

Capítulo 5: Trabalhos Experimentais

“Sou um discípulo da experiência. É com a experiência que se conhece se o ouro é puro.”

Leonardo da Vinci (1452-1519)

5.1. Apresentação

De posse das equações obtidas no Capítulo 4, torna-se agora possível propor protótipos de laboratório nos quais seja utilizado o retificador em estudo, mostrando a aplicação de tais equações de projeto no dimensionamento dos elementos desses protótipos. Portanto, neste capítulo, são abordados os seguintes tópicos:

a) Descrição da construção de dois protótipos, com a apresentação de aspectos práticos referentes ao dimensionamento dos componentes, levando em conta aspectos tecnológicos e de caráter experimental, contribuindo para a implementação de futuras aplicações industriais.

b) Demonstração dos resultados obtidos com uma série de ensaios realizados nos protótipos em laboratório, comparando alguns dos valores obtidos com aqueles previstos através da análise matemática.

Por outro lado, durante o levantamento da característica de saída dos protótipos, foi verificado que o ângulo de condução α dos interruptores bidirecionais poderia ser empregado como variável de controle da tensão de saída do retificador. Deste modo, tal particularidade mereceu um estudo mais detalhado sob o ponto de vista experimental, verificando a possibilidade de se ter a tensão de saída constante para uma faixa de variação de potência fornecida pelo retificador.

O trabalho experimental foi conduzido levando em conta aspectos gerais da prática de montagem de circuitos eletrônicos, com as naturais limitações de equipamentos e componentes existentes em um laboratório de pesquisas universitário.

5.2. Projeto do Primeiro Protótipo

O primeiro protótipo foi construído com o objetivo fundamental de corroborar a validade da proposta de um novo retificador. Ou seja, o pensamento dominante foi verificar se

um circuito prático, baseado na proposta apresentada, se comportaria da maneira prevista pela análise teórica. Desta maneira este protótipo foi implementado da maneira mais simples possível e aproveitando-se, sempre que possível, elementos já existentes no laboratório.

Conforme já visto no Capítulo 4, as especificações básicas de um retificador baseado no circuito proposto devem incluir as características da tensão de alimentação em corrente alternada e a potência de saída do retificador. Assim, foi especificado para o primeiro protótipo:

- Tensão de linha (tensão “fase—fase”) da alimentação trifásica: $V_i = 220\text{V}$
- Frequência da rede de corrente alternada: $f = 60\text{ Hz}$
- Potência de saída em corrente contínua: $P = 7,4\text{ kW}$

De posse desses dados, tratou-se em seguida do cálculo dos principais parâmetros do circuito.

5.2.1. Tensão de Saída e Corrente Média para Potência Nominal

O valor da tensão contínua de saída do retificador, quando está fornecendo a potência nominal à carga, é calculado com o uso da Equação 4-2, obtendo-se:

$$V_o = 1,3366 V_i = 294,05\text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-2}$$

A corrente média na carga, também para a potência de saída de 7,4 kW, é obtida com a Equação 4-3:

$$I_o = \frac{P}{V_o} = 0,7482 \cdot \frac{P}{V_i} = 25,17\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-3}$$

5.2.2. Indutores de Entrada

A partir da Equação 4-4, calcula-se a indutância crítica do circuito:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P} = 4,19\text{ mH} \quad \text{Cf. Eq. 4-4}$$

Para efeitos práticos, será adotado 4 mH para o valor da indutância dos indutores de entrada L_a , L_b e L_c . Os valores máximo e eficaz da corrente que flui em cada um desses indutores são calculados, respectivamente, com as Equações 4-6 e 4-9, já empregando-se o valor $L = 4\text{ mH}$:

$$I_{\max(L)} = 3,7128 \times 10^{-2} \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 34,03\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-6}$$

$$I_{\text{rms}(L)} = 2,4121 \times 10^{-2} \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 22,11\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-9}$$

De posse do valor da indutância desejada (4 mH) e da corrente eficaz nos enrolamentos (22,11 A), a construção dos indutores foi conduzida de modo usual. Uma vez que o circuito funciona em baixa frequência, utilizou-se para os núcleos de tais indutores chapas de aço—silício comuns, do mesmo tipo que as usadas em transformadores de fontes de alimentação convencionais. Os indutores construídos dispunham de entreferros (*gaps*) nos núcleos, feitos com chapas de papel prensado, destinados a melhorar a característica de indutância dos mesmos e permitindo também o ajuste dos valores finais das indutâncias tão próximo quanto possível do valor desejado. Tal ajuste dos valores de indutância foi realizado em bancada por meio da leitura da queda de tensão em cada indutor, quando o mesmo se achava submetido a uma corrente alternada de 60 Hz e valor eficaz de 5 A. Tendo em vista o porte dos indutores, este método foi escolhido em preferência à medição com um medidor eletrônico de indutância, disponível no laboratório. Isto porque este tipo de equipamento efetua a medição em uma frequência elevada (da ordem de 1 kHz) e faz fluir no indutor uma corrente extremamente débil, insuficiente para magnetizar o núcleo, podendo assim levar a leituras incorretas. É claro que, ao se medir a queda de tensão sobre o indutor, está sendo considerada a impedância total do elemento, no qual há a contribuição da resistência dos enrolamentos. Não obstante, como foram utilizados fios de grande bitola nos enrolamentos dos indutores, as resistências de tais enrolamentos são desprezíveis. Os indutores resultantes tem cada qual uma massa de aproximadamente 2,9 kg.

5.2.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais

Através das Equações 4-11, 4-14 e 4-18 calcula-se, respectivamente, os valores máximo, eficaz e médio da corrente que flui através do MOSFET utilizado nos interruptores bidirecionais:

$$I_{max(M)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,96 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{rms(M)} = 3,1996 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,93 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-14}$$

$$I_{med(M)} = 9,7614 \times 10^{-4} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,89 \text{ A} \quad \text{Cf Eq. 4-18}$$

É interessante observar que, uma vez que a corrente flui em cada um dos interruptores bidirecionais apenas durante um intervalo equivalente a $1/6$ do período de oscilação senoidal da rede, tem-se os valores eficaz e médio da corrente nesses interruptores bastante baixos, em relação à potência total processada pelo retificador. Por outro lado, durante os

intervalos em que se acha bloqueado, a tensão entre os terminais *source* e *drain* de cada MOSFET é obtida pela Equação 4-19:

$$V_{(M)} = \frac{V_o}{2} = 0,6683 \cdot V_i = 147,03 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Para os diodos dos interruptores bidirecionais, o valor máximo da corrente é o mesmo já calculado para o MOSFET através da Equação 4-11:

$$I_{max(Ds)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,96 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

Para o cálculo dos valores eficaz e médio da corrente que flui nesses diodos, utiliza-se as Equações 4-15 e 4-19:

$$I_{rms(Ds)} = 2,2624 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,07 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-15}$$

$$I_{med(Ds)} = 4,8807 \times 10^{-4} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,45 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

De posse dos valores numéricos, trata-se agora da escolha de componentes comerciais que atendam a tais especificações. No caso, foram escolhidos:

- Diodos **D_a**, **D_b**, **D_c** e **D_d**: *Semikron SK3G/04*
- MOSFET **M**: *International Rectifier IRF740*

Em cada um dos interruptores o MOSFET foi fixado a um pequeno dissipador de alumínio. Apesar de se ter verificado nas simulações apresentadas no capítulo anterior que não se produzem sobretensões nos interruptores durante as comutações dos mesmos, a montagem física do MOSFET entre os quatro diodos leva naturalmente a presença de indutâncias parasitas nas células, além da capacitância intrínseca dos componentes. Assim, foi considerado conveniente a inclusão de um circuito tipo “*snubber*” em paralelo com o MOSFET, conforme ilustrado na Figura 5-1.

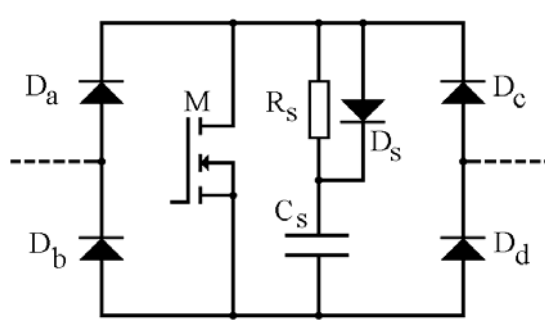


Figura 5-1: Inclusão de um pequeno circuito tipo “*snubber*” em cada um dos interruptores bidirecionais.

No protótipo foi usado para C_s um capacitor de poliéster de 0,1 μF , 630 V; R_s é um resistor de fio de 1 $\text{k}\Omega$, 5 W, enquanto que o diodo D_s é do tipo 1N4004. É importante ressaltar que os componentes escolhidos possuem especificações bastante superiores ao mínimo exigido de cada um deles. No entanto, optou-se por tais elementos tanto pelo aspecto de facilidade de obtenção dos mesmos como para tornar o protótipo robusto para os testes de bancada.

