

逢甲大學學生報告 ePaper

報告題名：

以基因演算法改善高電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

Improved Parametric Extraction and High-frequency
Model Build-up for HEMTs By Genetic Algorithm

作者：陳珮琳 高安勇

系級：電子四乙 電子四甲

學號：D9230191

開課老師：李景松 老師

課程名稱：化合物半導體元件

開課系所：電子工程系

開課學年：九十五學年度 第一學期



摘要

近年來無線通訊技術蓬勃發展，射頻積體電路(RFIC)設計已成為重要的專業技術，由於各種無線通訊技術產品皆由各種主被動半導體元件及電路所構成。其中高頻半導體元件特性好壞與否，對於無線通訊產品的品質更扮演著舉足輕重的關鍵。為了能否提供完整並準確的元件高頻模型，修關於增進電路設計之精確性與設計產能效益，因此高頻元件參數之萃取與元件模型建置已成為相關 RFIC 設計領域之關鍵環節。

本計畫擬首先進行元件之高頻特性量測，以“Cold-model”理論為基礎，藉由 Microwave Office[®] 電腦輔助設計軟體，進行初期之高頻參數萃取，再利用 Matlab[®] 之強大的數值運算與程式語言功能為平台，以期藉由數值分析之系統化趨近方式，取代現行之手動微調步驟，以期萃取出能同時精準描述四組 S 參數實驗特性之高頻元件參數組合，進而建立高效益、高精準、且具物理意義之高頻元件模型。

本計畫之數值分析方法「基因演算法」。基因演算法源自於達爾文的“適者生存，不適者淘汰”的理論。在基因演算法的結果中顯示： S_{11} 、 S_{21} 、 S_{22} 的實部與虛部都非常吻合，然而，雖然 S_{12} 的實虛部不完全吻合，但其差異極小，且在高頻的區域非常接近。在基因演算法中，模

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

擬的 S 參數值趨近量測的 S 參數值，得到本計畫所期望之結果。與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在微調，使實際量測與模擬結果比對差異最小化。並與「基因演法」相比較下來較沒有系統，且誤差大。

本專題提供系統化精準萃取小訊號模型之方法，在電路設計方面提供精準之高頻元件模型，以期望提高電路效能。



目錄

摘要	1
目錄	3
表目錄	5
圖目錄	6
第一章 緒論	01
1.1 前言	01
1.2 模型化	03
1.3 研究動機	04
1.4 專題架構	04
第二章 高電子遷移率電晶體其工作原理及模型	05
2.1 高電子遷移率電晶體結構	07
2.2 高電子遷移率電晶體其操作模式	08
2.3 高電子遷移率電晶體其小訊號模型	09
2.3.1 寄生電感 L_s, L_g, L_d	11
2.3.2 寄生電阻 R_s, R_g, R_d	11
2.3.3 襯墊電容 C_{pd}, C_{pg}	12
2.3.4 本質電容 C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}	12
2.3.5 轉導 g_m	13
2.3.6 輸出阻抗 R_{ds}	13
2.3.7 延遲時間 τ	14
2.3.8 充電電阻 R_i	14

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

第三章 元件高頻參數萃取	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 量測偏壓點.....	19
3.3 本質元件參數萃取.....	20
3.4 外質元件參數萃取.....	25
3.4.1 高電子遷移率電晶體HEMT在夾止區的簡化模型.....	25
3.4.2 襯墊電容.....	26
3.4.3 外質電感與電阻.....	27
3.5 元件模擬與結果.....	29
第四章 基因演算法	35
4.1 介紹.....	35
4.2 特色.....	36
4.3 架構.....	37
4.4 流程圖.....	48
4.5 結論.....	49
第五章 結論	58
參考文獻	60

表目錄

表 3.1 外質寄生電阻與電感萃取參數表.....	30
表 3.2 外質寄生電容萃取參數表.....	31
表 3.3 本質元件參數表.....	31
表 4.1 每個染色體其適應值及全部適應值的百分比.....	41
表 4.2 程式運算的結果值.....	50



圖目錄

圖 2.1 AlGaAs/GaAs 的橫剖面	07
圖 2.2 HEMT 的小訊號等效電路模型	10
圖 2.3 HEMT 的結構與等效電路	10
圖 3.1 測試夾具法的量測	16
圖 3.2 雙埠網路的 S 參數定義	18
圖 3.3 小訊號等效電路圖	20
圖 3.4 Y 參數 Network	21
圖 3.5 計算 Y_{12} 的電路	22
圖 3.6 計算 Y_{22} 的電路	22
圖 3.7 計算 Y_{21} 的電路	22
圖 3.8 計算 Y_{11} 的電路	23
圖 3.9 萃取本質參數流程圖	24
圖 3.10 為在夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型	26
圖 3.11 閘極電壓為夾止電壓的簡化模型	27
圖 3.12 模擬小訊號等效電路模型圖	32
圖 3.13 S_{11} 作圖	33
圖 3.14 S_{12} 作圖	33
圖 3.15 S_{21} 作圖	34
圖 3.16 S_{22} 作圖	34
圖 4.1 很多達到最高點的曲線圖(跳脫搜尋空間)	37
圖 4.2 基因演算法的流程圖	37
圖 4.3 染色體的二進位字串	38

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

圖 4.4 編碼和解決流程	39
圖 4.5 輪盤法複製	41
圖 4.6 單點交配	42
圖 4.7 雙點交配	43
圖 4.8 均勻分配	44
圖 4.9 單點突變	45
圖 4.10 逐一突變	46
圖 4.11 均勻突變	46
圖 4.12 程式的流程圖	48
圖 4.13 每個S參數的實部	49
圖 4.14 每個S參數的虛部	50
圖 4.15 (a) 基因演算法 S_{11} 圖	51
圖 4.15 (b) 基因演算法 S_{12} 圖	51
圖 4.15 (c) 基因演算法 S_{21} 圖	52
圖 4.15 (a) 基因演算法 S_{22} 圖	52
圖 5.1 S_{11} 圖	54
圖 5.2 S_{12} 圖	55
圖 5.3 S_{21} 圖	56
圖 5.4 S_{22} 圖	57

第一章

緒論

1.1 前言

隨著科技的進步，人們對於日常生活品質也越來越高，迅速、便利且低失真的科技產品相繼推出，為了達到具有高速、低失真且面積小的特性，全世界的半導體產業開始投入對異質接面元件（Heterojunction Devices）的開發，而近幾年來異質接面電晶體對於高速度與高頻率的研發技術有很大的進步，但也由於人類使用的頻帶越來越高，對於整體系統而言除了到達高速以外，雜訊的影響即截止頻率的範圍也將變為相當重視的項目。

微波及毫米波通訊近年來隨著冷戰結束、軍事管制頻道之解除，而逐漸進入讓常生活的應用中，除了傳統的語音通訊服務外，對數據通訊、影像通訊的需求也日趨急切，莫不藉由結合化合物半導體元件、微波電路與網路科技來提供不受時空阻隔的無線通訊服務。現在各國正極力朝向以微波及毫米波為主的高頻無線通訊發展。而要追求越高的通訊品質、越快的傳輸效率和低廉的通訊成本，以因應眾多的客戶群，通訊頻帶自然必須要調向高頻帶移動，而運用數位調變繼續正式獲取更大頻寬、更多的通訊頻道的有效方式。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多功能高速元件，已廣泛地成為學術研發與產業需求之研究焦點。尤其單晶微波積體電路(MMIC)設計方面，高電子遷移率電晶體(HEMT)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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

其中 HEMT 由於具有較高的電子移動率，所以可以得較高的轉導值 (Transconductor, g_m)、較高的高頻特性、較低的雜訊指數，因此 HEMT 已經被廣泛的應用在手機、衛星通訊及軍事用途上。

HEMT 結構中，將載子提供層與未摻雜電子通道(Undoped Channel Layer)分離，大大改善雜質離子化散射(Ionized-impurity Scattering)情形，且在未摻雜通道裡，電子達到飽和速度，以及因能隙差異，在未摻雜通道內形成三角量子井的二維電子氣(2DEG)，皆使電晶體獲得高電子移動速度。

由於各種無線通訊技術產品皆由各種主被動半導體元件及電路所構成。其中高頻半導體元件特性好壞與否，對於無線通訊產品的品質更扮演著舉足輕重的關鍵。為提供高頻元件的製程及元件設計者更快速且詳實的元件特性，以作為進一步改良之依據；並且同時精準地提供電路設計者所需的資訊，高頻元件測試仍為一非常重要之關鍵技術；因此建立高頻元件模型之大方向為最佳化等效電路中的元件值，使模擬與實驗結果之 S 參數(Scattering Parameter)非常接近，然而此步驟具有以下障礙：

- (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的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，例如：閘極電阻。

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。

1.2 模型化

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。

1.3 研究動機

本專題研究透過量測三端點之高電子遷移率電晶體其 S 參數，並利用所量測之 S 參數萃取出高電子遷移率電晶體之等效電路模型。此模型以電阻、電容、電感及電流源的形式來描述元件的等效電路。等效電路模型能讓半導體工程師知道改變元件特性會使得增益或是絕緣等特性有著什麼樣的影響。然而，對於元件設計者而言，要使包含實部及虛部的八個 S 參數與代表等效電路模型的十五個未知數能夠相匹配是相當棘手的，因此本專題以基因演算法將等效電路模型與量測之 S 參數做最佳化匹配。

1.4 專題架構

本專題共分為四個章節，第一章為緒論，第二章將簡述高電子遷移率電晶體之物理結構及其操作之物理機制。等效電路模型中每個元件之物理意義及影響這些元件數值的因素亦將於本章中探討。第三章將描述高電子遷移率電晶體之偏壓及其模型化之過程，由於冷模型(Cold-Model)具有簡明的優點，因此本專題利用其萃取等效電路模型內部之元件值。第四章則會介紹基因演算法在元件參數值最佳化之應用。最後比較利用冷模型(Cold-Model)計算與基因演算法兩者之結果，可發現基因演算法在參數之最佳化，且較好之功用與系統。

第二章

高電子遷移率電晶體其工作原理及模型

高電子移動率電晶體(HEMT)和雙極性異質接面電晶體(HBT)是 III-V 族化合物半導體近代較成熟的元件，而元件的操作主要還是仰賴異質接面。元件中異質接面因有不同的主成成分及能隙產生，例如:GaAs/AlGaAs 或 InGaAs/InP。目前這些新發展的元件在微波和高速數位積體電路中比單一接面元件提供更好的電位特性。在 HEMT 中設計磊晶層結構是為了讓自由電子在通道中自己由施體離子中分開，進而改善基座的性能，遠比典型的 MESFETs 來的好。

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)

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

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。另外，在雜訊指數(N.F.)：

$$N.F. = N.F. = 1 + K \cdot \frac{f}{f_T} \cdot [g_m(R_s + R_g)]^{1/2} \quad (2.2)$$

