

PROJETO DE UM "UPCONVERTER" ATIVO PARA MICROONDAS

Edmar Camargo
Laboratório de Microeletrônica da EPUSP
Caixa Postal 8174 - CEP 01051 São Paulo

RESUMO

Este trabalho apresenta uma investigação teórica e experimental sobre misturadores upconverter com transistor tipo MESFET de Arseneto de Gálio. Os parâmetros críticos de projeto são obtidos por simulação em regime de grandes sinais. Construiu-se um circuito de teste para converter a banda de F1 de 50-90 MHz para uma portadora qualquer na faixa de 5,9-6,4 GHz. Obtiveram-se os seguintes resultados, um ganho de conversão de 6 dB e uma potência de saída de + 8 dBm.

INTRODUÇÃO

Os primeiros trabalhos sobre o emprego de transistores tipo MESFET como misturadores ativos surgiram no início da década de 70^{1,2}, os quais apresentaram alto ganho de conversão e uma razoável figura de ruído. No entanto, a maioria deles tratam de misturadores down-converter sendo que na literatura se encontram poucas referências sobre misturadores upconverter³.

O propósito deste trabalho é o estudo deste tipo de aplicação com auxílio de programas de análise lineares e não-lineares do circuito elétrico equivalente do transistor MESFET de porta simples. As conclusões deste estudo foram aplicadas na realização de um misturador upconverter de 70 +/- 20 MHz para uma portadora qualquer contida na banda de 5,9-6,4 GHz.

CONSIDERAÇÕES TEÓRICAS

O dispositivo empregado nos testes experimentais é um transistor encapsulado de aplicação geral para banda-X, tipo NE21889 fabricado pela NEC. Ele foi escolhido pelo seu baixo custo e excelente desempenho em 6 GHz. O circuito equivalente da Figura 1, o qual inclui os parasitas da cápsula, apresenta adequadamente os parâmetros de espalhamento até a frequência de 10 GHz. Os parâmetros não lineares (g_m , g_d , C_{gs} e R_i) foram determinados pelo método quase-estático⁴, através de uma série de medidas realizadas em baixa frequência. Os parâmetros de grandes sinais foram determinados através da média dos parâmetros de pequenos sinais não-lineares.

A forma mais adequada de utilizar um transistor MESFET como misturador é explorar a sua transcondutância não-linear, considerando-se que as não-linearidades reativas são desprezíveis na banda-X e que a condutância de saída não-linear requer operação no modo indesejável de condução do diodo porta-fonte.

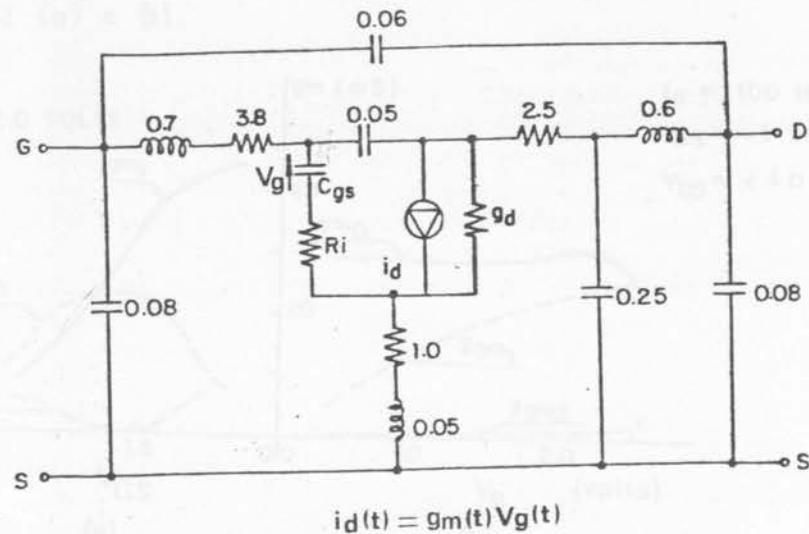


Figura 1 - Circuito equivalente do transistor MESFET encapsulado. C em pF; R em Ohms e L em nH

Polarizando-se o transistor no corte e aplicando uma tensão dinâmica de grande amplitude E_0 e frequência ω_0 , proveniente do oscilador local, g_m se torna uma função variável no tempo, cuja expansão em série de Fourier está representada em (1).

