

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MATO GROSSO DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIAS, ARQUITETURA E URBANISMO E GEOGRAFIA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

**SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA/CA EM ESTÁGIOS
PARA UMA CARGA RESISTIVA COM FATOR DE POTÊNCIA MELHORADO**

CAMPO GRANDE

Dezembro de 2020

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

**SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA/CA EM ESTÁGIOS
PARA UMA CARGA RESISTIVA COM FATOR DE POTÊNCIA MELHORADO**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
como exigência para obtenção do grau de
Bacharelado em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul –
UFMS.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Nicolau Pereira Filho

CAMPO GRANDE

Dezembro de 2020

CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
COLEGIADO DO CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
COMISSÃO DO TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO 1 E 2

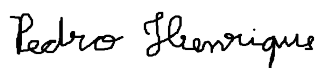
CERTIFICADO DE AUTENTICIDADE DE MONOGRAFIA

Eu, PEDRO HENRIQUE DE PAULA, acadêmico(a) do curso de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia da UFMS, portador (a) do RGA Nº **2016.2103.023-7** certifico que a presente monografia e TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO com o título: “**SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA/CA EM ESTÁGIOS PARA UMA CARGA RESISTIVA COM FATOR DE POTÊNCIA MELHORADO**” é de minha exclusiva autoria, com a orientação do Prof. Dr. **Nicolau Pereira Filho**.

Outrossim, declaro que estou ciente das sanções na esfera civil, penal e ética, sujeitas, caso seja comprovado o plágio e/ou aquisição do trabalho e/ou realização por outra pessoa.

Declaro também que estou ciente das medidas de caráter pedagógico, como a reprovação na disciplina de TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO, podendo acarretar impedimento da conclusão do curso.

CAMPO GRANDE-MS, 07 DE DEZEMBRO DE 2020.



Assinatura do acadêmico

PEDRO HENRIQUE DE PAULA

SIMULAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR CA/CA EM ESTÁGIOS PARA UMA CARGA RESISTIVA COM FATOR DE POTÊNCIA MELHORADO

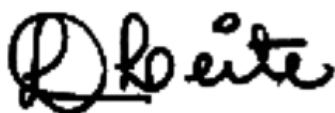
Monografia apresentada à Universidade Federal de Mato Grosso do Sul na Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia, para obtenção da Graduação em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

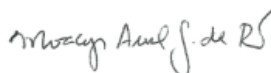


Prof. Dr. Nicolau Pereira Filho

Orientador



Prof^ª. Dr^ª. Luciana Cambraia Leite



Prof. Dr. Moacyr Aureliano Gomes de Brito

Campo Grande MS
Dezembro de 2020

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por todas as dádivas que me concedeu, e por ter me permitido chegar até o presente momento.

A minha mãe e a minha vó, por todo o amor e esforço colocados em me criar e me educar.

A todos os meus outros familiares, pelo carinho e pela ajuda quando sempre precisei, principalmente a minha tia e minha irmã.

A todos os meus professores, pelo conhecimento compartilhado ao longo dos anos, em particular ao meu orientador, pela paciência e dedicação, e sem o qual este trabalho seria impossível.

RESUMO

Os circuitos presentes em chuveiros com controle eletrônico de temperatura são, usualmente, conversores CA/CA de tensão com controle por fase. Esses conversores apresentam características que podem degradar a qualidade da energia elétrica da rede ao qual estão conectados. O presente trabalho visa propor, analisar, simular e implementar um conversor modificado com múltiplos estágios de operação, a fim de minimizar esse problema, que está relacionado com o baixo fator de potência e a presença de harmônicas. Faz-se uma revisão teórica do conversor CA/CA de tensão convencional, com o intuito de comparar o desempenho esperado entre o mesmo e o conversor proposto. As análises qualitativas e o equacionamento são seguidos pela simulação e implementação do circuito com três estágios. Os resultados levam a concluir que o conversor modificado de fato é capaz de atingir um melhor desempenho em relação ao fator de potência e às harmônicas. Sugere-se o estudo de uma implementação comercialmente viável como tema de trabalhos futuros.

Palavras-chave: Chuveiro Elétrico, Controle de Temperatura, Controle por Fase, Conversor CA/CA, Gradador.

ABSTRACT

The circuits used in electric showers with electronic temperature control temperature are, usually, AC voltage regulators with phase control. This type of AC/AC converter has characteristics that can disturb the quality of the voltage and/or current of the input supply. The present paper aim at propose, analyze, simulate and implement an modified converter with multiple operation stages, in order to minimize that problem, which is related to low power factor and current harmonic components. A theoretical review of the conventional AC/AC converter is made, in order to compare the expected performance between it and the proposed converter. Qualitative analysis and equations are followed by the simulation and implementation of the three-stage circuit. The results lead to the conclusion that the modified converter is indeed capable of achieving better performance in terms of power factor and harmonics. It is suggested the study of an commercially viable implementation as a theme for future papers.

Palavras-chave: Electric Shower, Temperature Control, Phase Control, AC/AC Converter, AC Voltage Regulator.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Circuito de potência de um conversor CA/CA de tensão.....	15
Figura 2.2: Formas de onda para o controle por fase com carga resistiva.....	16
Figura 2.3: Tensão na carga com controle por ciclos.....	17
Figura 2.4: Potência e fator de potência em função do ângulo de disparo.....	19
Figura 2.5: Fator de potência em função da potência.....	19
Figura 2.6: Componentes harmônicos de corrente em função do ângulo.....	20
Figura 2.7: Componentes harmônicos de corrente em função da potência.....	21
Figura 2.8: DHT em função do ângulo de disparo.....	21
Figura 2.9: DHT em função da potência.....	22
Figura 2.10: Controle de potência eletrônico por ângulo de fase em malha aberta.....	23
Figura 3.1: Conversor CA/CA de tensão com múltiplos estágios.....	24
Figura 3.2: Circuito equivalente ao primeiro estágio.....	26
Figura 3.3: Corrente através da carga R1.....	26
Figura 3.4: Corrente total no primeiro estágio.....	27
Figura 3.5: Circuito equivalente ao segundo estágio.....	27
Figura 3.6: Corrente através da carga R1 no segundo estágio.....	28
Figura 3.7: Corrente através da carga R2 no segundo estágio.....	28
Figura 3.8: Corrente total no segundo estágio.....	29
Figura 3.9: Circuito equivalente ao terceiro estágio.....	29
Figura 3.10: Corrente através da carga R1 no terceiro estágio.....	30
Figura 3.11: Corrente através da carga R2 no terceiro estágio.....	30

Figura 3.12: Corrente através da carga R3.....	31
Figura 3.13: Corrente total no terceiro estágio.....	31
Figura 3.14: Potência em função do ângulo de disparo para três estágios.....	32
Figura 3.15: Representação genérica da corrente resultante dos estágios.....	33
Figura 3.16: Ângulo de disparo em função da potência total.....	34
Figura 3.17: Corrente total em função da potência.....	35
Figura 3.18: Fator de potência em função da potência para três estágios.....	35
Figura 3.19: Componente fundamental de corrente em função da potência para três estágios.....	37
Figura 3.20: Harmônicos não fundamentais de corrente em função da potência para três estágios.....	38
Figura 3.21: DHT em função da potência para três estágios.....	38
Figura 3.22: Comparação do fator de potência.....	39
Figura 3.23: Comparação da DHT.....	39
Figura 4.1: Diagrama da implementação.....	41
Figura 4.2: Esquemático do CI H11AA1.....	41
Figura 4.3: Esquemático para o detector de passagem por zero.....	42
Figura 4.4: Circuito detector de passagem por zero montado em bancada.....	42
Figura 4.5: Fluxograma do algoritmo implementado.....	43
Figura 4.6: Esquemático do circuito de controle dos disparos.....	44
Figura 4.7: Montagem do circuito de controle de disparos na protoboard.....	44
Figura 4.8: Esquemático do Nanoshield TRIAC 50mm.....	45

Figura 4.9: Montagem na protoboard dos três módulos Nanoshield TRIAC 50mm.....	45
Figura 4.10: Cargas utilizadas no protótipo.....	46
Figura 4.11: Montagem completa do protótipo.....	46
Figura 5.1: Circuito de potência utilizado na simulação.....	47
Figura 5.2: Corrente através de R1 para ângulo de disparo de noventa graus no primeiro estágio.....	48
Figura 5.3: Corrente através da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no primeiro estágio.....	48
Figura 5.4: Corrente através de R1 para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.....	49
Figura 5.5: Corrente através de R2 para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.....	49
Figura 5.6: Corrente através da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.....	50
Figura 5.7: Corrente através de R1 para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.....	51
Figura 5.8: Corrente através de R2 para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.....	51
Figura 5.9: Corrente através de R3 para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.....	52
Figura 5.10: Corrente através da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.....	52
Figura 5.11: Potência total em função do ângulo de disparo.....	53
Figura 5.12: Corrente total em função do ângulo de disparo.....	53
Figura 5.13: Fator de potência em função do ângulo de disparo.....	54
Figura 5.14: Corrente total em função da potência total.....	54
Figura 5.15: Fator de potência em função da potência total.....	55

Figura 5.16: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor shunt (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o primeiro caso.....	56
Figura 5.17: Potência total instantânea, para o primeiro caso.....	57
Figura 5.18: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor shunt (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o segundo caso.....	58
Figura 5.19: Potência total instantânea, para o segundo caso.....	58
Figura 5.20: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor shunt (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o terceiro caso.....	59
Figura 5.21: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o primeiro caso.....	60
Figura 5.22: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o segundo caso.....	62
Figura 5.23: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o terceiro caso.....	63

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o primeiro caso.....	60
Tabela 5.2: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus do primeiro estágio.....	61
Tabela 5.3: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no primeiro caso.....	61
Tabela 5.4: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o segundo caso.....	62
Tabela 5.5: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus do segundo estágio.....	62
Tabela 5.6: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no segundo caso.....	63
Tabela 5.7: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o terceiro caso.....	63
Tabela 5.8: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus do terceiro estágio.....	64
Tabela 5.9: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no terceiro caso.....	64

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Motivação e Justificativa.....	13
1.2	Objetivo Geral	14
1.3	Objetivos Específicos.....	14
1.4	Organização do trabalho	14
2	CONVERTOR CA/CA DE TENSÃO.....	15
2.1	Visão geral.....	15
2.1.1	Controle por ângulo de disparo ou fase	16
2.1.2	Controle por ciclos.....	17
2.2	Equacionamento	17
2.3	Aplicações	22
3	CONVERTOR CA/CA DE TENSÃO COM MÚLTIPLOS ESTÁGIOS.....	24
3.1	Proposta.....	24
3.2	Equacionamento	25
3.2.1	Primeiro estágio	25
3.2.2	Segundo estágio	27
3.2.3	Terceiro estágio.....	29
3.2.4	Circuito completo	31
4	IMPLEMENTAÇÃO	41
5	RESULTADOS.....	47
5.1	Resultados da simulação	47
5.2	Resultados experimentais	56
6	CONCLUSÃO.....	65
	REFERÊNCIAS.....	65
	ANEXO A – DEDUÇÃO COMPLETA DAS CORRENTES HARMÔNICAS DO CONVERTOR DE TRÊS ESTÁGIOS.....	67

1 INTRODUÇÃO

O banho é uma ação cotidiana que pode contribuir para os desperdícios de água e energia elétrica. De acordo com [1], no Brasil, o chuveiro elétrico está presente em 73,1% dos domicílios. Um banho ideal requer temperatura e vazão de água ideais, que variam de pessoa para pessoa. O desconforto térmico é fator de desperdício, pois os chuveiros elétricos convencionais fazem com que o usuário regule a temperatura de forma ineficiente, por meio da vazão de água. Uma alternativa para este problema é o chuveiro elétrico com controle eletrônico, que propicia um controle de potência melhor que o chuveiro convencional, contribuindo assim para amenizar o desperdício. Este tipo de aparelho vem se difundindo cada vez mais conforme aumenta o número de fabricantes e modelos, levando a um acesso maior por parte do consumidor brasileiro devido à diminuição de preço.

O chuveiro com controle eletrônico baseia-se no conversor CA/CA de tensão, no qual um interruptor eletrônico bidirecional em corrente (TRIAC) controla a potência fornecida. Este tipo de conversor pode utilizar o controle por ciclos inteiros ou controle por ângulo de fase. O controle de ângulo de fase é o mais usado em chuveiros comerciais. Neste controle, dependendo do ângulo de disparo do TRIAC, o fator de potência é muito baixo e há presença de correntes harmônicas. Portanto, há uma degradação muito grande na qualidade da energia elétrica.

1.1 Motivação e Justificativa

A presença de harmônicos na rede vem se tornando cada vez mais importante conforme a mudança do perfil de carga dos consumidores. Maneiras de diminuir esses harmônicos e evitar fatores de potência baixos tornam-se muito importantes neste sentido.

Atualmente, consumidores residenciais não pagam multa por fator de potência baixo, porém, o simples desperdício de energia causado por isto já leva a considerar alguma forma de aumentar a eficiência de aparelhos com este agravio. Além disto, a presença de harmônicos pode causar problemas como: perdas de potência no alimentador e transformadores, distorção na forma de onda de tensão, erros em medições e interferências em sistemas de comunicação e controle, dentre outros.

Tendo em vista esses fatores, a fim de melhorar o desempenho dos conversores presentes em chuveiros eletrônicos comerciais, este trabalho irá propor modificações tanto no circuito quanto na estratégia de controle, mantendo a característica principal de um controle de ajuste contínuo de potência.

1.2 Objetivo Geral

O objetivo deste trabalho é propor, analisar, simular e implementar um circuito análogo ao de um chuveiro elétrico com mais de uma resistência de aquecimento (múltiplos estágios) com acionamento individual, mas com uma estratégia de controle geral que diminua a característica não linear da carga, resultando em uma melhoria do fator de potência e uma diminuição das correntes harmônicas.

1.3 Objetivos Específicos

- Revisão das principais características do conversor CA/CA de tensão convencional para cargas resistivas.
- Propor e analisar um conversor CA/CA de tensão modificado.
- Simulação do circuito proposto.
- Implementação do circuito proposto.

1.4 Organização do trabalho

O objetivo do capítulo 2 é mostrar a fundamentação teórica básica do trabalho. A teoria abordada será utilizada para analisar matematicamente o conversor proposto. Apresenta-se uma visão geral do conversor CA/CA de tensão: técnicas de controle, equações, análise de desempenho e aplicações.

No capítulo 3, o foco é a proposta de modificação do conversor apresentado no capítulo 2. Descreve-se sua técnica de controle, o equacionamento, a análise de seu desempenho teórico e a comparação com o conversor convencional.

O capítulo 4 demonstra as etapas e os componentes para implementar o conversor modificado. O capítulo 5 apresenta os resultados de simulação e experimental com o circuito implementado. Por último, no capítulo 6, expõe-se as conclusões tiradas do desenvolvimento teórico e das etapas de simulação e experimento.

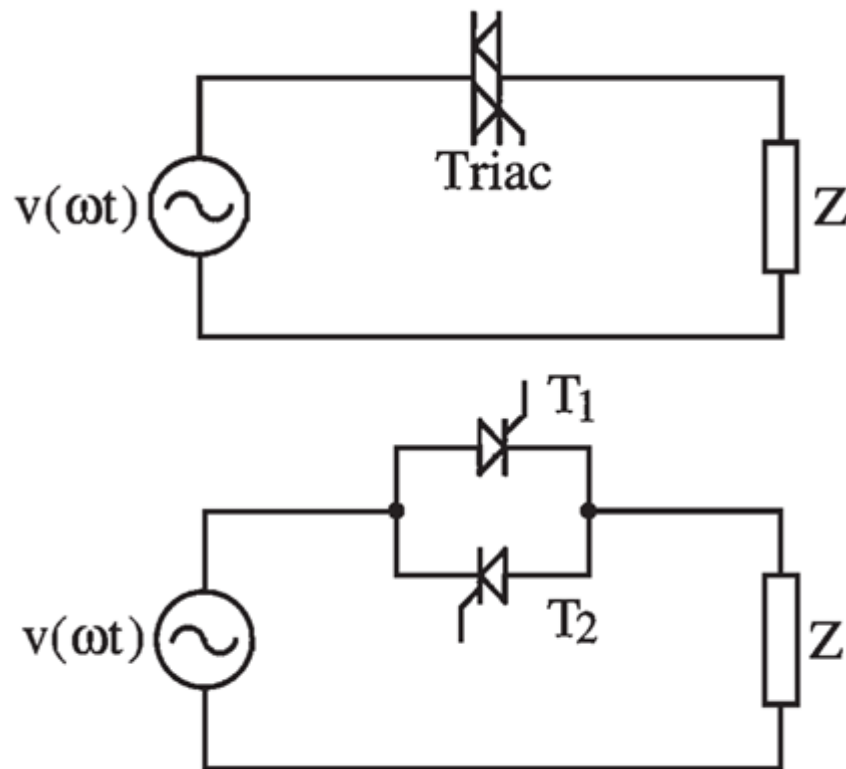
2 CONVERSOR CA/CA DE TENSÃO

2.1 Visão geral

Um conversor CA/CA de tensão (também conhecido como gradador) é um circuito capaz de alterar o valor eficaz de uma tensão alternada conforme desejado, sem alteração de frequência. Isto permite o controle da intensidade luminosa ou da temperatura em determinadas aplicações, de acordo com [2].

O circuito de potência usando TRIAC ou dois tiristores em antiparalelo é demonstrado na figura 2.1. A vantagem de utilizar dois tiristores é o controle de cargas com maior potência.

Figura 2.1: Circuito de potência de um conversor CA/CA de tensão.



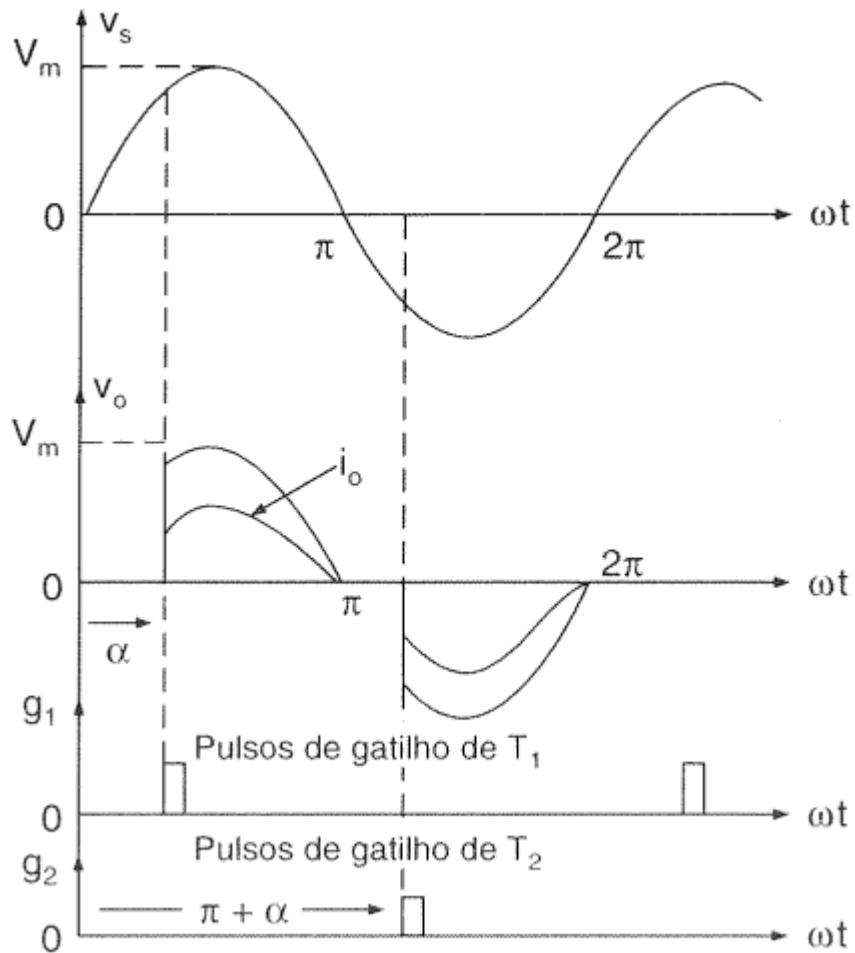
Fonte: [2]

Existem dois tipos de controle para este conversor: por fase e por ciclos inteiros, cada um com suas vantagens e desvantagens.

2.1.1 Controle por ângulo de disparo ou fase

Este controle é feito com o chaveamento do elemento semicondutor em um determinado ângulo α a cada semi-ciclo. A figura 2.2 exemplifica as formas de onda de corrente e de tensão para uma carga puramente resistiva, bem como os pulsos de *gate* para cada semi-ciclo.

Figura 2.2: Formas de onda para o controle por fase com carga resistiva.



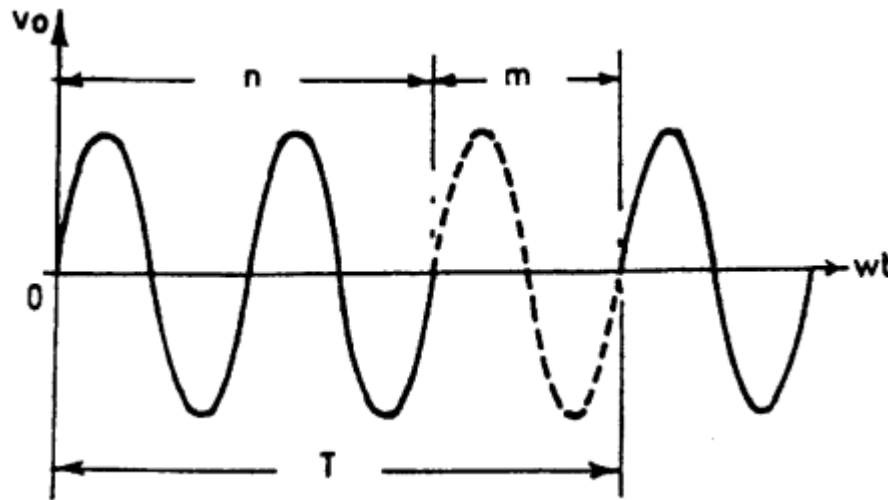
Fonte: [3]

Pode-se notar que, dependendo do ângulo de condução, a forma de onda na carga será mais ou menos distorcida. Conforme [2] e [3], isto gera problemas, pois introduz harmônicos na rede de alimentação e também causa um fator de potência muito baixo para valores de α elevados.

2.1.2 Controle por ciclos

Uma alternativa ao controle de fase é o controle por ciclos inteiros, no qual a entrada e a saída de condução do tiristor ou TRIAC ocorre sempre quando tensão e/ou corrente são nulas. Ver figura 2.3, onde n corresponde ao período de condução e m ao período de não condução.

Figura 2.3: Tensão na carga com controle por ciclos.



Fonte: [4]

Dessa forma, é possível atenuar as harmônicas bem como melhorar o fator de potência. A desvantagem deste método é seu tempo de resposta lento, o que pode ser prejudicial em determinadas aplicações como explica [5]. Este tipo de controle não é comumente encontrado em chuveiros eletrônicos comerciais e pode provocar quedas de tensão de baixa frequência na tensão da alimentação, acarretando oscilação de luminosidade, conhecida como efeito *flicker*, de acordo com [8]. Devido a essas características, o presente trabalho optou por restringir-se ao controle por fase.

2.2 Equacionamento

As considerações a seguir serão todas feitas com base em um conversor com controle por fase e utilizando cargas resistivas. Conforme [6], aplicando-se a definição da raiz média quadrática na tensão da carga (ver figura 2.2), a tensão eficaz de saída em função do ângulo de disparo é dada pela relação (2.1).

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \times 2 \times \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}V \sin \omega t)^2 d\omega t} = V \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.1)$$

Onde V é a tensão eficaz da fonte de alimentação do circuito e α o ângulo de disparo em radianos. Partindo-se da definição da potência média em (2.2), é possível chegar em uma expressão para a potência de saída do circuito.

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_{\omega t}^{\omega t+T} v(\omega t) i(\omega t) d\omega t \quad (2.2)$$

Como se trata de uma carga resistiva, a corrente instantânea, $i(\omega t)$, pode ser encontrada dividindo-se a tensão instantânea, $v(\omega t)$, pelo valor de resistência R da carga. Ver equação (2.3).

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_{\omega t}^{\omega t+T} \frac{[v(\omega t)]^2}{R} d\omega t \quad (2.3)$$

Partindo da figura 2.2, a tensão na carga em função do tempo pode ser expressa de acordo com (2.4).

$$v(\omega t) = \begin{cases} 0, & 0 < \omega t < \alpha \\ \sqrt{2}V \text{ sen } \omega t, & \alpha < \omega t < \pi \end{cases} \quad (2.4)$$

A aplicação de (2.4) em (2.3) resulta na relação (2.5), que permite determinar a potência de saída em função do ângulo de disparo.