K ：Fukui 參數、 f ：操作頻率、 g_m ：轉移電導值、 R_s ：源極電阻、 R_g ：閘極電阻。

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：

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

- (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 ($AV=g_m/g_{ds}$)。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) 閘極凹陷蝕刻 (Gate Recess)：它影響直流電流值、電導增益、臨界電壓 (Threshold Voltage, V_{th}) 及電流截止特性，另外，閘極凹陷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, Insertionloss) 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

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

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 物理結構

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 , τ , 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。

高電子遷移率電晶體是一種異質接面結構的場效應元件。異質接面結構的優點是在輕摻雜的半導體材料中其有較佳的電子傳輸特性。

圖 2.1 則顯示出一個典型的 HEMT 結構其截面圖。

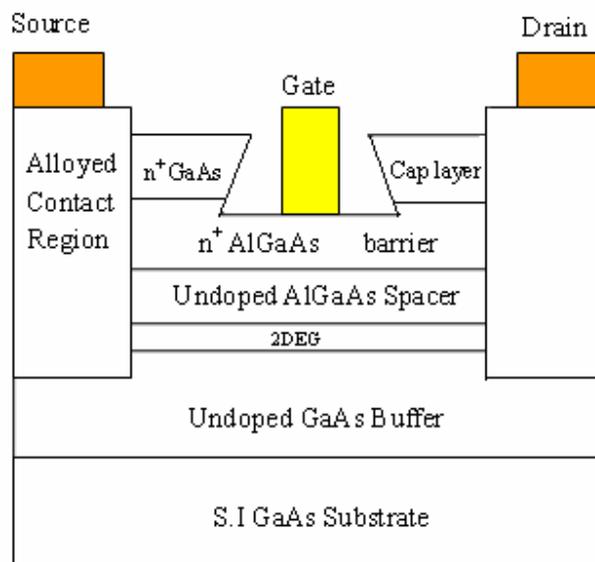


圖 2.1 HEMT 結構幾何圖形

在微波與微米波頻率下，高電子遷移率電晶體(HEMT)以 GaAs 為製程材料，比起用上 MESFET 和 HBT 就顯的速度快，因為這類材料具有半絕緣的特性，可提高電子遷移率及減少串聯電阻，並可降低雜訊，使得金屬-半導體場效電晶體可增加交換速度，提高了截止頻率 (Cut-Off Frequency, f_T)，所以可運用於微波積體電路；另外此類材料還具有高抗

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

輻射性，也常被使用在軍事、衛星通訊上。換言之，砷化鎵材料據有高速電子遷移率、較高電子飽和速度及高阻抗特性，所以廣泛應用於高頻電路及微波通訊電路上。

架構介紹：

- (1) 覆蓋層(Cap Layer)：通常 GaAs 覆蓋層是 Si 的重摻雜約 10^{18}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，並保護蕭基層表面氧化作用。
- (2) 蕭基層(Schottky Layer)：蕭基層通常使用寬能隙材料，來達到蕭特基接觸特性，使得閘極具有良好的整流效果。
- (3) 載子提供層(Carrier Supply Layer)：因為在 AlGaAs/InGaAs 異質界面傳導帶不連續，自由電子會從 AlGaAs 擴散至 InGaAs 形成高密度二維電子氣。
- (4) 隔離層(Spacer Layer)：載子提供層與通道層間有隔離層，其主要是從界面施體離子分離二維電子氣，進而減少由施體原子庫侖散射影響，提升電子遷移率。
- (5) 通道層(Channel Layer)：使用 InGaAs 假晶式通道，提高載子遷移率，改善元件電流驅動能力及元件轉導值等特性。
- (6) 緩衝層(Buffer Layer)：避免電子通道層與基板的介面產生表面能階及漏電流，抑制基板的雜質因加熱擴散到電子通道層形成深階陷阱。

2.2 高電子遷移率電晶體其操作模式

HEMT 結構是以 V_{gs} 與 V_{ds} 這兩個偏壓為主要影響： V_{gs} 為閘極與汲極的偏壓、 V_{ds} 為汲極與源極的偏壓。而 V_{gs} 和 V_{ds} 可藉由改變閘極空乏

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

區高度與縱向的電場控制控制通道電流。如果 V_{gs} 大於夾止電壓,則以下三種情況則為高電子遷移率電晶體再不同條件下的 I-V 特性曲線：當 V_{ds} 電壓較小時 I_{ds} 將會與 V_{ds} 呈現線性的關係，當 V_{ds} 較大時則 I_{ds} 將會保持常數的關係，而當 V_{ds} 在上述兩者的條件之間時則 I_{ds} 與 V_{ds} 之間將為非線性的狀態。

2.3 高電子遷移率電晶體其小訊號模型

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 100MHz 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 50GHz，在這我們使用 20 GHz，方便在取外質參數部分。圖 2.2 的小訊號等效電路模型提供了 S 參數一個良好的匹配在 20GHz 的條件下。圖 2.3 為剖析圖，並且在下面有介紹高頻寄生效應。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

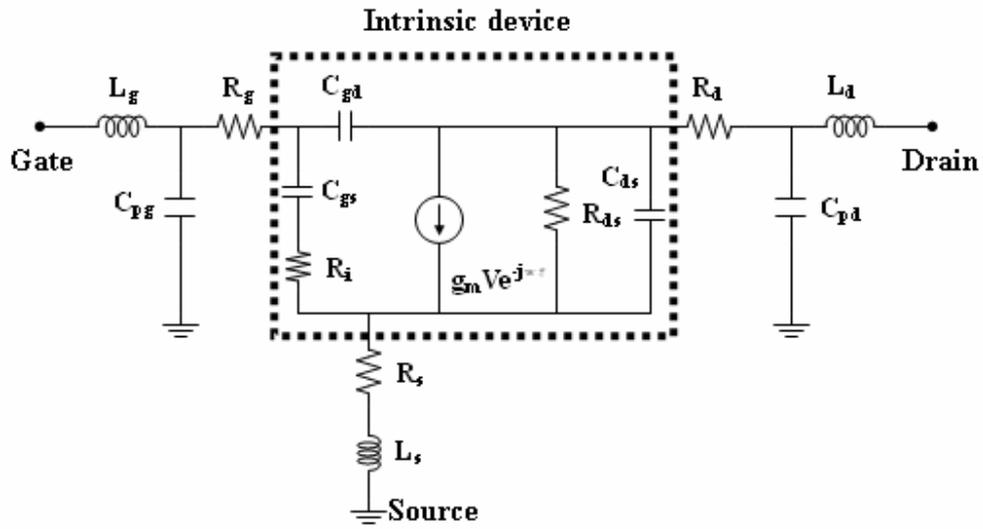


圖 2.2 HEMT 的小訊號等效電路模型

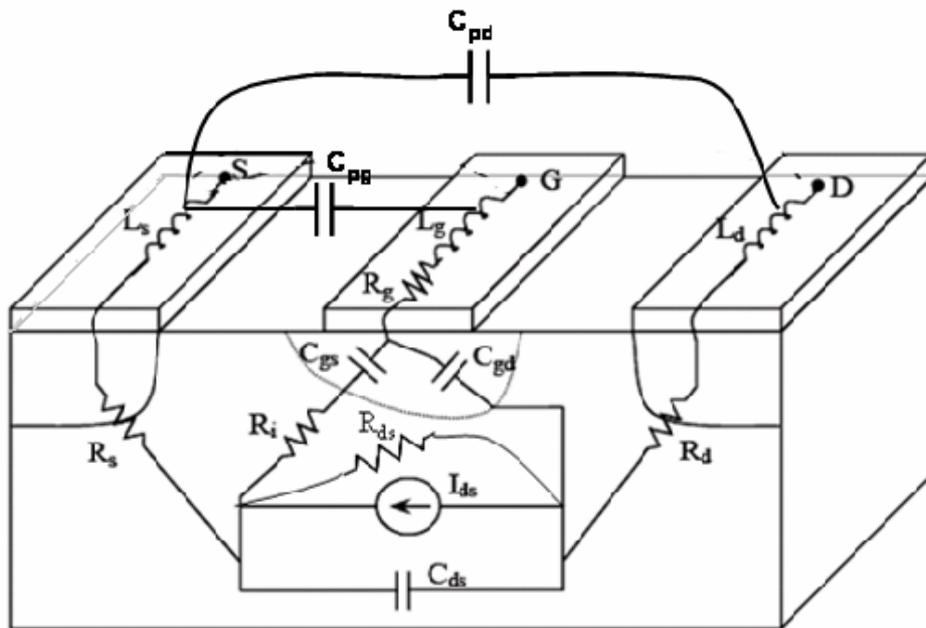


圖 2.3 HEMT 的結構與等效電路

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

2.3.1 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。

2.3.2 寄生電阻 R_s, R_g, R_d

寄生電阻 R_s, R_d, R_g 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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

2.3.3 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的多。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。

2.3.4 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-源與閘-汲電壓有關。在典型的放大器或震盪器偏壓狀況底下，閘-源電容有較大的值因為它是以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-源電壓的變動所造成。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-源電容 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 $V_{ds} = 0$ 。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

2.3.5 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-源接面的電壓。換言之，元件的轉導被定義為汲-源電壓維持定值時 I_{ds} - V_{gs} 特性曲線的斜率。其數學表示如下所示：

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \quad (2.3)$$

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。

2.3.6 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：

$$g_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \Big|_{V_{gs} = \text{const}} \quad (2.4)$$

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。一般而言，擁有高的輸出電阻換言之就是低輸出電導特性的元件是令人嚮往的。

2.3.7 轉導延遲 τ

轉導不能即時對閘-源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 p sec。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。

2.3.8 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。



第三章

元件高頻參數萃取

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金屬-半導體效電晶體（MESFET）模型的各项參數。在本章我們將討論使用 S 參數量測搭配最佳化演算法的參數萃取技巧。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，能忠實地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

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

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，單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。

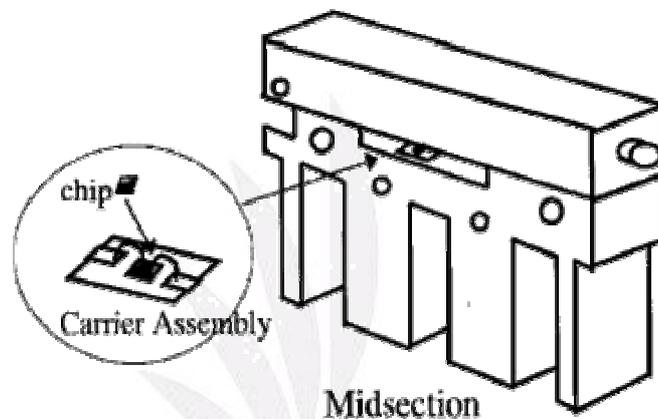


圖 3.1 測試夾具法的量測

(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。

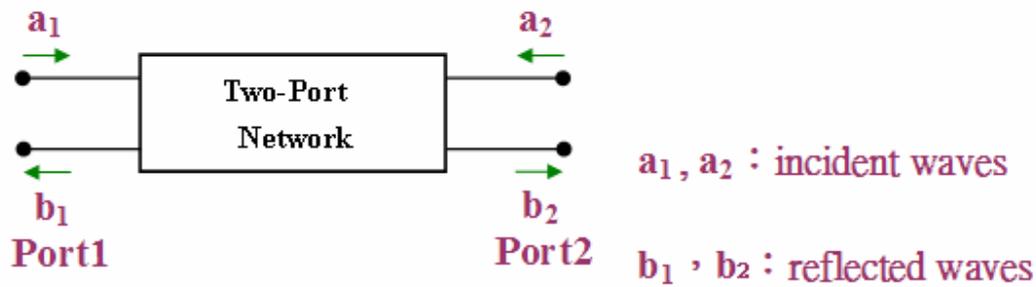
3.1.2 參數量測與模型建立

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 100MHz 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，再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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度



