

逢甲大學學生報告 *ePaper*

砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化物-半導體

擬晶性高電子遷移率電晶體

高頻參數萃取與元件模型分析

Parametric Extraction and High-Frequency Model

Build-Up for AlGaAs/InGaAs MOS-pHEMTs

作者：吳宇勝

系級：電子工程學系 四甲

學號：D9775779

開課老師：李景松

課程名稱：微波元件

開課系所：電子工程學系

開課學年：100 學年度 第 2 學期



中文摘要

在此專題內，我們將探討臭氧水處理形成氧化層的砷化鋁鎵/砷化銦鎵金屬-氧化物-半導體擬晶性高電子遷移率電晶體與未經臭氧水處理的高電子遷移率電晶體特性做為比較，分析兩者對元件特性之影響，如：電流電壓特性、外部轉導值及崩潰電壓等。

藉由 Microwave Office 電腦軟體，建立電晶體小訊號等效模型。然而，在相關於金屬-氧化物-半導體高電子遷移率電晶體之高頻元件模型建立與參數分析及其相較於具有傳統閘極結構之元件之間之差異與探討其物理意義，極少在文獻上有提出完整詳細之研究討論。因此本專題研擬藉由電腦輔助設計(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，針對金屬-氧化物-半導體高電子遷移率電晶體及具有傳統閘極結構高速元件結構，建構出完整之 RF 元件模型；進而比對元件結構差異，針對每一小訊號元件參數，詳細探討其重要之物理意義。本專題可經由高頻參數萃取，成功建立具有高精準且具物理意義之 MOS-HEMT 高頻元件模型，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： 臭氧水、高電子遷移率電晶體、小訊號元件參數

Abstract

In this topic, we will explore the ozone water treatment to form the oxide layer of AlGaAs /InGaAs metal - oxide – semiconductor contemplated the crystalline high electron mobility transistors without ozone water treatment high electron mobility transistor characteristics as a comparison, analysis of both the impact on the device characteristics, such as: the current-voltage characteristic, extrinsic transconductance values and breakdown voltage.

By the Microwave Office computer software, create transistors small-signal equivalent model. However, in the metal - oxide - semiconductor high electron mobility transistors established with the participation of the high-frequency component model number analysis and compared with the difference between the structure of the components of the traditional gate and explore its physical significance, very little in proposed the complete details of the study discussed in the literature. The topic develop by computer-aided design (CAD) software, and gradually through the matrix operations extrinsic

nature of small-signal components extracted parameters for metal - oxide - semiconductor high electron mobility transistor and a traditional gate structure structure of the high-speed components to construct a complete RF components model; thus faster than the device structure differences, small signal components for each parameter, discussed in detail the important physical significance. The topic via the high-frequency parameters extracted successfully established with high precision quasi possessed the physical significance of the MOS-HEMT high frequency component model, which develop a high-frequency component model parameter extraction platform can also provide direct MMIC design technology of industrial applications .

Keyword : Ozone water, HEMT, small signal parameters

目 次

中文摘要	1
Abstract	2
第 1 章 序論	6
第 2 章 高電子遷移率電晶體基本工作原理及模型	9
2-1 高電子遷移率電晶體結構	12
2-2 小訊號元件模型	18
2-2-1 寄生電感 (L_s, L_g, L_d)	20
2-2-2 寄生電阻 (R_s, R_g, R_d)	21
2-2-3 襯墊電容 (C_{pd}, C_{pg})	21
2-2-4 本質電容 (C_{gs}, C_{gd}, C_{ds})	22
2-2-5 轉導 (g_m)	22
2-2-6 輸出電阻 (R_{ds})	23
2-2-7 轉導延遲 (τ)	23
2-2-8 充電電阻 (R_i)	24
第 3 章 高頻參數萃取	25
3-1 介紹	25
3-1-1 晶圓量測	25
3-1-2 參數量測與模型建立	27

3-1-3 S 參數量測法	27
3-2 各種偏壓條件下模型之方程式化	30
3-3 本質元件參數萃取	30
3-4 外質元件參數萃取	38
3-4-1 HEMT 在夾止區的簡化模型	38
3-4-2 襯墊電容	39
3-4-3 外質電感及電阻	40
第 4 章 實驗結果與討論	42
4-1 基本直流特性	42
4-1-1 電流-電壓特性	42
4-1-2 外部轉導特性	44
4-1-3 閘-汲極兩端電流-電壓特性	47
4-2 射頻特性	48
4-3 元件模擬分析	51
4-3-1 傳統 HEMT 高頻模型建立	51
4-3-2 MOS-HEMT 高頻模型建立	59
4-3-3 討論分析	67
第 5 章 結論	70
參考文獻	71

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[1]-[5]，由於InGaAs 通道具有低有效電子質量、高電子遷移率與高驅動電流之優點，因此以InGaAs 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。[6]

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(MOS-HEMT)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。且有鑑於MMIC 設計技術已為現今無線通訊領域極為重要之技術環節，因此能否提供完整並準確的元件高頻模型已成為IC 設計能否符合預期效能及規格的關鍵因素，因此本計劃擬藉由Microwave Office 電腦輔助軟體(CAD)經由矩陣運算流程設計，對於金屬-氧化物-半導體高電子遷移率電晶體(MOS-HEMT)及具有傳統閘極結構高速元件結構，逐步萃取小訊號本質及外質參數，並經由模擬平台比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；尤其，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。

過去三十年，高電子遷移率電晶體已被廣泛使用於微波及微米波的應用領域。精確的高電子遷移率電晶體模型可使得此元件更適合使用於電腦輔助設計軟體做電路之設計與分析。目前在電腦輔助設計軟體中最常見的元件模型為等效電路模型，並且有許多的研究致力於發展元件之黑盒子模型及速度更快的物理模型。然而，由於其計算效率及傳統電腦輔助設計軟體的廣泛支援，因此等效電路模型預期仍能在電路設計的領域存活一段時間。

很顯然的，元件模型的精確度將直接影響到電路設計的準確度，準確的元件模型是快速設計及生產的必要條件。不準確的模型將會使得電路的設計及製造需要經歷多次的嘗試錯誤，也因此提高了成本。除此之外，現今之通訊系統需求更多有著更小尺寸單晶微波積體電路，而尺寸的縮小及晶片密度的增加更加具了對於精確之元件模型的需求。而小訊號模型與大訊號模型之間是息息相關。小訊號模型越準確，其大訊號模型也會更準確。而小訊號模型對於一些元件的分析如增益、雜訊等有著相當大的幫助，此外透過小訊號模型可更深入了解元件在電路中之運作。

當我們談到高電子遷移率電晶體的模型化時，不能不提到其在電路設計上的應用。在過去幾年，高電子遷移率電晶體已經被應用於行動及無線通訊技術，此外，傳統的收音機、射頻及微波

通訊技術，已被應用於無線區網、個人通訊系統及行動衛星通訊系統。綜合上面所述，取得精確的小訊號模型為能否精確評估電路效能及維持低成本的重要因素。



第 2 章 高電子遷移率電晶體基本工作原理及模型

近年來，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。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之優點，因此以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。

為減少離子散射問題，電子傳導速度對場效應電晶體特性為重要因素，電子傳導速度主要由電子遷移率及飽和速度(Saturation Velocity)所決定，高速場效電晶體期微波特性可由電流增益截止頻率(f_T)

$$f_T = \frac{V_s}{2\pi l L_g} \quad (2.1)$$

其中 V_s 是電子飽和速度、 L_g 是閘極長度大小。由式中可知 f_T 受到 V_s 及閘極長度大小影響，電子飽和速度則由材料結構所決定。 V_s 閘極長度由微影技術所決定。

由上述可知元件特性由材料性質與製程技術所決定，其特性可由下列幾個參數決定：

- (1) 源極電阻：它限制了本質轉導(Intrinsic Transconductance, g_m)的大小、 f_T 與雜訊。
- (2) 閘極電阻：它決定了閘極延遲時間、蕭特基二極體特性(n, Φ_B, I_g)與雜訊。
- (3) 輸出電導(Output Conductance, g_{ds})：它影響了直流增益($A_V = g_m/g_{ds}$)。綜合上述分析：欲提高元件的效率可從材料結構可從材料結構及配合縮短閘極長度的製程技術，才可達到低雜訊、高增益高速電子遷移率。
- (4) 閘極窗口蝕刻(Gate Recess)：影響直流電流值、電導增益、臨界電壓(Threshold Voltage, V_{th})及電流截止特性，另外，閘極窗口蝕刻技術他減少了源極電阻(Source Resistance, R_S)因此提高截止頻率，但也產生了輸出端(汲極)對輸入端(源極)的回授電容(Feedback Capacitance, C_{gd})，使得 S_{12} 介入損耗 (Insertion loss) ，參數減少影響高頻特性。

另外，有三個因素使得HEMTs 有較低的雜訊：

- (1) 較低源極電阻。
- (2) 載子侷限較佳，閘極偏壓在夾止電壓時，可使元件處於低雜訊狀態。
- (3) 2DEG 與摻雜體經由空間曾分開，減少載子碰撞離子機率，降低雜訊源。

在元件模組的製程上，瞭解半導體元件的結構及操作模式是重要的。一個元件模組基本上可反映出如何從中瞭解元件的物性及其操作模式。而描述元件特性的方法全依賴其物性。在這個章節中，我們將探討一些高電子遷移率電晶體(HEMT)元件的物性。而當中小信號模型將會被提及並且就其物性方面進行探討。

2-1 高電子遷移率電晶體結構 [7]

利用雙埠網路理論去推導本質部分Y 參數。四個Y 參數將會以本質等效電路參數($C_{gs}, R_i, g_m, \tau, C_{gd}, R_{ds}, C_{ds}$)的函數形式被表示出來。在下一節裡，寄生電感和電阻將被轉換為Z 參數。

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。

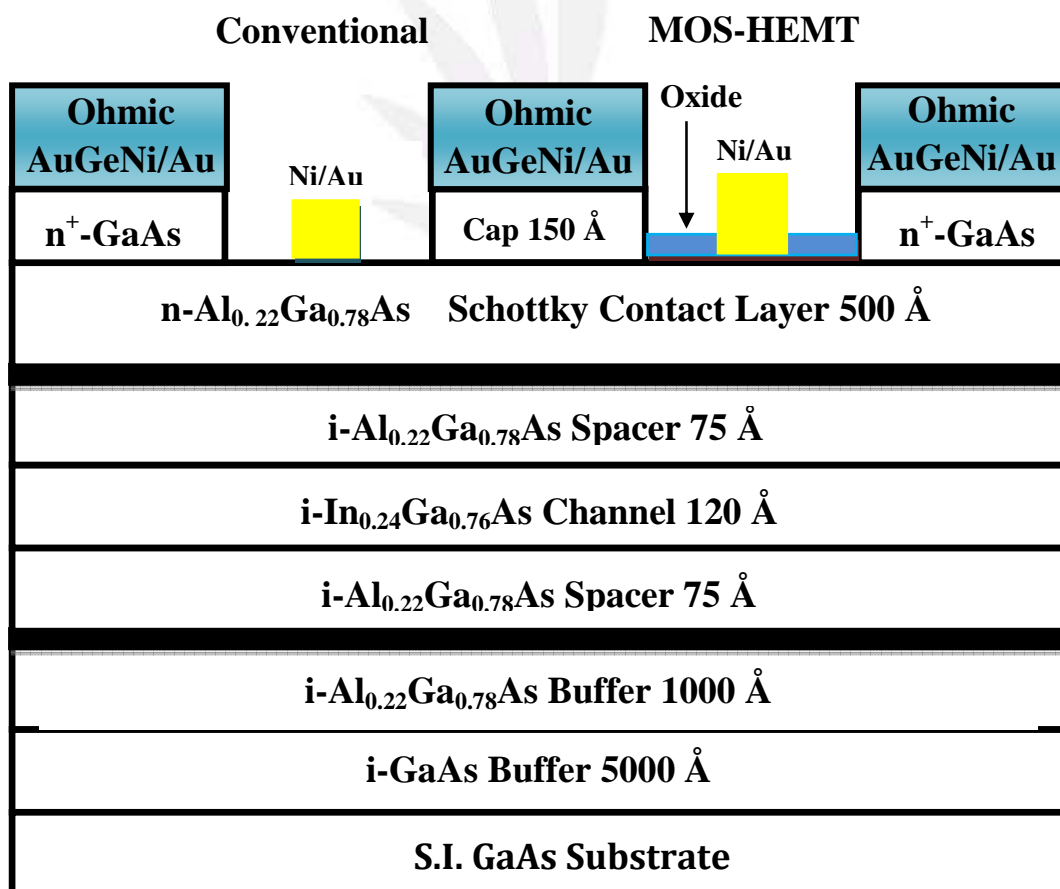


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .1 顯示出一個傳統的

HEMT 與 MOS-HEMT 元件結構示意圖

雙 δ -摻雜 HEMT 磊晶結構由下往上依序包含：一具有半絕緣特性之 GaAs 基板、一 GaAs 緩衝層、一 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 緩衝層、一 δ -摻雜層、一 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 隔離層、一 $\text{In}_{0.24}\text{Ga}_{0.76}\text{As}$ 通道層、一 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 隔離層、一 δ -摻雜層、一 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 蕭特基接觸層及一 GaAs 覆蓋層。

如圖2.1左側所示，為直接於該 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 蕭特基接觸層蒸鍍 Ni/Au 閘極電極之傳統 HEMT 元件結構；而圖2.1右側所示為我們所研擬之 MOS-HEMT 元件結構，其介於 Ni/Au 閘極與 $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}$ 蕭特基接觸層之間形成一氧化層膜，以有效抑制閘極漏電流、增進元件工作性能。

