



Geração de RF em 200 MHz Baseada em Linhas de Transmissão Não Lineares (LTNLs) com Diodos Schottky de Carbetto de Silício

RAIMUNDI, L. R.¹, ROSSI, J. O.², E. G. L. RANGEL²

¹Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, SP, Brasil
Aluno de Mestrado do curso de Engenharia e Gerenciamento de Sistemas Espaciais - CSE.

²Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, SP, Brasil
Laboratório Associado de Plasma

lucas.reis@lit.inpe.br

Resumo. Linhas de transmissão não lineares (LTNLs) têm sido usadas com grande sucesso para a geração de radiofrequência (RF) de alta potência. Geralmente, sua operação consiste em uma linha concentrada baseada no comportamento não linear dos componentes da seção LC, capacitores ou indutores, em função da tensão ou corrente aplicada, respectivamente. Entretanto, considerando sinais de alta potência, o emprego de capacitores cerâmicos em linhas capacitivas concentradas é restrito a frequências em torno de 80 MHz, devido à limitação do valor mínimo de capacitância apresentado por estes componentes. Por outro lado, a utilização de diodos de capacitância variável de baixa tensão tem permitido a operação de LTNLs em frequências mais altas (250 MHz). Além disso, com o advento dos diodos Schottky de carbetto de silício (SiC) de alta tensão, espera-se que as LTNLs possam operar com maior potência e em mais altas frequências. Este trabalho apresenta a construção de uma LTNL baseada em diodos Schottky de SiC para gerar RF em alta frequência. Seu princípio de funcionamento é apresentado, onde a dependência de tensão da capacitância do diodo é modelada. Os resultados experimentais e de simulação são comparados e discutidos. Oscilações na frequência de aproximadamente 200 MHz foram obtidas.

Palavras-chave: Linhas de transmissão não lineares (LTNLs); Geração de RF; Carbetto de silício; Diodos schottky.

1. Introdução

Recentemente, o estudo das LTNLs tem sido enfatizado para a geração de sinais de RF de alta potência, fornecendo sistemas mais compactos, que podem ser usados em transmissores de alta potência [DARLING AND SMITH, 2008; RANGEL et al, 2016; KUEK et al, 2012; ROSSI et al, 2013], cujas aplicações potenciais incluem plataformas e veículos móveis, sensoriamento remoto e satélites SAR (*Synthetic Aperture Radar*).

Uma LTNL concentrada converte um pulso de entrada retangular em um trem de pulsos oscilantes, com base nas propriedades não lineares de seus elementos, seja um capacitor ou



um indutor [KUEK et al, 2013]. No entanto, o desenvolvimento de LTNLs para aplicações de maior potência utilizando capacitores cerâmicos tem apresentado frequência máxima de operação em torno de 80 MHz, devido à limitação do valor mínimo de capacitância apresentado por estes componentes. Desse modo a utilização de diodos Schottky de SiC tem sido considerada uma boa opção para superar essa limitação, devido à sua alta tensão reversa de ruptura, baixo valor de capacitância e forte não linearidade, apresentando uma capacitância que varia inversamente com relação à tensão reversa aplicada [ROSSI et al, 2016; GAUDET et al, 2008].

Este trabalho apresenta a construção de uma LTNL capacitiva, baseada em diodos Schottky de SiC reversamente polarizados, utilizados como elementos não lineares, para a geração de RF. A modelagem da dependência de tensão da capacitância do diodo é realizada e o modelo de simulação SPICE dessa LTNL capacitiva é apresentado. Para validar o modelo foi construída uma LTNL utilizando-se diodos Schottky de carbeto de silício onde os resultados experimentais e simulados são comparados.

2. Teoria simplificada das LTNLs

Uma LTNL é definida como uma linha de elementos LC agrupados em seções, onde cada seção consiste de um capacitor e um indutor. Nesse estudo uma LTNL capacitiva foi implementada utilizando-se diodos Schottky de SiC como elementos não lineares. A geração de RF ocorre devido às propriedades não lineares do meio em que a onda se propaga e à dispersão proporcionada pela estrutura periódica da linha. Considerando a linha não linear representada pela Figura 1, a velocidade de propagação é dada por [SMITH, 2002]

$$v_p = 1 / \sqrt{LC(V)} , \quad (1)$$

onde $C(V)$ é a capacitância variável em função da tensão aplicada e L é a indutância linear. À medida que C diminui com a tensão aplicada, a velocidade de propagação aumentará com o aumento da tensão. Assim, a parte do pulso com maior amplitude de tensão se propagará mais rapidamente que a parte inicial de menor amplitude e o pico do pulso alcançará a amplitude de baixa tensão, formando uma frente de onda de saída com um rápido tempo de subida [YAMASAKI et al, 2014].

