

SISTEMA DE CONTROLE DE UMA FONTE DE CORRENTE CC DE 300 A COM ESTABILIDADE MELHOR QUE 0,01% *

José Antenor Pomilio*, Daniel Wisnivesky** e Antonio Carlos Lira
Laboratório Nacional de Luz Síncrotron - LNLS - CP. 6192, 13081-970, Campinas, SP
*DSCE/FEE/UNICAMP **IFGW/UNICAMP

RESUMO - Construiu-se uma fonte de corrente contínua de 300 A, 18 kW para alimentação de magnetos. Suas principais características são: variação da corrente média, ondulação e repetibilidade inferiores a 30 mA e desvio térmico menor que 0,001%/°C. A topologia é uma associação em série de um retificador a tiristores e um conjunto de fontes chaveadas, operando em Modulação por Limites de Corrente. O controle do retificador é subordinado ao das fontes chaveadas. Devido às características de transferência não-lineares do retificador e da interface entre o controle das fontes chaveadas e o retificador, são buscados modelos para estudar a estabilidade global do sistema. Através de funções descritivas de não-linearidades analisam-se a operação das fontes chaveadas e as instabilidades do sistema. Verifica-se a capacidade de rejeição de transitórios rápidos na rede e a realização de rampeamentos de corrente, necessários à operação da fonte.

Palavras Chaves: Fontes Chaveadas, Fonte de Corrente Contínua, Retificador Controlado

A High Stability 300 A DC Current Power Supply Control System

ABSTRACT - A 300A, 18kW, DC current power supply was developed to feed magnets. The mean current variation, ripple and repeatability error are less than 30mA. The thermal drift is less than 0,001%/°C. The topology is a series association of a 6 pulse SCR bridge and a set of switched mode power supplies (SMPS), controlled by Current Limit Modulation. Using a master-slave control strategy (the SMPS as the master) the SMPS duty-cycle determines the SCRs firing angle. A non-linearity describing function is used to study the SMPS behavior. To analyze the whole system

stability, the other non-linear elements (the SMPS-rectifier interface and the rectifier transfer characteristics) are modeled. It is verified the system ability to reject mains disturbances and to track current references.

Keywords: Switched-mode power supply, DC current power supply, SCR, Rectifier

1 - INTRODUÇÃO

O LNLS é um laboratório do CNPq que tem por fim construir uma fonte de radiação síncrotron nas faixas de ultravioleta de vácuo e raio-x, para aplicações em pesquisa básica e aplicada. Tal radiação é obtida a partir de um feixe de elétrons relativísticos que circula em um anel, sob ultra-alto vácuo. A órbita fechada é garantida por magnetos dipolares que realizam a deflexão do feixe de elétrons (Gonçalves da Silva *et alli*, 1988). A fonte de corrente que alimenta tais magnetos deve possuir elevada estabilidade de valor médio, mínima ondulação, pequeno desvio térmico e confiável repetibilidade, mantendo-se um erro inferior a 0,01% em relação à máxima corrente. É preciso ainda que a corrente varie numa razão de 1:11,5 para acompanhar o aumento da energia dos elétrons de 100 MeV (injeção do feixe no anel) até 1,15GeV (armazenamento).

O protótipo construído fornece até 300 A e alimenta uma carga de 18 kW (1 magneto). O máximo erro de corrente admissível é de 30 mA. Este trabalho analisa o sistema de controle empregado no protótipo e que será utilizado também no equipamento final (que será de 270 kW).

* - Artigo submetido em 21/12/92

1ªrevisão 12/5/93

2ªrevisão 04/06/93

Aceito por recomendação do editor consultor Prof.Dr. Edson H. Watanabe

2 - A TOPOLOGIA

A topologia utilizada pela Fonte de Corrente dos Dipolos do Anel (FDA) é uma associação em série de um retificador controlado com um conjunto de fontes chaveadas (figura 1) operando com MLC - Modulação por Limites de Correntes. O retificador é responsável por fornecer a grande parte da potência exigida pela carga, sendo as fontes chaveadas responsáveis pela garantia do desempenho exigido (Pomilio, Wisnivesky e Lira, 1991), sendo alimentadas com uma tensão baixa em relação à do retificador. O circuito proposto usa um conjunto de fontes chaveadas modulares, de modo que cada uma forneça uma fração da corrente total. Tal implementação visa minimizar problemas de perdas e de interferência decorrentes da comutação das chaves semicondutoras. O acionamento deste conjunto de fontes é sequencial, isto é, quando o sistema de controle determina que os transistores devem ser ligados, o sinal do comando para cada módulo é enviado a intervalos de cerca de 1µs entre cada um, de modo que a entrada (e, posteriormente, a saída) em condução dos transistores não é simultânea. As indutâncias de equalização de corrente colocadas à saída de cada módulo funcionam como um divisor de tensão durante as mudanças de estado das chaves, fazendo com que a tensão aplicada à carga apresente uma forma trapezoidal com reduzido dv/dt , como se observa na figura 2. Caso se aplicasse uma tensão com elevada taxa de variação, as capacitâncias parasitas da carga seriam excitadas, produzindo uma ressonância com as indutâncias do circuito, o que conduziria à presença de uma corrente oscilante com amplitude significativa pelo circuito nos momentos posteriores ao chaveamento. Esta corrente ressonante poderia produzir níveis significativos de interferência eletromagnética irradiada, dada sua elevada frequência e os longos cabos utilizados na alimentação. Os transistores contam ainda com circuitos de ajuda à comutação, reduzindo-lhes as perdas e a taxa de variação da tensão em seus terminais.