$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \text{ Input Reflection Coefficient}$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \text{ Forward Transmission Coefficient}$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \text{ Reverse Transmission Coefficient}$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \text{ Output Reflection Coefficient}$$

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

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

圖 3.2 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 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 parameters。
- (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

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

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) 電路中的最佳元件值會隨著最佳化的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

Dambrine et al. 發表了一種系統化且快速的方法，可用來萃取金屬-半導體效電晶體 (MESFET) 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-源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-源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

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

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

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 , R_{ds} and C_{ds} 。

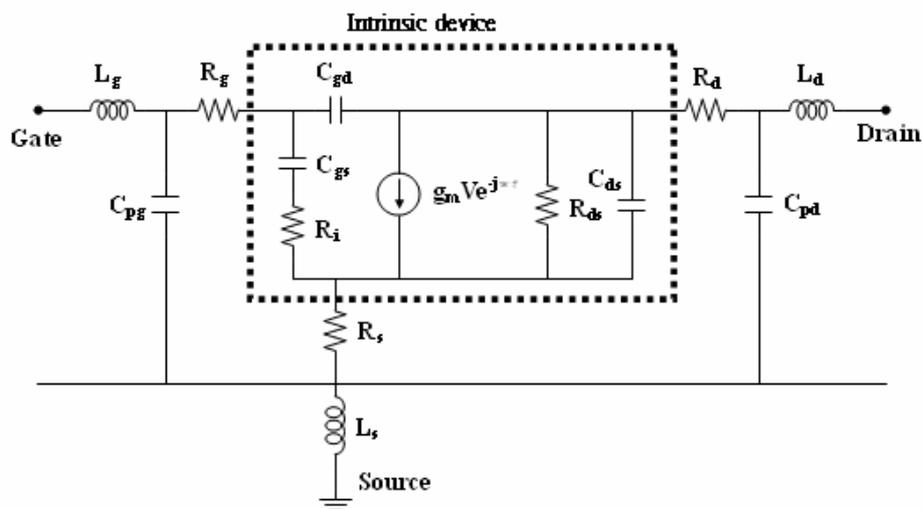


圖 3.3 小訊號等效電路圖

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)。

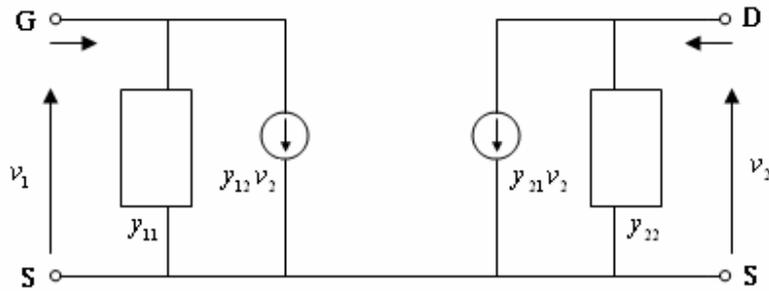


圖 3.4 Y 參數 Network

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：

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

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

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：

$$y_{11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0} \quad (3.4)$$

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

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

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

現在我們首要的工作是將本質的 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，並施加一電壓於汲極及源極之間。由於輸入端短路，使得 C_{gs} 及 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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

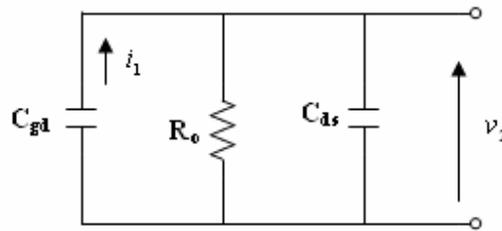


圖 3.5 計算 Y_{12} 的電路

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

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。

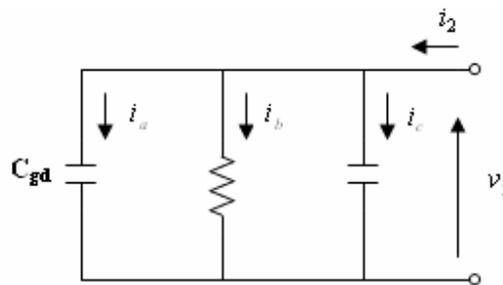


圖 3.6 計算 Y_{22} 的電路

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

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。

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

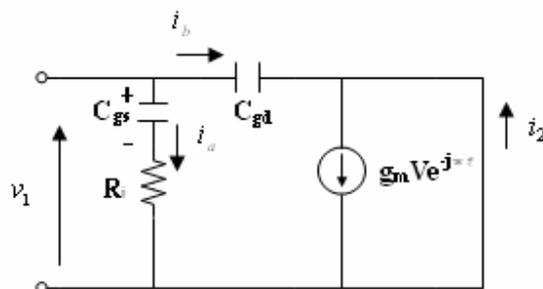


圖 3.7 計算 Y_{21} 的電路

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

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。

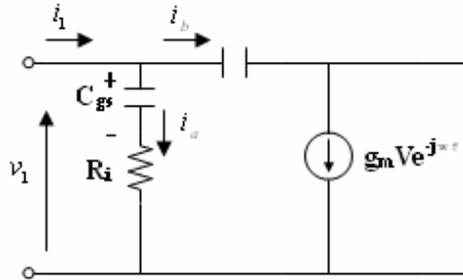


圖 3.8 計算 Y_{11} 的電路

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

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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

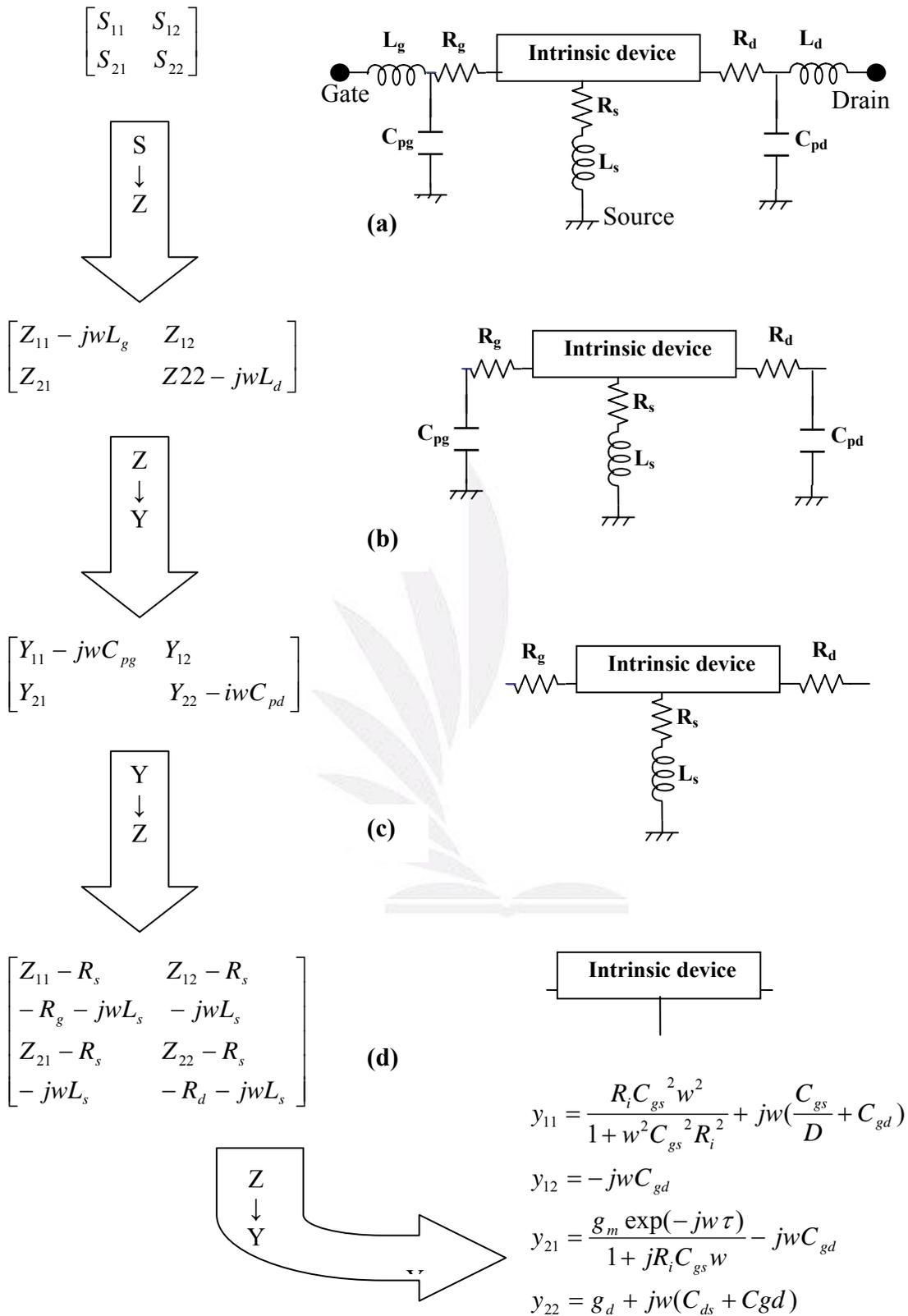


圖 3.9 為萃取元件本質 Y 參數矩陣之流程

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

- (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

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 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-源接面及閘-汲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。

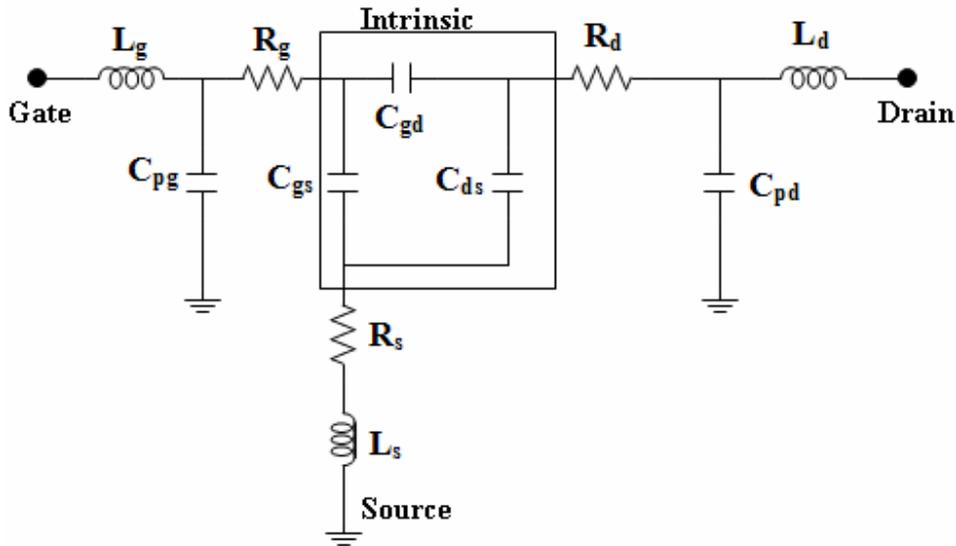


圖 3.10 為在夾止電壓下， V_{ds} 等於零時之 HEMT 簡化模型

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

當汲-源偏壓為零，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 fringing 電容造成，故此兩個電容應該相等：

$$C_{gs} = C_{gd} = C_f \quad (3.11)$$

其中 C_f 為代表 fringing 電容之參數。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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

