

Oscilador PWM de Alta Frequência em Ressonância Magnética Nuclear

N. M. Borges*, E. Lima Verde¹, B. Fernandes¹, M. Mazini¹

Instituto de Física, Universidade Federal de Goiás, 74.001-970, Goiânia (GO) Brazil

¹*Universidade Paulista, Campus Flamboyant, B153, Goiânia-Goiás, Brasil*

Recebido em 12 de Abril, 2004. Versão revisada recebida em 27 de julho, 2004

Este artigo propõe uma nova arquitetura de oscilador pulsado, na região de rádio frequência (RF), que opere com pulsos de poucos microssegundos, em espectrômetros de Ressonância Magnética Nuclear Pulsada (RMNP). Essa nova topologia substitui os sistemas amplificadores clássicos com válvulas por semicondutores de efeito de campo do tipo MOS-FET canal N, permitindo uma maior compactação e eficiência. Este oscilador pode atingir potências da ordem de 10^3 Watts a baixo custo.

In this article we propose a new architecture for pulsed oscillator, in the area of radio frequency (RF), which operates with pulses of few microseconds in spectrometers of Nuclear Magnetic Resonance Pulsed (RMNP). This new topology substitutes the classic amplifying systems with valves by field effect semiconductors of the type MOS-FET channel N, allowing a larger compacting and efficiency. This oscillator possibly reaching potencies of the order of 10^3 Watts at a low cost.

1 Introdução

A obtenção de sinais de Ressonância Magnética Nuclear Pulsada (RMNP) em amostras pouco sensíveis requer que tenhamos espectrômetros capazes de manipular pulsos temporalmente estreitos (microssegundos) e de alta energia [1]. Espectrômetros de RMNP de baixa energia podem, quando modificados, trabalhar também com amostras sólidas, substituindo a sua etapa excitadora.

O amplificador excitador utilizado em um equipamento de RMNP convencional, produz um sinal senoidal modulado na faixa de frequência da ordem de megahertz. As técnicas utilizadas na construção destes amplificadores determinam que os componentes tenham parâmetros bem definidos, levando em consideração o custo, a disponibilidade de componentes eletrônicos e a otimização do traçado no circuito impresso para evitar que as indutâncias e capacitâncias parasitas venham interferir na performance da amplificação do pulso.

Os equipamentos de RMNP mais antigos utilizam válvulas eletrônicas em sua etapa amplificadora de alta potência. Tais componentes tem vida útil reduzida, quando comparada aos dispositivos semicondutores. Necessitam de uma fonte de alta potência, tensões elevadas para operação e um bom sistema de refrigeração, que retire o calor gerado pelas válvulas. Atualmente, é possível construir e substituir estes amplificadores por sistemas mais simples, eficientes, de custo reduzido e vida útil maior. Com o advento do transistor *MOSFET*, canal N, muitos parâmetros necessários à construção de um amplificador pulsado são

facilmente atingidos, o que o torna adequado a níveis de potência da ordem de 1 kW.

Dentre as várias arquiteturas de circuitos possíveis [2], existem algumas que se destacam frente à simplicidade e custo.

Construímos um protótipo de oscilador transistorizado, na faixa de rádio frequência, operando de forma pulsada, sintonizado em 32 Mhz, com uma potência de sinal em torno de 500 W. Uma das características importantes deste oscilador é a sua operação com pulsos de unidades de microssegundos.

Esta proposta, tem-se um diferencial em relação às arquiteturas convencionais. Apresenta uma redução considerável de componentes eletrônicos, maior compactação, baixo custo e eficiência comparável.

2 Oscilador PWM

No circuito clássico de amplificação, classe C, o transistor conduz corrente a menos de 180° do ciclo do sinal AC. O resultado é uma onda pouco senoidal para cargas resistivas, no coletor do transistor. Se a carga do coletor for substituída por um circuito tanque ressonante, como o circuito da figura 01, o sinal de saída será completamente senoidal.