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_{\omega t}^{\omega t+T} \frac{[v(\omega t)]^2}{R} d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha 0 d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{[\sqrt{2}V \text{ sen } \omega t]^2}{R} d\omega t$$

$$\bar{P} = 0 + \frac{2V^2}{\pi R} \int_\alpha^\pi \text{sen}^2 \omega t d\omega t = \frac{2V^2}{\pi R} \left[\frac{1}{2} (\omega t - \text{sen}(\omega t) \cos(\omega t)) \right]_\alpha^\pi$$

$$\bar{P} = \frac{V^2}{\pi R} \{ [\pi - \text{sen}(\pi) \cos(\pi)] - [\alpha - \text{sen}(\alpha) \cos(\alpha)] \}$$

$$P_o = \bar{P} = \frac{V^2}{R} \left\{ 1 - \frac{2\alpha - \text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\} \quad (2.5)$$

Segue-se que a potência aparente é dada pela equação (2.6).

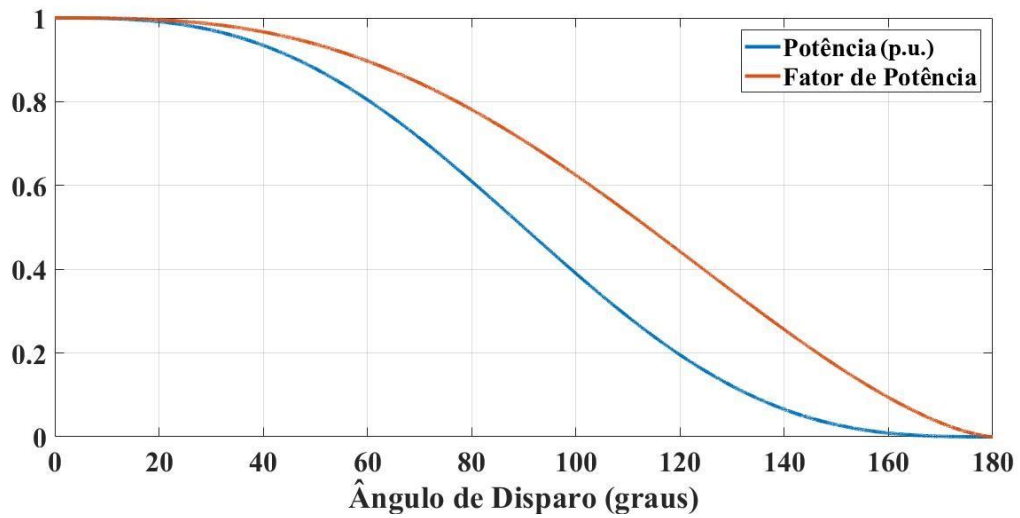
$$S = VI_{rms} = V \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V^2}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.6)$$

Por meio da razão entre (2.5) e (2.6) chega-se a uma expressão para o cálculo do fator de potência em função do ângulo de disparo, presente na equação (2.7).

$$fp = \frac{P_o}{S} = \frac{\frac{V^2}{R} \left\{ 1 - \frac{2\alpha - \text{sen } 2\alpha}{2\pi} \right\}}{\frac{V^2}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\text{sen } 2\alpha}{2\pi}}} = \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.7)$$

Os gráficos das expressões (2.5) e (2.7), com α convertido para graus, podem ser observados na figura 2.4. O termo constante V^2/R (potência máxima) foi omitido de (2.5), o que resulta na potência em p.u. em função do ângulo de disparo.

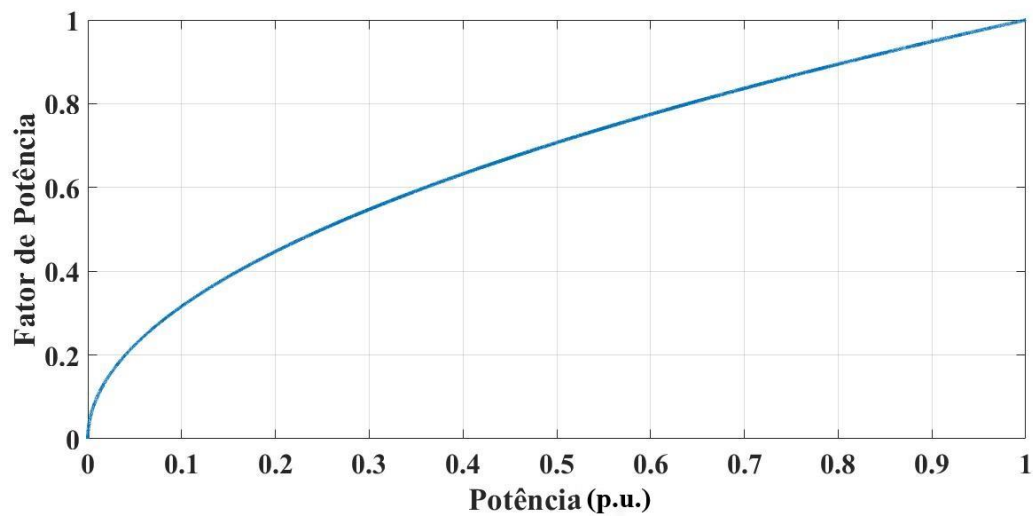
Figura 2.4: Potência e fator de potência em função do ângulo de disparo.



Fonte: Autor

A partir dos pontos plotados na figura 2.4, também é possível expressar o fator de potência em função da potência da carga. Ver figura 2.5.

Figura 2.5: Fator de potência em função da potência.



Fonte: Autor

Pode-se observar pelas figuras 2.4 e 2.5 que o conversor apresenta uma elevada eficiência apenas para porcentagens de utilização próximas da potência máxima. Esta eficiência tende a diminuir rapidamente conforme o ângulo de disparo aumenta e, conseqüentemente, a potência solicitada diminui. Isto está de acordo com [2] e [3]. Para uma operação com fator de potência igual ou maior a 0,92, seria necessária uma solicitação de potência acima de 84,65%, ou seja, o conversor só atinge alta eficiência próximo ao ponto de potência nominal.

Ainda de acordo com [6], as componentes de Fourier para a tensão na carga são dadas pelas equações (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11).

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}V}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1] \quad (2.8)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \right] \quad (2.9)$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \left[\frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{n+1} - \frac{\cos((n-1)\alpha) - 1}{n-1} \right] \quad (2.10)$$

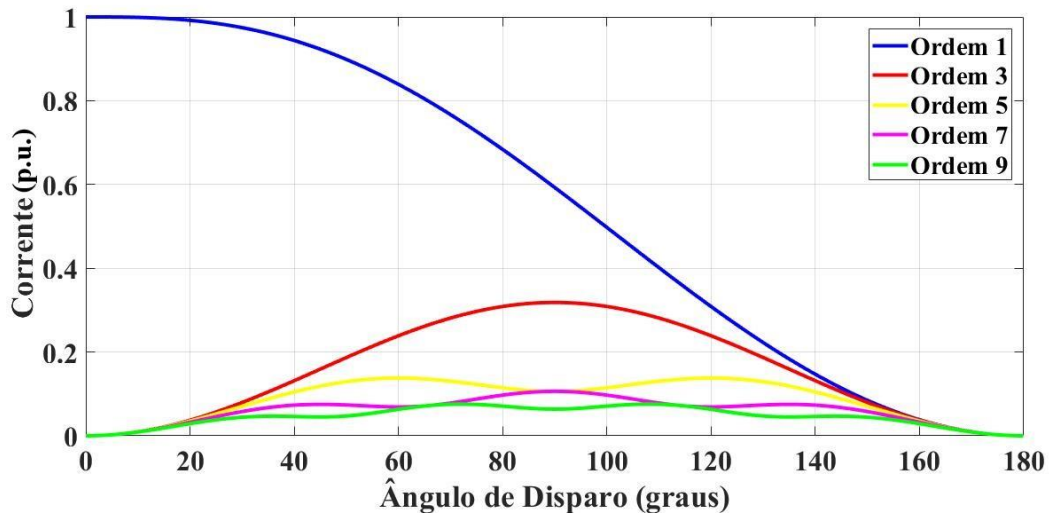
$$b_n = \frac{\sqrt{2}V}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right] \quad (2.11)$$

Onde n é um inteiro ímpar e $n \neq 1$. Segue-se que os harmônicos de corrente podem ser determinados pela divisão de (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11) por R . Aplicando estas expressões nas identidades (2.12) e (2.13), foi possível obter o valor RMS das componentes harmônicas de corrente até a nona ordem. A figura 2.6 apresenta os harmônicos em função do ângulo de disparo. Também é possível representar a magnitude dos componentes harmônicos em função da potência, a partir dos pontos da figura 2.4, como mostra a figura 2.7.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t - \theta_n) \quad (2.12)$$

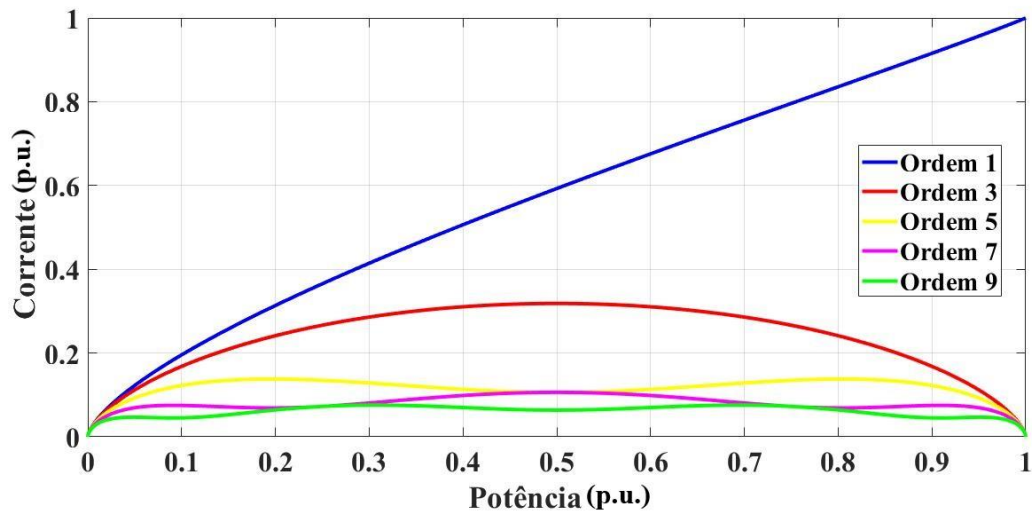
$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.13)$$

Figura 2.6: Componentes harmônicas de corrente em função do ângulo.



Fonte: Autor

Figura 2.7: Componentes harmônicos de corrente em função da potência.



Fonte: Autor

A partir dos pontos das figuras 2.6 e 2.7, é possível calcular a distorção harmônica total (DHT). A DHT de corrente é definida pela equação (2.14).

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} \quad (2.14)$$

Onde:

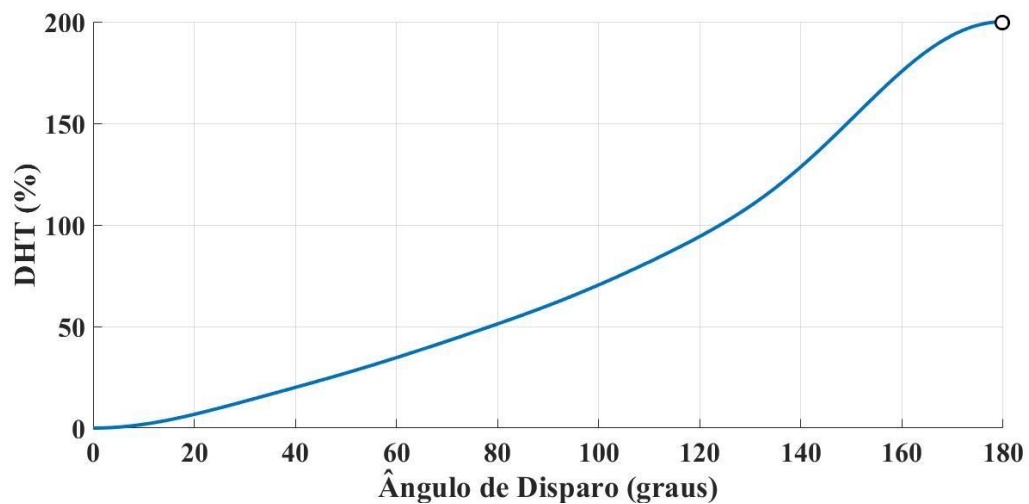
h – número inteiro (ordem harmônica)

I_h – valor RMS da componente de corrente harmônica h

I_1 – valor RMS de corrente da componente fundamental

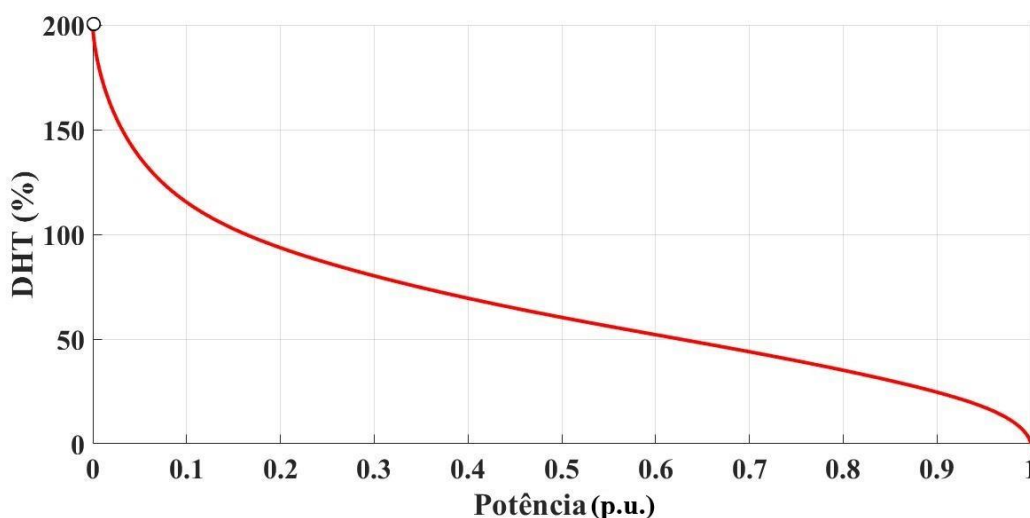
As figuras 2.8 e 2.9 ilustram, respectivamente, os valores de DHT em função do ângulo de disparo e da potência.

Figura 2.8: DHT em função do ângulo de disparo.



Fonte: Autor

Figura 2.9: DHT em função da potência.



Fonte: Autor

Pelas figuras 2.8 e 2.9, nota-se uma elevada DHT para operação com potência baixa. Isto não necessariamente implica em prejuízos grandes devido aos harmônicos na rede que alimenta o conversor, pois se deve considerar que a corrente da carga pode ser pequena comparada à corrente total da instalação, tornando os harmônicos desprezíveis. A operação com baixa porcentagem de potência nominal torna-se um problema na medida em que a carga controlada pelo conversor possui corrente alta em relação às outras cargas da instalação.

2.3 Aplicações

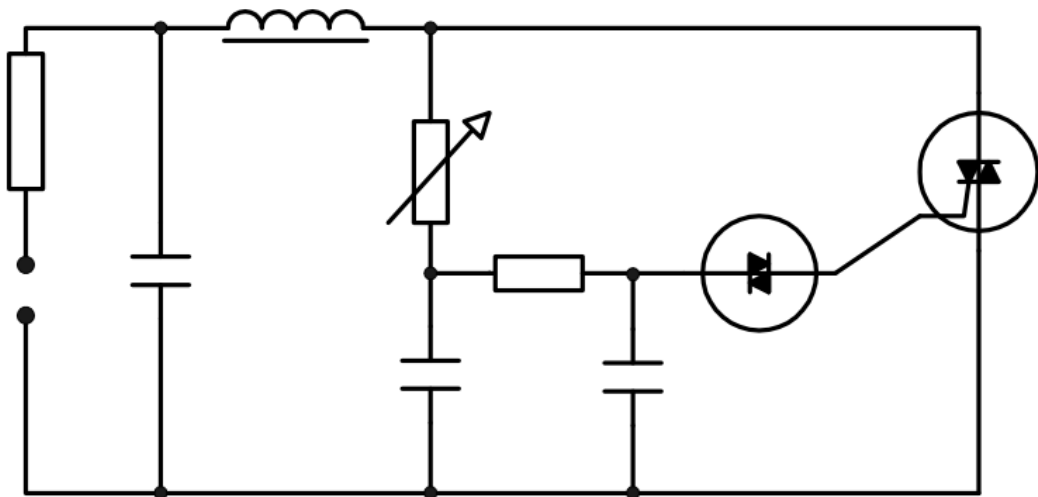
Dentre as principais aplicações do gradador com cargas resistivas pode-se citar o controle de iluminação e a utilização em métodos de aquecimento, como chuveiros, aquecedores elétricos com e sem tanque e fornos industriais.

O controlador de iluminação com gradador é popularmente conhecido como *dimmer* eletrônico. Este aparelho é capaz de variar o fluxo luminoso de uma lâmpada, permitindo que o usuário ajuste o nível de iluminação mais agradável para determinada ocasião e, ainda, possibilitando uma redução no consumo de energia do circuito elétrico na qual está inserida a lâmpada, de acordo com [9]. O controle por ciclos não é adequado para este tipo de aplicação, pois gera oscilações de luminosidade visíveis pelo olho humano. Os controladores de iluminação comerciais usam, geralmente, circuitos com controle de fase, segundo [7]. O uso de gradadores para esse tipo de aplicação vem caindo em desuso, devido à substituição das lâmpadas incandescentes e o uso de outros tipos de conversores com lâmpadas de LED.

Em tanques para aquecer líquidos ou fornos elétricos, o controle por ciclos é adequado dado a natureza de resposta lenta destes sistemas, como é explicado em [7].

A utilização em chuveiros tem por objetivo melhorar o ajuste de potência e, conseqüentemente, o de temperatura da água, a fim de propiciar um maior conforto ao usuário. Embora o controle por ciclos inteiros tenha sido um método proposto para este fim em outros trabalhos, como em [8] e [10], a necessidade de um tempo de resposta rápido, bem como um ajuste contínuo da potência, levam à preferência do controle por fase, sendo a técnica usualmente empregada nas chaves eletrônicas comerciais. Não se encontrou registro de nenhum modelo disponível no Brasil que utilize um controle em malha fechada, apesar de existirem patentes, o que pode ser atestado em [8]. A figura 2.10 demonstra o esquemático de uma chave com controle por fase analógico em malha aberta, que é o caso mais comum, retirado de uma patente.

Figura 2.10: Controle de potência eletrônico por ângulo de fase em malha aberta.



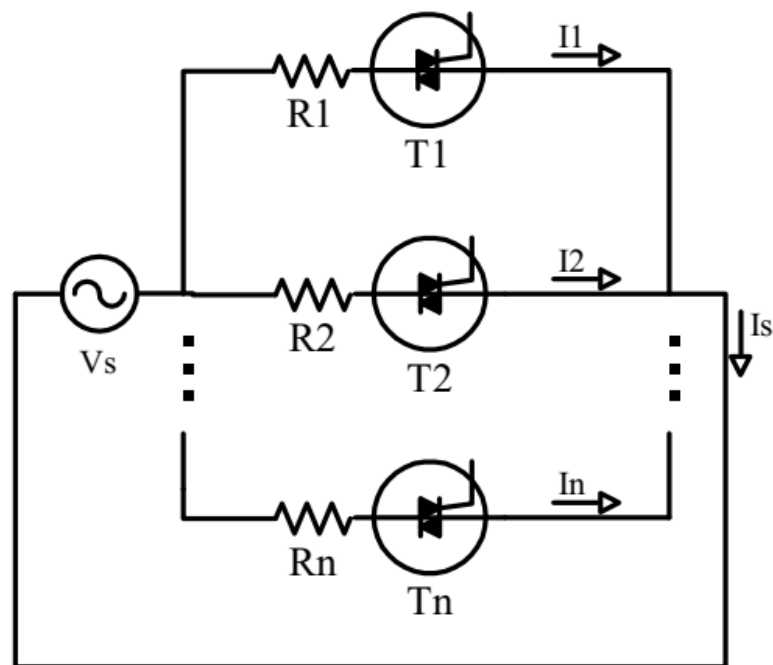
Fonte: Adaptado de [8]

3 CONVERSOR CA/CA DE TENSÃO COM MÚLTIPLOS ESTÁGIOS

3.1 Proposta

As análises feitas no capítulo 2 levam a considerar técnicas para melhorar o fator de potência e a DHT do gradador convencional. Novamente, nas seções que se seguem considera-se que o conversor será utilizado com uma carga puramente resistiva e com controle por fase, tendo em vista a aplicação no aquecimento em chuveiros. Propõe-se então a modificação do circuito conforme figura 3.1.

Figura 3.1: Conversor CA/CA de tensão com múltiplos estágios.



Fonte: Autor

Onde $R_1 = R_2 = \dots = R_n = n \times R$, sendo R o valor de resistência de carga que consome a potência total desejada. Cada TRIAC é operado de forma individual por controle de fase, sendo que a condução contínua de cada um destes dissipa a n -ésima parte da potência total. A estratégia de controle se baseia em chavear T_1 até a potência total de seu estágio. Quando a potência solicitada excede a potência máxima do estágio T_1 , passa-se a chavear T_2 , mantendo T_1 em condução contínua. Esta lógica aplica-se sucessivamente até n estágios.

A finalidade desta modificação é garantir que o fator de potência resultante apresente maior eficiência em relação ao da curva mostrada na figura 2.5, e também diminuir as magnitudes dos componentes harmônicos não fundamentais apresentados na figura 2.7. Qualitativamente, pode-se chegar a esta conclusão devido à: na condução contínua de cada

chave tem-se um fator de potência unitário para este estágio (ver equação (2.7) e figura 2.5), ou seja, se o chaveamento do estágio atual implicar em um fator de potência baixo deste estágio, tem-se que os estágios anteriores compensarão isto com fator de potência unitário. Além disso, como cada estágio dissipa a n -ésima parte da potência total, pode-se esperar que as harmônicas de corrente sejam reduzidas a um valor de $1/n$ da magnitude original.

Destas considerações segue-se que, teoricamente, quanto maior o valor de n melhor seria a eficiência do circuito. Na prática, porém, há muitos inconvenientes em se elevar o valor de n indiscriminadamente. Pode-se ver isto facilmente ao se ponderar o espaço físico para alocar os TRIACs e seus circuitos de disparo, dissipadores e as resistências. Também seria necessária uma maior potência do circuito de comando, devido ao maior número de sinais de disparo de *gate*. O aumento de interruptores e de elementos também acarreta maiores perdas no circuito.

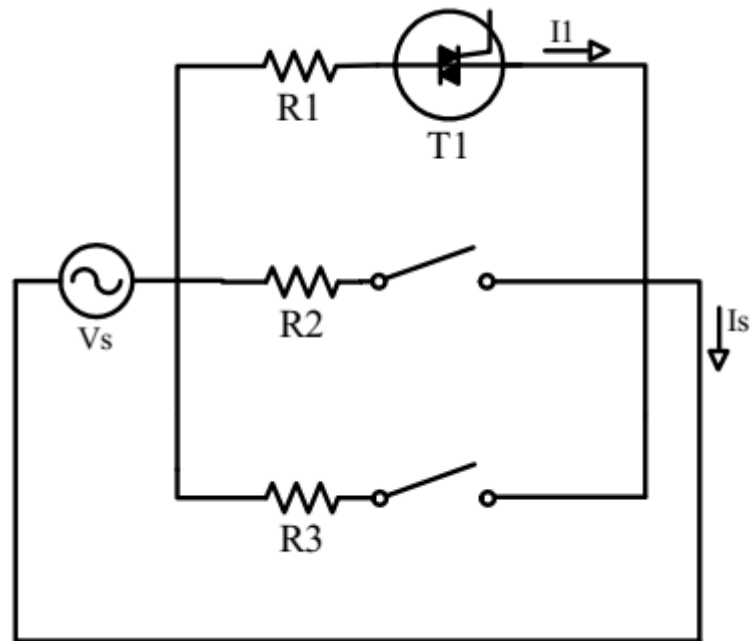
Logo, para os fins deste trabalho, será adotado $n=3$. Portanto, será definido $R1=R2=R3=3 \times R$. Em uma análise rápida, este número foi adotado tendo em conta, além do que foi exposto no parágrafo acima, que para tal número de estágios ter-se-ia um conversor que operaria com fator de potência unitário com um terço da potência total. Quer dizer, para uma condição de carga leve (menos que metade da potência total), o gradador em três estágios já atingiria uma eficiência considerável.

3.2 Equacionamento

3.2.1 Primeiro estágio

A operação no primeiro estágio é mantida quando a potência solicitada é menor que $1/3$ (um terço) da potência total. Aplicando a lógica de controle descrita na seção anterior, pode-se reduzir o circuito da figura 3.1 ao equivalente da figura 3.2.

