

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

ANTÔNIO LUIZ GUERRA

**REVISÃO DE MÉTODOS DE CORREÇÃO DE FATOR DE
POTÊNCIA E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST PFC**

CAMPO MOURÃO

2021

ANTÔNIO LUIZ GUERRA

**REVISÃO DE MÉTODOS DE CORREÇÃO DE FATOR DE
POTÊNCIA E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST PFC**

Review of power factor correction methods and design of a boost PFC converter

Trabalho de conclusão de curso de graduação, apresentado à disciplina de Trabalho de conclusão de Curso - TCC, do curso Superior de Engenharia Eletrônica do Departamento Acadêmico de Eletrônica - DAELN - da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro em Eletrônica.

Orientador: Prof. Dr. Gilson Junior Schiavon

CAMPO MOURÃO

2021



[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/)

Esta licença permite remixe, adaptação e criação a partir do trabalho, para fins não comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es) e que licenciem as novas criações sob termos idênticos. Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

ANTÔNIO LUIZ GUERRA

**REVISÃO DE MÉTODOS DE CORREÇÃO DE FATOR DE
POTÊNCIA E PROJETO DE UM CONVERSOR BOOST PFC**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação
apresentado como requisito para obtenção do título de
Bacharel do Curso de Engenharia Eletrônica da
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
(UTFPR).

Data de aprovação: 23 / novembro / 2021

Eduardo Giometti Bertogna

Doutor

Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Flávio Luiz Rossini

Doutor

Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Gilson Junior Schiavon

Doutor

Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

CAMPO MOURÃO

2021

RESUMO

Visando melhorar o uso consciente de energia e sua eficiência, o trabalho propõe uma revisão de como potências são dissipadas nas cargas em corrente alternada e como o fator de potência pode ser aplicado para aumentar o rendimento de um sistema, levando em conta técnicas passivas e ativas de correção desse fator. Serão analisadas aplicações industriais e também em retificadores monofásicos, tendo o último exemplo a implementação via simulação de um conversores *Boost PFC* com controlador UC3854. São apresentados também resultados práticos obtidos por meio da placa comercial de desenvolvimento STEVAL-ISA102V2, controlada pelo controlador analógico L6562A, e comparado com os valores apresentados pelo fabricante e pela simulação com o controlador UC3854, assim mostrando o desenvolvimento da tecnologia em correção de fator de potência por meios ativos.

Palavras-chave: fator de potência; UC3854; L6562A; STEVAL-ISA102V2.

ABSTRACT

Improving the conscious use of energy and its efficiency, the work proposes a resolution of how powers are dissipated in loads in alternating current and how the power factor can be applied to increase the efficiency of a system, taking into account passive and active techniques correction of this factor. Industrial applications and single-phase rectifiers will be analyzed, with the last example being the implementation via simulation of a convert Boost PFC with UC3854 controller. Practical results obtained through the commercial development board STEVAL-ISA102V2 are also presented, controlled by the L6562A analog controller, and compared with the values presented by the manufacturer and by the simulation with the UC3854 controller, thus showing the development of the technology in factor correction power.

Keywords: power factor; UC3854; L6562A; STEVAL-ISA102V2.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Potência dissipada em um resistor	17
Figura 2 - Potência dissipada em um indutor	18
Figura 3 - Potência dissipada em um capacitor.....	20
Figura 4 - Triângulo de potências.....	22
Figura 5 - Análise da influência do banco de capacitores no triângulo de potência ..	26
Figura 6 - Princípio de funcionamento do filtro ativo série.....	28
Figura 7 - Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo.....	29
Figura 8 - Conversor <i>Boost</i>	30
Figura 9 - Equivalente Boost	30
Figura 10 - Ganho conversor Boost ideal em relação a D.....	32
Figura 11 - Comparação entre modos de operações do conversor Boost	33
Figura 12 - Forma de onda em retificador comum	34
Figura 13 - Retificador com <i>Boost</i>	35
Figura 14 - Corrente e tensão no indutor PFC	35
Figura 15 - Comparativo da corrente e tensão no indutor e na entrada do sistema ..	36
Figura 16 - Fator de potência por α	37
Figura 17 - Diagrama de blocos interno UC3854	38
Figura 18 - Compensador de corrente	40
Figura 19 - Compensador de tensão.....	41
Figura 20 - Estrutura do medidor de tensão	41
Figura 21 - Estrutura do limitador de corrente	42
Figura 22 - Estrutura do <i>feedforward</i>	44
Figura 23 - Esquema do circuito STEVAL-ISA102V2.....	47
Figura 24 - STEVAL-ISA102V2	48
Figura 25 - Circuito interno L6562A.....	50
Figura 26 - Filtro harmonico STEVAL-ISA102V2 em comparação as normas EN61000-3-2	51
Figura 27 - Filtro harmonico STEVAL-ISA102V2 em comparação as normas JEIDA-MITl	51
Figura 28 - Eficiência STEVAL-ISA102V2 x Vin e Cargas	52
Figura 29 - Vout STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga.....	52

Figura 30 - FP STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga.....	53
Figura 31 - DHT STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga.....	53
Figura 32 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 80 W.....	54
Figura 33 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 40 W.....	54
Figura 34 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 20 W.....	55
Figura 35 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 80 W.....	55
Figura 36 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 40 W.....	56
Figura 37 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 20 W.....	56
Figura 38 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854.....	63
Figura 39 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 parte de potência.....	63
Figura 40 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 parte do compensador de corrente	64
Figura 41 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 parte do compensador de tensão	64
Figura 42 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 componentes RVF e CVF.....	65
Figura 43 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 parte do limitador de corrente....	65
Figura 44 - Circuito projetado <i>Boost PFC</i> UC3854 parte do <i>feedforward</i>	66
Figura 45 - Simulação da placa UC3854.....	67
Figura 46 - Gráfico da simulação tensão x corrente placa UC3854.....	68
Figura 47 - Gráfico da simulação do chaveamento em relação a senoide de entrada da placa UC3854.....	68
Figura 48 - FFT da placa UC3854.....	69
Figura 49 - FFT e tensão da rede durante teste.....	70
Figura 50 - FFT e tensão de rede com a PFC durante o teste.....	71
Figura 51 - Tensão <i>DC</i> após ponte retificadora.....	71
Figura 52 - Tensão <i>DC</i> após indutor Boost.....	72
Figura 53 - Chaveamento do transistor Boost modo crítico.....	73
Figura 54 - Tensão de saída.....	74
Figura 55 - Tensão de flutuação em rede 127 Vac.....	75
Figura 56 - Tensão de flutuação em rede 220 Vac.....	75
Figura 57 - Instalação para medição da corrente de entrada em relação a tensão de entrada.....	76
Figura 58 - Tensão de entrada x corrente de entrada.....	76

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros base do conversor boost PFC com UC3854.....	57
Tabela 2 - Parâmetros base para o compensador de corrente no conversor <i>boost</i> PFC com UC3854	59
Tabela 3 - Comportamento da tensão de saída com variação da tensão de entrada.	74

LISTA DE EQUAÇÕES

Equação 1 - Potência geral de um sistema DC.....	16
Equação 2 - Potência geral de um sistema AC em função do tempo	16
Equação 3 - Potência dissipada em resistor sistema AC em função do tempo	17
Equação 4 - Potência média dissipada em resistores circuitos AC.....	18
Equação 5 - Potência dissipada em indutores em sistemas AC em função do tempo	18
Equação 6 - Potência reativa em indutores, em módulo	19
Equação 7 - Potência reativa em indutores, em módulo (2).....	19
Equação 8 - Potência reativa em indutores, em módulo (3).....	19
Equação 9 - Potência dissipada em capacitores em sistemas AC em função do tempo.	19
Equação 10 - Potência reativa em capacitores, em módulo	20
Equação 11 - Potência reativa em capacitores, em Módulo (2)	20
Equação 12 - Potência reativa em capacitores, em Módulo (3)	20
Equação 13 - Triângulo de potências.....	21
Equação 14 - Triângulo de potências número imaginário	21
Equação 15 - Fator de potência (1).....	22
Equação 16 - Fator de potência (2).....	22
Equação 17 - Fator de potência (3).....	23
Equação 18 - Corrente rms (<i>root mean square</i>).....	23
Equação 19 - Taxa de distorção harmônica (DHT)	23
Equação 20 - Fator de potência (4).....	23
Equação 21 - Cálculo da potência necessária do banco de capacitores	27
Equação 22 - Cálculo do energia na carga	31
Equação 23 - Tempo chave CH	31
Equação 24 - Cálculo do energia na fonte	31
Equação 25 - Sistema ideal.....	31
Equação 26 - Ganho conversor Boost condução contínua	31
Equação 27 - Relação entre t_c e T	32
Equação 28 - Ganho conversor Boost condução descontínua	33
Equação 29 - Cálculo do indutor de entrada em conversores Boost.....	33
Equação 30 - Cálculo do capacitor de saída em conversores Boost	33

Equação 31 - Fator de potência(5).....	36
Equação 32 - α	36
Equação 33 - $Y(\alpha)$	36
Equação 34 - Cálculo da carga	39
Equação 35 - Cálculo da variação máxima da corrente no indutor	39
Equação 36 - Cálculo da variável D	39
Equação 37 - Cálculo do indutor	39
Equação 38 - Cálculo do capacitor de saída	39
Equação 39 - Cálculo do resistor shunt.....	40
Equação 40 - Cálculo do resistor Rcz	40
Equação 41 - Cálculo do capacitor Ccz	40
Equação 42 - Cálculo do capacitor Ccp	40
Equação 43 - Cálculo do resistor Rvd	42
Equação 44 - Cálculo do capacitor Cfv	42
Equação 45 - Cálculo dos resistores Rpk1 e Rpk2	43
Equação 46 - Operação do multiplicador analógico	43
Equação 47 - Cálculo do resistor Rvac	43
Equação 48 - Cálculo da tensão Vff	43
Equação 49 - Cálculo da tensão Vffc	43
Equação 50 - Cálculo do capacitor Cff1	44
Equação 51 - Cálculo do capacitor Cff2.....	44
Equação 52 - Cálculo do resistor Rset	45
Equação 53 - Cálculo do capacitor Ct.....	45
Equação 54 - Cálculo do capacitor de entrada.....	48
Equação 55 - Cálculo do capacitor de saída.....	49
Equação 56 - Cálculo do indutor	49
Equação 57 - Potência dissipada no diodo	50

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	TEMA	12
1.1.1	DELIMITAÇÃO DO TEMA.....	13
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	13
1.3	OBJETIVOS	13
1.3.1	OBJETIVOS GERAIS	13
1.3.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	13
1.4	JUSTIFICATIVA	14
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	14
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1	POTÊNCIA AC	16
2.2	TRIÂNGULO DE POTÊNCIAS	21
2.3	NOVA FORMA DE OLHAR O FATOR DE POTÊNCIA	22
2.4	MÉTODOS PASSIVOS DE CORREÇÃO DE FATOR DE POTÊNCIA	24
2.5	FILTROS ATIVOS DE POTÊNCIA	27
2.5.1	FILTRO ATIVO CONECTADO EM SÉRIE	27
2.5.2	FILTRO ATIVO CONECTADO EM PARALELO.....	28
2.6	CONVERSOR <i>DC-DC BOOST</i>	29
2.6.1	CONVERSOR <i>BOOST</i> OPERANDO COMO <i>PFC</i>	34
2.7	CONTROLADOR UC3854	37
2.7.1	PROCEDIMENTO PARA OS PROJETOS DAS ETAPAS DE POTÊNCIA E CONTROLE DO CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> COM UC3854	39
2.7.1.1	CÁLCULO DA PARTE DE POTÊNCIA DO <i>BOOST</i> COM CONTROLADOR UC3854.....	39
2.7.1.2	CÁLCULO DO COMPENSADOR DE CORRENTE PARA CONTROLADOR UC3854	39
2.7.1.3	CÁLCULO DO COMPENSADOR DE TENSÃO PARA CONTROLADOR UC3854.....	41
2.7.1.4	CÁLCULO DO LIMITADOR DE CORRENTE PARA CONTROLADOR UC3854	42
2.7.1.5	CÁLCULO DO MULTIPLICADOR ANALÓGICO PARA CONTROLADOR UC3854.....	43
2.7.1.6	CÁLCULO DO CONTROLADOR DE FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO PARA CONTROLADOR UC3854	45
2.7.1.7	DESACOPLADORES DE RUÍDO PARA CONTROLADOR UC3854	45
2.8	ESTUDO DE CASO	45
2.8.1	CONVERSOR <i>BOOST PFC STEVAL-ISA102V2</i> CONTROLADO POR L6562A	45

2.8.2	CIRCUITO DO CONTROLADOR L6562A.....	50
2.8.3	RESULTADOS E FORMAS DE ONDAS SIGNIFICATIVAS ESPERADAS	50
3	METODOLOGIA.....	57
3.1	PROJETO DO CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> COM UC3854	57
3.1.1	PROJETO DA PARTE DE POTÊNCIA DO CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> COM UC3854	57
3.1.2	PROJETO DO COMPENSADOR DE CORRENTE DO UC3854.....	58
3.1.3	PROJETO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO UC3854	60
3.1.4	PROJETO DO LIMITADOR DE CORRENTE DO UC3854.....	60
3.1.5	PROJETO DO MULTIPLICADOR ANALÓGICO DO UC3854	61
3.1.6	PROJETO DA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO DO UC3854	62
3.1.7	PROJETO DO CIRCUITO DO CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> COM UC3854	63
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	67
4.1	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> PROJETADO COM UC3854	67
4.1.1	RESULTADO DA FFT DA PLACA PROJETADA COM UC3854	69
4.2	ANÁLISE DO FUNCIONAMENTO DE UM CONVERSOR <i>BOOST PFC</i> COMERCIALIZADO PARA FINS DIDÁTICOS.....	69
4.2.1	FILTRO HARMÔNICO E FFT	69
4.2.2	CONVERSOR <i>BOOST</i> EM MODO DE CONDUÇÃO CRÍTICO.....	71
4.2.3	ANÁLISE DA TENSÃO DE SAÍDA.....	74
4.2.4	ANÁLISE DA TENSÃO E CORRENTE DE ENTRADA	76
5	CONCLUSÃO.....	77
	REFERÊNCIAS.....	80

1 INTRODUÇÃO

Atualmente as redes de distribuições elétricas no Brasil são oferecidas com três configurações: Monofásicas, Bifásicas e Trifásicas. Essa gama de opções é oferecida ao consumidor para suprir todas as necessidades de consumo eletroeletrônico. Usualmente é mais comum a presença de sistemas trifásicos na indústria, devido as suas características possuírem uma tensão e potência elevada, combinando perfeitamente com as necessidades do setor. Do mesmo modo como, é mais comum a presença de sistemas mono e bifásicos para o uso empresarial e em domicílios, variando de estado para estado o padrão estabelecido (Ministério de Minas e Energia, 2015).

Para conseguir definir o melhor modelo de distribuição de energia elétrica é fundamental levar-se em conta a demanda de potência exigida pelo projeto, serviço ou necessidade em questão. Nesse ponto é muito importante a eficiência do sistema, certificando que o máximo de energia seja convertida em trabalho. Esse cálculo de eficiência do sistema é denominado como fator de potência, que de modo simples é uma relação entre a potência ativa pela potência total de um sistema (Pomilio, 2018).

O fator de potência é um parâmetro tão importante que é regulamentado pelo IEC (*International Electrotechnical Commission*) e também por órgãos nacionais como a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) portanto, seu não cumprimento pode acarretar em taxas extras nas cobranças e multas indesejadas (Pomilio, 2018).

Acerca disso, é comum a utilização de métodos, tanto por componentes eletrônicos passivos como ativos, para controle da defasagem entre a tensão e a corrente, e emissão de harmônicas na rede.

1.1 Tema

Estudo dos métodos mais comuns para a correção do fator de potência em instalações elétricas e fontes AC/DC monofásicas, com o objetivo de apresentar métodos passivos e ativos de correção.

1.1.1 Delimitação do tema

O estudo terá sempre o foco de abordar o tema como uma análise entre a eficiência de cada método, tentando evidenciar assim pontos fortes e fracos. Inicialmente será tratada a teoria dos métodos mais comuns empregados em redes monofásicas, porém visando o uso prático com comparativos de eficiências e o teor de tecnologia de cada método.

1.2 Problemas e premissas

O consumo consciente de energia elétrica é um fator importante a ser debatido nos tempos atuais. Isso porque, devido a fatores ambientais desfavoráveis, como por exemplo, problemas hídricos oriundos das condições climáticas atuais, secas de rios que são utilizados por usinas hidrelétricas na geração de energia podem gerar crises energéticas, visto que mais de 65% da energia elétrica do país é produzida a partir do aproveitamento do potencial hídrico. Assim, são necessários o planejamento e a análise das formas de obtenção da energia elétrica, bem como a discussão acerca do seu consumo (Ministério de Minas e Energia, 2015).

1.3 Objetivos

Para essa seção do trabalho serão divididos os objetivos gerais e os objetivos específicos do trabalho.

1.3.1 Objetivos gerais

Esse trabalho visa a obtenção de parâmetros básicos para a melhor definição de usos e suas consequências de implementação para alguns métodos de correção de fator de potência. Terá como base de estudo o projeto e análise de um conversor boost PFC.

1.3.2 Objetivos específicos

- Definir parâmetros básicos no conceito de fator de potência;

- Revisar a teoria de potência dissipada por cada elemento passivo em sistemas AC;
- Revisar os métodos de correção de fator de potência por meios passivos;
- Analisar as vantagens e desvantagens dos métodos passivos de correção;
- Revisar os métodos de correção de fator de potência ativos;
- Analisar as vantagens e desvantagens dos conversores PFC;
- Projetar e analisar o funcionamento de um conversor Boost PFC por meio de simulação;
- Analisar o funcionamento de um conversor Boost PFC comercializado para fins didáticos.

1.4 Justificativa

Como todo país, o Brasil possui normas e leis que regulamentam o consumo de energia de uma maneira correta e buscando o melhor aproveitamento. A agência responsável por criar e supervisionar este assunto é a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica), a qual define em sua resolução normativa número 569, de 23 de julho de 2013, como 0,92 o fator de potência mínimo para consumidores do grupo A composto por usuários com fornecimento igual ou maior de 2,3 kV e isenta de punição o grupo B, que se constitui por consumidores com fornecimento inferior a 2,3kV, porém ainda há especificações para equipamentos individuais que são estabelecidas pela ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) e reguladas pelo INMETRO (Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia). Essas especificações variam de cada produto (Agência Nacional de Energia Elétrica, 2012).

1.5 Estrutura do trabalho

O presente trabalho estará dividido em 5 capítulos. O Capítulo 1 se trata de uma introdução ao leitor ao tema proposto, evidenciando fatores que motivaram a produção do trabalho, os principais objetivos aqui propostos.

No Capítulo 2 estão contidos tanto a revisão bibliográfica como a fundamentação teórica necessária para a compreensão do desenvolvimento do projeto. Esse capítulo é fundamental para entender os resultados obtidos no Capítulo

3 que é composto pela metodologia de pesquisa e seus procedimentos considerados como adequados para obter medições e gráficos coerentes com os estudos apresentados no Capítulo 2.

No Capítulo 4 terá a apresentação de todos os resultados obtidos no capítulo anterior, mostrando as diferenças entre os resultados obtidos na teoria com a prática e suas influências na carga e no sistema.

A conclusão é destinada ao Capítulo 5, onde está avaliado todo o conhecimento aqui presente, sintetizando os principais objetivos que foram alcançados durante todo o trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 Potência AC

Para melhor entender os conceitos de fator de potência, o qual possui diversos meios para defini-lo, é necessária uma regressão para os conceitos básicos de circuitos elétricos em sistemas AC, ou seja, é indispensável uma análise do comportamento de corrente e tensão, visto que serão fasores com amplitude e fase, nos principais componentes empregados, que são resistores, capacitores e indutores (Boylestad, 2004).

