

逢甲大學學生報告 ePaper

報告題名：

具有不同閘極結構化合物半導體高電子遷移率
電晶體之高頻參數萃取與元件模型解析

Parametric Extraction and High-Frequency Device Model
Build-Up for pHEMTs with Different Gate Structure

作者：吳則慶、洪至平、黃泓熙、洪皓榮

系級：電子工程學系 四乙

學號：D9871410、D9871569、D9871674、D9871303

開課老師：李景松 教授

課程名稱：微波元件

開課系所：電子工程學系

開課學年：101 學年度 第 2 學期



摘要

本專題旨在針對分別具有以臭氧水氧化技術形成砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化物-半導體閘極結構及傳統式蕭特基閘極結構之擬晶性高電子遷移率電晶體，進行基本特性分析及高頻元件模型參數萃取比較解析與討論，並期改善元件操作在高電壓、高電場下所造成之漏電流現象，且更進一步研擬出高精準、富含物理意義之 RF 元件模型。

由於 InGaAs 通道具有低有效質量、高電子遷移率與高驅動電流之優點，因此近年來常以 AlGaAs/InGaAs 作為高電子遷移率電晶體 (HEMTs) 之異質結構材質的基礎，惟因為高銦成分 InGaAs 通道常伴隨較低的碰撞游離臨界電場 (impact ionization threshold field) 特性，所以在高電場元件操作中，InGaAs 通道易因載子碰撞游離現象產生紐結效應 (kink effect)，致使元件產生高閘極漏電流而影響元件特性。為期能有效抑制閘極漏電流，已有許多閘極絕緣技術相繼提出，其中，具有金屬-氧化物-半導體閘極結構之化合物半導體高電子遷移率電晶體的研發技術尤成為近年來國際產學研界之高度研究焦點。因此，本專題研擬藉由 Microwave Office 電腦輔助設計 (CAD) 軟體，及經由矩陣運算逐步萃取外質與本質之小訊號元件參數，分別對於具有以臭氧水氧化技術形成砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化物-半導體閘極結構及

傳統式蕭特基閘極結構之擬晶性高電子遷移率電晶體，建構出完整的 RF 元件模型；並比對元件基本結構差異，針對每一小訊號元件參數，詳細探討其重要物理意義，而所研擬出之高頻元件模型與參數萃取平台亦可直接提供 MMIC 設計技術之產業應用。

關鍵字：高電子遷移率電晶體、參數萃取、小訊號模型



Abstract

This work compares fundamental device performance of $\text{Al}_{0.24}\text{Ga}_{0.76}\text{As}/\text{In}_{0.2}\text{Ga}_{0.8}\text{As}$ metal-oxide-semiconductor high electron mobility transistor (MOS-HEMT) by using ozone water technique with respect to an unpassivated conventional device. We've successfully established high-frequency device models by using the Microwave Office CAD tool based on the "Cold-FET" theory. Four S-parameter sets have been precisely extracted at the same time to establish the highly accurate and physically meaningful high-frequency model. The results are promisingly useful for the RFIC design technologies.

KEY WORDS : Cold-FET, high-frequency model, pHEMT, S-parameter

目錄

摘要.....	i
第 1 章 序論.....	1
第 2 章 高電子遷移率電晶體基本工作原理及模型	4
2-1 高電子遷移率電晶體結構	5
2-2 小訊號元件模型	9
2-2-1 寄生電感 (L_s, L_g, L_d)	10
2-2-2 寄生電阻 (R_s, R_g, R_d)	11
2-2-3 襯墊電容 (C_{pd}, C_{pg})	11
2-2-4 本質電容 (C_{gs}, C_{gd}, C_{ds})	12
2-2-5 轉導 (g_m)	12
2-2-6 輸出電阻 (R_{ds})	13
2-2-7 轉導延遲 (τ)	14
2-2-8 充電電阻 (R_i)	14
第 3 章 高頻參數萃取	15
3-1 介紹	15
3-1-1 晶圓量測	15

3-1-2 參數量測與模型建立.....	17
3-1-3 S 參數量測法.....	17
3-2 各種偏壓條件下模型之方程式化.....	19
3-3 本質元件參數萃取.....	20
3-4 外質元件參數萃取.....	26
3-4-1 HEMT 在夾止區的簡化模型.....	26
3-4-2 襯墊電容.....	27
3-4-3 外質電感及電阻.....	28
第 4 章 實驗結果與討論.....	29
4-1 基本直流特性.....	29
4-1-1 電流-電壓特性.....	29
4-1-2 外部轉導特性.....	30
4-1-3 閘-汲極兩端電流-電壓特性.....	31
4-2 射頻特性.....	33
4-3 元件模擬分析.....	35
4-3-1 傳統 HEMT 高頻模型建立.....	35
4-3-2 MOS-HEMT 高頻模型建立.....	39
4-3-3 討論分析.....	42
第 5 章 結論.....	46

參考文獻.....48

圖目錄

圖 2.1 傳統的 HEMT 元件結構示意圖.....52

圖 2.2 MOS-HEMT 元件結構示意圖.....51

圖 2.3 化合物半導體的能帶與晶格常數關係圖.....53

圖 2.4 擬晶性 HEMT 結構的晶格排列.....53

圖 2.5 $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ 的臨界厚度與 InAs 莫耳數的關係圖.....54

圖 2.6 傳統 HEMT 與 MOS-HEMT 之 RF 元件模型等效電路圖.....55

圖 2.7 HEMT 結構與等效電路.....57

圖 3.1 測試夾具法的量測.....57

圖 3.2 雙埠網路的 S 參數定義.....58

圖 3.3 小訊號等效電路圖.....59

圖 3.4 Y 參數 Network.....60

圖 3.5 計算 Y_{12} 的電路.....60

圖 3.6 計算 Y_{22} 的電路.....60

圖 3.7 計算 Y_{21} 的電路.....60

圖 3.8 計算 Y_{12} 的電路.....60

圖 3.9 萃取元件本質 Y 參數矩陣之流程.....61

圖 3.10 夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型	62
圖 3.11 閘極電壓為夾止電壓之 HEMT 簡化模型	63
圖 4.1 傳統 HEMT 的電流電壓特性曲線圖	64
圖 4.2 MOS-HEMT 的電流電壓特性曲線圖	65
圖 4.3 傳統 HEMT 與 MOS-HEMT 的電流電壓特性曲線圖	66
圖 4.4 傳統的外部轉導及飽合汲極電流	67
圖 4.5 MOS-HEMT 外部轉導及飽合汲極電流	68
圖 4.6 傳統與 MOS-HEMT 外部轉導及飽合汲極電流	69
圖 4.7 傳統與 MOS-HEMT 的崩潰電壓	70
圖 4.8 傳統 HEMT 的 RF 特性	71
圖 4.9 MOS-HEMT 的 RF 特性	72
圖 4.10 傳統 HEMT 小訊號等效電路模型圖	73
圖 4.11 傳統 HEMT S_{11} Smith Chart 圖	74
圖 4.12 傳統 HEMT S_{12} Polar 圖	75
圖 4.13 傳統 HEMT S_{21} Polar 圖	76
圖 4.14 傳統 HEMT S_{22} Smith Chart 圖	77
圖 4.15 MOS-HEMT 小訊號等效電路模型圖	78
圖 4.16 MOS-HEMT S_{11} Smith Chart 圖	79
圖 4.17 MOS-HEMT S_{12} Polar 圖	80

圖 4.18 MOS-HEMT S_{21} Polar 圖81

圖 4.19 MOS-HEMT S_{22} Smith Chart 圖82



第 1 章 序論

在微波通信與個人行動通信無線網路系統蓬勃發展潮流激勵下，微波積體電路技術與高性能高速元件設計，已廣泛地成為學術研發與產業需求之研究焦點。尤其在單晶微波積體電路(MMIC)設計方面，高電子遷移率電晶體(HEMT)元件之需求與應用範圍大幅成長，逐漸成為射頻積體電路(RFIC)元件之關鍵技術。其中使用金屬-氧化物-半導體高電子遷移率電晶體改善元件表面狀態、降低高壓下表面漏電流進而大幅提升元件特性為常見重要技術之一。

過去幾年，由於砷化銦鎵通道具有低的有效電子質量、高電子遷移率與高驅動電流等優點，因此以砷化鋁鎵/砷化銦鎵異質結構為材質基礎之高電子遷移率電晶體(HEMTs)，已廣泛應用於高頻或低雜訊微波積體電路(MMIC)技術領域。然而，即使使用砷化銦鎵作為主要通道之高電子遷移率電晶體元件，可展現高電壓增益、高輸出功率等優異元件工作性能，惟因為高銦成分之通道常伴隨較低的碰撞游離臨界電場(impact ionization threshold field)特性，所以在高電場元件操作中，InGaAs通道易因載子碰撞游離現象產生紐結效應(kink effect)，致使元件產生高閘極漏電流、低輸出電導、低崩潰電

壓及低輸出功率，而影響元件特性。近來對有效抑制閘極漏電流之閘極絕緣技術也相繼提出很多研究探討。

本專題於AlGaAs蕭特基層上以臭氧水氧化技術形成砷化鋁鎵/砷化銦鎵擬晶型高電子遷移率電晶體元件。而使用臭氧水氧化技術之優點為：

- (1)常壓下，可接近室溫操作($<40^{\circ}\text{C}$)
- (2)簡單且可共存的的原件製程步驟
- (3)低成本的製程設備
- (4)可使用汲/源極作為氧化遮罩，進行選擇性氧化
- (5)擁有較低的表面狀態密度且氧化速度較快

此外，相較於其他技術，臭氧水氧化方法可節省微影製程蝕刻氧化層的程序[10]-[13]。而由於閘極絕緣特性的改善，亦使得AlGaAs蕭特基層上之氧化層厚度可被控制在奈米尺寸。

有鑑於 MMIC 設計技術已是現今無線通訊領域極為重要之技術環節，所以元件之高頻模型的完整性與準確性固然成為 IC 設計是否符合預期效能及規格的關鍵因素。為此本專題亦藉由 Microwave Office 電腦輔助軟體(CAD)經由矩陣運算流程設計，對於具有以臭氧水氧化技術形成砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化層-半導體閘極(MOS-Gate)結構與傳統蕭特基閘極(Schottky-Gate)結構之擬晶性高電

子遷移率電晶體元件，逐步萃取小訊號本質及外質參數，並經由模擬平台與高頻量測數據作比對，以進一步修正所架構之 RF 元件模型；其成果將與元件結構作比較，逐一探討 RF 元件參數之重要物理意義。



第 2 章

HEMT 之基本原理及模型

元件模型建立過程中，瞭解半導體元件之結構及操作模式是不可或缺的。而元件之材料性質與製程技術將直接影響元件特性，以下列舉幾項較具影響的參數：

- (1) 源極電阻：其限制了本質轉導(Intrinsic Transconductance, g_m)大小、 f_T 與雜訊。
- (2) 閘極電阻：決定閘極延遲時間、雜訊以及蕭特基二極體特性(n , Φ_B , I_g)。
- (3) 輸出電導(Output Conductance, g_{ds})：影響直流增益($A_V = g_m/g_{ds}$)。

欲提高元件效率，可從材料結構及閘極製程技術著手。藉由選擇合適的材料結構及配合縮短閘極長度的技術，以達到低雜訊、高增益高速電子遷移率。

元件模型可反映出元件基本物性及其操作模式，然而描述元件特性的方法全依賴其物性。在此章節中，將逐層瞭解元件結構設計，探討高電子遷移率電晶體(HEMT)元件的物性。亦提出小信號模型，並針對其物性方面進行探討。

2-1 HEMT 結構設計 [7]

在傳統高電子遷移率電晶體(HEMT)結構設計中，元件操作在高電壓、高電場下所造成之漏電流嚴重影響元件特性，因此尋求氧化絕緣製程技術之金屬-氧化物-半導體高電子遷移率電晶體(MOS-HEMT)來降低因懸浮鍵(dangling bond)所引起的表面之狀態現象進而改善元件崩潰、功率增益與高線性度等工作特性。

如圖2.1所示，為直接於該 $\text{Al}_{0.24}\text{Ga}_{0.76}\text{As}$ 蕭特基接觸層蒸鍍 Ni/Au 閘極電極之傳統HEMT元件結構。Double δ -doped HEMT磊晶的結構由下依序往上包含：具有半絕緣特性之 GaAs 基板、 5000\AA GaAs 緩衝層、 230\AA 的 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 緩衝層、 δ -摻雜層、 25\AA 的 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 隔離層、 150\AA 的 $\text{In}_{0.24}\text{Ga}_{0.76}\text{As}$ 通道層、 25\AA 的 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 隔離層、 δ -摻雜層、 300\AA 的 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 蕭特基接觸層及 800\AA 摻雜Si 的 n^+ -GaAs 覆蓋層。

而圖2.2所示為研擬之 MOS-HEMT元件結構，其介於Ni/Au閘極與 $\text{Al}_{0.24}\text{Ga}_{0.76}\text{As}$ 蕭特基接觸層之間增置 100\AA 氧化層膜，以有效抑制閘極漏電流、增進元件工作性能。

➤ 以下將討論各磊晶層結構，包含：

(1) 覆蓋層 (Cap Layer)：

為了能夠在HEMT中提供良好的歐姆接觸，降低元件之源極電阻以及避免蕭特基層之表面氧化與損耗，覆蓋層通常為濃度約 10^{18} cm^{-3} 之Si重摻雜。雖然此層中的高摻雜濃度與厚度可使元件擁有非常高的電子速度、轉導值(g_m)與截止頻率(f_t)，但是覆蓋層較厚的HEMT卻嚴重地降低元件的崩潰電壓，且亦容易使元件有不均勻的閘極窗口(gate recess)。覆蓋層必須完全地凹陷，避免與閘極連接，以防止覆蓋層產生平行傳導效應(parallel conduction effect)。

(2) 蕭特基層 (Schottky Layer)：

相較於通道層，蕭特基層通常使用寬能隙材料，以達到蕭特基接觸特性。而由於 AlGaAs /InGaAs 異質接面具有較大的傳導帶不連續特性，在此處的自由電子會從 AlGaAs 漂移至 InGaAs 形成二維電子雲，達到較高的面電荷密度(high sheet charge density)，且改善載子的侷限能力。另外，較薄的 AlGaAs 蕭特基層可使閘極至通道間距離縮小，進而獲得較高轉導值及閘極調變能力，但卻也同時降低了崩潰電壓。

(3) δ -摻雜載子提供層(δ -doped Carrier Supply Layer) :

擁有 δ -摻雜層的HEMT元件具有下列幾項好處：

- (a) 高汲極(Drain)電流密度
- (b) 低雜質散射效應
- (c) 高且線性化之轉導
- (d) 高閘極長寬比，以降低短通道效應

δ -摻雜材料具有較高汲極電流密度，主要原因是其重摻雜濃度。由於載子能良好地受限於V形位能井，故轉導值亦明顯增大。此外，相較於傳統FET，高濃度的二維電子雲更可使通道阻值更小。而上述優點對於閘極長度低於 $2\mu\text{m}$ 之短通道元件特性具有顯著影響。基於 δ -摻雜結構之高遷移率、高載子濃度與高轉導值等特性，使其在高速元件應用上深具潛力。

此外，於通道上插入 δ -摻雜層之HEMT元件可獲得較高的轉導值。而於通道下插入 δ -摻雜層之HEMT元件能達到較高的崩潰電壓。若分別在通道上下兩側皆插入 δ -摻雜層則是能得到較高的載子濃度。

(4) 隔離層(Spacer Layer) :

HEMT 中，由於電子與施體離子之間存在著庫倫散射，故藉由在

通道層與 δ -摻雜載子提供層之間分別插入隔離層，將兩者隔開，以抑制庫倫散射之影響。而隔離層的厚度對電晶體特性有重要的影響，較薄的隔離層將提高通道內的面電荷密度(sheet charge density)，進而降低源極電阻、增加轉導值且提高電流密度。另外，雖然較厚的隔離層擁有較少電荷密度，但卻可提供較高的電子遷移率，典型的隔離區的寬度為 $20 \text{ \AA} \sim 50 \text{ \AA}$ 。

(5) 擬晶性砷化銦鎵通道層(Pseudomorphic InGaAs Channel Layer)：

利用 InGaAs 的材料所形成的二維電子雲通道來改善HEMT的性能，在圖2.3，可以觀察到能隙及晶格常數的特性。而在 InGaAs 通道和 AlGaAs 層中，具有不匹配的晶格常數。如圖2.4所示，InGaAs 層被壓縮至晶格常數能夠跟 GaAs 以及 AlGaAs 匹配。由此可知，InGaAs 遭扭曲從正常立方體晶體結構扭曲形變成四邊形。在圖2.5所示，臨界厚度取決於 InGaAs 和 GaAs 之間晶格不匹配的可容納彈性，當 InGaAs 擁有非常高的莫耳分率時，晶格厚度非常薄，在考慮量子尺寸的影響下，使得電子躍遷至次能帶能階，降低束縛電子的能力。除此之外，使用薄的 InGaAs 層之優點包括：增強電子遷移能力、增進載子在通道中量子井的束縛力，且有更高的電子移動率。

(6) 緩衝層

為了有良好的絕緣通道和排除從基板產生的電性影響，許多研究都設法改進緩衝層結構。典型未摻雜的 GaAs 緩衝層，雖有高阻抗，但若所使用基板的品質不良，亦無法提供足夠的絕緣效果，電子會因為汲-源極電場而注入 GaAs 緩衝層。具有高阻抗、寬能隙的 AlGaAs 是理想的緩衝層材料，但其元件性能與成長參數有密切關係，以致難以獲得良好的接面品質，造成通道中遷移率偏低。為了解決此問題，在 AlGaAs 緩衝層與 GaAs 基板間插入一 GaAs 緩衝層，以捕捉雜質並提供 AlGaAs 磊晶成長一個平滑的表面。此技術可阻絕基板中雜質與缺陷所產生的電性，使元件具有較佳的夾止特性及微波功率性能。

