

Linearização de Amplificadores de Potência por Realimentação Activa

José Carlos Pedro*, Jorge Perez⁺ e José Rocha Pereira*

* DETUA

⁺ E.T.S.I.T. U.P. Madrid

Resumo- O trabalho que neste artigo se descreve, enquadra-se no plano de estudos de doutoramento do seu autor [1]. É composto por quatro blocos fundamentais que visam, em primeiro lugar a motivação do trabalho, uma abordagem teórica do projecto de um linearizador por realimentação não-linear, estudo de modelos não-lineares de GaAs MESFETs, e, finalmente, a validação experimental, em tecnologia monolítica de microondas - MMIC -, das hipóteses formuladas.

Abstract- This paper describes the work developed under the Ph.D. course of its author [1]. It is divided in four main parts which refer to the motivation, theoretical background of amplifier linearization circuits design, GaAs MESFET modeling, and finally, experimental validation. That was achieved by the design and test of a MMIC power amplifier, linearized by means of active feedback.

I. INTRODUÇÃO

Uma das características fundamentais próprias aos sistemas não-lineares é a apresentação de respostas com componentes espectrais não existentes nos estímulos a que são sujeitos. Num sistema de telecomunicações de banda estreita típico, estas componentes são geralmente divididas em duas partes: componentes que aparecem dentro da banda do sinal, e fora dela. Esta divisão tem a sua justificação no facto de que, enquanto o primeiro grupo se pode eliminar facilmente por filtragem linear; para o segundo este procedimento é simplesmente inaplicável, já que estas componentes de distorção são, na frequência, indistintas do sinal útil. Resta pois, como única alternativa à degradação da relação sinal-ruído, evitar que esta forma de distorção não-linear, ou **distorção de intermodulação** - IMD -, como é vulgarmente apelidada, seja sequer gerada. Para realizar este objectivo, reduzem-se as suas origens, as não-linearidades próprias ao sistema, por adição de circuitos auxiliares, que, devido à sua função, se chamam **linearizadores**.

Em todos os sistemas de linearização de amplificadores de potência em microondas, anteriores a este trabalho, seguiu-se um procedimento que se pode apelar de linearização *a posteriori*. Com efeito, em primeiro lugar projecta-se e caracteriza-se o amplificador a linearizar,

como se se tratasse de um amplificador livre, e só depois se constrói um linearizador que posteriormente lhe irá ser aplicado. Este processo conduz a sistemas volumosos, pesados, difíceis de ajustar, muitas vezes pouco eficientes, e, devido aos componentes não integráveis que usam, são caracterizados por comprimentos eléctricos equivalentes muito elevados, o que lhes reduz drasticamente a largura de banda em que são efectivos.

Um amplificador de RF ou microondas pode ser dividido em três blocos distintos: o dispositivo activo, e as malhas de adaptação de entrada e saída. É interessante verificar que, na maior parte das implementações, são as malhas de adaptação que em última análise determinam o comportamento em banda do amplificador. No entanto, só o dispositivo activo contribui para a distorção de intermodulação. Este conhecimento, associado à crescente necessidade de aumento da largura de banda efectiva dos sistemas de telecomunicações, induziu um novo conceito de linearização de IMD, em que o linearizador não é mais aplicado ao amplificador completo, mas directamente aos terminais do seu dispositivo activo [2].

O principal objectivo do presente trabalho é a apresentação deste novo método de "Linearização ao Nível do Dispositivo Activo", como meio de atingir uma solução integrada para o problema da linearização de amplificadores de Potência em RF e microondas.

II. LINEARIZAÇÃO POR REALIMENTAÇÃO ACTIVA

O estudo do linearizador por realimentação não-linear constitui o corpo teórico do trabalho. A opção por este tipo de linearizador deve-se a que é um dos menos explorados, e por se caracterizar por uma reduzida banda de frequências em que é efectivo. Este inconveniente abre uma importante área de teste à possível melhoria introduzida pela aplicação da nova técnica de linearização ao nível do dispositivo activo.

Na análise não-linear do sistema, representado pelo diagrama de blocos da Fig. 1, adoptou-se a Técnica das Séries de Volterra [3], por permitir representar cada um dos blocos por um conjunto de Funções de Transferência Não-Lineares, ou Operadores de Volterra.

Na topologia de realimentação mais vulgar em RF, a tensão-paralelo, a amostragem do sinal de saída é feita em

Se os condicionadores de sinal, C_1 e C_2 , puderem ser arbitrariamente escolhidos, é possível, pelo menos teoricamente, eliminar por completo a distorção IMD do conjunto. Isto é conseguido para :

$$C_1.C_2.|C_2|^2 = - \frac{KGi^{(3)}}{KHi^{(3)}} \cdot \frac{1}{KGi^{(1)}.KGs^{(1)}.|KGs^{(1)}|^2} \quad (11)$$

Nesta situação, a distorção de 3ª ordem viria totalmente cancelada, restando uma IMD "residual" proveniente dos termos de ordem superior, de entre os quais, o de 5ª ordem será dominante. Assim, dado que a relação entre as contribuições de 3ª e 5ª ordem diminui com o quadrado da amplitude do sinal de entrada, deverá obter-se grande melhoria de C/I para os mais baixos níveis de sinal. Por esta razão designou-se esta situação de "Condição de Linearização em Baixo Nível".

Nos parágrafos acima, mostrou-se como com a Condição de Linearização em Baixo Nível, se podia cancelar completamente a distorção de 3ª ordem. Explicou-se também que seria de esperar o aparecimento de uma IMD "residual", devida aos termos de ordem superior, predominantemente o de 5ª ordem. Esta última contribuição tem uma dependência com o nível de sinal de entrada, que degrada a C/I em 4dB, por dB de aumento da amplitude da excitação. Esta característica, que em baixo nível é praticamente insignificante, pode constituir severa limitação nos níveis de sinal mais elevados. Com o objectivo de controlar este comportamento, propõe-se de seguida, uma extensão aproximada à análise do sistema.

Admita-se, por hipótese, que ao linearizar em baixo nível, não se pretende a condição de cancelamento total, permitindo manter um determinado nível de IMD de 3ª ordem, que se adicionará à residual de 5ª ordem. Em favor da simplicidade da argumentação, suponha-se ainda que a relação de fases entre estas duas componentes é tal que, ou estão em fase, ou em oposição. Observe-se agora o que se passa com o sinal de IMD de 3ª ordem, quando por exemplo o módulo de C_1 é aumentado desde zero, até um valor máximo bastante superior ao imposto pela condição de cancelamento total. O sinal de IMD de 3ª ordem começa por ser devido integralmente ao Pri livre, diminuindo depois a sua amplitude, à medida que se vai produzindo o cancelamento. Nessa altura, essa componente passa por zero, começando logo depois a subir novamente, sendo agora devida, principalmente, à gerada no dispositivo auxiliar, Aux. Neste processo a distorção de 3ª ordem tomou várias amplitudes e inverteu a sua fase. Assim, de acordo com os pressupostos acima estabelecidos, é natural esperar que numa das duas zonas (abaixo ou acima da condição de cancelamento total) exista interferência construtiva entre as componentes de 3ª e 5ª ordem, enquanto na outra zona, se verifique interferência destrutiva. Dado que a relação de amplitudes entre estas duas contribuições de distorção, varia com o quadrado da amplitude da excitação do sistema, a interferência destrutiva apresentará uma forte sensibilidade ao nível do sinal de entrada.