Boylestad (2004, p. 581) define a potência geral de um circuito DC como é mostrado na equação 1:

$$P = V \cdot I \text{ [W]}$$

Equação 1 - Potência geral de um sistema DC

Como já explicado anteriormente, V e I serão agora fasores, visto que apresentarão o comportamento de uma senoide. E assim podem ser reescritos como:

$$v = V_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}(wt + \theta) \text{ [Vac]}$$

$$i = I_{m\acute{a}x} \cdot \text{sen}(wt) \text{ [A]}$$

Assim a Equação 1 pode ser reescrita em função de fasores:

$$p(t) = V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \cos\theta(1 + \cos 2wt) + V_{rms} \cdot I_{rms} \cdot \text{sen}\theta(\text{sen} 2wt) \text{ [VA]}$$

Equação 2 - Potência geral de um sistema AC em função do tempo

É importante ressaltar que ao ser aplicado as propriedades trigonométricas os valores máximos que anteriormente definiam as amplitudes dos fasores passam a ser seus valores em *rms* (*root mean square*) devido ao fato de se tratar exclusivamente de sinais senoidais. Outro ponto fundamental é o surgimento dos termos trigonométricos em função de θ . θ é o ângulo de defasagem da tensão em relação a corrente, esse parâmetro é fundamental para entendermos a correção do fator de potência e será mais aprofundado posteriormente (Boylestad, 2004).

Ainda na Equação 2 é possível facilmente observar a presença de dois termos sintetizados na potência calculada. Esses termos são a representação de duas formas diferentes de potência. Isso é proveniente dos comportamentos de cada elemento empregado no sistema como um todo.

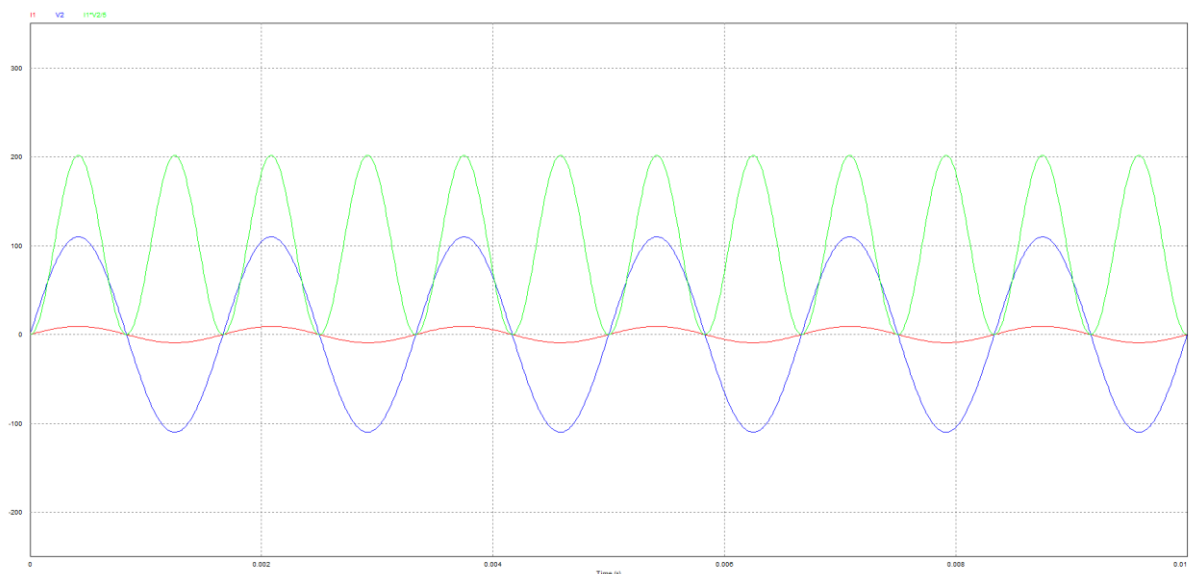
O resistor é o definido por Boylestad (2004, p. 582) como sendo um elemento que apenas dissipa calor, ou seja, toda a potência empregada nesse tipo de elemento gera um gráfico que pode ser representado pela Equação 3:

$$pr(t) = V.I - V.I \cdot \cos(2\omega t) [W]$$

Equação 3 - Potência dissipada em resistor sistema AC em função do tempo

O ângulo de defasagem (θ) é igual a 0° . Assim obtêm um tensão vezes corrente que corresponde a potência média DC dissipada no elemento e uma cossenoide negativa de amplitude $V.I$ com frequência 2 vezes maior que a frequência senoidal. A Figura 1 representa a Equação 3.

Figura 1 - Potência dissipada em um resistor



Fonte: Autoria própria (2021).

A potência reativa é sempre representada pela parte negativa do eixo y, ou seja, toda parte inferior do eixo y pode ser definido como um retorno de potência a fonte, esse fato evidencia uma energia que foi criada pela fonte, mas não gerou

alguma forma de trabalho. Na Figura 1 pode-se ver que todo o sinal formado é positivo, mostrando que o mesmo gera apenas potência real, que pode ser calculada como a potência média integrando sua área pelo tempo de 1 ciclo (Boylestad, 2004). Assim chegamos a Equação 4.

$$|P| = \frac{V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x}}{2} [W]$$

Equação 4 - Potência média dissipada em resistores circuitos AC

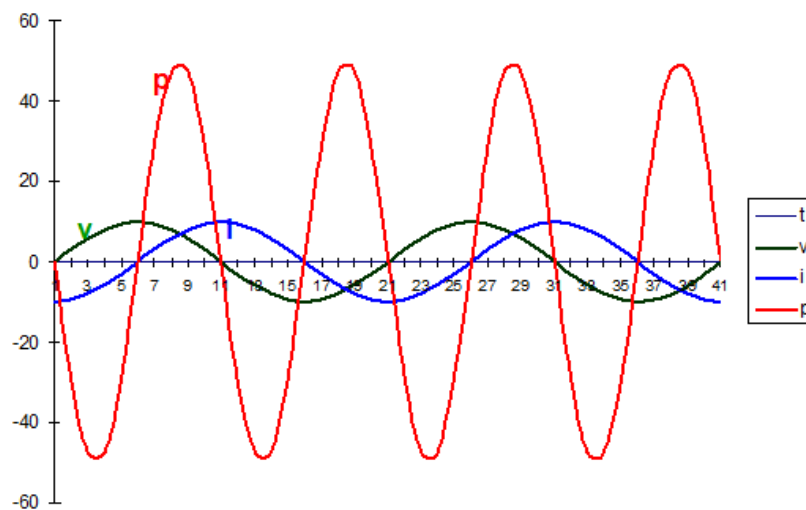
Assim definido todos os parâmetros de potência AC em resistores, é possível analisar agora o próximo elemento passivo utilizado em circuitos AC, o indutor.

Um indutor tem por definição o comportamento de um circuito aberto quando energizado, armazenando energia proveniente da corrente em forma de campo magnético (Boylestad, 2004). Sendo assim, em circuitos puramente indutivos, teremos uma atraso da corrente em 90° em relação a tensão, conforme apresentado na Figura 2. Assim $\theta=90^\circ$ e substituindo na Equação 2 podemos obter a Equação 5 que representa a potência dissipada no indutor em relação ao tempo:

$$p_l(t) = V \cdot I \cdot \text{sen}(2\omega t) [VAR]$$

Equação 5 - Potência dissipada em indutores em sistemas AC em função do tempo

Figura 2 - Potência dissipada em um indutor



Fonte: Villate (2021).

Ao plotar o gráfico da Figura 2 é possível fazer duas considerações:

- Observado um ciclo ωt completo da Figura 2 é possível notar que toda a área resultante do gráfico é igual a 0. Então é possível concluir que a potência real do sistema é igual 0 W.
- Porém a potência aparente do sistema não é 0 VA. Ou seja, quando é definido que o indutor gera um campo, é necessário entender que para se gerar um campo, seja qual for sua propriedade, é necessário armazenar uma energia. Essa energia é proveniente da potência reativa do sistema. Essa potência pode ser calculada em módulo pelas seguintes equações:

$$Ql = V.I.\text{sen}\theta \quad [VAR]$$

Equação 6 - Potência reativa em indutores, em módulo

Ou

$$Ql = \frac{V^2}{X_l} \quad [VAR]$$

Equação 7 - Potência reativa em indutores, em módulo (2)

$$Ql = I^2.X_l \quad [VAR]$$

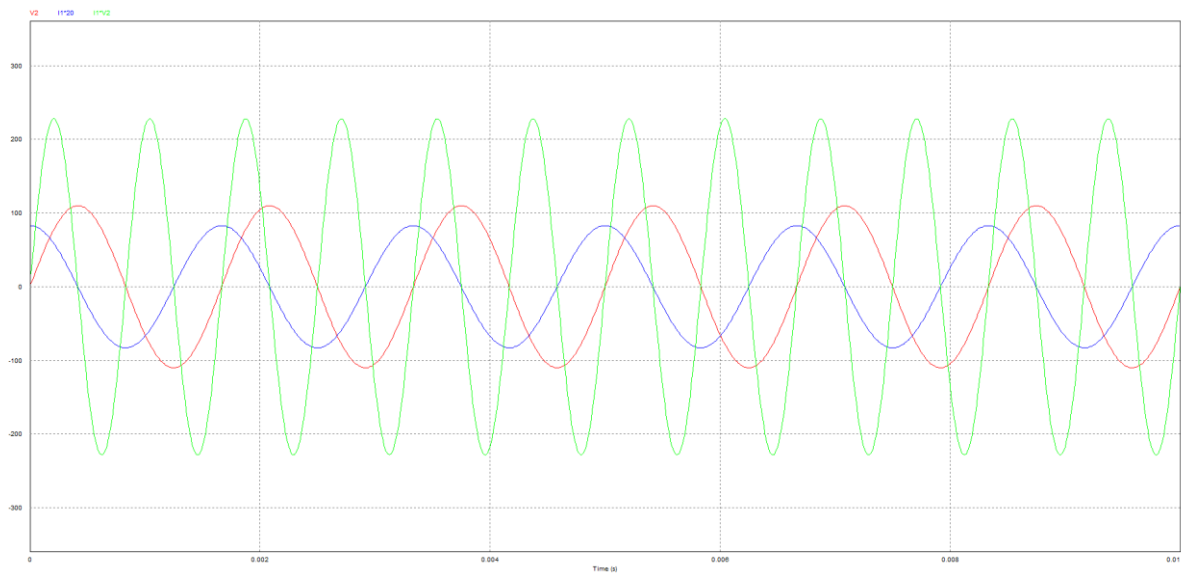
Equação 8 - Potência reativa em indutores, em módulo (3)

Muito similar ao comportamento do indutor, o capacitor também é um elemento passivo com propriedade de armazenar energia, porém esses em forma de campo elétrico (Boylestad, 2004). Visto isso, dessa vez, em um circuito puramente capacitivo, temos um defasamento de 90° da tensão em relação a corrente, conforme apresentado na Figura 3. Sendo assim, $\theta = -90^\circ$, gerando a Equação 9:

$$p_c(t) = -V.I.\text{sen}2\omega t \quad [VAR]$$

Equação 9 - Potência dissipada em capacitores em sistemas AC em função do tempo.

Figura 3 - Potência dissipada em um capacitor



Fonte: Autoria própria (2021).

As considerações feitas para o indutor são plenamente aplicáveis ao capacitor, com a importante ressalva do total espelhamento do gráfico devido a diferença de fase 180° .

Sua potência reativa, em módulo, pode ser calculada pelas seguintes equações:

$$Q_c = V \cdot I \cdot \text{sen}(\theta) \text{ [VAR]}$$

Equação 10 - Potência reativa em capacitores, em módulo

Ou

$$Q_c = \frac{V^2}{X_c} \text{ [VAR]}$$

Equação 11 - Potência reativa em capacitores, em Módulo (2)

$$Q_c = I^2 \cdot X_c \text{ [VAR]}$$

Equação 12 - Potência reativa em capacitores, em Módulo (3)

2.2 Triângulo de potências

Segundo Boylestad (2004) as três formas de potências apresentadas anteriormente estão diretamente relacionadas pela Equação 13:

$$S = P + Q \text{ [VA]}$$

Equação 13 - Triângulo de potências

Sendo:

S = Potência total

P = Potência ativa

Q = Potência Reativa

Para facilitar o estudo, tratará a partir de agora, como fasores (forma polar), as diferentes formas de potências.

$$P = P \angle 0^\circ$$

$$Q_l = Q_l \angle 90^\circ$$

$$Q_c = Q_c \angle -90^\circ$$

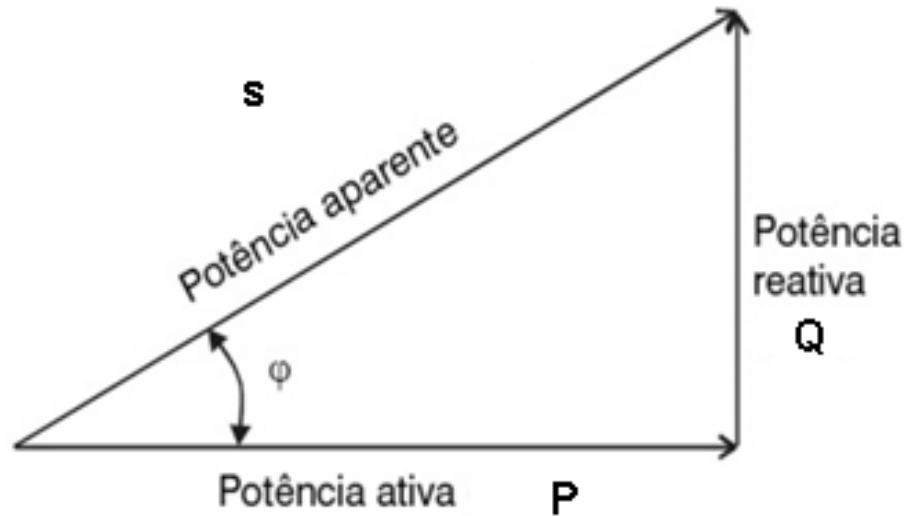
Assim podendo também tratar com o conceito de números imaginários (forma retangular):

$$S = P + j(Q_l + Q_c) \text{ [VA]}$$

Equação 14 - Triângulo de potências número imaginário

Todas as equações apresentadas nesse capítulo são apenas maneiras diferentes de representar o triângulo de potências, como pode ser visto na Figura 4.

Figura 4 - Triângulo de potências



Fonte: Boylestad (2004, p. 586).

O triângulo de potência é a base para compreensão do funcionamento dos meios passivos de correção de fator de potência, assunto que será posteriormente aprofundado. Ainda na Figura 4 é possível ver a formação de um ângulo φ , a função desse ângulo é calcular o valor do fator de potência do triângulo das potências.

2.3 Nova forma de olhar o fator de potência

Como visto anteriormente, e de modo mais simplificado possível, o fator de potência corresponde em uma relação direta entre a potência ativa, ou seja, toda potência que gera um trabalho no sistema, e a potência aparente, que é uma soma de todas as potências inseridas no sistema.

$$FP = \frac{P}{S}$$

Equação 15 - Fator de potência (1)

Ou ainda de maneira mais simplificada:

$$FP = \cos\varphi$$

Equação 16 - Fator de potência (2)

Embora as Equações 15 e 16 sejam verdadeiras elas não são totalmente conclusivas, pois são meras interpretações vetoriais, não evidenciando as principais causas de perda de rendimento do fator de potência. Tendo em vista isso, é necessária uma análise mais aprofundada.

Pode-se reescrevê-la, tendo-se em conta que apenas a tensão de entrada seja senoidal (Pomilio, 2018):

$$FP = \frac{I_1}{I_{rms}} \cdot \cos \varphi$$

Equação 17 - Fator de potência (3)

Onde:

I_1 é a corrente da primeira hamônica do sistema.

Lembrando que I_{rms} é descrito por:

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} \quad [A]$$

Equação 18 - Corrente rms (root mean square)

Onde:

I_n é a corrente de cada hamônica do sistema.

Assim se pode calcular a distorção harmônica total (DHT) das correntes.

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$$

Equação 19 - Taxa de distorção harmônica (DHT)

Substituindo as Equações 19 e 18 na Equação 17 chegando a Equação 20.

$$FP = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + DHT^2}}$$

Equação 20 - Fator de potência (4)

A Equação 20 é de extrema importância para a compreensão do trabalho. Nela é possível ver os dois fatores fundamentais para se obter um bom fator de potência, que são (Pomilio, 2018):

- Controle de fase entre a corrente e a tensão do sistema.
- Filtrar o máximo possível as distorções harmônicas da rede.

Assim, é claro a relação direta que o fator de potência tem com a distorção harmônica e a defasagem da corrente. Ambos os fatores relatados acima estão contidos nos cálculos das Equações 15 e 16, porém não são evidenciados como na Equação 20.

2.4 Métodos passivos de correção de fator de potência

Também conhecidos como capacitores-derivação, são os grupos de capacitores instalados em paralelo com a carga.

Como já sendo de senso comum, a grande maioria das cargas tem como característica ter um teor indutivo, especialmente em instalações industriais. Ou seja, tendem a ocorrer um atraso de fase da corrente. Sendo assim a função dos capacitores-derivação é fornecer corrente necessária para compensar o atraso devido a carga indutiva (Filho, 2007).

Esse método é amplamente implementado no setor industrial devido à sua grande vantagem financeira além de ser um sistema relativamente simples, pode ser em diversos casos auto rentável, devido ao seu retorno financeiro em sistemas de alta potência. Os sistemas capacitivos funcionam como fontes de potência reativa para a carga indutiva, preservando assim a fonte supridora original, evitando perdas na geração de potência (Filho, 2007). Os fatores que influenciam na localização dos capacitores são:

- Os circuitos da instalação;
- Comprimento dos cabos;
- Variações de carga;
- Tipos de motores;

- Distribuição das cargas.

Segundo Filho (2007) os capacitores podem ser instalados nas seguintes configurações:

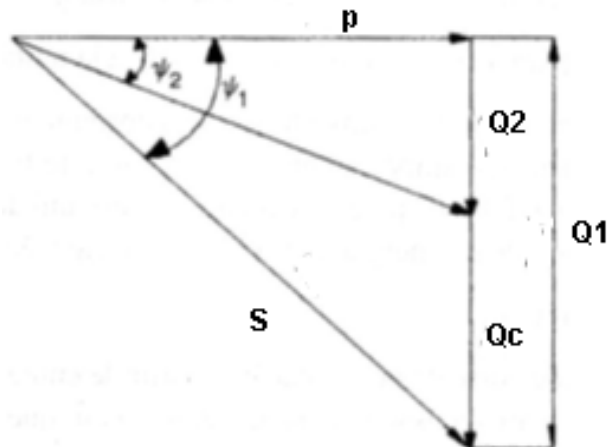
- Correção na entrada da energia de alta tensão: ainda que o custo de instalação de capacitores de alta tensão seja maior é possível achar casos viáveis de instalação de capacitores no lado primário de transformadores. Normalmente serão de acionamento manual ou fixo devido ao custo de um banco automático.
- Correção na entrada de energia de baixa tensão: normalmente com bancos de acionamento automático, podem obter uma correção significativa quando a carga instalada for composta por diversas cargas de potência e regimes não uniformes. Esse sistema tem a desvantagem de ser pouco eficiente em cargas pontuais.
- Correção por grupo: os capacitores são instalados em paralelo com um determinado setor para assim corrigir um fator de potência localizado. Geralmente são instalados direto no quadro de distribuição. A grande desvantagem desse sistema é a necessidade de o grupo de carga escolhido tenha um comportamento uniforme.
- Correção localizada: com melhor resposta, deve ser instalada o mais próximo possível da carga, gerando as seguintes vantagens:
 - A) Redução das perdas nos circuitos entre as cargas e o ponto de medição.
 - B) Elevação da tensão local, ou seja, melhor as condições de trabalho.
 - C) Redução do trabalho do transformador.
- Correção mista: na correção mista são seguidas as seguintes características:
 - A) Um capacitor fixo no secundário do transformador;
 - B) Motores com mais de 10 CV são corrigidos localmente;
 - C) Motores menores de 10 CV são corrigidos em grupo;
 - D) Rede de iluminação é corrigida na entrada da rede;
 - E) Na entrada do sistema é instalado um banco automático de baixa potência;

Os capacitores-derivação tem como características funcionar a plena potência, sendo assim, sobrecarga e aquecimentos indesejados podem afetar o seu funcionamento provocando diversos fatores que podem afetar a carga, portanto é fundamental uma dimensionamento apropriado e manutenções regulares (Filho, 2007).

Os bancos de capacitores são os meios mais comuns utilizados na correção de fator de potência, porém se mal dimensionados podem gerar gastos extras, com a geração excessiva de potência reativa capacitiva, portanto sua construção deve ser definida para cargas com preferencias lineares ou fixas (Flayr, 2006).

Segundo Filho (2007) para dimensionar corretamente o banco de capacitor é preciso calcular o triângulo de potência, Equação 13, e entender o comportamento do banco no triângulo, como mostrado na Figura 5.

Figura 5 - Análise da influência do banco de capacitores no triângulo de potência



Fonte: Filho (2007, p. 422).