2-2 小訊號元件模型

在分析微波電路時，高電子遷移率電晶體(HEMTs)的小訊號等效電路觀念對元件特性的分析極具助益，且直接提供S參數計算。原本低頻時雙埠網路是由y、z、h參數來表示，但若工作頻率超過100 MHz的模型網路便不適用y、z、h參數。主要原因是高頻電路中，由於元件的尺寸相對於短波長已不再可以忽略，無法被視為一個節點，某一瞬間元件上分布的電壓、電流不一致。因此，必須採用電磁學中的反

射及透射模式來分析電路，以S參數來呈現元件特性。而20或50GHz為S參數常見的量測頻率範圍，在此為方便取外質參數部分，則使用50GHz。

圖2.6為傳統閘極結構HEMT及MOS-HEMT元件結構，所建構出的RF元件模型等效電路圖，分別於閘極-汲極側與閘極-源極側，增置 $C_{gd,ox}$ 及 $C_{gs,ox}$ 串聯電容，以及汲極-源極側增置 $C_{ds,ox}$ 並聯電容，並在50GHz的條件下，提供S參數良好的匹配。圖2.7為剖析圖，以下接續介紹高頻寄生效應。

2-2-1 寄生電感 (L_s 、 L_g 、 L_d)

寄生電感指的是電路模組的外部電感，其中包含了閘極電感 L_g 、汲極電感 L_d 、源極電感 L_s ，這些電感是由元件表面的金屬接觸所引起的。對於短通道元件而言，閘極電感經常是三個電感中最大的。典型的閘極電感 L_g 和源極電感 L_d 大約是5到10pH，至於源極電感 L_s 通常比較小，大約1pH。除了寄生導線電感和寄生封裝電感之外，這些電感的存在也能在封裝元件的整個電路模組下被解釋。在多數的例子中，導線電感大約在0.1~0.3pH，於元件的寄生上佔了重要的地位。

2-2-2 寄生電阻 (R_s 、 R_g 、 R_d)

寄生電阻 R_s 、 R_g 、 R_d 也包含在電路模組的外部。藉由歐姆接觸的接觸電阻和基板電阻所造成的主動通道，可以解釋源極寄生電阻 R_s 和汲極寄生電阻 R_d 的存在，而閘極電阻 R_g 的產生則是由於閘極蕭特基接觸的金屬電阻所造成。此三項寄生電阻的電阻值大約為數歐姆。雖然量測源極寄生電阻 R_s 和汲極寄生電阻 R_d 數值時，顯示其寄生電阻與偏壓略有相關，但在大訊號模組下則是保持定值的，而大訊號模組一般可從市面上的模擬器獲得。然而，精準的模組應該考慮其偏壓相關性，特別是當其數值嚴重相依於偏壓時。寄生電阻值可從直流量測，或是直接使用S參數估計出來。其中又以後者為佳，由於是從處於偏壓點上的典型高頻資料中計算其電阻值，所以可取得較精確的數值。

2-2-3 襯墊電容 (C_{pd} 、 C_{pg})

此類電容也包含在電路模組的外部。襯墊電容來自於金屬襯墊間的雜散電容，是由金屬線的交叉電容和半絕緣基板背後的電容所組成，其中半絕緣基板的背面經常連接著源極端，而基板電容通常比交叉電容大。在電路模組中，時常包含的襯墊電容為： C_{pg} 及 C_{pd} 。 C_{pg} 是指閘極與源極襯墊之間的電容； C_{pd} 是指汲極與源極襯墊之間的電

容，典型的 C_{pg} 與 C_{pd} 大約在幾十 fF。襯墊電容可從未包含主動元件的特殊構造或直接從使用 S 參數方法估計出來。

2-2-4 本質電容 (C_{gs} 、 C_{gd} 、 C_{ds})

電容 C_{gs} 及 C_{gd} 是將空乏區電荷中的改變作為模型，而其分別與閘極-源極與閘極-汲極電壓有關。在典型的放大器或震盪器偏壓狀況下，由於以空乏區電荷的變化作為模組，加上閘極-源極電壓變動所造成空乏區電荷之變化，閘極-源極電容 C_{gs} 通常有較大的值。在正常的偏壓情況下，雖然 C_{gd} 比 C_{gs} 相對小許多，但其卻是欲得到精準 S 參數量測的關鍵。汲極-源極電容 C_{ds} 包含在等效電路裡是為了說明源極與汲極電極之間的幾何電容效應。 C_{ds} 經常不被認為是由偏壓相關性所引起，乃是因為元件模組的原故。在正常的放大器偏壓狀況下，典型的 C_{gs} 值大約是 1 pF/mm。而 C_{gd} 與 C_{gs} 大約是 C_{gs} 的十分之一。而因對稱性的關係，當 $V_{ds} = 0$ V 時， C_{gs} 和 C_{gd} 幾乎相同。

2-2-5 轉導 (g_m)

轉導可以提供高電子遷移率電晶體的增益機制。轉導 g_m 是輸出電流 I_{ds} 與內部輸入電壓 V_{gs} 兩者變化的比值，其中輸出電流 I_{ds} 是指由汲極流向源極的電流，內部輸入電壓 V_{gs} 則是指橫跨在閘極-源極接

面的電壓。換言之，元件的轉導 g_m 被定義為汲極-源極電壓 V_{ds} 維持定值時 $I_{ds} - V_{gs}$ 特性曲線的斜率。其數學的表示式如下所示：

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \quad (2.2)$$

對微波與毫米波應用來說，元件的轉導是元件品質最重要的指標之一。當其他特性相同時，高轉導的元件將可提供元件更大的增益和更佳的高頻執行效率。

2-2-6 輸出電阻 (R_{ds})

輸出電阻 R_{ds} 指的是汲極與源極之間的增值電阻，而以其倒數輸出電導 g_{ds} 來解釋更佳，輸出電導 g_{ds} 是輸出電流 I_{ds} 與輸出電壓 V_{ds} 電壓兩者對應變化的比值。因此，它可被定義為閘極-源極電壓維持定值時， $I_{ds} - V_{ds}$ 特性曲線的斜率。輸出電導和輸出電阻在數學表示式為：

$$g_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs} = \text{constant}} \quad (2.3)$$

元件的輸出電導在類比的應用上是一個相當重要的特性。其在測定元件的最大電壓增益中，扮演著相當重要的角色，且對測量最佳的輸出匹配條件是相當重要的，一般而言，我們會期待元件擁有低輸出電導特性。

2-2-7 轉導延遲 (τ)

由於轉導不能即時回應對閘極-源極電壓的改變，為此轉導延遲用以描述製程本身所存在的延遲。實際上，在閘極電壓變動後，電荷重新分配所需要的時間即轉導延遲。典型的轉導延遲 τ 值大約是 1 ps，而從物理的角度而言，轉導延遲預計會隨著閘極長度的縮小而減短。

2-2-8 充電電阻 (R_i)

雖然充電電阻 R_i 代表著在閘極底下源極與通道之間的內部電阻，但其存在主要用來改善對 S_{11} 的匹配。對於大多數元件而言，充電電阻 R_i 的存在足以匹配 S_{11} 的實部。因此即使 R_i 很難得到，但其物理的重要性是無庸置疑的。

第 3 章 高頻參數萃取

3-1 介紹

萃取場效電晶體模型的各项參數，根據所使用的模型及特徵化的方法而有許多方法可以使用。本章將討論使用 S 參數量測推導出各參數間之數學關係。

3-1-1 晶圓量測

針對半導體元件進行高頻量測的方法可以分為測試夾具法(Test Fixture Measurement)及晶圓級量測法(On-wafer Measurement)兩種，兩種各有其優缺點。

(1)測試夾具法：

此方法為較早期所發展的量測方式，該量測法可針對已封裝或尚未封裝的待測元件(Device Under Test, DUT)進行量測。若欲以此方法量測尚未包裝之元件，首先必須把未包裝的晶片(Chip-Form)固定在載具(Carrier Assembly)之上，並利用打線(Bonding Wire)連接元件之金屬接觸點(Metal Pad)和載具上的微導線(Microstrip Line)，然後將載具置於 Midsection 上，再把此 Midsection 夾在已經做好校

正的測試夾具上，如此即可進行測試夾具法的量測，其關係圖 3.1。而若是量測已包裝好的高頻元件則可直接將該元件置於適當的 Midsection 上，再把此 Midsection 夾在已經做好校正的測試夾具上後量測。透過元件切割且包裝後進行量測，能反映出元件包裝後的最終特性，如此一來，使用該元件的電路設計者即可獲得包裝後最確切的元件特性資訊。但卻也因為必須把元件切割且包裝後才能進行量測，所以使元件封裝前的原始真實特性受到封裝所需的打線及夾具等若干寄生效應影響而失真。因此，對於元件、製程設計及改良之工程師而言，將無法真實準確地掌握元件原始特性，妨害了元件製程上的改良及特性提升。然而，量測未包裝的晶片雖然可以免去前面敘述的缺點，但是所需的打線則是一繁雜工作，而且仍需要另外設計實驗方法或以數學運算去除所需打線的寄生效應。

(2) 晶圓級量測法：

為了克服測試夾具量測法的缺點，晶圓級量測法便應運而生，且已日漸成熟及普遍。此法主要是使用共平面探針(Coplanar Probes)來進行量測，其可在元件製程進行中段或製程結束、封裝前使用。藉由此方法能獲得元件封裝前的原始真實特性，避免封裝寄生效應的影響，有效提高了元件特性及製程改良的可行性，同時亦具有更

高的時效性，且更節省封裝所需的成本。此外，比較此量測方式與測試夾具法，運用晶圓級量測法之元件原始特性較不易為其它寄生元件掩蓋，但其量測結果的重複性較易受操作人員之熟練度所影響，亦無法直接量測元件封裝後的特性狀況。

3-1-2 參數量測與模型建立

原先在低頻時的雙埠網路是由 y 、 z 、 h 參數來表示，但工作頻率超過 100 MHz 線型的網路上， y 、 z 、 h 參數已不適用，主要原因是求此類參數量測過程中，必須將端點作為斷路(open)或是短路(short)的處理，但當頻率很高時，電路實際的斷路和短路很難斷定。因此我們便使用 S 參數來量測元件的高頻特性。

3-1-3 S 參數量測法

當電子電路操作在高頻的情況下時，該頻率所對應的波長和實際電子電路的物理尺寸相較之下變小許多，因此，在低頻時常用來描述電路節點特性的電壓和電流的觀念便逐漸不適用，此時的電路特性用波或能量的觀念來表示將更加合適，其中最常使用到的表示法為散射參數，又稱為 S 參數，主要是採用入射波(incident)、透射波(transmission)、和反射波(reflection)的觀念來表示，利用入射波打到

待測物的高頻微波特性，如圖 3.2 所示。

量測 S 參數所需的系統架構，一般最為常見的頻率範圍可達 20 或 50GHz，此系統架構主要包含：

- (1) Network Analyzer：用來量測該雙埠網路(DUT)的 S 參數特性，並利用校正係數，將該量測系統的參考平面移至靠近 DUT 處，以獲得並分析元件的高頻特性。
- (2) Synthesized Sweeper：用來提供射頻信號源。
- (3) Test Set：提供雙埠網路(Port-1 和 Port-2)快速切換能力，使得我們能夠很方便地測量對於描述雙埠網路所需之四個 S 參數。
- (4) DC Bias Supplies：用來提供待測元件的直流偏壓準位，並量測直流訊號響應。

在選擇了適當的量測方式，並完成校正程序之後，即將待測元件接到 S 參數量測系統 50ohm 的雙埠之間。量測 S 參數時。訊號由 DUT 的 Port-1 進入，Port-2 terminate，此時所量到的反射及傳輸功率比即分別為 S_{11} 和 S_{21} 。藉由 Test Set 的切換功能，當訊號由 DUT 的 Port-2 進入，Port-1 terminate，重複之前的量測，此時量到的反射及傳輸功率比，即分別為 S_{22} 和 S_{12} 。藉由得到的 S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} 和 S_{12} 等四個 S 參數特性，即可以得到元件的高頻特性並進一步的分析。

在分析微波電路時，小訊號等效電路觀念對元件特性的分析十分有幫助。通常利用最佳化等效電路中之元件參數值，使小訊號等效電路所表現出來的 S 值與實際量測元件的 S 值相當接近。然而，目前此步驟仍存在如下述之缺點：

- (1) 需要準確量測的寬頻 S 參數裝置。
- (2) 電路中最佳元件值會隨著最佳化方法與初始值而有所改變。
- (3) 使其具物理涵義，等效電路需要某些參數的預測值，如：閘極電阻、電感。

為了克服以上這些困難，我們選擇晶圓高頻探測系統 (Wafer-Probing System) 的方法，其可快速並且精確地量測等效電路中元件的本質與外質之值，以獲取與電晶體製程相關參數，而且參數萃取部分只需網路分析儀 (Network Analyzer) 即可，亦為一大優點。

3-2 各種偏壓條件下模型之方程式化 [8]- [10]

Dambrine et al. 發表了一種系統化且快速的方法，可用來萃取場效電晶體的小訊號等效電路，此方法直接決定所有的寄生元件，其中也包含了襯墊電容。寄生元件可在閘極順偏且汲極-源極電壓 V_{ds} 為零時所量測之 S 參數來計算，襯墊電容則可由閘極偏壓低於夾止電壓且汲極-源極電壓 V_{ds} 為零時所量測之 S 參數決定。知道這些寄生元件的

數值，便可以透過簡單的矩陣運算移除寄生效應，以決定本質小訊號參數。此方法包含了一些適當的假設，以便於所有參數能夠從低頻帶所量測到的數據萃取出來。此外，寄生的汲極及源極電阻 R_{ds} ，可由閘極順偏時量測的數據決定。

3-3 本質元件參數萃取 [11]- [15]

圖 3.3 為一常見偏壓於飽和區的 HEMT 模型，其中部分元件將可在之後的分析中被忽略。此 HEMT 模型可被分為外質與本質兩個部份探討。外質參數部份包含了所有外質參數元件：襯墊電容 C_{pg} 、襯墊電容 C_{pd} 、閘極寄生電阻 R_g 、汲極寄生電阻 R_d 、源極寄生電阻 R_s 、閘極寄生電感 L_g 、汲極寄生電感 L_d 及源極寄生電感 L_s 。本質參數部份包含了所有本質元件：閘極-源極本質電容 C_{gs} 、汲極-源極本質電容 C_{ds} 、閘極-汲極本質電容 C_{gd} 、轉導 g_m 、輸出電阻 R_{ds} 、轉導延遲 τ 及充電電阻 R_i 。

萃取過程的主要概念，已被運用於許多的研究上，透過量測移除外質元件的部份，最後留下本質部分的 Y 參數。由於本質部分呈現 PI 架構的組態，因此 Y 參數為最方便使用的參數。而使用 Y 參數表示法亦可使分析及計算本質部分之元件參數更加方便。圖 3.4 為一個三埠網路之 Y 參數表示，其中一埠做為輸入及輸出之共模點(源

極)。

圖 3.4 中 Y_{11} 及 Y_{22} 代表並聯導納，而 Y_{12} 及 Y_{21} 表示壓控電流源。

由圖可得以下用來表示 Y 參數網路之方程式：

$$i_1 = y_{11}v_1 + y_{12}v_2 \quad (3.1)$$

$$i_2 = y_{21}v_1 + y_{22}v_2 \quad (3.2)$$

利用短路量測可用來決定方程式中之各項 Y 參數，如式(3.3)到

(3.6)所示：

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2 = 0} \quad (3.3)$$

$$y_{12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1 = 0} \quad (3.4)$$

$$y_{21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2 = 0} \quad (3.5)$$

$$y_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1 = 0} \quad (3.6)$$

目前最重要的是將本質的 HEMT 等效電路模型轉換為 Y 參數模型。首先我們將輸入端短路，並施加一電壓 V_2 於汲極及源極之間。由於輸入端短路，使得閘極-源極電容 C_{gs} 及充電電阻 R_i 的串聯組合被

旁路(Bypass)，閘極-源極電容 C_{gs} 兩端之跨壓為零，故壓控電流源之值亦為零。圖 3.5 為輸入端短路後之電路。由圖可知 Y_{12} 的值可由(3.7)式而得。

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (3.7)$$

接著 Y_{22} 亦可由同樣電路計算而得，如圖 3.6 所示，施加一電壓 V_2 ，並量測輸入電流 i_2 ，可得 Y_{22} 如(3.8)所示。

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.8)$$

如圖 3.7 所示，將 V_2 短路，並施加一電壓 V_1 於閘極與源極間，量測 i_2 的值，即可決定 Y_{21} ，如(3.9)式。

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd} \quad (3.9)$$

Y_{11} 可由圖 3.8 之電路，量測輸入電流 i_1 而得，如式(3.10)所示。

$$y_{11} = \frac{\omega^2 R_i C_{gd}^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right) \quad (3.10)$$

利用雙埠網路理論推導出的本質部分的 y 參數如式(3.7)、(3.8)、(3.9)、(3.10)：

$$y_{11} = \frac{w^2 R_i C_{gd}^2}{1 + w^2 C_{gs}^2 R_i^2} + jw \left(\frac{C_{gs}}{1 + w^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right)$$

$$y_{12} = -jw C_{gd}$$

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-jw\tau}}{1 + jw R_i C_{gs}} - jw C_{gd}$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + jw(C_{ds} + C_{gd})$$