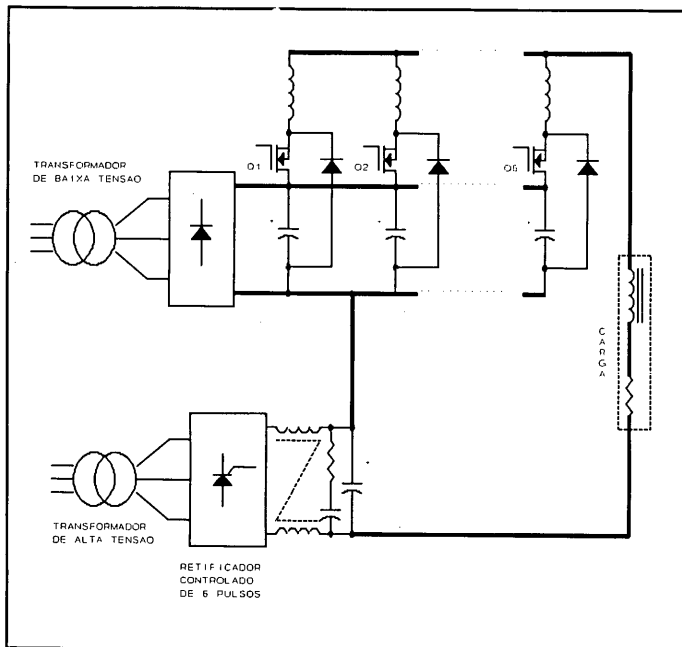


Figura 1 - Topologia Básica Utilizada

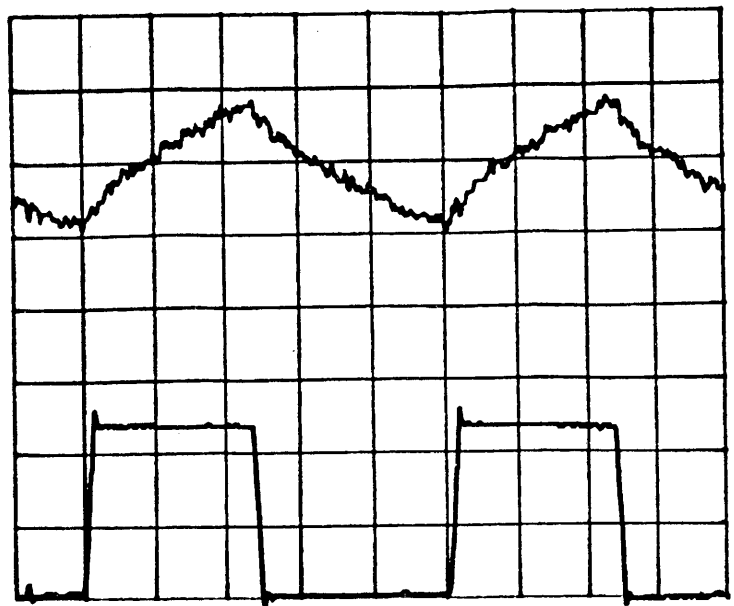


Figura 2 - Formas de onda obtidas no protótipo: 100µs/div
traço superior: Ondulação de corrente (10mA/div)
traço inferior: Tensão de saída das fontes chaveadas(5V/div)

3 - O CONTROLE DAS FONTES CHAVEADAS

A técnica de MLC estabelece os limites máximo e mínimo da corrente, mantendo fixa a ondulação da corrente, sendo a frequência e o ciclo de trabalho dependentes de parâmetros do sistema e da corrente da carga. Possui inerente rejeição a variações na tensão de alimentação e na carga (Pomilio e Wisnivesky, 1990). A frequência de operação, considerando quadrado o pulso de tensão e linear a variação da corrente, é dada por:

$$f = \frac{L \cdot \Delta I}{(R \cdot I_o - V_r) [1 - (R \cdot I_o - V_r) / V]} \quad (1)$$

R : resistência da carga

V : tensão de alimentação das fontes chaveadas

L : indutância da carga

V_r : tensão de saída do retificador

I_o : corrente média da carga

ΔI : ondulação da corrente

O ciclo de trabalho das fontes chaveadas é:

$$\delta = (R \cdot I_o - V_r) / V \quad (2)$$

O instante de chaveamento é determinado por um comparador com histerese. O sinal de entrada do comparador é obtido do amplificador do erro instantâneo de corrente. Os amplificadores são também filtros passa-baixas cuja função é limitar o efeito de ruídos residuais de alta frequência presentes na corrente (produzidos por indutâncias e capacitâncias

parasitas do sistema). Pode-se analisar um comparador com histerese por meio de uma função descritiva da não linearidade (Ogata, 1970):

$$N = \frac{V_1}{Y} |\Phi| \quad (3)$$

N : função descritiva da não-linearidade

V_1 : amplitude da 1ª harmônica da onda de saída do comparador com histerese

Y : amplitude do sinal de entrada do comparador com histerese

Φ : defasagem entre Y e V_1

Neste caso, como sinal de saída, considera-se a tensão aplicada à carga pelas fontes chaveadas levando-se em conta, adicionalmente, o atraso entre a mudança de estado do comparador e a aplicação da tensão à carga. Para uma largura da janela de histerese ΔX , a função N é:

$$N = \frac{2 * V}{\pi * Y} | -[\pi + \arcsen(\Delta X / 2Y)] | \quad (4)$$

A intersecção do diagrama polar de $-1/N$ com o diagrama determinado pelos elementos lineares do circuito, $G(j\omega)$, (incluindo a carga e uma função linearizada para o atraso) se dá na frequência de chaveamento do circuito. A figura 3 mostra ambos diagramas polares interceptando-se em 1,95 kHz, para $\Delta X = 0,3V$. Este resultado foi obtido a partir dos valores empregados no protótipo e que estão indicados quando se descreve sua implementação. O resultado obtido aproxima-se do valor experimental, onde a frequência de chaveamento é em torno de 2,2 kHz.