Na figura 5 é possível observar:

- Q_c é a potência reativa a ser inserida com o banco de capacitores;
- P é a potência ativa da carga;
- ψ_2 é a tangente do ângulo depois da correção;
- ψ_1 é a tangente do ângulo antes da correção.

Conclui-se a seguinte equação:

$$Q_c = P(tg\varphi_1 - tg\varphi_2) [VAR]$$

Equação 21 - Cálculo da potência necessária do banco de capacitores

O banco de capacitores automático é calculado da mesma maneira que o banco fixo. É utilizado em instalações industriais que tem razoável variação da potência reativa ou em processos onde o fator de potência tem que ser mantido numa faixa muito estreita. Existe limitação na potência capacitiva chaveada em bancos automáticos com o objetivo de reduzir correntes de surto quando da energização de cada célula capacitiva. A capacidade dos capacitores tem limite como forma de se evitar sobre tensões e defeitos transitórios quando seu emprego junto de motores formando uma unidade. A corrente do capacitor não deve exceder a corrente de magnetização do motor em vazio (Creder, 2000).

2.5 Filtros ativos de potência

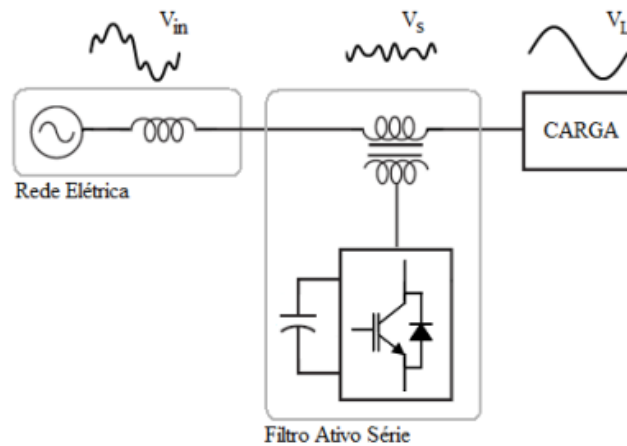
A forma mais comum de classificar os filtros ativos é de acordo com o papel que o mesmo desempenha no sistema. Num geral, são classificados em filtros ativos série e filtros ativos paralelos (também chamados de filtros *shunt*) (Fenili, 2007).

2.5.1 Filtro ativo conectado em série

O filtro ativo conectado em série é utilizado para a compensação da tensão da rede elétrica, isolando a carga contra perturbações.

Operando na correção dos distúrbios harmônicos de tensão, o filtro ativo é conectado em série com a carga e com a rede apresentando o comportamento de uma fonte de tensão controlada. A tensão gerada pelo filtro somada com a tensão da rede resultará em uma tensão puramente senoidal sobre a carga (Fenili, 2007).

Figura 6 - Princípio de funcionamento do filtro ativo série



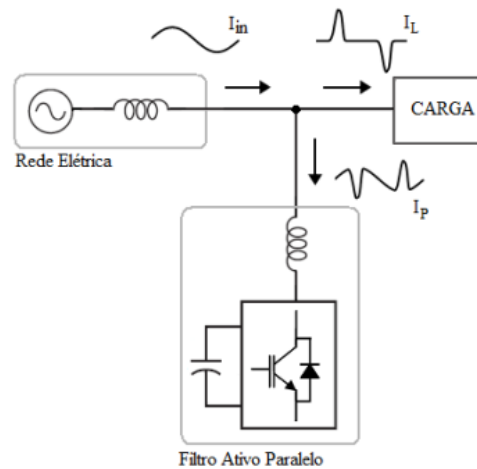
Fonte: Ribeiro (2003, p. 8).

2.5.2 Filtro ativo conectado em paralelo

O filtro ativo paralelo é empregado na correção de harmônicas de corrente provenientes das cargas não-lineares. Ele é conectado em paralelo com a rede elétrica e com a carga atuando como um dispositivo que injeta ou drena corrente, de maneira que a corrente na rede elétrica (somatório das correntes do filtro mais a da carga) seja puramente senoidal na fase com a tensão (Fenili, 2007).

Desta maneira, a rede elétrica enxergará o sistema composto pelo filtro mais a carga não-linear como uma carga puramente resistiva, ou seja, sem nenhuma distorção harmônica

Figura 7 - Princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo



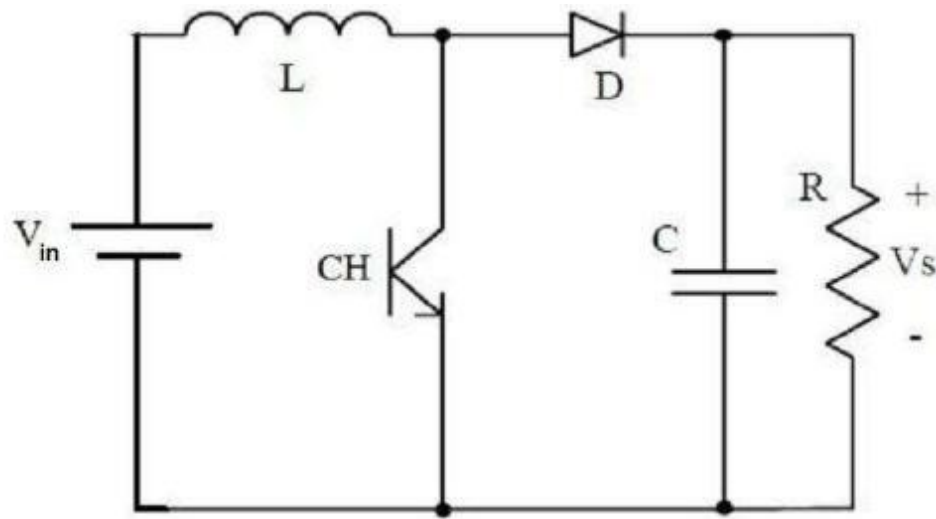
Fonte: Ribeiro (2003, p. 6).

2.6 Conversor *DC-DC boost*

O conversor *DC-DC Boost*, ou também chamado de conversor elevador de tensão, tem como característica ser empregado em sistemas *DC* para a obtenção de uma tensão média de saída maior que a tensão média de entrada. Em palavras mais objetivas, a tensão mínima de saída deve ser igual ou maior que a tensão da fonte de alimentação do sistema (Barbi, 2008).

Ao todo o conversor é, geralmente, constituído por apenas 4 componentes e a carga, sendo obrigatoriamente colocada uma indutância *L* em série com a fonte de alimentação como pode ser observado na Figura 8.

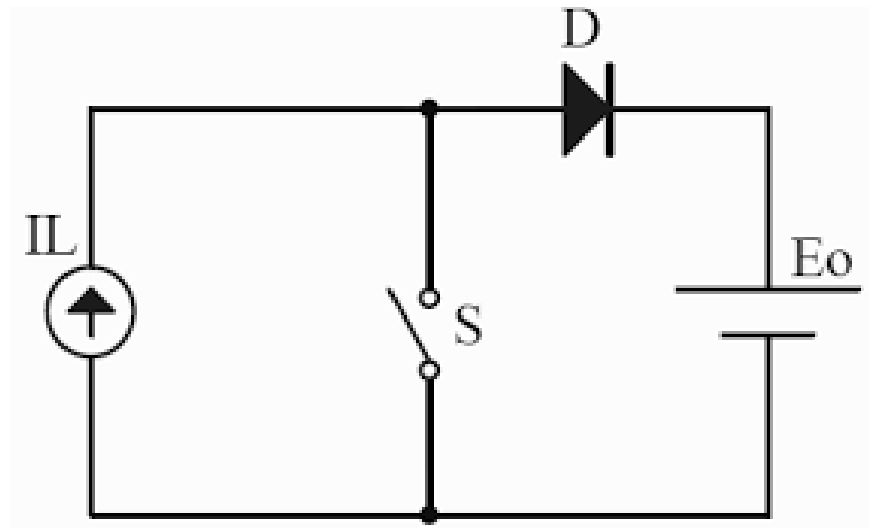
Figura 8 - Conversor Boost



Fonte: Barbi (2008, p. 4).

Essa configuração faz com que a fonte de alimentação tenha um comportamento de fonte de corrente na entrada, e a carga com comportamento de uma fonte de tensão reversamente polarizada, como pode ser observado na Figura 9 (Barbi, 2008).

Figura 9 - Equivalente Boost



Fonte: Barbi (2008, p. 5).

Ivo Barbi (2008) separa o funcionamento do conversor Boost em duas etapas:

- Etapa 1: tem início quando a chave CH é fechada. Assim, o diodo D é polarizado reversamente, isolando a entrada do conversor que funcionará como um curto circuito durante essa etapa. A corrente na chave CH será a

mesma do indutor, e a corrente no diodo será nula. A etapa é concluída com a chave CH abrindo.

- Etapa 2: com a abertura da chave o diodo D passa a entrar em condução. Nessa etapa a corrente na chave é nula e a corrente do indutor é igual a corrente do diodo.

Analisando a energia recebida pela carga temos:

$$W_o = V_o \cdot I_l \cdot t_a \quad [J]$$

Equação 22 - Cálculo do energia na carga

Considerando

$$t_a = T - t_c \quad [s]$$

Equação 23 - Tempo chave CH

Onde:

T = tempo do ciclo

t_c = tempo durante o ciclo que a chave está aberta.

E a energia gerada pela fonte:

$$W_e = V_i \cdot I_l \cdot T \quad [J]$$

Equação 24 - Cálculo do energia na fonte

Para um sistema ideal:

$$W_e = W_o \quad [J]$$

Equação 25 - Sistema ideal

Desse modo o ganho de um conversor boost ideal pode ser representado pela Equação 26:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D}$$

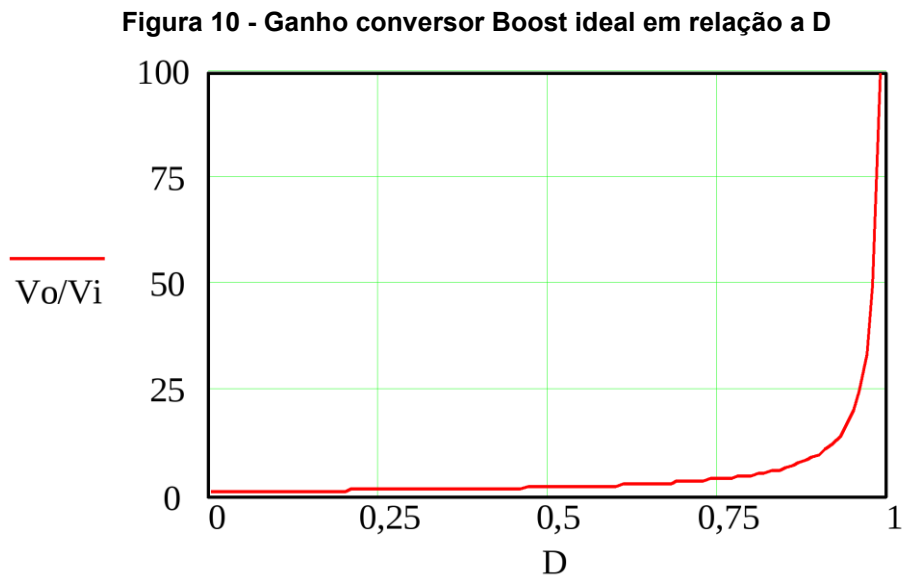
Equação 26 - Ganho conversor Boost condução contínua

Sendo D definido por Barbi (2008) como:

$$D = \frac{t_c}{T}$$

Equação 27 - Relação entre t_c e T

A Figura 10 apresenta o ganho em relação a D:

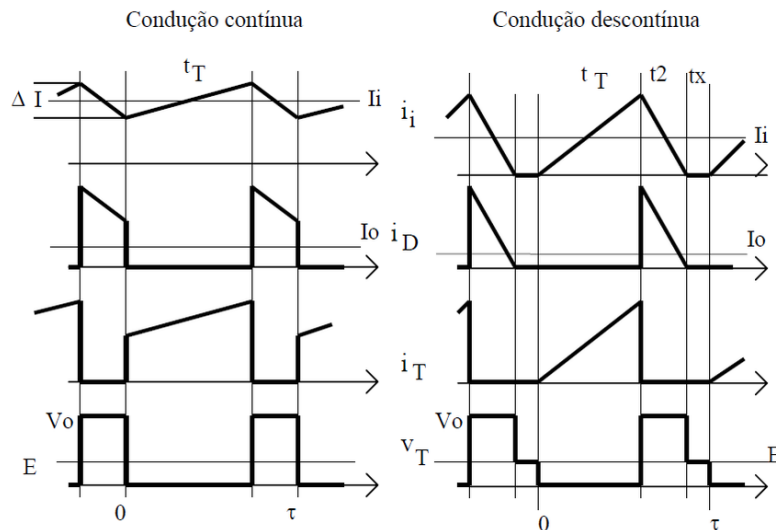


Fonte: Barbi (2008, p. 49).

Barbi (2008) ainda define três modos de operação do conversor:

- Operação em condução contínua;
- Operação em condução crítica;
- Operação em condução descontínua.

Figura 11 - Comparação entre modos de operações do conversor Boost



Fonte: Pomilio (2018, p. 27).

Observando a Figura 11 é relatado que o indutor não fornece corrente para a carga durante todo o ciclo T . Assim a equação do ganho é redefinida por Barbi (2008) como:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{t_c}{t_o}$$

Equação 28 - Ganho conversor Boost condução descontínua

Outros parâmetros importantes são os filtros de entrada e saída do conversor. Os filtros servem para corrigir a forte ondulação da corrente de entrada e da tensão de saída do sistema, observamos seus cálculos abaixo:

$$L = \frac{V_i}{f \cdot \Delta_L} \cdot D \quad [H]$$

Equação 29 - Cálculo do indutor de entrada em conversores Boost

$$C = \frac{I_o}{f \cdot \Delta V_c} \cdot \frac{(V_o - V_i)}{V_o} \quad [F]$$

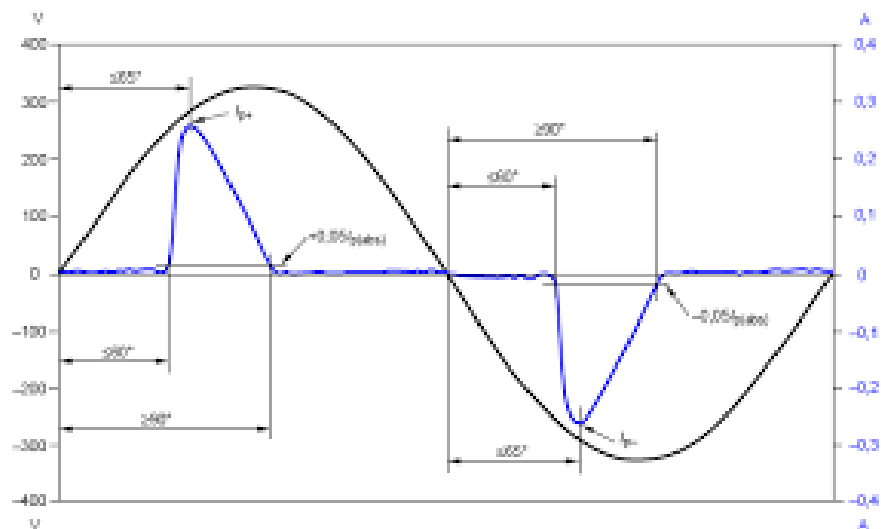
Equação 30 - Cálculo do capacitor de saída em conversores Boost

2.6.1 Conversor *boost* operando como *PFC*

Embora inicialmente o uso do conversor Boost tenha sido pensado unicamente para problemas de sistemas com tensão ou corrente contínuas suas aplicações práticas são amplamente difundidas nos sistemas AC, especialmente para sistemas com potência baixa. Diferentemente dos casos vistos anteriormente, quando se tinham cargas de potências elevadas e comportamentos lineares, cargas de menor potências tendem a ser menos lineares e com um ciclo de operação mais imprevisível. Sendo assim, o uso de banco de capacitores se torna menos viável devido aos custos e características de funcionamentos das cargas, para corrigir esse problema foi preciso desenvolver alguma forma ativa de monitoramento de tensão e corrente em retificadores de menores portes (Pomilio, 2018).

Como pode ser visto na Figura 12, devido a presença de um capacitor de saída no retificador, temos picos de corrente e não uma senoide acompanhando o sinal de tensão. Isso se deve as cargas e descargas do capacitor.

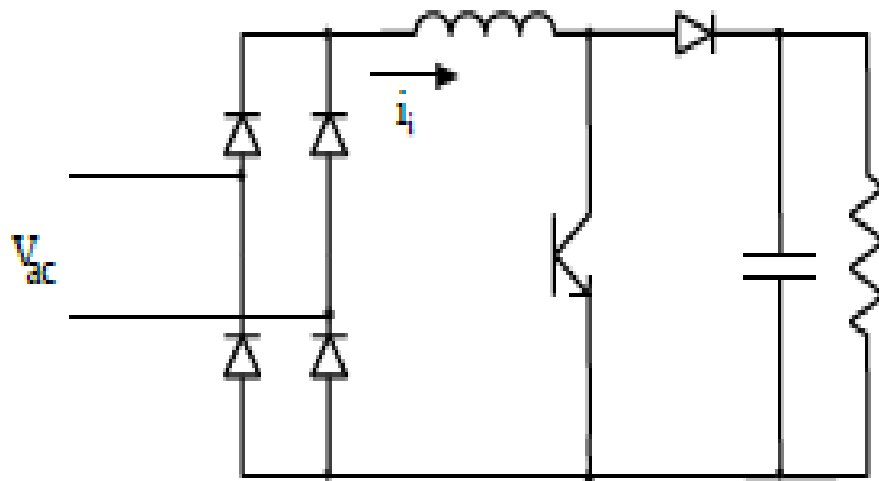
Figura 12 - Forma de onda em retificador comum



Fonte: Pomilio (2018, p. 19).

Para sanar esse problema foi incorporado ao retificador um conversor elevador de tensão, não pensado em um ganho de tensão na saída, mas de forma a corrigir os corte e picos de corrente gerados pelo capacitor de saída do retificador. O retificador com *Boost* pode ser visto na figura 13.

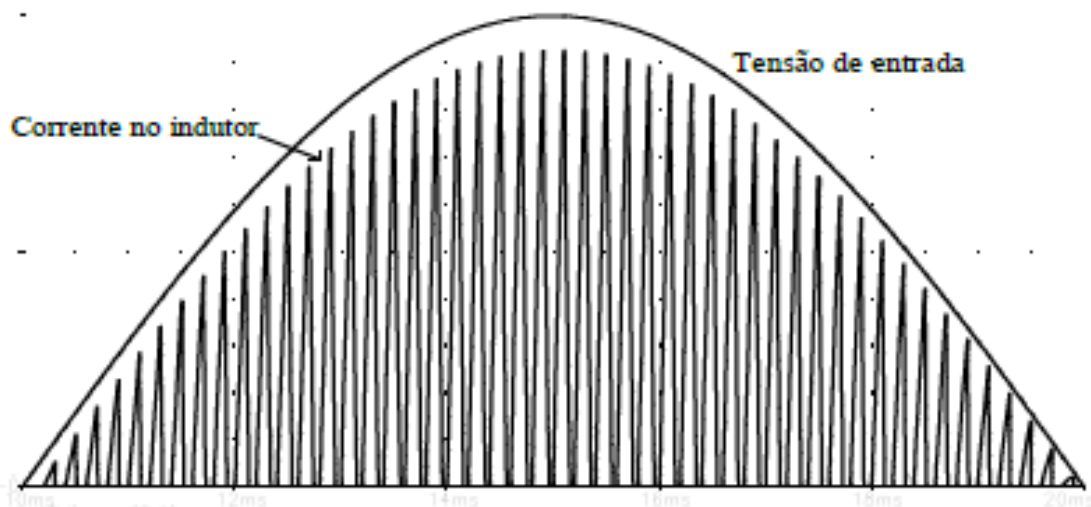
Figura 13 - Retificador com *Boost*



Fonte: Pomilio (2018, p. 20).

Pomilio (2018) define o funcionamento do *PFC* como sendo controlado por uma frequência constante de módulos de pulsos determinados diretamente pelo erro da tensão de saída. Os picos de correntes são diretamente proporcionais ao valor da tensão de entrada momentânea, como pode ser visto na Figura 14, o sinal gerado na corrente se torna uma forma de aproximação de uma senoide em baixa frequência, como pode ser observado na Figura 15.

