

Construção de um Sintetizador de Microondas com Vistas à Aplicação em Metrologia

F. Teles, D. V. Magalhães, M. S. Santos, V. S. Bagnato

*Instituto de Física de São Carlos, USP/SC
Caixa Postal 369 São Carlos/SP 13560-970 Brazil*

G. Santerelli, P. Lemonde e A. Clairon

*Laboratoire Primaire du Temps et des Fréquences
75014 Paris, França*

Recebido em 22 de fevereiro, 2002.

A construção e caracterização de sintetizadores de microondas é apresentada em detalhes. A utilização de um oscilador de quartzo tipo BVA, como oscilador primário de 10 MHz, nos permite alcançar estabilidade superior a 10^{-16} em um dia, de acordo com testes previamente realizados. A comparação do nosso sintetizador com um relógio itinerante nos levou a concluir que a estabilidade a curto termo da nossa cadeia é de $9,7 \times 10^{-14}$ Hz.

I Introdução

Nesse artigo apresentaremos o trabalho desenvolvido junto à equipe de átomos frios do Laboratório Primário de Tempo e Frequência do Escritório Nacional de Metrologia de Paris (BNM-LPTF), visando a construção de dois geradores de sinal de microondas a serem usados no relógio atômico tipo chafariz presentemente em construção em nosso grupo. Os sinais provenientes dos geradores são usados para alimentar as cavidade de interrogação e preparação. A cavidade de interrogação é a parte principal do relógio, onde se sonda os átomos para medir a diferença de frequência entre os níveis $F=3$ e $F=4$ do estado fundamental $6^2S_{1/2}$ dos átomos de ^{133}Cs [1].

Desde a construção dos primeiros relógios atômicos a feixe térmico, a procura por geometrias de cavidades que sejam menos sensíveis aos efeitos que perturbam a transição atômica e por sintetizadores mais estáveis vem crescendo significativamente. Com o advento das armadilhas magneto-ópticas foi possível obtermos os relógios atômicos tipo chafariz e alcançar 10^{-16} de estabilidade num período de observação de um dia [2]. Para alcançarmos esse limite de estabilidade, todas as etapas de medida envolvendo o relógio devem estar otimizadas. No que se refere ao sistema de microondas, é necessário termos uma cavidade de interrogação com alto fator de qualidade e um sintetizador com baixo ruído de fase e alta pureza espectral.

As montagem de sintetizadores evoluiu ao longo das últimas décadas com o surgimento de osciladores do tipo BVA e do oscilador criogênico de safira [3]. Desta forma,

as aplicações à metrologia no domínio da banda X tornam-se muito promissoras, nos permitindo alcançar níveis até então inatingíveis à tecnologia outrora disponível.

II Montagem e caracterização da cadeia de interrogação

Historicamente, os sintetizadores para aplicação em metrologia de tempo e frequência são feitos usando osciladores de 5 ou 10 MHz, aliados a circuitos não-lineares passivos e ativos para se alcançar a frequência desejada. A necessidade de alcançarmos estabilidade da ordem de 10^{-16} , para observação num período de um dia, estabelece critérios rigorosos com relação à escolha dos componentes, bem como da topologia dos circuitos [4].

Três condições devem ser satisfeitas em um sintetizador para aplicação em metrologia: alta pureza espectral na portadora (9.192631770 GHz); linhas parasitas fracas e simétricas em relação à portadora; estabilidade de fase melhor que alguns ps/dia. A primeira especificação é devido ao caráter pulsado do relógio, que provoca uma concentração do espectro de ruído de frequência na cadeia [5, 6]. O ruído de frequência próximo à portadora provoca a diminuição da relação sinal ruído do sistema e conseqüentemente a degradação da sua estabilidade. A presença de raias parasitas no processo de interrogação provoca um deslocamento na frequência de interrogação que depende da intensidade dessas raias e de sua relação com a portadora [7]. Assim, a cadeia de rádio-frequência deve possuir raias para-

O VCXO de 100 MHz possui duas saídas. Uma delas é dividida em três (em potência) para gerar saídas de 100 MHz. Uma saída será usada para alimentar a cadeia de preparação, a segunda é uma das saídas da cadeia de interrogação (sinal de 100 MHz com a estabilidade do relógio) e a terceira será utilizado para comparar o relógio com um Maser de H. A outra saída do VCXO é multiplicada por dois (em frequência), dando origem a dois sinais de 200 MHz. Esses sinais passam por uma fase de amplificação para alcançar 7,15 dB. A cadeia é dividida em dois grupos: baixa e alta frequência. Em seguida, um sinal segue para a parte referente à alta frequência (GHz) enquanto que a outra segue para o circuito comparador do grupo de baixa frequência (MHz).