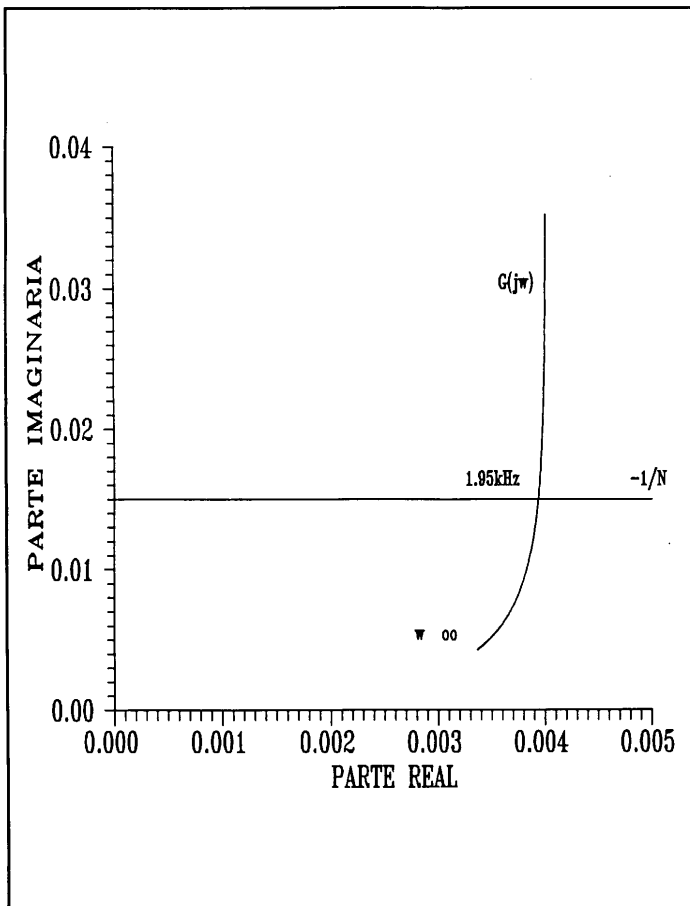


Figura 3 - Diagramas polares de $-1/N$ e $G(j\omega)$ indicando a frequência de chaveamento

4 - O RETIFICADOR CONTROLADO

A característica de transferência do retificador (Pelly, 1971) (em condução contínua), para uma tensão de entrada V_i (valor RMS) e um ângulo de disparo dos tiristores, θ , é:

$$V_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_i * [1 + \cos(\theta + \frac{\pi}{3})], \quad \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (5)$$

$$V_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_i * \cos(\theta), \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (6)$$

O instante de disparo dos tiristores é determinado por meio da intersecção do sinal de controle, V_c , com ondas "dente-de-serra" sincronizadas com a rede. Com isso, o ganho estático do retificador não é constante, mas apresenta uma variação com o ângulo de disparo, θ .

$$G_r = \frac{dV_r}{dV_c} = kI * V_i * \sen(\theta), \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (7)$$

$$G_r = kI * V_i * \sen(\theta + \frac{\pi}{3}), \quad \frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \quad (8)$$

onde kI depende da amplitude da onda "dente-de-serra".

O máximo ganho incremental ocorre para $\theta = 60^\circ$. Este ganho variável é, em princípio, um inconveniente para o sistema de controle, pois a estabilidade deve ser garantida para o ganho máximo, tornando mais pobre a resposta para os ganhos menores, ou seja, para ângulos de disparo que tendam para 0° ou 120° .

5 - O CONTROLE DO RETIFICADOR

O sistema de controle empregado na FDA está mostrado na figura 4. O ângulo de disparo do retificador é determinado a partir do ciclo de trabalho das fontes chaveadas. A saída do comparador com histerese passa por um filtro passa-baixas (FPB), cujo objetivo é extrair o valor médio deste sinal. Para um ciclo de trabalho de 50%, o valor médio do sinal de entrada do FPB é nulo.

A saída do filtro é a entrada de um controlador PI. Assim, com um ciclo de trabalho de 50% não ocorre alteração na saída do PI e o ângulo de disparo e a conseqüente tensão do retificador permanecem constantes.

Note-se que, apesar da técnica MLC empregada no controle das fontes chaveadas não apresentar tipicamente uma frequência fixa de trabalho, esta operação em regime com uma razão cíclica de 50% leva a uma frequência constante para as fontes chaveadas, dada por:

$$f = \frac{V}{4 * L * \Delta I} \quad (9)$$

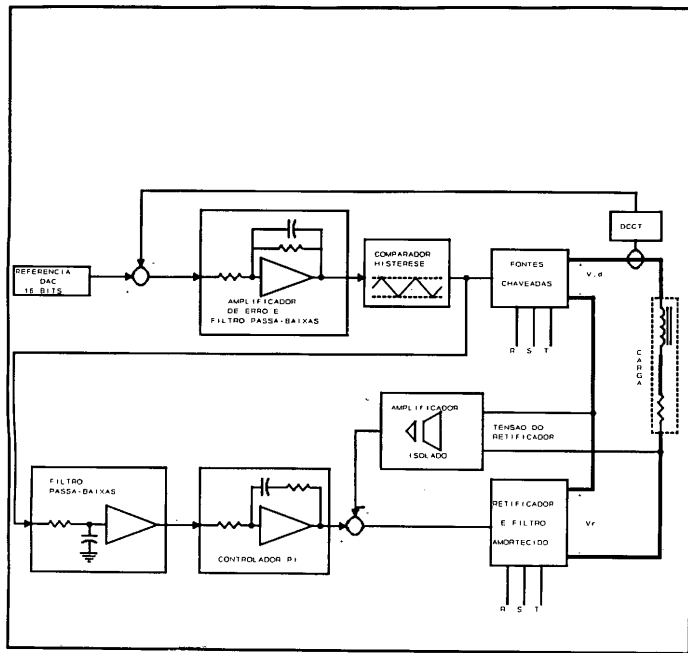


Figura 4 - Diagrama do Sistema de Controle

6 - A ESTABILIDADE DO SISTEMA

A rapidez no ajuste da tensão do retificador depende, basicamente, do controlador PI. Como o retificador apresenta um ganho estático variável, e a estabilidade depende do ganho global do sistema, o ganho proporcional fica limitado a um valor relativamente pequeno. Um aumento no ganho proporcional é possível reduzindo-se o ganho do retificador, o que pode ser obtido inserindo uma realimentação da tensão na saída do retificador. O novo ganho estático, G_f , do retificador realimentado, será:

$$G_f = \frac{G_r}{1 + G_r * k_2} \quad (10)$$

onde k_2 é determinado pela tensão máxima de saída do retificado e pelo nível da tensão de alimentação do circuito eletrônico de controle (a fim de evitar saturações).

Para a análise da estabilidade do sistema a partir do estudo de seus diagramas de ganho e de fase, é necessário ainda um modelo que permita obter a variação do ciclo de trabalho (seu valor médio) decorrente de uma mudança na amplitude do sinal de erro da corrente, obtendo o ganho incremental resultante. Este sinal é importante uma vez que é a entrada do controlador PI que determinará o ângulo de disparo do retificador.

A figura 5 mostra os sinais de entrada e saída do comparador quando ocorre um aumento no erro de corrente (amplitude Y), provocando uma redução do ciclo de trabalho. Considerando uma pequena perturbação, a frequência não se altera, pois para um ciclo de trabalho $\delta = 0,5$, tem-se, da equação (1), que $df/d\delta = 0$. Ocorre ainda uma mudança na defasagem entre o sinal de entrada no comparador e a 1ª harmônica do sinal de saída, ϕ . A tensão média de saída do comparador, V_s ,

é função do ciclo de trabalho. V_{cc} é a tensão de alimentação do circuito eletrônico.

$$\delta = \frac{\Theta}{2\pi} \quad (11)$$

$$Y(1 - \cos\Theta) = \Delta X \Rightarrow \Theta = \arccos\left(1 - \frac{\Delta X}{Y}\right) \quad (12)$$

$$V_s = 2(\delta - 0,5) \cdot V_{cc} \quad (13)$$

$$\frac{dV_s}{dY} = \frac{2V_{cc} \cdot \Delta X}{2\pi \cdot Y^2 \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{\Delta X}{Y}\right)^2\right]} \quad (14)$$

Note na figura 5 que quando $\Delta X = 2Y$, tem-se que $\phi = 90^\circ$. Para valores maiores de Y a defasagem aumenta. A curva representativa da equação (14) está mostrada na figura 6. Observe-se que para $\Delta X = 2Y$ o ganho incremental torna-se infinito. Isto significa que, para uma dada histerese, a redução do ganho do amplificador de erro (diminuindo a amplitude de Y) conduz o sistema a instabilidade.

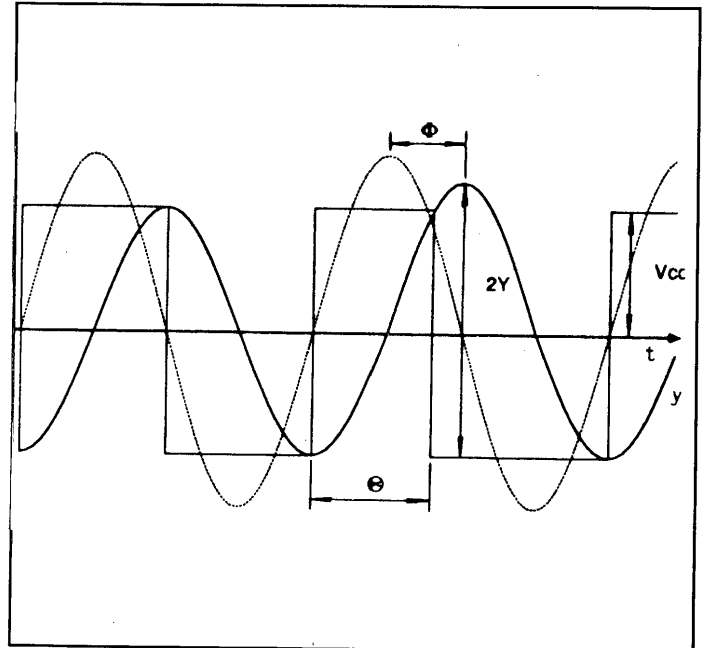


Figura 5 - Sinais de entrada (y) e saída (com 1ª harmônica) do comparador com histerese.

Dado um ponto de operação estável, a análise da estabilidade pode ser feita por meio do estudo dos diagramas de Bode, considerando os parâmetros do sistema e os ganhos incrementais do retificador (realimentado) e da interface entre o comparador com o PI. Caso o sistema se torne instável, a frequência de oscilação do sistema não será obtida por meio desta análise linearizada, uma vez que a tensão fornecida pelo retificador não será mais fixa, passando a excursionar entre os limites extremos de tensão disponível.

A frequência pode ser obtida, novamente, por meio da análise da função descritiva da não-linearidade (considerando agora a saturação na tensão das fontes), associada à função de transferência dos elementos lineares, incluindo o FPB, o filtro do retificador e o controlador PI.