5.2.4. Diodos Retificadores

O valor eficaz da corrente que flui em cada um dos diodos retificadores principais do circuito é calculado pela Equação 4-22:

$$I_{rms(D)} = 1,6905 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 15,50 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-22}$$

O valor médio dessa corrente é obtido com a Equação 4-24:

$$I_{med(D)} = 1,0341 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 9,50 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-24}$$

A tensão reversa sobre cada diodo é dada pela Equação 4-25:

$$V_{max(D)} = V_o = 1,3366 \cdot V_i = 294,05 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-25}$$

Com estes dados, escolheu-se diodos *Semikron* SKN12/12 para $D_1 \dots D_6$. Cada um desses diodos foi montado em um dissipador de alumínio individual, já que possuem o anodo ligado fisicamente ao invólucro metálico com a rosca de fixação, devendo assim ficar eletricamente isolados uns dos outros.

5.2.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores

Para a realização dos testes dos protótipos, foi necessário dispor-se de um circuito que permitisse o acionamento dos interruptores bidirecionais do modo como foi estabelecido pela concepção do retificador. Tal circuito teve como requisitos básicos para a sua concepção:

- Detecção automática da “passagem por zero” da tensão fase—neutro de cada uma das fases;
- Geração síncrona de pulsos retangulares para acionamento dos MOSFETs dos interruptores;
- Ajuste manual da duração dos pulsos de comando, dentro da faixa de 0° a 35° , de modo a permitir uma investigação da influência do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais no comportamento do circuito.
- Isolamento elétrico dos terminais *gate* dos MOSFETs entre si e em relação à rede elétrica.

Para cumprir tais requisitos, foi aproveitado um circuito anteriormente concebido no laboratório [14], o qual se baseia no circuito integrado comercial **TCA 785**, juntamente com alguns circuitos integrados com portas lógicas de tecnologia CMOS e componentes discretos, de

modo a gerar sinais de comando como os desejados. A Figura 5-2 mostra um diagrama esquemático do circuito utilizado. Nesta figura está sendo representado o circuito correspondente a uma das fases, sendo os das demais semelhantes. O ajuste manual do ângulo de condução dos interruptores é feito por meio da atuação sobre o potenciômetro P_1 , que é comum às três fases. Neste potenciômetro acoplou-se ao eixo um botão dotado de uma engrenagem de redução, possibilitando um ajuste fino e simultâneo no valor do ângulo de condução dos três interruptores.

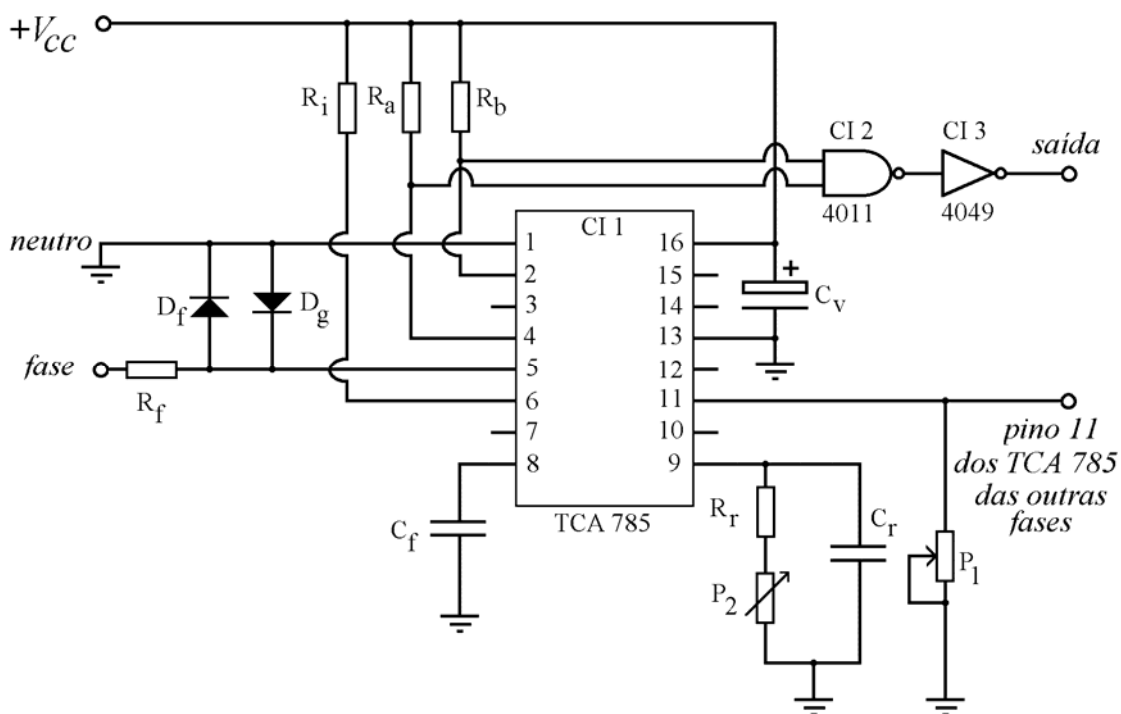


Figura 5-2: Circuito de geração dos sinais de comando para os interruptores bidirecionais.

Na Figura 5-2, os componentes tem os seguintes valores:

R_i = resistor 10 k Ω , ¼ W

R_a, R_b = resistores 15 k Ω , ¼ W

R_r = resistor 22 k Ω , ¼ W

R_f = resistor 1,2 M Ω , ½ W

C_f = capacitor de poliéster 100 nF, 250 V

C_r = capacitor de poliéster 47 nF, 250 V

C_v = capacitor eletrolítico 100 μ F, 25 V

D_f, D_g = diodos 1N4001

P_1 = potenciômetro 100 k Ω (comum às três fases)

P_2 = “trim-pot” 100 k Ω

CI 1 = circuito integrado TCA 785

CI 2 = circuito integrado CMOS 4011 (4 portas NAND por invólucro)

CI 3 = circuito integrado CMOS 4049 (6 inversores com *buffer*)

Uma vez que em cada interruptor bidirecional o respectivo MOSFET tem o terminal *source* em potencial elétrico diferente, não há uma referência comum para os terminais *gate* e portanto é impossível ligar diretamente a saída do circuito gerador de pulsos aos MOSFETs. O isolamento dos sinais de comando entre si e em relação à rede foi obtido através do emprego de acopladores ópticos tipo **TIL 111**, conforme ilustrado na Figura 5-3. Cada um dos circuitos ligados aos acopladores ópticos tem alimentação independente da alimentação do circuito de geração de pulsos. Para isso, foram construídas quatro fontes de alimentação de 15 V e baixa potência, baseadas no regulador linear integrado LM 7815, sendo alimentadas por um pequeno transformador com quatro enrolamentos secundários independentes.

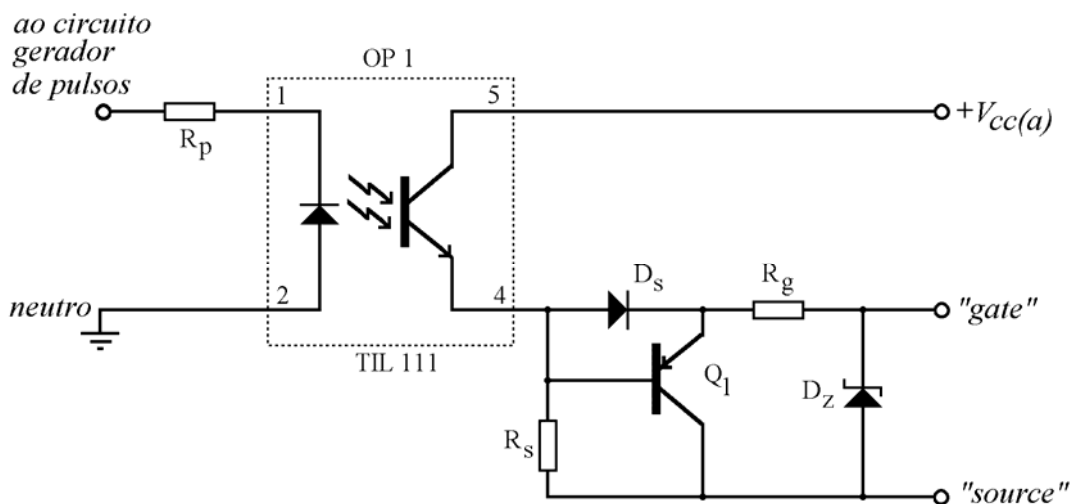


Figura 5-3: Circuito de isolamento colocado entre o circuito de geração de pulsos de comando e cada um dos MOSFETs dos interruptores bidirecionais.