典型低雜訊元件，在頻率小於 5GHz 時， $1 + w^2 R_i^2 C_{gs}^2$ 會趨近於 1，

則式子簡化為：

$$y_{11} = w^2 R_i C_{gd}^2 + jw(C_{gs} + C_{gd}) \tag{3.11}$$

$$y_{12} = -jw C_{gd} \tag{3.12}$$

$$y_{21} = g_m - jw \left[C_{gd} + g_m \left(\frac{R_i C_{gs}}{1 + jw R_i C_{gs}} + \tau \right) \right]$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + jw(C_{ds} + C_{gd})$$

(3.13)

(3.14)



在本節中，本質 HEMT 元件之 Y 參數已由短路電路求得。而四個 Y 參數將以本質等效電路參數 C_{gs} , R_i , g_m , τ , C_{gd} , R_{ds} 及 C_{ds} 之函數形式被表示，因此剩下的問題在於如何從實驗數據，決定本質的 Y 參數值。因此剩下的問題在於如何從實驗數據，決定本質的 Y 參數值。在以下的推導過程中，假設在不同偏壓點下，所有寄生元件及襯墊電容可透過其他數學的運算而得。

圖 3.9 為萃取元件本質 Y 參數矩陣之流程。

- (a) 量測外質元件之 S 參數。
- (b) 將 S 參數轉換為 Z 參數，並扣除掉串聯元件閘極電感 L_s 及汲極電感 L_d 。
- (c) 將 Z 參數轉換為 Y 參數，並扣除掉並聯元件閘極襯墊電容 C_{pg} 及汲極襯墊電容 C_{pd} 。
- (d) 再將 Y 參數轉換回 Z 參數，並扣除掉串聯元件閘極寄生電阻 R_g 、源極寄生電阻 R_s 、源極電感 L_s 及汲極寄生電阻 R_d 。
- (e) 將 Z 參數轉換回 Y 參數。

透過圖 3.9 之流程，若外質元件已知，本質導納矩陣可由簡單矩陣運算求得。此外在本節中，已透過短路電路而求得本質 HEMT 元件之 Y 參數，其四組 Y 參數被表示為本質等效電路元件閘極-源極電

容 C_{gs} 、充電電阻 R_i 、轉導 g_m 、轉導延遲 τ 、閘極-汲極電容 C_{gd} 、輸出電阻 R_{ds} 及汲極-源極電容 C_{ds} 之函數。在下一節，寄生電感及電阻將透過 Z 參數轉換加入考慮。

3-4 外質元件參數萃取 [16]

3-4-1 HEMT 在夾止區的簡化模型

在本節，我們提出了一個當 HEMT 之閘極-源極電壓低於或等於夾止電壓，且汲極-源極電壓等於零時，易於分析的 HEMT 模型。這個模型本身相當簡化，且具有高度的對稱性，也因此使得分析更為容易。在夾止電壓下，通道關閉，因此在汲極與源極間具有高阻值，因此在汲極與源極間的主要元件為汲極-源極電容 C_{ds} 。由於無電流由汲極流向源極，因此轉導等於零。在夾止電壓下，閘極-源極接面及閘極-汲極接面皆為強烈逆偏的狀態，導致閘極-源極電容 C_{gs} 及閘極-汲極電容 C_{gd} 將會非常小，因此充電電阻 R_i 及輸出電阻 R_{ds} 皆可被忽略。圖 3.10 為在夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型。

此外，當閘極-源極電壓 V_{gs} 等於零時，由於元件結構為對稱的，因此閘極-源極電容 C_{gs} 與汲極-源極電容 C_{ds} 相等，這個假設將用來計算某些外質元件。這個在夾止電壓下的簡化 HEMT 模型通常被用來計算閘極襯墊電容 C_{pg} 及汲極襯墊電容 C_{pd} 。

3-4-2 襯墊電容 [17]

當汲極-源極偏壓為零，且在閘極電壓低於夾止電壓時，在閘極下方之本質電容將可以被消去。因此，閘極-源極電容及閘極-汲極電容主要由閘極兩面空乏層擴散所產生的邊際電容 (fringing-Capacitance) 造成，故此兩個電容應該相等：

$$C_{gs} = C_{gd} = C_f \quad (3.15)$$

其中 C_f 為代表邊際電容的參數。此外，由於此模型的所有電容都非常小，在低於數GHz頻率下 (e.g. 5GHz)，所有的寄生電阻與寄生電感對 Y 參數的虛部部分都不會產生影響。因此，移除寄生電阻與電感，為一合理的近似模型。如圖3.11 所示。

由圖 3.11之等效電路，可決定其 Y 參數之方程式如下：

$$y_{11} = j\omega \left(C_{pg} + 2C_f \right) \quad (3.16)$$

$$y_{12} = y_{21} = -j\omega C_f \quad (3.17)$$

$$y_{22} = j\omega \left(C_f + C_{pd} \right) \quad (3.18)$$

由(3.16)到(3.18)我們可得襯墊電容 C_{pg} 、 C_{pd} 及邊際電容 C_f 。

3-4-3 外質電感及電阻 [18]-[20]

襯墊電容 C_{pg} 、 C_{pd} 及寄生電容可被忽略，因此外質的 Z 參數只要將本質 Z 參數加上源極寄生電阻 R_s 、汲極寄生電阻 R_d 、閘極寄生電阻 R_g 及閘極電感 L_g 、源極電感 L_s 、汲極電感 L_d 即可決定，故我們可得：

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g) \quad (3.19)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s \quad (3.20)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (3.21)$$

由上述表示式可知， Z 參數的虛部隨頻率上升呈線性增加，而實部則與頻率無關。

此外，為簡化計算流程， R_c 及 $\frac{nkT}{qI_g}$ 可假設為零，因此可由 Z_{12} 之虛部得到源極電感 L_s ；由 Z_{11} 之虛部得到閘極電感 L_g ；由 Z_{22} 之虛部得到汲極電感 L_d 。而寄生電阻部分，也可由 Z_{12} 之虛部求得源極寄生電阻 R_s ；由 Z_{11} 虛部求得閘極寄生電阻 R_g ；由 Z_{22} 之虛部求得汲極寄生電阻 R_d 。

第 4 章 實驗結果與討論

4-1 基本直流特性

閘極面積為 $1.2 \times 100 \mu\text{m}^2$ ，源極和汲極間的距離為 $7 \mu\text{m}$ 。所有元件都使用 KEITHLEY 4200 量測。

4-1-1 電流-電壓特性

圖 4.1 及 4.2 分別顯示出在室溫 300K 下，傳統 HEMT 及 MOS-HEMT 的共源極的汲極電流(I_{DS})-源極電壓(V_{DS})特性曲線圖。最大閘極-源極電壓(V_{GS})被加偏壓於 1V 到 -2V 之間。外加偏壓變化幅度為 -0.5V/step。圖 4.3 顯示傳統 HEMT 及 MOS-HEMT 的電壓-電流特性比較。顯然地，MOS-HEMT 顯示了良好的飽和速度和夾止特性。

4-1-2 外質轉導特性

圖 4.4、4.5 中分別顯示，傳統 HEMT 及 MOS-HEMT 在 $V_{DS} = 3$ V 時，外質轉導 (g_m) 以及飽合汲極電流 (I_{DS}) 兩者對 V_{GS} 的關係，而圖 4.6 則將兩圖綜合起來做比較。

Samples	Conventional	MOS-HEMT
I_{dss0} (mA/mm)	172	254.7
$I_{d,max}$ (mA/mm)	374.6	387
$g_{m,max}$ (mS/mm)	178.5	194.4
GVS (V)	1	1.2
V_{th} (V)	-1.1	-1.5

表 4.1 具有傳統閘極結構與 MOS-HEMT 之 I_{DS} ， g_m ，GVS 及 V_{th}

表 4.1 中顯示飽合汲極-源極電流 (I_{dss}) 和最大飽和汲極電流 ($I_{d,max}$)。我們可以很明顯地看出 MOS-HEMT 的 g_m 值大於傳統 HEMT。因為表面狀態的下降，MOS-HEMT 有較高的電流密度。

此外，我們以最大外質轉導下降百分之十的值定義閘極電壓擺動 (GVS) 和線性 I_{DS} 操作區。相較於傳 HEMT 的 1V，MOS-HEMT 的 GVS

為 1.2V。因此使用雙氧水鈍化 AlGaAs 的表面能有效改善 I_{DSS0} , $I_{D,max}$, $g_{m,max}$ 及 GVS。

我們定義了臨界電壓公式，假設汲極電流密度為零，公式可近似於[21]：

$$V_{th} = \frac{\phi_B}{q} - \frac{\Delta E_c}{q} - \frac{n_{2DEG}(d + \Delta d)}{\varepsilon} \quad (4.1)$$

其中 Φ_B 是閘極蕭基特障礙高度， ΔE_C 是蕭特基層與 $In_xGa_{1-x}As$ 通道間的傳導帶不連續，而 $(d+\Delta d)$ 是閘極與 2DEG 濃度之間的有效距離。表 4.1 中列出了兩者的臨界電壓，很明顯地，傳統的臨界電壓值比 MOS-HEMT 小。鈍化性質有較大的空乏區，經臭氧水處理抑制了位於蕭特基層與通道層介面處的二維電子雲濃度。

4-1-3 閘-汲極兩端電流-電壓特性

圖4.7中可看到，在室溫下傳統與 MOS-HEMT 的兩端閘極-汲極崩潰電壓(BV_{GD}) 和順偏導通電壓(V_{on})的關係。我們定義兩端崩潰電壓為 $\frac{I_G}{w} = 1mA/mm$ 時的 V_{GD} 。

表 4.2 中，MOS-HEMT 的閘極-汲極崩潰電壓優於傳統 HEMT，是因為擁有較高的蕭特基能障高度。由於崩潰電壓與蕭特基能障高度

和表面漏電流有關，所以經過臭氧水處理過的 MOS-HEMT 可以明顯地改善崩潰特性。

Samples	Conventional	MOS-HEMT
$BV_{GD}(V)$	-11.2	-18.6
$V_{on}(V)$	0.4	0.6

表 4.2 具有傳統閘極結構與 MOS-HEMT 之兩端特性



4-2 射頻特性

在頻率範圍 0.2 到 50 GHz 內，我們使用 HP8510B 網路來量測微波特性。每個樣本的閘極面積為 $1.2 \times 200 \mu\text{m}^2$ ，源極到汲極的距離為 $7 \mu\text{m}$ 。我們將探棒直接下在晶片上量測，可以避免寄生鍵結的影響。藉由 0 dB 時的短路電流增益 H_{21} ，利用內插法可得到截止頻率 f_T 、 f_{max} ，也可對最大有效增益(MAG)作內插法而得，因此 f_T 和 f_{max} 可用以下方程式表示：

$$f_{\text{max}} \approx \frac{f_T}{2[G_0(R_G + R_S) + 2\pi C_{GD}]^{1/2}} \quad (4.2)$$

和

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{GS} + C_{GD})} \quad (4.3)$$

圖 4.8、4.9 表示具有傳統閘極結構與 MOS-HEMT 的電流增益、截止頻率(f_T)和最大振盪頻率(f_{max})。

表4.3 概述在 $V_{DS} = 2.5$ V時的截止頻率(f_T)和最大振盪頻率(f_{max})所有數值。MOS-HEMT 相對於具有傳統閘極結構 HEMT 其截止頻率增加了7.96%及最大振盪頻率增加了12.4%。MOS-HEMT 改善截止頻率，閘極到通道間的介電層越大使閘極電容減少。

Samples	Conventional	MOS-HEMT
f_T (GHz)	16.58	17.9
f_{max} (GHz)	28.05	31.53

表 4.3 具有傳統閘極結構與 MOS-HEMT 之 f_T 和 f_{max} .

4-3 元件模擬分析

4-3-1 傳統 HEMT 高頻模型建立

本專題將元件參數萃取以三個偏壓點進行S參數對頻率的量測，各個偏壓點有其萃取出來的元件參數值。

➤ 元件模擬結果：

在此本專題以傳統HEMT為實際量測的元件並進行參數萃取，求得小訊號模型的元件參數。量測頻率從0.2 GHz到50 GHz，並且取10 GHz為基準點進行元件參數萃取。

由上述的Cold Model的量測理論、與矩陣運算等方法，成功萃取出HEMT 的元件參數：

(1) 外質寄生元件參數($L_s, L_d, L_g, R_s, R_g, R_d, C_{pg}, C_{pd}$)

(2) 本質元件參數($C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, g_m, g_d, R_i, \tau$)

將這些參數代入高電子遷移率電晶體的微波模型透過Microwave Office軟體進行模擬，再與實際量測的數值比對，然後透過軟體將參數進一步微調，使實際量測與模擬結果比對差異最小化，以建立完整而準確的微波模型。

將元件參數萃取分為三個偏壓點進行S參數的高頻量測，以不同元件參數所需之偏壓點進行萃取。

(1) 外質寄生電阻與寄生電感： $V_{ds} = 0 \text{ V}$ ， $V_{gs} = 1 \text{ V}$

(2) 外質寄生電容： $V_{ds} = 0 \text{ V}$ ， $V_{gs} = -3 \text{ V}$

(3) 本質元件參數萃取： $V_{ds} = 2 \text{ V}$ ， $V_{gs} = -1.5 \text{ V}$

1. 外質寄生電感與寄生電阻參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 0 \text{ V}$ ， $V_{gs} = 1 \text{ V}$ ；結果如表 4.4

寄生電阻	R_s (ohm)	1.322
	R_g (ohm)	3.22
	R_d (ohm)	124
寄生電感	L_s (nH)	0.0134
	L_g (nH)	0.0005
	L_d (nH)	0.05918

表 4.4 外質寄生電阻與電感萃取參數表

2. 外質寄生電容參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 0 \text{ V}$ ， $V_{gs} = -3 \text{ V}$ ；結果如表 4.5

寄生電容	C_{pg} (pF)	0
	C_{pd} (pF)	0.0409

表4.5 外質寄生電容萃取參數表

3. 本質元件參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 2\text{ V}$ ， $V_{gs} = -1.5\text{ V}$ ；結果如表4.6

本質元件參數	電容	C_{gs} (pF)	0.3155
		C_{gd} (pF)	0.0486
		C_{ds} (pF)	0
	轉導	g_m (mS)	30
		g_d (mS)	0.54348
	電阻	R_i (ohm)	19.96
	延遲時間	τ (ps)	3.35

表4.6 本質元件參數表

如上表所示，本專題成功萃取出元件的參數值。並進一步將元件參數代入高電子遷移率電晶體之微波模型，透過Microwave Office軟體進行模擬。

以萃取的元件參數代入微波模型繪製Smith Chart與Polar圖，並與實際量測之元件S參數所繪製的圖形作比較，更進一步對微波模型進行元件參數的調整，使其與量測實際值之Smith Chart更加吻合。

操作時，首先接妥電路並輸入所計算出之元件初始值，然後繪製出尚未調變之比較圖。圖4.10 為接好的小訊號等效電路模型。

下圖 4.11(a)、4.12(a)、4.13(a)、4.14 (a) 是分別以未調整之微波模型與實際量測參數所繪製的比較圖。而 4.11 (b)、4.12 (b)、4.13 (b)、4.14 (b)則是分別以調整後之微波模型與實際量測參數所繪製的比較圖。圖中，實際量測參數所繪製的圖以藍色呈現，微波模型所繪製的圖以紅色呈現。



4-3-2 MOS-HEMT 高頻模型建立

MOS-HEMT經過臭氧水處理後，分別在閘極-汲極、閘極-源極形成 $C_{gd,ox}$ 、 $C_{gs,ox}$ 的串聯電容與汲極-源極形成 $C_{ds,ox}$ 的並聯電容，本專題將元件參數萃取以三個偏壓點進行S參數對頻率的量測，各個偏壓點有其萃取出的元件參數值。

➤ 元件模擬結果：

在此本專題以MOS-HEMT為實際量測的元件並進行參數萃取，求得小訊號模型的元件參數。量測頻率從0.2 GHz到50 GHz，並且取10 GHz為基準點進行元件參數萃取。

由上述的Cold Model 的量測理論、與矩陣運算等方法，成功萃取出MOS-HEMT的元件參數：

- (1) 外質寄生元件參數($L_s, L_d, L_g, R_s, R_g, R_d, C_{pg}, C_{pd}$)
- (2) 本質元件參數($C_{gs,ox}, C_{gd,ox}, C_{ds,ox}, C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, g_m, g_d, R_i, \tau$)

將這些參數代入微波模型透過Microwave Office軟體進行模擬，再與實際量測的數值比對，然後透過軟體將參數進一步微調，使實際量測與模擬結果比對差異最小化，以建立完整而準確的微波模型。

將元件參數萃取以三個偏壓點進行S參數的高頻量測，各個偏壓點有其萃取出的元件參數值。

(1) 外質寄生電阻與寄生電感： $V_{ds} = 0\text{ V}$ ， $V_{gs} = 1\text{ V}$

(2) 外質寄生電容： $V_{ds} = 0\text{ V}$ ， $V_{gs} = -3\text{ V}$

(3) 本質元件參數萃取： $V_{ds} = 2\text{ V}$ ， $V_{gs} = -1.5\text{ V}$

1. 外質寄生電感與寄生電阻參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 0\text{ V}$ ， $V_{gs} = 1\text{ V}$ ，結果如表 4.7

寄生電阻	R_s (ohm)	0.982
	R_g (ohm)	13.17
	R_d (ohm)	0
寄生電感	L_s (nH)	0.0041
	L_g (nH)	0.04558
	L_d (nH)	0.0564

表 4.7 外質寄生電阻與電感萃取參數表

2. 外質寄生電容參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 0\text{ V}$ ， $V_{gs} = -3\text{ V}$ ，結果如表 4.8

