

# CHAVE MEMS CAPACITIVA DE BAIXO COEFICIENTE DE REFLEXÃO

*Silvio E. Barbin e Michel B. F. da Silva*

Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle da Universidade de São Paulo  
Av. Prof. Luciano Gualberto, trav. 3 n.º 158 - CEP 05508-900 - São Paulo - Brasil

[barbin@lcs.poli.usp.br](mailto:barbin@lcs.poli.usp.br) e [msilva@lcs.poli.usp.br](mailto:msilva@lcs.poli.usp.br)

## ABSTRACT

The interest in using MEMS switches in RF circuits at frequencies up to 100 GHz has increased in the last years. At high frequencies, shunt capacitive switches over a coplanar waveguide exhibit high isolation in the down-state position and low return loss in the up-state position, which can significantly limit the frequency band. This work presents an optimization technique for the return loss that, when applied to a switch described in the literature, resulted in an increase in the minimum return loss from approximately 8 dB to 22 dB, from DC to 40 GHz. This improvement was obtained without any change in the pull-down voltage, reliability and other characteristics of the switch and, in addition, resulted in a slight improvement in the isolation. The technique leads to an expressive increase of the switch operation band.

## RESUMO

O interesse pelo uso de chaves MEMS em circuitos de RF para frequências de até 100 GHz tem aumentado nos últimos anos. Em altas frequências, chaves capacitivas paralelas sobre guia de onda coplanar apresentam alta isolamento no estado atuado e baixa perda de retorno no estado não atuado. Isso pode limitar significativamente a faixa de frequências de operação da chave. Neste trabalho é apresentada uma técnica de otimização da perda de retorno cuja aplicação a uma chave descrita na literatura resultou em um aumento do valor mínimo da perda de retorno de aproximadamente 8 dB para 22 dB na faixa de frequências de DC a 40 GHz. Esse aumento foi obtido sem alteração da tensão de atuação, confiabilidade e demais características, e com uma pequena melhora na isolamento, resultando em expressiva ampliação da banda de operação da chave.

## 1. INTRODUÇÃO

Sistemas Microeletromecânicos, em inglês *Micro-electromechanical Systems* (MEMS), representam uma tecnologia de grande importância. Essa tecnologia permite a fabricação de dispositivos eletromecânicos de dimensões sub-milimétricas empregando técnicas de produção de circuitos integrados.

A primeira aplicação da tecnologia MEMS foi a produção de um transistor ressonante de efeito de campo pela Westinghouse na década de 60 [1]. Outro marco histórico de grande importância foi a fabricação de uma

chave MEMS pela IBM na década de 70 [2]. Atualmente, MEMS encontra aplicações em bioengenharia, sistemas automotivos, sistemas de defesa, engenharia elétrica, engenharia mecânica, engenharia de microondas e optoeletrônica, dentre outras. Essa vasta gama de aplicações gera um mercado que em 2004 movimentou recursos da ordem de US\$ 12 bi com previsão de atingir US\$ 25 bi em 2009 [3].

Em circuitos de RF, o interesse pela utilização de dispositivos MEMS decorre do fato de eles apresentarem ótimo desempenho em altas frequências, minimizando reflexões e perdas, reduzindo a distorção, a interferência de sinais externos e ruído. Chaves MEMS de RF encontram aplicações para frequências de até 100 GHz em defasadores de antenas, radares automotivos, satélites, sistemas de comunicação sem fio, sistemas de defesa, instrumentação e outras.

Diversas pesquisas vêm sendo conduzidas [3-6] visando a modelagem e a otimização dessas chaves, com significativos avanços para aplicações em altas frequências [5]. Nessa linha, um dos tipos de chave mais utilizados é a chave capacitiva paralela sobre guia de onda coplanar. Essas chaves, no estado atuado, apresentam alta isolamento em frequências altas. Porém, em frequências mais baixas, sua perda de retorno é baixa, no estado não atuado. Assim, faz-se necessário otimizar conjuntamente essas características, que, de outro modo, podem limitar significativamente a banda de operação da chave. Neste trabalho é apresentada uma técnica para otimizar a perda de retorno sem comprometer outras especificações da chave, resultando em um expressivo aumento da banda de operação.