Na Figura 5-3 os componentes citados tem os seguintes valores:

R_p = resistor 1 k Ω , 1/4 W

R_s = resistor 1,8 k Ω , 1/4 W

R_g = resistor 33 Ω , 1/2 W

D_s = diodo 1N4148

D_z = diodo zener 15 V, 400 mW

Q_1 = transistor BC 308

OP 1 = acoplador óptico TIL 111

5.2.6. Capacitores Eletrolíticos

Conforme já estabelecido no capítulo anterior, em aplicações práticas do retificador em pauta os capacitores eletrolíticos C_a e C_b deverão ser objeto de um estudo cuidadoso, levando em conta requisitos do circuito a ser conectado à saída do retificador. No caso do presente protótipo, o mesmo foi concebido para ser ensaiado com carga resistiva, de modo que a única preocupação quanto à escolha dos capacitores eletrolíticos foi que os mesmos suportassem as correntes resultantes das comutações dos interruptores bidirecionais. Com a Equação 4-26 calcula-se o valor eficaz da corrente que flui nesses capacitores, devido às comutações:

$$I_{rms(C)} = 1,5998 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 1,47 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-26}$$

É óbvio que, quanto à tensão, cada um dos capacitores estará submetido à metade da tensão de saída do retificador, ou seja, aproximadamente 150 V.

De posse desses valores, foram escolhidos capacitores eletrolíticos *Icotron* de 600 μF , do tipo denominado “alta confiabilidade”. Por uma questão de segurança para o manuseio do protótipo foi ligado em paralelo com cada um dos capacitores eletrolíticos um resistor de fio de 1 $\text{k}\Omega$, 10 W, com a finalidade de descarregar a energia armazenada em tais capacitores quando o protótipo fosse desligado, de modo a não se ter o risco de choques elétricos durante o manuseio das cargas.

5.3. Ensaio do Primeiro Protótipo

Para os testes no laboratório, conectou-se à saída do protótipo um conjunto de resistores de fio de baixo valor ôhmico e elevada potência. Tais resistores podiam ser arrançados em diferentes configurações em série e em paralelo, de modo a se obter diversos valores de carga. Nos testes foi também utilizado um osciloscópio digital equipado com um sensor de corrente a Efeito Hall, permitindo a visualização simultânea da tensão e da corrente em um dos cabos de alimentação do protótipo. Por intermédio de uma interface tipo GPIB, as formas de onda podiam ser transferidas a um microcomputador, onde um programa realizava com os dados recebidos a análise harmônica dos sinais selecionados. Os resultados de tais análises harmônicas foram, em cada condição de carga, gravados na forma de arquivos no disco rígido do microcomputador, podendo ser examinados posteriormente e utilizados para o cálculo do Fator de Potência e da Taxa de Distorção Harmônica. Os parâmetros de entrada e saída do retificador também foram medidos com amperímetros e voltímetros. Na entrada do conversor ligou-se um autotransformador variável o qual permitiu, em cada uma das medições, ajustar a tensão de entrada fase—fase no valor nominal de 220 V. Para proteção do circuito, instalou-se também nas

entradas fusíveis de 20 A.

5.3.1. Ensaio com Potência Nominal e Ângulo de Condução fixo em 30°

Os primeiros testes foram realizados mantendo-se o ângulo de condução α dos interruptores bidirecionais fixo em 30°, o que equivale a pulsos de comando dos MOSFETs com duração de 1,39 ms. O menor valor de resistência usada como carga foi 11,4 Ω , sobre a qual mediu-se uma tensão na saída do retificador no valor de 291,5 V e corrente de 25,57 A. Deste modo, a máxima potência de ensaio do retificador é muito próxima da potência nominal especificada no projeto, ou seja:

$$P = V_o \cdot I_o = 291,5 \times 25,57 = 7453,7 \text{ W} \quad \text{Eq. 5-1}$$

Note-se que os valores experimentais de tensão e corrente de saída são também muito próximos daqueles que foram calculados anteriormente para a carga nominal de 7,4 kW ($V_o = 294,05 \text{ V}$ e $I_o = 25,17 \text{ A}$).

Na Figura 5-4 observa-se as formas de onda de tensão fase—neutro de uma das fases de alimentação e da correspondente corrente de entrada nesta fase, obtidas para a potência de carga de 7453,7 W. É possível verificar que a forma de onda da tensão apresenta-se com distorção intrínseca, provavelmente devido à presença de equipamentos eletrônicos na rede elétrica da universidade. As medições realizadas revelaram que a tensão de alimentação disponível no laboratório tem Taxa de Distorção Harmônica (TDH) da ordem de 4 %. Apesar desse valor ter alguma influência nos resultados experimentais do protótipo, situa-se abaixo de 5 %, valor que se especifica como o máximo aceitável para consumidores industriais. Seria mais conveniente dispor-se de uma fonte de alimentação com tensão perfeitamente senoidal para os ensaios mas, na falta dessa, considera-se que o protótipo estava sendo ensaiado em condições próximas às que se verificaria em aplicações industriais do circuito.

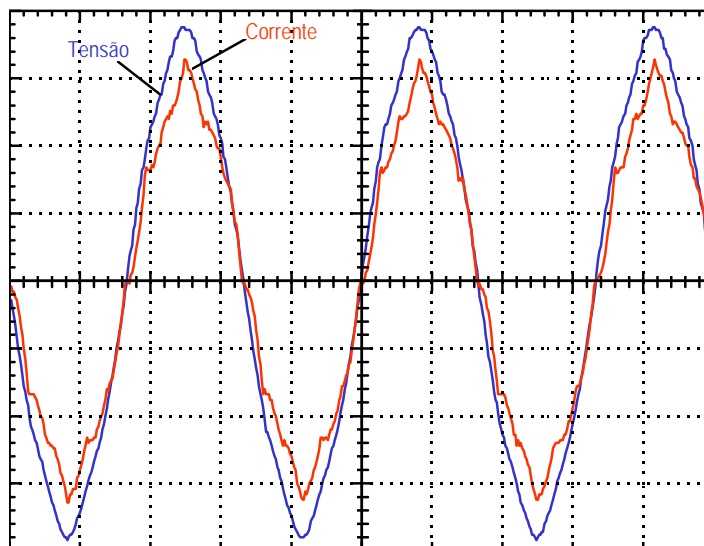


Figura 5-4: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de 7,454 kW.
Escala: Tensão = 50 V/div; Corrente = 10 A/div; Tempo = 5 ms/div

Os resultados da análise harmônica da corrente de entrada apresentada na Figura 5-4 são mostrados na forma de um gráfico de barras na Figura 5-5 e fornecem os seguintes valores para a Taxa de Distorção Harmônica e para o ângulo da primeira componente harmônica em relação à tensão:

$$\text{TDH} = 6,558 \%$$

$$\varphi_1 = -3,14^\circ$$

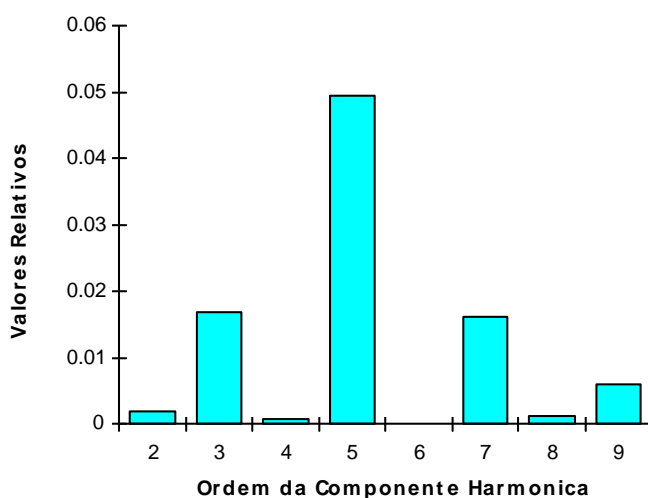


Figura 5-5: Componentes harmônicas da corrente de entrada, em valores relativos à componente fundamental, para potência de saída de 7,454 kW.

O Fator de Potência do primeiro protótipo pode portanto ser calculado, conforme a Equação 3-72:

$$(FP) = \frac{\cos(-3,14^\circ)}{\sqrt{1 + (0,06558)^2}} = 0,9964$$

Cf. Eq. 3-72

É conveniente lembrar que, na análise matemática apresentada no Capítulo 3, previu-se Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do circuito de 6,07 % e o Fator de Potência igual a 0,9926. Verifica-se, assim, um excelente desempenho do primeiro protótipo.

