

金氧半場效電晶體之直流與高頻模型

作者：安捷倫科技股份有限公司

EEsof EDA 應用工程師 許仲延 Jackson Hsu

E-mail : jackson-hsu@agilent.com

一、簡 介

隨著先進製程之蓬勃發展，金氧半場效應電晶體的尺寸已縮小至奈米級 (nanometer; 10^{-9}m)，並可以有較低的生產成本及允許將數位和類比電路整合於同一基板的優點，這使得互補式金氧半場效應電晶體 (CMOS) 更具吸引力。由於電晶體閘極長度的持續縮減使得其高頻特性獲得大幅改善，因此 CMOS 技術已廣泛的被認同並使用於無線收發電路。為了達到這些目標，一個準確的元件模型以及詳細的元件特性分析對電路設計者而言是非常重要的。本文將介紹 CMOS 的物理結構/工作原理，以及如何利用 Agilent IC-CAP 建立自己的元件模型，由於適用於 CMOS 的 BSIM3/4 模型相當地複雜，因此如何以簡單的元件模型來描述 DC 與 RF 的電氣特性，並驗證其模型的準確性，這對電路設計者而言確有其必要性。此處我們將會提出以小訊號等效電路模型的方式來描述元件 DC 與 RF 的特性，並以數學數值的方式來萃取小訊號模型裡的參數，再將元件模型帶入電路之中，並以 Agilent ADS 來模擬元件高功率的電氣特性，再與實際的量測結果做比較，如此便可快速地建立準確的模型以提供電路設計者使用。



Agilent Technologies

二、電晶體動作原理和物理結構

金氧半場效電晶體 (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) 主要是以 Si/SiO₂ 當作介面，並於閘極 (Gate) 端外加不同的直流偏壓以調變電晶體的通道，一旦形成通道後便可以使得電流可以從汲極 (Drain) 經過通道抵達源極 (Source)。MOSFETs 具有兩種形式的通道結構：n 通道以及 p 通道，其物理結構示意圖分別表示於圖 1(a)(b)。

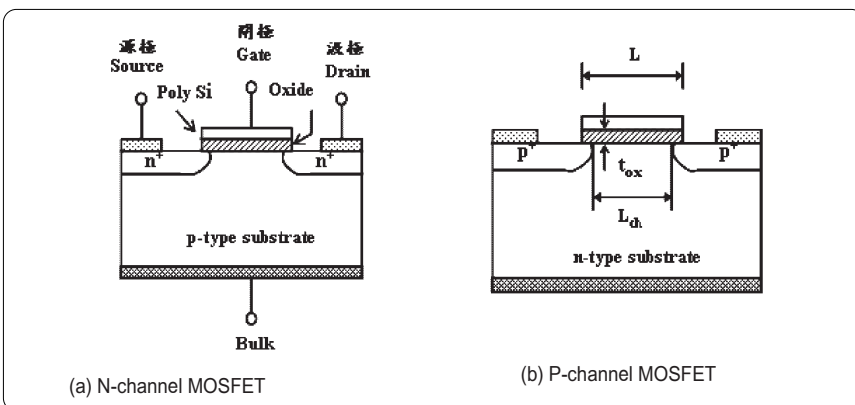


圖 1 MOSFETs 物理結構圖

組成 N-channel MOSFET 的 P-type 矽底基質通常稱作基板 (Bulk)，基板位於元件的底部並可以外加固定的電壓，位於元件上方表面介於汲極以及源極之間稱作閘氧化層，通常利用 n⁺-type 多晶矽或是金屬當作閘極材料。而汲極/源極的產生方式主要是利用高濃度的 n⁺-type 摻雜佈植於基板裡以區別閘極間低濃度的 n⁺-type 摻雜，最後在汲極/源極的上方以歐姆接觸的製程方式鋪放金屬導線。而 N-channel MOSFET 的結構實現方式與 n-MOSFET 非常的相似，只是以 p⁺-type 的摻雜取代原有的 n⁺-type 即可完成。元件的長度為 L，寬度為 W，而 t_{ox} 為氧化層的厚度，L_{ch} 則為有效通道的長度。元件的工作機制如圖 2 所示，當外加的閘極偏壓 V_G 大於元件的臨界電壓 V_{th} 時會使得通道發生反轉的現象，產生反轉通道 (Inversion channel)。

