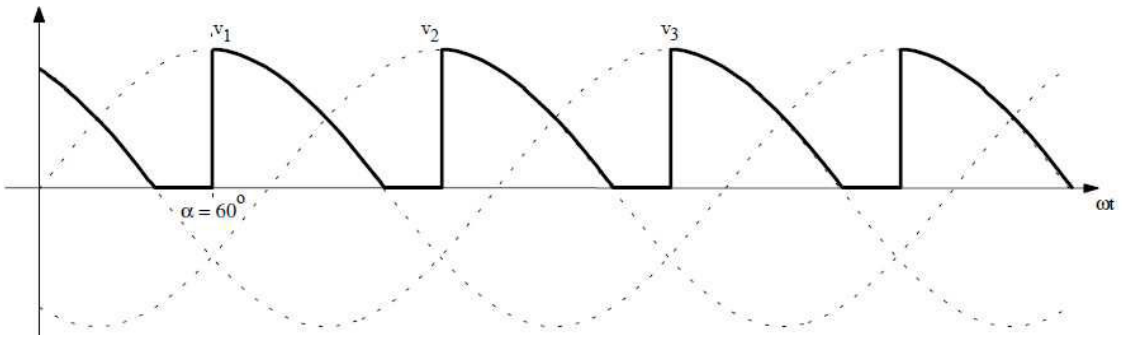


Fig. 2.48 - Formas de onda de tensão na carga para o retificador de ponto médio com α = 60º.

A estrutura trifásica de ponto médio pode operar em dois quadrantes, ou seja, como retificador para 0 < α < 90º ou como inversor não-autônomo para 90º < α < 180º. Na Fig. 2.50

está representada a forma de onda de tensão e corrente na carga com condução contínua e o retificador trifásico de ponto médio operando como retificador.

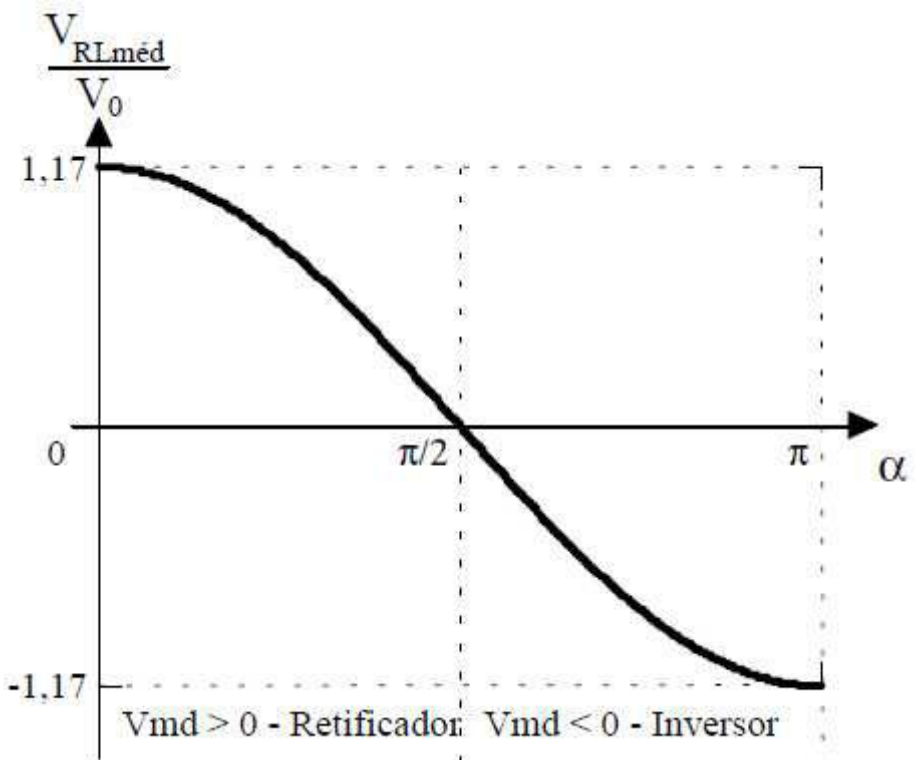


Fig. 2.49 - Tensão média na carga para o retificador de ponto médio.

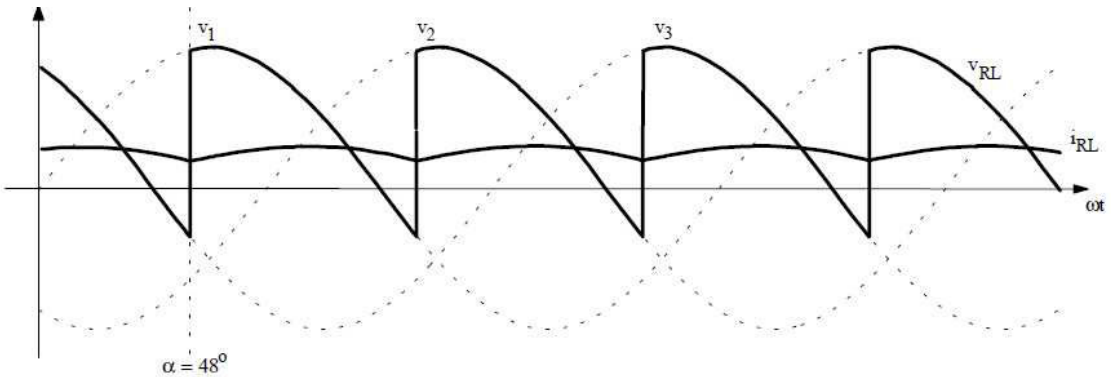


Fig. 2.50 - Tensão na carga para o retificador de ponto médio com carga indutiva.

2.8 - Retificador Trifásico em Ponte

Assim como o retificador monofásico em ponte controlado, a ponte trifásica pode ser implementada de duas maneiras:

- ponte completa ou totalmente controlada, composta por seis SCRs;
- ponte mista ou parcialmente controlada, composta por três diodos e três SCRs.

2.8.1 - Ponte Completa (Ponte Graetz):

A ponte de Graetz, apresentada na figura 2.51, pode ser considerada uma associação de dois retificadores trifásicos de ponto médio, conforme ilustra a figura 2.52.

As formas de onda de interesse para α = 0 são apresentadas na figura 2.53. Percebe se a partir desta figura que o retificador trifásico em ponte proporciona uma tensão, e consequentemente, uma corrente mais "lisa", ou, seja mais próxima da CC pura, independente do tipo de carga aplicada.

Sempre dois SCRs conduzem simultaneamente e a cada 60º ocorre uma comutação. Portanto, a tensão na carga possui frequência seis vezes maior que a da rede de alimentação.

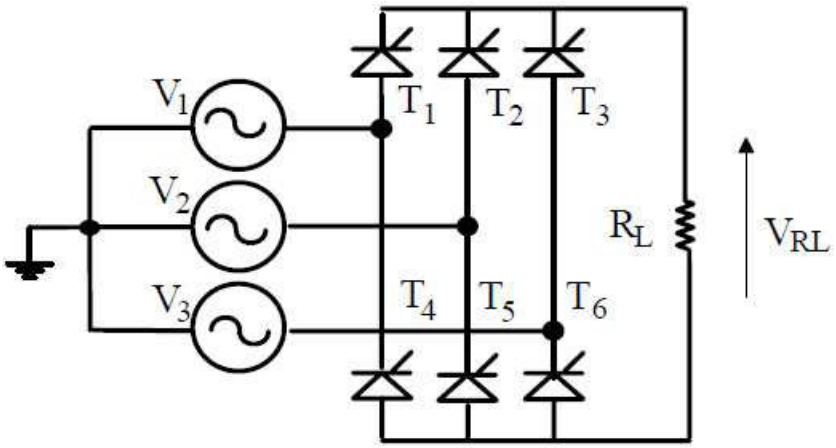


Fig. 2.51 - Retificador trifásico em ponte completa ou ponte de Graetz a SCR.

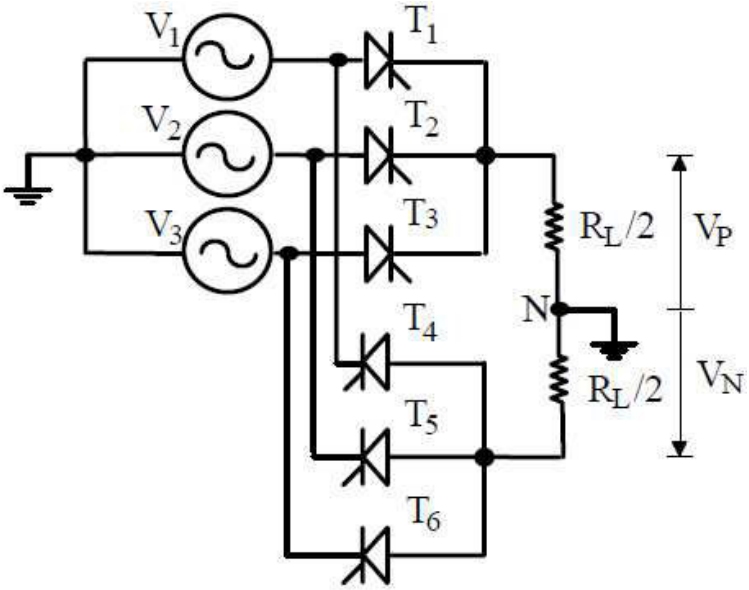


Fig. 2.52 - Retificador em ponte completa representado por dois retificadores trifásicos de ponto médio.

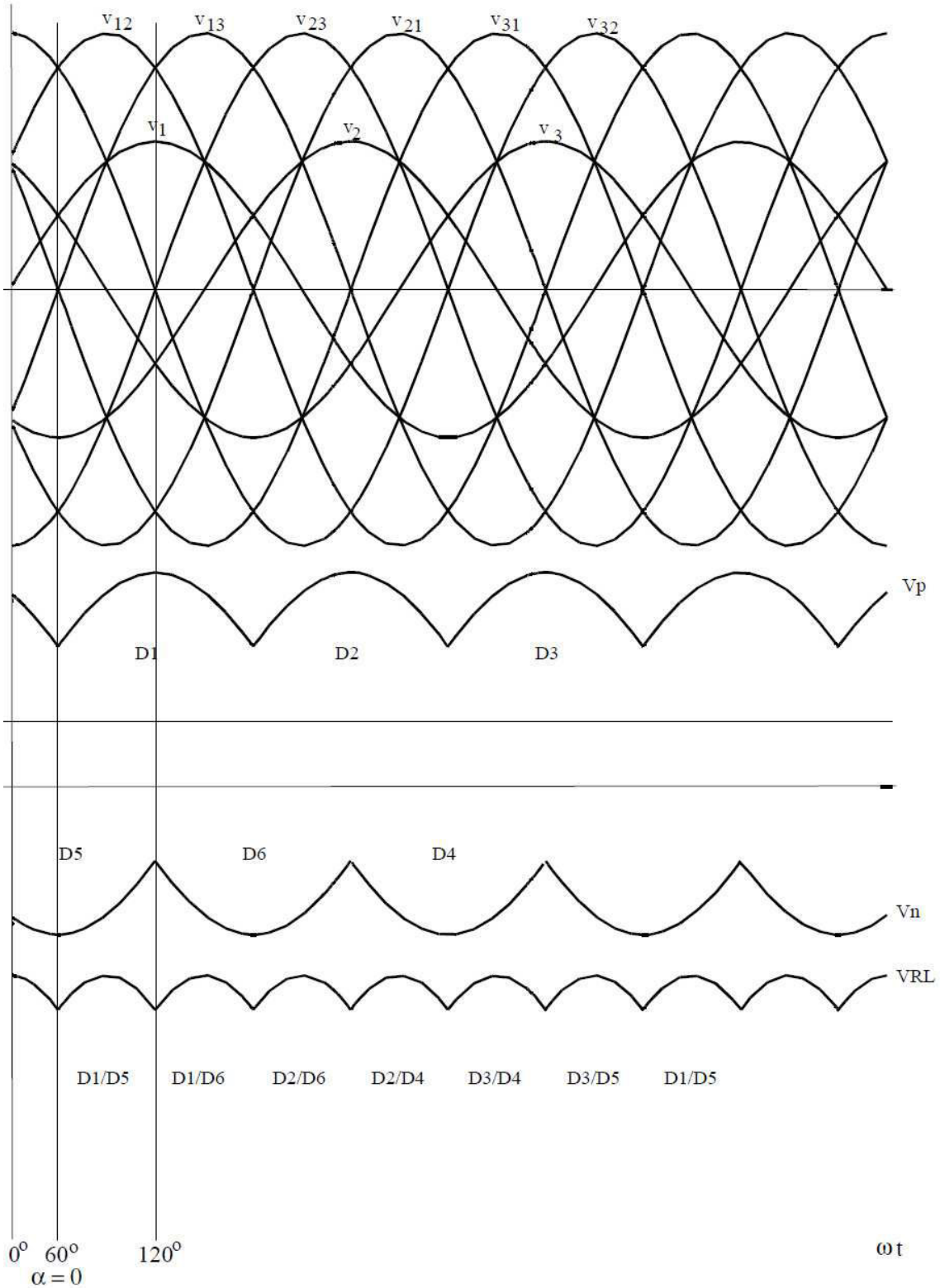


Fig. 2.53 - Formas de onda para o circuito da figura 2.51.

a. Carga Resistiva

Para valores de α compreendidos entre 0º e 60º tem se condução contínua, mesmo para carga puramente resistiva. Quando os SCR's forem disparados entre 60º e 120º a condução será descontínua. A Fig. 2.54 representa a tensão na carga para α = 60º e α = 90º.

O SCR pode entrar em condução sempre que, estando diretamente polarizado, receber o comando por corrente de gatilho. A polarização direta ocorre após o cruzamento das tensões de fase em ωt = 30º ou no cruzamento das tensões de linha em ωt = 60º. Aqui adota se a referência pelas tensões de linha, então, α = 0º quando ωt = 60º.

A tensão média na carga em função de α é dada pelas expressões (2.47) e (2.48).

Para 0 < α < 60º - Condução Contínua:

$$V_{Rmé\,d} = 2{,}34 \cdot V_0 \cdot \cos\alpha \qquad (2.47)$$

Para 60º < α < 120º - Condução Descontínua:

$$V_{Rmé\,d} = 2{,}34 \cdot V_0 \cdot [1 + \cos(\alpha + 60^0) \qquad (2.48)$$

A Corrente média na carga é dada pela razão da tensão média pela resistência de carga.

$$I_{Rmé\,d} = \frac{V_{Rmé\,d}}{R} \qquad (2.49)$$

A corrente média sobre cada SCR é obtida dividindo se a corrente média na carga por 3.

$$I_{Tméd} = \frac{I_{Rméd}}{3} \qquad (2.50)$$

b. Carga Indutiva

Como para α < 60º tem se condução contínua mesmo para cargas puramente resistivas e, considerando que valores razoáveis de indutância provocam atrasos consideráveis na corrente de carga, o estudo aqui realizado deter se á apenas na condução contínua. Assim:

$$V_{RLméd} = 2{,}34 \cdot V_0 \cdot \cos\alpha \qquad (2.51)$$

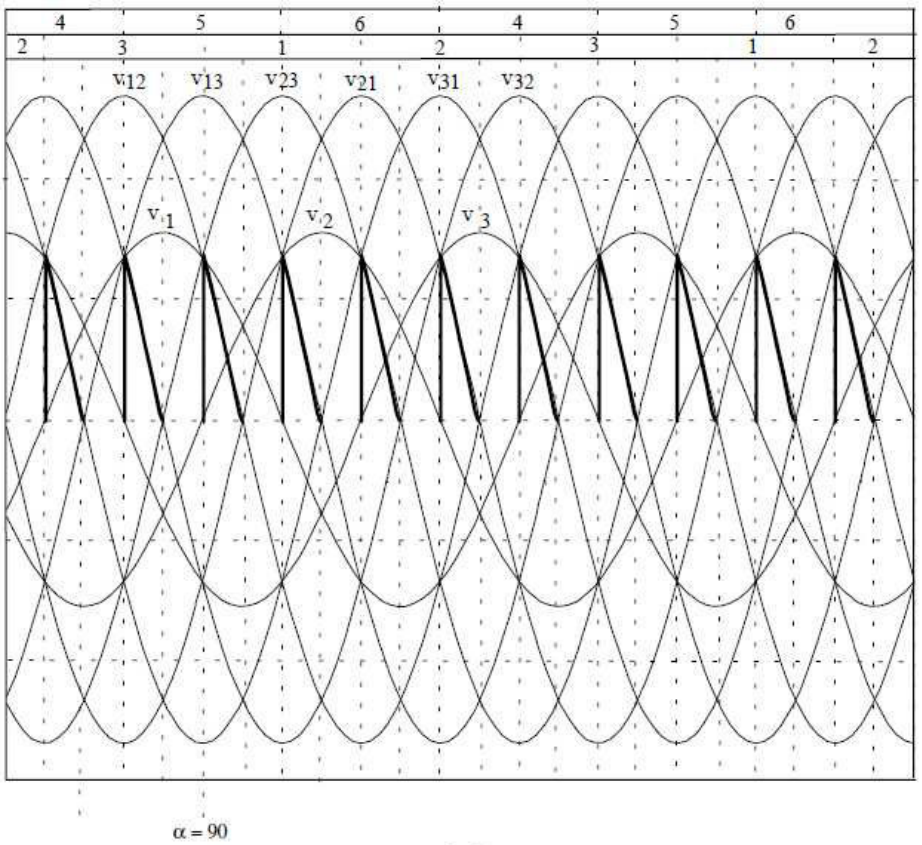
A estrutura pode operar como retificador para 0º < α < 90º e como inversor para 90º < α < 120º. A Fig. 2.55 apresenta a tensão em uma carga indutiva para α = 90º.

2.8.2- Ponte Trifásica Mista

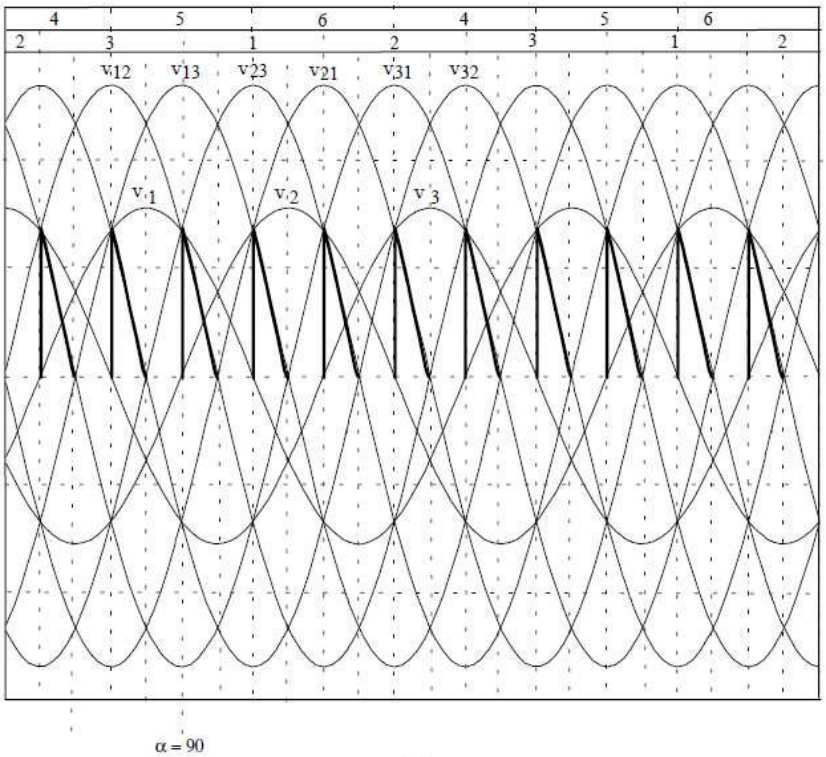
Quando a operação como inversor não é necessária, emprega se a ponte mista (figura 2.56) com as seguintes vantagens:

⇒ Circuito de comando mais simples;

⇒ Custo reduzido.



(a)



(b)

Fig. 2.54 - Tensão na carga para a ponte de Graetz com carga resistiva: (a) α = 60º e (b) α = 90º.

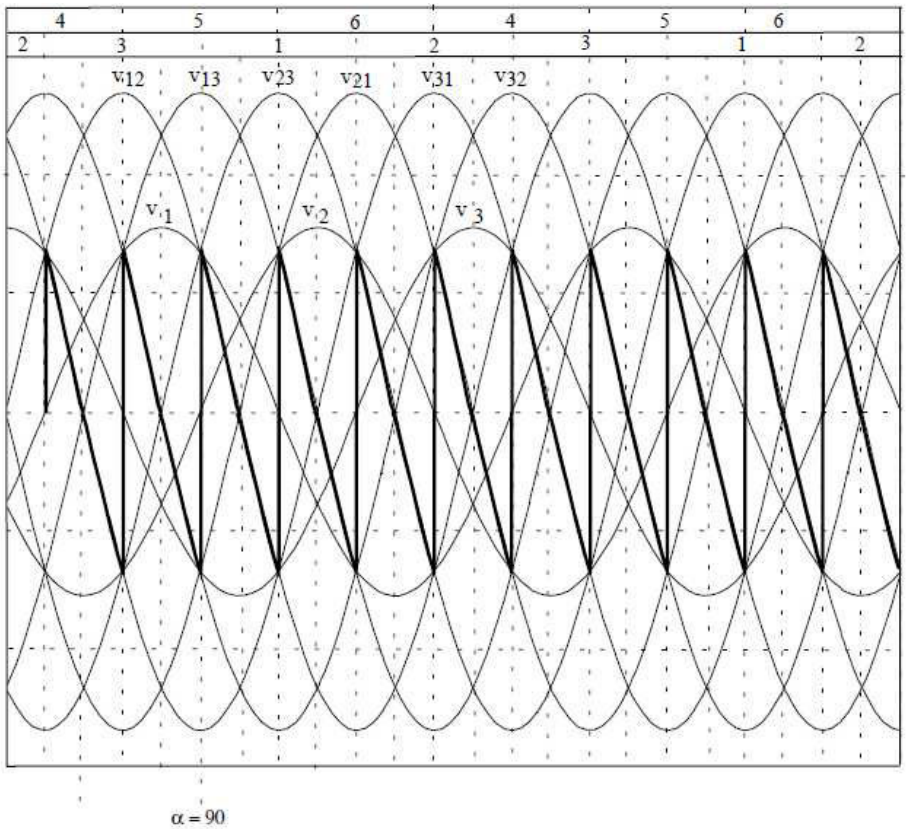


Fig. 2.55 - Tensão na carga para a ponte de Graetz com carga indutiva para α = 90º.