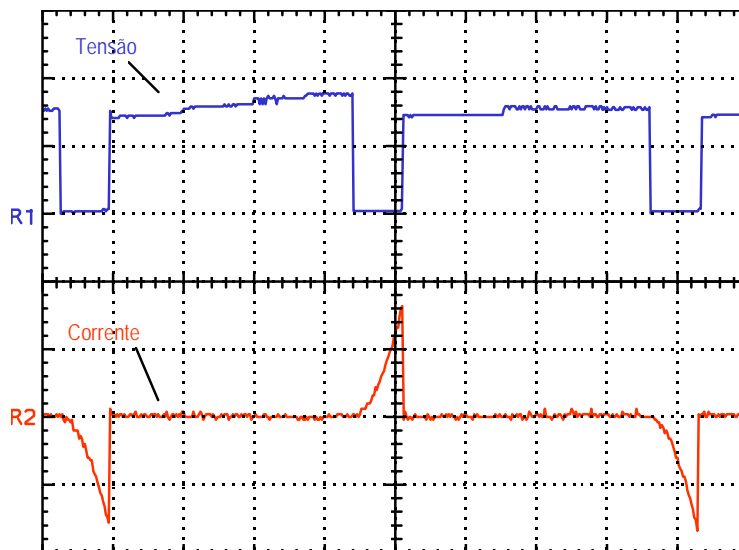


Figura 5-6: Tensão sobre o MOSFET e corrente externa de um dos interruptores bidirecionais, para potência de saída de 7.454 kW.

Escalas: Tensão = 100 V/div; Corrente = 10 A/div; Tempo = 2 ms/div

Outro ponto de atenção, quando do ensaio com a potência nominal, foram os esforços sobre os MOSFETs dos interruptores bidirecionais. A Figura 5-6 mostra as formas de onda da tensão entre os terminais *source* e *drain* do MOSFET de um dos interruptores, junto com a corrente que flui neste mesmo interruptor. É interessante observar, na Figura 5-6, que os pulsos de corrente tem amplitude máxima de aproximadamente 16 A, sendo que no item 5.2.3 foi calculado que tal valor seria 15,96 A. Também conforme previsto, não se verificam sobretensões no MOSFET, o qual fica submetido a uma tensão de aproximadamente 150 V durante os intervalos de bloqueio.

Ainda nos ensaios com potência nominal, efetuou-se a medição da taxa de eficiência do retificador. Assim, mediu-se para uma potência de saída de 7,43 kW uma potência eficaz de entrada igual a 7,66 kW. Tem-se portanto:

$$\eta (\%) = \frac{P}{P_{i(rms)}} \times 100 = \frac{7,43}{7,66} \times 100 = 97 \% \quad \text{Eq. 5-2}$$

Este resultado situa-se dentro do que é considerado normal em retificadores trifásicos. Assim, pode-se considerar que a dissipação adicional de potência devido à atuação dos interruptores bidirecionais é muito baixa frente à potência total processada pelo circuito e traz pouco prejuízo ao rendimento do retificador

5.3.2. Comportamento com Carga Variável e Ângulo de Condução Fixo

Realizando diferentes arranjos dos resistores usados como carga, procedeu-se ao levantamento das principais características elétricas do primeiro protótipo mantendo-se, para todos os pontos de medição, o ângulo de condução α dos interruptores bidirecionais fixo em 30° , o que equivale a pulsos de *gate* com duração de 1,39 ms em sistemas elétricos com frequência igual a 60 Hz. Inicialmente tem-se na Figura 5-7 a curva característica da tensão de saída em função da potência de saída. Como era de se esperar, à medida que a potência de saída do retificador diminui, a tensão de saída aumenta, obtendo-se como consequência uma curva característica praticamente linear.

O comportamento do Fator de Potência e da Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada é mostrado nas Figuras 5-8 e 5-9, respectivamente. Uma vez que o projeto do circuito é otimizado para a carga nominal, para baixas potências tem-se um Fator de Potência reduzido e Taxa de Distorção Harmônica relativamente alta.

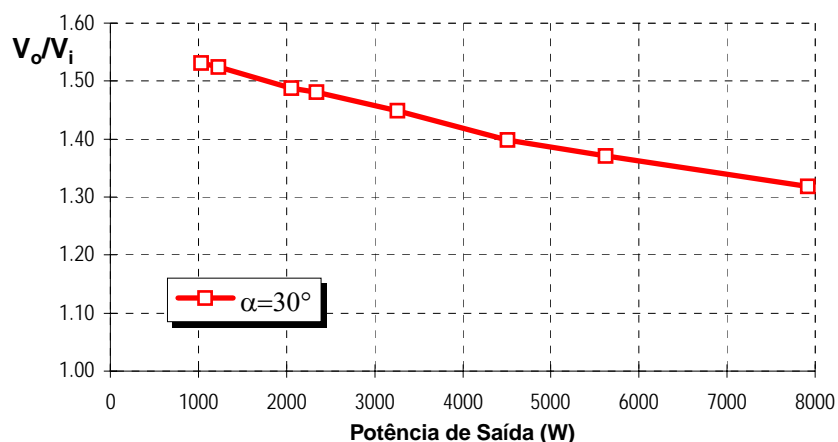


Figura 5-7: Característica de saída do primeiro protótipo, mantendo-se o ângulo de condução fixo em 30° .

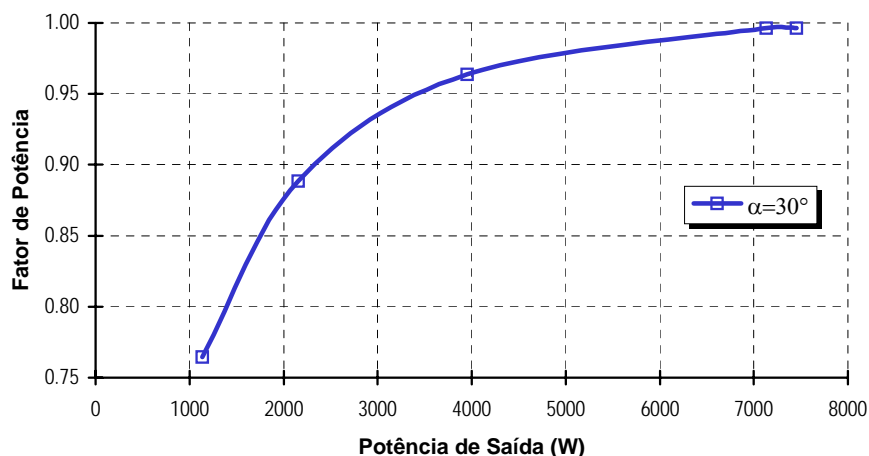


Figura 5-8 : Comportamento do Fator de Potência com a variação da Potência de Saída e mantendo-se o ângulo de condução fixo em 30° .

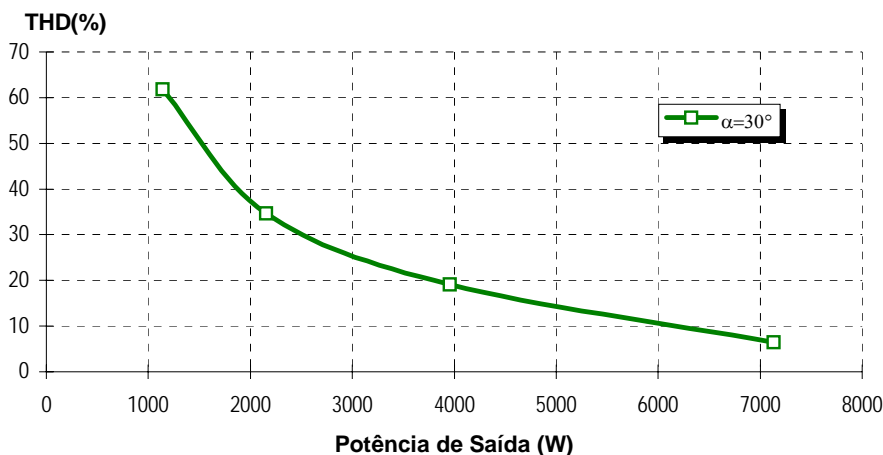


Figura 5-9 : Comportamento da Taxa de Distorção Harmônica com a variação da Potência de Saída e mantendo-se o ângulo de condução fixo em 30° .

5.3.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída

Através de uma comparação com o comportamento de um retificador trifásico clássico, é possível verificar que, no circuito em pauta, a atuação dos interruptores bidirecionais introduz uma etapa adicional de transferência de potência à carga. Isso pode ser facilmente comprovado, no caso do protótipo, através do procedimento usado durante os ensaios. No caso, iniciava-se cada um dos testes conectando-se o circuito à rede elétrica mas mantendo-se desligada a fonte auxiliar que alimentava o circuito de geração de pulsos. Quando se ligava o circuito de geração de pulsos, verificava-se que imediatamente a tensão de saída aumentava. Ou seja, no circuito em estudo tem-se em todas as condições de carga uma tensão de saída maior do que a que se teria num retificador trifásico convencional, sendo tal incremento resultado direto da ação dos interruptores bidirecionais. Tornou-se interessante verificar, frente a esta constatação, a influência do ângulo de condução na tensão de saída do circuito.

