

DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM RETIFICADOR DE CORRENTE MICROCONTROLADO PARA PROCESSOS INDUSTRIAIS

Hendriks Delesposte Paulino
Instituto Federal do Espírito Santo, CEP
29932-540, São Mateus-ES
Brasil
e-mail: hendriks@click21.com.br

Domingos Sávio Lyrio Simonetti
Universidade Federal do Espírito Santo,
CEP 29075-910, Vitória-ES
Brasil
e-mail: d.simonetti@ele.ufes.br

José Luiz de Freitas Vieira
Universidade Federal do Espírito
Santo, CEP 29075-910, Vitória-ES
Brasil
e-mail: j.vieira@ele.ufes.br

Resumo - Este artigo apresenta o desenvolvimento e a implementação de um conversor de alta corrente, controlado por microcontrolador, baseado no retificador de meia onda hexafásico. Um algoritmo de controle da corrente de carga do conversor foi desenvolvido em linguagem de montagem. O algoritmo implementa um controlador proporcional integral, PI, o qual controla a corrente de saída atuando no comando de disparo de tiristores. Foi construído um protótipo de laboratório de 6kW de potência máxima, com corrente de saída retificada de 300A e tensão média de 20V. Comparações entre resultados experimentais e resultados de simulações apontam que o modelo matemático utilizado foi adequado para a modelagem do conversor.

Palavras-Chave - Controle microprocessado, conversor CA-CC e retificação de alta corrente.

DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF A MICROCONTROLLED HIGH CURRENT RECTIFIER FOR INDUSTRIAL PROCESS

Abstract - This work shows a development and implementation of a high current rectifier based on the double star rectifier configuration. The proposed rectifier is controlled by a microcontroller. A routine, which controls the rectified load current, was written in assembly language. This routine implements a PI controller that generates a thyristor gate signal that controls the current flux in the converter's input. A prototype of 6kW power and 300A current capability was build. Comparisons between the experimental and simulated results show that the mathematical model used to predict the rectifier behavior was adequate.

Key-Words - Microprocessed control, AC-DC converter and high current rectifier.

NOMENCLATURA

$I_{dc}(z)$	Corrente média na carga.
$V_L(\alpha)$	Tensão média na carga.
α	Ângulo de disparo.

V_p	Tensão de pico no enrolamento secundário do transformador.
K_p	Ganho proporcional do controlador.
K_i	Ganho integral do controlador.
T	Período de amostragem.

I. INTRODUÇÃO

Existe uma grande variedade de processos industriais que utilizam corrente elétrica contínua da ordem de centenas a milhares de ampéres. Como exemplos desses processos, que necessitam de alta corrente elétrica retificada, podem ser citados a calcinação de coque, a galvanoplastia, a redução eletrolítica de alumínio, fornos a arco elétrico e a geração de plasma [1], [2]. O conversor CA / CC que fornece corrente elétrica para esses processos é chamado no meio industrial de retificador de corrente. Sua topologia é tipicamente composta por um transformador, que adapta a tensão da rede elétrica ao nível de tensão requerido pelo processo, e um estágio de retificação. Adicionalmente o retificador de corrente pode apresentar alguns elementos de controle, os quais são utilizados quando o processo industrial requer que o retificador de corrente mantenha a corrente ou a tensão de saída CC controlada ou, pelo menos, entre um intervalo [3], [4].

Diversas topologias clássicas de circuitos, utilizando chaves do tipo SCR (*silicon controlled rectifiers*), têm sido empregadas ao longo dos anos na retificação e controle de corrente alternada. Configurações de circuitos retificadores trifásicos empregando SCR's como a ponte de GRAETZ ou a retificação trifásica de meia onda são alternativas na geração de corrente elétrica retificada, porém uma topologia de circuito, por apresentar menor perda nas chaves, tem uso mais difundido na geração de altas correntes CC. Essa topologia conhecida como duplo estrela, ou retificação hexafásica de meia onda é um sistema retificador de 6 pulsos que tem um transformador trifásico com dois enrolamentos secundários ligados em estrela que operam em paralelo. Tiristores ligados no secundário do transformador realizam a retificação e controle da corrente CC da carga [5]. A Figura 1 ilustra o circuito de retificação.

Apesar das vantagens da retificação de meia onda hexafásica, sobre outras estruturas de retificação de 6 pulsos trifásicas, sua aplicação ainda é limitada pelo fato da corrente de carga ser dividida por apenas seis SCR's que estão no secundário do transformador. Dependendo da magnitude da corrente na carga, um único SCR pode não ser capaz de conduzir sua parcela de corrente. Associar SCR's em paralelo contorna o problema, mas pode-se criar outro como

Artigo submetido em 16/11/2009. Revisões em 06/02/2010 e 10/04/2010. Aceito para publicação em 11/04/2010 por recomendação do editor Fernando L. M. Antunes.

a distribuição desigual de corrente entre os tiristores em paralelo [6].

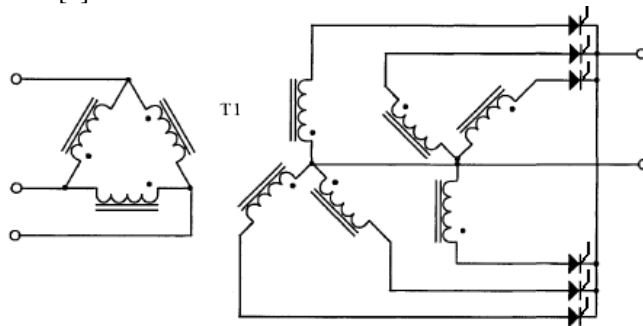


Fig. 1. Retificação hexafásica de meia onda ou duplo estrela.

Nesse trabalho é proposta uma topologia de circuito de retificação e controle de corrente cujos elementos de controle da corrente, os SCR's, estão localizados no primário do transformador, onde a tensão suportada pelas chaves é maior, mas a corrente manipulada é bem menor se comparada com a corrente no enrolamento secundário do transformador. No enrolamento secundário do transformador, diodos fazem a retificação da corrente na carga. A topologia proposta combina as características dos gradadores de controlar a intensidade da corrente elétrica e o baixo custo dos diodos de alta corrente se comparado ao custo dos SCR's de alta corrente.

Apesar da proposta de circuito conter mais chaves que a retificação de meia onda hexafásica, no caso diodos no secundário em vez de tiristores, acredita-se que em altas correntes retificadas o custo baixo dos diodos comparados aos tiristores justifica o uso da estrutura, a qual não perdeu a característica de controle da corrente na carga, pois utiliza SCR's na entrada do transformador manipulando correntes de pelo menos dezenas a centenas de vezes menores do que a corrente no secundário do transformador [7].