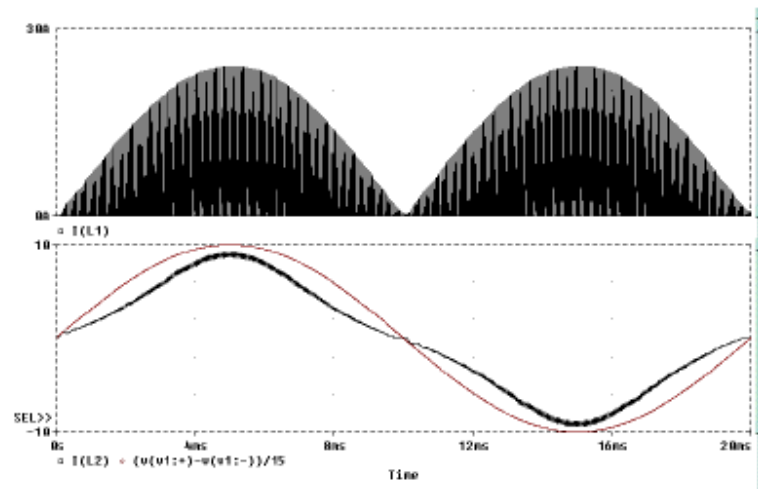
Figura 14 - Corrente e tensão no indutor PFC



Fonte: Pomilio (2018, p. 29).

A Figura 15 mostra o ciclo completo da tensão senoidal e como o chaveamento da corrente ficaria:

Figura 15 - Comparativo da corrente e tensão no indutor e na entrada do sistema



Fonte: Pomilio (2018, p. 30).

É possível notar uma forma de onda muito mais próxima de uma senoide, mesmo estando o conversor em sua configuração de operação em modo descontínuo. Assim, Pomilio (2018) calcula o novo fator de potência por:

$$FP = \sqrt{\frac{3 \cdot (1 - \alpha) \cdot Y_{(\alpha)}}{2 \cdot \pi \cdot \alpha}}$$

Equação 31 - Fator de potência(5)

Sendo

$$\alpha = 1 - D_{\text{máximo}}$$

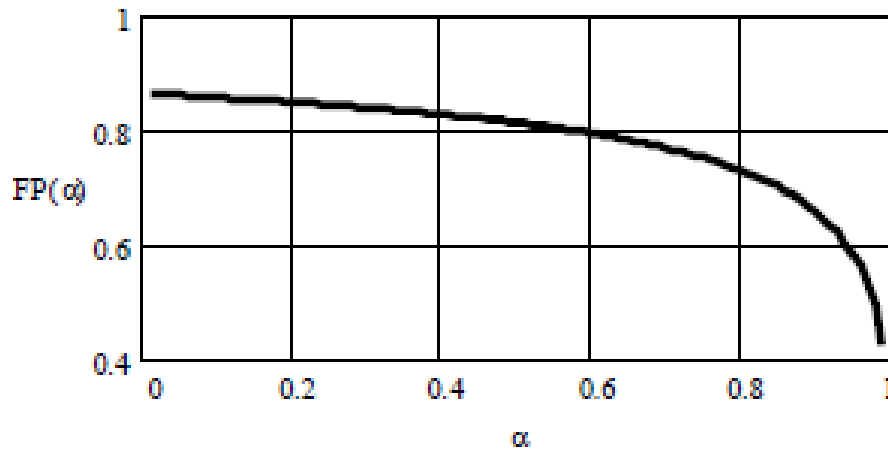
Equação 32 - α

$$Y_{(\alpha)} = -2 \cdot \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} \cdot \text{sen}^{-1} \alpha \right]$$

Equação 33 - $Y(\alpha)$

O gráfico da relação entre o fator de potência e α pode ser observado abaixo na Figura 16:

Figura 16 - Fator de potência por α



Fonte: Pomilio (2018, p. 31).

2.7 Controlador UC3854

O UC3854 fornece correção do fator de potência para sistemas de potência que, de outra forma, extrairiam corrente não senoidal de linhas de alimentação senoidal. Este dispositivo implementa todas as funções de controle necessário para construir uma fonte de alimentação capaz de usar da melhor forma corrente da linha de energia enquanto minimiza a distorção da corrente da linha. Para fazer isso, o UC3854 contém um amplificador de tensão, um multiplicador/divisor analógico, um amplificador de corrente e um PWM de frequência fixa. Além disso, o UC3854 contém um *driver* de *gate* compatível com MOSFET de potência, referência de 7,5 V, antecipador de linha, comparador de habilitação de carga, detector de baixa alimentação, e comparador de sobrecorrente (Tood, 1999).

O UC3854 usa o controle do modo de corrente média para realizar o controle da corrente de frequência fixa com estabilidade e baixa distorção. Ao contrário do pico de corrente, o controle de corrente média mantém com precisão senoidal a corrente de linha sem compensação de inclinação e com resposta mínima para transientes de ruído.

A alta tensão de referência do UC3854 e a alta amplitude do oscilador minimizam a sensibilidade ao ruído enquanto os elementos PWM rápidos permitem o corte de frequências acima de 200 kHz. O UC3854 pode ser usado de forma individual e sistemas trifásicos com tensões de linha que variam de 75 a 275 volts e frequências

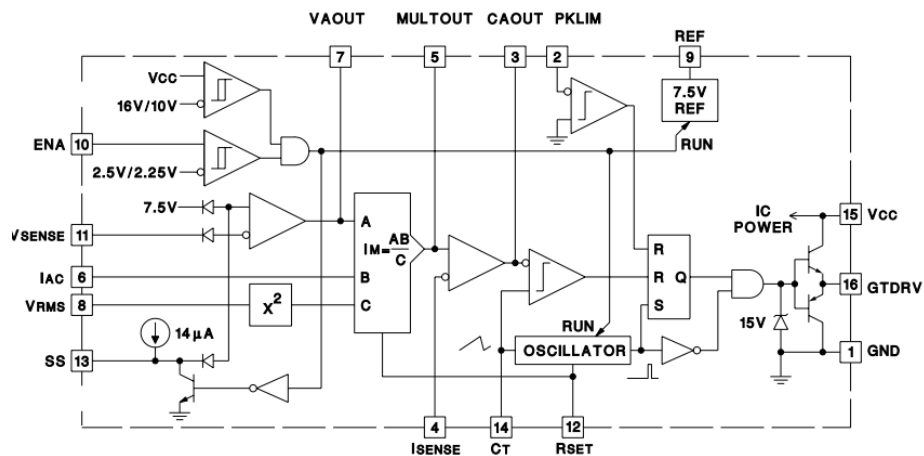
de linha na faixa de 50 Hz a 400 Hz. Para reduzir a carga no circuito que fornece energia para este dispositivo, o UC3854 apresenta baixa corrente de alimentação inicial (Tood, 1999).

As funcionalidades do UC3854 são descritas pelo fabricante como: (Tood, 1999)

- Controle Boost PWM para fator de potência de 0,99.
- Limitar a distorção da corrente da linha a <5%.
- Operação sem interrupção.
- Regulação da linha de *feed-forward*.
- Controle do modo de corrente média.
- Baixa sensibilidade ao ruído.
- Baixa corrente de alimentação de partida.
- *Drive* PWM de frequência fixa.
- Multiplicador/divisor analógico de baixo deslocamento.
- Tensão de referência precisa.

O CI UC3854 é encapsulado de várias maneira, a ser abordada nesse trabalho é a mais comum em formato DIP-16, que pode ser observado pelo diagrama de blocos da Figura 17:

Figura 17 - Diagrama de blocos interno UC3854



Fonte: Todd (1999, p. 7).

2.7.1 Procedimento para os projetos das etapas de potência e controle do conversor *boost PFC* com UC3854

2.7.1.1 Cálculo da parte de potência do *boost* com controlador UC3854

O conversor *Boost* com controlador UC3854 é fundamentalmente um *boost* comum, tendo seus componentes da parte de potência sendo calculados pelas equações abaixo: (Barbi, 2015)

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad [\Omega]$$

Equação 34 - Cálculo da carga

$$\Delta_{I_L(in)} = \Delta_{I_L} \cdot I_{in(pico)} \quad [A]$$

Equação 35 - Cálculo da variação máxima da corrente no indutor

$$D = \frac{V_o - V_{in(pico)}}{V_o}$$

Equação 36 - Cálculo da variável D

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{F_s \cdot \Delta_{I_L(in)}} \quad [H]$$

Equação 37 - Cálculo do indutor

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot 2F_s \cdot V_o \cdot \Delta V} \quad [F]$$

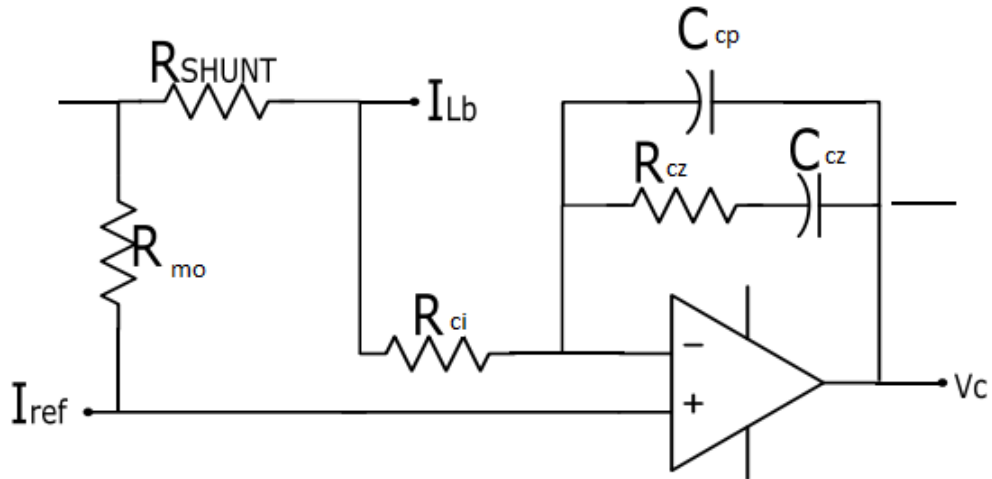
Equação 38 - Cálculo do capacitor de saída

2.7.1.2 Cálculo do compensador de corrente para controlador UC3854

De acordo com Barbi (2015), para o compensador da malha de corrente, utiliza uma rede RC estabelecendo dois polos e um zero, conferindo um grau maior de liberdade no ajuste da resposta do sistema, quando comparado ao controlador PI.

Esta estrutura constitui um amplificador “somador não-inversor”, como pode ser observado na Figura 18:

Figura 18 - Compensador de corrente



Fonte: Autoria própria (2021).

É possível calcular os componentes do compensador de corrente pelas equações abaixo: (Barbi, 2015)

$$R_{shunt} = \frac{I_{ref} \cdot R_{mo}}{I_{lb}} \quad [\Omega]$$

Equação 39 - Cálculo do resistor shunt

$$R_{cz} = R_{ci} \cdot 10^{\frac{G_{fp}}{20}} \quad [\Omega]$$

Equação 40 - Cálculo do resistor Rcz

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot f_{zero}} \quad [F]$$

Equação 41 - Cálculo do capacitor Ccz

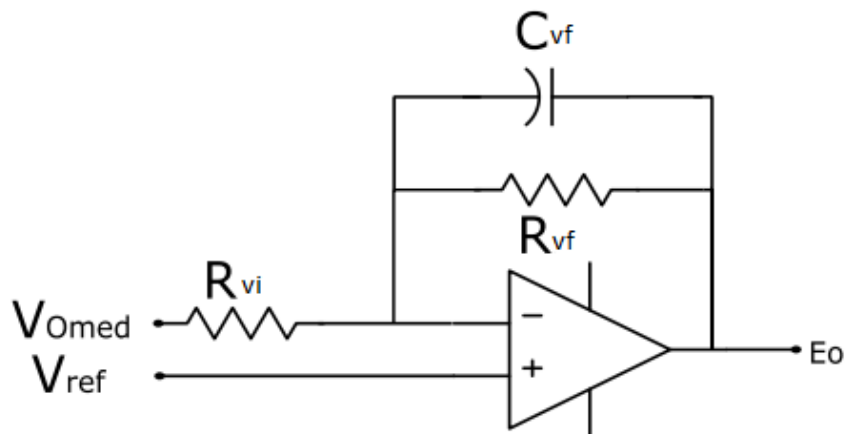
$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot f_s} \quad [F]$$

Equação 42 - Cálculo do capacitor Ccp

2.7.1.3 Cálculo do compensador de tensão para controlador UC3854

O modelo do compensador de tensão deve calcular o erro entre a tensão de saída e a tensão de referência. Segundo Barbi (2015), a estrutura clássica do compensador de tensão é apresentada na Figura 19:

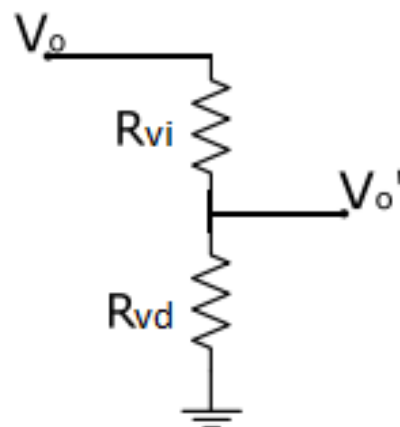
Figura 19 - Compensador de tensão



Fonte: Autoria própria (2021).

Onde conseguimos tirar a amostra de tensão de saída por um divisor de tensão representado pela Figura 20:

Figura 20 - Estrutura do medidor de tensão



Fonte: Autoria própria (2021).

É possível calcular os componentes do compensador de tensão pelas equações abaixo: (Barbi, 2015)

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \cdot V_{ref}}{V_o - V_{ref}} [\Omega]$$

Equação 43 - Cálculo do resistor Rvd

$$C_{fv} = \frac{\Delta V_o \cdot K_{mv}}{V_a \cdot 2\pi \cdot 2f \cdot R_{vd}} [F]$$

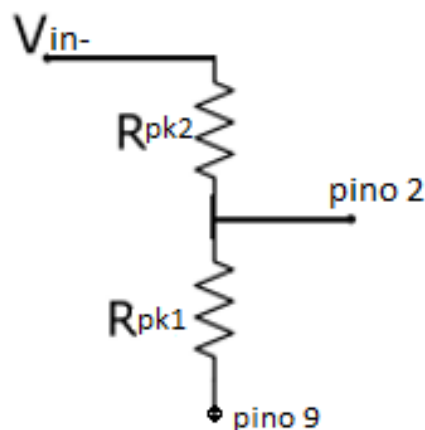
Equação 44 - Cálculo do capacitor Cfv

2.7.1.4 Cálculo do limitador de corrente para controlador UC3854

Os resistores Rpk1 e Rpk2 formam um divisor de tensão, limitando a corrente. Portanto, para um valor de corrente acima do definido, o conversor irá desativar o PWM protegendo o circuito e o CI (Tood, 1999).

A estrutura do divisor de tensão pode ser observado na Figura 21.

Figura 21 - Estrutura do limitador de corrente



Fonte: Autoria própria (2021).

Ambos os resistores podem ser calculados pela equação abaixo:

$$R_{pk2} = \frac{V_{shunt(overload)} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} \quad [\Omega]$$

Equação 45 - Cálculo dos resistores Rpk1 e Rpk2

2.7.1.5 Cálculo do multiplicador analógico para controlador UC3854

A operação realizada pelo multiplicador analógico é definida por: (Tood, 1999)

$$I_{mo} = \frac{K_m \cdot I_{ac} (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

Equação 46 - Operação do multiplicador analógico

Onde: I_{mo} , é a corrente de saída do multiplicador analógico; K_m , corresponde a uma constante com valor 1; I_{ac} equivale a corrente de entrada do multiplicador.

Segundo Philip Todd (1999), o valor da corrente no pino 6 deve ser de 600 μ A, como padrão de projeto. Esse resistor é calculado pela razão entre a tensão de entrada máxima e a corrente no pino 6:

$$R_{vac} = \frac{V_{in(pico)}}{600\mu} \quad [\Omega]$$

Equação 47 - Cálculo do resistor Rvac

V_{ff} é a tensão *feedforward*; V_{vea} é a saída do amplificador de erro de tensão.

Os resistores R_{ff1} , R_{ff2} e R_{ff3} formam um divisor de tensão, a fim de definir o valor de V_{ff} . Para uma tensão de alimentação igual a 127 V, têm-se 1,414 V para a tensão V_{ff} , sendo a tensão no outro nó do divisor (entre R_{ff1} e R_{ff2}) igual a 7,5V (V_{ffc}). Assim, esses resistores podem ser definidos por: (Tood, 1999)

$$V_{ff} = \frac{V_{in} \cdot 0,9 \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = 1,414 \text{ V}$$

Equação 48 - Cálculo da tensão Vff

$$V_{ffc} = \frac{V_{in} \cdot 0,9 \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = 7,5 \text{ V}$$

Equação 49 - Cálculo da tensão Vffc

Buscando determinar o nível de contribuição da entrada V_{ff} para a distorção harmônica na corrente de entrada, determinam-se os capacitores C_{ff1} e C_{ff2} . Como a harmônica de ordem 2 contida na tensão retificada é de 66,2%, define-se o ganho do filtro de segunda ordem que será implementado, para uma taxa de distorção harmônica de 1,5%. (Tood, 1999)

Para encontrar a frequência de corte do polo, utilizam-se dois polos iguais em cascata.

Com a frequência de corte, encontra-se os capacitores:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \cdot FP \cdot R_{ff2}} [F]$$

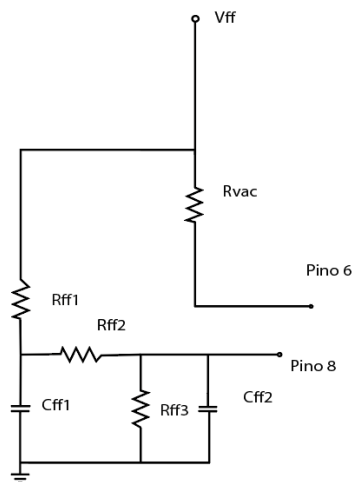
Equação 50 - Cálculo do capacitor C_{ff1}

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \cdot FP \cdot R_{ff3}} [F]$$

Equação 51 - Cálculo do capacitor C_{ff2}

Segundo Todd (1999) o circuito ficaria igual a Figura 22:

Figura 22 - Estrutura do *feedforward*



Fonte: Autoria própria (2021).

2.7.1.6 Cálculo do controlador de frequência de chaveamento para controlador UC3854

Juntamente com o resistor R_{set} , o capacitor C_t é responsável por determinar a frequência do PWM gerado pelo UC3854 (Tood, 1999).

O capacitor e o resistor podem ser definidos por:

$$R_{set} = \frac{3,75}{I_{mo}} [\Omega]$$

Equação 52 - Cálculo do resistor Rset

$$C_t = \frac{1,25}{R_{set} \cdot F_s} [F]$$

Equação 53 - Cálculo do capacitor Ct

2.7.1.7 Desacopladores de ruído para controlador UC3854

Para eliminar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção, utilizam-se dois capacitores e um resistor, com valores definidos pelo fabricante: (Tood, 1999)

$$C_{pk} = 100 \text{ pF}$$

$$C_3 = 1 \text{ }\mu\text{F}$$

$$R_{ena} = 22 \text{ k}\Omega$$

2.8 Estudo de caso

2.8.1 Conversor *boost* PFC STEVAL-ISA102V2 controlado por L6562A

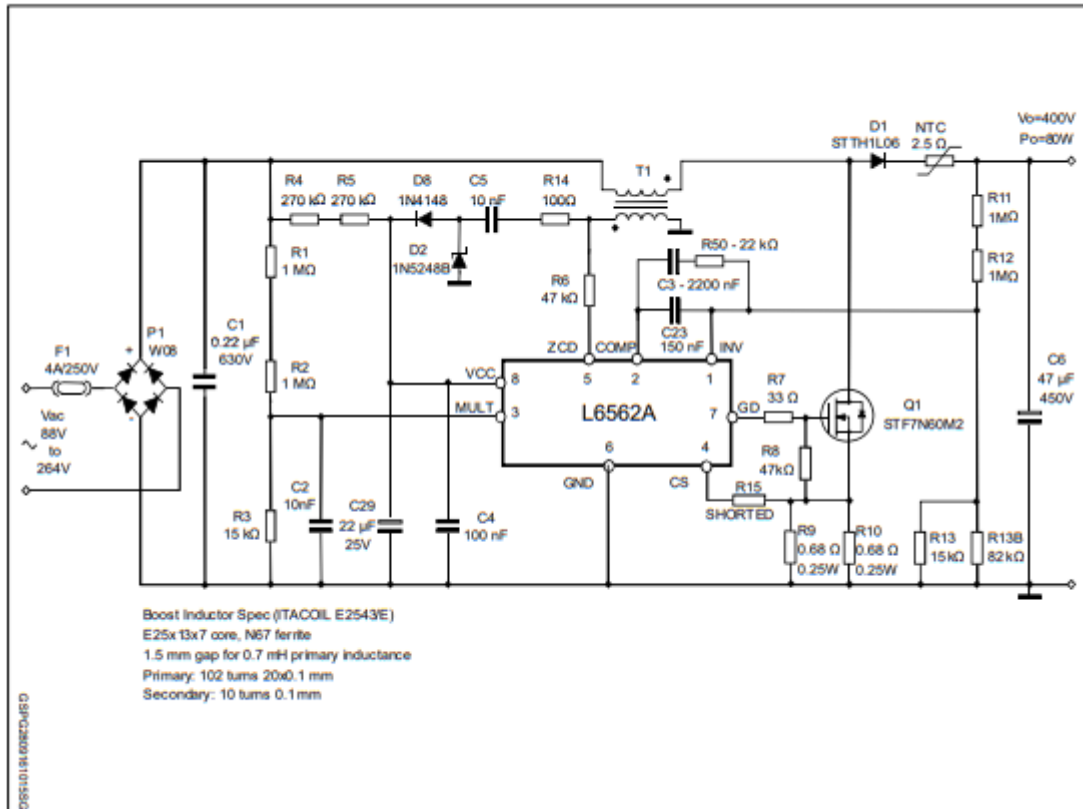
O L6562A é um controlador PFC de modo de corrente operando em modo de transição (TM). Com a mesma pinagem como seu predecessor L6562, o L6562A

oferece melhor desempenho, principalmente em termos de eficiência e imunidade ao ruído. O STEVAL-ISA102V2 implementa uma placa 80 W, com ampla tensão de entrada de rede e um pré-condicionador PFC adequado para iluminação, etc (STMicroelectronics, 2016).

