

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA - COEME
ENGENHARIA MECÂNICA**

FRANCISCO RATUSZNEI

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO COM
ALTO FATOR DE POTÊNCIA CONECTADO A UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA TRIFÁSICO**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

GUARAPUAVA

2016

FRANCISCO RATUSZNEI

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO COM
ALTO FATOR DE POTÊNCIA CONECTADO A UM INVERSOR DE
FREQUÊNCIA TRIFÁSICO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Mecânica, da Coordenação de Engenharia Mecânica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Marcelo Henrique Granza

Co-Orientador: João Dallamuta

GUARAPUAVA

2016



Ministério da Educação
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Guarapuava
Diretoria de Graduação
Coordenação de Engenharia Mecânica - COEME
Engenharia Mecânica



TERMO DE APROVAÇÃO

DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR MONOFÁSICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA CONECTADO A UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA TRIFÁSICO

por

FRANCISCO RATUSZNEI

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi apresentado em 29 de Novembro de 2016 como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Mecânica. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho aprovado.

Marcelo Henrique Granza
Prof. Orientador

João Luiz Dallamuta
Co - Orientador

Ricardo Lucas
Membro titular

- O Termo de Aprovação assinado encontra-se na Coordenação do Curso -

*Pensar é o trabalho mais pesado que há,
talvez por isso tão poucos se dedicam a
ele.
(FORD, Henry)*

RESUMO

RATUSZNEI, Francisco. **Desenvolvimento de um retificador monofásico com alto fator de potência conectado a um inversor de frequência trifásico**. 2016. Trabalho de conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Mecânica) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Guarapuava, 2016.

A falta de adequação entre o padrão de energia elétrica e a demanda é a causa de inconvenientes em áreas rurais, principalmente pelo fato de setores ligados ao agronegócio solicitarem equipamentos incomuns ao uso doméstico. O presente trabalho tem por objetivo o acionamento de um motor de indução trifásico de 1/3 CV a partir de uma rede monofásica de 127 V por meio de um conversor com alto fator de potência. Essencialmente, o conversor é composto de uma etapa retificadora de onda completa a qual tem seu fator de potência aprimorado por um conversor *boost* operando em modo de condução descontínua. A etapa final é um inversor trifásico que converte a potência CC em CA trifásica a fim de alimentar um motor de indução. Finalmente, o chaveamento das etapas, *boost* e inversor, é realizada por meio de um circuito PWM. De modo a garantir um funcionamento estável faz-se necessário um sistema de controle escalar que será abordado no texto. Como resultado, será apresentado o dimensionamento dos componentes de cada etapa mencionada e assim efetuada a simulação do conversor de modo a atestar sua viabilidade para, em um trabalho subsequente concretizar sua implementação.

Palavras-Chave: Motor de Indução Trifásico. Alto Fator de Potência. Conversor Estático.

ABSTRACT

RATUSZNEI, Francisco. **Development of a high power factor one-phase rectifier connected to a three-phase inverter.** 2016. Trabalho de conclusão de Curso (Mechanical Engineering Bachelor) - Federal Technological University of Parana. Guarapuava, 2016.

The problems related with the electric energy standards and the demand cause many coupling disorders on the country side, mainly because fields associated to agribusiness activities require uncommon devices. The objective of this report is to activate a 1/3 CV three-phase electric induction motor via a 127 V one-phase source by using a high power factor converter. Essentially, the converter is constructed by a complete wave rectifier which is improved by a discontinuous boost converter. The last stage is basically a three-phase inverter which converts the DC power into AC power in order to run an induction motor. Finally, the switching of the stages are accomplished by using a PWM circuit. In order to ensure a stable operation it is necessary a scalar control system which will be studied in this text. As final result, the components characteristics of each stage will be provided and a simulation of the main system in order to evaluate the converter viability for a future implementation.

Keywords: Three-phase Induction Motor. High Power Factor. Static Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1- Equação 1 ilustrada para n igual a 1.	6
Figura 2 - Equação 1 para n variando entre 1 e 4.....	6
Figura 3 - Tensão, corrente e potência instantâneos.....	7
Figura 4 - Triângulo das potências.....	13
Figura 5 - Primeiro modo de condução.....	17
Figura 6 - Semiciclo de condução para o estágio 1.	18
Figura 7 - Segundo modo de condução para $\pi/2 \leq \omega t$	18
Figura 8 - Segundo semiciclo de condução dos diodos da figura 7.	19
Figura 9 - Terceiro estágio de condução.....	19
Figura 10 - Onda senoidal retificada sem filtro capacitivo (A) e com filtro (B)...	20
Figura 11 - Formas de onda nos componentes de um retificador.....	20
Figura 12 - Tensão e corrente da rede (100V/div e 500mA/div).	22
Figura 13 - Transitório da corrente durante a partida (100 V/div, 10A/div).	24
Figura 14 - Diagrama de blocos do conversor.	27
Figura 15 - Primeira etapa do funcionamento de um <i>boost</i>	28
Figura 16 - Segunda etapa do funcionamento de um <i>boost</i>	29
Figura 17 - Terceira etapa do funcionamento de um <i>boost</i>	29
Figura 18 - Formas de onda mais importante para o boost descontínuo.....	30
Figura 19 - Forma de onda no indutor.	31
Figura 20 - Variação do fator de potência com o fator β	36
Figura 21 - Taxa de distorção harmônica em relação ao fator β	37
Figura 22 - Princípio de funcionamento de um inversor.....	40
Figura 23 - Inversor Trifásico.	41
Figura 24 - Circuito emulador de tempo morto.....	42
Figura 25 - Princípio de funcionamento do SPWM.	43
Figura 26 - Sinal de referência para um inversor CC-CA trifásico.	44
Figura 27 - Controle PID.	47
Figura 28 - Circuito a ser simulado.	48
Figura 29 - Oscilação da tensão de saída.....	49
Figura 30 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada.....	49
Figura 31 - Circuito do <i>boost</i> a ser construído.	50

Figura 32 - Núcleo de Ferrite Tipo E.....	52
Figura 33 - Área ocupada pelos enrolamento em um núcleo.....	53
Figura 34 - Entreferro utilizado em núcleos tipo E.	54
Figura 35 - Verificação do valor do indutor 2.	56
Figura 36 - Circuito interno do componente SG3524.....	58
Figura 37 - Circuito impresso do <i>boost</i>	58
Figura 38 - Face superior e inferior do circuito <i>boost</i>	59
Figura 39 - Tensão e corrente na entrada.....	60
Figura 40 - Corrente eficaz (esquerda) e tensão eficaz (direita) de entrada. ...	61
Figura 41 - Conexão do voltímetro e do osciloscópio na saída do <i>boost</i>	62
Figura 42 - Oscilação de tensão na saída do <i>boost</i>	62
Figura 43 - Tensão e corrente de saída do <i>boost</i>	63
Figura 44 - Tensão nos terminais dreno e <i>source</i> do MOSFET M1.....	64
Figura 45 - Forma de onda da corrente no indutor L2.	64
Figura 46 - Visão aproximada da forma de onda da corrente no indutor L2. ...	65

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	2
1.1 PROBLEMA.....	2
1.2 JUSTIFICATIVA	3
1.2.1 Objetivo Geral	4
1.2.2 Objetivo Específico.....	4
1.3 DELIMITAÇÃO DO TEMA	4
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	5
2.1 TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA ENTRE UMA FONTE E UMA CARGA.....	5
2.2 VALOR EFICAZ DE UMA FORMA DE ONDA	8
2.3 FATOR DE POTÊNCIA.....	9
2.3.1 Cargas Resistiva e Tensão Constante	10
2.3.2 Carga Resistiva e Tensão Senoidal com Presença de Harmônicos.....	11
2.3.3 Carga Reativa e Fonte Puramente Senoidal	12
2.4 RETIFICADORES	16
2.4.1 Fator de Potência de um Retificador Monofásico de Onda Completa	17
2.5 EFEITO DOS HARMÔNICOS.....	24
2.5.1 Motores e Geradores.....	24
2.5.2 Transformadores	25
2.5.3 Cabos Elétricos	25
2.5.4 Capacitores	25
2.5.5 Equipamentos Eletrônicos.....	25
2.6 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE RETIFICADORES.....	26
3 METODOLOGIA	27
3.1 CONVERSOR <i>BOOST</i> CC-CC	28
3.1.1 <i>Boost</i> em Operação Descontínua.....	28
3.1.2 Razão Cíclica para Condução Descontínua	32
3.1.3 Corrente na Saída	33
3.1.4 Máxima Indutância na Entrada para Operação Descontínua	34
3.1.5 Corrente de Entrada para um Intervalo de Chaveamento	34
3.1.6 Corrente Média Durante um semiciclo da Rede	35
3.1.7 Corrente Eficaz de Entrada	35
3.1.8 Potência de Entrada	35
3.1.9 Fator de Potência	36
3.1.10 Taxa de distorção Harmônica.....	37
3.1.11 Corrente e Tensões nos Componentes.....	37
3.1.11.1 Corrente média na chave	38
3.1.11.2 Corrente eficaz na chave.....	38
3.1.11.3 Corrente média no diodo	39
3.1.11.4 Corrente eficaz no diodo	39
3.1.11.5 Corrente eficaz no indutor de entrada	39
3.1.12 Relação entre a corrente média de entrada e de saída.....	40
3.2 INVERSOR	40
3.2.1 Inversor Trifásico	41
3.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO.....	42
3.3.1 SPWM Modulação por Largura de Pulso Senoidal.....	43

4 CONTROLE	45
4.1 DEFINIÇÕES	45
4.2 CONTROLE DE MALHA FECHADA	46
4.3 CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRATIVO DERIVATIVO	46
5 SIMULAÇÃO	48
6 CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO	50
6.1 INDUTORES	51
6.1.1 Núcleos de Ferrite Tipo E	51
6.1.2 Determinação do Núcleo	52
6.1.3 Determinação do Número de Espiras	53
6.1.4 Entreferro	54
6.1.6 Possibilidade de Execução	55
6.1.7 Resultados	56
6.2 CONTROLE DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO	57
6.2.1 Princípio de Funcionamento	57
6.3 CONSTRUÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	58
7 VALIDAÇÃO	60
8 CONCLUSÃO	66
REFERÊNCIAS	67

1 INTRODUÇÃO

O avanço tecnológico demanda crescentemente de sistemas de alimentação com melhor desempenho. Entretanto, a aplicação de dispositivos específicos tem se tornado um desafio para microempresas bem para localidades rurais em vista das limitações de fornecimento elétrico. Diante da inadequação entre o fornecimento e a demanda de energia, os clientes são obrigados a apelar a métodos alternativos os quais não apresentam uma eficiência satisfatória.

Em meios rurais é comum o fornecimento de energia em padrões diferentes do urbano. Em vista disso, os clientes normalmente utilizam autotransformadores de modo a elevar ou reduzir a tensão de alimentação da rede a fim de combinar o fornecimento com a demanda. Além disso, muitos dispositivos são alimentados exclusivamente em rede trifásica o que torna o uso destes impraticável.

A proposta deste trabalho é realizar o acionamento de um motor de indução trifásico a partir de uma rede monofásica. Para concretizar este intento será desenvolvido um conversor estático, o qual é composto por uma série de estágios. O estágio retificador desse acionamento possuirá alto fator de potência, representando uma alta eficiência energética. Na classe dos conversores estáticos o maior custo construtivo é compensado por um desempenho mais nobre (MONCRIEF, 1996).

1.1 PROBLEMA

Como desenvolver e verificar a aplicabilidade de um conversor estático eletrônico com alto fator de potência para acionar um motor trifásico em uma rede rural?

1.2 JUSTIFICATIVA

Motores de indução trifásicos, ainda que de baixa potência, são preferíveis por apresentarem menor oscilação de torque, menor desbalanceamento entre fases e maior fator de potência em relação a seus pares monofásicos (LEE et al, 2002). Sendo assim, a disseminação desta categoria de motores é uma tendência natural no meio industrial comercial, tornando-se padrão em muitos equipamentos. Contudo, o fornecimento trifásico de energia não é garantido a toda e qualquer unidade consumidora, o que implica em inconvenientes para os clientes da rede.

A política de fornecimento de energia elétrica no Brasil classifica as unidades consumidoras em termos de potência instalada de modo a fornecer a quantidade de energia adequada a demanda. Padrões residenciais são normalmente alimentados por meio de uma rede bifásica, que no meio urbano permite alimentação de equipamentos com tensão eficaz de entrada 127 ou 220 volts.

O padrão utilizado em áreas rurais segue o mesmo sistema no qual é fornecida uma tensão de 127 V eficaz entre fase e neutro (tensão de fase) com a diferença de que a tensão de linha, ou seja entre fase e fase é de 254 V (COPEL, 2010).

Nota-se que o modelo de fornecimento urbano e rural das concessionárias prevê a disposição de rede trifásica apenas em instalações específicas. A falta de adequação é ainda mais séria em meios rurais onde, além do limite do número de fases, a tensão de fornecimento não combina com a demanda. A maioria dos eletrodomésticos suporta no máximo 250 V e é muito mais comum que atividades ligadas ao agronegócio dependam de equipamentos trifásicos (principalmente motores).

Tendo em vista os inconvenientes advindos da incompatibilidade entre o fornecimento de energia e a demanda, o presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um conversor estático eletrônico capaz de acionar um motor trifásico através de uma rede monofásica convencional 127 V.

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral do trabalho é o desenvolvimento de um conversor estático com entrada monofásica capaz de acionar um motor de indução trifásico.

1.2.2 Objetivo Específico

- Estudo de retificadores com correção do fator de potência: *boost* descontinuo e *boost* por valor médio;
- Estudo dos inversores de frequência com controle escalar;
- Elaboração do projeto e determinação dos valores dos componentes para o retificador, *boost* e inversor;
- Simulação do conversor;
- Obtenção dos resultados da simulação;

1.3 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Estudo e desenvolvimento de uma fonte de alimentação monofásica com alto fator de potência para alimentar um motor de indução trifásico de 1/3 CV.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O conceito de transferência de energia e fator de potência merecem atenção neste trabalho, motivo pelo qual serão tratados detalhadamente a diante. O princípio de funcionamento de um retificador também será abordado por se tratar de um estágio fundamental no conversor em questão.

2.1 TRANSFERÊNCIA DE ENERGIA ENTRE UMA FONTE E UMA CARGA

Erickson (2001) trata do fator de potência por meio de uma análise intimamente ligada à transferência de energia entre uma fonte e uma carga. Em situações em que a reatância da carga não possa ser desprezada, a forma de onda de resposta tanto da tensão como da corrente dependerão diretamente das características da fonte e da carga. Generalizando, a forma de onda da tensão da fonte é definida pela série de Fourier dada pela equação 1, ou seja, uma onda periódica não necessariamente senoidal.

$$v(t) = v_o + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (1)$$

Seguindo o mesmo raciocínio, a resposta da corrente é dada por uma forma de onda semelhante expressada pela equação 2.

$$i(t) = i_o + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (2)$$

Onde as variáveis com subscrito zero (v_o e i_o) são as componentes contínuas das ondas e as variáveis com subscrito "n" são os valores dos harmônicos de ordem n (v_n e i_n). As variáveis θ_n e φ_n representam a defasagem de cada n

harmônico referente a tensão e a corrente respectivamente. Finalmente o período é dado pela equação 3.

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (3)$$

A figura 1 exemplifica um caso particular da equação 1 para a qual um termo do somatório foi levado em conta. Nota-se que V_0 desloca a função no eixo vertical, Φ_1 adianta ou atrasa a função e V_1 fixa a amplitude da função. Neste caso particular não há presença de harmônicos e a função simplifica-se em uma função cosseno.

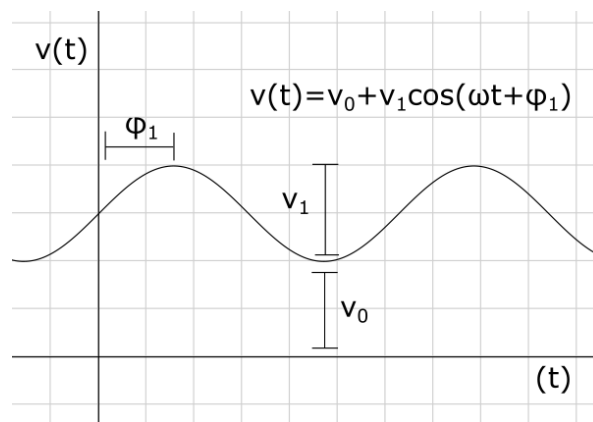


Figura 1- Equação 1 ilustrada para n igual a 1.

Fonte: Autoria própria.

Os harmônicos são múltiplos inteiros da frequência fundamental, a presença deles altera o formato da função primitiva. A figura 2 ilustra a equação 1 para "n" variando de 1 até 4. Neste caso Φ_1 e V_0 foram considerados iguais a zero.