A extensão da análise que agora se expõe, tenta, de uma forma aproximada, sistematizar o aproveitamento deste efeito, como nova condição de compensação de IMD. Esta, por oposição à anteriormente descrita, e porque se destina a melhorar as características do linearizador na zona de amplitudes de sinal mais elevadas, foi designada por "Condição de Linearização em Alto Nível".

O uso da mesma argumentação utilizada quando da dedução de uma expressão aproximada da IMD de 3ª ordem, conduziu à conclusão de que, como primeira aproximação, se podem desprezar os termos de ordem inferior, na determinação do produto de 5ª ordem a $2\omega_1 - \omega_2$. No caso mais vulgar da excitação com dois tons de igual amplitude, $Yi^{(5)}$ pode ser representado unicamente pelos termos de ordem 5 devidos a Pri e Aux :

$$Yi^{(5)} = Si^{(5)}.x_1^2.x_2^*.|x|^2 \quad (12)$$

onde

$$Si^{(5)} \approx \frac{1}{Di} \cdot \left[KGi^{(5)} \cdot \frac{1}{Ds} \cdot \left| \frac{1}{Ds} \right|^4 + KHi^{(5)}.C_{1i}.C_{2s}.|C_{2s}|^4.KGi^{(1)} \cdot \frac{KGs^{(1)}}{Ds} \cdot \left| \frac{KGs^{(1)}}{Ds} \right|^4 \right] \quad (13)$$

Assim, dentro deste novo contexto, tanto Pri e Aux como o sistema realimentado completo deverão ser descritos pela combinação de dois termos de 3ª e 5ª ordens, e será pela intersecção entre estas duas componentes que se poderão explicar os comportamentos que caracterizam a IMD em alto nível. Como se viu qualitativamente, pode existir um valor de $|X_H|$ para o qual se verifique :

$$Si^{(3)} + Si^{(5)}.|X_H|^2 = 0 \quad (14)$$

que corresponde à Condição de Linearização em Alto Nível. Dado que Aux está, em princípio, polarizado numa zona mais não-linear e que, além disso, é sujeito a maior nível de sinal que Pri, será de esperar que (13) se possa aproximar pelo termo envolvendo $KHi^{(5)}$. Segundo esta aproximação, a amplitude da corrente equivalente de entrada $|X_H|$ a que corresponde a Condição de Linearização de Alto Nível, deve verificar :

$$|X_H|^2 = - \frac{Si^{(3)}}{Si^{(5)}} = - \frac{[KGi^{(3)} + C_{1i}.C_{2s}.|C_{2s}|^2.KGi^{(1)}.KHi^{(3)}.KGs^{(1)}.KGs^{(1)}]^2}{[C_{1i}.C_{2s}.|C_{2s}|^4.KGi^{(1)}.KHi^{(5)}.KGs^{(1)}.|KGs^{(1)}|^4]} \cdot |Ds|^2 \quad (15)$$

Para estudar o aproveitamento das condições de compensação de IMD em baixo e alto nível, no projecto de um sistema real, admita-se que este vem especificado segundo um critério de margem mínima de C/I, C/I_m , para potências de saída abaixo de um determinado valor P_o .

Suponha-se também, como descrito na Fig. 2, que o amplificador Pri isolado não cumpre as especificações para $P_o > P_{o1}$. (Neste exemplo supôs-se uma IMDo própria de Pri representável somente por uma componente de 3ª ordem).

A Fig. 2 mostra o comportamento das duas condições de compensação perante a mesma especificação. A condição de compensação em baixo nível, responsável pela curva C/I_B , mostra ser útil enquanto a potência de saída requerida for inferior a P_{o2} . A curva C/I_A correspondente a uma compensação em alto nível, apresenta-se como possível solução para especificações de potência abaixo de P_{o3} . Da comparação entre as curvas C/I_B e C/I_A , claramente se observa um compromisso entre ganho em margem de C/I , para os distintos níveis de sinal. De facto, o ganho em C/I oferecido pela compensação em alto nível, para potências de saída compreendidas entre P_{o2} e P_{o3} , é conseguido à custa de uma significativa perda nos mais baixos níveis de sinal, que, em certos casos, pode ser tal que a C/I obtida seja inferior à C/I_o do amplificador livre.

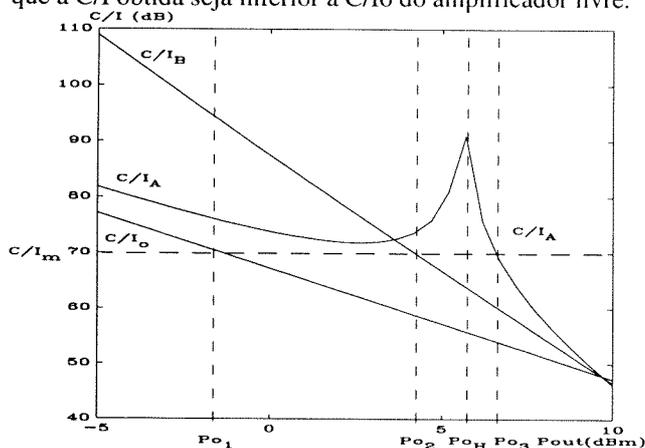


Fig. 2 - Condições de Linearização em Baixo e Alto Nível.

III. MODELAÇÃO DOS COMPONENTES ACTIVOS

O conceito de linearização ao nível do dispositivo activo em microondas, está claramente orientado à implementação em tecnologia monolítica, dado pretender-se aplicar o linearizador (electricamente) tão perto quanto possível do dispositivo a linearizar. No presente momento, os mais divulgados serviços de produção de circuitos monolíticos de microondas (e os que havia acessíveis na altura da realização do trabalho laboratorial), MMIC *custom foundry*, estão baseados no MESFET de GaAs, daí que todo o trabalho de validação experimental fosse dirigido exclusivamente a este dispositivo.