$$g_m(t) = g_{m0} + 2g_{m1}\cos\omega_0 t + 2g_{m2}\cos 2\omega_0 t + \dots \quad (1)$$

A tensão de porta $V_g(t)$ é definida em (2) como uma soma das tensões do oscilador local, da frequência intermediária E_S e das tensões das bandas laterais realimentadas E_U e E_L . Nesta equação ω_S representa a frequência intermediária, e $\omega_U (= \omega_0 + \omega_S)$, $\omega_L (= \omega_0 - \omega_S)$ as frequências das bandas laterais: superior e inferior respectivamente.

$$V_g(t) = E_0 \cos \omega_0 t + E_S \cos \omega_S t + E_U \cos \omega_U t + E_L \cos \omega_L t \quad (2)$$

O gerador de corrente $i_d(t)$ da Figura 1 é definido como produto das equações (1) e (2). Diversas frequências resultam deste produto, e as mais importantes estão relacionadas na matriz (3). Considera-se que todos os outros produtos estão curto-circuitados no terminal de dreno.

$$\begin{vmatrix} I_0 \\ I_S \\ I_U \\ I_L \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} g_{m0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_{m0} & -g_{m1} & g_{m1} \\ 0 & g_{m1} & g_{m0} & 0 \\ 0 & g_{m1} & 0 & g_{m0} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} E_0 \\ E_S \\ E_U \\ E_L \end{vmatrix} \quad (3)$$

Com o objetivo de verificar os efeitos da polarização e da amplitude do oscilador local nos coeficientes de $g_m(t)$ e consequentemente nas correntes I_U e I_L , modificou-se um programa de análise não-linear que opera pelo princípio do Balanceamento Harmônico, para fornecer tais coeficientes.

A dependência de $gm(t)$ na polarização V_{GS} e na tensão dinâmica da porta V_g obtidas por simulação em baixa frequência, estão representadas respectivamente nas Figuras 2 (a) e (b).

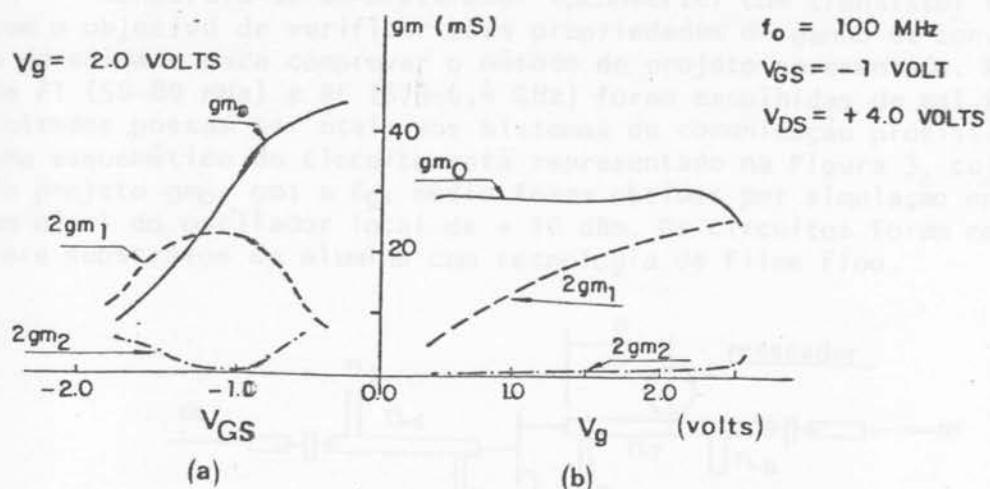


Figura 2 - Coeficiente de $gm(t)$; (a) em função de V_{GS} ; e (b) em função de V_g

De acordo com (3), as correntes geradas nas bandas laterais dependem diretamente de gm_1 e gm_0 . No entanto, este último também atua na amplitude da portadora no espectro do sinal de saída a qual deve ser minimizada. Por tanto, referindo-se à Figura 2(a) a polarização deve ser a menor possível sem deteriorar gm_1 . A Figura 2(b) mostra que gm_1 aumenta proporcionalmente com a amplitude do Oscilador Local.

O projeto do misturador requer a determinação da impedância do dispositivo nas frequências de RF, FI e OL. Este problema pode ser resolvido por uma solução aproximada que consiste na linearização do circuito frequência por frequência. No entanto, este procedimento requer o conhecimento de quais são os coeficientes de Fourier importantes em cada frequência o qual pode ser obtido analisando-se a matriz (3).