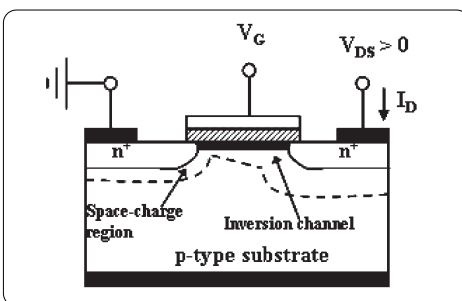


圖 2 MOSFET 元件工作意圖

其中臨界電壓如方程式(1)所示，可以看出氧化層厚度 t_{ox} 以及通道摻雜的濃度都會對臨界電壓造成影響。當通道產生反轉之後，提供一個正偏壓 V_{DS} 在電晶體上會產生橫軸方向的電場促使電子從源極往汲極移動因此而得到汲極電流 I_D。這是電晶體正常的工作情形，不過當汲極偏壓 V_{DS} 增大時會產生載子速度飽和效應並造成汲極電流呈現飽和狀態，這些物理效應在建立元件直流模型時都一並要考量進去。

$$V_{th} = \frac{k_B T}{q} \ln \frac{N_A}{n_i} + \frac{t_{ox}}{\epsilon_{ox}} \sqrt{4k_B T N_A \epsilon_{Si} \ln \frac{N_A}{n_i} - \frac{E_G}{2q}} \quad (1)$$

三、小訊號等效電路模型

以 N-channel MOSFET 為例，常用的小訊號等效電路模型表示於圖 3，所提出的模型裡面包含了電流源 (g_m)，閘極/源極電容 (C_{GS})、閘極/汲極電容 (C_{GD})、汲極/源極電容 (C_{DS}) 與汲極/源極電阻 (R_{DS}) 等，以上這些寄生元件都會隨著偏壓的改變呈現非線性的趨勢變化。對元件而言，臨界電壓是一個相當重要的參數。因此，必須利用非線性的數學方程式描繪出這些寄生元件的物理現象建立模型。另一部份則是與元件偏壓無關的寄生元件，包含了閘極電阻 (R_G)、汲極電阻 (R_D)、源極電阻 (R_S) 以及源極、汲極寄生電感 L_S 、 L_D 。這些元件都是固定的數值，不會隨著偏壓而改變，並可以很容易的利用量測結果來萃取。而一般隨著偏壓改變的寄生元件組合稱作 Intrinsic FET，這些部份可以利用像是 BSIM、MOS Model 9、或是 EKV 等這些經驗上的方程式簡單的描繪出來直流特性曲線。