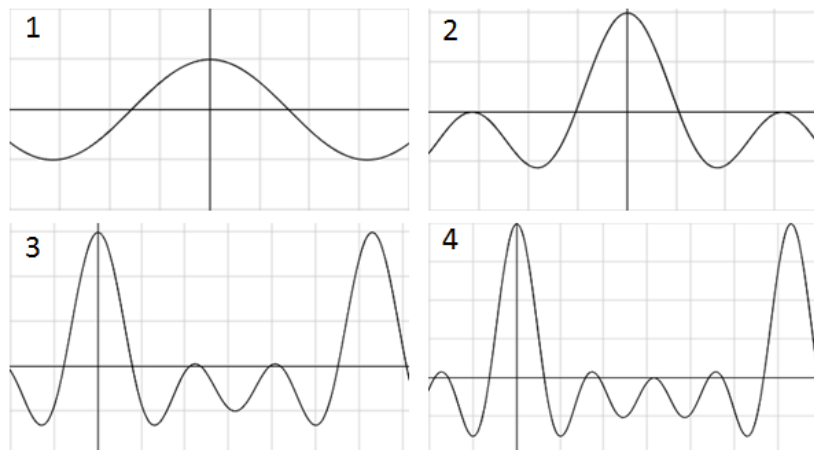


Figura 2 - Equação 1 para n variando entre 1 e 4

Fonte: Autoria Própria

As funções resultantes são respectivamente:

- 1 $v(t) = \cos x$
- 2 $v(t) = \cos x + \cos 2x$
- 3 $v(t) = \cos x + \cos 2x + \cos 3x$
- 4 $v(t) = \cos x + \cos 2x + \cos 3x + \cos 4x$

A potência instantânea pode ser determinada multiplicando a equação 1 e equação 2. Nota-se que os valores instantâneos podem assumir valores positivos e negativos quando a energia flui da fonte para a carga e da carga para a fonte respectivamente. A figura 3 ilustra as formas de onda da tensão, corrente e potência instantâneas. A energia líquida transferida à carga em um ciclo pode ser encontrada pela equação 4.

$$W_{ciclo} = \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (4)$$

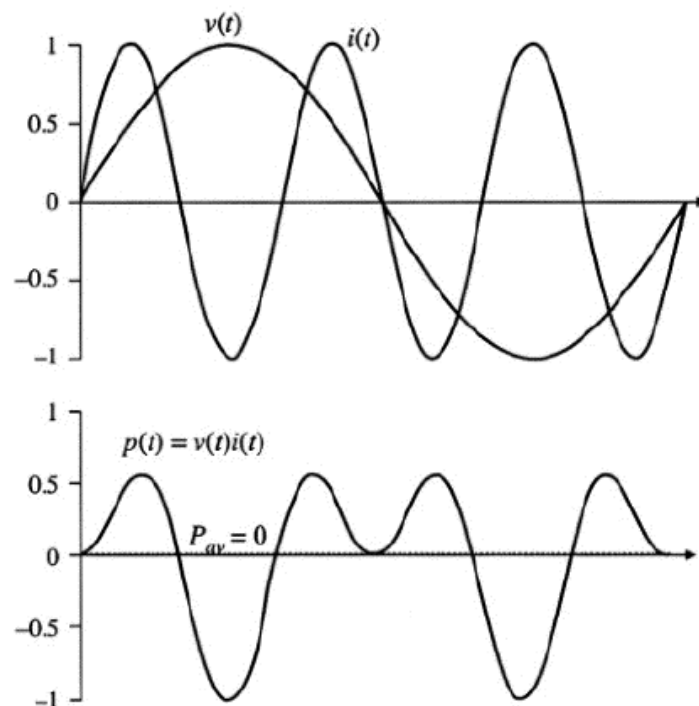


Figura 3 - Tensão, corrente e potência instantâneas.

Fonte: Erickson (2001).

A equação 4 é utilizada para a determinação da potência média em um ciclo dada pela equação 5.

$$P_{med.} = \frac{W_{ciclo}}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (5)$$

A fim de determinar a relação entre corrente e tensão harmônica em termos das respectivas formas de onda, aplica-se a equação 1 e 2 na equação 5 resultando na equação 6.

$$P_{med.} = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(v_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \right) \left(i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} i_n \cos(n\omega t - \theta_n) \right) \right] dt \quad (6)$$

É possível mostrar que os únicos fatores que contribuem para a integral são os produtos entre tensão e corrente harmônicos de mesma frequência. Tal fato é evidenciado na equação 7.

$$\int_0^T [(v_n \cos(n\omega t - \varphi_n)(i_m \cos(m\omega t - \theta_m)))] dt = \begin{cases} 0 & \text{se } n \neq m \\ \frac{v_n i_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) & \text{se } n = m \end{cases} \quad (7)$$

Portanto a potência média é dada pela equação 8.

$$P_m = v_0 i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n i_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) \quad (8)$$

A equação 8 revela que energia é transmitida da fonte para a carga somente em frequências iguais para a corrente e tensão.

2.2 VALOR EFICAZ DE UMA FORMA DE ONDA

O valor eficaz ou conhecidamente RMS (*Root Mean Square*) de uma onda periódica, neste caso a tensão é definido pela equação 9.

$$V_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (9)$$

Aplicando as equações 1 e 2 na equação 9 e realizando as operações necessárias semelhantes a equação 7, tem-se como resultado as equações 10 e 11 as quais representam o valor eficaz para a tensão e para a corrente respectivamente.

$$v_{eficaz} = \sqrt{v_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2}} \quad (10)$$

$$i_{eficaz} = \sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n^2}{2}} \quad (11)$$

Este resultado será utilizado na análise a seguir.

2.3 FATOR DE POTÊNCIA

O fator de potência é uma grandeza adimensional largamente utilizada para medir a eficiência da transmissão de energia elétrica. Matematicamente, o fator de potência é definido pela equação 12.

$$FP = \frac{P_m}{i_{eficaz} v_{eficaz}} \quad (12)$$

Aplicando as equações 8, 10 e 11 em 12 encontra-se a equação 13 que é o modelo mais geral para o cálculo do fator de potência.

$$FP = \frac{v_0 i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n i_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n)}{\sqrt{v_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2}} \sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n^2}{2}}} \quad (13)$$

O presente modelo faz uso da série de Fourier para onda sinodais para representar a tensão e a corrente, pois esta é a forma de onda da transmissão comercial. Caso fosse necessário, poder-se-ia encontrar novas séries para outras ondas periódicas como por exemplo a dente de serra, triangular ou quadrada o que daria origem a novas séries para a corrente e tensão (equações 1 e 2).

A diante será apresentada uma série de casos particulares utilizando o modelo matemático anterior, o qual será restringido por um regime permanente de funcionamento.

2.3.1 Cargas Resistiva e Tensão Constante

O modelo mais simples de transferência de energia entre uma carga e uma fonte de energia pode ser avaliado assumindo uma carga puramente resistiva e uma fonte CC (diferença de potencial constante ao longo do tempo).

A equação 1 consequentemente possui apenas o termo constante (v_0), a resposta da corrente será também um valor constante (i_0). A Potência média avaliada pela equação 8 resulta em um produto dos termos constantes anteriores conforme se segue na equação 14.

$$v(t) = v_0 + \sum_{n=1}^{\infty} v_n \cos(n\omega t - \varphi_n) = v_0$$

$$i(t) = \frac{v_0}{R}$$

$$P_m = v_0 i_0 \quad (14)$$

Os valores eficazes para a tensão e corrente e o fator de potência são simplificados conforme a equação 15.

$$v_{eficaz} = \sqrt{v_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2}} = v_0$$

$$i_{eficaz} = \sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n^2}{2}} = i_0 \quad (15)$$

$$FP = \frac{P_m}{i_{RMS} v_{RMS}} = \frac{v_o i_0}{v_o i_0} = 1$$

O fator de potência igual a um significa que toda a energia fornecida pela fonte é transformada em trabalho útil.

2.3.2 Carga Resistiva e Tensão Senoidal com Presença de Harmônicos

Neste arranjo os harmônicos de corrente estão em fase com a tensão.

A corrente eficaz pode ser determinada a partir da equação 11 resultando na equação 16.

$$i_{eficaz} = \frac{v_{eficaz}}{R} = \frac{\sqrt{v_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2}}}{R} \quad (16)$$

A potência média pode ser calculada pela equação 8 por sua vez, resultando na equação 17.

$$P_m = v_0 i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n i_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n)$$

$$P_m = \frac{v_0^2}{R} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2R} \cos(0)$$

$$P_m = \frac{1}{R} (v_{eficaz})^2 \quad (17)$$

Por meio da equação 18 é possível verificar que o fator de potência é unitário. Isto significa que um circuito no qual a carga é puramente resistiva, a energia será totalmente transferida ainda que exista a presença de harmônicos na

fonte de tensão, pois a tensão e corrente estão fase, para uma tensão puramente senoidal a análise é idêntica, tornando-se inclusive mais simples.

$$2FP = \frac{P_m}{i_{eficaz} v_{eficaz}} = \frac{\frac{1}{R} (v_{eficaz})^2}{i_{eficaz} v_{eficaz}} = \frac{\frac{1}{R} (v_{eficaz})^2}{\frac{1}{R} (v_{eficaz})^2} = 1 \quad (18)$$

2.3.3 Carga Reativa e Fonte Puramente Senoidal

Este modelo de análise abordado por Hayt et al. (2008) é largamente estudado, pois se aproxima das situações reais. De modo a compreender melhor o significado do fator de potência, admite-se que a tensão fornecida pela rede elétrica pode ser matematicamente representada pela equação 19, que nada mais é que um caso particular da equação 1 ou seja, tensão puramente senoidal.

$$v(t) = V_{pico} \cos(\omega t + \theta) \quad (16)$$

A corrente senoidal resultante será conseqüentemente expressa pela equação 20.

$$i(t) = I_{pico} \cos(\omega t + \varphi) \quad (20)$$

A potência média fornecida, portanto é designada pelo produto entre a tensão e a corrente resultando na equação 21.

$$P_m = V_{ef} I_{ef} \cos(\theta - \varphi) = \frac{1}{2} v_p i_p \cos(\theta - \varphi) \quad (21)$$

Onde a diferença $\theta - \varphi$ representa o quão adiantada ou atrasada está a corrente em relação a tensão.

O produto apresentado na equação 21 é definido como potência ativa, que significa a porção de energia útil cuja unidade é o Watt. O simples produto entre a corrente e a tensão eficaz é definido como potência aparente e afim de facilitar a distinção da primeira, sua unidade é o Volt - Ampere ou VA, válido é lembrar que como a tensão da rede é senoidal não seria correto simplesmente operar as

grandezas elétricas como estivessem em regime CC, isto será evidenciado nos parágrafos seguintes. A razão entre a potência média e a potência aparente é justamente o fator de potência conforme a equação 22.

$$FP = \frac{P_m}{V_{ef}I_{ef}} = \frac{V_{ef}I_{ef} \cos(\theta - \varphi)}{V_{ef}I_{ef}} = \cos(\theta - \varphi) \quad (17)$$

Para este caso particular onde a tensão da fonte é considerada puramente senoidal, o fator de potência é resumido a $\cos(\theta - \varphi)$, ou seja o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. Sabendo que a função cosseno assume valores entre menos um e um, conclui-se que este é o intervalo de valores para o qual o fator de potência pode variar.

Finalmente, faz-se imperativo definir a parcela de energia completamente não útil, ou seja, a potência reativa cuja unidade é o VA_r. A equação 23 enuncia matematicamente o significado da potencia reativa.

$$Q = V_{ef}I_{ef} \sin(\theta - \varphi) \quad (23)$$

A abordagem da potência complexa torna os cálculos mais convenientes na prática. Nesta análise, a potência reativa é a componente imaginária, a potência ativa é a componente real e a potência aparente é a magnitude. A figura 4 ilustra a representação imaginária da potência.

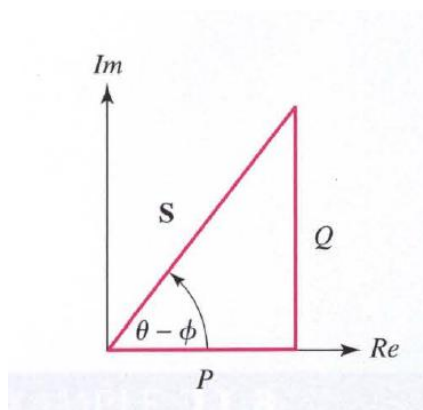


Figura 4 - Triângulo das potências.

Fonte: Hayt et al. (2008).

Quando cargas predominantemente capacitivas ou indutivas são introduzidas nos circuitos de corrente alternada, a corrente e a tensão não estarão mais em fase. Para cargas indutivas a tensão estará adiantada e para cargas capacitivas a corrente por sua vez estará adiantada. Teoricamente, circuitos puramente capacitivos ou indutivos apresentam uma defasagem de 90° , de acordo com a equação 22 isso representa trabalho útil igual a zero, ou seja nenhuma parcela da energia é transformada em trabalho, embora exista fluxo de energia sendo requerido da rede.

2.3.3 Carga Não Linear e Tensão Senoidal Com a Presença de Harmônicos na Forma de Onda da Corrente

Assumindo uma fonte de tensão puramente senoidal, uma carga não linear e levando-se em conta as componentes harmônicas de corrente. A equação 8 é generalizada resultando na equação 24. Nota-se que os harmônicos da corrente, fruto da não linearidade da fonte, não influenciam na potência média, pois o produto entre a tensão e corrente é igual a zero se a frequência das componentes não for igual como enunciado na equação 7. Portanto, a potência média é afetada apenas pela componente harmônica de corrente de ordem um, ou seja a mesma ordem da componente da tensão.

$$P_m = v_0 i_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n i_n}{2} \cos(\varphi_n - \theta_n) = \frac{v_1 i_1}{2} \cos(\varphi_1 - \theta_1) \quad (24)$$

A corrente eficaz por sua vez é afetada pela presença dos harmônicos conforme a equação 11.

A presença de harmônicos faz com que a carga drene mais corrente, porém deixando a potência média inalterada. A existência de reatância na carga causa ainda a defasagem entre tensão e corrente (expressa pelo fator $\cos(\varphi_1 - \theta_1)$). Ambos, harmônicos e defasagem contribuem para a diminuição do fator de potência.

Por meio da equação 24 aplicada em 12, obtém-se a equação 25.

$$FP = \frac{\frac{v_1 i_1}{2} \cos(\varphi_1 - \theta_1)}{\sqrt{v_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{v_n^2}{2}} \sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n^2}{2}}}$$

$$FP = \left[\frac{\frac{i_1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{i_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n^2}{2}}} \right] [\cos(\varphi_1 - \theta_1)] \quad (25)$$

FP = Fator de distorção x Fator de deslocamento

Para este caso particular em que a tensão não contém harmônicos, o fator de potência é afetado por dois termos. O primeiro fator é relativo a distorção causada pelos harmônicos de corrente. O segundo fator representa o deslocamento entre tensão e corrente evidenciado na equação 25 pelo termo $\cos(\varphi_1 - \theta_1)$.

A partir deste ponto se faz necessário a introdução de um novo conceito, a THD (*Total Harmonic Distortion*) ou seja, a taxa de distorção harmônica total, a qual é definida como a razão entre o valor da forma de onda harmônica (sem a componente fundamental) e a componente fundamental. Em termos mais sucintos a THD revela o valor percentual de harmônicos presentes na onda original ou fundamental, matematicamente definida na equação 26.

$$(THD) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} i_n^2}}{i_1} \quad (26)$$

Comparando as equações 25 e 26 é possível relacionar o fator de distorção com a THD por meio da equação 27.

$$Fator\ de\ dist. = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (27)$$

Nota-se que quando a THD for zero o que significa que não há presença de harmônicos na rede, o fator de distorção será unitário e não influenciará no fator de potência da equação 25.

As equações mostram que o fator de potência não é muito afetado pela distorção harmônica, por exemplo o terceiro harmônico com 20% da amplitude da fundamental implica em um fator de distorção de 98% (um valor próximo da unidade que aplicado na equação 16 não afeta o fator de potência em grande escala). Em determinados circuitos como retificadores não controlados, a magnitude dos harmônicos atinge níveis muito altos, próximos da fundamental o que afeta grandemente o fator de potência e conseqüentemente o rendimento do circuito como será avaliado à frente. Nestes casos, a presença dos harmônicos reduz o fator de potência para níveis de 50% a 65%.

2.4 RETIFICADORES

A primeira etapa de um conversor estático se resume a um retificador. O processo de retificação segundo Ahmed (2000), consiste na conversão de corrente alternada em contínua utilizando diodos semicondutores sendo o modelo mais elementar conhecido como retificador não controlado. Rashid (2014) define um retificador como um conversor de valor absoluto no qual um sinal CA de entrada V_s é transformado em um sinal CC de saída V_o de modo que a porção negativa do sinal de entrada aparecerá como positiva ou seja, $V_o = |V_s|$.

Os retificadores são largamente utilizados na eletrônica e como consequência o seu funcionamento é estudado com mais cuidado com o passar do tempo revelando carências em seu modo de operação. A principal razão para preocupações refere-se principalmente às correntes harmônicas e ao baixo fator de potência encontrados em circuitos retificadores tradicionais. Estes circuitos são classificados por Erikson (2001) como "poluidores harmônicos". O autor ainda enumera os efeitos nocivos relacionados aos harmônicos: desbalanceamento em redes trifásicas, aquecimento em transformadores, condutores elétricos e motores de indução, picos de corrente em capacitores, introdução de harmônicos na forma de onda da tensão.

De acordo com Mammano (2007), há mais de 3,1 bilhões de fontes de alimentação somente nos Estados Unidos, as quais possuem uma eficiência variável de 30 a 60% representando um desperdício da ordem de 3% a 4% da energia

produzida no país. Um aumento de apenas 10% na eficiência destas fontes representaria uma economia de aproximadamente 3 bilhões de dólares por ano, valor equivalente a construção de 4 a 6 plantas de geração. Os problemas citados por Erikson (2001) são traduzidos em valores mensuráveis por Mammano (2007), evidenciando a urgência e a necessidade modelos mais elaborados de modo a aprimorar a eficiência dos eletrônicos.

2.4.1 Fator de Potência de um Retificador Monofásico de Onda Completa

Retificadores tradicionais são altamente afetados pelos harmônicos de corrente o que implica em um baixo fator de potência para estes circuitos. Barbi (2006) faz um profundo trabalho de análise e simulação. O método utilizado pelo autor consiste em dividir o funcionamento do circuito em etapas, visto que os picos de corrente são verificados quando ocorre a condução dos diodos e consequente carga do capacitor de modo súbito.

A figura 5 apresenta o arranjo de um retificador de onda completa dotado de um filtro capacitivo. O seu primeiro estágio de condução dura até o pico da tensão da fonte. Para este estado de condução é válida a equação 28.