O comportamento não-linear do dispositivo ocorre na frequência do oscilador local e seu desempenho é função do nível do gerador, polarização, terminação de saída e impedância do gerador. Máxima modulação de gm é obtida quando a impedância de saída é ressoada em série com um curto-circuito e a impedância de entrada resultante é conjugadamente casada. Esta condição faz com que gm se torne relativamente independente do comportamento não-linear. Os parâmetros não-lineares obtidos por simulação em baixa frequência constituem-se em ótimos valores iniciais para o projeto do circuito de casamento na frequência do oscilador local, o qual é realizado de forma iterativa.

O circuito linear resultante nas frequências de RF e FI podem ser considerados dependentes apenas de gm_1 e gm_0 respectivamente, desde que se despreze o efeito das tensões realimentadas E_U e E_L . Substituindo-se o capacitor não-linear C_{GS} pelo seu valor médio, o ganho de conversão e as impedâncias de entrada e saída podem ser calculadas através de simples análise de circuitos lineares.

PROJETO E DESEMPENHO DO CIRCUITO

Construiu-se um misturador upconverter com transistor tipo MESFET com o objetivo de verificar suas propriedades de ganho de conversão, potência de saída e para comprovar o método de projeto apresentado. As frequências de FI (50-80 MHz) e RF (5,9-6,4 GHz) foram escolhidas de tal forma que os resultados possam ser úteis aos sistemas de comunicação profissional. O diagrama esquemático do circuito está representado na Figura 3, cujos parâmetros de projeto g_{m0} , g_{m1} e C_{gs} médio foram obtidos por simulação não-linear para um nível do oscilador local de + 10 dBm. Os circuitos foram confeccionados sobre substratos de alumina com tecnologia de filme fino.

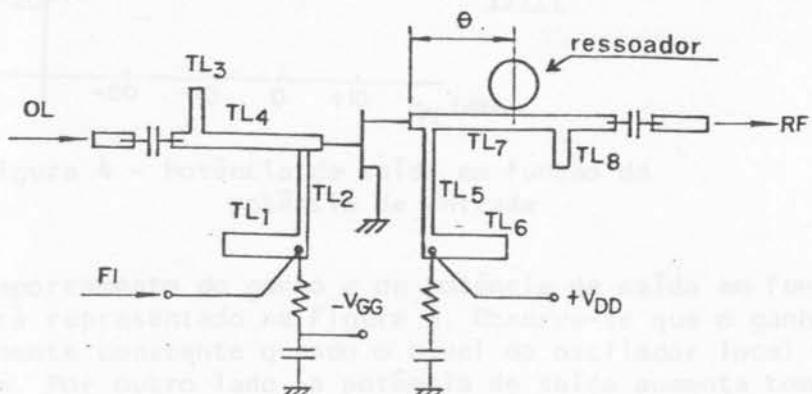


Figura 3 - Diagrama esquemático do misturador

Os sinais de FI e OL no circuito de entrada são separados pelo filtro rejeita banda TL1,2 e pelo capacitor de bloqueio. A adaptação do oscilador local é efetuada pelos elementos TL3,4 e a entrada de FI é terminada por um resistor de 50 ohms. A terminação de saída na frequência de oscilador local é realizada através de um ressoador dielétrico acoplado a uma microlinha de transmissão, o qual se comporta como um filtro rejeita banda altamente sintonizado e não perturba as frequências de RF. A fase junto ao dreno é ajustada variando-se o comprimento θ da linha série. O ajuste da frequência é realizado através de um parafuso localizado na tampa da caixa na qual são acondicionados os circuitos. A impedância de RF é adaptada através de TL7,8. O resto do circuito consiste de resistores de estabilização e elementos de acoplamento das fontes ao transistor.

Inicialmente o circuito foi submetido à testes de ganho de conversão, obtendo-se o resultado indicado na Figura 4 em termos de potência de saída em função da potência de entrada, para a banda lateral superior.

O comportamento indicado na figura é idêntico para a banda lateral inferior. Obteve-se ganho de conversão de 6 dB e potência de saída de + 5 dBm no ponto de compressão. A perda de retorno obtida na frequência do oscilador local é de 13 dB. As simulações indicaram um ganho de 6,5 dB e uma perda de retorno de 19,5 dB. A rejeição OL-RF é da ordem de 40 dB, superior aquela normalmente obtida com upconverters a diodos Schottky.