Neste artigo apresenta-se o desenvolvimento e a implementação dessa proposta de retificador que utiliza os SCR's no primário do transformador, os quais são controlados e disparados por um microcontrolador. Um algoritmo de controle da corrente de carga do retificador foi desenvolvido em linguagem de montagem, o qual, a partir de um controlador proporcional integral, controla a corrente de saída do retificador, pela atuação no comando do disparo dos tiristores. Foi construído um protótipo de laboratório de 6kW de potência máxima, com corrente de saída de 300A e tensão de saída retificada de 20V. Comparações entre resultados experimentais e resultados de simulações apontam que o modelo matemático utilizado foi adequado para a modelagem do retificador de corrente.

II. OPERAÇÃO DO RETIFICADOR DE CORRENTE

O retificador proposto tem SCR's como elemento de controle da corrente elétrica. Esses tiristores ligados em antiparalelo compõem variadores de tensão CA ou gradadores, os quais ficam localizados no enrolamento primário do transformador, onde as correntes elétricas possuem menor intensidade se comparadas às correntes no enrolamento secundário. A Figura 2 ilustra o diagrama de blocos do retificador de corrente desenvolvido.

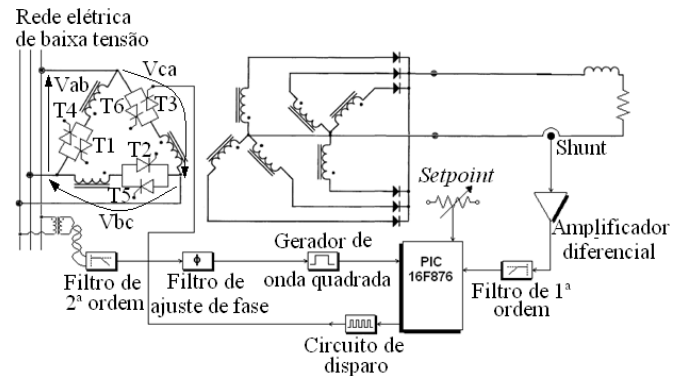


Fig. 2. Diagrama de blocos do retificador de corrente desenvolvido.

O gradador tem a função de variar a tensão eficaz na entrada do transformador, a partir da tensão da rede elétrica. Essa variação de tensão provoca na saída do retificador a diodos uma variação da tensão média CC. Com isso, tem-se uma dependência da tensão média CC na saída do retificador a diodos com o ângulo de disparo dos gradadores.

Na saída do retificador a diodos foi inserido um indutor de 0,5mH em série com a carga, o qual faz com que o *ripple* da corrente seja reduzido, e o retificador de corrente tenha a característica de fonte de corrente. O valor da indutância é escolhido em função do nível de *ripple* da corrente admissível na carga.

O ângulo de disparo do gradador é determinado por um algoritmo de controle executado pelo microcontrolador da Microchip, o PIC16F876. O ângulo é calculado e definido pela estratégia de controle, no caso um controlador PI, com base na referência de corrente imposta por um potenciômetro, bem como pelo valor da corrente de carga amostrada pelo microcontrolador.

Maiores detalhes de projeto do conversor como dimensionamento do transformador, SCR e diodos podem ser encontrados em [1].

III. CIRCUITOS DE INTERFACE

As variáveis elétricas manipuladas pelo microcontrolador são obtidas e controladas com o auxílio de três circuitos, os quais fazem a interface do microcontrolador com os gradadores, a tensão da rede elétrica, e a corrente de saída no resistor de carga.

O circuito de sincronização mostrado na Figura 3 é composto pelas seguintes etapas: filtro de 2º ordem, filtro de ajuste de fase e comparador/gerador de onda quadrada. Este circuito de interface fornece ao microcontrolador um sinal que está em sincronia com a tensão da rede elétrica. Com esse sinal de sincronia o microcontrolador pode enviar corretamente o sinal de disparo dos gradadores. O ângulo de disparo é determinado a partir do cruzamento por zero da tensão da rede elétrica. A cada ocorrência deste evento, o sinal de sincronia causa no microcontrolador uma interrupção na execução da rotina principal. No caso da rede elétrica trifásica, as interrupções são geradas no microcontrolador por três sinais de sincronia S1, S2 e S3 correspondentes a cada fase. A Figura 3 apresenta os componentes do circuito de sincronização de uma das fases da rede elétrica, enquanto a Figura 4 ilustra a tensão da rede elétrica e os sinais de interrupção gerados pelo circuito [8].

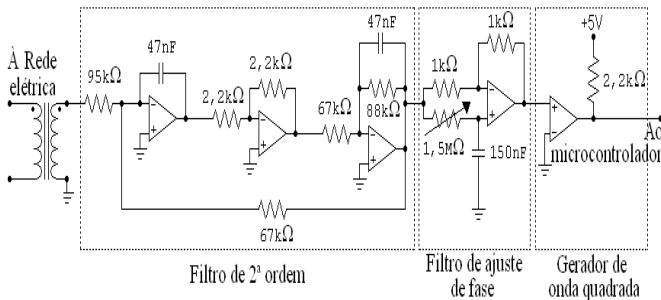


Fig. 3. Circuito eletrônico que filtra, conforma e atrasa a tensão da rede elétrica gerando o sinal de interrupção.

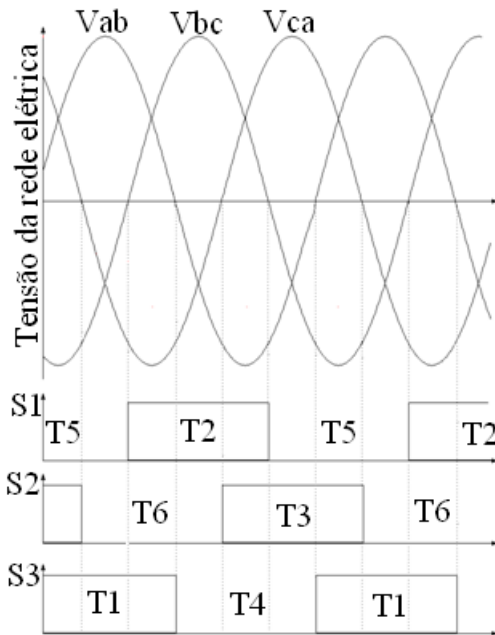


Fig. 4. Sinais de interrupção S1, S2 e S3 gerados pelo circuito da Figura 3.

Na Figura 4 destaca-se a seqüência de disparo dos tiristores T1, T2, T3, T4, T5 e T6, os quais estão identificados na Figura 2. Em um dado instante de tempo apenas um tiristor está conduzindo corrente elétrica.

A Figura 5 mostra o circuito de amostragem da corrente retificada na carga. O sinal de corrente de carga é amostrado através de um resistor shunt. Após ser amplificado e filtrado o sinal de corrente é direcionado ao microcontrolador, o qual o digitaliza e o utiliza no algoritmo de controle [9].