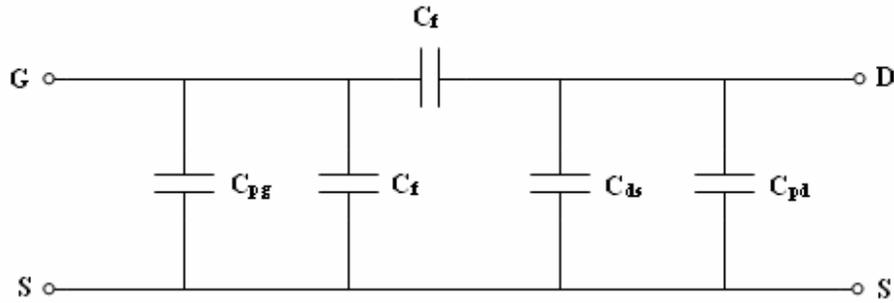


圖 3.11 閘極電壓為夾止電壓的簡化模型

由圖 3.11 之等效電路，可決定其 Y 參數之方程式如下：

$$y_{11} = j\omega(C_{pg} + 2C_f) \quad (3.12)$$

$$y_{12} = y_{21} = -j\omega C_f \quad (3.13)$$

$$y_{22} = j\omega(C_f + C_{pd}) \quad (3.14)$$

由(3.12)到(3.14)我們可得 C_{pg} 、 C_{pd} 及 C_f 。

3.4.3 外質電感及電阻

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：

$$Z_{11} = R_s + R_g + \frac{R_c}{3} + \frac{nkT}{qI_g} + j\omega(L_s + L_g) \quad (3.15)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_s + \frac{R_c}{2} + j\omega L_s \quad (3.16)$$

$$Z_{22} = R_s + R_d + R_c + j\omega(L_s + L_d) \quad (3.17)$$

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

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

Z_{22} 之虛部求得。

至此，S 參數與等效電路元件之關係已透過矩陣之轉換而決定，只要一包含實部及虛部之 S 參數，則會有八個方程式及十五個未知數，無法求出正確的解，故此問題又稱作 ill-conditioned problem，通常 ill-conditioned problem 可由後面章節所介紹之方法做最佳化處理。



以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

3.5 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 0.1GHz 到 20GHz，並且取 10GHz 為基轉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 ($C_{gs}, C_{gd}, g_m, g_d, R_i, \tau$)

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來的元件參數值。

- (1) 外質寄生電阻與寄生電感： $V_{ds}=0V, V_{gs}=1V$
- (2) 外質寄生電容： $V_{ds}=0, V_{gs}=-3V$
- (3) 本質元件參數萃取： $V_{ds}=2V, V_{gs}=-1.5V$

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 0.1GHz 到 20GHz，並且取 10GHz 為基轉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：

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

(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($C_{gs}, C_{gd}, g_m, g_d, R_i, \tau$)

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來的元件參數值。

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

(2) 外質寄生電容： $V_{ds}=0, V_{gs}=-3V$

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

(1) 外質寄生電感與寄生電阻參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds}=0V, V_{gs}=1V$ ；結果如表 3.1

寄生電阻	R_s (ohm)	0.07421
	R_g (ohm)	0.48754
	R_d (ohm)	0.13893
寄生電感	L_s (nH)	0
	L_g (nH)	0
	L_d (nH)	0.0005802

表 3.1 外質寄生電阻與電感萃取參數表

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

(2) 外質寄生電容參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds}=0V$ ， $V_{gs}=-3V$ ；結果如表 3.2

寄生電容	C_{pg} (pF)	0.12678
	C_{pd} (pF)	2.3322
	C_b (pF)	1.46965

表 3.2 外質寄生電容萃取參數表

(3) 本質元件參數萃取值：

偏壓點 $V_{ds}=2V$ ， $V_{gs}=-1.5V$ ；結果如表 3.3

本質元件 參數	電容	C_{gs} (pF)	11.027
		C_{gd} (pF)	0.5255
		C_{ds} (pF)	0
	轉導	g_m (mS)	4313.4
		g_d (mS)	142.245
	電阻	R_i (ohm)	0
	延遲時間	τ (pS)	0.00080297766

表 3.3 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。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

將我們原本實際值所量測的元件 S 參數畫為 Smith Chart 圖，並與我們所萃取出來的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 3.12 是我們所接好的小訊號等效電路模型。

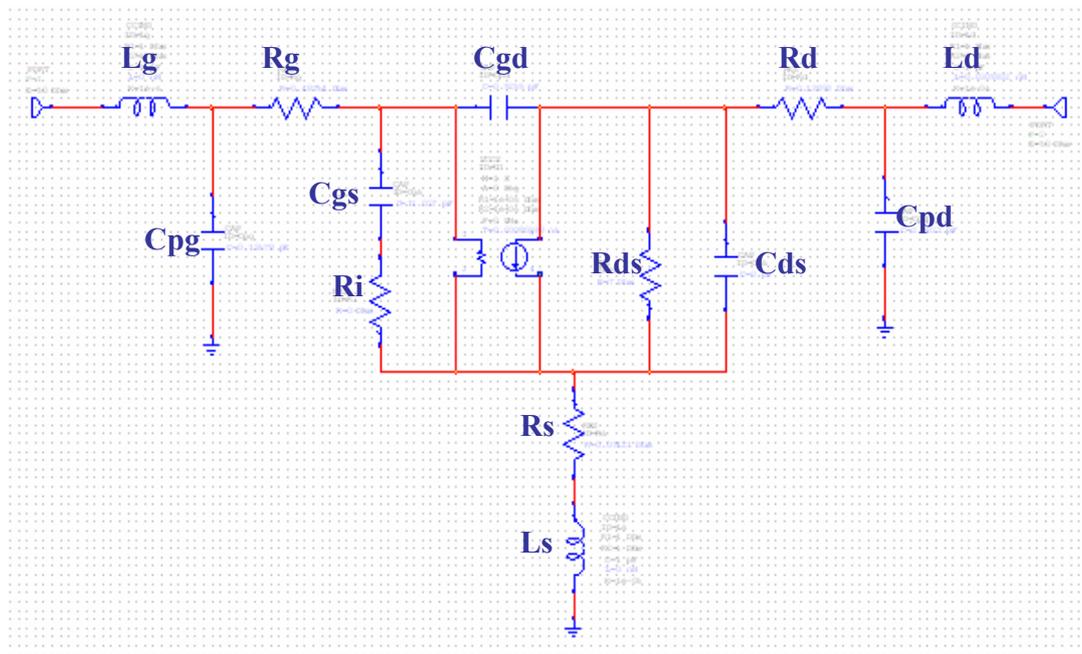


圖 3.12 模擬小訊號等效電路模型圖

下圖 3.13、3.14、3.15、3.16 是我們所萃取出來的元件參數作圖與量測的原始圖。藍線為實際值，紅色為萃取參數作圖。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