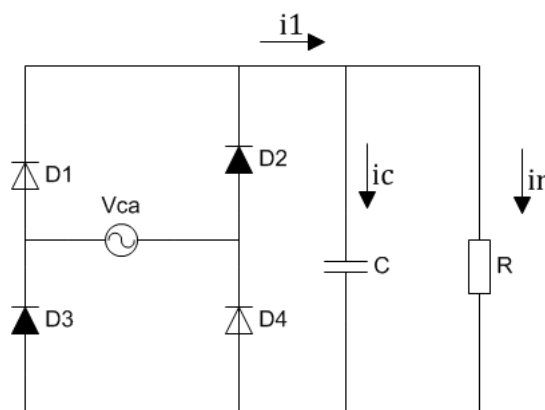


Figura 5 - Primeiro modo de condução.
Fonte: Adaptado de Barbi 2006.

$$i_1 = i_c + i_r \quad (28)$$

A figura 6 apresenta o semiciclo correspondente a condução dos diodos da figura 5.

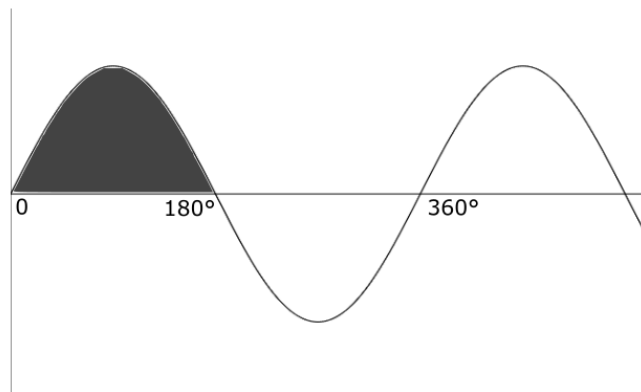


Figura 6 - Semiciclo de condução para o estágio 1.
Fonte: Autoria própria.

No segundo estágio para o qual $\pi/2 \leq \omega t$ ou seja, logo após o pico de tensão da fonte, a corrente no capacitor se inverte e a equação governante passa a ser a equação 29. Como se pode notar pela figura 7, tanto o capacitor como a fonte alimentam a carga. A tensão da fonte diminui com o tempo, por se tratar de uma onda senoidal, até atingir a mesma diferença de potencial do capacitor.

$$i_r = i_c + i_1 \quad (29)$$

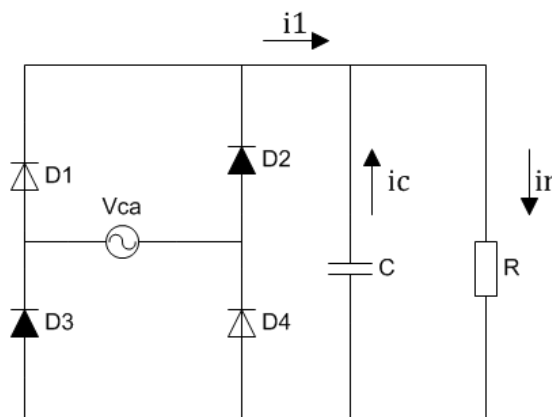


Figura 7 - Segundo modo de condução para $\pi/2 \leq \omega t$.
Fonte: Adaptado de Barbi 2006.

A figura 8 apresenta o semiciclo de condução para o segundo estágio do retificador.

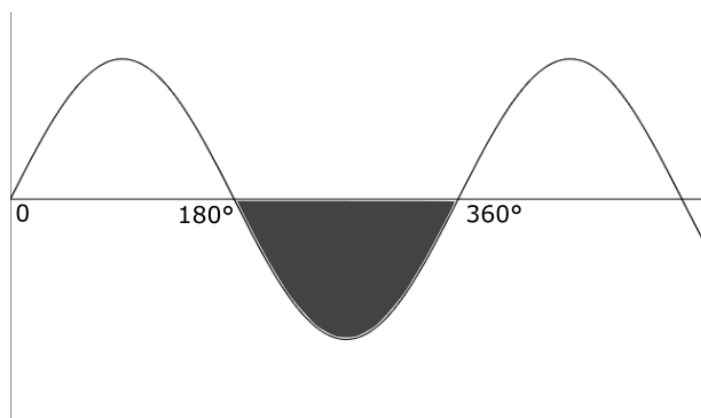


Figura 8 - Segundo semiciclo de condução dos diodos da figura 7.
Fonte: Autoria própria.

O terceiro estágio de condução está ilustrado na figura 9. Neste momento a tensão do capacitor torna-se maior que a tensão da fonte, isto faz com que os diodos parem de conduzir, sendo a carga alimentada exclusivamente pelo capacitor.

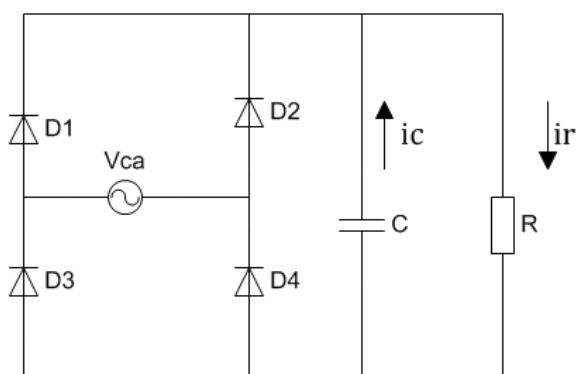
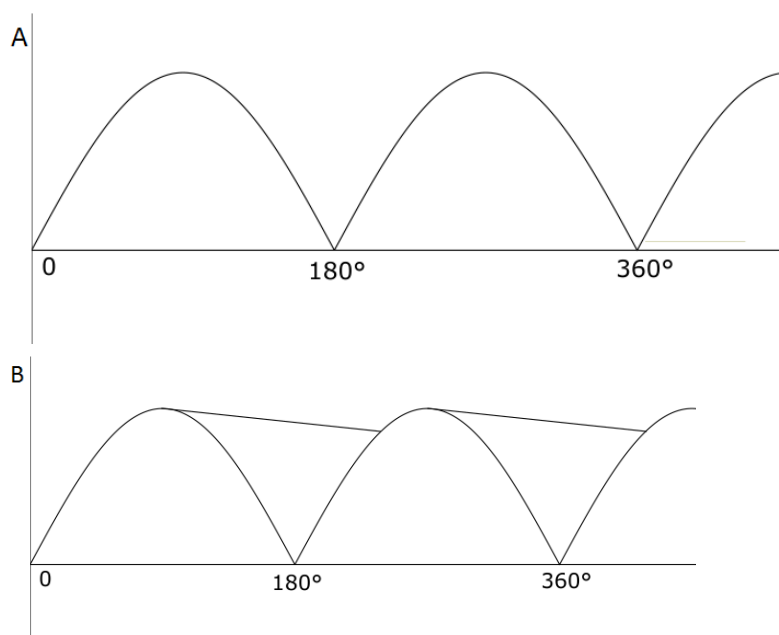


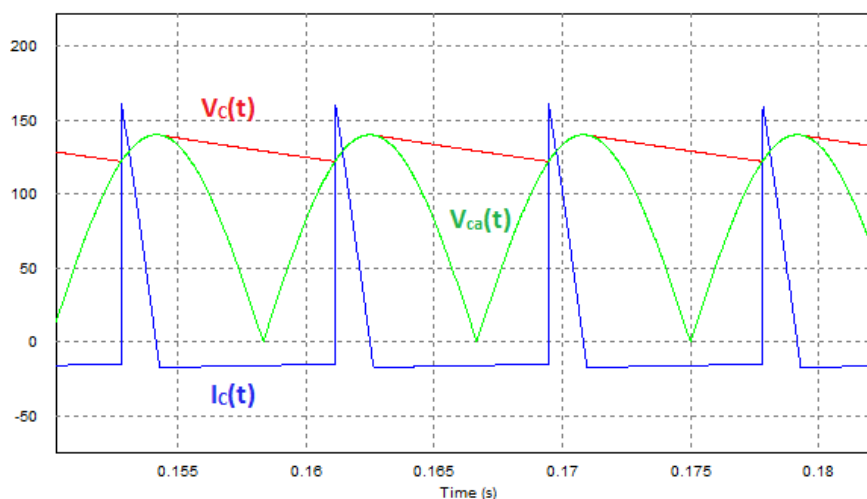
Figura 9 - Terceiro estágio de condução.
Fonte: Adaptado de Barbi 2006.

A figura 10 A ilustra o resultado a forma de onda resultante do processo de retificação para um circuito conectado apenas a um resistor. Nota-se que a presença do capacitor filtra grande parte da oscilação conforme a figura 10 B.



**Figura 10 - Onda senoidal retificada sem filtro capacitivo (A) e com filtro (B).
Fonte: Autoria própria.**

A figura 11 apresenta o resultado da simulação do circuito acima.



**Figura 11 - Formas de onda nos componentes de um retificador.
Fonte: Autoria própria.**

O ciclo se repete quando a tensão da fonte supera a tensão no capacitor e os diodos começam a conduzir. Exatamente neste evento, o capacitor carrega-se rapidamente, originando assim um pulso de corrente e conseqüentemente distorção harmônica. O pico de corrente pode ser didaticamente visualizado na figura 11. O pulso de corrente ocorre justamente pela dinâmica de funcionamento de um diodo. Segundo Boylestad (2013), um diodo polarizado diretamente possui uma resistência

tão baixa em relação aos demais componente do circuito que pode vir a ser ignorada. Portanto, a ponte retificadora age como uma chave de que liga e desliga o capacitor subitamente.

No primeiro estágio a fonte alimenta tanto a carga como o capacitor. A corrente no capacitor no período de carga é dada pela equação 30.

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = \omega C \frac{dv_c}{\omega dt} = \omega C \frac{dv_{pk} \sin \theta}{\omega dt} \quad (30)$$

Resolvendo-se a equação diferencial acima, tem-se que a corrente de carga do capacitor é igual a equação 31.

$$i_c = \omega C v_{pk} \cos \theta \quad (31)$$

Nota-se que a corrente de carga de um capacitor não é constante como os modelos mais simplificados sugerem.

levando-se em conta que a ondulação de tensão seja suficientemente baixa, pode-se admitir que a corrente no resistor de carga seja constante e expressa pela equação 32.

$$i_2 = \frac{v_{pk}}{R} \quad (32)$$

Aplicando-se as equações 31 e 32 na equação 29 é possível determinar a corrente fornecida pela fonte que será igual a equação 33.

$$i_1 = \omega C v_{pk} \cos \theta + \frac{v_{pk}}{R} \quad (33)$$

No momento em que a tensão da fonte se iguala com a tensão do capacitor de filtro, a corrente fornecida pela fonte cessa imediatamente, o que implica que a equação 33 será igual a zero. O resultado é a equação 34.

$$\cos \theta = -\frac{1}{\omega RC} \quad (34)$$

Substituindo a equação 34 na equação 31, tem-se a equação 35 que juntamente com a equação 32 revelam os valores máximo e mínimo que a corrente assume no capacitor.

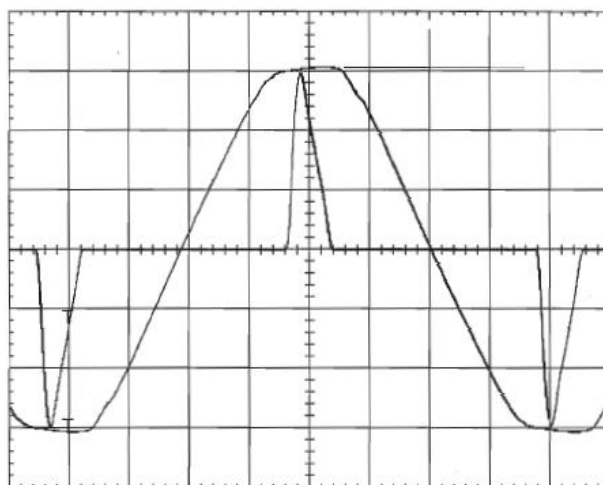
$$i_c = -\frac{v_{pk}}{R} \quad (35)$$

A ondulação na corrente é a grande responsável pela alto índice de distorção harmônica deste tipo de circuito o que implica em baixo fator de potência. O exemplo seguinte sugerido por Barbi 2006 ilustra a dinâmica de funcionamento do circuito acima.

Assumindo o circuito da figura 1 com as seguintes especificações:

- Tensão eficaz de 220V;
- Frequência de 60Hz;
- Capacitor de filtro de 220 μ F;
- Resistor de carga de 2,05K Ω .

A figura 12 é o resultado (tensão e corrente de entrada) experimental do circuito. A curva que representa a tensão foi distorcida, uma vez que seu pico foi levemente achatado.



**Figura 12 - Tensão e corrente da rede (100V/div e 500mA/div).
Fonte: Barbi 2006.**

O gráfico 1 apresenta o resultado experimental para análise harmônica onde são apresentadas as amplitudes das componentes de corrente harmônica em função da componente fundamental.

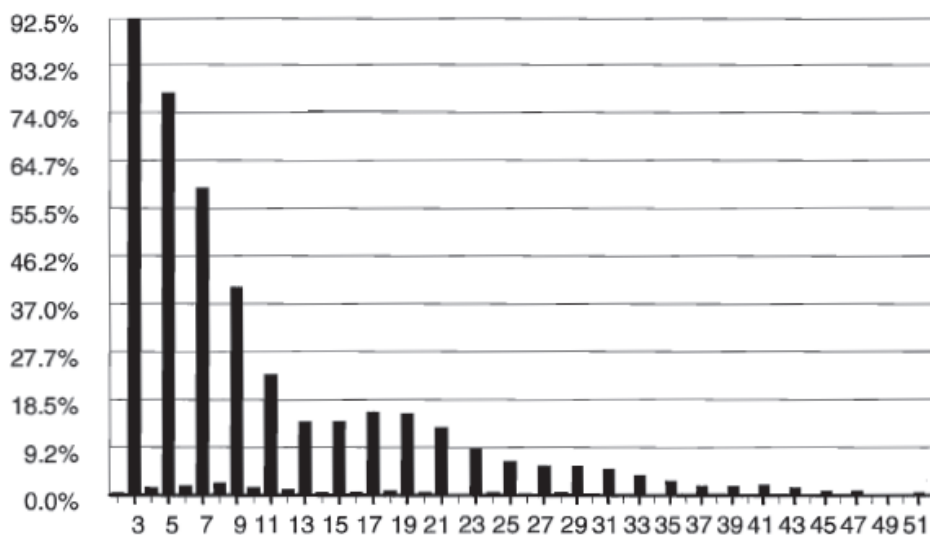


Gráfico 1 - Análise harmônica da corrente de entrada.

Fonte: Barbi 2006.

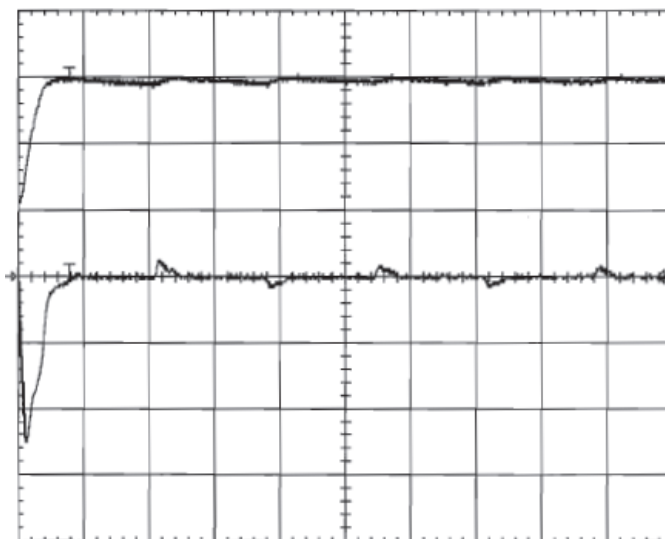
O resultado final segundo Barbi 2006, revelou:

- Taxa de distorção harmônica de 148%;
- Deslocamento da componente fundamental igual a -1.09 graus;
- Fator de potência de 0,553.

De acordo com a equação 25 o fator de deslocamento, ou seja, o cosseno do ângulo citado é igual a 0,9998, ou seja quase não há contribuição do fator de deslocamento para o baixo FP. Portanto a maior contribuição vem da substancial taxa de distorção harmônica.

Isso revela que uma ponte retificadora de onda completa com um filtro capacitivo é altamente afetada pela distorção harmônica. O fator de deslocamento é referente a reatância do capacitor, que conforme esperado, adiantou de um ângulo insignificante a corrente em relação a tensão.

A figura 13 aponta outro problema. O grande pico de corrente de partida.



**Figura 13 - Transitório da corrente durante a partida (100 V/div, 10A/div).
Fonte: Barbi 2006.**

Nota-se um pico de corrente de partida, ainda que por um breve instante de tempo, de aproximadamente 25A.

2.5 EFEITO DOS HARMÔNICOS

A norma IEEE std 519-1992 destaca os efeitos dos harmônicos nos mais variados equipamentos e orienta sobre os meios de controle necessários.

O efeito dos harmônicos em equipamentos eletroeletrônicos está relacionada diretamente a sua suscetibilidade a este tipo de efeito. Por exemplo sistemas de aquecimentos em que a carga é completamente linear, a presença de harmônicos é tolerável. Entretanto, cargas relacionadas com informação e processamento de dados necessitam de uma tensão de entrada muito mais próxima à senoidal.

2.5.1 Motores e Geradores

Motores elétricos ou máquinas elétricas rotativas de um modo geral apresentam uma tolerância média a presença de harmônicos. Os inconvenientes

mais notáveis nestes equipamentos são: aquecimento dos enrolamentos, eventual perda de rendimento e em casos específicos ruídos e partida não suave.