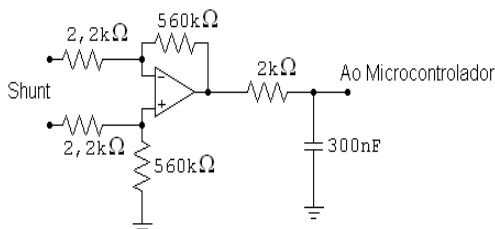


Fig. 5. Circuito de amplificação e filtragem do sinal de corrente na carga.

O circuito de disparo dos tiristores é mostrado na Figura 6. Este circuito adapta o sinal proveniente do microcontrolador proporcionando um nível adequado de corrente para o disparo dos tiristores. Além disso, o circuito

provê a isolamento elétrica ao microcontrolador, além de proporcionar pulsos na frequência de 20kHz para assegurar o disparo dos tiristores [8].

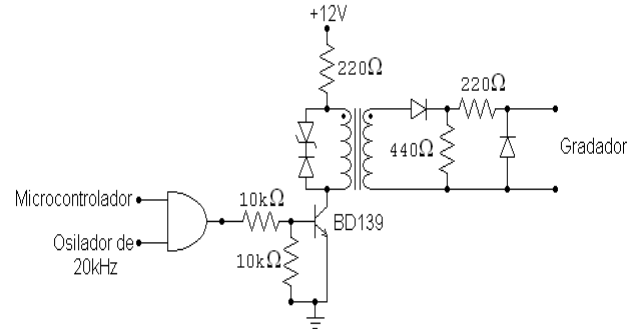


Fig. 6. Circuito de disparo que amplifica o sinal de corrente e isola o microcontrolador do circuito de potência.

IV. MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA DE CONTROLE

A topologia do retificador de corrente proposto com gradador no primário do transformador e com retificação a diodos no secundário exibe formas de onda de tensão e corrente na carga que são idênticas às formas de onda em uma carga de um retificador que utiliza uma ponte controlada de GRAETZ convencional.

O equacionamento da tensão média na carga do protótipo, parte da hipótese que ele pode ser modelado como uma ponte de GRAETZ controlada. Por isso, utiliza-se o modelo matemático apresentado em [10], no qual a retificação a tiristores é modelada por um amostrador de ordem zero e um ganho variável que depende do ângulo de disparo dos tiristores. O diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada é apresentado na Figura 7.

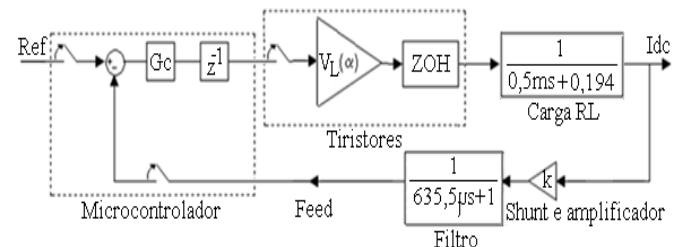


Fig. 7. Diagrama de blocos do sistema de controle em malha fechada.

A equação em malha aberta que representa o comportamento da corrente média na carga discretizada no tempo é determinada pela equação (1) a seguir:

$$I_{dc}(z) = V_L(\alpha) \cdot Z \left\{ \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194} \right\} \quad (1)$$

O termo $Z\{ \}$ denota transformada Z da função entre as chaves [11]. A tensão média na saída dos retificadores em função do ângulo de disparo é determinada por uma função cossenoidal, equação (2). Esta expressão exibe um comportamento não linear da tensão média com o ângulo de disparo.

$$V_L(\alpha) = \frac{3 \cdot V_p}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (2)$$

Sendo α o sinal de controle, este deve ser linearizado antes de ser enviado aos tiristores pelo microcontrolador. A linearização é feita através de uma tabela de arco cosseno armazenada em memória EEPROM do microcontrolador [12]. O sinal de controle SC linearizado obedece à equação (3).

$$SC = \cos^{-1}(\alpha) \quad (3)$$

O sinal de controle linearizado vai fazer com que a tensão média de saída dependa apenas de α e não mais de um termo $\cos(\alpha)$. A corrente média na carga I_{dc} em malha aberta com o sinal de controle linearizado é então dada pela equação (4).

$$I_{dc}(z) = \frac{3V_p}{\pi} \cdot SC(z) \cdot Z \left\{ \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194} \right\} \quad (4)$$

A equação em malha fechada discretizada no tempo do sinal de controle $SC(z)$ se relaciona com os sinais de realimentação, Feed, e referência, Ref, pela equação (5) a seguir:

$$SC(z) = z^{-1} \cdot G_c(z) \cdot [Ref(z) - Feed(z)] \quad (5)$$

Por sua vez o sinal de realimentação é dado pela equação (6).

$$Feed(z) = Z\{I_{dc}(s)\} \cdot Z \left\{ \frac{0,04}{635,5 \cdot 10^{-6}s + 1} \right\} \quad (6)$$

Substituindo as equações (5) e (6) na equação (4) resulta na equação (7) que é a função de transferência discreta no tempo do sistema de controle em malha fechada.

$$\frac{I_{dc}(z)}{Ref(z)} = \frac{\frac{3V_p}{\pi} \cdot z^{-1} \cdot G_c(z) \cdot Z \left\{ \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194} \right\}}{1 + \frac{3V_p}{\pi} \cdot z^{-1} \cdot G_c(z) \cdot Z \left\{ \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-3}s + 0,194} \right\} \cdot \left(\frac{0,04}{635,5 \cdot 10^{-6}s + 1} \right)} \quad (7)$$

Os parâmetros do controlador PI, proporcional e integral, implementado pelo microcontrolador, foram sintonizados utilizando o método do lugar das raízes e do diagrama de bode. A equação do controlador no domínio do tempo contínuo (8) foi discretizada utilizando a aproximação *backward Euler* o que resultou na equação (9) [11].

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (8)$$

$$G_c(z) = K_p + \frac{TK_i}{z-1} \quad (9)$$

A saída do controlador $SC(z)$ é o sinal de controle linearizado e processado pelo microcontrolador, o qual utilizou como entrada o sinal de erro, $Erro(z)$. A equação (10) mostra a relação entre entrada e saída do controlador.

$$G_c(z) = \frac{SC(z)}{Erro(z)} \quad (10)$$

Substituindo a equação (9) em (10) e realizando algumas manipulações algébricas resulta na equação (11) do sinal de

controle que deve ser calculado pelo algoritmo do microcontrolador para a execução do controle PI [13].

$$SC(z) = SC(z)z^{-1} + K_p Erro(z) + (TK_i - K_p) Erro(z)z^{-1} \quad (11)$$

V. O PROGRAMA DE CONTROLE

Existem três conjuntos de rotinas que compõem o programa de controle. O conjunto de rotinas do programa principal, o conjunto de rotinas que identificam os eventos que geram interrupção na execução do programa principal e o conjunto de rotinas que tratam os eventos que geraram interrupção.