O artigo está organizado da seguinte forma: após a introdução apresentada nesta seção, a Seção II apresenta uma comparação entre chaves MEMS de RF e chaves semicondutoras. A seguir é detalhada a estrutura de uma chave MEMS capacitiva paralela sobre guia de onda coplanar. Na Seção III é apresentada a modelagem desse tipo de chaves e discutida uma técnica para o aumento da perda de retorno. A validade da técnica é comprovada com resultados de simulações e por comparação com dados existentes na literatura. Na Seção IV são apresentadas conclusões.

## 2. CHAVES MEMS DE RF

A crescente demanda por sistemas de comunicação compactos e reconfiguráveis fez com que dispositivos

MEMS encontrassem novos campos de aplicação[6]. Um desses campos é o de circuitos de chaveamento de RF, pois para certas aplicações, chaves MEMS apresentam desempenho muito superior ao das chaves de semicondutor [7]. As principais vantagens das chaves MEMS sobre chaves semicondutoras são [8]:

- baixa perda de inserção;
- alta isolamento: capacitâncias parasitas da ordem de fF resultam em excelente isolamento;
- baixa distorção: devido a alta linearidade, harmônicas geradas por chaves MEMS são até 30 dB menores que as geradas por chaves de outras tecnologias;
- alta capacidade de integração;
- pequenas dimensões;
- baixo consumo de potência.

As principais desvantagens são:

- tensão de operação elevada;
- baixa velocidade de chaveamento;
- alto custo de encapsulamento: chaves MEMS devem ser encapsuladas em atmosferas inertes e de umidade reduzida;
- confiabilidade reduzida: a maioria das chaves MEMS pode realizar de 0,1 a 10 bilhões de ciclos, enquanto muitos sistemas comerciais necessitam de chaves para 20 a 200 bilhões de ciclos;
- baixa capacidade de potência: muitas chaves MEMS não suportam potências maiores que 50 mW com alta confiabilidade.

Para operação em altas frequências, uma configuração muito popular de chaves de MEMS é a configuração paralela capacitiva [5], implementada geralmente sobre um guia de onda coplanar, como mostrado na Figura 1.

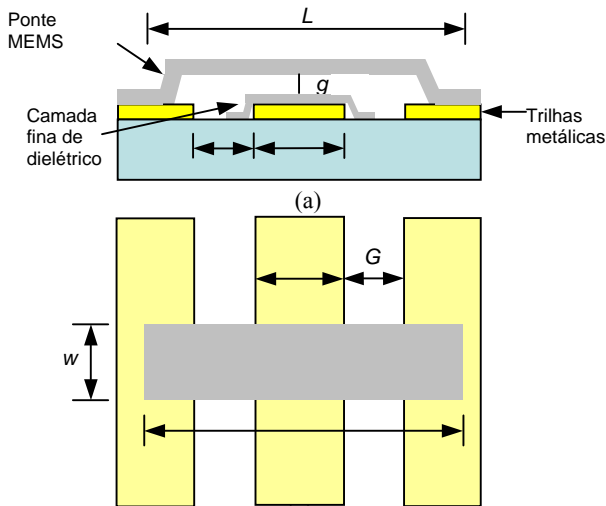


Figura 1: Chave MEMS capacitiva paralela sobre guia de onda coplanar; (a) seção transversal e (b) vista superior.

Esse tipo de chave tem uma lâmina montada em forma de ponte suportada por duas âncoras agregadas às trilhas laterais do guia de onda coplanar. Elas são chamadas “chaves de membrana” em oposição às com lâmina em balanço, isto é, ancorada em uma única extremidade, que são chamadas “chaves de alavanca”. Estas últimas são geralmente implementadas em configuração série [5].

A modelagem dessas chaves com base no seu

comportamento com a frequência tem sido objeto de diversos estudos [9-11]. Um modelo de parâmetros concentrados, obtido através de resultados de simulações eletromagnéticas, apresenta excelente conformidade com protótipos construídos em laboratório [10].