Em geradores é possível que a frequência de um ou mais harmônicos combine com a frequência de ressonância mecânica do equipamento, isso pode implicar em fadiga mecânica, pois a componente harmônica ressonante é transmitida ao torque do eixo e à máquina como um todo.

2.5.2 Transformadores

O efeito dos harmônicos em transformadores relaciona-se principalmente com o aquecimento e ruído. Especificamente, eles são mais suscetíveis a harmônicos de maior frequência. Segundo norma, o limite superior do fator de distorção deve ser de 5% do valor da corrente nominal.

2.5.3 Cabos Elétricos

Cabos elétricos podem sofrer de deterioração em seu isolamento devido aos harmônicos. Além disso, como a potência é uma função quadrática da corrente (RI^2), as componentes harmônicas da corrente contribuem para o efeito térmico nos cabos.

Em altas frequências é verificado ainda o efeito pelicular, que basicamente é o acúmulo de cargas na periferia dos cabos, isto diminui a área efetiva de condução implicando em um aumento de temperatura (BARBI, 2002).

2.5.4 Capacitores

A reatância dos capacitores decresce com a frequência, isto significa que eles são um sorvedouro de harmônicos os quais se propagam em frequências maiores que sua portadora. A presença de harmônicos sujeita os capacitores a sobretensões e sobrecorrentes implicando em um esforço térmico e dielétrico que deprecia sua vida útil.

2.5.5 Equipamentos Eletrônicos

Equipamentos médicos são os mais sensíveis, portanto são dotados de fontes especiais. Sistemas de informação como computadores podem apresentar

mal funcionamento, informações errôneas e paradas súbitas. Normalmente, para sistemas programáveis controlados o fator de distorção não deve superar 5%. Para uma só harmônica, a distorção não deve superar 3% da tensão fundamental.

Os maiores inconvenientes em circuitos de potência são causados pelo desbalanceamento de fase que os harmônicos provocam na rede, sujeitando as cargas má operação.

2.6 CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA DE RETIFICADORES

Tendo em vista os problemas decorrentes da distorção harmônica e que o fator de potência de um retificador de onda completa é altamente afetado pela THD, faz-se necessária a correção do FP. Bravo (1993) cita dentre os principais fatores que devem ser considerados na correção do FP um incremento de 30% a 40% na potência disponível graças a diminuição da corrente eficaz. Isto permite a utilização de equipamentos mais potentes com a mesma fiação. O custo inicial dos sistemas de correção do FP são compensados pelos benefícios oriundos da sua própria aplicação.

O circuito para correção do fator de potência usado neste trabalho será o conversor *boost* em operação descontínua, o qual oferece a melhor relação custo benefício para médias potências que variam entre 500W e 1500W. Estes circuitos tem a vantagem de serem simples, necessitarem de poucos componentes e oferecerem uma margem ampla para a tensão de trabalho.

3 METODOLOGIA

Dentre os principais estágios integrantes do conversor estático a ser desenvolvidos estão o retificador, o qual já fora estudado anteriormente, o conversor *Boost*, o inversor trifásico e o sistema de chaveamento PWM. Os três últimos serão tratados a seguir de modo a fornecer as informações requeridas para o dimensionamento e simulação do conversor.

A figura 14 apresenta um diagrama de blocos para o conversor como um todo. Os inversores necessitam de um barramento CC para operar, neste projeto a alimentação CC é proporcionada pela etapa retificadora representada à esquerda. Esta etapa é composta de um retificador tradicional seguida de um *boost* para a correção do fator de potência.

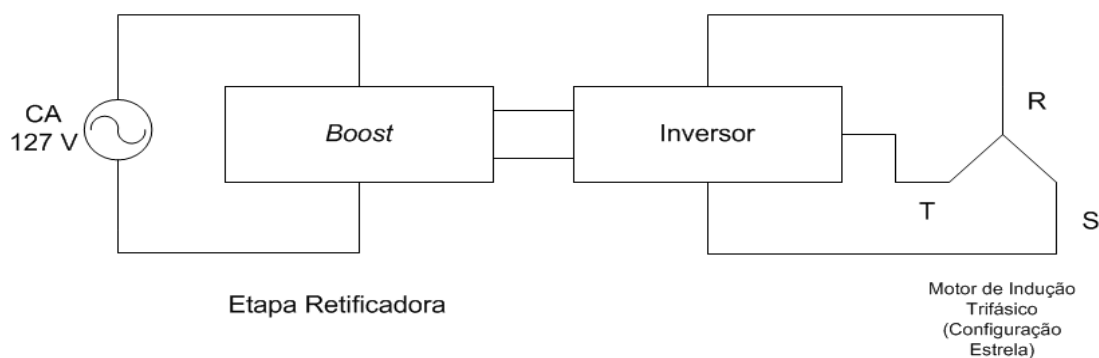


Figura 14 - Diagrama de blocos do conversor.
Fonte: Autoria própria

Na saída do inversor foi acoplado um motor trifásico na configuração estrela, entretanto, outra configuração poderia ter sido aplicada. A definição da carga a ser alimentada é importante pois, determinados dispositivos, como por exemplo eletrônicos destinados a tarefas computacionais e de comunicação, são altamente sensíveis e necessitam de um nível de filtragem rigoroso. Motores de indução, por seu caráter robusto, dispensam um modelo de filtragem mais elaborado. Sendo assim, as possibilidades de uso do conversor limitam-se às exigências de qualidade de alimentação da carga.

3.1 CONVERSOR BOOST CC-CC

De acordo com Barbi (2015), o conversor *boost* CC-CC é uma classe de conversor destinada a elevar a tensão de saída aplicada em sua entrada, basicamente a menor tensão (média) possível em sua saída será igual ao valor da tensão de entrada. Dentre os vários modos de operação será utilizado o descontínuo.

3.1.1 Boost em Operação Descontínua

De modo a simplificar a análise de funcionamento do *boost* descontínuo será feita a verificação das etapas de funcionamento do circuito. A figura 15 ilustra a primeira etapa de funcionamento de um conversor *boost*. No instante inicial a chave S encontra-se fechada dando passagem de corrente através da bobina L. A corrente no indutor cresce até um valor máximo em $t = t_1$ quando a chave é aberta e a corrente no indutor será i_p , ou seja a corrente de pico.

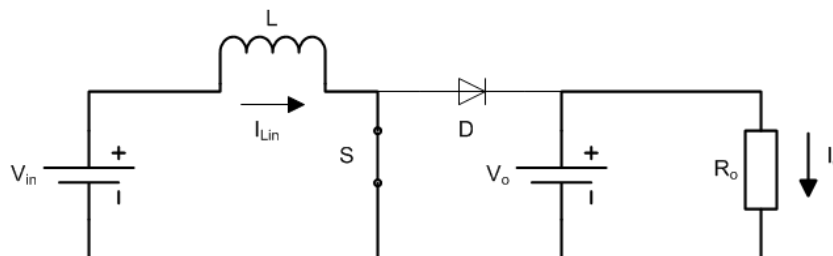


Figura 15 - Primeira etapa do funcionamento de um boost.
Fonte: Adaptado de Barbi 2015.

A corrente elétrica no indutor em função do tempo é dada pela equação 36.

$$V(t) = L \frac{di}{dt}$$

$$i_{lin}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L} t \quad (36)$$

A figura 16 apresenta a segunda etapa de funcionamento. Quando a chave S se abre, a carga é alimentada pela energia previamente armazenada no indutor L

juntamente com a fonte. A corrente flui através do diodo D e decresce linearmente até zero no tempo t_2 . A equação 37 fornece a corrente no indutor na etapa 2. Nota-se que a tensão a qual o indutor está submetido é a diferença entre a tensão de entrada e de saída.

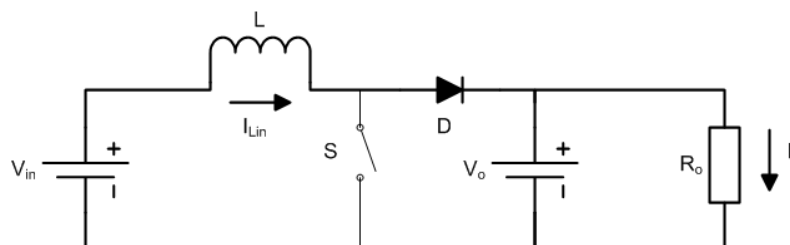


Figura 16 - Segunda etapa do funcionamento de um boost.
Fonte: Adaptado de Barbi 2015.

$$i_i(t) = i_p - \frac{v_0 - v_{in}}{L} t \quad (37)$$

A figura 17 ilustra a etapa 3 de funcionamento. Neste ponto a carga é alimentada pela fonte secundária. Ambos o diodo e o indutor não se encontram em condução.

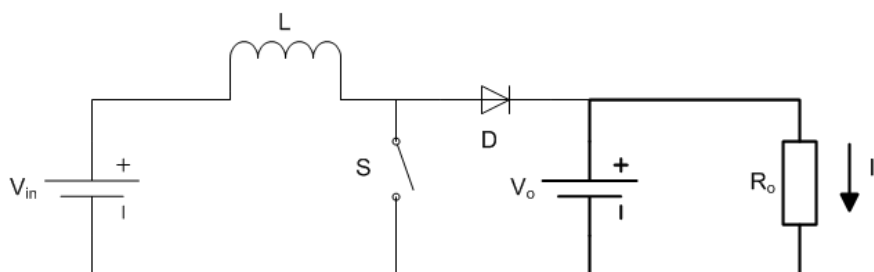


Figura 17 - Terceira etapa do funcionamento de um boost.
Fonte: Adaptado de Barbi 2015.

As principais formas de onda são ilustradas na figura 18.

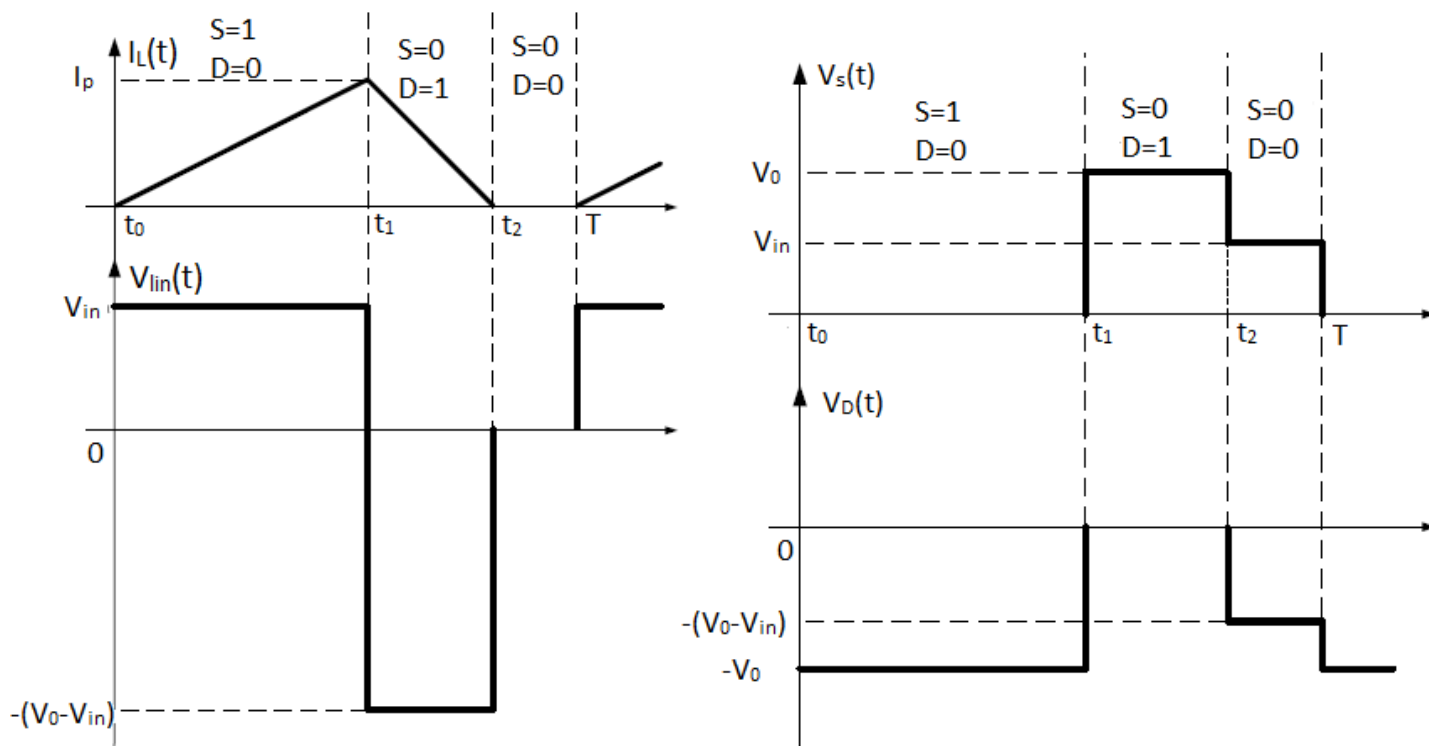


Figura 18 - Formas de onda mais importante para o boost descontínuo.

Fonte: Adaptado de Barbi 2015

Uma variável muito importante nesta análise é o tempo em que a chave S permanece conduzindo em relação a um ciclo completo. Esta variável é definida como razão cíclica e é expressa pela equação 38.

$$D = \frac{t_c}{T} \quad (38)$$

Onde T é o período e t_c é o tempo em que a chave conduz.

Supondo agora que a tensão de entrada é senoidal, dada pela equação 39 e que a frequência de chaveamento é mais alta que a frequência da tensão de entrada, a corrente de pico no indutor será modulada pela senoide conforme a figura 19.

$$v_{in}(t) = v_p \sin(\omega t) \quad (39)$$

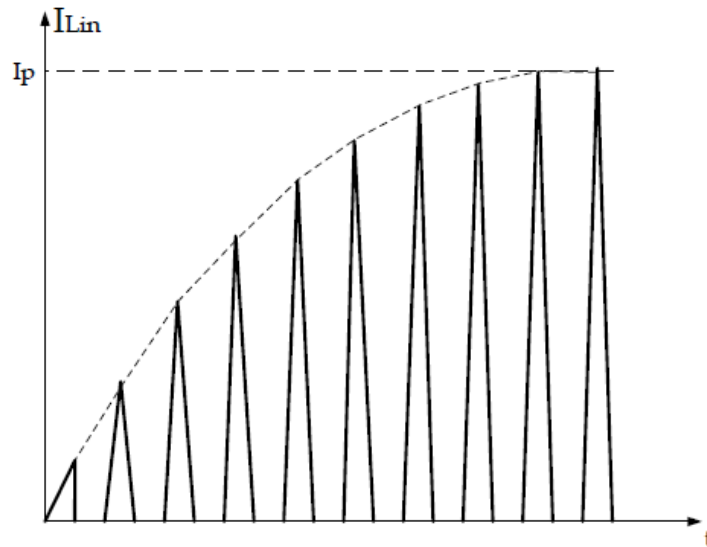


Figura 19 - Forma de onda no indutor.
Fonte: Barbi 2015.

De acordo com a equação 37 e 39 a corrente de pico no indutor em função do tempo será:

$$i_p(t) = \frac{v_p \sin(\omega t)}{L} t_1 \quad (40)$$

Considerando-se um sistema permanente, a variação da corrente será a mesma durante a condução da chave e no instante em que o diodo conduz conforme a equação 41.

$$\Delta i t_1 = \Delta i t_2$$

$$\frac{v_p \sin(\omega t)}{L} t_1 = \frac{v_0 - v_p \sin(\omega t)}{L} t_2$$

$$t_2 = \frac{v_p \sin(\omega t)}{v_0 - v_p \sin(\omega t)} t_1 \quad (41)$$

Definindo o fator α com a relação entre a tensão de pico e a tensão de saída conforme a equação 42.

$$\alpha = \frac{v_p}{v_0} \quad (42)$$

Tem-se de 41 e 42 a equação 43.

$$t_2 = \frac{\alpha \sin(\omega t)}{1 - \alpha \sin(\omega t)} t_1 \quad (43)$$

Quando o *boost* opera em condução crítica, a energia que se acumula no indutor é totalmente descarregada pelo diodo, portanto o período é exatamente a soma de t_1 e t_2 . Em termos da razão cíclica tem-se a equação 44.

$$t_2 = (1 - D)T \quad (44)$$

3.1.2 Razão Cíclica para Condução Descontínua

Atuado na razão cíclica é possível controlar a condução de modo a garantir que esta seja descontínua. A corrente máxima no indutor é descrita pela equação 45.

$$i_p = \frac{v_p}{L_{in}} t_1 \quad (45)$$

Quando a corrente no indutor for máxima, o tempo para que a energia se dissipe por meio do diodo será máxima conforme a equação 46.

$$t_{2Máx} = \frac{v_p}{v_0 - v_p} t_1 \quad (46)$$

A condição que garante a condução descontínua é avaliada pela equação 47.

$$T \geq t_1 + t_2 \quad (47)$$

Esta equação quer dizer que se o período for maior que a soma dos tempos de condução da chave e do diodo deve haver um intervalo de tempo em que a corrente no indutor é zero. Este período é justamente a descontinuidade do *boost*.

Com base na equação 47 é possível calcular a máxima razão cíclica para a condução descontínua conforme a equação 48.

$$T \geq t_1 + t_2$$

$$T \geq t_1 + \frac{v_p}{v_0 - v_0} t_1$$

Dividindo ambos os lados por T:

$$1 \geq D + \frac{v_p}{v_0 - v_0} D$$

Usando a equação 41:

$$1 \geq \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} + 1 \right) D$$

$$D \leq 1 - \alpha \quad (48)$$

3.1.3 Corrente na Saída

A corrente média na saída para um dado período de chaveamento é dado pela equação 49.

$$i_{0med} = \frac{1}{T} \frac{i_p t_2}{2} \quad (49)$$

Manipulando a equação 49, usando o resultado da equação 45 e 43 tem-se a equação 50.

$$i_{0med} = \frac{v_p D^2}{2f_s L} \frac{\alpha (\sin(\omega t))^2}{1 - \alpha \sin(\omega t)} \quad (50)$$

Onde f_s é a frequência de chaveamento.