O programa principal tem por funções inicializar os periféricos do microcontrolador, detectar se a seqüência de fases é positiva ou negativa, processar o sinal de controle, detectar e sinalizar os eventos que possam causar funcionamento inadequado do retificador de corrente, como a saturação do sinal de controle. O fluxograma da Figura 8 ilustra a ordem na qual as funções são executadas, bem como os testes feitos pelas rotinas.

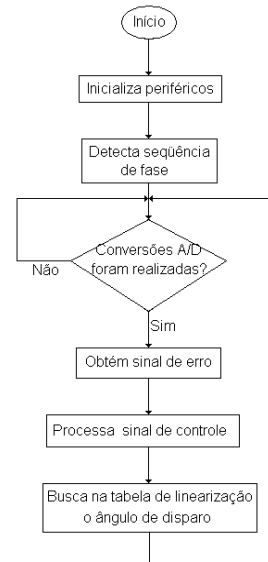


Fig. 8. Fluxograma das funções que compõem o programa principal.

Durante a execução do programa principal ocorrem eventos como estouro na contagem de temporizadores, finalização de conversões A/D e mudança de níveis de tensão que geram interrupções na execução do programa principal. O fluxograma da Figura 9 descreve o procedimento da rotina de interrupção que identifica os eventos que geraram a interrupção. Quando uma interrupção, na execução do programa principal, é gerada, a rotina de interrupção realiza testes lógicos em bits de determinados registradores do microcontrolador com o intuito de identificar o evento que gerou a interrupção. Quando o evento é então identificado a rotina de interrupção executa o conjunto de rotinas que trata o evento identificado.

O primeiro teste realizado pela rotina de interrupção é se houve interrupção de fase. A interrupção de fase ocorre quando a polaridade da tensão sobre um gradador se inverte, ou seja, houve um cruzamento por zero de tensão. Como se tem três fontes de sinal que geram esse tipo de interrupção,

os sinais de sincronia S1, S2 e S3, tem-se uma interrupção de fase a cada 1/6 do período da rede elétrica, o que resulta em uma frequência de interrupções de fase de 360Hz. Esta frequência no evento de interrupção de fase é utilizada como base para desencadear outros eventos como: conversão A/D dos sinais de realimentação de corrente e de referência.

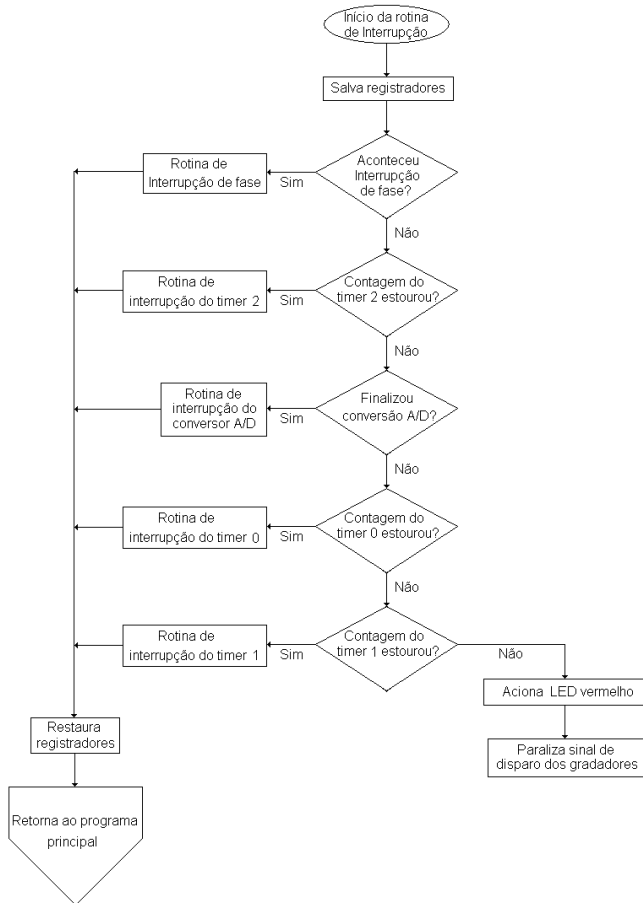


Fig. 9. Fluxograma da rotina que identifica o evento que gerou interrupção.

Quando ocorre uma interrupção de fase as funções contidas no fluxograma da Figura 10 são executadas. A rotina de interrupção de fase obtém, a partir de uma tabela de disparo de tiristores, qual o tiristor a ser disparado. Em seguida carrega no registrador do temporizador 2 um valor binário, que corresponderá ao ângulo de disparo do tiristor. Tal valor binário foi obtido na execução do programa principal, quando foi processado o sinal de controle. Adicionalmente a rotina de interrupção de fase inicia a conversão A/D da referência de corrente (*setpoint*).

O fluxograma da Figura 11 ilustra as funções realizadas pela rotina Interrupção do *timer 2*, a qual trata a interrupção na execução do programa principal causada pelo estouro na contagem do temporizador 2. O início deste evento de interrupção indica que o tiristor deve ser disparado, já que no registrador do temporizador 2 foi carregado um valor binário que corresponde ao ângulo de disparo de um tiristor (identificado na rotina de interrupção de fase). Além de disparar o tiristor correto com o ângulo de disparo especificado, a rotina Interrupção do *timer 2* estabelece o intervalo de duração do sinal de disparo em 10°. O

desligamento do sinal de disparo é tratado pela rotina de interrupção do *timer 1*. Um valor binário que corresponde à largura do sinal de disparo foi carregado no registrador do temporizador 1, o qual no final da contagem desabilita o sinal de disparo.

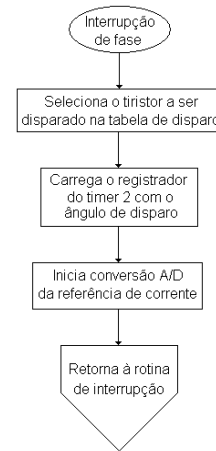


Fig. 10. Fluxograma da rotina que trata o evento que causou interrupção de fase.