磊晶結構介紹：

(1) 覆蓋層(Cap Layer)：

通常 InGaAs 覆蓋層是以重摻雜約 10^{19}cm^{-3} ，能在 HEMT 中提供好的歐姆接觸。覆蓋層中的高摻雜濃度和厚度使得元件源極電阻值下降，並且導致非常高的電子速度、轉導值(g_m)與整體電流增益截止頻率(f_t)。然而，較厚覆蓋層的 HEMT 也明顯地降低元件崩潰電壓，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，不能與閘極接連到，以避免覆蓋層會有並聯導通效應

(parallel conduction effect)。

(2) 蕭特基層(Schottky Layer)：

蕭特基層通常使用寬能隙材料，來達到蕭特基接觸特性，由於在InAlAs /InGaAs異質表面有很大的傳導帶不連續，在此的電子會從InAlAs擴散至InGaAs並且形成二維電子雲，允許較高的面電荷密度(high sheet charge density)且改善載子的限制力。一個較薄的InAlAs蕭特基層能使閘極到通道間距離縮小，使得有較高轉導值但相對也降低了崩潰電壓。

(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)高汲極電流驅動力
- (b)低雜質散射效應
- (c)高線性轉導
- (d)高閘極圖像縱橫比，以降低短通道效應

δ -摻雜材料具有高汲極電流驅動力是因為它的重摻雜濃度與無摻雜蕭特基層能導致高崩潰電壓。因為載子能良好受限於V-形狀量子井所以轉導值也明顯地增大。此外，由於較高濃度的二維電子雲使得通道之阻值比傳統FET更小。這些優點明顯地影響閘極長度低於 $2\mu\text{m}$ 的短通道元件特性。擁有 δ -摻雜層的材料導致高遷移率與高

轉導值的特性，使得在高速元件應用上大有潛力。

HEMT元件在通道上插入 δ -摻雜層能獲得較高轉導值。而且當HEMT元件在通道下插入 δ -摻雜層能獲得較高的崩潰電壓。分別在通道上下兩側插入雙層 δ -摻雜層能獲得較高載子濃度。

(4) 隔離層(Spacer Layer)：

在HEMT中，電子和施體離子仍然存在一種電荷作用力，稱為庫倫散射。為了解決這種問題，我們利用隔離層從接面施體離子隔離二維電子雲，進而減少由施體原子庫倫散射影響。隔離層的厚度對電晶體的效能有重要的影響，較薄的隔離層可以提高面電荷密度在通道中，這將導致在源極有更小的阻抗，更高的 g_m ，及更高的電流密度，典型的空間電荷區寬度位於 $20 \text{ \AA} \sim 50 \text{ \AA}$ 。

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

我們利用砷化銦鎵的材料所形成的二維電子雲通道來改善HEMT的性能。我們可以看到能隙的特徵相對於晶格常數在圖2.2。在砷化銦鎵通道和砷化鋁鎵層中，有不匹配的晶格常數。如圖2.3所示，被壓縮的砷化銦鎵層可以跟砷化鎵和砷化鋁鎵的晶格匹配。我們可以看到遭受扭曲的砷化銦鎵，從正常立方體晶體結構扭曲變成四邊形。決定在InGaAs和GaAs之間的晶格不匹配可以容納有彈性厚度，展示在圖2.4。因砷化鎵有非常高的莫耳分數，晶格厚度非

常小以至於始量子尺寸電子躍遷至次能帶能階，並且降低電子束縛能。使用砷化銦鎵層的HEMT的好處，包括增強電子遷移能力、增進載子在通道量子井中的束縛力，且有更高的電子移動率。

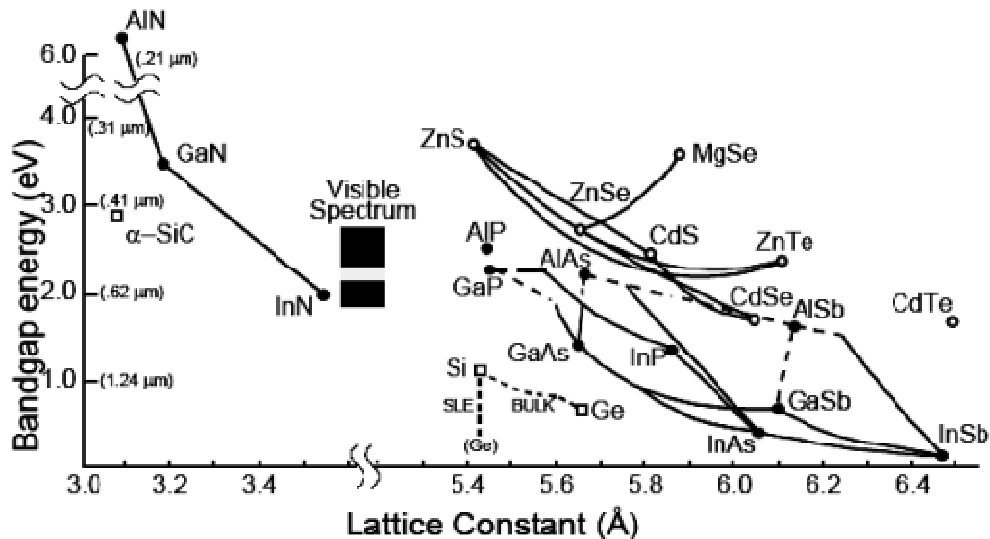


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .2 化合物半導體的能帶與晶格常數關係圖

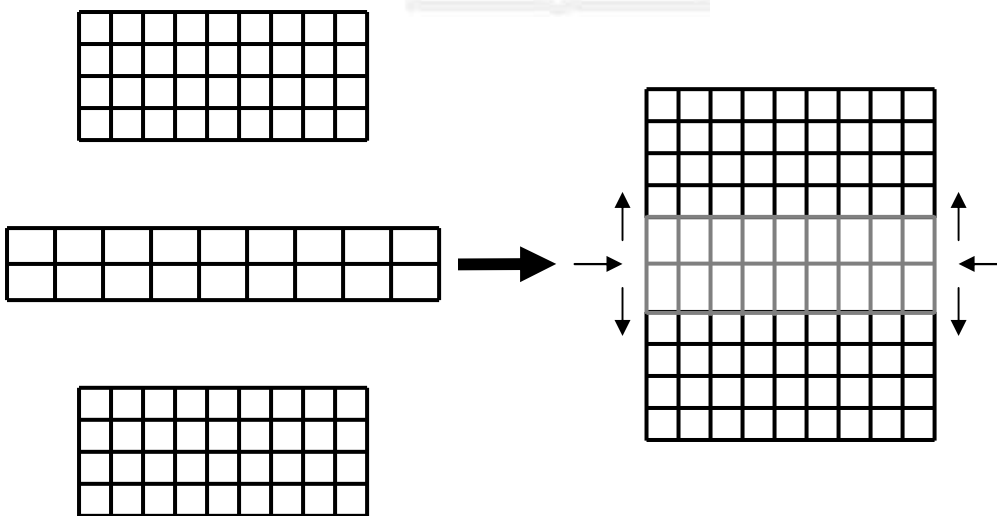


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .3 擬晶性 HEMT 結構

的晶格排列



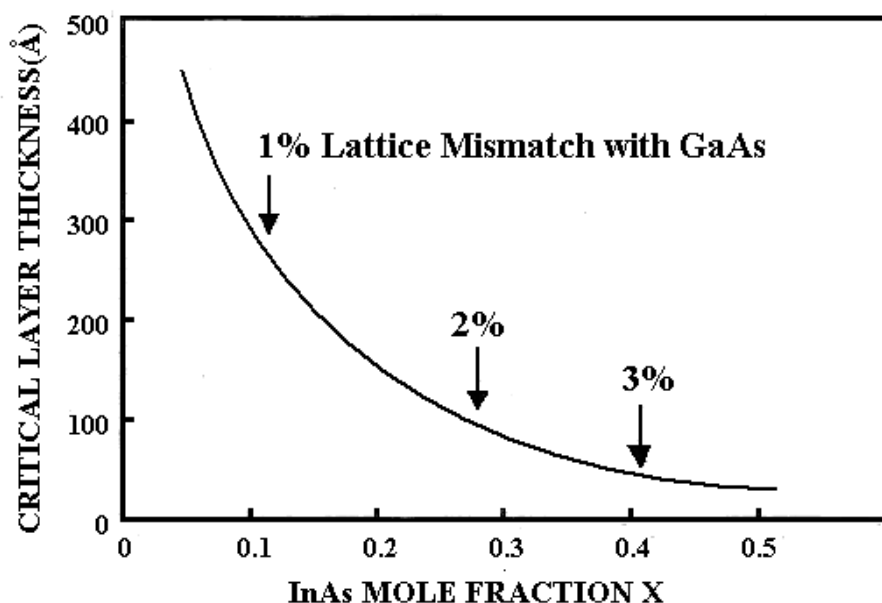


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。4 $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ 的臨界厚度與 InAs 莫耳數的關係圖

(6) 緩衝層(Buffer Layer)：

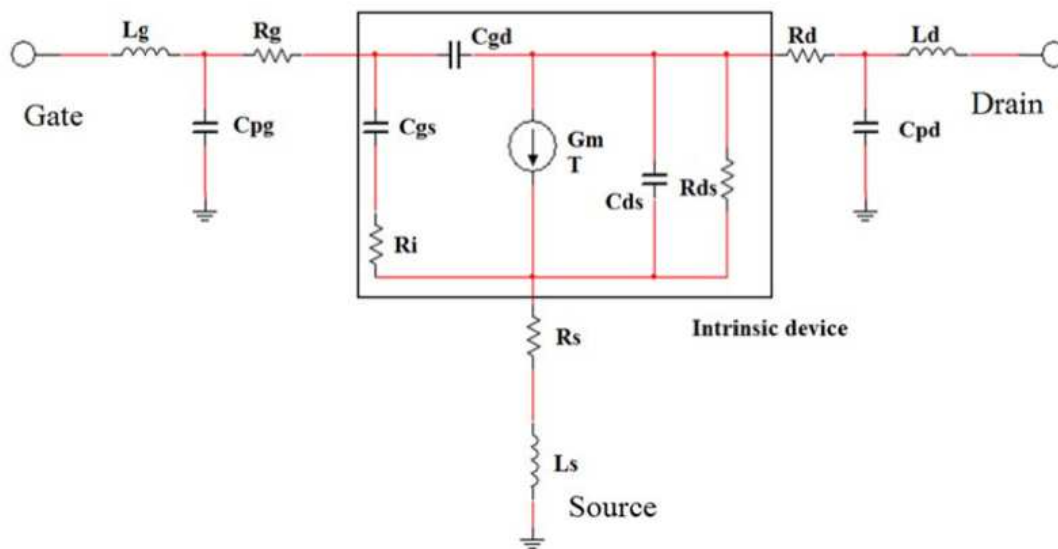
為了有好的絕緣通道和排除從基板產生的電性影響，許多的研究都在設法改進緩衝層結構。典型未摻雜 GaAs 緩衝層雖然有很高的阻抗，但不良的基板品質卻不能有好的絕緣系統。電子會藉由汲極-源極電場注入 GaAs 緩衝層。具有高阻抗和寬能隙的 AlGaAs 是理想的緩衝層材料，而此元件特性與成長參數息息相關，這也是為什麼很難得到好品質接面的主要原因。為了改善不良接面使通道中移動率降低的問題，其中能解決此問題的技術是在 AlGaAs 層中插入薄層 GaAs，提高雜質濃度並在下一個 AlGaAs 長晶層提供一個平

滑的表面。此技術有效阻絕從基板產生的雜質和電性，元件會有較好的夾止與微波功率特性。

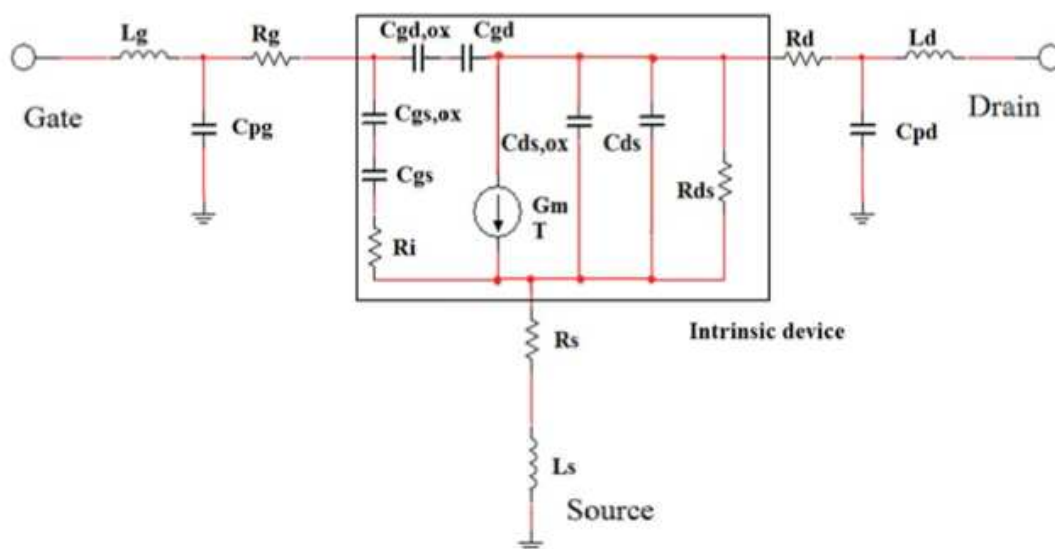
2-2 小訊號元件模型

在分析微波電路時，HEMT 的小訊號等效電路觀念對於元件特性的分析相當有幫助並且提供計算S參數。原本在低頻時的雙埠網路是由y、z、h 參數來表示，但是工作頻率超過100 MHz 模型的網路上y、z、h 參數以不適用，主要原因高頻電路中，由於波長較短，元件的尺寸就無法再是為一個節點，某一個瞬間元件上所分布的電壓、電流不一致。而必須採用電磁學中的反射及傳輸模式來分析電路。因此我們便使用S參數來測元件的高頻特性。

