

UNIVERSIDADE DE CAXIAS DO SUL – UCS

FELIPE SILVA DA ROSA

**CONTROLADOR DE FATOR DE POTÊNCIA PARA EQUIPAMENTOS DE SOLDAGEM
A ARCO ELÉTRICO**

BENTO GONÇALVES

2020

FELIPE SILVA DA ROSA

**CONTROLADOR DE FATOR DE POTÊNCIA PARA EQUIPAMENTOS DE SOLDA
A ARCO ELÉTRICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado a Área do Conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias da Universidade de Caxias do Sul como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Orientador: Prof. Me. Anderson Soares dos Santos

BENTO GONÇALVES

2020

FELIPE SILVA DA ROSA

**CONTROLADOR DE FATOR DE POTÊNCIA PARA EQUIPAMENTOS DE SOLDA
A ARCO ELÉTRICO**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação apresentado a Área do Conhecimento de Ciências Exatas e Engenharias da Universidade de Caxias do Sul como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica.

Aprovado em ____/____/____

Banca Examinadora:

Prof. Me. Anderson Soares dos Santos (orientador)
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Profa. Me. Patricia Giacomelli
Universidade de Caxias do Sul – UCS

Prof. Me. Ângelo Zerbetto
Universidade de Caxias do Sul – UCS

AGRADECIMENTOS

Devo muito reconhecimento pela motivação pregada pela família e amigos em cima de todos estes anos de graduação, que me fortaleceram e me fizeram acreditar nesta conquista.

Ao meu pai Paulo Roberto da Rosa, que foi sábio e me ensinou tudo o que eu precisava para ser um bom homem.

A minha mãe Ana Soely Silva da Rosa que sempre foi guerreira, me ensinou a nunca desistir e lutar por aquilo que acredito.

Por minha irmã Ana Paula Silva da Rosa e minha irmã de criação Silvana da Silva que sempre me trouxe motivação e força quando precisava.

A minha tia Gládis Iracema da Rosa que cuidou de mim e me criou para ser o homem que sou hoje.

Ao meu falecido avô que, enquanto vivo, me incentivava a estudar e me abençoava com seu sorriso e carinho.

Ao amigo Antônio Cesar de Oliveira Branco, que me inspirou a gostar de eletrônica e que, acima de tudo, me ensinou a ser uma pessoa e um profissional de bom coração.

RESUMO

Os dispositivos e equipamentos eletrônicos disponibilizam características elétricas diferentes, induzindo cargas indutivas, capacitivas ou resistivas. Gerando, assim, potências reativas, ativas e aparentes. Potências que são utilizadas para as ações dos componentes eletrônicos como acionamentos, geração de luz e calor. Em circuitos resistivos a potência armazenada é dissipada em forma de calor, no entanto, em circuitos onde há cargas reativas, com capacitores e indutores, a potência chamada reativa, não é totalmente utilizada, fazendo com que grande parte seja desperdiçada. Isso faz com que gere distúrbios na rede elétrica, chamado de harmônicos, que são frequências múltiplas da fundamental. Contudo, a potência utilizada na aplicação se torna inferior à potência consumida, fazendo com que tenha um desperdício de energia elétrica. O trabalho teve como objetivo realizar um estudo da qualidade de energia e dos problemas energéticos que equipamentos de solda a arco elétrico causam e com isso, realizar a correção de forma eletrônica. O projeto irá diminuir o índice de distorções harmônicas, corrigir o fator de potência e diminuir as interferências eletromagnéticas geradas pelo sistema à rede, controlando a forma de onda da corrente de consumo através do chaveamento de uma carga indutiva. O intuito é utilizar quase toda a potência consumida da rede. Pois, segundo a Lei da Termodinâmica, não podemos utilizar toda a energia fornecida, mas como PFC, é possível ter uma relação do valor de potência da entrada e da saída do sistema muito próximos.

Palavras-chave: PFC. Distorções Harmônicas. Solda a Arco Elétrico. Compatibilidade Eletromagnética.

ABSTRACT

Electronic devices and equipment provide different energy resources using inductive, capacitive or resistive loads. Generating reactive, active and apparent powers. Powers that are used for actions of electronic components such as drives, light generation and heat. In resistive circuits, the storage power is dissipated as heat, however, in circuits where there are reactive loads like capacitors and inductors, the power is not fully released, causing that much part of it is wasted. This causes disturbances, called harmonics, which are multiple frequencies of the fundamental. However, a power used in the application becomes less than the power consumed, causing a waste energy. This work is a study of the power quality and the energy problems arc welding equipment cause and, with that, make a correction of the electronic form through an electronic circuit. The circuit will also decrease the rate of harmonic distortions, power factor correction and decrease the electromagnetic interference generated by the system to the grid by controlling a current waveform through the switching an inductive load. The intention is to use almost all the energy consumed by the network. Almost all, because according the Law of Thermodynamics, cannot use all the energy saved, but with PFC is possible to have a very close input-to-output power.

Keyword: PFC. Harmonic Distortion. Arc Welding. Electromagnetic Compatibility.

LISTA DE SIGLAS

AC	Tensão Alternada
DC	Tensão Contínua
SCR	Retificadores Controlados de Silício
FEM	Força Eletromotriz
I	Corrente Elétrica
V	Tensão Elétrica
P	Potência Ativa
S	Potência Aparente
Q	Potência Reativa
RMS	<i>Root Mean Square</i>
FP	Fator de Potência
CEM	Compatibilidade Eletromagnética
RLC	Resistor Indutor e Capacitor
PFC	<i>Power Factor Corrector</i>
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>ConductionContinuousMode</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
R	Resistor
L	Indutor
C	Capacitor
EMI	<i>ElectromagneticInterference</i>
CCM	<i>Continue Conduction Mode</i>
DCM	Modo de Condução Descontínua
ACM	<i>AverageCurrentModeBoost PFC</i>
TIG	Tungstênio Inerte Gás
MIG	Metal Inerte Gás
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
CI	Circuito Integrado
VAR	Volt Ampere Reativo
VA	Volt Ampere

LISTA DE SÍMBOLOS

Hz	Hertz
I	Ampere
V	Volts
W	Watts
dB/dec	Decibéis por Década
V/m	Volt por metro
A/m	Ampére por metro
dB	Decibel

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama esquemático de um equipamento eletrônico tiristorizado	21
Figura 2 – Tempo de disparo do tiristor na forma de onda da corrente de saída	21
Figura 3 – Princípio de funcionamento de um equipamento inversor.....	22
Figura 4 – Diagrama de um equipamento de solda inversor	22
Figura 5 – Somatório de frequências múltiplas da fundamental.....	24
Figura 6 – Senóides de frequências diferentes	24
Figura 7 – Distorção Harmônica de 3ª Ordem.....	25
Figura 8 – Filtro LC Simples.....	28
Figura 9 – Filtro duplo LC.....	28
Figura 10 – Filtro π	28
Figura 11 – Circuito PFC em um equipamento	29
Figura 12 – Topologias de PFC.....	30
Figura 13 – Conversor <i>Boost</i> PFC	31
Figura 14 – Forma de Onda da Corrente de entrada <i>Boost</i> PFC.....	32
Figura 15 – Formas de onda de um sistema com e sem PFC	32
Figura 16 – Formas de Onda <i>Boost</i> PFC em Modo de Condução Descontínua.....	33
Figura 17 – Primeira, segunda e terceira etapa modo descontínuo	34
Figura 18 – Formas de Onda <i>Boost</i> PFC em Modo de Condução Contínua	35
Figura 19 – Primeira e segunda etapa modo contínuo, conversor <i>Boost</i>	35
Figura 20 – Topologias Correção de Fator de Potência.....	36
Figura 21 – Conversor operando em ACM PFC.....	37
Figura 22 – Formas de onda do conversor ACM PFC	38
Figura 23 – Conversor operando em <i>Interleaved</i> PFC.....	38
Figura 24 – Formas de onda do conversor <i>Interleaved</i> PFC.....	39
Figura 25 – Conversor operando em BTBBL PFC	39
Figura 26 – Formas de onda do conversor BTBBL PFC	40
Figura 27 – Conversor operando em SBL PFC.....	40
Figura 28 – Formas de onda do conversor SBL PFC.....	41
Figura 29 – Topologia <i>Boost</i> PFC trifásico.....	42
Figura 30 – Formas de onda conversor <i>Boost</i> PFC trifásico.....	42
Figura 31 – Controle <i>Boost</i> PFC	43
Figura 32 – Problemas de CEM	45

Figura 33 – Custo relativo a resolver problemas de ruído	45
Figura 34 – Fluxograma Compatibilidade Eletromagnética	46
Figura 35 – Circuito de definição do uso de Decibel	47
Figura 36 – Corrente modo comum e diferencial em um conversor	49
Figura 37 – Tipos de detectores de Interferências Eletromagnéticas.....	50
Figura 38 – Topologia Filtro EMI	50
Figura 39 – Sistema Proposto	56
Figura 40 – Metodologia de projeto	57
Figura 41– Circuito de entrada da Máquina de Solda	59
Figura 42 – Controlador <i>Boost</i> PFC MCC UCC28019	61
Figura 43 – Entrada e Saída do Amplificador.....	63
Figura 44 – Controlador <i>Boost</i> PFC MCC UCC28019	64
Figura 45 – Projeto interno UCC28019	65
Figura 46 – Pino VINS UCC28019	66
Figura 47 – Pino VSENSE UCC28019.....	67
Figura 48 – Pino GATE UCC28019.....	68
Figura 49 – Pino ISENSE UCC28019	69
Figura 50 – Curva $I_{fx}V_f$ C3D20060D.....	74
Figura 51 – Curva $I_{cx}V_{CE}$ FGW50N60H	76
Figura 52 – Simulação do Conversor <i>Boost</i> PFC.....	79
Figura 53 – Formas de Onda da Simulação do Conversor <i>Boost</i> PF.....	80
Figura 54 – Esquema eletrônico etapa de controle	82
Figura 55 – Foto do circuito de controle	83
Figura 56 – Esquema eletrônico etapa de potência	84
Figura 57 – Foto do circuito de potência	84
Figura 58 – Foto do equipamento WT 500 Yokogawa	85
Figura 59 – Foto do experimento	86
Figura 60 – Foto do teste sem circuito <i>Boost</i> PFC	88
Figura 61 – Foto do teste com circuito <i>Boost</i> PFC	89
Figura 62 – Análise Harmônicas sem <i>Boost</i> PFC	91
Figura 63 – Análise Harmônicas com <i>Boost</i> PFC	92
Figura 64 – Laboratório de Interferência Eletromagnética	94
Figura 65 – MXE EMI Receiver	95
Figura 66 – Medição com equipamento de solda desligado MXE EMI Receiver	96

Figura 67 – Medição com equipamento de solda em vazio MXE EMI Receiver	96
Figura 68 – Medição em carga de 50A MXE EMI Receiver	97
Figura 69 – Medição em carga de 100A MXE EMI Receiver	97
Figura 70 – Esquema eletrônico Filtro EMI	98
Figura 71 – Circuito Filtro EMI.....	99
Figura 72 – Medição em vazio com filtro MXE EMI Receiver.....	99
Figura 73 – Medição em 50A com filtro MXE EMI Receiver.....	100
Figura 74 – Medição em 100A com filtro MXE EMI Receiver.....	101
Figura 75 – EMI Receiver MXE EMI Receiver.....	108
Figura 76 – MXE EMI Receiver	108
Figura 77 – Range MXE EMI Receiver	109
Figura 78 – RF Input MXE EMI Receiver	109
Figura 79 – Limites MXE EMI Receiver.....	110
Figura 80 – Open MXE EMI Receiver	110
Figura 81 – Arquivo limites MXE EMI Receiver.....	111
Figura 82 – Arquivo frequências MXE EMI Receiver	111
Figura 83 – Correction On MXE EMI Receiver.....	112
Figura 84 – Carregando medições MXE EMI Receiver.....	112

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação de componentes das topologias PFC	37
Tabela 2 – Resultado experimental das topologias PFC.....	41
Tabela 3 – Exemplo de valores em Decibéis	48
Tabela 4 – Limites de harmônicas IEC 61000-3-2	52
Tabela 5 – Limites de harmônicas IEC 61000-3-4	53
Tabela 6 – Limites de distúrbio de tensão sem carga, IEC 60974-10	54
Tabela 7 – Limites de distúrbio de tensão com carga, IEC 60974-10	54
Tabela 8 – Portes de Equipamentos de solda a Arco Elétrico.....	55
Tabela 9 – Dados de entrada circuito <i>Boost</i> PFC	58
Tabela 10 – Pinos CI UCC28019	61
Tabela 11 – Resultado do Teste sem <i>Boost</i> PFC ligado em 220Vac.....	87
Tabela 12 – Resultado do Teste com <i>Boost</i> PFC ligado em 220Vac.....	87
Tabela 13 – Resultado da comparação.....	90
Tabela 14 – Classe A e B IEC 61000-3-2	93
Tabela 15 – Comparação da norma IEC 61000-3-2 com o teste realizado.....	93
Tabela 16 – Lista de Materiais circuito de controle	107
Tabela 17 – Lista de Materiais circuito de potência.....	107

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	16
1.1 JUSTIFICATIVA DO TRABALHO.....	17
1.2 OBJETIVOS	18
1.2.1 Objetivo Geral	18
1.2.2 Objetivos Específicos	18
1.3 LIMITES DO TRABALHO.....	19
2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	20
2.1 EQUIPAMENTOS DE SOLDA ELETRÔNICOS	20
2.1.1 Equipamentos Tiristorizados	20
2.1.2 Equipamentos Inversores	21
2.2 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA	23
2.2.1 Distorção Harmônica	23
2.2.2 Fator de Potência	26
2.2.3 Técnicas para melhorar a qualidade de energia	27
2.2.3.1 Filtros Passivos	27
2.2.3.2 Filtros Ativos.....	28
2.3 CONVERSOR <i>BOOST</i> PFC.....	30
2.3.1 Conversor <i>Boost</i> PFC DCM	32
2.3.2 Conversor <i>Boost</i> PFC CCM	34
2.3.3 Análise de topologias Conversor <i>Boost</i> PFC CCM	36
2.3.4 Sistema de Controle <i>Boost</i> PFC	42
2.4 INTERFERENCIA ELETRÔMAGNÉTICA	44
2.4.1 Correntes de Modo Comum e Corrente de Modo Diferencial	48
2.4.2 Técnicas para redução de Interferência Eletromagnética	50
2.5 NORMATIZAÇÃO	51
2.5.1 Normas e Recomendações da IEC 61000-3-2	51
2.5.2 Normas e Recomendações da IEC 61000-3-4	52
2.5.3 Normas e Recomendações da IEC 60974-10	53
3 SISTEMA PROPOSTO	55

4 IMPLEMENTAÇÃO	57
4.1 SISTEMA DE CONTROLE	59
4.1.1 Lógica de controle.....	62
4.1.2 Leitura da Tensão AC de entrada.....	66
4.1.3 Leitura da Tensão de saída	67
4.1.4 Circuito de acionamento da chave	68
4.1.5 Medição da corrente no indutor <i>Boost</i>	69
4.2 SISTEMA DE POTÊNCIA	69
4.2.1 Definição da potência máxima	70
4.2.2 Corrente RMS máxima de entrada	70
4.2.3 Corrente de pico máxima de entrada.....	71
4.2.4 Corrente média de entrada	71
4.2.5 Variação da corrente de entrada	71
4.2.6 Capacitor de entrada.....	71
4.2.7 Corrente de pico no indutor <i>Boost</i>	72
4.2.8 Indutor <i>Boost</i>	72
4.2.9 Razão Cíclica	73
4.2.10 Diodo <i>Boost</i>	73
4.2.11 Chave do Indutor <i>Boost</i>	74
4.2.12 Capacitor de saída.....	78
4.2.13 Leitura de corrente do CI.....	78
5 SIMULAÇÃO BOOST PFC	79
5.1 CIRCUITO <i>BOOST PFC</i>	79
5.2 AVALIAÇÕES DOS RESULTADOS.....	80
6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS OBTIDOS	82
6.1 APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO	82
6.2 AQUISIÇÃO DE DADOS DE POTÊNCIA ELÉTRICA	85
6.3 AQUISIÇÃO DOS DADOS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA	90
6.4 AQUISIÇÃO DE DADOS DE EMI	94
7 CONCLUSÃO	102

REFERÊNCIAS.....	103
APÊNDICE A – LISTA DE MATERIAIS	107
APÊNDICE B – CONFIGURAÇÃO MXE EMI RECEIVER KEYSIGHT	108

1 INTRODUÇÃO

A soldagem de metais evoluiu nos últimos dois séculos. Com as revoluções industriais e a aceleração da produção, fez com que novas maneiras de soldagem surgissem, por consequência, novas máquinas e equipamentos foram inventados. Com isso, foi possível a construção de novos produtos como: estruturas metálicas, aviões, veículos espaciais, entre outros(WAINER; BRANDI; MELLO, 2004).

Antes da década de 1880 a soldagem era realizada apenas por forja.Com o início da Segunda Revolução Industrial, juntamente com a Primeira e Segunda Guerra Mundial, influenciaram o desenvolvimento de equipamentos de soldagem modernos (REVISTA SOLUÇÃO, 2005). Assim, surgiram os equipamentos por soldagem a arco elétrico.Em 1881, na Primeira Feira Internacional de Eletricidade em Paris, o russo Nikolai Bernardos apresentou pela primeira vez a soldagem de metal, gerando um arco elétrico entre um eletrodo de carvão e a peça de trabalho.Assim, iniciou a nova era da soldagem, onde equipamentos soldagem a arco elétrico substituíram a forja, dando mais acessibilidade aos processos de solda. A AEG, na Alemanha, produziu um gerador de soldagem em 1905, alimentado por um motor assíncrono trifásico, o mesmo pesava 1000 Kg e produzia 250 A.

Na década de 1950, iniciou-se a produção de retificadores estáticos nos equipamentos. Após foi introduzido tiristores, para fornecer o controle da corrente de soldagem ao operador. Com o maior avanço da tecnologia eletrônica, surgiram os equipamentos inversores para soldagem a arco elétrico. São constituídos por etapas de conversão de energias elétricas, para garantir a segurança e controle da tensão e corrente de soldagem. Este tipo de equipamento é utilizado até hoje na indústria. Com o início da Quarta Revolução Industrial, houve a necessidade de maior controle dos processos de soldagem e controle das tarefas dos soldadores, para garantir maior qualidade dos produtos e assegurar a garantia do mesmo.

Segundo a SUMIG (2017), com a transformação ocasionada pela indústria 4.0, no segmento da soldagem, é possível que os líderes ou coordenadores dos soldadores acompanhem de forma remota todos os cordões de solda em tempo real sem estar no mesmo setor produtivo. Um dispositivo acoplado no equipamento de solda, que lê os parâmetros de soldagem que estão acontecendo no momento, envia os dados para a internet e o mesmo pode ser visto através de um portal online. Com todos os dados é possível julgar e tomar medidas para melhorar os

processos de produção e garantir a maior qualidade.

Devido ao aumento de equipamentos elétricos na indústria começou-se a tornar preocupante a qualidade da energia elétrica fornecida pela concessionária de energia, pois equipamentos elétricos como máquinas de solda a arco elétrico, geram índices de harmônicas altas a ponto de distorcer a forma de onda da tensão da rede elétrica e diminuir o fator de potência. Máquinas de solda elétrica geram harmônicas de 3ª ordem (CAPELLI, 2013). Estes equipamentos têm como característica a não linearidade devido a sua construção, formada por transformadores e etapas de potência, onde são usados chaveamentos em alta frequência. Com isso, normas e regularizações tornaram-se importantes para projetos de equipamentos, por consequência, novas técnicas foram criadas, minimizando o índice de harmônicos, aumentando o fator de potência e melhorando a qualidade de energia. São elas a pré regularização do fator de potência e filtros contra a emissão de interferências eletromagnéticas.

Este trabalho teve como objetivo estudar os problemas relacionados à qualidade de energia elétrica que um equipamento de soldagem a arco elétrico gera e projetar um pré regulador para diminuir os índices de distorções harmônicas e, por consequência, melhorar o fator de potência do mesmo.

1.1 JUSTIFICATIVA DO TRABALHO

As máquinas de solda convencionais usam um transformador de alta potência para reduzir o valor de tensão da rede ao valor necessário para a aplicação da soldagem. Já nas máquinas de solda eletrônica a tensão da rede elétrica é retificada diretamente, passando pelo primário do transformador que está sendo ligado e desligado em alta frequência, controlando assim o valor de tensão do secundário, retificando este valor para saída, transformando o mesmo em uma tensão contínua. Devido ao processo de transformação da tensão alternada para contínua duas vezes, as máquinas eletrônicas são chamadas de máquinas inversoras. A elevada frequência da corrente no transformador permite, nas máquinas inversoras, um grande potencial de redução do consumo de energia elétrica (MODENESI, 2009).

Com a característica de não linearidade das máquinas, devido aos componentes que geram potências reativas, como transformadores e capacitores,

tornaram-se importante a análise e preocupação com a qualidade de energia que esses equipamentos geram a rede elétrica. Por isso, normas e regularizações foram desenvolvidas por organizações internacionais como a IEC, a fim de diminuir o índice de harmônicas e interferências eletromagnéticas geradas por estes equipamentos. O aumento das harmônicas faz com que a forma de onda da tensão se distorça, por isso chamam este fenômeno de distorção harmônica. Isso faz com que a tensão oscile, causando instabilidade no equipamento, gerando problemas como: acionamentos indesejáveis, aquecimento dos componentes, diminuição do fator de potência e excesso de corrente de neutro(CAPELLI, 2013).

Para solucionar este problema foi apresentado um projeto de pré regulador de fator de potência que será colocado entre a rede elétrica e a máquina de solda, que poderá aumentar o fator de potência da carga de equipamentos de solda a arco elétrico, de forma com que ele trabalhe com uma tensão estável independente da geração de distorções harmônica ou interferências eletromagnéticas, garantindo a qualidade de energia da rede elétrica. Isso é possível através de um circuito eletrônico que analisa a forma de onda da tensão e força com que a corrente siga a mesma forma linearmente, ou seja, que não haja defasagem entre a corrente e tensão.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

Estudo, desenvolvimento e implementação de um circuito pré regulador do fator de potência para equipamentos de soldagem a arco elétrico.

1.2.2 Objetivos Específicos

- a) Realizar uma revisão sobre fator de potência, distorção harmônica e interferência eletromagnética;
- b) Pesquisar sobre normas relativas a qualidade de energia;
- c) Realizar revisão sobre as soluções utilizadas para correção do fator de potência;
- d) Pesquisar sobre as possíveis topologias de controladores de fator de

- potência e propor uma solução para uma máquina de solda;
- e) Desenvolver e montar protótipo em placa de circuito impresso;
- f) Realizar testes de desempenho elétrico e de interferência eletromagnética através de equipamento disponível no laboratório da universidade;
- g) Comparar os resultados de qualidade de energia com e sem o circuito proposto, seguindo as normas internacionais.

1.3LIMITES DO TRABALHO

Equipamento de soldagem a arco elétrico do tipo inversor pode ser dividido em etapas de conversão de energia. Este trabalho limitou-se a etapa de entrada. O projeto estará entre a rede elétrica e a primeira etapa de inversão de tensão de alternada pra continua do equipamento. Para a análise da compatibilidade eletromagnética, o trabalhoteve como foco principal a diminuição das perturbações de modo contínuo, onde é possível a medição pela análise e operação do equipamento disponível no laboratório de Interferência Eletromagnética da Universidade de Caxias do Sul.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1 EQUIPAMENTOS DE SOLDA ELETRÔNICOS

Equipamentos convencionais dependem de sistemas mecânicos para controle e ajuste da tensão de saída. No início da década de 1980, novas topologias e teorias foram geradas no projeto de equipamentos de solda a arco elétrico, foram introduzidos controles de forma eletrônica para controlar o valor da tensão de saída destes equipamentos.

Os equipamentos eletrônicos apresentam vantagens comparadas aos equipamentos convencionais (por transformador)(MODENESI, 2009). São elas:

- a) Resposta dinâmica superiores às fontes convencionais;
- b) Elevada velocidade de resposta juntamente com as características de funcionamento dos tipos mais modernos de equipamentos;
- c) Conexão fácil com equipamentos periféricos e capacidade de ser programada: o controle eletrônico permite que a fonte troque sinais com sensores externos, microprocessadores internos, computadores, robôs;
- d) Condições de soldagem “otimizadas” ou regras preestabelecidas para a seleção de parâmetros de soldagem podem ser armazenadas em alguma forma de memória eletrônica e usadas para definir a operação do equipamento;
- e) Redução de peso e dimensões: isso é possível devido as máquinas, do tipo inversoras, onde contém uma redução do transformador de potência de algumas vezes, devido ao conceito de chaveamento em alta frequência.

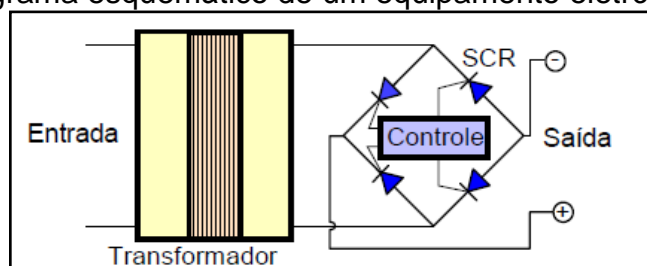
2.1.1 Equipamentos Tiristorizados

Os equipamentos eletrônicos para soldagem utilizados na indústria são os equipamentos tiristorizados e inversores. Os equipamentos tiristorizados são constituídos de um componente eletrônico chamado SCR, que podem ser associados a um diodo controlado. A condução da corrente entre anodo e catodo é permitido após injetar um sinal no terminal do SCR chamado *gate* (tradução direta do inglês, porta), isso faz com que seja possível controlar o tempo de disparo de

uma tensão oscilante e conseqüentemente, controlar a tensão média na saída do mesmo.

A Figura 1 ilustra a topologia de um equipamento para solda tiristorizado, projetado para receber a tensão de entrada alternada, após rebaixar esta tensão e receber o disparo dos SCR, a saída recebe o valor da tensão retificada de forma contínua.

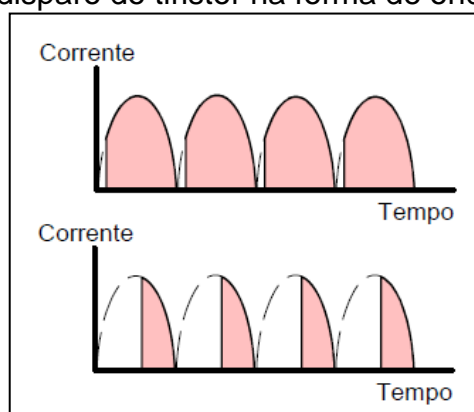
Figura 1 – Diagrama esquemático de um equipamento eletrônico tiristorizado



Fonte: Adaptado de Modenesi (2009).

O controle do disparo dos SCR, são feitas a partir de cada meio ciclo de trabalho, como é possível visualizar na Figura 2. A utilização de SCR para esta aplicação tem algumas vantagens devido à robustez e o controle da tensão de saída através de sinais eletrônicos. A velocidade de resposta depende da corrente chegar a zero antes do Gate ser acionado novamente. Assim, o menor tempo de resposta para este sistema é de 3 a 9ms (MODENESI, 2009).

Figura 2 – Tempo de disparo do tiristor na forma de onda da corrente de saída



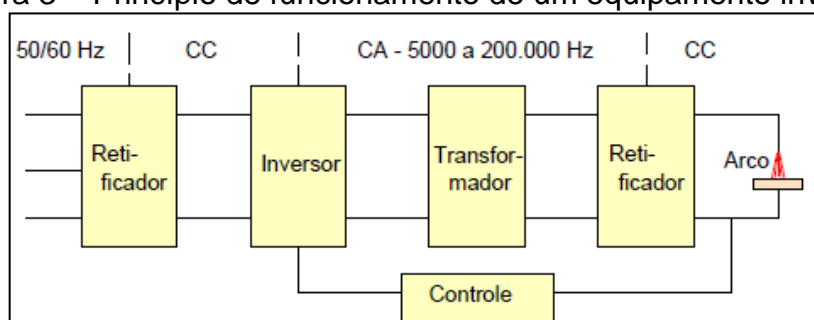
Fonte: Adaptado de Modenesi (2009).

2.1.2 Equipamentos Inversores

Os equipamentos tiristorizados, utilizam um transformador para reduzir a

tensão da rede elétrica ao valor regulado pelo operador para a soldagem, este transformador opera na frequência da rede 50 ou 60 Hz. Nos equipamentos inversores o transformador projetado é algumas vezes menor, isso é possível devido a frequência de operação altas de 5kHz a 200kHz, melhorando assim a eficiência e economia de energia do equipamento, pois uma vez reduzido o transformador uma menor potência é necessária para a operação. A Figura 3 ilustra o diagrama de blocos de forma básica de um equipamento eletrônico inversor.

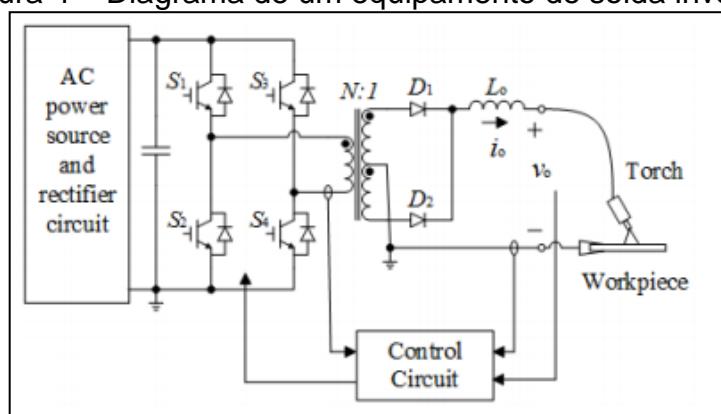
Figura 3 – Princípio de funcionamento de um equipamento inversor



Fonte: Adaptado de Modenesi (2009).

No desenvolvimento de um equipamento de solda, é avaliado o melhor aproveitamento da energia, por isso é utilizado a topologia *full bridge* (tradução direta em português, ponte completa), utilizada para chaveamento do primário do transformador. O secundário é retificado obtendo assim a tensão contínua na saída, como pode-se ver na Figura 4. O bloco da entrada AC na Figura 4 é projetado para obter a filtragem e préregulagem do fator de potência, a fim de garantir a qualidade de energia e entregar para o primário do transformador, uma tensão limpa de ruídos e interferências eletromagnéticas.

Figura 4 – Diagrama de um equipamento de solda inversor



Fonte: Adaptado de Wu e Flynn (2018).

2.2 ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E QUALIDADE DE ENERGIA

2.2.1 Distorção Harmônica

O conceito de qualidade energia pode ser dito como alterações que podem ocorrer em um sistema elétrico. Essas alterações podem ser comportamentos indesejáveis que possam acontecer em um sistema elétrico gerado por equipamentos eletrônicos. Os fatores que podem alterar a qualidade de energia da rede elétrica são:

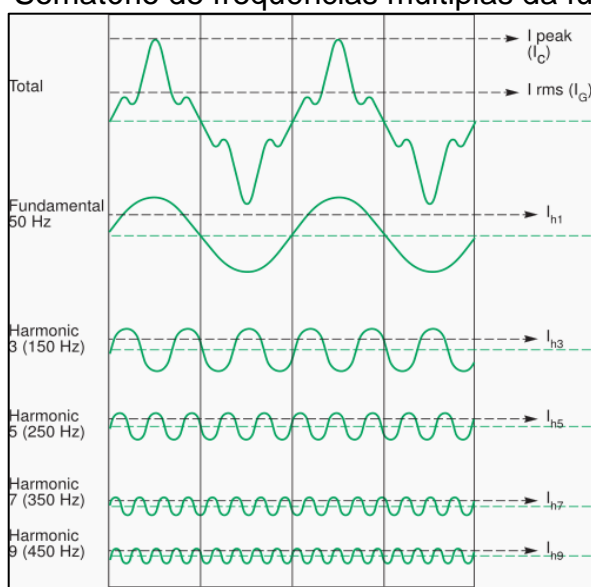
- a) Instalação cada vez maior de cargas não-lineares, devido ao crescente interesse pela conservação da energia elétrica, em muitos casos, aumentam os níveis de distorções harmônicas;
- b) Maior sensibilidade dos equipamentos instalados aos efeitos dos fenômenos (distúrbios) de qualidade de energia.

Com o surgimento de novas topologias de circuitos eletrônicos, novos estudos foram feitos visando a qualidade energética. Um dos fenômenos estudados são as distorções harmônicas, frequências múltiplas da fundamental que são geradas por circuitos eletrônicos não lineares, as quais diminuem a qualidade de energia e aumentam o consumo elétrico.

As distorções harmônicas são defeitos causados na forma de onda da tensão, ocasionadas pela potência reativa do sistema. Esse fenômeno é dado pelo somatório de senóides em frequências múltiplas da frequência fundamental (MARTINHO, 2009). Um equipamento de solda por conter circuitos chaveados, gera harmônicas. As harmônicas são divididas em ordens, de um até infinito, cada ordem é uma frequência múltipla da fundamental. A partir da 13ª ordem, a sua influência é desprezível (CAPELLI, 2013). No Brasil, a frequência fundamental da rede elétrica é de 60Hz. As harmônicas são frequências múltiplas desta.

Na Figura 5, Martinho (2009) apresenta o resultado do somatório das frequências múltiplas da frequência fundamental de 50Hz. É possível relacionar e concluir que há uma distorção onde há senóides sendo somadas a frequência fundamental do sistema.

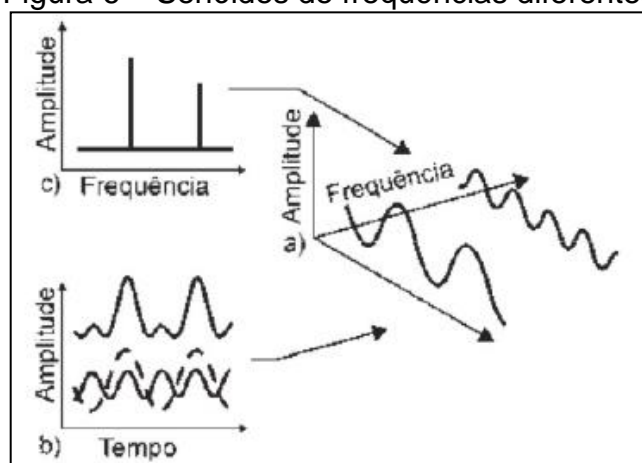
Figura 5 – Somatório de frequências múltiplas da fundamental



Fonte: Martinho (2009).

Capelli (2013) diz que "há aproximadamente cem anos, Baron Jean Baptiste Fourier, mostrou que qualquer forma de onda pode ser gerada a partir da soma de senóides, combinando amplitudes e frequências". Fourier comprovou que qualquer onda não senoidal é formada por uma soma de outras ondas com amplitudes e frequências diferentes. Na Figura 6, é possível visualizar duas formas de onda de amplitudes e frequências diferentes, quando se somam, formam uma terceira onda distorcida.