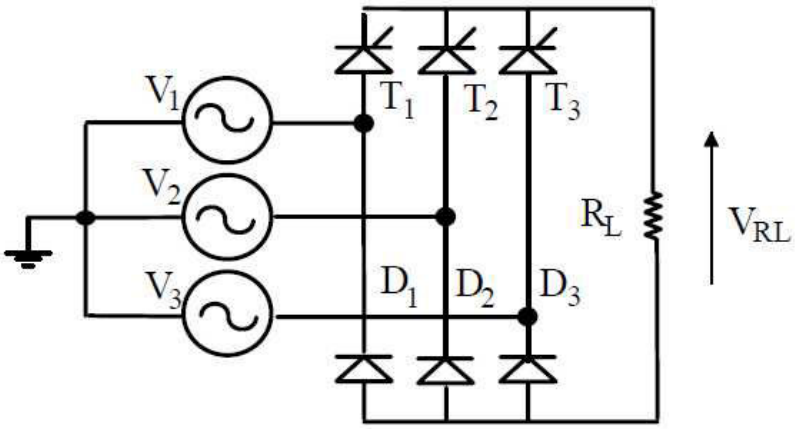


Fig. 2.56 - Retificador trifásico em ponte mista

Para efeito de análise, a ponte mista pode ser representada por dois retificadores de ponto médio, um controlado e um não controlado, conforme a figura 2.57. Verificou se em sala de aula, desenhando se a tensão na carga para vários valores de α que independente do tipo de carga (resistiva ou indutiva), a ponte mista permite apenas tensão positiva na carga, sendo a tensão média na mesma expressa por:

$$V_{mé\,d} = 1{,}17 \cdot V_0 \cdot [1 + \cos\alpha] \qquad (2.52)$$

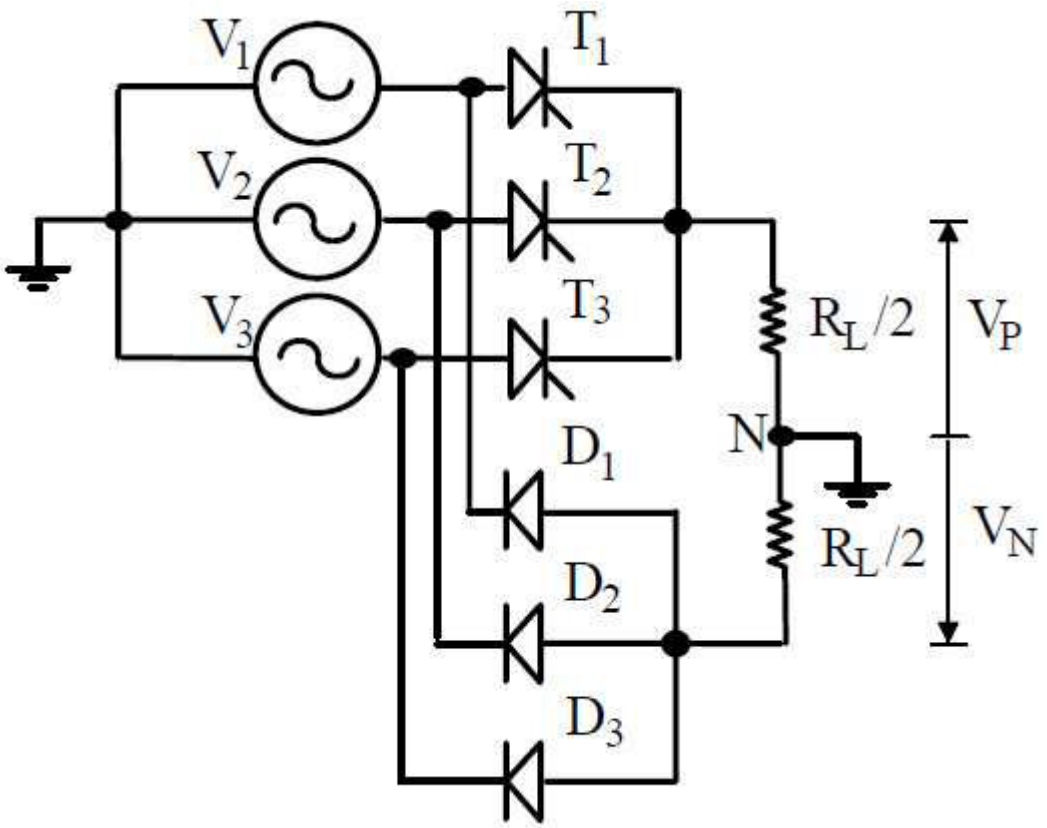


Fig. 2.57 - Retificador em ponte mista representado por dois retificadores de ponto médio.

CAPITULO 3

Gradadores

3.1 Características gerais

Para variar se a tensão eficaz sobre uma carga qualquer, mantendo-a em contato direto com a fonte e sem tratamento intermediário de energia, podem ser empregados conversores estáticos conhecidos por gradadores. Os gradadores podem ser construídos com triac's (Fig. 3.1a) , para cargas de pequena potência, ou com SCRs (Fig. 3.1b), para potências maiores.

As principais aplicações do gradador são:

⇒ controle de intensidade luminosa
⇒ controle de temperatura
⇒ controle de corrente de partida em motores de indução
⇒ controle de velocidade em motores de indução.

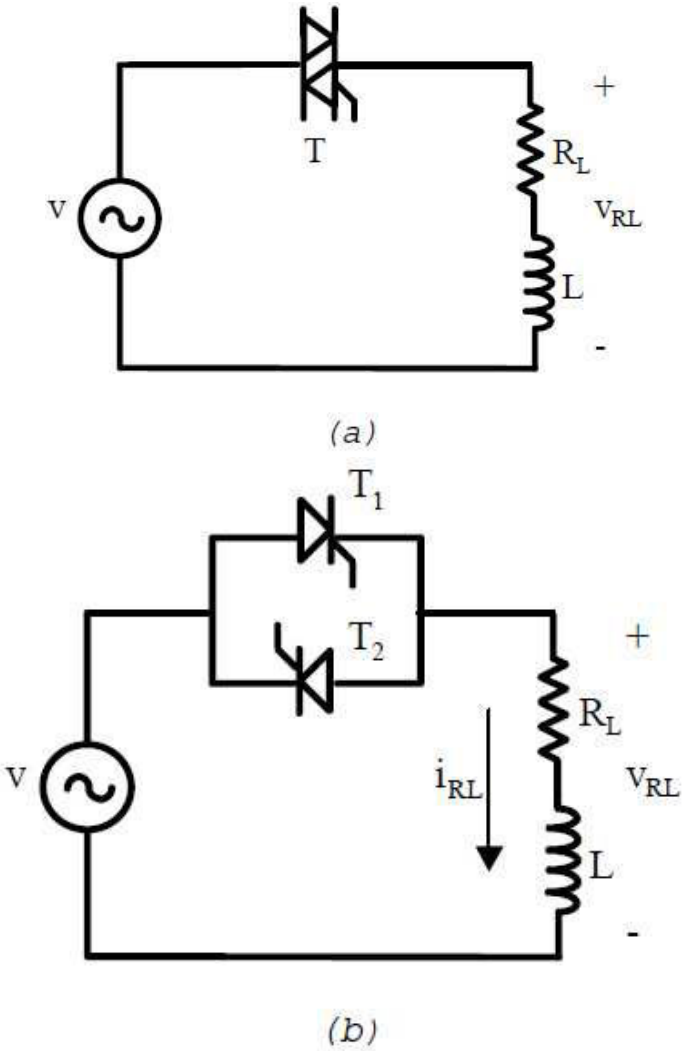


Fig. 3.1 - (a) Gradador a Triac e (b) gradador a SCR.

3.2 Gradador monofásico

3.2.1 Carga resistiva

Seja o gradador apresentado na Fig. 3.1b alimentando uma carga puramente resistiva. A corrente média na carga é nula enquanto a tensão e a corrente eficaz na carga podem ser calculadas pelas expressões 3.1 e 3.2.

$$V_{Ref} = V_O\left[1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{sen2\alpha}{2\pi}\right]^{1/2} \tag{3.1}$$

$$I_{Ref} = \frac{V_O}{R}\left[1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{sen2\alpha}{2\pi}\right]^{1/2} \tag{3.2}$$

As correntes média e eficaz em cada tiristor são:

$$I_{Tmed} = \frac{\sqrt{2}.V_O}{2\pi.R}(\cos\alpha+1) \tag{3.3}$$

$$I_{Tef} = \frac{I_{Ref}}{\sqrt{2}} \tag{3.4}$$

As formas de onda de um gradador monofásico alimentando uma carga resistiva são apresentadas na figura 3.2.

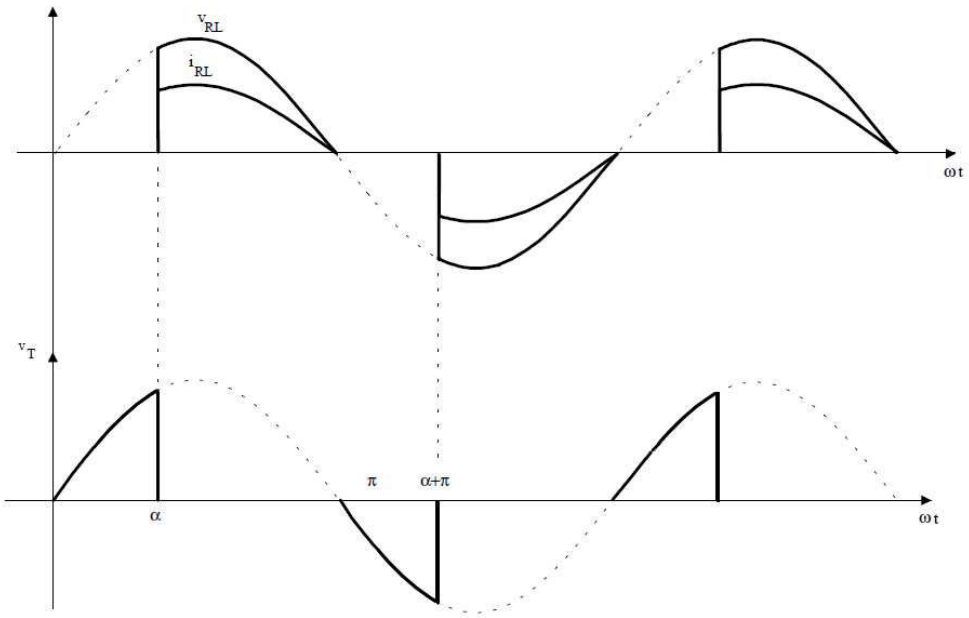


Fig. 3.2 - Tensão e corrente na carga e tensão sobre os Scr's para o gradador monofásico alimentando uma carga resistica

3.2.2 Carga RL

O fator de potência da carga é definido como:

$$\cos\phi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega.L)^2}} \tag{3.6}$$

É o ângulo da carga.

Para uma carga RL pode ocorrer condução contínua ou descontínua, dependendo apenas de φ e do ângulo α de disparo dos tiristores.

⇒ α > φ : condução descontínua
⇒ α = φ : condução crítica;
⇒ α < φ : condução contínua.

No caso especial em que α = φ, a corrente de carga terá a forma de uma senoide.

O ábaco da Figura 3.3 apresenta o ângulo de condução γ em funcão do ângulo de disparo α e do ângulo de deslocamento φ.

Seja a corrente de pico na carga dada por:

$$I_{PICO} = \frac{\sqrt{2}.V_0}{\sqrt{R^2 + (\omega.L)^2}} \tag{3.7}$$

As correntes média e eficaz em cada tiristor, parametrizadas em relação a IPICO e em função de α, através dos ábacos das Fig. 3.4. e 3.5.

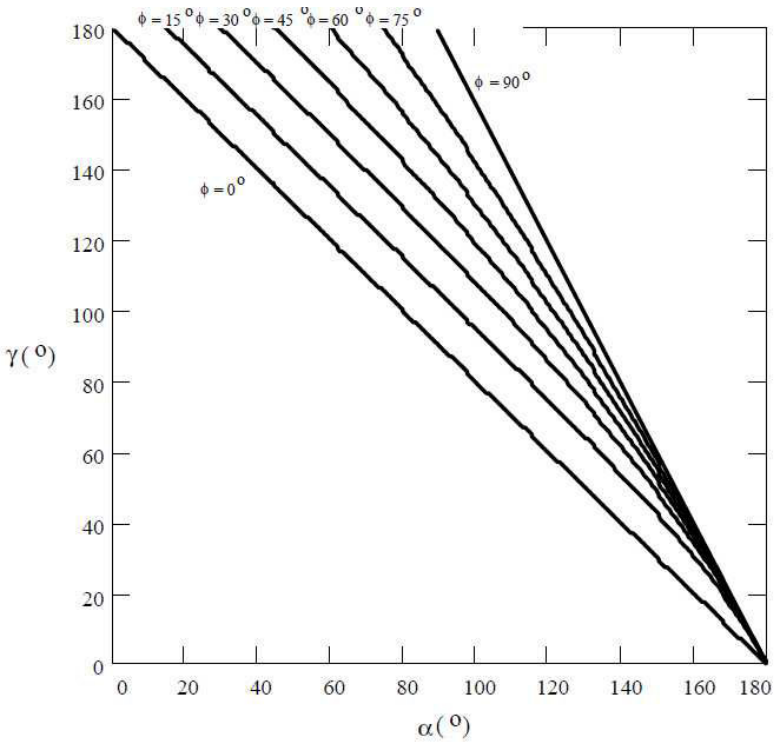


Fig. 3.3 - Ângulo γ em função de α para vários valores do ângulo de carga φ.

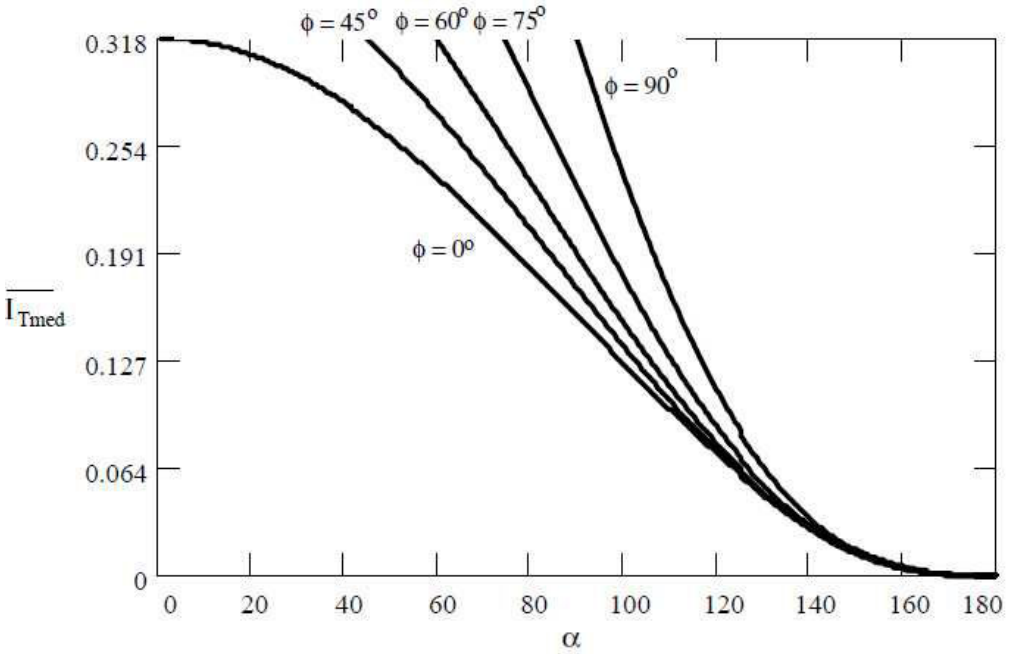


Fig. 3.4 - Corrente $\overline{I_{Tmed}}$ *em função de* α *para vários valores do ângulo de carga* φ.

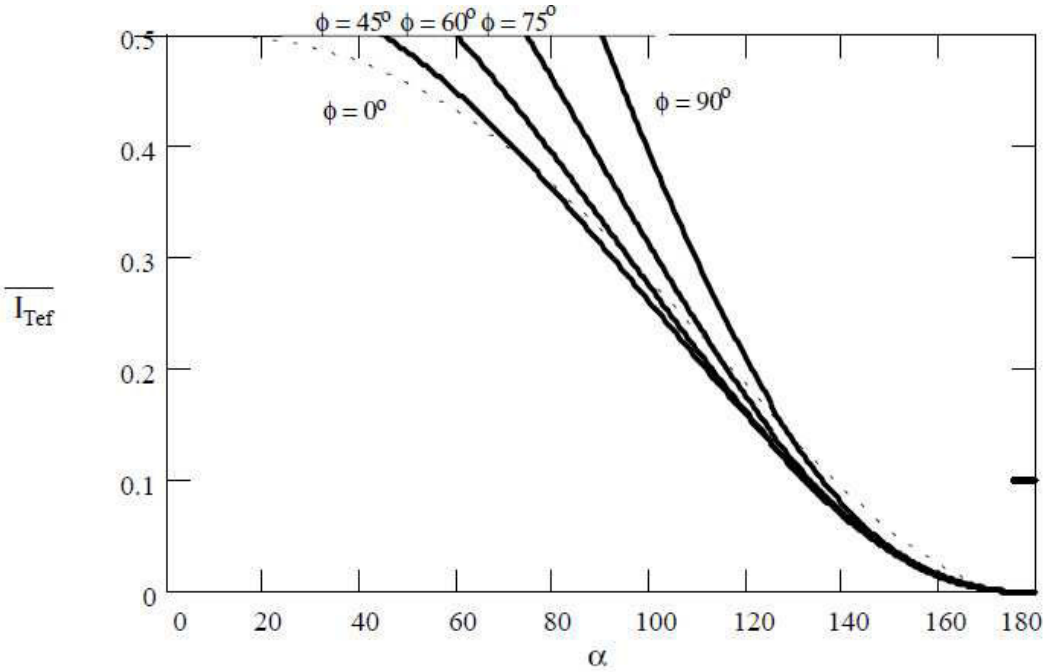


Fig. 3.5 - Corrente $\overline{I_{Tef}}$ *em função de* α *para vários valores do ângulo de carga* φ.

O valor eficaz da corrente na carga é obtido com o emprego da relação (3.8)

$$I_{RLef} = \sqrt{2} \cdot I_{Tef} \tag{3.8}$$

As formas de onda de interesse para o gradador monofásico alimentando uma carga indutiva são mostradas na Fig. 3.6.

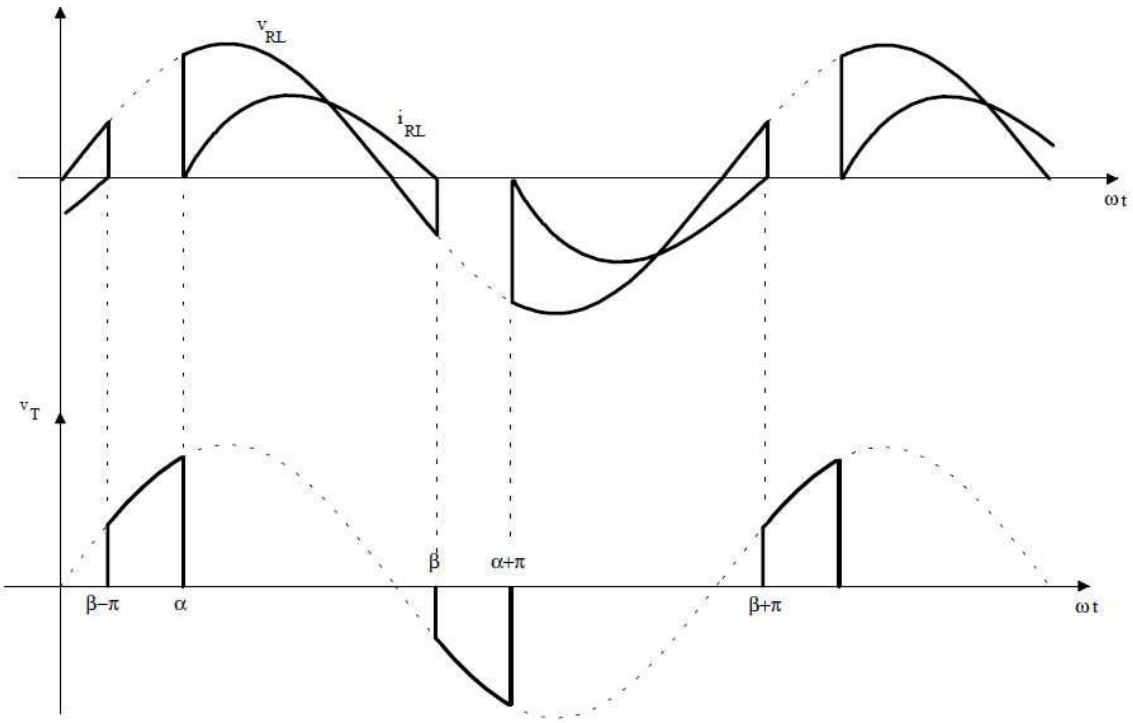


Fig. 3.6 - Formas de onda de interesse para um gradador monofásico alimentando uma carga indutiva.