量測S參數一般最常見的頻率範圍可達20或50 GHz，在這我們使用20 GHz，方便在取外質參數部分。圖2.5為傳統閘極結構HEMT及MOS-HEMT元件結構，所架構出的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 $C_{ox,gd}$ 及 $C_{ox,gs}$ 串聯電容、於汲極-源極側增置 $C_{ox,ds}$ 並聯電容，其提供了S參數一個良好的匹配在20 GHz 的條件下。圖2.6為剖析圖，並且在下面有介紹高頻寄生效應。



(a)



(b)

圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。5 (a)傳統 HEMT 與 (b)MOS-HEMT 之 RF 元件模型等效電路圖



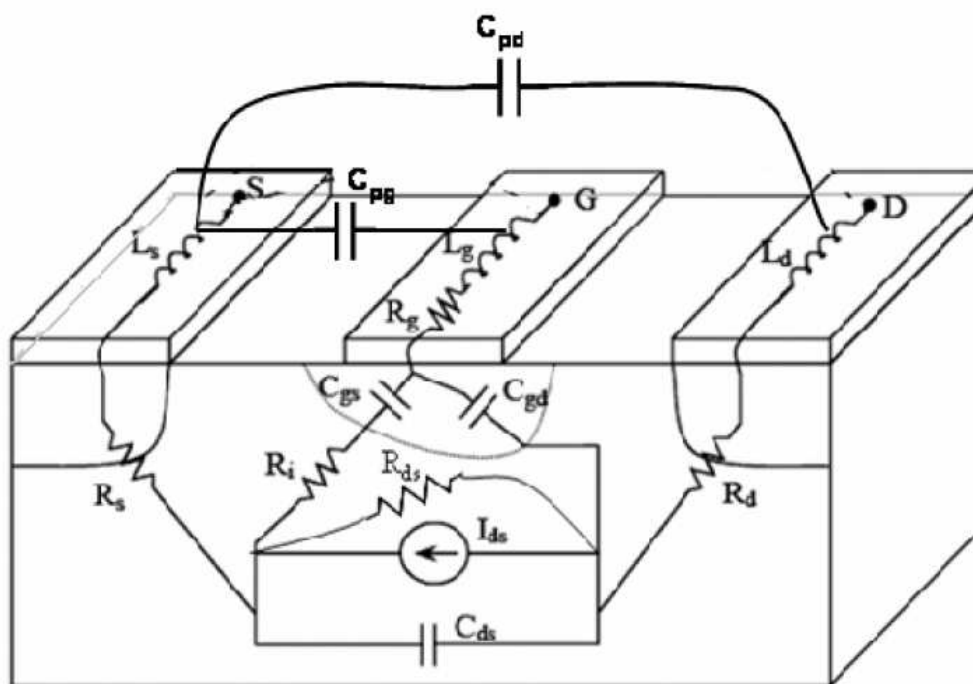


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。6 HEMT 的結構與等效電路

2-2-1 寄生電感 (L_s, L_g, L_d)

寄生電感是指電路模組的外部電感其中包含了 L_g, L_d, L_s 。那些電感是由於在元件表面的金屬接觸所引起的。雖然這是使用特殊佈局的作用，但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 L_g 和 L_s 大約是 5 到 10 pH。而源極電感經常很小，大約 1 pH。注意除了寄生導線電感或寄生封裝電感外，這些電感的存在必須也能在封裝元件的整個電路模組下被解釋。在許多的例子中，導線電感大約在 0.1~0.3 pH，並且在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。 R_s 和 R_d 的存在可由歐姆接觸的接觸電阻和基板電阻所造成的主動通道所解釋。閘極電阻 R_g 的產生是由於閘極蕭特基接觸的金屬電阻所造成。而三個電阻的電阻值大約幾歐姆。雖然在這些數值上 R_s 和 R_d 的量測顯示著輕微的偏壓相關性，但在大訊號模組下其是保持定值的，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將其偏壓相關性考慮進去，特別是假如其值嚴重依靠偏壓時。所有的寄生電阻值可從直流量測或是直接使用最佳化方法的S參數所估計出來。然而，後者的技術可取得更多準確的結果因為他是從處於偏壓點上的典型高頻資料中計算其電阻值。

2-2-3 襯墊電容 (C_{pd}, C_{pg})

這些電容也包含在電路模組的外部。襯墊電容來自於金屬襯墊之間的雜散電容。襯墊電容是由金屬線的交叉電容及半絕緣基板背面的電容所構成的，而半絕緣基板的背面經常連接著源極端。然而，交叉電容經常比基板電容來的小許多。以下兩個襯墊電容時常包含在電路模組中： C_{pg} 閘極襯墊電容和 C_{pd} 汲極襯墊電容。 C_{pg} 是指閘極與源極襯墊之間的電容反之， C_{pd} 是指汲極與源極襯墊之間的電容。典型的 C_{pg} 和 C_{pd} 大約在幾十 fF。襯墊電容能從沒有主動元件的特殊構造或

是直接從使用最佳化方法的 S 參數被估計出來。

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底下，閘極-汲極電容有較大的值因為它是以前空乏區電荷的變化作為模組，而空乏區電荷的變化是由於閘極-源極電壓的變動所造成。在這些正常的偏壓狀況底下， C_{gd} 比起 C_{gs} 相對小的多但它卻是得到更精準 S 參數量測的關鍵。而汲極-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。由於元件模組的緣故， C_{ds} 經常不被認為由偏壓相關性所引起。再正常的放大器偏壓狀況下，典型的 C_{gs} 值大約是 1 pF/mm(閘極寬度)。 C_{gd} 和 C_{gs} 大約是 C_{gs} 的十分之一。因為對稱性的關係， C_{gs} 和 C_{gd} 近乎相同當 $V_{ds} = 0$ V。

2-2-5 轉導 (g_m)

高電子遷移率電晶體本身的增益機制是由轉導所提供的。轉導 g_m 是輸出電流 I_{ds} 變化對應內部輸入電壓 V_{gs} 電壓變化的量測。而內部輸入電壓是指橫跨在閘極-源極接面的電壓。換言之，元件的轉導被定義為汲極-源極電壓維持定值時 $I_{ds} - V_{gs}$ 特性曲線的斜率。其數學表示如下所示：

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

對於微波與毫波應用而言，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，有著高轉導的元件將可提供更大的增益和更加的高頻執行效率。

2-2-6 輸出電阻 (R_{ds})

輸出電阻 R_{ds} 是指汲極與源極之間的增值電阻而以其倒數，輸出電導 g_{ds} 來解釋更為合宜。輸出電導是輸出電流 I_{ds} 變化對應輸出電壓 V_{ds} 電壓變化的量測。因此，它可被定義為閘-源電壓維持定值時 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。它在測定元件的最大電壓增益扮演著相當重大的角色而且對於測定最佳的輸出匹配條件是相當重要的。低輸出電導特性的元件是令人嚮往的。

2-2-7 轉導延遲 (τ)

轉導不能即時對閘極-源極電壓的改變做出回應。轉導延遲是描述製程本身所存在的延遲。實際上，轉導延遲代表的是在閘極電壓變動之後電荷重新分配所需要的時間。典型的 τ 值大概是 1 ps。從物理的角度來看，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。然而，對於許多元件而言 R_i 的存在是足以匹配 S_{11} 的實部。因此， R_i 是很難得到的且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

根據所使用的模型及特徵化的方法，有許多方法可用來萃取場效電晶體模型的各项參數。在本章我們將討論使用 S 參數量測，各參數之間之數學關係也將被推導出來。

3-1-1 晶圓量測

針對半導體元件進行高頻量測的方法可分為測試夾具法(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：

此方法為較早其所發展的量測方式，該量測法可針對已封裝或是尚未封裝的待測元件(Device Under Test, DUT)進行量測。一開始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。若為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。經過元件切割

且包裝後作量測，能反映出元件包裝後的最終特性，如此便能提供使用該元件的電路設計者元件包裝後最真實的元件特性資訊。但由於必須把元件切割且包裝後才能進行量測，因此使得元件封裝前的原始真實特性，因為封裝所需的打線及夾具等的若干寄生效應而失真，如此一來，對於元件、製程設計及改良之工程師而言，將無法真實地掌握元件原始特性，妨害了元件製作上的改良及特性提升。量測未包裝的晶片雖可免去前述之缺點，但所需的打線仍為一繁雜工作，且須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。

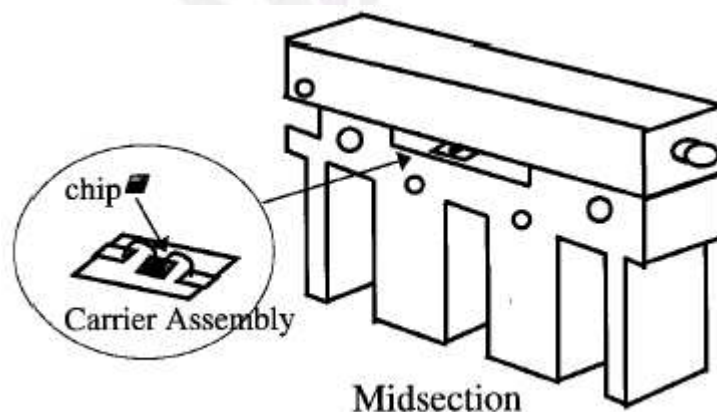


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .7 測試夾具法的量測

(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。此法主要是藉由共平面探針(Coplanar Probes)

的使用來進行量測，此量測法可在元件製程進行中段或是製程結束、封裝前使用，可藉由此方法得到元件封裝前的原始真實特性，避免封裝寄生效應的影響，有效地提高了元件特性及製程改良的可行性，同時也具有更高的時效性，並且節省封裝所需的成本。另外，與運用測試夾具的量測方式比較起來，其元件原始特性也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。

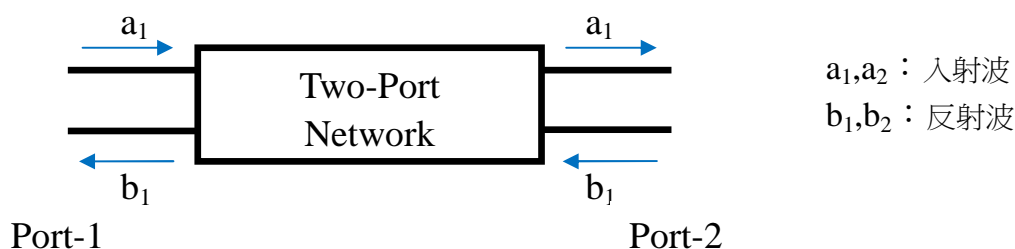
3-1-2 參數量測與模型建立

原本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，主要原因為，求這類的參數量測過程中，一定要將端點作為斷路(open)或是短路(short)的處理，但是當頻率很高時，電路的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為適當，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)、穿透波

(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。



$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad : \text{輸入反射係數}$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad : \text{正向透射係數}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad : \text{反向透射係數}$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad : \text{輸出反射係數}$$

圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。8 雙埠網路的 S 參數
定義

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 50 GHz，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，場效電晶體的小訊號等效電路觀念對於元件特性的分析相當有幫助。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。

為了克服這些困難，我們選擇晶圓高頻探測系統(Wafer-Probing System)的方法，可快速且精確量測等效電路中本質與外質的元件值，以得到與電晶體製程相關參數，而且此參數萃取部分只需要網路分析儀(Network Analyzer)即可，亦為一極大優點。

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。寄生元件可在汲極-源極電壓為零且閘極順偏時所量測之 S 參數來計算。襯墊電容則可由汲極-源極電壓為零但閘極偏壓低於夾止電壓時所量測之 S 參數決定。知道這些寄生元件的數值使得我們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。這個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，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，其中部分元件在

後面的分析中將可被忽略。這個模型可被分為兩個部份：外質與本質去求取。外質參數的部份包含了所有外質參數元件： C_{pg} , C_{pd} , R_g , R_d , R_s , L_g , L_d 及 L_s 。本質參數部份包含了所有本質元件： C_{gs} , R_i , C_{gd} ,

g_m , τ

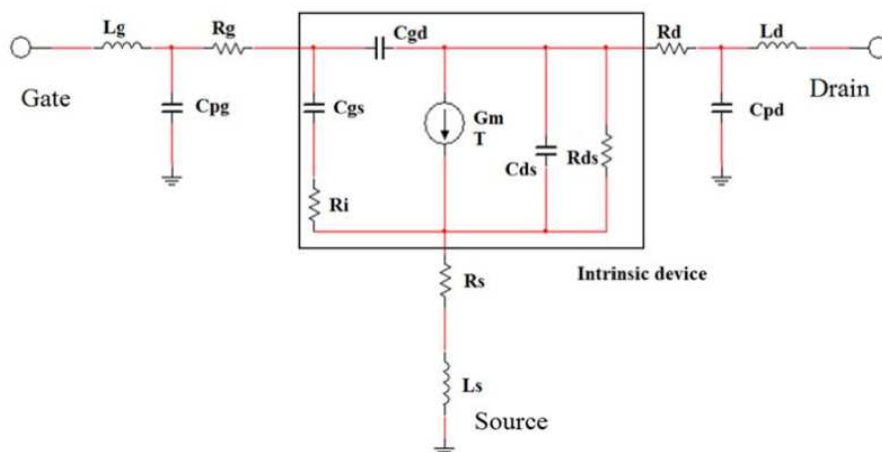


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。9 小訊號等效電路圖

萃取過程的主要概念，已被用於許多的研究上，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 參數的表示法可便於分析及計算本質部分之元件參數。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 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .10 Y 參數 Network

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。由上圖我們可得以下用來表示 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：