A análise não-linear de um circuito por Séries de Volterra exige que as não-linearidades sejam descritas por expansões em Série de Taylor em torno do ponto de repouso ou polarização. Dentro deste contexto, pode atribuir-se uma relação directa entre os coeficientes destas séries e o comportamento em sinal fraco (linear e não-linear) da não-linearidade. Dado que de qualquer

dispositivo, ou função matemática que o modele, é quase sempre possível obter uma destas séries, os seus coeficientes adquirem um grande valor na avaliação dos diferentes modelos empíricos, razão pela qual lhe é prestada tanta atenção.

Do estudo de um modelo físico de operação do dispositivo, pode concluir-se que as não-linearidades essenciais ao estudo de um amplificador em classe-A com MESFETs são a corrente dreno-fonte, $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, e a carga armazenada na zona de depleção, $Q_G(V_{gs}, V_{ds})$ [1]. É possível concluir também que nesta, a dependência com V_{ds} na zona de saturação pode ser desprezável, conduzindo a uma capacidade porta-fonte não-linear e dependente de V_{gs} , $C_{gs}(V_{gs})$, e a uma capacidade porta-dreno aproximadamente linear, i. e., independente das tensões de controlo. Assim, a modelação da parte não-linear do FET exige a determinação de duas expansões em série de Taylor, uma bidimensional, $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, e outra unidimensional, $C_{gs}(V_{gs})$.

Para I_{ds} ter-se-á :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{DS} + G_m.v_{gs} + G_{ds}.v_{ds} + G_{m2}.v_{gs}^2 + G_{md}.v_{gs}.v_{ds} + G_{d2}.v_{ds}^2 + G_{m3}.v_{gs}^3 + G_{m2d}.v_{gs}^2.v_{ds} + G_{md2}.v_{gs}.v_{ds}^2 + G_{d3}.v_{ds}^3 \quad (16)$$

em que todos os coeficientes correspondem ao cálculo das respectivas derivadas de n-ésima ordem no ponto de repouso. De igual forma, para $C_{gs}(v_{gs})$ tem-se :

$$C_{gs}(v_{gs}) = C_{gs} + C_{g2}.v_{gs} + C_{g3}.v_{gs}^2 \quad (17)$$

O significado físico dos coeficientes de (16) é importante quer para a avaliação das suas contribuições, quer para o futuro procedimento de extracção de parâmetros. G_m e G_{ds} são a transcondutância e condutância de saída do FET, representando as dependências de 1º grau de I_{ds} com V_{gs} e V_{ds} , respectivamente. G_{m2} e G_{m3} descrevem a variação da transcondutância com V_{gs} , e G_{d2} e G_{d3} desempenham o mesmo papel em relação à condutância de saída e V_{ds} . Seguindo este raciocínio, G_{md} e G_{m2d} representam a dependência não-linear de 1º e 2º graus de G_{ds} com V_{gs} , e G_{md} e G_{md2} a dependência de G_m com V_{ds} .

A este respeito vale a pena referir que até ao presente trabalho, os termos cruzados, i. e., envolvendo produtos cruzados entre v_{gs} e v_{ds} , eram postos a zero e as não-linearidades de I_{ds} modeladas por duas fontes dependentes, uma só controlada por V_{gs} , e a outra só por V_{ds} . Assim, o procedimento usual tratava I_{ds} como uma transcondutância e uma condutância de saída não-lineares. Nos artigos publicados por A. Crosmun e S. Maas [4], e S. Maas e D. Neilson [5], o modelo completo de I_{ds} foi pela primeira vez apresentado, tendo sido alertada a possível importância dos termos cruzados. No entanto, só com o desenvolvimento do método de medida proposto por J. Pedro e J. Perez [6,7,8] foi possível caracterizar estes

coeficientes, incluí-los numa análise de intermodulação, e avaliar a sua importância.

Nas figuras Fig. 7 e Fig. 10-12, da próxima secção, podem ver-se graficamente os valores que os coeficientes de (16) e (17) podem assumir num MESFET típico, em função de V_{GS} , e para V_{DS} constante, confortavelmente dentro da zona de saturação.

A principal propriedade que parece caracterizar todas as curvas, é a semelhança de padrões dos coeficientes de igual grau. Por outro lado, verifica-se em G_{m3} a existência de três zonas distintas na variação de I_{DS} com V_{GS} . Não obstante serem difíceis de observar directamente na corrente, e até por vezes na transcondutância, são perfeitamente claras das regiões de sinal positivo e negativo deste coeficiente de 3º grau.

Importa também ressaltar o efeito que o perfil de dopagem gaussiano da fronteira canal-substrato, produz nos coeficientes, conferindo-lhes uma dependência com V_{GS} muito mais complexa que a que teriam se o perfil fosse sempre uniforme. Essa complexidade aumenta com o grau do coeficiente (o que contraria claramente alguns modelos polinomiais) e impõe, junto ao corte, uma característica do tipo exponencial, já algumas vezes tentada modelar por uma tangente hiperbólica, ou por funções mais elaboradas como é o caso de $x + \log[\cosh(x)]$ [9].

Finalmente deve fazer-se referência às origens dos produtos de intermodulação gerados num MESFET. As fontes de distorção, geralmente atribuídas à malha de entrada do modelo do FET, são bem visíveis de G_{m3} e C_{g3} , e decorrem das já estudadas dependências de I_{DS} e Q_G com V_{GS} . Como foi dito, era prática comum dividir $I_{DS}(V_{GS}, V_{DS})$ em duas não-linearidades, justificando as fontes de IMD da saída à dependência de G_{ds} com V_{DS} . No entanto, de acordo com o estudo do funcionamento do dispositivo, G_{ds} em saturação é praticamente constante com V_{DS} , exibindo não desprezável variação com V_{GS} (comparem-se as grandezas relativas de G_{m2} e G_{m2d} - Fig. 11 - com as de G_{d2} e G_{d3} - Fig. 12).

IV. CARACTERIZAÇÃO DO DISPOSITIVO - EXTRACÇÃO DE PARÂMETROS -

Na secção anterior fez-se uma breve revisão do funcionamento do GaAs MESFET, tendo-se apresentado um modelo não-linear que visa a sua descrição. Esse modelo é realmente um circuito equivalente que inclui elementos lineares e não-lineares, representados por expressões funcionais do seu comportamento tensão-corrente. Fez-se notar também, que qualquer modelo pressupõe um conjunto de parâmetros (os referidos coeficientes das expansões em série), cuja função é permitir a aproximação da resposta do modelo matemático, à resposta obtida com um particular dispositivo físico. A presente secção ocupar-se-á do estudo dos procedimentos necessários a uma conveniente extracção de parâmetros.

Com o objectivo de ilustrar as técnicas experimentais que se usam no procedimento de extracção de parâmetros, usou-se um dispositivo encapsulado, o FLC091WF da Fujitsu, destinado à amplificação de potência na banda C. Este é um MESFET capaz de fornecer cerca de 27dBm no ponto de 1dB de compressão, e que ilustra bem o tipo de transistor a usar como dispositivo activo principal numa malha de realimentação não-linear.