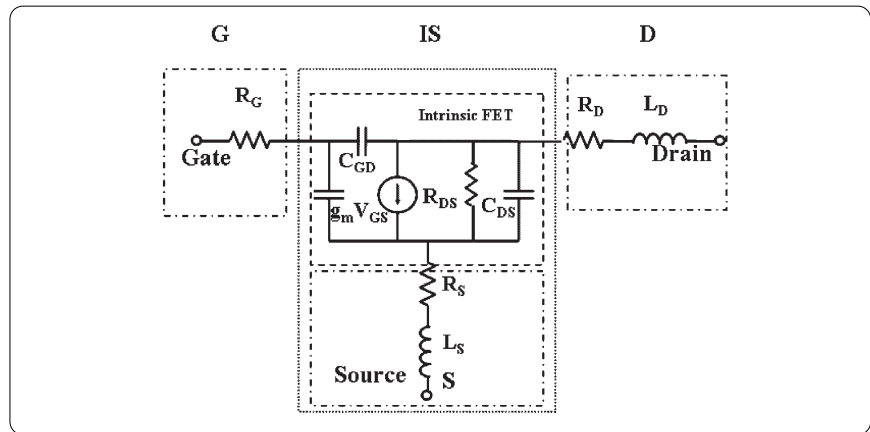


圖 3 MOSFET 小訊號等效電路圖

四、BSIM3v3 物理模型介紹

BSIM3v3 直流模型參數是由加州柏克萊分校 (UC Berkeley) 所發表，並於 1996 年獲得業界接受成為第一個標準的模型 [1]。BSIM3v3 是一種以物理分析模擬結果為基礎所建立的數學參數，其可以依照元件尺寸的大小等比例的來描述特性。目前大部份的半導體和 IC 設計公司在電路模擬以及模型開發上，都採用了 BSIM3v3 的模型。半導體元件工作的機制包括了許多的物理現象，這些現象必須經由模擬以及定義數學方程式才能描繪出來。下列為現在深次微米元件 (Deep Submicron Device) 的物理效應，BSIM3v3 所建立的模型可以準確的描繪這些特性。

- 臨界電壓 (Threshold Voltage)
- 載子遷移率 (Carrier Mobility)
- 載子速度飽和效應 (Carrier Velocity Saturation)
- 汲極電流 (Drain Current)
- 基板電流 (Bulk Current)
- 輸出電阻 (Output Resistance)
- 短通道元件電容模型 (Short channel capacitance model)
- 溫度與元件特性的相依性 (Temperature dependence of the behavior)

由於 BSIM3v3 模型非常地複雜且並非本文章的主題，故此處就只針對臨界電壓與載子遷移率做簡單的說明。對一個深次微米元件而言，臨界電壓 (V_{th}) 是一個相當重要的參數，尤其是當元件已經縮小到小於 0.1 微米的程度時更加需要準確的描述臨界電壓。在 BSIM3v3 裡使用了方程式 (2) 來描述臨界電壓。

$$\begin{aligned}
 V_{th} = & V_{th0} + K_1 \left(\sqrt{\Phi_s - V_{bseff}} - \sqrt{\Phi_s} \right) - K_2 V_{bseff} + K_1 \left(\sqrt{1 + \frac{N_{LX}}{L_{eff}}} - 1 \right) \sqrt{\Phi_s} + (K_3 + K_{3b} V_{bseff}) \frac{T_{OX}}{W_{eff} + W_0} \Phi_s \\
 & - D_{VT0w} \left(\exp \left(-D_{VT1w} \frac{W_{eff} L_{eff}}{2l_w} \right) + 2 \exp \left(-D_{VT1w} \frac{W_{eff} L_{eff}}{l_w} \right) \right) (V_{bi} - \Phi_s) \\
 & - D_{VT0} \left(\exp \left(-D_{VT1} \frac{L_{eff}}{2l_t} \right) + 2 \exp \left(-D_{VT1} \frac{L_{eff}}{l_t} \right) \right) (V_{bi} - \Phi_s) \\
 & - \left(\exp \left(-D_{sub} \frac{L_{eff}}{2l_{to}} \right) + 2 \exp \left(-D_{sub} \frac{L_{eff}}{l_{to}} \right) \right) (E_{tao} + E_{tab} V_{bseff}) W_{ds} \quad (2)
 \end{aligned}$$

其中項次 (3) 是用來表示基板垂直方向?雜不均勻的濃度以修正臨界電壓。

$$V_{th0} + K_1 \left(\sqrt{\Phi_s - V_{bseff}} - \sqrt{\Phi_s} \right) - K_2 V_{bseff} \quad (3)$$

在開始萃取 BSIM3v3 的模型參數之前，必須先要有元件的量測資料以作為曲線 Fitting 的目標值，然後再建立元件的參數表 (Netlist)，並作適當的參數設定與參數值的調整，最後並將這些參數值輸入至模擬器執行電氣特性的模擬。而項次(4)則是用來修正水平方向不均勻的參雜濃度造成臨界電壓的偏移。

$$V_{th0} + K_1 \left(\sqrt{\Phi_s - V_{bseff}} - \sqrt{\Phi_s} \right) - K_2 V_{bseff} + K_1 \left(\sqrt{1 + (N_{LX} / L_{eff})} - 1 \right) \sqrt{\Phi_s} \quad (4)$$