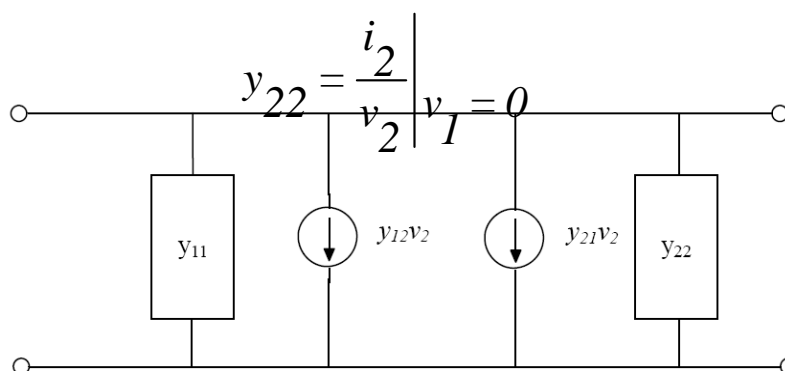
$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2 = 0} \quad (3.3)$$

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

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

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

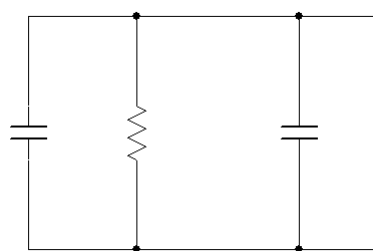
現在
首要的工
將本質的



我們
作是

HEMT 等效電路

型。首先我們將輸
壓於汲極及源極
路，使得 C_{gs} 及



模型轉換為 Y 參數模
入端短路，並施加一電
之間。由於輸入端短
 R_i 的串聯組合被旁路

(Bypass)掉， 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。

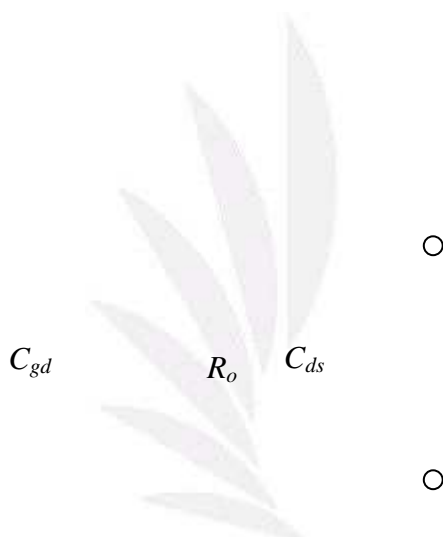


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .11 計算 Y_{12} 的電路

$$y_{12} = -j\omega C_{gd} \tag{3.7}$$

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。

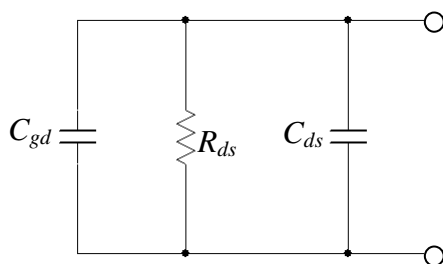


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .12 計算 Y_{22} 的電路

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



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

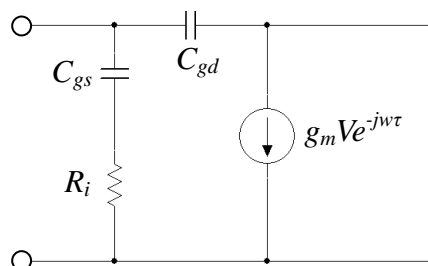


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .13 計算 Y_{21} 的電路

$$y_{21} = \frac{g_m e^{-jw\tau}}{1 + jwR_i C_{gs}} - jwC_{gd} \quad (3.9)$$

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。

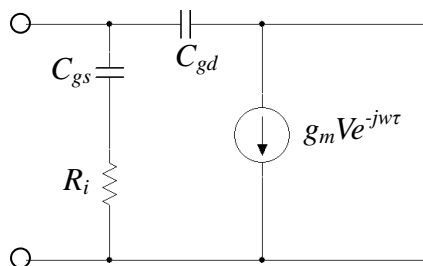


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .14 計算 Y_{12} 的電路

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

我們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：

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

$$y_{12} = -jw C_{gd} \quad (3.12)$$

$$y_{21} = g_m - jw \left[C_{gd} + g_m (R_i C_{gs} + \tau) \right] \quad (3.13)$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + jw(C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.14)$$

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。在以下的推導過程中，我們假設在不同的偏壓點下之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。



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

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

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

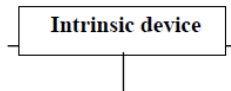
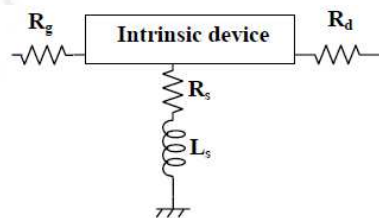
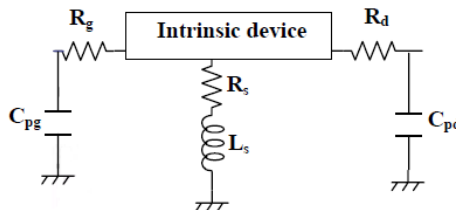
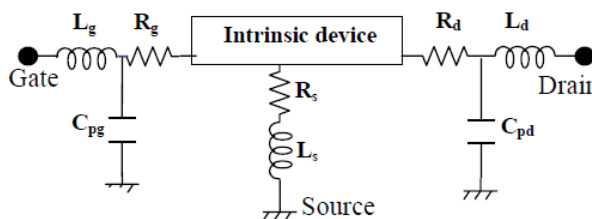
Z 參數轉換 Y 參數

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

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

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

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



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

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

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

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

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

圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .15 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 L_s 及 L_d 。
- (c) 將 Z 參數轉換為 Y 參數，並扣除掉並聯元件 C_{pg} 及 C_{pd} 。
- (d) 再將 Y 參數轉換回 Z 參數，並扣除掉串聯元件 R_g, R_s, L_s 及 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，本質之導納矩陣可由簡單之矩陣運算求得。此外在本節中，本質 HEMT 元件之 Y 參數已透過短路電路而求得，其四組 Y 參數被表示為本質等效電路元件 $C_{gs}, R_i, g_m, \tau, C_{gd}, R_{ds}$ 及 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，因此在此在汲極與源極間的主要元件為 C_{ds} 。由於並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 C_{gs} 及 C_{gd} 將會非常小，因此 R_i 及 R_{gd} 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。

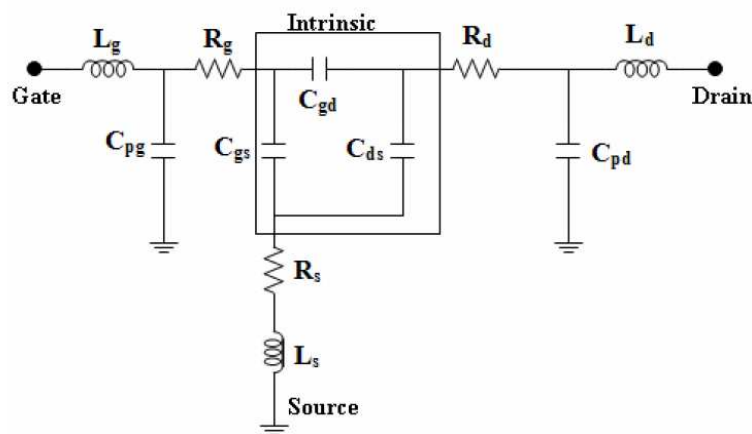


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。16 為夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型

此外，當 V_{ds} 等於零時，由於元件結構為對稱的，因此 C_{gs} 與 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襯墊電容 C_{pg} 及 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被消去。因此，閘-源及閘-汲電容主要由閘極兩面之空乏層擴散產生之邊際電容(fringing-Capacitance)造成，故此兩個

電容應該相等：

$$(3.15)$$

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，因此所有的寄生電阻與寄生電感在低於數個GHz 頻率下 (e.g.5GHz)，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。

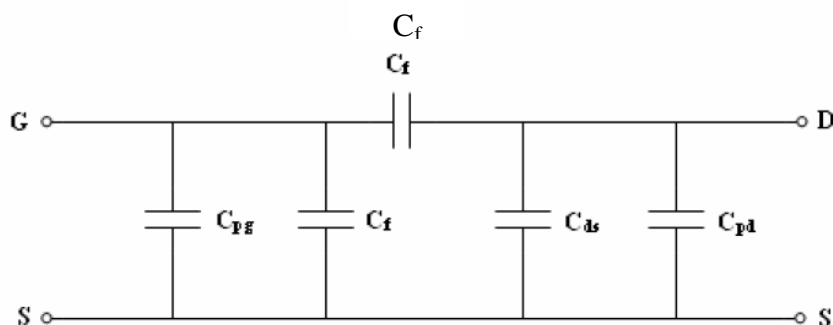


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。17 閘極電壓為夾止電壓之 HEMT 簡化模型

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 C_{pg} 、 C_{pd} 及 C_f 。

3-4-3 外質電感及電阻 [18]-[20]

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 參數加上寄生電阻 R_s 、 R_d 、 R_g 及電感 L_g 、 L_s 、 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，因此寄生電感

L_s 可由 Z_{12} 的虛部而得； L_g 可由 Z_{11} 之虛部而得；而 L_d 則可由 Z_{22} 之虛部得到。寄生電阻 R_s 可由 Z_{12} 之虛部求得； R_g 可由 Z_{11} 虛部求得； R_d 則可從 Z_{22} 之虛部求得。

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 $5 \mu\text{m}$ 。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300 K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 1 V 到 -2 V 之間。外加偏壓變化幅度為 -0.5 V/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。

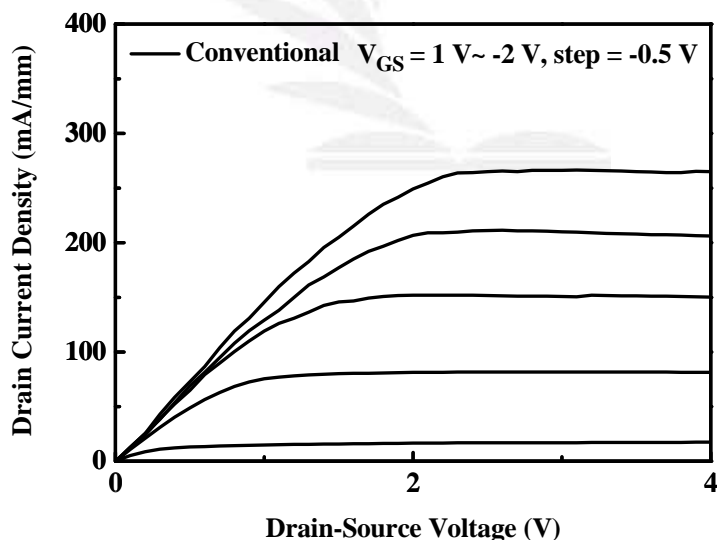


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .18 300K 時，傳統 HEMT 的電流電壓特性曲線圖

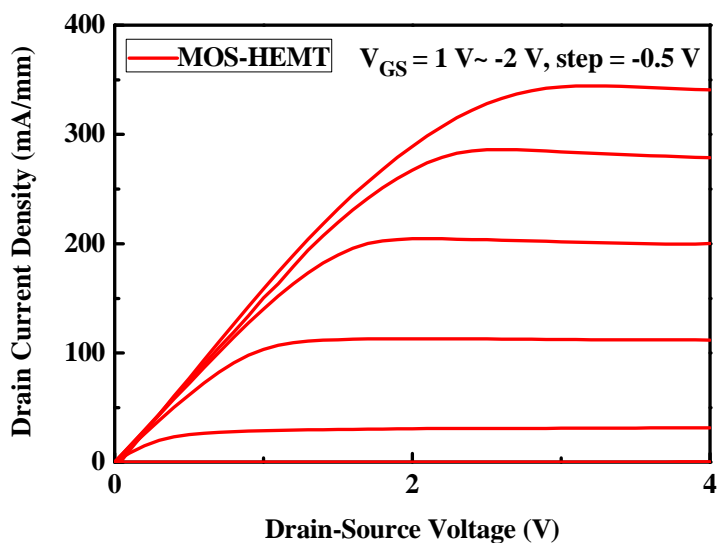


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .19 300K 時，

MOS-HEMT 的電流電壓特性曲線圖

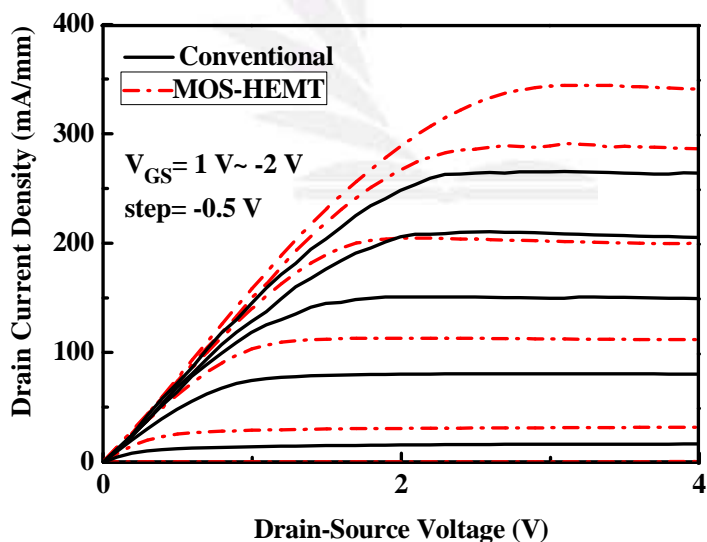


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .20 300K 時，傳統

HEMT 與 MOS-HEMT 的電流電壓特性曲線圖

4-1-2 外部轉導特性

圖 4.4、4.5 中分別顯示，傳統 HEMT 及 MOS-HEMT 在 $V_{DS} = 3 \text{ V}$ 時，外部傳導(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。