*nmendes@fis.ufg.br

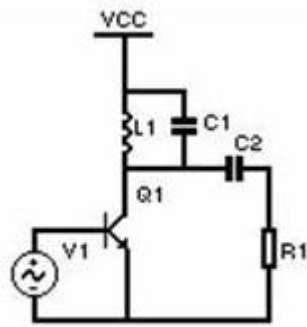


Figura 1. Amplificador Clássico em Classe C.

A classe C é as vezes denominada de amplificador sintonizado e exibe um rendimento teoricamente invejável, tal performance chega a 100% para ângulos de condução muito pequenos [2]. Na prática verifica-se que tal configuração pode se aproximar bastante deste valor teórico, alcançando rendimentos de 98%.

O circuito da figura 01, serve como base para o desenvolvimento de uma nova proposta de excitação. O circuito oscilante passivo LC substituído por um oscilador com componentes ativos de potência, comutado em largura de pulso. Este circuito, que é um amplificador realimentado, pode ser visualizado na figura 02.

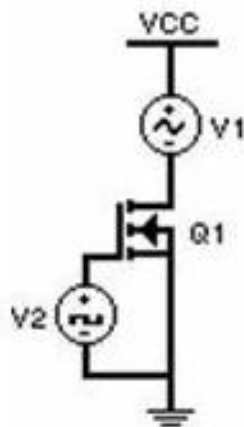


Figura 2. Amplificador auto-oscilante.

Na figura 02, V2 é um gerador de pulso com largura regulável, V1 é o oscilador de potência, Q1 é um transistor *MOSFET*, canal N, que opera como comutador de V1. Vcc é uma fonte de tensão variável, que possibilita um controle da potência do pulso amplificado na comutação.

3 Oscilador à Transistor

O projeto de osciladores é mais uma arte do que uma ciência, pois em alta frequência, a capacitância de dispersão, a indutância dos condutores no transistor e a da fiação, afetam a frequência de oscilação. Muitos projetistas utilizam uma aproximação global para o projeto e ajusta o oscilador após a sua construção.

Várias são as topologias de osciladores, sendo que na área de Rádio Frequência RF, destacam-se: Colpitts, Armstrong, Hartley e Clapp [2]. Na figura 03, temos a arquitetura do oscilador Colpitts, onde o divisor de tensão capacitivo C4 e C5 produz uma tensão de realimentação necessária para as oscilações. A frequência de operação pode ser calculada utilizando a relação $F_R = 1/2\pi\sqrt{LC}$, na qual C representa a capacitância equivalente em paralelo de C4 e C5. O fator de mérito Q do indutor L2 deve ser maior do que 10, para que a condição de ressonância seja válida.

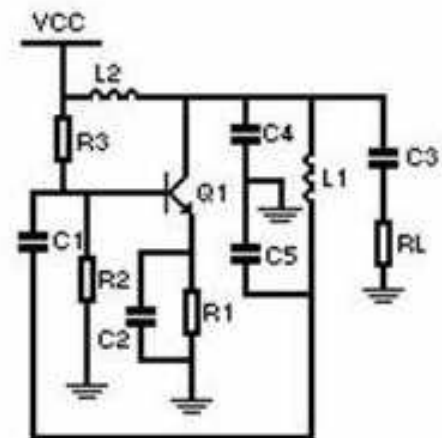


Figura 3. Oscilador Colpitts.

Uma versão sofisticada do oscilador Colpitts é o oscilador da figura 04, neste circuito, a capacitância de dispersão do transistor não tem efeito sobre o capacitor C. Desta forma a oscilação é mais estável e precisa. A diferença entre o circuito Colpitts e o Clapp é sutil. C1 é retirado da base de Q1, figura 03, e colocado em série com L1 na figura 04. Esta modificação faz com que o cálculo da frequência de oscilação, seja aproximadamente dependente apenas de C1.