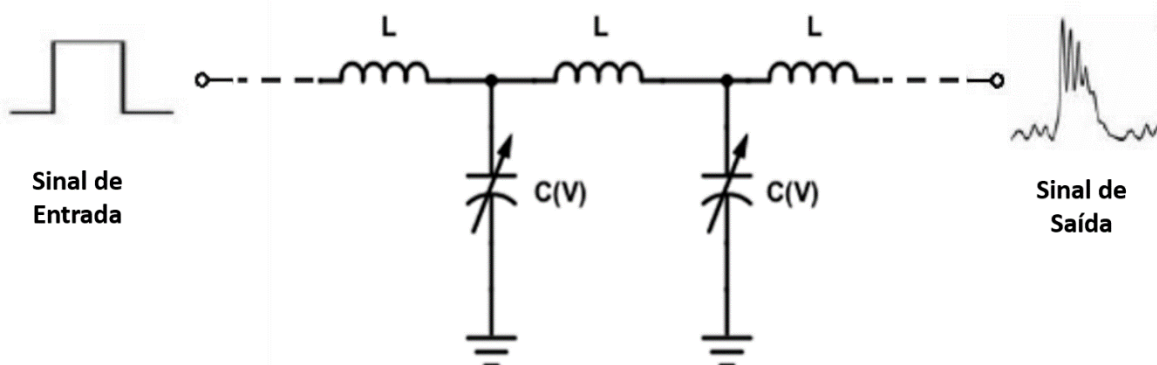


Figura 1. LTNL capacitiva



A redução do tempo de subida do pulso, causada pelas seções LC, pode ser estimada pelo cálculo da diferença entre os atrasos de tempo da parte de baixa amplitude do pulso e seu pico, dada por [SMITH, 2002]

$$\Delta T = t_{ri} - t_{ro} = n(\sqrt{LC_{j0}} - \sqrt{LC(V_{max})}) , \quad (2)$$

onde t_{ri} e t_{ro} são, respectivamente, os tempos de subida do pulso de entrada e saída, n é o número de seções da linha, L é o valor da indutância e C_{j0} e $C(V_{max})$ são, respectivamente, os valores de capacitância inicial e final na tensão máxima do capacitor. Se $t_{ri} > \Delta T$, o efeito da não linearidade supera o efeito da dispersão e uma compressão do pulso ocorre na saída da linha. Por outro lado, se $t_{ri} < \Delta T$, o efeito da dispersão compensa o efeito da não linearidade e na saída da linha observa-se a geração de oscilações produzidas na onda de choque propagada.

Entretanto, considerando-se uma linha não linear dispersiva, a redução do tempo de subida do pulso será limitada pela frequência de corte da linha, conhecida como frequência de Bragg, dada por

$$f_c = 1/\pi\sqrt{LC(V_{max})} . \quad (3)$$

A impedância característica é outro parâmetro importante da linha e, considerando que os valores de capacitância dos capacitores na linha dependem do valor da amplitude do pulso propagado, a impedância da linha dependerá do valor da amplitude do pulso, dado por

$$Z_0 = \sqrt{L/C(V)} , \quad (4)$$

variando de acordo com a excursão de C entre os valores das capacitâncias inicial e máxima, C_{j0} e $C(V_{max})$, respectivamente.

3. Modelagem do diodo

A dependência de tensão da capacitância do diodo varactor pode ser modelada a partir de sua curva característica $C \times V$ dada por [YAMASAKI et al, 2014]

$$C(V) = C_{j0}/(1 + V/V_j)^m , \quad (5)$$

onde V é a tensão aplicada, V_j é o potencial de junção do diodo, C_{j0} é a capacitância inicial e m é o fator de inclinação ou fator de não linearidade. Além disso, a função de carga no tempo $Q(V)$ do diodo é calculada através da integral da capacitância variável $C(V)$ em relação a V , de acordo com

$$Q(V) = \int_0^V C(V) dV . \quad (6)$$



Assim, aplicando (5) em (6), a equação geral para $Q(V)$ é dada por

$$Q(V) = \left(\frac{C_{j0}}{1-m} \right) \cdot \left[\left(\frac{V}{V_j} + 1 \right)^{(1-m)} \right]. \quad (7)$$