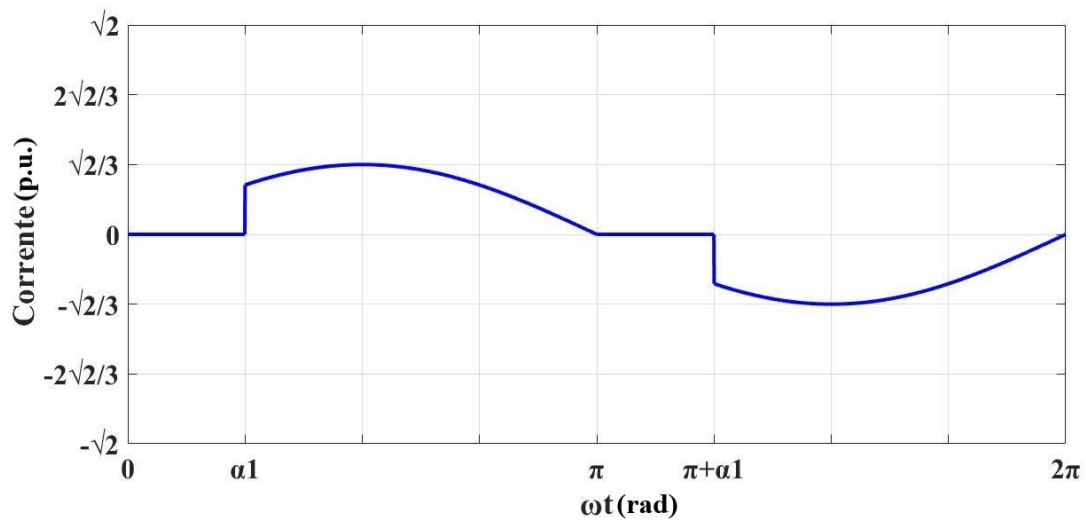
Figura 3.2: Circuito equivalente ao primeiro estágio.



Fonte: Autor

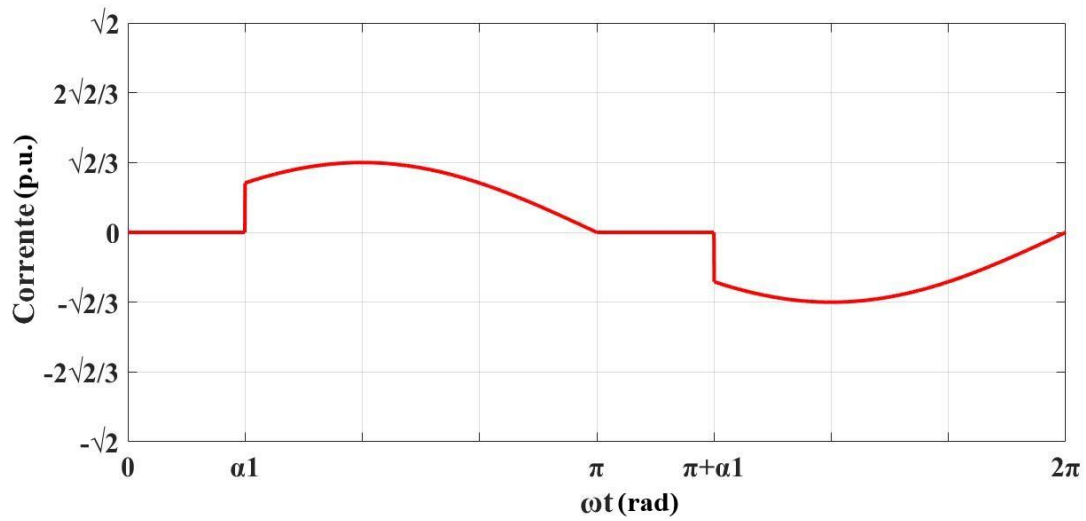
Dessa simplificação, segue-se que o comportamento do circuito neste estágio será análogo ao do conversor discutido no capítulo 2. A corrente i_1 que percorre a carga $R1$, bem como a corrente total i_s fornecida pela fonte, podem ser representadas de acordo com as figuras 3.3 e 3.4, onde α_1 é o ângulo a partir do qual T1 conduz.

Figura 3.3: Corrente através da carga $R1$.



Fonte: Autor

Figura 3.4: Corrente total no primeiro estágio.

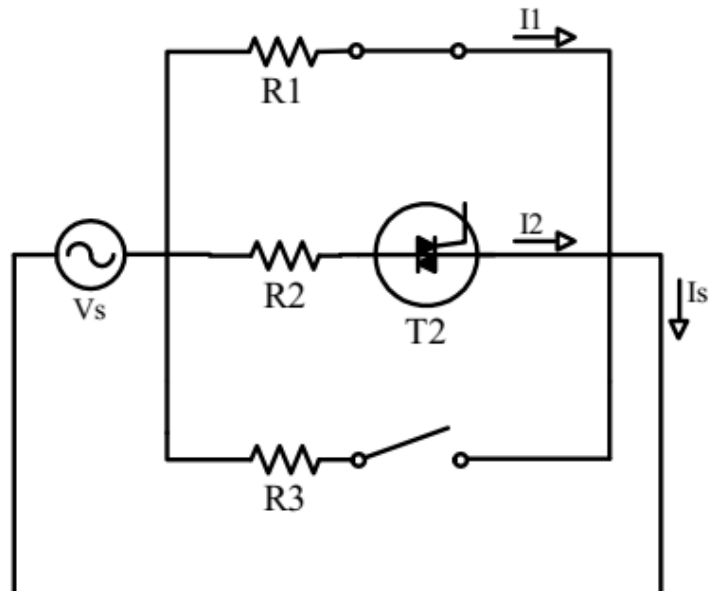


Fonte: Autor

3.2.2 Segundo estágio

A operação no segundo estágio ocorre quando a potência solicitada está entre $1/3$ (um terço) e $2/3$ (dois terços) da potência nominal. O circuito simplifica-se àquele presente na figura 3.5.

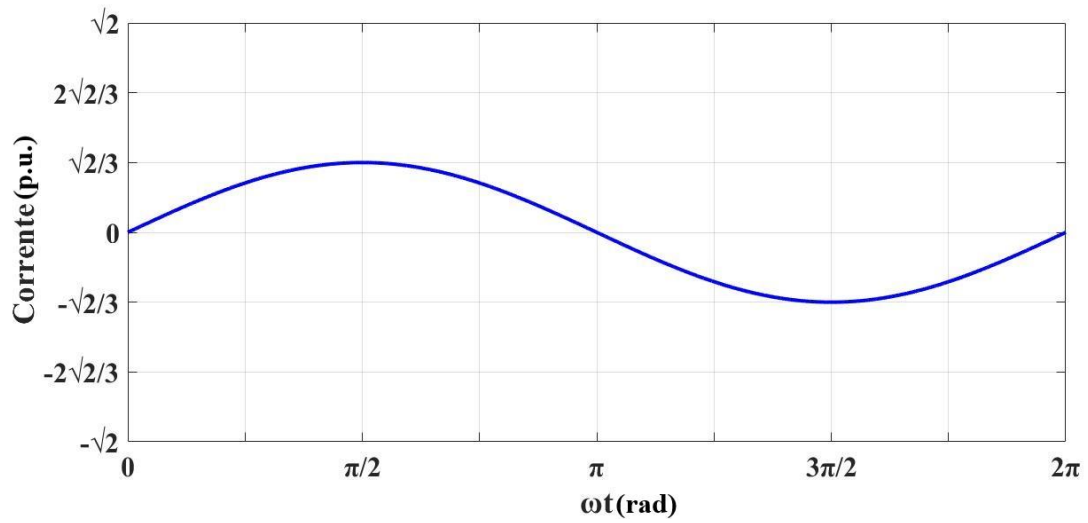
Figura 3.5: Circuito equivalente ao segundo estágio.



Fonte: Autor

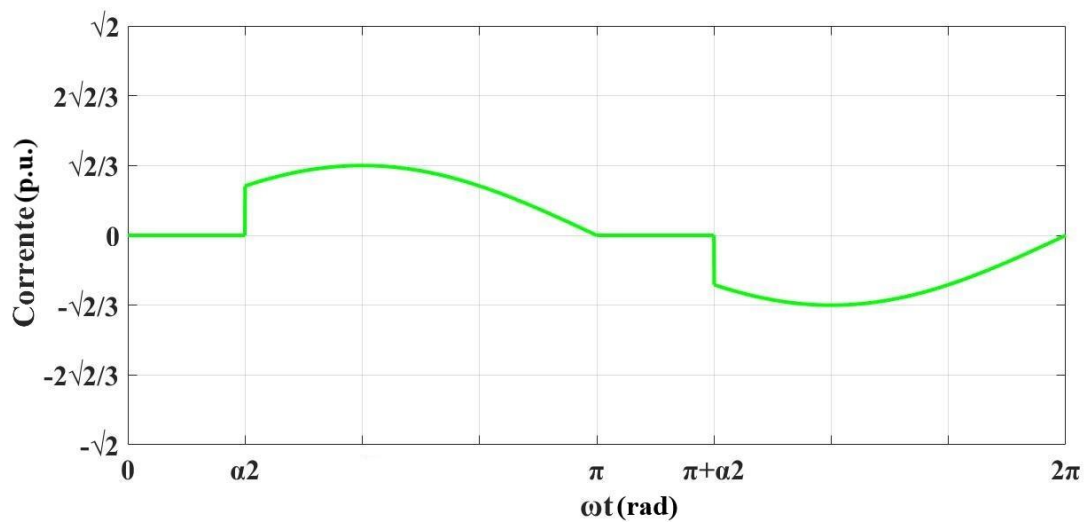
Quer dizer, T_1 é mantido em condução contínua, T_2 é chaveado e T_3 comporta-se como chave aberta. As formas de onda das correntes i_1 e i_2 são dadas respectivamente pelas figuras 3.6 e 3.7, sendo α_2 o ângulo de disparo de T_2 .

Figura 3.6: Corrente através da carga $R1$ no segundo estágio.



Fonte: Autor

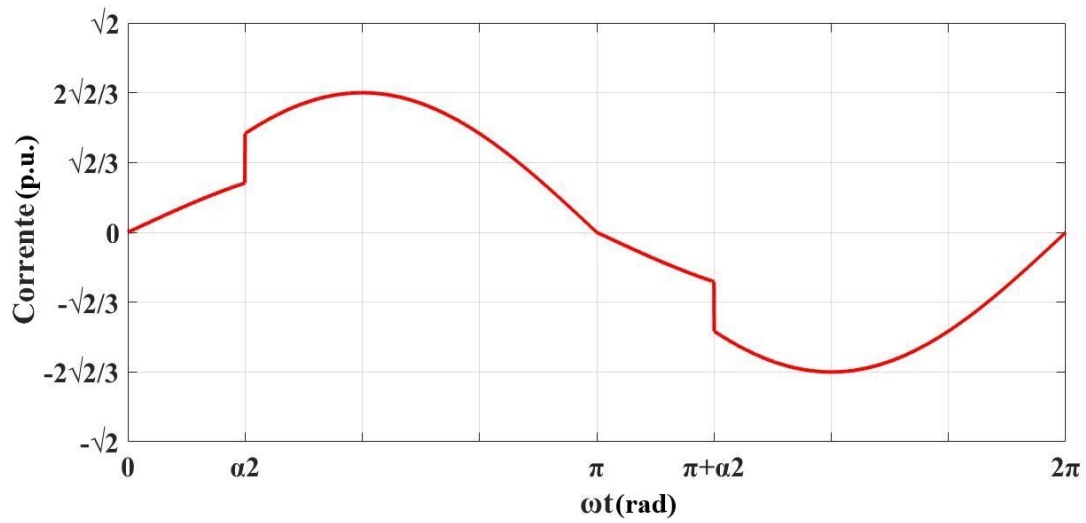
Figura 3.7: Corrente através da carga $R2$ no segundo estágio.



Fonte: Autor

A corrente total i_s é a soma instantânea de i_1 e i_2 , o que resulta na forma de onda da figura 3.8.

Figura 3.8: Corrente total no segundo estágio.

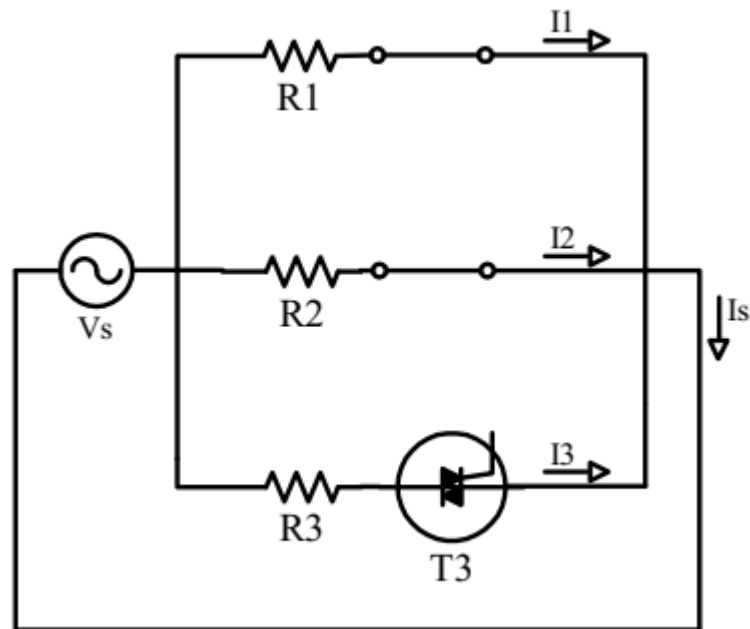


Fonte: Autor

3.2.3 Terceiro estágio

Já para o terceiro estágio, quando a potência solicitada é maior que $2/3$ (dois terços) da potência máxima, o circuito equivalente é o presente na figura 3.9.

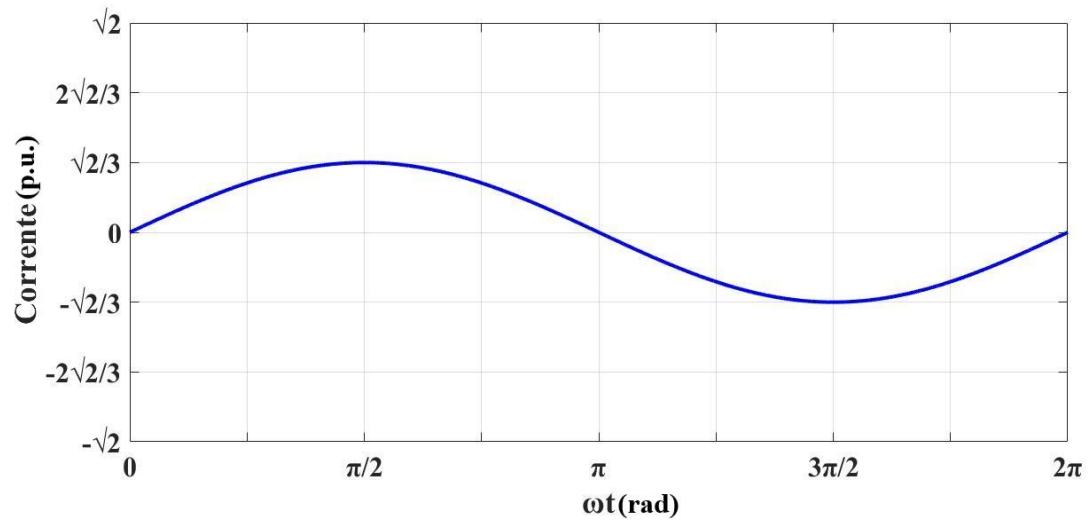
Figura 3.9: Circuito equivalente ao terceiro estágio.



Fonte: Autor

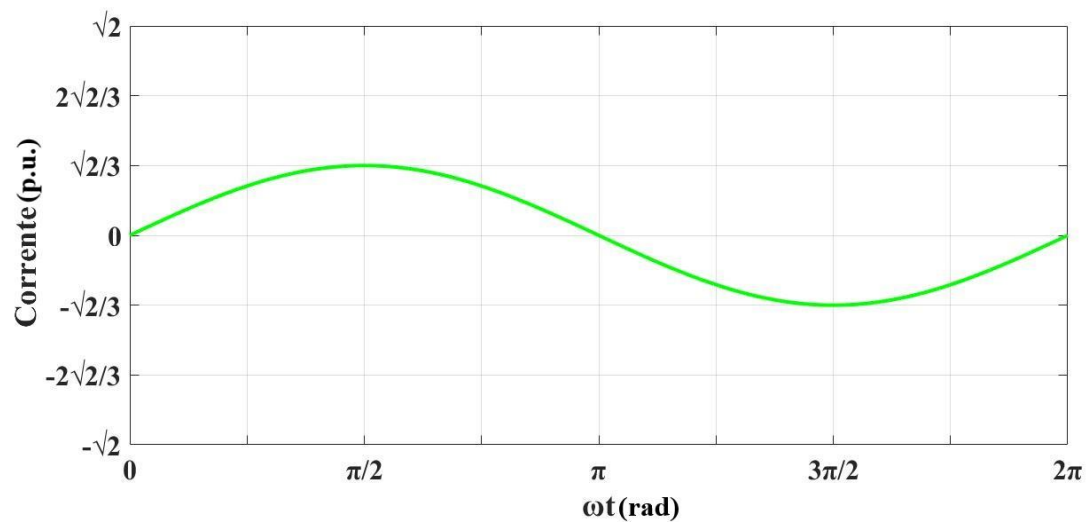
T_1 e T_2 são mantidos em condução contínua e apenas T_3 é chaveado conforme o ângulo de disparo α_3 . Nestas condições, as correntes i_1 , i_2 e i_3 possuem, respectivamente, as formas das figuras 3.10, 3.11 e 3.12.

Figura 3.10: Corrente através da carga $R1$ no terceiro estágio.

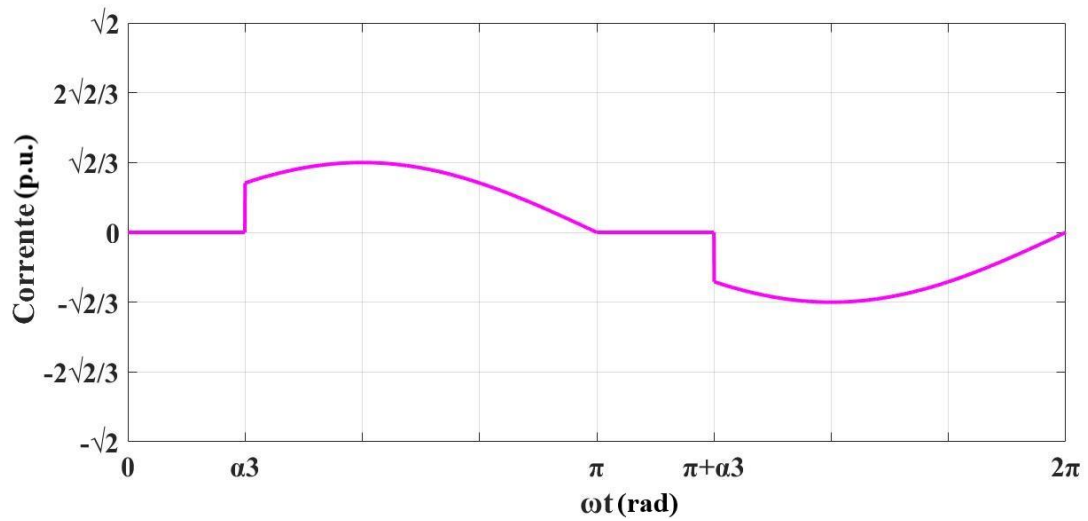


Fonte: Autor

Figura 3.11: Corrente através da carga $R2$ no terceiro estágio.



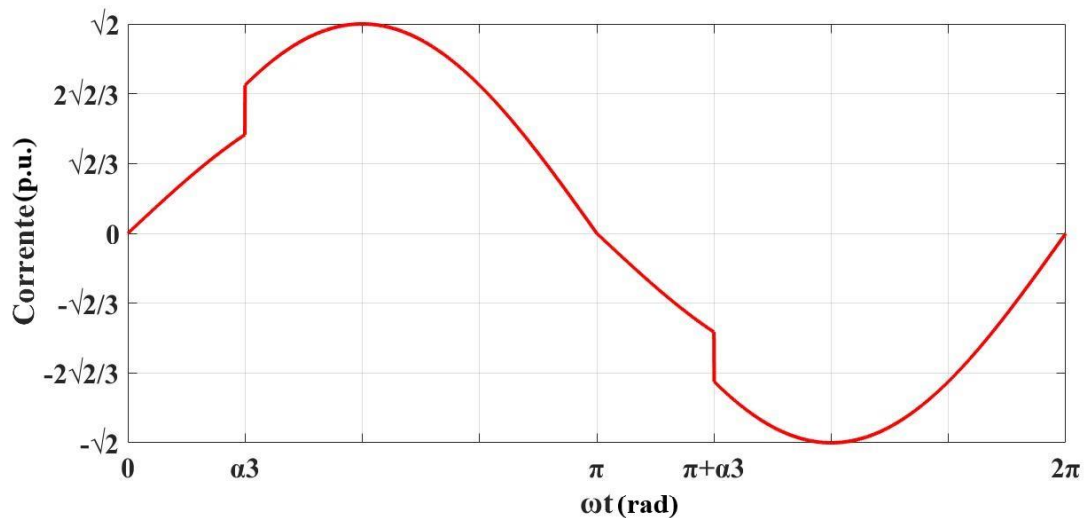
Fonte: Autor

Figura 3.12: Corrente através da carga R_3 .

Fonte: Autor

A corrente fornecida pela fonte, que é a soma das correntes i_1 , i_2 e i_3 , pode ser vista na figura 3.13.

Figura 3.13: Corrente total no terceiro estágio.



Fonte: Autor

3.2.4 Circuito completo

Com base nas expressões apresentadas na seção 2.2, é possível analisar o circuito proposto e deduzir sua resposta para todos os pontos de operação. Considerando-se que a potência ativa total entregue à carga é dada pela soma da potência ativa desenvolvida em cada estágio, utiliza-se o somatório da equação (2.5), obtendo-se a relação (3.1).

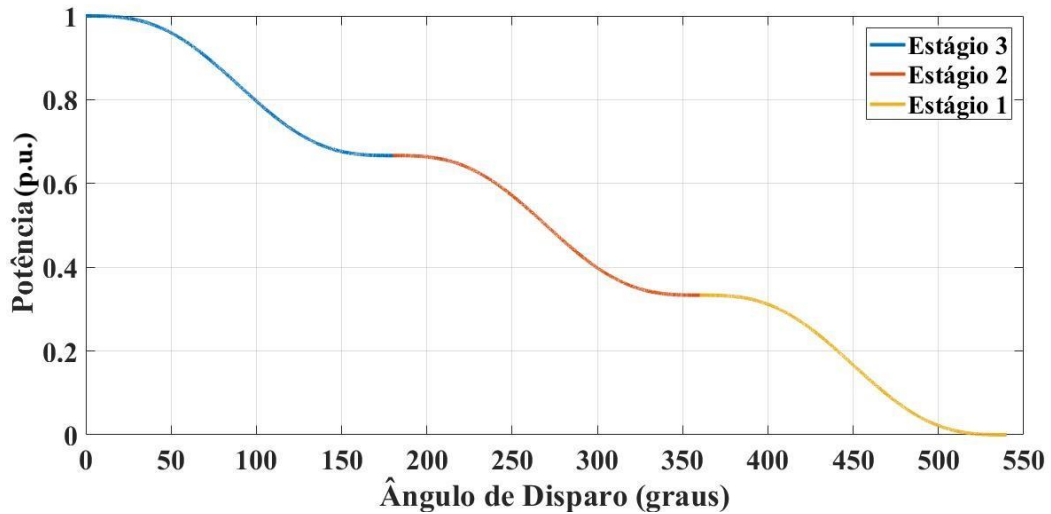
$$P_T = \frac{V^2}{R_1} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_1 - \sin 2\alpha_1}{2\pi} \right\} + \frac{V^2}{R_2} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_2 - \sin 2\alpha_2}{2\pi} \right\} + \frac{V^2}{R_3} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_3 - \sin 2\alpha_3}{2\pi} \right\}$$

$$P_T = \frac{V^2}{3R} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_1 - \sin 2\alpha_1}{2\pi} \right\} + \frac{V^2}{3R} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_2 - \sin 2\alpha_2}{2\pi} \right\} + \frac{V^2}{3R} \left\{ 1 - \frac{2\alpha_3 - \sin 2\alpha_3}{2\pi} \right\}$$

$$P_T = \frac{V^2}{3R} \left[\left\{ 1 - \frac{2\alpha_1 - \sin 2\alpha_1}{2\pi} \right\} + \left\{ 1 - \frac{2\alpha_2 - \sin 2\alpha_2}{2\pi} \right\} + \left\{ 1 - \frac{2\alpha_3 - \sin 2\alpha_3}{2\pi} \right\} \right] \quad (3.1)$$

Na figura 3.14, tem-se a potência em função de um ângulo de disparo α genérico, adotando-se $\alpha_3 = \alpha$, $\alpha_2 = \alpha - 180^\circ$ e $\alpha_1 = \alpha - 360^\circ$ nas regiões de chaveamento de T3, T2 e T1, conforme a estratégia de controle abordada nas seções anteriores. Isso significa que o ângulo de 540 graus do gráfico equivale ao disparo em 180 graus no primeiro estágio e 360 graus ao disparo de 0 graus no primeiro estágio. Neste ponto o segundo estágio entra em condução (indicado pelo traço em vermelho), que termina em 180 graus, o equivalente a 0 graus neste estágio.