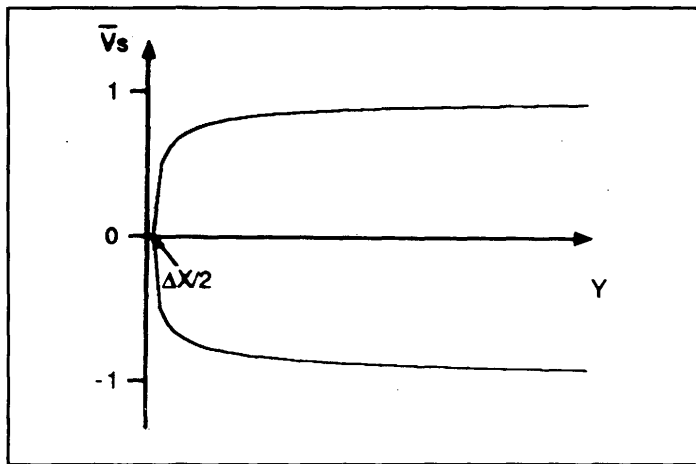


Figura 6 - Característica estática entre o sinal de entrada do comparador com histerese (Y) e a tensão média de saída deste comparador (V_s), normalizada em relação a V_{cc} .

A figura 7 mostra os diagramas polares obtidos a partir de valores utilizados na implementação do protótipo. Oscilações de 17 Hz são estáveis, enquanto entre 17 e 40 Hz (valores menores de Y) são possíveis oscilações instáveis e que tendem a aumentar Y , conduzindo à oscilação de 17 Hz. Abaixo de 40Hz não ocorre oscilação sustentada. Tais resultados são consistentes com os experimentais, quando a oscilação observada é em torno de 20Hz.

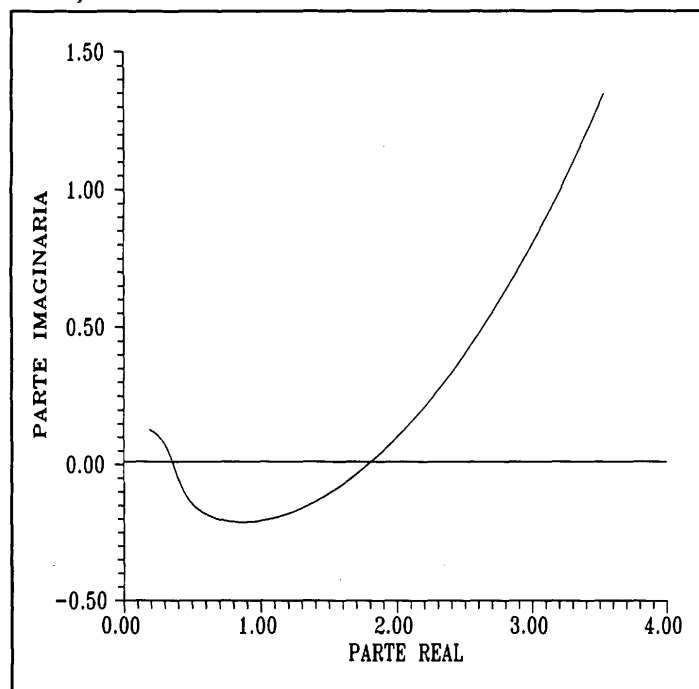


Figura 7 - Diagramas polares para análise da instabilidade do sistema.

7 - IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO

A tensão de alimentação das fontes chaveadas do protótipo é de 10V, enquanto o retificador pode fornecer até 80V. Alimenta-se uma carga de $0,22\Omega$, com indutância de 75 mH

(a 2kHz). Considerando uma ondulação de corrente 15 mA e a equação (9), chega-se a uma frequência de chaveamento teórica de 2,2 kHz, o que se verifica experimentalmente, como se observa na figura 2.

São utilizados 6 módulos de fontes chaveadas, de modo que por cada um circule 50A (perfazendo a corrente máxima de 300A). O atraso no acionamento é de cerca de 1 μ s. As indutâncias de equalização são de 150 μ H, o que leva a um desbalanceamento de corrente transitório de, no máximo, 170 mA.

Quanto ao amplificador do erro de corrente e os respectivos filtro passa-baixas, o ganho total é de 804, enquanto são usados 2 filtros de primeira ordem, com frequências de corte em 4,8kHz e 11,8kHz. Tais valores permitiram obter a curva $G(j\omega)$ traçadas na figura 3, na qual a curva $-1/N$ é obtida para uma histerese no comparador de 300 mV.

Em relação à característica de transferência do retificador, a geração dos sinais de disparo foi feita a partir de circuitos integrados TCA780. Para uma tensão de entrada $V_i = 60V$ e uma tensão de controle, V_c , variando entre 0 e 4,8V, tem-se, para $\theta = 60^\circ$, e um ganho de 30,7. Nas equações (7) e (8) a constante k_1 vale 0,59.

Quanto às equações (11) a (14), para uma tensão $V_{cc} = 12V$, $\Delta X = 300$ mV e $Y = 175$ mV, a defasagem entra a onda fundamental do sinal de saída do comparador com histerese (figura 5) e o sinal de erro de corrente é $\phi = 121^\circ$. Nesta situação, o ganho incremental é de 53 vezes.

A realimentação da tensão de saída do retificador é feita com um ganho $k_2=0,082$, o que reduz o máximo ganho estático do retificador realimentado para 8,7, conforme a equação (10).

Os diagramas de Bode do sistema, mostrados na figura 8, foram obtidos por simulação em PSpice. Considerou-se o valor limite (obtido experimentalmente) para o ganho do controlador PI (1,6 vezes), o qual ainda permite estabilizar o sistema na situação de ganho estático máximo (ângulo de disparo de 60°). O tempo integral do PI é de 0,24s. O filtro de saída do retificador é composto por um indutor de 800 μ H, um capacitor de 1,8mF e uma associação de um capacitor de 11mF com um resistor de amortecimento de 0,5 Ω .

Na referida figura tem-se, na frequência de corte (138 Hz) uma margem de fase de apenas 2° , o que confirma a situação limite de estabilidade. Mínimas alterações nos parâmetros ou variáveis poderão conduzir o sistema à instabilidade.