Figura 6 – Senóides de frequências diferentes

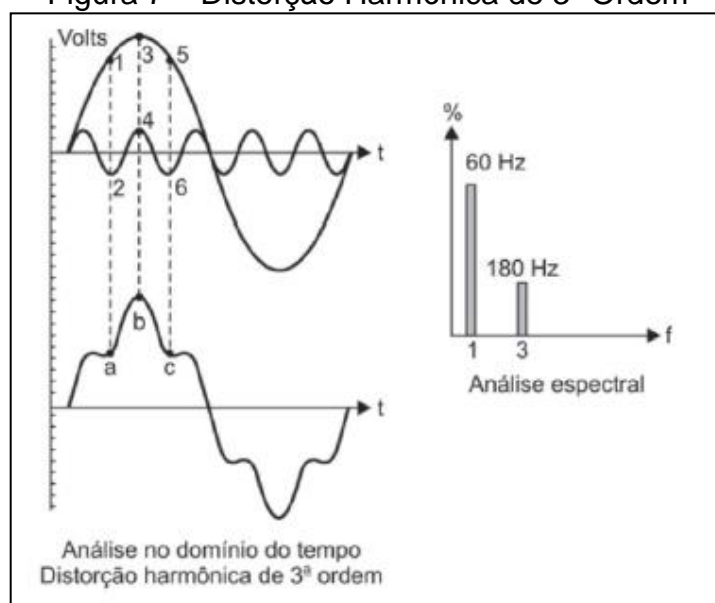


Fonte: Capelli (2013).

A Figura 7 mostra uma senóide de 60Hz que é somada a uma harmônica de terceira ordem, típica frequência gerada por um equipamento de solda eletrônico

(CAPELLI, 2013). Esta frequência é três vezes o valor da fundamental, sendo assim a frequência é 180Hz.

Figura 7 – Distorção Harmônica de 3ª Ordem



Fonte: Capelli (2013).

Como as frequências harmônicas causam problemas na qualidade de energia de equipamentos e da concessionária, é necessária a regulamentação através de normas que garantam um nível de tolerância de harmônicas nos projetos de circuitos eletrônicos. Para isso, é necessária a mensuração de grandezas a fim de criar filtros para diminuir a distorção harmônica respeitando as normas e regulamentações.

Para analisar este efeito é calculado o índice de distorção harmônica através da Distorção Harmônica Total (DHT). A DHT pode ser calculada para corrente ou tensão, a DHT da tensão é representada por DHT_v e da corrente DHT_i , conforme as equações 1 e 2 (FOULADGAR; CHAUVEAU, 2005).

$$DHT_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} V_h^2}}{V_1} \quad (1)$$

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \quad (2)$$

Onde:

- a) h – número inteiro (ordem harmônica);
- b) V_h – valor RMS da componente de tensão harmônica h ;
- c) V_1 – valor RMS de tensão fundamental;
- d) I_h – valor RMS da componente de corrente harmônica h ;
- e) I_1 – valor RMS de corrente fundamental.

2.2.2 Fator de Potência

Segundo Cardoso (2007) o fator de potência é o número que expressa a relação entre a potência útil (potência em Watts) e a potência consumida (potência aparente em KVA). A potência reativa é a potência “desperdiçada”, ou seja, a potência que é consumida, mas não é utilizada. Baixo fator de potência é decorrente da elevada energia reativa emitida pelo circuito eletrônico. Isso tem relação com a emissão das distorções harmônicas geradas pelo mesmo, o que é expresso na equação 3.

$$FP = \frac{\cos\varphi}{\sqrt{1 + DTH^2}} \quad (3)$$

Conforme Pinto (2013) a potência aparente é o produto dos valores RMS da tensão pela corrente ou que contém os valores da potência ativa e reativa. O fator de potência pode ser calculado pelo $\cos\theta$. A equação 4 representa a potência aparente relacionado ao fator de potência.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{(V.I.\cos\theta)^2 + (V.I.\sen\theta)^2} \quad (4)$$

Onde:

- a) S - Potência Aparente;
- b) P – Potência Ativa;
- c) Q – Potência Reativa.

2.2.3 Técnicas para melhorar a qualidade de energia

Existem algumas técnicas para diminuir o índice de distorções harmônicas por consequência aumentar o fator de potência: os filtros ativos e passivos. A escolha do filtro depende da aplicação e das características do equipamento onde será instalado, juntamente as características das cargas de cada sistema. Este trabalho apresenta alguns filtros passivos como solução. No entanto, o pré regulador de fator de potência é construído a partir de filtros ativos, por isso, o mesmo foi abordado de forma mais ampla.

2.2.3.1 Filtros Passivos

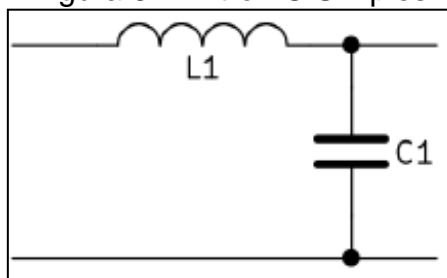
Os filtros passivos são formados a partir de várias combinações dos elementos tipo R, L e C, podendo ser conectados em paralelo ou em série ao sistema elétrico. Os filtros passivos são constituídos de indutores e capacitores sintonizados em frequência de ressonância. A função deste tipo de filtro é reduzir as correntes harmônicas da carga, impedindo que elas voltem para rede. Devido à própria característica deste filtro, o mesmo injeta energia reativa na rede.

As características dos filtros são denominadas a partir de alguns parâmetros: impedância de entrada e de saída, atenuação da banda passante e a perda de inserção que é a perda em função da frequência (KODALI, 1996). Existem alguns filtros passivos que podem ser implementados como:

- a) Filtro Passa Baixa;
- b) Filtro Passa Alta;
- c) Filtro Passa Banda;
- d) Filtro Rejeita Banda.

O filtro LC, em sua configuração, possui um indutor e um capacitor com atenuação de 40 dB/dec, o qual é representado na Figura 8 pelo indutor L1 e capacitor C1 (OZENBAUGH; PULLEN, 2001).

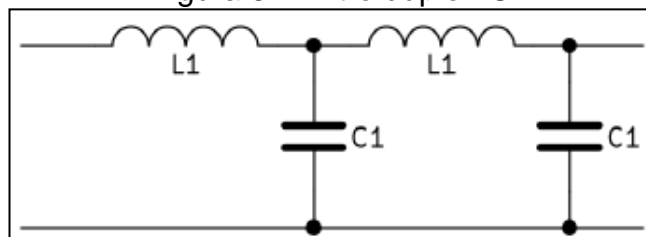
Figura 8 – Filtro LC Simples



Fonte: Ozenbaugh e Pullen(2001).

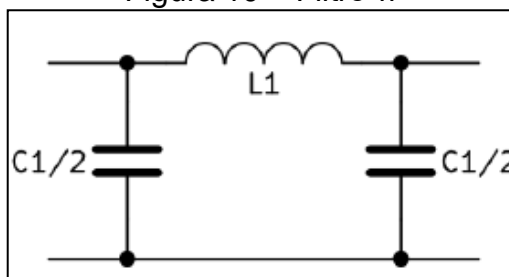
Ao colocar mais componentes ao filtro, é possível aumentar o índice de atenuação para 80 dB/dec. Essa topologia pode ser chamada de duplo LC a qual é representada pela Figura 9.

Figura 9 – Filtro duplo LC



Fonte: Ozenbaugh e Pullen(2001).

Um filtro extremamente utilizado, segundo Ozenbaugh e Pullen (2001), é o filtro tipo π , devido a sua atenuação para diversas aplicações. Este filtro possui três elementos e possui uma atenuação de 20dB/dec por elemento. A Figura 10 apresenta o esquema eletrônico para um filtro do tipo π .

Figura 10 – Filtro π 

Fonte: Ozenbaugh e Pullen(2001).

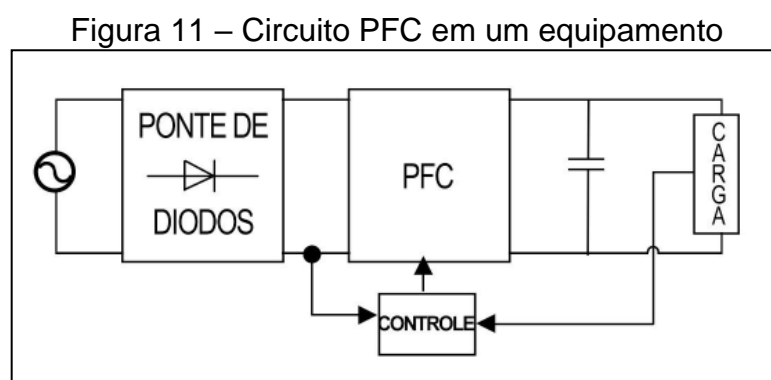
2.2.3.2 Filtros Ativos

Os filtros ativos têm a mesma função dos filtros passivos, no entanto são concebidos por circuitos eletrônicos que injetam correntes harmônicas geradas pela

carga a rede elétrica. Os filtros passivos são dependentes e específicos pelos valores dos indutores e capacitores, já os filtros ativos são especificados dependendo do comportamento da rede elétrica no momento da medição e atuação. A compreensão de um filtro ativo poder ser o de uma máquina de corrente elétrica, em que são geradas, não só por correntes harmônicas em diferentes frequências, como também na frequência fundamental. As quais servem para equilibrar as correntes nas fases, ou adiantar as correntes na frequência da fundamental em relação a tensão, aumentando o fator de potência (STAROSTA, 2011).

Uma tecnologia criada para atuar como filtro ativo e correção de fator de potência é o PFC (*Power Factor Corrector*) corretor de fator de potência. O PFC é constituído por um circuito eletrônico capaz de corrigir o fator de potência e, por consequência, reduzir o índice de distorções harmônicas geradas por uma carga não linear.

Para Azazi (2010) o circuito PFC pode ser feito utilizando um retificador em ponte, um conversor CC-CC com frequência de chaveamento em torno de 500 vezes maior que a frequência da rede. Este circuito produz um barramento de tensão contínua fixa, reduzindo as harmônicas e aumentando o fator de potência, possibilitando a aplicação em diversas áreas, como no acionamento de um motor CC, lâmpada led ou inversores de frequência. Garcia (2003) demonstra na Figura 11 em qual etapa de um equipamento o circuito PFC é aplicado.

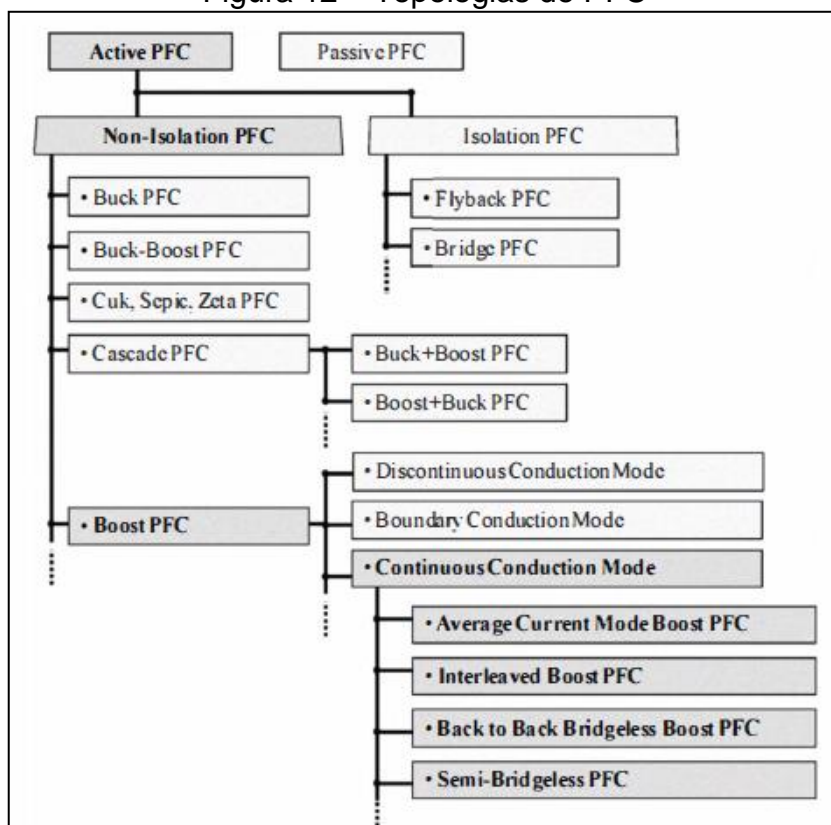


Fonte: Garcia(2003).

Segundo Kim, Lee e Lee(2011) diferentes topologias podem ser utilizadas como pré regulador de fator de potência. O mesmo apresenta da Figura 12 algumas topologias de PFC para implementação em equipamentos eletrônicos. Kim, Lee e Lee (2011) destaca o conversor *Boost* PFC na Figura 12, demonstrando os tipos de

modos de condução do mesmo. Também apresenta um estudo realizado pelo mesmo a respeito das topologias e modos de implementação de um conversor *Boost* PFC, a fim de descobrir qual obteria a melhor eficiência, escolhendo, com isso, a topologia correta para cada tipo de aplicação.

Figura 12 – Topologias de PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

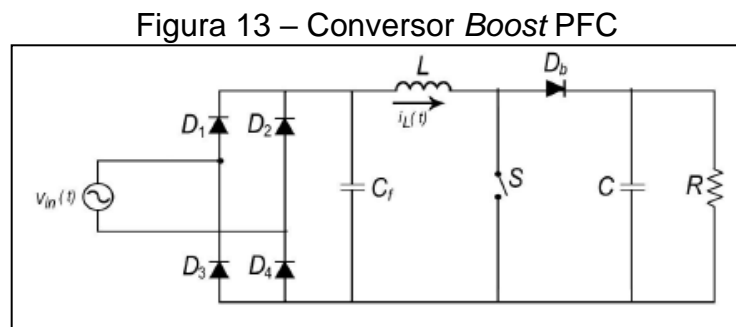
2.3 CONVERSOR BOOST PFC

Segundo Pomilio, Paredes e Deckmann (2017), entre as topologias de conversores de pré regulação de fator de potência, o conversor *Boost* é o mais utilizado em aplicações de PFC, devido ao conversor apresentar algumas vantagens:

- Presença do indutor na entrada absorver variações bruscas na tensão da rede, conhecidas como “*spikes*”, evitando afetar o restante do circuito;
- Presença do indutor facilita a obtenção de uma forma de onda senoidal para a corrente;
- A elevada tensão de saída permite a utilização de capacitores menores, ou seja, com valores abaixo da capacitância para o armazenamento da

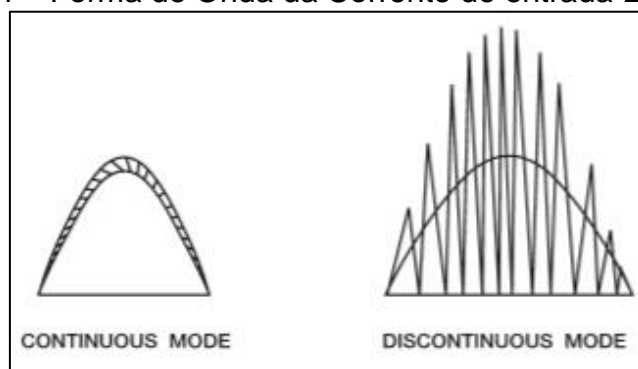
- energia transferida da entrada para a saída do conversor;
- d) O controle da forma de onda da corrente é mantido para todo o valor instantâneo da tensão de entrada;
 - e) No modo de condução contínua as exigências de filtro de compatibilidade eletromagnéticas são minimizadas.

Roggia (2009) representa o conversor do tipo *Boost* PFC na Figura 13 e explica que quando a chave S está acionada, a corrente i_L flui pelo indutor L ao terra do circuito. Quando isso acontece, pode ser medida a tensão em cima do diodo que resulta na tensão de saída. Quando a chave S abre, ou seja, não é acionada, a energia armazenada no indutor L é transferida ao capacitor C e, conseqüentemente, à carga R.



Fonte: Roggia (2009).

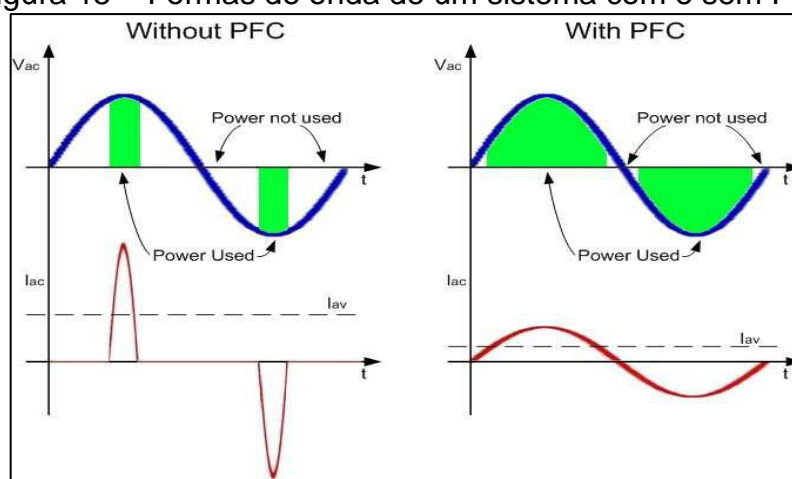
Um método para alcançar rendimentos elevados é empregando diodos de elevadas tensões de recuperação rápida e utilizar um conversor operando em modo de condução contínua (CCM) ou em modo de condução descontínua (DCM). Operando em DCM, a vantagem é operar colocando a corrente a zero. Com isso, as correntes em de zero, minimizando as perdas de recuperação do diodo, fazendo com que haja redução nas perdas de comutação dos diodos e da chave (BELTRAME, 2009). A Figura 14 apresenta as formas de onda da corrente de entrada em relação a tensão, de um circuito PFC operando em modo de condução contínua ou descontínua.

Figura 14 – Forma de Onda da Corrente de entrada *Boost* PFC

Fonte: Bourgeois (1999).

Haug (2012) apresenta na Figura 15 as formas de onda da corrente em relação à tensão da entrada de um pré regulador de fator de potência do tipo *Boost* PFC, operando em modo contínuo. É possível perceber a diferença da forma de onda da corrente de entrada de um sistema não linear com e sem o conversor PFC. Ao implementar um circuito PFC na entrada de um sistema, é possível obter mais energia para utilização, isso faz com que se gaste menos energia para aplicação final, economizando energia da rede.

Figura 15 – Formas de onda de um sistema com e sem PFC



Fonte: Haug (2012).

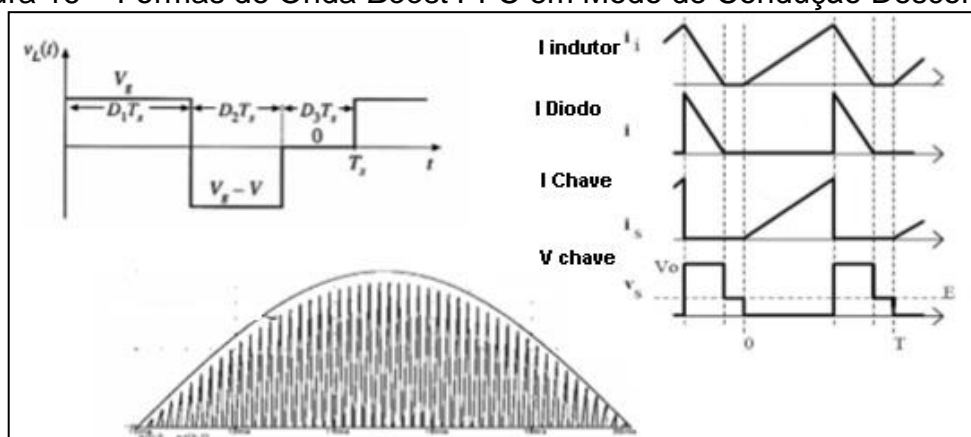
2.3.1 Conversor *Boost* PFC DCM

Beltrame (2009) diz que conversor *Boost* operando em modo DCM apresenta um valor de indutância menor para o dimensionamento do indutor. Para garantir que o conversor opere em modo DCM a corrente de entrada deve seguir a tensão senoidal de entrada sem chegar a um limite. Assim, a malha de corrente

pode ser removida simplificando o controle do conversor. A operação do conversor em modo DCM produzem picos de correntes que são pelo menos duas vezes maiores que as corrente médias de entrada, fazendo com que sejam exigidos componentes de maior capacidade, o que segundo Beltrame (2009), é indesejável para aplicações de correção de fator de potência em altas potências. Além disso, o conversor operando em condução crítica, a frequência de chaveamento varia, o que exige um controle mais complexo. Circuitos de filtros contra interferências eletromagnéticas mais desenvolvidos são exigidos em condução DCM.

A Figura 16 apresenta a análise de um conversor operando em DCM. É possível perceber que há três momentos no modo DCM, que podem ser observados na Figura 16, que apresenta a forma de onda do chaveamento da corrente no indutor em relação à tensão de entrada. É possível observar que a corrente segue o envoltório da tensão, mas a principal característica do modo DCM é que a corrente sempre vai à zero, ou seja, há um momento em que a corrente no indutor é zero.

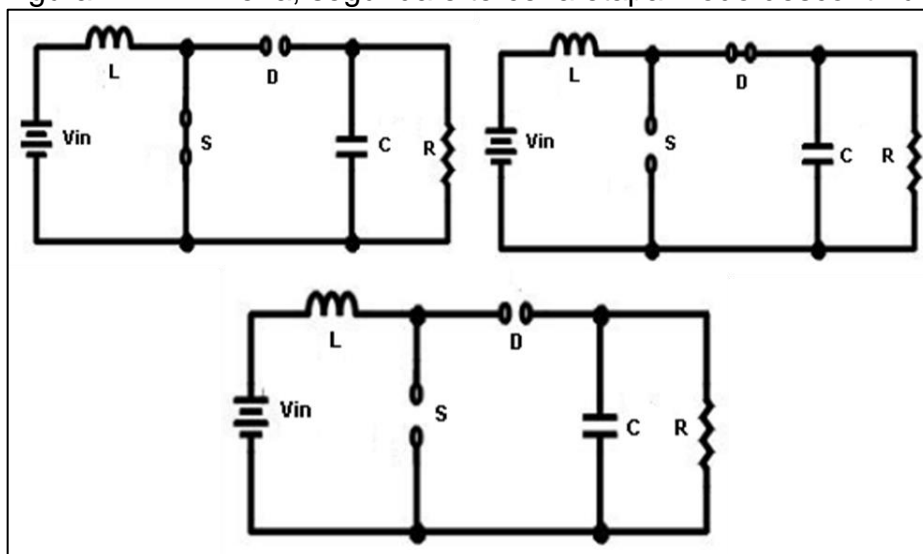
Figura 16 – Formas de Onda *Boost* PFC em Modo de Condução Descontínua



Fonte: Adaptado de Beltrame (2009).

A Figura 17 apresenta as três etapas do modo DCM, onde na primeira etapa a chave S é acionada fazendo com que o diodo D não conduza. Nesse momento, o indutor é magnetizado pela corrente fornecida pela fonte V_{in} . Na segunda etapa, a chave S abre, ou seja, não é acionada, o diodo D entra em condução dispersando a energia armazenada pelo indutor a saída. Na terceira etapa, o circuito está aberto, ou seja, a chave S não é acionada e o diodo D não está conduzindo, fazendo com que a corrente do indutor seja zero e a carga R receba a corrente fornecida pelo capacitor C.

Figura 17 – Primeira, segunda e terceira etapa modo descontínuo



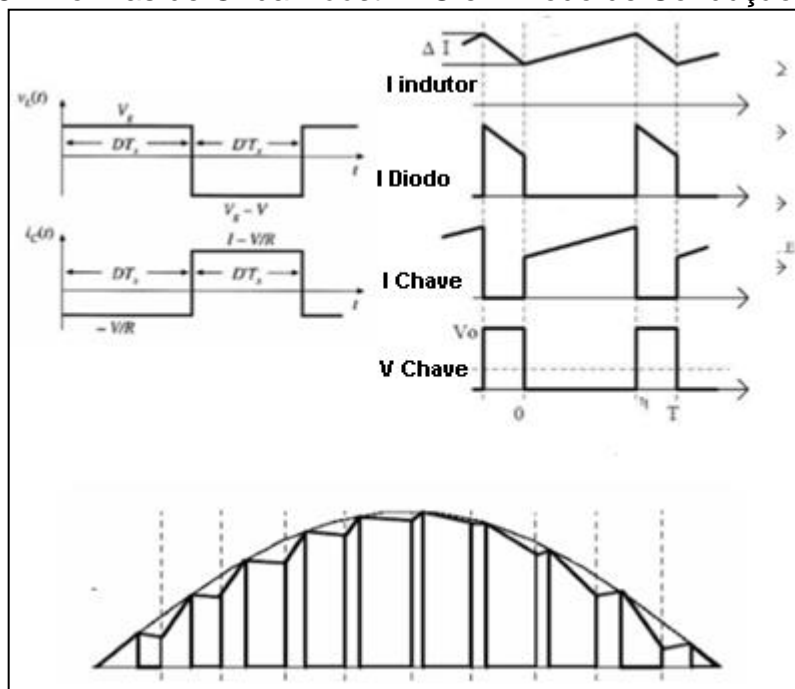
Fonte: Adaptado de Barbi (2014).

2.3.2 Conversor *Boost*PFC CCM

No conversor *Boost* operando em CCM, a corrente que flui pelo indutor é sempre maior que zero, fazendo com que menores valores de pico de corrente surjam, o que diminui a perda de condução comparada à operação em DCM. O conversor possui uma qualidade melhor em relação à corrente de entrada com menor valor de THD. A desvantagem em operar em CCM são os problemas com a recuperação reversa do diodo e a larga dimensão do indutor comparado ao modo DCM (BELTRAME, 2009).

Ao observar a Figura 18 é possível perceber que há apenas dois momentos de comutação, diferente do modo DCM que há três momentos. No primeiro momento o indutor é magnetizado e recebe energia. No segundo momento o indutor não recebe mais energia e começa a dispersar esta energia. No próximo momento o indutor ainda dispersa energia e começa novamente a carregar por receber energia, ou seja, o indutor sempre terá fluxo de corrente.

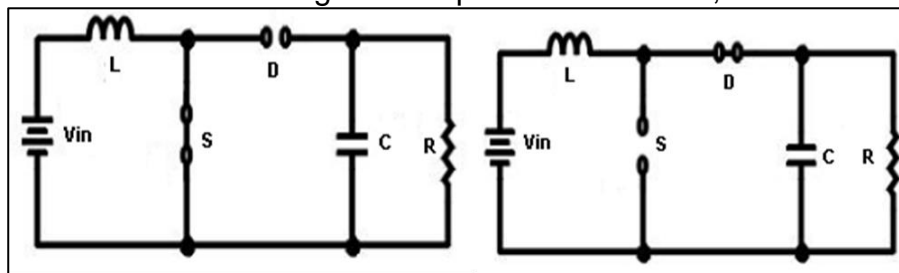
Figura 18 – Formas de Onda Boost PFC em Modo de Condução Contínua



Fonte: Adaptado de Beltrame (2009).

Conforme Barbi (2014) no modo contínuo há apenas duas etapas, com a chave S ligada e desligada. Usando a Figura 19 como referência, na primeira etapa a chave S se encontra ligada, ou seja, a chave está conduzindo e o diodo D está bloqueado. O indutor armazena energia recebida pela tensão de entrada V_{in} , aumentando o valor da corrente que flui em si mesmo e na chave. Nesse instante, o capacitor C é descarregado pela carga R. Essa etapa é finalizada quando a chave para de receber o pulso de acionamento. Na segunda etapa, a chave S está aberta e o diodo está em modo de condução. Toda a energia armazenada no indutor é descarregada para o capacitor e, conseqüentemente, na carga. A corrente no indutor está diminuindo, esta mesma corrente flui através do diodo em condução. A segunda etapa termina quando a chave S volta a conduzir ou, no modo descontínuo, quando a corrente chega a zero.

Figura 19 – Primeira e segunda etapa modo contínuo, conversor Boost



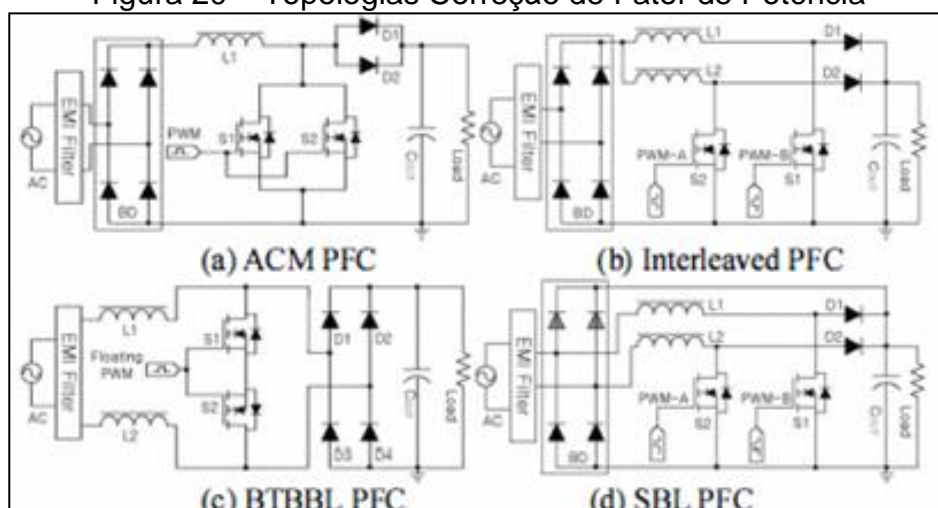
Fonte: Adaptado de Barbi (2014).

2.3.3 Análise de topologias Conversor Boost PFC CCM

Segundo Beltrame (2009), um conversor PFC do tipo *Boost* trabalhando em modo descontinuo não é desejável em aplicações de altas potências devido aos picos de corrente, que são duas vezes maiores que as correntes de entrada. Com isso, devido a equipamentos de solda a arco operar em altas potências, este trabalho deteu-se em desenvolver um estudo para aplicação de um conversor *Boost* PFC em modo de operação CCM.

Kim, Lee e Lee (2011) realizaram um estudo de topologias envolvendo o conversor operando no modo contínuo. Este estudo teve a intenção de verificar a eficiência de cada topologia, a fim de julgar a melhor, levando em consideração os parâmetros de desempenho dos mesmos. O autor utilizou diferentes cargas para testar as quatro topologias. Conforme a Figura 20, Kim, Lee e Lee (2011) realizaram o estudo sobre *Average Current Mode Boost PFC (ACM PFC)*, *Interleaved Boost PFC*, *Back to Back Bridgeless Boost PFC (BTBBL PFC)* e *Semi Bridgeless PFC (SBL PFC)*.

Figura 20 – Topologias Correção de Fator de Potência



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

Uma comparação da quantidade de componentes utilizado em cada topologia apresentada na Figura 20 pode ser vista na Tabela 1, onde fica evidente que a topologia ACM utiliza menos componentes comparados as outras topologias.

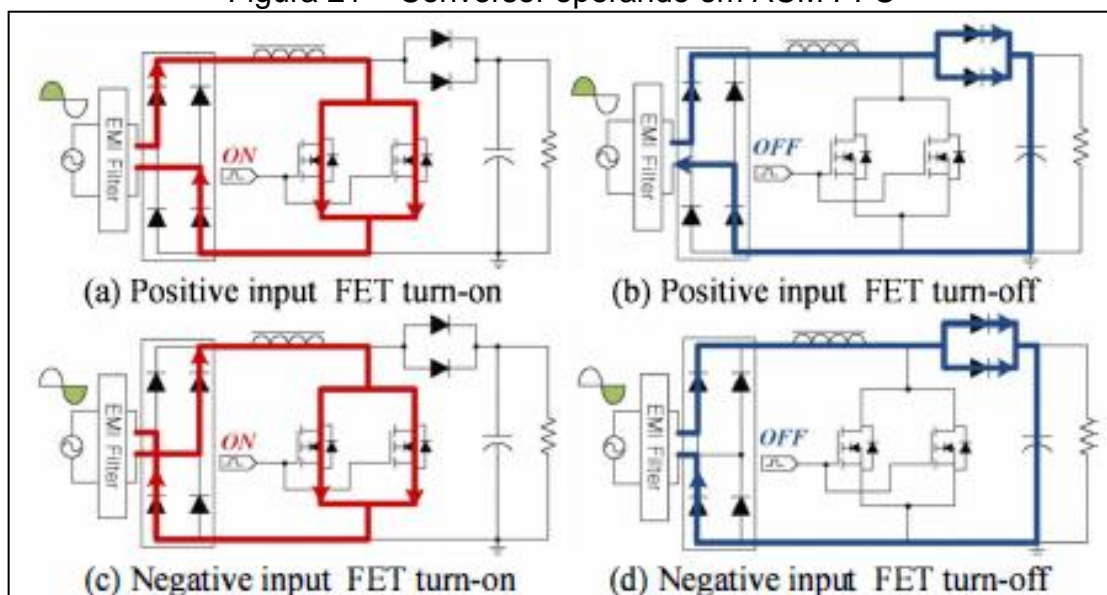
Tabela 1 – Comparação de componentes das topologias PFC

	ACM PFC	Interleaved PFC	BTBBL PFC	SBL PFC
Bridge diode	1	1	0	0.5
Inductor	1(3ea)	2(4ea)	2(4ea)	2(4ea)
FET	1	2	2	2
Diode	1	2	4	2
Current transformer	1	2	1	2
Driver	1	2	1(floating)	2
PWM channel	1	2	1	2

Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

O conversor ACM PFC obtém a topologia mais simples, constituído por um indutor, uma chave, um diodo e um capacitor, como na topologia *Boost* simples. Kim, Lee e Lee (2011) utilizaram, conforme mostrado na Figura 21, duas chaves e dois diodos, isso foi feito devido à necessidade do conversor operar em correntes elevadas. Colocar duas chaves e dois diodos em paralelo faz com que a corrente se divida, diminuindo a corrente que passa em cada componente. A Figura 21 mostra a análise qualitativa, demonstrando as etapas de cada chaveamento em relação a cada semi ciclo da rede elétrica.