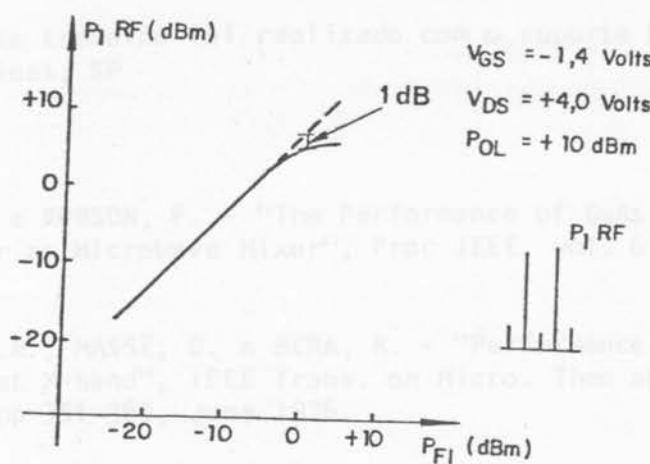


Figura 4 - Potência de saída em função da potência de entrada

O comportamento do ganho e da potência de saída em função do oscilador local está representado na Figura 5. Observa-se que o ganho de conversão é praticamente constante quando o nível do oscilador local varia entre + 10 e 16 dBm. Por outro lado, a potência de saída aumenta com a potência do oscilador local e atinge um máximo de + 8 dBm. A banda de operação considerando uma variação de 3 dB no ganho de conversão e que a posição do ressoador não se altere é de 90 MHz controlado pelo parafuso de ajuste. Variando-se a posição do ressoador é possível cobrir toda a banda de 5,9 - 6,4 GHz.

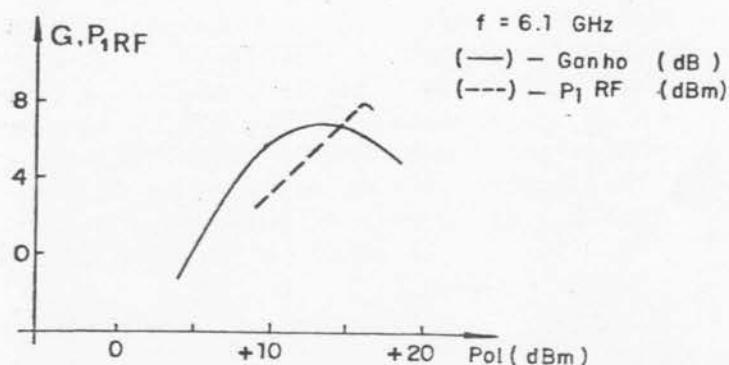


Figura 5 - Ganho e potência de saída em função da potência do oscilador local

CONCLUSÕES

Apresentou-se o mecanismo de operação de um conversor de frequências ativo e a influência dos elementos não-lineares nas propriedades de conversão. O emprego de um ressoador dielétrico como elemento supressor da portadora resultou em modulador balanceado que apresenta alta rejeição do oscilador local. Os níveis de potência obtidos, o elevado ganho de conversão e a simplicidade do circuito tornam este componente atraente para aplicações em sistemas de comunicação.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi realizado com o suporte financeiro do CPqD - TELEBRAS, Campinas, SP

REFERÉNCIAS

[1] - SITCH, J. e ROBSON, P. - "The Performance of GaAs Field Effect Transistor as Microwave Mixer", Proc IEEE, vol. 61 pp 399-400, March 1973.

[2] - PUCEL, R.A., MASSE, D. e BERA, R. - "Performance of GaAs MESFET Mixers at X-band", IEEE Trans. on Micro. Theo and Tech. vol MTT-24, n° 6 pp 351-360, June 1976.

[3] - HIROTA, T. e OGAWA, H. - "A Novel K-Banda Balanced FET Upconverter", IEEE Trans. on Micro Theo and Tech vol. MTT-32, n°7, pp 679-683, July 1984.

[4] - PERICHON, R., GOUZIEN, P. e CAMARGO, E. - "Deter. Exp. d'un Schema Equi. Non-Lineare Simple Rep. du TEC AsGa", L'Onde Electrique, vol. 64, n° 2, pp 79-85, Mars-Avril, 1984.