

ESTUDO DE UM DOBRADOR DE FREQUÊNCIAS COM TRANSISTOR
DE EFEITO DE CAMPO DE ARSENETO DE GÁLIO

EDMAR CAMARGO*

ALAIN R. PERICHON**

ROBERT SOARES**

* - Laboratório de Microeletrônica - EPUSP - DEE
CP. 8174 - CEP. 05508 - São Paulo-SP - Brasil

** - CNET - Lannion - França
Route de Tregastel 22301

RESUMO

Uma análise simplificada do comportamento não-linear de transistores de efeito de campo de Arseneto de Gálio (tipo MESFET), porta metálica simples é realizada neste trabalho. Uma ênfase especial é dada aos diferentes modos de operação e aos elementos não lineares independentes da frequência, quais sejam transcondutância e condutância de saída, para emprego em dobradores de frequência.

As conclusões foram aplicadas, com sucesso, no projeto de um dobrador para banda X (6 a 12 GHz), que apresentou como resultados importantes: potência de saída de 13 dBm e ganho associado de 5 dB.

1 - INTRODUÇÃO

A possibilidade de utilizar as características não-lineares de Transistores de Efeito de Campo com barreira Schottky de Arseneto de Gálio (MESFET) no projeto de dobradores de frequência foi recentemente demonstrada na literatura [1,2]. O emprego deste componente ativo comparado aos passivos apresenta, entre outras, as seguintes vantagens: ganho de multiplicação, circuitos associados mais simples tendo em vista a isolação intrínseca entre entrada e saída, maior banda, etc.

Desenvolveu-se neste trabalho um estudo sistemático das diferentes zonas não-lineares de operação, utilizando um modelo não-linear obtido a partir de medidas quase-estáticas [3]. As medidas experimentais foram inicialmente realizadas em baixa frequência onde é válido o modelo simplificado do transistor e subsequentemente, as conclusões obtidas foram aplicadas diretamente à faixa de microondas, considerando que os elementos reativos são praticamente lineares.

2 - ANÁLISE DE UM DOBRADOR DE FREQUÊNCIAS

Entre as diferentes não-linearidades de um transistor MESFET, a transcondutância e a condutância de saída são as mais importantes e são utilizadas neste trabalho para a geração de harmônicas em frequências bem inferiores a f_{max} .

Os elementos não-lineares dependem das tensões termi-

nais V_{GS} e V_{DS} na forma apresentada nas referências [3,4]. Logo, é possível escrever o comportamento dos elementos não-lineares pela função bidimensional $G(V_G, V_D)$ onde V_G e V_D são tensões dinâmicas aplicadas aos terminais sobrepostos às tensões de polarização e G representa qualquer um dos elementos não-lineares.

Transformando G em uma função unidimensional é possível estudar graficamente o seu comportamento. Uma forma prática de realizar esta transformação consiste em escolher uma reta de carga adequada, que torna as tensões terminais interdependentes, i.e. $V_{GS} = f(V_{DS})$. Nestas condições, aplicando uma tensão variável no tempo, G se torna uma função do tempo que pode ser analisada graficamente.

O transistor utilizado é um dispositivo de média potência, CFX-31†, capaz de fornecer 23 dBm de potência em 12 GHz. As curvas da figura 1, obtidas da referência [3], representam o comportamento da transcondutância e da condutância de saída em função das tensões V_{GS} e V_{DS} . A observação criteriosa destas curvas permite selecionar 3 zonas de máxima não-linearidade. Na zona I predomina G_m , na zona II G_d e na zona III ambas são importantes.

Essencialmente a zona I corresponde a uma tensão de porta próxima ao corte, e a uma reta de carga em curto-círcuito a qual mantém a tensão de dreno constante. A zona II corresponde a uma polarização de porta próxima a zero volts, e a uma reta de carga em circuito aberto. A zona III é obtida aproximadamente pa-

† - Transistor fabricado pela RTC (La Rádio Technique Compellec/France)
Geometria do dispositivo ($1\mu m \times 600\mu m$)

ra o mesmo ponto de polarização que a zona II, porém a carga dinâmica não corresponde mais a casos particulares de impedância (curto-círcuito ou circuito aberto).