而在方程式 (2) 裡的其它參數 D_{vt} 、 D_{sub} 以及 E_{ta} 是為了使得模型能夠適用於更先進的製程技術，因先進的小尺寸元件會發生 DIBL (Drain-induced barrier lowering) 的物理現象與汲極/源極電荷分享效應。而項次 (5) 則是用來描述元件的窄通道效應。

$$D_{vT0w} \left(\exp\left(-D_{vT1w} (W_{eff} L_{eff} / 2l_w)\right) + 2 \exp\left(-D_{vT1w} (W_{eff} L_{eff} / l_w)\right) \right) (V_{bi} - \Phi_s) \quad (5)$$

另一個重要的電氣特性是載子遷移率模型 (Mobility Model)。通道裡的載子傳輸現象會導致元件生成電流，因此建立直流模型就必須要能精確的描述載子可能的運動機制，並以定性的數學式子說明影響載子運動可能的因素。其中載子遷移率正比於載子的運動速度，在 BSIM3v3 裡提供了三種不同的數學方程式用來建立載子遷移的模型。(6)~(8) 的式子裡說明了有效的載子遷移率 μ_{eff} 會因為元件工作於不同偏壓下而改變並不是一直維持著常數的狀態，這稱為載子速度飽和效應。所以建立載子遷移率模型時，必須要加入修正的數學參數才能描繪出這個物理現象而其他物理現象以及發生的機制與細節可以參考 [2] 裡的說明。

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + (U_a + U_c V_{bseff}) \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right) + U_b \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right)^2} \quad (6)$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + (U_a + U_c V_{bseff}) \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right) + U_b \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right)^2} \quad (7)$$

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + (U_a + U_c V_{bseff}) \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right) + U_b \left((V_{gseff} + 2V_{th}) / T_{ox} \right)^2} \quad (8)$$

當描述一個元件的電氣特性時，最基本的就是確認其直流特性的表現，從直流曲線就可以判斷元件的好壞與許多的物理現象，更進一步可以推論元件在其它方面的表現。當元件直流特性變差時，便可以進一步推論得知轉導 (Gm)、傳輸頻率 (Ft) 或是高頻特性也會變差，這將會使得元件的應用價值大為降低。因此直流的表現對一個元件而言是最基本且相當重要的，所以必須要提出這麼多的物理現象用來描繪直流特性，當元件直流模型能夠相當準確時才能更進一步的建立高頻模型，進而應於電路設計上。

五、元件特性量測與模型參數 萃取分析

BSIM3v3 所使用的參數大部份均具有物理意義且可以等尺寸比例化 (Scalable)，雖然該模型可以有等尺寸比例化的優點，但由於該模型非常地複雜，故需要花費較多的人力與時間來完成。此處我們提出單一元件模型的方法，該模型無法等尺寸化模型，不過卻可以用簡單的方式來完成一個準確的模型；另外，若晶圓廠所提供的元件模型不符合電路設計的要求時，電路設計者 (Design House) 便可以自行使用該方式來快速開發元件模型以符合設計電路設計的需求。依照上述圖 3 所提出的小訊號等效電路模型，我們將會以閘極長度 0.18 μm / 寬度為 100 μm 的 MOSFET 元件為範例做說明。為了準確的描繪直流特性曲線，首先利用高頻 S 參數量測的方式萃取出寄生在元件的寄生電阻 R_G 、 R_D 以及 R_S 。我們可以將量測到的 S 參數矩陣轉換成 Y 參數，並利用方程式 (9)~(11)，便可以計算出元件的寄生電阻。