A figura 9 mostra a transição de uma situação estável para uma instável, podendo-se verificar o aumento no erro de corrente e a diminuição na frequência do sinal de saída do comparador. A oscilação ocorre em torno de 20Hz, o que é consistente com os diagramas polares mostrados na figura 7.

A estabilidade é obtida pela redução do ganho proporcional do PI e/ou pelo aumento no ganho do amplificador de erro, o que reduz o ganho incremental dado pela equação (14).

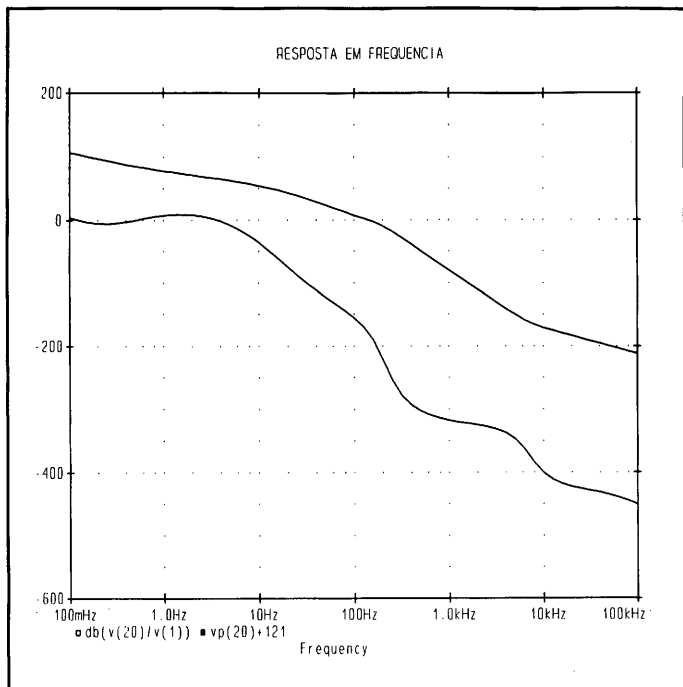


Figura 8 - Traço superior: ganho do sistema(dB). Traço inferior: fase do sistema (graus)

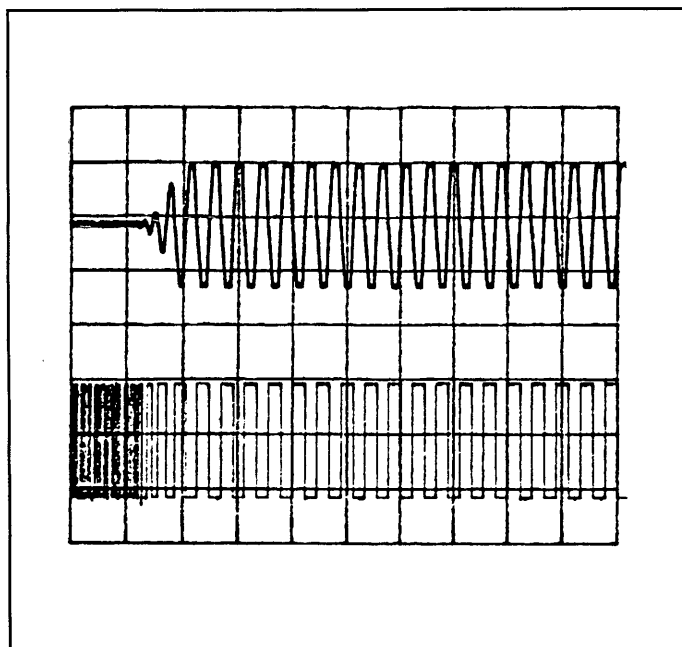


Figura 9 - Oscilação observadas no sinal de erro de corrente (100mA/div) e na saída do comparador (10V/div). 50ms/div.

Em termos de interferência eletromagnética, além das precauções já citadas para fins de redução dos níveis dv/dt e di/dt , tem-se o fato deste protótipo ser alimentado por uma rede exclusiva (o equipamento final terá um transformador conectado diretamente à rede de alta tensão). Outro fator, agora relacionado à interferência irradiada, é que cada módulo da fonte chaveada é montado dentro de uma caixa metálica, implicando numa considerável atenuação dos campos. Durante a operação da fonte, não foi verificada nenhuma interferência sobre outros equipamentos utilizados

nas proximidades da FDA, diversos deles de alta precisão. Devido às dimensões e potência do protótipo, não foi ainda possível realizar medidas baseadas nas normas que regem este tipo de comportamento.

Outro aspecto importante é que dois tipos de fenômenos transitórios devem ser previstos de modo a não causarem erro maior que 0,01% na corrente: variações rápidas na tensão de alimentação e o processo de rampeamento (elevação da corrente proporcional ao aumento da energia do feixe).

7.1 - Rejeição de transitório de tensão na alimentação da FDA

A ocorrência de uma variação instantânea na tensão de alimentação do equipamento, dado o valor relativamente elevado dos elementos de filtragem do retificador, não é percebida imediatamente em sua tensão de saída. Por outro lado, leva a uma mudança no ciclo de trabalho das fontes chaveadas, o qual se ajusta de modo a manter a corrente dentro dos limites estabelecidos pela histerese. Se a tensão disponível nestas fontes for suficiente para compensar a perturbação, não ocorre erro algum na corrente. Caso isto não aconteça, o ciclo de trabalho atingirá 100% (para uma sub-tensão) ou 0% (para uma sobre-tensão), e o erro de corrente ultrapassa os limites da histerese.

Considerando uma corrente de regime de 240A e uma carga de $0,22\Omega$, a tensão necessária é de 52,8V, sendo 47,8V fornecidos pelo retificador. Assim, é possível manter a corrente sem erro adicional para sub-tensões de até 8,6% (na alimentação da rede) e para sobretensões de até 10,4%.