No circuito comparador o sinal é dividido, em frequência, para ser comparado ao BVA. Nessa fase compara-se dois sinais de 20 MHz, o sinal proveniente do VCXO é dividido por 10 enquanto o sinal do BVA é multiplicado por dois. A saída do circuito comparador de fase é proporcional à diferença de fase dos dois osciladores, gerando um sinal de erro. Esse sinal será injetado em um outro circuito de travamento dos dois osciladores comparados e que será discutido mais adiante.

O próximo passo concerne à parte de alta frequência, onde é gerado o sinal de microondas. Nessa região da cadeia é feito o travamento da ORD no sinal de baixa frequência, 200 MHz, com um sinal externo proveniente de uma DDS (Direct Digital Synthesis-DS345, fabricado pela Stanford). Ao travarmos a ORD no sinal de 200 MHz estamos travando no VCXO, que, por sua vez, encontra-se preso ao BVA. Sendo assim, a ORD também está travada no BVA. O travamento da ORD com um gerador de sinal externo é necessário para a modulação do sinal da cadeia. Para obtermos as franjas de Ramsey, varremos a frequência da cadeia em torno de 9192631770 Hz. Essa varredura só é possível através da DDS. Ajustando-se a DDS temos controle sobre como e quanto queremos varrer a cadeia.

A escolha dos osciladores de fabricantes e frequências distintos, não é mero acaso. No que diz respeito à baixa frequência, queremos transferir a estabilidade de um BVA para o VCXO e a ORD. Na parte referente à alta frequência, pretende-se transferir as características do ruído de fase do conjunto BVA/VCXO para a ORD.

Os três VCOs são travados em fase entre si via um circuito eletrônico de travamento, PLL (phase locked loop). A função desse circuito é sincronizar o sinal de um oscilador com um outro de referência, no nosso caso o BVA. Além do travamento, esse circuito também promove uma filtragem do sinal, melhorando a pureza espectral. O esquema do circuito PLL está mostrado na figura 2, [9]. O sinal S_1 é comparado em fase com S_2 . A diferença entre as fases é chamada de sinal de erro. O filtro produz um sinal de correção que é injetado no oscilador, que está sendo travado (“escravo”), de modo que o oscilador “escravo” siga as variações do oscilador “mestre”.

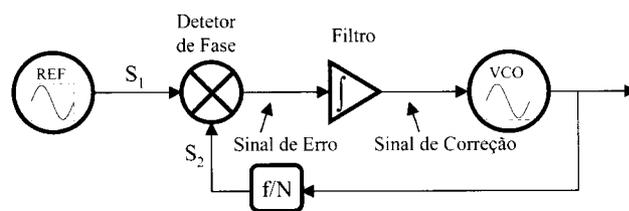


Figura 2. Esquema de um circuito de travamento de fase.

A caracterização completa da cadeia implica em medirmos a sua estabilidade. Isso é necessário nas duas regiões de frequência: alta e baixa. Sendo assim, é necessário medirmos o ruído de fase de seus osciladores. Essa medida é feita usando-se um elemento misturador (mixer) e um equipamento que nos dá a transformada de Fourier do sinal (FFT). O esquema da medida está mostrado na figura 3. A saída de cada oscilador é enviada para o misturador que faz a comparação e fornece a diferença de fase entre eles. Essa diferença é enviada para o FFT que, por sua vez, gera o somatório do ruído de fase dos osciladores. Para a caracterização dos osciladores com relação ao ruído de fase, precisamos garantir que os dois tenham a mesma frequência, caso contrário teríamos um sinal de batimento na saída do misturador. Desta forma, injetamos uma correção em um dos osciladores para que o mesmo acompanhe a frequência do outro, de acordo com o esquema da figura 3. Um detalhe a ser observado é que o valor do ganho K , da correção de frequência, deve ser o menor possível, de modo a corrigir apenas flutuações muito lentas de frequência. Sendo assim, evitamos que variações ocorridas entre os dois sinais, que caracterizam o ruído de fase, também sejam corrigidos mascarando o resultado final.