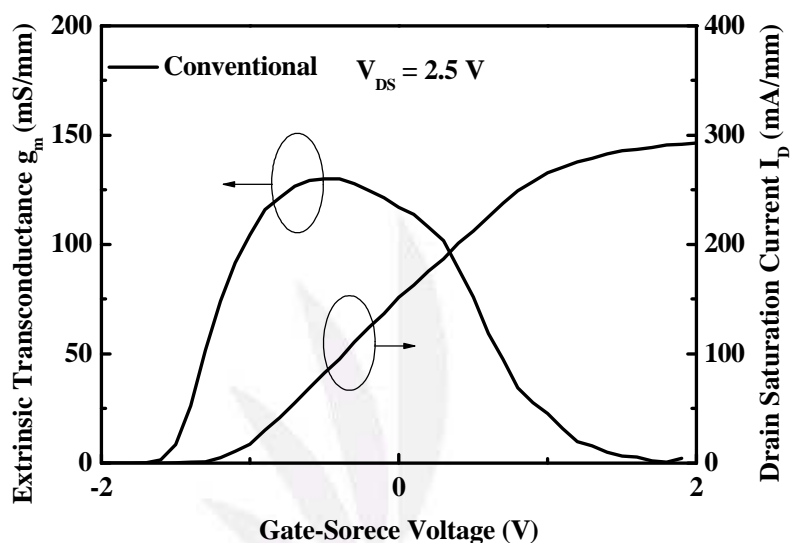


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .21 300 K, $V_{DS} = 3 \text{ V}$

時，傳統的外部轉導及飽合汲極電流

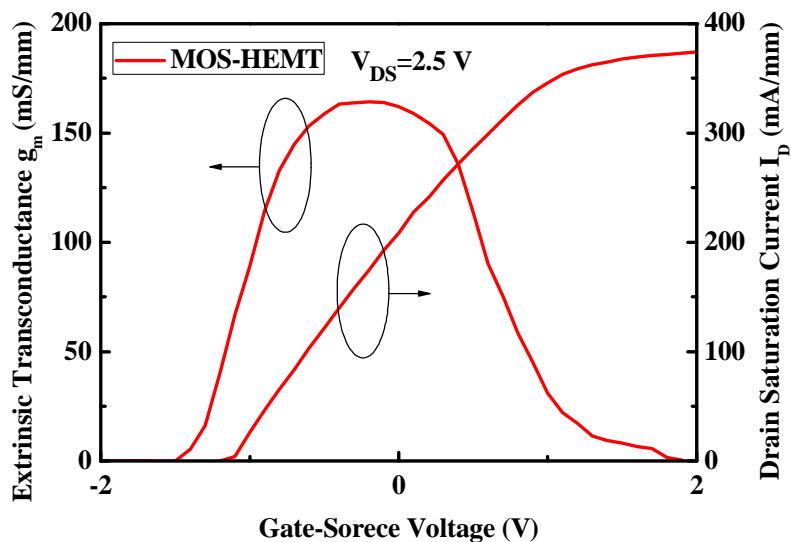


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .22 300 K, $V_{DS} = 3 \text{ V}$

時，MOS-HEMT 外部轉導及飽合汲極電流

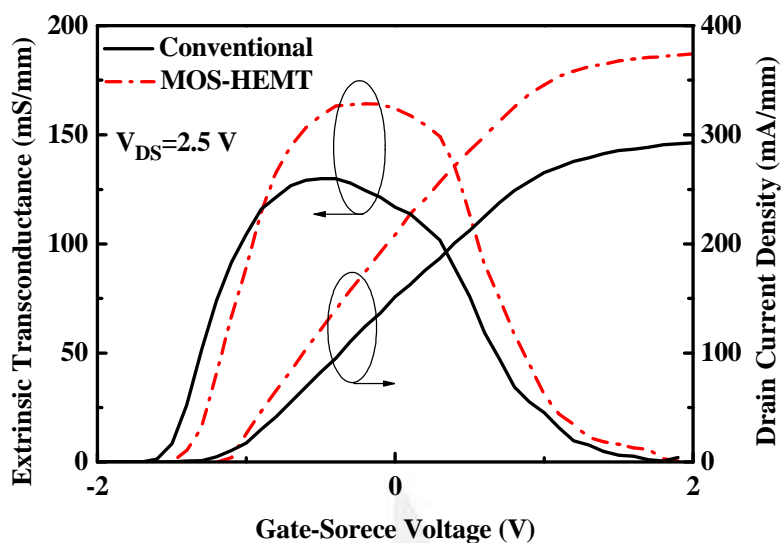


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .23 300 K， $V_{DS} = 3 \text{ V}$ 時，傳

	Conventional	MOS-HEMT
I_{dss0} (mA/mm)	151	208
$I_{d,max}$ (mA/mm)	292	374
$g_{m,max}$ (mS/mm)	129	162
GVS (V)	0.932	1.105
V_{th} (V)	-1.23	-1.05

統與 MOS-HEMT 外部轉導及飽合汲極電流

表4.1 傳統與MOS-HEMT的 I_{DS} ， g_m ， GVS 以及 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，我們以最大外值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。相較於傳統 HEMT 的 0.932 V MOS-HEMT 的 GVS 為 1.105 V。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]：

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

其中 Φ_B 是閘極蕭基特障礙高度， ΔE_C 是蕭特基層與 $In_xGa_{1-x}AsSb$ 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 中列出了各個樣本的臨界電壓，很明顯地，傳統的臨界電壓比 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 $\frac{I_G}{w} = 1\text{mA/mm}$ 時的 V_{GD} 。

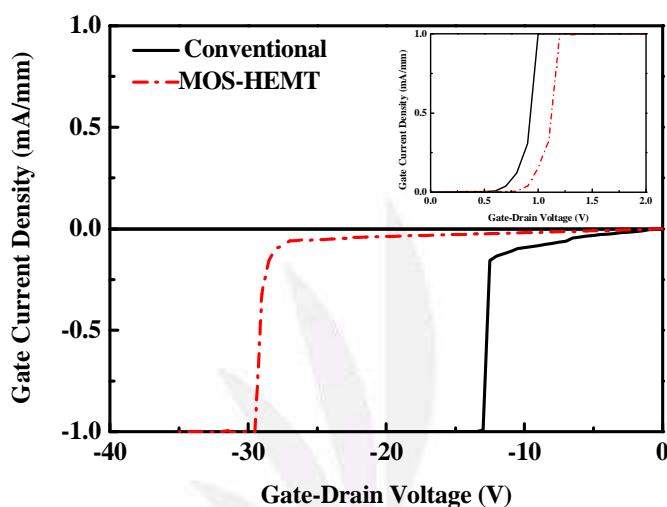


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .24 300K 時，傳統與 MOS-HEMT 的崩潰電壓

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

	Conventional	MOS-HEMT
$BV_{GD}(V)$	13	29.5

表 4.2 傳統與 MOS-HEMT 的兩端特性

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 $5 \mu\text{m}$ 。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表示傳統與MOS-HEMT的電流增益、截止頻率(f_T)和最大振盪頻率(f_{max})。

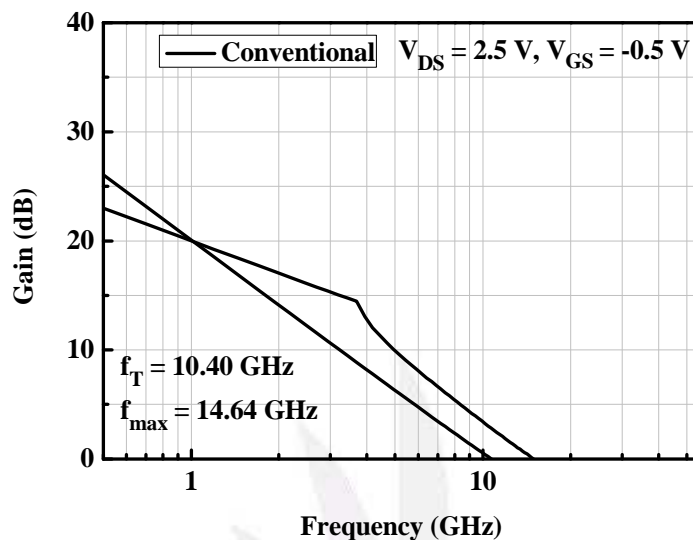


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。25 $V_{DS} = 2.5 V$ ，閘極面積為 $1.2 \times 200 \mu m^2$ 時，傳統 HEMT 的 RF 特性

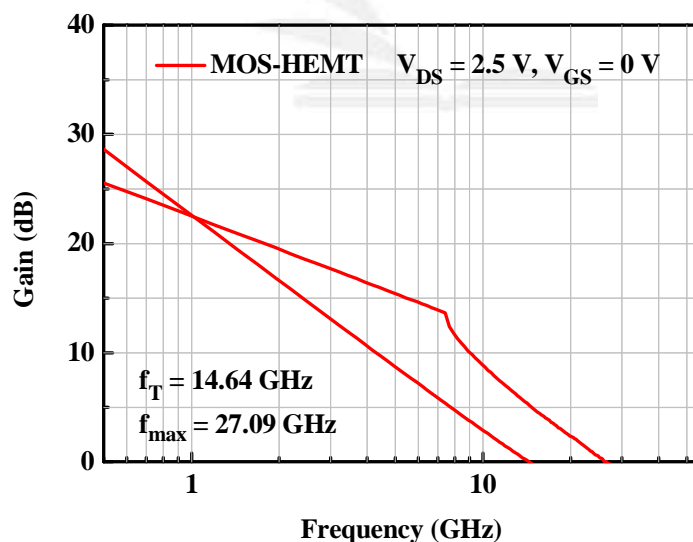


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。26 $V_{DS} = 2.5 V$ ，閘極面積為 $1.2 \times 200 \mu m^2$ 時，MOS-HEMT 的 RF 特性



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相對於傳統的HEMT其截止頻率增加了40.1%及最大振盪頻率增加了85.04%，期許MOS-HEMT改善截止頻率，閘極到通道間的介電層越大使得轉導值越小及閘極電容減少，亦可得到更大的 g_m 和 C_{GS} 值。

	Conventional	MOS-HEMT
f_T (GHz)	10.40	14.64
f_{max} (GHz)	14.64	27.09

表 4.3 閘極面積為 $1.2 \times 200 \mu\text{m}^2$ 時，傳統與 MOS-HEMT 的 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

我們將元件參數萃取分為三個偏壓點去進行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。

元件模擬與結果分析：

在此我們以HEMT為實際量測的元件並進行參數萃取，求得小訊號模型元件的參數。我們將量測頻率從0.1 GHz到20 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再微調，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。

我們將元件參數萃取分為三個偏壓點去進行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。

- (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)	0.533
	R_g (ohm)	18.05
	R_d (ohm)	3.885
寄生電容	L_s (nH)	8.23×10^{-6}
	L_g (nH)	0.02005
	L_d (nH)	0.06985

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

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)	0.411
		C_{gd} (pF)	0.0411
		C_{ds} (pF)	0.006585
	轉導	g_m (mS)	29.32
		g_d (mS)	0.671
	電阻	R_i (ohm)	6.488
	延遲時間	τ (ps)	3.355

表4.6 本質元件參數表

從上表我們成功的萃取出元件的參數值，我們便可以將這些元件參數帶入高電子遷移率電晶體透的微波模型透過Microwave Office這套軟體進行模擬。

將我們原本實際值所量測的元件S 參數畫為Smith Chart 圖，並與我們所萃取出元件參數值帶入微波模型畫出的Smith Chart 圖比較，再將我們模擬出的圖進行元件參數的調變，使模擬的圖近似量測實際值的圖。

我們先接妥電路並且輸入我們所計算出的元件初始值，然後先畫出未調變過比較圖。圖4.10 是我們所接好的小訊號等效電路模型。

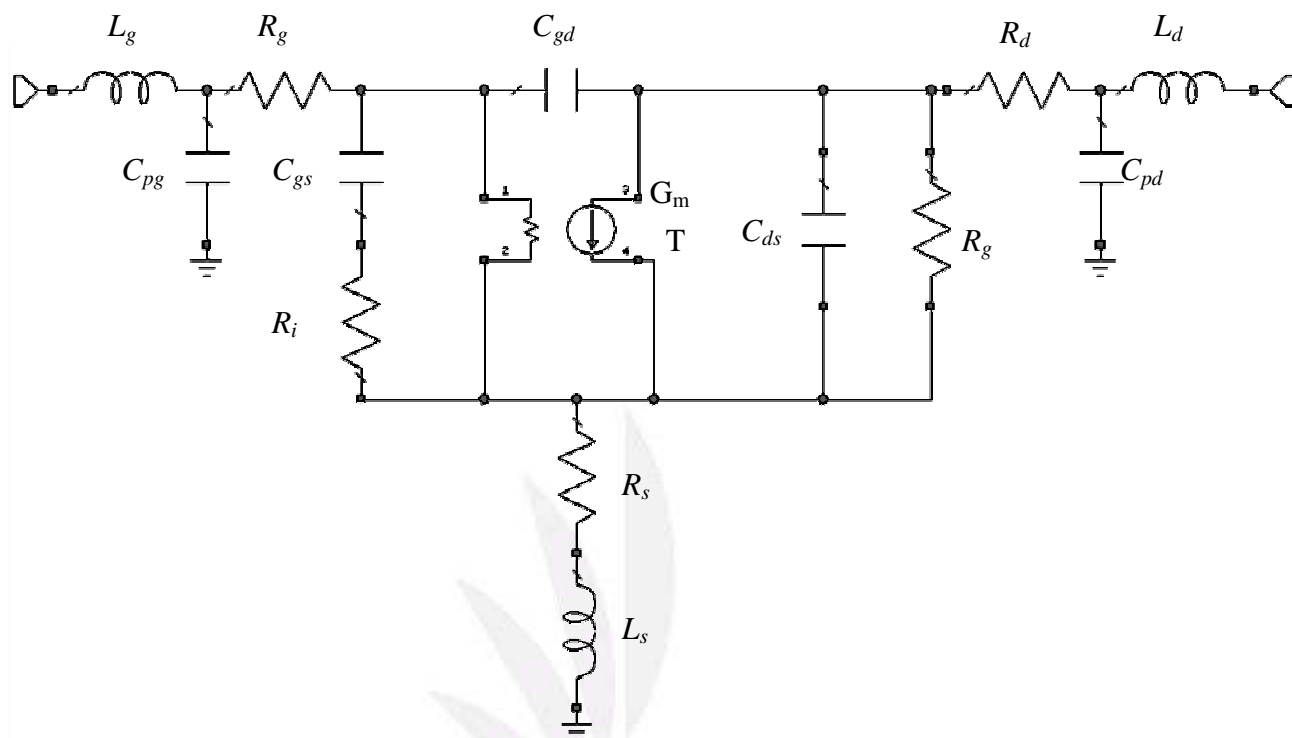


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .27 傳統 HEMT 小訊號等效電路模型圖

下圖 4.11(a)、4.12(a)、4.13(a)、4.14 (a) 是我們所萃取出元件參數作圖與量測的未調整圖。藍線為實際值，紅色為萃取參數作圖。而 4.11 (b)、4.12 (b)、4.13 (b)、4.14 (b) 是我們所萃取出元件參數作圖與量測的調整之後的圖。