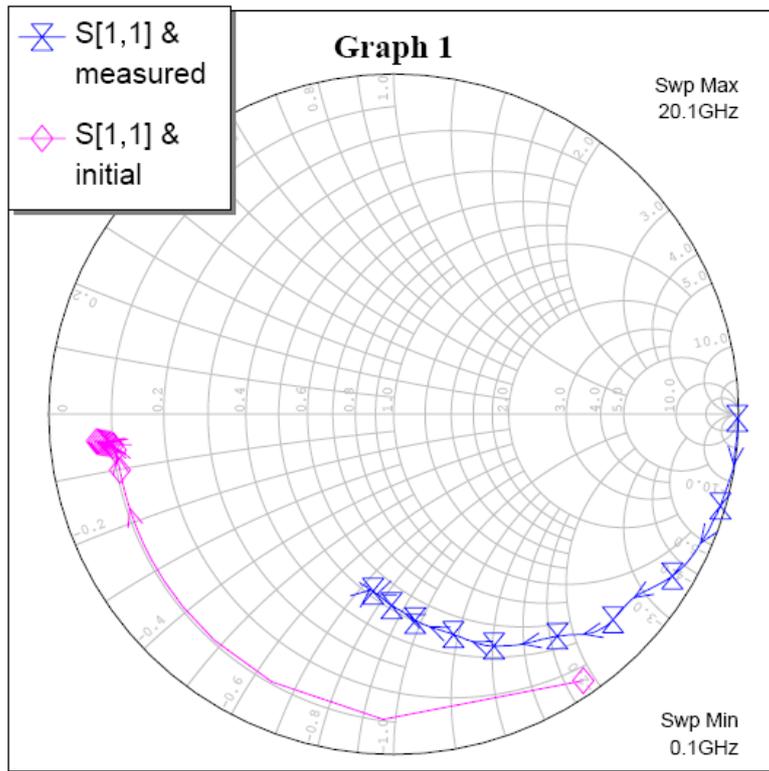


圖 3.13 S_{11} 作圖

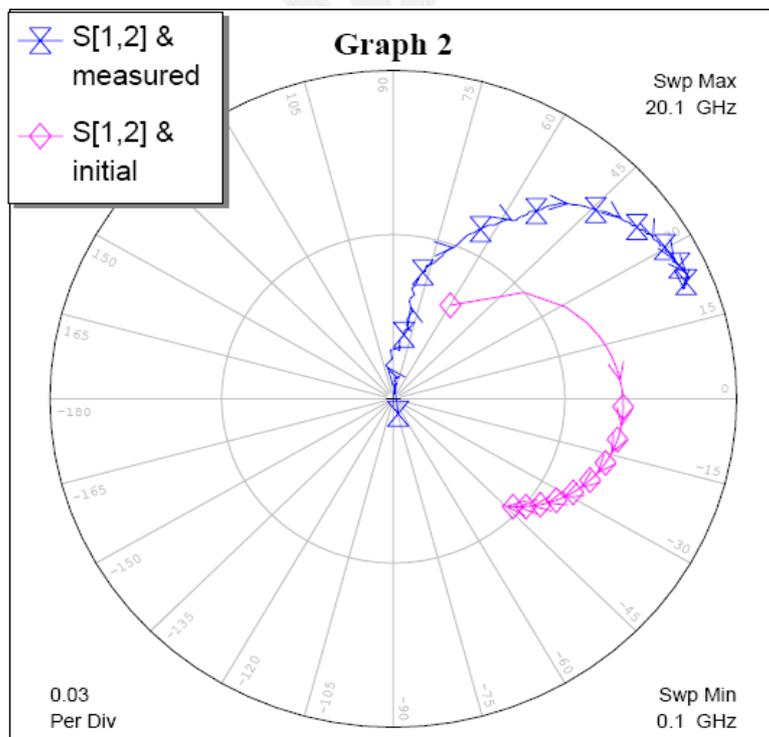


圖 3.14 S_{12} 作圖

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

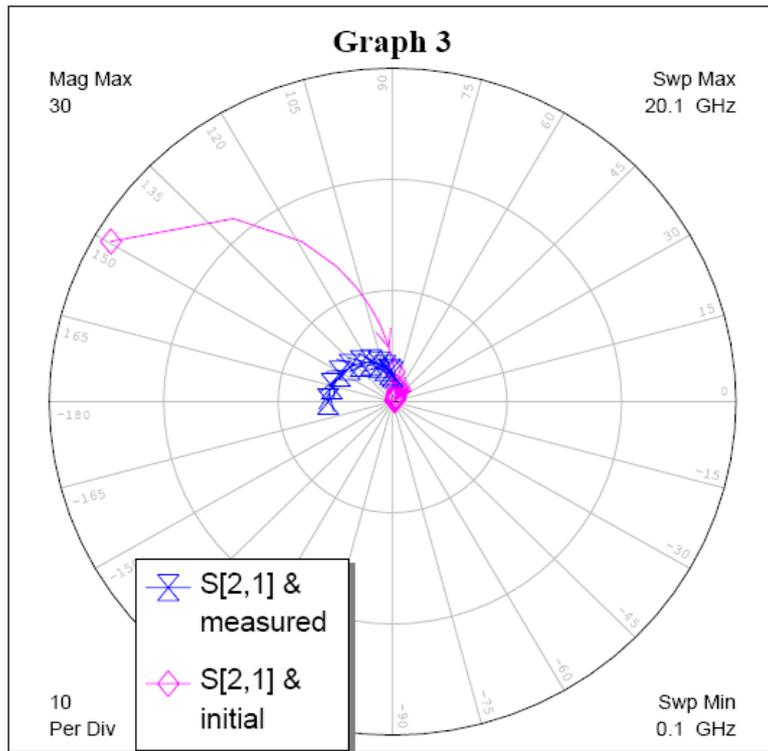


圖 3.15 S_{21} 作圖

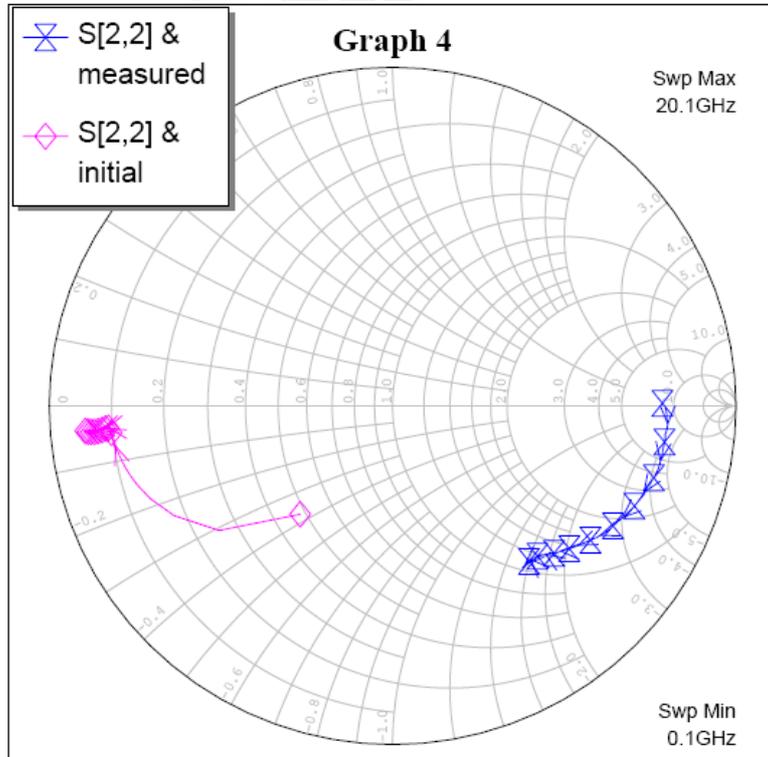


圖 3.16 S_{22} 作圖

第四章

基因演算法

4.1 介紹

基因演算法 (Genetic Algorithm, GA) 又稱為簡單遺傳演算法是最佳化工程計算常用的一種演算工具。於1975年由密西根大學John Holland及他的學生(大衛·戈德堡推展)首先提出。基因演算法泛指以達爾文進化論“適者生存，不適者淘汰”為基礎。仿效生物界中的物競天擇的自然進化的法則。由物種中選擇較好特性的母代，隨機性相互交換位元資訊，以期產生更為優秀的的子代，重複下去，產生適應性最強的最佳物種。

物種演化的過程包括基因的再生 (Regeneration) 和重組 (Recombination)。藉由物種繁衍的過程，親代將基因交換重組傳遞給子代，及基因交配(Crossover)；而世代傳承的過程，少數基因可能受內發或外來影響而產生變異，稱為突變(Mutation)。交配與突變為演化過程中使親代與子代間具有相異度的兩個運算子(Operator)。在帶有不同基因序列的大量子代中會有優劣之分，因此於再生過程中會依據「適者生存」的法則進行淘汰。所謂的優劣，是以自然界環境為評斷依據，得以通過考驗而存活的個體，意味著其具有「優良」的基因，得以繼續繁衍下一代。如此不斷的重複重組與再生過程，具有優秀特質的基因序列會不斷累積，因而演化成具有良好適應能力的物種。自從Holland提出基因演算法，已經證實能有效的解決並且評估有效性，例如最佳化的控制，深入工業，以及圖樣識別。

4.2 基因演算法的特性

調基因型的轉變，將欲求解問題的參數經過編碼成為基因格式，利用遺傳運算進行演化來找到問題的最佳解。這些遺傳運算是模擬自然界的演化程序，包括有複製(reproduction)、交配(crossover)與突變(mutation)。

因此 GA 具有下列幾點特性 (Goldberg)：

- (1) GA 是將參數編碼進行演化運算，而不是使用參數本身做搜尋。
- (2) GA 是高度的平行搜尋，會同時考慮空間的多個點而不是單一點，因此可避免陷入區域的最佳解。
- (3) GA 只有使用適應函數做為本體的知識，沒有其他繁瑣的數學計算。
- (4) GA 使用“機率規則”而不是使用“明確規則”來導引搜尋方向，因此可適用於不同類型的問題上。
- (5) 基因演算法不需要在評估有效性上去使用數學。它處理任何的目標函數和任何的限制條件(i.e.，線性或非線性)定義在不連續、連續或混雜的空間上。
- (6) 基因演算法有巨大領域去探索與評估進而有效率實施在評估上。
- (7) GA 搜尋過程為多點同步搜尋，而非單點搜尋。因此可以較快的找到整體最佳解(Global Optimum)，也避免掉入區域最佳解(Local Optimum)。各種演化原則裡，由於基因演算法在進行評估時非常有效。他們能從最理想的局部點跳至整體最理想的點，顯示之圖 4.1。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

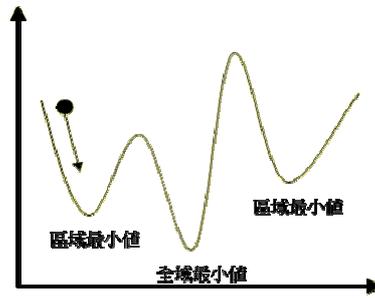


圖 4.1 很多達到最高點的曲線圖(跳脫搜尋空間)

4.3 基因演算法的流程

基因演算法的流程由編碼、初始化、確定到達目標、再生和選擇機制、交配和突變所組成。基因演算法的搜尋停止條件最主要以當所有物種均趨於一致或不會再有更好的最佳解出現時便可停止運算。這種遺傳算法如圖 4.2 中流程細節的步驟與描述。

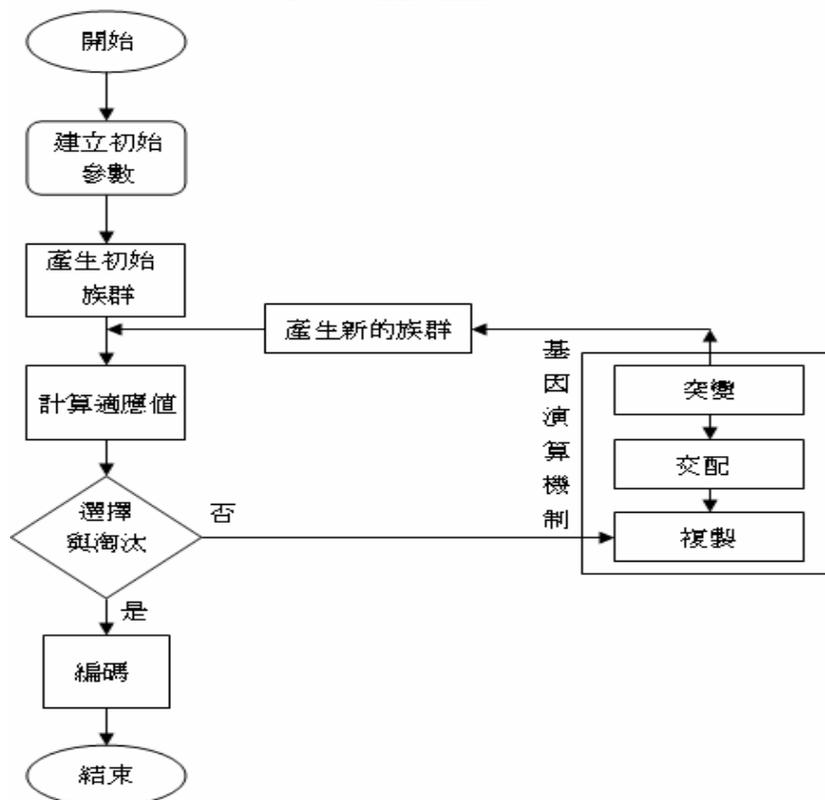


圖 4.2 基因演算法的流程圖

A. 編碼

遺傳演算法中，用來表示問題特性的就是染色體編碼。此編碼必須從問題的解觀察，找出形成解答的參數，對組成的解進行適當的編碼。亦即，加入問題的特定知識(Problem-specific Knowledge)。編碼也牽涉到交配與突變運算機制之設計。好的編碼，將有助於求解過程與求解品質。最普遍的編碼方式就是將這些變數對應到某個字元或整數，再把其編成固定數目的位元，這些位元組合起來就成為一個染色體。染色體(Chromosome)，也就是每個基因所組成的基因字串，而其基因字串的組成，一般多是利用二進位字串(位元 Bit)來表示二進製，編碼方式可分為實數形式、整數形式、符號形式與二進位制等，其中最簡單且最常用的編碼方式為二進位編碼(Binary Coding)。染色體表示模式：