A conversão A/D da referência de corrente (*setpoint*), iniciada pela rotina de interrupção de fase é tratada pelas rotinas contidas no fluxograma da Figura 13. Quando uma conversão A/D terminar, a rotina de interrupção do conversor A/D realiza um teste com o intuito de verificar se a conversão realizada foi da referência de corrente (*setpoint*) ou do sinal de realimentação (*feedback*). No caso da conversão ter sido da referência de corrente, a rotina de interrupção do conversor A/D configura o temporizador *timer 0* para gerar uma interrupção em 20µs. Quando o temporizador *timer 0* gerar a interrupção, ele também iniciará uma nova conversão A/D que é a do sinal de realimentação. Esse atraso de 20µs entre as conversões dos sinais de realimentação e da referência de corrente é necessário, pois o canal pelo qual a conversão A/D é realizada foi alterado do canal da referência de corrente para o canal da realimentação. Toda vez que essa alteração de canal ocorre, um atraso de 20µs deve ser introduzido entre as conversões para evitar transitórios de tensão [14].

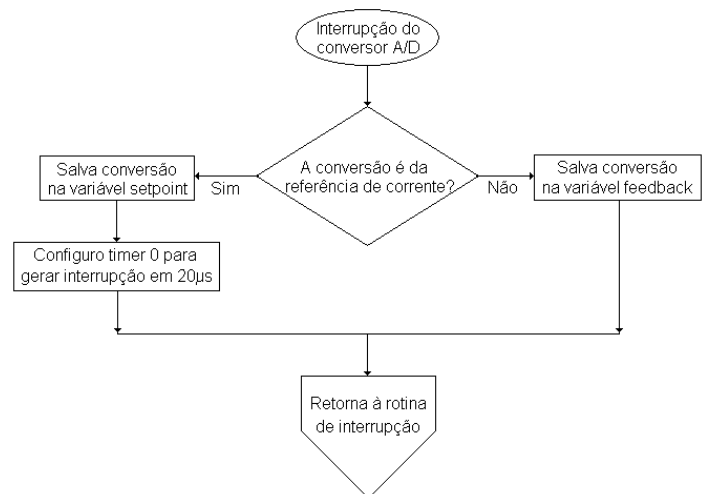


Fig. 13. Fluxograma da rotina que trata a interrupção do término de uma conversão A/D.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DE SIMULAÇÃO

São apresentados nessa seção os resultados experimentais da resposta dinâmica e de regime permanente, obtidos a partir da operação do conversor proposto. Os resultados experimentais foram comparados com resultados obtidos por simulação do modelo matemático realizado no software Matlab 7.0 da MathWorks. As formas de onda foram capturadas com o auxílio de um osciloscópio de fabricação Tektronix modelo TDC3012 e uma sonda de corrente também de fabricação Tektronix modelo A6303. O fator de potência e a DHT (distorção harmônica total) da corrente elétrica de entrada do conversor foram medidas com o auxílio de um analisador de potência de fabricação Voltech modelo PM3000A.

Foram realizados cinco experimentos com o objetivo de averiguar a resposta dinâmica do conversor, bem como atestar sua regulação de corrente.

Os ensaios realizados foram:

- resposta a um degrau de corrente de 0 a 35A;
- mudança de referência de corrente de 55A para 90A;
- mudança de referência de corrente de 90A para 55A;
- comutação de carga de $0,19\Omega$ para $0,29\Omega$ sob corrente fixa de 55A;
- comutação de carga de $0,29\Omega$ para $0,19\Omega$ sob corrente fixa de 55A.

Os gráficos desses cinco ensaios estão ilustrados nas figuras 15, 16, 17, 18 e 19. Cada figura contém dois gráficos, onde o Gráfico A refere-se ao resultado da simulação do modelo matemático e o Gráfico B ao resultado da operação do retificador. A sintonia dos parâmetros do controlador PI utilizada nos cinco experimentos foi ganho $K_p=27/64$ e ganho $K_i=1215/16$.

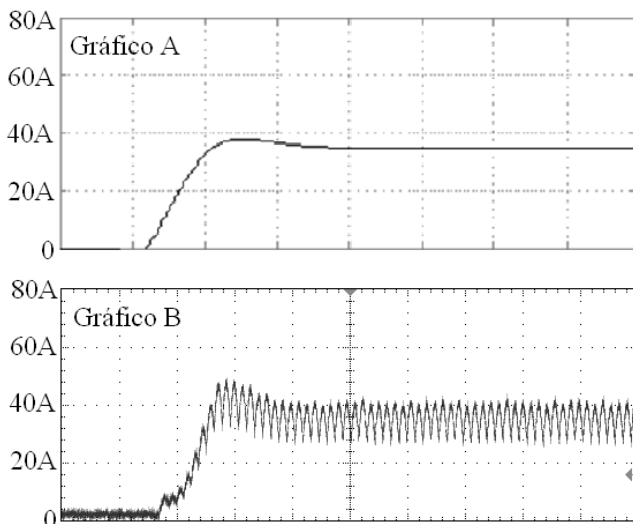


Fig. 14. Resposta dinâmica do retificador de corrente à mudança de 0 para 35A na referência de corrente. Escala (Hor.: 12,5ms/div.) gráfico (a) e (Hor.: 10ms/div.) gráfico (b).

Analisando a Figura 14, constata-se que o modelo matemático previu com boa aproximação o sobre-sinal,

overshoot, e o tempo de acomodação da corrente de carga. O gráfico (a) é referente à simulação do modelo matemático enquanto o gráfico (b) ilustra a evolução da corrente na carga do retificador quando se muda a referência do controlador de 0 para 35A.

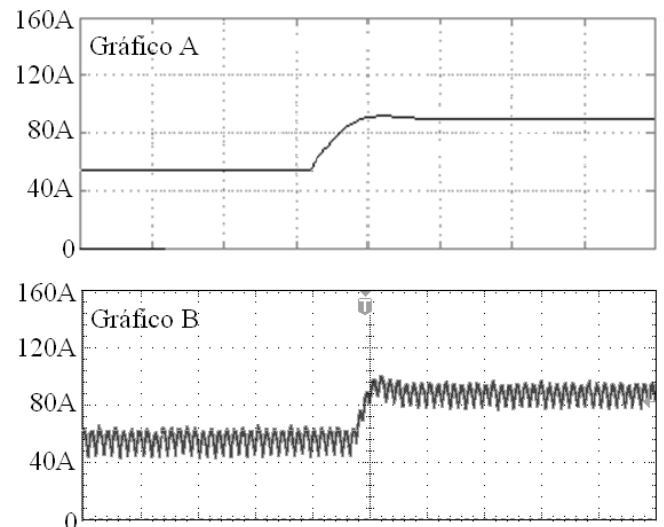


Fig. 15. Resposta do retificador de corrente à mudança de 55A para 90A na referência de corrente. Escala (Hor.: 25ms/div.) gráfico (a) e (Hor.: 20ms/div.) gráfico (b).

A Figura 15 mostra no gráfico (a) o resultado da simulação enquanto o gráfico (b) mostra a evolução da corrente na carga do retificador quando se muda a referência de corrente de 55A para 90A.