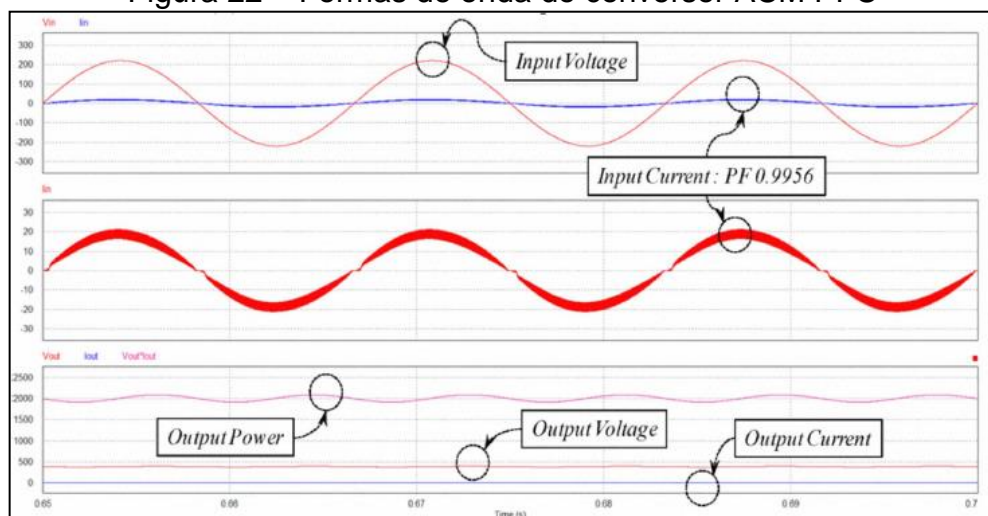
Figura 21 – Conversor operando em ACM PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

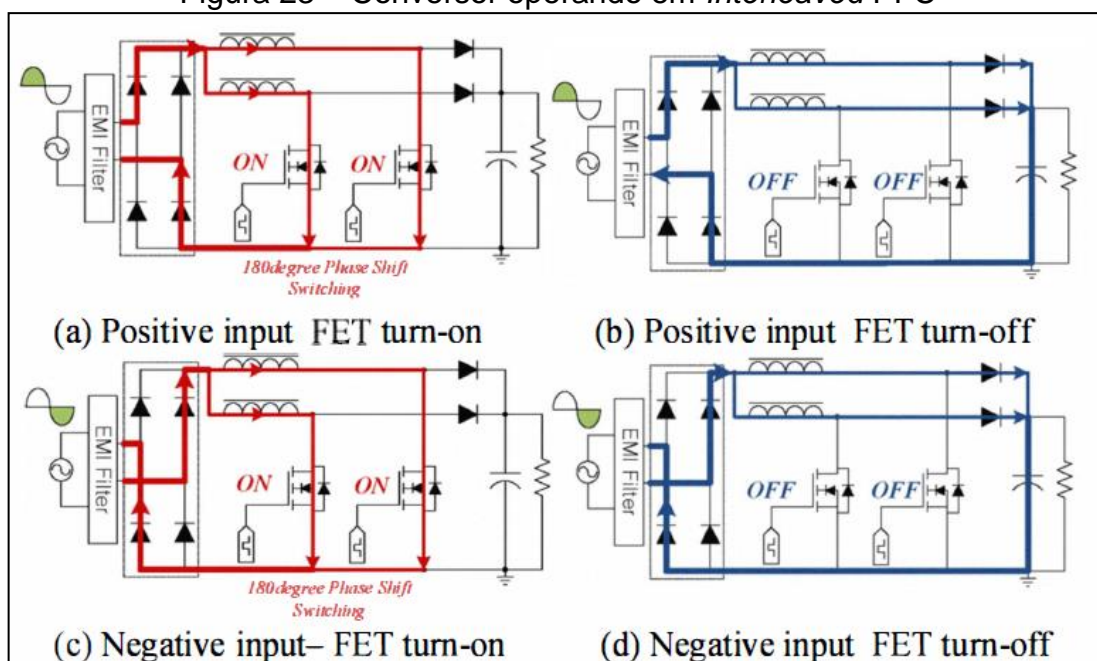
Conforme representado na Figura 22, os testes do conversor ACM PFC em carga apresentam uma correção de fator de potência relativamente alta.

Figura 22 – Formas de onda do conversor ACM PFC

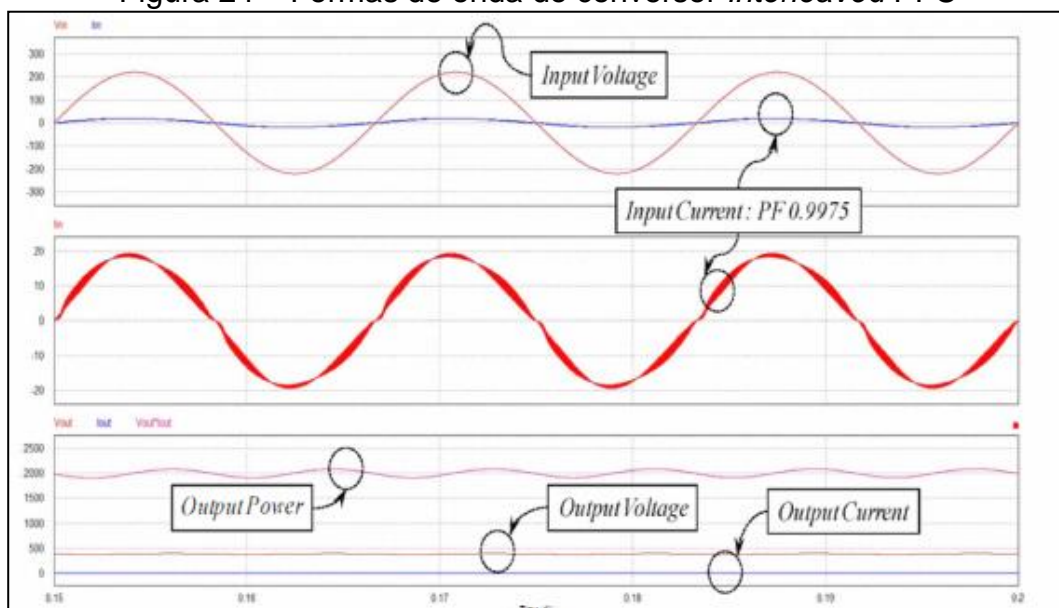


Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

A topologia do conversor *Interleaved Boost* PFC é apresentada na Figura 23 junto à análise qualitativa do mesmo. A estrutura desta topologia é similar ao ACM, mas configurada para operar com acionamento duplo. Além disso, o controlador faz sinal PWM para operar por mudança de fase de 180 graus. Pode-se observar na Figura 24 que o fator de potência melhorou comparado ao ACM, isso é resultado da mudança de fase que ocorre em 90 graus.

Figura 23 – Conversor operando em *Interleaved* PFC

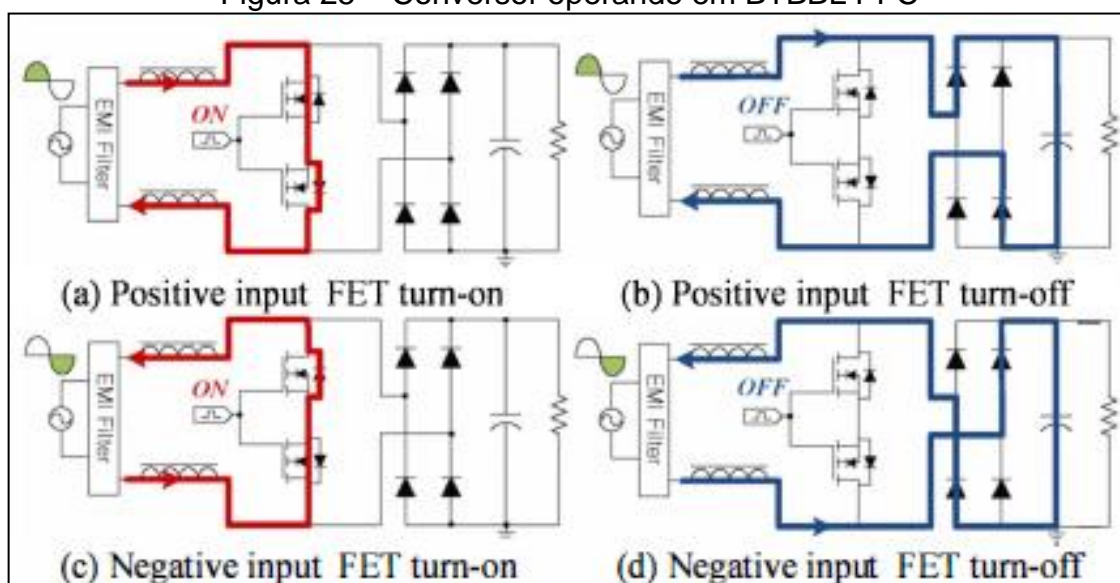
Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

Figura 24 – Formas de onda do conversor *Interleaved PFC*

Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

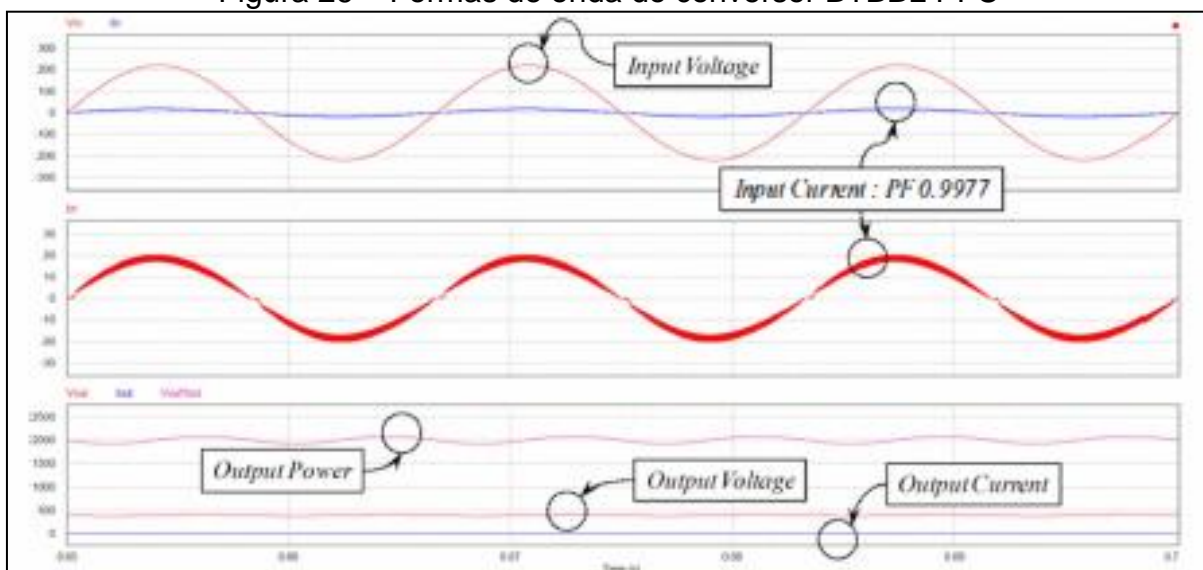
O BTBBL PFC é a topologia PFC sem ponte retificadora na entrada, colocando os indutores diretamente conectados nas fases rede elétrica. Segundo Kim, Lee e Lee (2011) essa topologia acrescenta ruídos eletromagnéticos maiores em comparação com outras topologias, devido não ter uma conexão a terra no chaveamento. Essa topologia é apresentada na Figura 25. O resultado do teste em carga do BTBBL PFC está representado na Figura 26.

Figura 25 – Conversor operando em BTBBL PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

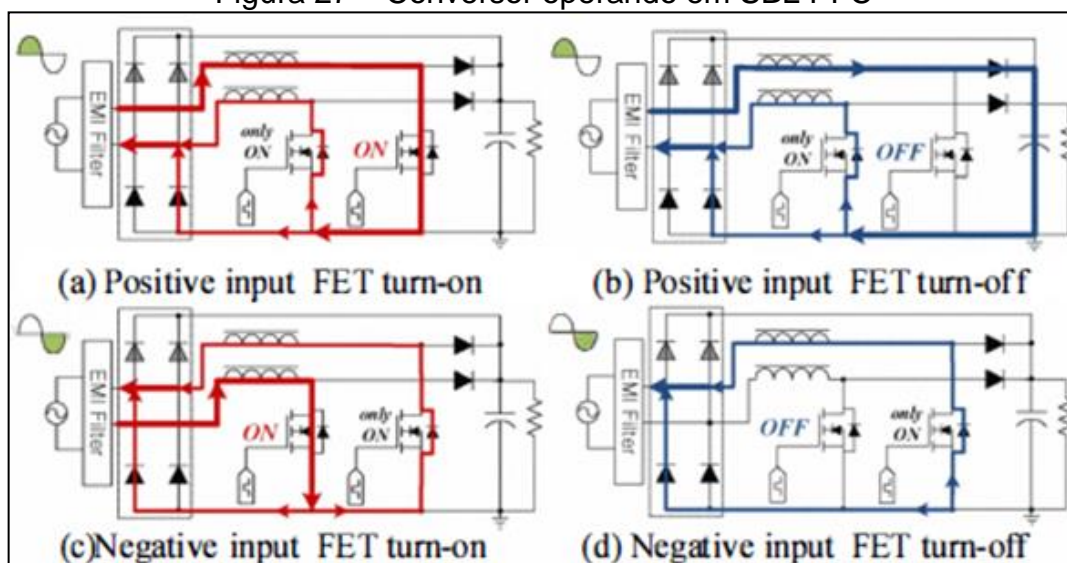
Figura 26 – Formas de onda do conversor BTBBL PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

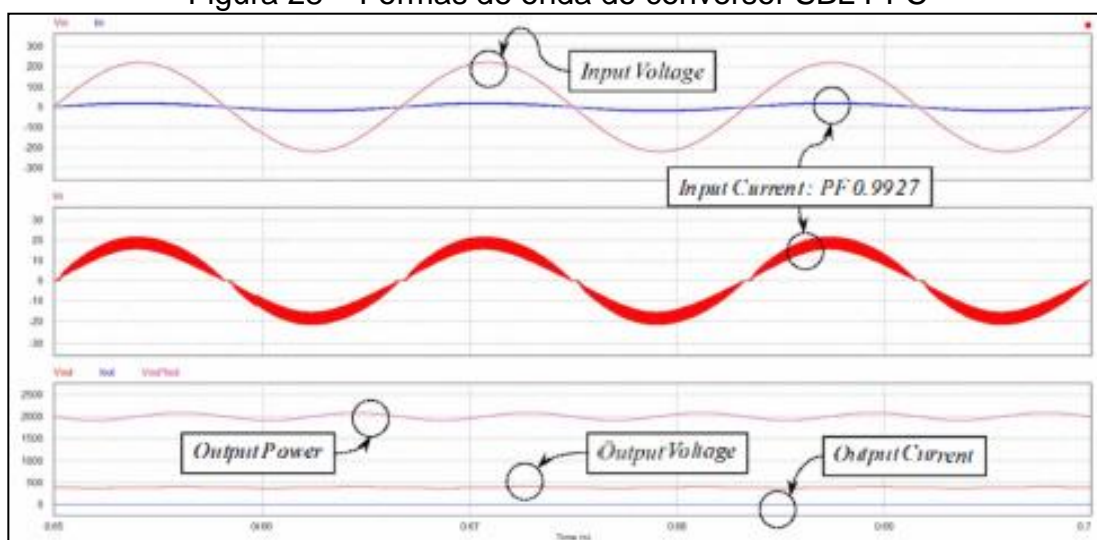
O PFC SBL é mais uma topologia de PFC que usa ponte retificadora. Esta topologia é semelhante a *Interleaved PFC*, a diferença está no controle, ou seja, o mesmo circuito pode ser montado mudando apenas a forma de controle de operação. Dessa forma, apenas dois diodos da ponte retificadora são usados para condução, enquanto os outros dois estão sempre bloqueados. Diferente do *Interleaved PFC*, o chaveamento de cada chave é dado em ciclos diferentes. A topologia SBL é representada pela Figura 27 e o resultado do teste de carga é apresentado pela Figura 28.

Figura 27 – Conversor operando em SBL PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

Figura 28 – Formas de onda do conversor SBL PFC



Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

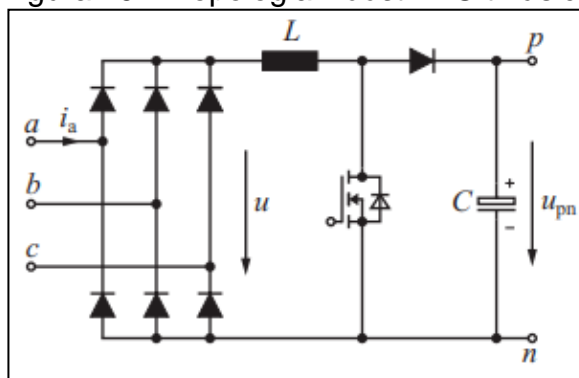
Após os testes das quatro topologias em carga, Kim, Lee e Lee (2011) concluíram que o conversor ACM PFC teve o melhor desempenho. Entre as cargas testadas, o modo ACM PFC obteve a maior média de fator de potência. A Tabela 2 apresenta o resultado do estudo experimental das quatro topologias PFC feitas por Kim, Lee e Lee (2011).

Tabela 2 – Resultado experimental das topologias PFC

	ACM PFC	Interleaved PFC	BTBBL PFC	SBL PFC
Average efficiency	97.59%	97.43%	97.54%	97.91%
Peak efficiency	97.89%	97.80%	97.90%	98.14%
Average P-F	0.9886	0.9852	0.9706	0.9881
Over P-F 0.99	600watt	1300watt	900watt	800watt
Over P-F 0.98	300watt	400watt	700watt	400watt

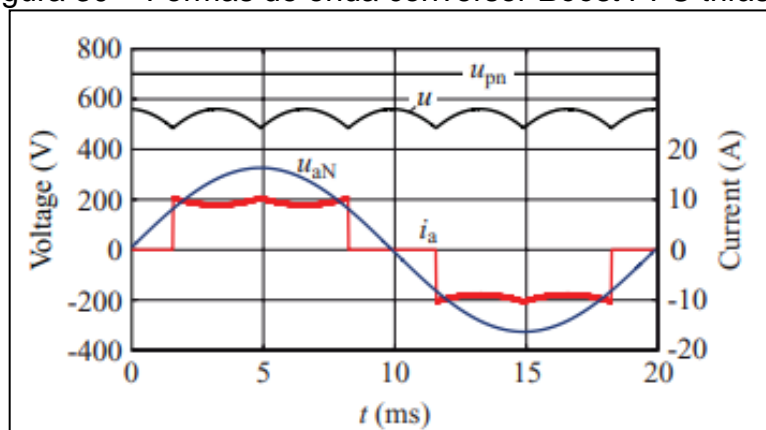
Fonte: Kim, Lee e Lee (2011).

Em equipamentos eletrônicos onde há necessidade de ser alimentado com três fases, o conversor *Boost* PFC também pode ser implementado (KOLAR; FRIEDLI, 2013). A Figura 29 representa um conversor *Boost* PFC alimentado com uma tensão trifásica de entrada.

Figura 29 – Topologia *Boost* PFC trifásico

Fonte: Kolar e Friedli (2013).

Essa topologia permite um controle similar a topologia *Boost* PFC monofásica, controle da tensão de saída e controle do fator de potência. A forma de onda desta topologia está representada na Figura 30.

Figura 30 – Formas de onda conversor *Boost* PFC trifásico

Fonte: Kolar e Friedli (2013).

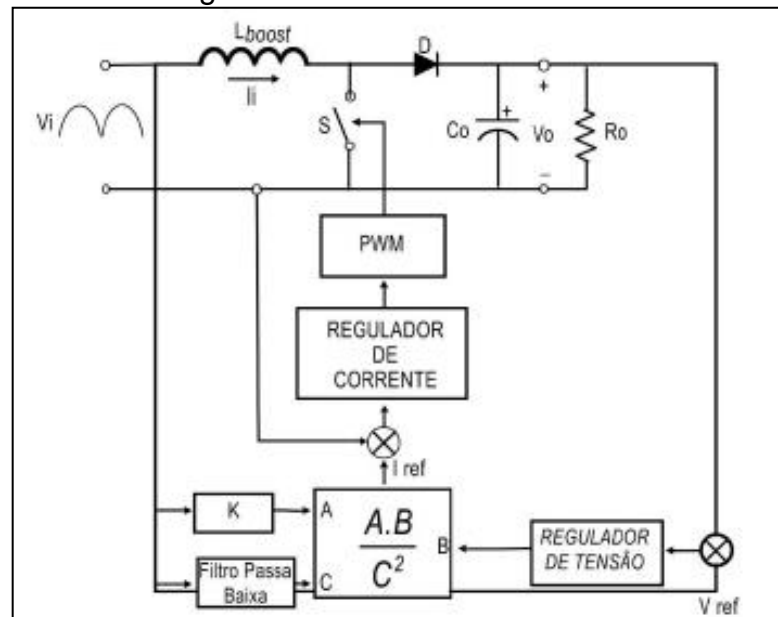
2.3.4 Sistema de Controle *Boost* PFC

O conversor *Boost* PFC operando em modo contínuo, deve garantir que a tensão de saída seja regulada a um nível ideal para a carga (equipamento de solda) e que a corrente de entrada possua uma forma de onda semelhante a forma de onda da tensão de entrada, ou seja, uma forma de onda senoidal e em fase com a tensão de entrada. Assim, para que o conversor *Boost* PFC opere adequadamente, corrigindo o fator de potência, deve-se realizar o controle da chave. Entre as maneiras de controle do conversor *Boost* PFC, Todd (2017) apresenta uma estrutura utilizada por circuitos integrados dedicados e analógicos.

Para o conversor *Boost* PFC operando em MCC obter tensão e corrente de

entrada proporcional, é necessário controlar a forma de onda da corrente de entrada, implementando uma malha de controle da corrente no indutor, composta por um compensador de corrente, cujo sinal de referência deve estar em fase com a tensão retificada. O objetivo dessa malha é fazer com que a corrente de entrada siga o envoltório senoidal da forma de onda da tensão de entrada, garantindo um alto fator de potência e uma baixa distorção harmônica. A malha de correntes opera com frequência alta, em torno de dezenas a centenas de quilohertz, evitando causar grandes distorções. No entanto, como a amplitude da corrente no indutor afeta diretamente a amplitude da tensão de saída, é necessária uma malha externa para estabilizar a tensão. Essa malha tem como função manter a tensão de saída constante, operando em uma frequência menor que a malha interna, em torno de centenas de hertz. A Figura 31 apresenta o sistema de controle para um conversor *Boost* PFC de operação MCC, conforme Todd (2017).

Figura 31 – Controle *Boost* PFC



Fonte: Todd (2017).

Onde:

- A – Sinal de erro da tensão de entrada: ajusta a amplitude da corrente de referência de acordo com a variação da carga, representada pelo ganho K;
- B – Sincronismo: define o formato e frequência da corrente de referência, através de uma amostra da tensão de saída;

- c) C – Realimentação da tensão de entrada: informa ao multiplicador um nível CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada, utilizando um filtro passa baixa. Através desta entrada ajusta-se a amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada.

A malha de tensão ajusta qualquer variação de carga, assim a tensão de saída se torna constante. A amostra da corrente de entrada é medida pela diferença de potencial de um resistor *shunt* que pode ser regulado de acordo com a referência fornecida pela malha de corrente, resultando em uma tensão de controle que representa a razão cíclica ou *duty cycle do pulso PWM (Pulse Width Modulation)*. A etapa de PWM é composta por um comparador, um gerador de onda dente de serra e um circuito de comando para o acionamento da chave através de controle de largura de pulso.

2.4 INTERFERENCIA ELETRÔMAGNÉTICA

A compatibilidade eletromagnética (CEM) em um equipamento eletrônico é a capacidade dos componentes e dos circuitos eletrônicos, em funcionamento com outros circuitos, de não interferirem ou ser suscetível a interferência eletromagnética entre eles mesmos (OTT, 2009). O autor também cita que para o sistema ser eletromagneticamente compatível tem que obedecer a três critérios:

- a) Não pode causar interferências em outros sistemas eletrônicos;
- b) Não pode ser suscetível a emissões de outros sistemas eletrônicos;
- c) Não pode causar interferência nele próprio.

A interferência eletromagnética é uma perturbação capaz de gerar comportamentos inesperados em outros equipamentos eletrônicos ou sistemas elétricos. Um exemplo é um liquidificador ou uma furadeira, que ao ser ligado, gera interferências em uma televisão ou na tela de um computador. Os equipamentos certificados devem ser eminentes a emissão e imunes a interferências externas.

Paul(2006) representa os três aspectos de problemas de CEM em diagrama de blocos, conforme a Figura 32, para orientação da estrutura básica de projetos de CEM. Conforme a Figura, a fonte produz emissão de interferências eletromagnéticas, o caminho de acoplamento transfere esta energia, que é transferida para o receptor, resultando em um comportamento inesperado.

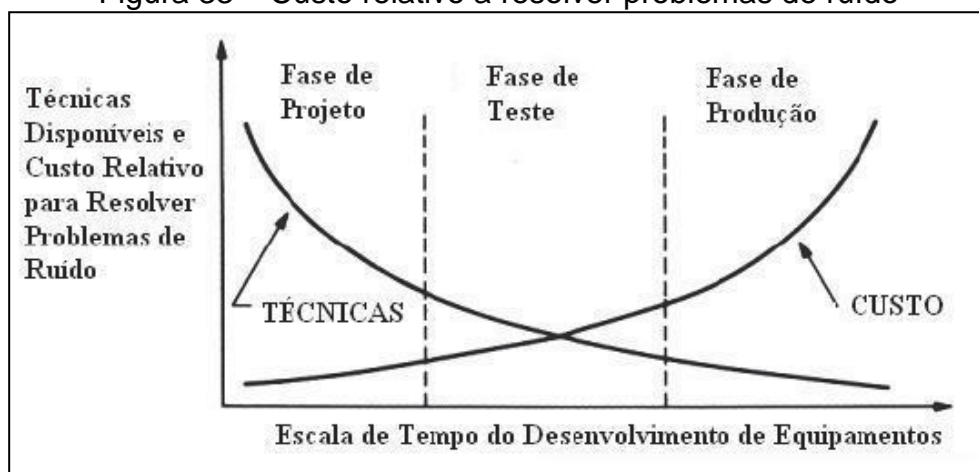
Figura 32 – Problemas de CEM



Fonte: Paul (2006).

O projetista de equipamentos eletrônicos deve seguir os critérios de CEM para evitar retrabalhos e alto custo para correção. Quando o projetista segue todos os critérios de projeto, a probabilidade de acerto do projeto fica em torno de 90% (OTT, 2009). O autor ainda afirma que há uma relação de custo relativamente considerável do ponto de vista de projetos de equipamentos eletrônicos uma vez que se considera a produção do mesmo. Para tanto, Ott (2009) demonstra na Figura 33a relação de custo *versus* as técnicas utilizadas para correção de ruídos.

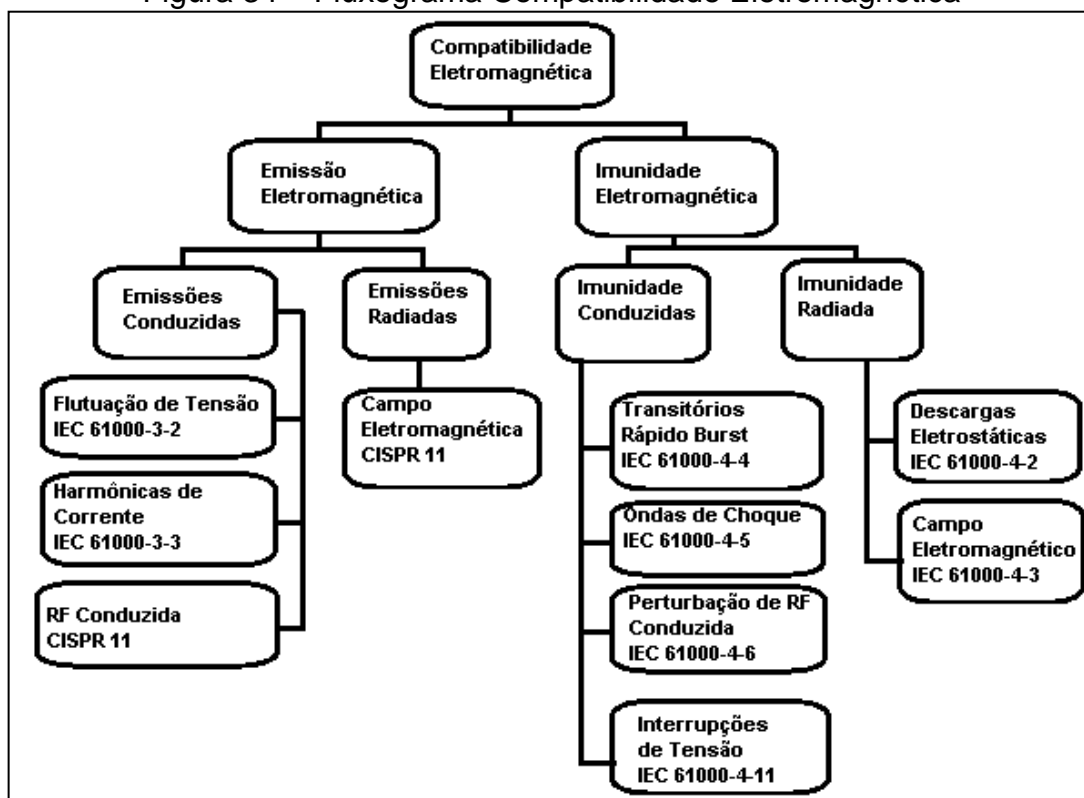
Figura 33 – Custo relativo a resolver problemas de ruído



Fonte: Ott (2009).

As interferências eletromagnéticas são divididas em interferências irradiadas e interferências conduzidas. Pinto (2010) destaca as normatizações específicas para cada fenômeno de EMI. Este trabalho será limitado nas medições das emissões conduzidas seguindo as normas regulamentadas para equipamentos de solda a arco. Tendo como interesse para esta aplicação as interferências que os equipamentos podem gerar para o ambiente e a outros equipamentos. A partir da definição da norma é possível implementar filtros com o intuito de minimizar as interferências respeitando os limites da mesma.

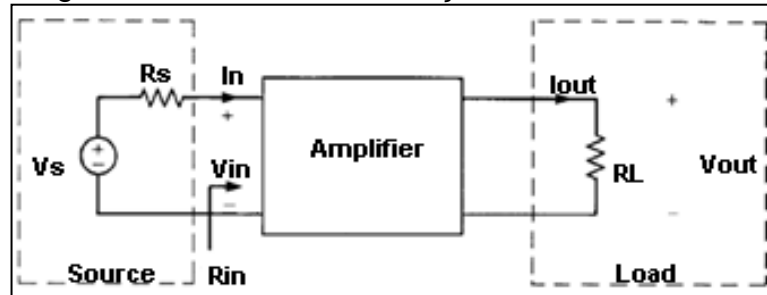
Figura 34 – Fluxograma Compatibilidade Eletromagnética



Fonte: Adaptado de Pinto (2010).

Segundo Pinto (2010), as grandezas a serem medidas para análise de problemas de compatibilidade eletromagnética em emissões conduzidas são a tensão em volts e a corrente em ampères. Nas emissões irradiadas, as medições de interesse são o campo elétrico em volts por metro [V/m] e o campo magnético em ampères por metro [A/m]. Associadas a estas grandezas estão as potências em Watts [W] ou densidade de potência em Watts por metro quadrado (W/m^2). A variação gama desta quantidade pode ser muito grande e usa como exemplo o campo elétrico, que pode ter valores variados a partir de $1\mu V/m$ até $200V/m$. Por ter essa gama de valores é comum o uso de decibel [dB] como medição de CEM. Os decibéis têm como característica a compressão de dados. Por exemplo, uma gama de tensões de 10^8 equivalem a 160dB. Essa grandeza é a mais usada para entendimento de fenômenos eletromagnéticos. Para exemplificar Paul (2006) apresenta um modelo de circuito amplificador na Figura 35.

Figura 35 – Circuito de definição do uso de Decibel



Fonte: Paul (2006).

O circuito contém uma fonte chamada de V_s e uma resistência da própria fonte chamada de R_s , a qual fornece um sinal a um amplificador, cujo a carga é representada pela resistência R_L . A resistência de entrada é representada por R_{in} e a tensão de entrada V_{in} é expressa em RMS. Com isso, Paul (2006) apresenta a equação 5, onde P_{in} é a Potência de entrada em Watts e P_{out} é a potência de saída em Watts.

$$P_{in} = \frac{V_{in}^2}{R_{in}} \quad (5)$$

Abaixo é expresso o ganho de potência, equação 6, e o ganho de potência expresso em decibel, equação 7.

$$\text{GanhodePotencia} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6)$$

$$\text{GanhodePotencia dB} = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (7)$$

Ganho da tensão expressa em decibéis, onde V_{out} é a tensão de saída, conforme equação 8.

$$\text{GanhodeTensaodB} = 20 \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (8)$$

Ganho da corrente expressa em decibéis, onde I_{in} é a corrente de entrada e I_{out} é a corrente de saída, conforme equação 9.

$$GanhodacorrentedB = 20\log_{10}\frac{I_{out}}{I_{in}} \quad (9)$$

Paul (2006) apresenta uma tabela a qual auxilia na obtenção de índice de interferências eletromagnéticas em decibéis, conforme reproduzido na Tabela 3. Onde:

- a) De 0 a 10dB considera-se atenuação fraca;
- b) De 10 a 30dB considera-se atenuação leve;
- c) De 30 a 60dB considera-se atenuação forte;
- d) Acima de 60dB considera-se uma atenuação que necessita blindagem e filtros.

Tabela 3 – Exemplo de valores em Decibéis

$Ganho\ de\ Tens\tilde{a}o_{dB} = 20\log_{10}\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)$			$Ganho\ de\ Pot\til{e}ncia_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{P_{out}}{P_{in}}\right)$		
dB	Rela\c{c}\~ao de Pot\~encia	Rela\c{c}\~ao de Tens\~ao	dB	Rela\c{c}\~ao de Pot\~encia	Rela\c{c}\~ao de Tens\~ao
0	1,00	1,00	10	10,00	3,16
1	1,26	1,12	20	100,00	10,00
3	2,00	1,41	30	1000,00	31,60
5	3,16	1,78	60	1000000,00	1000,00
6	4,00	2,00	-10	0,10	0,316
7	5,00	2,24	-20	0,01	0,10
9	8,00	2,82	-30	0,001	0,0316
10	10,00	3,16	-60	0,000001	0,001

Fonte: Paul (2006).

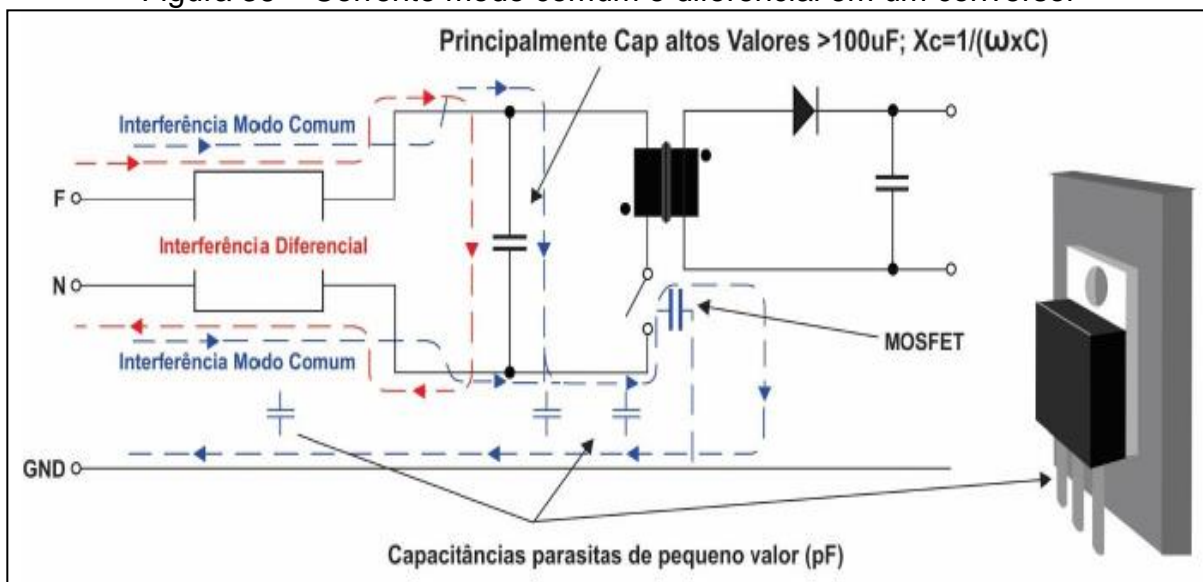
2.4.1 Correntes de Modo Comum e Corrente de Modo Diferencial

As emissões conduzidas podem ser classificadas em dois grupos de ruídos: ruído de modo comum e ruído de modo diferencial. Em equipamentos eletrônicos que são constituídos por conversores de corrente alternada na entrada, tem como forma uma onda triangular. Este ruído interfere em faixas de baixa frequência do espectro de emissões (PAUL, 2006).