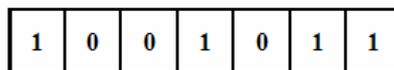


圖4.3染色體的二進位字串

每個染色體會有一個二進位字串。每一個字串都有一些特性去解決辦法。或者整個字串代表號碼。對基因演算法，編碼可以是目的導向的，可根據資料處理的目的而進行編碼；也可以是問題導向的，根據面臨問題的屬性選擇適合的染色體編碼法。而且，自然絕抉擇是在染色體和編碼性能之間的連接。如圖 4.4。

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

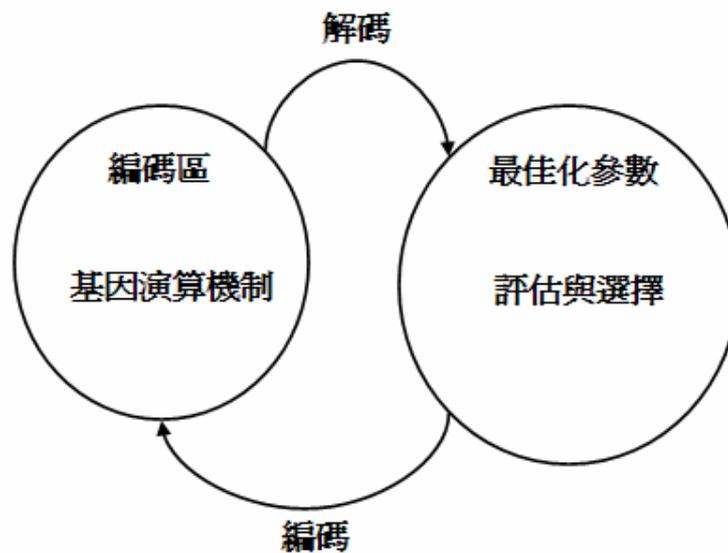


圖4.4編碼和解決流程

B. 初使族群

演化過程所需之族群為初始族群，族群的成員稱為個體或染色體，其最簡單的產生方式是隨機選取，亦即我們隨機的從整個搜尋空間中挑選出所需數量的個體當作最原始之親代。此法挑選出之初始個體的基因序列有好有壞，但正因為如此，它們可以提供演化過程中充分的個體差異度，能避免發生小範圍內的重組情況(小區域的最佳化)。

C. 再生與選擇機制

選擇優良的雙親 (Parents) 對產生高適應性的結果。「適應值」進行產生結果之挑選：「適應值」越高的染色體將獲選比較多，「適應值」較低的染色體獲選數量便相對較少。而此步驟便是決定「適應值」與獲選分配比例的關係。基因演算機制中，選擇與複製機制其意義為，決定族群內眾多的的染色體中何者保留與淘汰。將較適應於環境的染色體加以保留並且經由複製、交配、突變等基因演算機制，產生更佳的新染色體

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

並取代較差的染色體。如此，優秀的染色體就會被保留下來，且會越來越多，整個族群的素質就會隨之提高。一般的再生機製是輪盤賭輪回精品選集和聯賽精品選集。

(a) 俄羅斯輪盤法:

俄羅斯輪盤法(Roulette wheel selection)俄羅斯輪盤法中，將一個輪盤分成數等分的扇形區塊，而每一區塊代表著每一個染色體被選擇到的機率，假設若轉動輪盤並射一支飛鏢(實際以亂數選取)，則區塊面積越大的越容易被射中。

(b) 競爭法:

競爭法(Tournament Selection)另一種選擇方法為競爭法，其選擇方法是由隨機取得任意二個染色體，並比較適應值大小，把適應值較高的染色體保留至新的族群，而較差的就淘汰掉。直到新的族群被填滿為止。

通常使用複製機製的方法是俄羅斯輪盤法，並且在下面詳細的描述：

pop_size 為族群染色體數目

(1) 計算染色體 v_i ($i = 1, 2, \dots, \text{pop_size}$)之內部適應值

$$eval_{inner}(v_i)$$

(2) 計算染色體 v_i ($i = 1, 2, \dots, \text{pop_size}$)之外部適應值

$$eval_{outer}(v_i) = \left(\sum_{i=1}^{\text{pop_size}} eval_{inner}(v_i) \right) - eval_{inner}(v_i)$$

(3) 計算加總每一個染色體之外部適應值

$$F = \sum_{i=1}^{\text{pop_size}} eval_{outer}(v_i)$$

(4) 基因字串 (v_i) 的選取機率 P_i

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

$$P_i = \text{eval}_{outer}(v_i)/F$$

(5) 基因字串 (v_i) 的累積機率 Q_i

$$Q_i = \sum_{j=1}^i P_j$$

(6) 產生介於 0~1 的隨機數 (r)

If $r < Q_1$ 選取第一個染色體

If $Q_{i-1} < r < Q_i$ 選取第 i 個染色體

假設目前有四條染色體，詳細資料如下表：

染色體	適應值	面積百分比 P_i
011001	60	40.0%
101000	27	18.0%
110001	45	30.0%
000111	18	12.0%
總計	150	100.0%

表 4.1 每個染色體其適應值及全部適應值的百分比

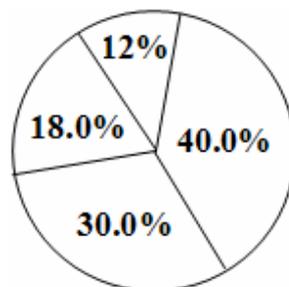


圖 4.5 輪盤法複製

D. 交配

基因交配(Crossover)可說是基因演算法的重心所在，只有經過交配的動作，才有辦法將父代與母代的基因做交換，並產生子代(Offspring)，且保有父代與母代的基因特性，並產生適應度較佳的新染色體。然而就一般而言，基本的交配方式有分為三種：

(a) 單點交配

單點交配的方式是以隨機的方式在所有的切點中任意選擇一切點，然後切點左邊的基因予以保留，而切點右邊的基因予以互換。

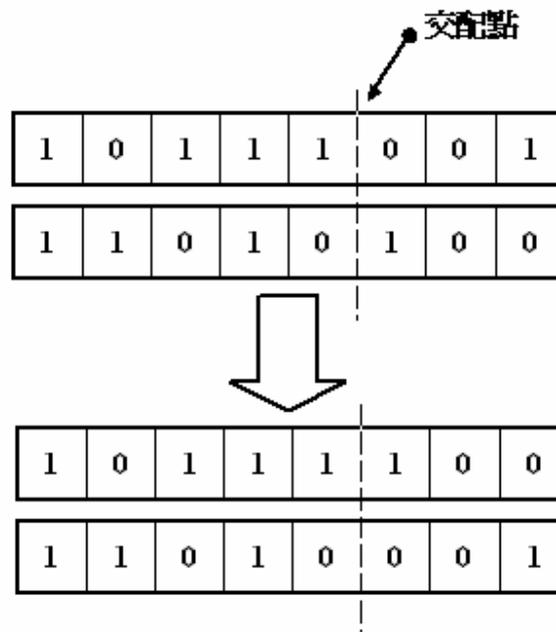


圖4.6 單點交配

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

(b) 雙點交配

以隨機的方式選擇兩不同切點，然後將兩切點中間的基因予以互換，其餘位於兩切點外的基因予以保留。

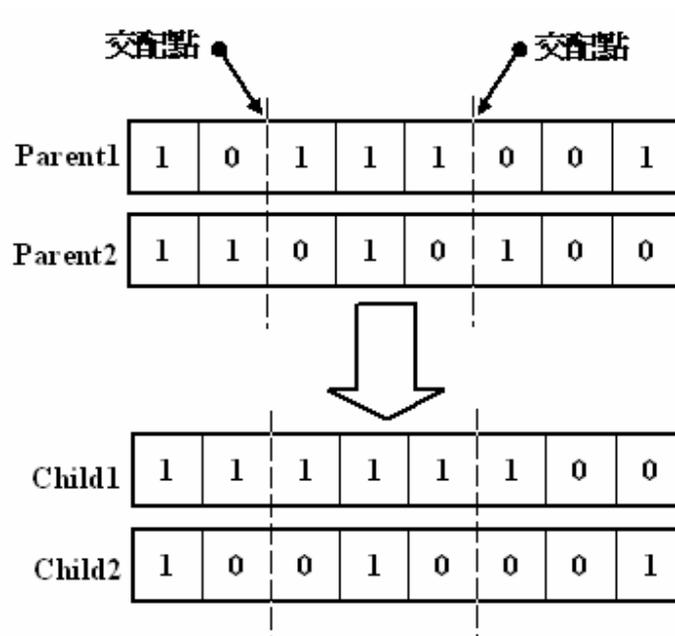


圖4.7 雙點交配

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

(c) 均勻分配

針對基因字串中的每一個基因，以機率為 0.5 的方式來決定其是否互換。採均勻交配前，會對每一基因隨機產生 0 或 1 的數，0 表示不用互換，1 表示要互換，此 0、1 的字串稱為 Mask。

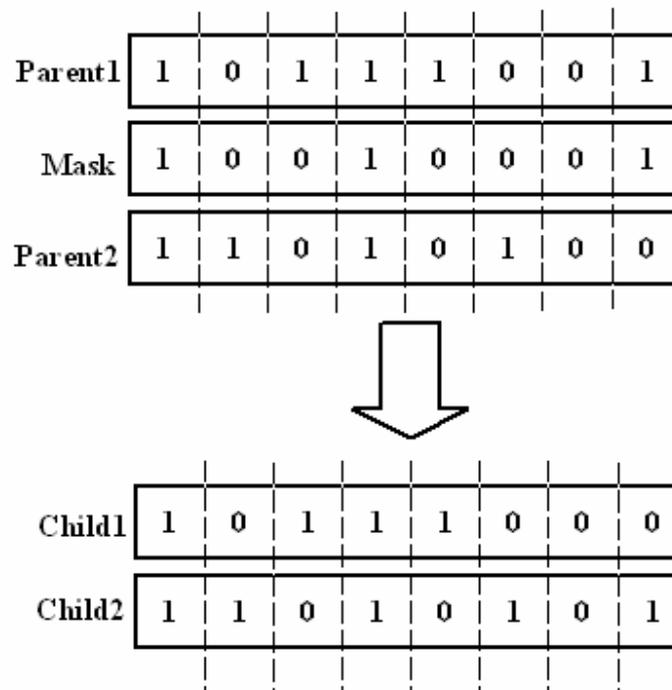


圖4.8 均勻分配

E. 突變

突變(Mutation)是變更染色體中的一個或數個基因值，藉以產生新的染色體，也就是在染色體中隨機選擇一個或是數個位置，將對應的字串值作變換，即把位元值“0”變“1”或把位元值“1”變“0”。如同自然界的生物，藉由小部分的基因產生突變，來增加族群成員對生存環境產生極大變化的適應能力。