O diodo Schottky de SiC utilizado no experimento (modelo C4D05120E) tem sua capacitância e sua carga no tempo dada em função da tensão aplicada fornecida pelo datasheet do fabricante [WOLFSPEED, 2018], como apresentado nas Figuras 2(a) e 2(b). A equação referente ao comportamento da capacitância é dada por

$$C(V) = \frac{380 \text{ pF}}{(V+1)^{0.45}}, \quad (8)$$

onde V é a tensão aplicada, $V_j = 1 \text{ V}$, $C_{j0} = 380 \text{ pF}$ e $m = 0.45$. Assim, a partir de (7), a função de carga no tempo do diodo é dada por

$$Q(V) = \left(\frac{380 \text{ pF}}{0.55} \right) \cdot [(V + 1)^{0.55}]. \quad (9)$$

Como mostrado nas Figuras 2(a) e 2(b), as curvas teóricas (em azul) de (8) e (9) apresentam boa concordância com os gráficos (em vermelho) fornecidos pelo fabricante.

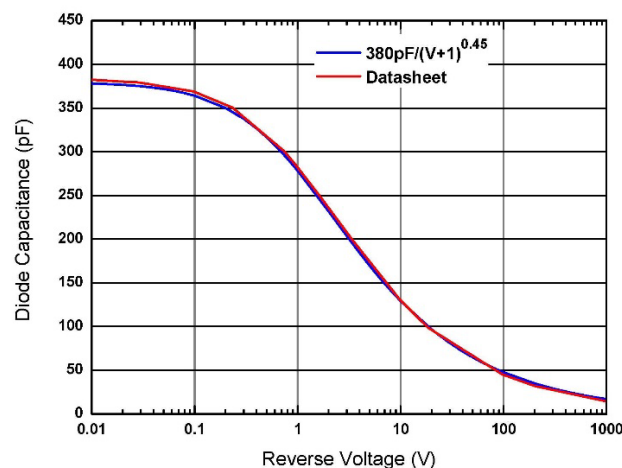


Figura 2(a). Capacitância do diodo em função da tensão reversa

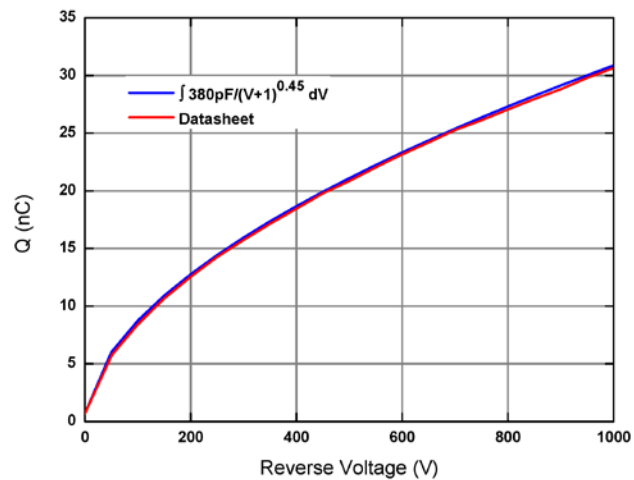


Figura 2(b). Carga em função da tensão reversa

4. Resultados experimentais e simulados

A LTNL foi implementada por meio de um protótipo construído em uma placa de circuito impresso (PCB) com 12 seções, como mostrado na Figura 3, utilizando-se indutores lineares de núcleo de ar no valor de 56 nH e diodos Schottky de SiC (modelo C4D05120E) como elementos não lineares. Um gerador de pulso, modelo 9355-1, foi utilizado para produzir um pulso retangular com uma amplitude de 500V na entrada da LTNL. O pulso tem uma largura de 34 ns com tempos de subida e descida de 1 ns. Assim, a condição de geração de sólitons ($t_{ri} < \Delta T$) é satisfeita, certificando a produção de oscilações. Para se realizar as medições, a saída da LTNL foi conectada por um cabo coaxial de 50 Ω à entrada de um osciloscópio digital Rohde & Schwarz, através de um atenuador de alta tensão (modelo 82-40-34), fornecendo uma impedância de saída de 50 Ω . De acordo com (4), a impedância da linha varia entre 12 Ω para a linha despolarizada e 49 Ω quando a linha está totalmente polarizada.



Figura 3. LTNL implementada para os testes.