寄生電容	C_{pg} (pF)	0.017
	C_{pd} (pF)	0.01623

表4.8 外質寄生電容萃取參數表

3. 本質元件參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds} = 2\text{ V}$ ， $V_{gs} = -1.5\text{ V}$ ，結果如表4.9

本質元件參數	電容	C_{gs} (pF)	0.6
		C_{gd} (pF)	0.0246
		C_{ds} (pF)	0
		$C_{gs,ox}$ (pF)	0.637
		$C_{gd,ox}$ (pF)	0.5111
		$C_{ds,ox}$ (pF)	0.009
	轉導	g_m (mS)	33.2
		g_d (mS)	0.5102
	電阻	R_i (ohm)	10.09
	延遲時間	τ (ps)	3.61

表4.9 本質元件參數表

如上表所示，本專題成功萃取出元件的參數值。並進一步將元件參數代入高電子遷移率電晶體之微波模型，透過Microwave Office軟體進行模擬。

以萃取的元件參數代入微波模型繪製Smith Chart與Polar圖，並與實際量測之元件S參數所繪製的圖形作比較，更進一步對微波模型進

行元件參數的調整，使其與量測實際值之Smith Chart更加吻合。

操作時，首先接妥電路並輸入所計算出之元件初始值，然後繪製出尚未調變之比較圖。圖4.15為接好的小訊號等效電路模型。

下圖 4.16 (a)、4.17 (a)、4.18 (a)、4.19 (a) 是分別以未調整之微波模型與實際量測參數所繪製的比較圖。而 4.16 (b)、4.17 (b)、4.18 (b)、4.19 (b) 則是分別以調整後之微波模型與實際量測參數所繪製的比較圖。圖中，實際量測參數所繪製的圖以藍色呈現，微波模型所繪製的圖以紅色呈現。

4-3-3 討論分析

外質元件參數	Conventional	MOS-HEMT
L_g (nH)	0.0005	0.04558
L_s (nH)	0.0134	0.0041
L_d (nH)	0.05918	0.0564
R_s (ohm)	1.322	0.982
R_g (ohm)	3.22	13.17
R_d (ohm)	124	0

C_{pd} (pF)	0.409	0.01623
C_{pg} (pF)	0	0.017
本質元件參數	Conventional	MOS-HEMT
C_{gs} (pF)	0.3155	0.6
C_{gd} (pF)	0.0486	0.0246
C_{ds} (pF)	0	0
$C_{ox,gs}$ (pF)		0.637
$C_{ox,gd}$ (pF)		0.5111
$C_{ox,ds}$ (pF)		0.009
本質元件參數	Conventional	MOS-HEMT
$C_{gs,eq}$ (pF)	0.3155	0.30897
$C_{gd,eq}$ (pF)	0.0486	0.02347
$C_{ds,eq}$ (pF)	0	0.009
g_m (mS)	30	33.2
g_d (mS)	0.54348	0.5102
R_i (ohm)	19.96	10.09
τ (ps)	3.35	3.61

經過臭氧水處理形成氧化層的 MOS-HEMT，由高頻參數萃取出
的元件參數值作以下討論。

➤ 直流分析：

- (1) 外質轉導：氧化層有效地消除在閘極-汲極和閘極-源極區域的
正電荷表面狀態，能預防閘極電極與通道間之電場所引起的散
射效應，使得 MOS-HEMT 有更高的 $g_{m,max}$ 。
- (2) 輸出電導：氧化層消除表面狀態可以減少閘極漏電流，亦減少
因載子碰撞游離現象產生扭結效應，使 MOS-HEMT 得有較低
的 g_d 。
- (3) 崩潰電壓：閘極-汲極和閘極-源極區域間增強了閘極絕緣性且
減少了閘極漏電流，崩潰特性亦相對的提升。

➤ 高頻分析：

- (1) 寄生電阻 (R_s, R_d)：因為氧化層表面減少了散射機制，導致寄
生電阻 R_s, R_d 較低。
- (2) 等效源極-汲極電容 ($C_{ds,eq}$)：由於 MOS-HEMT 氧化層寄生電容
與汲極-源極方向之空乏電容並聯，使 MOS-HEMT 所萃取電容
 $C_{ds,eq}$ 較高於傳統 HEMT。
- (3) 等效閘極電容 ($C_{gd,eq}, C_{gs,eq}$)：由於 MOS-HEMT 氧化層寄生電

容分別與閘極-汲極方向、閘極-源極方向之空乏電容串聯，使 MOS-HEMT 所萃取的等效閘極電容 $C_{gd,eq}$ 、 $C_{gs,eq}$ 值降低。如式 (4.3) 所示，其截止頻率也相對得到提升。



第 5 章 結論

本專題成功以臭氧水氧化技術形成砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化物-半導體閘極結構之擬晶型高電子遷移率電晶體。相較於具有傳統式蕭特基閘極結構HEMTs而言，MOS閘極結構可改善蕭特基層之表面狀態，有效降低閘極漏電流的產生，以達高閘極絕緣能力，提高外質轉導；並隨著等效閘極電容($C_{gd,eq}$, $C_{gs,eq}$)下降，截止頻率亦相對提升，展現出更好的直流和高頻特性。

經實驗顯示，與具有傳統式閘極結構HEMT元件特性比較之下，利用臭氧水處理砷化鋁鎵/砷化銦鎵MOS-HEMTs元件具有較佳的最大轉導值194 mS/mm (改善8.9%)、汲極飽和電流254.7 mA/mm (改善48%)、崩潰電壓 -18.6 V (改善66%)、截止頻率17.9 GHz (改善8%)、最大震盪頻率31.53 GHz (改善12.4%)。由此可知，MOS-HEMTs可展現較優異之直流與高頻特性。

藉由高頻特性的量測，建立S參數萃取及一連串富含物理意義之矩陣運算後，配合HEMT高頻模型之電路模擬參數值最佳化，實驗與模擬結果比對可得兩者數據差異極小，建立完整HEMT高頻小訊號等效電路。

透過本專題研究，學習經由電腦輔助軟體萃取參數，成功建立元件之小訊號模型。而於專題製作中，亦親自至實驗室觀摩元件實務製程及學習量測技術，為往後研究奠定基礎。最後，期許自己在日後的研究也能抱以主動積極、全力以赴且謙虛的態度學習，並將專題中所學應用在未來的研究上。



參考文獻

- [1] G.M.Metze, J.F.Bass, T.T.Lee, A.B.Cornfield, J.L.Singer, H.L.hung, H.C.Huang, and K.P.Pande, "High-gain, V-band, low-noise MMIC amplifiers using pseudomorphic MODFETs," IEEE Electron Device Lett., vol.11, p.24, 1990.
- [2] M.Kao, P.M.Smith, P.Ho, P.Chao, K.H.G.Duh, A.A.Jabra, and J.M.Ballingall, "Very high power-added efficiency and low-noise 0.15- μ m gate length pseudomorphic HEMT's," IEEE Electron Device Lett., vol.10, p.580, 1989.
- [3] A.Ketterson, J.W.Se, M.Tong, K.Numila, D.Ballegeer, S.M.Kang, K.Y.Cheng, and I.Adesida, "A 10-GHz bandwidth pseudomorphic GaAs/InGaAs/AlGaAs MODFET-based OEIC receiver," IEEE Trans. Electron Devices, vol.39, p.2676, 1992.
- [4] C.S.Wu, C.K.Pao, W.Yau, H.Kanber, M.Hu, S.X.Bar, A.Kurdoghlian, Z.Bardai, D.Bosch, C.Seashore, and M.Gawronski, "Pseudomorphic HEMT manufacturing technology for multifunctional Ka-band MMIC applications," IEEE Microwave Theory and Tech., vol.43, p.257, 1995.
- [5] S.E.Rosenbaum, B.K.Kormanyos, L.M.Jellian, M.Matloubian, A.S.Brown, L.E.Larson, L.D.Nguyen, M.A.Thompson, L.P.B.Katehi, and G.M.Rebeiz, "155-and 213-GHz AlInAs/GaInAs/InP HEMT MMIC oscillators," IEEE Microwave Theory and Tech., vol.43, p.927, 1995.
- [6] C.S.LEE, S.H.Yang, and M.Y.Lin, "Gamma-Gate MOS-HEMTs by methods of ozone water oxidation and shifted exposure," IEEE Electron Lett., vol. 32, 2001.
- [7] J. Michael Golio, "Microwave MESFETs and HEMTs,"
- [8] K. Shirakawa, H. Oikawa, T. Shimura, Y. Kawasaki, Y. Ohashi, T. Saito, and Y. Daido, "An Approach for Determining the GaAs MESFET Small-Signal Equivalent-Circuit for HEMTs," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.43, no.3, pp.499-503, March 1995.
- [9] B.-L. Ooi, M.-S. Leong, and P.-S. Kooi, "A Novel Approach for Determining the GaAs MESFET Small-Signal Equivalent-Circuit Elements," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.45, no.12, pp.2084-2088, Dec.1997.
- [10] Dambrine et al. propose R. Anholt and S. Swirhun, "Equivalent-Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs MESFET's," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.39, no.7, pp.1243-1247, July 1991.

- [11] B.-S. Kim, S. Nam, and K.-S.Seo, "Analytic Intrinsic Model Based Parasitic Extraction Method for HEMTs," *Electron. Lett.*, vol.30, no.12, pp1005-1006, June 1994.
- [12] Gilles Dambrine, Alain Cappy, Frederic Heliodore and Edouard Playez, "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, July 1988.
- [13] H. Kondoh, "An Accurate FET Modelling from Measured S-Parameters," *IEEE MTT-S Dig.*, pp.377-380, 1986.
- [14] S.Yanagawa, H. Ishihara, and M. Ohtomo, "Analytical Method for Determining Equivalent Circuit Parameters of GaAs FET's," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol.44, no.10, pp.1637-1641, Oct.1996.
- [15] H.O. Viques, "Determination of Intrinsic FET Parameters Using Circuit Partitioning Approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.39, no.2, pp.363-366, Feb. 1991.
- [16] P.M. White and R.M. Healy, "Improved Equivalent Circuit for Determination of MESFET and HEMT Parasitic Capacitances from "Coldfet" Measurements," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol.3, no.12, pp.453-454, Dec. 1993.
- [17] R. Anholt and S. Swirhum, "Measurement and Analysis of GaAs MESFET Parasitic Capacitances," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.39, no.7, pp.1243-1247, July 1991.
- [18] S. Chaudhuri and M.B. Das, "On the Determination of Source and Drain Series Resistances of MESFET's," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. EDL-5, no.7, pp244-246, July 1984
- [19] S.-M.J. Liu, S.-T. Fu, M. Thurairaj, and M.B. Das, "Determination of Source and Drain Series Resistances of Ultra-Short Gate-Length MODFET's," *IEEE Electron Device Lett.*, vol.EDL-10, no.2, pp.85-87, Feb. 1989.
- [20] P. Pouvil, B. Zémour, D. Pasquet, and J. Gaubert, "Determination of Source and Drain Parasitic Resistances of HEMTs", *Electron. Lett.*, vol.28, no.7, pp.618-620, March 1992.
- [21] C. S. Lee, Y. J. Chen, W. C. Hsu, K. H. Su, J. C. Huang, D. H. Huang, and C. L. Wu, "High-temperature threshold characteristics of a symmetrically graded InAlAs/In_xGa_{1-x}As/GaAs metamorphic high electron mobility transistor." *Appl. Phys. Lett.*, 88, 223506 (2006).
- [22] W. Saito, M. Kuraguchi, Y. Takada, K. Tsuda, I. Omura, and T. Ogura, *IEEE Trans. Electron Device*, vol. 51, pp. 1913-1917, Nov. 2004.
- [23] F. Sacconi, A. Di Carlo, P. Lugli, and H. Morkoc, *IEEE Trans. Electron Device*, vol. 48, pp. 450-457, Mar. 2001.
- [24] P. M. Asdeck, E. T. Yu, S. S. Lau, G. J. Sullivan, J. Van Hove and J. Redwing,

- Electron. Lett., p. 331230, 1997.
- [25] E. T. Yu, G. J. Sullivan, P. M. Asbeck, C. D. Wang, D. Qiao, and S. S. Lau, *Appl. Phys. Lett.* 71, p. 2794, 1997.
- [26] N. Hara, K. Makiyama, T. Takahashi, K. Sawada, T. Arai, T. Ohki, et al., *IEEE Trans. Semiconductor Manufacturing*, vol. 16, no.3, pp. 370-375, Aug. 2003.
- [27] J. W. Johnson, E. L. Piner, A. Vescan, R. Therrien, P. Rajagopal, J. C. Roberts, J. D. Brown, S. Singhal, and K. J. Linthicum, *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, pp. 459-461, Jul. 2004.
- [28] H. Ishikawa, K. Yamamoto, T. Egawa, T. Soga, T. Jimbo, and M. Umeno, *J. Cryst. Growth*, pp. 189-190, 1998.
- [29] Y. Ando and T. Itoh, *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 36, p. 1036, 1989.
- [30] H. R. Chen, M. K. Hsu, S. Y. Chiu, W. T. Chen, G. H. Chen, Y. C. Chang, and W. S. Lour, Member, *IEEE Electron Device Lett*, 27 p. 12, 2006.
- [31] G. M. Metzger, senior member, IEEE, J. F. Bass, T. T. Lee, Member, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, p. 3, 1991.
- [32] K. S. Lee, Y. S. Kim, K. T. Lee, and Y. H. Jeong, *JVST B*, vol. 24, p. 4, 2006.
- [33] J. Chen, D. G. Ivey, J. Bardwell, Y. Liu, H. Tang, and J. B. Webb, *J. Vac. Sci. Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 1004-1010, 2002.
- [34] D. F. Wang, F. Shiwei, C. Lu, A. Motayed, M. Jah, S. N. Mohammad, K. A. Jones, and L. S. Riba, *J. Appl. Phys.*, vol. 89, no. 11, pp. 6214-6217, June, 2001.
- [35] N. Chaturvedi, U. Zeimer, J. Wurfl and G. Trankle, *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 21, pp. 175-179, Jan. 2006.
- [36] J. Kuzmik, P. Javorika, A. Alam, M. Marso, et al., *Proc. EDMO*, pp. 21-26, 2001.
- [37] R. Gaska, A. Osinsky, J. W. Yang, and M. S. Shur, vol. 19, no. 3, pp. 89-91, 1998.
- [38] W. S. Lour, W. L. Chang, Y. M. Shih, and W. C. Liu, *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 20, no. 6, pp. 304-306, Jun. 1999.