(a) 單點突變 (Single bits Mutation)

依照突變機率 P_M 隨機選取單一位置進行突變。

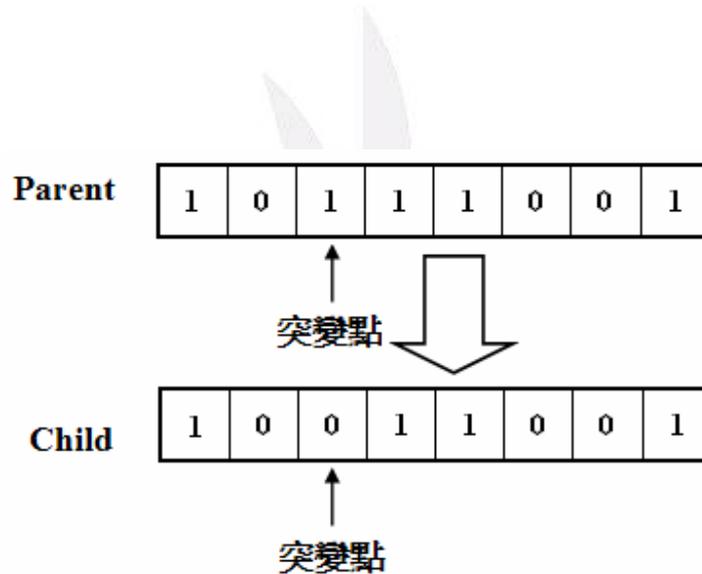


圖4.9 單點突變

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

(b) 逐一突變 (Bit-Wise inversion)

對所有位置逐一依照突變機率 P_M 決定是否進行突變，從頭到尾對所有的位置已突變機率 P_M 做判斷準則，若符合突變機率則進行突變。

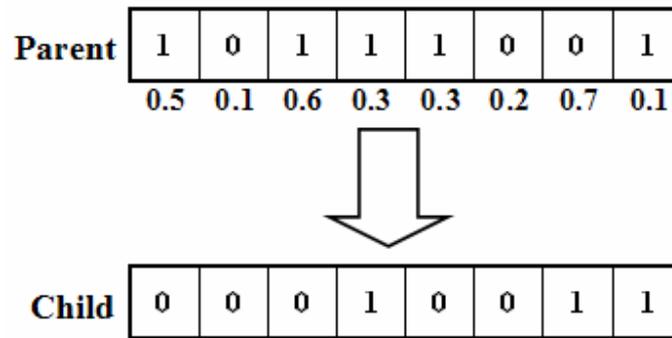


圖4.10 逐一突變

(c) 均勻突變

最初，一個與Parent的染色體相同的長度的面罩(模板)被產生，有同等一點上，Parent父母將從1轉換成0在那個位置內，反過來也是如此。

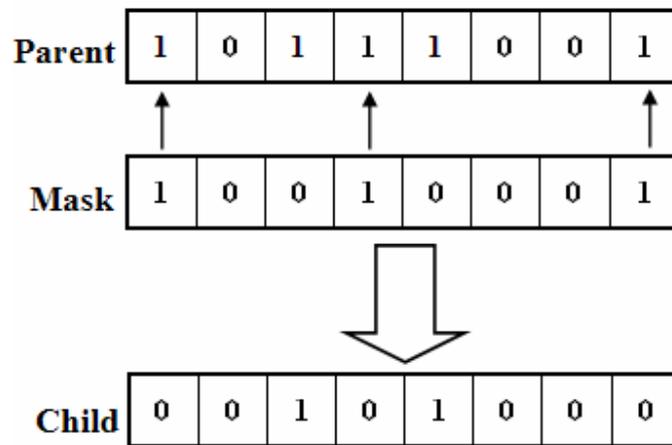


圖4.11 均勻突變

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

F. 終止標準

終止條件是指決定何時終止遺傳演算法之運作，並以演算過程中所獲得之最佳解作為此次運算之解。一般而言，遺傳演算法之終止條件有以下幾種：

- (1) 以達最大的演化代數
- (2) 所求之解以達可接受之範圍。
- (3) 連續幾代間的最佳解變化非常微小或無改變。
- (4) 以達最大的運算時間。
- (5) 設定演算法演化多少世代即停止。
- (6) 當符合設定範圍時，演算法即停止。這種方法的條件不可超過最佳解，否則演算法便永遠無法停止。



以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

4.4 程式的流程圖(圖 4.12 程式的流程圖)

- (a) 在等效小訊號電路裡藉由量測的S參數的每個參數的原始值。並且建立參數的範圍。
- (b) 基因演算法的適應值是基於我們建立的小信號模型的公式。因此編碼的原始值作為基因演算法的族群並且開始流程。
- (c) 判斷最後的參數是否與範圍一致。如果最後的參數與範圍一致，流程將停止。

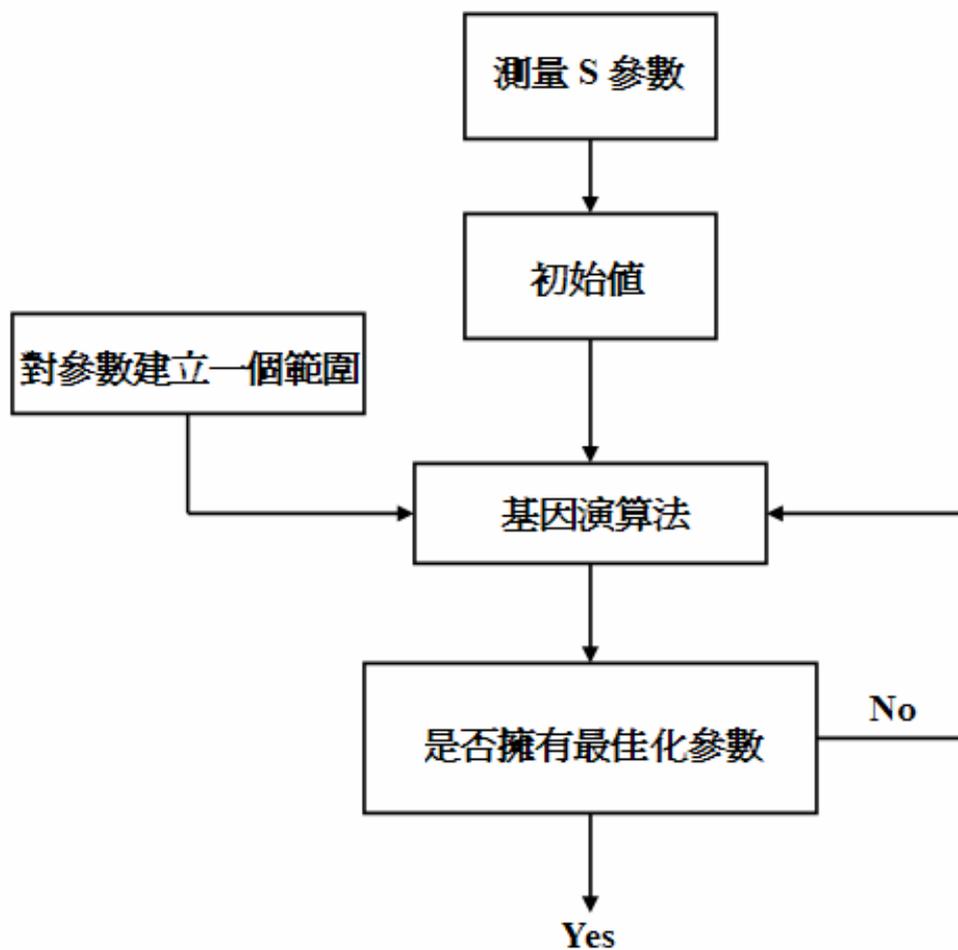


圖4.12程式的流程圖

4.5 結論

圖4.13 包括每個S參數的實部。圖4.14 包括每個S參數的虛部。紅線代表S參數。藍線代表量測的S參數。黑線代表在第三章萃取的原始值。顯示出實部與虛部的 S_{11} 、 S_{21} 和 S_{22} 的虛部全部符合量測的 S_{11} 、 S_{21} 和 S_{22} 。雖然 S_{12} 曲線不全完全相似，但是值非常接近在高頻範圍內。