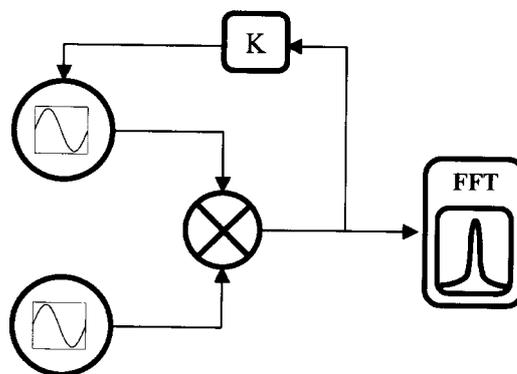


Figura 3. Diagrama da medida de ruído de fase dos osciladores.

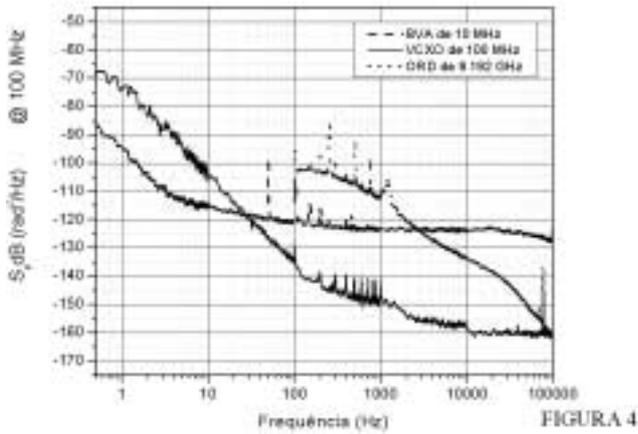


Figura 4. Resultado da medida de ruído de fase dos osciladores.

A figura 4 mostra a medida do ruído de fase dos osciladores. Observamos que no intervalo de frequência de 0,1 a 30 Hz o BVA é o oscilador que possui menor ruído. No intervalo de 30 Hz à 100 KHz o menor ruído é do VCXO, enquanto que para frequências mais altas a ORD é o dominante.

É necessário correlacionarmos os sinais de 4.596 GHz e 200 MHz. Para isso utilizamos um “Sampling Mixer” (SM). Este elemento possui duas entradas, onde injetamos o sinal de 200 MHz e 4,596 GHz e uma saída. A frequência do sinal de saída é dada por:

$$FS = 4,596GHz \pm N \times 200MHz. \quad (1)$$

Onde N é a ordem de um harmônico do sinal do oscilador local; para N = 23, temos FS = 3.684 MHz. Sendo assim, a saída do SM é de 3.684 MHz. O sinal proveniente do SM passa por uma fase de amplificação e filtragem para ser comparado ao sinal da DDS. Uma manobra astuta para reduzir o ruído de fase da DDS é sintonizá-la em 29,472 MHz, dividir esse sinal por 8 a fim de obter os 3.684 MHz, e comparar com o sinal do SM, pois ao dividirmos um sinal dividimos da mesma forma o seu ruído. A comparação de fase desses dois sinais é feita através de uma detetor de fase e frequência (MCH 12140 Motorola) que nos gera um sinal de erro.

O mesmo processo foi feito na parte referente à baixa frequência. Então, também é necessário medirmos o ruído de fase dos osciladores: nesse caso, vamos medir o ruído do SM, que mistura os dois sinais. O esquema da figura 5 descreve como foi feita a medida. Essa medida foi feita usando-se duas ORDs, uma de 4,596 GHz e uma outra de 9,192 GHz. Pelo gráfico da figura 6 concluímos que o ruído do SM é o praticamente independente da frequência do sinal de entrada.