$$R_G = \left| \frac{\text{real}(Y_{12})}{\text{imag}(Y_{12}) * \text{imag}(Y_{11})} \right| \quad (9)$$

$$R_D = \left| \frac{\text{real}(Y_{21}) - \text{real}(Y_{12})}{\text{imag}(Y_{12})^2} \right| \quad (10)$$

$$R_S = \text{real}(Z_{22}) - R_D \quad (11)$$

之後再扣除掉這些外在的寄生電阻就可以得到元件內部直流工作的特性。此處我們利用方程式 (12) 來描述元件的 R_{DS} ，其中 a_i 代表非線性多項式的修正係數，目的是用來準確的描述 R_{DS} 。

$$R_{DS} = a_0 + a_1 \cdot V_{GS} + a_2 \cdot V_{GS}^2 + \dots \quad (12)$$

接著再以方程式 (13) 來描述 gm 的特性，由於 gm 是 V_{GS} 的函數，因此我們可以利用 g_m - V_{GS} 的特性曲線來做曲線 Fitting，其中 A_i 代表非線性多項式的修正係數，目的是用來準確的描述 gm，而多項式的多寡並沒有一定的限制，只要能準確的吻合曲線特性即可。

$$g_m = A_0 + A_1 \cdot V_{GS} + A_2 \cdot V_{GS}^2 + \dots \quad (13)$$

最後再利用方程式 (14)，將 g_m 值對 V_{GS} 作積分並與相關的多項式作相乘就可以描述出 I_{DS} 的特性曲線了，而其中 B_i 與 C_i 是多項式的修正係數。

$$I_{DS} = \left(\int g_m dV_{GS} \right) \cdot \tanh(\alpha) \cdot (B_0 + B_1 \cdot V_{DS} + B_2 \cdot V_{DS}^2 + \dots) \quad (14)$$

$$\alpha = C_0 + C_1 \cdot V_{DS} + C_2 \cdot V_{GS} + \dots$$

當所有的修正係數被最佳化後便可以得到一個非常好的 Fitting 結果，如圖 4 所示：實線的部份表示元件量測到的結果，圓形符號則表示方程式所描繪的曲線，可以看出兩者相當的吻合。

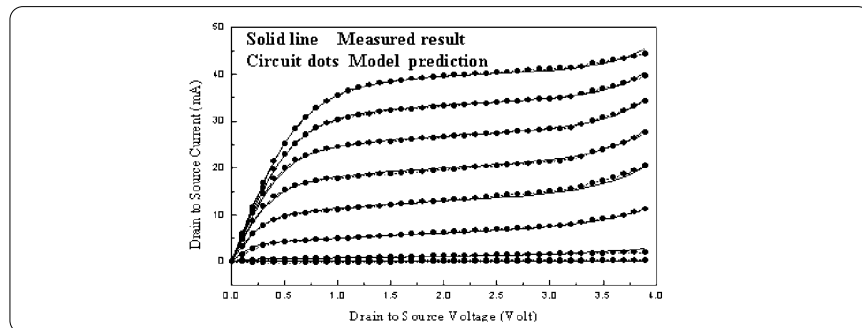


圖 4 元件模型直流特性曲線

以上是針對直流模型作一說明，接下來會說明如何架構在此直流模型下來萃取高頻的模型參數，例如寄生電容與電感。由於元件模型裡的寄生電容與電感是頻率相依的電氣特性，因此必須利用高頻 S 參數的量測資料作萃取。如圖 3 所示，可以將等效小訊號模型分成三個部份 G、IS 以及 D，並利用矩陣的數學方式分別將三個獨立的數值計算出來，如方程式 (15) 所示 ABCD 矩陣代表整個等效電路。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{All} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_G \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{IS} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_D \quad (15)$$

如前所述，在建立直流模型時已經將寄生的電阻值萃取出來，因此可以將 ABCD 矩陣分別除以 G 以及 D 矩陣並得到 (16) 式。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{IS} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_G^{-1} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{All} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_D^{-1} \quad (16)$$