Um circuito retificador normalmente consistindo em uma ponte retificadora de onda completa com um filtro de capacitor, tendo um barramento CC não regulado da rede elétrica CA. Muitos problemas resultam, como um pico de corrente RMS abaixo da linha de tensão, distorção da tensão da linha CA, sobrecorrentes no neutro dos sistemas trifásicos e, conseqüentemente, um mau aproveitamento da potência de energia do sistema. Isso pode ser medido em termos de distorção harmônica total (THD), conforme debatido anteriormente, ou fator de potência (FP). Usando a técnica de pré-regulação por conversor DC-DC, um corretor de fator de potência (PFC) pré-regulador, localizado entre a ponte retificadora e o capacitor de filtro, permite extrair uma corrente quase senoidal da rede, em fase com a tensão da linha (STMicroelectronics, 2009).

Pensando assim, foi criado o projeto da placa STEVAL-ISA102V2, pela STMicroelectronics que pode ser observado na Figura 23:

Figura 23 - Esquema do circuito STEVAL-ISA102V2



Fonte: STMicroelectronics (2016, p. 2).

Essa placa possui as seguintes características de funcionamento:

- Faixa de tensão de linha: 88 a 265 Vac
- Frequência mínima de linha (fL): 47 Hz
- Tensão de saída regulada: 400 Vdc
- Potência de saída nominal: 80 W
- Ondulação máxima de tensão de saída de 2fL: 10 V pico-pico
- Tempo de espera: 20 ms (VDROP após espera tempo: 300 Vdc)
- Frequência mínima de chaveamento: 35 kHz
- Eficiência mínima estimada: 92% (VIN = 90 Vac, POUT = 80 W)
- Temperatura ambiente máxima: 50° C
- Tipo e tamanho de PCB: lado único, 35 μm,CEM-1, 108 x 57 mm
- Compatível com RoHS

A estrutura da placa STEVAL-ISA102V2 pode ser observada na Figura 24.

Figura 24 - STEVAL-ISA102V2



Fonte: STMicroelectronics (2016, p. 1).

Segundo a STMicroelectronics(2009) o capacitor de filtro de alta frequência na entrada (C_{in}) deve atenuar o ruído de comutação devido a ondulação da corrente do indutor de alta frequência (duas vezes a corrente média da linha). As piores condições ocorrem no pico da tensão de entrada nominal mínima. A ondulação máxima de tensão de alta frequência em C_{in} é geralmente imposta entre 5% e 20% da tensão de entrada nominal mínima. Isso é expresso por um coeficiente r (de 0,05 a 0.2) como um parâmetro de design de entrada:

$$C_{in} = \frac{I_{in}}{2\pi \cdot f_{sw(\min)} \cdot r \cdot V_{ac(\min)}} [F]$$

Equação 54 - Cálculo do capacitor de entrada

Com a Equação 54, é possível calcular o capacitor de entrada:

$$C_{in} = \frac{1,92A}{2\pi \cdot 35KHz \cdot 0,2 \cdot 2,85Vac} = 0,26 \mu F$$

Assim o valor comercial mais próximo é 0,22 μF .

A seleção do capacitor de saída (C_o) depende da tensão de saída DC (4), o permitido sobretensão (7) e a potência de saída do conversor (3). A ondulação de tensão de 100/120 Hz (duas vezes a frequência da rede) (ΔV_{out} = ondulação pico a

pico valor) é uma função da impedância do capacitor e da corrente de pico do capacitor: (STMicroelectronics, 2009)

$$C_o = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot t_{hold}}{(V_{out} - \Delta V_{out})^2 - V_{out(min)}^2} [F]$$

Equação 55 - Cálculo do capacitor de saída

Com a Equação 55, é possível calcular o capacitor de entrada:

$$C_o = \frac{2.80W \cdot 10ms}{(400V - 20V)^2 - (300V)^2} = 29,4 \mu F$$

Assim o capacitor de saída foi selecionado como um $C_o=47 \mu F$ (450 Vdc).

O indutor do conversor Boost determina a frequência de trabalho do conversor. Geralmente é calculado de modo que a frequência de comutação mínima seja maior que a frequência máxima do starter interno L6562A (190 μs), para garantir uma operação no modo transiente correta (STMicroelectronics, 2009).

A frequência mínima absoluta f_{swmin} pode ocorrer no VACmax ou no tensão de rede VACmin, portanto, o valor do indutor é definido pela fórmula:

$$L_{(Vac)} = \frac{V_{ac}^2 \cdot (V_{out} - \sqrt{2} \cdot V_{ac})}{2 \cdot f_{sw(min)} \cdot P_{in} \cdot V_{out}} [H]$$

Equação 56 - Cálculo do indutor

Desse modo calculando no Vac(max) e Vac(min) temos:

$$L_{(Vac_{min})} = \frac{(85 Vac)^2 \cdot (400 Vdc - \sqrt{2} \cdot 85 Vac)}{2.35 kHz \cdot 86,02 W \cdot 400 Vdc} = 0,73 mH$$

$$L_{(vac_{max})} = \frac{(265 Vac)^2 \cdot (400 Vdc - \sqrt{2} \cdot 265 Vac)}{2.35 kHz \cdot 86,02 W \cdot 400 Vdc} = 0,83 mH$$

Nesse caso um indutor de 0,7 mH foi escolhido.

Seguindo os mesmos critérios do indutor, a potência dimensionada para o diodo da parte do conversor DC-DC *Boost* pode ser calculado pela Equação:

$$P_{diodo} = V_{th} \cdot I_{out} + R_d \cdot ID_{rms}^2 [W]$$

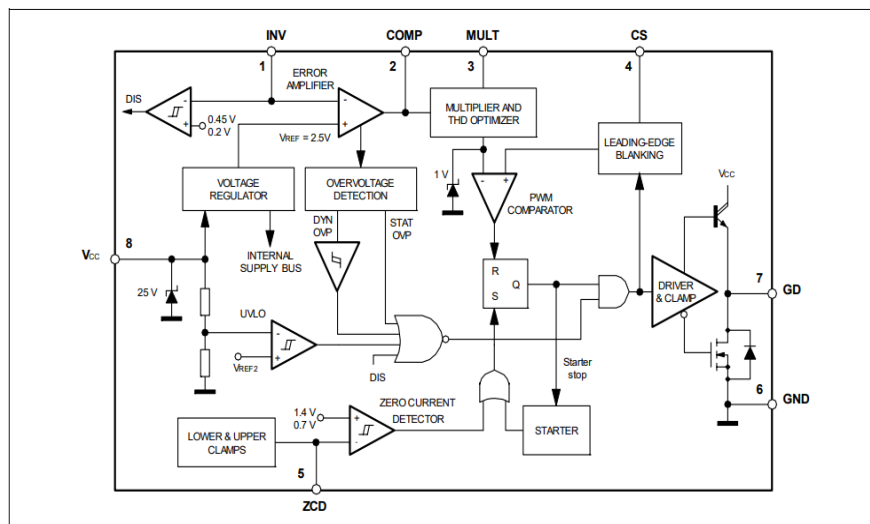
Equação 57 - Potência dissipada no diodo

$$P_{diodo} = 0,89 Vdc \cdot 0,2 A + 0,165 \Omega \cdot (0,59 A)^2 = 0,23 W$$

2.8.2 Circuito do controlador L6562A

O circuito interno do controlador pode ser observado na Figura 25.

Figura 25 - Circuito interno L6562A



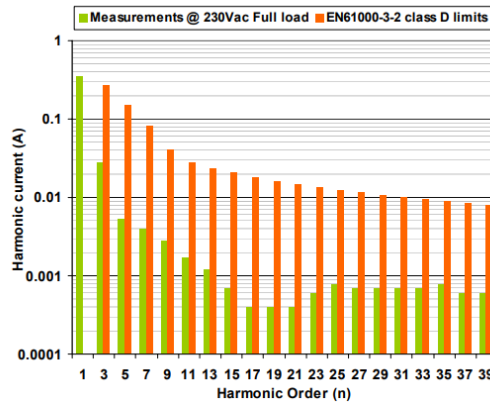
Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 18).

2.8.3 Resultados e formas de ondas significativas esperadas

Um dos principais objetivos de um PFC é a correção da distorção harmônica na entrada do sistema, diminuindo o conteúdo harmônico abaixo dos limites dos regulamentos relevantes (STMicroelectronics, 2009).

Conforme mostrado nas seguintes Figuras 26 e 27, o circuito é capaz de reduzir os harmônicos abaixo dos limites de regulamentos pelos padrões europeus e japoneses de carga total até carga leve.

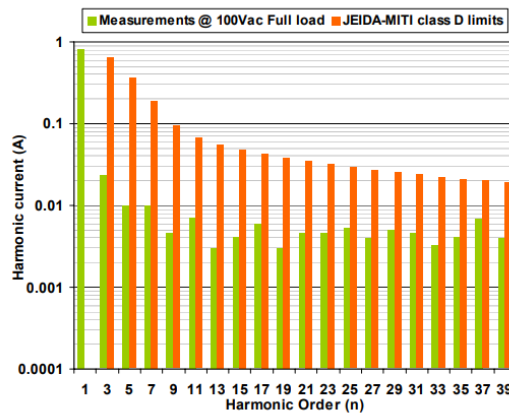
Figura 26 - Filtro harmonico STEVAL-ISA102V2 em comparação as normas EN61000-3-2



Vin = 230 Vac - 50 Hz, Pout = 80 W
THD = 10.48 %, PF = 0.973

Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 29).

Figura 27 - Filtro harmonico STEVAL-ISA102V2 em comparação as normas JEIDA-MITI

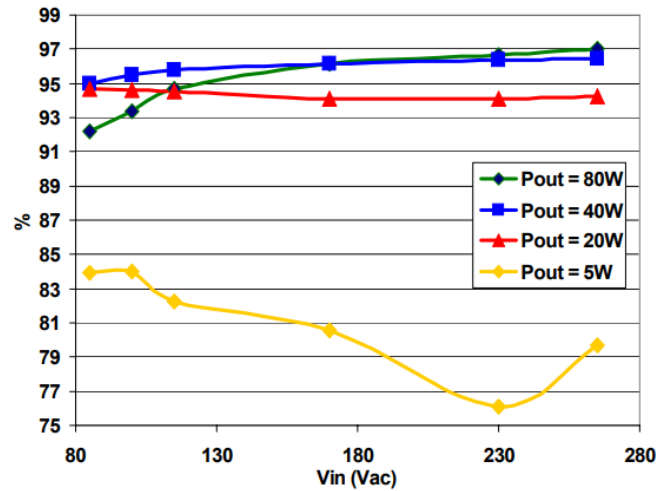


Vin = 100 Vac - 50 Hz, Pout = 80 W
THD = 3.18 %, PF = 0.997

Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 29).

A eficiência do sistema em comparação com a tensão de entrada também pode ser observada na Figura 28:

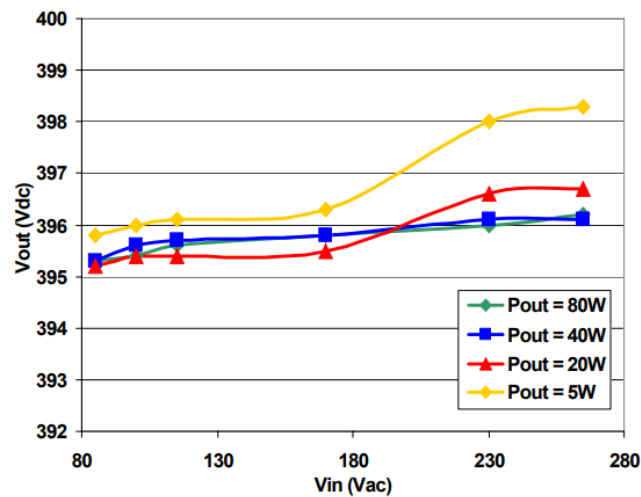
Figura 28 - Eficiência STEVAL-ISA102V2 x Vin e Cargas



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 30).

A variação da tensão *DC* de saída em relação a tensão *AC* de entrada é representada pela Figura 29.

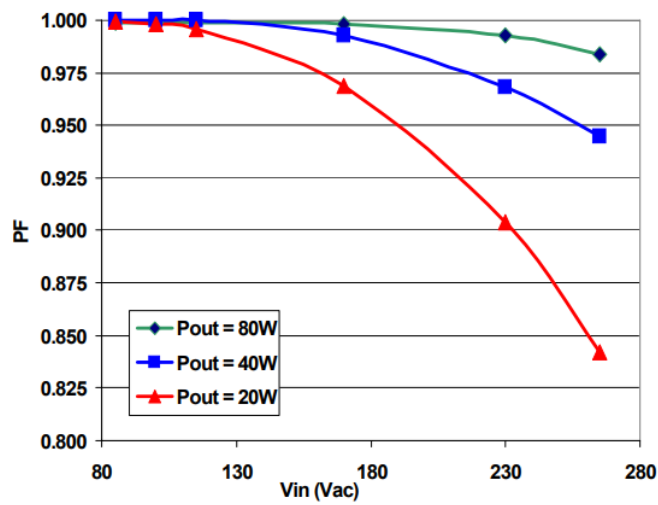
Figura 29 - Vout STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 30).

O fator de potência (PF) e a distorção harmônica total (THD) são ilustrados nas Figuras 30 e 31. Conforme mostrado, o FP medido em plena carga e meia carga permanece perto da unidade em toda a faixa de alimentação da tensão de entrada, enquanto, quando o circuito é fornecendo 20 W, diminui na faixa de alimentação alta.

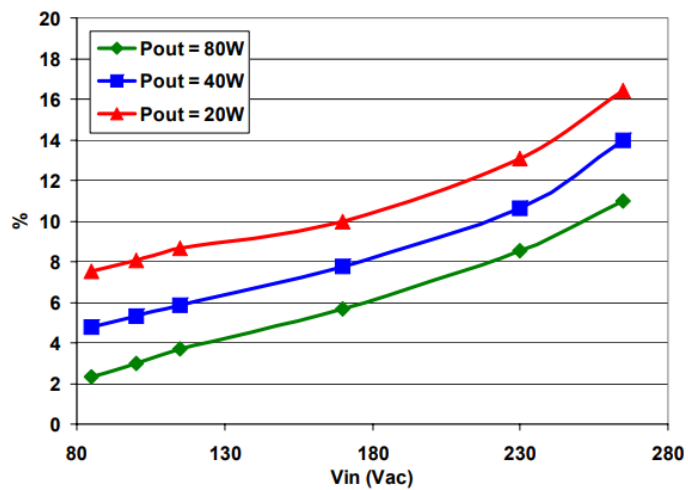
Figura 30 - FP STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 30).

DHT é baixo, permanecendo dentro de 16% em tensão máxima de entrada (STMicroelectronics, 2009).

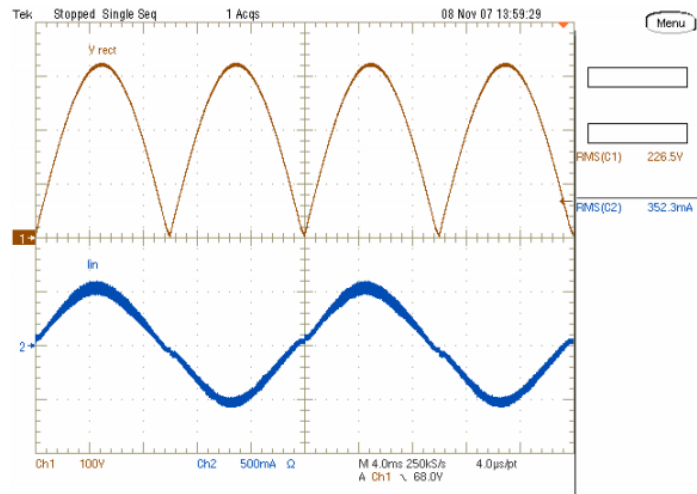
Figura 31 - DHT STEVAL-ISA102V2 x Vin e carga



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 30).

O formato de onda da tensão e da corrente esperado para plena carga, com alimentação de 230 Vac, pode ser visto na Figura 32:

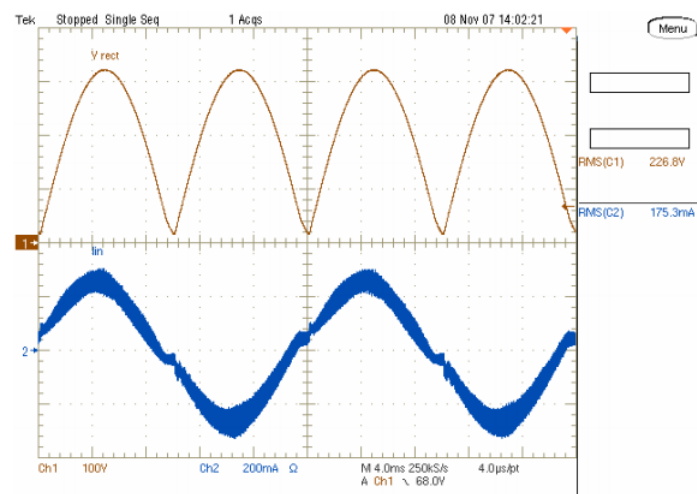
Figura 32 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 80 W



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 31).

Assim como na Figura 33 pode ser visto com uma carga de 40 W.

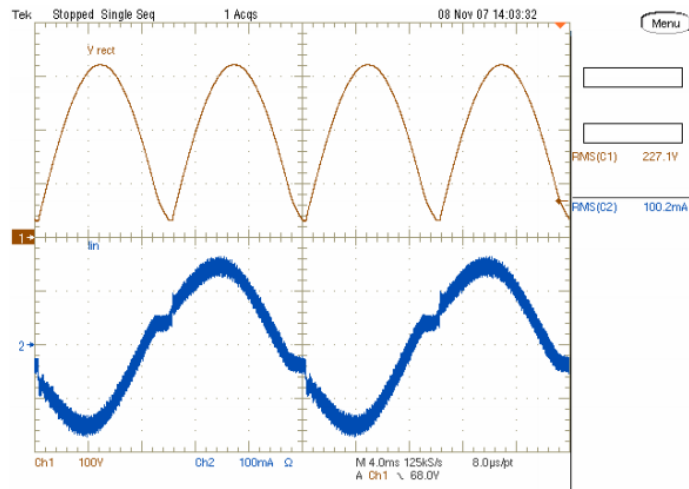
Figura 33 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 40 W



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 31).

E com um carga de 20 W como pode ser visto na Figura 34.