A. Extracção do Circuito Equivalente do MESFET

O método escolhido no presente trabalho para a caracterização da parte linear do modelo, i. e., a identificação do seu circuito equivalente, usa a combinação de um procedimento inicial, analítico, que segue de perto o trabalho de G. Dambrine *et al.* [10], seguido de posterior optimização.

A técnica analítica seguida divide-se em duas fases. A primeira parte corresponde à chamada *cold modeling*, e baseia-se em medidas de parâmetros S de um FET não polarizado ($V_{DS}=0V$). Com estas medidas obtêm-se, na zona de baixas frequências, as resistências parasitas, e, numa região de frequências mais elevadas, as capacidades e indutâncias extrínsecas. Na segunda fase faz-se *hot modeling*, o que permite a extracção dos restantes elementos, com base em medições de parâmetros S em toda a banda de trabalho do dispositivo, e para as condições de polarização encontradas em operação normal. Esta sequência produz um circuito equivalente com capacidade de descrever um FET não encapsulado, até pelo menos 26.5GHz [10].

O FLC091WF foi caracterizado desde 45MHz a 8GHz num sistema automático de medida de parâmetros S. Com ele se extraíram os distintos valores dos elementos do modelo intrínseco, correspondentes a um varrimento de V_{GS} desde -4.0V a 0.0V, com intervalos de 0.1V, e V_{DS} fixo a 6.0V. Os valores obtidos encontram-se representados nos gráficos das figuras Fig. 3 (C_{gd}, C_{gs}) e Fig. 4 (G_m, G_{ds}).

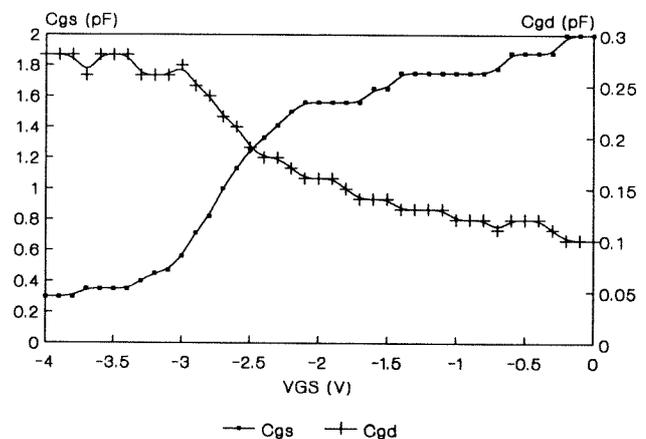


Fig. 3 - C_{gs} e C_{gd} extraídos do FLC091WF para $-4.0V < V_{GS} < 0.0V$ e $V_{DS} = 6.0V$.

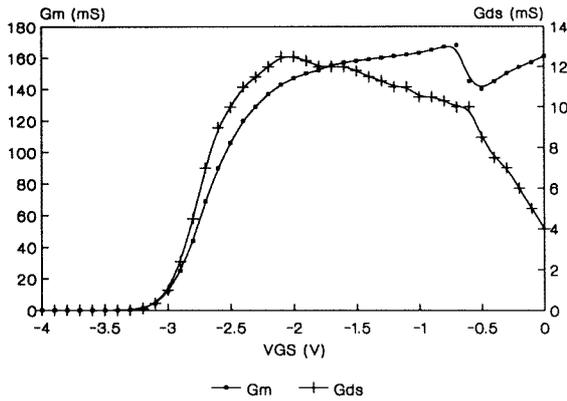


Fig. 4 - Gm e Gds extraídos do FLC091WF para $-4.0V < V_{GS} < 0.0V$ e $V_{DS} = 6.0V$.

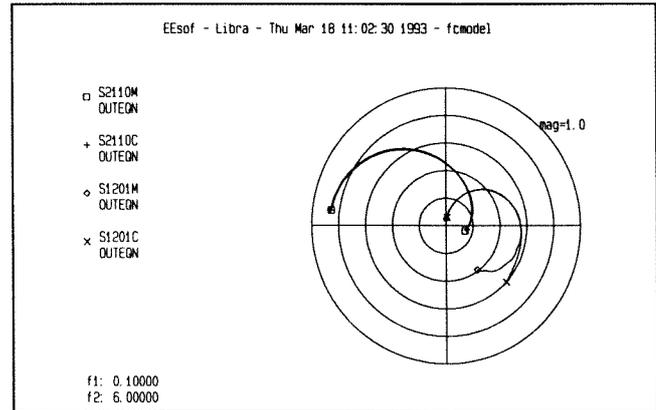


Fig. 6 - Comparação entre os parâmetros S_{12} ($\times 10$) e S_{21} ($\times 0.1$) do modelo de circuito equivalente do FLC091WF e os medidos no dispositivo.

Como se disse, o método seguido para a extracção dos elementos do modelo de circuito equivalente seguiu duas fases: obtenção de valores iniciais dos elementos e optimização final. Escolhido o ponto de polarização conducente a uma corrente dreno-fonte próxima da aconselhada pelo fabricante ($I_{DS} \approx 190mA$, $V_{GS} = -1.8V$), optimizaram-se manualmente os valores do modelo obtido acima, com vista à reprodução dos parâmetros S medidos no dispositivo. Os valores resultantes da optimização são os descritos no circuito da Fig. 9.

Os resultados medidos no FLC091WF, e simulados com o modelo optimizado, encontram-se nas Fig. 5 (S_{11} e S_{22}) e Fig. 6 (S_{12} e S_{21}). A validade do modelo obtido aparece bem clara da observação destas figuras.

B. Obtenção dos Coeficientes de $C_{gs}(V_{gs})$

Como se viu nas secções anteriores, a caracterização das não-linearidades do dispositivo para simulações de IMD em sinal fraco, resume-se à extracção dos coeficientes das expansões em Série de Taylor de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ e de $C_{gs}(V_{gs})$.

Para a obtenção de C_{gs} , C_{g2} e C_{g3} , propõe-se a derivação sucessiva da curva de C_{gs} obtida na determinação do modelo linear (Fig. 3). Na Fig. 7 encontram-se representadas duas curvas de C_{gs} . Uma corresponde aos valores medidos, e a outra foi extraída desta por suavização manual da ondulação induzida pelos erros de medida. Esta última serviu de base à posterior derivação numérica que gerou os coeficientes de ordem superior.