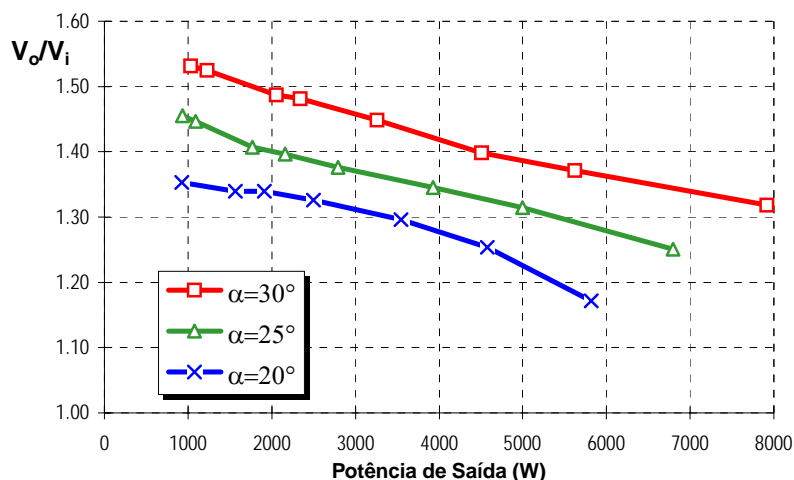


Figura 5-10: Característica de saída do primeiro protótipo, para ângulo de condução variável. Os pontos assinalam os valores de ensaio

A Figura 5-10 mostra três curvas características da tensão de saída do protótipo. Uma dessas curvas é a mesma já mostrada na Figura 5-7, obtida com $\alpha = 30^\circ$. As outras duas curvas foram obtidas ajustando-se manualmente o potenciômetro do circuito de geração de pulsos de *gate* de modo a se obter $\alpha = 25^\circ$ (correspondente a pulsos de 1,16 ms) e $\alpha = 20^\circ$ (pulsos de 926 μ s). Em todos os casos os pulsos de comando dos MOSFETs continuavam sincronizados com a tensão fase—neutro da respectiva fase e com início coincidente com a passagem por zero dessa tensão. Observa-se que as curvas correspondentes aos ângulos de condução de 25° e 20° são aproximadamente paralelas à curva anteriormente obtida para $\alpha = 30^\circ$.

Frente à constatação experimental de que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais exerce influência no valor da tensão de saída, surge a hipótese de se aproveitar tal característica do circuito de modo a se obter uma regulação dessa tensão. Voltando-se à Figura 5-10, é possível verificar que, considerando-se um determinado valor no eixo vertical para a relação das tensões, poderia se obter tal valor fixo através da adoção de diferentes valores para o ângulo de condução.

Tomando o ponto correspondente à potência máxima dos ensaios, obteve-se a tensão de saída igual a 291,5 V, usando-se $\alpha = 30^\circ$. Tomando-se este valor da tensão de saída como o “valor objetivo”, é possível mantê-lo fixo para cargas menores que 7,454 kW, simplesmente atuando-se sobre o ajuste do ângulo de condução. Para ilustrar tal possibilidade, efetuaram-se os ensaios descritos na Tabela 5-1. Ou seja, em cada condição de carga ajustou-se manualmente o ângulo de condução α de forma a se obter 291,5 V na saída do conversor, medindo-se o ângulo

de condução α , o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada resultantes.

Tabela 5-1: Valores obtidos com o ajuste manual da tensão de saída em 291.5 V.

Potência de Saída [W]	Ângulo de Condução α [°]	TDH da Tensão de Alimentação [%]	TDH da Corrente de Entrada [%]	Defasamento da Fundamental ϕ_1 [°]	Fator de Potência
522	15,34	2,39	67,96	9,07	0,8167
1048	17,28	2,75	40,05	13,16	0,9039
1517	18,14	2,68	35,42	4,01	0,9403
1892	19,01	2,76	27,38	4,58	0,9614
2529	21,60	3,06	19,48	3,21	0,9800
3777	24,19	3,40	13,17	0,86	0,9913
4998	28,51	3,95	8,52	0,93	0,9963
7454	30,00	3,94	6,56	-3,14	0,9964

Os resultados da Tabela 5-1 mostram que o comportamento do circuito em cargas mais baixas é melhor, nesta condição de tensão de saída fixa, do que o que foi verificado nos ensaios anteriores onde o ângulo de condução era fixo. Esta afirmação fica mais claramente ilustrada pelas Figuras 5-11 e 5-12, onde se expõe, respectivamente, o Fator de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada, tomando como dados os valores da Tabela 5-1.

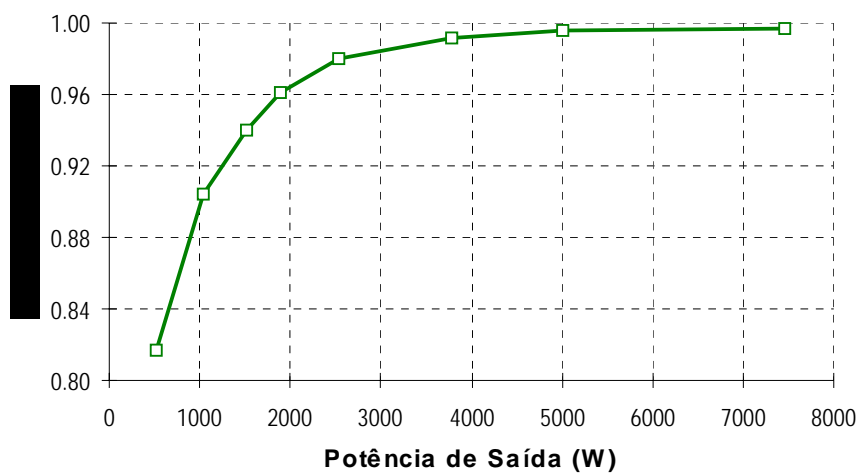


Figura 5-11: Fator de Potência do primeiro protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 291,5 V.

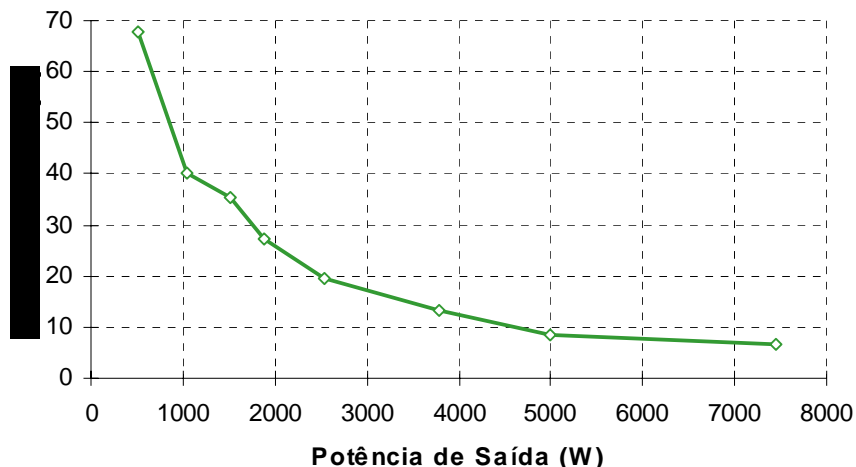


Figura 5-11: Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada do primeiro protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 291,5 V.

Tomando como exemplo a potência de saída de aproximadamente 1 kW e voltando-se à Figura 5-8, verifica-se que o Fator de Potência aumentou de 0,75 para cerca de 0,9 quando realizou-se o ajuste da tensão de saída através da atuação sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais. Da mesma forma, a Taxa de Distorção Harmônica, que era maior que 60 % para 1 kW na Figura 5-9, reduziu-se a aproximadamente 40 % para a mesma potência mostrada na Figura 5-11, quando se ajustou a tensão de saída em 291,5 V. Ou seja, ao se atuar sobre o ângulo de condução com a única preocupação de se manter a tensão de saída fixa no valor correspondente à carga nominal, automaticamente obteve-se uma melhoria significativa do comportamento do circuito com relação ao Fator de Potência e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada nas potências mais baixas. A Figura 5-12 mostra a tensão e a corrente de entrada na condição em que o retificador está fornecendo à carga uma potência de aproximadamente 1 kW. Nessa situação o ângulo de condução α estava ajustado em aproximadamente 17° , de modo a se ter a tensão de saída igual a 291,5 V. Apesar da corrente mostrada na Figura 5-12 se apresentar com Taxa de Distorção Harmônica de 40%, o Fator de Potência é superior a 0,9, ou seja, significativamente maior do que aquele que se teria em um retificador de igual potência sem qualquer técnica de correção do Fator de Potência.