接下來將 S 參數矩陣轉換成 Z 參數，可以推導得到 (17) ~ (19) 的方程式並且求得 Intrinsic FET 的實際數值。接著可以利用 (20) 所求得的 Y 矩陣分別帶入 (21) ~ (23) 以求得內在寄生的電容值 C_{GD} 、 C_{GS} 以及 C_{DS} 。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{IS} \Rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{IS} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{IS} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{FET} + \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{ST} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{FET} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{IS} - \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{ST} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}_{FET} \Rightarrow \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix}_{FET} \quad (20)$$

$$C_{GD} = \frac{imag(Y_{12})}{\omega} \quad (21)$$

$$C_{GS} = \frac{imag(Y_{11}) - \omega C_{GD}}{\omega} \cdot \left(1 + \frac{(real(Y_{11}))^2}{(imag(Y_{11}) - \omega C_{GD})^2}\right) \quad (22)$$

$$C_{DS} = \frac{imag(Y_{22}) - \omega C_{GD}}{\omega} \quad (23)$$

而 C_{GD} 、 C_{GS} 、 C_{DS} 與偏壓有關，可以利用 (24) ~ (26) 多項式的方法將偏壓的因素考慮進去。最後的模型結果與量測結果比較表示於圖 5。

$$C_{GS} = D_0 + D_1 \cdot V_{DS} + D_2 \cdot V_{GS} + \dots \quad (24)$$

$$C_{GD} = E_0 + E_1 \cdot V_{DS} + E_2 \cdot V_{GS} + \dots \quad (25)$$

$$C_{DS} = F_0 + F_1 \cdot V_{DS} + F_2 \cdot V_{GS} + \dots \quad (26)$$

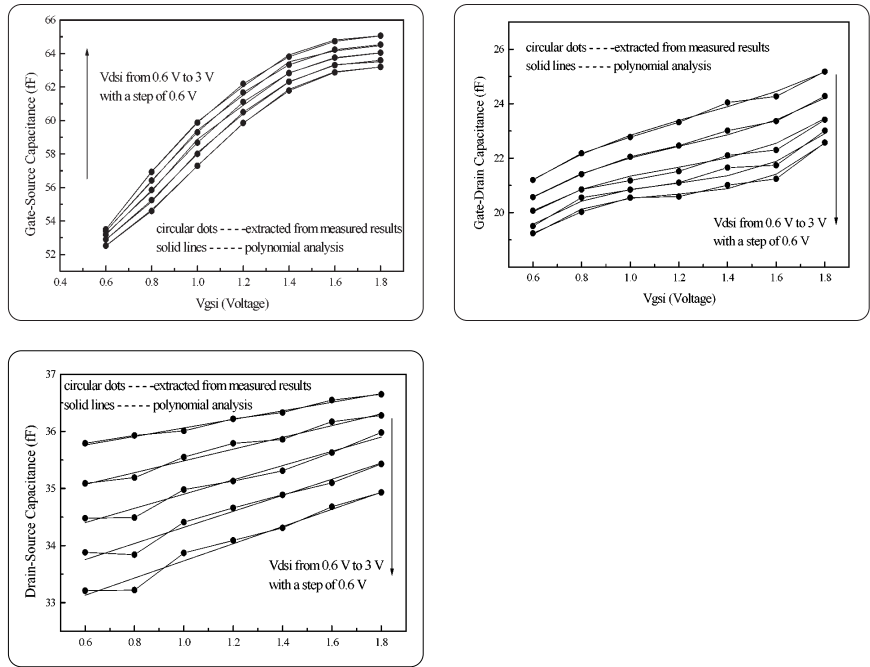


圖 5 模型寄生電容 C_{GS} / C_{GD} / C_{DS} 結果與量測值

最後將萃取的寄生電阻以及電容帶入 Agilent ADS 微波模擬軟體以進行模型驗證的工作，如圖 6 所示：S 參數頻率範圍從 50MHz 到 20.05GHz，偏壓點取在 V_{GS}/V_{DS} 分別為 0.9/0.9、1.2/1.5、1.5/1.5 伏特。可以看出模型與量測結果相當吻合，因此利用上面多項式的方法可以準確的建立 MOSFET 元件模型。模型除了小訊號準確外，更可以針對大訊號特性作模型的驗證，如圖 7 所示：偏壓在 $V_{DS} = 1.5 \text{ V} / V_{GS} = 1 \text{ V}$ 與頻率在 2.4 GHz 時的輸入對輸出功率量測圖，我們可以發現實際的量測值與模擬值非常的接近。