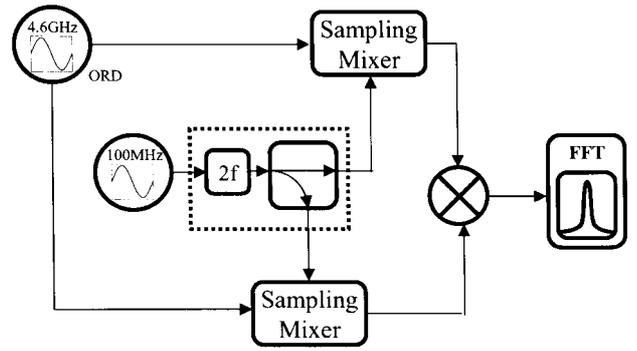


Figura 5. Diagrama da medida de ruído de fase do Sampling Mixer.

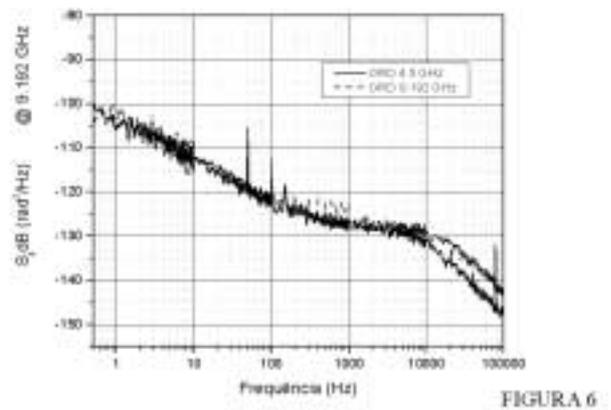


Figura 6. Ruído de fase dos Sampling Mixers.

Para medirmos a eficiência do travamento de fase em alta frequência construímos dois sistemas de PLL e fizemos um batimento entre eles, como mostra a figura 7. No sistema I, o SM é alimentado com os sinais de 4.596 GHz e 200 MHz. Esta saída é de 3.6 MHz, esta saída é comparada com um sinal de 3.6 MHz de um gerador externo. A ORD de 4.5 GHz é corrigida para ter sua frequência e fase ajustada com o sinal de 200 MHz e com o gerador externo. No sistema II o SM recebe os sinais de 9.192 GHz e 200 MHz. Nesse caso, o sinal de saída é de 7.3 MHz. Este sinal é comparado com um sinal de 7.3 MHz de um gerador externo. O resultado da comparação gera um sinal de erro que, através de um laço (loop filter), corrige a ORD de 9.192 GHz. Se analisarmos o resultado da comparação dos sinais de 9.192 GHz das duas ORD, podemos obter a eficiência da PLL de alta frequência (ver figura 8).

ao apresentado na figura 10, caso a cadeia II tivesse estabilidade menor ou igual à da cadeia I. Para nossa surpresa, obtivemos um resultado melhor que o da comparação com o PHARAO. Isso nos levou a conclusão de que a cadeia do PHARAO estava desajustada e limitava a comparação com a cadeia de interrogação. Sendo assim, a comparação entre a cadeia de interrogação e a cadeia II foi usada para caracterizar o ruído da cadeia de interrogação. Desta forma, podemos afirmar que, no pior dos casos, nossa cadeia possui ruído de fase de -75 dB em 1 Hz e um patamar mínimo em aproximadamente -105 dB.

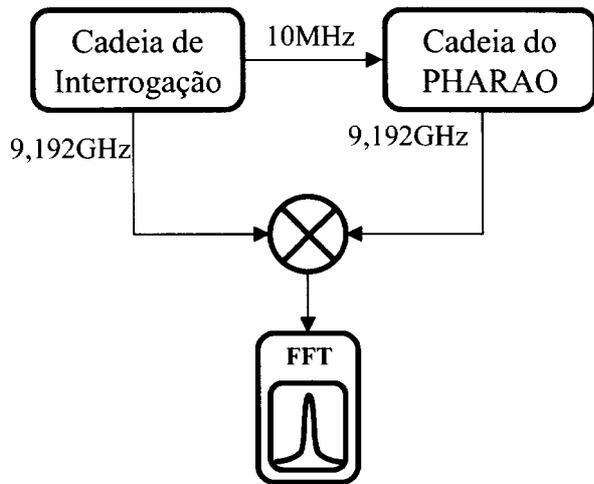


Figura 9. Diagrama da comparação de cadeia de interrogação com a cadeia do relógio PHARAO para a medida de ruído de fase.