Numa primeira aproximação, pode-se descrever a estrutura de [10] como uma linha de transmissão, implementada na forma de um guia de onda coplanar, com um capacitor montado em paralelo à meia distância de suas extremidades. Uma das armaduras do capacitor é constituída pela lâmina da ponte e a outra pela trilha central do guia de onda. No estado não atuado, a ponte, sem carga eletrostática, encontra-se levantada, isto é afastada da trilha. No estado atuado, a ponte, com carga eletrostática, encontra-se muito próximo da trilha, separada apenas por uma fina camada de material isolante. Não há contato galvânico nesse tipo de chave. A capacitância  $C_D$  entre a lâmina e a trilha no estado atuado é a principal grandeza que determina a isolação da chave para uma dada impedância de referência, enquanto que a capacitância  $C_U$  no estado não atuado produz uma degradação da perda de retorno. A situação ideal seria a de  $C_D$  infinita e  $C_U$  nula. Assim, a razão entre essas capacitâncias em chaves práticas é uma figura de mérito a ser considerada no projeto. No exemplo utilizado neste trabalho,  $C_D / C_U = 38$ . Efeitos indutivos e resistivos devem também ser incluídos na modelagem. Na próxima seção, a modelagem desse tipo de chaves é apresentada em detalhe.

### 3. MODELAGEM E OTIMIZAÇÃO

Uma chave MEMS capacitiva paralela montada sobre guia de onda coplanar pode ser modelada como mostrado na Figura 2, onde a chave está conectada a uma carga de impedância  $Z_0$  e um gerador de força eletromotriz  $E_G$  e impedância interna  $Z_0$ .

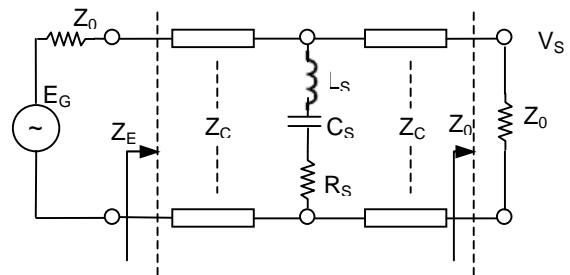


Figura 2: Circuito equivalente da chave em paralelo.

A impedância da chave propriamente dita é dada por

$$Z_s = R_s + j.\omega.L_s + \frac{1}{j.\omega.C_s} \quad (1)$$

onde,  $C_s = C_U$  ou  $C_D$  dependendo do estado da chave;

$L_s$  : indutância parasita da chave;

$R_s$  : resistência de perdas da chave.

A frequência de ressonância do circuito LC no estado atuado é

$$f_{0D} = \frac{1}{2.\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_s.C_D}} \quad (2)$$

No estado não atuado, a frequência de ressonância é

muitas vezes superior a  $f_{0D}$  em virtude da relação  $C_D/C_U \gg 1$  e não será necessário considerá-la neste trabalho. Assim, a impedância  $Z_s$ , no estado não atuado, pode ser aproximada por:

$$Z_{SU} \cong \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_U} \quad (3)$$

e no estado atuado por:

$$Z_{SD} \cong \begin{cases} \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_D} & \text{para } f \ll f_{0D} \\ R_S - \frac{2}{j \cdot \omega \cdot C_D} \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_{0D}} & \text{para } f \approx f_{0D} \\ j \cdot \omega \cdot L_S & \text{para } f \gg f_{0D} \end{cases} \quad (4)$$

O coeficiente de reflexão na entrada do guia de onda e o coeficiente de transmissão referidos a  $Z_0$ , para a chave conectada como na Figura 2, são definidos respectivamente por

$$\rho = \frac{Z_E/Z_0 - 1}{Z_E/Z_0 + 1} \quad (5)$$

$$\tau = \frac{2 \cdot V_S}{E_G} \quad (6)$$

onde,  $Z_E$  e  $V_S$  são obtidas através de equações convencionais das teorias de circuito e de linha de transmissão.