As correntes de modo comum fluem através dos condutores fase e neutro, retornando pelo condutor terra. Essas correntes se encontram em fase e influenciam nas frequências altas do espectro de emissão. Essas correntes ocorrem devido ao acoplamento capacitivo e indutivo, beneficiadas pelas capacidades intrínsecas dos

componentes para circular pelo condutor terra do equipamento. A Figura 36 mostra o caminho da corrente percorrido no modo comum e diferencial em um conversor.

Figura 36 – Corrente modo comum e diferencial em um conversor

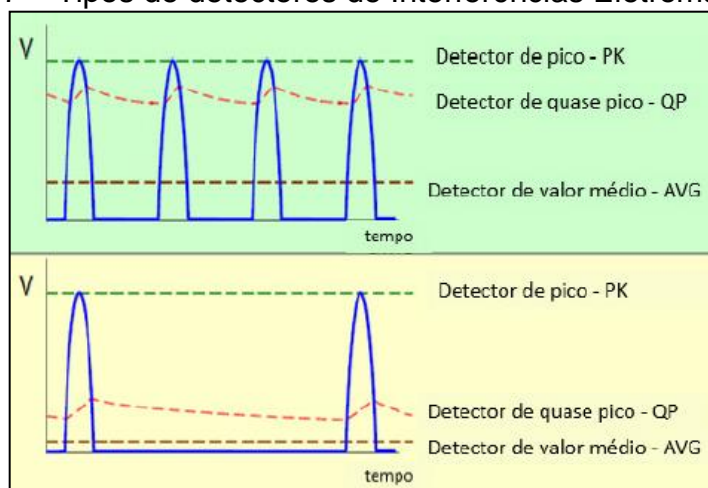


Fonte: Tothe Fuzihara (2015).

Há formas de medir interferências eletromagnéticas utilizando detector de picos, valores médios e quase pico (LIZ, 2003). O detector de pico resulta na maior magnitude do sinal que ocorre. O detector de quase pico é um indicador do efeito subjetivo de um sinal de interferência. Liz(2003) usa como analogia, para exemplificar, um ruído leve que acontece todo segundo, é mais perturbador em relação a um ruído alto que acontece toda hora. O detector de quase pico comporta-se como um detector de pico em fugas de corrente.

O motivo de utilizar os detectores de quase pico são de limites regulatórios, para evitar, com isso, interferências na comunicação de rádio e receptores. Um sinal ruído de baixa frequência não interfere ao ouvinte, porém um sinal com modulação contínua interfere na capacidade de recepção. Paul (2006) demonstra na Figura 37 os tipos de detectores de interferências eletromagnéticas.

Figura 37 – Tipos de detectores de Interferências Eletromagnéticas



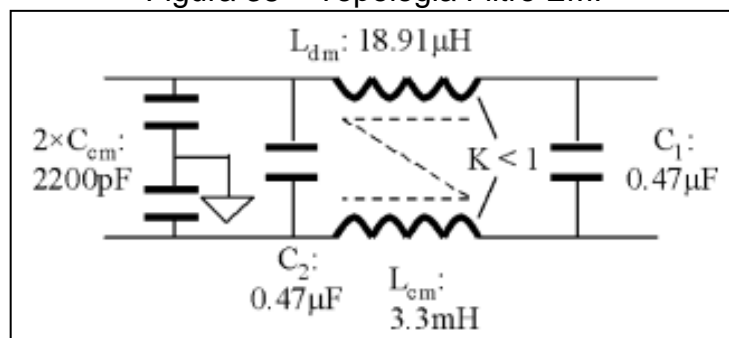
Fonte: Paul (2006).

2.4.2 Técnicas para redução de Interferência Eletromagnética

Para projetos de filtros contra interferências eletromagnéticas, devido a complexidade do assunto, é preciso prever propriedades parasitas de componentes e configurações a serem consideradas. Algumas vezes essas propriedades não são especificadas ou são desconhecidas. Uma vez que o projeto do circuito eletrônico trabalha em frequências altas as propriedades parasitas em trilhas e componentes eletrônicos precisam ser consideradas. Os efeitos gerados por campos eletromagnéticos dependem da configuração geométrica dos componentes em um circuito eletrônico, visando a direção do fluxo magnético, os quais influenciam no desempenho do projeto. Esses efeitos aumentam quando parte de um circuito carrega altos níveis de interferência (LISSNER et al., 2007).

Filtros são circuitos usados para redução de interferências eletromagnéticas, como por exemplo, o circuito da Figura 38.

Figura 38 – Topologia Filtro EMI



Fonte: Wang et al. (2004).

Segundo Wang et al. (2004) a topologia da Figura 38 é representada com C1 e C2 como capacitores filtros para correntes de modo diferencial e Ccm como capacitor para correntes de modo comum. O indutor Ldm tem a função de absorver interferências eletromagnéticas geradas pela linha ou trilha minimizando as interferências entregues na saída do circuito.

2.5 NORMATIZAÇÃO

Devido a distorções harmônicas e o baixo nível de fator de potência causados por sistemas não lineares, organizações como a Comissão Eletrotécnica Internacional (IEC) posicionaram-se com documentos de normas e recomendações para ajudar engenheiros e técnicos a dimensionar equipamentos a partir de estudos realizados, verificando os impactos que estes problemas pode causar. A IEC aplica normas, as quais precisam ser respeitadas, normas essas que não são aplicadas ao Brasil obrigatoriamente, no entanto em países como Japão, Estados Unidos e Europa são normas técnicas ditas como lei no desenvolvimento de equipamentos eletrônicos.

Este trabalho tratou das recomendações da norma IEC61000-3-2 e IEC61000-3-12, a respeito dos limites de harmônicos que são gerados por equipamentos eletrônicos e IEC 60974-10 que normatiza os projetos sobre compatibilidade eletromagnética em equipamentos eletrônicos a arco elétrico.

2.5.1 Normas e Recomendações da IEC 61000-3-2

A norma IEC 61000-3-2 (*Electromagnetic Compatibility – EMC*) padroniza os limites de correntes harmônicas na entrada de equipamentos eletrônicos de corrente de entrada menor ou igual a 16A por fase, conectado a uma rede de baixa tensão alternada, de frequência 50 ou 60Hz, com tensão fase e neutro entre 220V e 415V. Para tensões fase e neutro inferiores a 220V os limites não foram estabelecidos, pois essa norma é aplicada principalmente na região europeia onde as tensões de fase e neutro são as especificadas.

Os equipamentos são separados em classes:

- a) Classe A: equipamentos com alimentação trifásica equilibrada, equipamento de uso residencial (sem ser os equipamentos de Classe D).

Também estão incluídos todos os equipamentos que não se enquadram nas outras categorias.

- b) Classe B: ferramentas portáteis e os equipamentos de solda a arco elétrico.
- c) Classe C: equipamentos para iluminação dos tipos incandescentes e LED.
- d) Classe D: equipamentos como computadores pessoais, monitores de vídeo e aparelhos de televisão.

A Tabela 4 apresenta os valores máximos para as correntes harmônicas conforme a norma IEC 61000-3-2 para medições no fio fase.

Tabela 4 – Limites de harmônicas IEC 61000-3-2

Ordem do Harmônico n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente[A]	Classe C (>25W) % da fundamental	Classe D (>75W, <600W) [mA/W]
Harmônicas Ímpares				
3	2,30	3,45	30.FP	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,40	0,60	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot \frac{15}{n}$	$0,225 \cdot \frac{15}{n}$	3	$3,85/n$
Harmônicos Pares				
2	1,08	1,62	2	
4	0,43	0,645		
6	0,3	0,45		
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \cdot \frac{8}{n}$	$0,35 \cdot \frac{8}{n}$		

Fonte: IEC 61000-3-2 (2020).

2.5.2 Normas e Recomendações da IEC 61000-3-4

A IEC 61000-3-4 (*Electromagnetic Compatibility – EMC*) é aplicada a equipamentos eletrônicos com corrente de entrada nominal de 16A a 75A. Os limites da norma referem-se às mudanças de correntes da rede pública de baixa tensão e instalação do equipamento. Equipamentos com essa faixa de corrente de entrada sofrem perturbações devido às características não lineares de projeto, causando distúrbios na rede. Os limites da norma são representados na Tabela 5.

Tabela 5 – Limites de harmônicas IEC 61000-3-4

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%) ⁺	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%) ⁺
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2,0	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,6

Fonte: IEC 61000-3-4 (1998).

2.5.3 Normas e Recomendações da IEC 60974-10

As interferências eletromagnéticas são respostas indesejáveis de equipamentos eletrônicos. A norma IEC 60974-10 (*Arc Welding equipment Electromagnetic Compatibility – EMC*) especifica os limites aceitáveis de emissões de campo magnético gerado por equipamentos de solda a arco elétrico. Essas interferências, como exemplo, são causadas pela centelha da escova do motor do arame de solda, chaveamento do circuito inversor, acionamento de relés e chaves. A norma separa os equipamentos de solda a arco elétrico em duas classes:

- a) Classe A: destinam-se ao uso de equipamentos de solda em locais que não sejam residenciais, onde a energia elétrica é fornecida pelo sistema público de alimentação em baixa tensão;
- b) Classe B: são adequados para uso em todos os locais, incluindo locais residenciais onde a energia elétrica é fornecida pelo sistema público de alimentação em baixa tensão.

Os limites de emissão são projetados para reduzir a probabilidade de interferência em equipamentos de solda a arco. A capacidade do equipamento de soldagem a arco de funcionar de maneira compatível em outros ambientes de rádio é grandemente influenciado pela maneira como ele é instalado e utilizado. Os limites da normativa presente, a respeito da compatibilidade eletromagnética, estão especificadas na Tabela 6 e 7. A Tabela 6 relata os limites de distúrbios de tensão para o teste do equipamento sem carga (em vazio). A Tabela 7 apresenta os limites de distúrbios de tensão para o equipamento em carga.

Tabela 6 – Limites de distúrbio de tensão sem carga, IEC 60974-10

Frequency band MHz	Class B dB μ V		Class A dB μ V	
	Quasi-peak	Average	Quasi-peak	Average
0,15-0,50	66 Decreasing linearly with logarithm of frequency to 56	56 46	79	66
0,50-30	56	46	73	60

Fonte: IEC 60974-10 (2020).

Tabela 7 – Limites de distúrbio de tensão com carga, IEC 60974-10

Frequency band MHz	Class B dB μ V		Class A dB μ V		Class A > 100 A ^a dB μ V	
	Quasi-peak	Average	Quasi-peak	Average	Quasi-peak	Average
0,15-0,50	66 Decreasing linearly with logarithm of frequency to 56	56 46	100	90	130	120
0,50-5	56	46	86	76	125	115
5-30	60	50	90 Decreasing linearly with logarithm of frequency to 70	80 60	115	105

^a Applicable to equipment with mains supply currents I_{1max} in excess of 100 A per phase.

Fonte: IEC 60974-10 (2020).

3 SISTEMA PROPOSTO

Foi realizado um estudo de fundamentação teórica com o intuito de escolher, através de experimentos e conclusões de outros autores, o melhor sistema para a implementação do pré regulador de fator de potência. Entre os equipamentos de soldagem a arco elétrico do tipo inversor, existem diferentes portes de equipamentos, devido aos diferentes processos de soldagem: TIG, MIG, Eletrodo Revestido e Arco Submerso. A não ser o Arco Submerso que necessita correntes altas na saída do equipamento, correntes entre 500A e 1200A, os outros processos de solda são divididos em três portes: pequenos, médios e grandes portes. Dentre os portes de equipamentos há características elétricas que definem os mesmos. Após a pesquisa de campo, na Tabela 8 são apresentadas diferentes características elétricas de cada porte de equipamentos de solda a arco elétrico. Na tabela também são apresentadas as características de cada porte levando em consideração as grandezas de interesse deste trabalho.

Tabela 8 – Portes de Equipamentos de solda a Arco Elétrico

Porte de Equipamento de solda a arco elétrico	Correntes Máximas de Entrada	Tensão de Entrada	Correntes Máximas de Saída	Tensões Máximas de Saída	Onde são mais utilizados
Pequeno Porte	10A até 15A	220V AC monofásico	120A até 180A	70V DC	Trabalhos leves como: Serralheria, para trabalhos domésticos e de eventuais utilizações.
Médio Porte	16A até 25A	220V até 380V AC, monofásico ou trifásico	250A até 350A	70V DC	Utilizado para serviços leves e serviços mais pesados em eventual utilização. Utilizado na indústria metalúrgica onde necessita utilizar correntes altas em situações eventuais.
Grande Porte	25A até 60A	220V 380V e 440V AC trifásico	400A até 500A	70V DC	Utilizado na indústria metalúrgica para serviços pesados onde se necessita altas correntes.

Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

O controlador de fator de potência pode ser implementado em qualquer porte de equipamento a arco elétrico, conforme descrito na Tabela 8. Foi realizada uma pesquisa na empresa SUMIG Soluções para Solda e Corte na cidade de Caxias do Sul, que informou que 46,82% das vendas de equipamentos de solda inversoras

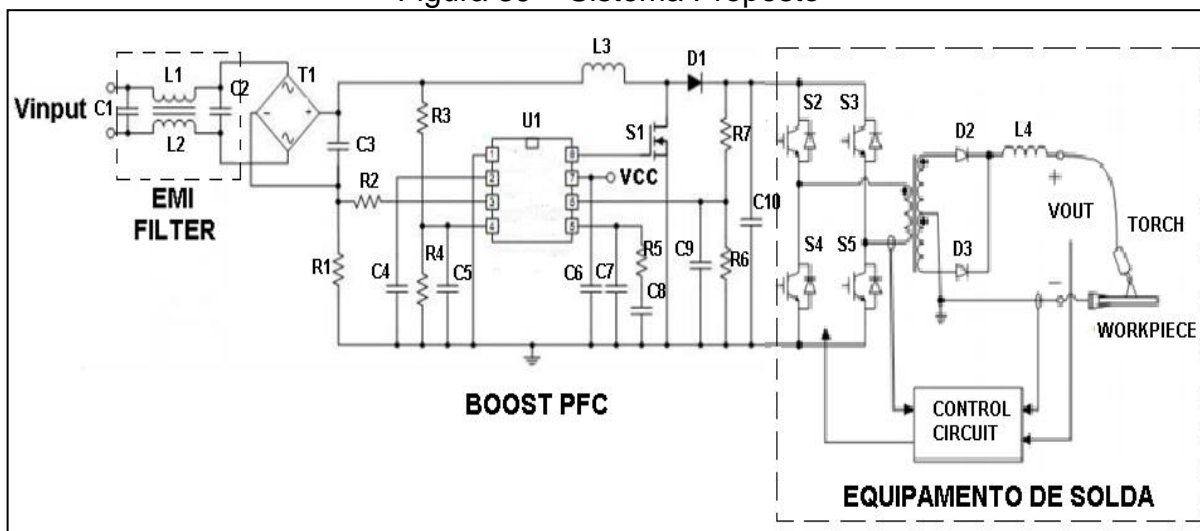
no período de 2015 a 2019 foram de equipamentos de pequeno porte.

Portanto, foi escolhido para este trabalho implementar um pré regulador de fator de potência do tipo *Boost PFC* em modo contínuo para um equipamento de solda a arco elétrico de pequeno porte.

O sistema proposto para este trabalho contém três etapas conforme é representado na Figura 39. Na primeira etapa foi realizada a implementação de um filtro EMI, onde é apresentado um hardware com intuito de minimizar as interferências eletromagnéticas, respeitando os limites da norma IEC 60974-10. A segunda etapa é constituída pelo conversor *Boost PFC*, onde foi projetado o hardware responsável pelo controle do fator de potência e pela redução das distorções harmônicas conforme a norma IEC 61000-3-2.

Este trabalho limitou-se apenas ao controle de fator de potência, redução de distorções harmônicas e ruídos eletromagnéticos. Não foi realizado o estudo do equipamento de solda, o mesmo apenas servirá como carga deste projeto. A Figura 39 apresenta de forma ilustrativa os componentes de um equipamento de solda.

Figura 39 – Sistema Proposto

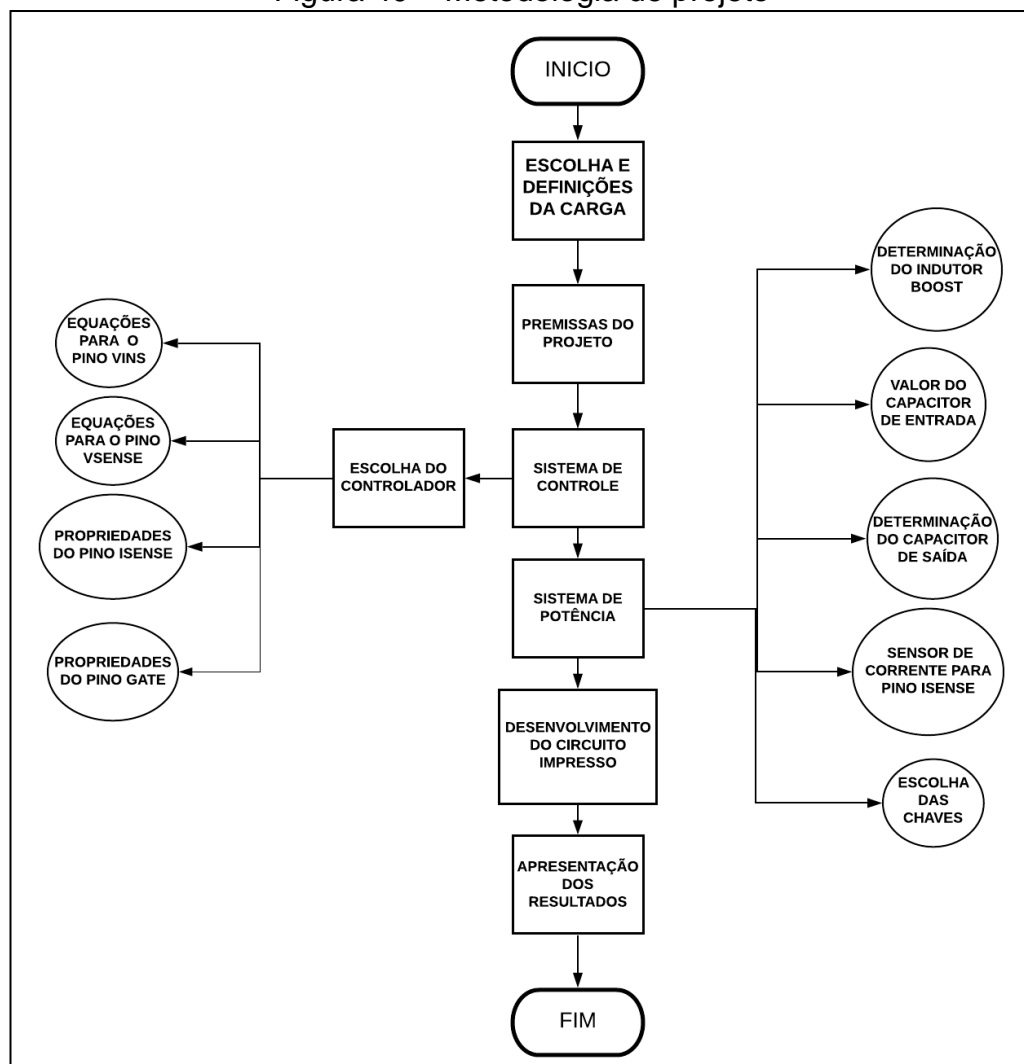


Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

4 IMPLEMENTAÇÃO

A Figura 40 mostra o fluxograma da maneira como foram abordadas as etapas deste projeto, visando a organização e desenvolvimento para alcance dos resultados esperados do conversor *Boost* PFC.

Figura 40 – Metodologia de projeto



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Foi utilizado como base de carga para o projeto de pré regulador de fator de potência *Boost* PFC, um equipamento de solda, cujo modelo é Tiger 165 da SUMIG. Este equipamento tem como alimentação de entrada 220VAC monofásico, com corrente máxima de consumo de 22A. Essas características correspondem ao projeto do equipamento de solda sem o circuito *Boost* PFC. Foi produzido um protótipo em placa de circuito impresso para testar o projeto conforme os cálculos

que se encontram neste trabalho.

Como premissa de projeto, foi considerado para cálculo de potência de entrada do circuito *Boost* PFC, a potência máxima que, segundo o fabricante, o equipamento de solda consome. A Tabela 9 representa as premissas elétricas.

Tabela 9 – Dados de entrada circuito *Boost* PFC

GRANDEZAS ELÉTRICAS	CIRCUITO <i>BOOST</i> PFC
Tensão de entrada [Vac]	220VAC
Corrente de entrada [Iac]	22A
Potência Ativa [kW]	4,71kW
Potência Aparente [kVA]	4,8kVA
FP	0,99
Eficiência (η)	0,92

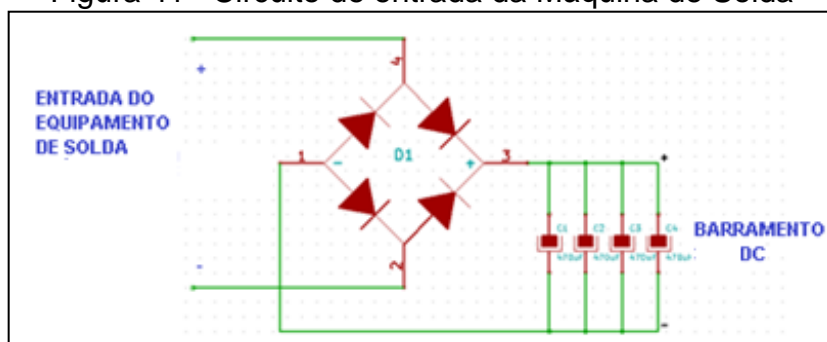
Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

A partir disso, é possível estabelecer os pré requisitos básicos do projeto conversor *Boost* PFC. A tensão de entrada e a potência ativa máxima, são os parâmetros principais que se deve levar em consideração para iniciar o projeto. Para testar as grandezas potenciais do conversor *Boost*, operando como pré regulador de fator de potência, é utilizado como carga um equipamento de solda já existente. Para isso será removido o circuito de entrada desse equipamento e acoplado o circuito *Boost* PFC. O equipamento de solda (carga) é um projeto pronto e foi projetado para receber na entrada uma tensão monofásica de 220VAC. Sendo assim a tensão máxima de pico é de 311Vdc.

Foi definido que a tensão de saída do conversor *Boost* PFC será de 320Vdc, deixando uma margem muito próxima da tensão de 311Vdc, fazendo com que o conversor se mantenha sempre operando e regulando o fator de potência.

No equipamento de solda, sem o *Boost* PFC, a tensão de entrada 220Vac é enviada para uma ponte retificadora e após, para quatro capacitores eletrolíticos de 470uF em paralelo, os quais fazem a filtragem da tensão de *ripple*, tornando a tensão de barramento em 311Vdc, esta tensão é distribuída para os circuitos do equipamento. Acoplando o circuito *Boost* PFC, a tensão de barramento do equipamento de solda torna-se 320Vdc. Essa distribuição pode ser melhor visualizada na Figura 41.

Figura 41– Circuito de entrada da Máquina de Solda



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Na Figura 39 estão o circuito proposto ao desenvolvimento do projeto. Como pode-se ver, o circuito inicia com a filtragem de interferências eletromagnéticas radiadas e conduzidas da forma de onda da tensão da rede elétrica. Após, é feita a pré regulação do fator de potência e redução de distorções harmônicas, através do chaveamento do indutor L3, onde a largura do pulso é o resultado de medições de corrente e tensão feitas pelo controlador. Assim, a carga (equipamento de solda) recebe uma tensão estável, com o melhor aproveitamento de qualidade de energia.

A seguir, são apresentadas duas etapas de desenvolvimento do projeto. Na primeira etapa foi abordado o sistema de controle, onde é possível compreender como funciona o controle de um circuito *Boost* PFC. Na segunda etapa é apresentado o sistema de potência, onde são representadas as equações necessárias para projeto do conversor *Boost*.

4.1 SISTEMA DE CONTROLE

O controle de um conversor *Boost* PFC é peculiar comparado a outros sistemas de conversão, devido ao sensoriamento de mais de uma grandeza elétrica ao mesmo tempo, criando ações instantâneas de chaveamento do indutor, fazendo com que a magnetização e desmagnetização do mesmo sejam rápidas o suficiente para que a forma de onda da corrente consiga aumentar e diminuir em uma frequência, em alguns casos, mil vezes maior que a frequência fundamental da rede. Portanto, é necessário um controle rápido o suficiente para atender os requisitos do projeto. Para o controle do conversor *Boost* PFC, é preciso monitorar a forma de onda da tensão de entrada e da corrente no indutor, para garantir o modo contínuo de condução. Com isso, foram realizadas pesquisas de controladores que poderiam

atender um projeto *Boost PFC* de modo contínuo.

Silva (2009) utilizou como controle de um conversor *Boost PFC* um microcontrolador LPC2138 do fabricante Philips e um circuito integrado dedicado UC3854 do fabricante Texas Instruments. O sistema consiste em um microcontrolador LPC2138 de núcleo ARM7 de 64 pinos, 32bits, com dois canais ADC para aquisição de sinais analógicos e sensoramento do sistema, o qual monitora a rede elétrica, envia um sinal para o circuito integrado UC3854 caso haja algum distúrbio na rede elétrica. O componente UC3854 é um circuito integrado de 16 pinos, o qual faz o controle de fator de potência de um circuito *Boost PFC*.

Em seu trabalho de conclusão Lange (2009) apresenta outra forma de controle de um conversor *Boost PFC*, utilizando um microcontrolador PIC18F2331 do fabricante Microchip. Circuito integrado de 28 pinos e com 4 canais ADC para aquisição de sinais analógicos. O sistema consiste em utilizar o microcontrolador como sensoramento de sinais do sistema de potência e através do firmware do mesmo, gerar o controle PWM para as chaves de potência do conversor.

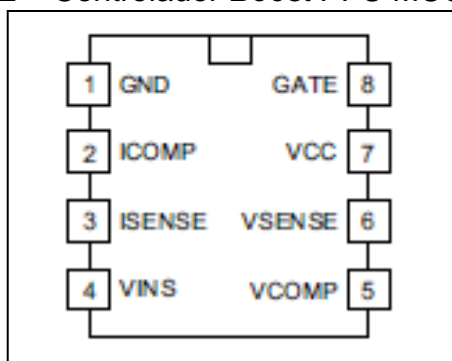
Foram realizadas pesquisas do que existia no mercado de componentes eletrônicos, a respeito de circuitos integrados dedicados a controle de fator de potência (PFC) de modo de condução contínuo (MCC). Com isso, foi encontrado o circuito integrado de 8 pinos ICE2PCS02 do fabricante Infineon, o qual faz o controle de um conversor *Boost PFC* de modo MCC. O CI opera com frequência fixa de 65kHz e tem como tensão de referência 3V. Outro CI dedicado é o UCC28019 da fabricante Texas Instruments. Este CI é semelhante ao do fabricante Infineon, é um componente de 8 pinos, com frequência fixa de 65kHz e com tensão de referência de 5V. O UCC28019 é um CI dedicado a controle de conversores *Boost PFC* de modo MCC. A Texas Instruments disponibiliza no *datasheet* do CI UCC28019 um “*application note*” onde mostra o desenvolvimento completo de um conversor *Boost PFC* MCC para uma carga de 300W.

Contudo foi decidido para este trabalho utilizar o CI UCC28019 da Texas Instruments, em função de ser um CI de apenas 8 pinos, baixo custo, dedicado ao objetivo de controle deste projeto, além de o fabricante disponibilizar os cálculos necessários para a implementação.

Segundo o *datasheet*, o controlador UCC28019 é um componente integrado de 8 pinos conforme é ilustrado na Figura 42. É um CI dedicado ao controle de fator de potência *Boost PFC* em modo contínuo de condução, ideal para controle de fator

de potência e redução de distorções harmônicas no sistema. A frequência de comutação gerada é de 65kHz, fixa sem a alternativa de alteração. O UCC28019 necessita de alimentação externa. O CI pode ser alimentado de 10,5V a 22V entre o pino 7 VCC e o pino 1 GND. Optou-se pela utilização de uma fonte externa como alimentação no valor de 15V.

Figura 42 – Controlador *Boost* PFC MCC UCC28019



Fonte: Texas Instruments (2017).

A Tabela 10 representa a função de cada pino do controlador UCC28019.

Tabela 10 – Pinos CI UCC28019

NOME	PINO	FUNÇÃO
GND	1	Pino terra de referência.
ICOMP	2	Corrente de Compensação: Um capacitor é conectado neste pino ao GND para garantir a o sinal médio na leitura de corrente. O controle é desabilitado se a tensão neste pino for inferior a 0,6V. Fabricante recomenda um capacitor de 1nF.
ISENSE	3	Sensor da corrente no Indutor: Neste pino é conectado um shunt como sensor de corrente para leitura da corrente instantânea no indutor. Se a leitura de corrente exceder o limite projetado o PWM no pino Gate será desligado. O fabricante recomenda um resistor de 220Ω para eliminar distúrbios na leitura.
VINS	4	Leitura da tensão AC de entrada: Este pino faz a leitura da tensão de entrada AC para detectar todos os níveis de tensão no tempo. Um divisor de tensão é colocado neste pino para que máxima tensão no pino seja de 5V.
VCOMP	5	Tensão de Compensação: Um resistor e um capacitor são acoplados neste pino regulando o soft-start. Fabricante recomenda acoplar um capacitor 2n2F e um resistor de 33kΩ em serie e os dois paralelos com um capacitor de 220n.
VSENSE	6	Sensor de tensão de saída: Este pino faz a leitura de feedback de tensão DC de saída do <i>boost</i> PFC. Um divisor de tensão é acoplado neste pino para garantir a máxima tensão de entrada no pino de 5V.
VCC	7	Pino de alimentação: O controle é ligado após a tensão do pino VCC exceder 10,5V. Fabricante recomenda acoplar um capacitor de 100nF ao GND neste pino.
GATE	8	Gate Drive: Saída de sinal PWM com soft-star para acionamento de chaves. Capaz de fornecer até 1,5A. A tensão de pico é fixa 12,5V. Fabricante recomenda colocar um resistor de 10Ω entre o pino GATE e a chave. Colocar um resistor de 10k em relação a terra para manter a entrada da chave sempre desligada.

Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2017).

4.1.1 Lógica de controle

O controlador UCC28019 realiza, através de amostras de tensão e corrente, o controle do conversor *Boost* PFC. A Figura 45 representa o funcionamento interno do controlador através de diagrama de blocos. Entre esses blocos, estão alguns destinados apenas para controle de proteções, contra sobre tensão e subtensão, e outros destinados a controle de regulação de fator de potência.

O controle de fator de potência inicia com a amostra do valor da tensão de saída do conversor *Boost* PFC. Essa amostra é recebida pelo pino 6 (VSENSE) do controlador e enviada para um comparador chamado pelo fabricante de *Voltage Error Amplifier*, conforme a Figura 45. Esse comparador verifica o erro entre o valor de tensão VSENSE e os 5V, após a saída do comparador é acionada com o *soft-start* regulado pelo pino 5 (VCOMP). Após, esse nível de tensão é enviado para um bloco o qual contém duas saídas chamadas M1 e M2 e duas condições para que a saída seja acionada, são chamadas de SOC e EDR. SOC é acionado quando a amostra de tensão recebida pelo pino 3 (ISENSE) for maior que 0,73V. EDR é acionado quando a amostra de tensão recebida pelo pino 6 VSENSE for maior que 4,75V. Este bloco resulta nas saídas M1 e M2 uma onda no formato dente de serra, cuja rampa é calculada conforme a equação 10, segundo o *datasheet* do controlador. Utilizando os valores calculados na subseção 4.2, a velocidade da rampa resulta na equação 10.

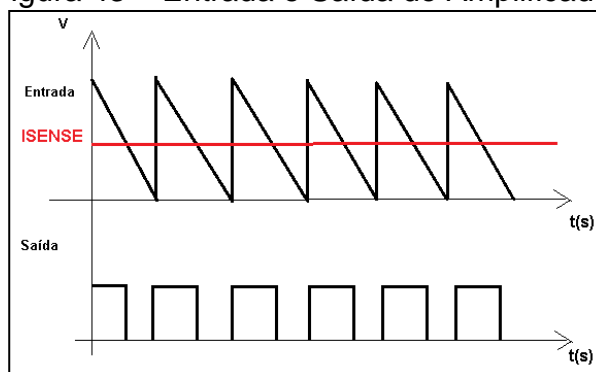
$$M1 \ M2 = \frac{I_{out_{max}} \cdot V_{out}^2 \cdot R_{sense} \cdot 7}{\eta^2 \cdot V_{in_{RMS}}^2 \cdot 15,385} = \frac{15,320^2 \cdot 0,0064 \cdot 7}{0,92^2 \cdot 220^2 \cdot 15,385} = 0,109 \frac{V}{\mu s} \quad (10)$$

Como é possível observar na equação 10 a rampa da onda dente de serra depende da corrente máxima de saída, da tensão de saída, da tensão de entrada e eficiência do projeto. As amostras instantâneas dessas grandezas irão formar a velocidade de subida da rampa, como o valor é instantâneo, a mesma pode variar como o tempo. Como a tensão e corrente de saída irão variar muito pouco, a variação da tensão de entrada irá ser o maior fator para determinar a velocidade de subida da rampa.

O bloco é dividido em duas saídas M1 e M2. M1 é enviado para um amplificador operacional onde o mesmo irá gerar um ganho para a amostra de

corrente recebida pelo pino 3 (ISENSE). A Figura 43 representa o resultado da comparação entre a onda dente de serra e o valor da amostra de tensão do sensor de corrente ISENSE. O resultado é uma onda periódica. Como é possível observar a onda periódica inicia quando o valor de tensão da onda dente de serra ultrapassa o valor do ISENSE e encerra quando é inferior a tensão de ISENSE.

Figura 43 – Entrada e Saída do Amplificador



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2017).

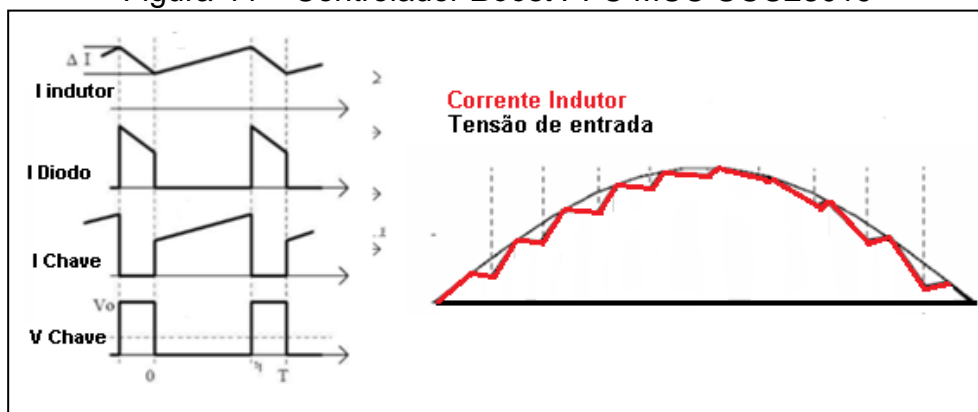
Na saída do amplificador um capacitor externo ao controlador é acoplado no pino 2 (ICOMP), o capacitor tem como função gerar uma média da tensão periódica, resultando em uma tensão contínua novamente. Esta tensão contínua é enviada para um novo amplificador operacional que irá comparar o valor da tensão ICOMP que é o resultado da amostra de corrente do conversor *Boost* PFC amplificada e o dente de serra resultante das amostras de tensão de saída, corrente de saída e tensão de entrada. O resultado desta comparação terá o mesmo formato apresentado na Figura 43, onde a tensão contínua será a ICOMP e o dente de serra será M2. O resultado será uma onda periódica novamente e a mesma é enviada para uma memória digital *latch*. Como é possível observar, a *latch* receberá no pino *set(S)* a onda periódica e no pino *reset* um trem de pulsos na frequência fixa de 65kHz. Toda vez que o pino *reset* receber um nível alto a saída é desligada, quando o pino *reset* receber um nível baixo a saída é ligada. A saída resultará na onda periódica sendo acionada na frequência de 65kHz. Esta onda resultante é enviada para etapa de *Gate Drive* para acionamento da chave.