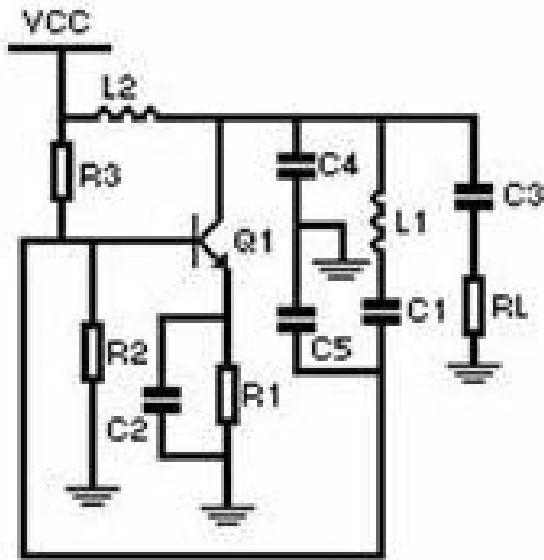


Figura 4. Oscilador Clapp.

4 Oscilador Pulsado

O circuito do oscilador Clapp serviu como base para o desenvolvimento de um oscilador de potência comutável, construído com transistores do tipo *MOSFET* de canal N. O circuito completo pode ser observado no diagrama elétrico da figura 05.

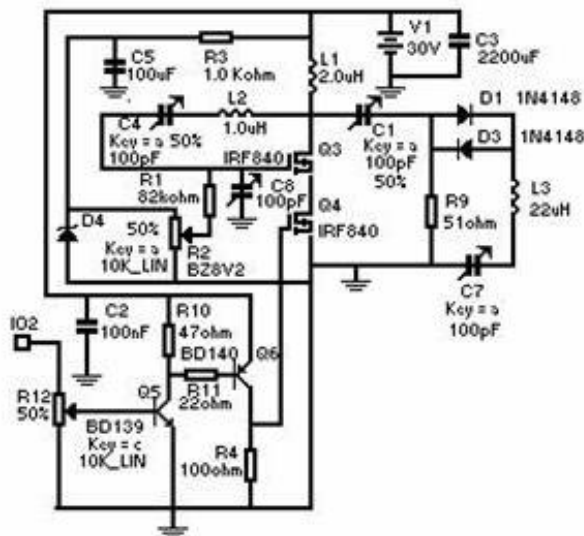


Figura 5. Amplificador Pulsado Auto-Oscilante.

Os componentes associados, transistor Q3, indutor L2 e capacitores C3 e C4, formam um oscilador em que a frequência de trabalho é sintonizada pela rede L2, C4 acoplada entre o dreno e o gate do transistor Q3. Com um circuito RLC em série, as reatâncias indutivas e capacitivas se anulam mutuamente e a corrente no circuito atinge o seu valor máximo. A tensão na capacitância e na indutância pode chegar a valores elevados no circuito [3]. Desta forma o circuito da figura 05, opera com uma rede R, L2, C4, em que R constitui as resistências do próprio indutor e da fiação no circuito. A frequência da rede oscilante deve estar em ressonância com a cavidade da amostra. Este é um circuito LC, constituído pelos componentes C1, C7 e L3. Esta cavidade está sintonizada em 32Mhz. O ajuste de C1, bem como o de C7 na cavidade da amostra, é determinante para a máxima transferência de potência e amplitude na carga. O transistor Q2 tem a função de aplicar o pulso de modulação proveniente da entrada do resistor R7. Os potenciômetros R1 e R2 tem como função a polarização inicial do circuito, corrigindo o atraso na largura do pulso (R1) e definindo o limiar de oscilação do circuito (R2). O conjunto de transistores Q1 e Q2 devem ser refrigerados com um pequeno dissipador de calor, caso ocorra um desajuste na condição de ressonância, bem como no casamento de impedância do circuito com a carga. É necessária uma fonte Vcc estável, com choque de RF e capacitores de filtro cerâmico no valor de 100 pF ao longo da linha de alimentação para reduzir a emissão de RF.

5 Resultados

A oscilação senoidal mensurada na carga de 50Ω apresentou uma amplitude de 400 Vpp (tensão pico a pico) e cujo oscilograma sem a presença do pulso pode ser visualizado na figura 06. Aplicando o pulso de comutação no oscilador (figura 07), no ponto do IO2 do circuito da figura 05, obtivemos o sinal comutado do oscilador, visto no oscilograma da figura 08. O circuito oscilador demonstrou ser capaz de responder a pulso de largura temporal mínima de 1μs, com frequência fundamental de 32,1MHz.