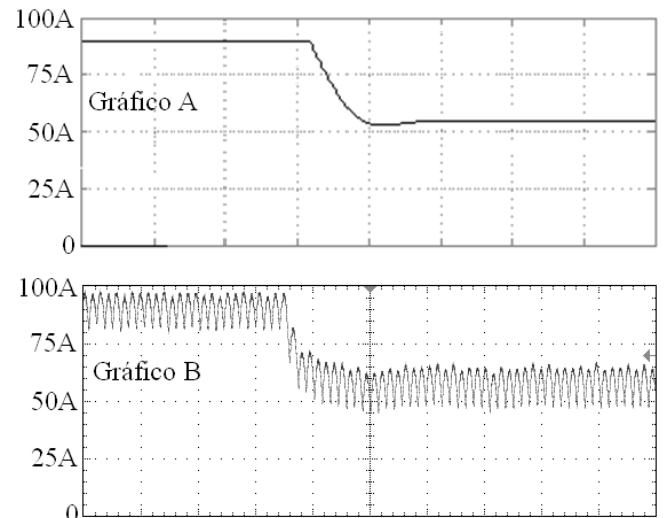


Fig. 16. Resposta dinâmica do retificador de corrente à mudança de 90A para 55A na referência de corrente. Escala (Hor.: 25ms/div.) gráfico (a) e (Hor.: 20ms/div.) gráfico (b).

A Figura 16 mostra o resultado da simulação do modelo e da operação do protótipo fazendo-se uma mudança de 90A para 55A na referência do controlador da corrente retificada na carga. Novamente obtém-se uma boa predição do modelo sobre a resposta inversa, *undershoot*, da corrente na carga, bem como do seu tempo de acomodação.

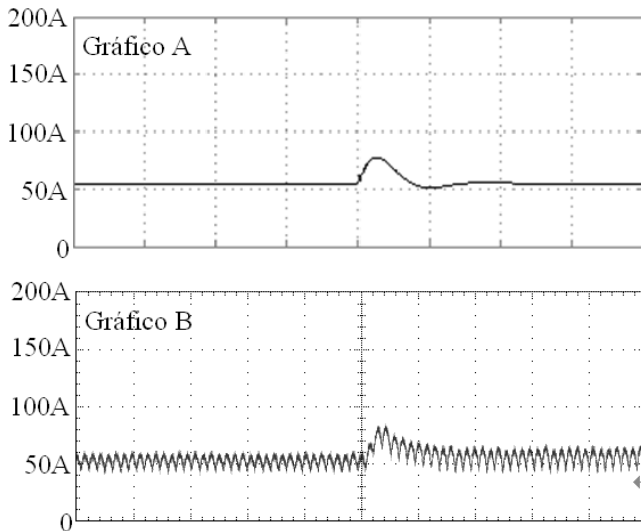


Fig. 17. Reação do retificador de corrente à comutação de carga de 0,29Ω para 0,19Ω sob corrente fixa de 55A. Escala (Hor.: 25ms/div.) gráfico (a) e (Hor.: 20ms/div.) gráfico (b).

As Figuras 17 e 18 mostram o comportamento da corrente ao se fazer uma comutação de carga na saída do retificador. No ensaio representado pela Figura 17 um banco de resistores é ligado em paralelo com um banco de 0,29Ω compondo uma resistência equivalente de 0,19Ω. Com a diminuição da resistência na carga percebe-se pela Figura 17 a tendência no aumento da corrente retificada, já que a resistência diminuiu. Porém o controlador PI atuando sobre o ângulo de disparo dos gradadores na entrada do conversor, corrige a corrente retificada para o *setpoint* de 55A. Por sua vez a Figura 18 mostra a evolução da corrente na carga quando o banco de resistores é chaveado novamente, mas dessa vez o mesmo é desligado do barramento da resistência de carga. Isso se reflete em um aumento da resistência equivalente na carga de 0,19Ω para 0,29Ω. Com o aumento da resistência a tendência da corrente é diminuir, porém o controlador PI atua no ângulo de disparo dos gradadores trazendo novamente a corrente de saída retificada para o *setpoint* de 55A.

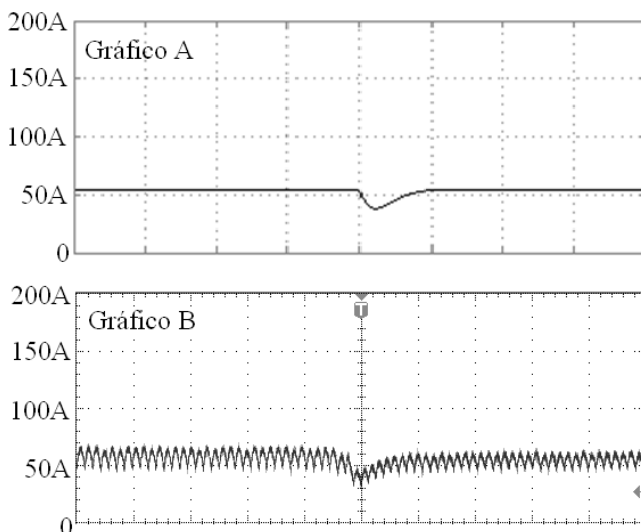


Fig. 18. Reação do retificador de corrente à comutação de carga de 0,19Ω para 0,29Ω sob corrente fixa de 55A. Escala (Hor.: 25ms/div.) gráfico (a) e (Hor.: 20ms/div.) gráfico (b).

Além dos ensaios do comportamento dinâmico da corrente elétrica na carga, também foram realizados ensaios em regime permanente. Estes ensaios foram obtidos com o protótipo do retificador de corrente operando com uma referência fixa de corrente de 100A, utilizando um banco de resistores de 0,19Ω em série com um indutor de 0,5mH. O protótipo foi testado com um terço da corrente máxima que é de 300A, por não haver carga disponível que proporcionasse o valor máximo de corrente. As Figuras 19 e 20 mostram a corrente e a tensão sobre um dos diodos da retificação. Por sua vez as Figuras 21 e 22 apresentam a corrente e tensão sobre um tiristor do gradador. Comparando as Figuras 19 e 21, as quais mostram o gráfico da corrente elétrica no diodo e no SCR respectivamente, percebe-se que o SCR está operando com uma corrente de pico de quase 7,5A enquanto o diodo opera com uma corrente de pico superior a 100A. Esse resultado ilustra a vantagem, no conversor proposto, de se utilizar o controle de corrente no enrolamento primário do transformador onde a amplitude da corrente elétrica é bem menor em relação ao enrolamento secundário.