De forma geral o controlador funciona da seguinte forma: o controlador extrai amostras instantâneas da tensão de entrada, tensão de saída e corrente de saída. Com estas amostras gera uma onda dente de serra, cujo o tempo de subida da rampa é determinado pelas amostras. Esta onda é comparada pela amostra da

corrente de saída. Quando o valor da tensão da rampa exceder o valor da corrente de saída inicia o chaveamento do conversor *Boost*. A razão cíclica aumenta até que a tensão de saída alcance o valor projetado, no caso 320V. Nesse momento, o pino 6 (VSENSE) recebe uma tensão maior que 4,75V, fazendo com que EDR seja acionado desligando a onda dente de serra. Ao desligar a onda, o chaveamento do indutor *Boost* para, o indutor começa a desmagnetizar, fluindo corrente pelo diodo *Boost* até a saída, isso faz com que a tensão de saída diminua, até que o pino 6 (VSENSE) receba uma tensão menor que 4,75V acionando novamente a onda dente de serra e iniciando novamente o chaveamento da chave.

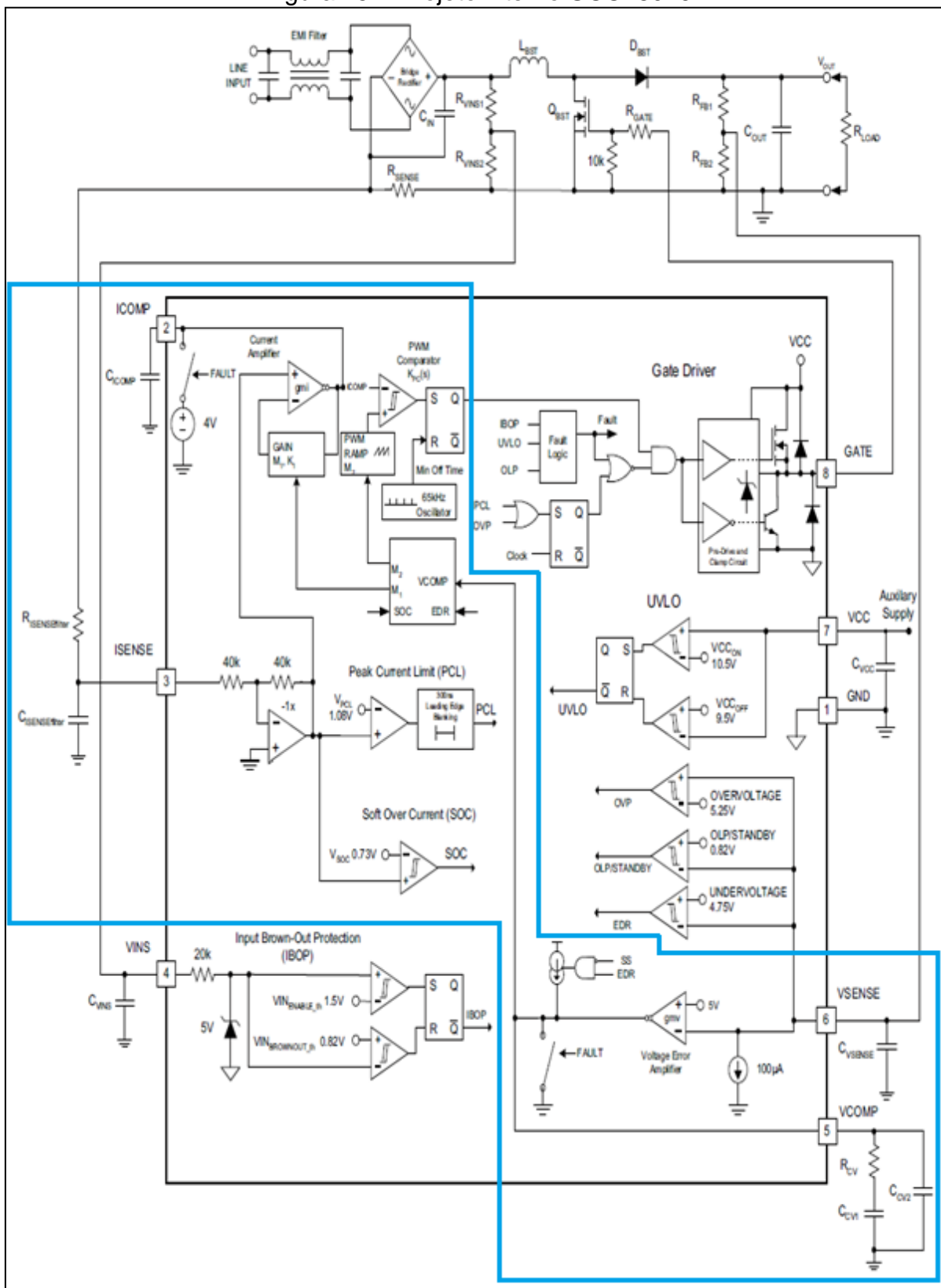
Do ponto de vista da corrente no indutor, existirá uma variação que é o resultado da variação de magnetização e desmagnetização do indutor no chaveamento conforme a Figura 44. O modo contínuo de condução acontece devido a corrente no indutor não chegar a zero, a mesma é aumentada antes de chegar a zero pelo controlador, devido ao controle da rampa do dente de serra. O resultado do controle de chaveamento irá fazer com que a corrente no indutor que irá se refletir a corrente de entrada, seja forçada a seguir o formato da tensão de entrada, corrigindo assim, o fator de potência e diminuindo as distorções harmônicas.

Figura 44 – Controlador *Boost* PFC MCC UCC28019



Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2017).

Figura 45 – Projeto interno UCC28019

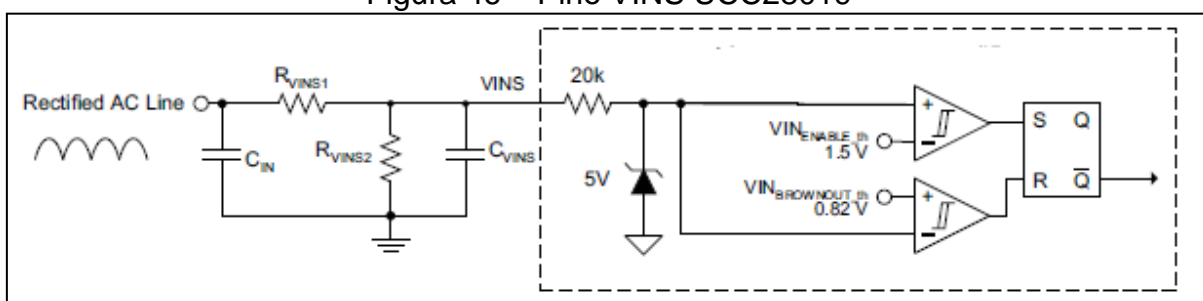


Fonte: Adaptado de Texas Instruments (2017).

4.1.2 Leitura da Tensão AC de entrada

O pino 4 VINS do controlador tem a função de monitorar a tensão de entrada. Um divisor de tensão é implementado para a realização da leitura de forma linear da tensão de entrada. A Figura 46 representa a implementação do divisor de tensão neste pino. O *datasheet* mostra que é preciso uma tensão mínima em VINS para operação, a qual deve ser maior que 1,5V. Caso a tensão em VINS for menor que 0,82V o circuito é desligado.

Figura 46 – Pino VINS UCC28019



Fonte: Texas Instruments (2017).

Considerando que possa haver oscilações da rede elétrica, foi considerado para este projeto que a rede pode variar até 230Vac, muito próximo de 220Vac, dessa forma a tensão de pico é de 330V.

Segundo o *datasheet* do controlador, para calcular os resistores do divisor de tensão é necessário levar em consideração que quando o circuito *Boost* PFC receber a máxima tensão de entrada, 5V devem chegar no pino VINS. Com isso, os resistores foram calculados para satisfazer a faixa de tensão adequada da função do pino. Um capacitor de 220nF é acoplado no pino VINS a GND para filtrar interferências na leitura da tensão, conforme a equação 11.

$$VINS = \frac{V_{in_{retificado(max)}} \cdot R_{vins2}}{R_{vins2} + R_{vins1}} = \frac{330 \cdot 120 \cdot 10^3}{7,8 \cdot 10^6 + 120 \cdot 10^3} = 5V \quad (11)$$

Onde:

- VINS: pino de leitura de tensão de entrada;
- $V_{in_retificado(max)}$: Tensão máxima permitida na entrada.

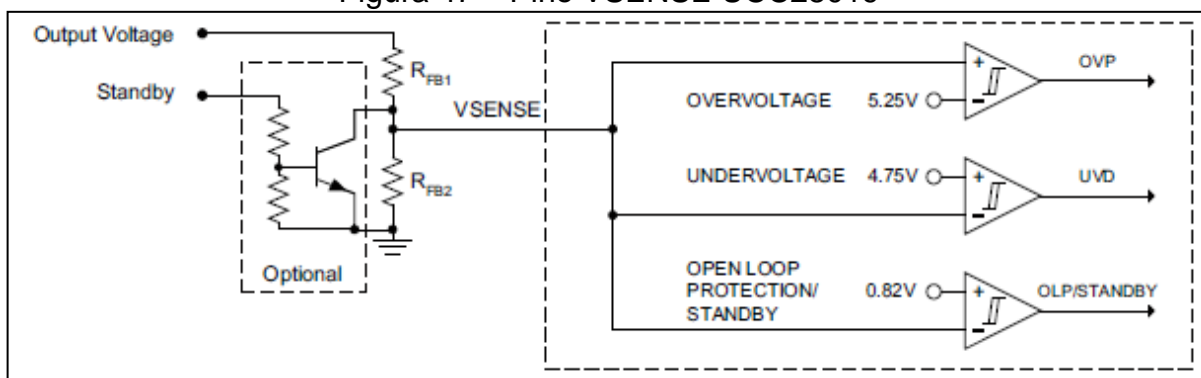
4.1.3 Leitura da Tensão de saída

O pino 6 VSENSE do controlador é responsável por monitorar a tensão de saída do conversor. Através de um divisor de tensão, é possível regular a máxima tensão de saída desejada. A Figura 47 representa a implementação do divisor de tensão no pino VSENSE.

Da mesma forma que foi calculado o divisor de tensão para VINS, é calculado o divisor de tensão para VSENSE, fazendo com que quando tiver 320V na saída do circuito Boost PFC, 5V seja injetado no pino VSENSE. Segundo o datasheet do controlador, se a tensão de VSENSE passar de 5,25V o CI entra em estado chamado OVP (*Overvoltage*), fazendo com que o sistema de controle desligue.

O datasheet também mostra que se a tensão no pino VSENSE baixar de 4,75V o controlador entra em modo UND (*Undervoltage*), fazendo com que a razão cíclica do conversor Boost PFC aumente até que a tensão no pino VSENSE aumente de 4,75V. Caso a tensão no pino VSENSE chegar a um valor menor que 0,82V o controlador entra no modo OLP/STANDBY (*OPEN LOOP PROTECTION/STANDBY*), fazendo com que durante grandes alterações na carga haja uma resposta dinâmica mais rápida no controle da razão cíclica.

Figura 47 – Pino VSENSE UCC28019



Fonte: Texas Instruments (2017).

Conforme o datasheet do controlador, para calcular os resistores do divisor de tensão deve-se levar em consideração a tensão de saída desejada, como requisito do projeto foi definida a tensão de saída de 320VDC. Uma associação de resistores é necessária devido aos valores de resistências comerciais, conforme a equação 12.

$$V_{SENSE} = \frac{V_{out} \cdot R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} = \frac{320 \cdot 15,6 \cdot 10^3}{15,6 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^6} = 4,91V \quad (12)$$

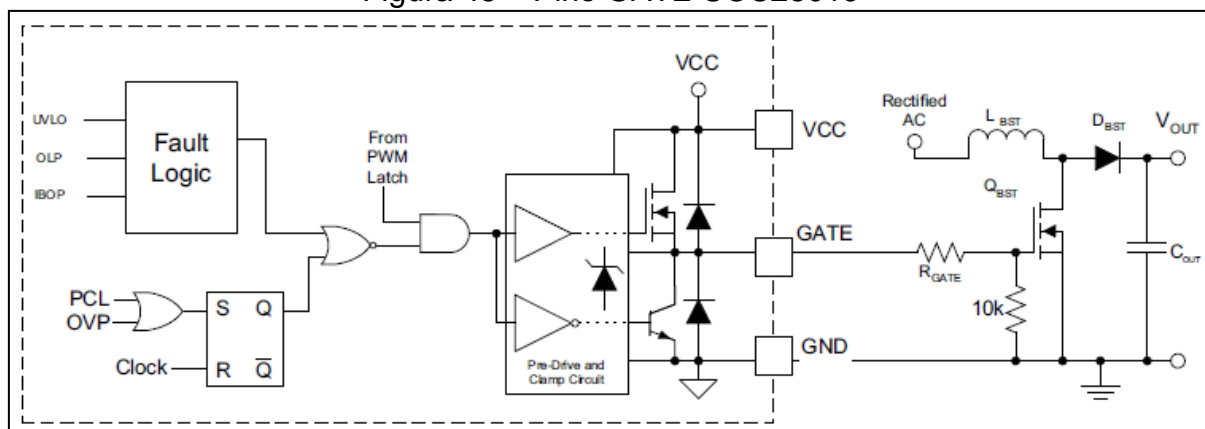
Onde:

- a) VSENSE: Pino de leitura da tensão de saída do circuito *Boost* PFC;
- b) $R_{fb1} = 10K\Omega + 5K6\Omega = 15,6k\Omega$.

4.1.4 Circuito de acionamento da chave

O pino 8 GATE tem a função de gerar o pulso para as chaves. Segundo o datasheet do UCC28019 a saída GATE tem um valor limite de 12,5V controlado internamente pelo CI. O fabricante recomenda colocar um resistor de 10Ω entre o pino GATE e as chaves. Deve-se colocar também, um resistor de 10kΩ entre o GATE de cada chave em relação ao GND para garantir que a chave esteja sempre desligada quando não for acionada. A Figura 48 representa a imagem interna do controle do pino GATE.

Figura 48 – Pino GATE UCC28019



Fonte: Texas Instruments (2017).

É possível observar que há uma porta lógica do tipo E dentro do CI que recebe o sinal PWM em um pino de conexão e no outro o sinal referente às proteções vistas anteriormente. O sinal PWM só é enviado para a saída da porta lógica quando um sinal nível lógico alto vier da etapa de proteções. Na etapa de proteções é possível encontrar uma porta lógica do tipo “não ou”, a mesma somente irá enviar um sinal lógico alto na saída se receber nível lógico baixo nas duas conexões de entrada, ou seja, isso irá acontecer quando nenhum sinal vindo das

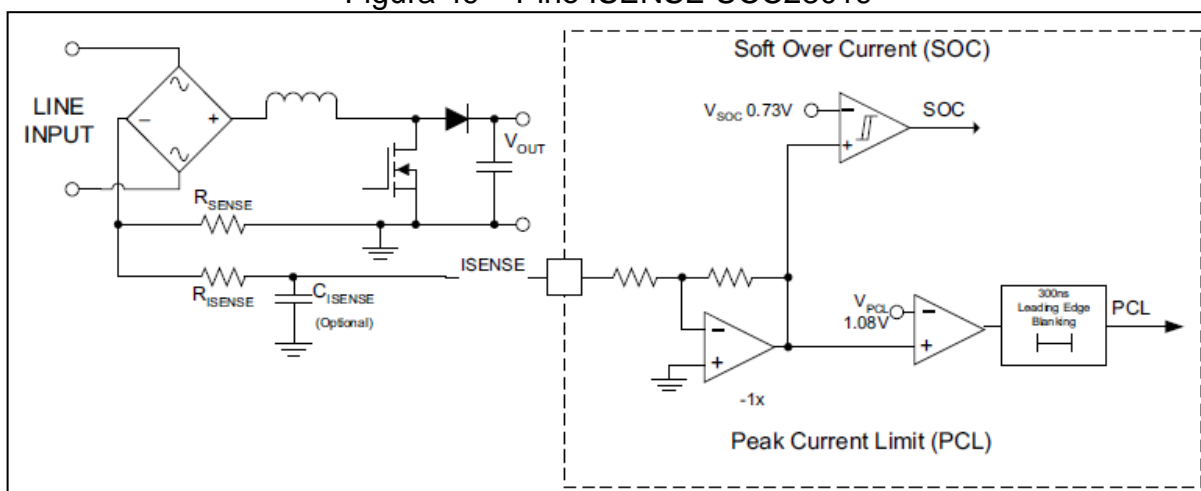
proteções for enviado. Portanto, se nenhum sinal de proteção for enviado, o PWM poderá seguir para a etapa Drive e para a saída GATE.

4.1.5 Medição da corrente no indutor *Boost*

O pino 3 ISENSE do controlador tem a função de ler o valor de corrente no Indutor *Boost* PFC e ativar ações de proteção ao controlador. A Figura 49 representa a implementação do Rsense como sensor de corrente. O fabricante recomenda colocar um resistor de 220Ω e um capacitor de $1nF$ como filtro passa baixa para filtrar variações na leitura.

O controlador UCC28019 tem duas proteções contra sobre corrente. O PCL (*Peak Current Limit*) é a proteção que é ativada caso haja saturação do indutor *Boost* PFC, essa proteção é ativada se o pino ISENSE receber uma tensão maior que $1,08V$. O SOC (*Soft Over Current*) é o acionamento do bloco relatado anteriormente na lógica de controle.

Figura 49 – Pino ISENSE UCC28019



Fonte: Texas Instruments (2017).

4.2 SISTEMA DE POTÊNCIA

O circuito da etapa de potência contém os componentes de um conversor do tipo *Boost* preparado para operar como pré regulador de potência. O fabricante do CI UCC28019 apresenta em seu *datasheet* os cálculos necessários para o desenvolvimento do conversor *Boost* PFC, o qual foi usado para este projeto. Foi utilizado destas equações para calcular os componentes necessários para a

implementação do projeto deste trabalho.

4.2.1 Definição da potência máxima

O *datasheet* do UCC28019 apresenta os cálculos em etapas, a primeira etapa é definir a potência máxima de saída do projeto. Foi definido que a potência máxima para este projeto de 4,8KVA para que com uma saída de 320VDC pudesse fornecer uma corrente máxima de 15A conforme a Tabela 9. Segundo o *datasheet* do controlador, a primeira etapa é definir a potência do projeto, conforme a equação 13.

$$I_{out_{max}} = \frac{P_{out(max)}}{V_{out(max)}} = \frac{4800}{320} = 15A \quad (13)$$

Onde:

- a) $I_{out(max)}$: Corrente de saída do circuito PFC;
- b) $P_{out(max)}$: Potência máxima de saída do circuito PFC;
- c) $V_{out(max)}$: Tensão máxima de saída do circuito PFC.

4.2.2 Corrente RMS máxima de entrada

Após, é possível definir a corrente RMS máxima de entrada, conforme a equação 14. O $V_{in(min)}$ foi definido levando em consideração que o circuito PFC possa ser ligado em uma rede elétrica de 110Vac. Como a tensão da rede elétrica pode variar foi definida a tensão mínima de 100Vac.

$$I_{inRMS(max)} = \frac{P_{out(max)}}{\eta \cdot V_{in(min)} \cdot PF} = \frac{4800}{0,92 \cdot 100 \cdot 0,99} = 52,7A \quad (14)$$

Onde:

- a) $I_{inRMS(max)}$: Corrente RMS máxima de entrada;
- b) η : Eficiência do circuito. Deseja-se uma eficiência de 0,92;
- c) $V_{in(min)}$: Tensão mínima de entrada;
- d) PF: Fator de potência desejado.

4.2.3 Corrente de pico máxima de entrada

Em seguida, é definida a corrente de picomáxima de entrada, conforme a equação 15.

$$I_{in_pico(max)} = \sqrt{2} \cdot I_{inRMS_{MAX}} = \sqrt{2} \cdot 52,7 = 74,53A \quad (15)$$

Onde:

- $I_{in_pico(max)}$: Corrente de pico máxima de entrada.

4.2.4 Corrente média de entrada

Com isso, é possível calcular a corrente média de entrada que passa pela ponte retificadora, conforme a equação 16.

$$I_{in_médio} = \frac{2 \cdot I_{in_pico(max)}}{\pi} = \frac{2 \cdot 74,53}{\pi} = 47,44A \quad (16)$$

Onde:

- $I_{in_médio}$: Corrente média de entrada.

4.2.5 Variação da corrente de entrada

Em seguida é calculada a variação da corrente de entrada, conforme equação 17.

$$I_{ripple} = \Delta_{ripple} \cdot I_{in_pico(max)} = 0,2 \cdot 74,53 = 14,9A \quad (17)$$

Onde:

- I_{ripple} : Variação da corrente permitida;
- Δ_{ripple} : Porcentagem da corrente de pico permitida. Fabricante do CI de controle UCC28019 recomenda 20%.

4.2.6 Capacitor de entrada

É calculada a variação de tensão de entrada, conforme equação 18.

$$V_{in_ripple} = \Delta V_{in_ripple} \cdot V_{in_retificado(min)} = 0,06 \cdot \sqrt{2} \cdot 100 = 8,48V \quad (18)$$

Onde:

- a) V_{in_ripple} : Variação de tensão permitida;
- b) ΔV_{in_ripple} : Porcentagem da variação de tensão permitida. Fabricante do CI de controle UCC28019 recomenda 6%;
- c) $V_{in_retificado(min)}$: Tensão mínima de entrada retificada.

Sabendo a variação da tensão de entrada permitida, é possível calcular o capacitor para manter esta variação. Segundo o datasheet do controlador, é possível calcular conforme a equação 19.

$$C_{in} = \frac{I_{ripple}}{8 \cdot f_{sw} \cdot V_{in_ripple}} = \frac{14,9}{8 \cdot 65000 \cdot 8,48} = 3,37\mu F \quad (19)$$

Onde:

- a) C_{in} : Capacitor de entrada;
- b) f_{sw} : Frequência de chaveamento.

4.2.7 Corrente de pico no indutor *Boost*

Para calcular o indutor *Boost* PFC primeiro é necessário calcular a corrente de pico no indutor, conforme a equação 20.

$$I_{L_pico} = I_{in_pico(max)} + \frac{I_{ripple}}{2} = 74,53 + \frac{14,9}{2} = 81,98A \quad (20)$$

Onde:

- a) I_{L_pico} : Corrente de pico do Indutor *Boost*.

4.2.8 Indutor *Boost*

Assim, é possível calcular o menor indutor *Boost* PFC para operar em modo contínuo de condução. A equação do indutor *Boost* se encontra na equação 21.

$$L_{bosst(min)} \geq \frac{V_{out} \cdot D \cdot (1-D)}{f_{sw} \cdot I_{ripple}} \geq \frac{320 \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{65000 \cdot 14,9} \geq 82,6 \mu H \quad (21)$$

Onde:

- a) $L_{boost(min)}$: O menor valor a indutância do Indutor *Boost* permitido;
- b) D : Valor da razão cíclica no pior caso segundo fabricante do CI UCC29019.

Foi utilizado um indutor toroidal de 1mH no projeto, devido a acessibilidade do mesmo.

4.2.9 Razão Cíclica

É possível calcular a maior razão cíclica que o controlador poderá operar, conforme a equação 22.

$$D_{(max)} = \frac{V_{out} - V_{in_{retificado(min)}}}{V_{out}} = \frac{320 - 141,42}{320} = 0,56 \quad (22)$$

Onde:

- a) $D(max)$: Maior razão cíclica.

4.2.10 Diodo *Boost*

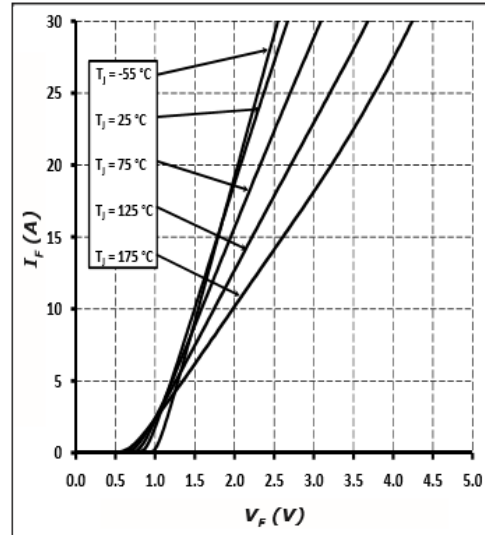
Para dimensionar o diodo *Boost* PFC, é necessário considerar que a corrente máxima que passa pelo mesmo é a corrente de saída do circuito, 15A e a tensão máxima que o mesmo tem que suportar é a tensão de saída de 320Vdc. O diodo *Boost* PFC se encontra após o indutor e antes da saída do circuito. Para o funcionamento do circuito PFC, é necessário a utilização de um Diodo do tipo *Schottcky* devido à velocidade de recuperação. Para isso, foi escolhido o diodo C3D20060D cuja especificação em seu *datasheet* é:

- a) V_{rrm} : 600V;
- b) $I_F(T=135^\circ C)$: 26^a;
- c) Q_{rr} : 0nC;
- d) $P_{tot}(T_c=25^\circ C)$: 136,5W;
- e) $P_{tot}(T_c=110^\circ C)$: 59W;

f) $R_{\theta jc}$: 1,3 °C/W.

Segundo o fabricante do CI UCC28019 ao usar um diodo *shottcky* do tipo *silicone carbide* o valor de Q_{rr} é zero.

Figura 50 – Curva $I_f \times V_f$ C3D20060D



Fonte: CREE(2016).

A Figura 50 representa o gráfico da tensão do diodo em relação a corrente que passa pelo mesmo. Neste projeto, o pior caso é quando a corrente máxima de saída for 15A. Com isso, utilizou-se como parâmetro para definir o V_f a temperatura do case de 125°C, conforme equação 23, apresentada no *datasheet* do UCC28019 (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

$$\begin{aligned}
 P_{diodo} &= V_{f_{125^{\circ}C}} \cdot I_{out_{max}} + 0,5 \cdot f_{sw} \cdot V_{out} \cdot Q_{rr} = \\
 P_{diodo} &= 2,3 \cdot 15 + 0,5 \cdot 65000 \cdot 320 \cdot 0 = 34,5W
 \end{aligned}
 \tag{23}$$

4.2.11 Chave do Indutor *Boost*

Para dimensionar a chave *Boost* PFC é necessário considerar que a corrente máxima que passa pelo mesmo é a corrente no indutor, a corrente de pico no indutor é de 81,98A e a tensão máxima que o mesmo tem que suportar é a tensão de entrada de pico. Considerando a tensão de entrada do circuito de 220Vac a tensão de pico será de 311Vdc. Como chave para o chaveamento do indutor *Boost*PFC foi escolhido uma chave IGBT, devido a sua facilidade de acionamento e capacidade de suportar correntes maiores do que MOSFETs. Para o projeto foi

escolhido o IGBT FGW50N60H, em função das características atenderem aos requisitos do projeto:

- a) VCE: 600V;
- b) VGE: +-20V;
- c) IC (Tc = 25°C):100^a;
- d) IC (Tc = 100°C):50^a;
- e) tf (Tj = 175°C): 55ns;
- f) tr (Tj = 175°C): 33ns;
- g) Rθjc: 0,45 °C/W;
- h) Rθja: 40 °C/W.

É preciso calcular as perdas na chave, afim de verificar a necessidade de acoplar dissipadores de potência nas chaves. Conforme Barbi(2017) a equação de perdas por chaveamento e por condução podem ser calculadas como mostradas nas equações 24 e 25. Equação de perdas por chaveamento no acionamento e na recuperação.

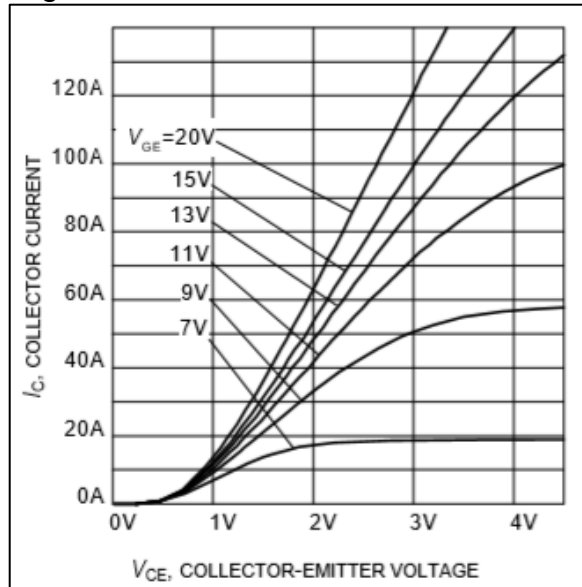
$$P_{woff} = \frac{t_f \cdot V_{CE} \cdot I_{pico}}{2} \cdot f_{SW} = \frac{55 \cdot 10^{-9} \cdot 320 \cdot 15}{2} \cdot 65000 = 8,58W \quad (24)$$

$$P_{won} = \frac{t_r \cdot V_{CE} \cdot I_{pico}}{2} \cdot f_{SW} = \frac{33 \cdot 10^{-9} \cdot 320 \cdot 15}{2} \cdot 65000 = 5,15W \quad (25)$$

Onde:

- a) Pwon: Perda no acionamento do IGBT;
- b) Pwoff: Perda na recuperação do IGBT;
- c) Tr: tempo de acionamento do IGBT;
- d) Tf: tempo de recuperação do IGBT.

Para calcular as perdas por condução é necessário saber qual a resistência de perda por condução. A Figura 51 representa o gráfico da corrente de coletor em relação à diferença de potencial entre coletor e emissor da chave FGW50N60H. Através desse gráfico é possível calcular a resistência de condução. Foi utilizado como parâmetro para o cálculo a referência de VGE = 15V, conforme a equação 26.

Figura 51 – Curva $I_c \times V_{CE}$ FGW50N60H

Fonte: Fuji Eletric (2020).

$$R_{\text{perdacondução}} = \frac{V_{CE_{\max}} - V_{CE_{\min}}}{I_{C_{\max}} - I_{C_{\min}}} = \frac{3-2}{100-55} = 0,022\Omega \quad (26)$$

Perda por condução é a potência que está em cima do IGBT na hora da condução. Essa perda pode ser obtida multiplicando a R_{on} pela I_{pico} ao quadrado, conforme equação 27.

$$P_{\text{condução}} = R_{\text{perdacondução}} \cdot I_{\text{médio}}^2 = 0,022 \cdot 47,44^2 = 49,51W \quad (27)$$

As perdas totais de chaveamento e condução são dadas pelo somatório de todas as perdas, conforme equação 28.

$$P_{\text{perdas totais}} = P_{\text{wof}} + P_{\text{won}} + P_{\text{condução}} = 8,58 + 5,15 + 49,51 = 63,24W \quad (28)$$

Sabendo as perdas totais, é possível verificar através das equações 29 e 30 se é necessário acrescentar dissipadores ao IGBT.

$$T_j - T_a = (R_{\theta jc} + R_{\theta ja}) \cdot P_{\text{perdas totais}} \quad (29)$$

$$T_j = 25 + (0,45 + 40) \cdot 63,24 = 2583^\circ C \quad (30)$$

Onde:

a) $R_{\theta ja}$: Resistência entre junção e ambiente.

Devido ao valor de T_j , será necessário acrescentar um dissipador com o intuito de diminuir a temperatura da junção. Com isso, foi calculada novamente a temperatura da junção, acrescentando o dissipador. O *datasheet* apresenta a resistência entre case e dissipador $R_{\theta cd} = 0,8 \text{ }^\circ\text{C}$. Para escolher o dissipador, precisa-se saber qual a resistência dissipadora ambiente mínima. Segundo *datasheet* a temperatura de junção crítica é de 175°C , conforme as equações 31 e 32.

$$T_j - T_a = (R_{\theta jc} + R_{\theta cd} + R_{\theta da}) \cdot P_{\text{perdas totais}} \quad (31)$$

$$R_{\theta da} = \frac{175 - 25 - (0,45 \cdot 63,24) - (0,8 \cdot 63,24)}{63,24} = 1,12 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (32)$$

Foi definido utilizar duas chaves IGBT FGW50N60H em paralelo com um dissipador de dimensões 80mm de largura, 85mm de altura e 40mm de comprimento, o qual foi adquirido sem especificação de resistência térmica. No entanto, o dissipador contém dimensões muito próximas do modelo LPD80-40B da empresa Alpha, cujas dimensões são 80mm de largura, 80 de altura e 40mm de comprimento e resistência térmica de $2,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Como as dimensões são muito próximas e a resistência térmica é próxima a calculada, o dissipador atende os requisitos do projeto. Foi necessária a implementação de um circuito snubber para reduzir as perdas de potência na chave. Segundo Barbi(2017), o snubber para as chaves pode ser calculado utilizando as equações 33, 34 e 35.

$$C = I L_{\text{pico}} \cdot \frac{t_r}{V_{CE}} = 81,98 \cdot \frac{33 \cdot 10^{-9}}{320} = 8,45 \text{ nF} \quad (33)$$

$$R = \frac{t_{\text{on min}}}{10 \cdot C} = \frac{\frac{D_{\text{min}}}{f_{\text{sw}}}}{10 \cdot C} = \frac{D_{\text{min}}}{f_{\text{sw}} \cdot 10 \cdot C} = \frac{0,1}{65000 \cdot 10 \cdot 8,45 \cdot 10^{-9}} = 18,2 \Omega \quad (34)$$

$$P_{\text{pot resistor}} = \frac{C \cdot V_{CE}^2 \cdot f_{\text{sw}}}{2} = \frac{8,45 \cdot 10^{-9} \cdot 320^2 \cdot 65000}{2} = 28,12 \text{ W} \quad (35)$$

4.2.12 Capacitor de saída

Segundo o datasheet do UCC28019, o capacitor de saída pode ser calculado conforme a equação 36.

$$C_{out} \geq \frac{2 \cdot P_{out} \cdot \frac{1}{f_{linha}}}{V_{out}^2 - V_{out_{min}}^2} \geq \frac{2 \cdot 4800 \cdot \frac{1}{60}}{320^2 - 311^2} \geq 28mF \quad (36)$$

Onde:

- a) Cout: Capacitor de saída. Colocamos 5 capacitores de 470uF em paralelo;
- b) f_linha: frequência da rede elétrica. No Brasil 60Hz;
- c) Vout_min: Tensão mínima permitida na saída.