A perda de retorno e a perda de inserção, usualmente denominada isolamento para o caso atuado, são expressas, respectivamente, por

$$PR = -10 \cdot \log(1 - |\rho|^2) \quad (7)$$

$$PI = -10 \cdot \log(1 - |\tau|^2) \quad (8)$$

Para o caso em que  $Z_C = Z_0$  [8], obtém-se, no estado não atuado,

$$|\rho_U|^2 = \left( 1 + \frac{4}{(\omega \cdot C_U \cdot Z_0)^2} \right)^{-1} \quad (9)$$

desprezando-se os efeitos do resistor e do indutor, e

$$|\tau_U|^2 = \frac{4 \cdot |V_{SU}|^2}{E_G^2} \quad (10)$$

Para o estado atuado,

$$|\tau_D|^2 = \frac{|V_{SD}|^2}{4E_G^2} \quad (11)$$

$$|\tau_D|^2 \cong \begin{cases} \frac{4}{\omega^2 \cdot C_D^2 \cdot Z_0^2} & \text{para } f \ll f_{0D} \\ \frac{4 \cdot R_S^2}{Z_0^2} & \text{para } f = f_{0D} \\ \frac{4 \cdot \omega^2 \cdot L_S}{Z_0^2} & \text{para } f \gg f_{0D} \end{cases} \quad (12)$$

A chave de [10] utilizada como exemplo neste trabalho, tem  $Z_C = Z_0$ . O circuito equivalente dessa chave tem  $R_S = 0,07 \Omega$ ,  $L_S = 7,7 \text{ pH}$ , e  $C_S = C_U = 70 \text{ fF}$ , no estado não atuado, e  $C_S = C_D = 2700 \text{ pF}$ , no estado atuado. Os resultados obtidos para o circuito equivalente com esses parâmetros correspondem às curvas “a” das Figuras 4, 5 e 6 e estão em excelente conformidade com os resultados de medida da chave disponibilizados em [10]. Resolvendo-se o problema eletromagnético para essa chave empregando-se o software de simulação EM3DS [12], baseado no método da Ressonância Transversa Generalizada da Difração, em inglês, *Generalized Transverse Resonance Diffraction (GTRD)*. Os resultados também estão em concordância com os de [10], validando a aplicação do circuito equivalente.

Desprezando-se inicialmente  $L_S$ , a isolamento cresce com a frequência no estado atuado, enquanto que a perda de retorno decresce com a frequência no estado não atuado. Esse comportamento intrínseco da chave estabelece uma frequência mínima de utilização,  $f_{min}$ , limitada por isolamento e uma frequência máxima,  $f_{max}$ , limitada por perda de retorno. A indutância  $L_S$  introduz uma ressonância que também poderá limitar o uso da chave em altas frequências, devendo  $f_{max}$ , num caso prático, ser a menor das frequências máximas definidas por isolamento e perda de retorno.

Para um critério de perda de retorno e isolamento mínimas de 20 dB, a chave de [10] apresenta  $f_{min} \cong 18 \text{ GHz}$ , conforme indicado na curva “a” da Figura 4, e  $f_{max} \cong 9 \text{ GHz}$ , conforme indicado na curva “a” da Figura 5. Assim, o uso dessa chave é inviável segundo esse critério, pois  $f_{min}$  não pode ser maior que  $f_{max}$ . Analogamente, para um critério de 10 dB, que é muito pouco exigente,  $f_{min} \cong 7 \text{ GHz}$  e  $f_{max} \cong 31 \text{ GHz}$ .

Em [11] maiores bandas que em [10] são obtidas combinando-se duas ou mais chaves para melhorar a isolamento e a perda de retorno. Entretanto, o emprego de várias chaves num mesmo projeto reduz a confiabilidade, que já não é muita alta para chaves MEMS de RF no estado atual da técnica e tem limitado o seu emprego em sistemas comerciais.

A seguir é apresentada uma solução para melhorar a perda de retorno no estado não atuado que não compromete as outras características da chave e que resulta em um aumento de  $f_{max}$  e por consequência da banda de operação.