Figura 3.14: Potência em função do ângulo de disparo para três estágios.



Fonte: Autor

O fator de potência pode ser calculado com base na equação (3.2). V_S e I_S são a tensão e corrente total fornecidas pela fonte de alimentação.

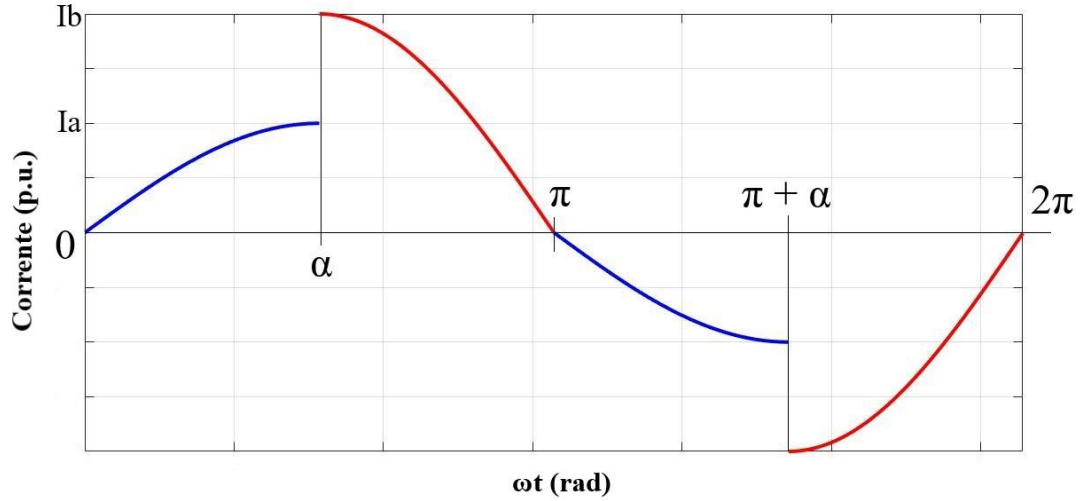
$$fp = \frac{P_T}{S_T} = \frac{P_T}{V_S I_S} \quad (3.2)$$

V_S é um valor previamente conhecido. Para calcular o valor RMS da corrente total em qualquer ponto de operação deve-se empregar (3.3), a definição da raiz média quadrática do sinal.

$$I_S = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_S(\omega t)]^2 d\omega t} \quad (3.3)$$

Genericamente, a corrente i_s pode ser representada em função do tempo como mostra a figura 3.15 e a expressão (3.4).

Figura 3.15: Representação genérica da corrente resultante dos estágios.



Fonte: Autor

$$i_s(\omega t) = \begin{cases} I_a \sin(\omega t), & 0 \leq \omega t \leq \alpha \\ I_b \sin(\omega t), & \alpha \leq \omega t \leq \pi \end{cases} \quad (3.4)$$

Onde a amplitude I_a é a corrente de pico referente aos estágios anteriores, caso existam, I_b representa a corrente de pico no estágio de controle atual e α o ângulo de disparo do mesmo. Aplicar (3.4) em (3.3) resulta na expressão (3.5).

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^\alpha I_a^2 \sin^2(\omega t) d\omega t + \int_\alpha^\pi I_b^2 \sin^2(\omega t) d\omega t \right]}$$

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[I_a^2 \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right) + I_b^2 \left(\frac{\pi - \alpha}{2} + \frac{\sin(2\alpha)}{4} \right) \right]} \quad (3.5)$$

As relações (3.6), (3.7) e (3.8) são utilizadas para definir I_a e I_b em cada estágio (ver figuras 3.4, 3.8 e 3.13).

$$1^\circ \text{ estágio} \begin{cases} I_a = 0 \text{ p.u.} \\ I_b = \sqrt{2} \frac{1}{3} \text{ p.u.} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$2^\circ \text{ estágio} \begin{cases} I_a = \sqrt{2} \frac{1}{3} \text{ p.u.} \\ I_b = \sqrt{2} \frac{2}{3} \text{ p.u.} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$3^\circ \text{ estágio} \begin{cases} I_a = \sqrt{2} \frac{2}{3} \text{ p.u.} \\ I_b = \sqrt{2} \text{ p.u.} \end{cases} \quad (3.8)$$

A fim de representar a magnitude da corrente I_s em função da porcentagem de potência total do conversor, ainda é necessário determinar o ângulo α da expressão (3.5) para cada ponto

de operação. Isto é possível rearranjando-se a equação (2.2), sendo o termo V^2/R omitido para se obter a potência em p.u.

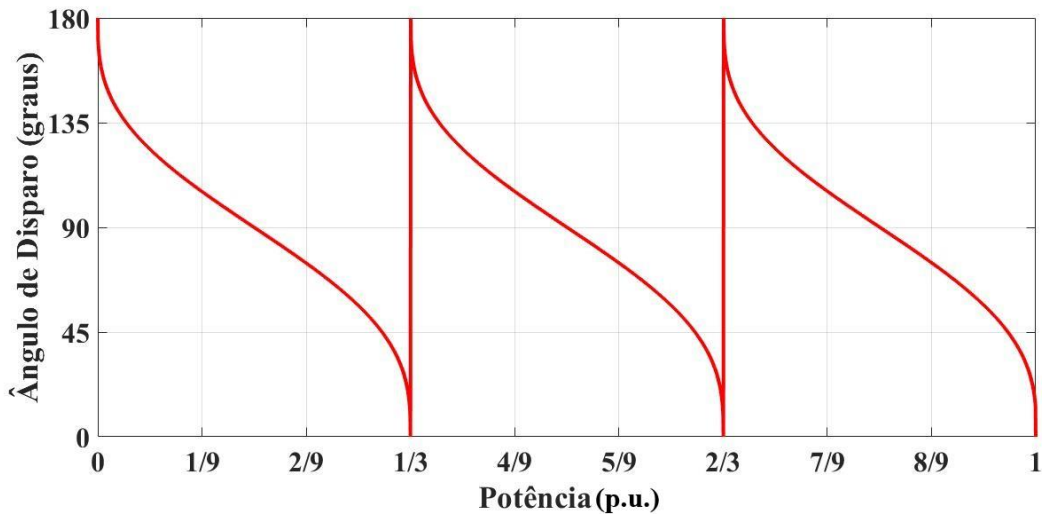
$$P_o = \left\{ 1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} \right\} = \left\{ 1 + \frac{-2\alpha + \sin 2\alpha}{2\pi} \right\}$$

$$2\pi(P_o - 1) = \sin 2\alpha - 2\alpha$$

$$\sin 2\alpha = 2\alpha + 2\pi(P_o - 1) \quad (3.9)$$

A equação implícita (3.9) foi resolvida por meio do comando *vpasolve* do Matlab. O conjunto de pontos que a satisfazem podem ser vistos na figura 3.16.

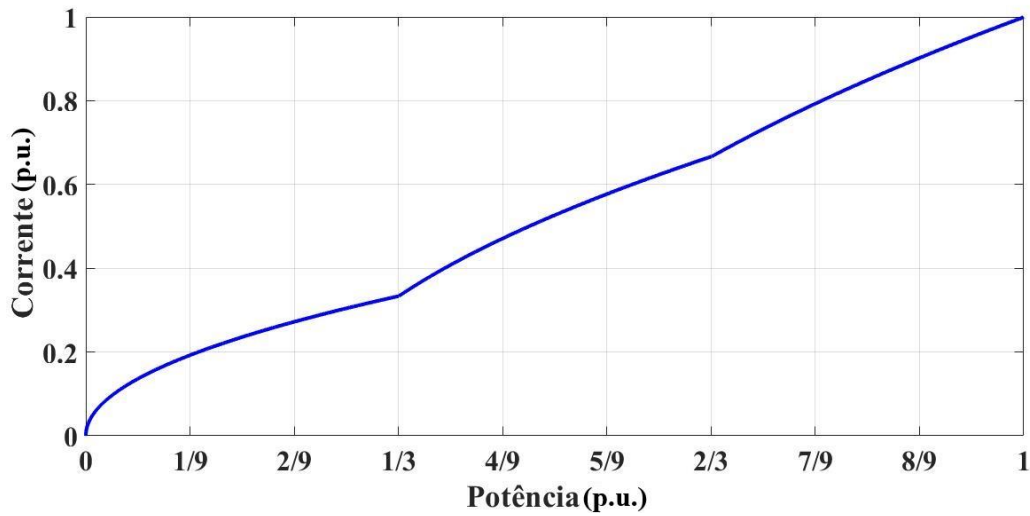
Figura 3.16: Ângulo de disparo em função da potência total.



Fonte: Autor

Aplicando-se então as relações (3.6), (3.7), e (3.8), na expressão (3.5), o resultado é o gráfico da corrente total em função da potência do conversor, presente na figura 3.17.

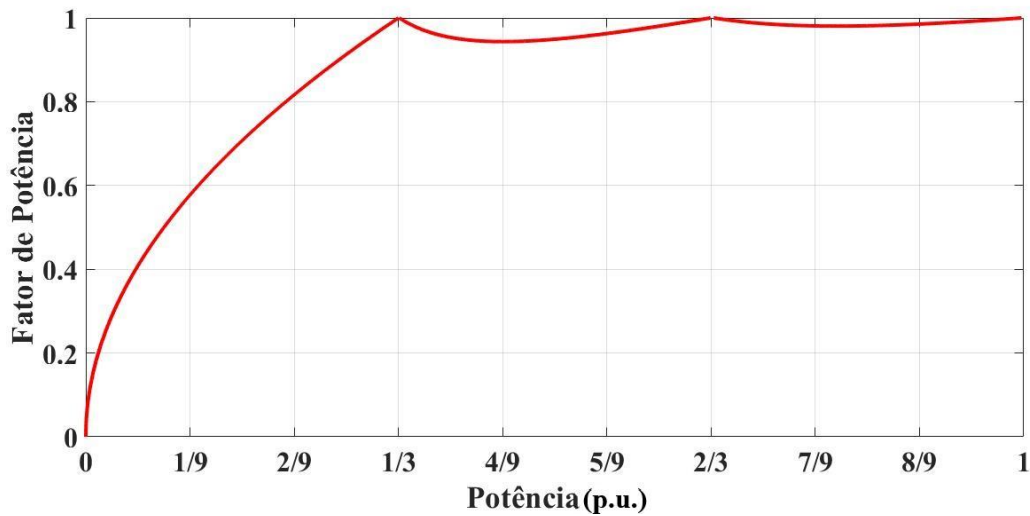
Figura 3.17: Corrente total em função da potência.



Fonte: Autor

Os pontos da figura 3.17 permitem então representar o fator de potência do circuito em função da potência, a partir da equação (3.2). Ver figura 3.18.

Figura 3.18: Fator de potência em função da potência para três estágios.



Fonte: Autor

Partindo da premissa de que cada estágio individual pode ser tratado como um gradador individual, as harmônicas do gradador de três estágios podem ser obtidas pela soma das componentes de Fourier do conversor convencional presentes em (2.8), (2.9), (2.10) e (2.11).

No primeiro estágio há apenas componentes de corrente do ramo chaveado por T1, já que T2 e T3 operam como chaves abertas. Matematicamente:

$$a_{1-1} = \frac{I_{1max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_1) - 1] \quad (3.10)$$

$$b_{1-1} = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\pi - \alpha_1 + \frac{\sin(2\alpha_1)}{2} \right] \quad (3.11)$$

$$a_{n-1} = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\cos((n+1)\alpha_1) - 1}{n+1} - \frac{\cos((n-1)\alpha_1) - 1}{n-1} \right] \quad (3.12)$$

$$b_{n-1} = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha_1)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha_1)}{n-1} \right] \quad (3.13)$$

Para o segundo estágio, T1 em condução contínua implica que α_1 é nulo, logo:

$$\begin{aligned} a_{1-2} &= \frac{I_{1max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_1) - 1] + \frac{I_{2max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_2) - 1] \\ a_{1-2} &= \frac{I_{1max}}{2\pi} [1 - 1] + \frac{I_{2max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_2) - 1] \\ a_{1-2} &= \frac{I_{2max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_2) - 1] \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} b_{1-2} &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\pi - \alpha_1 + \frac{\sin(2\alpha_1)}{2} \right] + \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\sin(2\alpha_2)}{2} \right) \right] \\ b_{1-2} &= \frac{I_{1max}}{\pi} [\pi] + \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\sin(2\alpha_2)}{2} \right) \right] \\ b_{1-2} &= I_{1max} + \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_2 + \frac{\sin(2\alpha_2)}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\cos((n+1)\alpha_1) - 1}{n+1} - \frac{\cos((n-1)\alpha_1) - 1}{n-1} \right] &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{1-1}{n+1} - \frac{1-1}{n-1} \right] = 0 \\ a_{n-2} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha_2)}{(n-1)} + \frac{\cos((n+1)\alpha_2) - 1}{(n+1)} \right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha_1)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha_1)}{n-1} \right] &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{0}{n+1} - \frac{0}{n-1} \right] = 0 \\ b_{n-2} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha_2)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha_2)}{n-1} \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

No terceiro estágio T2 também entra em condução contínua, então α_2 também é nulo.

Logo:

$$\begin{aligned} a_{1-3} &= \frac{I_{2max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_2) - 1] + \frac{I_{3max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_3) - 1] \rightarrow \\ \rightarrow a_{1-3} &= \frac{I_{2max}}{2\pi} [1 - 1] + \frac{I_{3max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_3) - 1] \rightarrow \\ \rightarrow a_{1-3} &= \frac{I_{3max}}{2\pi} [\cos(2\alpha_3) - 1] \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} b_{1-3} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\pi - \alpha_2 + \frac{\sin(2\alpha_2)}{2} \right] + \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_3 + \frac{\sin(2\alpha_3)}{2} \right) \right] \rightarrow \\ \rightarrow b_{1-3} &= \frac{I_{2max}}{\pi} [\pi] + \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_3 + \frac{\sin(2\alpha_3)}{2} \right) \right] \rightarrow \\ \rightarrow b_{1-3} &= I_{2max} + \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha_3 + \frac{\sin(2\alpha_3)}{2} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{\cos((n+1)\alpha_2) - 1}{n+1} - \frac{\cos((n-1)\alpha_2) - 1}{n-1} \right] = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{1-1}{n+1} - \frac{1-1}{n-1} \right] = 0 \rightarrow$$

$$\rightarrow a_{n-3} = \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha_3)}{(n-1)} + \frac{\cos((n+1)\alpha_3) - 1}{(n+1)} \right] \quad (3.20)$$

$$\frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha_2)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha_2)}{n-1} \right] = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{0}{n+1} - \frac{0}{n-1} \right] = 0 \rightarrow$$

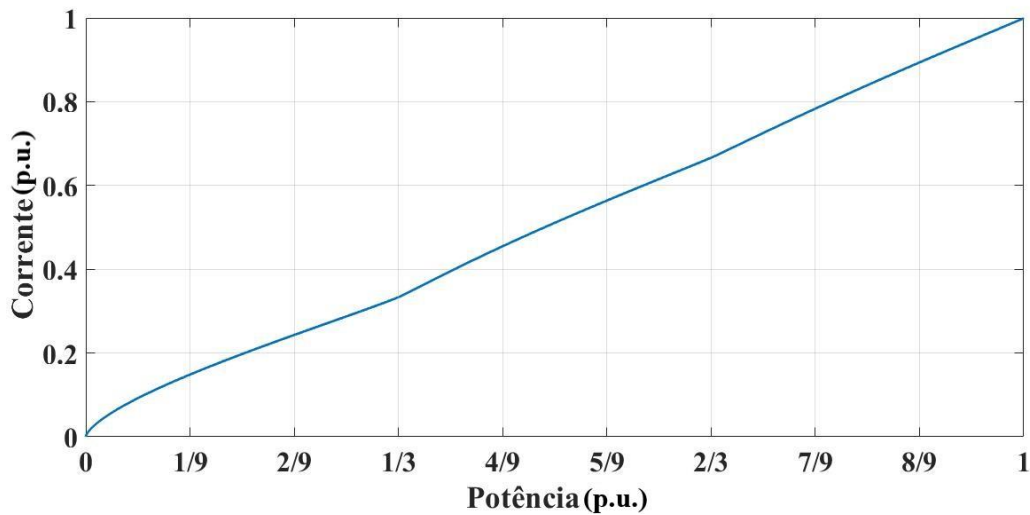
$$\rightarrow b_{n-3} = \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha_3)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha_3)}{n-1} \right] \quad (3.21)$$

Das relações acima conclui-se que apenas o componente fundamental de cada estágio irá somar-se ao dos outros estágios. As componentes das outras ordens, exceto as do estágio atual, são inexistentes.

Isso pode ser verificado por meio das figuras 2.6 e 2.7. Em operação contínua há apenas a componente fundamental, portanto, somente o estágio de controle atual contribui para os harmônicos não fundamentais.

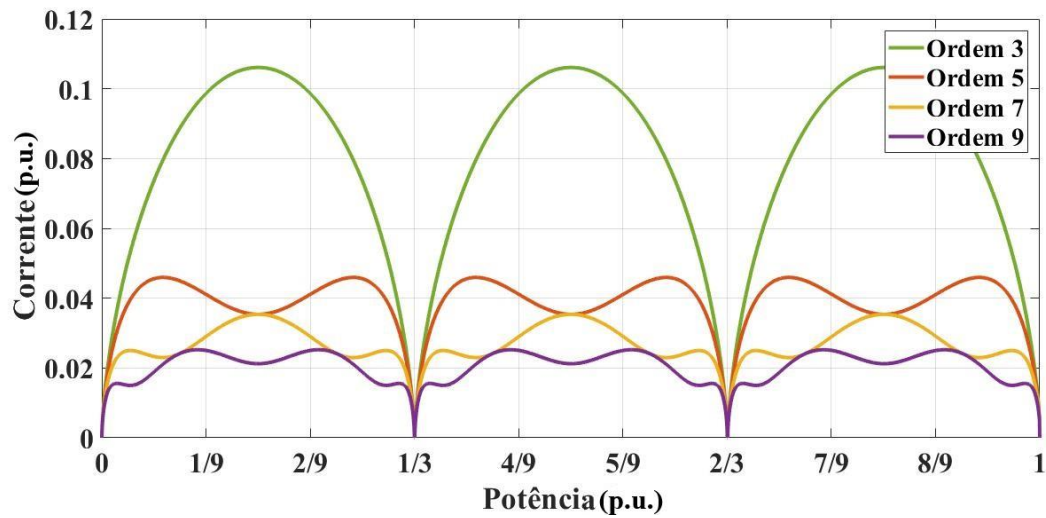
A figura 3.19 apresenta o componente fundamental em função da potência do conversor. Já a figura 3.20 contém os harmônicos não fundamentais até a nona ordem.

Figura 3.19: Componente fundamental de corrente em função da potência para três estágios.



Fonte: Autor

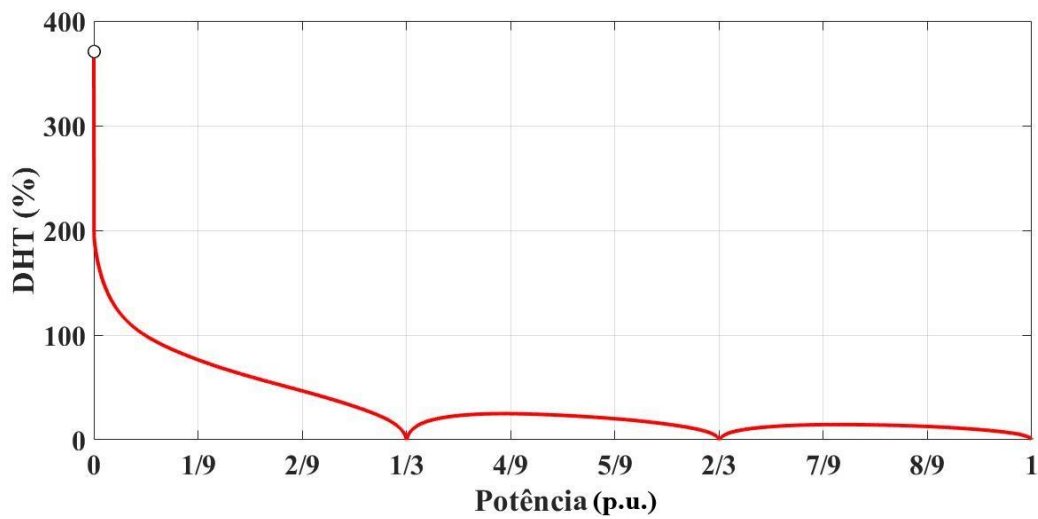
Figura 3.20: Harmônicos não fundamentais de corrente em função da potência para três estágios.



Fonte: Autor

Também é possível obter a DHT de corrente usando a definição (2.14). A DHT em função da potência pode ser vista na figura 3.21.

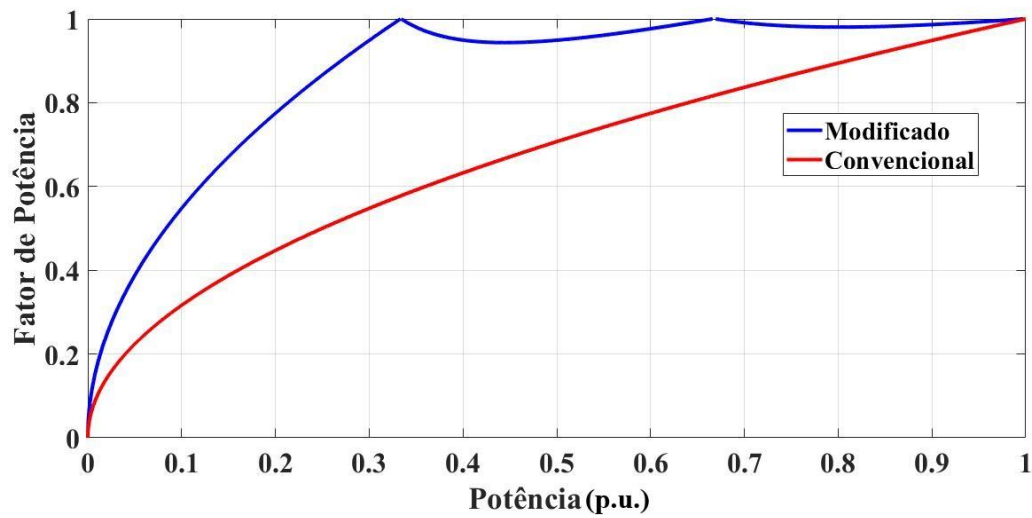
Figura 3.21: DHT em função da potência para três estágios.



Fonte: Autor

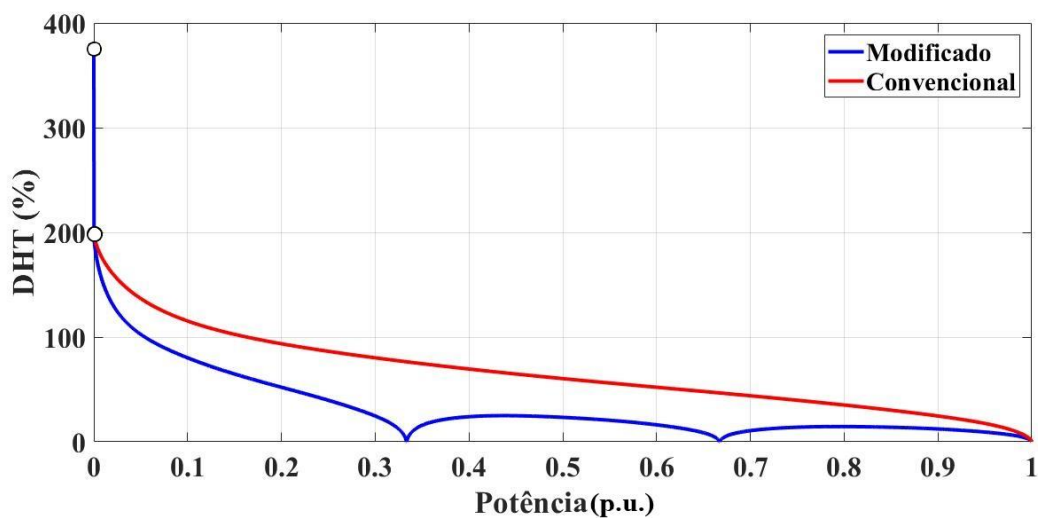
As figuras 3.22 e 3.23 comparam sob o mesmo gráfico o fator de potência e a DHT do conversor convencional e o de três estágios em função da potência.