圖片索引

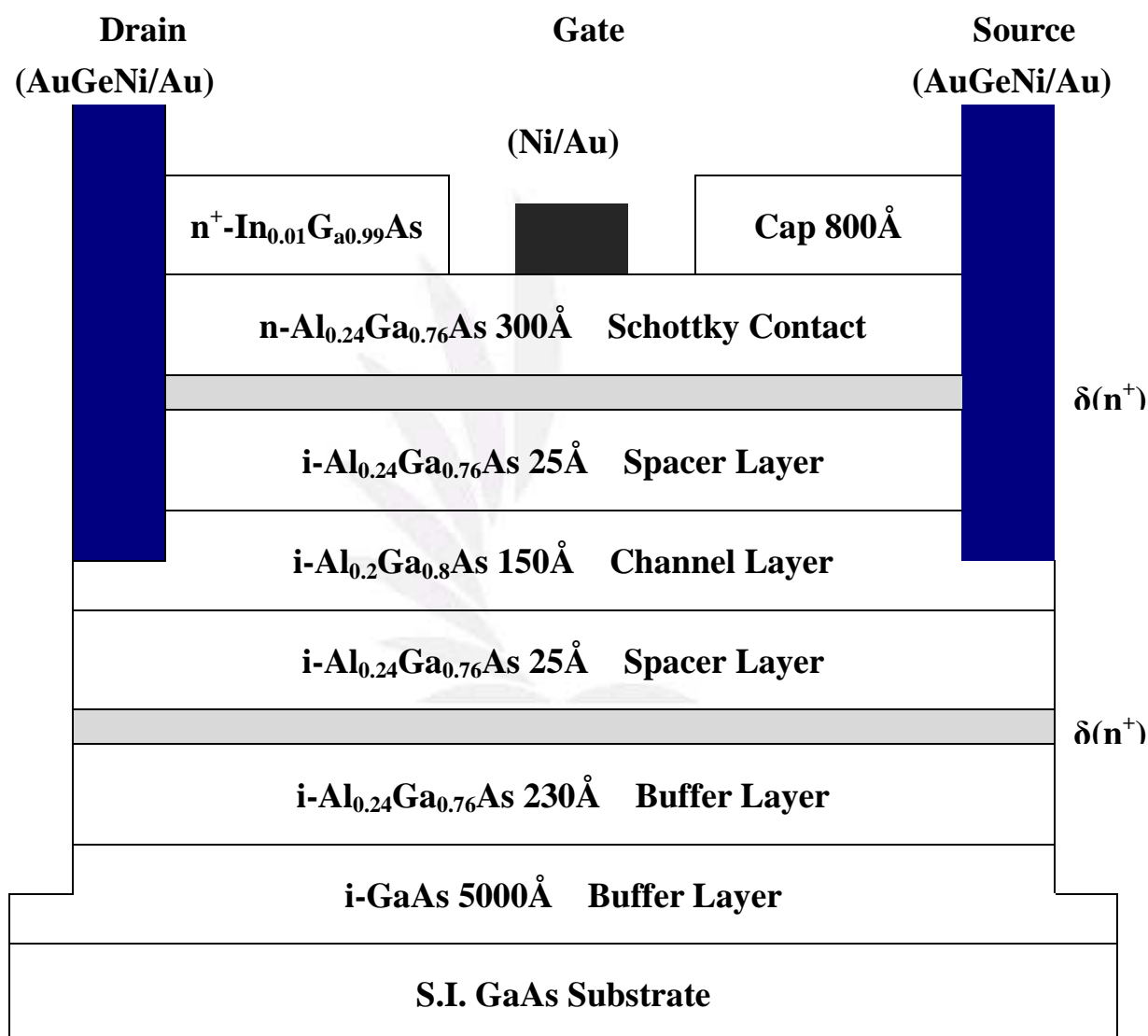


圖 2.1 具有傳統式蕭特基閘極結構 HEMT 元件結構示意圖

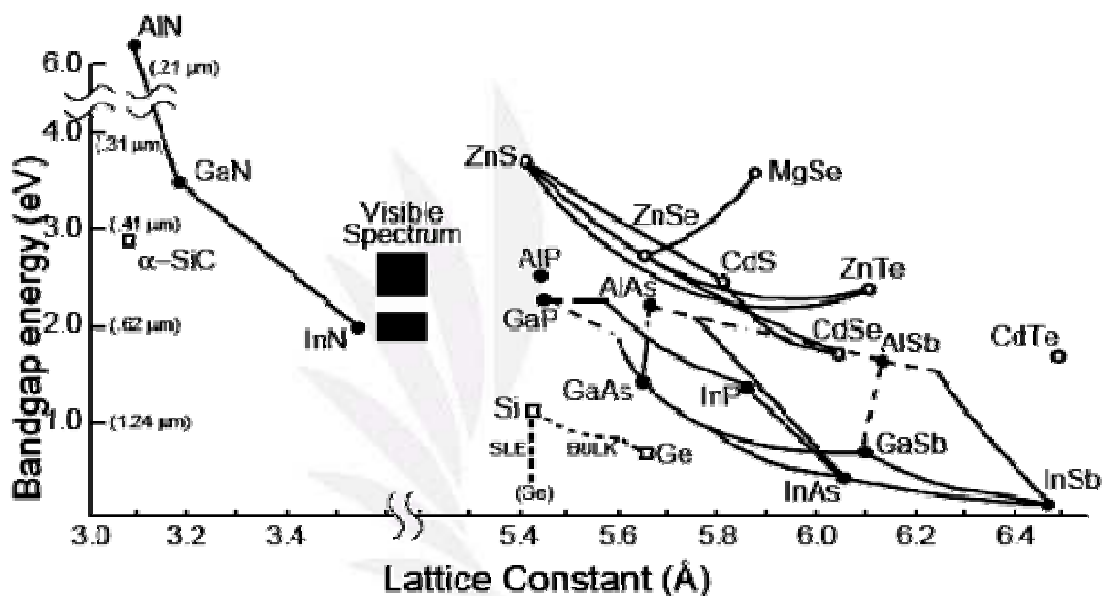


圖 2.3 化合物半導體的能帶與晶格常數關係圖

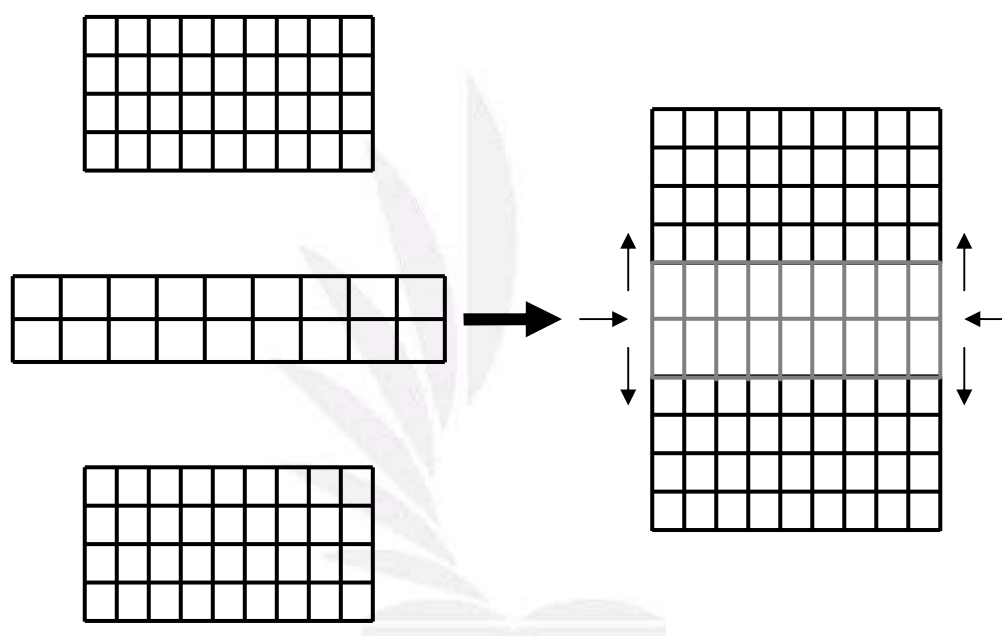


圖 2.4 擬晶性 HEMT 結構的晶格排列

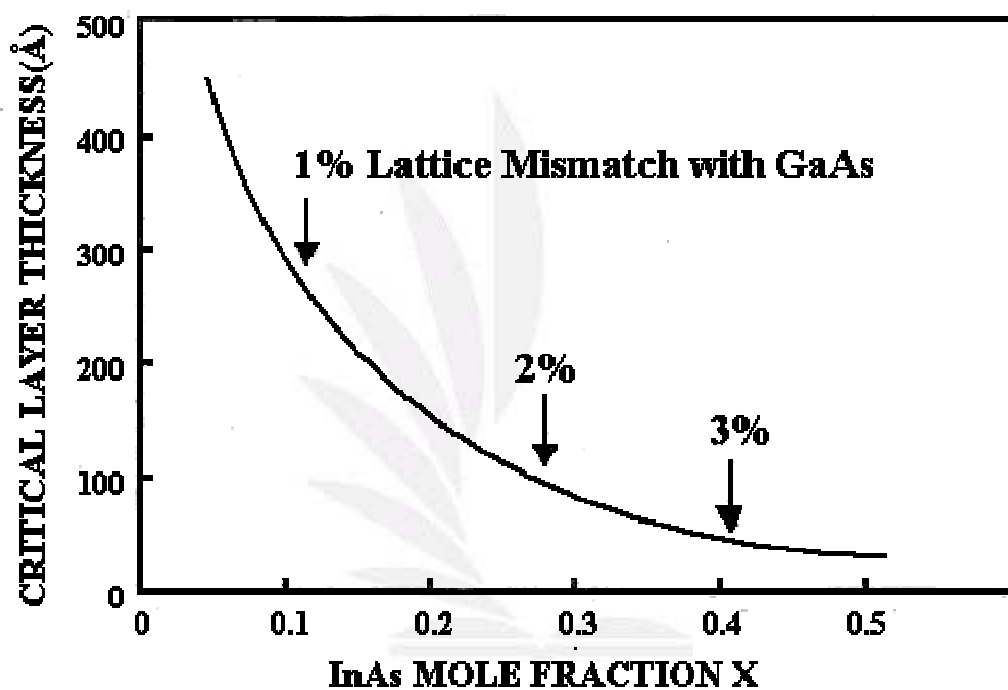
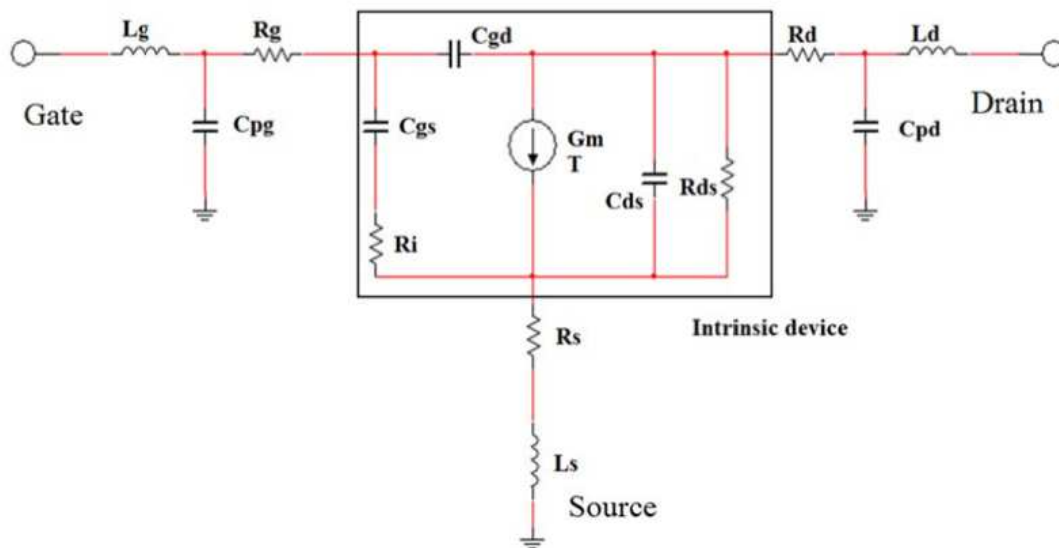
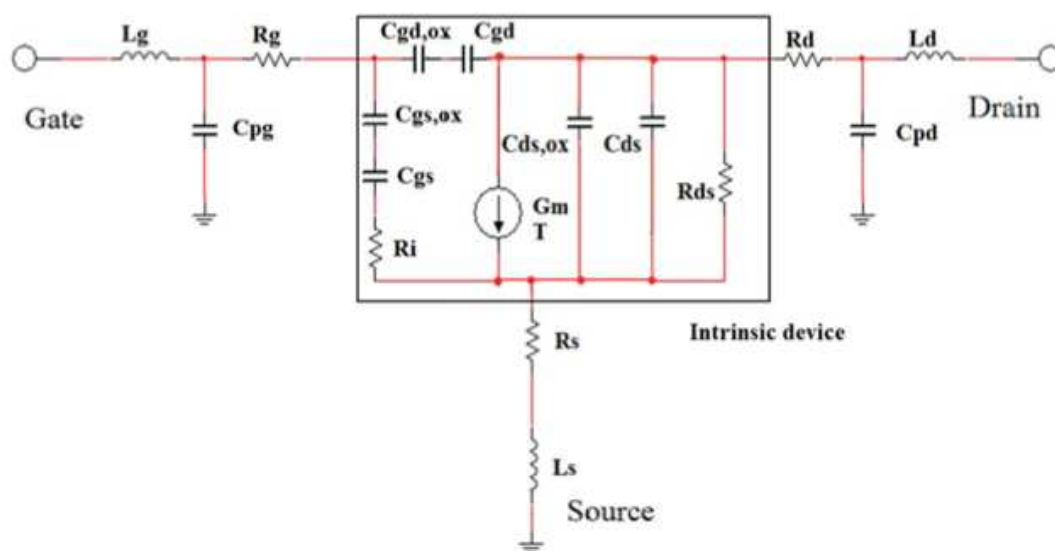


圖 2.5 $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ 的臨界厚度與 InAs 莫耳數的關係圖



(a)

圖2.6 (a)具有傳統閘極結構HEMT之RF元件模型等效電路圖



(b)

圖 2.6 (b)MOS-HEMT 之 RF 元件模型等效電路圖

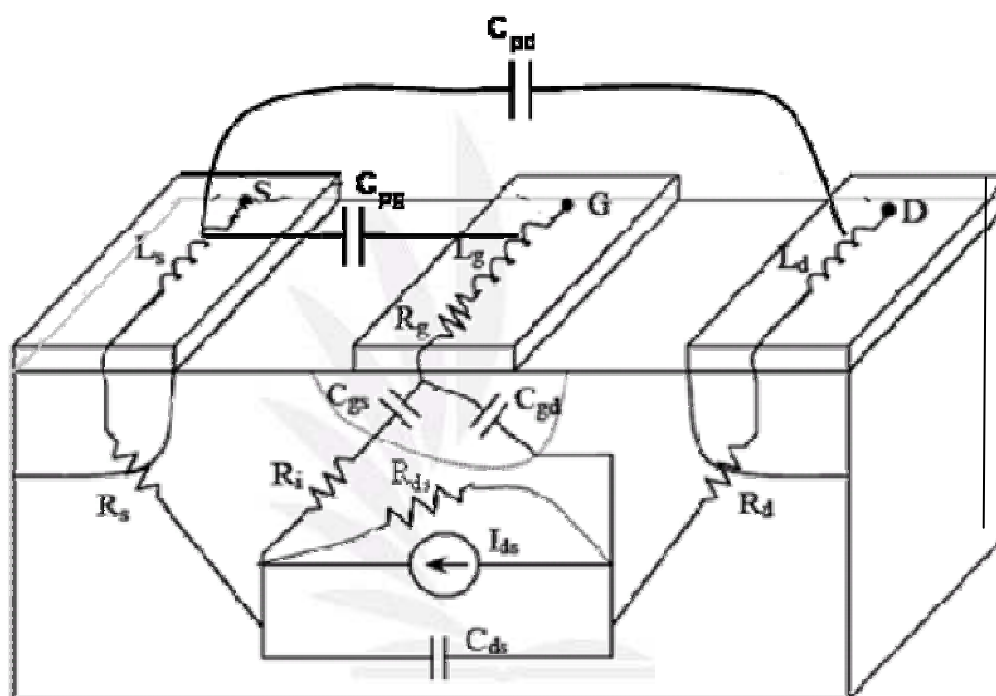


圖 2.7 HEMT 的結構與等效電路

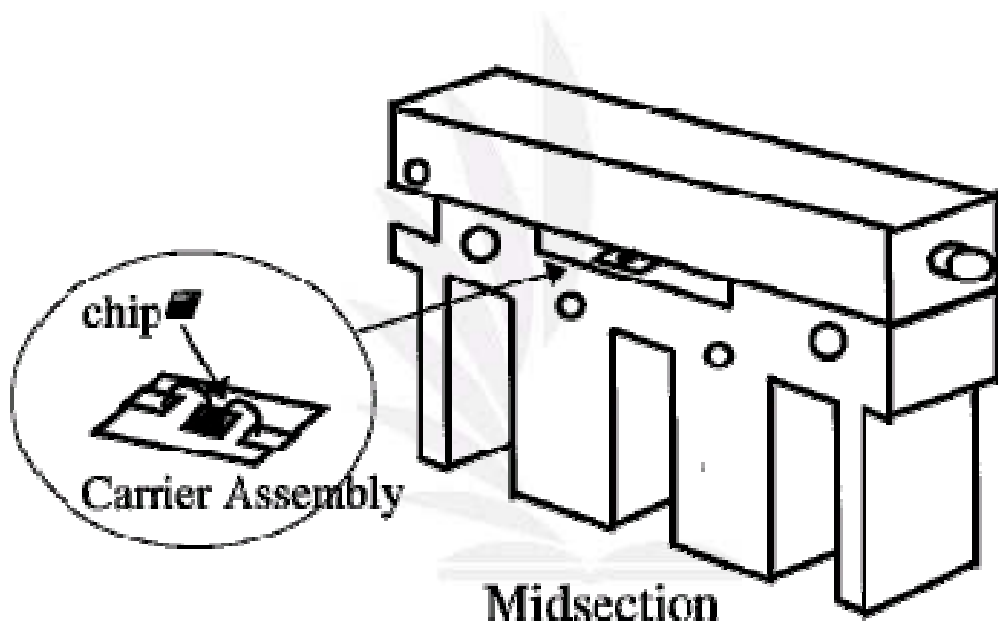
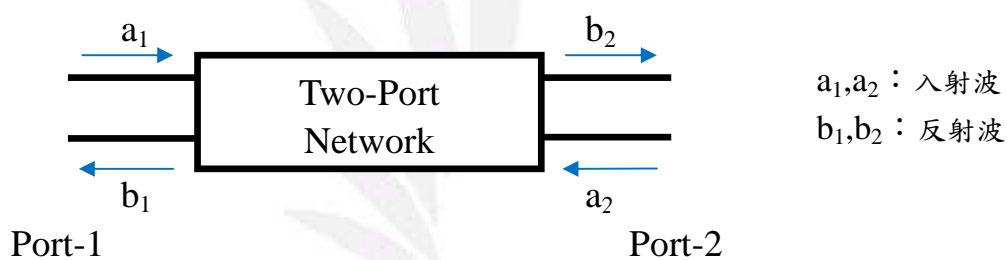


圖 3.1 測試夾具法的量測



a_1, a_2 : 入射波
 b_1, b_2 : 反射波

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \qquad b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad ; \text{ 輸入反射係數} \qquad s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad ; \text{ 反向透射係數}$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad ; \text{ 正向透射係數} \qquad s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad ; \text{ 輸出反射係數}$$