O sinal do oscilador, monitorado após C1 da figura 05, se mostrou capaz de produzir uma onda senoidal de amplitude máxima e sem distorções visíveis. O oscilograma desta onda mensurada é visualizado sem a modulação de pulso na figura 06, onde se observa a onda sintonizada na frequência de 32,1MHz, com uma amplitude máxima de 400 Vpp e estando o amplificador acoplado a uma carga de impedância igual a 50Ω. O circuito do amplificador pode operar com uma fonte no intervalo de 12 Vdc até 30Vdc e produz na máxima tensão a maior potência de saída. Todos os oscilogramas foram mensurados e retirados de um osciloscópio digital da marca *Tektronix* modelo TDS320, com saída RS232.

O desvio em frequência do amplificador é menor que 1% em 12 horas de operação contínua, utilizando um capacitor variável C4 (*Trimer*) de boa qualidade e alto valor de isolamento na sintonia da frequência de operação. A eficiência ficou em torno de 85%.

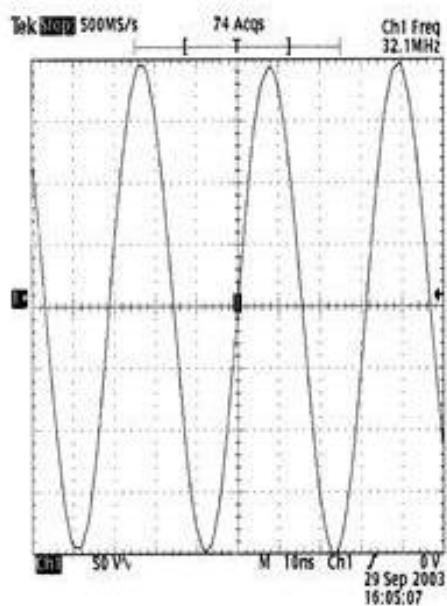


Figura 6. Oscilograma sem Modulação.

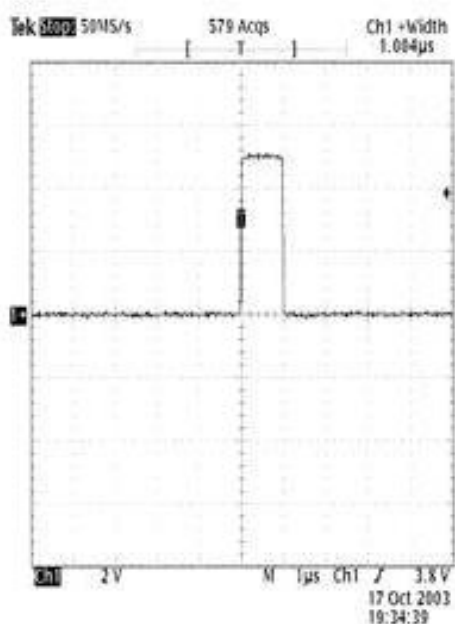


Figura 7. Oscilograma do Pulso de modulação.

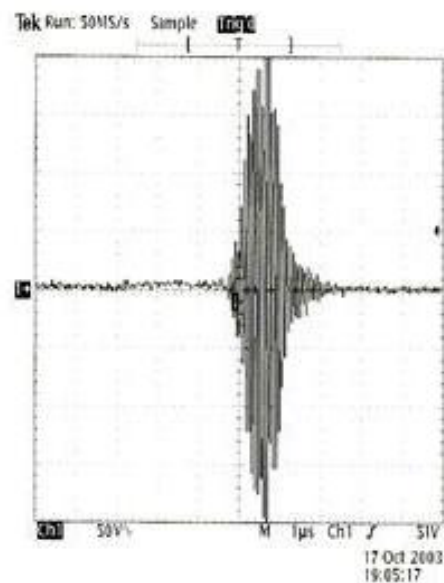


Figura 8. Oscilograma com Modulação de Pulso.