Figura 3.22: Comparação do fator de potência.



Fonte: Autor

Figura 3.23: Comparação da DHT.



Fonte: Autor

Percebe-se que para ambos os parâmetros, teoricamente, o conversor modificado apresentou um desempenho melhor em todos os pontos de operação em relação ao conversor convencional.

O comportamento do segundo e terceiro estágios sugere o que foi suposto na seção 3.1: aumentar o número de estágios tenderia a melhorar o desempenho do fator de potência, ao menos em teoria, do gradador. O ponto de mínimo do segundo estágio é dado por um ângulo de disparo de 105,25 graus, uma potência de 44,52% e um fator de potência de 0,9435. Já para o terceiro estágio o mesmo possui um ângulo de 98,83 graus, potência de 80,09% e um fator de potência de 0,9805.

O fator de potência atinge o valor de 0,92 a partir do ângulo de disparo de 54,68 graus do primeiro estágio. Neste ponto, a potência do conversor é de 28,21%. Logo, para uma faixa de operação de 28,21% até 100% da potência total, o fator de potência é maior que 0,92.

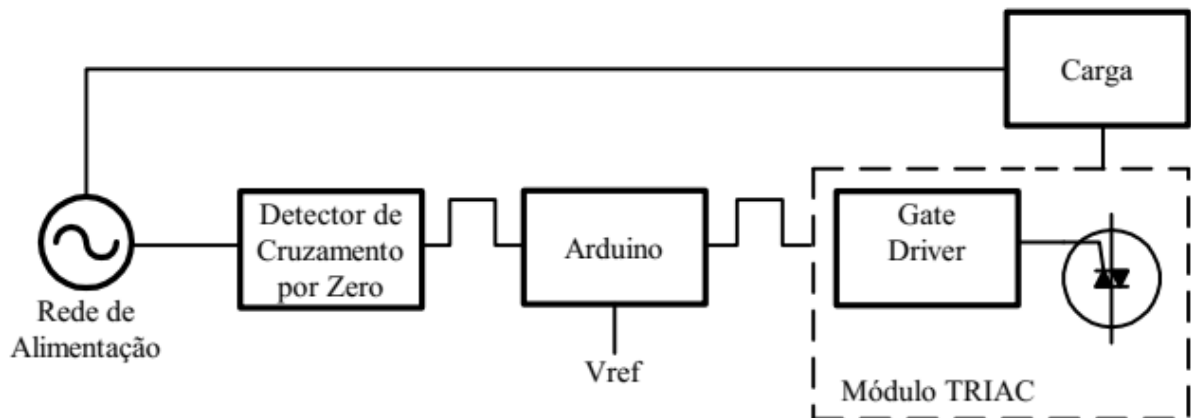
O desempenho em relação às harmônicas do conversor modificado também possui uma melhora considerável, como a curva de DHT indica. Comparando os pontos das figuras 2.7 e 3.20, nota-se que a magnitude dos harmônicos não fundamentais diminuiu a um terço dos valores do conversor convencional. Isto é uma consequência direta da escolha do número de estágios. Poder-se-ia esperar que, para uma escolha de quatro estágios, os harmônicos seriam reduzidos a um quarto do valor original, e assim sucessivamente conforme o aumento do número de estágios.

4 IMPLEMENTAÇÃO

Na etapa de implementação do circuito proposto, optou-se por um controle em malha aberta e digital. A opção por controle digital se deve à facilidade de implementação do mesmo, devido ao uso de dispositivos microprocessados ou lógico programáveis, com a possibilidade de um controle em malha fechada posteriormente.

O diagrama da figura 4.1 resume os principais blocos funcionais do circuito.

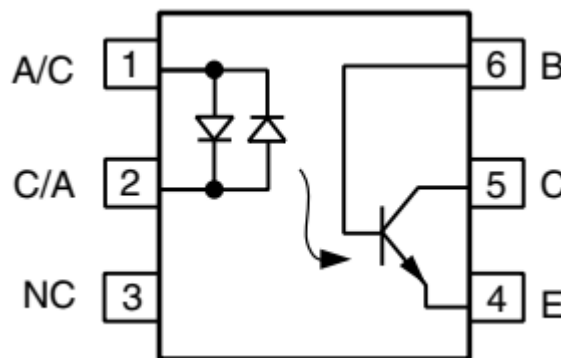
Figura 4.1: Diagrama da implementação.



Fonte: Autor

A alimentação utilizada possui os parâmetros de 127 V e 60 Hz nominais. O detector de cruzamento por zero, que é responsável por sincronizar os pulsos de disparo do TRIAC com a rede, baseia-se no optoacoplador H11AA1. A figura 4.2 mostra o esquemático presente no *datasheet* deste componente.

Figura 4.2: Esquemático do CI H11AA1.

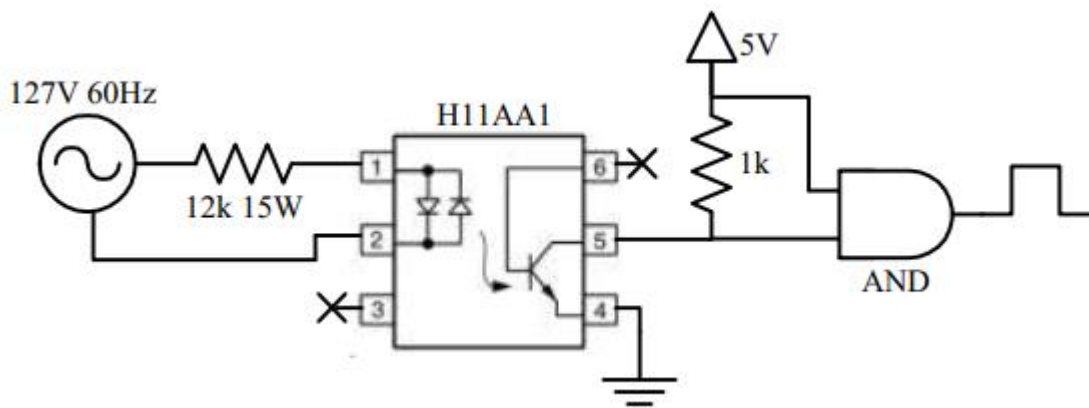


Fonte: [11]

Os pinos 1 e 2 são os terminais que devem ser conectados à alimentação. Os LEDs em antiparalelo controlam a base do fototransistor. Enquanto um deles estiver emitindo luz, o transistor estará em condução. Quando ambos os LEDs não emitirem luz, o transistor entrará em corte. Esta característica permite gerar um sinal no pino de coletor que indica a passagem

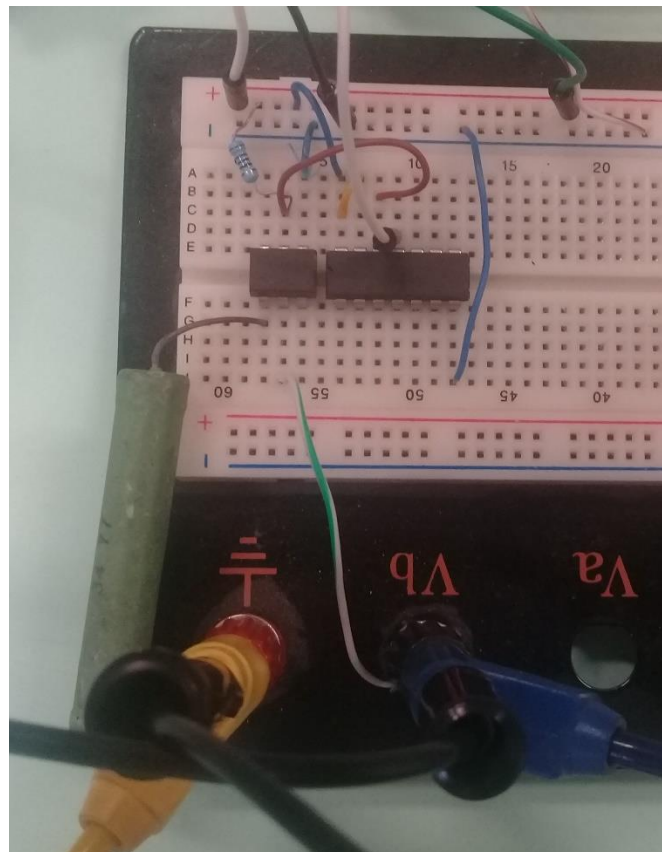
pelo zero da tensão entre os pinos 1 e 2. As figuras 4.3 e 4.4 mostram respectivamente o esquemático do circuito detector de passagem por zero e sua montagem laboratorial. A porta lógica foi utilizada para estabilizar e tornar mais preciso o sinal de cruzamento por zero, permitindo a leitura como sinal digital pelo Arduino.

Figura 4.3: Esquemático para o detector de passagem por zero.



Fonte: Autor

Figura 4.4: Circuito detector de passagem por zero montado em bancada.

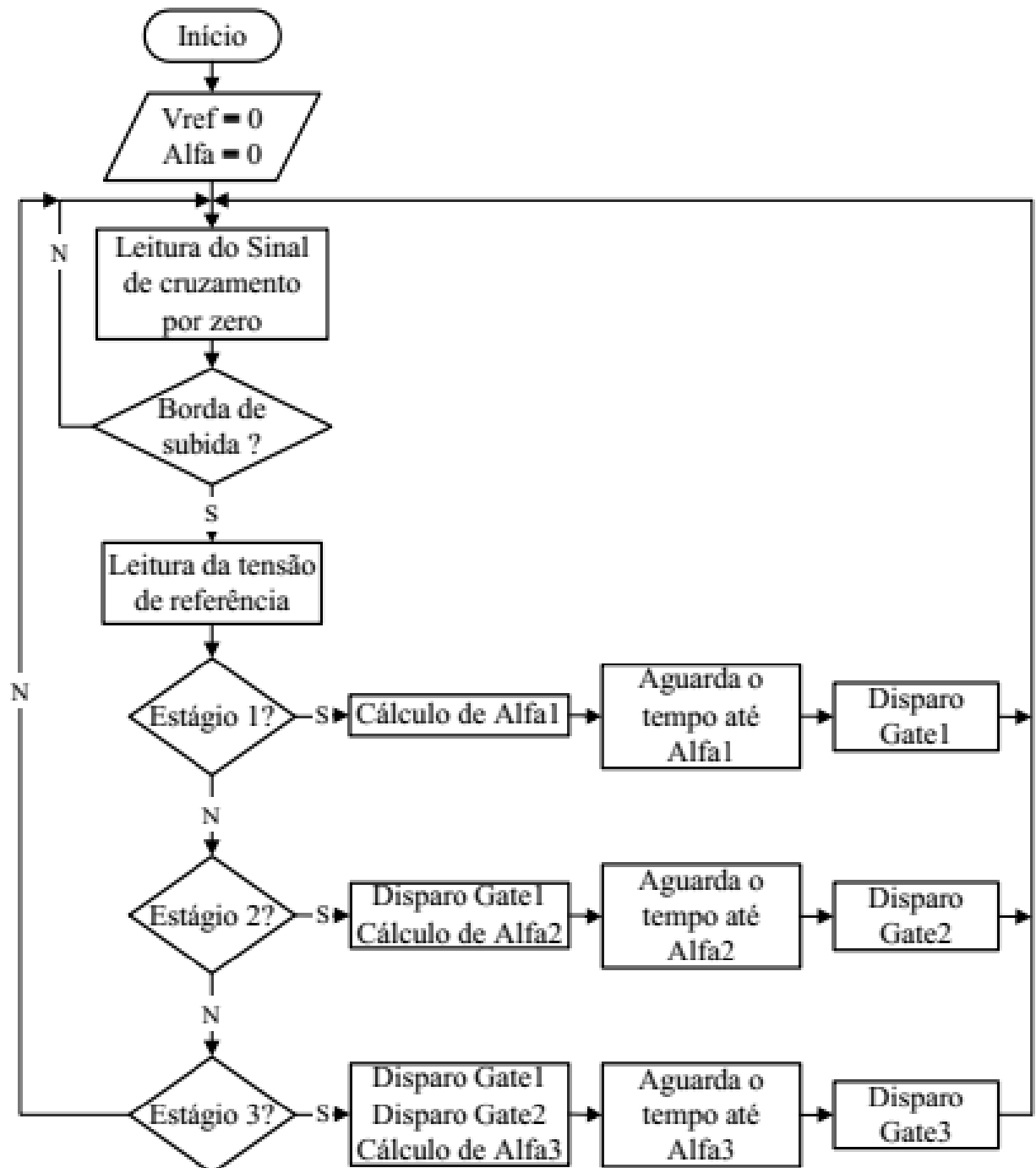


Fonte: Autor

O algoritmo transcrito para o Arduino depende de uma tensão de referência, controlada por potenciômetro, que determina o ângulo de disparo de cada um dos TRIACs nos três estágios

de operação. A tensão é dividida dentro do programa em três faixas iguais, que permitem identificar o estágio atual e chavear os TRIACs de acordo com a lógica descrita na seção 3.1. O sinal que provém do circuito de detecção de passagem por zero é utilizado para garantir a sincronia dos disparos, de forma que os mesmos sejam realizados de maneira correta dentro do semi-ciclo da rede. A figura 4.5 contém o fluxograma do algoritmo implementado.

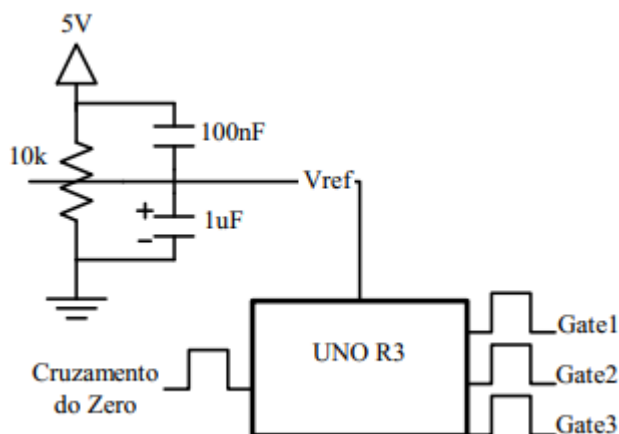
Figura 4.5: Fluxograma do algoritmo implementado.



Fonte: Autor

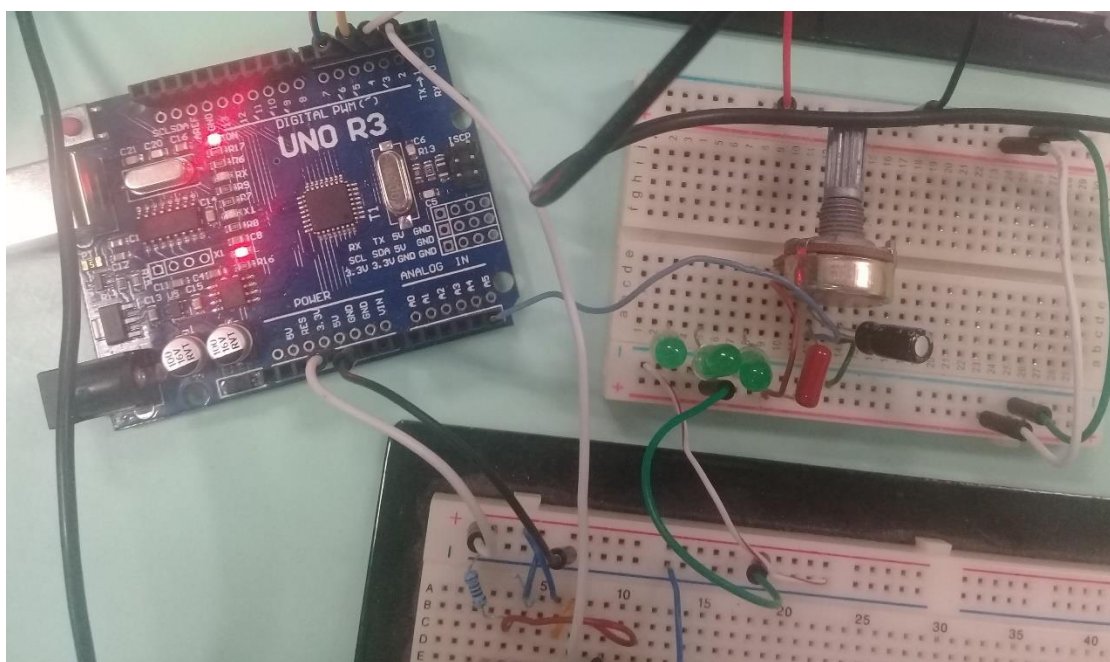
As figuras 4.6 e 4.7 mostram respectivamente o esquemático do circuito de controle dos disparos e sua montagem na protoboard.

Figura 4.6: Esquemático do circuito de controle dos disparos.



Fonte: Autor

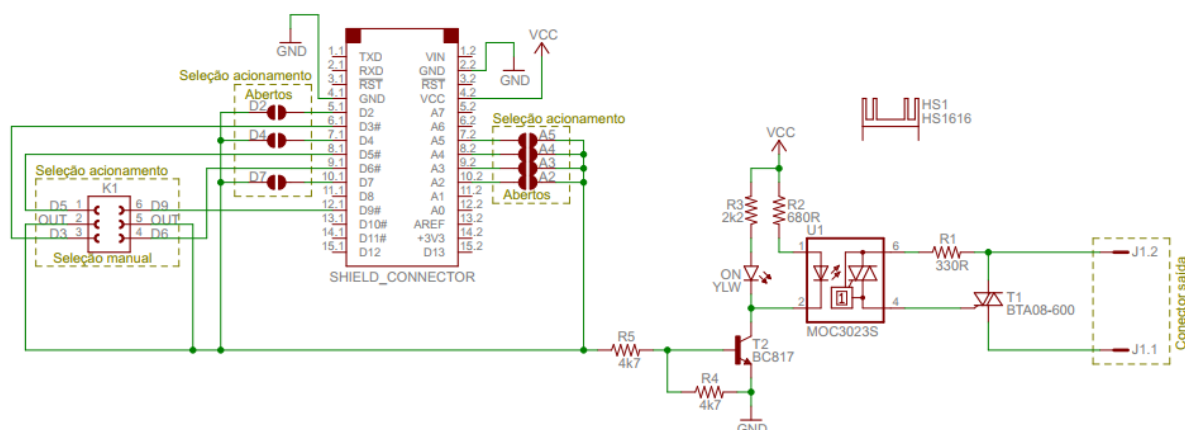
Figura 4.7: Montagem do circuito de controle de disparos na protoboard.



Fonte: Autor

Para as chaves da parte de potência optaram-se por módulos de TRIAC com circuito de disparo integrado. A vantagem da utilização destes módulos é que são necessários somente os sinais de controle diretos do Arduino para chavear os TRIACs, sem um tratamento intermediário por isolamento, que é feito pelo próprio módulo. A figura 4.8 mostra o esquemático do seu circuito interno, que possui optoisolamento. Suas especificações completas podem ser encontradas em [11].

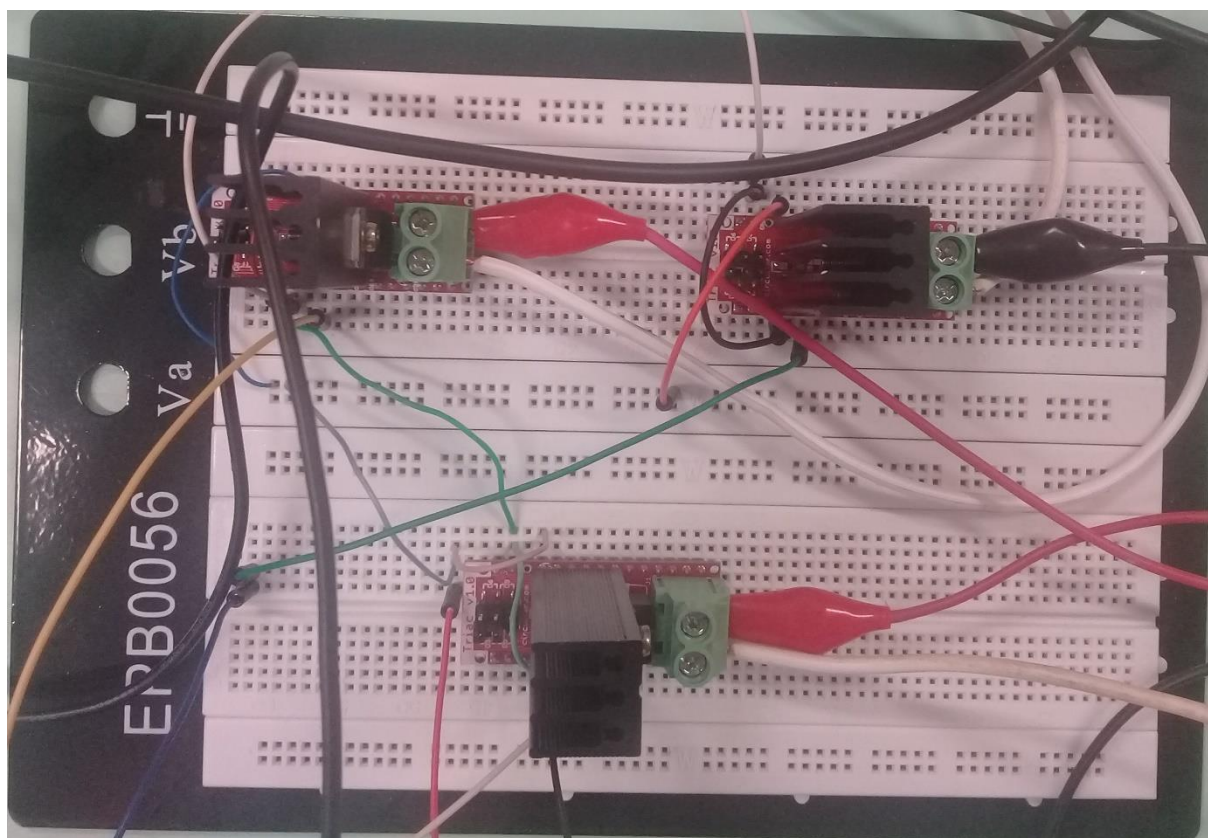
Figura 4.8: Esquemático do Nanoshield TRIAC 50mm.



Fonte: [11]

A montagem em bancada dos três módulos Nanoshield TRIAC 50mm.

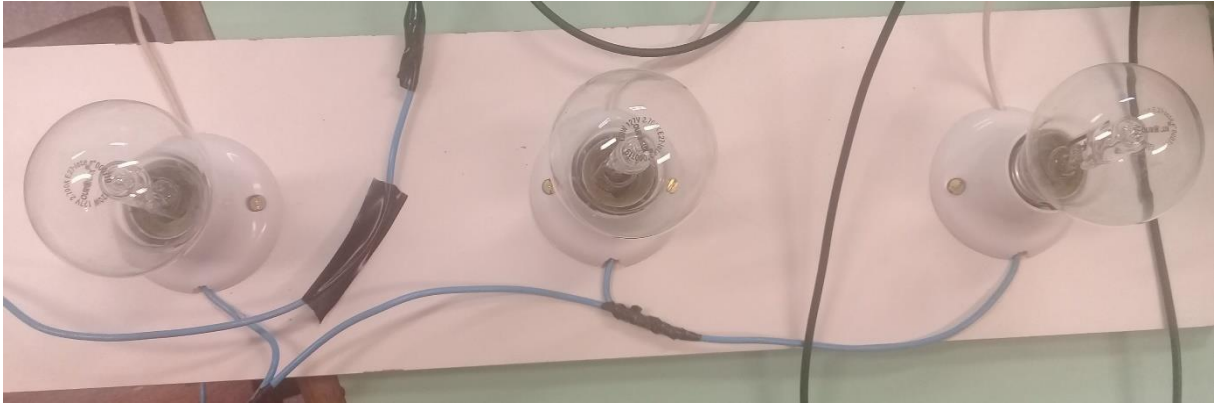
Figura 4.9: Montagem na protoboard dos três módulos Nanoshield TRIAC 50mm.



Fonte: Autor

Por fim, para as cargas resistivas foram utilizadas três lâmpadas incandescentes, L1, L2 e L3, com especificações nominais de 127 V/120 W. Ver figura 4.10.