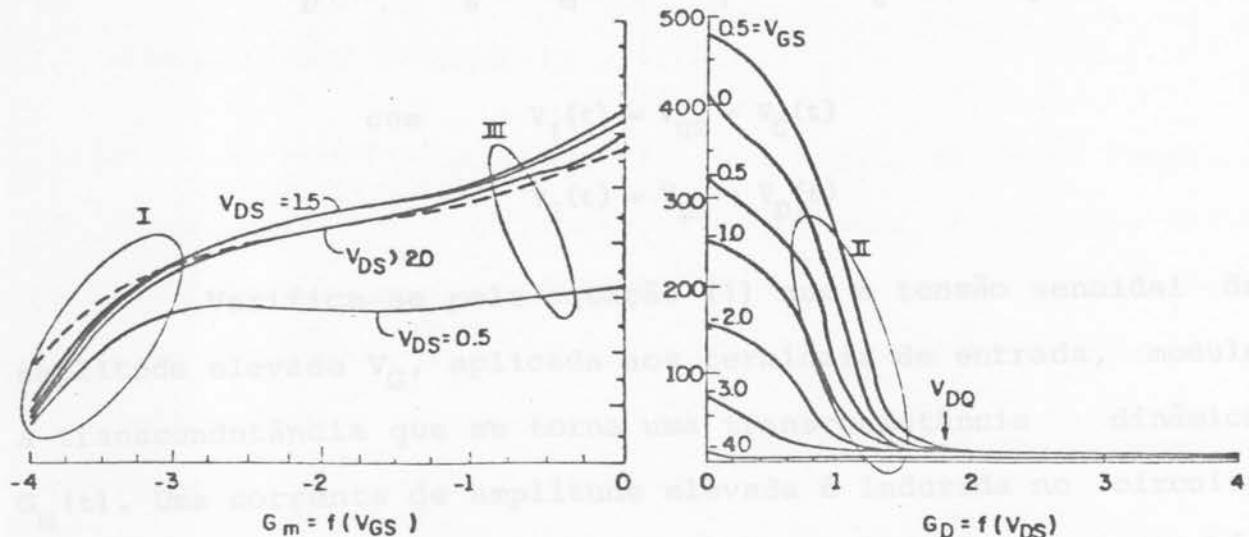


Figura 1 - G_D , G_m função de V_{DS} , V_{GS}

2.1 - Circuito equivalente não linear - O modelo simplificado obtido da referência [3] está indicado na figura 2, onde V_1 , V_2 e I_g , I_D são as tensões e correntes dinâmicas aplicadas aos terminais do transistor.

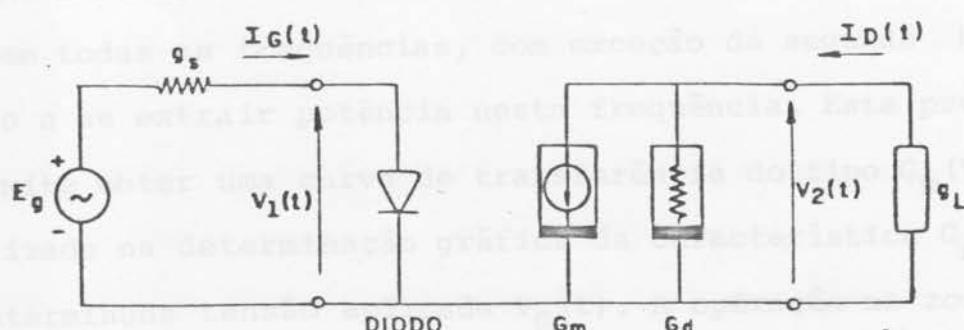


Figura 2 - Circuito equivalente não-linear

Para este circuito, a corrente I_D , em qualquer instante de tempo, é dada por:

$$I_D(t) = I_0 + G_m(t) \cdot v_1(t) + G_d(t) \cdot v_2(t) \quad (1)$$

com $v_1(t) = v_{GS} + v_G(t)$

$$v_2(t) = v_{DS} + v_D(t)$$

Verifica-se pela equação (1) que a tensão senoidal de amplitude elevada v_G , aplicada aos terminais de entrada, modula a transcondutância que se torna uma transcondutância dinâmica $G_m(t)$. Uma corrente de amplitude elevada é induzida no circuito de saída, cuja tensão resultante modula a condutância, que também se torna função do tempo $G_d(t)$. Conhecendo-se de que forma os elementos G_m , G_d são modulados, a análise de Fourier pode ser aplicada à equação (1), obtendo-se características de ganho de multiplicação, influência das harmônicas, etc ...

2.2 - Modos de operação do dobrador - com o transistor operando na zona I, a carga aplicada ao transistor é um curto-círcito em todas as frequências, com exceção da segunda harmônica de modo a se extrair potência nesta frequência. Este procedimento permite obter uma curva de transferência do tipo $G_m(v_G)$, a qual é utilizada na determinação gráfica da característica $G_m(t)$ para uma determinada tensão aplicada $v_G(t)$. A operação na zona II requer um circuito aberto em todas as frequências, com exceção da segunda harmônica. Analogamente ao caso anterior pode-se obter uma curva do tipo $G_d(v_G)$ e a correspondente característica de

$G_d(t)$. As medidas experimentais realizadas em baixa frequência comprovaram a validade do estudo teórico, apresentando ganho de multiplicação máximo de 4 dB em qualquer condição de operação.

3 - DOBRADOR PARA BANDA-X (6 - 12 GHz)

As conclusões da análise não-linear em baixa frequência foram diretamente aplicadas em microondas. A validade deste procedimento baseia-se em duas hipóteses: a) o transistor foi considerado unilateral de modo que o circuito de entrada e de saída são independentes; b) as capacitâncias de entrada e saída foram consideradas constantes. Embora elas sejam levemente não-lineares [3] não são importantes no processo de geração de harmônicas. Seguindo estas hipóteses, o circuito de entrada foi adaptado na frequência fundamental, tal como se procede em um amplificador. Para o circuito de saída projetou-se uma carga harmônica que permite analisar o comportamento do dobrador em microondas nas mesmas condições estudadas em baixa frequência.