圖 3.2 雙埠網路的 S 參數定義

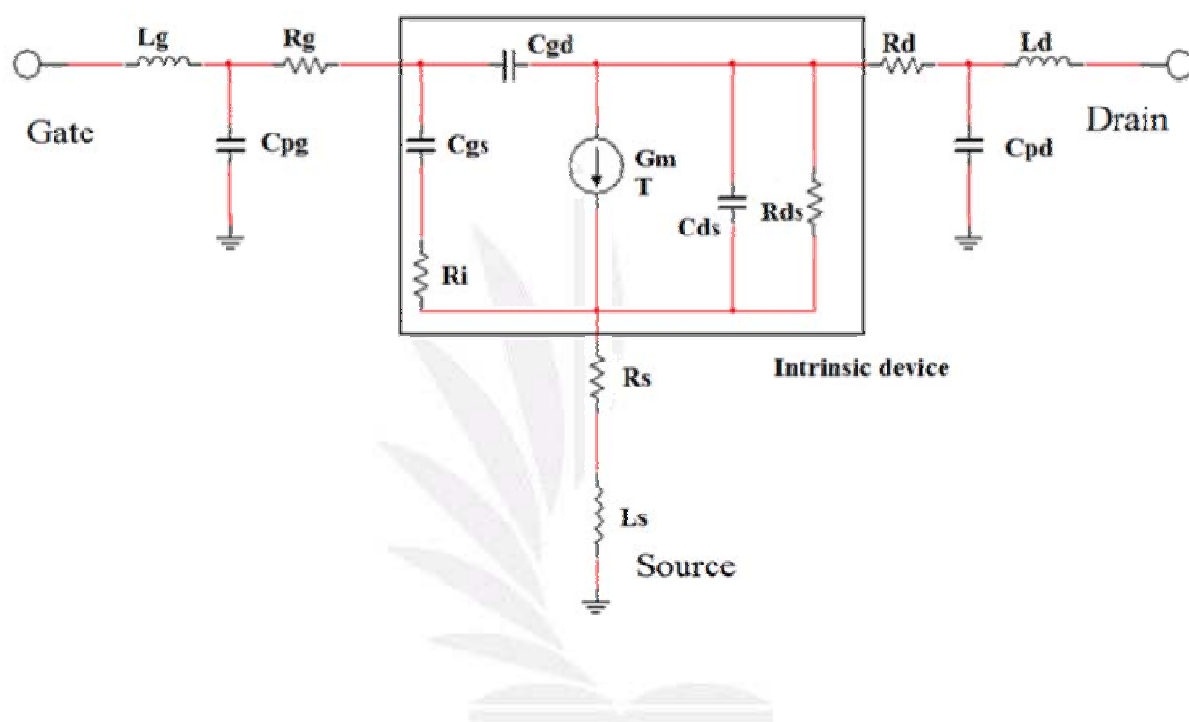


圖 3.3 小訊號等效電路圖

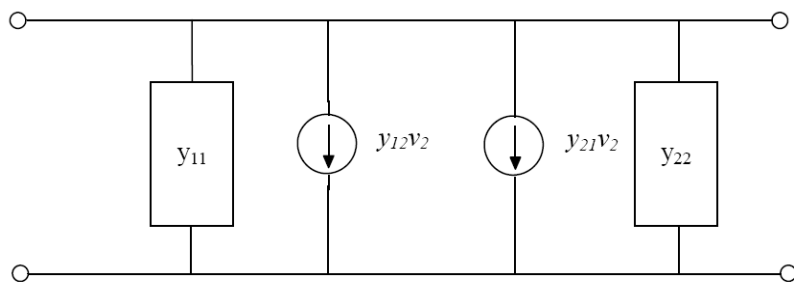


圖 3.4 Y 參數 Network

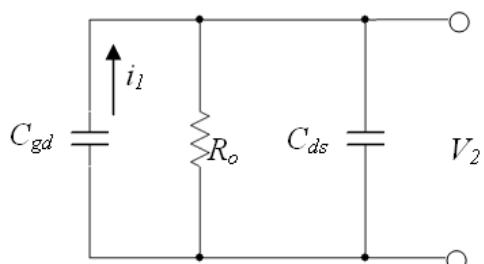


圖 3.5 計算 Y_{12} 的電路

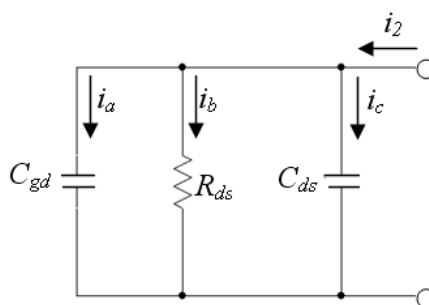


圖 3.6 計算 Y_{22} 的電路

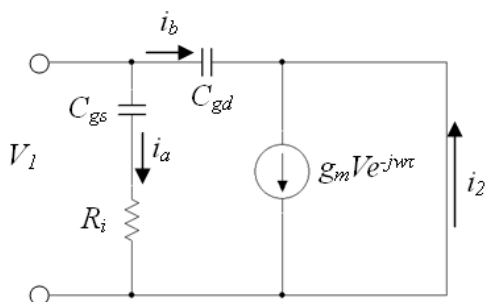


圖 3.7 計算 Y_{21} 的電路圖

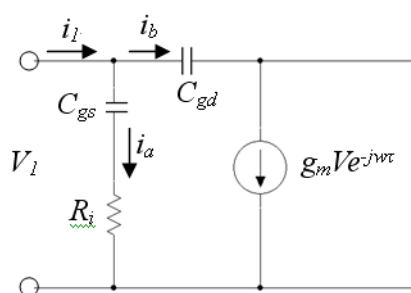


圖 3.8 計算 Y_{11} 的電路

$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix}$$

S 參數轉換 Z 參數

$$\begin{bmatrix} Z_{11} - j\omega L_g & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - j\omega L_d \end{bmatrix}$$

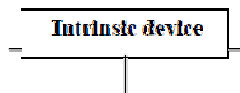
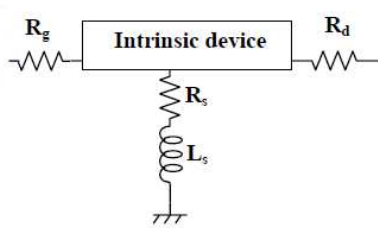
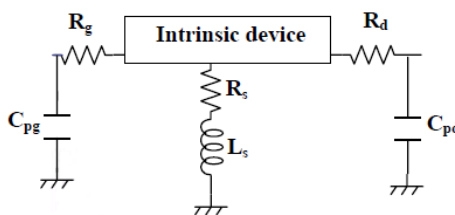
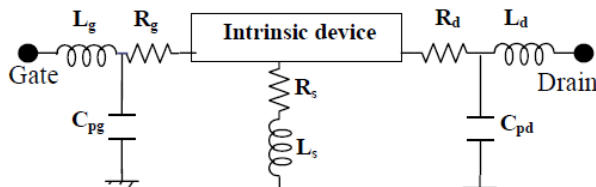
Z 參數轉換 Y 參數

$$\begin{bmatrix} Y_{11} - j\omega C_{pg} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} - j\omega C_{pd} \end{bmatrix}$$

Y 參數轉換 Z 參數

$$\begin{bmatrix} Z_{11} - R_s & Z_{12} - R_s \\ R_g - j\omega L_s & -j\omega L_s \\ Z_{21} - R_s & Z_{22} - R_s \\ -j\omega L_s & R_{ds} - j\omega L_s \end{bmatrix}$$

Z 參數轉換 Y 參數



$$y_{11} = \frac{\omega^2 R_i C_{gd}^2}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2} + C_{gd} \right)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd}$$

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_i C_{gs}} - j\omega C_{gd}$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega (C_{ds} + C_{gd})$$

$$y_{11} = \omega^2 R_i C_{gd}^2 + j\omega (C_{gs} + C_{gd})$$

$$y_{12} = -j\omega C_{gd}$$

$$y_{21} = g_m - j\omega \left[C_{gd} + g_m (R_i C_{gs} + \tau) \right]$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega (C_{ds} + C_{gd})$$