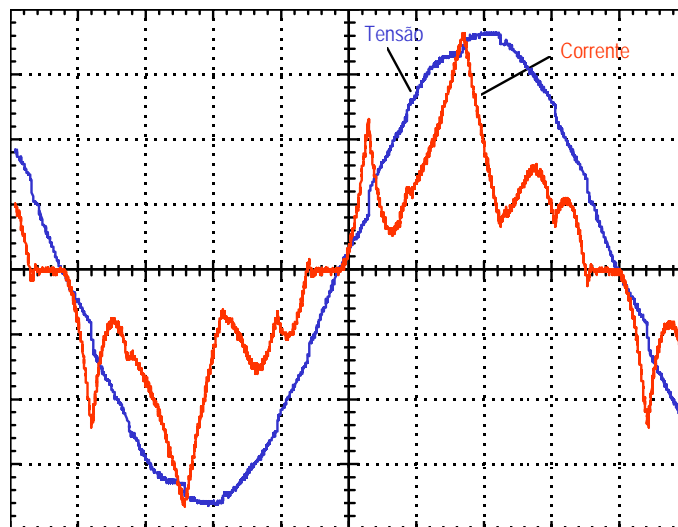


Figura 5-12: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de 1 kW.

Escalas: Tensão = 50 V/div; Corrente = 2 A/div; Tempo = 2 ms/div

Finalmente, na Figura 5-13 é mostrada a variação do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais, realizada através de ajustes manuais, de modo a se ter a tensão de saída do primeiro protótipo no valor igual a 291,5 V em todas as condições de carga ensaiadas. Verifica-se que o ajuste cuidadoso desse ângulo entre 15° e 30° resultou em tensão de saída regulada na faixa de potência de saída de 500 W a 7,4 kW.

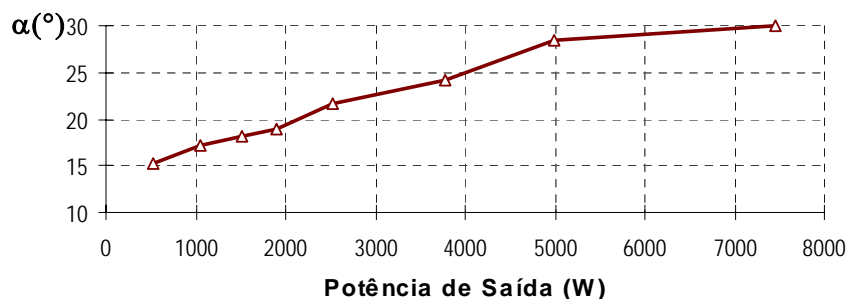


Figura 5-13: Resultados dos ajustes manuais sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais, realizados de modo a se obter tensão de saída constante nos ensaios do primeiro protótipo.

5.4. Projeto do Segundo Protótipo

A partir dos resultados animadores dos ensaios efetuados com o primeiro protótipo, foi proposta a construção de um segundo, com potência de saída nominal de 12 kW, baseado na topologia em estudo. O principal objetivo desse segundo protótipo foi verificar a possibilidade de se utilizar o retificador em um produto industrial.

As centrais de telefonia pública são dotadas de bancos de baterias conectados a unidades retificadoras que as mantêm permanentemente em regime de flutuação. A especificação

técnica 240-510-718 da TELEBRÁS [16] trata de unidades retificadoras com comando em alta frequência, alimentadas a partir da rede trifásica de 220 V (tensão fase—fase) onde se verifica a exigência de que tais unidades apresentem Fator de Potência superior a 0,92, para corrente de saída igual ou superior a 50 % da corrente nominal. As unidades retificadoras para telecomunicações tem tensão de saída nominal em 60 V, sendo que o valor padronizado mais elevado de corrente de saída é 200 A. Ou seja, tem-se para tais unidades uma potência máxima de saída de 12 kW, valor considerado bastante elevado para as técnicas de correção de Fator de Potência tradicionais. Tendo em vista que o retificador proposto poderá vir a ser usado como estágio de entrada em uma fonte para telecomunicações de 12 kW, considerou-se interessante estudar o desempenho do circuito nessa faixa de potência.

A topologia desse segundo protótipo é idêntica à usada anteriormente na construção do protótipo de 7,4 kW e já mostrada na Figura 4-1. Também nesse caso optou-se pela utilização de MOSFETs como elementos de comutação nos interruptores bidirecionais. Tem-se então as seguintes especificações básicas:

- Tensão de linha (tensão “fase—fase”) da alimentação trifásica: $V_i = 220\text{V}$
- Frequência da rede de corrente alternada: $f = 60\text{ Hz}$
- Potência de saída em corrente contínua: $P = 12\text{ kW}$

Da mesma forma como ocorreu no caso anterior, estes dados são suficientes para o dimensionamento dos componentes do circuito, conforme relacionado à seguir.

5.4.1. Tensão de Saída e Corrente Média na Carga Nominal

Como a tensão de linha da alimentação trifásica é a mesma do primeiro protótipo, o valor da tensão contínua de saída do retificador, com carga nominal, também é o mesmo já calculado com o a Equação 4-2:

$$V_o = 1,3366 V_i = 294,05\text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-2}$$

A corrente média na carga para a potência de saída de 12 kW, é obtida com a Equação 4-3:

$$I_o = \frac{P}{V_o} = 0,7482 \cdot \frac{P}{V_i} = 40,81\text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-3}$$

5.4.2. Indutores de Entrada

A indutância crítica do circuito é obtida com a Equação 4-4:

$$L = 3,8489 \times 10^{-2} \cdot \frac{(V_i)^2}{f \cdot P} = 2,58\text{ mH} \quad \text{Cf. Eq. 4-4}$$

Para efeitos práticos, será adotado 2,6 mH para o valor da indutância dos indutores de entrada L_a , L_b e L_c . Também neste caso os valores máximo e eficaz da corrente que flui por cada um desses indutores são calculados, respectivamente, com as Equações 4-6 e 4-9, já empregando-se o valor $L = 2,6$ mH:

$$I_{max(L)} = 3,7128 \times 10^{-2} \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 52,36 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-6}$$

$$I_{rms(L)} = 2,4121 \times 10^{-2} \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 34,02 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-9}$$

Tendo em vista a grande bitola dos fios necessários, devido ao elevado valor da corrente, os indutores foram fabricados por uma empresa que prestou apoio ao projeto. Também neste caso utilizou-se para os núcleos dos indutores chapas de aço—silício comuns, do mesmo tipo que as usadas em transformadores de fontes de alimentação convencionais. O ajuste final dos valores de indutância foi realizado no laboratório, através do mesmo método descrito anteriormente para o primeiro protótipo. Cada um dos indutores tem massa de aproximadamente 3,5 kg.

5.4.3. Componentes dos Interruptores Bidirecionais

Usando-se as mesmas equações do caso anterior, calcula-se os valores máximo, eficaz e médio da corrente que flui através de cada MOSFET utilizado nos interruptores bidirecionais:

$$I_{max(M)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 24,55 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{rms(M)} = 3,1996 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 4,51 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-14}$$

$$I_{med(M)} = 9,7614 \times 10^{-4} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 1,38 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-18}$$

A tensão entre os terminais *drain* e *source* durante os intervalos em que o MOSFET acha-se bloqueado é a mesma calculada para o primeiro protótipo:

$$V_{(M)} = \frac{V_o}{2} = 0,6683 \cdot V_i = 147,03 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Para os diodos usados na “ponte” retificadora dos interruptores bidirecionais, tem-se o valor máximo, eficaz e médio da corrente:

$$I_{max(Ds)} = 1,7410 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 24,55 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-11}$$

$$I_{rms(Ds)} = 2,2624 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 3,19 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-15}$$

$$I_{med(Ds)} = 4,8807 \times 10^{-4} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 0,69 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-19}$$

Foram escolhidos os seguintes componentes comerciais para cada um dos interruptores bidirecionais:

- Diodos **D_a**, **D_b**, **D_c** e **D_d**: *Semikron SK3G10*
- MOSFET **M**: *Advanced Power Technology APT6040BN*

Também neste caso cada MOSFET foi fixado a um pequeno dissipador de alumínio. Utilizou-se, em paralelo com cada MOSFET, um circuito tipo “*snubber*” idêntico ao que foi usado para o primeiro protótipo e que se encontra na Figura 5-1.