A persistência da alteração na tensão conduzirá a uma mudança no ângulo de disparo do retificador até reajustar o ciclo de trabalho em 50%.

Assim, dentre os critérios que podem ser usados na escolha da tensão de alimentação das fontes chaveadas, além dos relacionados à IEM e às perdas nos semicondutores e que conduzem à minimização desta tensão, está o dos limites de variação de tensão que se deseja rejeitar de modo a que não ocorra qualquer erro na corrente de saída. Tal critério, por sua vez, leva a um aumento da tensão.

7.2 - O Rampeamento

O aumento da energia do feixe de elétrons deve se dar no menor intervalo de tempo possível a fim de evitar fenômenos provocados por íons residuais presentes na câmara de vácuo, especialmente em baixas energias. A máxima velocidade de aumento da corrente depende da constante de tempo da carga e da tensão da fonte de alimentação. Considerando uma tensão disponível de 80 V e a carga utilizada, é possível ir de 21 a 240 A em 2,7s, desde que se aplique toda a tensão sobre a carga. Nesta situação a corrente varia exponencialmente, de maneira ditada por sua própria dinâmica, e não pela variação do sinal de referência de corrente. Nosso objetivo, no entanto, é fazer um rampeamento controlado e igual para os diferentes tipos de magnetos presentes no sistema, minimizando o desvio de corrente entre eles.

Em um sistema linear, a obtenção de um erro nulo, em regime, para uma entrada com derivada constante, exige uma dupla integração na malha de controle. O uso de apenas um integrador conduz a um erro de regime, função do ganho de malha aberta do sistema. A topologia empregada não apresenta erro de regime, uma vez que a estratégia de controle (MLC) garante um erro nulo em relação à referência, desde que o retificador controlado seja capaz de incrementar sua tensão de modo a fornecer à carga a tensão necessária.

Com a característica de transferência do retificador é não-linear, com o ganho variando entre 0 e 8,7 (considerando a realimentação da tensão), no início do rampeamento, toda a tensão da carga é provida pelas fontes chaveadas, devendo o retificador partir de uma tensão nula, o que significa um ganho incremental nulo. Desta forma, é inevitável um erro inicial, a menos que a variação da referência seja tão lenta que a tensão disponível nas fontes chaveadas seja capaz de suprir a carga até o retificador responda à mudança no ciclo de trabalho.

Resultados experimentais mostram que é possível seguir uma rampa linear de 11s com erro inicial menor que 0,01%. O erro de regime é igual à própria ondulação, garantindo um erro nulo de rampeamento, considerando a corrente média (figura 10).

Como existe uma limitação no início do rampeamento, quando o "erro de velocidade" é pequeno, é possível realizar o rampeamento de uma forma não linear, com pequenas derivadas em seu início e final, quando o ganho do retificador decresce, e uma variação maior na região de ganho mais elevado. Assim, utilizando uma variação da referência do tipo $[1-\cos(\omega t)]$ obteve-se uma variação de 20 a 240A em menos de 4s, com erro nulo (figura 11). O limite encontrado não se deve ao desempenho da malha de controle, mas sim às tensões máxima de saída do retificador e das fontes chaveadas.

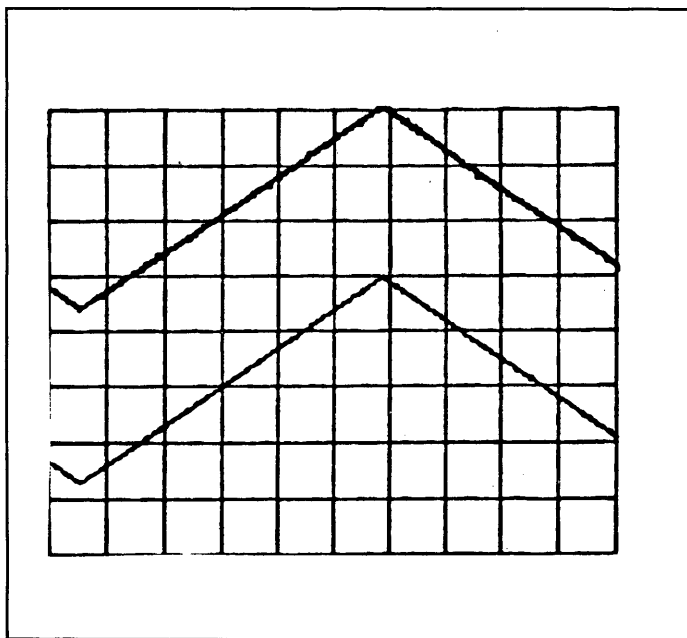


Figura 10 - Traço superior: referência de corrente (1 a 8V)
Traço inferior: corrente (30 a 240A). 2s/div.

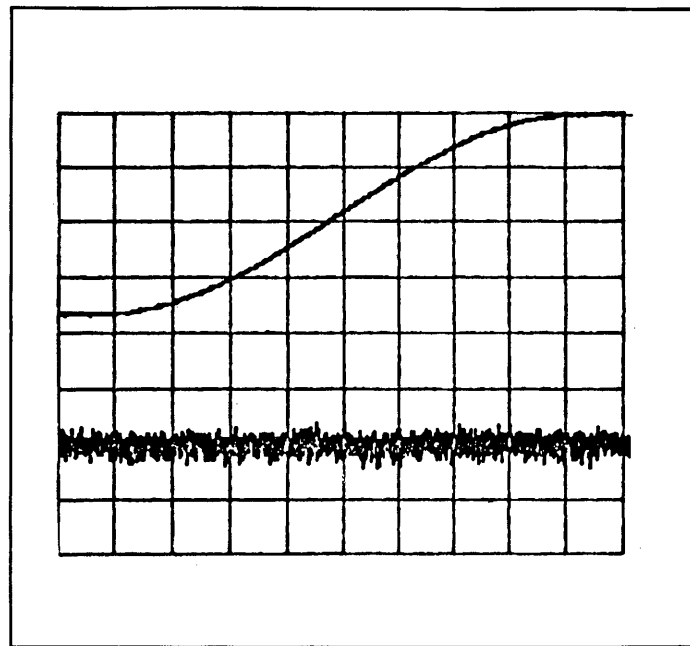


Figura 11 - Traço superior: tensão de referência (corrente de 20 a 240A). Traço inferior: erro de corrente (30mA/div). 0,5 s/div