A corrente média na saída para um período da rede é dada pela equação 51.

$$i_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{omed} \omega dt$$

$$i_o = \frac{v_p}{2\mu f_s L} D^2 Y1(\alpha)$$

Onde:

$$Y1(\alpha) = -2 \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \sqrt{1-\alpha^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right) \quad (51)$$

3.1.4 Máxima Indutância na Entrada para Operação Descontínua

Faz-se necessário calcular a indutância máxima de modo a garantir a operação em modo descontínuo. A corrente máxima de saída é dada pela equação 52.

$$i_{OMÁX} = \frac{v_p(1-\alpha^2)}{2\pi f_s L} \quad (52)$$

A potência máxima consequentemente é dada pela equação 53.

$$p_{OMÁX} = v_o i_{MÁXsaída} \quad (53)$$

A partir das equações 48 e 49 determina-se a equação 54 para o valor máximo da indutância de entrada.

$$L_{in} = \frac{v_p^2}{2\pi f_s p_{OMÁX}} \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha} Y1(\alpha) \quad (54)$$

3.1.5 Corrente de Entrada para um Intervalo de Chaveamento

A corrente média para um intervalo de chaveamento é dada pela equação 55 e vem da soma da corrente média no intervalo de crescimento da corrente t_1 e a corrente média no intervalo de tempo de decrescimento t_2 .

$$I_{in} = \frac{D^2 v_0}{2f_s L_{in}} \frac{\alpha \sin \omega t}{1 - \alpha \sin \omega t} \quad (55)$$

3.1.6 Corrente Média Durante um semiciclo da Rede

A corrente média na entrada durante um semiciclo da rede é calculada pela equação 56. Como a frequência de chaveamento é muito maior que a da rede, a corrente de entrada pode ser aproximada pela integração dos valores médios da corrente em um semiciclo.

$$I_{inMed} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi L_{in} d\omega t \quad (56)$$

$$I_{inMed} = \frac{D^2 v_0}{2\pi L_{in} f_s} \left(-\pi + \frac{2}{\sqrt{1-\alpha^2}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right)$$

3.1.7 Corrente Eficaz de Entrada

A corrente eficaz na entrada durante um semiciclo é dada pela equação 57.

$$i_{inEf} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{in}^2 d\omega t}$$

$$i_{inEf} = \frac{D^2 v_0 \sqrt{\alpha}}{2\sqrt{\pi} f_s L} \sqrt{Z1(\alpha)}$$

Onde:

$$Z1(\alpha) = \frac{1}{(1-\alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2\alpha^2 - 1}{\alpha(1-\alpha^2)} \frac{2}{\sqrt{(1-\alpha^2)}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right) \quad (57)$$

3.1.8 Potência de Entrada

A potência de entrada é definida pela equação 58.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} v_{in} i_{in} d\omega t$$

$$P_{in} = \frac{v_p D^2 v_o}{2\pi f_s L} Y1(\alpha) \quad (58)$$

3.1.9 Fator de Potência

Pelo fato da existência de um indutor na entrada, surge uma componente de distorção que é função da relação entre a tensão de pico na entrada e a tensão de saída. A equação 59 apresenta a o fator de potência para o *boost*.

$$FP = \frac{P_{in}}{v_{inEf} i_{inEf}}$$

$$FP = \frac{\sqrt{2}Y1(\alpha)}{\sqrt{\pi}\alpha Z1(\alpha)} \quad (59)$$

A figura 20 apresenta a variação do fator de potência em relação ao fator β .

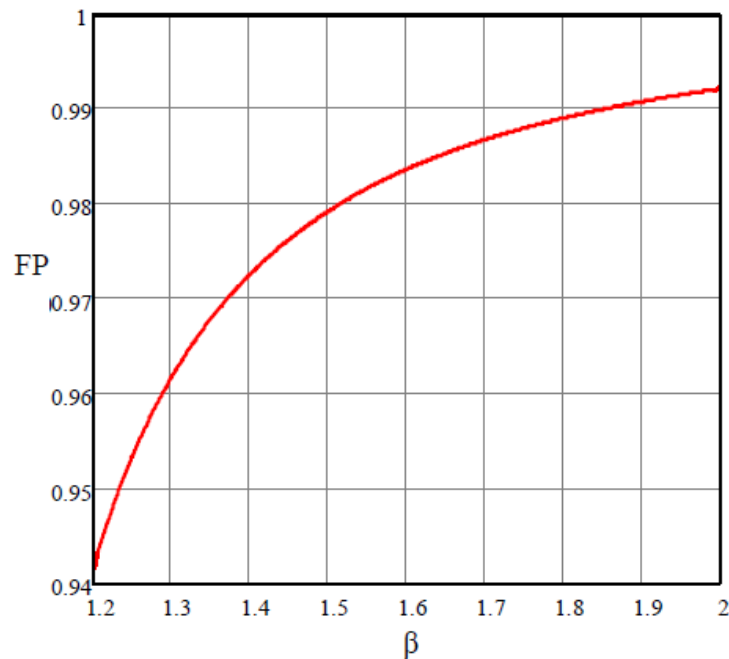


Figura 20 - Variação do fator de potência com o fator β .
Fonte: Barbi 2015.

Onde o fator beta é uma relação expressa pela equação 60.

$$\beta = \frac{1}{\alpha} \quad (60)$$

3.1.10 Taxa de distorção Harmônica

A taxa de distorção harmônica é dada pela equação 61.

$$TDH = \sqrt{\frac{(\cos \varphi)^2}{FP^2} - 1}$$

Considerando a defasagem igual a zero, tem-se:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2} - 1} \quad (61)$$

O figura 21 ilustra a taxa de distorção harmônica em relação ao fator adimensional β .

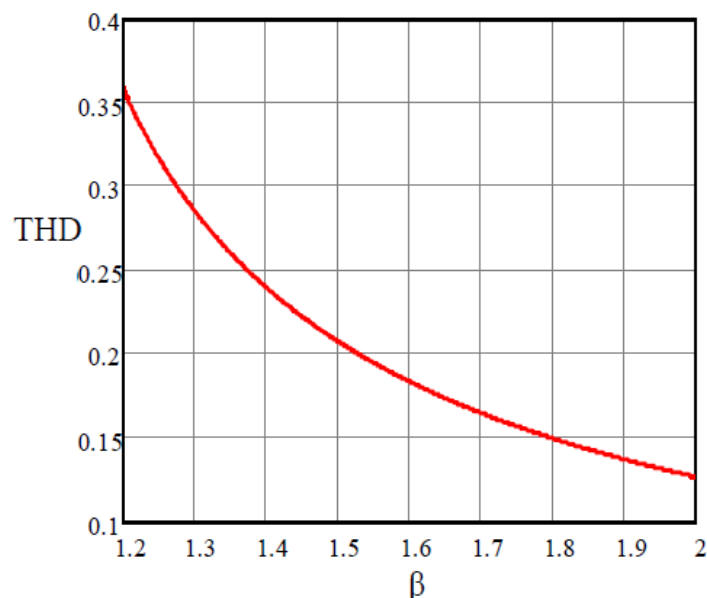


Figura 21 - Taxa de distorção harmônica em relação ao fator β .
Fonte: Barbi 2015.

3.1.11 Corrente e Tensões nos Componentes

De modo a projetar um *boost* se faz necessário conhecer as tensões e correntes em seus componentes.

3.1.11.1 Corrente média na chave

A corrente média na chave S para um período de chaveamento é dada pela equação 62.

$$I_{smed} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} \frac{v_p \sin(\omega t)t}{L} dt$$

$$I_{smed} = \frac{v_p D^2}{2f_s L} \sin \omega t \quad (62)$$

A corrente média na chave para um período da rede é dada pela equação 63.

$$I_{smedia} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{v_p D^2}{2f_s L} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$I_{smedia} = \frac{v_p D^2}{\pi f_s L} \quad (63)$$

3.1.11.2 Corrente eficaz na chave

A corrente eficaz na chave para um período de chaveamento e dada pela equação 64.

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_1} \left(\frac{v_p \sin(\omega t)t}{L} \right)^2 dt}$$

$$I_{sef} = \frac{v_p \sin(\omega t)}{\sqrt{3} f_s L} D^3 \quad (64)$$

A corrente eficaz na chave S para um período da rede é dada pela equação 65.

$$I_{seficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{sef}^2 d\omega t}$$

$$I_{seficaz} = \frac{v_p}{\sqrt{6}f_s L} D^3 \quad (65)$$

3.1.11.3 Corrente média no diodo

Idem corrente média na carga.

3.1.11.4 Corrente eficaz no diodo

Para um período de chaveamento, a corrente eficaz no diodo é dada pela equação 66.

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_2} \left(I_p - \frac{v_0 - v_p \sin(\omega t)t}{L} \right)^2 dt}$$

$$I_{Def} = \frac{v_p}{f_s L} \sqrt{\frac{\alpha D^3}{3}} \sqrt{\frac{(\sin \omega t)^3}{1 - \alpha \sin \omega t}} \quad (66)$$

A corrente eficaz no diodo D para um ciclo da rede é dada pela equação 67.

$$I_{Deficaz} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{Def}^2 d\omega t}$$

$$I_{Deficaz} = \frac{v_p}{f_s L} \sqrt{\frac{D^3}{3\pi}} \sqrt{-\frac{\pi}{2} + \frac{1}{\alpha} Y(1)\alpha} \quad (67)$$

3.1.11.5 Corrente eficaz no indutor de entrada

A corrente eficaz no indutor de entrada é definida pela equação 68.

$$I_{Leficaz} = \sqrt{I_{Seficaz}^2 + I_{Deficaz}^2}$$

$$I_{Lefficaz} = \frac{v_p}{Lf_s} \sqrt{\frac{D^3}{3}} \sqrt{\frac{Y1(\alpha)}{\alpha\pi}} \quad (68)$$

3.1.12 Relação entre a corrente média de entrada e de saída

A relação entre a corrente média de entrada e a corrente média de saída é dada pela equação 69.

$$\bar{I}_{inMÉDIA} = \frac{I_{inmedia}}{I_o} = 1 + \frac{2}{Y1(\alpha)} \quad (69)$$

3.2 INVERSOR

Inversores são dispositivos estáticos, ou seja sem partes móveis utilizados para a conversão de potência DC em AC. São muito úteis para alimentar e controlar cargas que demandam potência AC como motores de indução. A tensão de saída, embora não perfeitamente senoidal pode ser filtrada de modo a atender os requisitos técnicos exigidos pela carga. As configurações mais populares são a fonte de tensão (VSI *voltage source inverter*) e a fonte de corrente (CSI *current source inverter*) (HAMED, 2000).

A figura 22 apresenta o modelo básico de funcionamento de um inversor. Neste circuito, as chaves semicondutoras abrem e fecham alternado a polaridade da tensão que alimenta a carga. Pode-se assim alimentar uma carga com corrente alternada por meio de uma fonte CC. Este modelo em particular é conhecido como ponte H ou meia ponte.

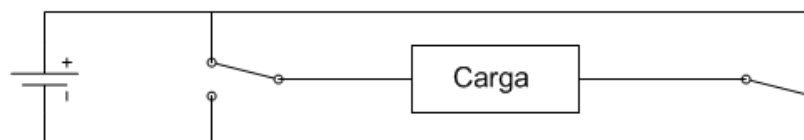


Figura 22 - Princípio de funcionamento de um inversor.
Fonte: Adaptado de Hamed 2000

3.2.1 Inversor Trifásico

O projeto em questão visa operar um motor trifásico, portanto se faz necessária uma saída trifásica em corrente alternada após o *boost* descontínuo.

A figura 23 apresenta o esquema de um inversor trifásico. Como se pode notar, o circuito trifásico nada mais é do que uma associação de três inversores meia ponte. Para acionar um motor, as seis chaves devem ser acionadas de modo coordenado a fim de produzir o efeito desejado no motor.

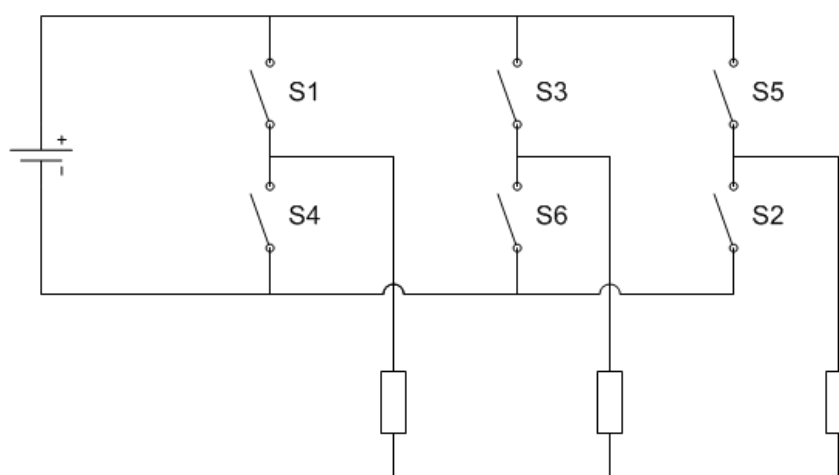


Figura 23 - Inversor Trifásico.
Fonte: Adaptado de Hamed 2000.

Para motores de indução, a dinâmica de comutação das chaves depende do modo como as bobinas estão associadas. Para a ligação em estrela utiliza-se a condução por 120° e para a configuração estrela 180° . Nota-se que a comutação deve ser cuidadosamente efetuada pois, certas combinações resultam em curto circuito, ou seja caso as duas chaves de um mesmo braço estejam conduzindo ainda que por um breve instante, haverá um curto circuito e consequentes danos aos semicondutores. Em vista disto, os circuitos de comutação são especialmente planejados para evitar este modo de condução. Mezaroba (2008) cita em seu trabalho o tempo morto, um breve instante de tempo entre a mudança de estado de dois braços afim de evitar o conflito. A figura 24 apresenta o conceito básico de um circuito emulador de tempo morto (t_m).

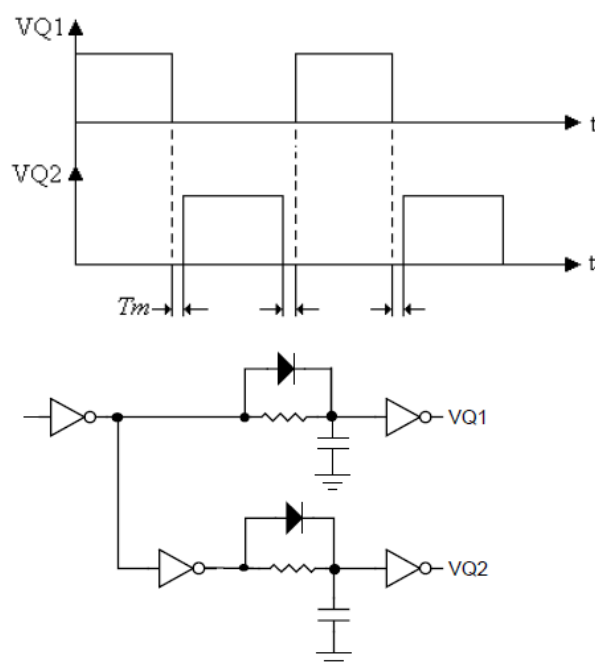


Figura 24 - Circuito emulador de tempo morto.
Fonte: Mezaroba 2008.

3.3 MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

O termo PWM significa modulação por largura de pulso (*Pulse - Width Modulation*). Basicamente trata-se de um circuito oscilatório que gera níveis altos e baixos em forma de uma onda quadrada. Por meio da variação da largura do pulso alto é possível controlar a potência entregue à carga, ou seja quanto mais tempo o nível for alto dentro de um período, maior a tensão ou corrente eficaz entregue. Este método é extremamente útil na eletrônica de potência sendo usado neste projeto em duas etapas: no controle das chaves do inversor trifásico descrito acima e no comando da razão cíclica do *boost* também já tratado anteriormente.

HAMED (2000) cita três meios de modulação: simples, múltipla e senoidal ou SPWM (*Sinusoidal Pulse - Width Modulation*). Existem muitas outras formas de modulação, o último método será usado neste trabalho e é descrito detalhadamente a seguir.

Na modulação por largura de pulso simples a tensão de saída é controlada por um único pulso a cada semiciclo. A diferença de tempo de abertura e

fechamento das chaves resulta em um pulso com largura variável o que implica no valor final da tensão AC.

Na modulação por largura de pulso múltipla a saída do inversor passa do estado alto para o baixo diversas vezes em cada semiciclo fornecendo uma série de pulsos com largura constante.

3.3.1 SPWM Modulação por Largura de Pulso Senoidal

Neste método a tensão de saída é controlada pela largura de pulso onde no pico da onda senoidal a largura do pulso será maior. Basicamente, as ondas quadradas visam imitar a senoide.

A figura 25 ilustra o funcionamento fundamental do SPWM. $v_r(t)$ é uma onda senoidal de referência para fins de modulação com amplitude V_m e frequência f_m que é igual a frequência de saída do inversor. Uma onda portadora triangular $v_c(t)$ de frequência f_c maior que a frequência da senoidal f_m , com amplitude V_c é comparada com a onda senoidal. As mudanças de estado ligado - desligado são comandadas pela relação entre v_r e v_c . A largura de pulso t_w é equivalente ao intervalo de tempo em que $v_r < v_c$ para o semiciclo positivo e $v_r > v_c$ para o semiciclo negativo.