4.2.13 Leitura de corrente do CI

R_{sense} é o valor da resistência do *shunt*, o qual é usado como sensor para leitura de corrente do pino ISENSE do CI UCC28019, conforme a equação 37.

$$R_{sense} = \frac{0,66}{I_{L_{pico}} \cdot 1,25} = \frac{0,66}{81,98 \cdot 1,25} = 0,0064\Omega \quad (37)$$

Os valores 0,66 e 1,25 são estabelecidos pelo fabricante do CI UCC28019. Foi realizado uma associação de resistores com resultado de 0,0075Ω/ 4W.

Onde:

- a) R_{sense}: Valor da resistência do shunt.

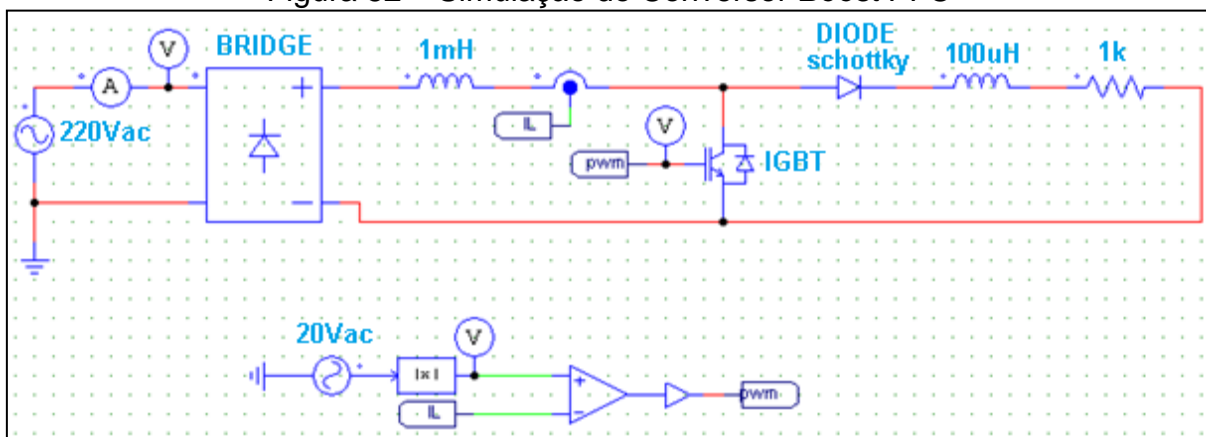
5 SIMULAÇÃO *BOOST* PFC

5.1 CIRCUITO *BOOST* PFC

Para simulação do conversor *Boost* PFC foi utilizado o simulador de circuitos eletrônicos PSIM, cujo contém as ferramentas necessárias para a simulação do projeto. A simulação tem o intuito de analisar, como uma primeira etapa de projeto, testar o software de simulação e testar a topologia *Boost* PFC.

Como é possível ver na Figura 52, o sistema de controle monitora o valor da tensão de entrada no tempo e compara ao valor da corrente do indutor no tempo, através de um comparador lógico fornecido pelo software PSIM. O resultado desta comparação resulta no acionamento da chave. Para este controle, conforme a Figura 52, foi implementado no pino “+” do comparador o valor instantâneo da senóide de 60Hz, foi definida a amplitude máxima de 20V para esta senóide, com o intuito de comparar com a amplitude de corrente máxima no indutor, que na simulação é de 20A. A leitura da corrente no indutor é acoplada ao pino “-” do comparador.

Figura 52 – Simulação do Conversor *Boost* PFC



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

O comparador analisa enquanto o valor de tensão no pino “+” for maior que o pino “-” o pulso PWM permanece em nível alto, o indutor é magnetizado até que a amplitude da corrente seja maior que da tensão. Se o valor do pino “-” for maior que o pino “+” o pulso vai a nível baixo, ou seja, zero volts, isso é feito muito rápido, em uma frequência de 65kHz. Devido à alta frequência em que essa comparação é feita, é possível garantir que a forma de onda da corrente no indutor siga a forma de

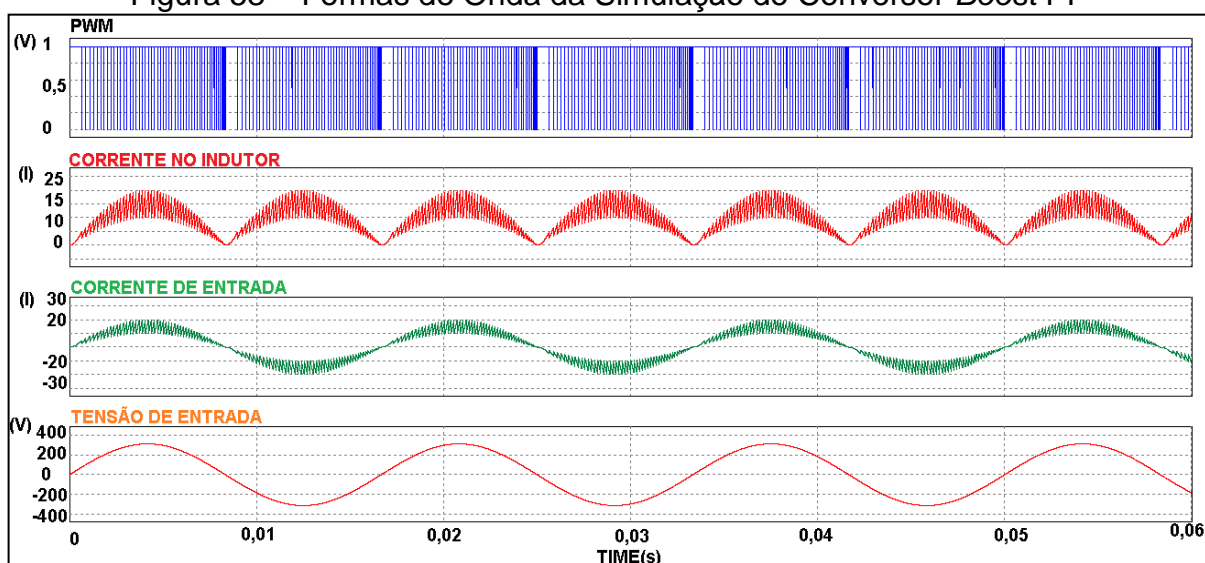
onda da tensão. O sincronismo entre a forma de onda da tensão e corrente no controle do *Boost*PFC faz com que a corrente de entrada seja forçada a manter a mesma forma de onda da tensão de entrada, corrigindo o fator de potência. Um indutor e um resistor foram colocados como carga para poder ser observado e comprovado a correção do fator de potência em carga.

5.2 AVALIAÇÕES DOS RESULTADOS

As formas de onda da simulação do conversor *Boost* PFC estão representadas na Figura 53. A primeira forma de onda representa a modulação de tensão para acionamento da chave. A segunda onda representa a corrente que flui no indutor. A terceira forma de onda, representa a corrente de entrada, a qual é refletida pela corrente no indutor. A quarta forma de onda diz respeito à tensão de entrada, onde foi obtida a forma de onda senoidal com frequência de 60Hz, simulando uma rede elétrica monofásica de 220Vac.

Como é possível ver na Figura 53, a forma de onda da corrente está em fase no tempo em relação à forma de onda da tensão, o que caracteriza a correção de fator de potência. É possível observar também, que na forma de onda da corrente, há uma frequência muito mais alta que a frequência fundamental de 60Hz, esta frequência é a de acionamento da chave.

Figura 53 – Formas de Onda da Simulação do Conversor *Boost* PF



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Segundo Roggia (2009) a condição ideal de fator de potência é quando a forma de onda da corrente está o mais próximo possível em fase da forma de onda da tensão no tempo. O mesmo também diz que quanto mais próximo a forma de onda da corrente estiver da tensão, maior será a quantidade de energia consumida da rede elétrica que será transformada em trabalho útil, ou seja, que não será desperdiçada.

Contudo, após a simulação do sistema *Boost* PFC de modo de condução contínuo, é possível concluir que através de monitoramento e sensoriamento das grandezas elétricas do sistema, pode-se controlar a forma de onda da corrente no tempo para chegar ao mais próximo possível da forma de onda da tensão e por consequência aumentar o fator de potência.

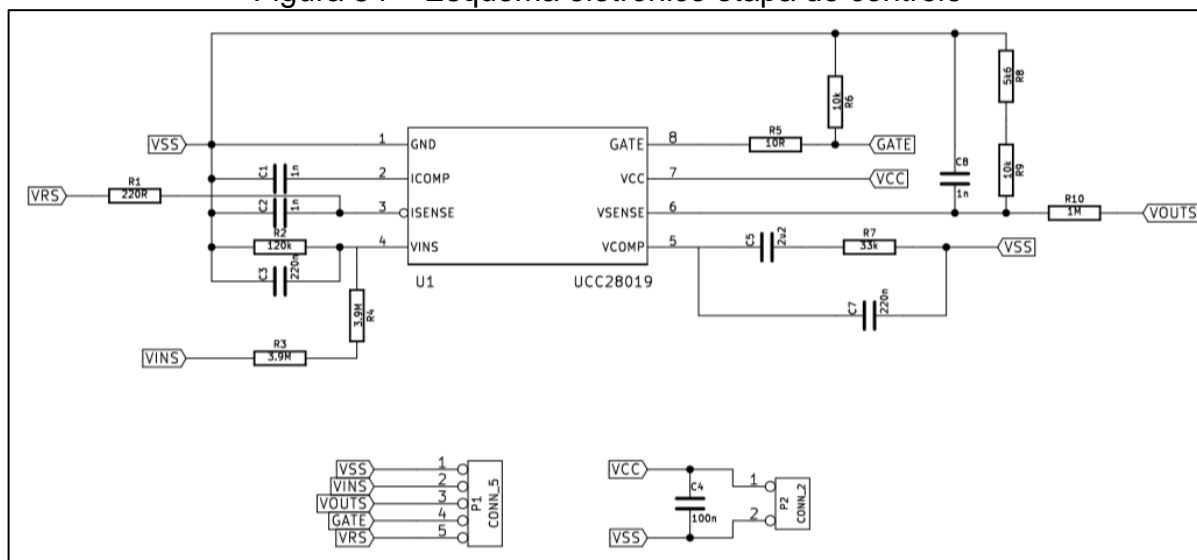
6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS OBTIDOS

Após análise e dimensionamento teórico do circuito *Boost* PFC, através de equações e simulação, foi realizada a implementação de um circuito protótipo para comprovação dos resultados esperados. Como base no dimensionamento dos componentes, foram utilizados os resultados dos cálculos apresentados na seção 4.

6.1 APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

O circuito protótipo foi desenvolvido no *software* de desenvolvimento de circuito impresso KICAD, o qual foi utilizado para desenvolvimento do esquema eletrônico e do circuito impresso. A lista de materiais pode ser encontrada no Apêndice A. O circuito apresentado na Figura 54 representa o esquema eletrônico da etapa de controle do circuito *Boost* PFC. Os cálculos para dimensionamento deste circuito podem ser vistos na subseção 4.1.

Figura 54 – Esquema eletrônico etapa de controle



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Conector P2:

- VCC – Polo positivo da alimentação do circuito integrado UCC28019;
- VSS – Polo negativo da alimentação do circuito integrado UCC28019.

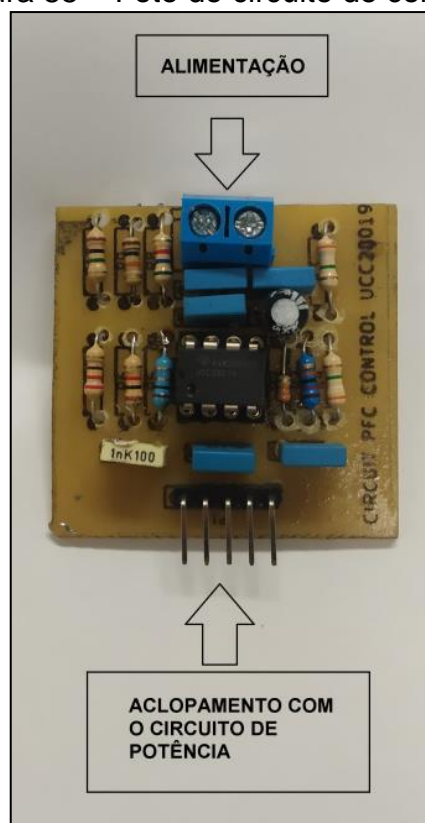
Conector P1:

- VSS – Polo negativo da alimentação do circuito integrado UCC28019;

- b) VINS – Aquisição do valor da tensão de entrada do circuito de potência;
- c) VOUTS – Aquisição do valor da tensão de saída do circuito de potência;
- d) GATE – Saída PWM do circuito integrado UCC28019;
- e) VRS – Aquisição do valor da corrente do circuito de potência.

O protótipo possui um conector de 2 vias (P2), o qual é utilizado como entrada de tensão de alimentação do circuito integrado UCC28019 e um conector de 5 vias (P1) utilizado para ser acoplado no circuito de potência. O circuito consiste em realizar o controle da razão cíclica das chaves IGBT, através de amostras da tensão e corrente do circuito *Boost* PFC conforme foi apresentado na subseção 4.1. A Figura 55 representa a foto do protótipo.

Figura 55 – Foto do circuito de controle

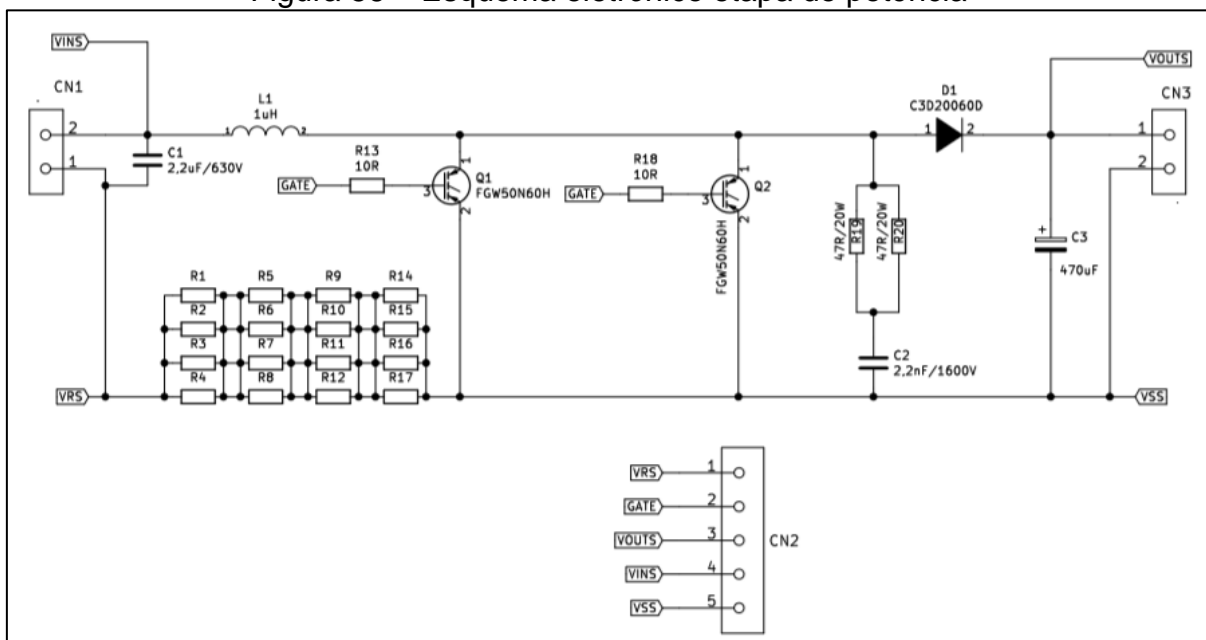


Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

O circuito apresentado na Figura 56 representa o esquema eletrônico da etapa de potência do circuito *Boost* PFC. O circuito possui um conector de 2 vias CN1, o qual é utilizado como entrada de tensão retificada da rede elétrica. O conector de 2 vias CN3 é a saída de tensão de barramento DC do circuito. O conector de 5 vias CN2 é o conector onde é acoplado o circuito de controle. Os resistores R1 a R17 são uma associação de resistores utilizados como sensor de

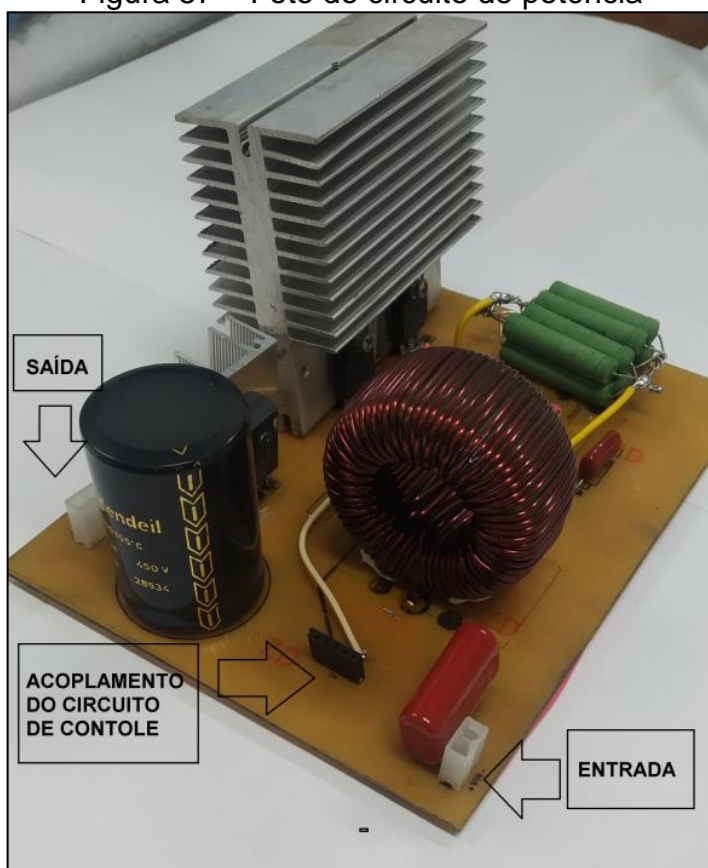
corrente para aquisição do valor da corrente que passa no circuito *Boost PFC*. A Figura 57 representa a foto do protótipo.

Figura 56 – Esquema eletrônico etapa de potência



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Figura 57 – Foto do circuito de potência



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

6.2 AQUISIÇÃO DE DADOS DE POTÊNCIA ELÉTRICA

Para aquisição dos resultados do projeto foi utilizado o Laboratório de Interferência Eletromagnética da Universidade de Caxias do Sul, com o objetivo de mensurar as grandezas elétricas comprovando a pré-regulação de fator de potência e mensurar interferências eletromagnéticas do projeto respeitando as normas citadas na seção 2.

Foi utilizado o equipamento *Power Analyser* WT500 da Yokogawa para mensurar as grandezas elétricas de entrada do presente trabalho, acoplado a carga (equipamento de solda a arco elétrico). Para este trabalho, foi medida a tensão de entrada, corrente de entrada, potência aparente, potência ativa, potência reativa e fator de potência. A Figura 58 mostra o painel frontal do equipamento utilizado.

Figura 58 – Foto do equipamento WT 500 Yokogawa



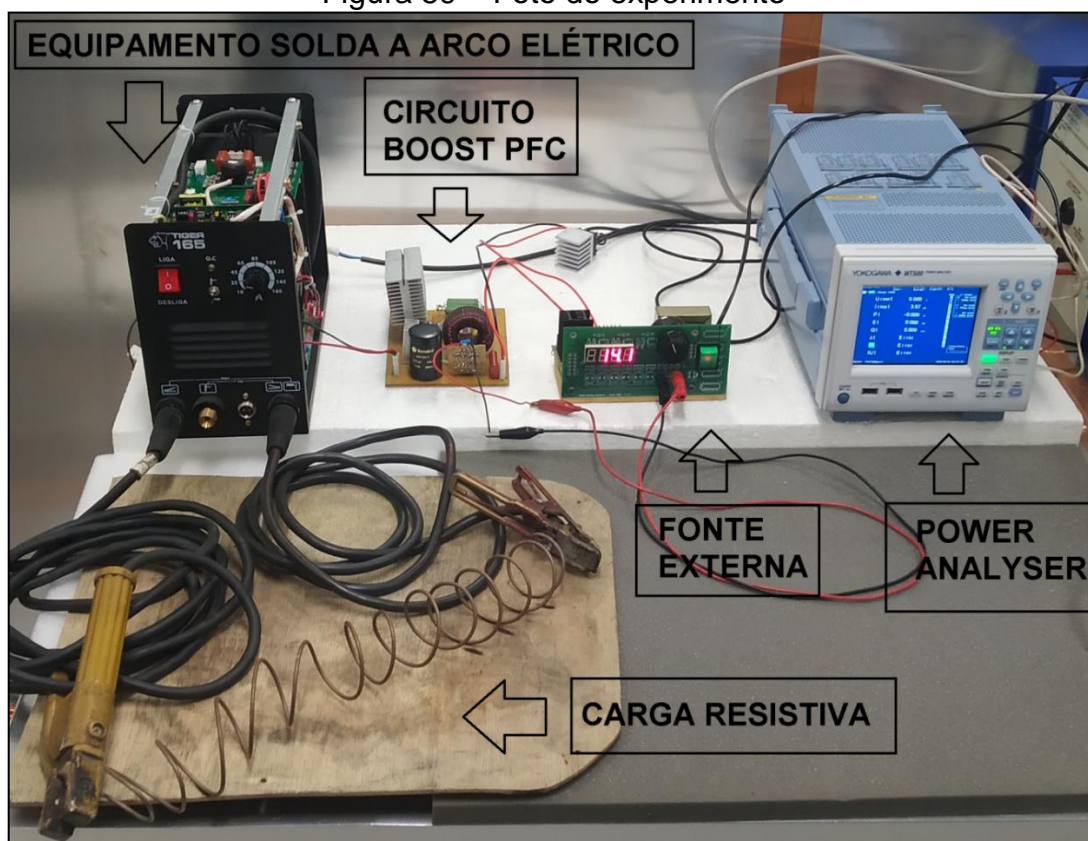
Fonte: Yokogawa(2020).

Para realizar a aquisição das potências elétricas foi acoplado o *Power Analyser* entre a entrada do circuito *Boost* PFC e a rede elétrica. Para medir a tensão, foram conectados dois cabos em paralelo aos dois fios da tensão monofásica de entrada do circuito *Boost* PFC. Para mensurar a corrente, uma das fases entra no equipamento e sai por outro conector, o qual é ligado no circuito *Boost* PFC, dessa forma foi realizada a leitura da corrente.

Como pode-se ver na Figura 59, uma fonte externa foi utilizada para alimentar o circuito integrado UCC28019, conforme mencionado na subseção 4.1, como o circuito integrado opera na faixa entre 10,5V e 22V, optou-se por alimentar o CI com tensão de 15V. A saída do circuito *Boost* PFC é conectada diretamente na

entrada do equipamento de solda, como foi explicado na Figura 39. Para realização do experimento, foi realizada a medição do equipamento de solda com e sem o circuito *Boost PFC*, com o intuito de avaliar o desempenho do sistema.

Figura 59 – Foto do experimento



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Para realizar o teste de potência, foi utilizada como carga para o equipamento de solda Tiger 165 da SUMIG, uma resistência de 0,2 Ohm, a qual tem como limite uma potência de 2000W. Devido à instabilidade na aquisição das potências elétricas com o equipamento de solda operando manualmente por um soldador, optou-se por fazer o experimento com uma carga resistiva, a variação da mão do soldador em relação à peça a ser soldada, varia os valores de tensão e corrente na mensuração.

Portanto, foram realizados quatro testes com o equipamento de solda fornecendo 25A, 50A, 75A e 100A a resistência. Para comparar os resultados do projeto, foi realizada a aquisição das grandezas elétricas de entrada do equipamento de solda, com e sem o circuito *Boost PFC*. Primeiramente foi realizado o teste ligando o projeto em uma rede elétrica monofásica de 220Vac. Foram

realizadasduas etapas deste teste para ser feita a comparação posteriormente. ATabela 11, mostra o resultado dos testes apenas com o equipamento de solda a arco, sem o circuito *Boost PFC*. A Tabela 12, representa os resultados dos testes de medição com o circuito *Boost PFC*, com o equipamento de solda operando com as mesmas correntes de saída. O equipamento de medição *Power Analyser* mostra, em seu painel, uma amostra por segundo das medições. Portanto, como há variações dos valores devido à característica não linear da carga, podemocorrer variações de valores muito próximos.

Tabela 11 – Resultado do Teste sem *Boost PFC* ligado em 220Vac

GRANDEZAS ELÉTRICAS	SEM BOOST PFC 25A	SEM BOOST PFC 50A	SEM BOOST PFC 75A	SEM BOOST PFC 100A
Tensão de entrada [V]	206,04	205,74	204,61	203,26
Corrente de entrada [A]	3,3331	8,147	13,037	18,311
Potência Aparente [kVA]	0,686	1,676	2,667	3,721
Potência Ativa [kW]	0,397	1,055	1,760	2,8439
Potência Reativa [kVAR]	0,5594	1,302	2,003	2,400
Fator de Potência	0,58	0,63	0,66	0,68

Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Tabela 12 – Resultado do Teste com *Boost PFC* ligado em 220Vac

GRANDEZAS ELÉTRICAS	COM BOOST PFC 25A	COM BOOST PFC 50A	COM BOOST PFC 75A	COM BOOST PFC 100A
Tensão de entrada [V]	204,77	204,62	204,15	201,04
Corrente de entrada [A]	2,5613	5,324	9,157	13,749
Potência Aparente [kVA]	0,5244	1,089	1,869	2,764
Potência Ativa [kW]	0,450	1,056	1,831	2,681
Potência Reativa [kVAR]	0,269	0,266	0,374	0,672
Fator de Potência	0,86	0,97	0,98	0,97

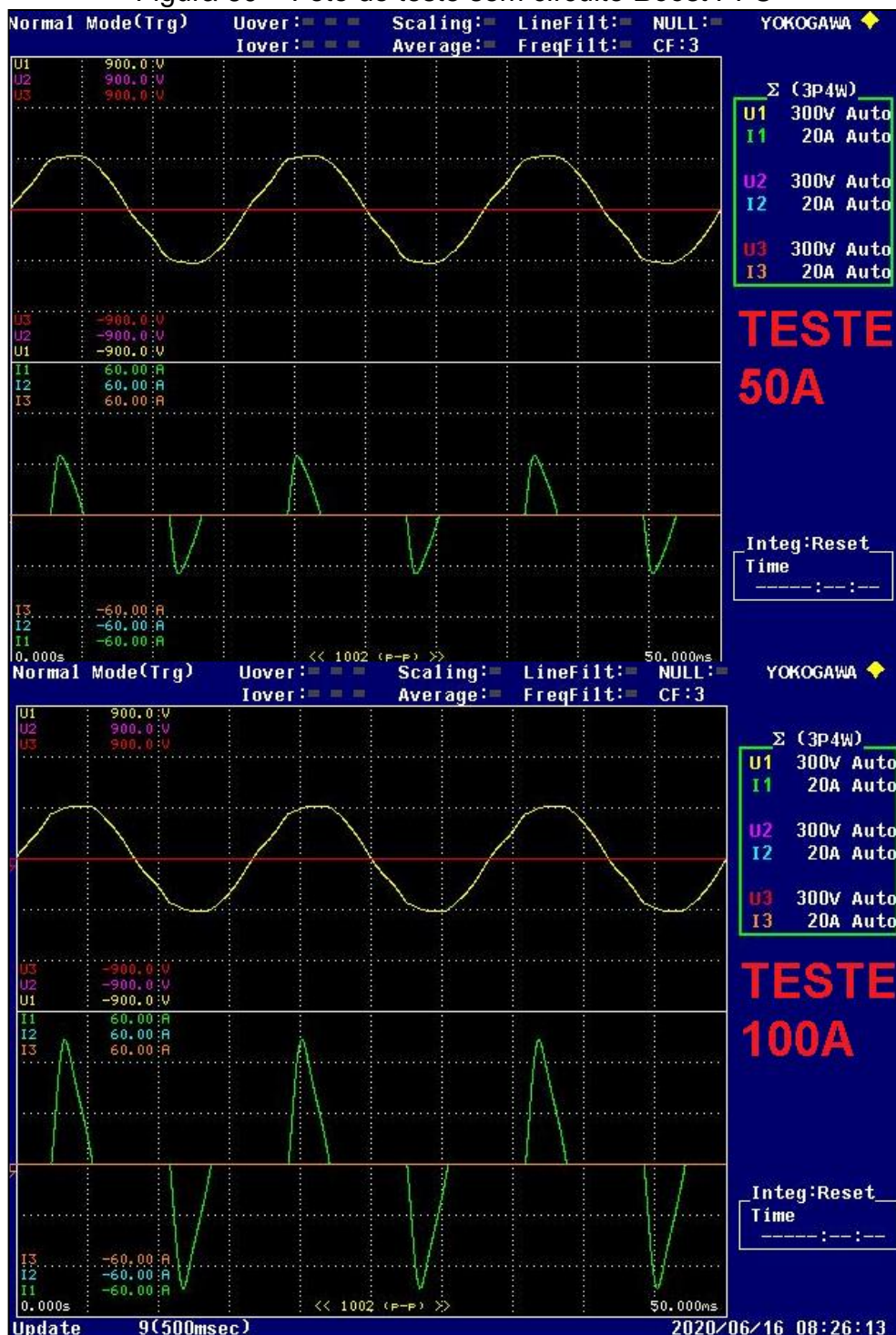
Fonte: Elaboradapelo Autor (2020).

Como é possível perceber com os resultados obtidos nas Tabelas 11 e 12, o circuito *Boost PFC* realiza a pré regulação do fator de potência independente da variação da carga. Além disso, a corrente de consumo da Tabela 11 é maior que o da Tabela 12 para realizar a mesma potência de saída do equipamento de solda.

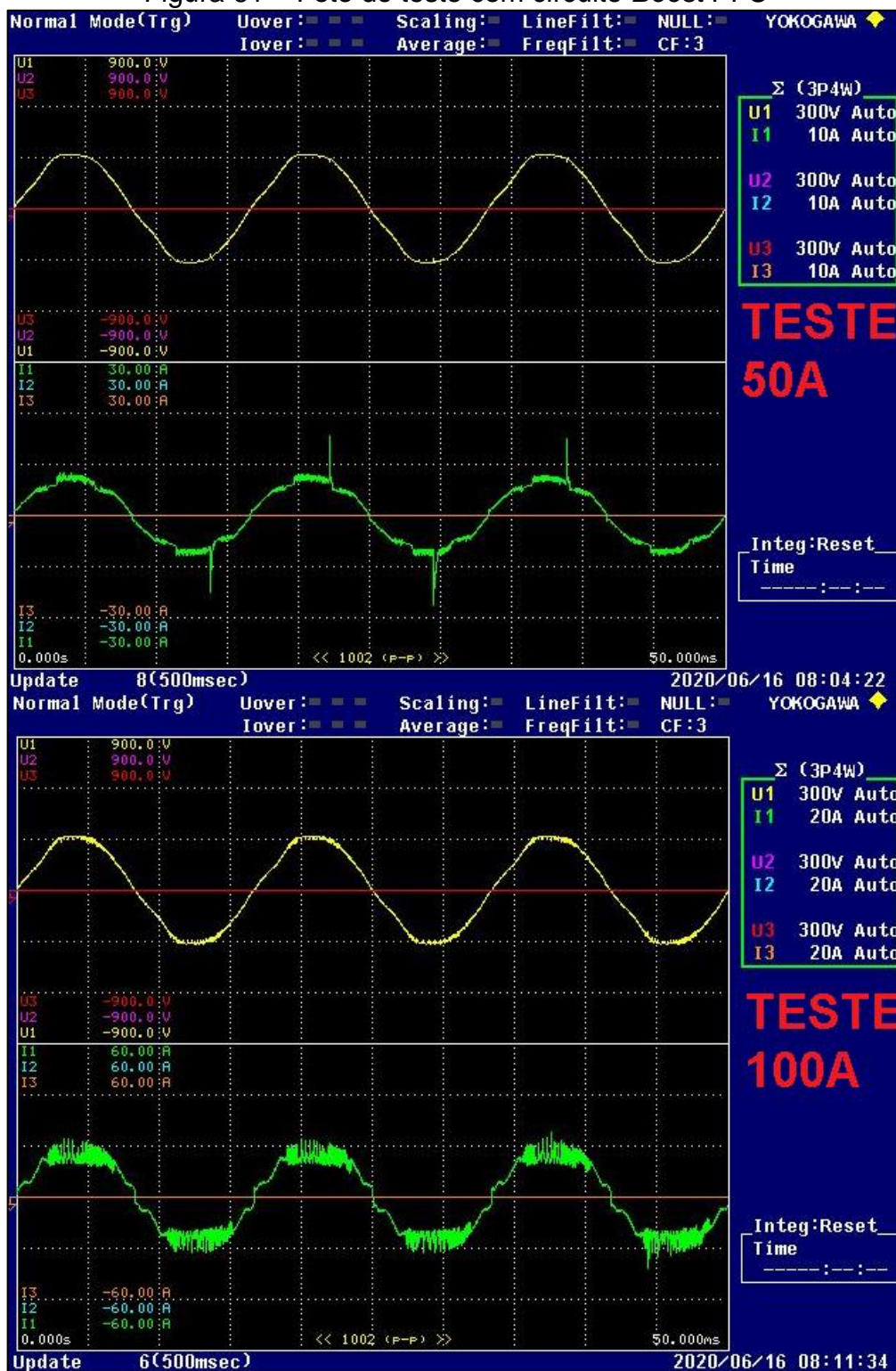
Essa variação ocorre devido ao aumento do fator de potência e a diminuição da potência aparente.

As Figuras 60 e 61 ilustram as formas de onda da tensão e corrente realizada nas correntes de 50A e 100A fornecidas pelo equipamento de solda nos testes realizados conforme as Tabelas 11 e 12.

Figura 60 – Foto do teste sem circuito *Boost PFC*



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Yokogawa (2020).

Figura 61 – Foto do teste com circuito *Boost* PFC

Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Yokogawa (2020).

Comparando as Tabelas 11 e 12, a carga (equipamento de solda) tem o maior aproveitamento da potência absorvida pela rede elétrica. É possível observar esse fenômeno nas Figuras 60 e 61, onde com o circuito *Boost* PFC a forma de onda da corrente é senoidal e está em fase com a forma de onda da tensão. Isso faz com

que a distorção harmônica seja baixa, elevando o fator de potência, conforme apresentada a relação de fator de potência e THD na equação 3. Na Figura 61 observa-se que a forma de onda da corrente é menor e fora de fase comparada às formas de onda da corrente na Figura 60. Isso faz com que o equipamento de solda precise absorver mais corrente elétrica para realizar a mesma operação que com o circuito *Boost* PFC, o que percebe-se ao comparar os valores das correntes na Tabela 11 e 12.

Esse aumento da corrente elétrica, pode acarretar, além de maior consumo de potência, em aquecimento dos cabos de alimentação da rede elétrica. No projeto de um equipamento de solda a arco com *Boost* PFC, podem ser dimensionados cabos de alimentação com bitolas menores, o que pode baixar o custo de produção. A Tabela 13 mostra o resultado da comparação entre a Tabela 11 e 12 em formato de porcentagem. Assim, percebe-se a economia de potência que se pode obter com a pré-regulação do fator de potência.