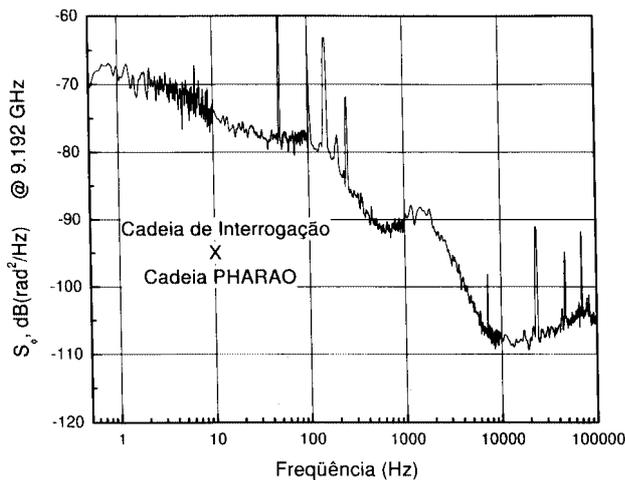


Figura 10. Resultado de medida de ruído de fase entre a cadeia de interrogação e a cadeia do relógio PHARAO.

Para medirmos a estabilidade em frequência da cadeia

de interrogação, comparamos o sinal de $9,192$ GHz com o sinal da cadeia II através de um mixer de RF. A saída do mixer é enviada para um multímetro de precisão (HP 34970A). Neste aparelho, armazenamos as pequenas variações de tensão da saída do mixer, que são proporcionais às variações entre as frequências dos sinais comparados. A estabilidade de curto período da cadeia de interrogação é de aproximadamente 9×10^{-4} s, que representa $9,7 \times 10^{-14}$ Hz.

III Cadeia de Preparação

Esta cadeia é utilizada para alimentar a cavidade de preparação. Desejamos preparar a nossa amostra atômica no estado $6S_{1/2} F=3 m_F=0$ a fim de aumentar a relação sinal/ruído e, conseqüentemente, a estabilidade do relógio. Como a cavidade de preparação está mais longe da região de vôo livre, a potência do sinal injetado não desempenha um papel tão fundamental. Sendo assim, foi necessário construir uma segunda cadeia, porém com menos exigências que a cadeia de interrogação. Foi utilizado uma ORD de $9,192$ GHz ($10,84$ dBm) ao invés de uma de $4,596$ GHz. Outra característica importante desta cadeia é que aproveitamos toda a parte de baixa frequência da cadeia de interrogação. Assim, a cadeia de interrogação possui apenas a parte da PLL de alta frequência, que funciona de maneira idêntica a PLL de alta da cadeia de interrogação. A diferença é que, para os valores dos sinais injetados no SM $9,192$ GHz (vindo da ORD de $9,1$ GHz) e 200 MHz (proveniente de uma multiplicação por 2 de um sinal de 100 MHz da cadeia de interrogação), $N=46$ e $FS=7,3$ MHz. Como foi feito na cadeia de interrogação, também usaremos uma DDS, que fornece um sinal de $7,3$ MHz para cadeia de preparação. Como a estabilidade desta cadeia não influencia muito a estabilidade do relógio, não há necessidade de diminuirmos o ruído de fase da DDS. Este sinal é comparado com a saída do SM, gerando o sinal de erro que corrigirá a ORD de $9,1$ GHz. O esquema desta cadeia é mostrado na figura 11.

Como a ORD de $9,1$ GHz possui apenas uma saída, utilizamos um acoplador direcional para dividir o seu sinal. Uma parte vai para a saída da cadeia ($10,04$ dBm) e a outra é a entrada do SM (-2 dBm). Após a passagem dos átomos através da cavidade de preparação, o sinal de alimentação deve ser desligado até o próximo ciclo do relógio. Para isso colocamos um switch (F192A, General Microwave) na saída da cadeia, que corta a alimentação da cadeia com 80 dB de isolamento ao receber um pulso de comando. O único ruído de fase medido nesta cadeia é o da eficiência da PLL de alta e ele é o mesmo da PLL de alta da cadeia de interrogação.