3.1 - Resultados experimentais - *Operação zona I*- O circuito de entrada foi ajustado para duas condições de potência ($P_e = 0 \text{ dBm}/V_{DS} = 3,5 \text{ volts}$; $P_e = 10 \text{ dBm}/V_{DS} = 5 \text{ volts}$). Os resultados obtidos para o ganho de multiplicação em função da potência de entrada se encontram na figura 3. Na mesma figura está representada a eficiência de potência adicionada. Considerando uma variação no ganho de 1 dB obteve-se uma faixa dinâmica de operação de 10 dB para ambas as condições de sintonia.

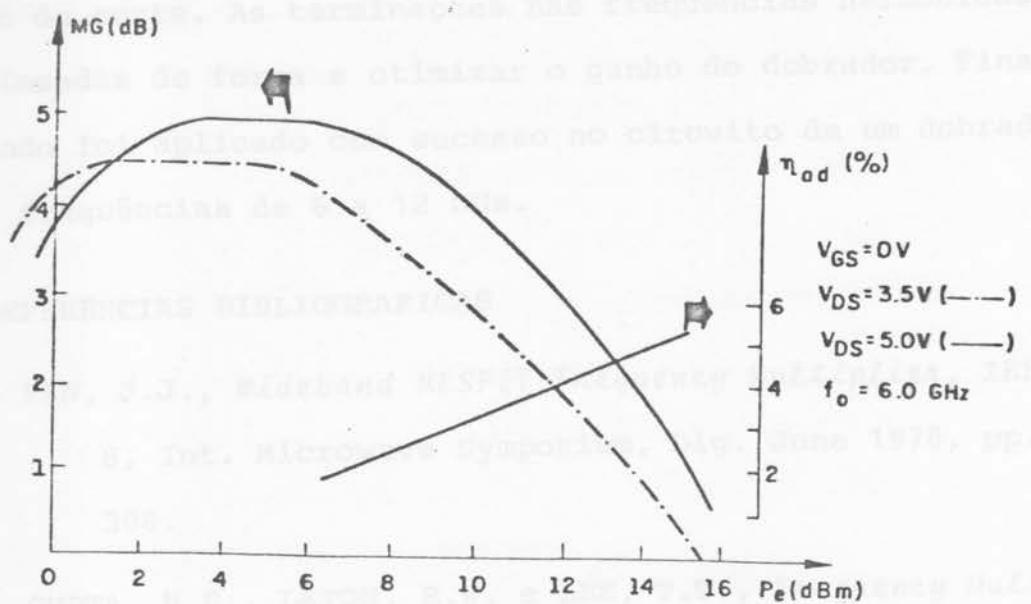


Figura 3 - Ganho e eficiência de potência para dobrador

$f = 12 \text{ GHz}$ e $V_{GS} \approx 0$

Operação zona II - Para cada nível de potência, o circuito de entrada foi ressintonizado, para compensar a variação da impedância de entrada. Obteve-se um ganho de multiplicação máximo de 4 dB, com faixa dinâmica menor que 3 dB. Esta condição de operação apresentou uma eficiência maior (8%; $P_e = 15 \text{ dBm}$) comparada à anterior (5%; $P_e = 15 \text{ dBm}$)

4 - CONCLUSÕES

Apresentou-se uma análise em baixa frequência do mecanismo de operação de um dobrador com transistor MESFET. O modelo não-linear utilizado na análise descreve o comportamento dos elementos G_m e G_d em função das tensões V_{GS} e V_{DS} . Este foi útil na previsão do desempenho do dobrador com o transistor polariza-

do em duas condições distintas: tensão de porta nula próxima à tensão de corte. As terminações nas frequências harmônicas foram selecionadas de forma a otimizar o ganho do dobrador. Finalmente o método foi aplicado com sucesso no circuito de um dobrador para as frequências de 6 a 12 GHz.

5 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] - PAN, J.J., *Wideband MESFET Frequency Multiplier*, IEEE MTT-S, Int. Microwave Symposium, Dig. June 1978, pp. 306 - 308.
- [2] - GUPTA, M.S., LATON, R.W. e LEE, T.T., *Frequency Multiplication with high power Microwave Field-Effect Transistor*, IEEE-MTT - S, Int. Microwave Symposium, Dig. APR 1979 pp. 498-500.
- [3] - PERICHON, R.A., CAMARGO, E., GOUZIEN, P., *Determination Experimentale d'une schema equivalent non lineare simple representatif du TEC AsGa*, Note Technique NT/LAB/MER/97 CNET Lannion B - Juin - 1983.

6 - AGRADECIMENTOS

Este trabalho foi realizado com suporte financeiro das seguintes entidades: FAPESP/SP, CPqD/TELEBRÁS - Campinas e CNET Lannion - França.

Um agradecimento especial a Engº Fatima Salete Correia pela revisão criteriosa do texto.