Quanto à possibilidade do uso de um comando cossenoidal para o disparo do retificador, foram considerados basicamente 2 aspectos. Em primeiro lugar, embora teoricamente isto permita a linearização da característica estática de transferência do retificador, na prática, esta implementação pode trazer dificuldades, especialmente em função das distorções presentes na tensão de alimentação (a partir das quais seriam geradas as ondas cossenoidais), levando, novamente a um comportamento não linear, além de possíveis erros de sincronização. O segundo aspecto é que o uso do rampeamento cossenoidal permite extrair-se um desempenho próximo do limite do sistema, ou seja, não haveria ganho significativo na alteração do método de geração dos pulsos de disparo.

8 - RESULTADOS DE DESEMPENHO

Os resultados colhidos experimentalmente, em termos do comportamento da corrente de saída da FDA são plenamente satisfatórios. O limite para a ondulação da corrente se deve à sensibilidade do medidor de corrente - DCCT - (capaz de discriminar 6 mA), e não às características das fontes chaveadas, as quais poderiam operar em frequência mais elevada, reduzindo ainda mais a ondulação. Este medidor, baseado no princípio do fluxo nulo em um núcleo magnético, apresenta linearidade e precisão de 0,001% e estabilidade térmica de 1ppm/°C.

Nas medições foram utilizados voltímetros de 6 1/2 dígitos, mantidos dentro de uma câmara com temperatura estabilizada, de modo que as variações observadas devem-se, essencialmente, ao desempenho do equipamento, o qual estava em condições ambientais.

A medida do desvio da corrente média foi feita com temperatura ambiente estável, podendo ser atribuída aos desvios de ganho e *off-set* dos circuitos eletrônicos e do DCCT. O sinal de referência utilizado provém de um conversor DA, apresentando uma estabilidade medida de 0,0005%/°C.

O desvio térmico foi obtido considerando a variação da corrente média ocorrida em decorrência da variação da temperatura ambiente.

Para avaliação da repetibilidade foram realizadas sequências de ajuste de diferentes referências de corrente (sem ocorrência de mudança na temperatura ambiente), tornando-se os valores extremos medidos.

Os valores apresentados a seguir referem-se ao desvio relativo considerando a máxima corrente: 300 A.

Desvio da corrente média:	$\pm 0,0014\%$
Ondulação da corrente:	$\pm 0,0025\% (\pm 7,5\text{mA})$
Desvio térmico:	$0,0008\%/^{\circ}\text{C}$
Repetibilidade no ajuste da referência:	$\pm 0,0019\%$

Além destes dados, o protótipo apresentou um fator de potência, à máxima corrente, de 0,95. A eficiência, medida a relação entre a potência na carga e a potência ativa de entrada (o que inclui todos os transformadores, circuitos eletrônicos, ventiladores, etc.) foi de 90%.

9 - CONCLUSÕES

Os resultados obtidos são melhores do que os mínimos especificados. Pode-se afirmar que não é possível reduzir ainda mais a ondulação da corrente por causa da sensibilidade do medidor.

Os modelos levantados para as fontes se mostram bastante satisfatórios, permitindo uma análise dos fatores que limitam seu desempenho e a verificação do efeito de diferentes parâmetros sobre o mesmo, tais como os diferentes ganhos do sistema, o atraso entre a mudança de estado do comparador com histerese e o acionamento do transistor, etc.

Em relação à rejeição de transitórios rápidos de tensão da rede, o fato dela ser completa até uma variação de cerca de 10% é um resultado excelente. Quanto ao rampeamento, a elevação da corrente de 21 a 240A em 4s, seguindo a referência, é um resultado bastante satisfatório.

Apesar do sistema apresentar elementos não-lineares, as linearizações feitas permitem, respeitados seus limites, obter resultados teóricos que apresentam boa concordância com os dados experimentais, possibilitando utilizar tais métodos de análise para o estudo do sistema.

A construção do equipamento para 270kW seguirá esta mesma estrutura básica, apenas com a utilização de um retificador de 12 pulsos (devido à tensão de trabalho, em torno de 900V de saída) e um conjunto de 10 módulos

chaveados, alimentados por uma fonte de 100V, a fim de reduzir a corrente por cada um e tornar mais suave a transição da tensão aplicada à carga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.

Gonçalves da Silva, C.E.T., *et alli* - (1988) - "The National Laboratory for Synchrotron Radiation of Brazil", Synchrotron Radiation News, no.2, pp.28-32.

Ogata, K. - (1970) "Modern Control Engineering", Prentice-Hall, Inc., USA.

Pelly, B.R. - (1971). "Thyristor Phase-Controlled Converters and Cyclo-Converters", John Wiley & Sons USA.

Pomilio, J.A.; Wisniversky, D. e Lira, A.C. - (1991). "A new topology for a high performance DC current power supply", 1º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, Florianópolis, SC.

Pomilio, J.A. e Wisniversky, D. - (1990). "Regulador Chaveado de Corrente de Alta Estabilidade", 8º Congresso Brasileiro de Automática, Belém - PA.