Para aumentar essa perda de retorno, a largura da trilha central  $W$  dos dois trechos de guia de onda de acesso à região de chaveamento, foi reduzida para  $W'$ , como mostrado na Figura 3. Desse modo  $Z_C > Z_0$ . Na chave de [10],  $W = 100 \mu\text{m}$ ,  $G = 60 \mu\text{m}$ ,  $L = 300 \mu\text{m}$  e  $w = 80 \mu\text{m}$ . Variando-se  $W'$  e o comprimento  $\ell$  dos trechos de guia, indicados na Figura 3, a perda de retorno pode ser otimizada através de um processo iterativo. A menor dimensão para  $W'$  é limitada por razões tecnológicas. Por exemplo, com  $W + 2 \cdot G = W' + 2 \cdot G' = 220 \mu\text{m}$  e  $W' = 8 \mu\text{m}$ , obtém-se para  $\ell = 160 \mu\text{m}$  os resultados representados pelas curvas “b” das Figuras 4, 5 e 6.

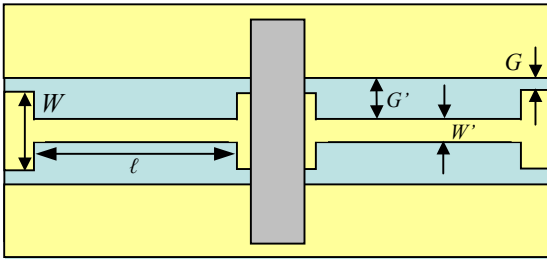


Figura 3. Chave otimizada com  $W' < W$

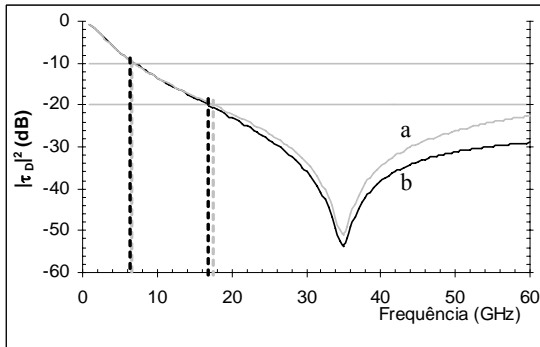


Figura 4. Isolação no estado atuado  
(a) chave convencional [10] e (b) chave otimizada

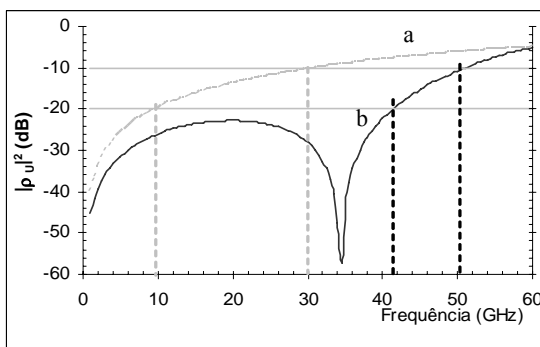


Figura 5. Perda de retorno no estado não atuado  
(a) chave convencional [10] e (b) chave otimizada

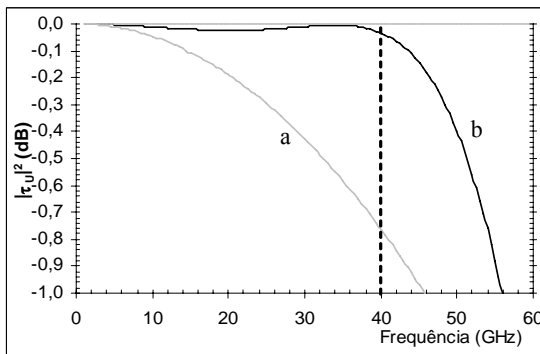


Figura 6. Perda de inserção no estado não atuado  
(a) chave convencional [10] e (b) chave otimizada