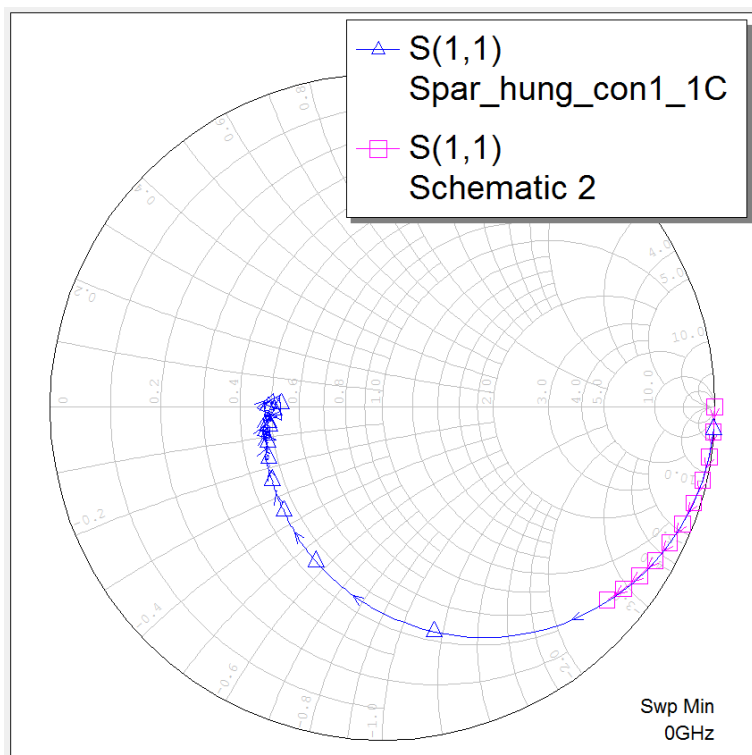


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .28 (a) 傳統 HEMT 未

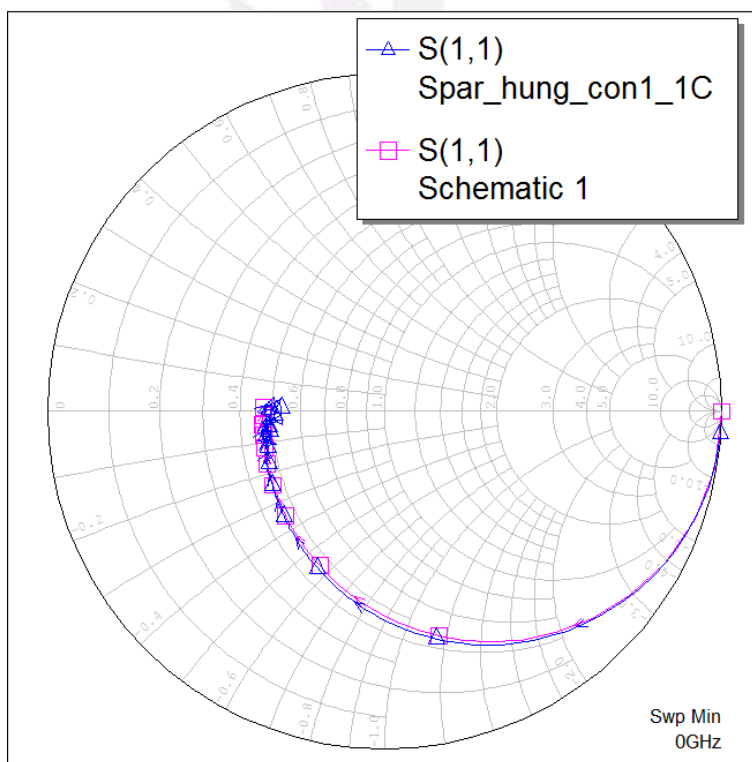


圖 4.11 (b) 傳統 HEMT 調整後之 S_{11} Smith Chart 圖

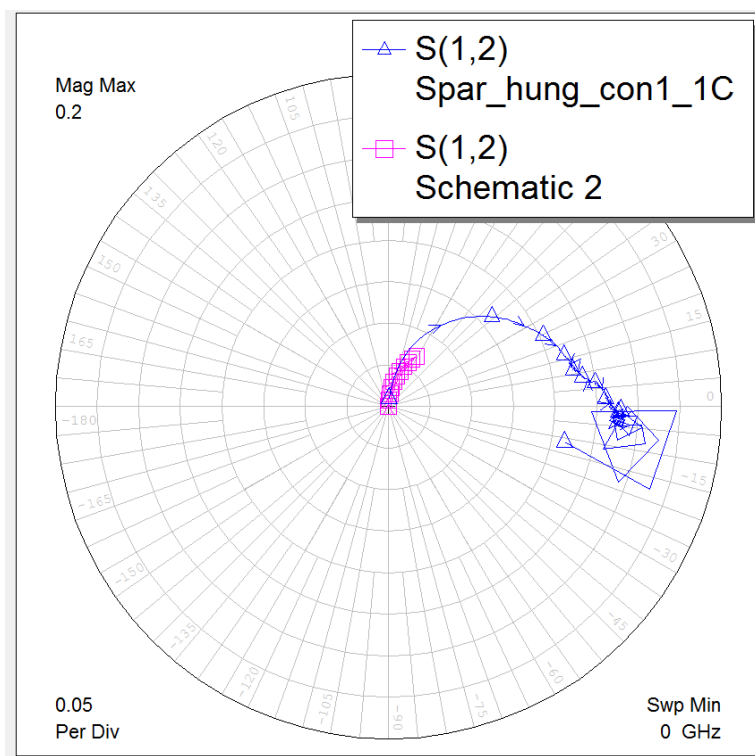


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .29 (a) 傳統 HEMT 未

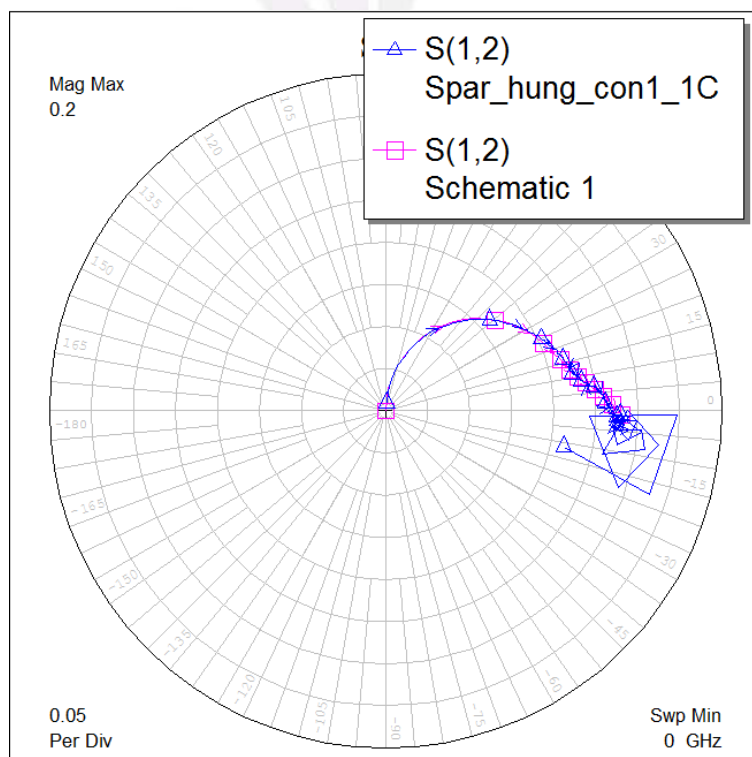


圖 4.12 (b) 傳統 HEMT 調整後之 S₁₂ Polar 圖



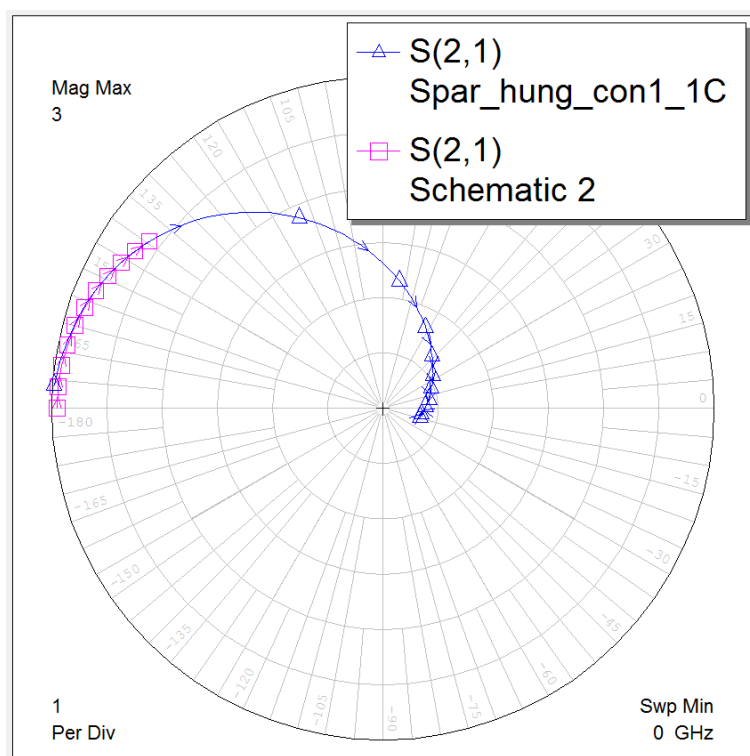


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .30 (a) 傳統 HEMT

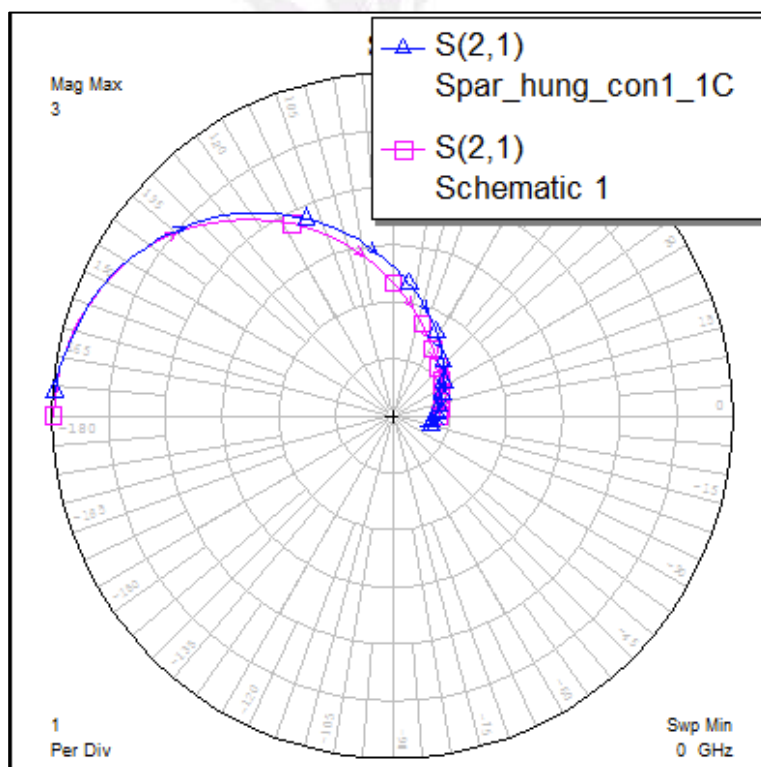


圖 4.13 (b) 傳統 HEMT 調整後之 S_{21} Polar 圖



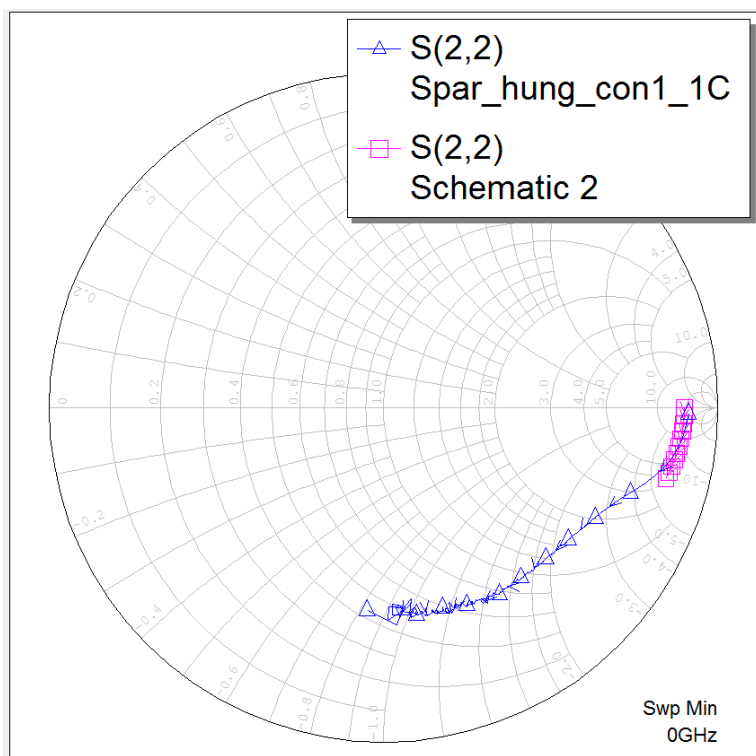


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .31 (a) 傳統 HEMT

未調整之 S₂₂ Smith Chart 圖

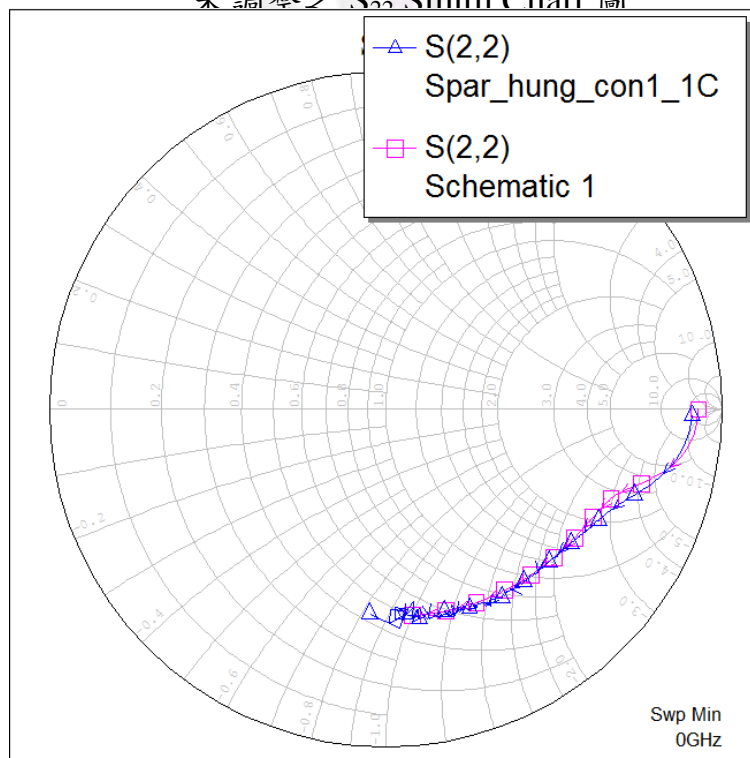


圖 4.14 (b) 傳統 HEMT 調整後之 S_{22} Smith Chart 圖



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 $C_{ox,gd}$ 、 $C_{ox,gs}$ 的串聯電容與汲極-源極形成 $C_{ox,ds}$ 的並聯電容，接著我們將元件參數萃取分為三個偏壓點去進行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。

元件模擬與結果分析：

在此我們以HEMT為實際量測的元件並進行參數萃取，求得小訊號模型元件的參數。我們將量測頻率從0.1 GHz到20 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($C_{ox,gs}, C_{ox,gd}, C_{ox,ds}, C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, g_m, g_d, R_i, \tau$)