5.4.4. Diodos Retificadores

Os valores médio e eficaz da corrente que flui em cada um dos diodos retificadores principais do circuito são:

$$I_{med(D)} = 1,0341 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 14,58 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-24}$$

$$I_{rms(D)} = 1,6905 \times 10^{-2} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 23,84 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-22}$$

A tensão reversa sobre cada diodo é a mesma calculada para o primeiro protótipo:

$$V_{max(D)} = V_o = 1,3366 V_i = 294,05 \text{ V} \quad \text{Cf. Eq. 4-25}$$

Escolheu-se três diodos *Semikron SKR26/04* (catodo ligado ao invólucro metálico) para **D₁**, **D₂** e **D₃** e três diodos *SKN26/04* (anodo ligado ao invólucro metálico) do mesmo fabricante para **D₄**, **D₅** e **D₆**. Os três diodos *SKR26/04* foram fixados diretamente em um mesmo dissipador de alumínio, que ficou sendo assim o “barramento positivo” de saída em corrente contínua do retificador. O mesmo foi feito com os três diodos *SKN26/04* em um outro dissipador de alumínio, que se tornou assim o “barramento negativo” do retificador.

5.4.5. Circuito para Geração dos Sinais de Comando dos Interruptores

Utilizou-se o mesmo circuito de geração dos pulsos de comando dos MOSFETs que foi usado no primeiro protótipo.

5.4.6. Capacitores Eletrolíticos

O valor eficaz da corrente que flui em cada um dos capacitores eletrolíticos de saída, devido a ação dos interruptores, é:

$$I_{rms(C)} = 1,5998 \times 10^{-3} \cdot \left(\frac{V_i}{f \cdot L} \right) = 2,26 \text{ A} \quad \text{Cf. Eq. 4-26}$$

No tocante à tensão, cada um dos capacitores estará submetido a metade da tensão de saída do retificador, portanto aproximadamente 150 V.

De posse desses valores, foram escolhidos capacitores eletrolíticos produzidos pela empresa *Icotron*, com capacitância de 4500 μF e do tipo denominado “*computer grade*”. Como a tensão nominal de cada um deles é igual a 100 V, foram usados quatro desses capacitores ligados em série, com uma derivação no ponto médio. Tem-se assim uma capacitância resultante de 2250 μF para C_a e igual valor para C_b . Também neste caso foi ligado em paralelo com cada um dos capacitores eletrolíticos um resistor de fio de 1 k Ω , 10 W, com a finalidade de descarregar a energia armazenada em tais capacitores quando o protótipo estivesse desligado.

Um cuidado adicional que teve que ser tomado, frente a alta capacitância resultante, foi a limitação da corrente de partida do retificador. Estando os capacitores descarregados, a súbita energização do circuito faz com que seja possível a existência de correntes da ordem de centenas de ampères, que fluiriam através dos diodos retificadores e poderiam inutiliza-los.

A solução encontrada foi instalar, em série com os cabos de alimentação do circuito, um grupo de resistores limitadores de corrente. Aproximadamente um segundo após a energização do protótipo tais resistores são curto—circuitados, pois este pequeno intervalo de tempo já é suficiente para que os capacitores eletrolíticos se carreguem. No caso utilizou-se três resistores de 1,5 Ω , com potência de 20 W, acoplados a um contactor trifásico acionado por um circuito temporizado. Simulações realizadas em microcomputador mostraram que este arranjo permitia limitar a corrente de partida nos diodos retificadores a aproximadamente 66 A mesmo na pior situação, que seria a energização do circuito num instante tal que uma das fases estivesse com a amplitude máxima de tensão alternada. Tal valor de corrente situa-se dentro da faixa de segurança dos diodos SKN26/04 e SKR26/04.

5.5. Ensaio do Segundo Protótipo

Da mesma forma como se procedeu anteriormente, utilizou-se como carga um grupo de resistores de fio de baixo valor ôhmico e grande dissipação de potência, que podiam ser arranjados em diversas configurações de modo a abranger a faixa de potência de saída desejada.

Os equipamentos de ensaio também foram os mesmos. Nas cargas mais elevadas, a corrente de saída em corrente contínua foi medida com o auxílio de um resistor tipo *shunt*. As correntes de entrada em corrente alternada foram monitoradas com amperímetros ligados a transformadores de corrente.

5.5.1. Ensaio em Carga Nominal

Usando um arranjo de resistores que resultou em aproximadamente $7,6 \Omega$, obteve-se os seguintes valores com o segundo protótipo:

- Tensão de linha de alimentação: $V_i = 214 \text{ V}$
- Tensão de saída: $V_o = 296,1 \text{ V}$
- Corrente de saída: $I_o = 40,33 \text{ A}$

Com tais valores se calcula a potência de saída e a relação de tensões:

$$P = V_o \cdot I_o = 296,1 \times 40,33 = 11943 \text{ W} \quad \text{Eq. 5-3}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{296,1}{214} = 1,38 \quad \text{Eq. 5-4}$$

Na Figura 5-14 tem-se as formas de onda da tensão fase—neutro e da corrente de entrada em uma das fases, obtidas na condição de ensaio descrita. Note-se que, como a potência de saída está um pouco abaixo do valor nominal, não se atingiu a condição de “condução crítica” da corrente, já que é possível verificar que a forma de onda correspondente à corrente se anula com alguns graus em avanço com relação à passagem por zero da tensão.

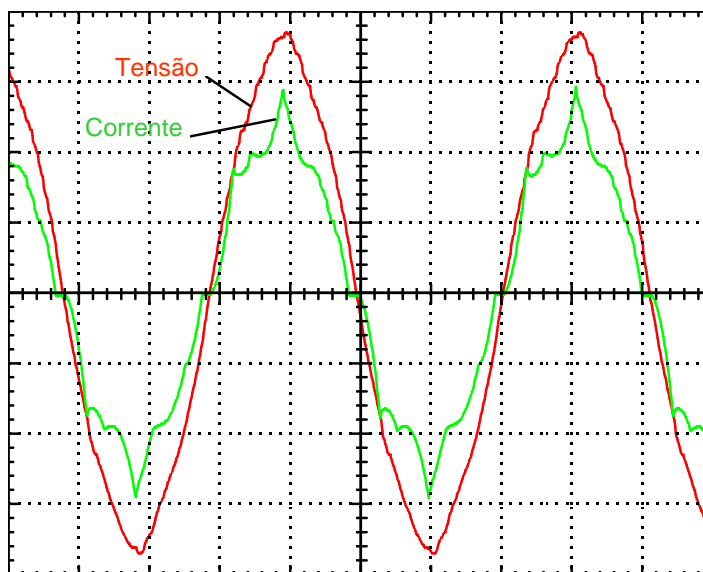


Figura 5-14: Corrente de entrada e tensão fase—neutro de alimentação para potência de saída de $11,9 \text{ kW}$ e $\alpha = 30^\circ$
Escala: Tensão = 50 V/div ; Corrente = 20 A/div ; Tempo = 4 ms/div

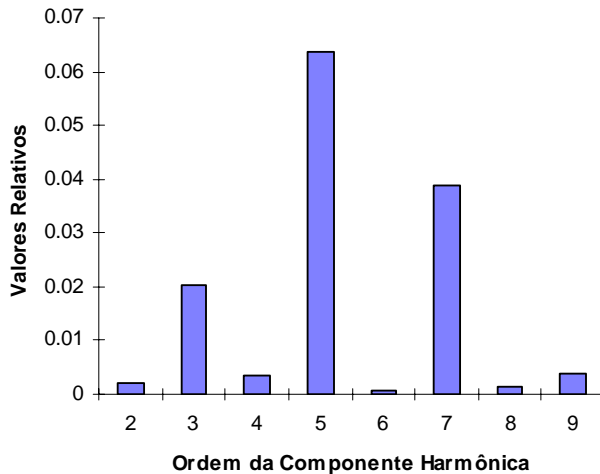
A análise harmônica da corrente de entrada apresentada na Figura 5-14 fornece os seguintes valores para a Taxa de Distorção Harmônica e para o ângulo da primeira harmônica em relação à tensão:

$$\text{TDH} = 10,54 \% \quad \varphi_1 = -1,89^\circ$$

Portanto, o Fator de Potência do segundo protótipo, nessas condições é:

$$(FP) = \frac{\cos(-1,89^\circ)}{\sqrt{1 + (0,1054)^2}} = 0,9940 \quad \text{Cf. Eq. 3-72}$$

A Figura 5-15 mostra, através de um gráfico de barras, o resultado da análise harmônica da corrente representada na Figura 5-14. Observa-se que a Taxa de Distorção Harmônica é superior àquela que foi medida no primeiro protótipo, mas mesmo assim o Fator de Potência resulta próximo à unidade.