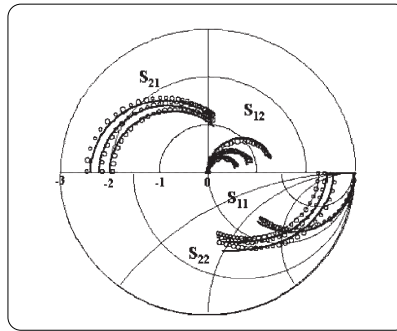


圖 6 高頻 S 參數元件模型與量測
(頻率 50MHz~20.05GHz)

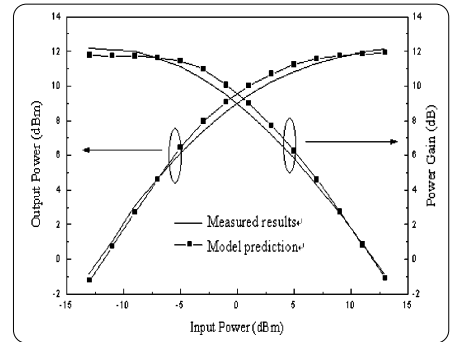


圖 7 輸入對輸出功率量測與模型模擬比較圖
(頻率 2.4 GHz)

再利用 Load-pull 系統針對頻率 2.4 GHz 量測元件的最大輸出功率點，如圖 8 所示：使用元件模型所得的模擬結果為：最大功率點 12.4 dBm 位於 $\Gamma_L = 0.032 \angle 95^\circ$ ；而實際量測的結果則位於 $\Gamma_L = 0.04 \angle 89^\circ$ ，有 12.6 dBm 的輸出功率。這樣的結論可以驗證所提出建立模型的方式不僅可以預測直流、高頻特性以及元件的大訊號特性都可以有效的描述出來 [3]。