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再微調，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。

我們將元件參數萃取分為三個偏壓點去進行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。

(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)	0.1
	R_g (ohm)	14.55
	R_d (ohm)	0.25
寄生電容	L_s (nH)	7.43×10^{-6}
	L_g (nH)	0.01353
	L_d (nH)	0.1297

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
	C_{pd} (pF)	0

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)	0.4591
		C_{gd} (pF)	0.0485
		C_{ds} (pF)	0.08297
		$C_{ox,gs}$ (pF)	1.6678
		$C_{ox,gd}$ (pF)	0.1443
		$C_{ox,ds}$ (pF)	0.0181
	轉導	g_m (mS)	36.32
		g_d (mS)	0.337
	電阻	R_i (ohm)	5.63
	延遲時間	τ (ps)	3.355

表4.9 本質元件參數表

從上表我們成功的萃取出元件的參數值，我們便可以將這些元件參數帶入高電子遷移率電晶體透的微波模型透過Microwave Office這套軟體進行模擬。

將我們原本實際值所量測的元件S 參數畫為Smith Chart 圖，並與我們所萃取出元件參數值帶入微波模型畫出的Smith Chart

圖比較，再將我們模擬出的圖進行元件參數的調變，使模擬的圖近似量測實際值的圖。我們先接妥電路並且輸入我們所計算出的元件初始值，然後先畫出未調變過比較圖。圖4.15 是我們所接好的小訊號等效電路模型。

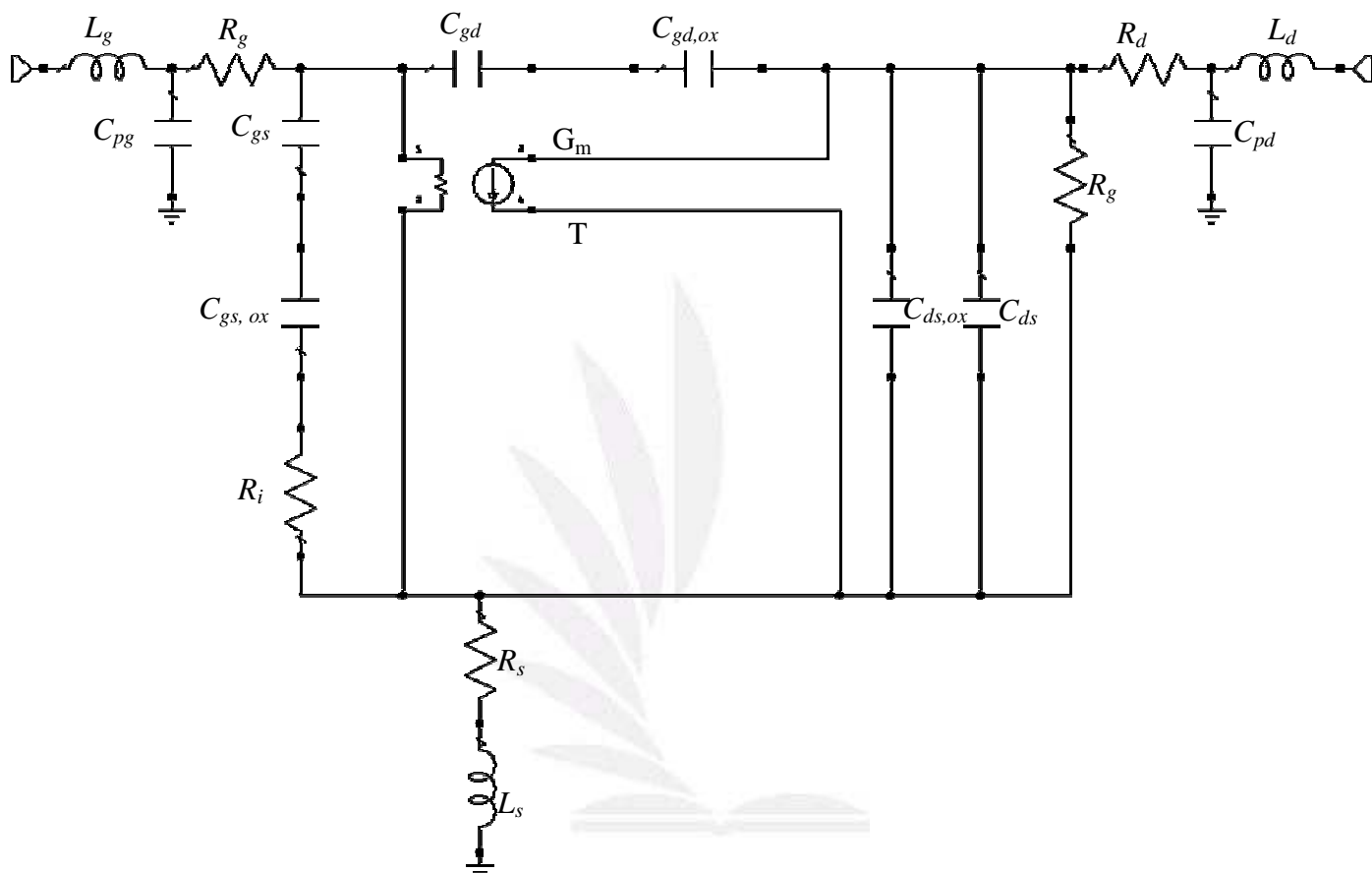


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。32MOS-HEMT 小訊號

等效電路模型圖

下圖 4.16 (a)、4.17 (a)、4.18 (a)、4.19 (a) 是我們所萃取出元件參數作圖與量測的未調整圖。藍線為實際值，紅色為萃取參數作圖。而 4.16 (b)、4.17 (b)、4.18 (b)、4.19 (b) 是我們所萃取出元件參數作圖與量測的調整之後的圖。