Tabela 13 – Resultado da comparação

GRANDEZAS ELÉTRICAS	COM E SEMBOOST PFC 25A	COM E SEMBOOST PFC 50A	COM E SEMBOOST PFC 75A	COM E SEMBOOST PFC 100A
Tensão de entrada [V]	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS
Corrente de entrada [A]	REDUÇÃO DE 23,15%	REDUÇÃO DE 34,65%	REDUÇÃO DE 29,76%	REDUÇÃO DE 24,91%
Potência Aparente [kVA]	REDUÇÃO DE 23,56%	REDUÇÃO DE 34,85%	REDUÇÃO DE 29,98%	REDUÇÃO DE 25,29%
Potência Ativa [kW]	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS	VALORES PRÓXIMOS
Potência Reativa [kVAR]	REDUÇÃO DE 52,43%	REDUÇÃO DE 82,23%	REDUÇÃO DE 85,05%	REDUÇÃO DE 78,04%
Fator de Potência	AUMENTO DE 32%	AUMENTO DE 35%	AUMENTO DE 32%	AUMENTO DE 30%

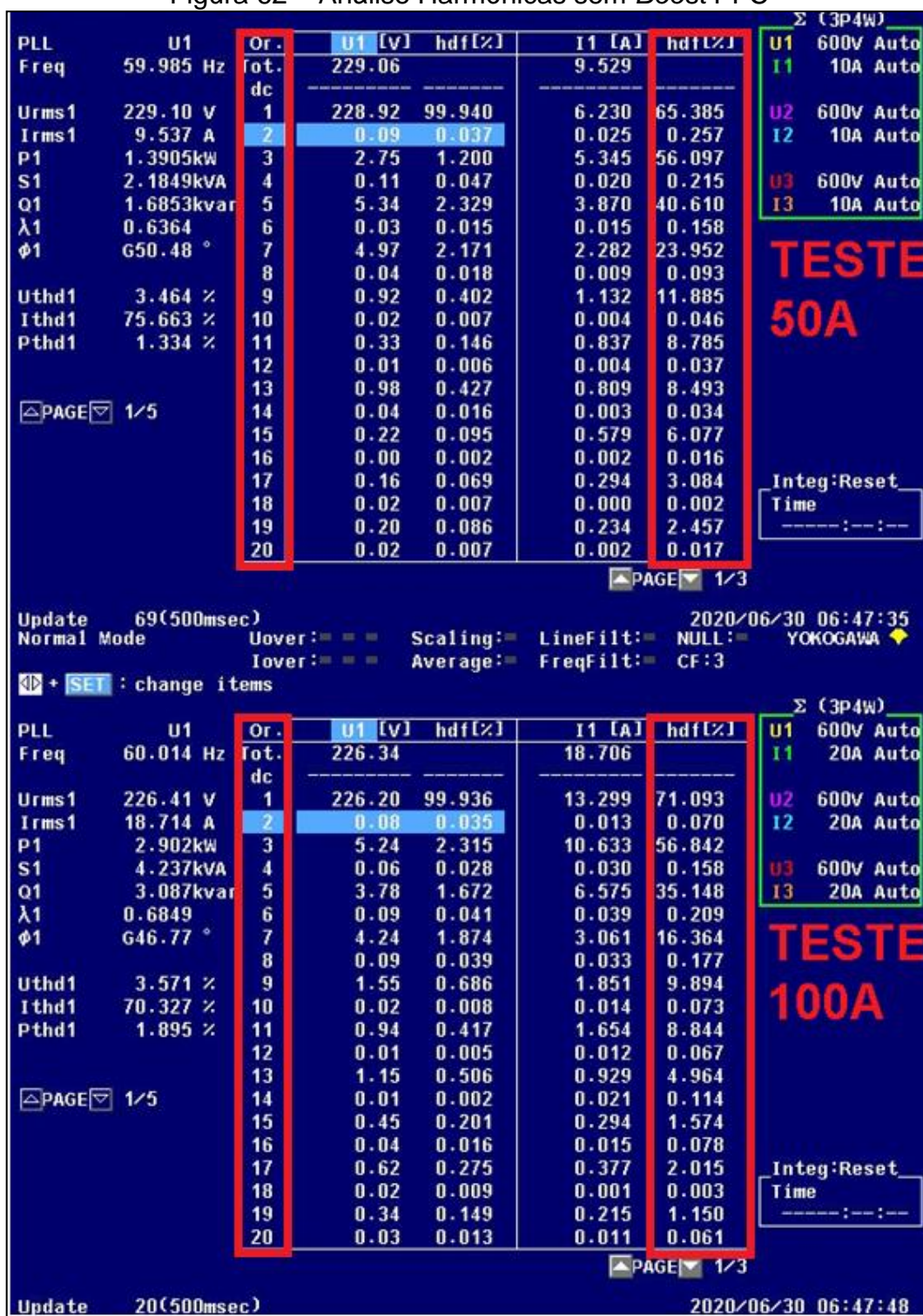
Fonte: Elaborado pelo Autor (2020).

Ao observar a Tabela 13, percebe-se que a potência reativa diminuiu, na média dos quatro testes, em 74%. Isso acontece porque ao aumentar o fator de potência, menos potências reativas são geradas pelo sistema, a potência aparente diminuiu proporcionalmente ao valor da corrente, conforme expresso na equação 4.

6.3 AQUISIÇÃO DOS DADOS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

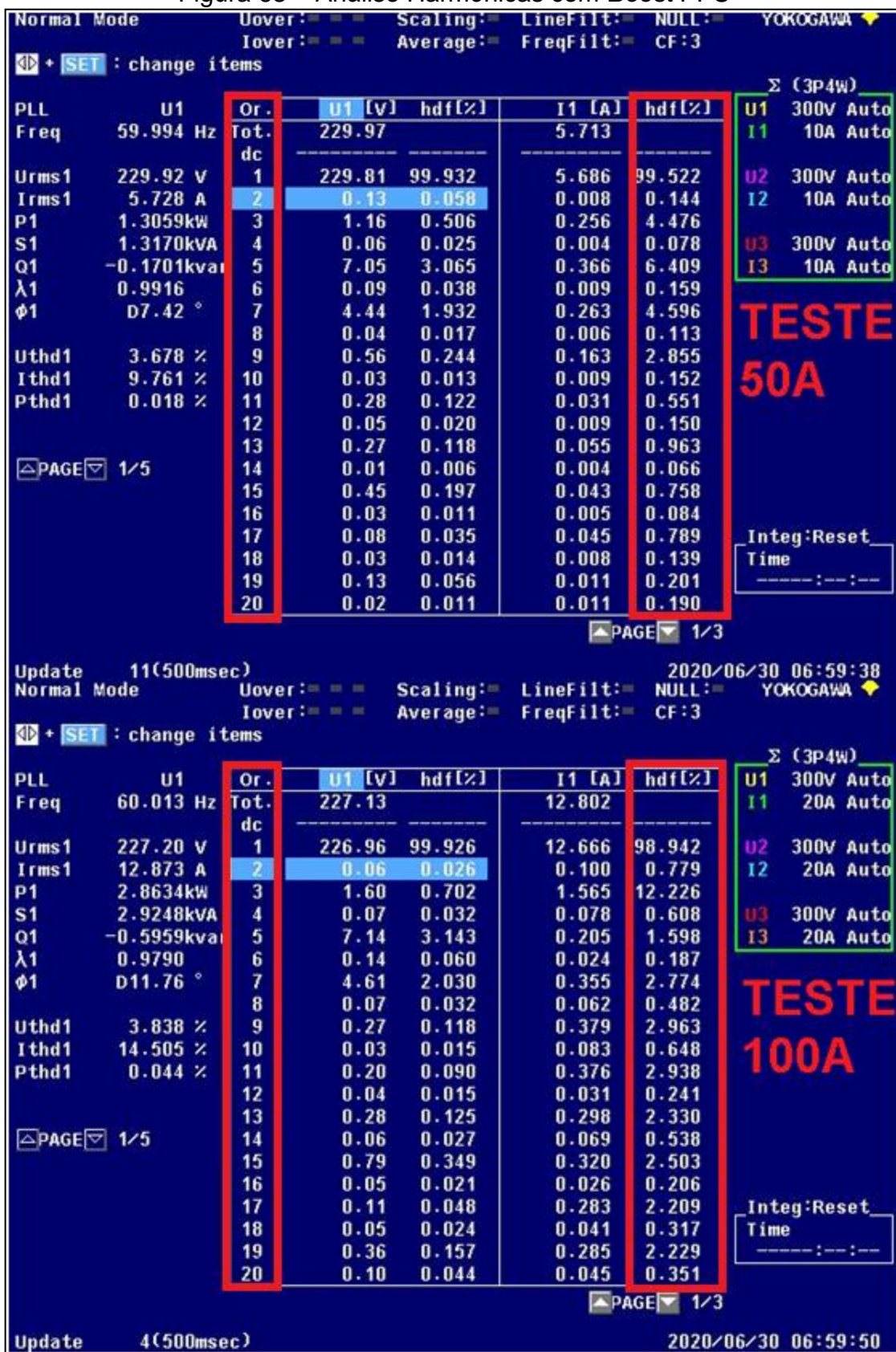
Para medição das harmônicas geradas pelo equipamento de solda com e sem o circuito *Boost PFC* foi utilizado o equipamento *Power Analyser WT500* Yokogawa, com o qual é possível medir as harmônicas pares, ímpares e plotar o gráfico para comparação e análise.

Figura 62 – Análise Harmônicas sem *Boost PFC*



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Yokogawa (2020).

Figura 63 – Análise Harmônicas com Boost PFC



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Yokogawa (2020).

Naseção 2.5 foi apresentado a norma IEC 61000-3-2, a qual retrata os

índices de harmônicas que são permitidas para equipamentos de solda a arco elétrico de correntes de entrada menores que 16A. Para este trabalho foi utilizado como base desta norma a Classe B, pois a mesma se refere a equipamentos de solda a arco elétrico, entre outros equipamentos. Portanto, como é possível ver na Figura 62e comparar com os valores máximos de correntes da norma na Tabela 14, o equipamento de solda original (sem PFC) está reprovado na norma IEC 61000-3-2, porque as correntes nas harmônicas ímpares excedem os valores apresentados pela IEC. No entanto, como é possível observar na Figura 63, acoplado o circuito *Boost PFC*, os índices de harmônicas de correntes são reduzidos a um valor de corrente de harmônicas ímpares inferiores aos limites da mesma norma, o que faz com que o circuito *Boost PFC* seja fundamental para regularização desta norma no projeto deste equipamento de solda a arco.

Tabela 14 – Classe A e B IEC 61000-3-2

Ordem do Harmônico n	Classe A Máxima corrente [A]	Classe B Máxima corrente[A]
Harmônicas Ímpares		
3	2,30	3,45
5	1,14	1,71
7	0,77	1,155
9	0,40	0,60
11	0,33	0,495
13	0,21	0,315

Fonte: IEC 61000-3-2 (2020).

A Tabela 15 apresenta o resultado do teste de aquisição das harmônicas ímpares em comparação com o equipamento de solda operando a 100A, acoplado ou não o circuito *Boost PFC*.

Tabela 15 – Comparação da norma IEC 61000-3-2 com o teste realizado

ORDEM DO HARMÔNICO	IEC 61000-3-2 VALOR MAXIMO	EQUIPAMENTO DE SOLDA SEM BOOST PFC	EQUIPAMENTO DE SOLDA COM BOOST PFC
3	3,45A	10,633A	1,565A
5	1,71A	6,575A	0,205A
7	1,155A	3,061A	0,355A
9	0,60A	1,851A	0,379A
11	0,495A	1,654A	0,376A
13	0,315A	9,929A	0,298A

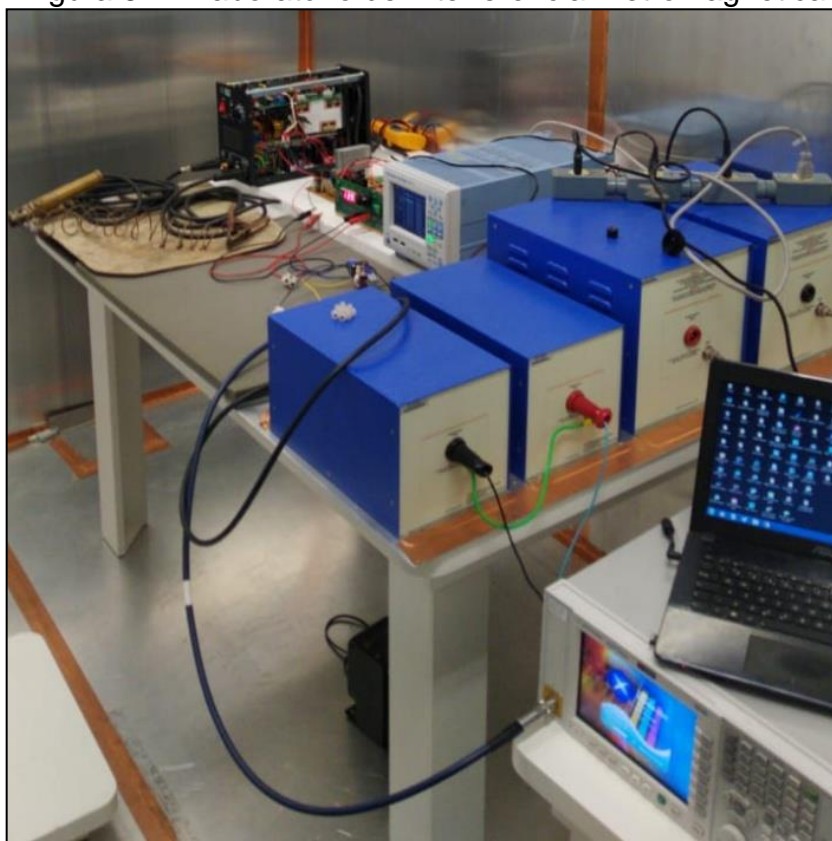
Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Dessa forma, conclui-se que a implementação do circuito de correção do fator de potência é fundamental para atingir a conformidade exigida pela norma internacional.

6.4 AQUISIÇÃO DE DADOS DE EMI

Para aquisição das Interferências Eletromagnéticas (EMI) do projeto foi utilizado o laboratório de Interferência Eletromagnética da Universidade de Caxias do Sul, onde o mesmo se encontra preparado através de isolamento metálica de interferências externas. A Figura 64 mostra a imagem do laboratório da Universidade.

Figura 64 – Laboratório de Interferência Eletromagnética



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

O intuito da mensuração dessas interferências é realizar uma primeira análise de EMI conduzida nos equipamentos de solda a arco escolhido para este trabalho e apresentar possíveis soluções. No entanto, este trabalho tem como principal objetivo a pré regulação do fator de potência.

O equipamento utilizado para medir as interferências eletromagnéticas é o de modelo MXE EMI Receiver, da empresa Keysight, o qual é capaz de medir frequências de até 8,4GHz. Este equipamento é capaz de analisar espectros e interferências EMI, para este projeto foi utilizado o modo interferências EMI. O objetivo é utilizar este equipamento como base de análise de interferências do projeto e aplicar filtros para diminuir as mesmas. O estudo e implementação deste projeto tem como principal foco a pré regulação do fator de potência. A Figura 65 ilustra a imagem do equipamento MXE EMI Receiver da Keysight.

Figura 65 – MXE EMI Receiver

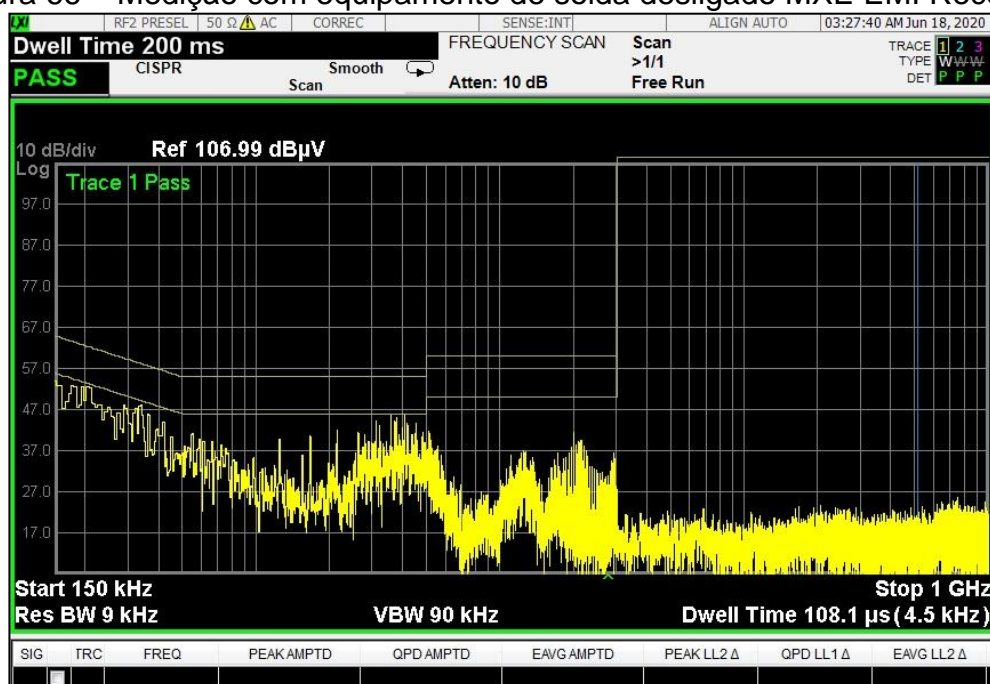


Fonte: Keysight (2020).

Na seção 2.5 foi apresentada a norma IEC 60975-10, a qual diz respeito aos limites de interferências eletromagnéticas para um equipamento de solda a arco. Com isso, foram utilizados os limites desta norma para pré definir parâmetros de visualização no gráfico plotado, para posterior análise do mesmo. Como este equipamento exige pré definições antes da aquisição da medição propriamente dita, e para isso precisa-se seguir alguns passos, este relatório irá contribuir para estudos futuros, facilitando a compreensão dessas pré definições. Por isso, foi relatado no Apêndice B o passo a passo das definições de limites para que o resultado da medição mostre os valores medidos e os limites da norma IEC 60975-10.

Para este trabalho, foi necessário escolher dois limites para ser mostrado no gráfico do equipamento de medição de EMI, pois segundo a norma IEC 60975-10, existem limites que precisam ser respeitados com o equipamento de solda em carga e em vazio, conforme a Tabela 6 e 7. Como é possível ver na Figura 66, os limites estão traçados no gráfico conforme a Tabela 6 e 7 da norma IEC 60975-10. A Figura representa a análise de EMI com o equipamento de solda desligado.

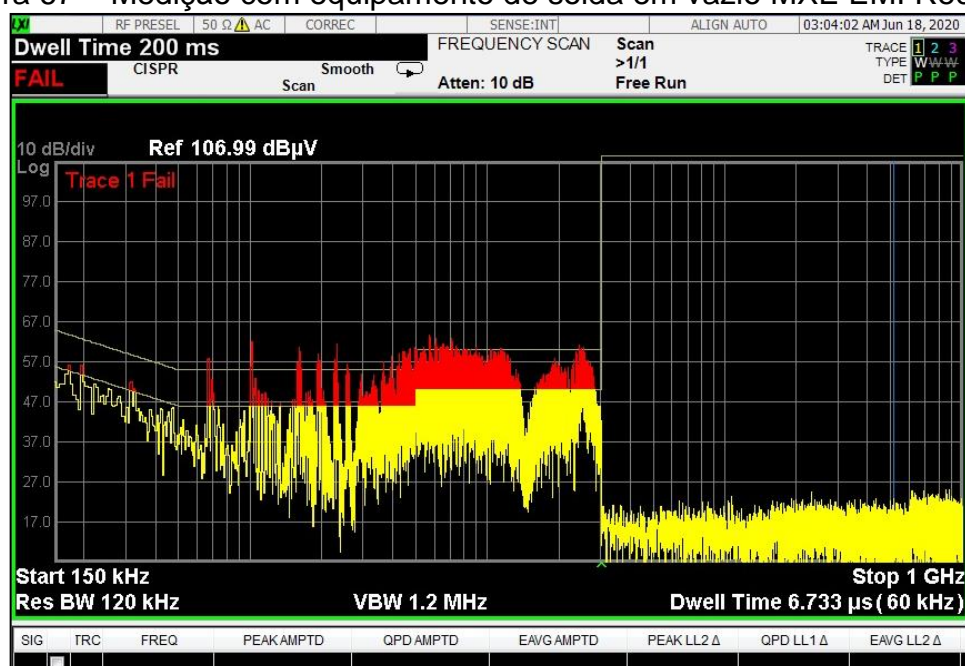
Figura 66 – Medição com equipamento de solda desligado MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

A Figura 67 representa a medição de EMI do equipamento de solda ligado, em vazio, com o *Boost* PFC. Ao analisar o gráfico, observa-se que a parte vermelha representa os valores que ultrapassaram os limites. Dessa forma, o equipamento de solda está reprovado na norma IEC 60975-10, pois as interferências ultrapassam os limites pré estabelecidos pela Tabela 6.

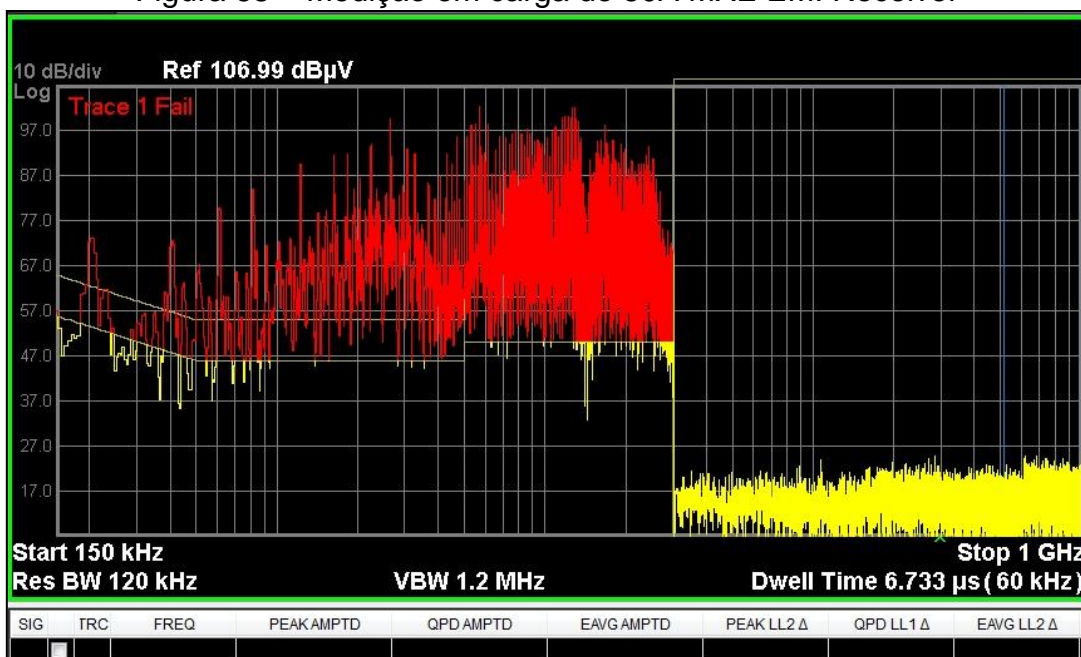
Figura 67 – Medição com equipamento de solda em vazio MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

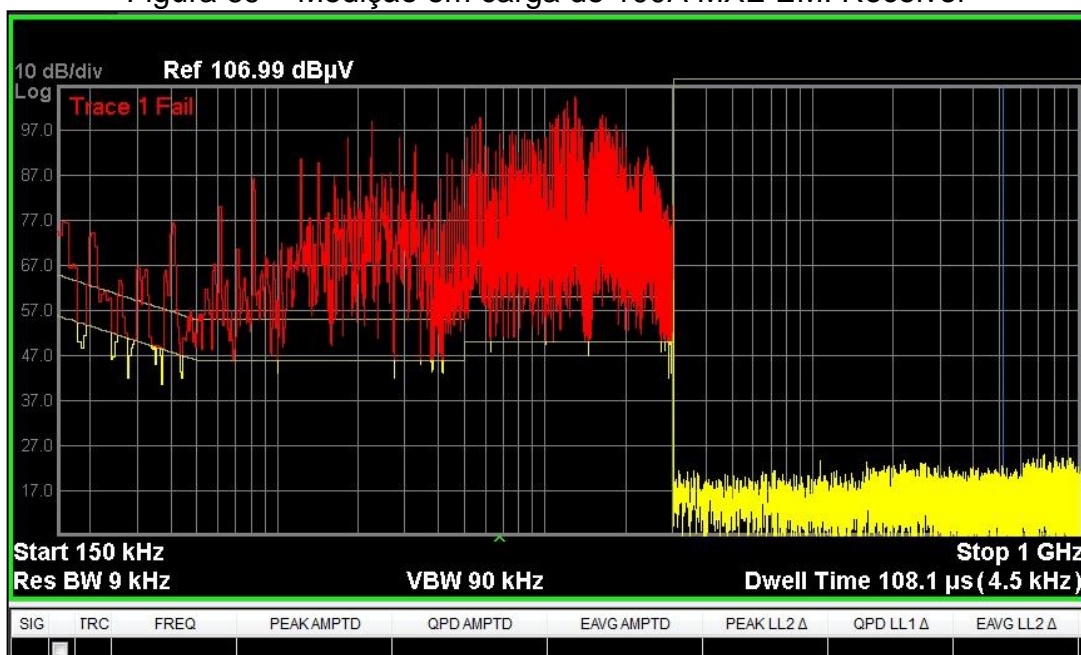
Foram realizados dois testes com o equipamento de solda em carga. No primeiro teste o equipamento foi ajustado para fornecer a resistência uma corrente de 50A e no segundo teste o mesmo foi ajustado para fornecer uma corrente de 100A. O resultado do experimento pode ser visto nas Figuras 68 e 69 respectivamente.

Figura 68 – Medição em carga de 50A MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Figura 69 – Medição em carga de 100A MXE EMI Receiver

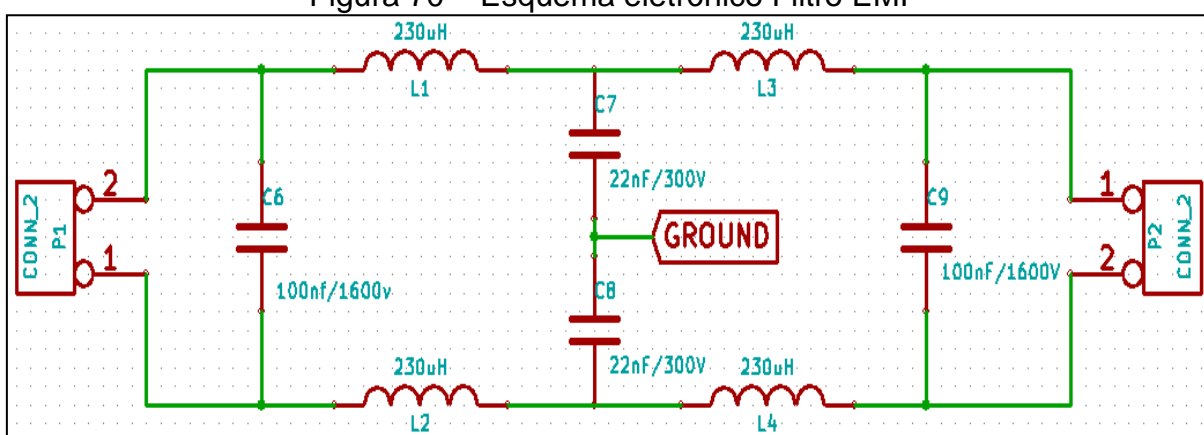


Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Como é possível ver nas Figuras 68 e 69, em ambas medições o equipamento de solda com *Boost* PFC foi reprovado, devido o resultado da aquisição de interferências eletromagnéticas terem ultrapassado os limites da norma representados nas Tabelas 6 e 7. Percebe-se que as interferências ultrapassaram quase todas as frequências mensuradas, o que significa que há interferências além do normal. Isso faz com que o equipamento de solda cause possíveis acionamentos indesejados e aquecimentos inesperados em componentes e trilhas dos circuitos eletrônicos.

Uma solução para redução dessas interferências é a aplicação de um filtro passa baixa. Para a implementação do filtro é necessário um estudo das melhores técnicas possíveis para projetar e alcançar um resultado que faça com que as interferências medidas pelo equipamento MXE EMI Receiver sejam menores que os limites da norma. O foco desse trabalho é a implementação de um pré regulador de fator de potência. Assim, foi implementado um filtro passa baixa de topologia apresentado na Figura 70 com valores empíricos, com o intuito de testar a topologia e observar os resultados obtidos. Este filtro é acoplado entre a rede elétrica e a entrada do circuito *Boost* PFC. A Figura 70 representa o esquema eletrônico do filtro implementado. O *Ground* mostrado na Figura 70 representa o acoplamento terra da rede elétrica. No caso deste experimento, foi acoplado o *Ground* ao revestimento metálico do laboratório de Interferência Eletromagnética.

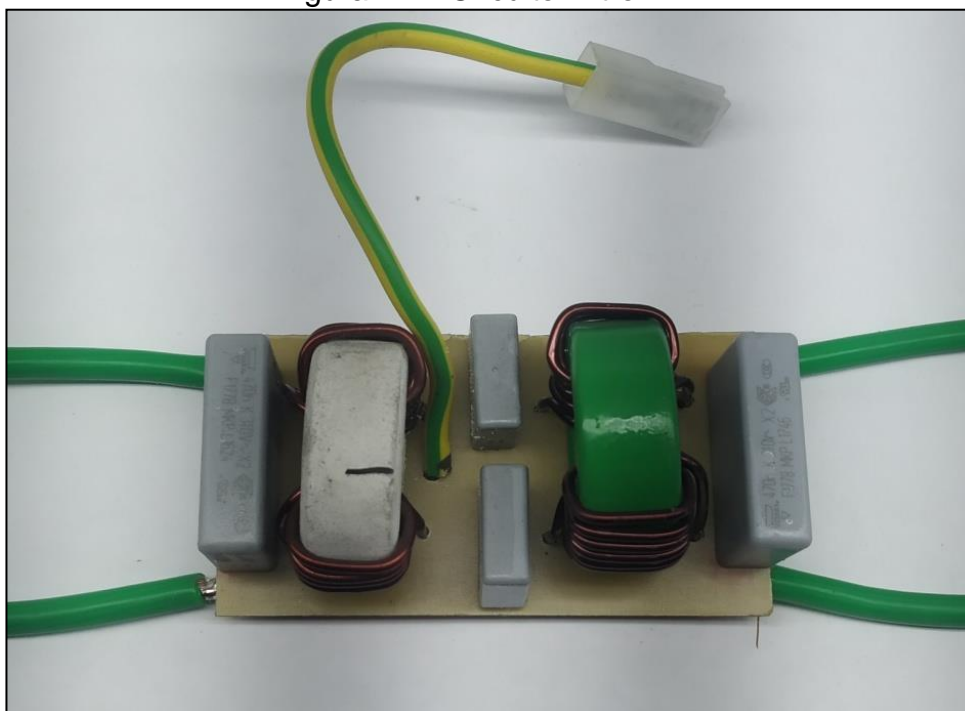
Figura 70 – Esquema eletrônico Filtro EMI



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

A Figura 71 ilustra a imagem do circuito filtro montado em circuito impresso.

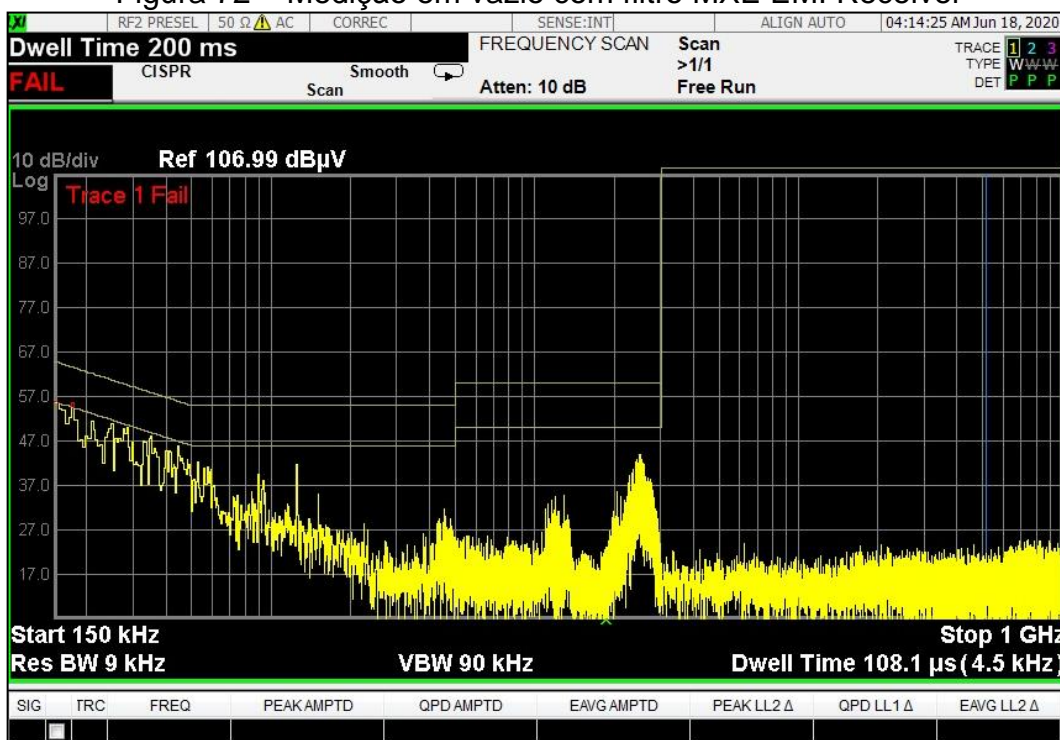
Figura 71 – Circuito Filtro EMI



Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Foram realizados três testes. O primeiro com o equipamento de solda ligado, em vazio, com o circuito *Boost* PFC e filtro EMI acoplado. Foram alcançados os resultados representados na Figura 72.

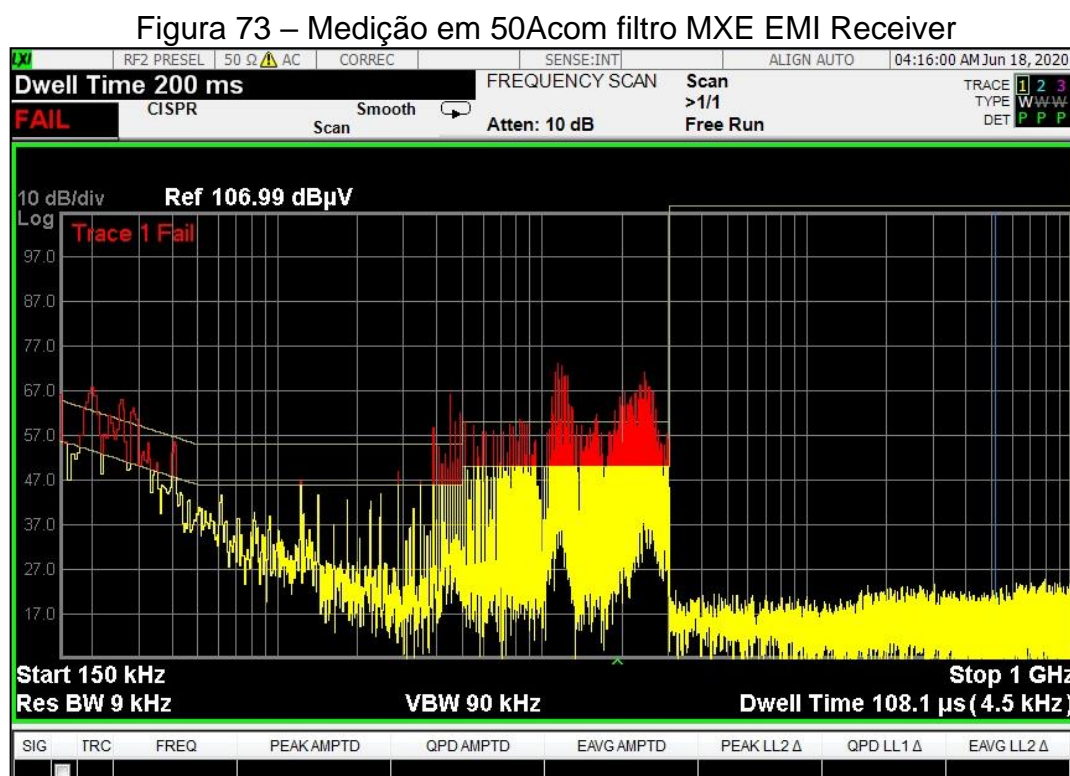
Figura 72 – Medição em vazio com filtro MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Como é possível observar na Figura 72, o equipamento de solda com o filtro EMI está aprovado na norma, segundo a Tabela 6. Melhoria perceptível na comparação com os resultados da Figura 69 e 72.