3.3 Estruturas trifásicas

As estruturas trifásicas mais utilizadas industrialmente estão representadas nas Fig. 3.5, 3.6 e 3.7.

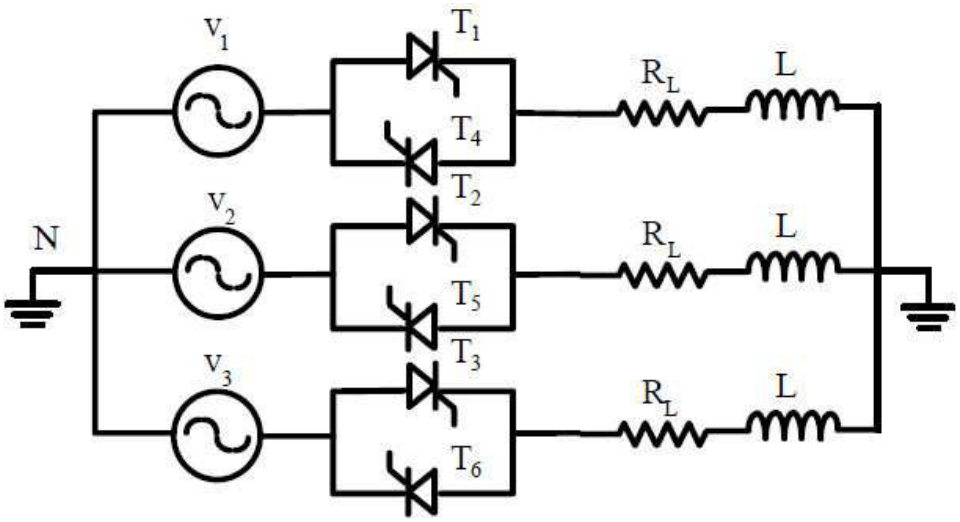


Fig. 3.7 - Gradador trifásico com carga ligada em estrela.

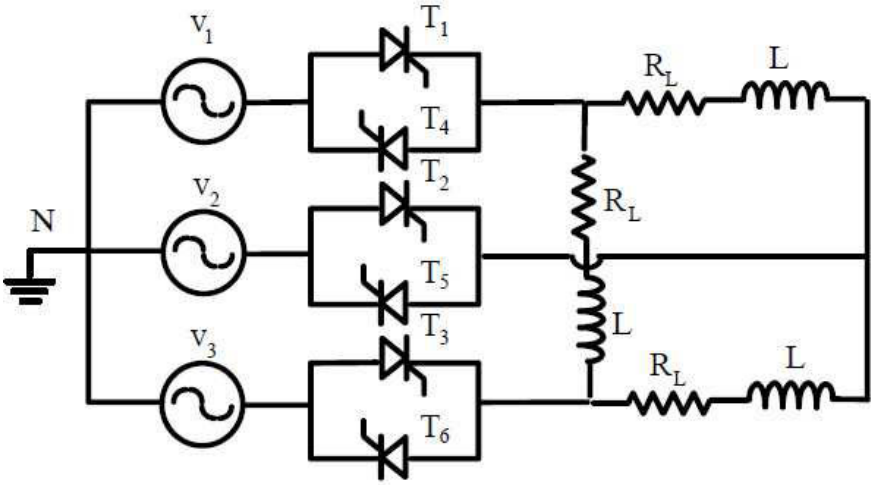


Fig. 3.8 - Gradador trifásico com carga ligada em triângulo.

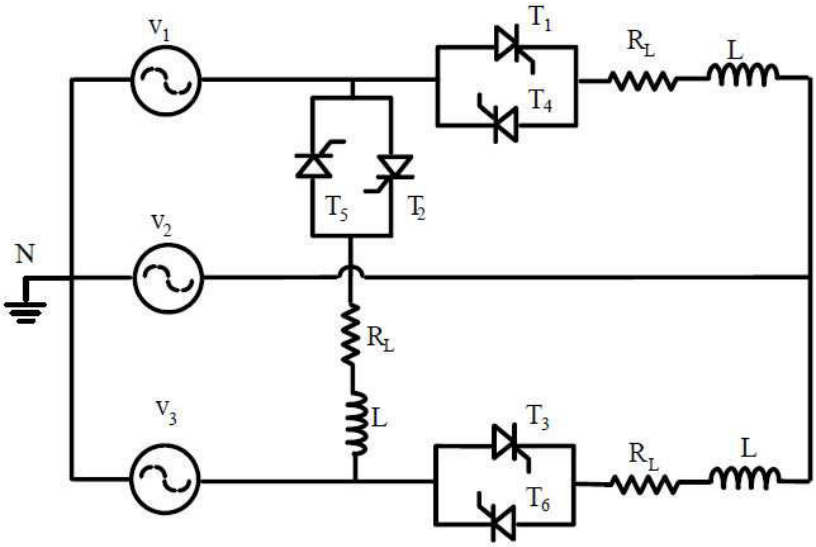


Fig. 3.9 - Gradador trifásico com os interruptores e a carga ligadas em triângulo.

3.4 Controle por ciclos inteiros

Os comandos anteriormente estudados controlavam a potência transferida à carga pelo ângulo de fase α, sendo chamado de controle de fase. O controle de fase apresenta duas desvantagens significativas:

⇒ gera harmônicas de corrente na rede de alimentação;

⇒ Presença de fator de potência variável, pois o mesmo é função do ângulo de disparo. Para valores elevados de α, o fator de potência é muito baixo.

Em algumas aplicações, como aquecimento resistivo, pode se utilizar o controle por ciclos inteiros, onde aplica se sobre a carga uma quantidade **n** de ciclos da rede por um intervalo de tempo t_1 e desliga se a carga da rede por um tempo t_2. A soma dos tempos t_1 e t_2 constitui o período de controle T, composto de **N** ciclos onde:

$$n \leq N$$

$$t_1 + t_2 = T$$

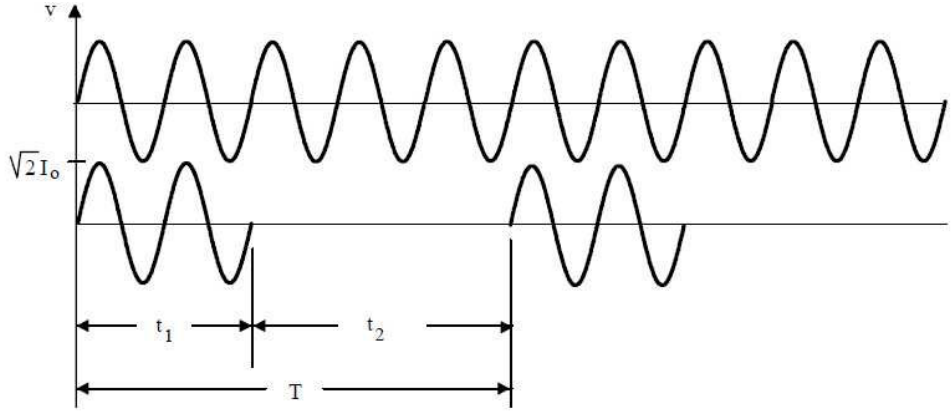


Fig. 3.10 - Princípio de funcionamento do controle por ciclos inteiros.

A corrente assume um valor eficaz igual a I_0 durante o intervalo de tempo t_1 e igual a zero durante t_2. A corrente eficaz total no período de controle é:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{t_1}{T}}.I_0 \tag{3.9}$$

Pode se também escrever:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{n}{N}}.I_0 \tag{3.10}$$

Mantendo se constante o período de controle (ou o número de ciclos totais N), pode se controlar a potência transferida à carga pelo número de ciclos aplicados n.

$$P = R.I_{ef}^{\ 2} \tag{3.11}$$

Substituindo se 3.10 em 3.11 temos:

$$P = \frac{n}{N}.R.I_0^2 \tag{3.12}$$

Como vantagens esse processo oferece:

⇒ Não há geração de RFI, visto que a operação é sempre com formato senoidal puro;

⇒ O fator de potência é unitário;

Maior expectativa de vida para os tiristores, já que a corrente inicial é sempre baixa (baixo di/dt).

CAPITULO 4

Comutação

4.1 Efeitos da comutação

Sabe se que toda fonte de alimentação apresenta uma impedância interna, que pode ter as seguintes origens:

⇒ impedância das linhas de transmissão;
⇒ impedância dos geradores (alternadores);
⇒ impedância dos transformadores;
⇒ impedância colocada intencionalmente.

Estas impedâncias influenciam sensivelmente no comportamento das estruturas dos conversores estáticos, em especial nas comutações.

4.2 Princípio da comutação

Comutação é a transferência da corrente de um a outro ramo de um conversor ou circuito elétrico/eletrônico.

Considerando a estrutura de um retificador trifásico de ponto médio onde, em série com cada fase da fonte de alimentação trifásica tem se uma indutância L_C, denominada impedância de comutação e que representa a impedância interna da fonte, estudaremos o fenômeno da comutação.

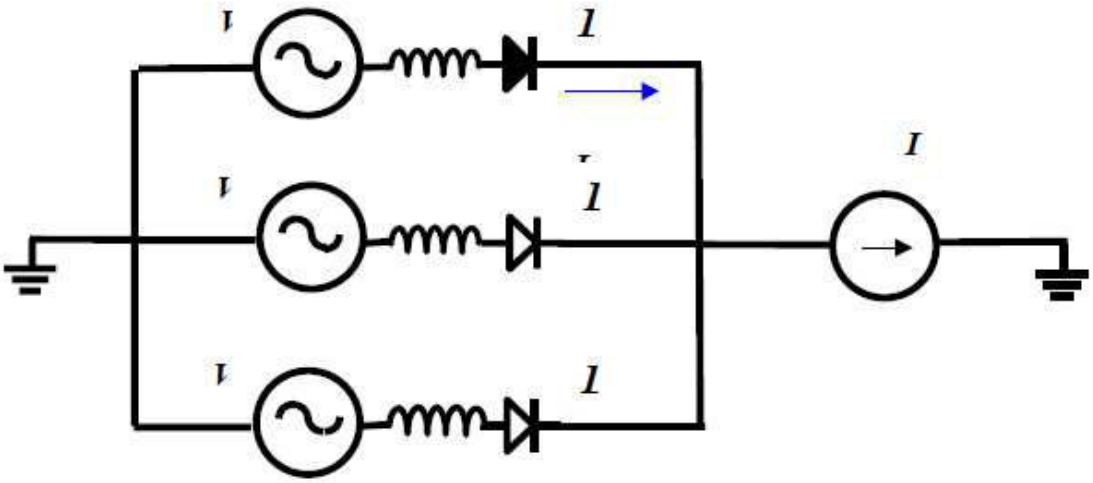


Fig. 4.1 - Retificador trifásico em ponto médio ligado a uma fonte de alimentação com impedâncias L_C por fase.

$$I_{D1} = I$$

Na figura 4.1, vemos o diodo D_1 conduzindo a corrente de carga I. No instante t_0 (V_2-V_1>0), o diodo D_2 começa a conduzir. Porém, O indutor L_C impede que D_1 bloqueie devido a corrente que nele circula, I_{D1}, não anular se instantaneamente. Desta forma, durante o intervalo

de tempo em que ocorre a comutação, os diodos D_1 e D_2 conduzem simultaneamente a corrente de carga I, conforme podemos constatar através da figura 4.2.

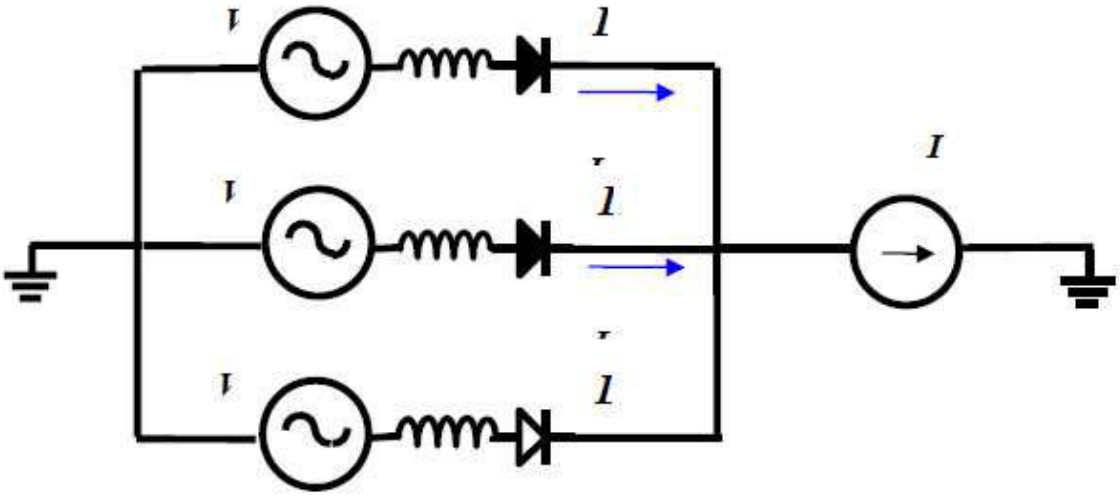


Fig. 4.2 - Condução simultânea de D_1 *e* D_2 *devido a impedância de comutação* L_C.

$$\mathbf{I} = \mathbf{I}_{D1} + \mathbf{I}_{D2}$$

No instante t_1, sendo t_1-t_0 o intervalo de tempo da comutação, o diodo D_2 assume integralmente a corrente de carga e D_1 bloqueia efetivamente. Assim:

$$I_{D2} = I$$

1.3 Redução na tensão da carga devido a comutação

Durante as comutações, como existe a condução de, no mínimo, duas chaves (diodos, tiristores, transistores etc.), a carga fica submetida à diferença instantânea de tensão entre as fases da fonte de alimentação. No caso da figura 4.2, a tensão sobre a carga é dada pela média aritmética dos valores instantâneos das tensões V_1 e V_2. Assim, o valor da tensão resultante na carga durante a comutação entre D_1 e D_2 é:

$$V = \frac{V_1 + V_2}{2} \tag{4.4}$$

Na figura 4.3, vemos as formas de onda das tensões e correntes durante a comutação entre D_1 e D_2. Podemos notar pela área hachurada que existe uma redução nos valores instantâneos da tensão sobre a carga, resultando em um menor valor médio. Este é o principal efeito provocado por L_C.

O valor médio da redução de tensão na carga é dado pela expressão (4.5).

$$V_{LC} = n.f.L_C.I \tag{4.5}$$

Percebe se portanto, que a redução da tensão durante a comutação é proporcional a corrente de carga I, a impedância de comutação L_C, a frequência f de fonte de alimentação e ao número de pulsos (ou de comutações) n do conversor.

Pode se definir o ângulo de comutação como:

$$u = \omega t_1 - \omega t_0 \, (rad) \tag{4.6}$$

E calcular o seu valor por:

$$u = \cos^{-1}\left[1 - \frac{\omega . L_C . I}{\sqrt{2} . V_0 . sen\left(\pi/n\right)}\right] \tag{4.7}$$

Onde V_0 é o valor eficaz da tensão de uma das fases.

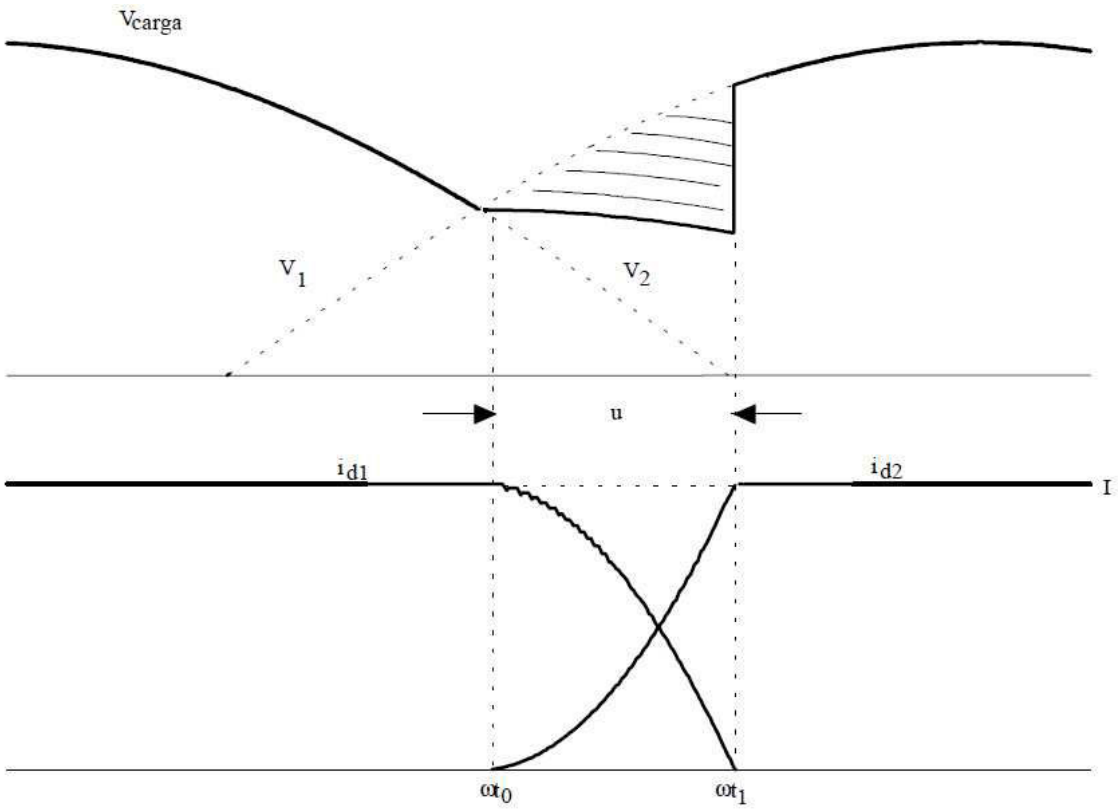


Fig. 4.3 - Tensão e corrente na carga durante a comutação.

1.4 Influência do transformador

Quando um transformador alimenta um conversor estático, as reatâncias internas dos enrolamentos interferem na tensão de saída. Existem dois casos distintos a considerar, sendo $N_1 = N_2$.

a) Número de enrolamentos primários iguais ao número de enrolamentos secundários:

Neste caso, a indutância de dispersão do primário l_p dever ter seu valor refletido ao secundário da seguinte forma:

$$l_p' = \left[\frac{N_2}{N_1}\right]^2 . l_p \tag{4.8}$$

b) Número de enrolamentos primários e secundários diferentes:

A reflexão da(s) indutância(s) de dispersão do primário deve levar em conta o número de enrolamentos do primário e o número de enrolamentos do secundário do transformador. A indutância de dispersão refletida do primário ao secundário é, então:

$$l_p'' = \left[\frac{N_S . N_2}{N_P . N_1}\right]^2 . l_p \tag{4.9}$$

Onde NP é o número de enrolamentos do primário e N_S é o número de enrolamentos do secundário. N_1 e N_2 são, respectivamente, o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário.

Devemos observar porém, que a indutância refletida do primário para o secundário é proporcional ao número total de espiras do primário e do secundário. Portanto, quando o número de enrolamentos do secundário for diferente do número de enrolamentos do primário, devemos verificar a contribuição da indutância refletida sobre o total de espiras sobre cada enrolamento.

Como exemplo podemos citar um transformador com apenas um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários (derivação central), como aquele utilizado pelo retificador monofásico de ponto médio, onde a contribuição da indutância refletida ao secundário sobre cada enrolamento é igual a metade da indutância total refletida.

A impedância total do secundário do transformador, que irá interferir nas comutações, é dada por:

$$L_C = l_p' + l_s \tag{4.10}$$

Onde l_S é a indutância de dispersão do enrolamento secundário do transformador.

1.5 Influência de LC na corrente de entrada do conversor

A impedância de comutação provoca um arredondamento da corrente, e a consequente diminuição das harmônicas de corrente de ordens elevadas, e um atraso na componente fundamental, implicando na redução do fator de potência que o conversor oferece a rede.