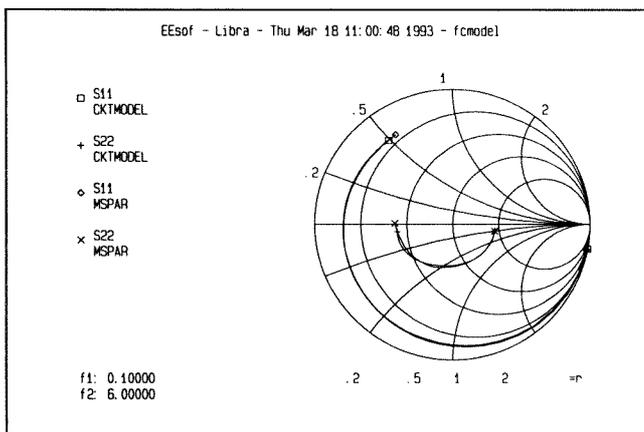


Fig. 5 - Comparação entre os parâmetros S_{11} e S_{22} do modelo de circuito equivalente do FLC091WF e os medidos no dispositivo.

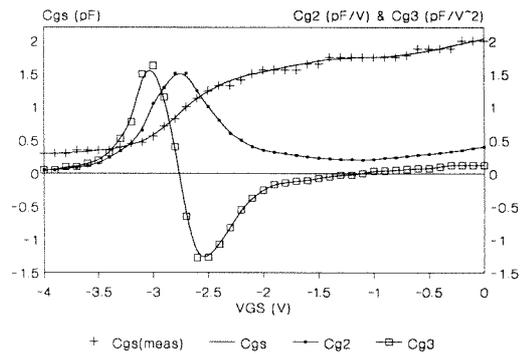


Fig. 7 - C_{gs} , C_{g2} e C_{g3} do FLC091WF, obtidos por derivação sucessiva.

C. Obtenção dos Coeficientes de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$

A obtenção dos coeficientes da expansão em série de Taylor de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ tem vindo a ser melhorada ao longo dos últimos vinte anos, tendo-se proposto diversos métodos de extracção. Por vezes ajustam-se estes coeficientes a medidas DC de $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ e às suas derivadas, ou mais vulgarmente, constroem-se polinómios

que aproximam a dependência de G_m com V_{gs} e G_{ds} com V_{ds} , segundo um critério de minimização dos erros médios quadráticos. Foram também publicados trabalhos, em que a determinação dos coeficientes não-lineares é feita por um processo de optimização que tenta aproximar previsões de distorção de intermodulação obtidas com o modelo, a medidas previamente realizadas.

Recentemente, Maas e Crosmun [11] propuseram um método baseado em medições de distorção harmónica de baixa frequência, que permite extrair directamente G_m , G_{m2} e G_{m3} . Com o objectivo de minimizar as contribuições devidas aos termos de saída, esta foi carregada com uma resistência muito baixa: $R_L \ll 1/G_{ds}$. Dado que este procedimento tem o inconveniente de diminuir muito a tensão desenvolvida em R_L , o que conduz a más relações sinal-ruído, os referidos autores abandonaram esta restrição em trabalho apresentado posteriormente [4]. Com isto eliminaram a necessidade da aproximação acima, mas assumiram implicitamente que os termos de saída influem somente a componente linear da resposta do FET.

Com o fim de criar um sistema de medida capaz de medir directa e separadamente todos os sete coeficientes não-lineares que caracterizam $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$, foi concebido um método de medida que tira partido da unilateralidade do dispositivo em baixas frequências. De facto, a injeção de um sinal de teste directamente pelo porto de saída permite avaliar, quase independentemente, os termos da saída.

O método usa a montagem experimental representada pelo diagrama da Fig. 8. As frequências dos dois sinais foram escolhidas de modo a eliminar a distorção induzida por $C_{gs}(V_{gs})$, e a influência dos elementos reactivos do circuito equivalente, bem como os efeitos dispersivos de baixa frequência do MESFET. Assim, a montagem final usou $f_1=145\text{MHz}$ e $f_2=155\text{MHz}$. Estes sinais de baixa amplitude são previamente "limpos" de qualquer distorção harmónica residual introduzida pelos geradores, por meio de filtros passa-baixo elípticos de 5ª ordem (LPF), cujos zeros de transmissão foram cuidadosamente colocados a $2f_0$ e $3f_0$.

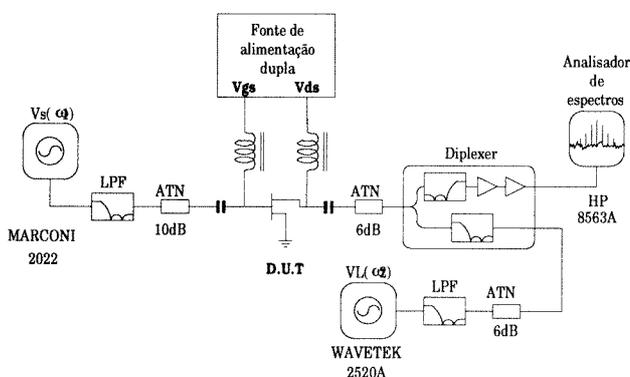


Fig. 8 - Diagrama de blocos do banco de teste de medidas de distorção harmónica.

O diplexer serve dois objectivos. O ramo passa-baixo permite a injeção do sinal a f_2 no dreno, e garante um nível de impedância de carga ao FET próximo dos 50Ω , quer a f_1 quer a f_2 . O ramo passa-alto é, como o anterior, elíptico de 5ª ordem, com um dos zeros de transmissão colocado a 150MHz , e logo seguido de um amplificador de banda larga construído com dois amplificadores monolíticos de UHF.

Com o sistema apresentado mediram-se as relações de potência entre $P_o(\omega_1)$ e $P_o(\omega_2)$, e os produtos de mistura de 2ª ordem a $2\omega_1$, $\omega_1+\omega_2$ e $2\omega_2$, e os de 3ª ordem a $3\omega_1$, $2\omega_1+\omega_2$, $\omega_1+2\omega_2$ e $3\omega_2$.

Das primeiras 3 relações de potência gera-se um sistema linear de 3×3 , em que previsões de distorção harmónica de 2ª ordem são comparadas com os valores medidos. A técnica de análise proposta é o Método das Correntes Não-Lineares das Séries de Volterra [3]. O sistema de equações que descreve a resposta linear, ou de 1ª ordem, do circuito representado na Fig. 9 é :

$$\begin{cases} I_1 \\ I_2 \\ V_{gs} \\ V_{ds} \end{cases} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & AI_{D1} \\ Y_{21} & Y_{22} & AI_{D2} \\ AV_{G1} & AV_{G2} & AR_G \\ AV_{D1} & AV_{D2} & AR_D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ NI_{ds} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{cases} V_1 = V_s - Z_s \cdot I_1 \\ V_2 = V_L - Z_L \cdot I_2 \end{cases}$$

Esta equação matricial relaciona os fasores das tensões de controlo, V_{gs} e V_{ds} , com as tensões e correntes dos portos de entrada e saída do dispositivo V_1 , V_2 e I_1 , I_2 , e as componentes não-lineares de ordem n da fonte de corrente I_{ds} , $NI_{ds}^{(n)}$. Os Y_{ij} são os parâmetros Y do FET, e os AV 's, AI 's e AR 's são ganhos em tensão, corrente e transimpedância. O seu cálculo é imediato aplicando o teorema da sobreposição de fontes a V_1 , V_2 e NI_{ds} . As outras duas equações traduzem as condições fronteira dos respectivos portos, impostas pelas fontes (V_s, Z_s) e (V_L, Z_L) .