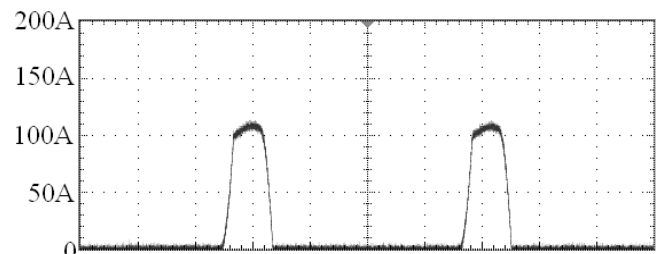


Fig. 19. Corrente em um diodo da retificação (Hor.: 4ms/div.).

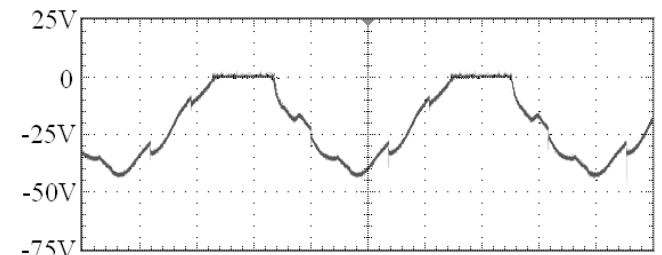


Fig. 20. Tensão em um diodo da retificação (Hor.: 4ms/div.).

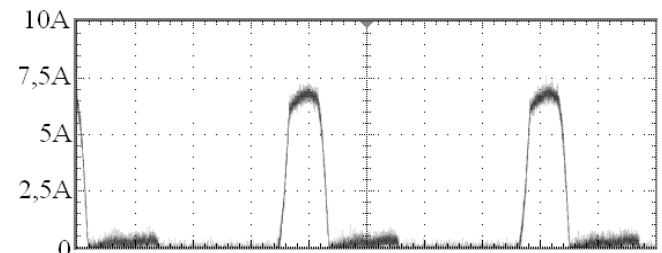


Fig. 21. Corrente em um SCR do gradador (Hor.: 4ms/div.).

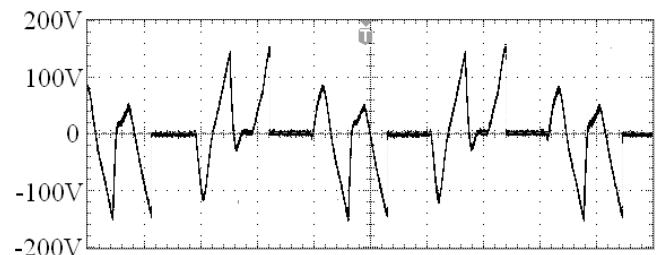


Fig. 22. Tensão sobre um SCR do gradador (Hor.: 4ms/div.).

A Figura 23 mostra a variação do rendimento do conversor bem como do fator de potência de entrada em função da potência ativa de saída. No ensaio que resultou nos dados da Figura 23, a corrente elétrica na carga foi fixada em valores determinados começando em 20A com incrementos de 10A chegando até ao máximo de 100A. Para cada valor fixado de 20A até 100A media-se a potência ativa de entrada, a potência ativa de saída do conversor (na carga) e o fator de potência. Analisando a Figura 23, percebe-se que o fator de potência 0,95 e o rendimento do conversor 90% são elevados, entretanto ambos dependem do *setpoint* de corrente fixado. Como a corrente na carga depende do ângulo de disparo dos gradadores, o fator de potência e o rendimento também estão em função do ângulo de disparo.

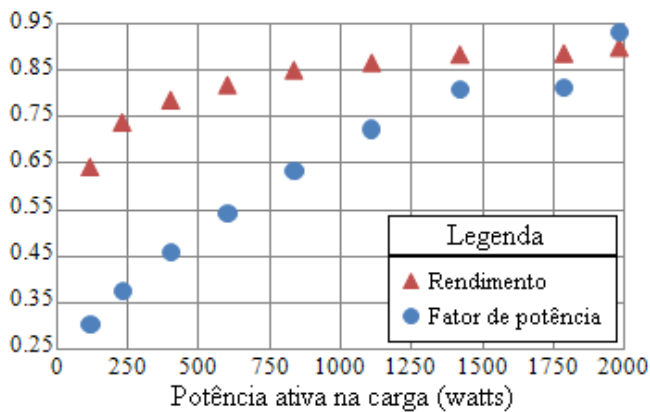


Fig. 23. Rendimento e fator de potência do conversor em função da potência ativa de saída.

A Figura 24 mostra a tensão de linha da rede elétrica, bem como a corrente de linha de entrada do conversor construído. A DHT medida da corrente de linha foi de 27%, na condição de operação do conversor em 100A. Nessa condição de operação a DHT da tensão de linha também foi medida e seu máximo valor foi de 3,5%.

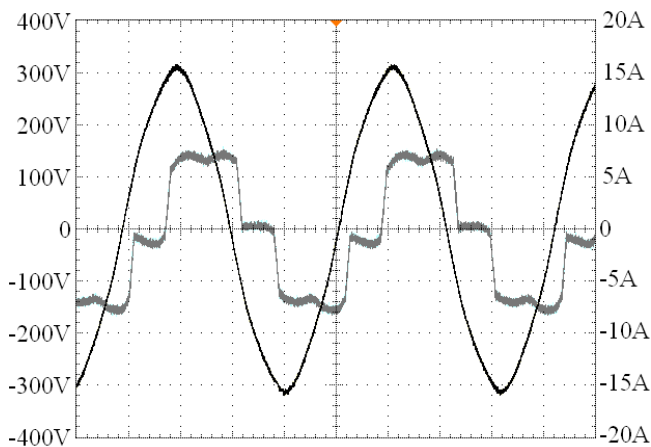


Fig. 24. Corrente e tensão de linha na entrada do conversor (Vert.: 5A/div.; Hor.: 4ms/div.) gráfico da corrente e (Vert.: 100V/div.; Hor.: 4ms/div.) gráfico da tensão senoidal.

VII. CONCLUSÃO

Neste trabalho descreve-se o desenvolvimento e a implementação de um retificador de corrente controlada por microcontrolador. Um conversor, baseado na retificação

hexafásica de meia onda, foi proposto. Esse conversor possui tiristores do tipo SCR como elementos de controle da corrente retificada. Os tiristores, no entanto, não se encontram no enrolamento secundário de um transformador exercendo a função de retificação, como no retificador hexafásico. No conversor proposto os tiristores controlam a tensão eficaz na entrada de um transformador. A partir do enrolamento secundário do transformador, diodos realizam então a retificação. Como os elementos de controle de corrente operam no enrolamento primário do transformador onde a tensão é mais alta, porém a corrente mais baixa, acredita-se que o conversor proposto oferece vantagens sobre outras topologias de retificação em aplicações que exigem alta corrente elétrica controlada.