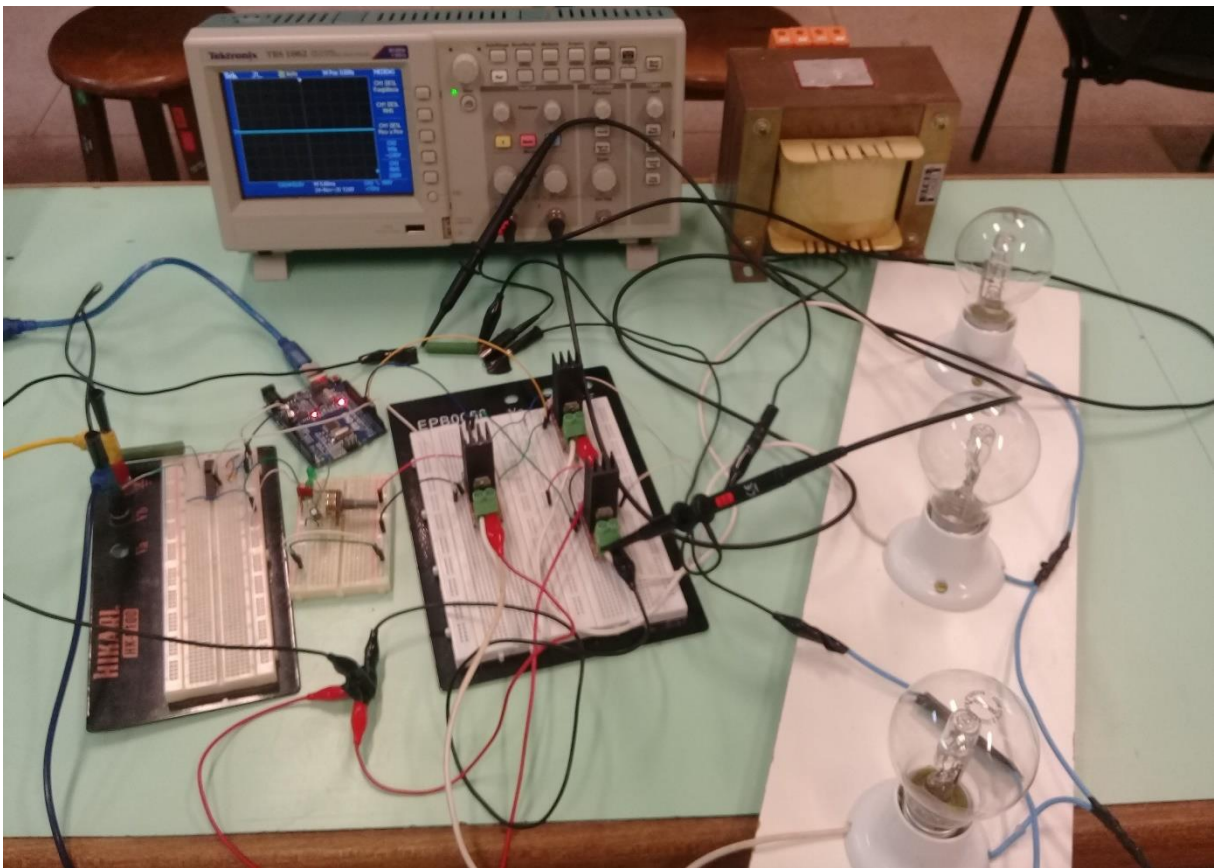
Figura 4.10: Cargas utilizadas no protótipo.



Fonte: Autor

A figura 4.11 contém a configuração final do protótipo.

Figura 4.11: Montagem completa do protótipo.



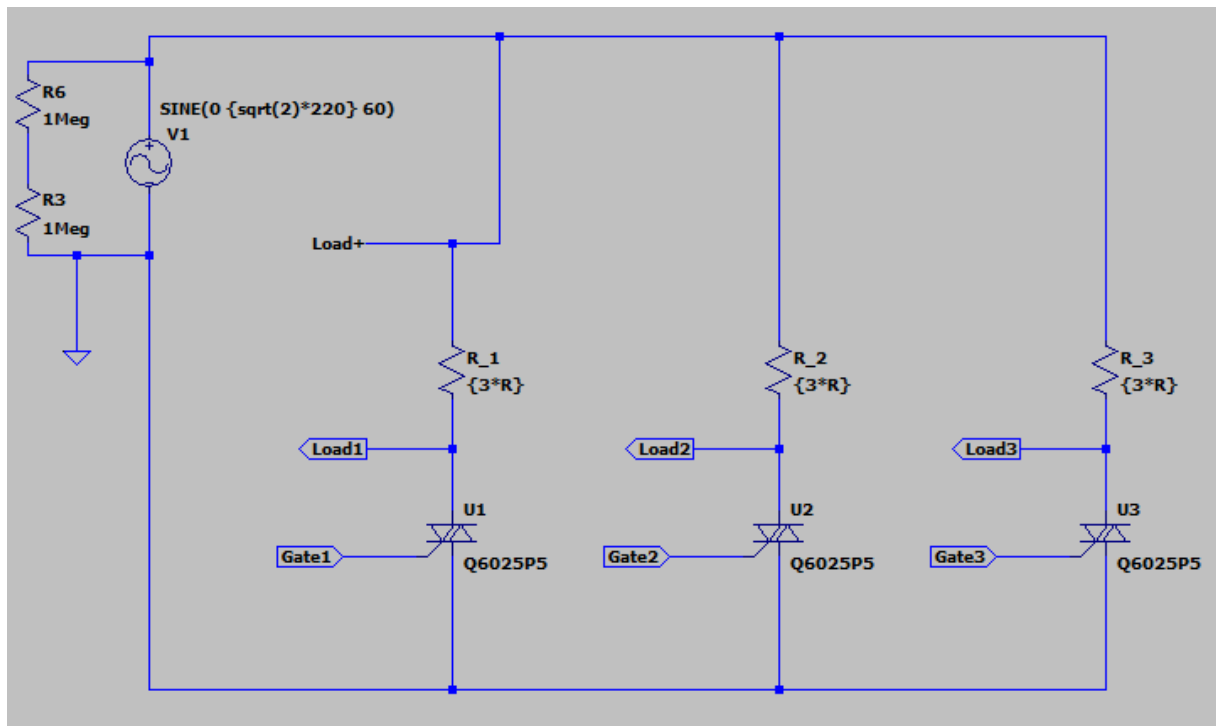
Fonte: Autor

5 RESULTADOS

5.1 Resultados da simulação

O software utilizado na etapa de simulação foi o LTspice XVII, cuja licença é gratuita. Este simulador possui interface simples e é adequado para circuitos analógicos. A figura 5.1 mostra a parte de potência do circuito simulado em detalhes, com os parâmetros de carga e de alimentação definidos.

Figura 5.1: Circuito de potência utilizado na simulação.



Fonte: Autor

A fonte de alimentação senoidal é de 311 V de pico ou 220 VRMS, valor recomendado para alimentação de chuveiros nas instalações elétricas, com frequência de 60 Hz. O TRIAC utilizado foi o Q6025P5. Para as cargas adotou-se $R1 = R2 = R3 = 20,16\Omega$. Este valor foi escolhido para que a potência máxima correspondesse a 7200W, valor usual em chuveiros elétricos comerciais. Cálculo das resistências:

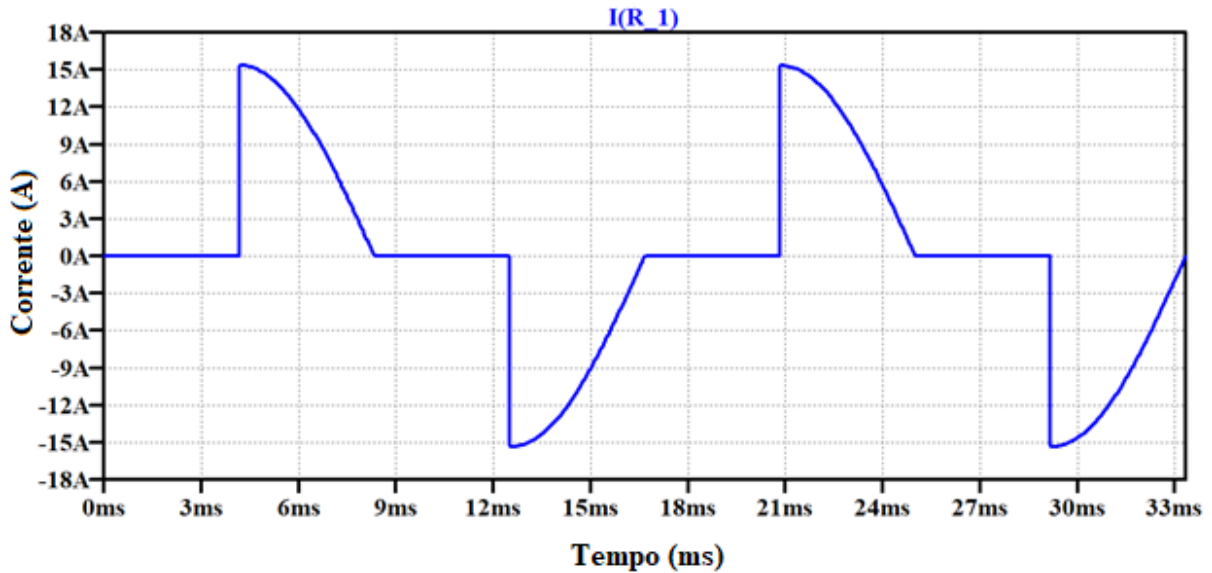
$$P_{max} = \frac{V_{max}^2}{R} \rightarrow R = \frac{V_{max}^2}{P_{max}} = \frac{220^2 V}{7200 W} = 6,72 \Omega$$

$$R1 = R2 = R3 = 3 \times R = 20,16 \Omega$$

Dos resultados apresentados a seguir omitiu-se a análise harmônica. A mesma foi feita para os dados obtidos experimentalmente. A figura 5.2 contém a corrente através da carga $R1$

em função do tempo, dado um ângulo de disparo de noventa graus em operação no primeiro estágio.

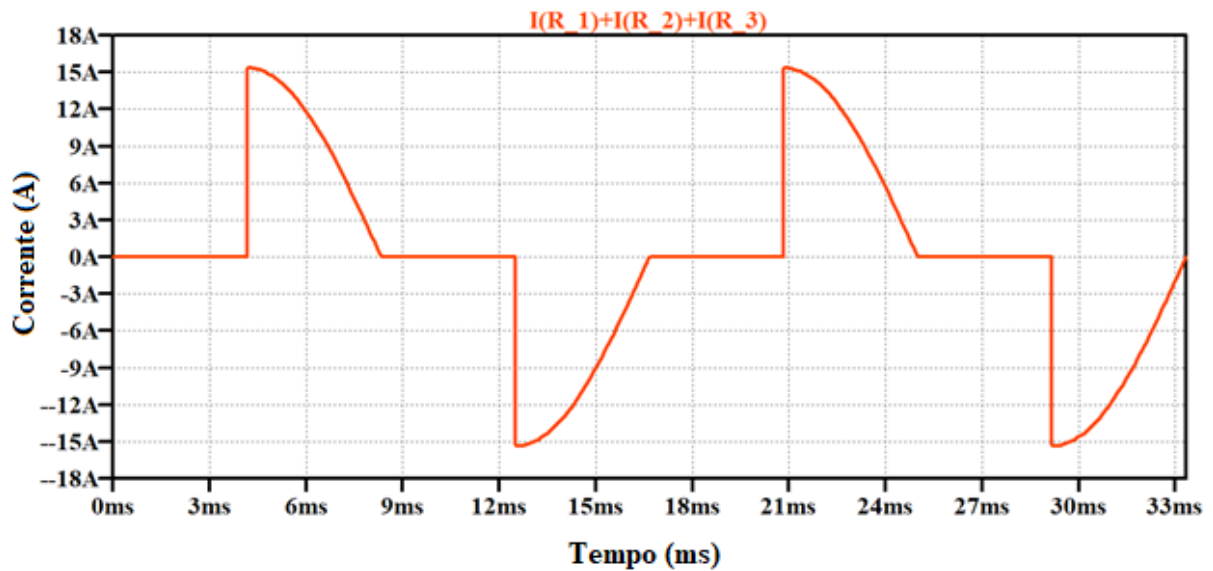
Figura 5.2: Corrente através de R_1 para ângulo de disparo de noventa graus no primeiro estágio.



Fonte: Autor

Já a corrente fornecida pela fonte está presente na figura 5.3.

Figura 5.3: Corrente da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no primeiro estágio.



Fonte: Autor

Neste ponto de operação, a potência total, que corresponde à potência dissipada em R_1 , foi de 1188 W. O valor RMS da corrente total é de 7,675 A, de forma que o FP é dado por:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{1188 \text{ W}}{220 \text{ V} \times 7,675 \text{ A}} = 0,7036$$

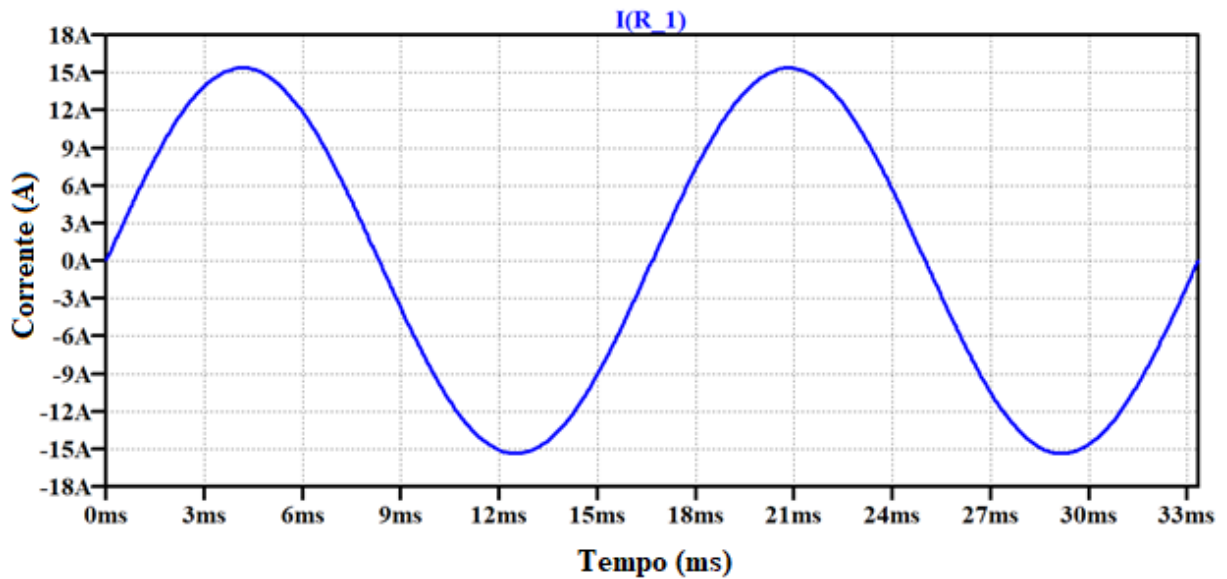
O valor esperado pode ser obtido dos pontos do gráfico da figura 3.18. Dado que a potência em p.u. é de:

$$\frac{1188 \text{ W}}{7200 \text{ W}} = 0,1650$$

O FP para este ponto da curva teórica é de 0,7036, ou seja, para a precisão adotada na simulação e no cálculo dos pontos teóricos, o erro foi nulo.

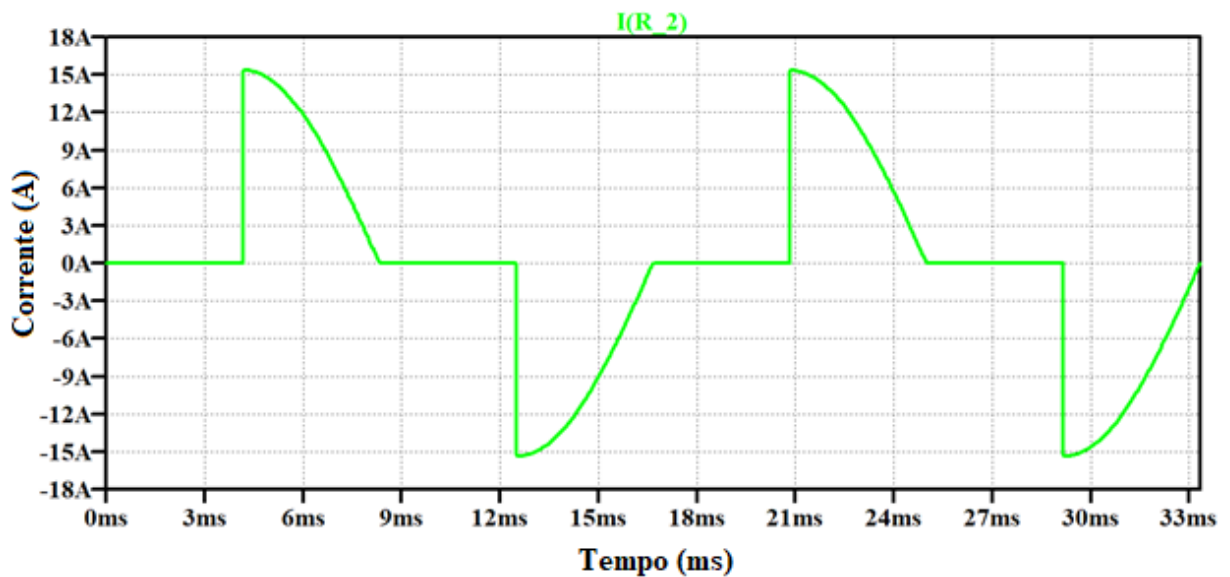
Posteriormente definiu-se o ângulo de disparo para noventa graus no segundo estágio. As correntes obtidas através de $R1$, $R2$ e a fonte de alimentação podem ser observadas nas figuras 5.4, 5.5 e 5.6.

Figura 5.4: Corrente através $R1$ para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.



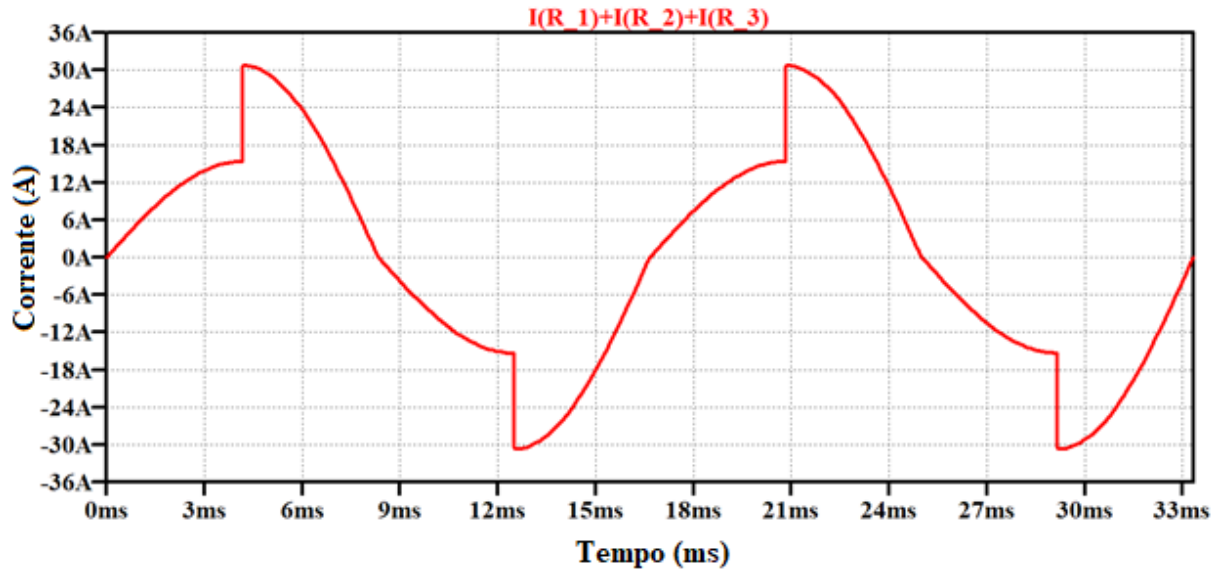
Fonte: Autor

Figura 5.5: Corrente através de $R2$ para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.



Fonte: Autor

Figura 5.6: Corrente através da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio.



Fonte: Autor

Nestas condições, a potência total, que corresponde à potência dissipada em R_1 e R_2 , foi de 3568,7 W. O valor RMS da corrente total é de 17,17 A. Cálculo do FP:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{3568,7 \text{ W}}{220 \text{ V} \times 17,17 \text{ A}} = 0,9448$$

O valor da potência em p.u. é de:

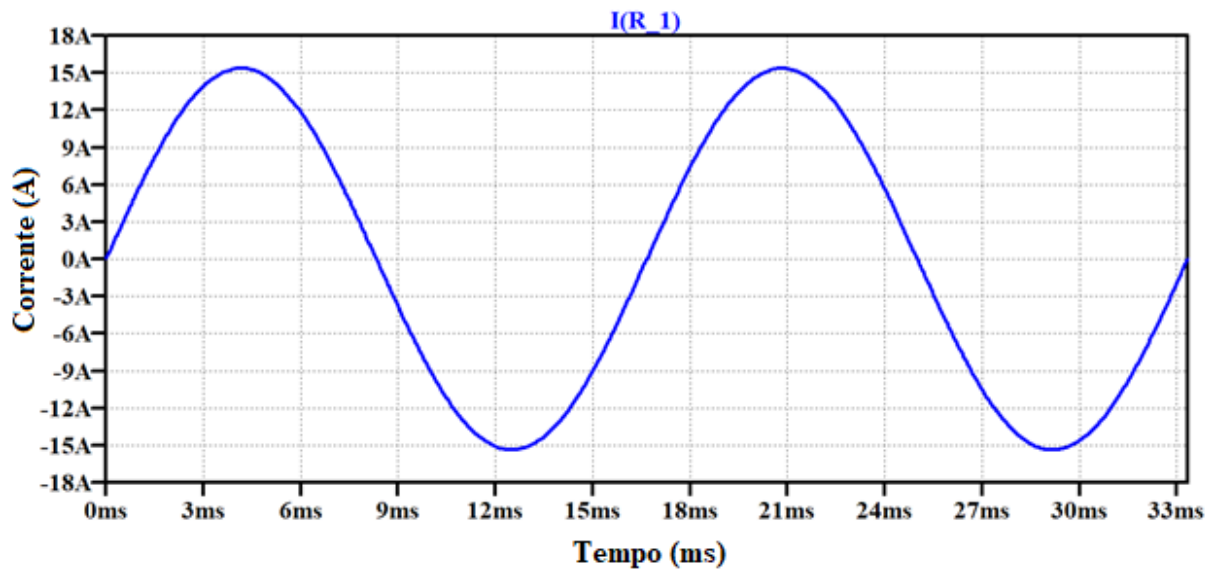
$$\frac{3568,7 \text{ W}}{7200 \text{ W}} = 0,4957$$

De acordo com o gráfico da figura 3.18, o FP esperado para esse valor de carga é de 0,9484. O erro percentual é de:

$$100 \times \frac{|0,9448 - 0,9484|}{0,9484} = 0,38\%$$

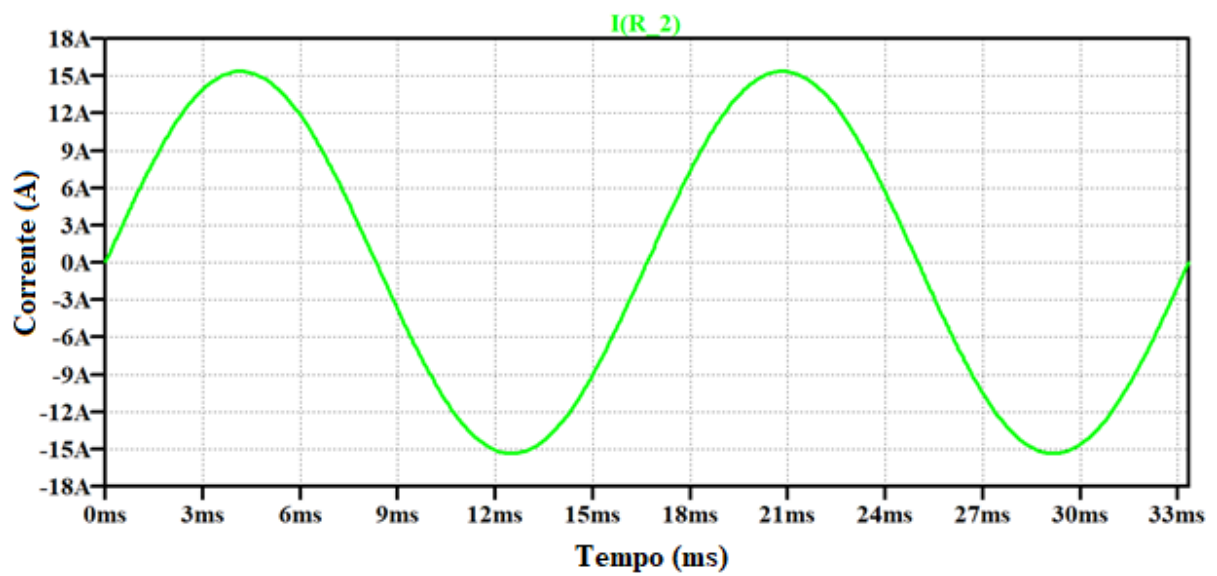
Já para um ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio, as figuras 5.7, 5.8, 5.9 e 5.10 apresentam as correntes em função do tempo.