As simulações foram realizadas utilizando-se o software de modelagem de circuitos LT-Spice, cujo circuito simulado consiste em 12 seções LC concentradas, conforme



apresentado na Figura 4. Indutores lineares fixos no valor de 56 nH foram utilizados. Os capacitores não lineares foram modelados de acordo com sua função de carga no tempo $Q(V)$ dada por (9). Resistências correspondentes às perdas ôhmicas dos indutores e capacitores foram adicionadas, cujos valores foram, respectivamente, 0,1 Ω e 2,0 Ω . Um gerador de pulsos de 1000 V com uma impedância de saída de 50 Ω alimenta a linha, aplicando um pulso com amplitude de 500 V na entrada da LTNL. Na saída da linha foi inserida uma carga com impedância de 50 Ω .

A melhor concordância entre os resultados simulados e experimentais foi alcançada adicionando-se uma capacitância de ajuste (C_a) no circuito simulado, mostrando que, na prática, o valor mínimo de capacitância está acima do valor especificado pelo fabricante, obtendo-se uma curva de saturação $C \times V$ mais lenta. Assim, a partir de (8), a equação da capacitância ajustada é dada por

$$C(V) = \frac{380 pF}{(V+1)^{0.45}} + C_a \quad (10)$$

e a respectiva equação de carga ajustada por

$$Q(V) = \left(\frac{380 pF}{0.55} \right) \cdot [(V + 1)^{0.55}] + (C_a \cdot V). \quad (11)$$

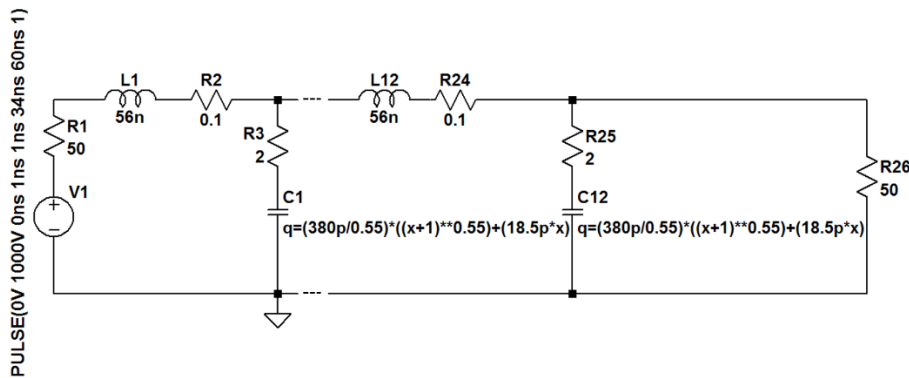


Figura 4. Circuito simulado.

Os resultados das simulações são apresentados nas Figuras 5(a) e 5(b), mostrando uma grande concordância com os resultados experimentais, no domínio do tempo e da frequência, respectivamente, cujo valor otimizado de C_a é igual a 18,5 pF. Os resultados demonstram uma frequência de oscilação na ordem de 200 MHz, o que está de acordo com o cálculo da frequência de corte dada por (3), considerando-se o valor ajustado de $C(V_{max})$, obtido a partir de (10).

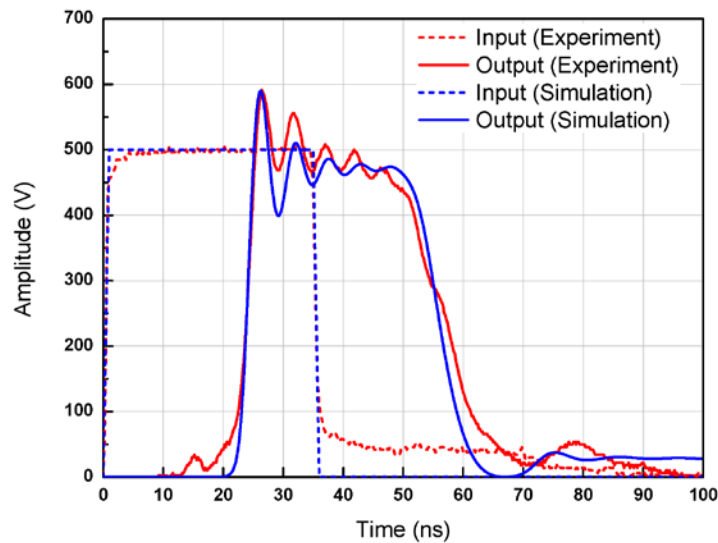


Figura 5(a). Pulsos de entrada e saída obtidos no domínio do tempo.