← 頻率小於 5GHz 時， $1 + \omega^2 R_i^2 C_{gs}^2$ 會趨近於 1

圖 3.9 為萃取元件本質 Y 參數矩陣之流程

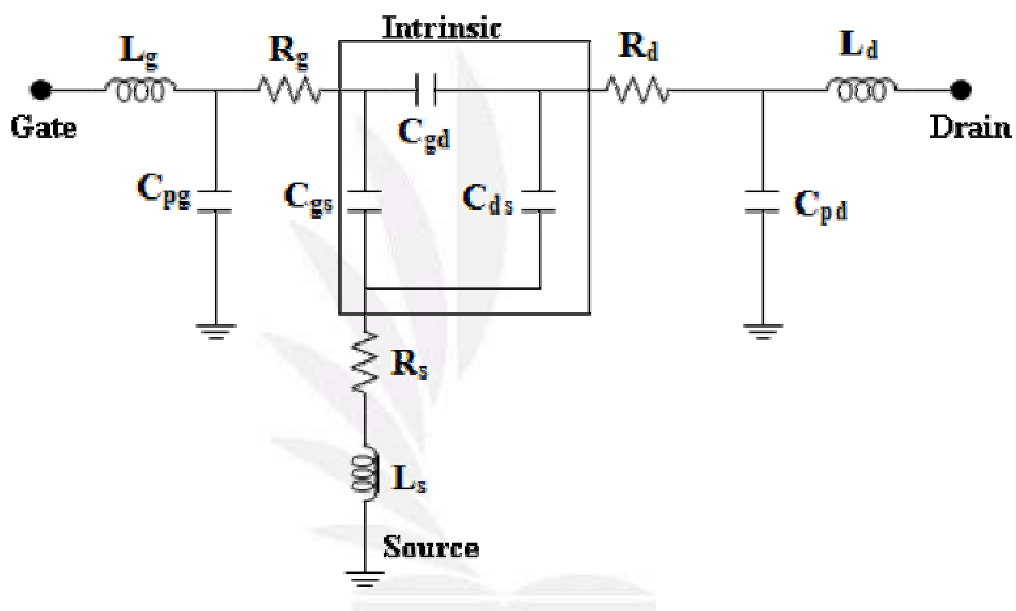


圖 3.10 為夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型

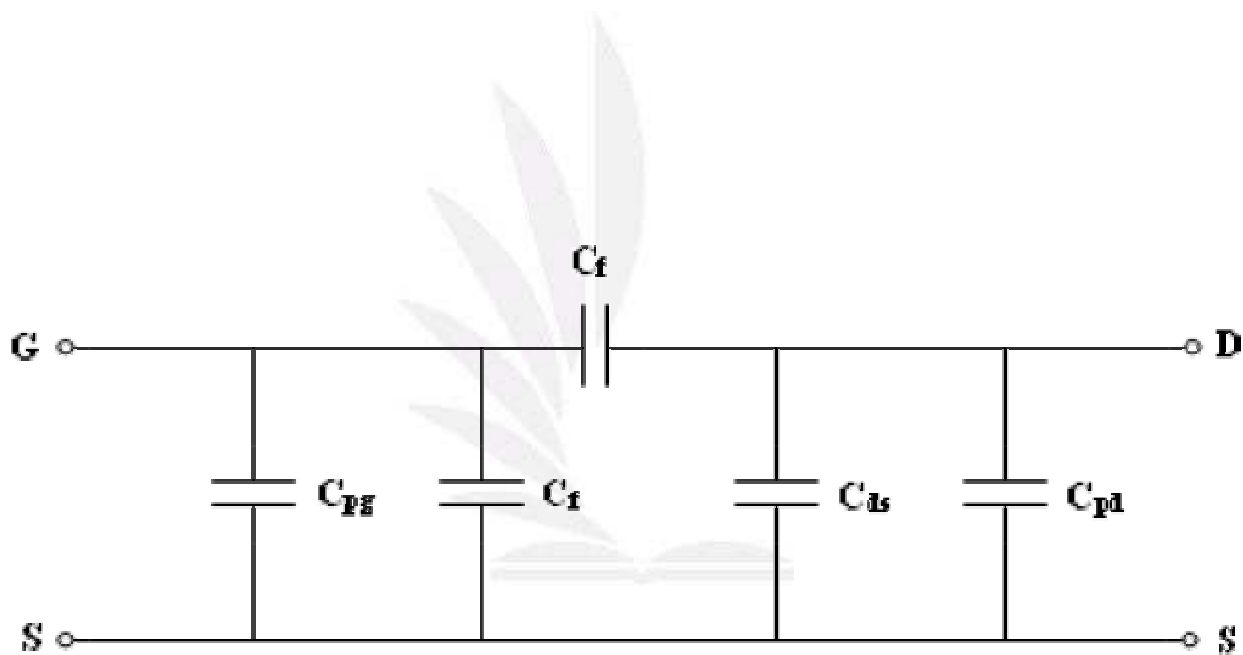


圖 3.11 開極電壓為夾止電壓之 HEMT 簡化模型

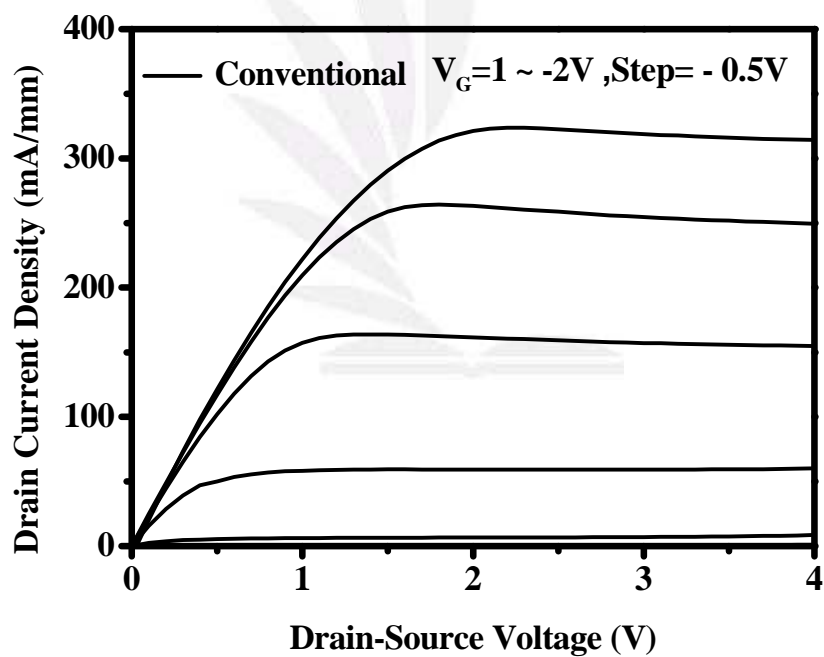


圖 4.1 具有傳統閘極結構 HEMT 操作於 300K 的電流電壓特性曲線

圖

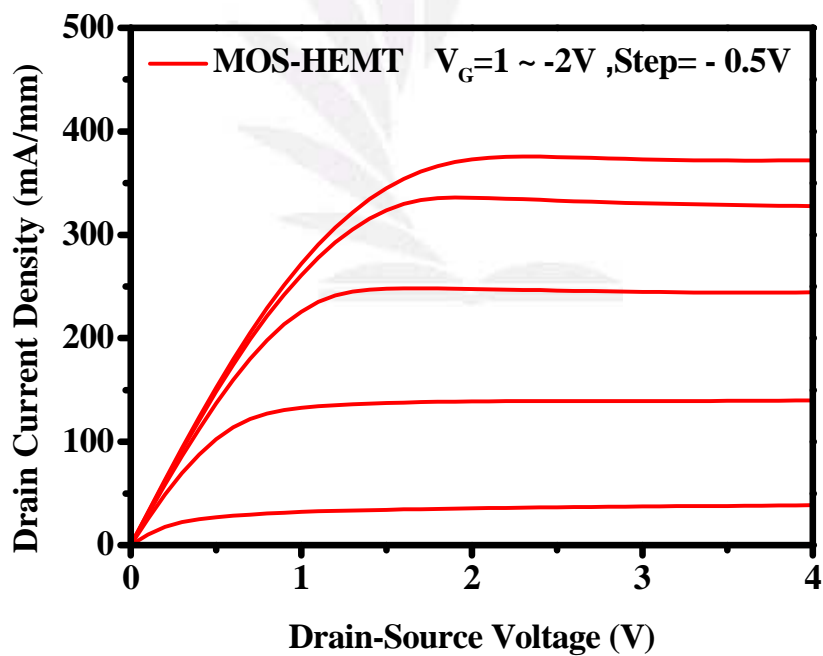


圖 4.2 MOS-HEMT 操作於 300K 時的電流電壓特性曲線圖

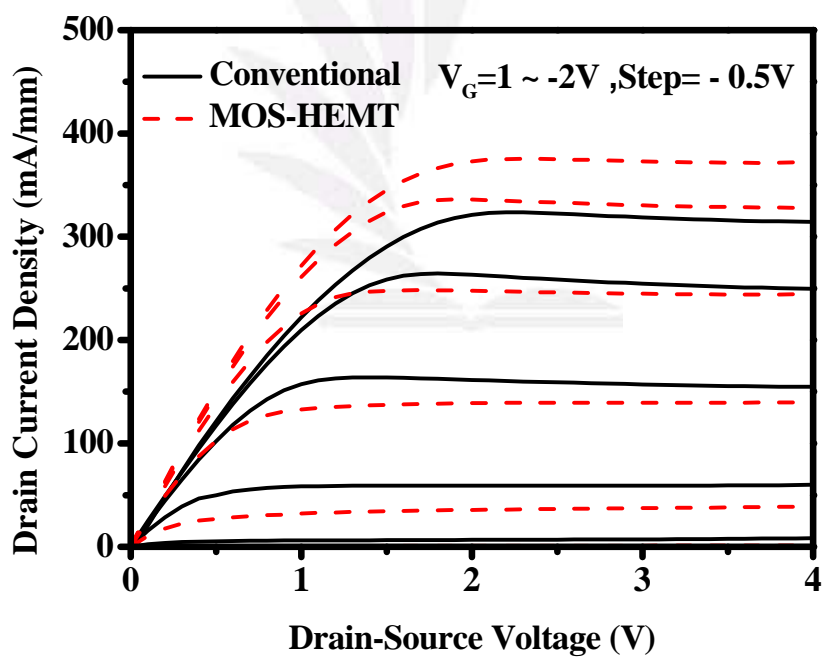


圖 4.3 具有傳統閘極結構 HEMT 與 MOS-HEMT 操作於 300K 時的電流電壓特性曲線圖

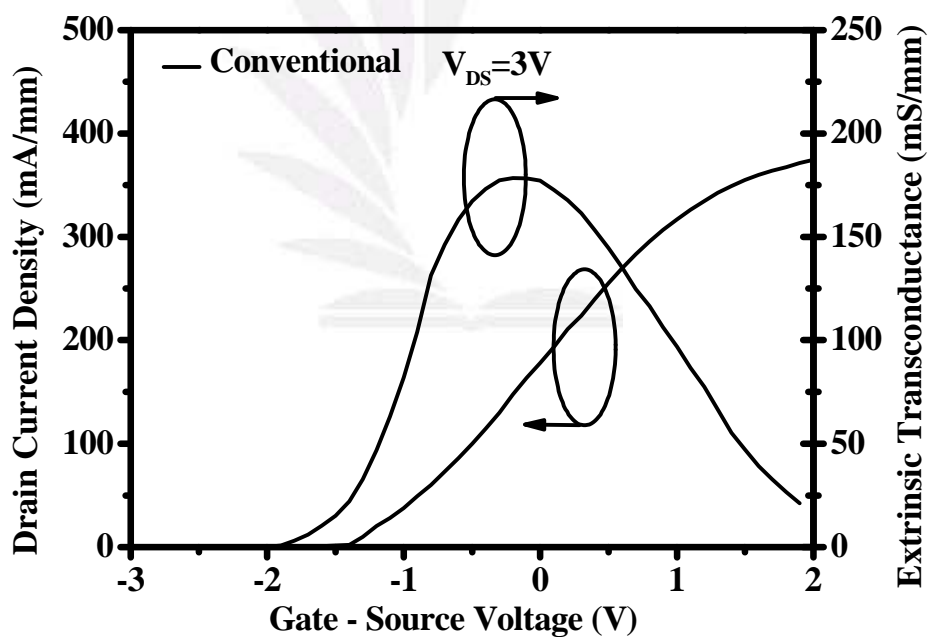


圖 4.4 具有傳統閘極結構 HEMT 操作於 300 K 外質轉導及飽合汲極電流

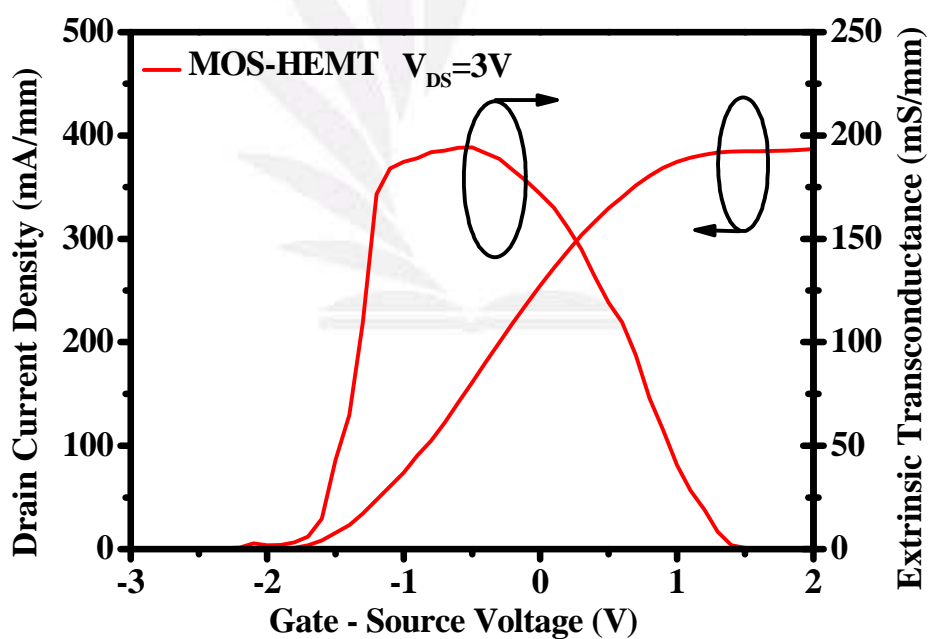


圖 4.5 MOS-HEMT 操作於 300 K 外質轉導及飽合汲極電流

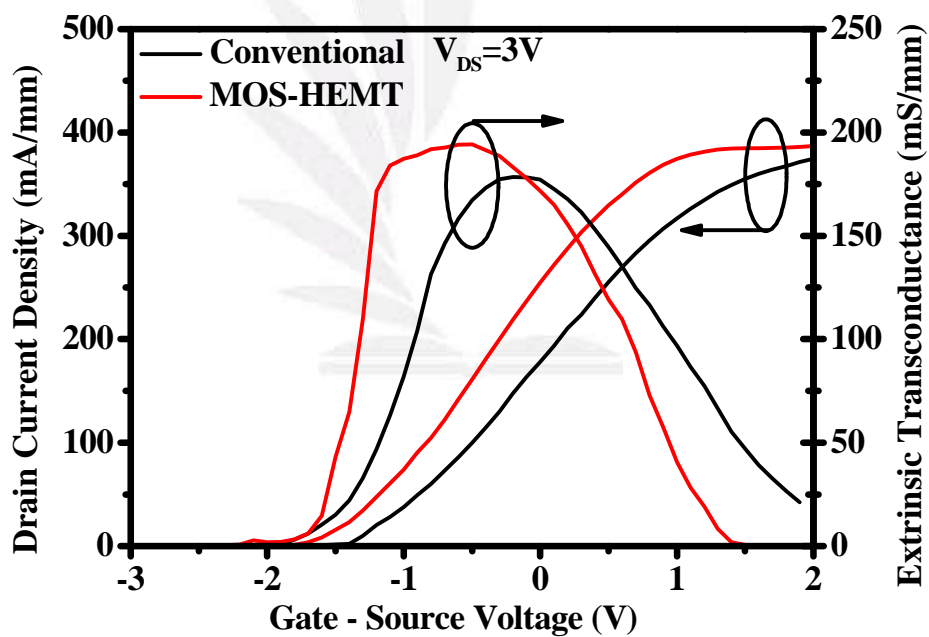


圖 4.6 傳統與 MOS-HEMT 在 300 K 外質轉導及飽合汲極電流

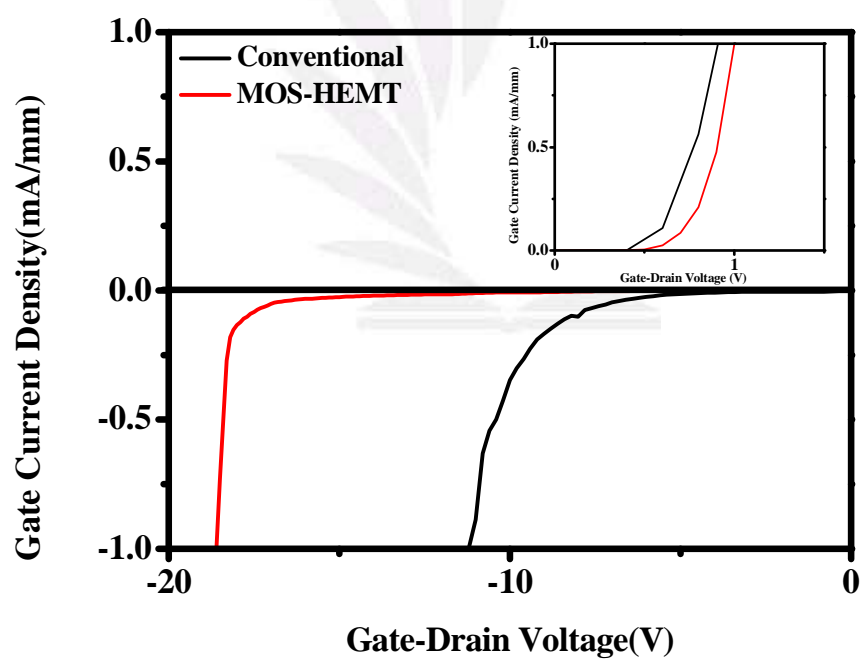


圖 4.7 具有傳統閘極結構與 MOS-HEMT 操作於 300 K 崩潰電壓特性

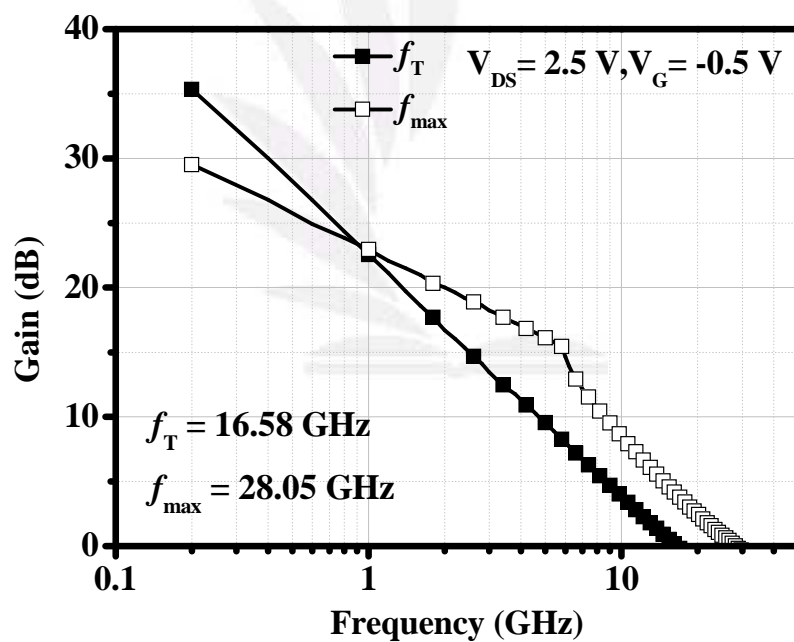


圖 4.8 具有傳統閘極結構 HEMT 操作於 $V_{DS} = 2.5 \text{ V}$ 之 RF 特性