Para um critério de isolamento e perda de retorno mínimas de 10 dB,  $f_{\min} \cong 7$  GHz e  $f_{\max} \cong 51$  GHz e para um critério de 20 dB,  $f_{\min} \cong 17$  GHz e  $f_{\max} \cong 42$  GHz, para a chave otimizada. Assim, a banda de operação que segundo esse critério era inexistente na chave convencional é de 25 GHz para a chave otimizada. Pode-se também verificar que a perda de retorno para frequências da ordem de 40 GHz aumentou de aproximadamente 8dB conforme em [10] para 22dB,

sem prejuízo da isolamento. A Figura 6 apresenta as perdas de inserção das chaves. Em 40 GHz, a perda de inserção, que era maior que 0,8 dB para a chave de [10], foi reduzida para menos que 0,1 dB. Como a região de chaveamento não foi alterada, a tensão de atuação e a confiabilidade e demais características foram mantidas.

#### 4. CONCLUSÕES

A importância e o desempenho de chaves MEMS de RF para sistemas de comunicação atuais foram discutidos. Um modelo de circuito para uma estrutura com chave MEMS de RF em configuração paralela sobre guia de onda coplanar foi apresentado. A validade do modelo foi confirmada através de simulação eletromagnética e resultados existentes na literatura. Através da escolha adequada da largura e do comprimento dos guias de onda de acesso à região de chaveamento, foi possível otimizar a perda de retorno no estado não atuado da chave MEMS, ampliando sua faixa de operação, segundo um critério de perda de retorno e isolamento mínimas. As modificações introduzidas não implicaram em alterações das demais características da chave.

#### 5. REFERÊNCIAS

- [1] Nathanson, H.C., Newell, W.E., Wickstorm, R.A. and Davis Jr., J.R., "The Resonant Gate Transistor", *IEEE Trans. on Electron Dev.*, Vol. 14, no. 3, pp. 117-133, 1967.
- [2] K. E. Peterson, "Micromechanical membrane switches on silicon", *IBM J. Res. Develop.*, vol. 23, no. 4, pp. 376-385, July 1979.
- [3] H. Wicht, J. Bouchaud and R. Dixon, *The market for MST and MEMS 2004-2009*, Witch Tech. Consult., Munich, 2005.
- [4] C. L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman and D. Denniston, "Performance of Low-loss RF MEMS Capacitive Switches," *IEEE Microw. and Guided Wave Let.*, pp. 269-271, Aug 1998.
- [5] Rebeiz, G. M. and Muldavin, J. B., "RF MEMS switches and switch circuits", *IEEE Micro. Mag.*, pp. 59-71, Dec 2001.
- [6] Milosavljevic, Z. D., "RF MEMS Switches", *Mikrotalasna Revija*, pp. 2-8, June 2004.
- [7] Grant, P.D., Denhoff, M.W. e Mansour, R.R., "A comparison between RF MEMS switches and semiconductor switches", *Proc. of the 2004 International Conf. on MEMS, NANO and Smart Systems*, pp. 515-521, 25-27 August 2004.
- [8] Rebeiz, G. M., *RF MEMS: Theory, Design and Technology*, John Wiley, New Jersey, 2003.
- [9] Zhang, L. X. and Zhao, Y. -P, "Electromechanical model of RF MEMS switches", *Microsystem Technologies 9 (2003)*, pp. 420 - 429.
- [10] Rebeiz, G. M. and Muldavin, J.B., "High Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 1 : Modeling", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techniques*, vol. 48, no. 6, pp. 1045-1052, June 2000.
- [11] Rebeiz, G. M. and Muldavin, J.B., "High Isolation CPW MEMS Shunt Switches Part 2: Design", *IEEE Transactions on Microw. Theory and Techniques*, vol. 48, no. 6, pp. 1053-1056, June 2000.
- [12] MEM Research, "An EM simulator for MEMS and real life MMICs", *Microwave Journal*, pp. 310-316, May 2002.

#### AGRADECIMENTO

Silvio E. Barbin agradece o apoio da CAPES para a realização de parte das pesquisas deste trabalho através do processo BEX 2267/04-7.