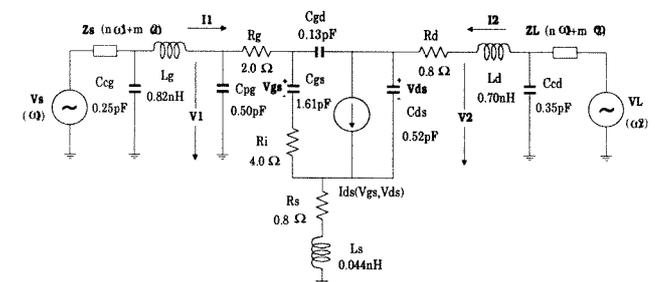


Fig. 9 - Circuito equivalente usado na análise não-linear.

Expressando V_{gs} e V_{ds} como função dos estímulos V_s , V_L e NI_{ds} , obtém-se :

$$\begin{cases} V_{gs} = K_{GS} \cdot V_s + K_{GL} \cdot V_L + K_{RG} \cdot NI_{ds} \\ V_{ds} = K_{DS} \cdot V_s + K_{DL} \cdot V_L + K_{RD} \cdot NI_{ds} \end{cases} \quad (19)$$

onde as constantes K_{GS} , K_{GL} , K_{RG} , K_{DL} e K_{RD} se obtêm directamente da solução de (18).

A título de exemplo, a componente de 2ª ordem a $\omega_1 + \omega_2$, é dada por:

$$NI_{ds}^{(2)}(\omega_1 + \omega_2) = \left\{ 2 \cdot Gm2 \cdot K_{GS} \cdot K_{GL} + Gmd \cdot [K_{GS} \cdot K_{DL} + K_{GL} \cdot K_{DS}] + 2 \cdot Gd2 \cdot K_{DS} \cdot K_{DL} \right\} \cdot \frac{V_s(\omega_1) \cdot V_L(\omega_2)}{2} \quad (20)$$

As tensões de saída a estas frequências são então calculadas resolvendo (19) com $V_s^{(2)} = V_L^{(2)} = 0$. Daqui, as potências de saída $P_o(2\omega_1)$, $P_o(\omega_1 + \omega_2)$ e $P_o(2\omega_2)$, são facilmente obtidas, bem como as suas relações com $P_o(\omega_1)$ e $P_o(\omega_2)$. Igualando estes resultados aos obtidos experimentalmente, gera-se um sistema de 3 equações a 3 incógnitas, cuja solução é o terno $(Gm2, Gmd, Gd2)$.

Os valores destes coeficientes são posteriormente utilizados na construção de um sistema similar ao anterior, mas de 4 equações nas incógnitas $Gm3, Gm2d, Gmd2$ e $Gd3$.

As Fig. 10 a Fig. 12 ilustram a aplicação do método ao transistor FLC091WF em estudo. Nelas apresentam-se os resultados obtidos para todos os coeficientes não-lineares, desde o corte, $V_{GS} = -4.0V$, até $V_{GS} = -0.6V$.

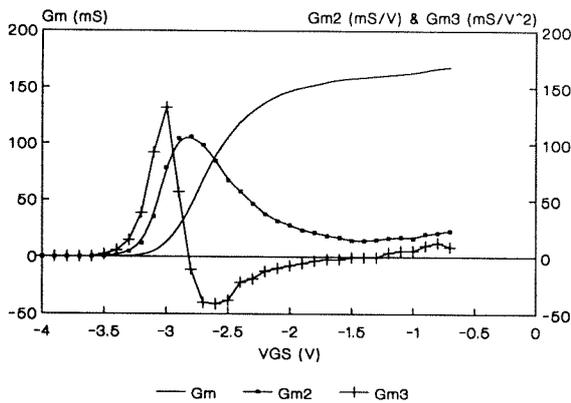


Fig. 10 - Coeficientes de I_{ds} , Gm , $Gm2$ e $Gm3$, medidos no FLC091WF @ $V_{DS} = 6.0V$.

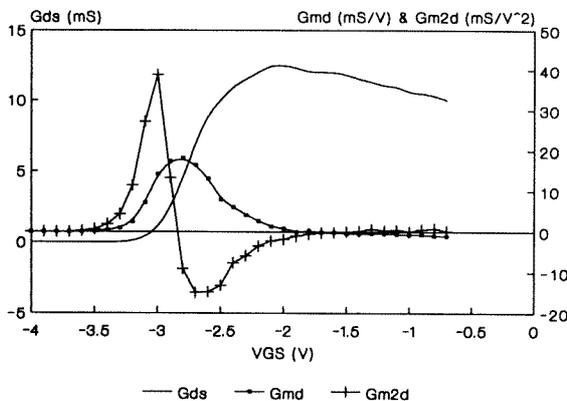


Fig. 11 - Coeficientes de I_{ds} , Gds , Gmd e $Gm2d$, medidos no FLC091WF @ $V_{DS} = 6.0V$.

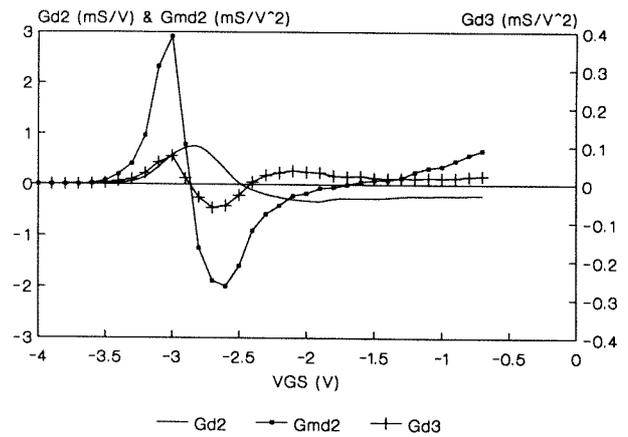


Fig. 12 - Coeficientes de I_{ds} , $Gd2$, $Gmd2$ e $Gd3$, medidos no FLC091WF @ $V_{DS} = 6.0V$.

V. VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL

De forma a validar experimentalmente as ferramentas teóricas desenvolvidas, foi projectado, construído e testado, um amplificador a transistores GaAs MESFET, linearizado mediante a aplicação de realimentação activa ao nível do dispositivo. Este circuito, montado sobre tecnologia monolítica de Arsenieto de Gálio, MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit), constitui estado-de-arte no respeitante à tecnologia e aos métodos de projecto utilizados, já que é o primeiro sistema linearizado em microondas, completamente integrado numa única pastilha MMIC [2,12].

O diagrama esquemático, e o respectivo *layout*, do circuito implementado, encontram-se representados nas figuras Fig. 13 e Fig. 14.

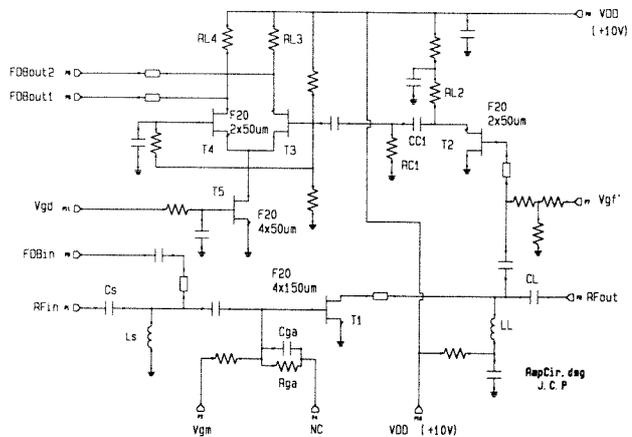


Fig. 13 - Diagrama esquemático do amplificador linearizado.

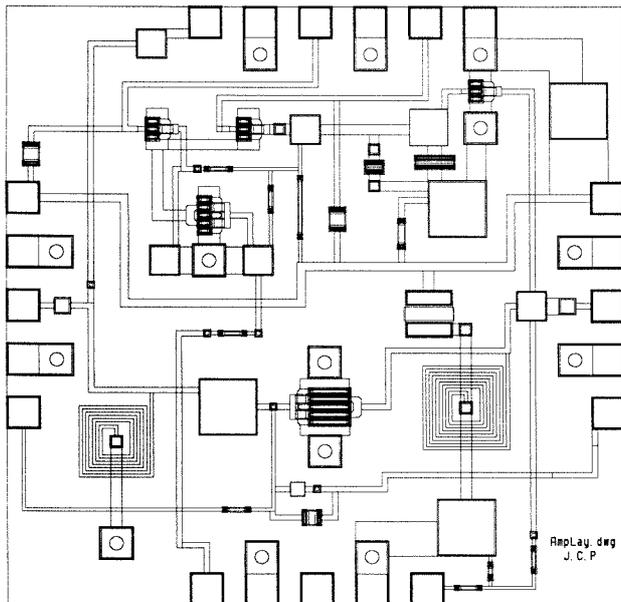


Fig. 14 - Layout da pastilha MMIC implementada.

O circuito consiste num amplificador linearizado por realimentação activa, seguindo portanto, o diagrama de blocos geral da Fig. 1.

O Amplificador Principal, Pri, é um simples amplificador sintonizado para a banda S, de um só andar, em que o elemento activo é um FET F20_4x150, T₁, e as malhas de adaptação são constituídas por redes passa-alto C-série L-paralelo (C_s/L_s, C_l/L_l).

O linearizador propriamente dito, é constituído por um Amplificador Auxiliar, Amp Aux, seguido de um circuito linear de condicionamento de sinal, C₁. Este inclui uma rede RC passa-alto (R_C/C₁) e um Amplificador Diferencial com controlo de ganho, Amp Dif. Com o objectivo de reduzir a variação de fase do ramo de realimentação com a frequência (determinante na largura de banda efectiva do linearizador), a simplificação do circuito de implementação de C₂ foi levada ao limite de o fazer fixo e aproximadamente unitário.

O núcleo do linearizador é o Amp Aux. Ele é simplesmente um FET F20_2x50µm, T₂, cuidadosamente polarizado para baixo ganho e elevada distorção de intermodulação.

Como se pôde deduzir do estudo teórico realizado, para garantir simultaneamente invariância das características lineares de Amp Pri, e estabilidade da malha, o Amp Aux deveria apresentar baixo ganho de transadmitância, e alta IMD. Isto conseguiu-se escolhendo a estrutura MESFET disponível de menor área (menor Gm), polarizando-a numa zona de elevada relação Gm₃/Gm. Note-se que, estando este FET ligado em derivação com a saída do Amp Pri, o facto de ser de pequena área e estar polarizado a baixo nível de corrente Id_s diminui também a sua influência sobre o ramo principal.

Os estudos de modelação não-linear realizados ao longo do trabalho, revelaram que um GaAs MESFET apresenta pelo menos uma zona de Gm₃ positivo (junto ao

ponto de V_{GS} de entrada em condução), e outra de Gm₃ negativo (junto a Id_{ss}/2). Isto justifica a sua versatilidade como gerador de IMD auxiliar, aproveitada em vários linearizadores de Pré-Distorção. Também num linearizador por realimentação activa esta propriedade pode ser utilizada, permitindo construí-lo com realimentação positiva ou negativa, consoante a zona de polarização do dispositivo de Amp Aux. Para comprovar experimentalmente esta hipótese, desenhou-se a pastilha de forma a permitir a escolha de uma, entre duas configurações opcionais do ramo de realimentação, proporcionadas pelas saídas em oposição de fase do amplificador diferencial de C₁, FDBout1 e FDBout2.

Escolhido o dispositivo e o seu ponto de polarização (aproximadamente 20% de Id_{ss}), o projecto de Amp Aux resume-se à selecção da impedância de carga, Z_L. Ao contrário do requerido para Amp Pri, em Amp Aux deseja-se elevada distorção e baixo ganho. Assim, simulações de load-pull indicaram como óptimo, um baixo valor de Z_L, o qual minimiza a compensação das contribuições de IMD devidas a Gm₃ e Gm_{2d}. Um valor baixo de Z_L, em conjunto com a impedância de entrada do andar seguinte, constituem um divisor de corrente que diminui ainda mais o ganho total de transadmitância. No outro ponto de polarização, i. e., com o dispositivo activo auxiliar quase cortado, a discussão acima é praticamente irrelevante, pois que, tendo-se aí Gm≈0, a tensão de saída de sinal será tão baixa que a IMD se torna insensível a variações de Z_L.

De forma a estudar o comportamento do linearizador em banda, sujeitou-se este a um teste de dois tons, separados de 2MHz, e de frequência central variável entre 1400MHz e 2050MHz. A Fig. 15 representa os resultados obtidos, com todas as tensões de polarização ou ajuste fixas.