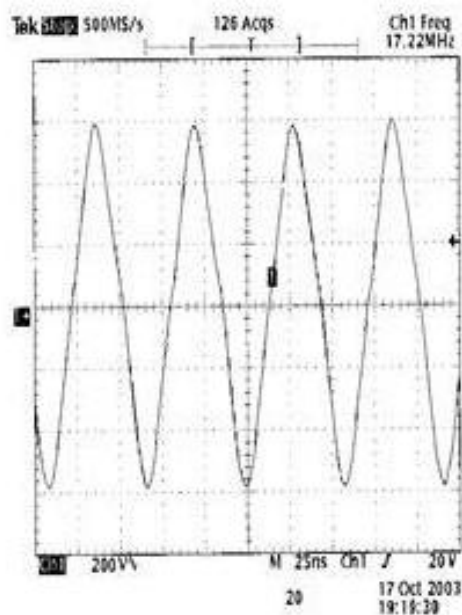


Figura 9. Pico de Resposta do Amplificador em Amplitude.

Como resultado de uma nova topologia de circuito, figura 05, o oscilador exibe uma ausência de driver para excitar o transistor *MOSFET* Q3 na saída. O ajuste na sintonia da frequência se mostra capaz de desviar 40% para mais e 60% para menos em torno da frequência de 32,1MHz. No desvio superior o ganho de tensão cai em mais de 40db. O oscilador tem um pico de resposta em amplitude na frequência de 17,22MHz, a tensão chega próxima de 600

Vpp e o *MOSFET* tem que ter em suas especificações pelo menos 800V de Vds, caso contrário a destruição é quase que imediata. O oscilograma mensurado do pico de resposta em amplitude em 17,22MHz está na figura 09. Neste caso, a forma mais triangular indica a presença de harmônicos pois a carga está descasada e a energia não transferida é absorvida pelo transistor Q3.

No modo pulsado é mínima a dissipação de calor. É necessário, porém, dar suporte físico aos transistores utilizando um pequeno dissipador, que serve como precaução a regimes de sobrecarga. Pode-se utilizar um pequeno dissipador de 5cm por 5cm dotado com aletas refrigeradoras convencionais. A emissão de RF é alta, podendo fazer os instrumentos perderem as suas referências de tensão. Se faz necessário que a fonte e o amplificador tenham uma boa blindagem e filtragem da alimentação no circuito. O ponto de operação do transistor pode desviar seu valor inicial, quando a tensão de alimentação do circuito é fortemente alterada de 12Vcc para 30Vcc. Isto faz com que o *MOSFET* tenha uma dissipação maior de calor e o rendimento do circuito chegue a 80%, o que se faz necessário um pequeno reajuste do ponto de operação para restabelecer a eficiência de 85%. Muito embora este desvio de polarização ocorra na mudança do valor na tensão da fonte, a frequência sintonizada não se altera. Em hipótese nenhuma deve-se alimentar o amplificador sem carga, pois a tensão pode subir a valores proibitivos entre o dreno e o source do transistor Q3, danificando-o irremediavelmente. Faz-se necessário projetar um circuito automático, que coloque uma carga auxiliar ao desconectar a cavidade da saída do amplificador.

6 Discussão

O circuito é na sua essência um oscilador de alta potência que opera temporalmente pela largura de gatilho do pulso. A arquitetura simples é singular para o uso em excitação de amostras na Ressonância Magnética Nuclear Pulsada. Com um custo baixo, aproximado de 50 dólares, o oscilador gerou uma potência de 400W em uma carga de 50Ω, operando com largura de pulso temporal de no mínimo 1μs. Este apresentou uma performance superior aos amplificadores convencionais e sem a necessidade de driver na excitação, o que é muito comum entre as outras topologias de amplificadores. O trimer C6, na rede RLC do amplificador da figura 05, deve ser de cerâmica em função da necessidade da estabilidade em frequência do circuito. Uma avaliação mais precisa, em relação ao conteúdo das harmônicas, poderá ser feito com uso de um bom analisador de espectro de RF. O circuito RLC responsável pela frequência fundamental de oscilação pode ser melhorado, pesquisando uma forma de acoplar um cristal de quartzo em regime de alta potência. Os componentes do oscilador são convencionais, encontrados facilmente no comércio e o transistor *MOSFET* de canal N tem custo aproximado de dois dólares cada um. Com transistores *MOSFET* adequados, de baixa capacitância parasita e alto Vgs (tensão entre Gate e Source), é possível elevar a potência à partir de 400W com esta nova arquitetura de oscilador. Como exemplo, sugerimos a utilização do par casado de transistores *MOSFET* canal N, modelo