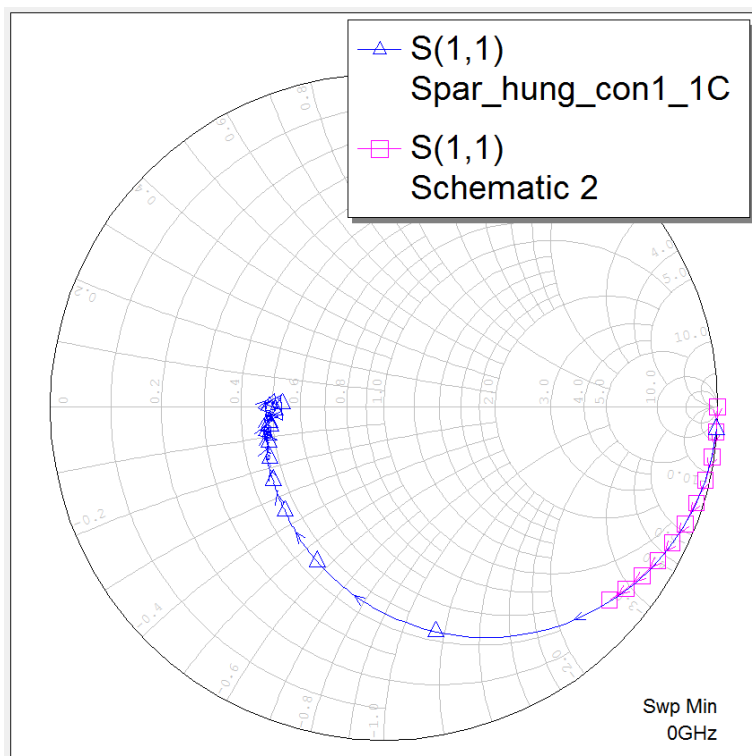


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。33 (a) MOS-HEMT

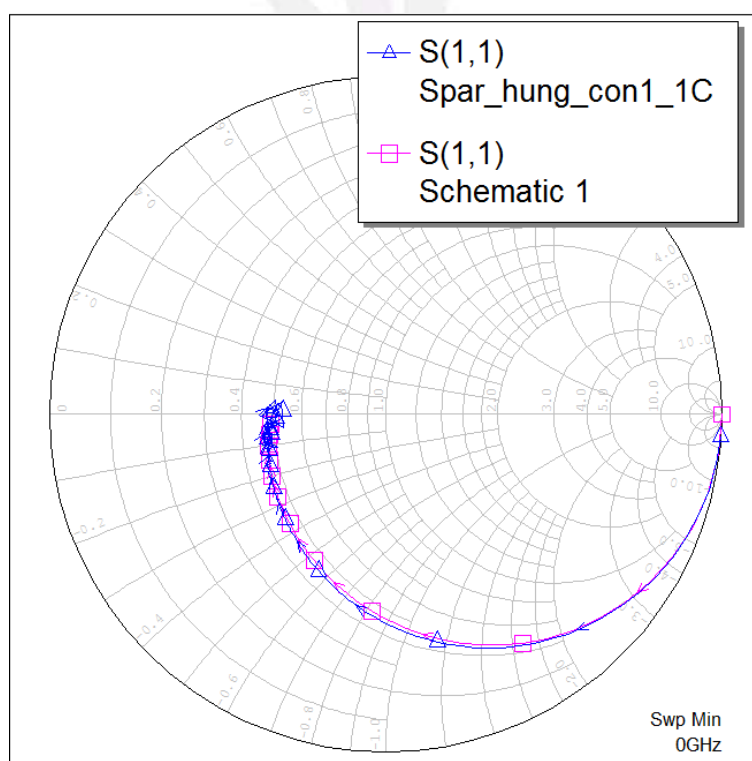


圖 4.16 (b) MOS-HEMT 調整後之 S_{11} Smith Chart 圖

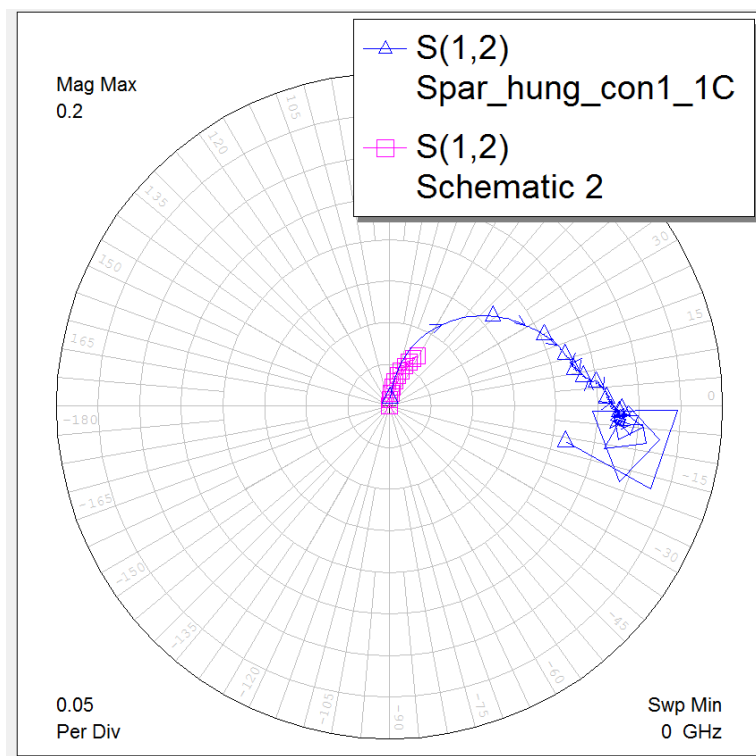


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .34 (a) MOS-HEMT 未

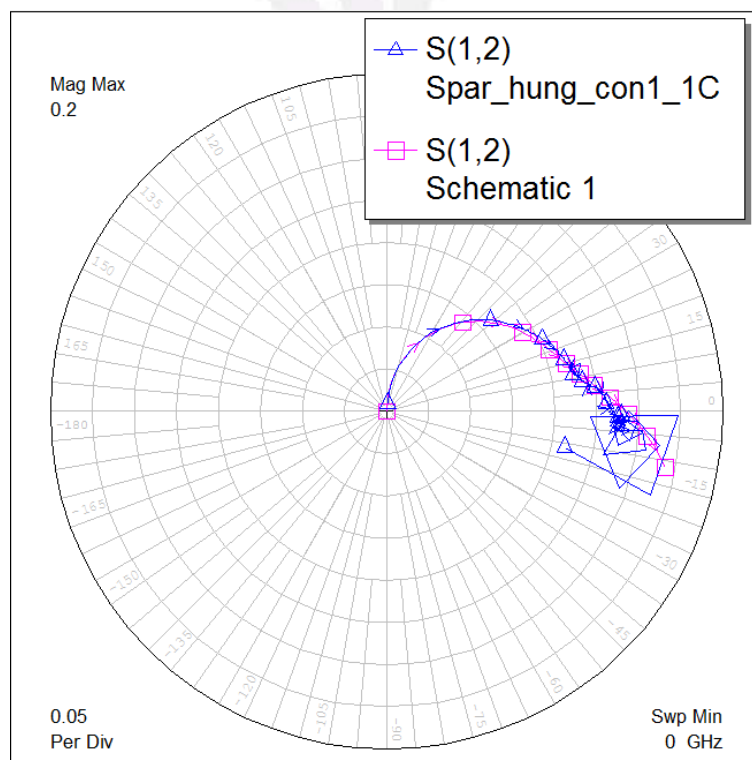


圖 4.17 (b) MOS-HEMT 調整後之 S₁₂ Polar 圖



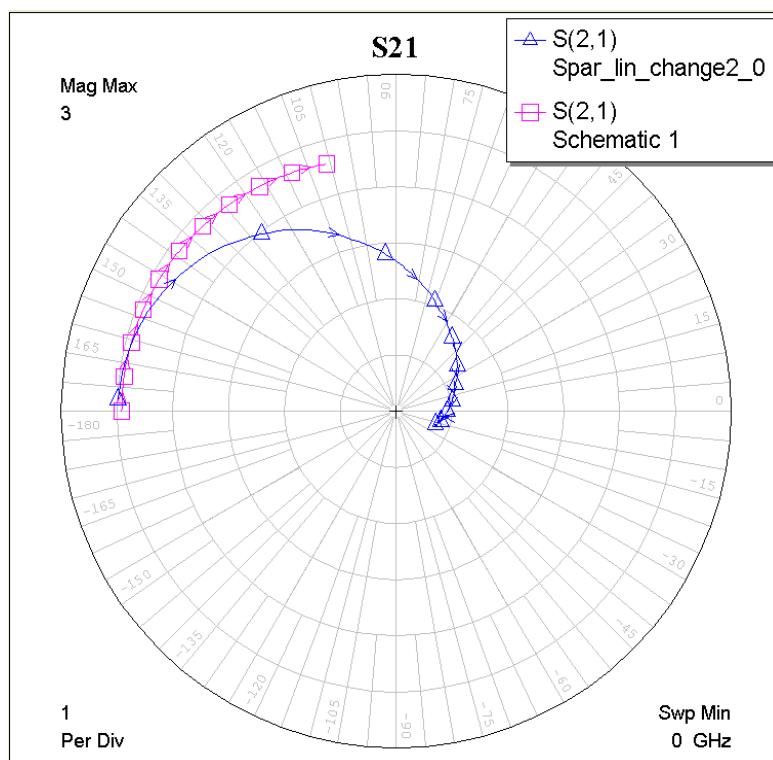


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .35 (a) MOS-HEMT 未

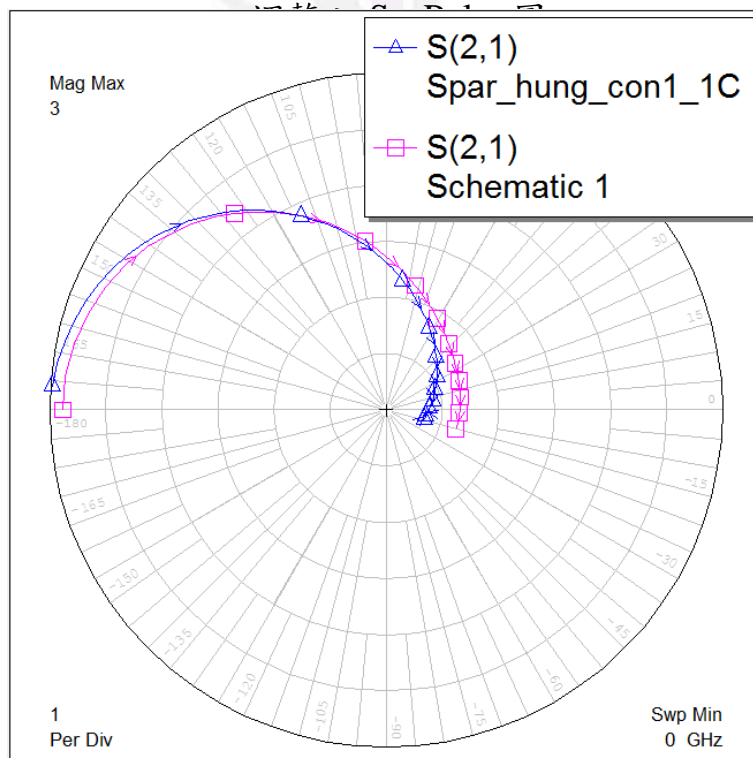


圖 4.18 (b) MOS-HEMT 調整後之 S_{21} Polar 圖



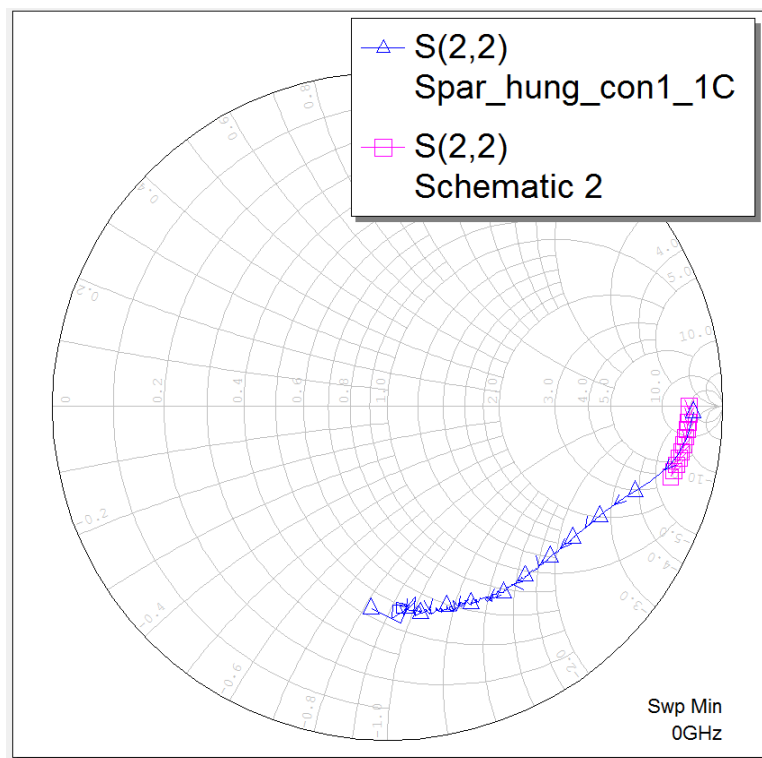


圖 錯誤! 所指定的樣式的文字不存在文件中。 .36 (a) MOS-HEMT 未

調整之 S_{22} Smith Chart 圖

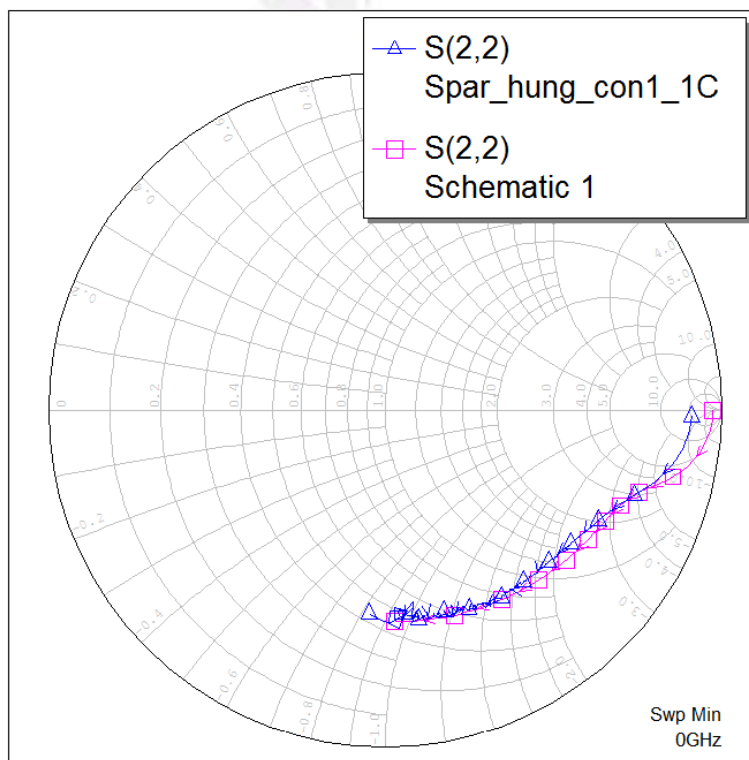


圖 4.19 (b) MOS-HEMT 調整後之 S_{22} Smith Chart 圖



4-3-3 討論分析

外質元件參數	Conventional	MOS-HEMT
L_g (nH)	0.02005	0.01353
L_s (nH)	8.23×10^{-6}	7.43×10^{-6}
L_d (nH)	0.06985	0.1297
R_s (ohm)	0.533	0.1
R_g (ohm)	18.05	14.55
R_d (ohm)	3.885	0.25
C_{pd} (pF)	0	0
C_{pg} (pF)	0	0
本質元件參數	Conventional	MOS-HEMT
C_{gs} (pF)	0.411	0.4591
C_{gd} (pF)	0.0411	0.0485
C_{ds} (pF)	0.006585	0.08297
$C_{ox,gs}$ (pF)		1.6678
$C_{ox,gd}$ (pF)		0.1443
$C_{ox,ds}$ (pF)		0.0181
本質元件參數	Conventional	MOS-HEMT

$C_{eq,gs}$ (pF)	0.411	0.36
$C_{eq,gd}$ (pF)	0.0411	0.0363
$C_{eq,ds}$ (pF)	0.006585	0.01486
g_m (mS)	29.32	36.32
g_d (mS)	0.671	0.337
R_i (ohm)	6.488	5.63
τ (ps)	3.355	3.355

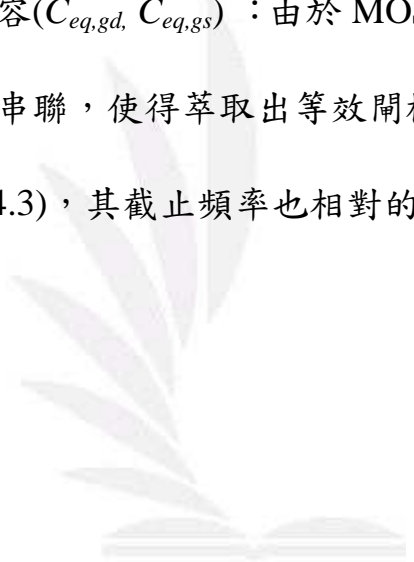
經過臭氧水處理形成氧化層的 MOS-HEMT，由高頻參數萃取出
的元件值以下作為討論。

直流分析：

- (1) 外質轉導值：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) 萃取等效源極-汲極電容 ($C_{eq,ds}$)：沿著汲極-源極方向的空乏電容並聯氧化層寄生電容，使得萃取電容 $C_{eq,ds}$ 較高於傳統 HEMT。
- (3) 萃取等效閘極電容 ($C_{eq,gd}, C_{eq,gs}$)：由於 MOS-HEMT 氧化層寄生電容與空乏電容串聯，使得萃取出等效閘極電容 $C_{eq,gd}, C_{eq,gs}$ 的值降低。如式 (4.3)，其截止頻率也相對的提升。



第 5 章 結論

本專題成功利用臭氧水處理砷化鋁鎵/砷化銦鎵異質結構場效電晶體形成金屬氧化物半導體閘極結構。此元件的MOS結構使得此元件可以有效降低閘極漏電流的產生，且可達到高閘極絕緣能力。隨著等效電容下降，截止頻率也相對的提升。

藉由高頻特性的量測，建立S 參數萃取以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。

本專題製作過程中，讓我們對化合物半導體元件有更多的認識與學習並用實驗量測來驗證結果。製作專題時，曾到實驗室學習製程與量測技術，並操作高頻參數萃取軟體萃取出我們的小訊號模型，使得我們往後的研究奠定紮實的基礎。我們將以主動積極、努力認真且謙虛的學習態度，凡事盡心盡力、全力以赴的研究精神來面對任何研究領域，並將專題中所學，應用在日後的研究上。

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. Vickers, "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, pp.244-246, 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. Asbeck, 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, Apply. 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. Metze, 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. Javorka, 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.