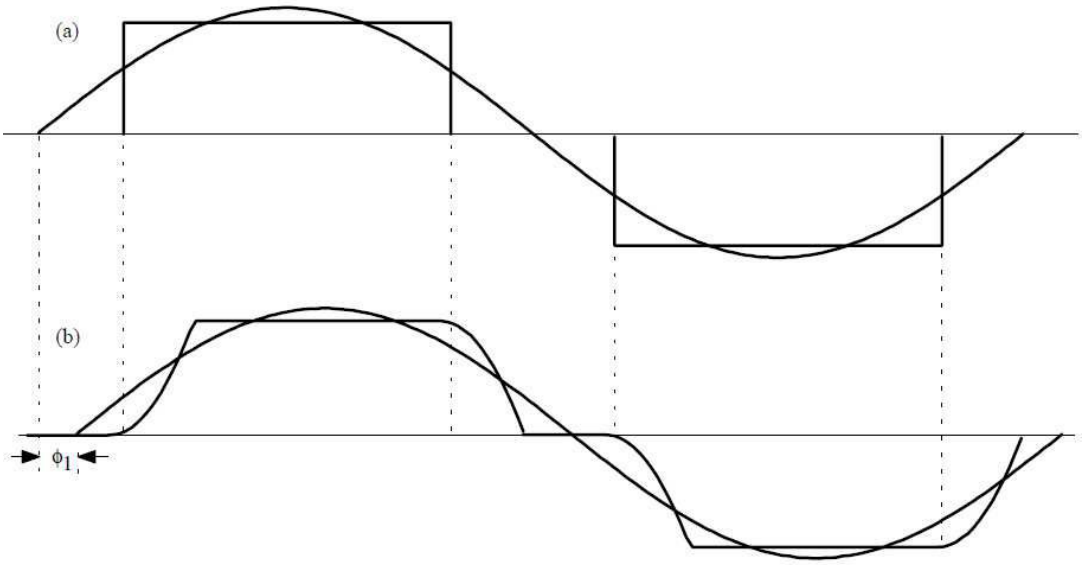
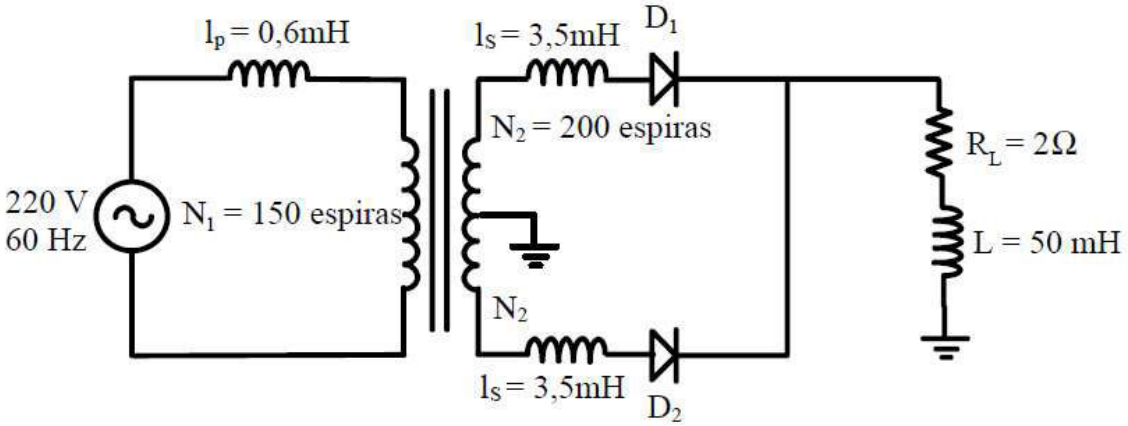


Fig. 4.4 - Corrente na entrada do conversor (a) sem L_C *e (b) com* L_C .

1.6 Exemplo

Considere a seguinte estrutura:



a. Calcular a indutância de comutação e a redução média de tensão devido a comutação;

b. Calcular o ângulo de comutação.

Solução:

a. A partir da expressão 4.9 obtém se:

$$l_p'' = \left[\frac{2 \cdot 200}{150}\right]^2 \cdot 0{,}6m = 4{,}3mH$$

Como a contribuição da indutância refletida ao secundário sobre cada enrolamento é igual a metade da indutância total refletida, resulta de 4.10:

$$L_C = 2{,}15mH + 3{,}5mH = 5{,}65mH$$

A tensão média na carga será a tensão média que se teria sem a presença da indutância de comutação menos a redução média de tensão causada pela indutância de comutação. Assim:

$$V_{med} = 0{,}9 \cdot V_o - n \cdot f \cdot I \cdot L_C$$

Como $V_{med} = I \cdot R$, a expressão acima resulta em:

$$I \cdot R = 0{,}9 \cdot V_o - n \cdot f \cdot I \cdot L_C$$

Substituindo se os valores conhecidos, obtém se:

$$2.I = 0{,}9 \cdot 293{,}33 - 2 \cdot 60 \cdot I \cdot 5{,}65 \cdot 10^{-3}$$

Assim:

I = 98,6 A

Substituindo se o valor obtido para a corrente média na expressão (4.5), obtém se a redução média de tensão devido a indutância de comutação:

$$V_{lc} = 2 \cdot 60 \cdot 98{,}6 \cdot 5{,}65 \cdot 10^{-3} = 66{,}9 \text{ V}$$

b. Da expressão (4.7), obtém se:

$$u = \cos^{-1}\left[1 - \frac{377 \cdot 5{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 98{,}6}{\sqrt{2}.293{,}33 \cdot \text{sen}\left(\pi/2\right)}\right] \cong 60^{o}$$

CAPITULO 5

Circuitos de Comando

5.1 Introdução:

A função básica dos circuitos de comando é determinar, manual ou automaticamente, o instante apropriado para o disparo dos interruptores eletrônicas dos conversores estáticos e enviar a corrente de disparo com a forma e o valor mais adequado.

O comando mais utilizado em retificadores controlados é aquele em que se realiza a comparação de uma onda dente de serra sincronizada com a tensão de alimentação com uma tensão contínua. O instante de disparo do(s) SCR(s) é aquele em que as duas tensões apresentam o mesmo valor instantâneo.

5.2 Organização de um Circuito de Comando:

A figura 5.2 mostra o diagrama de blocos de um circuito básico de comando. O transformador, além de reduzir a tensão da rede, proporciona o isolamento galvânico do circuito. O bloco 1 é o responsável pela geração da dente de serra sincronizada com a da tensão de alimentação, tensão esta que serve como tensão de referência. No bloco 2 a rampa é comparada com uma tensão contínua de comando (V_C), produzindo uma onda retangular na saída. Os blocos 3 e 4 são, respectivamente, um oscilador e uma porta lógica E. A porta lógica é a responsável pela produção de um trem de pulsos. Por último, o bloco 5 é o responsável pelo isolamento amplificação e envio do sinal de gatilho.

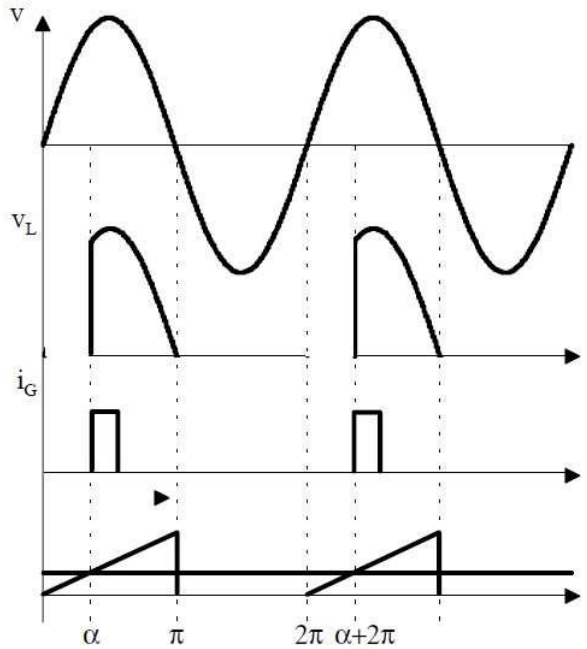


Fig. 5.1 - Formas de onda de um comando comumente empregado em retificadores controlados.

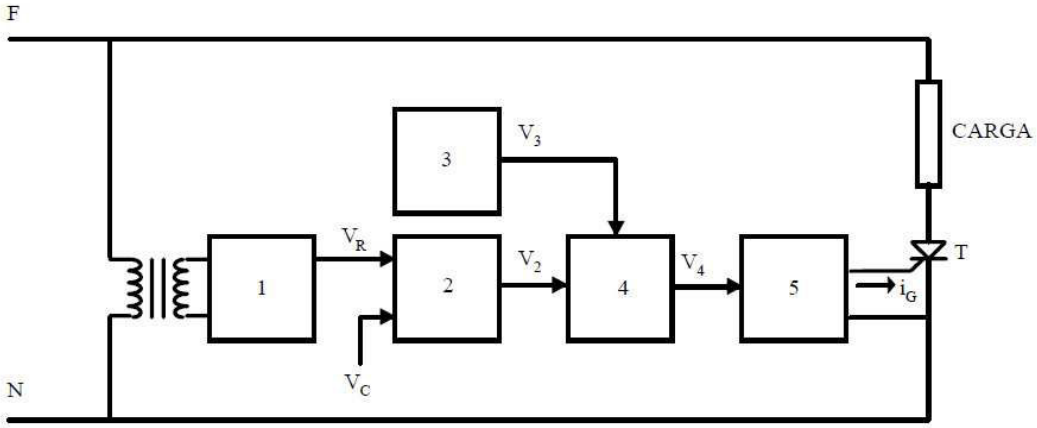


Fig. 5.2 -Organização básica de um circuito de comando de retificadores controlados.

2.3 O TCA 785

O TCA 785 é um CI dedicado ao controle de SCRs e triacs. O pulso de gatilho pode ser deslocado em uma faixa entre 0º e 180º.

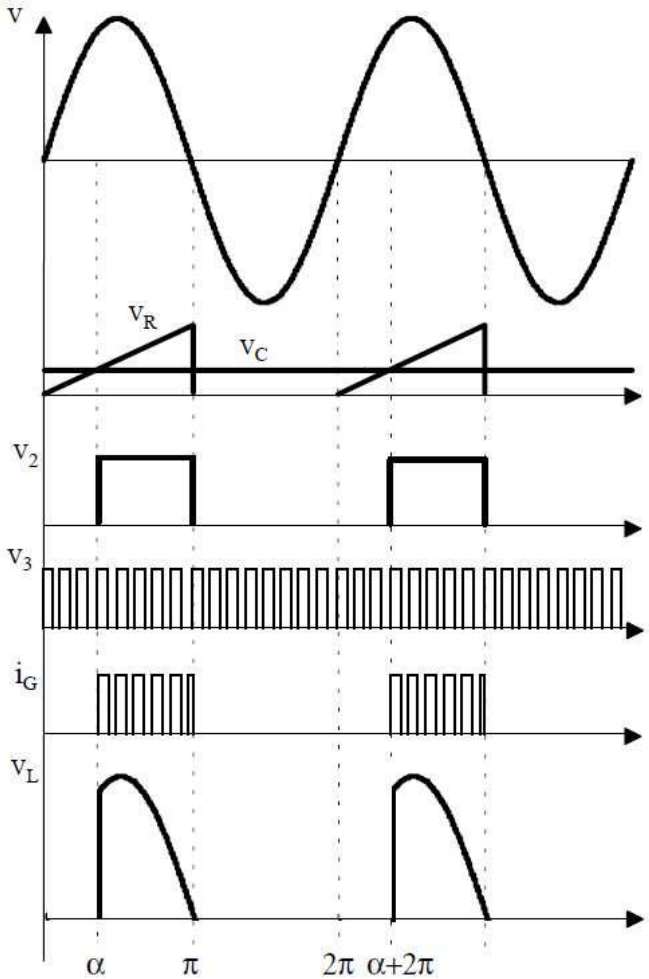


Fig. 5.3 - Formas de onda do circuito de comando da figura 5.2.

2.3.1 Descrição Funcional

O diagrama de blocos da figura 5.4 e o diagrama de pulsos da figura 5.5 apresentam as funções essenciais do TCA 785.

O sinal de sincronismo é obtido a partir da rede de alimentação através de um resistor de alta impedância (pino 5). Um comparador detecta a passagem por zero da tensão de alimentação e informa ao registrador de sincronismo. Este registrador controla um gerador de rampa, o capacitor externo C_{10} (< 0,5 µF) o qual é carregado por uma corrente constante determinada por um resistor externo R_9 (20 a 500 kΩ). O tempo de subida da rampa é determinado pela combinação RC. Quando a tensão de rampa V_{10} excede, a tensão de controle V_{11}, um sinal é enviado a Lógica. Dependendo da magnitude da tensão de controle V_{11}, o ângulo de disparo α pode ser deslocado numa faixa de 0º a 180º.

Para todo semiciclo, um pulso positivo de aproximadamente 30µs de duração aparece nas saídas Q_1 e Q_2. A duração do pulso pode ser prolongada até 180º via capacitor externo C_{12}, conforme a tabela 5.1. Se o pino 12 é conectado a terra, resultam pulsos com uma duração de 180º - α. As duas saídas Q_1 e Q_2, em seguidor de emissor, podem fornecer uma corrente de 250 mA. As demais saídas são em coletor aberto com capacidade máxima de corrente de 10 mA.

As saídas $\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$ fornecem os sinais complementares a Q_1 e Q_2.

Um sinal de α + 180º o qual pode ser usado para controlar uma lógica externa está disponível no pino 3.

Um sinal que corresponde a lógica não-ou entre Q_1 e Q_2 está disponível na saída Q_Z (pino 7).

Se entrada de inibição (pino 6) for conectada ao terra, as saídas são desabilitadas

O pino 13 pode ser utilizado para estender as saídas $\overline{Q_1}$ e $\overline{Q_2}$ para 180º - α.

A tensão CC de alimentação é internamente regulada para uma tensão de referência de 3.1 V. Isto faz com que a operação do CI fique insensível as oscilações da tensão de alimentação e admita uma tensão de alimentação de 8 a 18 VCC. O potencial positivo da fonte de alimentação deve ser aplicada ao pino 16 e o potencial negativo (terra) ao pino 1. O consumo de corrente do CI é cerca de 6,5 mA.

Tabela 5.1

Largura do pulso da saída em função do capacitor C_{12}

Capacitância C_{12} para extensão do pulso (pF)	0	100	200	330	680	1000
Largura do pulso (µs)	30	80	130	200	370	550

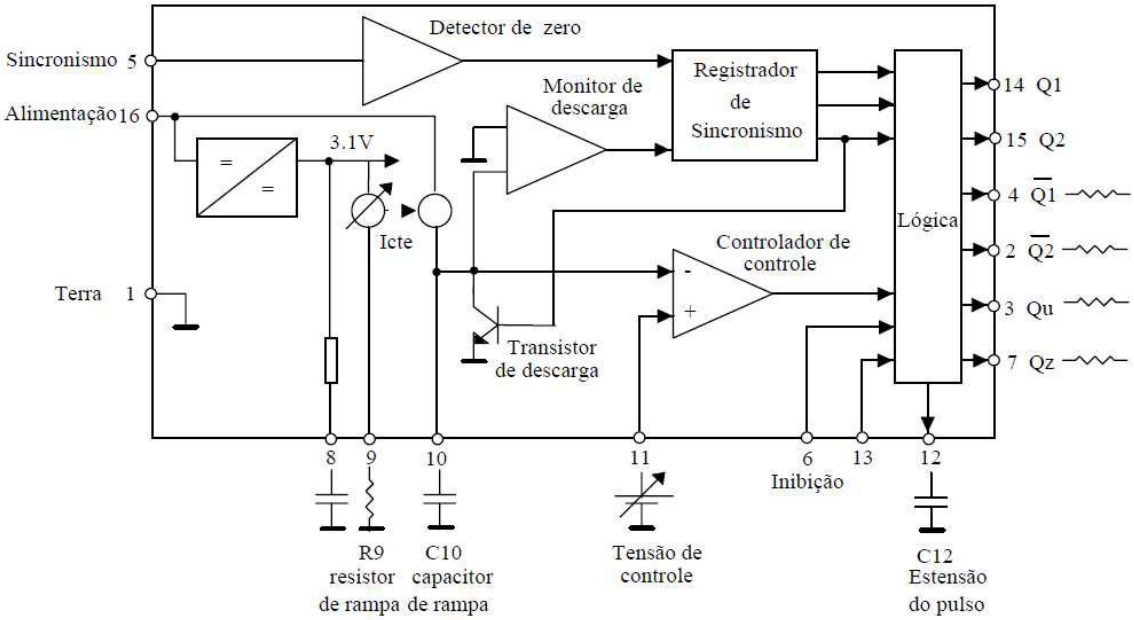


Fig. 5.4 -Diagrama de Blocos do CI TCA 785.

2.4 Duração dos Pulsos de Gatilho

Quando o conversor alimenta uma carga puramente resistiva, um pulso de corrente de gatilho com 10 µs de duração é suficiente para colocar um SCR em condução. Quando a carga for indutiva, a corrente de gatilho deve ser mantida com o valor adequado durante o tempo necessário para que a corrente de ânodo atinja o valor da corrente de retenção I_L.

2.5 Controle de Tiristores por Ciclos Inteiros

Até o momento, estudou se circuitos de comando que controlavam a potência transferida à carga através do controle do ângulo de disparo ou de fase α.

O controle de fase é normalmente empregado onde se deseja uma resposta dinâmica rápida ou, ainda, quando a carga não permite a utilização de outro processo. Temos como casos típicos, o controle de intensidade luminosa de lâmpadas incandescentes e de velocidade de motores CC.

As grandes desvantagens desse processo de controle são:

• Geração de interferência RF, pois ocorre a introdução de harmônicas importantes na rede de alimentação;

• Presença de fator de potência variável, pois o mesmo é função do ângulo de disparo. Para valores elevados de α, o fator de potência é muito baixo.

Em determinadas aplicações, onde não há necessidade de uma resposta dinâmica muito rápida, pode ser utilizado o sistema de controle por ciclos inteiros. A ideia é trabalhar com o formato senoidal puro, onde a potência é controlada pelo número de ciclos entregues a carga. A figura 5.5 mostra o princípio de funcionamento deste controle.

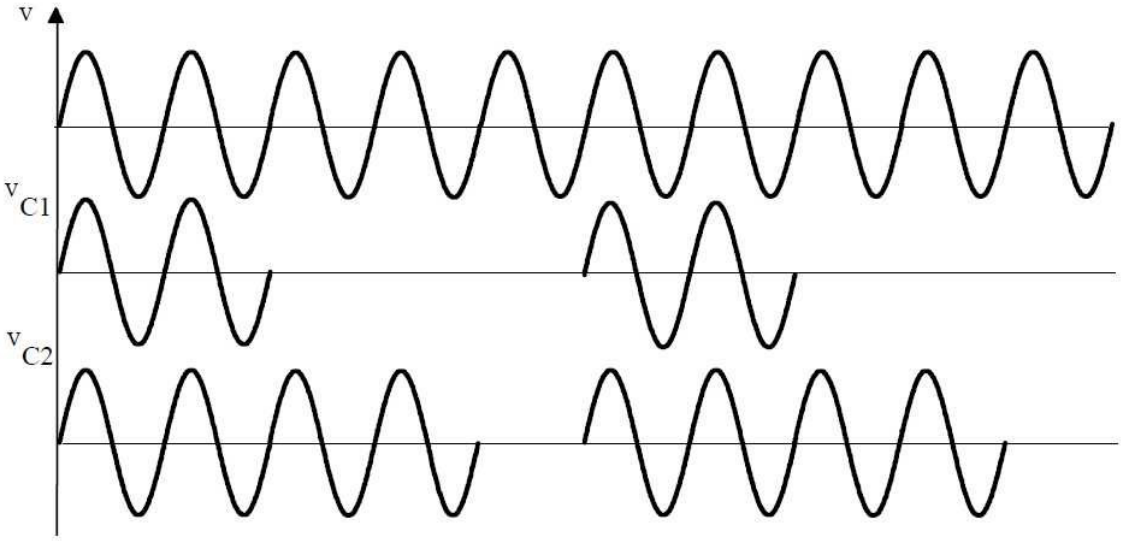


Fig. 5.5 - Princípio de funcionamento do controle por ciclos inteiros.

A potência é controlada através da relação entre T_{ON} e T_{OFF}. A constante de tempo deve ser suficientemente alta para integrar os "pacotes de energia", de modo que seja obtido o valor médio dos mesmos. O controle por ciclos inteiros se adapta perfeitamente em aplicações de aquecimento resistivo. Como vantagens esse processo oferece:

• Não há geração de RFI, visto que a operação é sempre com formato senoidal puro;
• fator de potência é unitário;
• Maior expectativa de vida para os tiristores, já que a corrente inicial é sempre pequena (baixo di/dt).

O circuito que aciona os tiristores deve ter uma lógica que permite dispará-los sempre na passagem por zero, de modo que as formas de onda na carga sejam senoidais. Não é necessário preocupar se com o desligamento em zero, já que esta é uma característica dos tiristores com carga puramente resistiva.

A figura 5.6 mostra um diagrama de blocos proposto para o acionamento por ciclos inteiros. O modulador PWM fornece pulsos (sinal de recorte) cujo a largura é proporcional à tensão de controle. A modulação é feita comparando se uma rampa linear com um nível CC que é a tensão de controle, conforme mostra a figura 5.7.

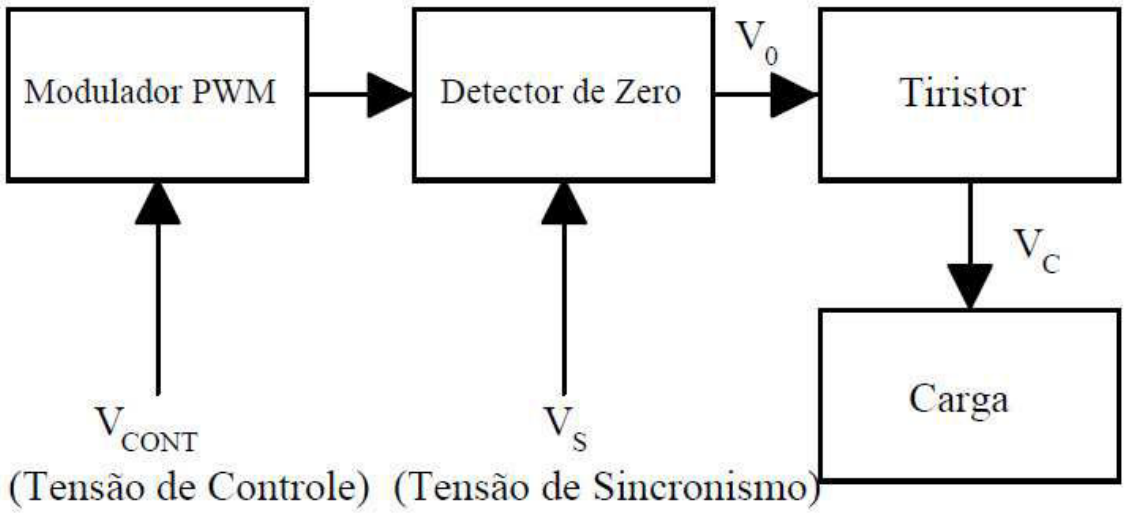


Fig. 5.6 - Diagrama de blocos de um controle utilizando a lógica de ciclos inteiros.