ARF 448 A específico para RF, fabricado pela Advanced Power Technologies. A potência com estes transistores e nesta configuração, pode chegar aos 1000W pulsados sob uma tensão de alimentação em torno de 100Vcc. O conhecimento prático em Rádio Frequência será necessário para construção do circuito impresso e dos ajustes necessários. Uma fonte regulada, com boa filtragem, potência com pelo menos 10% a mais da máxima potência pode elevar significativamente o custo do protótipo. Uma das alternativas mais viáveis pode ser o emprego de fontes chaveadas e com baixa emissão de RF[4].

7 Conclusão

Projetamos e realizamos ensaios com um oscilador pulsado dentro da faixa de sinais de rádio frequência, sintonizado em 32Mhz. A frequência de trabalho pode ser facilmente ajustada para a sintonia em outras frequências de ressonância que se fizerem necessárias, desde que respeitado o limite de varredura do circuito. A faixa de variação de frequência na sintonia estende-se $\pm 50\%$ em relação à frequência de 32MHz, sem que haja a necessidade da troca de componentes eletrônicos do circuito oscilador. A estabilidade em frequência mensurada foi menor que 1% em 12 horas de operação pulsada estando submetido a uma carga de impedância igual a 50Ω. A frequência de trabalho também se mostra independente da variação da tensão da fonte de alimentação, proporcionando leituras confiáveis do sinal de ressonância e com baixo nível de ruído. Outra característica importante desta arquitetura de circuito reside na resposta a pulsos com largura temporal mínima de 1μs, o que faz com que o oscilador seja adequado à maioria dos experimentos em Ressonância Magnética Nuclear. A máxima potência de saída é de 400W, com carga de 50Ω acoplada à saída do amplificador, a tensão pode atender a necessidade de amplitudes de excitação de 400 Vpp na cavidade ressonante do equipamento de RMN. A arquitetura do circuito exibe um rendimento de 85%, proporcionando níveis de dissipação de calor muito reduzido nos componentes do circuito. A estabilidade térmica exibe um coeficiente de deriva térmica desprezível, difícil de encontrar em circuitos com transistores de tecnologia bipolar, o que faz do amplificador um circuito confiável quanto a mudanças de temperatura. A compactação obtida é superior a dos circuitos tradicionais, pois não necessita de dissipador de calor com volume elevado, o que proporciona uma facilidade de instalação do circuito em espaços reduzidos. O circuito é de oscilação livre, "free-running", sem sincronismo de fase e requer modificações para atender a coerência de fase entre pulsos distintos. Exemplo, utilização do circuito em experimentos de ecos de spins nucleares.

8 Agradecimentos

Os autores agradecem o financiamento e suporte da Universidade Federal de Goiás - UFG e Universidade Paulista - Unip.

Referências

- [1] Ernest, F. and S. B. W. Roeder, *Experimental Pulse NMR - Nuts and bolts Approach*, Adison - Werley , (1981).
- [2] Malvino, A. P. *Eletrônica Vol I*, São Paulo, McGraw-Hill Ltda, (1986).
- [3] Mioduski, A. L. *Elementos e Técnicas Modernas de Medição Analógica e Digital*, Rio de Janeiro, Guanabara Dois S. A, (1982).
- [4] Pressman, A. I. *Swinting and linear power supply, power convert desing*, Rochelle Park, N. J. Hyden Book Co. (1985).