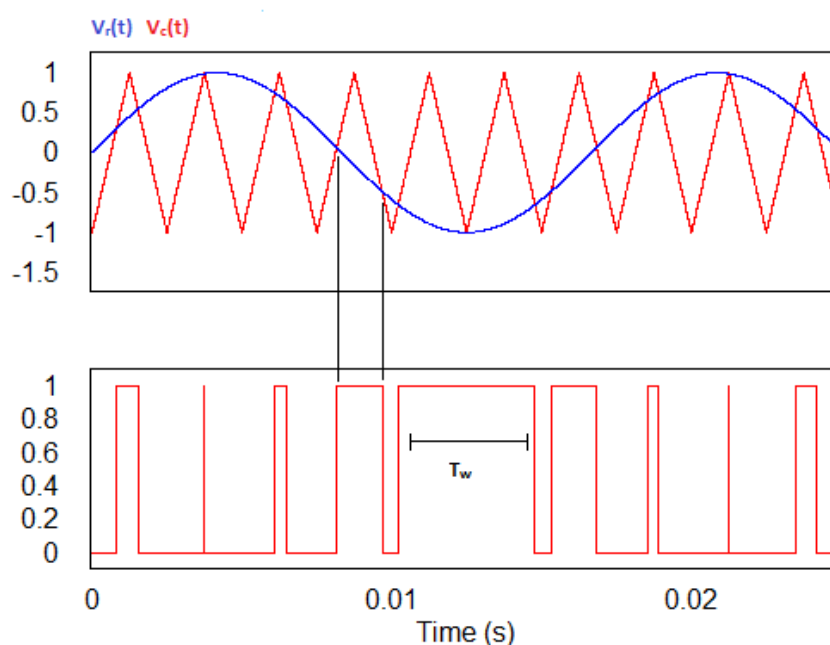
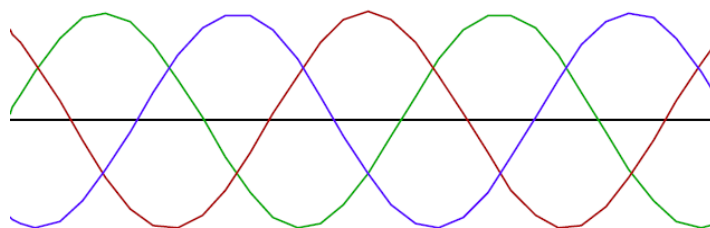


Figura 25 - Princípio de funcionamento do SPWM.
Fonte: Adaptado de Hamed 2000.

A relação entre as duas tensões V_m/V_c é conhecida como índice de modulação determinando a largura dos pulsos e conseqüentemente o valor RMS. Nota-se que a

amplitude da onda de saída pode ser controlada pela amplitude da onda senoidal de referência. Para conversores CC-CC a tensão de referência pode ser um sinal contínuo uma vez que se deseja um sinal CC na saída. Entretanto neste projeto deseja-se uma saída trifásica senoidal, portanto esta deverá ser a onda de referência conforme a figura 26 (MEZARROBA, 2008).



**Figura 26 - Sinal de referência para um inversor CC-CA trifásico.
Fonte: Mezaroba, 2008.**

4 CONTROLE

O primeiro sistema de controle automático da história é lembrado por OGATA (2010) como sendo o dispositivo de controle centrífugo desenvolvido por James Watt para o controle velocidade de máquinas a vapor ainda no século XVIII. Desde então a teoria de controle vem se desenvolvendo na década de 1940 a 1950. As técnicas de controle proporcional integrativo derivativo (PID) já estavam presentes em sistemas industriais. Entre 1960 e 1980 destaca-se o avanço nos estudos de ótimo controle de sistemas determinísticos e estocásticos além do controle adaptativo e de aprendizagem de sistemas complexos.

De 1980 a 1990 os estudos concentraram-se em tópicos de controle robusto. Este modelo de controle é conhecido pela complexidade matemática o que faz com que este tema seja adequadamente estudado em cursos de pós graduação, além dos problemas de estabilidade o que requer uma abordagem mais delicada em relação ao tratamento do erro.

4.1 DEFINIÇÕES

OGATA (2010) lista algumas definições iniciais sobre controle que facilitam o estudo subsequente. A **variável controlada** trata-se da grandeza medida e controlada. O **signal de controle** ou **variável manipulada** é a condição modificada pelo controlador, normalmente refere-se a saída do controlador. **Controlar** neste sentido, significa medir a variável controlada e por meio do sinal de controle, corrigir o desvio tendo em vista um valor de referência.

Uma **planta** é qualquer dispositivo físico a ser controlado, por exemplo um forno ou uma bomba. O **processo** é basicamente a operação a ser controlada. **Distúrbios** são sinais que tendem a alterar de modo indesejado a variável de saída. Estes podem ser internos ou externos.

4.2 CONTROLE DE MALHA FECHADA

Sistemas de controle com realimentação são aqueles que realizam a comparação entre o sinal de saída e o de entrada e utilizam a diferença entre eles como um elemento de controle. Um exemplo é o sistema de controle de temperatura no qual o valor medido pelo termostato é comparado com o valor desejado, de acordo com a diferença o sistema decide se deve acionar o aquecimento ou o resfriamento.

Os sistemas de controle com realimentação e de malha fechada são tomados frequentemente como sinônimos. Em uma malha fechada o erro (diferença entre o sinal de entrada e o de realimentação) realimenta o controlador de modo a minimizar o erro e levar a saída ao valor desejado.

Em sistemas de controle em malha aberta o sinal de saída não é comparado com o sinal de entrada. Tais sistemas pressupõe uma variável calibrada e ausência de distúrbios. Um semáforo tradicional por exemplo, nada mais é que um uma sequência controlada de sinais luminosos. Tais controles de trafego não tem a capacidade de verificar se um veículo desrespeitou a sinalização e atuar de modo a prevenir um acidente. Deve-se destacar que em sistemas de malha aberta não existe realimentação.

A vantagem dos sistemas de malha fechada é a capacidade de contornar distúrbios devido ao seu sistema de realimentação. Entretanto, são mais complexos que os modelos de malha aberta. Outro problema da malha fechada é a instabilidade, que basicamente refere-se a uma tendência exagerada na correção do erro conduzindo o sistema a um funcionamento impróprio.

4.3 CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRATIVO DERIVATIVO

O sistema de controle proporcional integrativo derivativo, conhecido como PID é largamente utilizado principalmente quando não se conhece o modelo matemático da planta (OGATA, 2010). A saída de um controlador PID pode ser matematicamente entendida pela equação 70.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (70)$$

A figura apresenta 27 apresenta o modelo de controle PID referente a equação 70.

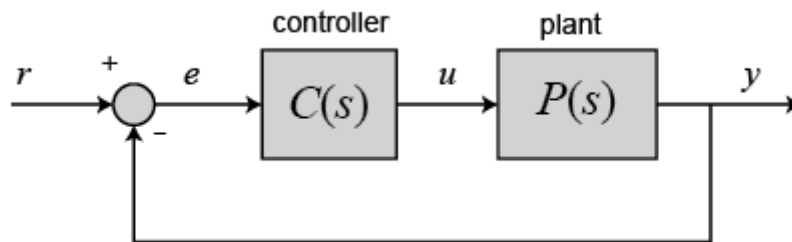


Figura 27 - Controle PID.
 Fonte: *INTRODUCTION: PID Controller Design* (2016)

A variável e representa o erro, que nada mais é que a diferença entre o valor de entrada r desejado e a saída y . O sinal de controle $u(t)$ é resultado do produto do erro e a constante de ganho proporcional K_p , mais o produto da constante de ganho integral K_i e a integral do erro, mais o produto da constante de ganho derivativo K_d e a derivada do erro. Dito de outra forma, o controlador aplica a correção com base nos termos proporcional (P), integral (I) e derivativo (D) do erro.

O sinal de controle $u(t)$ é então enviado a planta, resultando em um novo sinal de saída $y(t)$ que é realimentado por meio da malha fechada resultando em um novo erro e . A estabilidade da malha de controle citada a cima depende diretamente da determinação das constantes K_p , K_i e K_d .

Neste trabalho será usado um controle PI, ou seja proporcional integrativo. A dinâmica de funcionamento é praticamente a mesma, suprimindo-se apenas a etapa derivativa.

5 SIMULAÇÃO

De modo a facilitar a simulação, a etapa retificadora mais o conversor *boost*, conforme a figura 28 são ligados a uma carga resistiva.

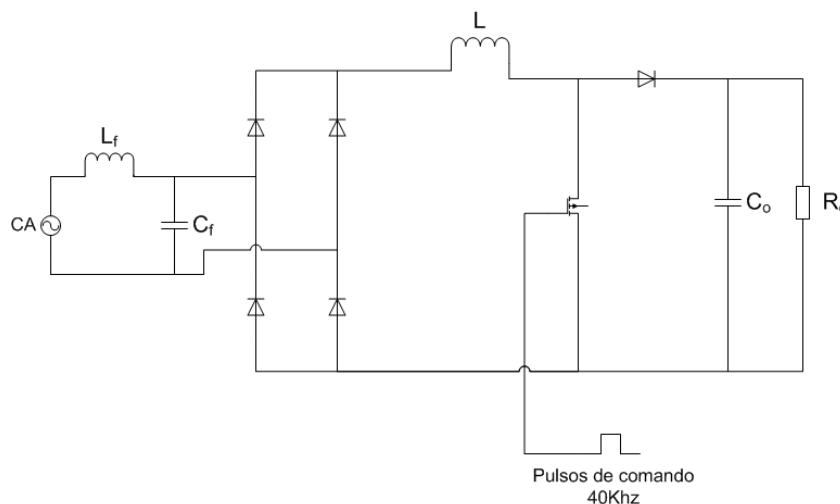


Figura 28 - Circuito a ser simulado.
Fonte: Autoria Própria.

A determinação dos componentes pode ser feita por meio das equações previamente citadas. Antes da simulação algumas considerações devem ser feitas:

- Tensão de pico da fonte CA igual a 180V;
- Tensão de saída V_o igual a 400V;
- Frequência de chaveamento igual a 40 KHz;
- Potência de saída P_o igual a 300W;
- Oscilação da tensão de saída igual a 5%.

Por meio dos valores acima é possível calcular o valor dos componentes. O resultado pode ser visualizado na tabela 1.

Tabela 1 - Valores utilizados na simulação

Componente	Valor	Componente	Valor
L _f	3,86 mH	C	0,994 μF
L	334 μH	R	533,33 Ω
C _f	40,8 μF	D	0,55

Fonte: Autoria própria

O primeiro fator a ser analisado é a oscilação da tensão de saída. A figura 29 apresenta o resultado da simulação para a tensão de saída. Teoricamente espera-se uma oscilação de 5% ou seja 20 V. A figura 28 apresenta um valor mínimo de 385,93 V e um máximo de 408,58 V o que resulta em uma oscilação de 22,65 V.

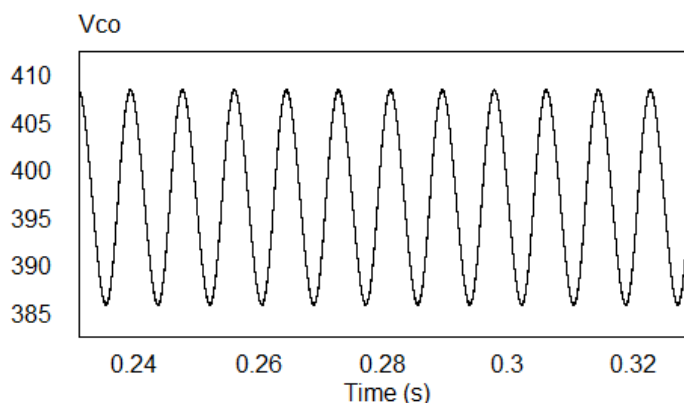


Figura 29 - Oscilação da tensão de saída.
Fonte: Autoria própria.

O figura 30 apresenta o resultado para a corrente e tensão de entrada. A tensão da rede é a curva senoidal de maior amplitude e a curva de menor amplitude representa a corrente a qual foi multiplicada por dez para fins de visualização. Nota-se a presença de distorção na forma de onda da corrente provocada pelo circuito do conversor. A taxa de distorção harmônica da corrente encontrada pelo simulador foi de 10,73%. A tensão de estrada também sofre distorção, embora não seja visível. A THD para a tensão encontrada pelo simulador foi de 0,0148% . O fator de potência encontrado teoricamente é de 0,994 e o FP simulado foi de aproximadamente 0,994025.

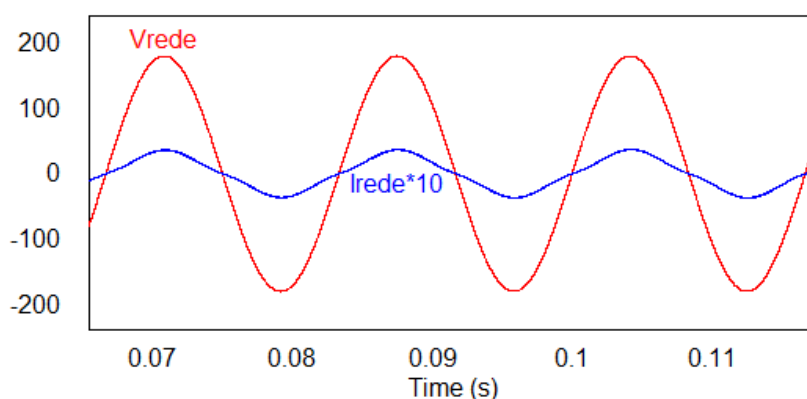


Figura 30 - Formas de onda da tensão e da corrente de entrada.
Fonte: Autoria própria.

6 CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO

O circuito final a ser construído e validado é apresentado na figura 31, nota-se a diminuição da tensão de saída de 400 V para 380 V, isto foi feito para combinar com a entrada do inversor que será utilizado na saída. Ao centro do circuito foi projetado um amplificador conhecido como *totem pole*, sua função é aplicar os sinais no *gate* do MOSFET M1. O divisor resistivo a direita provê a realimentação do circuito de controle de modo a tornar possível o regime de controle em malha fechada.

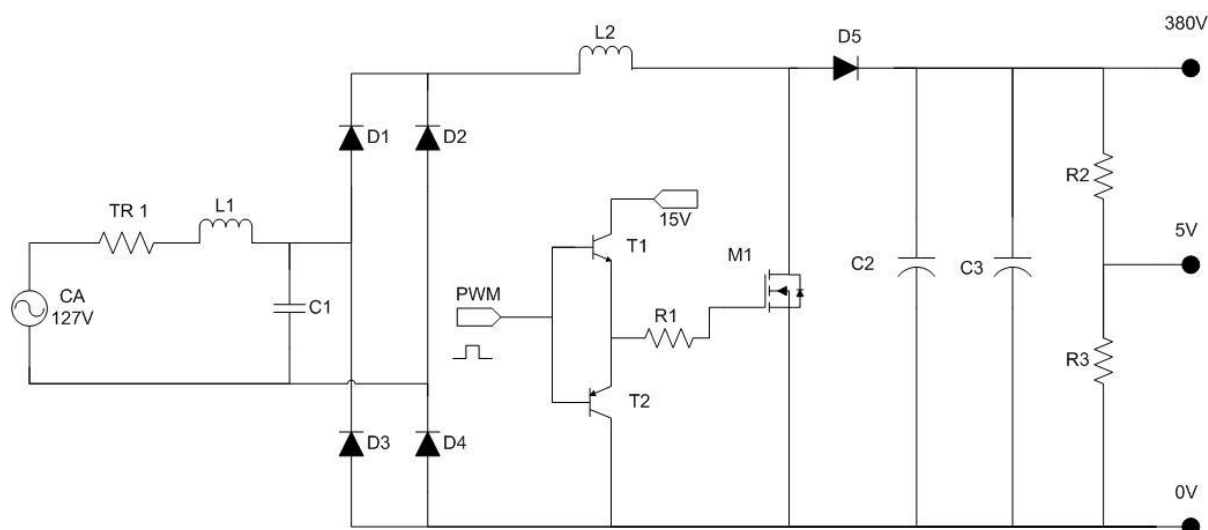


Figura 31 - Circuito do *boost* a ser construído.
Fonte: Autoria própria

A tabela 2 apresenta as características dos componentes utilizados no circuito da figura 30.

Tabela 2 - Componentes utilizados no *boost*

Componente	Descrição	Valor	Comentários
M1	MOSFET	8 A / 500 V	IRF 840
TR1	Termistor	IMax 6 A	3D-13
R1	Resistor	560 Ω	
R2	Resistor	1 M Ω	
R3	Resistor	5,6 K Ω	
L1	Indutor	3,86 mH	
L2	Indutor	334 μ H	
C1	Capacitor	220 nF x 250 V	
C2	Capacitor	47 μ F x 400 V	

Componente	Descrição	Valor	Comentários
C3	Capacitor	47 uF x 400 V	
D1	Diodo	700 V RMS/ 1 A $I_{média}$ / 30 A pico @ 8,3 ms	1N4007
D2	Diodo	700 V RMS/ 1 A $I_{média}$ / 30 A pico @ 8,3 ms	1N4007
D3	Diodo	700 V RMS/ 1 A $I_{média}$ / 30 A pico @ 8,3 ms	1N4007
D4	Diodo	700 V RMS/ 1 A $I_{média}$ / 30 A pico @ 8,3 ms	1N4007
D5	Diodo	600 V / 8 A	MUR 860
T1	Transistor	2n2222A	NPN
T2	Transistor	2907A	PNP

Fonte: Autoria própria

6.1 INDUTORES

Os indutores 1 e 2 apresentados no circuito da figura 30 devem ser fabricados devido ao fato de não ser possível adquiri-los no comércio. Felizmente existe literatura e componentes disponíveis que tornam a execução personalizada viável (BARBI et tal, 2002).