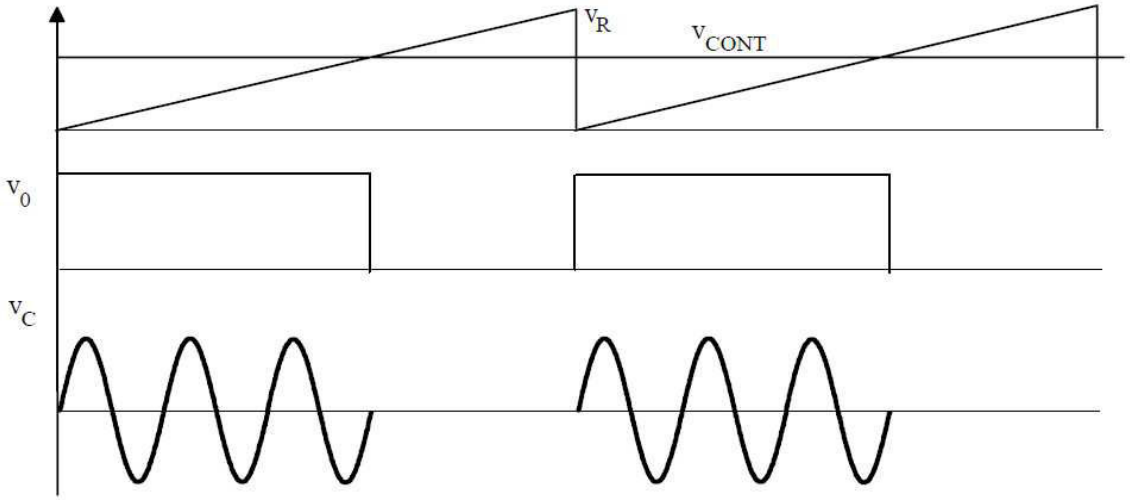


Fig. 5.7 - Forma de onda de um Controlador por Ciclos Inteiros.

Porém neste tipo de acionamento, o número de semiciclos pode ser ímpar. Um número ímpar de semiciclos introduz na carga uma componente contínua, o que pode ser prejudicial se a alimentação da carga é feita por transformadores. Uma solução para se obter períodos inteiros, consiste em obter o sinal de recorte a partir de um gerador de escada cujos “degraus” tenham uma duração igual ao período da rede (figura 5.8). Outra solução seria conservar a lógica da figura 5.6, porém fazendo com que o disparo do tiristor no semiciclo positivo imponha automaticamente a condução do mesmo durante o semiciclo negativo seguinte.

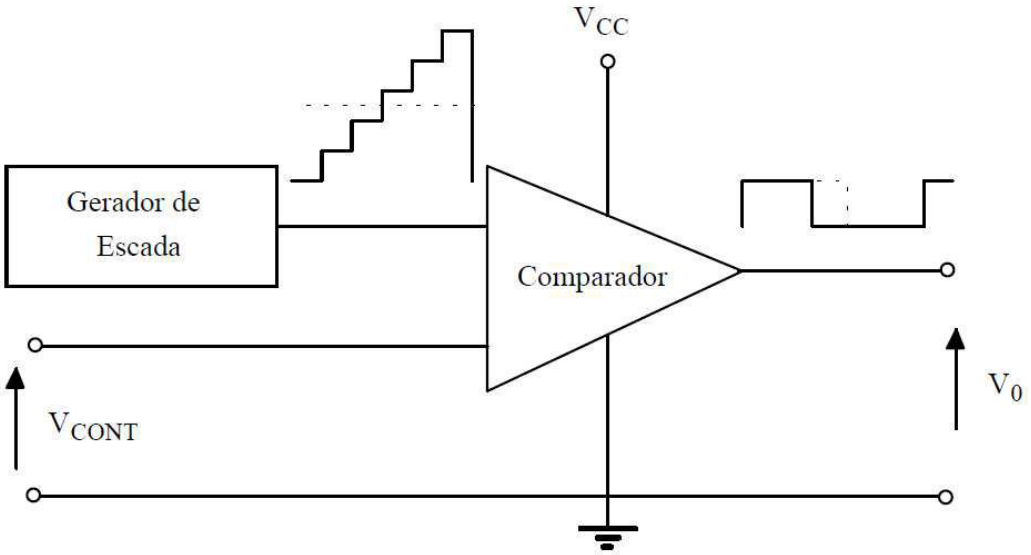


Fig. 5.8 - Uma solução empregada para obter períodos inteiros.

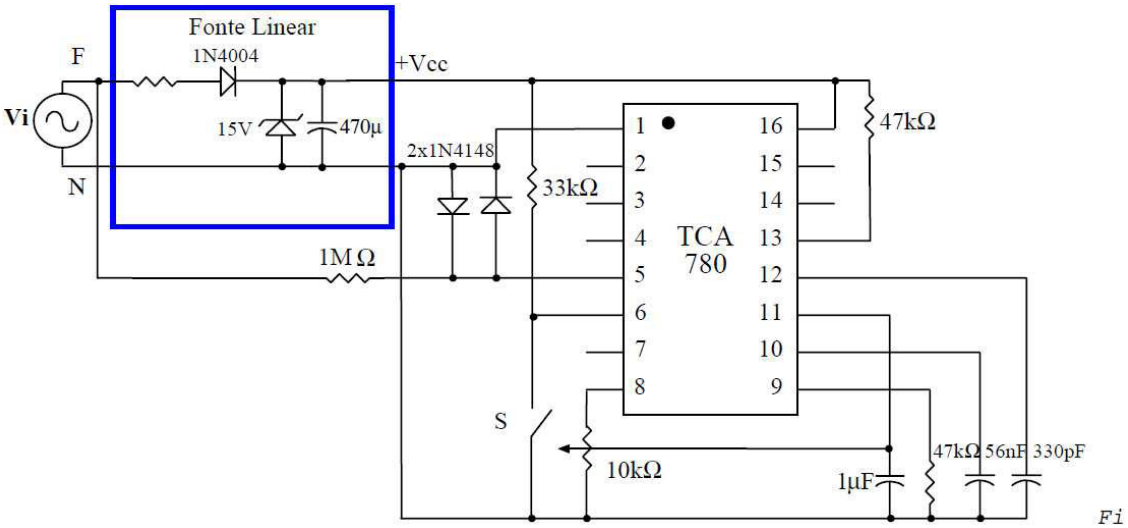
Primeira Aula Experimental de Eletrônica de Potência II

Material necessário

- Um osciloscópio com 2 ponteiras;
- Uma matriz de contato;
- Fios para Ligação;
- Os componentes do diagrama da Fig. 1;
- Fonte Linear Simétrica 15/-15 V;
- Alicates de corte e de bico;

Procedimento

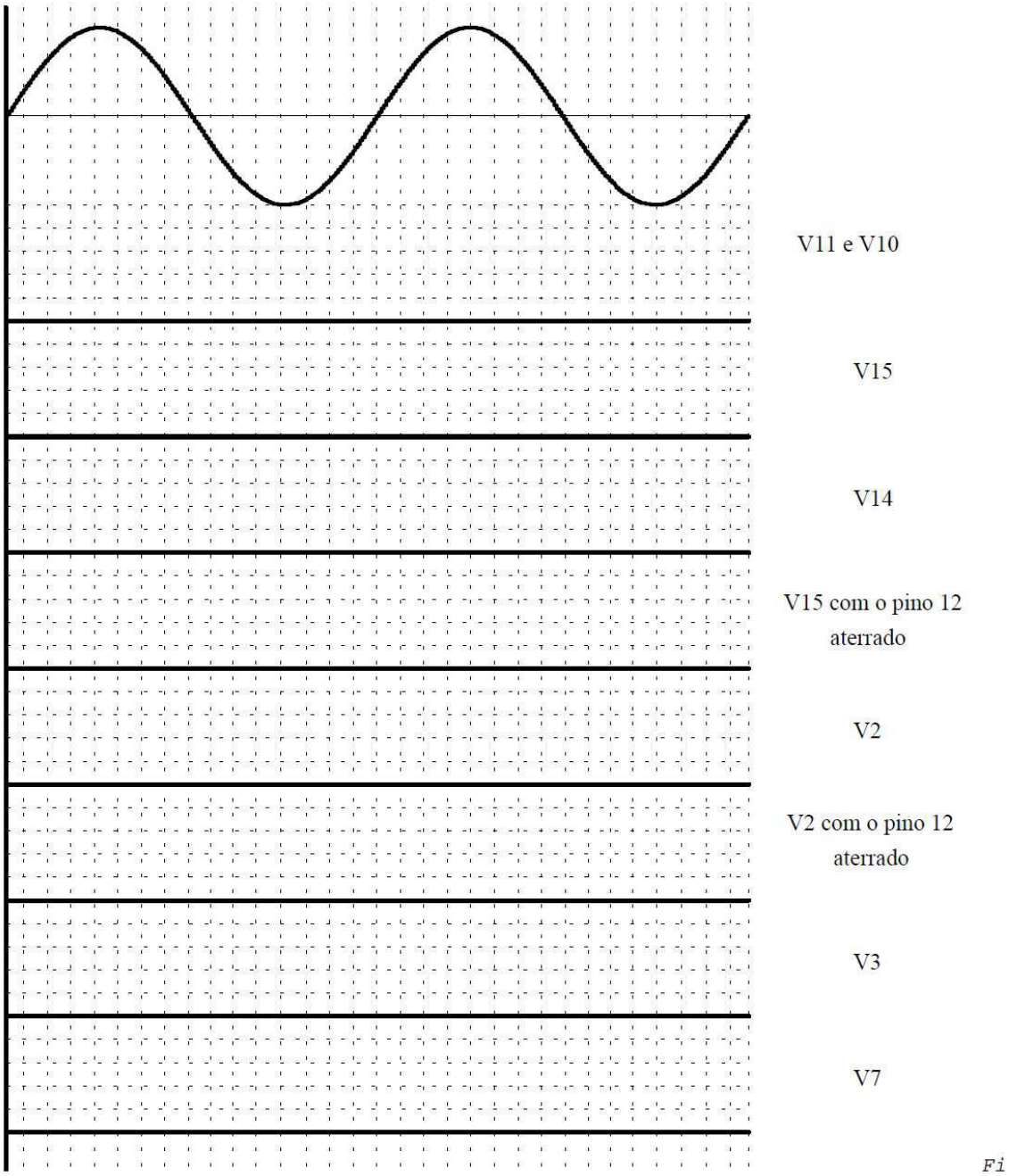
1. Montar na matriz o circuito representado na Fig. 1.
2. Ajustar a tensão de controle (pino 11) para 3 V.
3. Preencher o diagrama de pulsos da Fig. 2 e entregar.



g.1 - Diagrama do circuito a ser montado em sala de aula

Turma 883 - Primeiro Semestre de 1996

Nomes: _____



g.2 - Diagrama de Pulsos do TCA 785

CAPITULO 6

Inversores

6.1 - Introdução:

Os inversores são conversores estáticos que transformam energia elétrica de corrente contínua em energia elétrica de corrente alternada.

Como aplicações dos inversores, pode se citar:

- Geração de corrente alternada de 400 Hz em aeronaves;
- Sistemas de alimentação de instrumentação;
- Fontes de alimentação ininterruptas para computadores;
- Aquecimento indutivo;
- Iluminação fluorescente em frequências elevadas (“Ballast Eletrônico”);
- Acionamento de motores CA com frequência e tensões variáveis;
- Saídas de linhas de transmissão em corrente contínua.

6.2 - Topologias Básicas

6.2.1 - Inversor Monofásico em Ponte

A estrutura do inversos monofásico em ponte alimentando carga resistiva, está representado na figura 6.1.

As formas de onda de interesse são apresentadas na figura 6.2.

Com S_1 e S_4 em condução, a tensão na carga é igual a E, quando S_2 e S_3 estão em condução, ela torna se igual a -E.

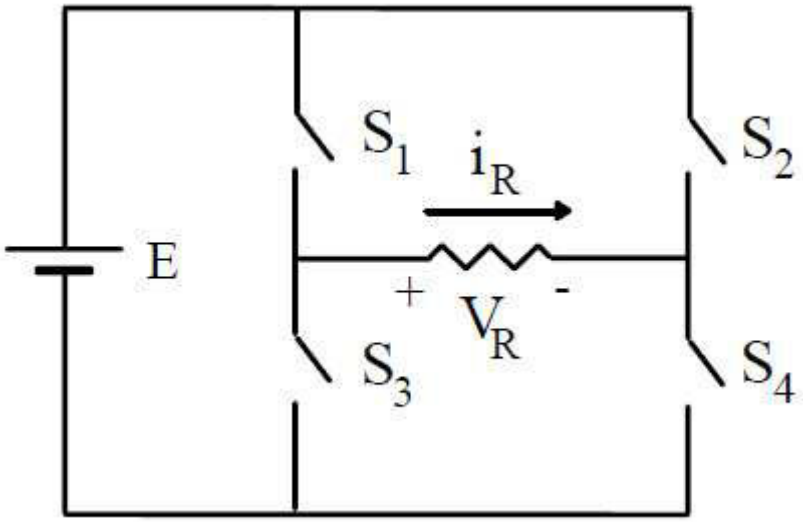


Fig. 6.1 - Inversor monofásico em ponte com carga resistiva.

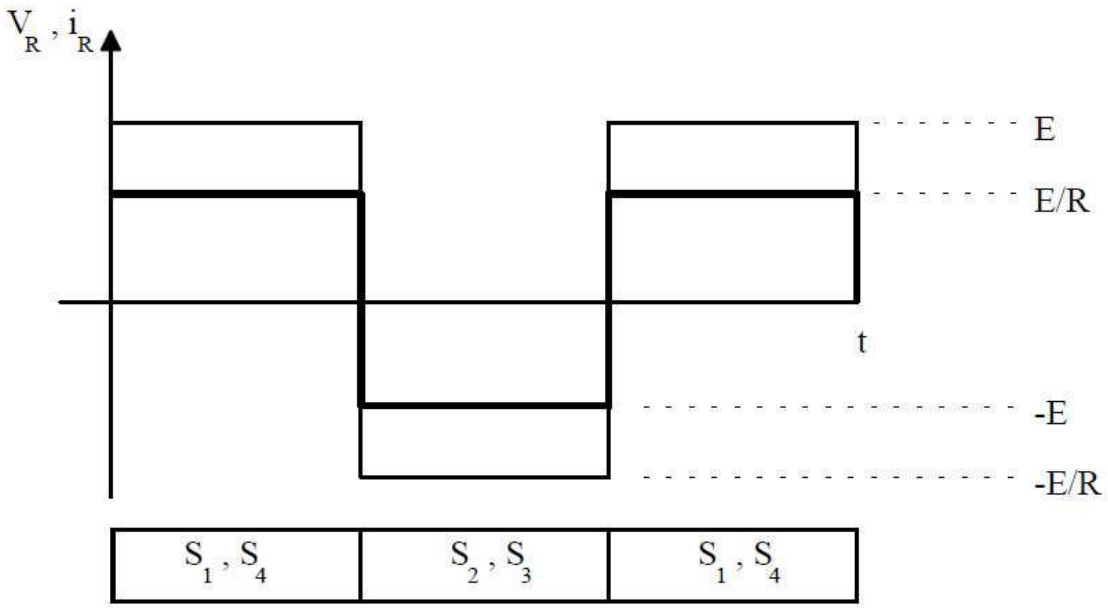


Fig. 6.2 - Tensão e corrente na carga para o inversos da figura 6.1.

Quando a carga for indutiva, devem ser adicionados a estrutura da figura 6.1 os diodos de circulação D_1, D_2, D_3 e D_4, como indica a figura 6.3. Observe que com carga indutiva a fonte E deve ser reversível em corrente.

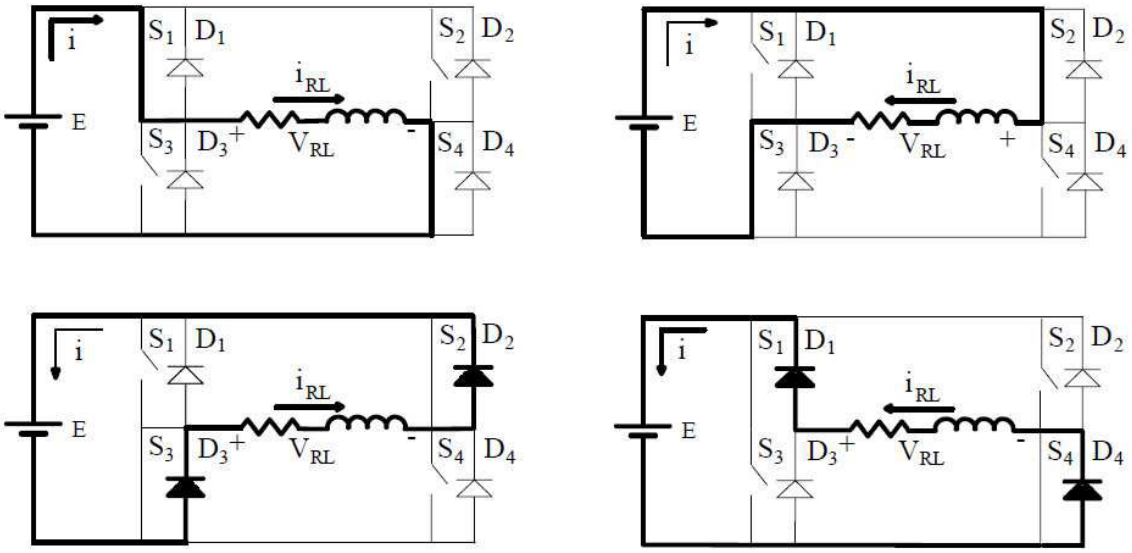


Fig. 6.3 - Etapas de funcionamento do inversor em ponte alimentando carga indutiva.

6.2.2 - Inversor Monofásico em Ponto Médio:

Este circuito representado na figura 6.5, emprega apenas um braço, sendo desse modo mais simples de ser comandado que o inversor em ponte.

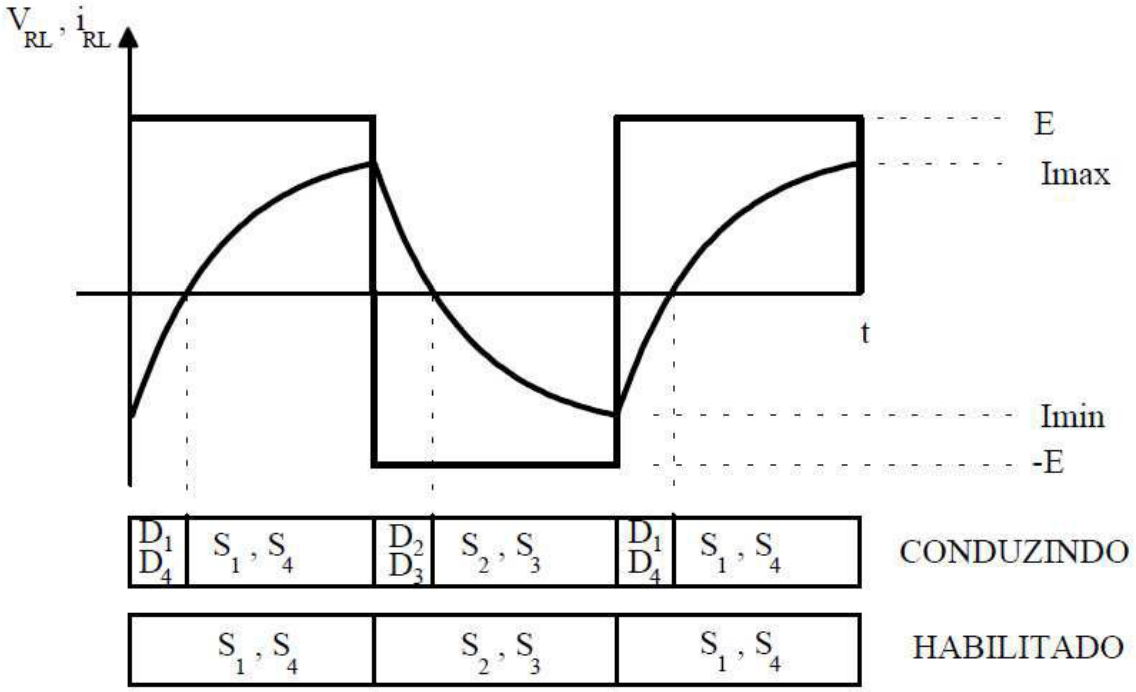


Fig. 6.4 - Tensão e corrente na carga para o inversor da figura 6.3.

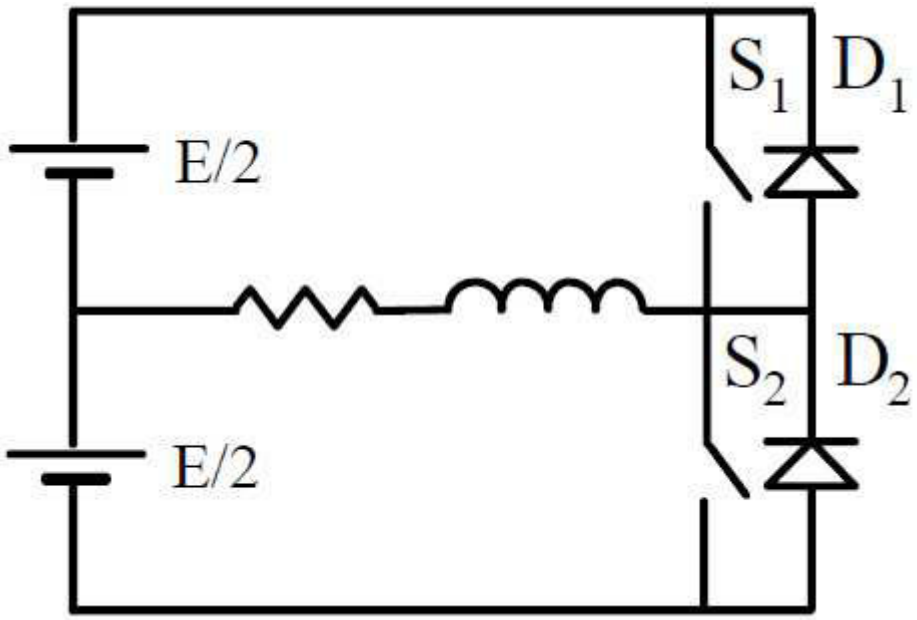


Fig. 6.5 - Inversor Monofásico com ponto Médio.