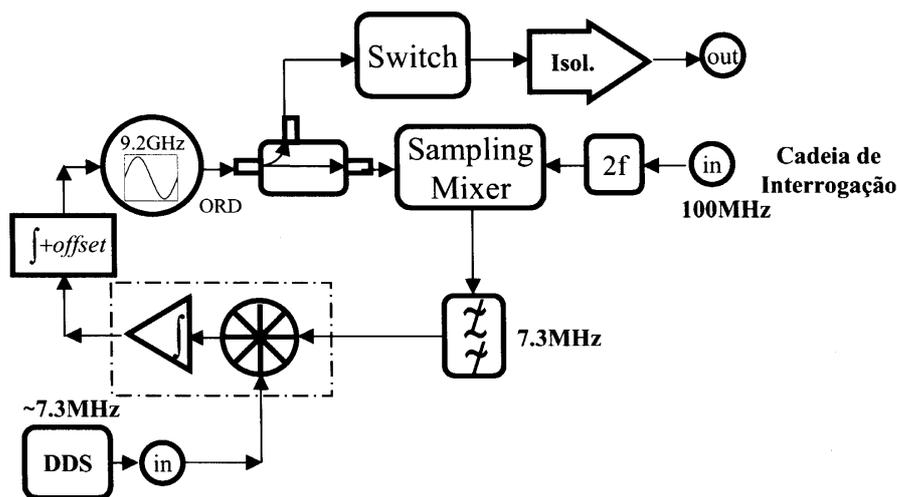


Figura 11. Diagrama da cadeia de preparação.

IV Conclusão

A montagem dos sintetizadores foi executada de maneira criteriosa. À medida em que um novo elemento era introduzido na cadeia, ele era devidamente testado e ajustado aos demais componentes, de modo a manter todo o conjunto travado. A escolha do BVA como oscilador de referência mostrou ser a melhor opção, tendo em vista que a estabilidade a curto termo foi melhor do que o que havia sido obtido com montagens anteriores. Sendo assim, obtivemos um nível de estabilidade aceitável, comparando-o ao relógio itinerante, que será melhorado tão logo o nosso relógio tipo chafariz esteja em operação. A conclusão da montagem do relógio atômico tipo chafariz, seguida da otimização de todas as etapas do relógio, aprisionamento, lançamento e outros nos permitirá travar a cadeia na referência atômica e compará-la, por exemplo, com a cadeia do relógio chafariz, com um relógio comercial e com o GPS.

Agradecimentos: Este programa recebe financiamento da CEPID/FAPESP (Centro de Pesquisas em Óptica e Fotônica) e CAPES/COFECUB

Referências

- [1] Teles, F., Magalhães, D. V., Santos, M. S., Rovera, G. D., and Bagnato, V. S. *IEEE* **47**, 1111 (2000).
- [2] Santerelli, G., Laurent, P., Lemonde, P., Clairon, A., Mann, A. G., Chang, S., Luiten, A. N., and Salomon, C. *Phys. Rev. Lett.* **82**, 4619 (1999).
- [3] Krupta, J., Cros, D., Luiten, A., and Tobar, M. *Electronics Letters* **32**, 670 (1996).
- [4] Walls, F. L., Nelson, M., and Valdez, G. R. *Proc. of the 6th European Frequency and Time Forum*, 447 (1992).
- [5] Dick, G. J. *Proc. Nineteenth Annual Precise Time and Time Interval (PTTI)* (1987).
- [6] Dick, G. J., Prestage, J. D., Greenhall, C. A., and Maleki, L. *Proc. 22nd Annual Precise Time and Time Interval (PTTI)*, 487 (1990).
- [7] Audoin, C., Lacey, L., and Cutler, L. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **IM27**, 325 (1978).
- [8] OSCILLOQUARTZ-SUIÇA. BVA OXC0 8600 .
- [9] Blanchard, E. *Phase Locked Loops*. John Willey & Sons (1997).