Figura 5.7: Corrente através de $R1$ para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.



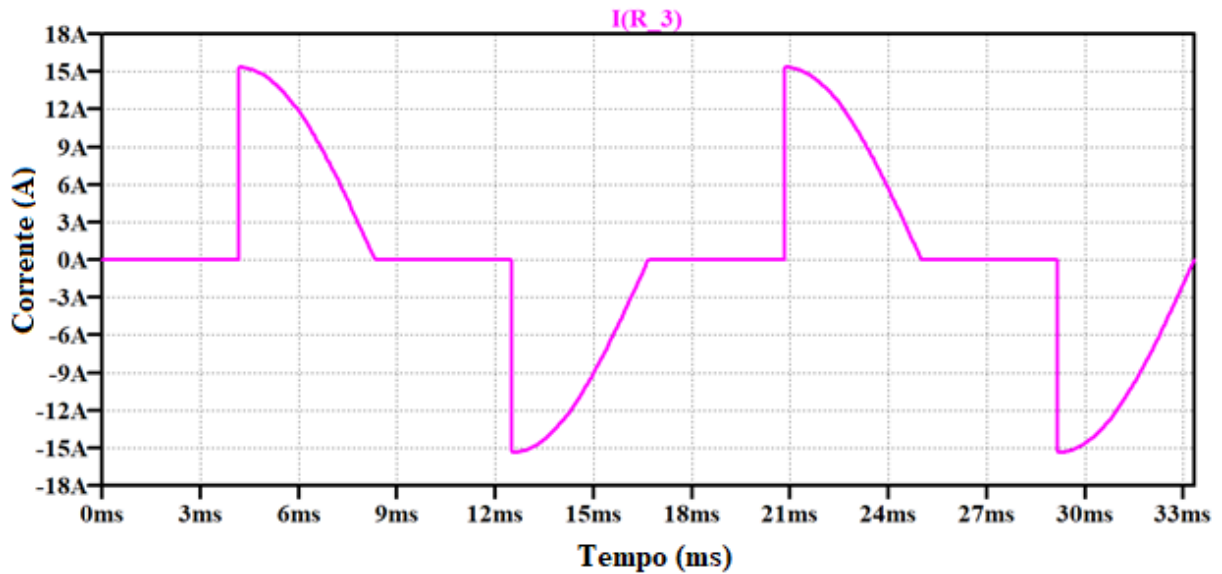
Fonte: Autor

Figura 5.8: Corrente através de $R2$ para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.



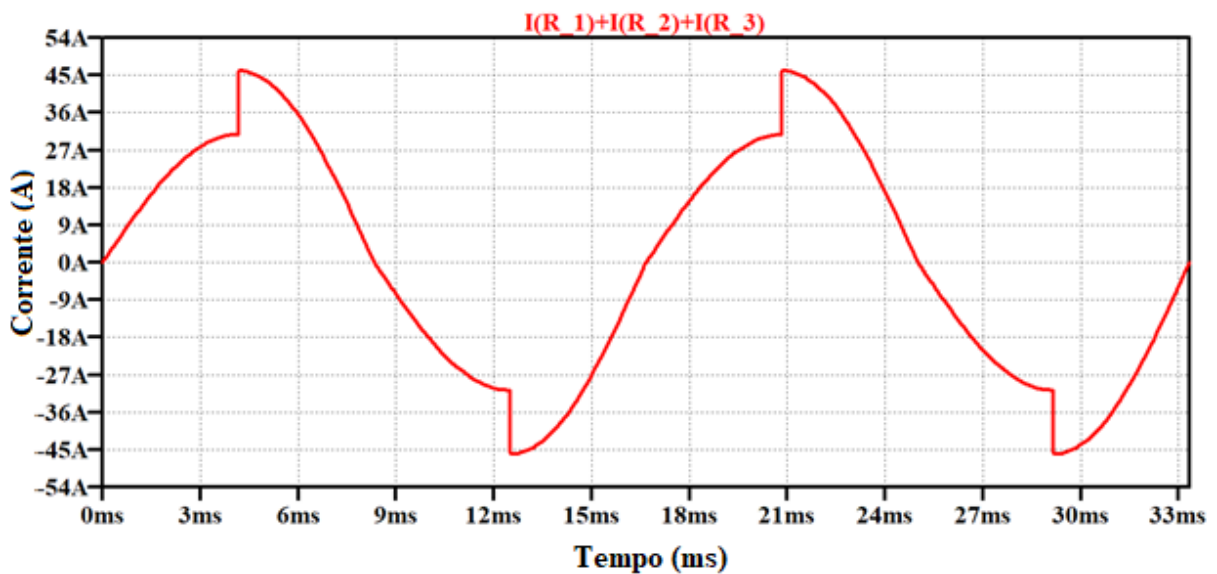
Fonte: Autor

Figura 5.9: Corrente através de R3 para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.



Fonte: Autor

Figura 5.10: Corrente através da fonte para ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio.



Fonte: Autor

Para este ponto de operação a potência total é de 5949,27 W. O valor RMS da corrente total é de 27,69 A. Cálculo do FP:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{5949,27 \text{ W}}{220 \text{ V} \times 27,69 \text{ A}} = 0,9766$$

O valor da potência em p.u. é de:

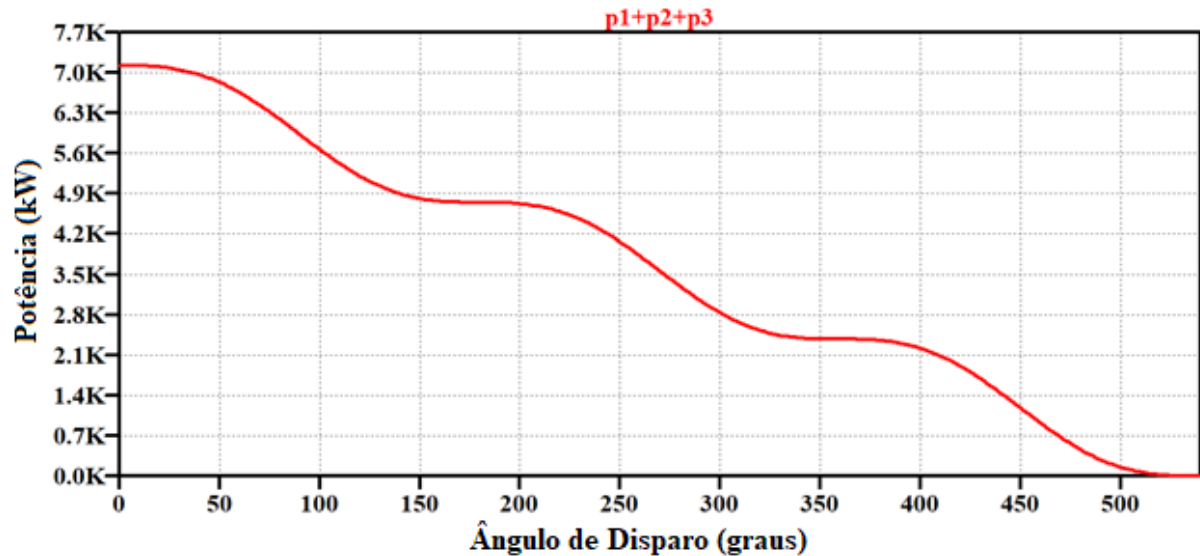
$$\frac{5949,27 \text{ W}}{7200 \text{ W}} = 0,8263$$

O FP esperado para esse valor de carga é de 0,9810. O erro percentual é:

$$100 \times \frac{|0,9766 - 0,9810|}{0,9810} = 0,49\%$$

A figura 5.11 contém a curva obtida para a potência total, em kW, em função de um ângulo de disparo genérico, em graus. Percebe-se que a forma da mesma é muito semelhante ao gráfico da figura 3.1.

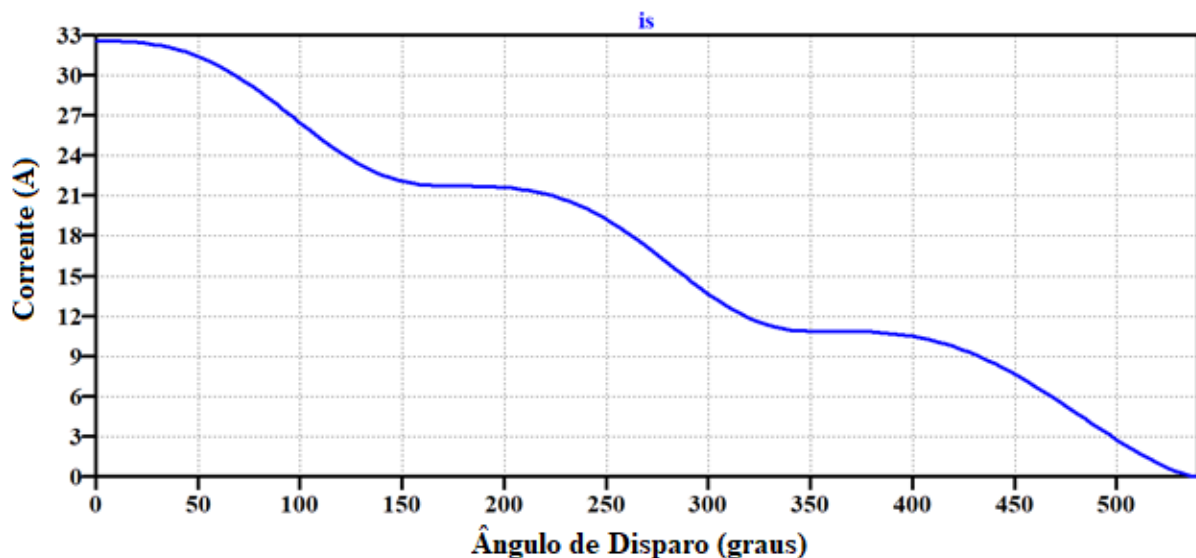
Figura 5.11: Potência total em função do ângulo de disparo.



Fonte: Autor

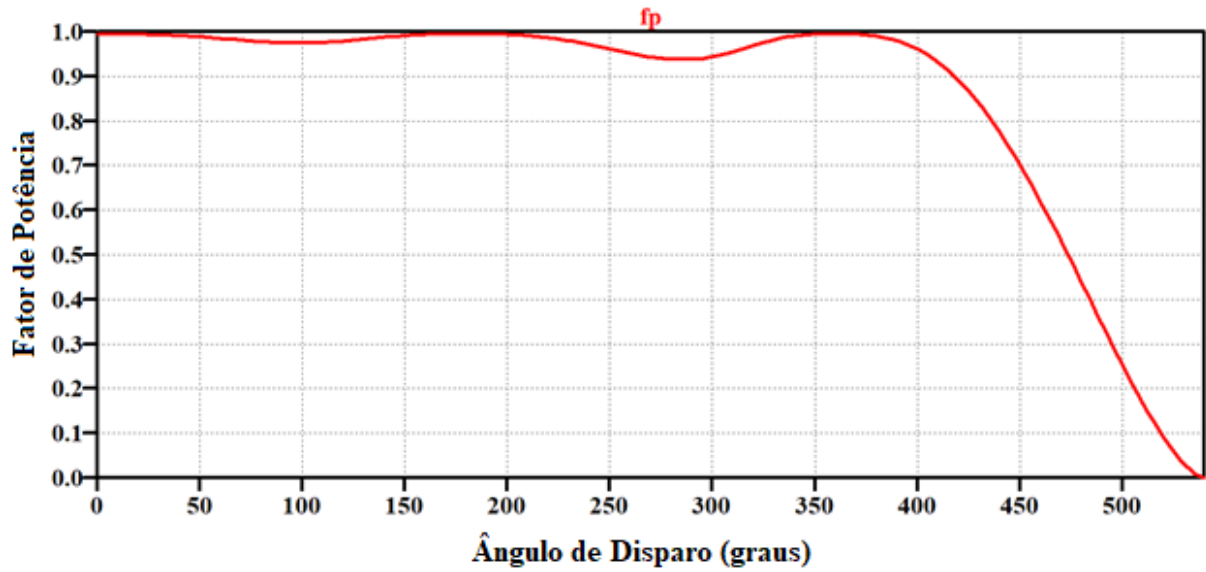
A potência máxima é dada por 7120W. A perda de potência pode ser explicada pela utilização de elementos não ideais para o chaveamento. As figuras 5.12 e 5.13 apresentam, respectivamente, a corrente RMS fornecida pela fonte e o fator de potência, ambos em função de um ângulo de disparo genérico.

Figura 5.12: Corrente total em função do ângulo de disparo.



Fonte: Autor

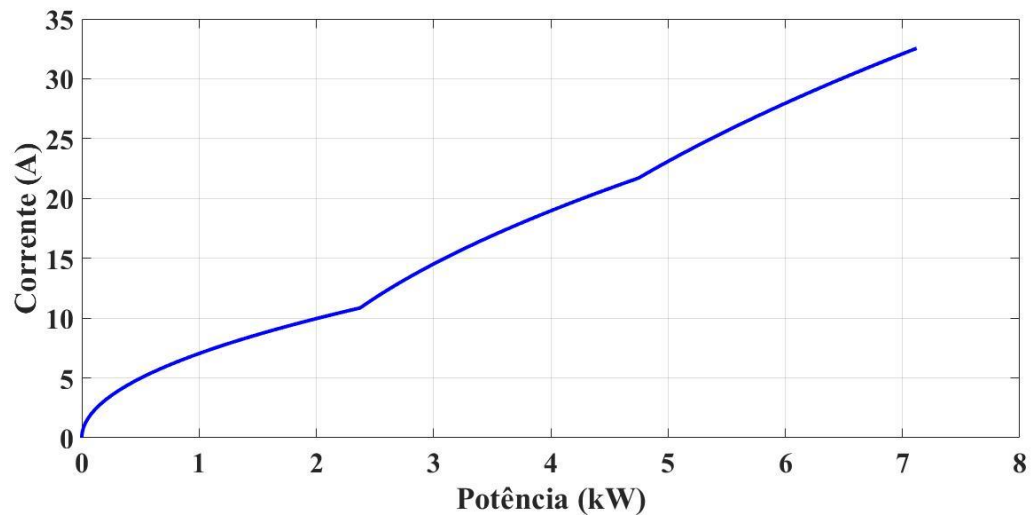
Figura 5.13: Fator de potência em função do ângulo de disparo.



Fonte: Autor

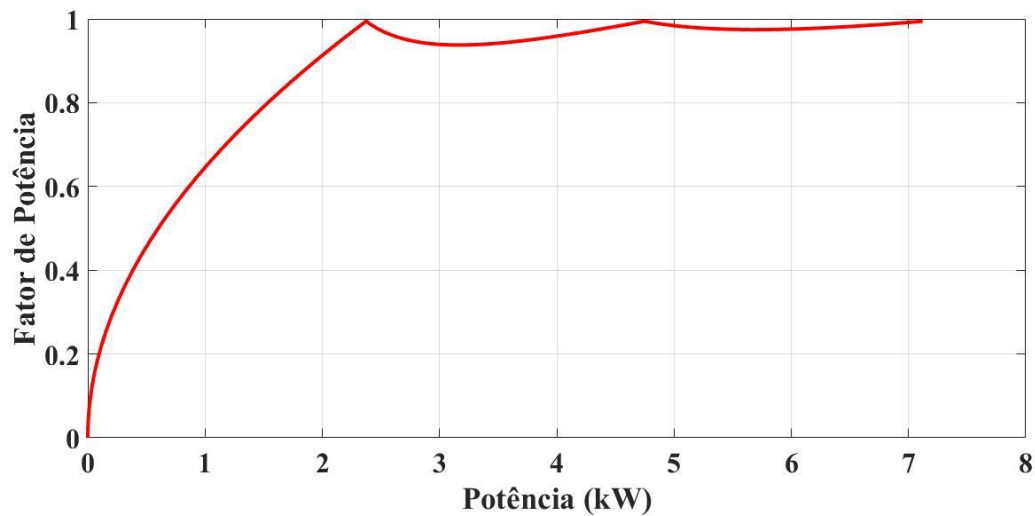
A partir dos pontos das figuras 5.11, 5.12 e 5.13 também é possível representar tanto a corrente total quanto o fator de potência em função da potência do conversor. Ver figuras 5.14 e 5.15.

Figura 5.14: Corrente total em função da potência total.



Fonte: Autor

Figura 5.15: Fator de potência em função da potência total.



Fonte: Autor

No primeiro estágio, o fator de potência atinge um valor acima de 0,92 a partir de uma potência de 2054W. Isto equivale a 28,53% da potência máxima nominal do conversor, com um ângulo de disparo de 52 graus. A porcentagem de erro de potência e do ângulo em relação aos valores teóricos previstos é dada por:

$$\text{Potência: } 100 \times \frac{|28,53 - 28,21|}{28,21} = 1,13\%$$

$$\text{Ângulo: } 100 \times \frac{|52,00 - 54,68|}{54,68} = 4,90\%$$

No segundo estágio o ponto de mínimo do fator de potência é dado por 0,9377, com potência de 3196W, ou 44,39%, e ângulo de 104 graus. Os erros percentuais deste estágio são:

$$FP: 100 \times \frac{|0,9377 - 0,9435|}{0,9435} = 0,62\%$$

$$\text{Potência: } 100 \times \frac{|44,39 - 44,52|}{44,52} = 0,29\%$$

$$\text{Ângulo: } 100 \times \frac{|104,00 - 105,25|}{105,25} = 1,19\%$$

O terceiro estágio apresentou valor mínimo de 0,9744 para o fator de potência, com potência de 5670W, ou 78,75%, e ângulo de 100 graus. Os erros percentuais são dados por:

$$FP: 100 \times \frac{|0,9744 - 0,9805|}{0,9805} = 0,62\%$$

$$\text{Potência: } 100 \times \frac{|78,75 - 80,09|}{80,09} = 1,67\%$$

$$\text{Ângulo: } 100 \times \frac{|100,00 - 98,83|}{98,83} = 1,18\%$$

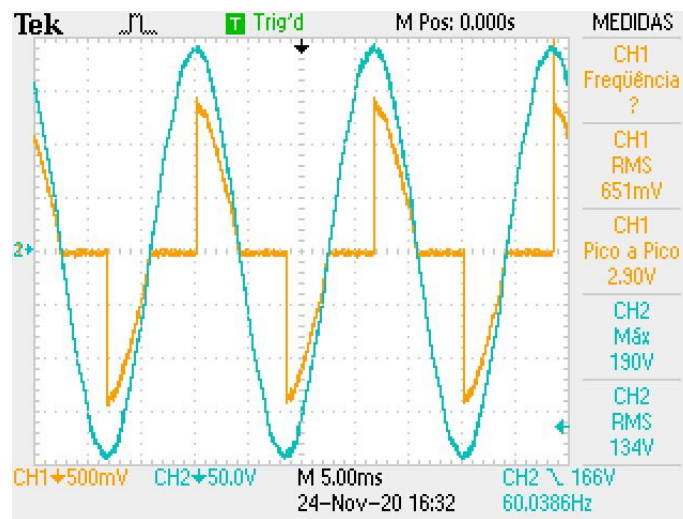
5.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais foram coletados com um osciloscópio digital da *Tektronix*, modelo TBS1062. Para as medições de corrente, utilizou-se a tensão sobre um resistor de $1\ \Omega$ em série com a fonte de alimentação. Maiores detalhes da configuração do experimento podem ser conferidos no capítulo 4.

Inicialmente, o potenciômetro de controle foi ajustado até obter-se a condução contínua dos três estágios. A potência total medida foi de 341 W. A escolha das cargas com esta magnitude de potência deveu-se a questões práticas, como a facilidade em medir correntes menores e obter chaves que suportem estes parâmetros. O valor medido será adotado como potência base para os cálculos em p.u. Ajustou-se então o ângulo de disparo até se obter aproximadamente a forma de onda de tensão e corrente esperadas para noventa graus no primeiro estágio.

A corrente total do circuito foi medida indiretamente pela tensão sobre o resistor *shunt*. A forma de onda da mesma e da tensão da rede podem ser vistas na figura 5.16.

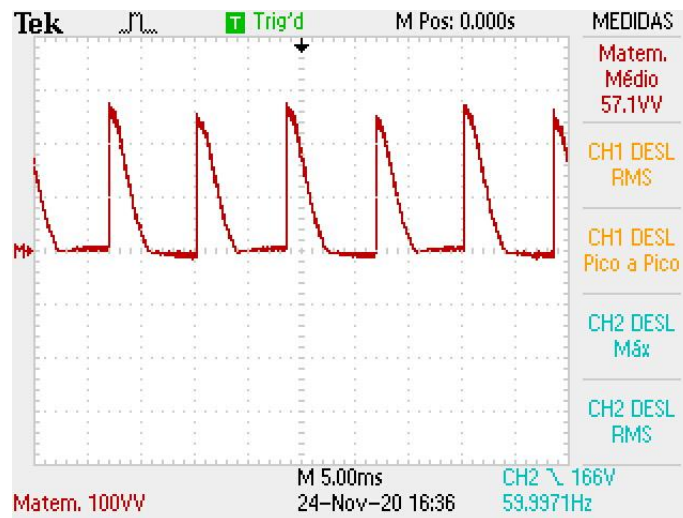
Figura 5.16: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor *shunt* (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o primeiro caso.



Fonte: Autor

A multiplicação dos dois sinais da figura 5.16 resulta na potência total instantânea, presente na figura 5.17.

Figura 5.17: Potência total instantânea, para o primeiro caso.



Fonte: Autor

Com base nas medições fornecidas pelo osciloscópio, pode-se calcular o FP para este ponto de operação:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{57,1 \text{ W}}{134 \text{ V} \times 0,651 \text{ A}} = 0,6546$$

A potência em p.u. para o valor médio da medição é:

$$\frac{57,1 \text{ W}}{341 \text{ W}} = 0,1674$$

Considerando-se o valor de FP esperado para um disparo de noventa graus no primeiro estágio, 0,7071, o erro percentual é dado por:

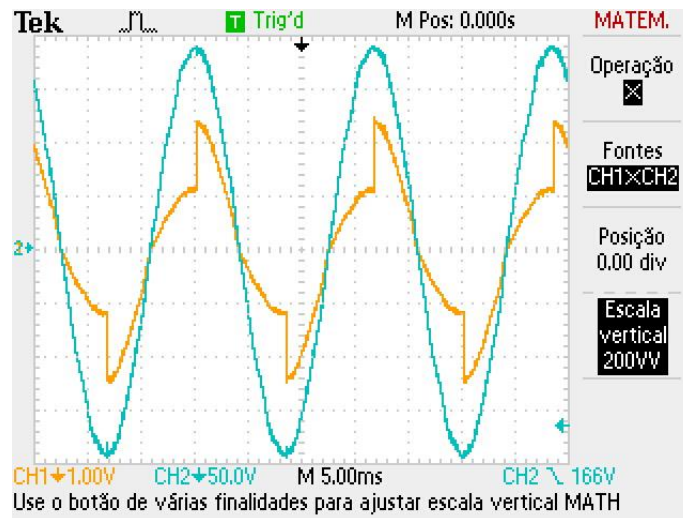
$$100 \times \frac{|0,6546 - 0,7071|}{0,7071} = 7,42\%$$

Já considerando o FP esperado para uma potência de 0,1674 p.u., 0,7084, o erro é:

$$100 \times \frac{|0,6546 - 0,7084|}{0,7084} = 7,59\%$$

Ajustou-se então o ângulo de disparo até aproximadamente noventa graus no segundo estágio. A forma da corrente total e a tensão da rede podem ser vistas na figura 5.18.

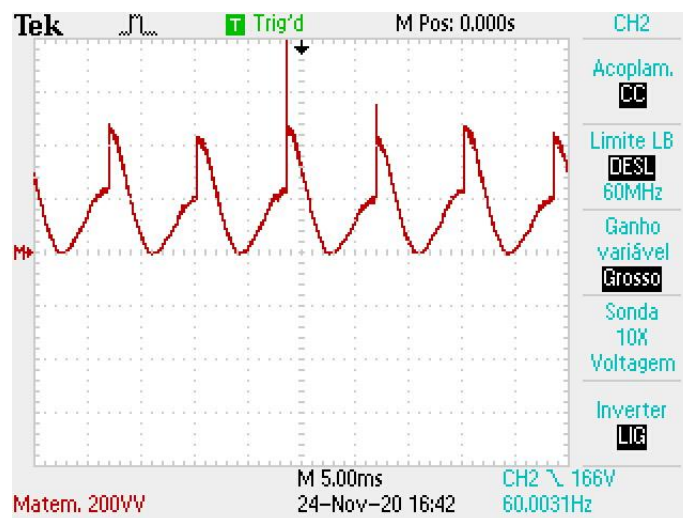
Figura 5.18: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor *shunt* (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o segundo caso.