6.2.3 - Inversor Push-Pull:

A estrutura do inversor Push-Pull está representada na figura 6.5.

Este circuito é apropriado para baixas frequências e baixas potências e apresenta as seguintes características:

- A carga é isolada da fonte;
- Emprega dois interruptores ligados na mesma massa da fonte.

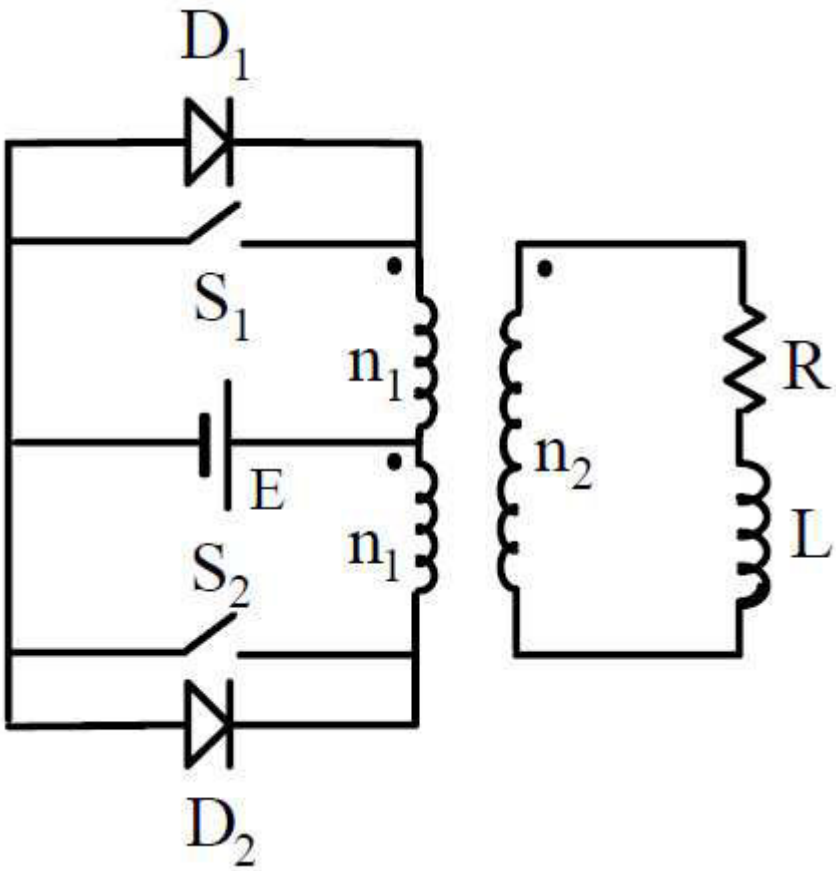


Fig. 6.6 - Inversor Push-Pull

6.3 - Controle de Tensão nos Inversores

Os métodos mais utilizados para controlar a tensão de carga em inversores são:

• Controle da tensão de entrada do inversor;

• Controle da tensão dentro do inversor por modulação ou por defasagem.

O controle na entrada é muito comum. Quando a fonte de entrada for uma bateria, emprega se um conversor CC-CC; quando a fonte de entrada for alternada, emprega se um retificador controlado.

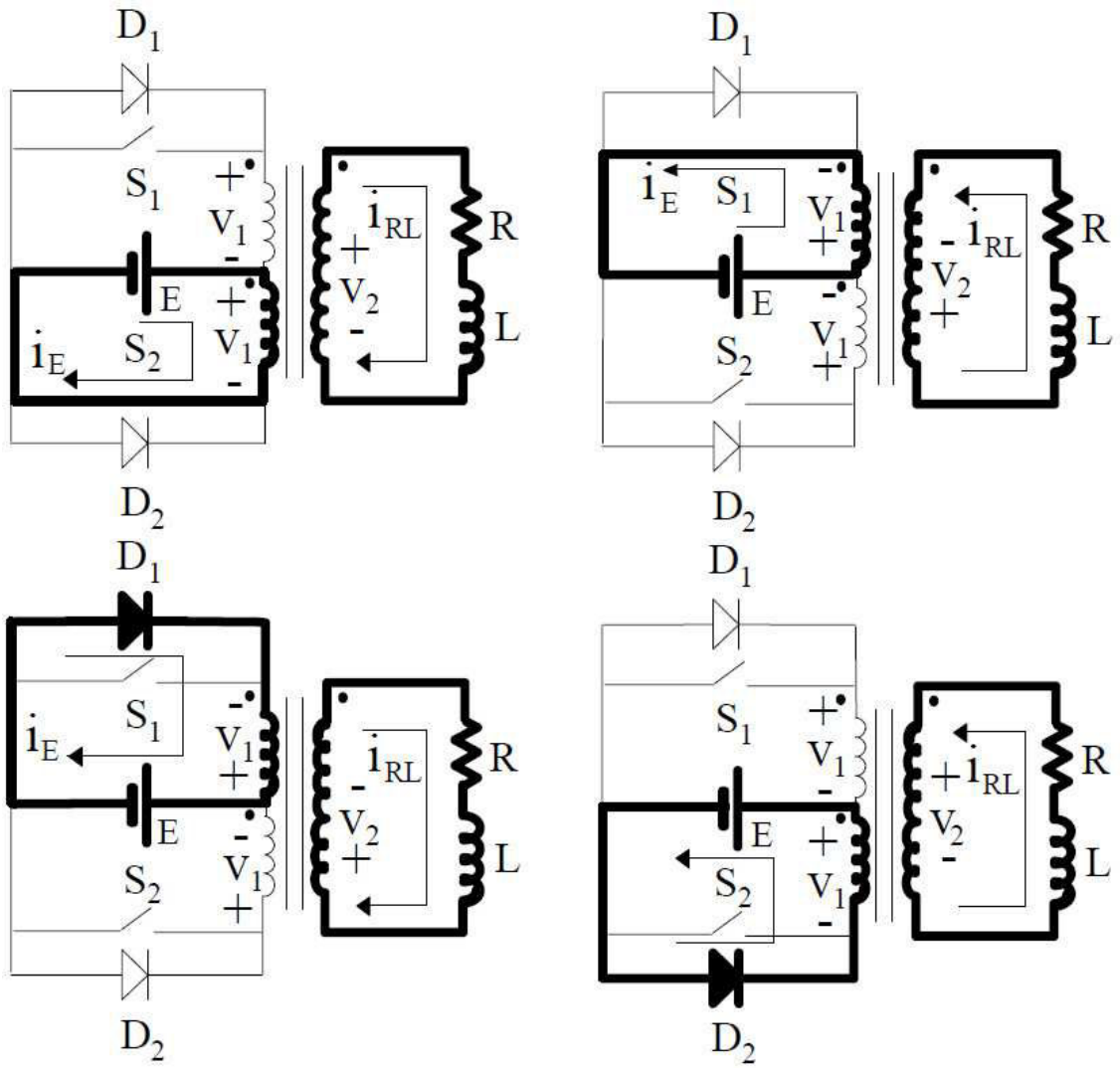


Fig. 6.7 - Etapas de funcionamento do Inversor Push-Pull.

6.3.1 - Controle de Tensão por Defasagem:

Para a estrutura da figura 6.9, sejam as formas de onda apresentadas na figura 6.10. Observe que a tensão média na carga depende da defasagem entre V_{AN} e V_{BN}. Assim o controle de tensão de saída pode ser obtido através da variação do ângulo de deslocamento θ. Quando θ for nulo, obtém se a máxima tensão de saída. Quando $\theta = \pi$, $V_L = 0$.

A figura 6.11 apresenta as formas de onda de interesse para o controle por defasagem da tensão de saída em um inversor monofásico em ponte alimentando uma carga RL.

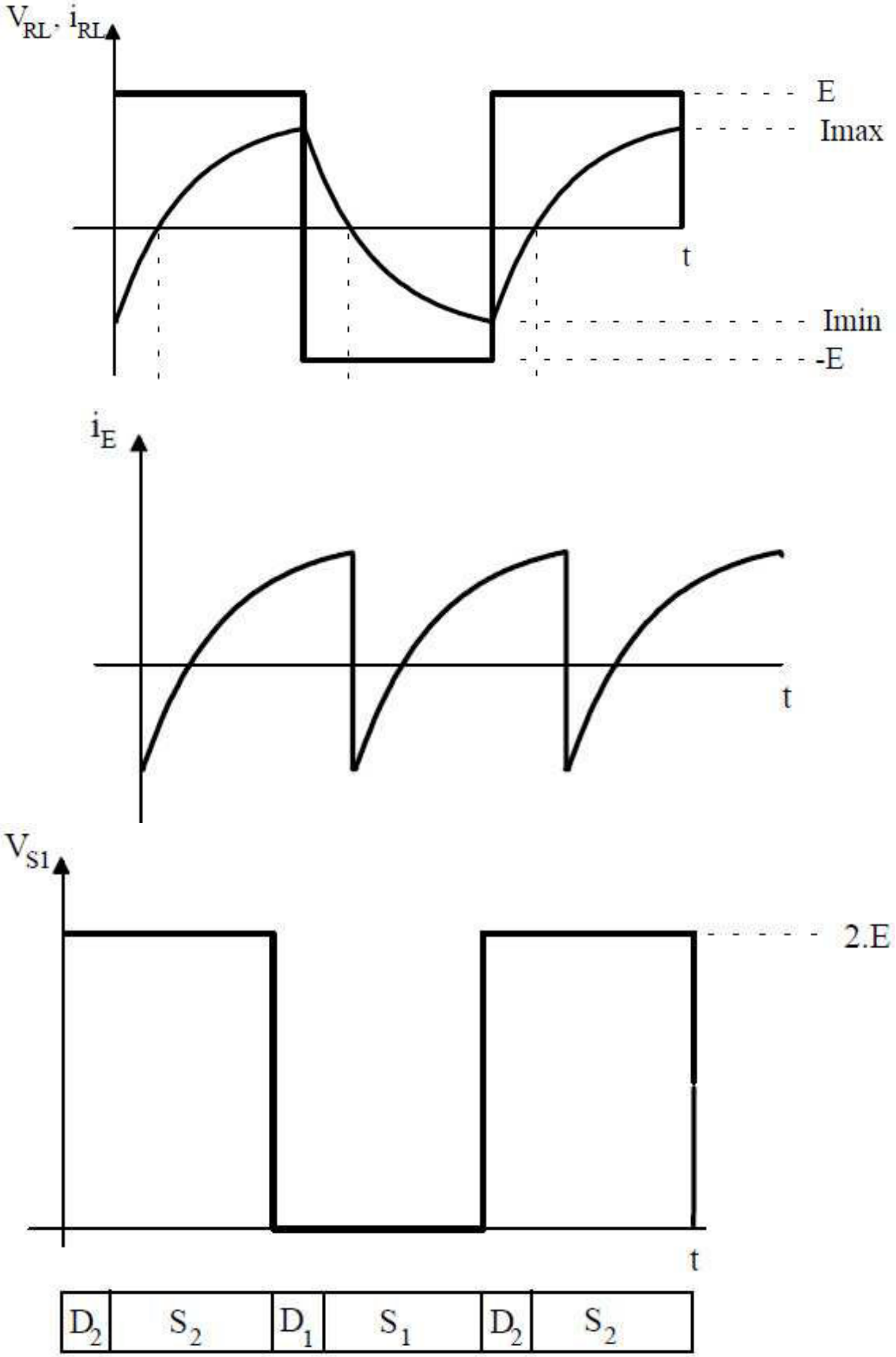


Fig. 6.8 - Formas de onda para o inversor Push Pull.

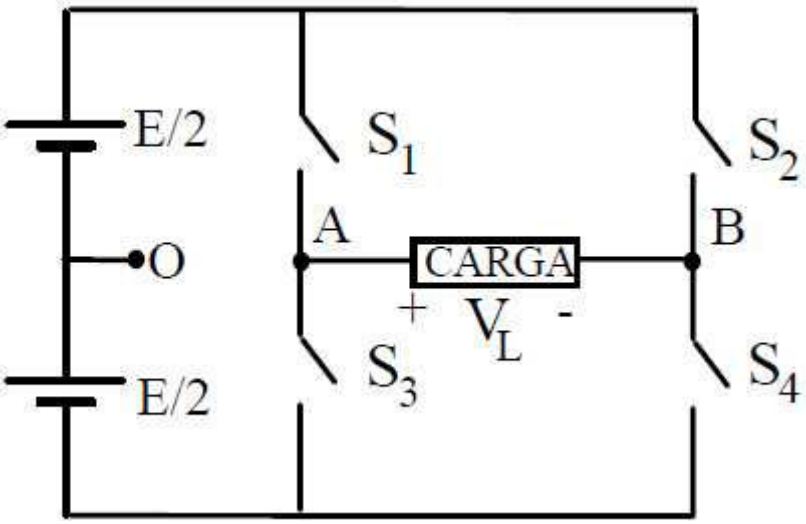


Fig. 6.9 - Inversor Monofásico em Ponte.

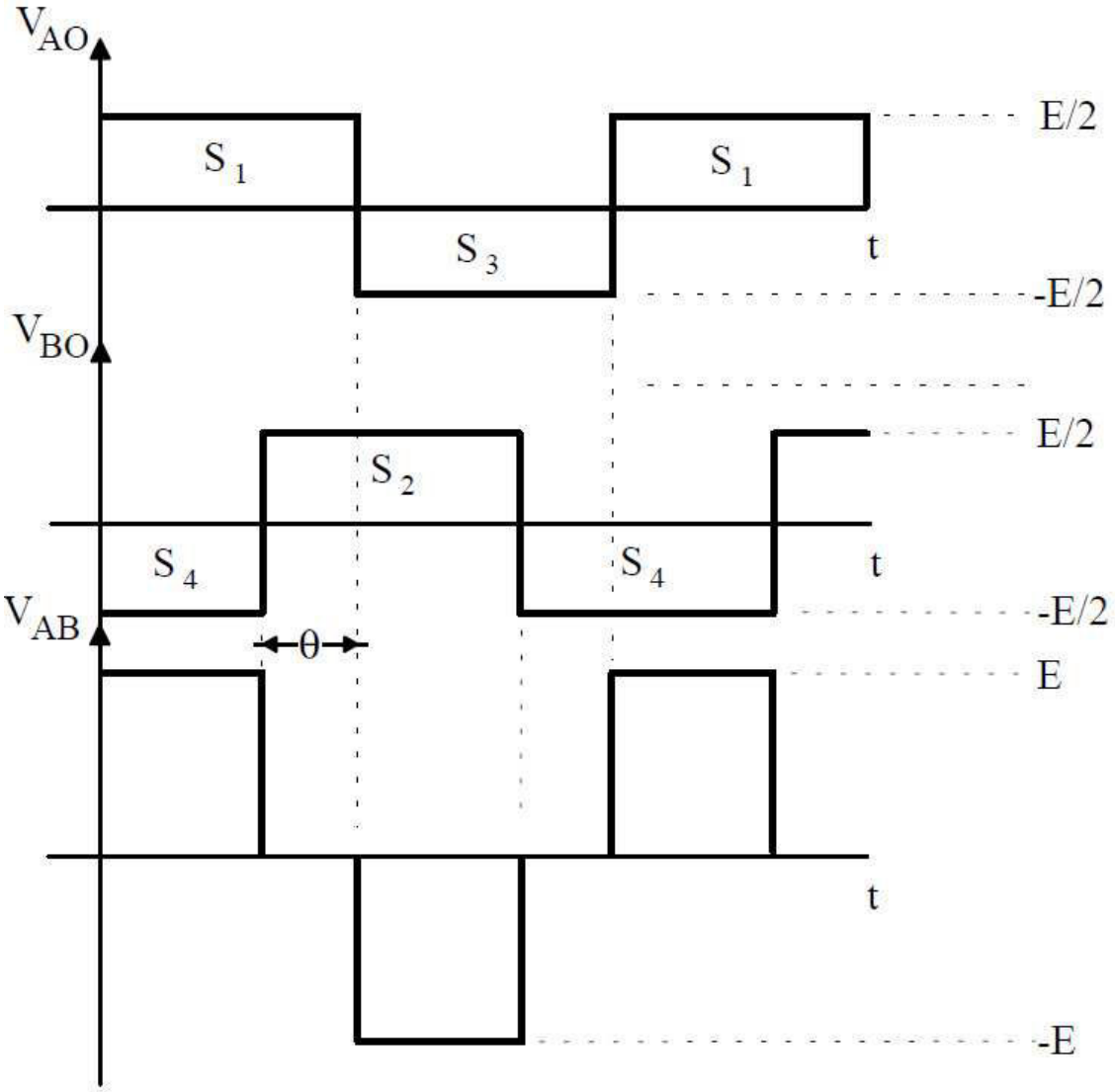


Fig. 6.10 - Formas de onda da tensão na carga para o controle por defasagem

6.3.2 - Modulação por Largura de Pulso Senoidal

A modulação PWM (Pulse Width Modulation) é bastante utilizada nos inversores comerciais mais antigos, por ser facilmente implementada com circuitos analógicos. senoidal. Ela é utilizada para se reduzir as harmônicas de tensão na carga. A figura 6.12 mostra um exemplo de modulação senoidal a dois níveis (E, -E).

Através da comparação entre uma forma de onda triangular e uma forma de onda senoidal determina- se os instantes de comutação das chaves S_n do inversor em ponte da figura 6.10. Variando a amplitude de V_R ou de V_T regula se a amplitude da fundamental da tensão de saída V_L.

A modulação PWM apresentada na figura 6.12 possui um único comando para cada duas chaves (S_1,S_4 e S_2,S_3), sendo que o comando de S_2 e S_3 é complementar ao comando de S_1 e S_4. Observe que entre o comando e o seu complementar deve ser utilizado um tempo morto (onde não é enviado sinal de comando para nenhuma das chaves), evitando um curto circuito entre as chaves que atuam deforma complementar.

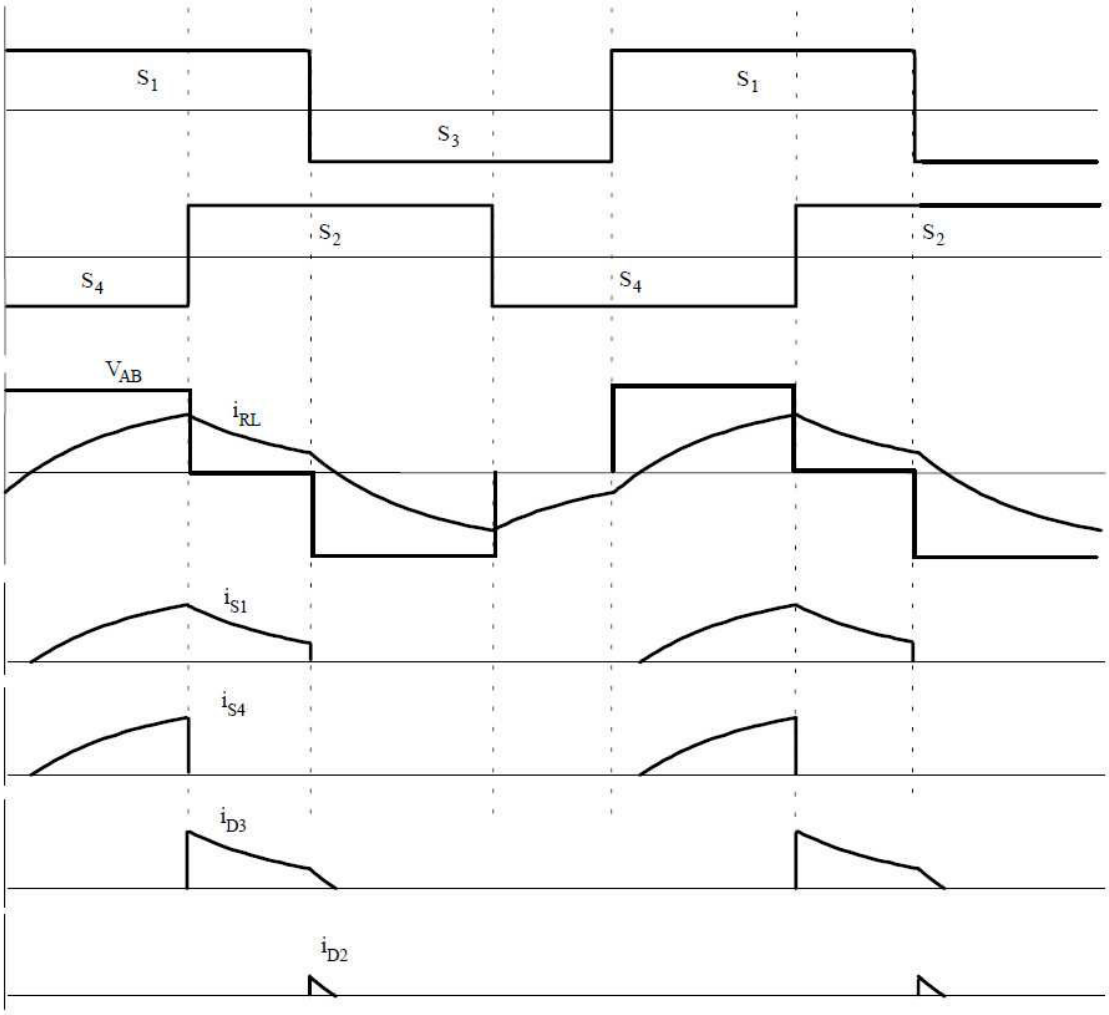


Fig. 6.11 - Controle de Tensão por defasagem, inversor monofásico em ponte, carga

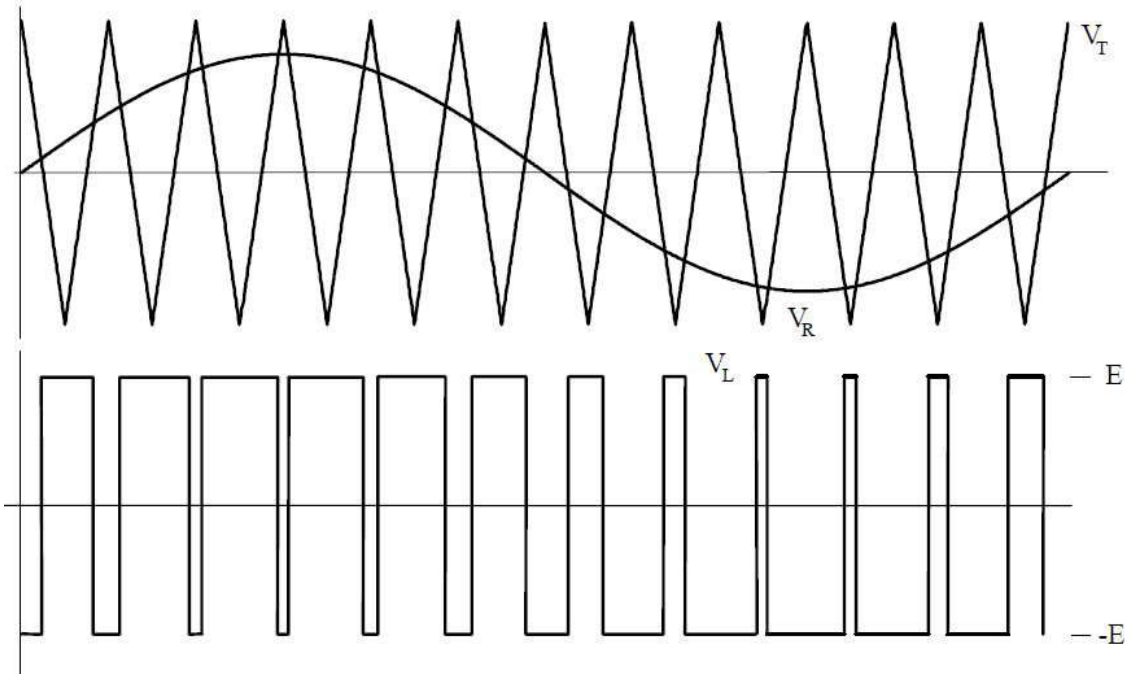


Fig. 6.12 - Modulação por Largura de Pulso Senoidal para o inversor monofásico em ponte.