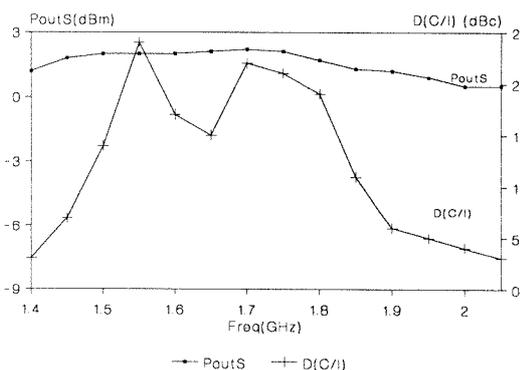


Fig. 15 - Resultados medidos de melhoria de C/I com a frequência.

É visível uma melhoria da relação portadora-intermodulação de 15dB, numa largura de banda relativa superior a 12%. Este é um resultado notável para um linearizador por realimentação (por exemplo quando comparado com os cerca de 0.25% publicados para realimentação linear), e que demonstra a utilidade da técnica de linearização ao nível do dispositivo activo.

Para ilustrar as duas condições de linearização em alto e baixo nível, previstas na abordagem teórica, T₂ foi

polarizado a cerca de 20% de I_{dss} , e o ganho de Amp Dif (amplitude de C_1) ajustado a quatro valores distintos. Como se pode observar da Fig. 16, onde são representados resultados experimentais e de simulação, à medida que a amplitude do sinal de IMD auxiliar injectado à entrada de Amp Pri sobe (V_{gd} crescente), produz cada vez maior nível de cancelamento da IMD de 3ª ordem. Até que, para $V_{gd}=-1.5V$, esta se anula completamente atingindo-se a referida "Condição de Compensação em Baixo Nível" (repare-se no declive de 5dB/dB, sintoma da única contribuição residual da distorção de ordem 5). Aumentando ainda mais $|C_1|$, atinge-se a "Condição de Compensação em Alto Nível" identificada pelo pico de cancelamento da IMD perto de -4dBm de potência do sinal de entrada.

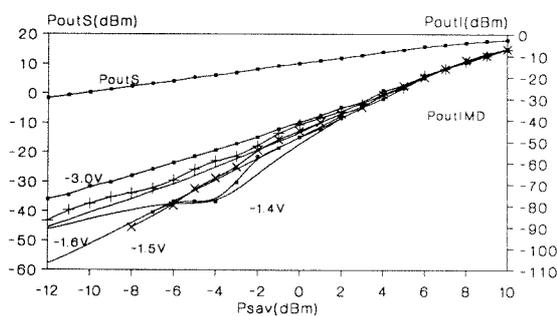


Fig. 16 - Resultados simulados (—) e medidos (.,+,x) de compensação de IMD para quatro valores de ganho da malha: $V_{gd}=-3.0V$ (malha aberta), $-1.6V$, $-1.5V$ e $-1.4V$; $V_{gf}=-3.0V$.

A hipótese de que um linearizador por realimentação não-linear tem efeito desprezável sobre o ganho do amplificador a linearizar (ao contrário da técnica de linearização por realimentação linear), é agora amplamente confirmada pelo facto de que em todos os casos acima, a máxima redução observada na potência de saída (tendo a situação em malha aberta - $V_{gd}=-3.0V$ - como referência) ter sido inferior a 0.5dB. Além disso, parte desta variação (só por si diminuta face aos ganhos em margem de C/I alcançados), deve ainda ser atribuída a variações na admitância de saída de Amp Dif, que, estando colocado sobre a entrada de Amp Pri, se manifestam como uma fonte variável de perdas e desadaptação.

VI. CONCLUSÕES

Em conclusão, apresentou-se uma possível solução para o problema da integração do amplificador de potência e seu linearizador. Esta solução foi suportada por um novo conceito de linearização ao nível do dispositivo activo, e por um conveniente estudo teórico do circuito de realimentação não-linear. Métodos originais de extração de modelos não-lineares do GaAs MESFET, permitiram o uso de ferramentas de CAD/CAE (especialmente desenvolvidas para o efeito) no projecto do primeiro amplificador linearizado, totalmente integrado numa única pastilha MMIC. Os resultados de simulação e

experimentais obtidos com este circuito, validaram os métodos teóricos desenvolvidos, e demonstraram a utilidade das hipóteses formuladas.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer o apoio concedido pela E.T.S.I. de Telecomunicacion de la Universidad Politécnica de Madrid, e a Bolsa de Estudos para Doutoramento, da Comissão Permanente INVOTAN.

REFERÊNCIAS

- [1] J. C. Pedro, Técnicas de Linearização de Amplificadores de Potência em Microondas, Dissertação de Doutoramento, Universidade de Aveiro, Agosto 1993.
- [2] J. C. Pedro e J. Perez, "A novel concept of intermodulation distortion linearization", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 6, nº 7, pp.410-415, Junho 1993.
- [3] S. A. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Artech House Inc., Norwood, MA, 1988.
- [4] A. Crosmun e S. Maas, "Minimization of intermodulation distortion in GaAs MESFET small-signal amplifiers", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-37, nº 9, pp.1411-1417, Setembro 1989.
- [5] S. A. Maas e D. Neilson, "Modeling MESFETs and diodes for intermodulation calculations", Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits (INMMC'90), pp.81-94, Universitat Duisburg, Outubro 1990.
- [6] J. C. Pedro and J. Perez, "An improved MESFET model for the prediction of intermodulation load-pull characterization", 1992 Intern. Microwave Theory and Tech. Symposium Digest, pp.825-828, Albuquerque, Junho 1992.
- [7] J. C. Pedro e J. Perez, "Complete characterization of MESFET Ids nonlinearities for intermodulation analysis", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 5, No. 8, pp.377-380, Julho 1992.
- [8] J. C. Pedro e J. Perez, "Accurate simulation of GaAs MESFET's intermodulation distortion using a new drain-source current model", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-42, nº 1, pp.25-33, Janeiro 1994.
- [9] J. C. Pedro e J. Perez, "A novel nonlinear GaAs FET model for intermodulation analysis in general purpose harmonic balance simulators", 23rd European Microwave Conference Proc., pp.714-716, Madrid, Setembro 1993.
- [10] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore e E. Playez, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-36, nº 7, pp.1151-1159, Julho 1988.
- [11] S. Maas e A. Crosmun, "Modeling the gate I/V characteristics of a GaAs MESFET for Volterra-Series analysis", IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech., vol. MTT-37, nº 11, pp.1134-1136, Julho 1989.
- [12] J. C. Pedro e J. Perez, "An MMIC linearized amplifier using active feedback", 1993 IEEE International Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest, pp.113-116, Atlanta, Junho 1993.