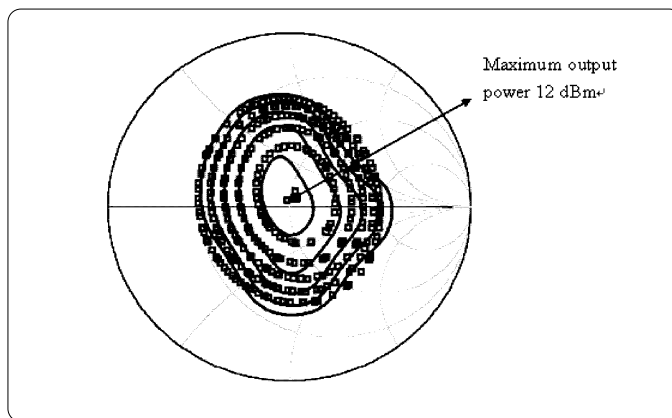


圖 8 量測 (—) 以及模擬 (---) 輸出功率結果比較圖

六、結 論

本文介紹了目前最常被使用的金氧半場效應電晶體元件，包括了元件的物理結構以及基本的工作原理，並提出簡單卻又準確的元件小訊號等效模型，而該元件模型可以分成兩個部份：包括了會隨著偏壓而改變的 Intrinsic FET 以及與偏壓無關的 Extrinsic parasitic components。這些等效的物理模型可以描繪出元件的工作特性，包括了直流以及高頻的部份。Agilent IC-CAP 是一個很好的元件模型化平台 (Platform)，因為它可以直接控制儀器並取得元件的實際量測數據，並於 IC-CAP 的環境內建立描述元件直流以及高頻特性的數學方程式以供參數萃取，而其參數最佳化引擎 (Optimizer) 則可以輕易地讓參數萃取的時間大為縮短，參數萃取完成之後，更可以將這些參數建立成 Netlist 並輸入至不同的模擬器執行模擬，例如 Agilent ADS 或 Synopsis Hspice，並透過實際量測與模擬結果的比較以驗證元件模型的準確性，以上所提之步驟可以輕易地在 Agilent IC-CAP 內的 PEL (Parameter Extraction Language) 環境完成，並自動化所有的流程已提升元件模型化的效率。除了小訊號模型的準確性驗證之外，本文亦有針對元件的大訊號特性作量測分析，並找出元件的最大功率輸出點，其量測值與利用模型模擬的預測值相當吻合，這表示所提出的等效號模型不只能預測小訊號的高頻特性之外，也可以準確的將大訊號功率模擬出來。(註：此處是使用 Agilent IC-CAP 與 ADS 做說明。)

Reference:

- [1] http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/bsim_ent.html
- [2] BSIM3v3 manual, 1996, Department of electrical Engineering and Computer Sciences, University of California, Berkeley
- [3] 郭晉璋, 2003, 次微米金氧半場效應電晶體大訊號模型及其在高速通訊電路之應用, 中央大學電機系博士論文

安捷倫科技電子量測儀器提供的支援、服務及協助

安捷倫科技最大的目標是讓您深感物超所值，同時將您的風險和問題減到最小。我們全力以赴，以確保您花下的每一分錢能得到實質的量測能力和所需的支援。我們豐沛的支援資源和服務能協助您選出最符合您應用需求的產品，並且進行成功的運用。我們出售的每一部儀器和系統均享有全球保固，安捷倫科技整體的支援政策有兩大主軸：「我們的承諾」及「您的優勢」。

我們的承諾

我們承諾安捷倫量測設備的實際性能及功能與廣告所言相符。當您選購新設備時，我們會提供您詳實的產品資訊，包括實際的性能規格和來自經驗的測試工程師的優質推薦。當您收到新的安捷倫設備時，我們會協助您確認產品能正常運作，並提供一開始操作上的協助。

您的優勢

您的優勢指的是安捷倫科技會提供各種附加的專業測試及量測服務，讓您自行依據技術和業務上的需要加以採購。與我們簽訂檢驗、加價升級、保固期後維修、到場教育訓練、以及設計、系統整合、專案管理及其它專業工程服務合約，即可有效率地解決您的問題和提高競爭優勢。安捷倫科技遍佈全球、經驗豐富的工程師和技術人員能協助您提高生產力、提升儀器和系統的投資回收率、以及在產品使用期限內維持可靠的量測準確度。



Agilent Open

www.agilent.com.tw/find/Open

Agilent Open可簡化測試系統連接與程式設計的過程，以協助工程師設計、驗證及生產電子產品。安捷倫科技針對各種系統相容 (system-ready) 的儀器提供了開放式的連接方案、開放式的工業軟體、PC 標準的I/O、以及全球化的支援，這一切都是為了協助您更輕鬆地整合測試系統的開發工作。



Agilent Email Updates

www.agilent.com.tw/find/emailupdates

訂閱全球電子報



Agilent Direct

www.agilent.com.tw/find/agilentdirect

協助您快速地選出最符合您需求的測試設備方案

台灣安捷倫科技股份有限公司

台北市 104 復興南路一段 2 號 8 樓
電話：(02) 8772-5888

桃園縣平鎮市 324 高雙路 20 號
電話：(03) 492-9666

台中市 408 文心路一段 552 號 12 樓 C 室
電話：(04) 2310-6914

高雄市 802 四維三路 6 號 25 樓之 1
電話：(07) 535-5035

本文件中的產品規格及說明如有修改，恕不另行通知。

© 2006 台灣安捷倫科技股份有限公司
Printed in Taiwan 04/2006
中文版：5989-5184ZHA