CAPITULO 7

CONVERSORES CC-CC

7.1 - Introdução:

Os conversores CC-CC controlam o fluxo de energia entre dois sistemas de corrente contínua. Estes conversores são empregados, principalmente, em fontes de alimentação e para o controle de velocidade de motores de corrente contínua.

A figura 7.1 mostra um conversor conectando dois sistemas cujos terminais apresentam correntes e tensões contínuas.

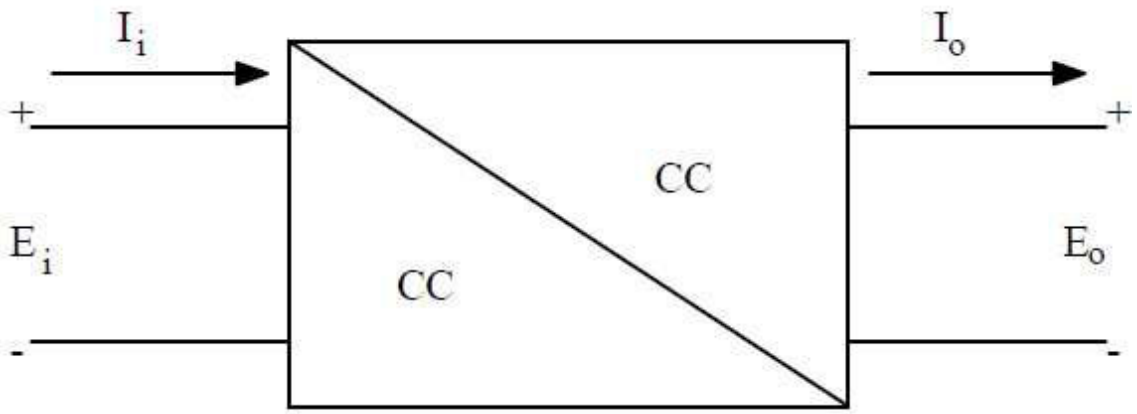


Fig. 7.1 - Conversor conectando dois sistemas de corrente contínua.

A transformação de CC em CC pode ser alcançada, também, utilizando um conversor CC-CA em conjunto com um conversor CA-CC. Esta estrutura é chamada de conversor CC-CC isolado.

7.2 -Conversor CC-CC Abaixador:

7.2.1 - Princípio de Funcionamento

Um conversor CC-CC abaixador muito simples é apresentado na figura 7.3a. O interruptor S abre e .fecha periodicamente com uma frequência 1/T, sendo a razão entre o tempo de condução t_{ON} período **T** definido como razão cíclica D. A forma de onda da tensão no resistor R é apresentada na figura 7.3b.

O valor médio da tensão na carga VRM é representado pela expressão (7.1).

$$V_{RM} = D \cdot E_i \tag{7.1}$$

Onde:

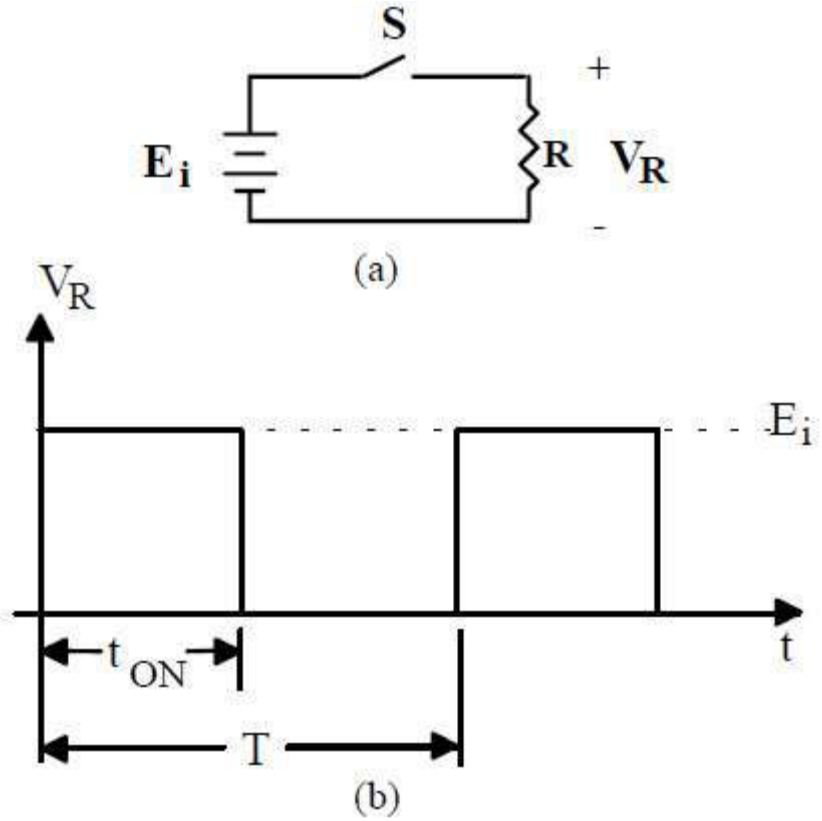


Fig. 7.3 - (a) Estrutura simplificada de um conversor CC-CC abaixador, (b) Tensão de saída para a razão t_{ON} /T.

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \tag{7.2}$$

Onde:

D - razão cíclica
t_{ON} - tempo de fechamento
T - período de operação

7.2.2 - Funcionamento com filtro LC

Seja a estrutura apresentada na figura 7.4a, que possui duas etapas de funcionamento, conforme as figuras 7.4b e 7.4c. O indutor L é colocado em série com a fonte E_o para obter se pequena ondulação na corrente de carga.

Na primeira etapa (figura 7.4b), o interruptor S encontra se fechado e a corrente de carga é fornecida pela fonte E_i; V_D é aproximadamente igual a E_i., o diodo D está reversamente polarizado e C_o está se carregando. Na segunda etapa (figura 7.4c), o interruptor S encontra se aberto e a corrente de carga circula pelo diodo D. A tensão V_D é transformada pelo filtro LC em uma tensão CC “limpa”.

A corrente na carga i_L é dada por:

$$S_{ON} \Rightarrow i_L = I_{min} + \frac{(E_i - E_o) \cdot t}{L} \quad (7.3)$$

$$S_{OFF} \Rightarrow i_L = I_{max} - \frac{E_o \cdot (t - t_{ON})}{L} \quad (7.4)$$

Observe que para a obtenção das equações 7.3 e 7.4 os interruptores foram considerados ideais e a condução contínua.

As formas de onda para o conversor CC-CC da figura 7.4 em regime permanente são apresentadas na figura 7.5.

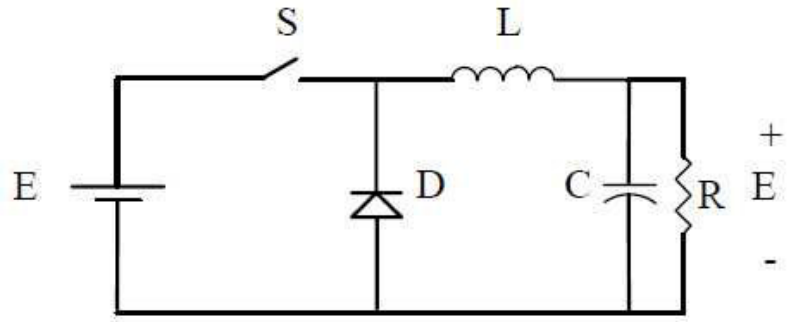
7.2.3 Condução Contínua e Descontínua

Se a corrente do indutor não se anula durante o período de funcionamento, a condução é dita contínua; em caso contrário, é dita descontínua.

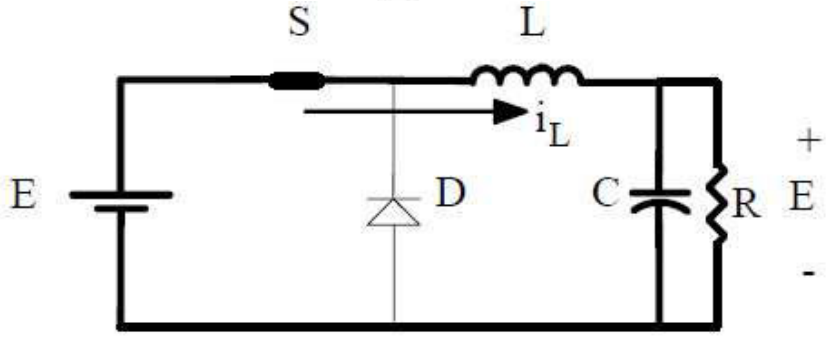
7.2.4 Características de Carga

Nesta seção, desejamos demonstrar a vantagem de se operar em condução contínua. Consideremos as formas de onda da tensão e da corrente do indutor para condução descontínua, conforme a figura 7.6.

Deseja se obter uma expressão que relacione corrente média e a tensão na saída:



(a)



(b)

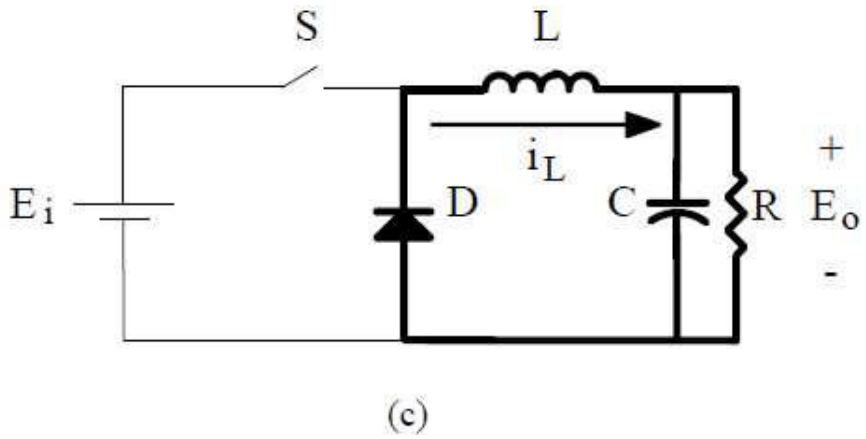


Fig. 7.4 - (a) Conversor CC-CC abaixador com filtro LC, (b) Primeira etapa de funcionamento e (c) Segunda etapa de funcionamento.

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{\Delta i_{L+} \cdot t_{ON}}{2} + \frac{\Delta i_{L-} \cdot t_O}{2} \right) \tag{7.5}$$

Mas:

$$\Delta i_{L+} = \Delta i_{L-} \tag{7.6}$$

Então:

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{\Delta i_{L+} \cdot t_{ON}}{2} + \frac{\Delta i_{L+} \cdot t_O}{2} \right) \tag{7.7}$$

E de (7.6) resulta:

$$\frac{(E_i - E_o)}{L} \cdot t_{ON} = \frac{E_o}{L} \cdot t_O \tag{7.8}$$

Ou:

$$t_o = \frac{(E_i - E_o)}{E_o} \cdot t_{ON} \tag{7.9}$$

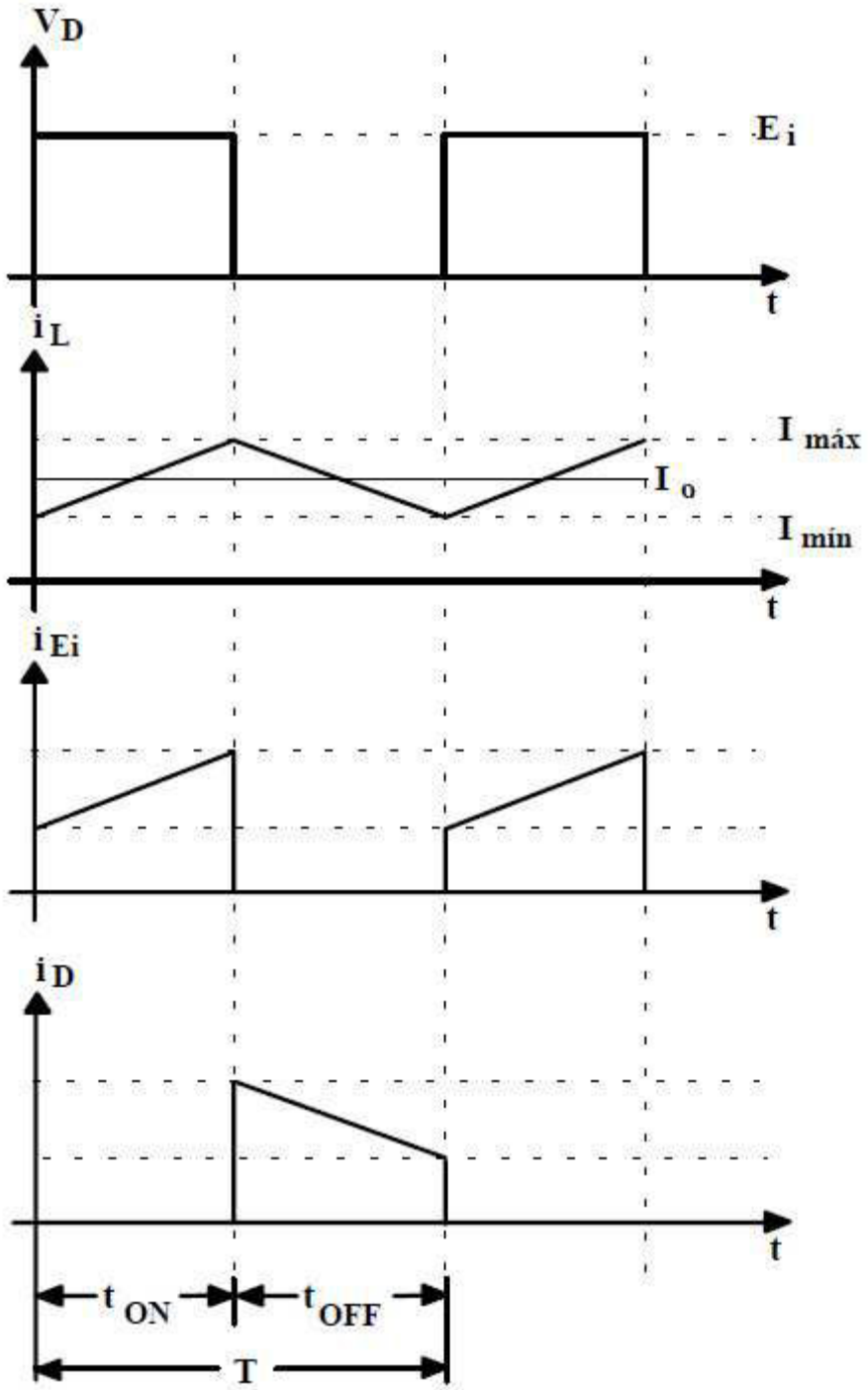


Fig. 7.5 - Formas de onda de interesse para o conversor da figura 7.4.

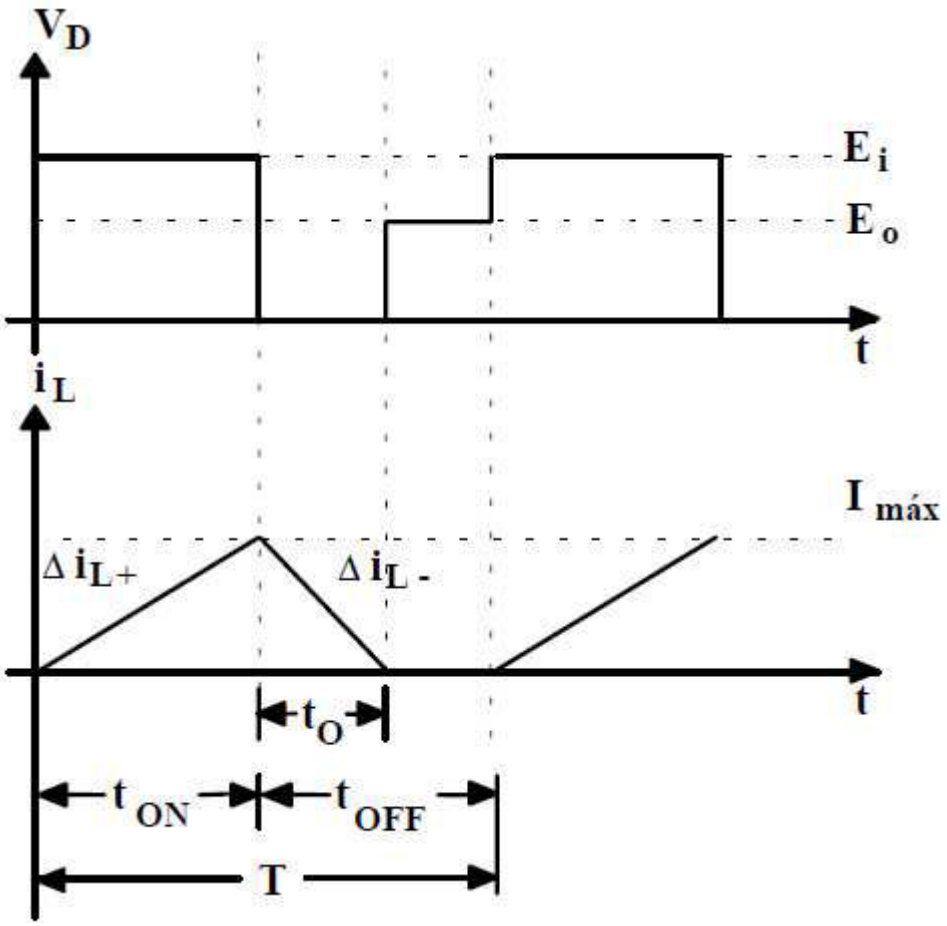


Fig. 7.6 - Tensão e corrente na saída (antes do filtro) para condução descontínua.

Substituindo (7.9) em (7.7), obtém se:

$$I_o = \frac{\Delta i_{L+} \cdot t_{ON}}{2 \cdot T} \cdot \left(1 + \frac{E_i - E_o}{E_o}\right) \tag{7.10}$$

Mas:

$$\Delta i_{L+} = \frac{(E_i - E_o)}{L} \cdot t_{ON} \tag{7.11}$$

Assim:

$$I_o = \frac{t_{ON}^2 \cdot E_i}{2 \cdot T \cdot L} \cdot \left(\frac{E_i - E_o}{E_o}\right) \tag{7.12}$$

Ou

$$I_o = \frac{D^2 \cdot E_i}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \left(\frac{E_i}{E_o} - 1 \right) \quad (7.13)$$

Fazendo:

$$\frac{E_o}{E_i} = a \quad (7.14)$$

Obtém se:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_o}{E_i} = D^2 \cdot \left(\frac{1}{a} - 1 \right) \quad (7.15)$$

Onde $\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_o}{E_i} = \overline{I_o}$ é a corrente média na saída parametrizada.