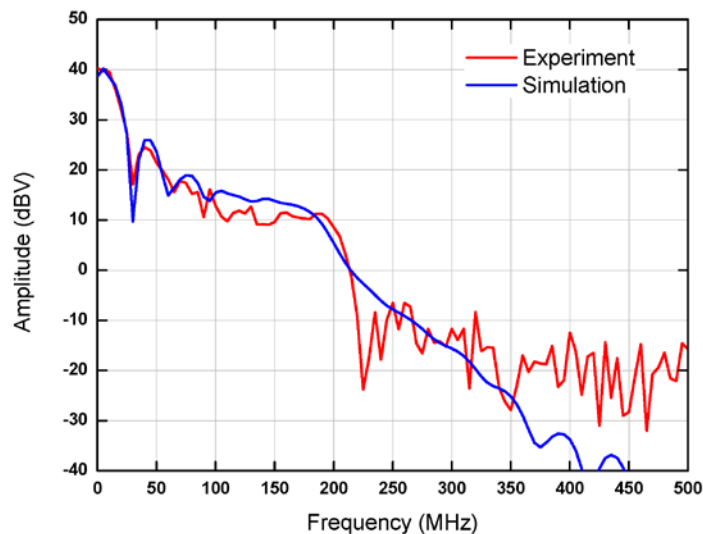


Figura 5(b). Análise dos pulsos de saída no domínio da frequência (FFT).

5. Conclusão

Este trabalho apresenta os resultados do estudo de uma LTNL para geração de RF, baseada em diodos Schottky de SiC, onde se verifica a capacidade desses componentes em gerar oscilações em frequências acima de 100 MHz. Um protótipo foi implementado e seus parâmetros foram investigados. As respostas nos domínios do tempo e frequência foram analisadas, verificando-se grande concordância entre os resultados simulados e experimentais, onde as oscilações em frequências em torno de 200 MHz foram geradas. Dessa forma, observa-se que a utilização de diodos Schottky de SiC consiste numa boa opção



para a geração de RF em alta tensão, em substituição aos normalmente capacitores cerâmicos usados em LTNs da alta tensão.

Referências

- Darling, D. C. and Smith, P. W. (2008). "High-power pulsed RF extraction from nonlinear lumped element transmission lines," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 36, no. 5, pp. 2598-2603.
- Gaudet, J., Schamiloglu, E., Rossi, J. O., Buchenauer, C. J. and Frost, C. (2008). "Nonlinear transmission lines for high power microwave applications – a survey," in *Proc. IEEE Int. Pulsed Power Conf.*, pp. 131-138.
- Kuek, N. S., Liew, A. C., Schamiloglu, E. and Rossi, J. O. (2012). "Circuit modeling of nonlinear lumped element transmission lines including hybrid lines," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 40, no. 10, pp. 2523-2534.
- Kuek, N.S., Liew, A.C., Schamiloglu, E. and Rossi, J.O. (2013). "Pulsed RF oscillations on a nonlinear capacitive transmission line," *IEEE Trans. Diel. Ins.*, vol. 20, no. 4, pp. 1129-1135.
- Rangel, E. G. L., Barroso, J. J., Rossi, J. O., Yamasaki, F. S., Neto, L. P. S. and Schamiloglu, E. (2016). "Influence of input pulse shape on RF generation in nonlinear transmission lines," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 44, no. 10, pp. 2258-2267.
- Rossi, J. O., Neto, L. P. S., Yamasaki, F. S. and Barroso, J. J. (2013). "State of the art of nonlinear transmission lines for applications in high power microwaves," in *Proc. of the Microw. & Opt. Conf.*, Rio de Janeiro, Brazil, pp. 1-5.
- Rossi, J. O., Neto, L. P. S., Yamasaki, F. S., Barroso, J. J., Rangel, E. G. L. and Schamiloglu, E. (2016). "High-voltage soliton generation with nonlinear lumped varactor diode lines," in *Proc. Symp. Oper. Appl. in Areas of Defense (SIGE)*, São José dos Campos, Brazil, pp. 22-25.
- Smith, P. W. (2002). "Nonlinear Pulsed Power" in *Transient Electronics – Pulsed Circuit Technology*, John Wiley & Sons, West Sussex, England, ch. 8, pp. 246-248.
- Wolfsped. (2018). C4D05120E Datasheet Silicon Carbide Schottky Diode, acesso em 26 jun. 2018. <https://www.wolfsped.com/media/downloads/130/C4D05120E.pdf>.
- Yamasaki, F. S., Neto, L. P. S., Rossi, J. O. and Barroso, J. J. (2014). "Soliton generation using nonlinear transmission lines," *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 42, no. 11, pp. 3471-3477.