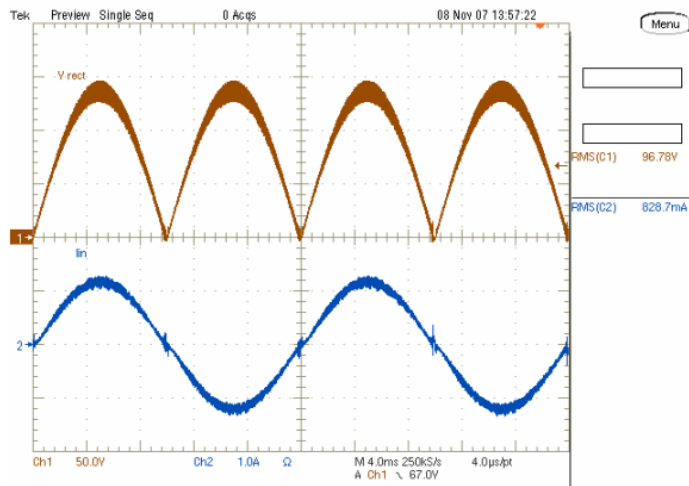
Figura 34 - Corrente de entrada em 230 Vac-50 Hz - carga de 20 W



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 32).

O formato de onda da tensão e da corrente esperado para plena carga, com alimentação de 100 Vac, pode ser visto na Figura 35:

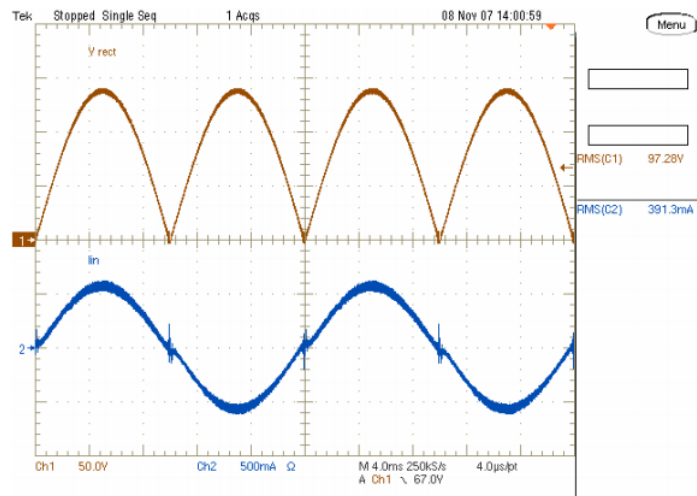
Figura 35 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 80 W



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 31).

Assim como na Figura 36 pode se observar com carga de 40 W.

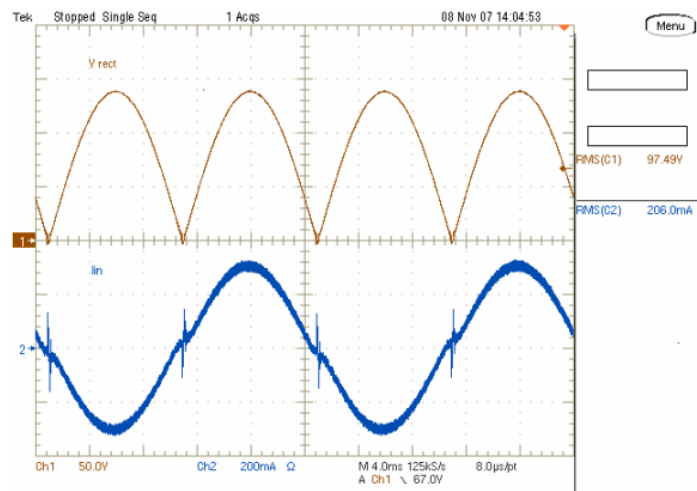
Figura 36 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 40 W



Fonte - STMicroelectronics (2009, p. 31).

E na Figura 37 com uma carga de 20 W.

Figura 37 - Corrente de entrada em 100 Vac-50 Hz - carga de 20 W



Fonte: STMicroelectronics (2009, p. 32).

3 METODOLOGIA

3.1 Projeto do conversor *boost PFC* com UC3854

Para iniciar o projeto da placa PFC com o controlador UC3854 foi necessário estabelecer alguns parâmetros base que podem ser vistos na Tabela 1:

Tabela 1 - Parâmetros base do conversor *boost PFC* com UC3854

TENSÃO DE ENTRADA	VIN	127 Vac
FREQUÊNCIA DA REDE	F	60 Hz
TENSÃO DE RETIFICADA	VCC	179 Vdc
RENDIMENTO	N	98%
TENSÃO DE SAÍDA	VOUT	400 Vdc
POTÊNCIA	PO	250 W
CORRENTE MÁXIMA DE SAÍDA	IOUTmax	1,6 Aac
FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO	FS	50000 Hz
ONDULAÇÃO NA TENSÃO DE SAÍDA		2%
ONDULAÇÃO DA CORRENTE DO INDUTOR		20%

Fonte: Autoria própria (2021).

Com esses números é possível iniciar o desenvolvimento da parte de potência do projeto.

3.1.1 Projeto da parte de potência do conversor *boost PFC* com UC3854

A partir dos parâmetros definidos da seção 3.1 pode-se aplicá-los na Equação 34 para calcular a carga do circuito (Barbi, 2015):

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o}$$

$$R_o = \frac{400^2}{250} = 640 \Omega$$

De forma parecida, também é possível aplicar os valores na Equação 35 para obter o valor máximo de oscilação de corrente no indutor.

$$\Delta I_{in} = \Delta I_l \cdot I_{in(pico)}$$

$$\Delta I_{in} = 0,2 \cdot 2,748 = 0,557 \text{ A}$$

A variável D, responsável pelo ganho do conversor *Boost* é obtida pela Equação 36.

$$D = \frac{V_o - V_{in(pico)}}{V_o}$$

$$D = \frac{400 - 179,605}{400} = 0,551$$

Todos esses parâmetros calculados anteriormente servem para o cálculo da indutância necessária para o indutor do sistema, definido pela Equação 37.

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{F_s \cdot \Delta I_{in}}$$

$$L = \frac{127 \cdot 0,551}{50K \cdot 0,557} = 2,514 \text{ mH}$$

Último componente a ser calculado na parte de potência do conversor é o capacitor de saída, que pode ser obtido através da Equação 38.

$$C_o = \frac{P_o}{2\pi \cdot 2F_s \cdot V_o \cdot \Delta V}$$

$$C_o = \frac{250}{2\pi \cdot 2 \cdot 60.400 \cdot (0,02 \cdot 400)} = 103,6 \mu F$$

3.1.2 Projeto do compensador de corrente do UC3854

Antes de prosseguir, mais alguns parâmetros foram estabelecidos para o projeto:

Tabela 2 - Parâmetros base para o compensador de corrente no conversor *boost* PFC com UC3854

PICO DA CORRENTE DE REFERÊNCIA	IREF	70 μ A
VALORES DE RMO E RCI	RMO E RCI	10 k Ω
ZERO	Fzero	1000
POLO1	FP1	0
POLO2	FP2	50000

Fonte: Autoria própria (2021).

Com os parâmetros definidos, é possível calcular o resistor *shunt*, definido pela Equação 39 (Barbi, 2015).

$$R_{shunt} = \frac{I_{ref} \cdot R_{mo}}{I_{lb}}$$

$$R_{shunt} = \frac{70\mu \cdot 10K}{2,784} = 0,251 \Omega$$

Os outros componentes do regulador de corrente (R_{cz} , C_{cz} e C_{cp}) são calculados pelas Equações 40, 41 e 42 respectivamente.

$$R_{cz} = R_{ci} \cdot 10^{\frac{G_{fp}}{20}}$$

$$R_{cz} = 10K \cdot 10^{\frac{16,155}{20}} = 64,23 \text{ k}\Omega$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot f_{zero}}$$

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \cdot 64,23k \cdot 1k} = 2,478 \text{ nF}$$

$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{cz} \cdot f_s}$$

$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi \cdot 64,23k \cdot 50K} = 49,55 \text{ pF}$$

3.1.3 Projeto do compensador de tensão do UC3854

Para o compensador de tensão é necessário primeiramente calcular o divisor de tensão que será tirado a amostra da tensão de saída. Para esse divisor de tensão é importante se ter em mente as limitações de corrente e tensão aceitas pelas portas lógicas do CI UC3854, tal como também a sua tensão de referência.

Todd (1999) em seu *application note* sugere para conversores *boost* com saídas de 400Vdc o uso de um resistor R_{vi} de:

$$R_{vi} = 510 \text{ k}\Omega$$

Tendo como definido R_{vi} , é possível pela Equação 43 o cálculo de R_{vd} .

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \cdot V_{ref}}{V_o - V_{ref}}$$

$$R_{vd} = \frac{510k \cdot 7,5}{400 - 7,5} = 9,745 \text{ k}\Omega$$

Do mesmo modo podemos utilizar a Equação 44 para achar os valores restantes para o filtro do compensador de tensão.

$$C_{fv} = \frac{\Delta V_o \cdot K_{mv}}{V_a \cdot 2\pi \cdot 2f \cdot R_{vd}}$$

$$C_{fv} = \frac{0,02 \cdot 400 \cdot 0,01}{100m \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 60 \cdot 9,745k} = 108,87 \text{ nF}$$

3.1.4 Projeto do limitador de corrente do UC3854

Para o projeto do limitador de corrente temos um caso parecido com o compensador de tensão, em que é utilizado um divisor de tensão para retirar uma amostra do sinal. Levando em consideração o sinal e as limitações do UC3854 segundo Todd (1999), foi escolhido o valor de R_{pk1} :

$$R_{pk1} = 10 \text{ k}\Omega$$

Dessa forma é possível calcular Rpk2 com a Equação 45.

$$R_{pk2} = \frac{V_{shunt(overload)} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}}$$

$$R_{pk2} = \frac{1,127 \cdot 10K}{7,5} = 1502,67 \Omega$$

3.1.5 Projeto do multiplicador analógico do UC3854

Para o projeto do multiplicado analógico é preciso calcular alguns componentes levando em conta sua função de transferência que pode ser vista na Equação 48. Primeiramente é calculado o resistor Rvac pela Equação 49 (Tood, 1999):

$$R_{vac} = \frac{V_{in(pico)}}{600\mu}$$

$$R_{vac} = \frac{179,60}{600\mu} = 299,341 k\Omega$$

O próximo passo é o cálculo do Feedforward que é representado pelas Equações 48 e 49:

$$V_{ff} = \frac{V_{in} \cdot 0,9 \cdot R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = 1,414 V$$

$$V_{ff} = \frac{V_{in} \cdot 0,9 \cdot (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}} = 7,5 V$$

Definindo um valor para Rff1:

$$R_{ff1} = 910 k\Omega$$

É possível pelas equações anteriores chegar aos valores de Rff2 e Rff3.

$$R_{ff2} = 91 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ff3} = 20 \text{ k}\Omega$$

Com Rff2 e Rff3 calculado, é possível chegar aos valores de Cff1 e Cff2 pelas Equações 50 e 51:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \cdot FP \cdot R_{ff2}}$$

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \cdot 18 \cdot 91K} = 97 \text{ nF}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \cdot FP \cdot R_{ff3}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \cdot 18 \cdot 20k} = 0,4 \text{ }\mu\text{F}$$

3.1.6 Projeto da frequência de chaveamento do UC3854

A frequência de chaveamento é feita pelo resistor Rset e o capacitor Ct.

O resistor Rset é calculado pela Equação 52 segundo Tood (1999):

$$R_{set} = \frac{3,75}{I_{mo}}$$

$$R_{set} = \frac{3,75}{846,67\mu} = 4419,42 \text{ }\Omega$$

O capacitor Ct é calculada pela Equação 53:

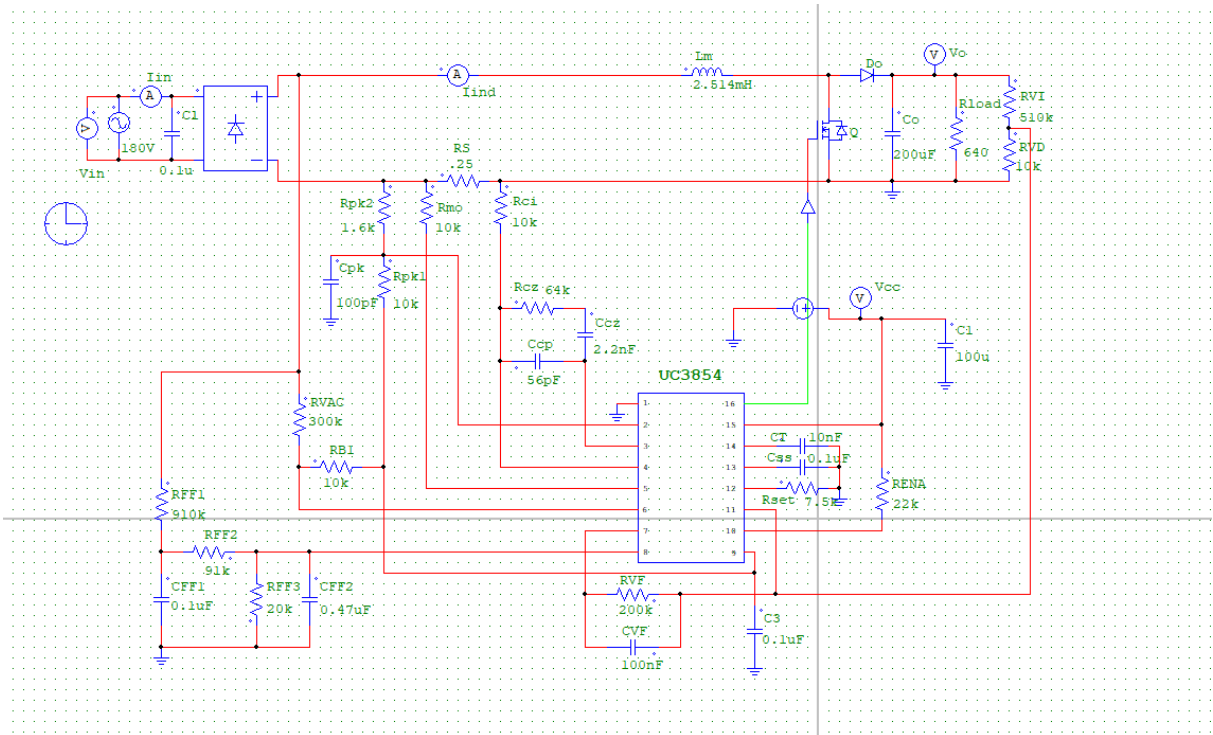
$$C_t = \frac{1,25}{R_{set} \cdot F_s}$$

$$C_t = \frac{1,25}{4419,42 \cdot 50k} = 5,65 \text{ nF}$$

3.1.7 Projeto do circuito do conversor *boost PFC* com UC3854

É possível projetar o circuito como um todo, sendo ele mostrado na Figura 38.

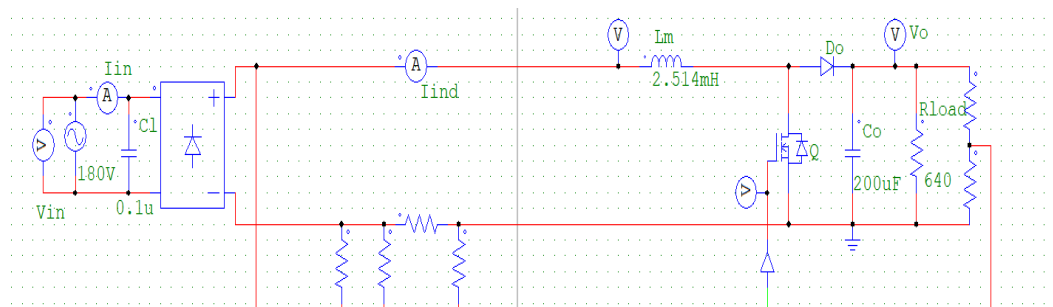
Figura 38 - Circuito projetado *Boost PFC* UC3854



Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 39 mostra a parte de potência do *boost PFC* projetado.

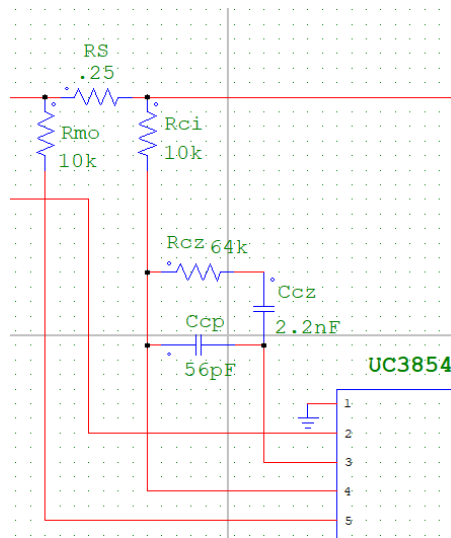
Figura 39 - Circuito projetado *Boost PFC* UC3854 parte de potência



Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 40 mostra o compensador de corrente do *Boost PFC* projetado com UC3854.

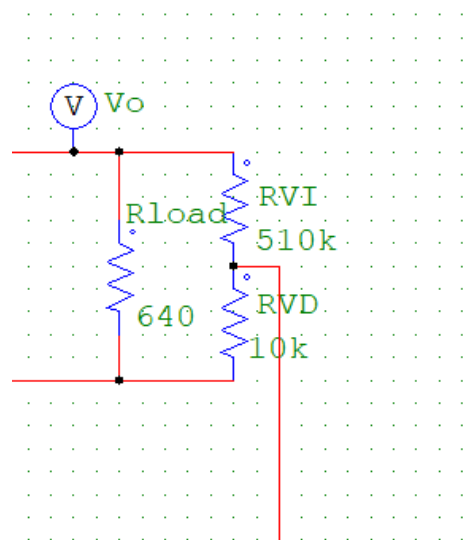
Figura 40 - Circuito projetado *Boost PFC* UC3854 parte do compensador de corrente



Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 41 mostra o compensador de tensão:

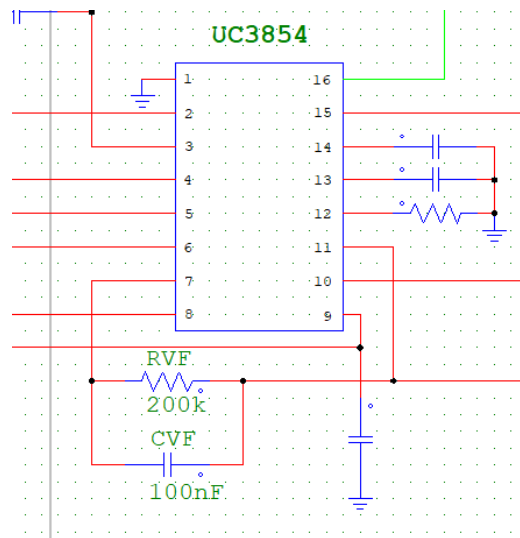
Figura 41 - Circuito projetado *Boost PFC* UC3854 parte do compensador de tensão



Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 42 mostra o resistor RVF e capacitor CVF:

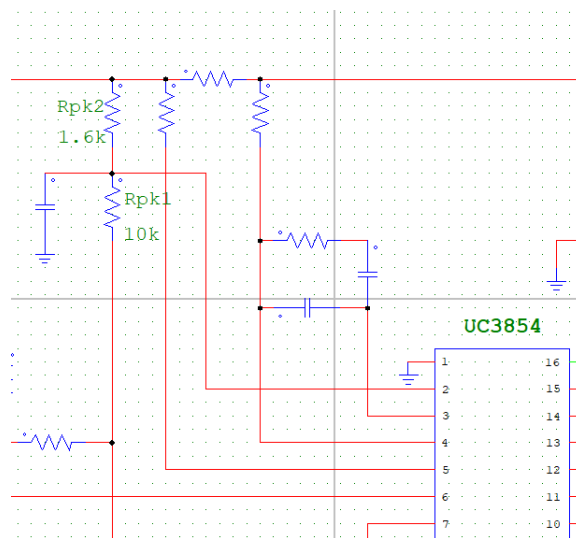
Figura 42 - Circuito projetado *Boost PFC UC3854* componentes RVF e CVF



Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 43 mostra o limitador de corrente:

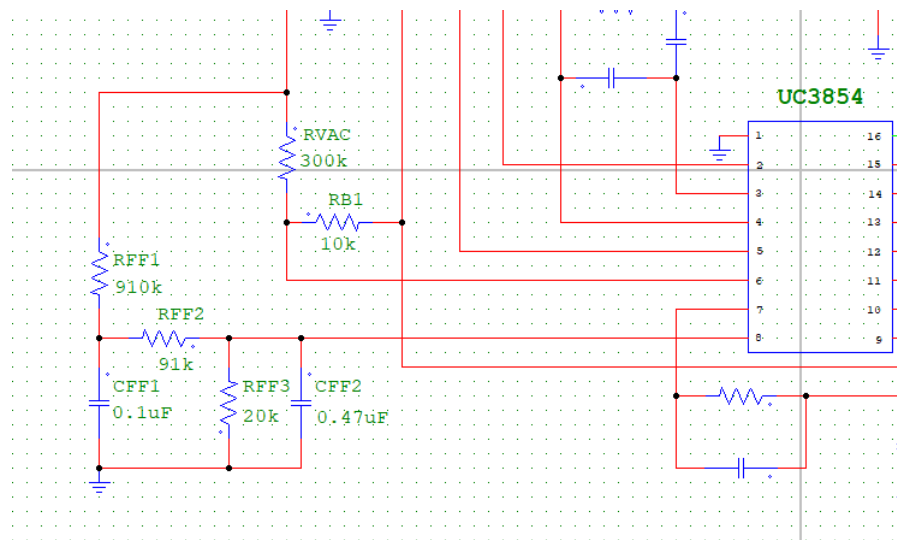
Figura 43 - Circuito projetado *Boost PFC UC3854* parte do limitador de corrente



Fonte: Autoria própria (2021).