Assim:

$$\overline{I_o} = D^2 \cdot \left(\frac{1}{a} - 1 \right) \quad (7.16)$$

$$a = \frac{D^2}{\overline{I_o} + D^2} \quad (7.17)$$

A expressão (7.16) é válida para condução descontínua.

Para condução contínua é válida a expressão:

$$a = D \quad (7.18)$$

Traçando a expressão (7.16) para diversos valores de razão cíclica, obtém se a característica de carga dos conversores CC-CC abaixadores, mostrada na figura 7.7.

Observa se, da figura acima, que quando a condução é descontínua a tensão de carga varia com a corrente de carga. Esta forma de funcionamento é indesejável porque dificulta o controle do conversor.

7.2.5 Indutância Crítica

Indutância crítica é a menor indutância de filtragem capaz de assegurar condução contínua.

Assim, fazendo D=a na expressão (7.15), obtém se:

$$\frac{2 \cdot L_{CR} \cdot f \cdot I_o}{E_i} = D \cdot (1 - D) \qquad (7.18)$$

Onde L_{CR} é a indutância crítica.

A maior indutância crítica ocorre quando D é igual a 0,5.

Condução descontínua

Condução contínua

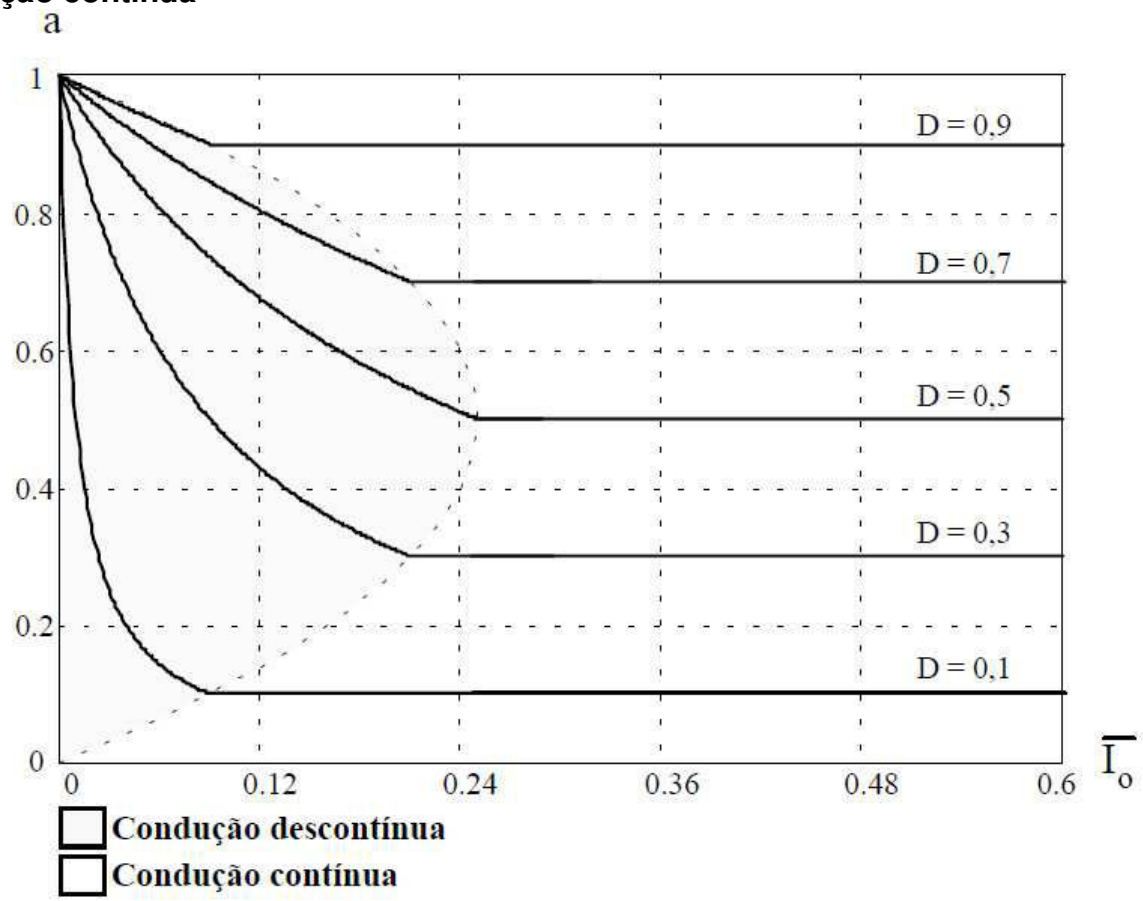


Fig. 7.7 - Característica de Carga do conversor abaixador.

7.2.6- Cálculo do Indutor L:

Observa se, a partir da figura 7.4, que a corrente através de L é igual a corrente média da carga I_o mais uma ondulação Δi_L. Admitindo se uma ondulação máxima de corrente no indutor $\Delta i_L = 0{,}4\ I_o$,

Obtém se da equação 7.16:

$$L = \frac{2{,}5 \cdot (1 - D) \cdot D \cdot E_i}{f \cdot I_o} \tag{7.19}$$

7.2.7 - Cálculo do Capacitor de Filtro

A corrente no capacitor C é a diferença entre a corrente no indutor L e a corrente de carga I_o, ou seja,

$$I_C = I_L - I_o = \Delta i_L \tag{7.20}$$

A corrente I_C provoca uma ondulação de tensão no capacitor ΔV_C e uma queda de tensão na sua resistência série V_{RSE}. A figura 7.8 apresenta a ondulação total da tensão na saída ΔV_o e suas duas componentes, que como se pode observar estão defasadas de 90º. Percebe se desta figura que a ondulação na saída será aproximadamente igual a componente de maior amplitude.

A ondulação de tensão devido a capacitância do capacitor C é dada por:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} \tag{7.21}$$

Mas

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{T}{2} = \frac{\Delta i_L \cdot T}{8} \tag{7.22}$$

Substituído (7.11) e (7.22) em (7.21), após algumas operações, obtém se:

$$\Delta V_C = \frac{D \cdot (1 - D) \cdot E_i}{8 \cdot L \cdot C \cdot f^2} \tag{7.23}$$

A ondulação de tensão devido a RSE do capacitor é dada por:

$$\Delta V_{RSE} = \Delta i_L \cdot RSE \tag{7.24}$$

Substituindo (7.11) em (7.24), após algumas transformações, resulta:

$$\Delta V_{RSE} = \frac{(1 - D) \cdot E_i}{L \cdot f} \cdot RSE \tag{7.25}$$

De acordo com o que foi discutido anteriormente, para se selecionar o capacitor de saída é preciso conhecer a sua resistência série. A partir da ondulação desejada na saída calcula se o valor do capacitor pela expressão (7.24) e sua máxima RSE empregando a expressão (7.25) fazendo $\Delta V_C = \Delta V_{RSE} = \Delta V_o$.

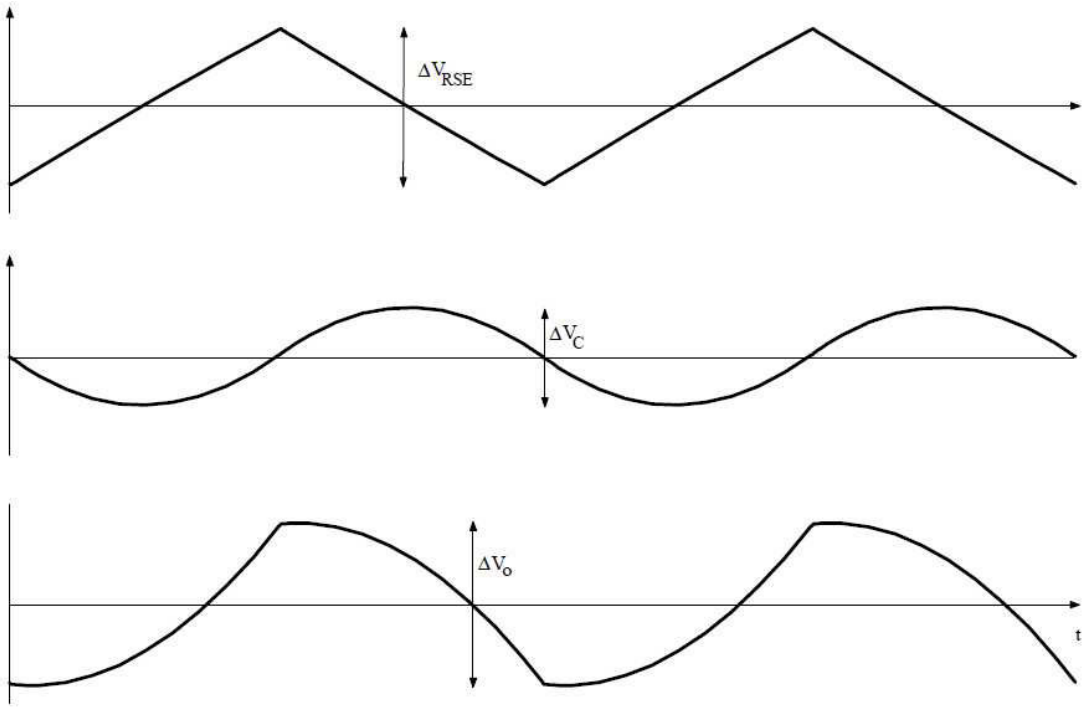


Fig. 7.8 - Ondulação de tensão na saída e suas componentes.

7.3 -Conversor CC-CC Elevador (Boost):

7.3.1 - Princípio de Funcionamento

O Conversor CC-CC elevador utiliza o mesmo número de componentes do conversor abaixador, rearranjados conforme a figura 7.9.

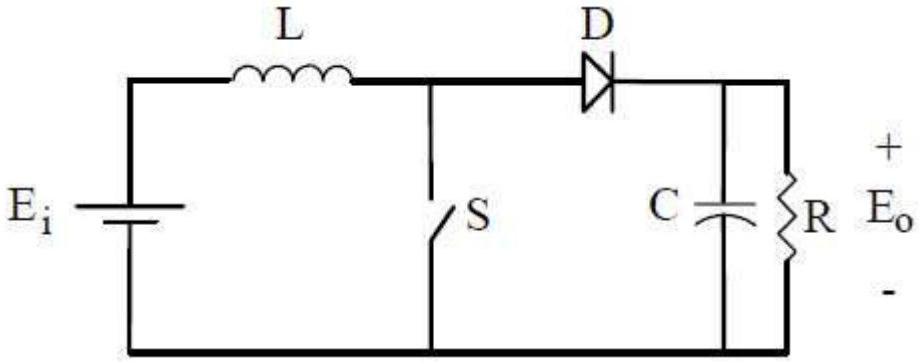


Fig. 7.9 - Conversor CC-CC elevador.

Se a ondulação de corrente no indutor L for pequena, de modo que I_L possa ser considerada constante, o circuito da figura 7.9 pode ser redesenhado conforma a figura 7.10.

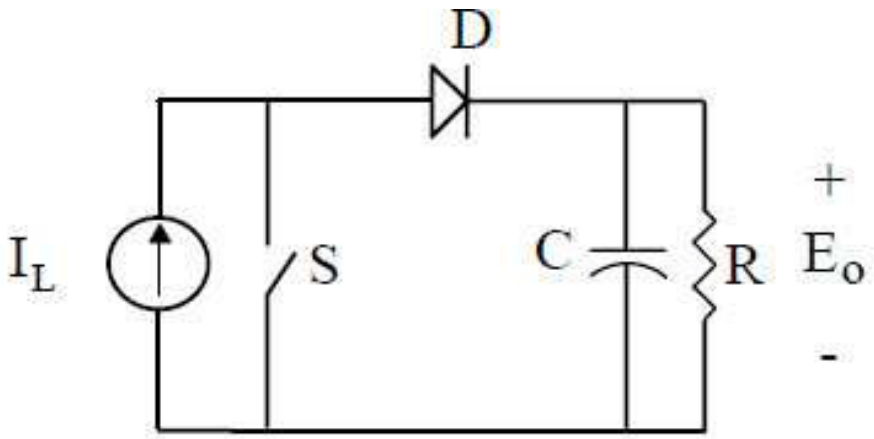


Fig. 7.10 - Conversor CC-CC elevador com fonte de corrente na entrada.

Se o interruptor opera com frequência fixa e razão cíclica variável, as formas de onda de corrente e tensão no interruptor para o circuito da figura 7.10 são apresentados na figura 7.11.

As energias cedida e recebida pelas fontes E_i e E_o, respectivamente, considerando todos os componentes ideais são representadas pelas expressões (7.26) e (7.27).

$$W_i = E_i \cdot I \cdot T \tag{7.26}$$

$$W_o = E_o \cdot I \cdot t_{OFF} \tag{7.27}$$

Como $t_{OFF} = T - t_{ON}$, a expressão (7.27) torna se:

$$W_o = E_o \cdot I \cdot (T - t_{ON}) \tag{7.28}$$

Igualando se (7.26) e (7.28), obtém se:

$$E_i \cdot I \cdot T = E_o \cdot I \cdot (T - t_{ON}) \tag{7.29}$$

Assim:

$$E_o = E_i \cdot \frac{1}{1 - D} \tag{7.30}$$

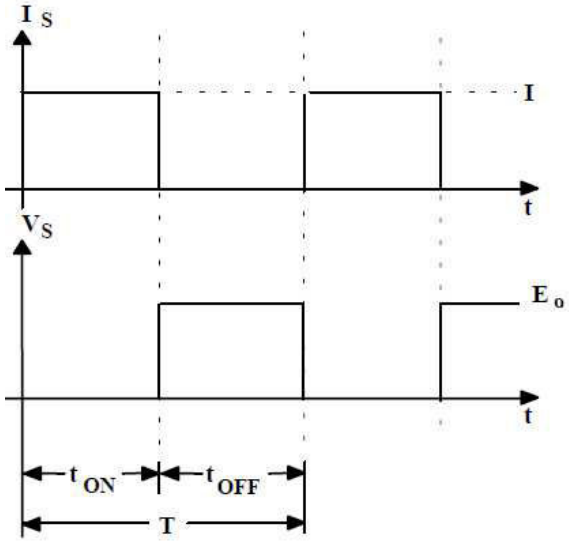


Fig. 7.11 - Formas de onda de interesse para o conversor da figura 7.10.

7.3.2 Característica de Carga

Sejam as formas de onda para condução descontínua, representadas na figura 7.12.
Seja a corrente média na carga definida pela expressão (7.31).

$$I_o = \frac{1}{T} \cdot \left(\frac{\Delta i_{L+} \cdot t_O}{2} \right) \tag{7.31}$$

Onde:

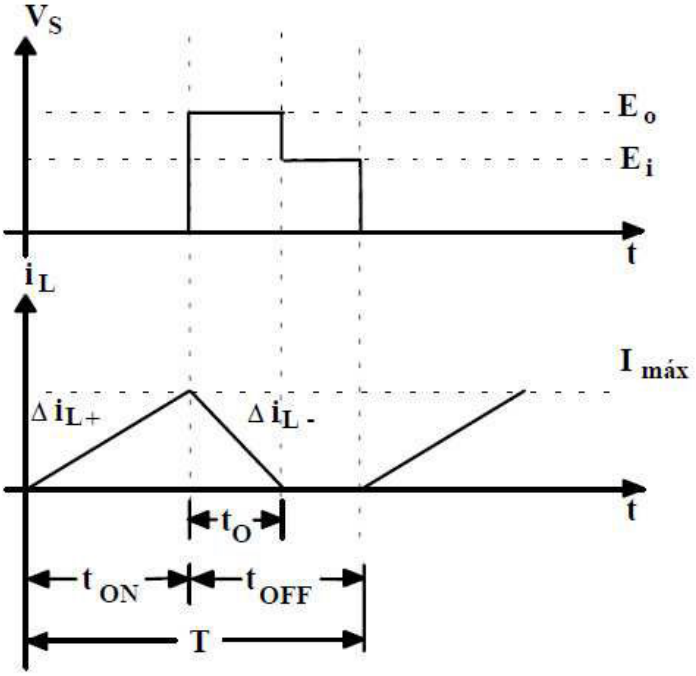


Fig. 7.12 - Tensão e corrente para condução descontínua do conversor Boost.

$$\Delta i_{L+} = \frac{E_i}{L} \cdot t_{ON} \tag{7.32}$$

Então:

$$I_o = \frac{E_i \cdot t_{ON} \cdot t_O}{2 \cdot L \cdot T} \tag{7.33}$$

Mas:

$$\Delta i_{L+} = \Delta i_{L-} \tag{7.34}$$

E de (7.34) resulta:

$$\frac{E_i}{L} \cdot t_{ON} = \frac{E_o - E_i}{L} \cdot t_O \tag{7.35}$$

Ou:

$$t_o = \frac{E_i}{E_o - E_i} \cdot t_{ON} \tag{7.36}$$

Substituindo (7.36) em (7.33), obtém se:

$$I_o = \frac{t_{ON}^2 \cdot E_i}{2 \cdot T \cdot L} \cdot \left(\frac{E_i}{E_o - E_i} \right) \tag{7.37}$$

Ou

$$I_o = \frac{E_i}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \left(\frac{D^2}{\frac{E_o}{E_i} - 1} \right) \tag{7.38}$$

Fazendo:

$$\frac{E_o}{E_i} = a \tag{7.39}$$

Obtém se:

$$\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_o}{E_i} = \frac{D^2}{a - 1} \tag{7.40}$$

Onde $\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot I_o}{E_i} = \overline{I_o}$ é a corrente média na saída parametrizada.
Assim:

$$\overline{I_o} = \frac{D^2}{a-1} \tag{7.41}$$

$$a = 1 + \frac{D^2}{\overline{I_o}} \tag{7.42}$$

As expressão (7.41) e (7.42) são válidas para condução descontínua. No limite da descontinuidade tem se:

$$\frac{E_o}{E_i} = a = \frac{1}{1-D} \tag{7.43}$$

7.3.3 Indutância Crítica

Indutância crítica é a menor indutância de filtragem capaz de assegurar condução contínua.

Assim, fazendo se $a = \frac{1}{1-D}$ na expressão (7.40), obtém se:

$$\frac{2 \cdot L_{CR} \cdot f \cdot I_o}{E_i} = D \cdot (1-D) \tag{7.44}$$

Ou, substituindo $D = \frac{a-1}{a}$ em (7.40), resulta:

$$\frac{2 \cdot L_{CR} \cdot f \cdot I_o}{E_i} = \frac{a-1}{a^2} \tag{7.45}$$

Hino Nacional

Ouviram do Ipiranga as margens plácidas
De um povo heróico o brado retumbante,
E o sol da liberdade, em raios fúlgidos,
Brilhou no céu da pátria nesse instante.

Se o penhor dessa igualdade
Conseguimos conquistar com braço forte,
Em teu seio, ó liberdade,
Desafia o nosso peito a própria morte!

Ó Pátria amada,
Idolatrada,
Salve! Salve!

Brasil, um sonho intenso, um raio vívido
De amor e de esperança à terra desce,
Se em teu formoso céu, risonho e límpido,
A imagem do Cruzeiro resplandece.

Gigante pela própria natureza,
És belo, és forte, impávido colosso,
E o teu futuro espelha essa grandeza.

Terra adorada,
Entre outras mil,
És tu, Brasil,
Ó Pátria amada!
Dos filhos deste solo és mãe gentil,
Pátria amada,Brasil!

Deitado eternamente em berço esplêndido,
Ao som do mar e à luz do céu profundo,
Fulguras, ó Brasil, florão da América,
Iluminado ao sol do Novo Mundo!

Do que a terra, mais garrida,
Teus risonhos, lindos campos têm mais flores;
"Nossos bosques têm mais vida",
"Nossa vida" no teu seio "mais amores."

Ó Pátria amada,
Idolatrada,
Salve! Salve!

Brasil, de amor eterno seja símbolo
O lábaro que ostentas estrelado,
E diga o verde-louro dessa flâmula
- "Paz no futuro e glória no passado."

Mas, se ergues da justiça a clava forte,
Verás que um filho teu não foge à luta,
Nem teme, quem te adora, a própria morte.

Terra adorada,
Entre outras mil,
És tu, Brasil,
Ó Pátria amada!
Dos filhos deste solo és mãe gentil,
Pátria amada, Brasil!

Hino do Estado do Ceará

Poesia de Thomaz Lopes
Música de Alberto Nepomuceno
Terra do sol, do amor, terra da luz!
Soa o clarim que tua glória conta!
Terra, o teu nome a fama aos céus remonta
Em clarão que seduz!
Nome que brilha esplêndido luzeiro
Nos fulvos braços de ouro do cruzeiro!

Mudem-se em flor as pedras dos caminhos!
Chuvas de prata rolem das estrelas...
E despertando, deslumbrada, ao vê-las
Ressoa a voz dos ninhos...
Há de florar nas rosas e nos cravos
Rubros o sangue ardente dos escravos.
Seja teu verbo a voz do coração,
Verbo de paz e amor do Sul ao Norte!
Ruja teu peito em luta contra a morte,
Acordando a amplidão.
Peito que deu alívio a quem sofria
E foi o sol iluminando o dia!

Tua jangada afoita enfune o pano!
Vento feliz conduza a vela ousada!
Que importa que no seu barco seja um nada
Na vastidão do oceano,
Se à proa vão heróis e marinheiros
E vão no peito corações guerreiros?

Se, nós te amamos, em aventuras e mágoas!
Porque esse chão que embebe a água dos rios
Há de florar em meses, nos estios
E bosques, pelas águas!
Selvas e rios, serras e florestas
Brotem no solo em rumorosas festas!
Abra-se ao vento o teu pendão natal
Sobre as revoltas águas dos teus mares!
E desfraldado diga aos céus e aos mares
A vitória imortal!
Que foi de sangue, em guerras leais e francas,
E foi na paz da cor das hóstias brancas!

GOVERNO DO
ESTADO DO CEARÁ

Secretaria da Educação