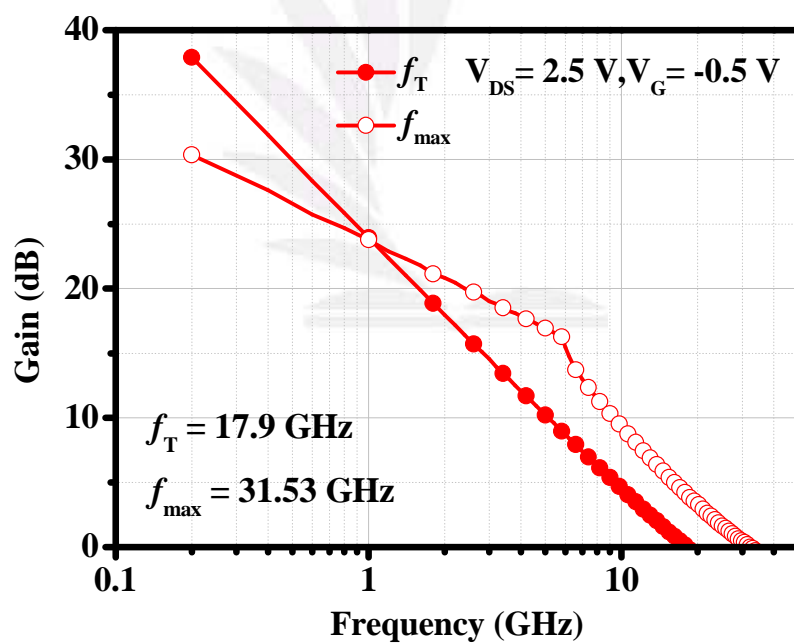


圖 4.9 MOS-HEMT 操作於 $V_{DS} = 2.5 \text{ V}$ 之 RF 特性

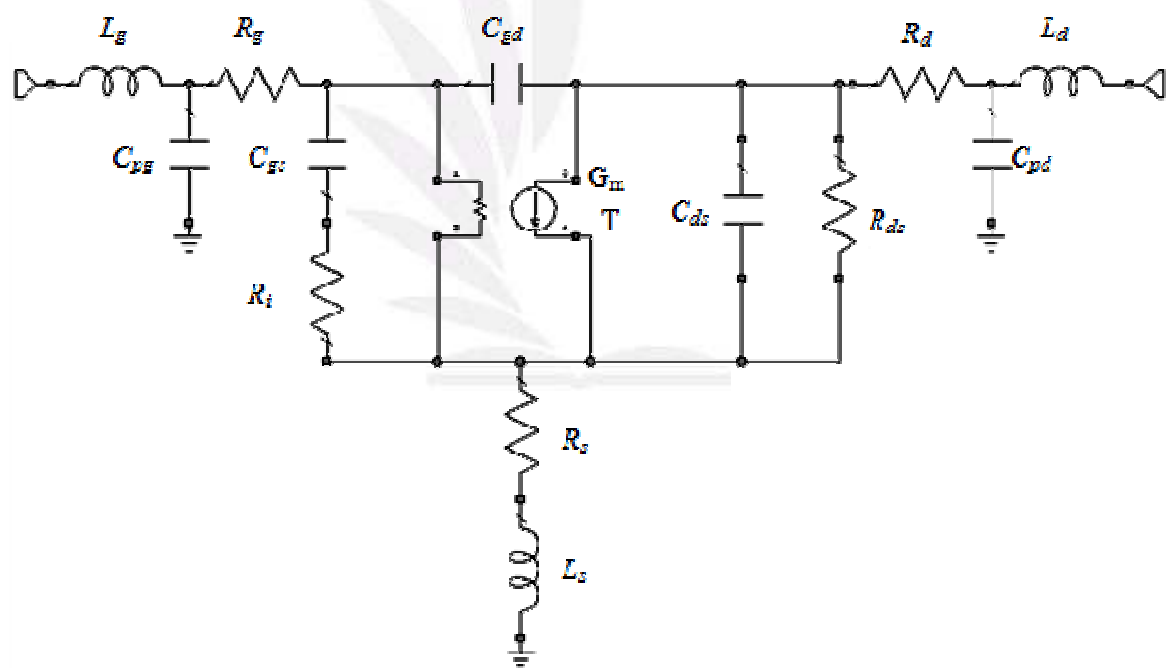


圖 4.10 具有傳統閘極結構 HEMT 小訊號等效電路模型圖

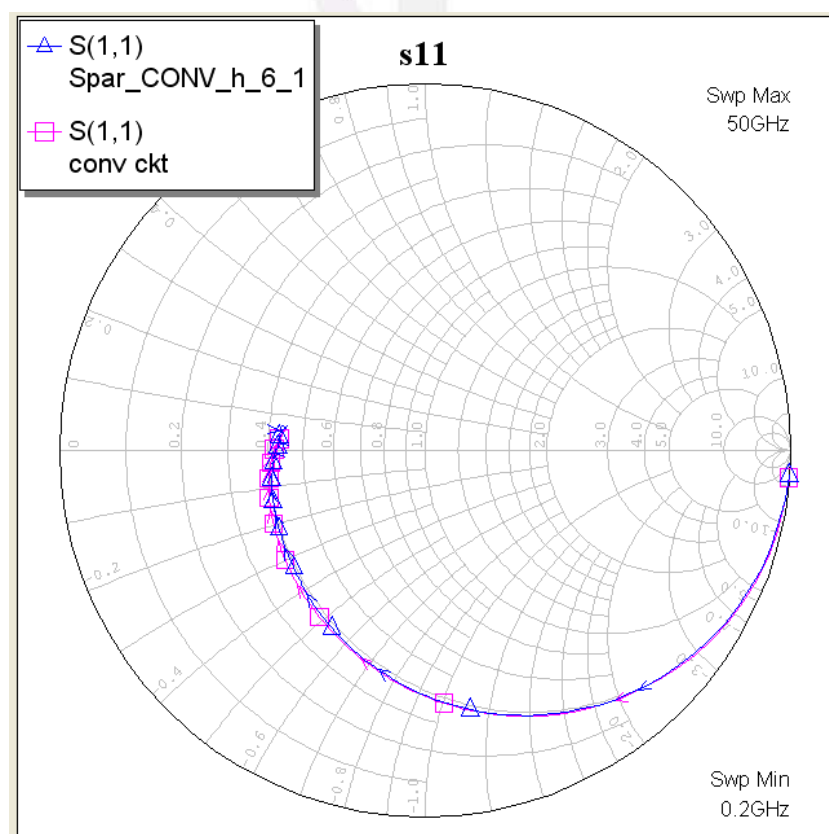


圖 4.11 具有傳統閘極結構 HEMT 調整後之 S_{11} Smith Chart

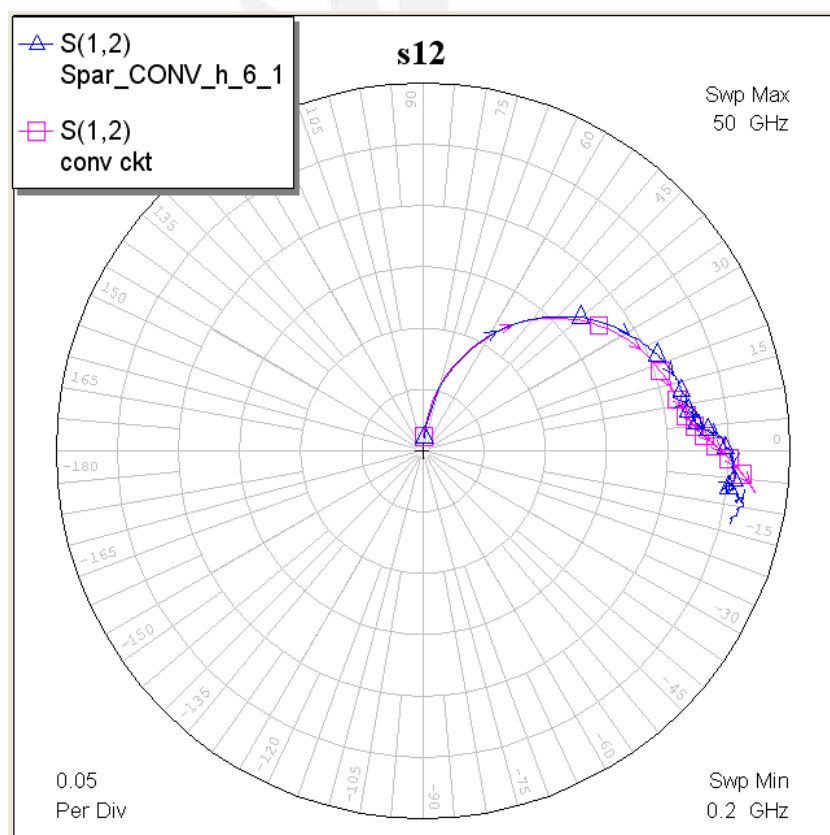


圖 4.12 具有傳統閘極結構 HEMT 調整後之 S₁₂ Polar 圖

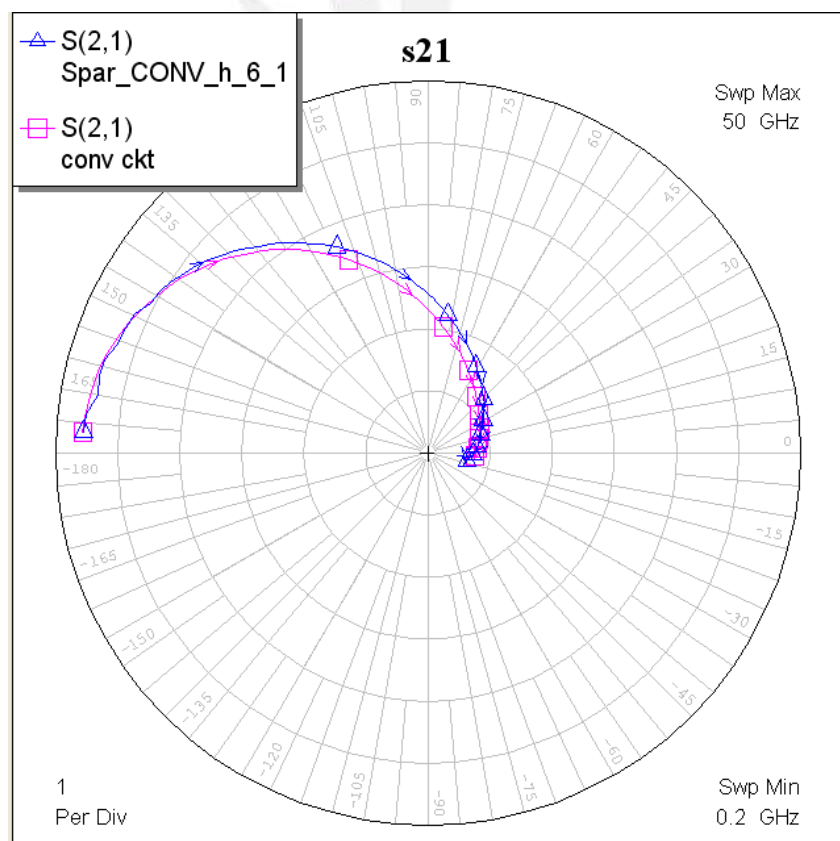


圖 4.13 具有傳統閘極結構 HEMT 調整後之 S_{21} Polar 圖

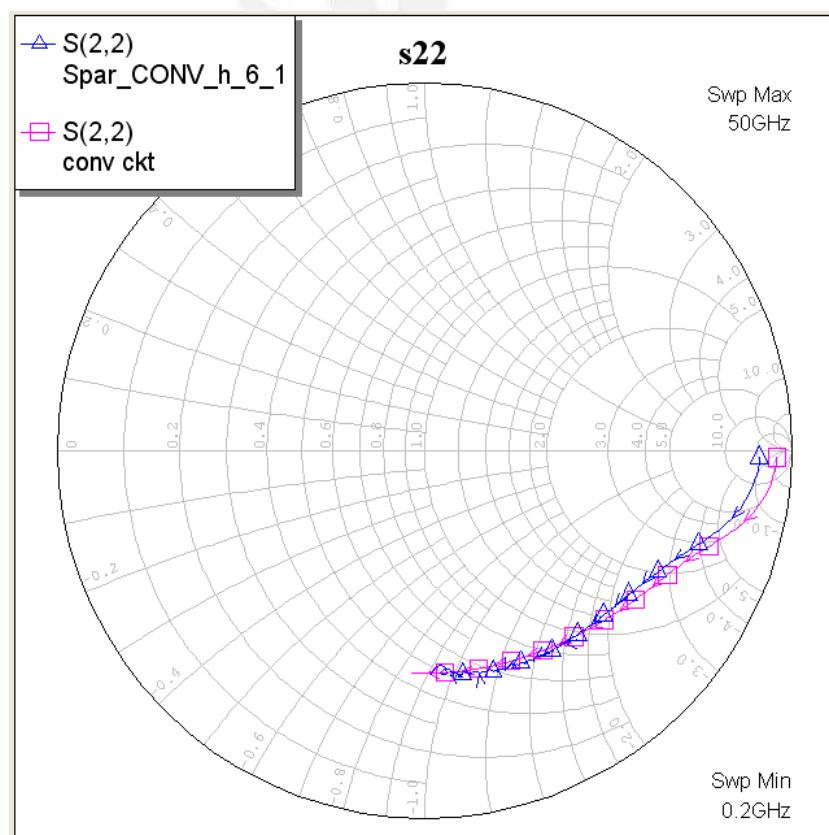


圖 4.14 具有傳統閘極結構 HEMT 調整後之 S_{22} Smith Chart

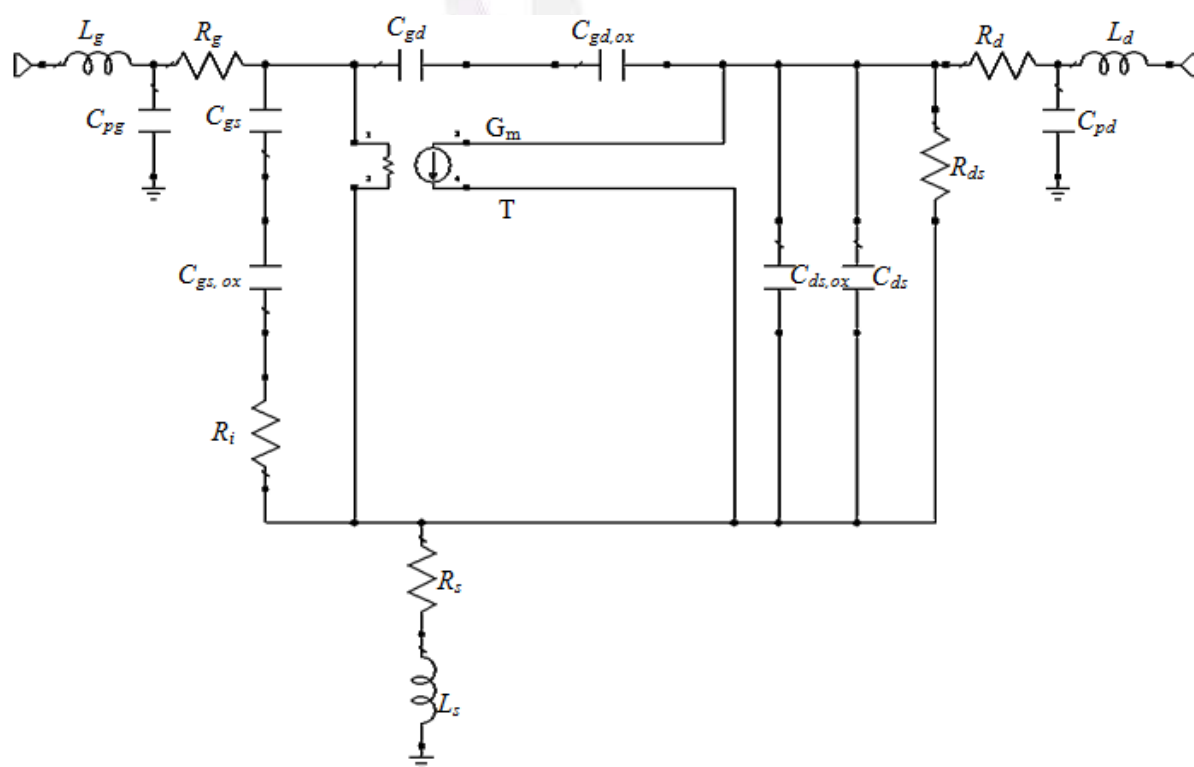


圖 4.11 MOS-HEMT 小訊號等效電路模型圖

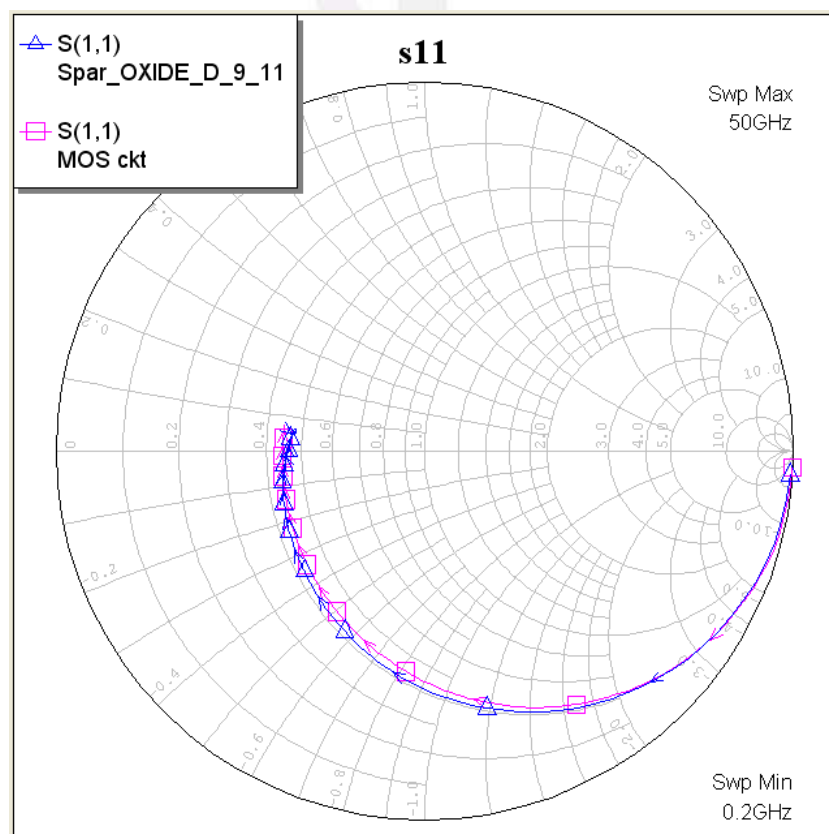


圖 4.16 MOS-HEMT 調整後之 S_{11} Smith Chart 圖

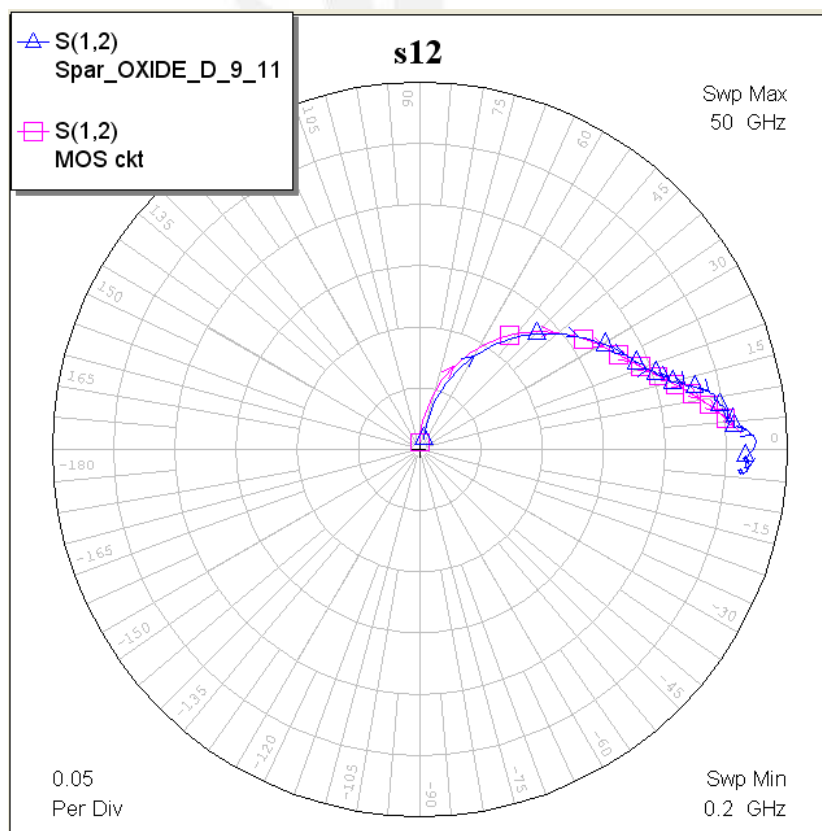


圖 4.17 MOS-HEMT 調整後之 S₁₂ Polar 圖

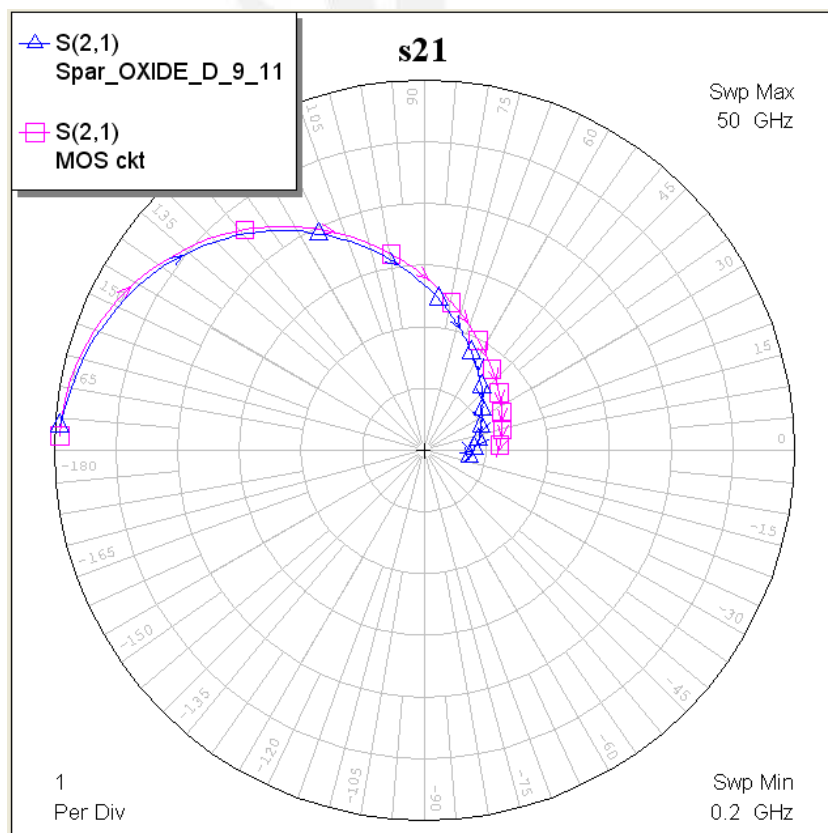


圖4.18 MOS-HEMT調整後之S₂₁ Polar圖

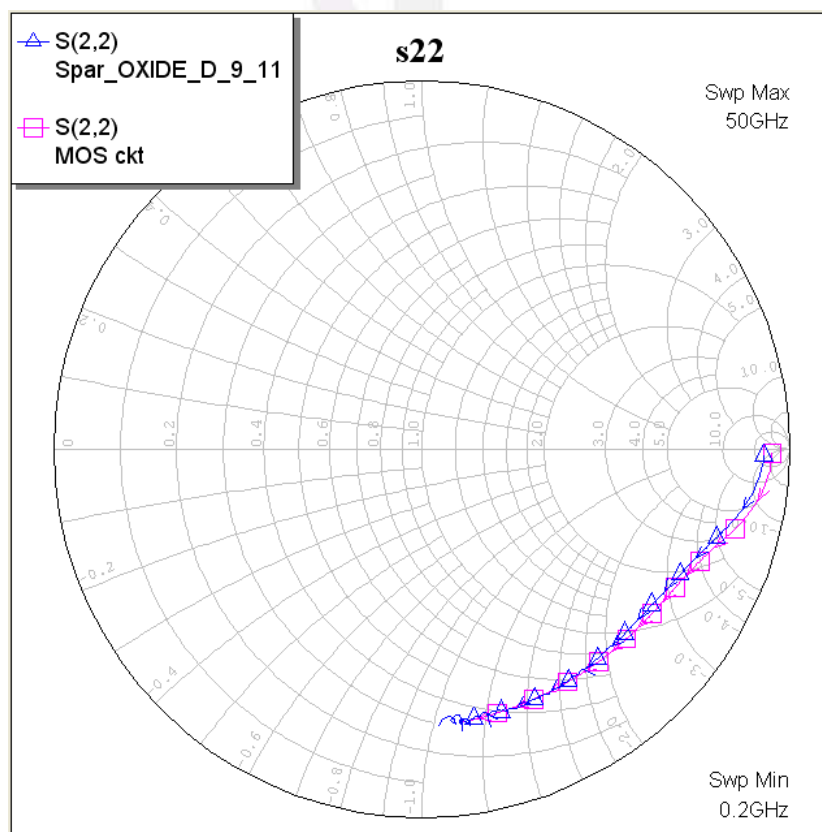


圖 4.19 MOS-HEMT 調整後之 S₂₂ Smith Chart 圖