E a Figura 44 mostra o circuito de *feedforward* e o resistor Rvac.

Figura 44 - Circuito projetado *Boost PFC UC3854* parte do *feedforward*



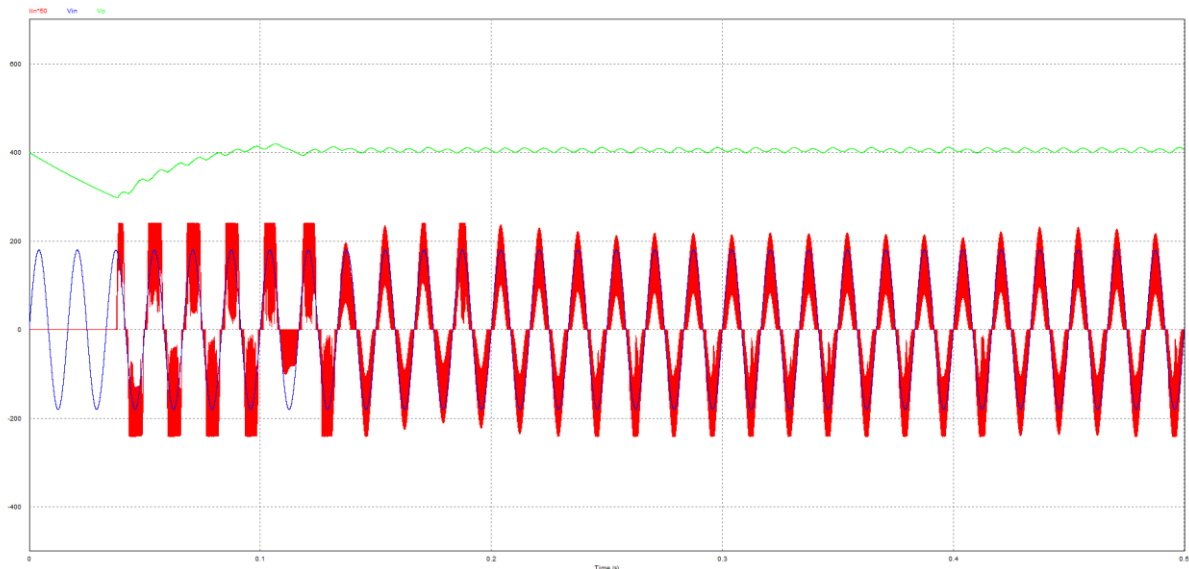
Fonte: Autoria própria (2021).

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 Resultados da simulação do conversor *boost PFC* projetado com UC3854

Para a simulação definimos um intervalo de tempo de 0,5 segundos a partir da partida do sistema, assim obtendo na Figura 45:

Figura 45 - Simulação da placa UC3854



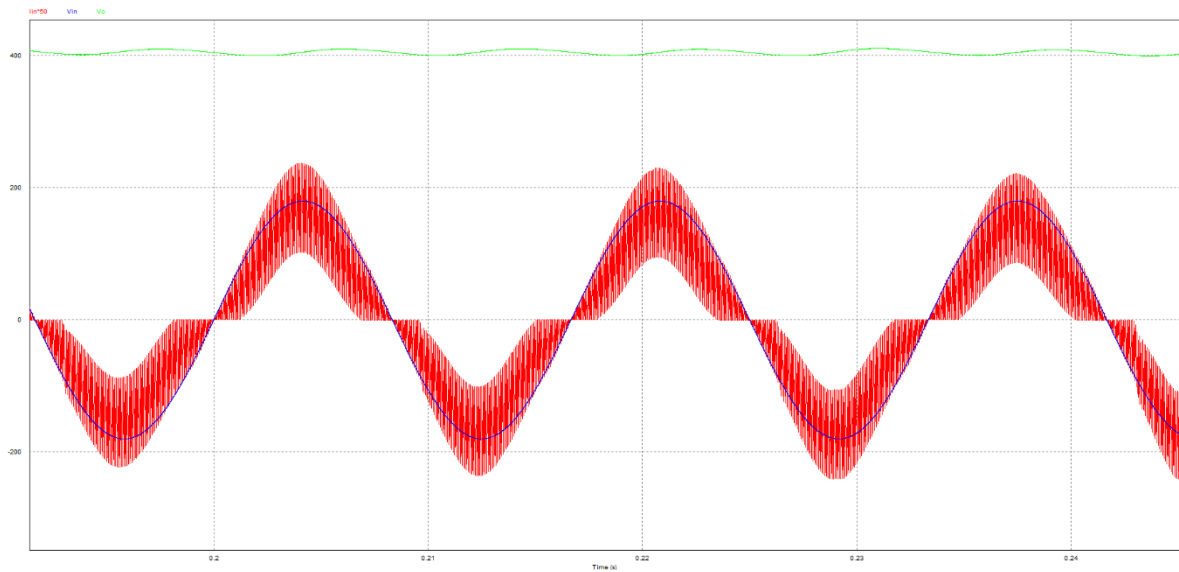
Fonte: Autoria própria (2021).

Nesse gráfico é possível observar os três parâmetros básicos para o estudo da placa desenvolvida:

- Tensão de entrada (azul);
- Corrente de entrada (vermelho);
- Tensão de saída (verde);

Desconsiderando a parte inicial da simulação, onde o sistema ainda está em sua parte de transiente, temos a Figura 46 exemplificando o funcionamento do *PFC* com UC3854, nele é possível observar a corrente e tensão de entrada, ambas em fase, assim garantindo um fator de potência elevado, como também o funcionamento do *Boost* que eleva a tensão de saída para 400 Vdc, com um leve *ripple*.

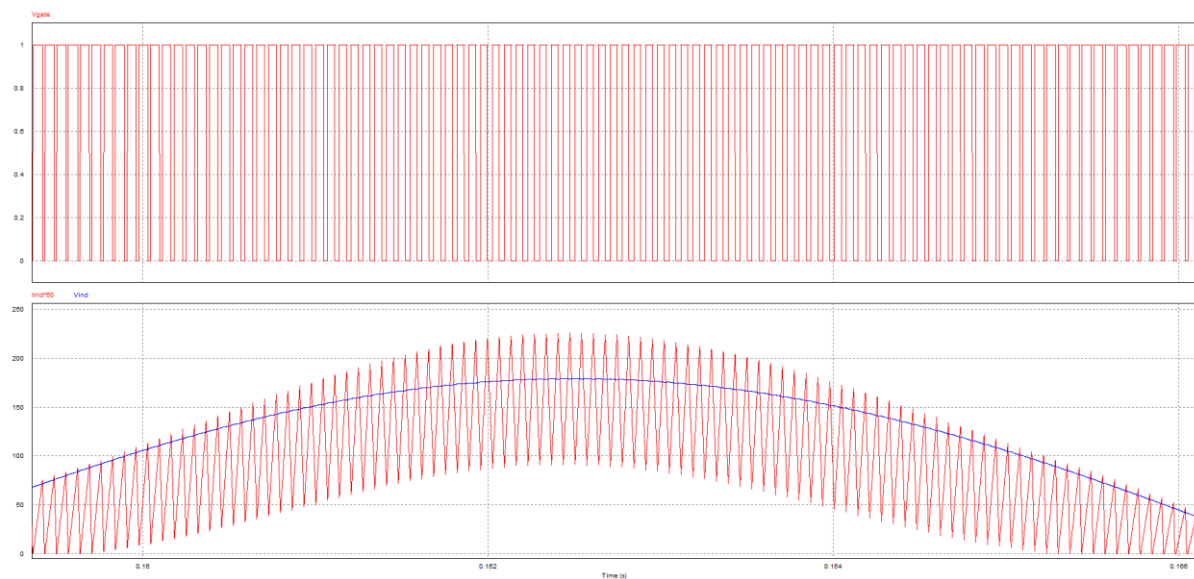
Figura 46 - Gráfico da simulação tensão x corrente placa UC3854



Fonte: Autoria própria (2021).

Na Figura 47 é possível ver alguns parâmetros importantes do funcionamento do controlador UC3854, como um funcionamento de forma crítica no início e final da senoide, sendo que no topos da senoide os pulsos *PWM* pouco mudam, gerando assim por um período o funcionamento do *boost* de forma contínua.

Figura 47 - Gráfico da simulação do chaveamento em relação a senoide de entrada da placa UC3854



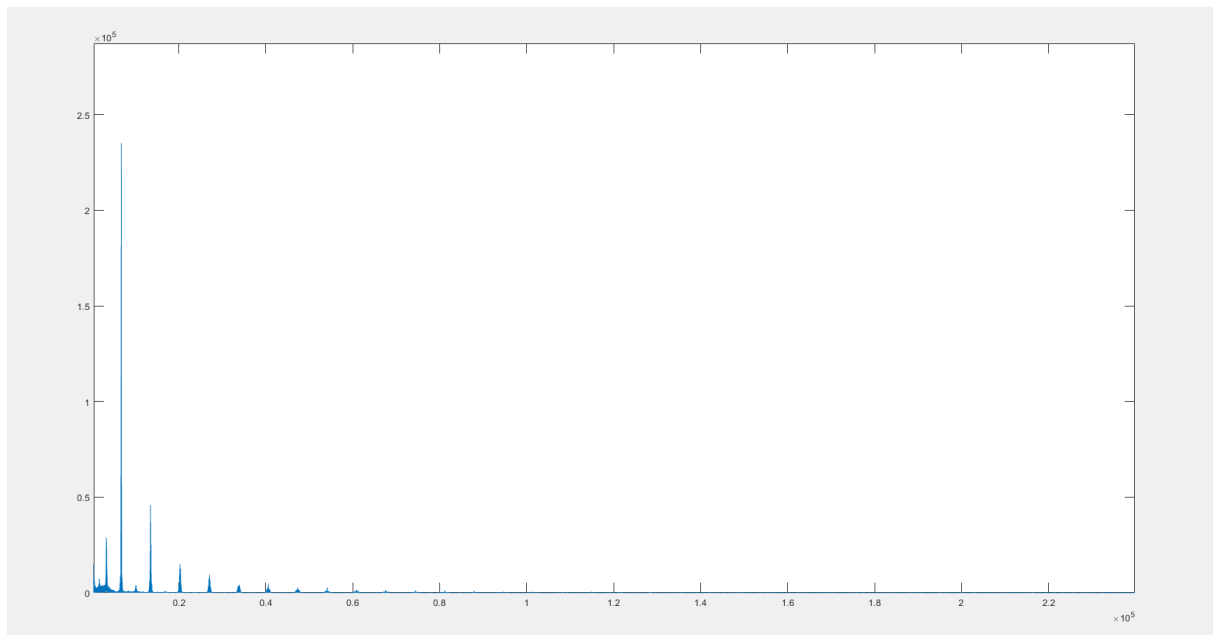
Fonte: Autoria própria (2021).

4.1.1 Resultado da FFT da placa projetada com UC3854

Como já foi apresentado pela Equação 20, além da tensão e da corrente, o outro componente fundamental para o cálculo do fator de potência é a interferência de suas DHT, ou distorções harmônicas, para calcular isso é necessário que o sistema possua um filtro para atenuar essas harmônicas.

Para o cálculo da DHT, é necessário analisar a FFT do sinal gerado pela simulação. A FFT pode ser vista na Figura 48, onde é possível observar o sinal de rede em 60 Hz predominante, e os sinais das harmônicas bem atenuados, mostrando o funcionamento do filtro de DHT.

Figura 48 - FFT da placa UC3854



Fonte: Autoria própria (2021).

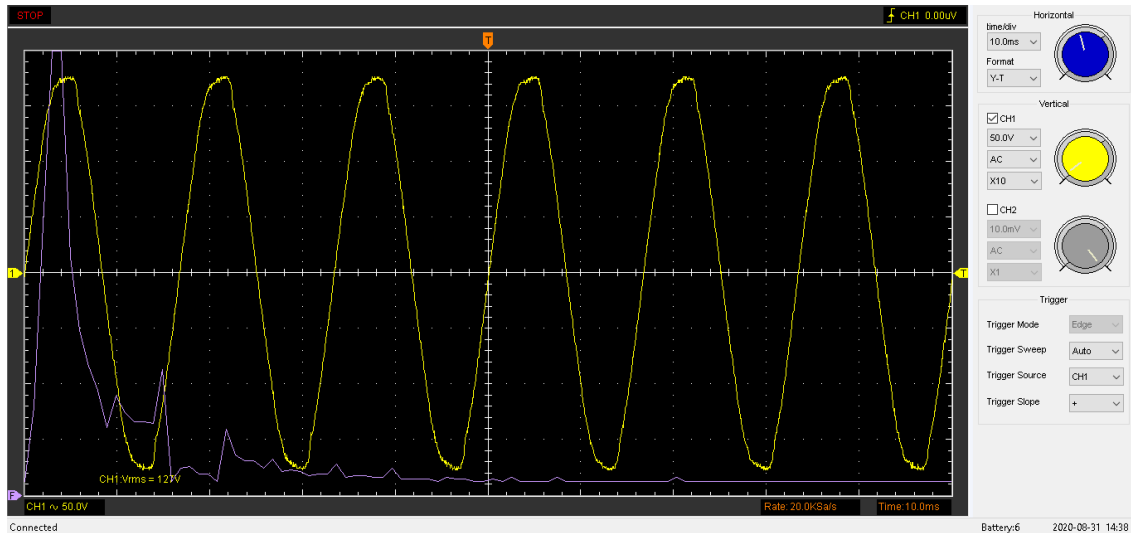
4.2 Análise do funcionamento de um conversor boost *PFC* comercializado para fins didáticos

4.2.1 Filtro harmônico e FFT

Primeiramente foi testado a parte de filtro de harmônicas do circuito, para isso foi testado o sinal de tensão e a sua respectiva FFT da rede de concessionária local,

ligando uma lâmpada fluorescente direto na rede. O resultado pode ser observado na Figura 49.

Figura 49 - FFT e tensão da rede durante teste

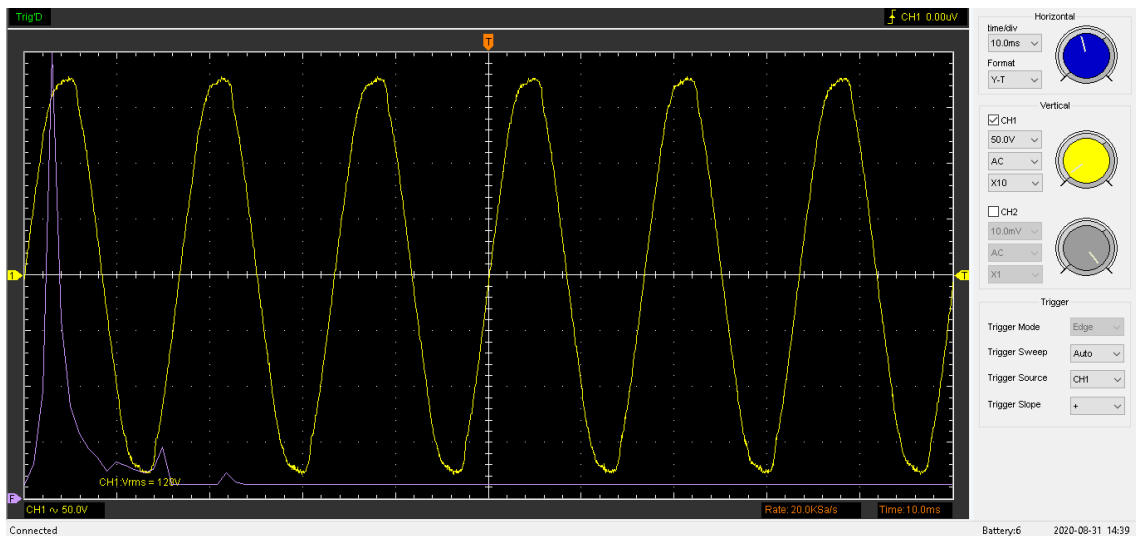


Fonte: Autoria própria (2021).

É possível ver que, além da primeira harmônica, representando o sinal em 60 Hz, há também um valor considerável na segunda e terceira harmônica da rede. Esse teste demonstra claramente os “lixos” que são carregados pela rede e gerados por cargas de teor capacitivo e indutivo.

Em sequência a mesma lâmpada teve em seu barramento DC ligado à saída DC da placa PFC. Medindo a entrada AC da placa PFC obtiveram-se os resultados que podem ser observados na Figura 50. Nela observamos o mesmo sinal de 60 Hz, porém com suas harmônicas sendo atenuadas.

Figura 50 - FFT e tensão de rede com a PFC durante o teste

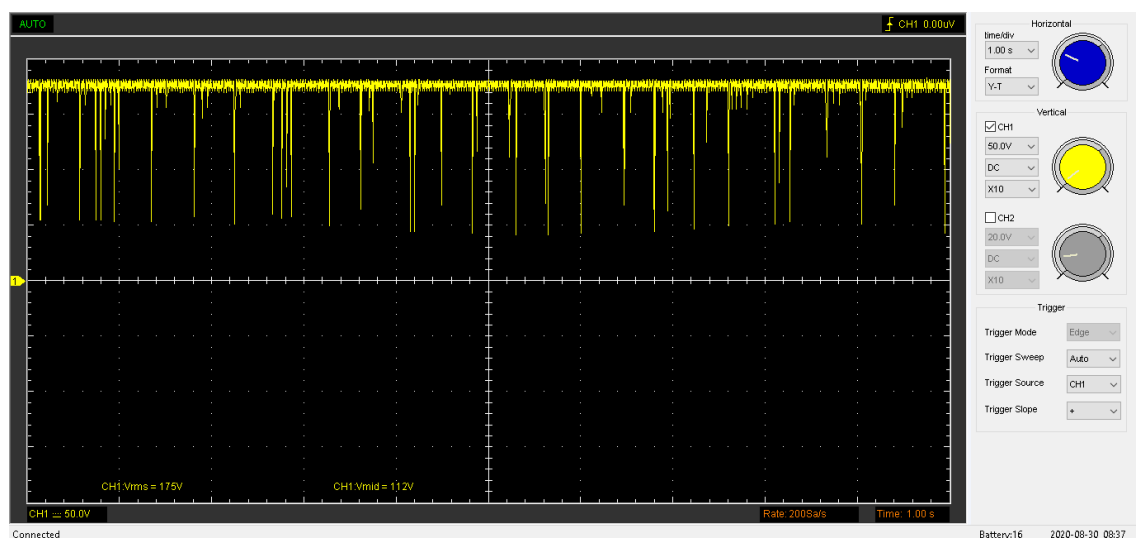


Fonte - Autoria própria (2021).

4.2.2 Conversor *boost* em modo de condução crítico

Para analisar mais detalhadamente o funcionamento do conversor DC-DC da placa PFC foi necessário uma amostra do barramento positivo após o sinal de entrada passar pela ponte retificadora de diodo, nesse local é possível observar o sinal representado pela Figura 51. Nele observamos uma tensão *RMS* de 176 Vdc, porém com quedas quase que periódicas para 112 Vdc, valor mínimo medido pelo osciloscópio.