O segundo teste foi realizado com o equipamento de solda fornecendo uma corrente de 50A para a resistência, acoplado ao *Boost* PFC e filtro EMI. A Figura 73 representa o resultado da mensuração.

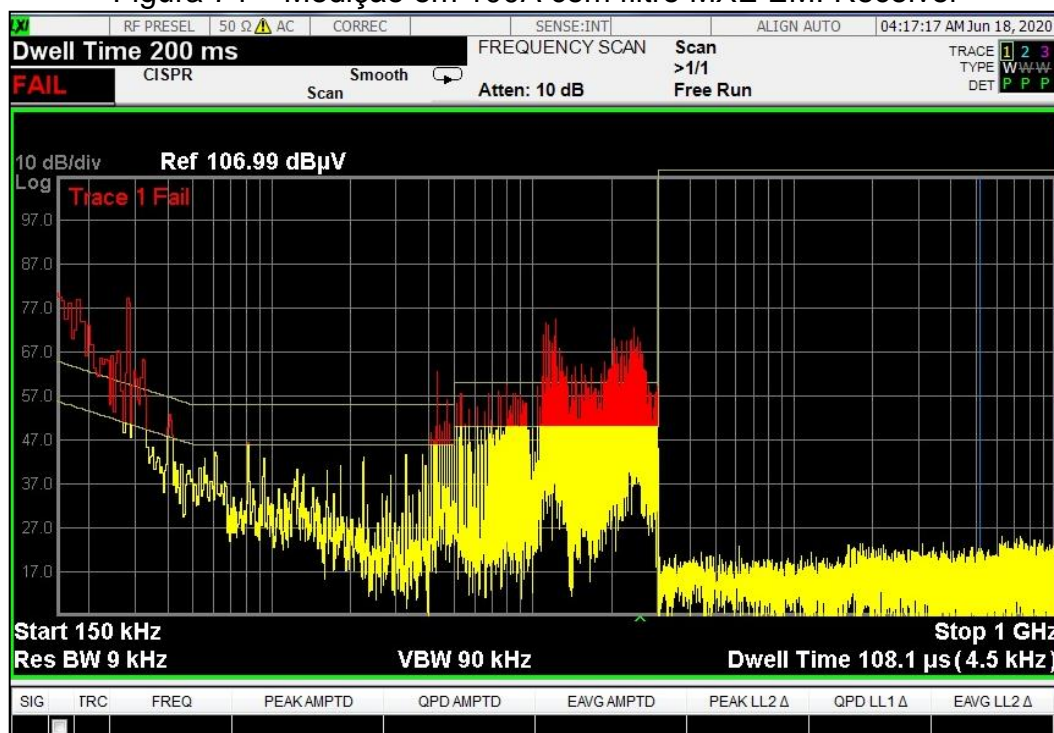


Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Como é possível observar na Figura 73, o equipamento de solda acoplado com o filtro EMI e fornecendo uma corrente de 50A, teve uma redução de interferências de EMI em relação à mensuração sem o filtro realizada na Figura 68. Embora o filtro implementado não seja o ideal, os resultados demonstram uma melhora significativa ao considerar os limites estabelecidos pela norma IEC 60975-10.

O terceiro teste foi a mensuração do equipamento de solda fornecendo a resistência uma corrente de 100A, acoplado ao *Boost* PFC e filtro EMI. O resultado da mensuração está ilustrado na Figura 74.

Figura 74 – Medição em 100A com filtro MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

O resultado da Figura 74 é semelhante ao da Figura 73. De qualquer forma, o resultado do equipamento de solda ao fornecer 100A com filtro é ainda melhor do que sem o filtro, conforme apresentado na Figura 79.

Logo, percebe-se a importância da implementação de filtros em equipamentos de solda a arco. As interferências eletromagnéticas podem causar acionamentos indesejados. No equipamento de solda, o qual utiliza como controle de potência um conversor *Full Bridge*, o acionamento indesejado das chaves pode ocasionar a queima das mesmas, junto ao circuito drive de controle. Outro agravante é o aquecimento de componentes, trilhas e cabos, o que faz com que o planejamento do projeto fique fora de controle, ocasionando a redução da vida útil do equipamento.

7 CONCLUSÃO

Para a realização deste trabalho foi iniciado um estudo sobre técnicas, através da eletrônica de potência, para a pré regulação do fator de potência. Foram apresentados os conversores mais utilizados e foi realizada uma comparação visando selecionar um para atender os requisitos deste projeto. Em paralelo, foi realizado um estudo de distorções harmônicas geradas pelo equipamento de solda a arco elétrico e interferências eletromagnéticas.

O projeto tinha como objetivo principal corrigir o fator de potência de um equipamento de solda a arco elétrico. Corrigido o fator de potência, o equipamento de solda torna-se um produto de menor consumo elétrico, como foi apresentado na fundamentação teórica. Por consequência, um menor índice de distorções harmônicas são geradas. Após estudos de interferências eletromagnéticas, foi implementado um filtro com o intuito de iniciar uma fundamentação de redução das interferências emitidas pelo equipamento. Foram realizados os cálculos dos componentes necessários para implementação do projeto, conforme *datasheet* do controlador UCC28019 e simulado conforme apresentado na seção 5, como uma forma de teste inicial do projeto. Após análise dos resultados da simulação, foi implementado, em circuito impresso, um protótipo, a fim de testar o estudo realizado.

Os resultados da seção 6 mostram que o objetivo do trabalho foi alcançado. Realizando a comparação dos dados de potências elétricas, percebeu-se que ao acoplar o circuito *Boost PFC*, houve redução de potências reativas, por consequência o aumento do fator de potência e uma redução das harmônicas geradas pelo circuito não linear. Ao acoplar o filtro EMI foi possível visualizar a redução das interferências eletromagnéticas, o que torna o equipamento menos suscetível a interferências. Por fim, esse trabalho contribuiu para o estudo de controlador de fator de potência para equipamentos de solda a arco elétrico.

Como trabalhos futuros, é possível, através do conhecimento que este trabalho propôs, desenvolver um pré regulador de fator de potência para equipamentos de solda a arco elétrico de maiores ou menores potências. Este estudo também pode ser implementado em equipamentos eletrônicos com características não lineares com o intuito de pré regulação de fator de potência. São necessárias adaptações, mas este trabalho pode contribuir para início desse tipo de estudo.

REFERÊNCIAS

AZAZI, H. Z. *et al.* Review of Passive and Active Circuits for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC-DC Converters. *In: INTERNATIONAL MIDDLE EAST POWER SYSTEMS CONFERENCE*, 14., 2010, Cairo University, Egypt. **Proceedings [...]**. Cairo University, Egypt: MEPCON, 2010. p. 217-224.

BARBI, I. **Eletrônica de potência**. 8. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2017.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**, 3. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2014.

BELTRAME, F. **Análise comparativa de conversores monofásicos aplicados a correção de fator de potência**. 2009. 152 f. Dissertação (Mestrado) – Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, RS, 2009.

BOURGEOIS, J. M. **Circuits for power factor correction with regards to mains filtering**. 1999. Application Note, ST Microelectronics. Italy. Disponível em: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00003915-circuits-for-power-factor-correction-with-regards-to-mains-filtering-stmicroelectronics.pdf. Acesso em: 15 jul. 2020.

CAPELLI, A. **Energia Elétrica: Qualidade e eficiência para aplicações industriais**. São Paulo, SP: Érica, 2013.

CARDOSO, F. L. **Correção do Fator de Potência**. Eletro-Estudos Engenharia. UERJ, 2007.

CREE. **C3D20060D: Silicon Carbide Schottky Diode – Z-Rec® Rectifier**. 2016. Datasheet. Disponível em: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/785853/Cree/C3D20060D/1>. Acesso em: 15 jul. 2020.

FOULADGAR, J.; CHAUVEAU, E. The Influence of the Harmonics on the Temperature of Electrical Machines, **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 41, n. 5, p. 1644-1647, 2005.

FUJI ELETRIC. **FGW50N60H Datasheet**. 2020, p. 1-6. Disponível em: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/903848/FujiElectric/FGW50N60H/1>. Acesso em: 15 jul. 2020.

GARCIA, O. *et al.* Single phase power factor correction: a survey. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 18, n. 3, p. 749-755, 2003.

HAUG, B. **Flyback Controller Incorporates Active PFC into a Single Stage Converter**. 2012.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000-3-**

2: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase). Genebra, Suíça, 2020.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61000 3-4:** Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. Genebra, Suíça, 1998.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 60974-10:** Arc welding equipment – Part 10: Electromagnetic compatibility (EMC) requirements. Genebra, Suíça, 2020.

KEYSIGHT. **N9038A Receptor de EMI MXE, 3 Hz a 44 GHz.** 2020. Disponível em: <https://www.keysight.com/en/pdx-x201870-pn-N9038A/mxe-emi-receiver-3-hz-to-44-ghz?cc=BR&lc=por>. Acesso em: 15 jul. 2020.

KIM, Y.-S.; LEE, B.-K.; LEE, J. W. Topology characteristics analysis and performance comparison for optimal design of high efficiency PFC circuit for telecom. *In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE (INTELEC)*, 33., 2011, Amsterdam, Netherlands. **Proceedings [...]**. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 2011. p. 1-7.

KODALI, V. P. **Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements, and Technologies.** New York: IEEE Press, 1996.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems – Part I, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 176-198, 2013.

LANGE, A. de B. **Correção do fator de potência em fontes chaveadas com microcontrolador.** 2009. 68 f. TCC (Graduação) – Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), Porto Alegre, RS, 2009.

LISSNER, A. *et al.* Predicting the influence of placement of passive components on EMI behaviour. *In: 2007 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS*, 2007, Aalborg, Denmark. **Proceedings [...]**. Aalborg, Denmark: IEEE, 2007. p. 1-10.

LIZ, M. B. de. **Contribuição para a Redução da Interferência Eletromagnética em Fontes Chaveadas.** 2003. 178 f. Tese (Doutorado) – Curso de Doutorado em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2003.

MARTINHO, E. **Distúrbios da Energia Elétrica.** 3. ed. São Paulo: Érica, 2009.

MODENESI, P. J. **Fontes de Energia para a Soldagem a Arco.** 2009. Universidade Federal de Minas Gerais – Departamento de Engenharia Metalúrgica e de Materiais. Disponível em: <https://demet.eng.ufmg.br/wp-content/uploads/2012/10/fontes.pdf>. Acesso em: 15 jul. 2020.

OTT, H. W. **Electromagnetic compatibility engineering**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2009.

OZENBAUGH, R. L.; PULLEN, T. M. **EMI Filter Design**. 3. ed. Boca Raton, Flórida: CRC Press, 2001.

PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.

PINTO, H. M. M. A. G. **Análise de Requisitos para obtenção de Marcação CE em Fontes de Alimentação Interruptas**. 2010. 285 f. Dissertação (Mestrado) – Curso de Mestrado Integrado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2010.

PINTO, M. de O. **Energia Elétrica: Geração, transmissão e sistemas interligados**. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

POMILIO, J. A.; PAREDES, H. K. M.; DECKMANN, S. M. **Eletrônica de Potência para Geração, Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica**. 2017. Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Departamento de Sistemas e Energia. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/it744/cap1.pdf>. Acesso em: 15 jul. 2020.

REVISTA SOLUÇÃO. **1904 -2004 – ESAB 100 ANOS**: Um século de desenvolvimento em soldagem e corte. Contagem, MG: ESAB Brasil, abr. 2005. Edição Especial.

ROGGIA, L. **Estudo, controle e implementação do conversor Boost PFC operando no modo de condução mista**. 2009. 144 f. Dissertação (Mestrado) – Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, RS, 2009.

SILVA, D. D. R. da. **Técnica para correção do fator de potência e aumento da suportabilidade dos circuitos retificadores a afundamentos temporários de tensão**. 2009. 246 f. Dissertação (Mestrado) – Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Uberlândia, 2009.

STAROSTA, J. **Correntes harmônicas em instalações elétricas: parte 1 – quando e como filtrar? filtros passivos ou filtros ativos? Parte 1 – Quando e como filtrar? Filtros passivos ou filtros ativos?** 2011. Revista O Setor Elétrico – Edição 68. Disponível em: <https://www.osetoelettrico.com.br/correntes-harmonicas-em-instalacoes-eletricas-parte-1-quando-e-como-filtrar-filtros-passivos-ou-filtros-ativos/>. Acesso em: 15 jul. 2020.

SUMIG. **Indústria 4.0 e suas aplicações na área da soldagem robotizada**. 2017. Disponível em: <https://www.sumig.com/pt/blog/post/industria-40-e-suas-aplicacoes->

na-area-da-soldagem-robotizada. Acesso em: 15 jul. 2020.

TEXAS INSTRUMENTS. **UCC28019A 8-Pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller**. 2017. Disponível em:

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019a.pdf?ts=1597241069580&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 15 jul. 2020.

TODD, P. C. **UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design**. 2017. Application Note. Disponível em:

https://www.ti.com/lit/an/slva144/slva144.pdf?ts=1597241247071&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F. Acesso em: 15 jul. 2020.

TOTH, P. D. A.; FUZIHARA, P. C. **Compatibilidade Eletromagnética CEM – Filtragem & Sinais e Topologias de Filtros**. [S. l.: s. n.], 2015.

WAINER, E.; BRANDI, S. D.; MELLO, F. D. H. de (Coord.). **Soldagem: processos e metalurgia**. São Paulo: E. Blücher, 1992.

WANG, S. *et al.* Effects of parasitic parameters on EMI filter performance, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 3, p. 869-877, 2004.

WU, M.; FLYNN, D. An Advanced Gas Metal Arc Welding Machine Design for Low Spatter Welding. *In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS (ISIE)*, 27., 2018, Cairns, Qld, Australia. **Proceedings [...]**. Cairns, Qld, Australia: IEEE, 2018. p. 335-340.

YOKOGAWA. **WT500 Mid-Range Power Analyzer**. 2020. Disponível em: <https://tmi.yokogawa.com/br/solutions/products/power-analyzers/wt500-power-analyzer/>. Acesso em: 15 jul. 2020.

APÊNDICE A – LISTA DE MATERIAIS

Tabela 16 – Lista de Materiais circuito de controle

DESCRIÇÃO	VALOR	QUANTIDADE
CI UCC28019	-	1
RESISTOR PTH	220R/0,33W	1
RESISTOR PTH	120k/0,33W	1
RESISTOR PTH	3,9M/0,33W	2
RESISTOR PTH	33k/0,33W	1
RESISTOR PTH	10R/0,33W	1
RESISTOR PTH	10k/0,33W	1
RESISTOR PTH	5,6k/0,33W	1
RESISTOR PTH	1M/0,33W	1
CAPACITOR POLIESTER	100nF	1
CAPACITOR POLIESTER	1nF	3
CAPACITOR POLIESTER	220nF	2
CAPACITOR ELETROLITICO	470uF	1
CONECTOR 2 VIAS	-	1
CONECTOR PCMN2-05	-	1

Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

Tabela 17 – Lista de Materiais circuito de potência

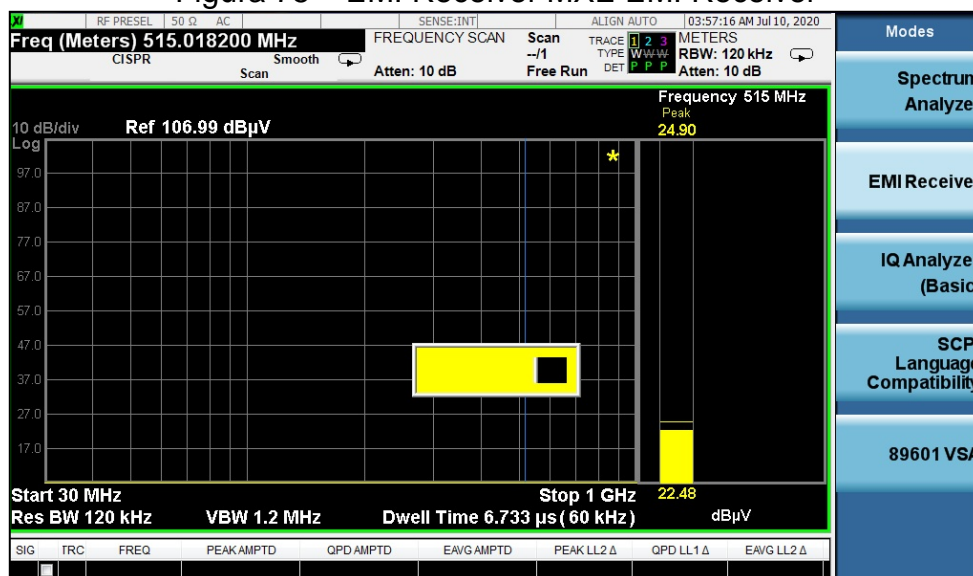
DESCRIÇÃO	VALOR	QUANTIDADE
INDUTOR TOROIDAL	1uH	1
IGBT	FGW50N60H	2
RESISTOR PTH	10R/0,33W	2
RESISTOR SMD 1210	0,01R/0,25W	16
RESISTOR PTH	47R/20W	1
RESISTOR PTH	10R/0,33W	1
CAPACITOR POLIESTER	2,2nF/1600V	1
CAPACITOR POLIESTER	2,2uF/630V	1
DIODO SHOTTKY	C3D20060D	1
CONECTOR 2 VIAS	-	1
CONECTOR PCMN2-05	-	1

Fonte: Elaborada pelo Autor (2020).

APÊNDICE B – CONFIGURAÇÃO MXE EMI RECEIVER KEYSIGHT

Primeiramente foi ligado o equipamento. Após, foi pressionado o botão MODE e seleciono EMI Receiver, conforme mostrado na Figura 75.

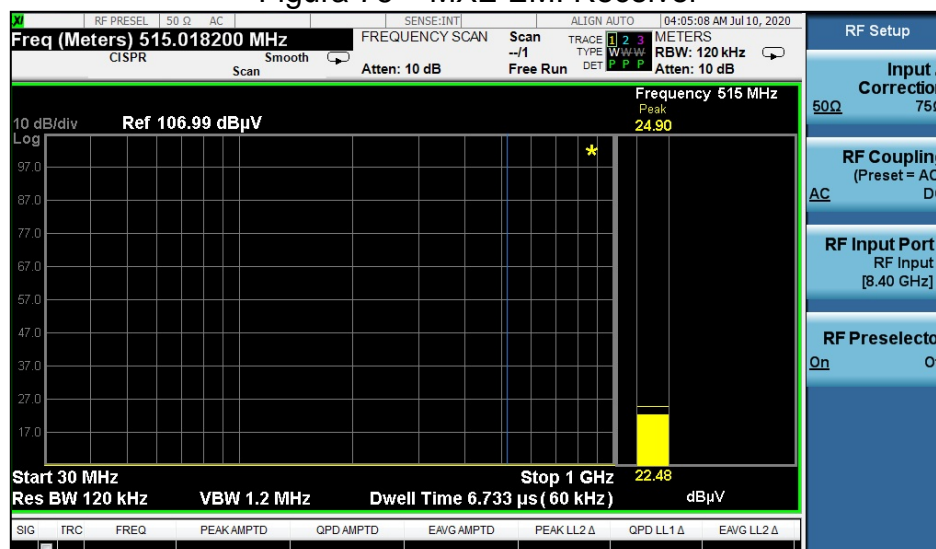
Figura 75 – EMI Receiver MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Em seguida foi pressionado o botão Input/Output. Após é pressionado a tela RF Input. Em seguida é pressionado o botão RF Coupling AC. Nessa opção é escolhido qual o tipo de tensão de entrada ao qual o equipamento será acoplado para fazer a medição. A Figura 76 mostra a imagem desta etapa.

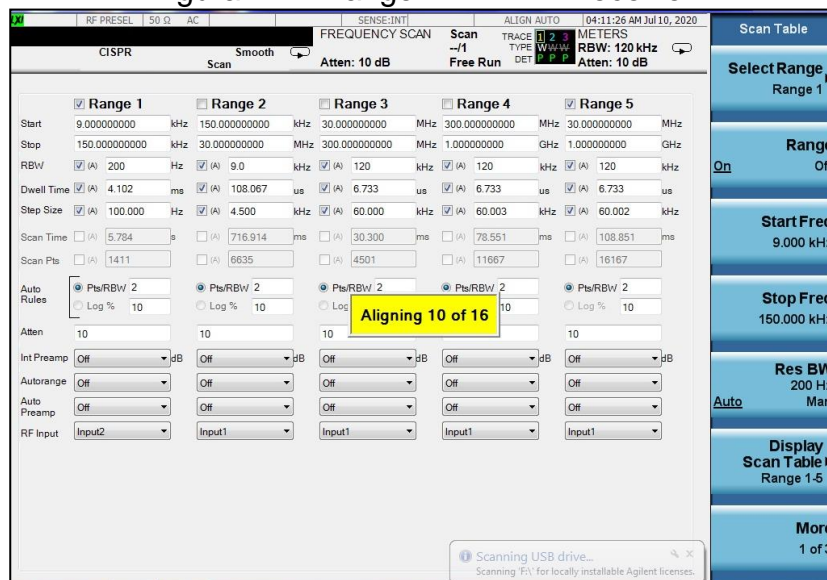
Figura 76 – MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

É pressionado o botão Meas Setup do equipamento. Após, é pressionado o botão Scan Table na tela do equipamento e definido o Range como ON conforme a Figura 77.

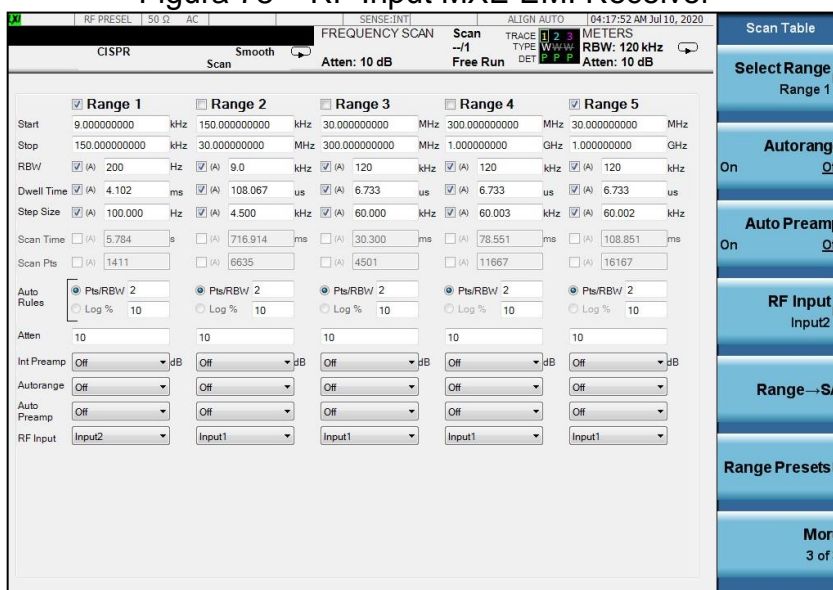
Figura 77 – Range MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Em seguida é pressionado o botão More, na tela do equipamento, até ser encontrado a opção *RF Input*. Nessa tela é definido qual entrada do equipamento será utilizada para medição, no caso deste projeto foi utilizado a entrada 2. Por isso, é definido a opção *Input 2*, conforme a Figura 78.

Figura 78 – RF Input MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Na próxima etapa, são definidos os limites da norma apresentada. É pressionado o botão Recall do equipamento. Após é pressionado Data/ Limit/ Limit/ Select Limit/Limit 1, conforme mostrado na Figura 79.

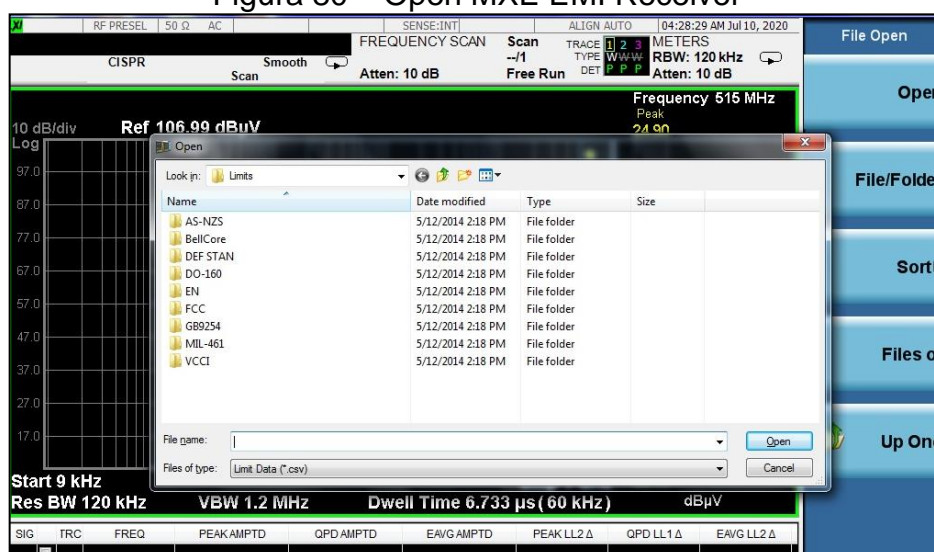
Figura 79 – Limites MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Em seguida é pressionado o botão Return do equipamento. Após é pressionado o botão Preloaded Limit. Novamente é pressionado o botão Return do equipamento e pressionado o botão Open. Uma tela é aberta conforme a Figura 80.

Figura 80 – Open MXE EMI Receiver

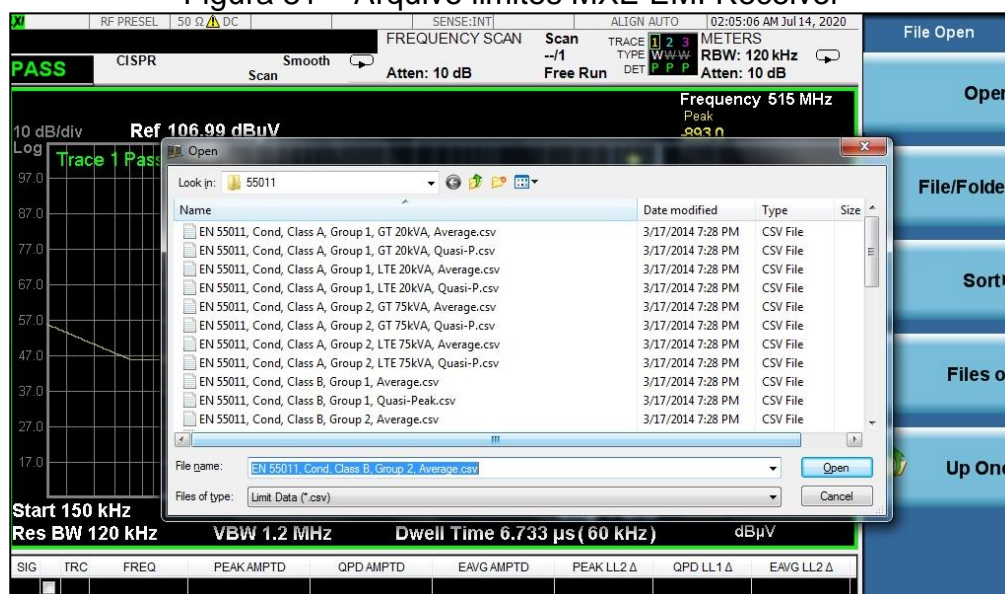


Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Para este trabalho foi escolhido seguir a CISPR11 conforme a norma IEC 60975-10. Para isso, foi selecionada a pasta EN/55011 que corresponde a

CISPR11. Para este trabalho foi selecionado o arquivo mostrado na Figura 81, este arquivo representa os valores dos limites da norma citada.

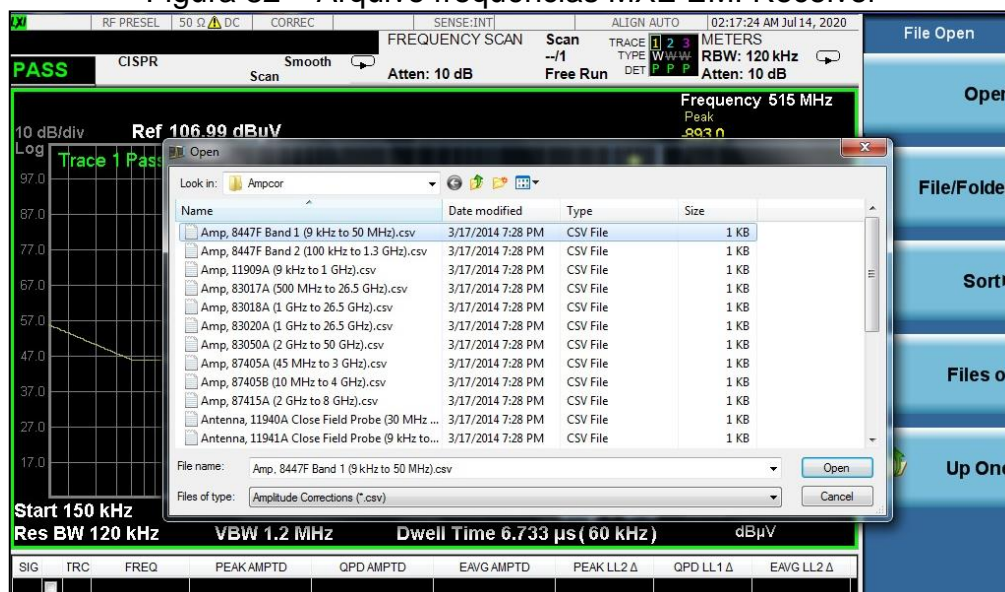
Figura 81 – Arquivo limites MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

No próximo passo foram escolhidas as frequências, as quais foi realizado a análise. Segundo a norma IEC 60975-10, é necessário fazer medições entre 150kHz e 50MHz. Por isso foi escolhido o arquivo, conforme é mostrado na Figura 82.

Figura 82 – Arquivo frequências MXE EMI Receiver

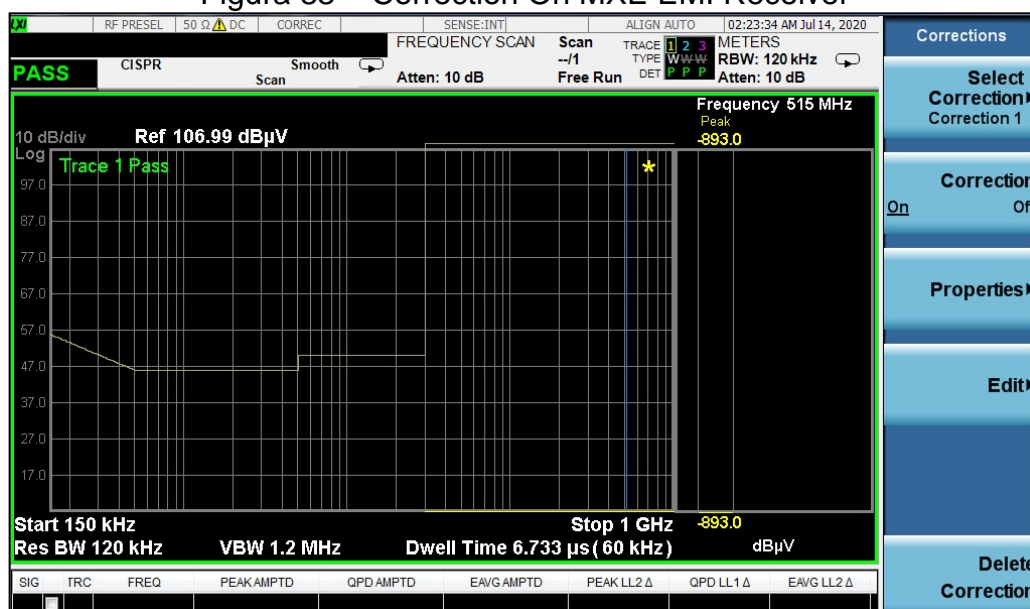


Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Em seguida foi pressionado o botão Input/Output do equipamento. Após

foi pressionado More 1 of 2, em seguida é pressionado Correction, Select Correction 1. Deixe Correction em modo On, conforme a Figura 83.

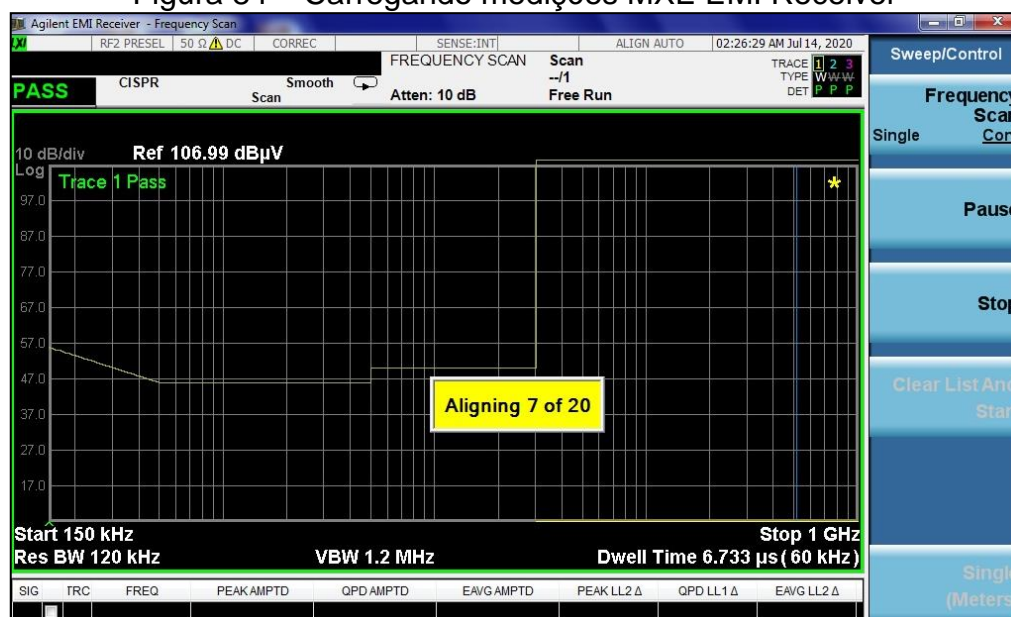
Figura 83 – Correction On MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).

Por fim, foi pressionado o botão Sweep/Control do equipamento e em seguida pressionado Start, o equipamento irá processar as informações e iniciar a plotagem das amostras adquiridas pelo mesmo.

Figura 84 – Carregando medições MXE EMI Receiver



Fonte: Elaborada pelo Autor a partir de Keysight (2020).