*Figura 5-15:
Componentes harmônicas da corrente de entrada, em valores relativos à componente fundamental, para potência de saída de 11,9 kW.*

5.5.2. Característica de Saída

Na Figura 5-16 mostram-se os resultados obtidos em ensaios com diversos valores de carga e utilizando-se ângulo de condução dos interruptores bidirecionais nos valores de 30°, 25° e 20°. Da mesma forma como já havia sido visto para o primeiro protótipo, é evidente pelos resultados obtidos que o ângulo de condução exerce influência significativa na tensão de saída do retificador. Isto posto, utilizou-se na seqüência o mesmo procedimento adotado nos ensaios do primeiro protótipo, ou seja, ajustou-se manualmente a tensão de saída no valor correspondente à carga nominal, pela atuação sobre o potenciômetro que controlava o período dos pulsos retangulares enviados aos MOSFETs dos interruptores bidirecionais.

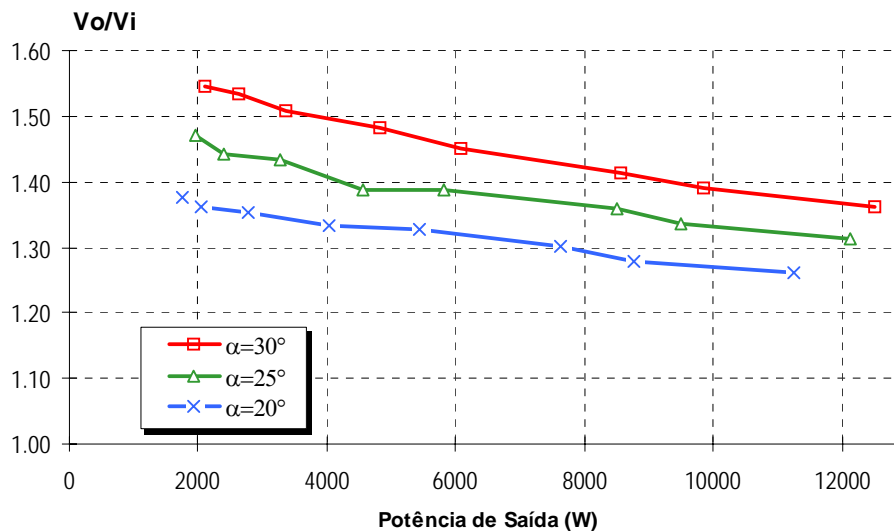


Figura 5-16: Característica de saída do segundo protótipo.

5.5.3. Utilização do Ângulo de Condução para Regulação da Tensão de Saída

Para verificar o uso do ângulo de condução dos interruptores bidirecionais (α) como variável de controle para a regulação da tensão de saída, adotou-se como “valor objetivo” da tensão de saída 294 V, que é o valor teórico do circuito em sua condição nominal. Assim, para cada arranjo de carga, ajustou-se manualmente o ângulo de condução com a única preocupação de manter-se a tensão de saída fixa neste valor. É óbvio que, por outro lado, deve-se prestar atenção nestes ensaios para que a tensão de entrada permaneça razoavelmente constante em todas as medições, de modo a se ter resultados consistentes. Na falta de uma fonte de tensão trifásica regulada com a potência necessária para o ensaio, optou-se pela realização desses ensaios em horários nos quais havia pouca atividade na universidade, verificando-se então que a tensão de linha da alimentação trifásica permanecia praticamente constante em 215 V. Isto posto, mostra-se na Figura 5-17 o comportamento obtido quanto ao Fator de Potência do segundo protótipo, ao se manter a tensão de saída fixa através de tais ajustes manuais no ângulo de condução dos interruptores bidirecionais. De mesma forma, a Figura 5-18 expõe os resultados obtidos, nestes mesmos ensaios, quanto a Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de uma das fases. Verifica-se, nessas figuras, que o presente protótipo apresenta um comportamento muito semelhante ao primeiro.

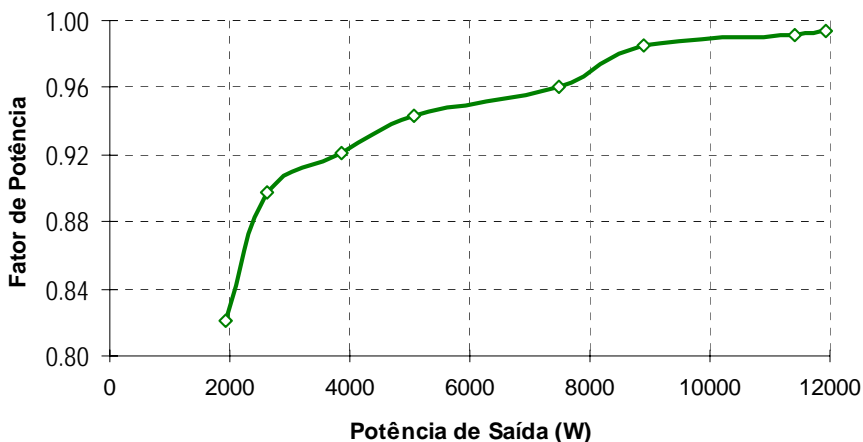


Figura 5-17: Fator de Potência do segundo protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 294 V.

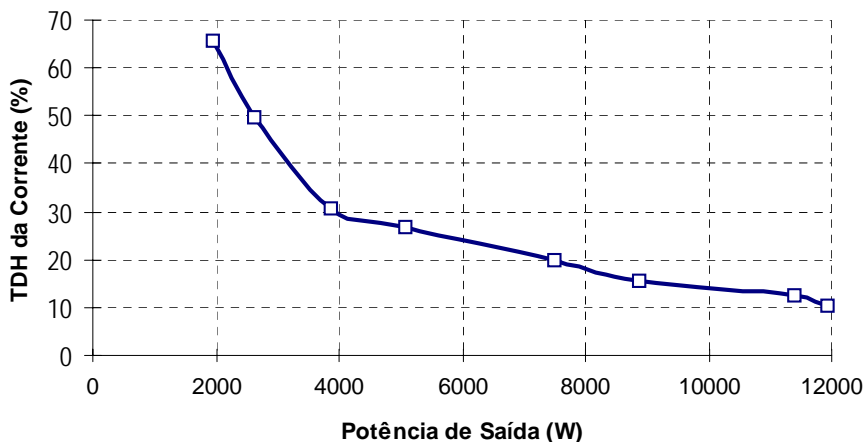


Figura 5-18: Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada de uma das fases do segundo protótipo, mantendo-se a tensão de saída fixa em 294 V.

Finalmente, a Figura 5-19 mostra que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais foi ajustado entre aproximadamente 15° e 30°, dentro da faixa de potência de 2 kW a 12 kW, de modo a manter a tensão de saída regulada no valor desejado.

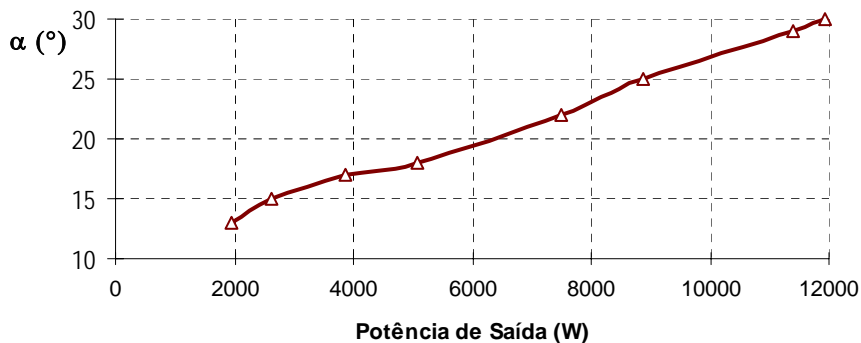


Figura 5-19: Resultados dos ajustes manuais sobre o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais do segundo protótipo, realizados de modo a se obter tensão de saída fixa em 294 V.

5.6. Conclusões

A construção dos protótipos permitiu comprovar, através de resultados práticos, a viabilidade da utilização do circuito proposto na construção de retificadores trifásicos de elevada potência. As equações obtidas para o projeto são facilmente aplicadas à prática, sendo que os valores experimentais são muito próximos daqueles previstos pela análise matemática.

Verificou-se em ambos os protótipos que o ângulo de condução dos interruptores bidirecionais exerce nítida influência no valor da tensão de saída do retificador. Desta maneira, tal parâmetro pode ser usado como variável de controle de forma a se obter regulação da tensão de saída para uma ampla faixa de potência. Este tipo de regulação, realizado nos ensaios dos protótipos de forma manual, revelou ainda que traz benefícios no tocante ao Fator de Potência do circuito e à Taxa de Distorção Harmônica da corrente de entrada, em comparação com a situação na qual mantém-se o ângulo de condução fixo. Ou seja, a implementação de um sistema realimentado que tenha como objetivo manter a tensão de saída regulada estará automaticamente fazendo com que o comportamento do circuito quanto ao Fator de Potência e à Taxa de Distorção Harmônica seja melhor do que o que se teria no mesmo retificador sem tal regulação de tensão.