O transformador e os circuitos eletrônicos de interface com o microcontrolador foram projetados e implementados. O programa de controle foi desenvolvido em linguagem de montagem (*Assembly*), o qual realiza um controle PI da corrente retificada na carga.

A sintonia do controlador PI foi realizada a partir de um modelo matemático de retificadores tiristorizados. Tal modelo prevê o comportamento dinâmico do retificador de corrente de forma satisfatória, como demonstrado pelos resultados experimentais obtidos. Pequenas discrepâncias entre o modelo matemático e o resultado experimental obtido são explicadas em [10]. O SCR foi modelado como um amostrador de ordem zero. Um amostrador, entre dois instantes de amostragem, mantém a tensão de saída fixa. O SCR, entretanto, após o disparo não mantém a tensão de saída constante, ela tem um *ripple* devido à corrente de saída ser retificada. Esse efeito pode ser minimizado com o aumento da indutância de saída com a finalidade de diminuir o *ripple*. Outro fator que altera a resposta do modelo em relação ao protótipo é a frequência de amostragem. No modelo matemático a taxa de amostragem é fixa. No protótipo ela também é, pois o controlador amostra a corrente de saída em intervalos regulares, entretanto em uma situação de transiente na corrente de carga o ângulo de disparo dos tiristores não é constante. Dependendo do valor da corrente de saída o próximo tiristor a ser disparado, em uma sequência de disparo, pode ter um ângulo maior ou menor que o ângulo de disparo do tiristor anterior. Isso faz com que os tiristores não amostram a tensão da rede em intervalos regulares, apesar do controlador digital o fazer.

O retificador proposto tem fator de potência máximo próximo de 0,95 e a distorção harmônica da corrente elétrica de entrada está em torno de 27%. Os valores de distorção harmônica e de fator de potência variam em função do ângulo de disparo dos tiristores. O rendimento do conversor, cerca de 90%, também não é constante, ou seja, também é função do ângulo de disparo.

Esforços futuros podem ser empregados no desenvolvimento de retificadores que forneçam alta corrente elétrica CC com um alto fator de potência, baixa distorção harmônica de corrente e com um alto rendimento sem que esses parâmetros variem com o ponto de operação do retificador. Soluções chaveadas já estão sendo aplicadas na geração de alta corrente CC [3], [4], no entanto seu uso é restrito a aplicações que requeiram tensões da ordem de centenas de volts, pois o rendimento de retificadores

chaveados em baixa tensão é menor do que o rendimento dos retificadores tiristorizados. Os retificadores a tiristores tratam-se de tecnologia bem estabelecida, e sua grande robustez faz com que eles sejam a escolha preferida nas plantas industriais [1], [2], [3].

O desenvolvimento de métodos de filtragem das correntes harmônicas introduzidas pelos retificadores tiristorizados na rede elétrica também é um importante tema merecedor de esforços em pesquisa e desenvolvimento dado a grande difusão desse tipo de retificador [15].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. D. Paulino, “Desenvolvimento e implementação de um conversor microcontrolador com corrente média de saída CC regulada para processos industriais.”, Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2009.
- [2] L. C. Gomes de Freitas, et al, “Um Novo Retificador Trifásico Híbrido Multipulsos com Elevado Fator de Potência”, *Eletrônica de Potência – SOBRAEP*, vol. 10, nº 2, pp. 17-24, Novembro 2005.
- [3] J. R. Rodríguez, et al, “Large Current Rectifiers: State of the Art and Future Trends”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 738-745, June 2005.
- [4] E. J. Dede, “On the Design of a High Current Power Supply for Superconducting Magnet”, in *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 1996, pp. 894.
- [5] C. W. Lander, “*Eletrônica Industrial: teoria e aplicações*”, Makron Books, 2ª Edição, São Paulo, 1996.
- [6] E. P. Moraes and W. Kaiser, “Current Distribution in Paralel Semiconductor High Current Rectifiers – Real Case Studies”, in *Proc. of COBEP*, vol. 02, pp. 930-935, 2007.
- [7] B. Singh, et al, “Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 260-281, January 2008.
- [8] P. C. Tang, et al, “Microprocessor-Based Design of a Firing Circuit for Three-Phase Full-Wave Thyristor Dual Converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IF-29, no. 1, pp.67-73, February 1982.
- [9] S. R. Ball, “*Analog Interfacing to Embedded Microprocessors: Real World Design*”, Elsevier, 2ª Edição, USA, 2001.
- [10] R. H. Millan, J. P. Sucena-Paiva, L. L. Freris, “Modelling of controlled Rectifiers in Feedback Systems”, *IEEE Transaction on Power Applications*, vol. PAS-93, no.1, pp167-175, July 1974.
- [11] R. C. Dorf, R. H. Bishop, “*Modern Control Systems*”, Addison-Wesley, 8ª Edição., California-USA, 1998.
- [12] R. J. Hill, F. L. Luo, “Current Source Optimization in AC-DC GTO Thyristor Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-34, no. 4, pp.475-482, November 1987.
- [13] G. Olivier, V. R. Stefanovic, “Thyristor Current Source with an Improved Power Factor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. IE-29, no.4, pp.299-307, November 1982.
- [14] MICROCHIP. *PICmicro: Mid-Range MCU family reference manual*. USA: Microchip, 2001.
- [15] J. Dixon, et al, “Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, Issue: 12, pp.2144-2164, December 2005.

DADOS BIOGRÁFICOS

Hendriks Delesposte Paulino possui graduação em Engenharia de Computação (2005) e mestrado em Engenharia Elétrica (2009) pela Universidade Federal do Espírito Santo. Atualmente é professor do Instituto Federal do Espírito Santo. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: controle microprocessado e retificadores de alta corrente.

Domingos Sávio Lyrio Simonetti possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo (1984), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1987) e doutorado em Eletrônica Industrial pela ETSII - Universidad Politécnica de Madrid (1995). Atualmente é Professor Associado da Universidade Federal do Espírito Santo, Revisor de periódico da Eletrônica de Potência (Florianópolis), Revisor de periódico da IEEE Transactions on Industrial Electronics, Revisor de periódico da IEEE Transactions on Power Electronics e Revisor de periódico da SBA. Sociedade Brasileira de Automática (0103-1759). Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Sistemas Elétricos de Potência. Atuando principalmente nos seguintes temas: Conversores Ac-Dc, Conversores Sepic Trifásicos, Correção do Fator de Potência, Pré-Reguladores de Fator de Potencia, Retificação Com Alto Fator de Potência.

José Luiz de Freitas Vieira possui graduação em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Espírito Santo (1981), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (1986) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (1993). Atualmente é professor titular da Universidade Federal do Espírito Santo. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, Sistemas e Controles Eletrônicos, atuando principalmente nos seguintes temas: conversor com comutação não dissipativa, reator eletrônico, correção do fator de potência, conversores CC-CC e controle microprocessado.