O projeto dos indutores tem como parâmetro inicial a indutância de cada componente e corrente eficaz circulante.

Cuidados especiais devem ser tomados na escolha de indutores quando estes devem opera em altas frequências. Dentre os inconveniente que podem surgir destacam-se: indutância magnetizaste e de dispersão, capacitância entre enrolamentos e entre espiras. Os efeitos destas não - idealidades resultam em picos de tensão em semicondutores, emissão de ruídos dentre outros.

6.1.1 Núcleos de Ferrite Tipo E

Esta categoria de núcleos é normalmente utilizada em aplicações de alta frequência embora apresente desvantagens como fragilidade mecânica e saturação em baixas densidade de fluxo magnético (0,3T).

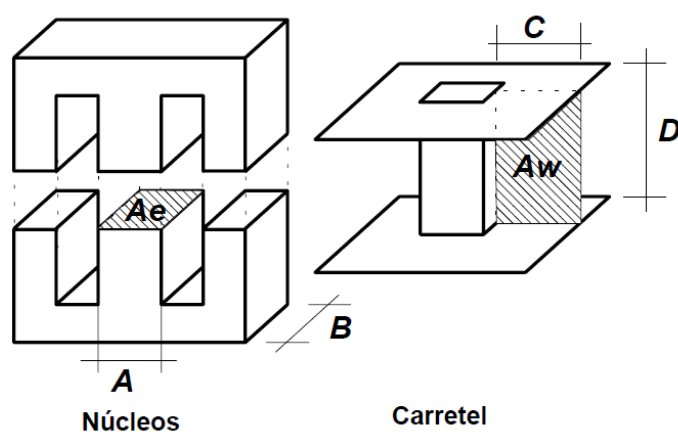


Figura 32 - Núcleo de Ferrite Tipo E.
Fonte: Barbi et al, 2002.

A figura 32 apresenta a configuração e os parâmetros determinantes na escolha de um núcleo de ferrite. O carretel não tem função elétrica propriamente, entretanto se faz necessário por motivos de montagem mecânica.

5.1.2 Determinação do Núcleo

O número de espiras pode ser determinado pela equação 71, a qual foi derivada das leis de Ampere e Faraday.

$$N = \frac{L I_{pico}}{B_{max} A_e} \quad (71)$$

Onde N é o número de espiras e o valor máximo do campo magnético (B_{max}) pode ser aproximado por 0,3T para esta categoria de núcleo.

A densidade máxima de corrente por sua vez é calculada pela equação 72.

$$J_{max} = \frac{N I_{eficaz}}{A_p} \quad (72)$$

Onde A_p é a área transversal do enrolamento de cobre. Conforme ilustra a figura 33, a área efetiva ocupada pelos filamentos de cobre é uma fração da área total A_p , assim foi adotado o fator de ocupação do cobre dentro do carretel, K_w .

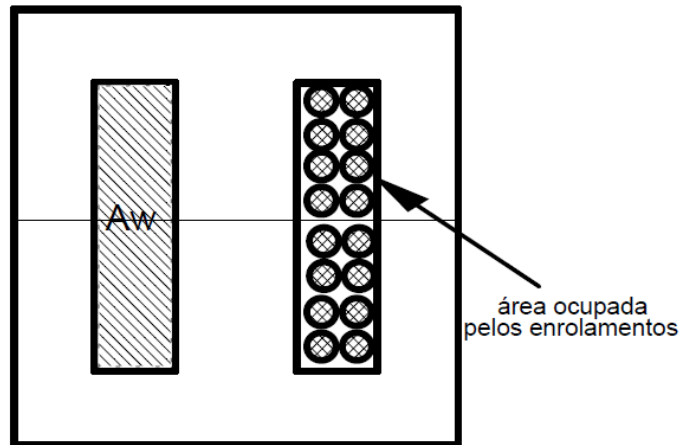


Figura 33 - Área ocupada pelos enrolamento em um núcleo.
Fonte: Barbi et al, 2002.

O valor usual de K_w é de 0,7 ou seja, 70% da área é efetivamente ocupada pelos elementos de cobre. A equação 73 define K_w matematicamente.

$$K_w = \frac{A_p}{A_w} \quad (73)$$

Usando a equação 73 e 73 obtém-se a equação 74.

$$N = \frac{J_{MAX} A_w K_w}{I_{eficaz}} \quad (74)$$

Igualando a equação 71 e a 74 e isolando A_e e A_w tem-se a equação 75.

$$A_e A_w = \frac{L I_{pico} I_{eficaz}}{B_{MAX} J_{MAX} K_w} \quad (75)$$

O valor da densidade de corrente depende do condutor, tipicamente utiliza-se $J_{MAX} = 450A/cm^2$. Nota-se que todas as variáveis presentes na equação 74 são conhecidas, portanto é possível determinar o valor de A_e A_w referente a um núcleo específico tabelado por fabricante.

6.1.3 Determinação do Número de Espiras

O número de espiras pode ser determinado a partir da equação 74.

6.1.4 Entreferro

A indutância depende diretamente do número de espiras e da relutância total do circuito e esta última por sua vez depende da permeabilidade do núcleo. Tratando-se de um núcleo tipo E, a indutância final pode ser finamente ajustada por meio de um afastamento entre as duas metades do núcleo. Este afastamento é conhecido como entreferro e na prática é preenchido por algum material não metálico normalmente polimérico.

A figura 34 ilustra o modo de utilização típico de um entreferro em um núcleo do tipo E.

A utilização de entreferro permite duas vantagens, primeiramente a circulação de corrente maior pelos enrolamentos antes da saturação do núcleo. Finalmente a relutância, e conseqüentemente a indutância, tornar-se menos dependente da temperatura.

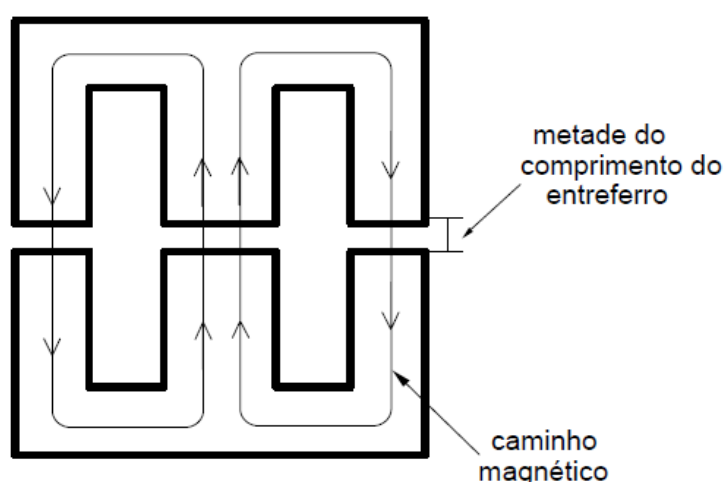


Figura 34 - Entreferro utilizado em núcleos tipo E.
Fonte: Barbi et al, 2002.

6.1.5 Bitola dos Condutores

Quando condutores são submetidos a altas frequências, faz-se necessário levar em conta o efeito pelicular. Este efeito limita a área máxima do condutor, pois nestas condições a corrente elétrica tende a distribuir-se na periferia.

A penetração pode ser avaliada pela equação 76.

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \quad (76)$$

Portanto, o diâmetro do condutor não deve superar o valor de 2Δ .

A equação 77 fornece a bitola necessária do enrolamento a qual é dependente da densidade máxima de corrente circulante pelo condutor.

$$S_{fio} = \frac{I_{eficaz}}{J_{MAX}} \quad (77)$$

Se o diâmetro mínimo do condutor necessário para conduzir a corrente eficaz for superior ao limite imposto pelo efeito pelicular é necessário associar múltiplos condutores em paralelo. O número de condutores pode ser calculado pela equação 78.

$$n_{condutores} = \frac{S_{cond}}{S_{skin}} \quad (78)$$

Onde S_{skin} é a área do condutor limitada por um diâmetro igual a 2Δ .

6.1.6 Possibilidade de Execução

A etapa final é determinação da possibilidade de execução, ou seja se é possível agrupar os condutores na janela do núcleo A_w .

A janela mínima necessária é dada pela equação 79.

$$A_{wmin} = \frac{N n_{condutores} S_{fio}}{K_w} \quad (79)$$

A possibilidade de execução é decidida pela equação 80.

$$Exec = \frac{A_{wmin}}{A_{wNucleo}} < 1 \quad (80)$$

Se a equação 80 resultar em um número maior que um não será possível alojar os condutores no referido núcleo sendo portanto necessário escolher um núcleo maior respeitando as possibilidades encontradas no mercado.

6.1.7 Resultados

Para o indutor L2 da figura 30 foi determinado um conjunto de 2 condutores AWG 21 e foi utilizado um núcleo E-42/21/15 encontrado a partir da tabela 3.

Tabela 3 - Núcleo de Ferrite Tipo E

Núcleo	Ae (cm ²)	Aw (cm ²)	Le (cm)	Lt (cm)	Ve (cm ³)	AeAw (cm ⁴)
E-42/21/15	1,18	1,57	9,7	8,7	17,60	2,84

Fonte: Adaptado de Barbi, Ivo et al, 2002.

A figura 35 apresenta o resultado final da construção do indutor, o valor requerido pelo projeto foi de 334.8 μ H, o valor verificado pelo instrumento de medição foi de 334 μ H. O valor numérico difere devido a escala do instrumento.



Figura 35 - Verificação do valor do indutor 2.
Fonte: Autoria própria.

6.2 CONTROLE DA MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

O circuito integrado SG 3524n será utilizado para gerar o sinal de comando enviado ao MOSFET e controlar a tensão de saída. Este circuito integrado é largamente utilizado em fontes reguladas, inversores e reguladores chaveados (SGX524 Regulating Pulse-Width Modulators, 2015).

6.2.1 Princípio de Funcionamento

O circuito citado acima pertence a família SG X524, trata-se de um circuito de controle de tensão por largura de pulso de frequência fixa. A frequência de operação é fixada por um circuito RC, a rampa de tensão resultante é aplicada a um comparador , a largura do pulso é assim controlada linearmente por um amplificador de erro.

O integrado possui um regulador 5 V interno o qual serve como referência e alimentação ao circuito interno de controle. A tensão interna de referência é dividida externamente por uma malha resistiva em escada ou uma referência externa pode ser usada.

O erro do sinal de saída depois de amplificado é comparado ao sinal da rampa gerada anteriormente. O sinal modulado sai comparador e é enviado ao transistor de saída apropriado por meio de um *flip-flop* que é sincronizado por meio do oscilador de saída.

Finalmente o sinais de saída podem ser aplicados em uma configuração *push-pull* na qual a frequência é a metade da frequência do oscilador ou ainda em uma configuração paralela na qual a frequência é a mesma.

A figura 36 apresenta uma ilustração resumida dos processos descritos acima por meio de um diagrama de blocos do circuito integrado SG3524.

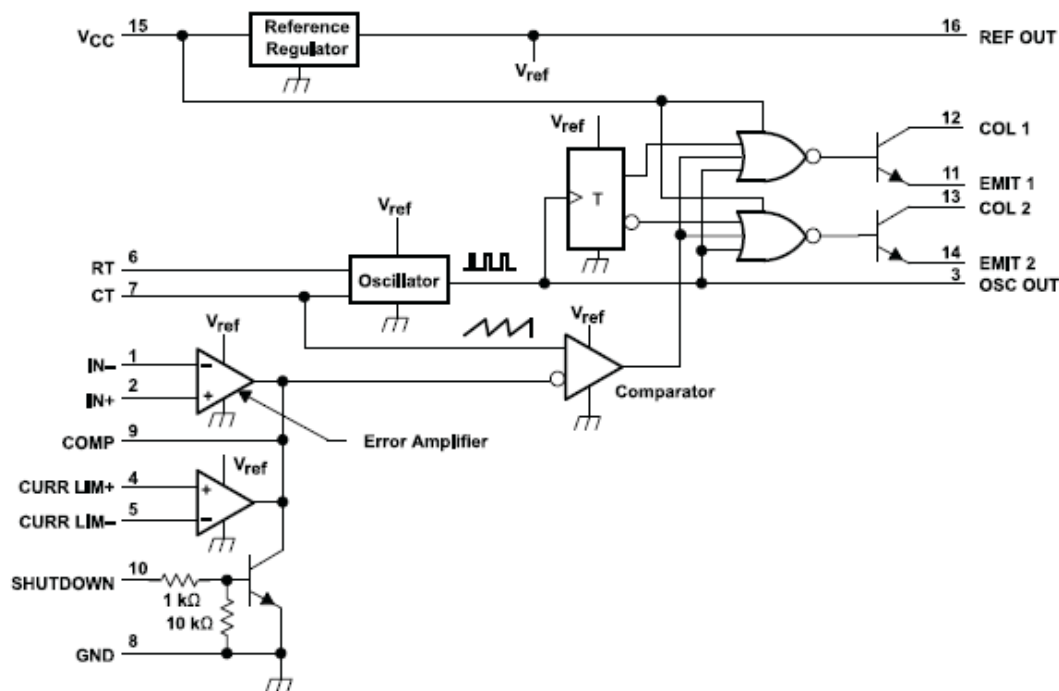


Figura 36 - Circuito interno do componente SG3524.
Fonte: SGX524 Regulating Pulse-Width Modulators, 2015.

6.3 CONSTRUÇÃO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

A construção do circuito da figura 31 foi feito usando a técnica de corrosão de uma placa de fenolite usando percloroeto de ferro. A impressão na placa foi feita por meio do aquecimento de uma folha tipo fotografia na qual já encontrava-se impressas as trilhas do circuito. A figura 37 apresenta a impressão das trilhas da placa. As dimensões da placa combinam com a dimensão do dissipador de calor acoplado ao MOSFET e ao diodo de potência.

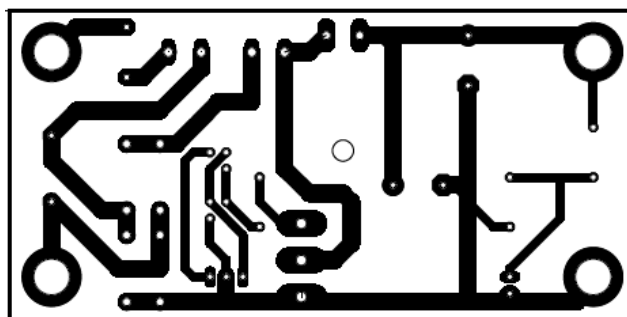


Figura 37 - Circuito impresso do boost.
Fonte: Autoria própria.

A figura 38 apresenta o resultado final após a corrosão e soldagem dos componentes. A imagem esquerda da figura 38 ilustra a parte inferior da placa onde foram instalados o diodo de potência D5 e o MOSFET M1 de modo a facilitar o contato deles com o dissipador. As trilhas foram cobertas com uma camada de solda para aumentar capacidade máxima de condução de corrente. A imagem direita ilustra a parte superior da placa com seus respectivos componentes. O indutores não foram soldados diretamente para facilitar a construção, em lugar disso dois bornes servem como conectores.

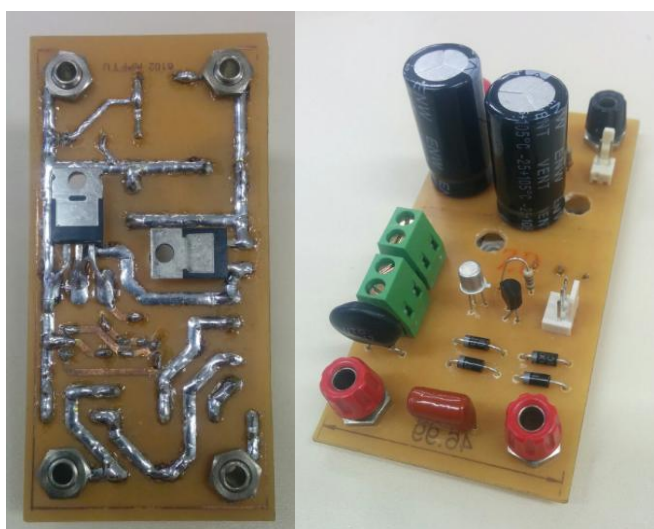


Figura 38 - Face superior e inferior do circuito *boost*.
Fonte: Autoria própria.

7 VALIDAÇÃO

A figura 39 apresenta a forma de onda da tensão de entrada em azul e a forma de onda corrente em vermelho. Primeiramente, destaca-se a semelhança da forma de onda da figura 39 com forma de onda resultante da simulação na figura 30.

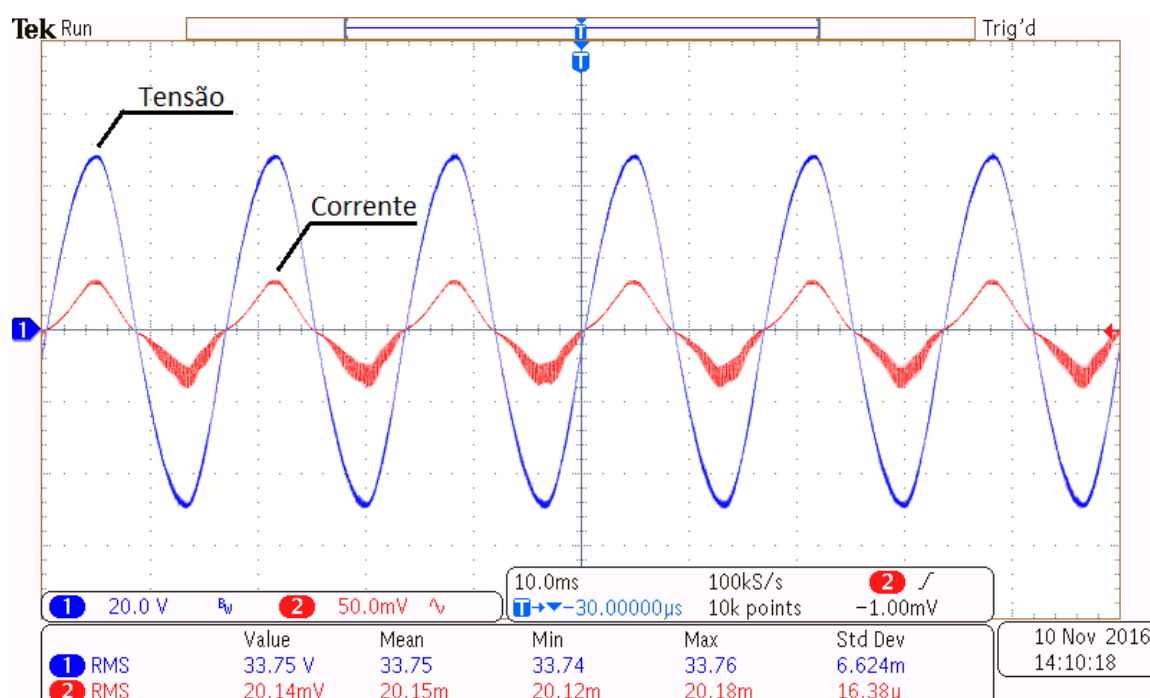


Figura 39 - Tensão e corrente na entrada.
Fonte: Autoria própria.