Figura 51 - Tensão DC após ponte retificadora

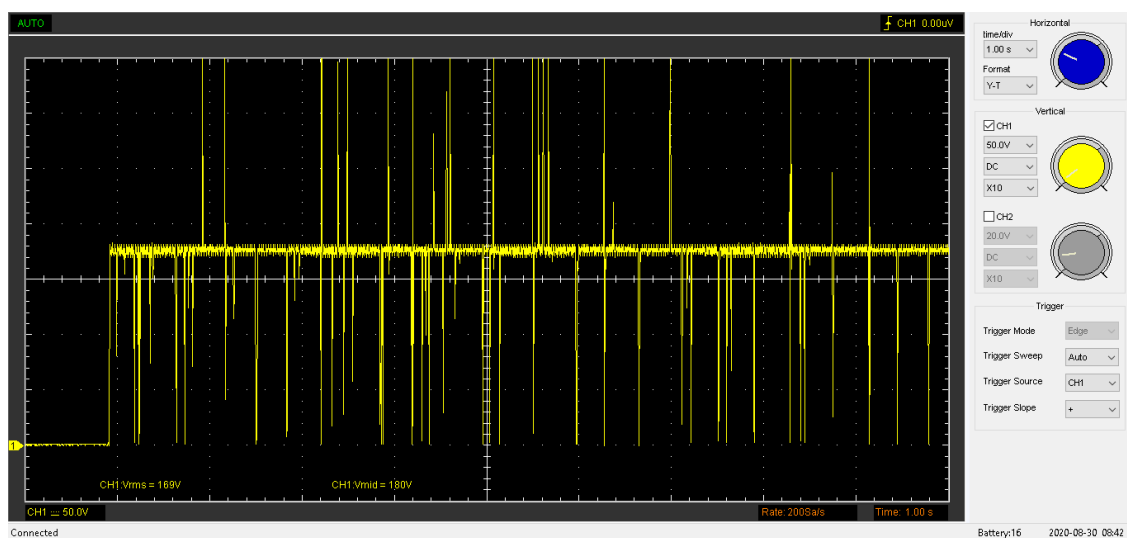


Fonte: Autoria própria (2021).

É possível perceber um sinal já retificado, devido a presença no circuito da ponte retificadora e o capacitor, porém também é apresetado em diversos momentos quedas de tensões. Esse fato é explicado pelo modo em que o transistor chaveia o conversor *boost*, no caso o modo crítico.

Outro ponto importante de análise no circuito *PFC* é a tensão de saída após o Trafo-indutor do circuito *Boost*. Essa tensão é representada pela Figura 52.

Figura 52 - Tensão DC após indutor Boost



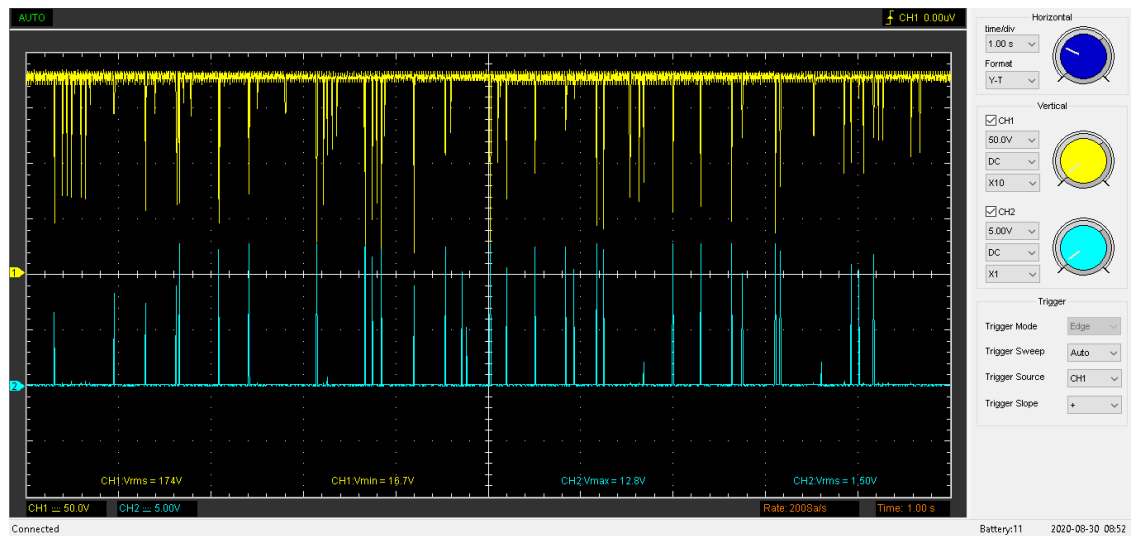
Fonte: Autoria própria (2021).

Diferentemente da tensão apresentada na Figura 51, a tensão de saída após o indutor apresenta diversos picos acima da tensão *RMS*, isso demonstra o momento de carregamento do indutor.

O carregamento do indutor é controlado pelo MOSFET e pelo controlador L6562A. O controlador L6562A, como dito anteriormente, funciona no modo de condução crítica, sua amostragem do sinal de entrada é produzida pelo secundário do Trafo-indutor do circuito *Boost*, é neste ponto em que a corrente de entrada é medida pelo controlador. Também é possível ver um diodo zener, funcionando como regulador de tensão para alimentação do CI.

Nesse ponto, em que o a corrente do indutor chega a zero, ocorre o o disparo de ativação do MOSFET e consequentemente o induzindo o carregamento do indutor, esse pulso pode ser observado na Figura 53 em azul:

Figura 53 - Chaveamento do transistor Boost modo crítico

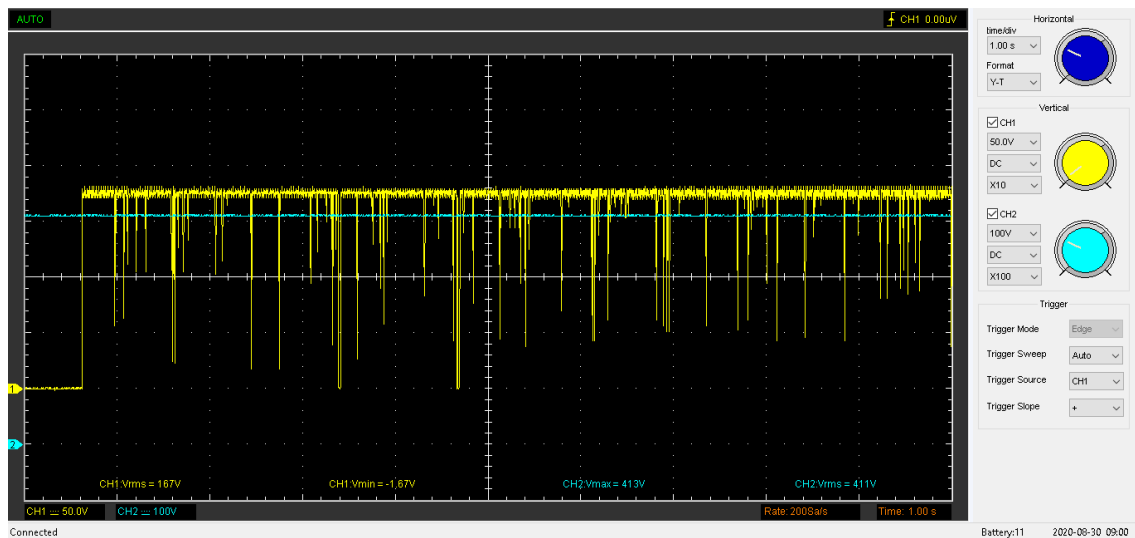


Fonte: Autoria própria (2021).

Na Figura 53 pode-se constatar muitas características importantes da construção do sistema. No canal 1 do osciloscópio, vemos que mesmo a corrente do sinal atingindo o zero, a tensão nunca atinge o zero, certificando que o modo de condução é realmente o crítico e não o descontínuo. Do mesmo modo, o canal 2 representa o pulso de ativação do MOSFET, que é praticamente instantâneo a queda da tensão no indutor, seu pico de tensão é na faixa de 12,8 Vdc, suficiente para abrir o canal de condução do transistor, e que, em sua maior parte, o sistema se apresenta no estado de descarregamento do indutor, sendo apenas acionado por pulsos e não de forma constante.

A tensão de saída do conversor *boost* pode ser observada após o diodo do conversor, nesse ponto o sinal registrado é representado pela linha azul na Figura 54, tendo um valor de 400 Vdc:

Figura 54 - Tensão de saída



Fonte: Autoria própria (2021).

Diferentemente do sinal registrado após a ponte retificadora o sinal registrado é totalmente estável e sua variação em relação ao sinal aplicado na entrada da placa é praticamente desprezível.

4.2.3 Análise da tensão de saída

A próxima análise feita foi o quanto a tensão de entrada do sistema poderia afetar diretamente o funcionamento do conversor *Boost* e como isso iria alterar a tensão de saída VDC na placa.

Para essa análise foi escolhido como ponto de partida a tensão de 90 Vac por se tratar de um valor próximo ao mínimo estipulado pelo fabricante. Aumentando a tensão gradativamente até ser atingido 250 Vac, tensão máxima estipulada pelo fabricante. Os resultados obtidos podem ser vistos na Tabela 3.

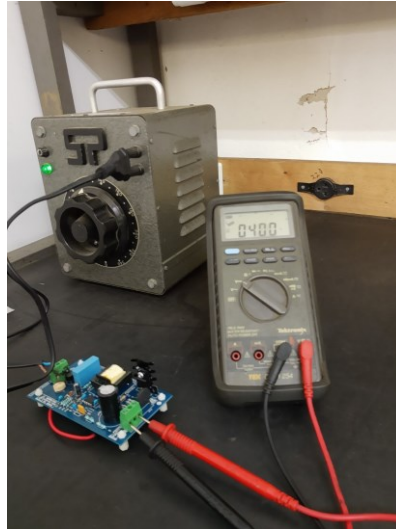
Tabela 3 - Comportamento da tensão de saída com variação da tensão de entrada.

TENSÃO DE ENTRADA	TENSÃO DE SAÍDA
90 Vac	400 Vdc
127 Vac	400 Vdc
220 Vac	401 Vdc
250 Vac	401 Vdc

Fonte: Autoria própria (2021).

A Figura 55 mostra o teste em laboratório com tensão de alimentação 127 Vac.

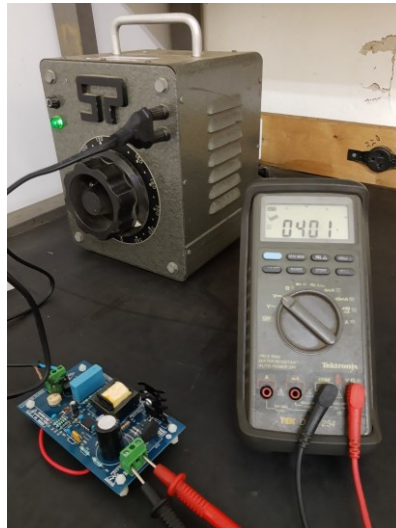
Figura 55 - Tensão de flutuação em rede 127 Vac



Fonte: Autoria própria (2021).

E a Figura 56 mostra com tensão 220 Vac.

Figura 56 - Tensão de flutuação em rede 220 Vac



Fonte: Autoria própria (2021).

É notável que o experimento na prática se mostrou ainda mais eficiente do que o apresentado pelo *datasheet* do fabricante, mesmo a tensão de entrada sofrendo um aumento em sua amplitude, registrou um aumento na tensão de saída de 1 Vdc.

4.2.4 Análise da tensão e corrente de entrada

A Figura 57 mostra o teste de análise da tensão e corrente de entrada:

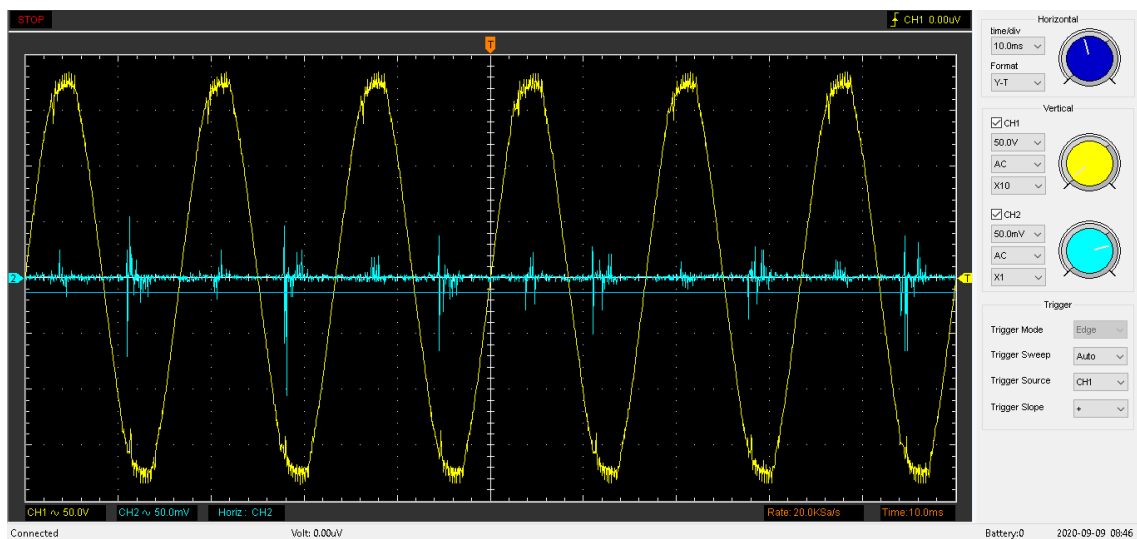
Figura 57 - Instalação para medição da corrente de entrada em relação a tensão de entrada



Fonte: Autoria própria (2021).

O sinal medido pode ser observado na Figura 58.

Figura 58 - Tensão de entrada x corrente de entrada



Fonte: Autoria própria (2021).

5 CONCLUSÃO

Inicialmente foi apresentado a forma mais comum de se representar o cálculo do fator de potência de um sistema. Utilizando o triângulo de potências é sim possível chegar em um valor muito próximo ao valor real, porém como mostrado na seção 2.3, o sinal de tensão é fundamentalmente 60 Hz, entretanto, devido a diversos motivos, temos formações de harmônicas no sistema, que por sua vez também influenciam no cálculo do fator de potência, mostrando que não é possível levar apenas o triângulo de potências como fator decisivo no cálculo. Para isso é necessário entender que o fator de potência pode ser muito afetado pela segunda e terceira harmônica do sinal, tal como também pelo tipo de carga em que é ligado.

As cargas são divididas em cargas resistivas, cargas capacitivas e cargas indutivas. Como apresentadas na Seção 2.1, dependendo do tipo de carga que se apresenta no sistema, temos uma influência na corrente do sistema, tal como no triângulo de potências. Assim é por meio dessa dissipação de energia em cada tipo de carga que se baseia as formas passivas de correção do fator de potência.

No geral, as cargas tem um teor mais indutivo, gerando um atraso no ciclo da corrente em relação ao da tensão. Com isso, é possível ligar paralelamente a carga outra carga, porém com teor capacitivo, gerando um avanço do sinal da corrente, e assim compensando a carga principal. Essa carga secundária é um banco de capacitores.

Embora muito aplicada no setor industrial e em cargas de grande potência, o método passivo de correção não apresenta uma grande tecnologia embarcada, e visto que o valor final da correção não é alto, pois a carga muitas vezes pode variar o seu consumo, o método passivo ainda se destaca pelo baixo custo, porém se mal dimensionado pode gerar custos no consumo de energia, além de não corrigir os problemas das harmônicas geradas na rede.

Outro problema comum, porém de menor escala, são as harmônicas e picos de carregamentos em pontes retificadoras. Analisando o gráfico de tensão e corrente de entrada, como pode ser visto na Figura 12, é possível calcular o fator de potência e obtendo um número muito baixo, pois a corrente de entrada não acompanha o sinal da tensão de entrada. O método ativo utilizando um conversor *boost* PFC foi implementado para resolver esse problema, fazendo um sistema entregar mais potência ativa sem necessariamente colocar componentes maiores.

Um fator importante a ser debatido é a escassez de componentes eletrônicos no mercado brasileiro, mesmo já sendo utilizado por algumas décadas, o controlador UC3854 como o mais novo L6562A são pouco comercializados no mercado brasileiro, tornando difícil a fabricação da placa desenvolvida para o UC3854 e sendo necessário a importação de uma placa de testes da fabricante STMicroelectronics para testes do L6562A, visto que em território nacional foi apenas encontrado o componente em encapsulamento de *SMD*.

O projetos em si eram limitados a uma potência baixa, neste caso, limitando e muito sua aplicação sem a necessidade de um segundo conjunto para rebaixar essa tensão. Embora seja mencionado pelo fabricante, muitos dos sistemas de iluminação com alimentação de 400 Vdc ultrapassam a potência de projeto, que de certa maneira é muito baixa, e acabam por abrir os elementos de proteção do próprio sistema, como o fusível 4 A da entrada.

A placa PFC STEVAL-ISA102V2 se mostrou muito eficiente na maioria dos testes feitos, em certos casos até superando gráficos do fabricante, como na atenuação de harmônicas, observadas nas Figuras 27 e 28 e medidos na prática na Figura 50. Sendo um dos principais fatores para se ter um bom fator de potência, porém o teste final da tensão e corrente de entrada se mostrou um tanto inconclusivo, devido ao sinal de corrente do circuito ser uma corrente muito baixa, em torno de 1 Ampère de pico, no caso a ponteira de indução trabalhava em sua configuração mais sensível na escala de 100:1, gerando um sinal muito fraco e que se mostrou difícil de ser notado devido a presença de muito ruído, embora seja possível em alguns momentos observar picos de medição em fase com a tensão de entrada do equipamento, indicando assim um faseamento do sistema.

Por fim é importante reparar no avanço da tecnologia embarcada em ambos os CI de controles das placas abordadas no projeto. Para o CI UC3854, que já tem mais tempo de sua criação, podemos observar um componente com uma pinagem no formato DIP16 sendo todos os seus terminais utilizados como parâmetros para o chaveamento PWM do *Boost*, nele também temos uma chaveamento quase que constante do PWM gerando momentos um sistema Boost que se comporta como condução descontínua durante o ciclo da senoide de entrada como pode ser visto na Figura 47. Para o componente L6562A obtemos um componente DIP8, com apenas oito terminais, mostrando que muito dos componentes que ficavam fora do UC3854 já estão implementados dentro do próprio componente, possibilitando um projeto menor

e mais fácil devido ao menor número de componentes. Vale também ressaltar que contrário ao UC3854, o L6562A funciona apenas no modo de condução crítica do *boost*, tendo um controle de corrente mais preciso, isso tudo pode ser observado na Figura 53, devido a queda da tensão do indutor, resultado do momento em que a corrente zera, e o pulso PWM é gerado no exato. Essas vantagens se somam a possibilidade de usar *range* muito maior de tensões de entrada visto que a placa funciona entre as tensões de 80-250 Vac.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Nota Técnica nº 0083/2012-SRD/ANEEL**. Brasília, 2012.

BARBI, I.; MARTINS, D. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 3. ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2008.

BARBI, I. **Retificadores Monofásicos com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Boost**. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

BOYLESTAD, R. L. **Introdução à Análise de Circuitos**. 10. ed. São Paulo: Prentice Hall/Pearson, 2004.

CREDER, H. **Instalações Elétricas**. 14. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000.

FLARYS, F. **Eletrotécnica Geral**. 1. ed. São Paulo: Editora Manole, 2006.

FENILI, M. P. **Estudo e implementação de um filtro ativo paralelo monofásico de 8kva**. 2007. Dissertação (Mestrado - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2007. Disponível em: <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/89879/240188.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em : 04 setembro 2021.

FILHO, J. M. **Instalações Elétricas Industriais**. 7. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2007.

MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Balanco Energético Nacional 2015: Ano base 2014 / Empresa de Pesquisa Energética**. Rio de Janeiro: EPE, 2015.

POMILIO, J. A. **Pré-reguladores de Fator de Potência**. Campinas: FEE, 2018.

RIBEIRO, E. R. **Filtros Ativos Série para a Compensação Harmônica de Tensão**. 2003. Tese (Doutorado - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, , Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2003. Disponível em : <https://repositorio.ufsc.br/xmlui/bitstream/handle/123456789/85123/194129.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em : 04 setembro 2021.

STMicroelectronics. **Solution for designing a transition mode PFC preregulator with the L6562A**. 2009.

STMicroelectronics. **80 W high performance transition mode PFC evaluation board based on L6562A**. 2016.

TOOD, P.C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design.**
Application Note AN-U-134. Texas: Texas Instruments Incorporated. 1999.

VILLATE, J. **11- Circuitos de corrente alternada.** Disponível em:
<https://centrosocialazurva.org/seccao.php?s=pre-escolar>. Acesso em: 7 nov. 2021.