Fonte: Autor

O valor RMS obtido para a tensão que representa a corrente total foi de 1,29 V, ou 1,29 A de corrente. Já para a tensão da rede, o valor retornado foi de 134 V, idêntico ao ponto de operação anterior. A forma da potência total instantânea é apresentada na figura 5.19.

Figura 5.19: Potência total instantânea, para o segundo caso.



Fonte: Autor

O valor médio obtido para essa forma de onda foi de 159 W. O FP calculado para essas condições foi de:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{159 \text{ W}}{134 \text{ V} \times 1,29 \text{ A}} = 0,9198$$

O valor da potência em p.u. é:

$$\frac{159 \text{ W}}{341 \text{ W}} = 0,4663$$

Dado um ângulo de disparo de noventa graus no segundo estágio, o erro do FP medido em relação ao FP teórico é:

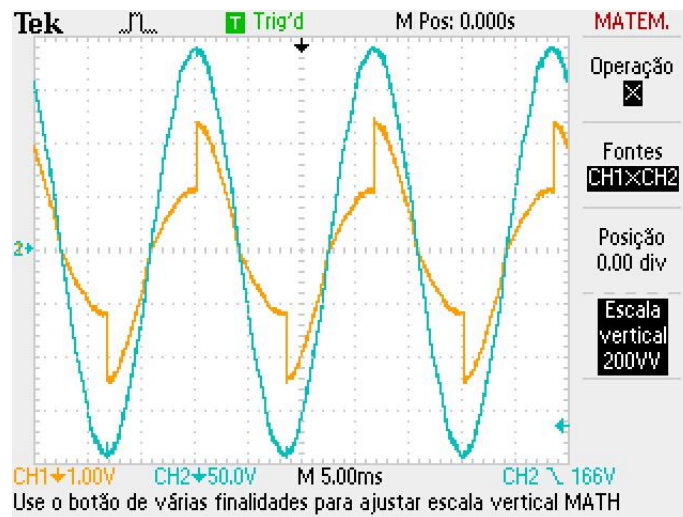
$$100 \times \frac{|0,9198 - 0,9493|}{0,9493} = 3,11\%$$

Considerando-se a potência de 0,4663 p.u. para o FP teórico, o erro passa a ser:

$$100 \times \frac{|0,9198 - 0,9444|}{0,9444} = 2,60\%$$

O ângulo de disparo foi ajustado então até aproximadamente noventa graus no terceiro estágio. A figura 5.20 ilustra as formas de onda obtidas.

Figura 5.20: Tensão medida pelo osciloscópio sobre o resistor *shunt* (em laranja) e tensão da rede (em azul), para o terceiro caso.



Fonte: Autor

A tensão RMS da rede medida foi de 133 V. O valor da tensão sobre o resistor *shunt* foi de 2,11 V, ou seja, uma corrente total de 2,11 A. O valor médio retornado para a potência instantânea foi de 271 W. Logo, o FP é dado por:

$$FP = \frac{P_T}{V_S I_S} = \frac{271 \text{ W}}{133 \text{ V} \times 2,11 \text{ A}} = 0,9657$$

O valor de potência em p.u. é:

$$\frac{271 \text{ W}}{341 \text{ W}} = 0,7947$$

Dado um ângulo de disparo de noventa graus no terceiro estágio, o erro do FP medido em relação ao FP teórico é:

$$100 \times \frac{|0,9657 - 0,9813|}{0,9813} = 1,59\%$$

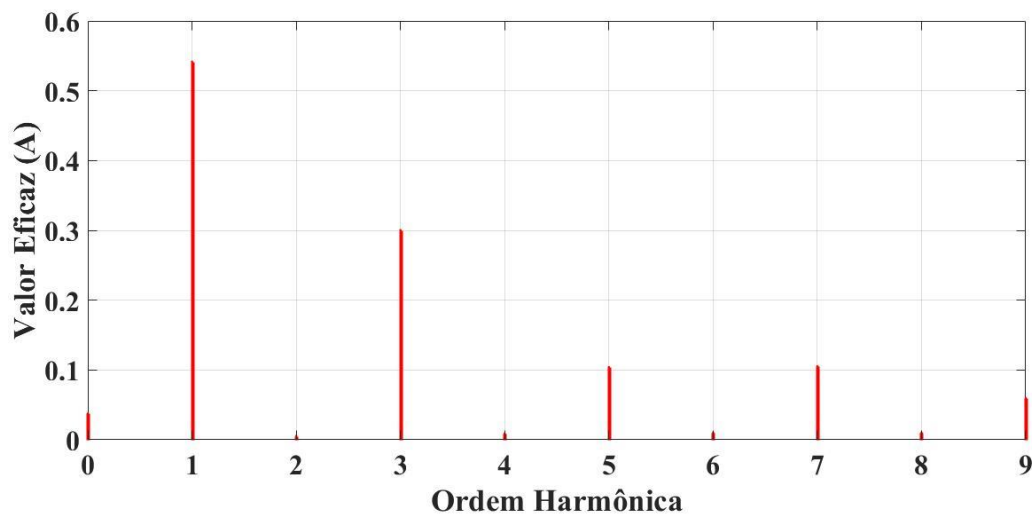
Considerando-se a potência de 0,7947 p.u. para o FP teórico, o erro passa a ser:

$$100 \times \frac{|0,9657 - 0,9806|}{0,9806} = 1,52\%$$

Com o intuito de analisar melhor os componentes harmônicos de corrente para os dados obtidos através do osciloscópio, armazenaram-se os pontos das formas de onda apresentadas. Esses dados foram então inseridos no Matlab para realizar a análise do espectro harmônico da corrente nos três casos.

A fim de evitar os picos de corrente e ruídos, e consequentemente erros na aplicação da Transformada Rápida de Fourier, utilizou-se apenas o ciclo mais otimizado de cada amostra de corrente, ou seja, aqueles que não apresentaram ruídos visíveis e picos muito elevados. A figura 5.21 mostra o espectro harmônico obtido para a corrente do primeiro caso.

Figura 5.21: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o primeiro caso.



Fonte: Autor

A tabela 5.1 mostra as magnitudes das ordens ímpares.

Tabela 5.1: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o primeiro caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (A)
1	0,5416
3	0,3004
5	0,1041
7	0,1053
9	0,0596

Fonte: Autor

Para comparar os valores coletados com os valores teóricos esperados, é necessário converter as magnitudes para p.u. A corrente base neste caso é dada por:

$$P_b = V_b I_b \rightarrow I_b = \frac{P_b}{V_b} = \frac{341 \text{ W}}{134 \text{ V}} = 2,5448 \text{ A}$$

A tabela 5.2 contém os valores de corrente convertidos, bem como os valores teóricos esperados para um ângulo de noventa graus no primeiro estágio, junto ao erro associado ao componente harmônico.

Tabela 5.2: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus no primeiro estágio.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,2128	0,1976	7,71
3	0,1180	0,1061	11,26
5	0,0409	0,0354	15,56
7	0,0414	0,0354	16,89
9	0,0234	0,0212	10,47

Fonte: Autor

O valor da DHT para a coluna dos dados coletados é de:

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0,1180^2 + 0,0409^2 + 0,0414^2 + 0,0234^2}}{0,2128} = 0,6281$$

Ou 62,81%. Já a DHT esperada de acordo com os pontos da figura 3.21 é de 60,33%. Adotando-se a potência de 0,1674 p.u., calculada anteriormente para o primeiro caso, ao invés do ângulo de disparo, os valores da tabela 5.2 passam a ser aqueles da tabela 5.3. A DHT teórica passa a ser 60,18%.

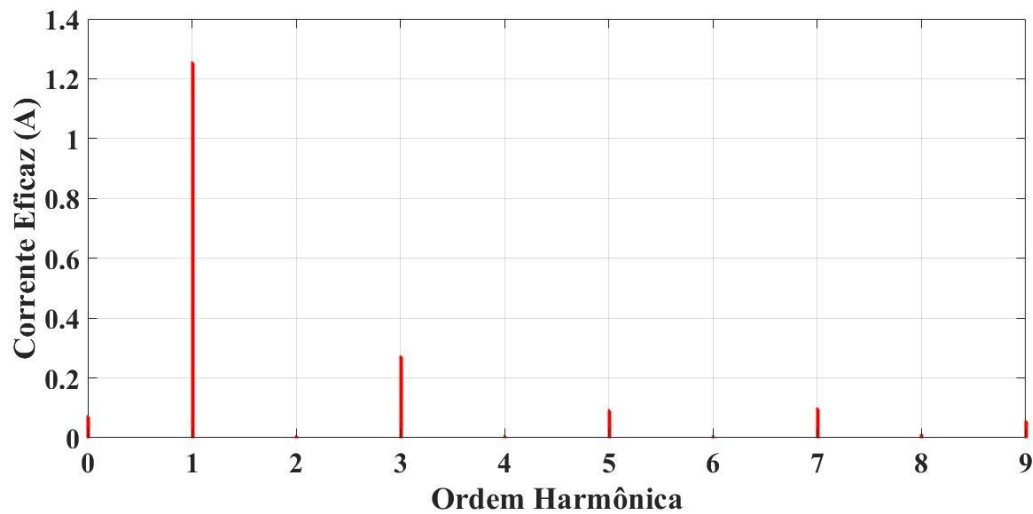
Tabela 5.3: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no primeiro caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,2128	0,1981	7,43
3	0,1180	0,1061	11,26
5	0,0409	0,0354	15,56
7	0,0414	0,0354	16,89
9	0,0234	0,0212	10,47

Fonte: Autor

A figura 5.22 contém o espectro harmônico para a corrente do segundo caso.

Figura 5.22: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o segundo caso.



Fonte: Autor

A tabela 5.4 mostra as magnitudes das ordens ímpares do segundo caso.

Tabela 5.4: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o segundo caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (A)
1	1,2548
3	0,2719
5	0,0925
7	0,0983
9	0,0555

Fonte: Autor

A corrente base é dada por:

$$P_b = V_b I_b \rightarrow I_b = \frac{P_b}{V_b} = \frac{341 \text{ W}}{134 \text{ V}} = 2,5448 \text{ A}$$

A tabela 5.5 relaciona os valores de corrente obtidos com os valores esperados para um ângulo de noventa graus no segundo estágio, além de expor os erros associados.

Tabela 5.5: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus no segundo estágio.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,4931	0,5111	3,52
3	0,1068	0,1061	0,70
5	0,0363	0,0354	2,68
7	0,0386	0,0354	9,12
9	0,0218	0,0212	2,87

Fonte: Autor

O valor da DHT para a coluna dos dados coletados é de:

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0,1068^2 + 0,0363^2 + 0,0386^2 + 0,0218^2}}{0,4931} = 0,2459$$

Que equivale a 24,59%. A DHT esperada de acordo com a curva teórica é de 23,32%. Já para uma potência de 0,4663 p.u., desprezando-se o ângulo de noventa graus no segundo estágio, os valores da tabela 5.5 mudam para os da tabela 5.6, e a DHT esperada passa a ser de 24,97%.

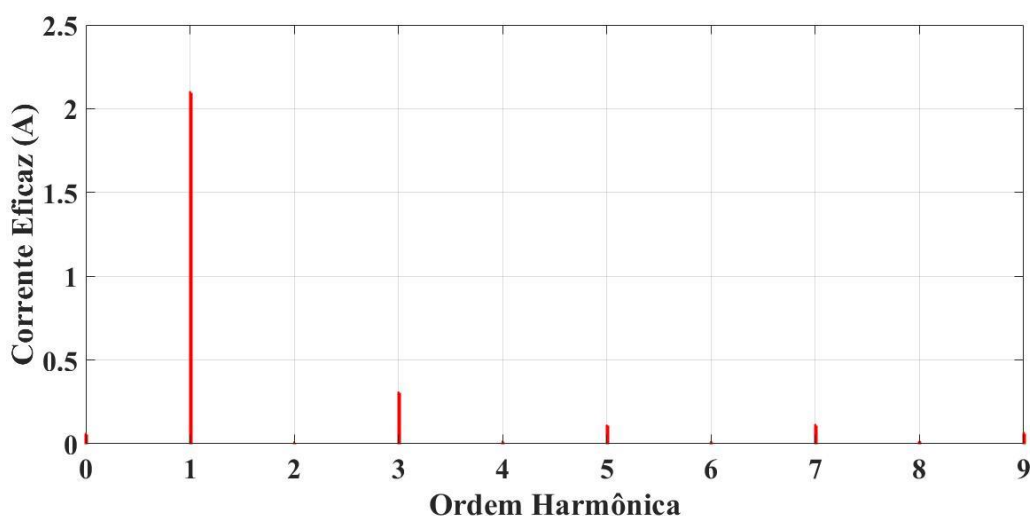
Tabela 5.6: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no segundo caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,4931	0,4774	3,29
3	0,1068	0,1034	3,33
5	0,0363	0,0378	3,84
7	0,0386	0,0328	17,77
9	0,0218	0,0234	6,80

Fonte: Autor

O espectro harmônico da amostra de corrente do terceiro caso pode ser visto na figura 5.23.

Figura 5.23: Espectro harmônico de corrente até a nona ordem para o terceiro caso.



Fonte: Autor

Os valores das componentes de ordens ímpares podem ser conferidos na tabela 5.7.

Tabela 5.7: Valores eficazes de corrente por ordem harmônica para o terceiro caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (A)
1	2,0995
3	0,3060
5	0,1087
7	0,1124
9	0,0656

Fonte: Autor

A tabela 5.8 contém a comparação dos valores de corrente obtidos com os valores esperados para um ângulo de noventa graus no terceiro estágio.

Tabela 5.8: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para um ângulo de noventa graus no terceiro estágio.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,8250	0,8401	1,80
3	0,1202	0,1061	13,33
5	0,0427	0,0354	20,66
7	0,0442	0,0354	24,77
9	0,0258	0,0212	21,59

Fonte: Autor

O valor da DHT para a coluna dos dados coletados é de:

$$DHT_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{0,1202^2 + 0,0427^2 + 0,0442^2 + 0,0258^2}}{0,8250} = 0,1666$$

Que equivale a 16,66%. A DHT esperada de acordo com a curva teórica é de 14,19%. Já para uma potência de 0,7947 p.u., desconsiderando o ângulo de noventa graus no terceiro estágio, os valores da tabela 5.8 mudam para os da tabela 5.9, e a DHT esperada passa a ser de 14,55%.

Tabela 5.9: Comparação dos valores eficazes de corrente obtidos e dos valores teóricos por ordem harmônica para a potência medida no terceiro caso.

Ordem (n)	Valor Eficaz (p.u.)	Valor Teórico (p.u.)	Erro (%)
1	0,8250	0,8008	3,02
3	0,1202	0,1025	17,31
5	0,0427	0,0386	10,66
7	0,0442	0,0320	38,03
9	0,0258	0,0238	8,31

Fonte: Autor

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi proposto um gradador modificado de três estágios que, teoricamente, poderia ser uma alternativa mais eficiente ao gradador convencional presente em chuveiros com controle eletrônico. Embora o equacionamento não tenha sido generalizado para qualquer número de estágios, as análises realizadas levam a crer que o aumento de estágios do circuito levaria ao aumento de eficiência em termos de FP e harmônicas. A comparação teórica indica um melhor desempenho do conversor de três estágios para todos os pontos de operação.

Os resultados de simulação apresentaram erros de FP pouco relevantes, menores que 1%. Embora os erros de ângulo e potência tenham apresentado magnitude um pouco maior, as formas de onda obtidas são muito similares às curvas teóricas, validando o comportamento esperado.

Os parâmetros FP e DHT obtidos na parte experimental também evidenciam a validade da teoria desenvolvida para o conversor de três estágios. Assim, embora o gradador modificado possua mais elementos e, portanto, maior custo, ele mostrou-se melhor do que o gradador convencional em relação ao fator de potência e às harmônicas para toda a sua faixa de operação.

Ainda há otimizações a serem feitas para que o circuito possa ser utilizado em uma aplicação real de controle de temperatura. Sugere-se o estudo de uma implementação comercialmente viável para o conversor como tema de trabalhos futuros.

REFERÊNCIAS

- [1] Eletrobras Procel, (2007). Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica. Pesquisa de Posse e Hábitos, 2007. Disponível em: <http://www.procel.gov.br/main.asp?View={4A5E324F-A3B0-482A-B1CD-F75A2A150480}>. Acesso em: 15 nov. 2020.
- [2] Ivo Barbi, Eletrônica de potência. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.
- [3] Muhammad H. Rashid, Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações. São Paulo: Makron Books, 1999.
- [4] Muhammad H. Rashid, Power electronics handbook. ACADEMIC PRESS, 2001.
- [5] Pomílio A. José, (2014). Módulo 3: Circuitos com TRIAC: controle por ciclos inteiros para acionamento de carga resistiva em controle de temperatura. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/ee833.html>. Acesso em: 10 nov. 2020.
- [6] Daniel W. Hart, Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos. Porto Alegre: AMGH, 2015
- [7] Ahmed Ashfaq, Eletrônica de Potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.
- [8] Oliveira Júnior C. J. Controle eletrônico de potência em aquecedores elétricos de passagem por semi-ciclos otimizados, São Paulo, 2006.
- [9] Feldman D. C. Potencial de redução do consumo de energia elétrica utilizando dimmers. proarq, Vol. 09, No. 09, p. 69-78, 2005.
- [10] GORCHINSKI, André Luiz. Desenvolvimento de um controle eletrônico de potência por ciclos inteiros em aquecedores elétricos de passagem. 2012. Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Tecnológica Federal do Paraná.

[11] *Datasheet* CI H11AA1. Disponível em: <https://www.vishay.com/ppg?83608>. Acesso em: 10 nov. 2020.

[12] Descrição e documentação do Nanoshield Triac 50mm. Disponível em: <https://eletroshields.com.br/product/modulo-acionamento-de-rede-eletrica-triac-50mm-5a/>. Acesso em: 10 nov. 2020.

ANEXO A – DEDUÇÃO COMPLETA DAS CORRENTES HARMÔNICAS DO CONVERSOR DE TRÊS ESTÁGIOS

A dedução dos componentes harmônicos feita no capítulo 3 parte da premissa de que cada estágio pode ser tratado como um gradador simples. Mas é possível deduzi-los partindo da definição mais genérica da corrente resultante dos estágios.

Coeficiente A_n

$$\sin \alpha \sin \beta = -\frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta)]$$

$$\sin(n\omega t) \sin(\omega t) = -\frac{1}{2} [\cos((n+1)\omega t) - \cos((n-1)\omega t)]$$

$$\int \cos u du = \sin u$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\int_{\alpha}^{\pi} \cos((n+1)\omega t) d(\omega t) + \int_{\alpha}^{\pi} \cos((n-1)\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\sin((n+1)\omega t)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\omega t)}{n-1} \right] \Bigg|_{\alpha}^{\pi}$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\sin((n+1)\pi) - \sin((n+1)\alpha)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\pi) - \sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right]$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right]$$

$$a_1 = \frac{2I_{1max}}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$a_1 = \frac{2I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{1}{2} \int_{\alpha}^{\pi} [-1 + \cos(2\omega t)] d(\omega t) \right]$$

$$a_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi} [1 - \cos(2\omega t)] d(\omega t) \right]$$

$$a_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right] \Bigg|_{\alpha}^{\pi}$$

$$a_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\pi - \alpha - \frac{\sin(2\pi) - \sin(2\alpha)}{2} \right]$$

$$a_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right]$$

$$\begin{aligned}
a_{1x} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right] \Bigg|_0^\alpha \\
a_{1x} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\alpha - \frac{\sin(2\alpha) - \sin(2\pi)}{2} \right] \\
a_{1x} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\alpha - \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \\
a_{1x} &= \frac{I_{1max} I_{2max}}{\pi I_{1max}} \left[\alpha - \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \\
a_{1x} &= \frac{\delta I_{1max}}{\pi} \left[\alpha - \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right] \\
a_1 + a_{1x} &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) + \delta \left(\alpha - \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_{1y} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[1 - \frac{\sin(2\omega t)}{2} \right] \Bigg|_0^\pi \\
a_{1y} &= \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\pi - \frac{\sin(2\pi) - \sin(0)}{2} \right] \\
a_{1y} &= I_{2max} \\
a_1 + a_{1y} &= I_{2max} + \frac{(I_{1max} - I_{2max})}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]
\end{aligned}$$

Coeficiente Bn

$$\begin{aligned}
\sin \alpha \cos \beta &= \frac{1}{2} [\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)] \\
\sin(\omega t) \cos(n\omega t) &= \frac{1}{2} [\sin((n+1)\omega t) - \sin((n-1)\omega t)] \\
\int \sin u du &= -\cos u \\
b_n &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\omega t)}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\omega t)}{(n-1)} \right] \Bigg|_\alpha^\pi \\
b_n &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\pi) - \cos((n+1)\alpha)}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\pi) - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} \right] \\
b_n &= \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{-1 + \cos((n+1)\alpha)}{(n+1)} + \frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} \right]
\end{aligned}$$

$$b_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} - \frac{1 - \cos((n+1)\alpha)}{(n+1)} \right]$$

$$b_{nx} = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\omega t)}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\omega t)}{(n-1)} \right]_0^\alpha$$

$$b_{nx} = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\alpha) - 1}{(n-1)} \right]$$

$$b_{nx} = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{\cos((n-1)\alpha) - 1}{(n-1)} - \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right]$$

$$b_{nx} = \frac{\delta I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\cos((n-1)\alpha) - 1}{(n-1)} - \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right]$$

$$b_n + b_{nx} = \frac{I_{1max}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} - \frac{1 - \cos((n+1)\alpha)}{(n+1)} \right] \\ & + \delta \left[\frac{\cos((n-1)\alpha) - 1}{(n-1)} - \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right] \end{aligned} \right\}$$

$$\sin(\omega t) \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \sin(2\omega t)$$

$$b_1 = \frac{2I_{1max}}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{1}{2} \sin(2\omega t) d(\omega t)$$

$$b_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{1}{2} \sin(2\omega t) d(2\omega t)$$

$$b_1 = \frac{I_{1max}}{2\pi} [-\cos(2\omega t)]_\alpha^\pi$$

$$b_1 = \frac{I_{1max}}{2\pi} [-\cos(2\pi) + \cos(2\alpha)]$$

$$b_1 = \frac{I_{1max}}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1]$$

$$b_{1x} = \frac{I_{2max}}{2\pi} [-\cos(2\omega t)]_0^\alpha$$

$$b_{1x} = \frac{I_{2max}}{2\pi} [-\cos(2\alpha) + 1]$$

$$b_{1x} = \frac{\delta I_{1max}}{2\pi} [-\cos(2\alpha) + 1]$$

$$b_1 + b_{1x} = \frac{I_{1max}}{2\pi} [(\cos(2\alpha) - 1) + \delta(-\cos(2\alpha) + 1)]$$

$$b_{1y} = \frac{I_{2max}}{2\pi} [-\cos(2\omega t)] \Big|_0^\pi$$

$$b_{1y} = \frac{I_{2max}}{2\pi} [-\cos(2\pi) + \cos(0)]$$

$$b_{1y} = 0$$

$$b_1 + b_{1y} = \frac{(I_{1max} - I_{2max})}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1]$$

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\sin((n+1)\omega t)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\omega t)}{n-1} \right] \Big|_0^\pi$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\sin((n+1)\pi) - \sin((n+1)0)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\pi) - \sin((n-1)0)}{n-1} \right]$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\sin((n+1)\pi) - \sin((n+1)0)}{n+1} + \frac{\sin((n-1)\pi) - \sin((n-1)0)}{n-1} \right]$$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\omega t)}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\omega t)}{(n-1)} \right] \Big|_0^\pi$$

$$b_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[-\frac{\cos((n+1)\pi) - \cos((n+1)0)}{(n+1)} + \frac{\cos((n-1)\pi) - \cos((n-1)0)}{(n-1)} \right]$$

$$b_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{-1 + \cos((n+1)0)}{(n+1)} + \frac{1 - \cos((n-1)0)}{(n-1)} \right]$$

$$b_n = 0$$

Primeiro Estágio

$$a_1 = \frac{I_{1max}}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right)$$

$$b_1 = \frac{I_{1max}}{2\pi} (\cos(2\alpha) - 1)$$

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

$$a_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{I_{1max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} + \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right]$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Segundo Estágio

$$a_1 = I_{1max} + \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]$$

$$b_1 = \frac{I_{2max}}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1]$$

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

$$a_n = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{I_{2max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} + \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right]$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Terceiro Estágio

$$a_1 = (I_{1max} + I_{2max}) + \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\left(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2} \right) \right]$$

$$b_1 = \frac{I_{3max}}{2\pi} [\cos(2\alpha) - 1]$$

$$C_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2}$$

$$a_n = \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\frac{\sin((n+1)\alpha)}{n+1} - \frac{\sin((n-1)\alpha)}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{I_{3max}}{\pi} \left[\frac{1 - \cos((n-1)\alpha)}{(n-1)} + \frac{\cos((n+1)\alpha) - 1}{(n+1)} \right]$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$