Nota-se que o valor eficaz da tensão atingiu 33,75 V em lugar dos 127 V esperados. Isso aconteceu pois foi necessário utilizar um transformador para isolamento galvânico entre a entrada da rede e a ponteira do osciloscópio por motivos de acoplamento. O transformador de acoplamento é dotado de um enrolamento primário para 127 V o que, segundo sua própria especificação resulta em 30 V no secundário. Isso equivale a uma razão de aproximadamente 4,23. Multiplicando o valor verificado no osciloscópio por esta razão, tem-se o valor de eficaz da rede conforme a equação 81.

$$V_{Eficaz} = 33,75 \times 4,23 = 142,76 V \quad (81)$$

A leitura de corrente é expressa em tensão pelo osciloscópio, pois uma ponteira de corrente foi utilizada. Este tipo de sonda transforma o campo eletromagnético em um valor proporcional em tensão. Para este modelo de sonda a relação é de aproximadamente 10 mV/A. De acordo com a leitura da figura 38, deve ser verificada uma corrente dada pela equação 82.

$$\frac{20,15mV}{10mV/A} = 2,015A \text{ (Eficaz)} \quad (82)$$

A figura 40 apresenta a leitura de corrente e tensão eficaz realizada por dois multímetros.



Figura 40 - Corrente eficaz (esquerda) e tensão eficaz (direita) de entrada.
Fonte: Autoria própria.

Nota-se que a corrente é consistente com a leitura do osciloscópio. A diferença se deve ao fato de que esta categoria de instrumento interpreta um valor de corrente e tensão eficaz tendo como hipótese uma onda completamente senoidal. Instrumentos chamados comercialmente de *True RMS* não possuem tal limitação e portanto seriam mais precisos se aplicados nesta situação.

Como pode ser visualizado na figura 38, a forma de onda da tensão é muito próxima da senóide, ou seja existe pouca distorção harmônica. Entretanto, pelo caráter reativo da carga, a corrente apresenta um nível perceptível de distorção harmônica, pois sua forma de onda difere visivelmente de uma senóide.

A divergência de leitura do valor de tensão pode ser explicada pelo fato de que o transformador opera sem carga. Valido é resaltar que nesta análise o fator mais importante é a forma de onda do que propriamente o valor numérico da variável.

A figura 41 apresenta o modo de ligação do voltímetro e do osciloscópio na saída do *boost*. O osciloscópio foi conectado no divisor resistivo devido a tensão de saída exceder a capacidade máxima da sonda de leitura.

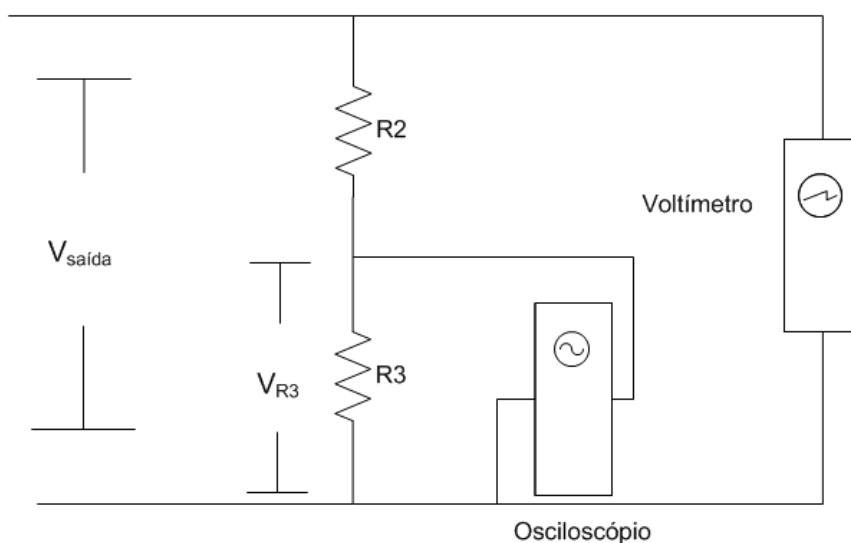


Figura 41 - Conexão do voltímetro e do osciloscópio na saída do *boost*.
Fonte: Autoria própria.

A figura 42 apresenta a tensão na saída do *boost*, nota-se a semelhança entre a forma de onda resultante do circuito real e da simulação na figura 29.

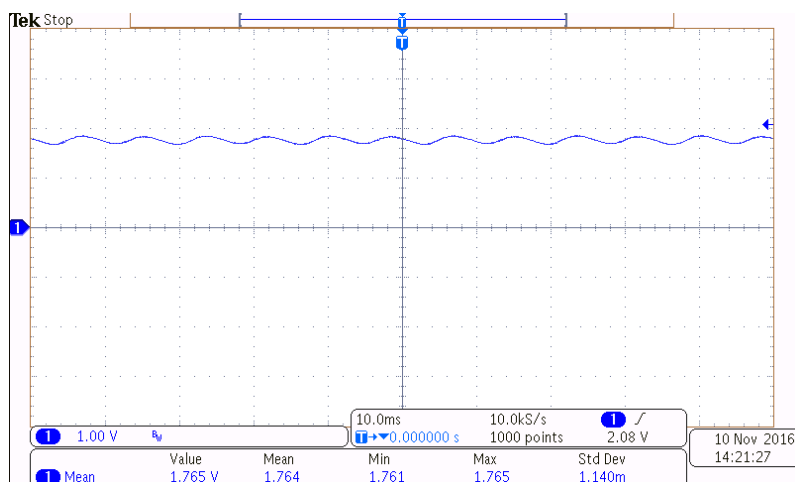


Figura 42 - Oscilação de tensão na saída do *boost*.
Fonte: Autoria própria.

Como a leitura de tensão foi coletada no divisor resistivo, de acordo com o valor dos resistores, a tensão na saída deve estar de acordo com a equação 83.

$$V_{saida} = V_{R3} \left(\frac{R_2 + R_3}{R_3} \right) = V_{R3} \left(\frac{1M\Omega + 5K6\Omega}{5K6\Omega} \right) = V_{R3} \times 179,57$$

$$V_{saida} = 1,764 \times 179,57 = 316,94 V \quad (83)$$

A tensão e corrente de saída foram respectivamente 300.9 V e 0,748 A e podem ser visualizados na figura 43.



Figura 43 - Tensão e corrente de saída do *boost*.
Fonte: Autoria própria.

A figura 44 apresenta a forma de onda ente o dreno e *source* do MOSFET M1. Nota-se a presença de oscilação após a abertura da chave. Isso pode ser explicado pela capacitância parasita presente no componente. Teoricamente o a forma de onda deveria ser próxima de uma onda quadrada.

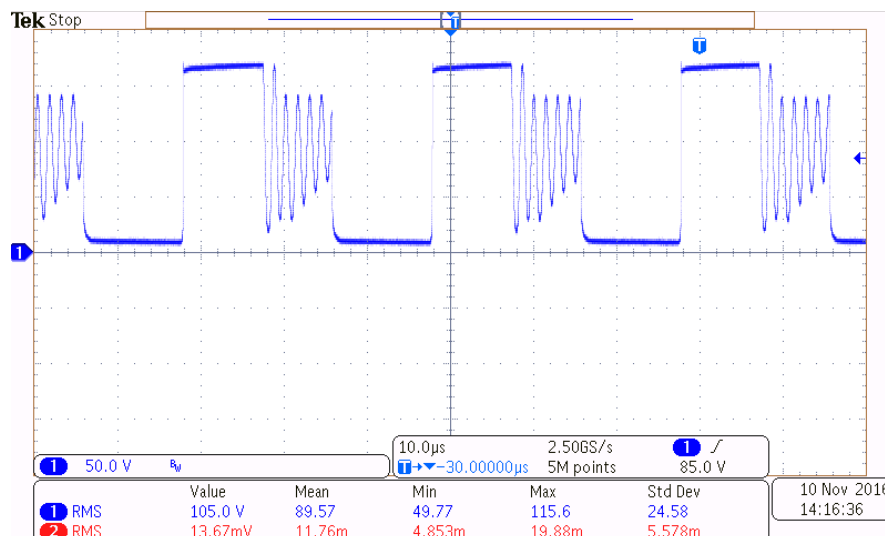


Figura 44 - Tensão nos terminais dreno e source do MOSFET M1.
Fonte: Autoria própria.

A figura 45 apresenta a forma de onda no indutor L2. Nota-se a semelhança com a forma de onda teórica da figura 20.

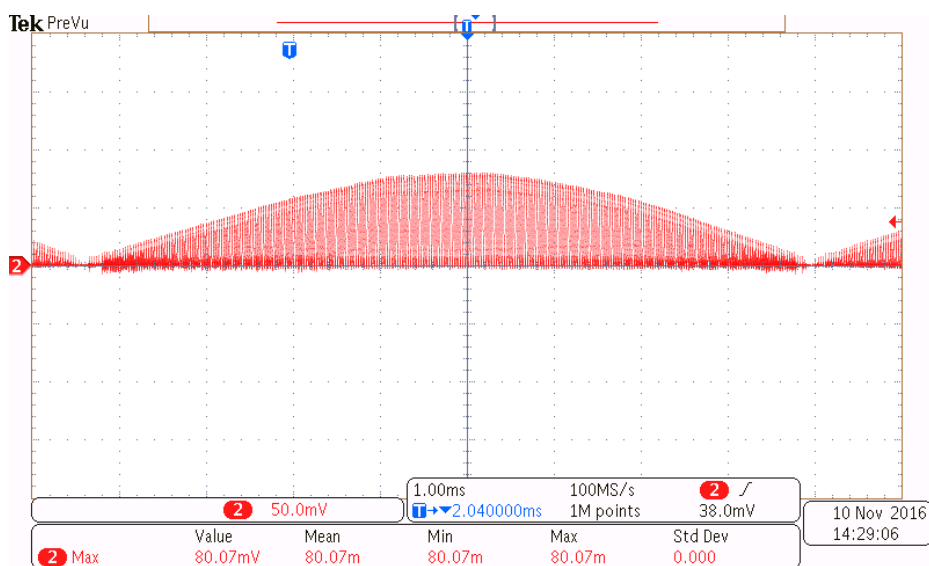
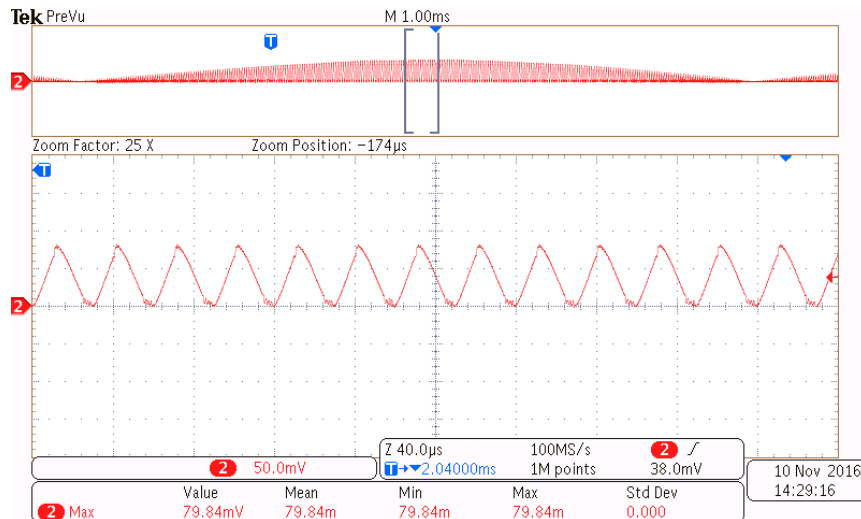


Figura 45 - Forma de onda da corrente no indutor L2.
Fonte: Autoria própria.

O valor máximo da corrente no indutor pode ser calculada por meio da equação 84.

$$\frac{80,07mV}{10mV/A} = 8,007A \text{ (Pico)} \quad (84)$$

A figura 46 apresenta uma visão aproximada da forma de onda anterior.



**Figura 46 - Visão aproximada da forma de onda da corrente no indutor L2.
Fonte: Autoria própria.**

A visualização das componentes da forma de onda da corrente permite verificar o funcionamento em regime descontínuo do *boost*.

A eficiência do *boost* pode ser calculada por meio da corrente e tensão de entrada e de saída conforme a equação 85.

$$\eta = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in} I_{in}} = \frac{300,9 \times 0,748}{127,5 \times 1,91} = 0,9242 \times 100 = 92,42\% \quad (85)$$

8 CONCLUSÃO

Durante os testes o sistema de controle teve a capacidade de manter a tensão de saída constante quando operando em malha fechada com uma carga resistiva. O resultado não pôde ser aqui registrado devido a incapacidade de captação do osciloscópio. Na prática, o sistema de controle altera a razão cíclica de modo a manter a tensão sob controle, compensando assim alterações na carga.

Quando conectado ao inversor de frequência e este a um motor de indução trifásico, o sistema de controle apresentou uma capacidade limitada de controle. A partir de uma certa velocidade de rotação do motor, a tensão de saída começou a divergir dos 300 V CC necessários ao funcionamento do inversor. As hipóteses levantadas foram de que o modo de funcionamento do inversor poderia estar interferindo na dinâmica do controle por meio harmônicas de alta frequência. A segunda hipótese é de que o controle não esteja preparado para cargas não lineares necessitando de uma abordagem mais robusta e elaborada. Ambas a hipótese são avanços que podem ser explorados em trabalhos subsequentes.

REFERÊNCIAS

AHMED, Asfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Pearson , 2000.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6 ed. Florianópolis: Do Autor, 2006.

BARBI, Ivo. **Correção Ativa do Fator de Potência: Retificadores Monofásicos Operando em Condução Descontínua**. Universidade Federal de Santa Catarina: Florianópolis, 2015.

BARBI, Ivo et al. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. Universidade Federal de Santa Catarina: Florianópolis, 2002. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovgo/materiais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 21 out. 2016.

BOYLESTAD L. Robert; NASHELSKY Louis. **Electronic Devices and Circuit Theory**. 11 ed. New York: Pearson, 2013.

BRAVO, Carlos Amable M. **Correção do Fator de Potência Usando o Conversor Boost para Tensões de Entrada 110/220V**. 1993. 117f. Tese. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1993.

ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIC, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boulder: Kluwer , 2001.

HAYT, William H.; KEMMERLY, Jack E.; DURBIN, Steven M. **Análise de Circuitos em Engenharia**. 7. ed. São Paulo: McGraw Hill, 2008.

IEEE 519-2014 - Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. 2014. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6826459/>>. Acesso em: 01 out. 2015.

INTRODUCTION: PID Controller Design. Elaborado por: University of Michigan. Disponível em: <<http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=Introduction&ion=ControlPID>>. Acesso em: 09 dez. 2016.

LEE, Dong-Choon. et al. **Low cost single-phase to three-phase PWM AC/DC/AC converters without source voltage sensor**. IEEE International Conference, 2002. Disponível em: < <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=1189268> >. Acesso em: 15 mar. 2016.

MAMMANO, B. **Improving power supply efficiency-The global perspective**. Texas Instruments report available at focus. Disponível em: [com/download/trng/docs/seminar/Topic1BM. pdf](http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic1BM.pdf) , 2007. Acesso em: 5 abr. 2016.

MEZARоба, Marcelo. **Modulação PWM**. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/mezaroba/materiais/Modulacao_PWM.pdf>. Acesso em: 23 de maio de 2016.

N-CHANNEL Power MOSFET: IRF840. **IRF840**. 2002. Disponível em: <<http://intranet.ctism.ufsm.br/gsec/Datasheets/IRF840.pdf>>. Acesso em: 12 out. 2016.

NORMAS TÉCNICAS COPEL NTC 901100: **Fornecimento em tensão secundária de distribuição. Fornecimento em tensão secundária de distribuição**. 2010. Disponível em:< <http://www.eletrica.ufpr.br/pedroso/2009/TE144/Ref/FornecimentoRedeSecundaria.pdf> >. Acesso em: 10 abr. 2015.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson, 2010.

RASHID, Muhammad. **Eletrônica de Potência**. 4 ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2014.

Regulating Pulse-Width Modulators: SGX524. **SGX524**. 2015. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sg2524.pdf>>. Acesso em: 17 nov. 2016.

ULTRAFast Diodes: MUR860. **MUR860**. 2002. Disponível em: <<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/MUR860.pdf>>. Acesso em: 15 out. 2016.

W. A. MONCRIEF. **Practical application and selection of single-phase to three-phase converters**. IEEE/IAS Rural Electric Power Conference, 1996. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=495249>>. Acesso em: 1 mar. 2016.