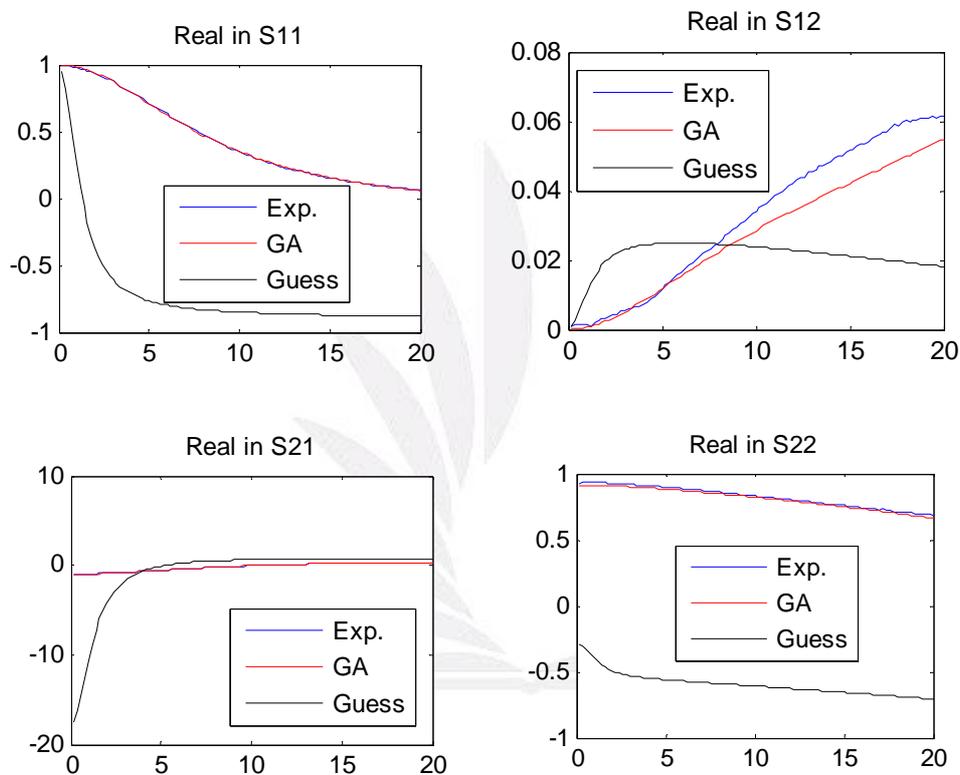


圖4.13 包括每個S參數的實部

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

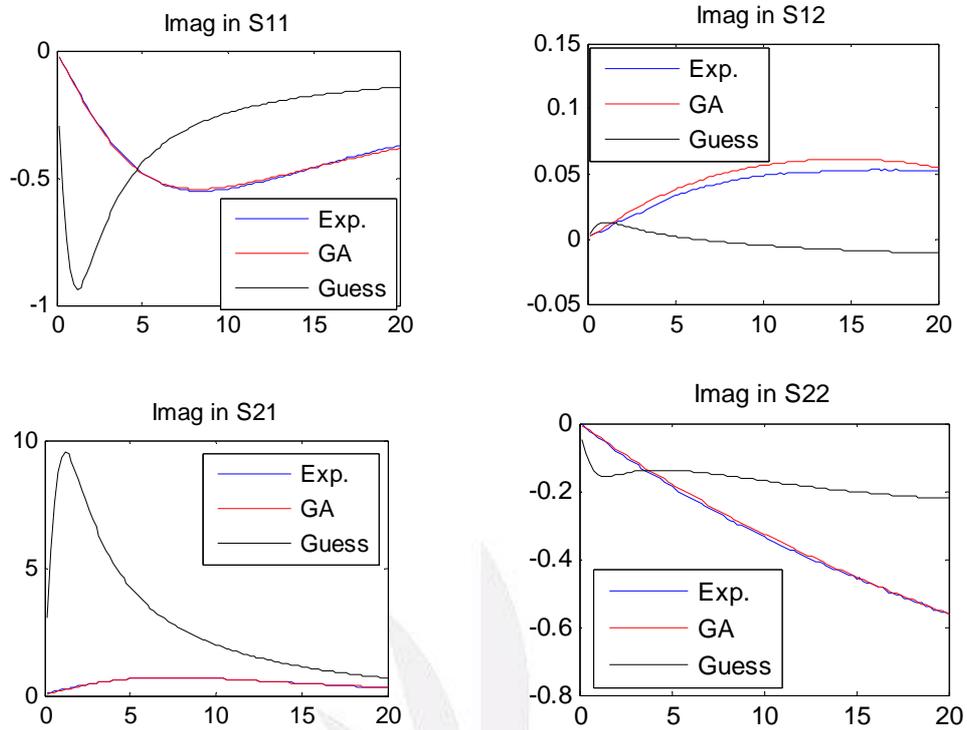


圖 4.14 包括每個 S 參數的虛部

L_g	0.02369 nH
L_d	0.01845 nH
L_s	0.01326 nH
R_g	22.7653 Ohm
R_d	36.028 Ohm
R_s	4.34315 Ohm
C_{pg}	0.00535 pF
C_{pd}	0.03684 pF
C_{gd}	0.01676 pF
C_{gs}	0.1076 pF
C_{ds}	0.00683 pF
R_{ds}	675.8 Ohm
R_i	23.766 Ohm
G_m	17.678 mS
τ	0.4236 ps

表 4.2 程式運算的結果值

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

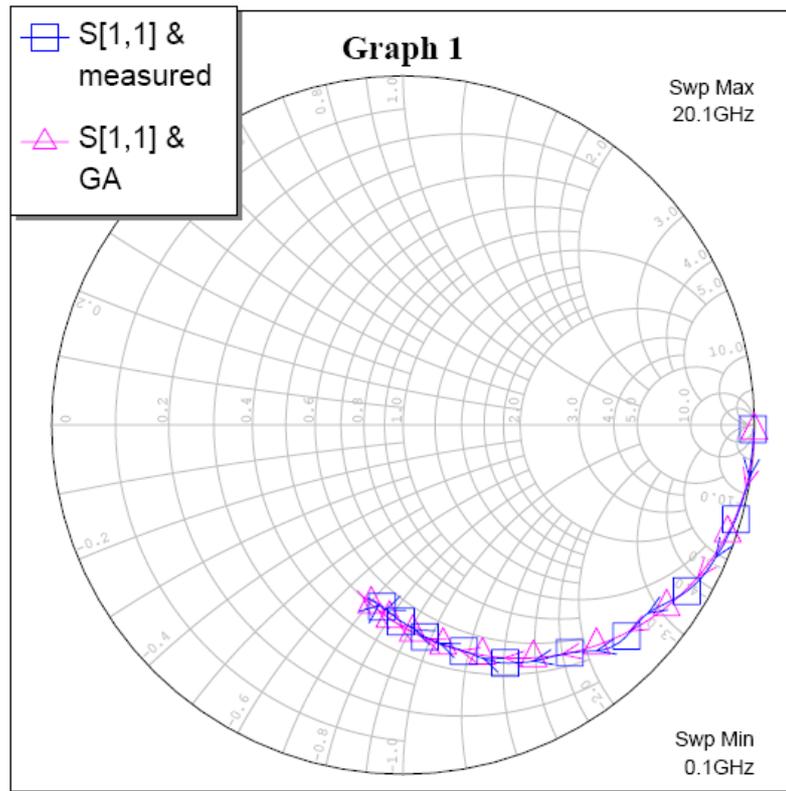


圖4.15 (a) S_{11}

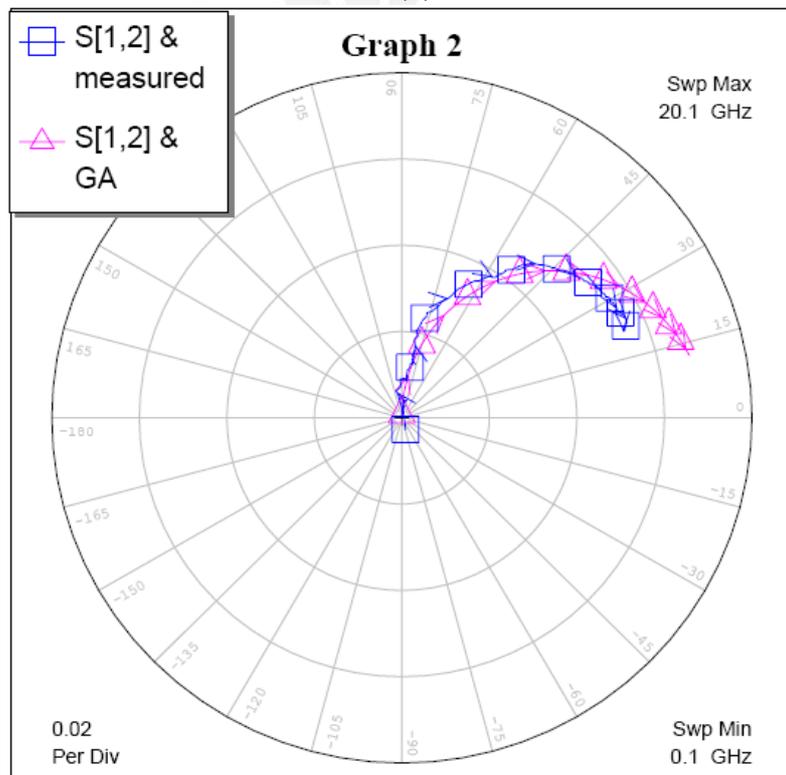


圖4.15 (b) S_{12}

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
 高頻參數之萃取精準度

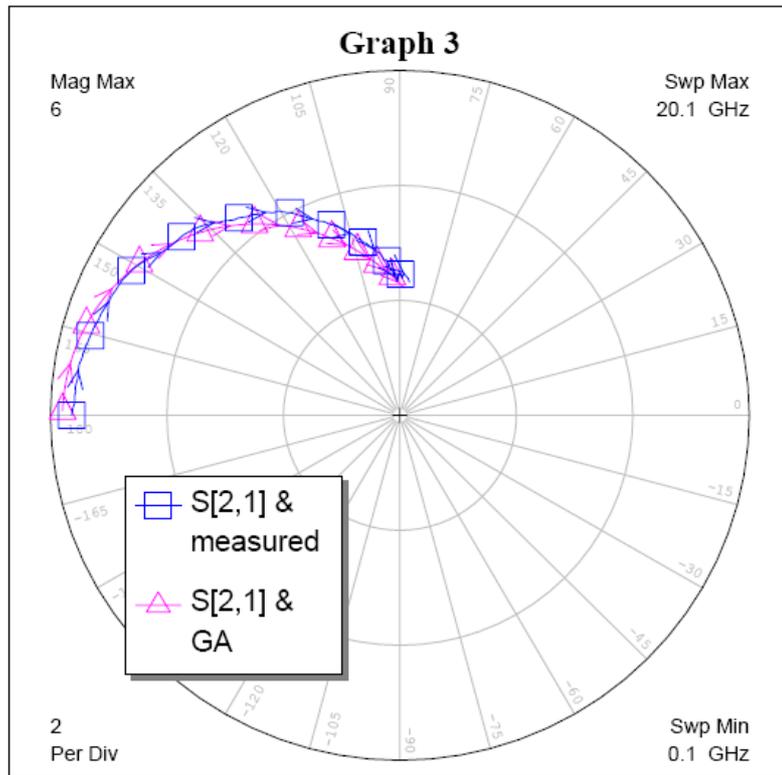


圖4.15 (c) S_{21}

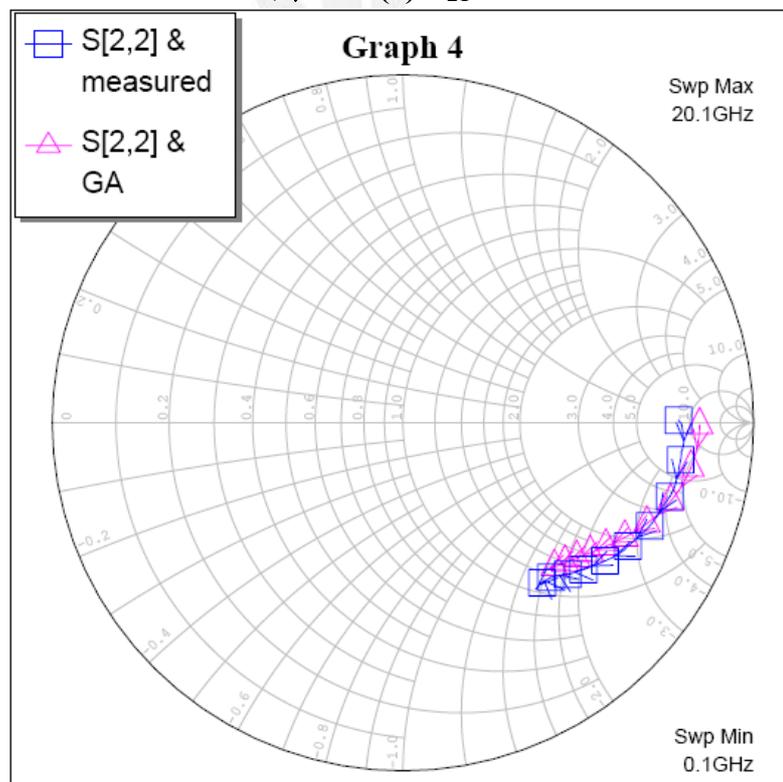


圖4.15 (d) S_{22}

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

圖5.1~5.4 代表以不同理論萃取的每個S參數。在不同的基本理論有兩種S參數測量方式去萃取一個小信號模型的十五種參數，並且從圖了解出基因演算法是個新的方法且具有幾個優點：

- (1) 全部的本質與外質參數可直接獲得。
- (2) 方法很適合取得大量數據。
- (3) 這種方法是快和準確的。



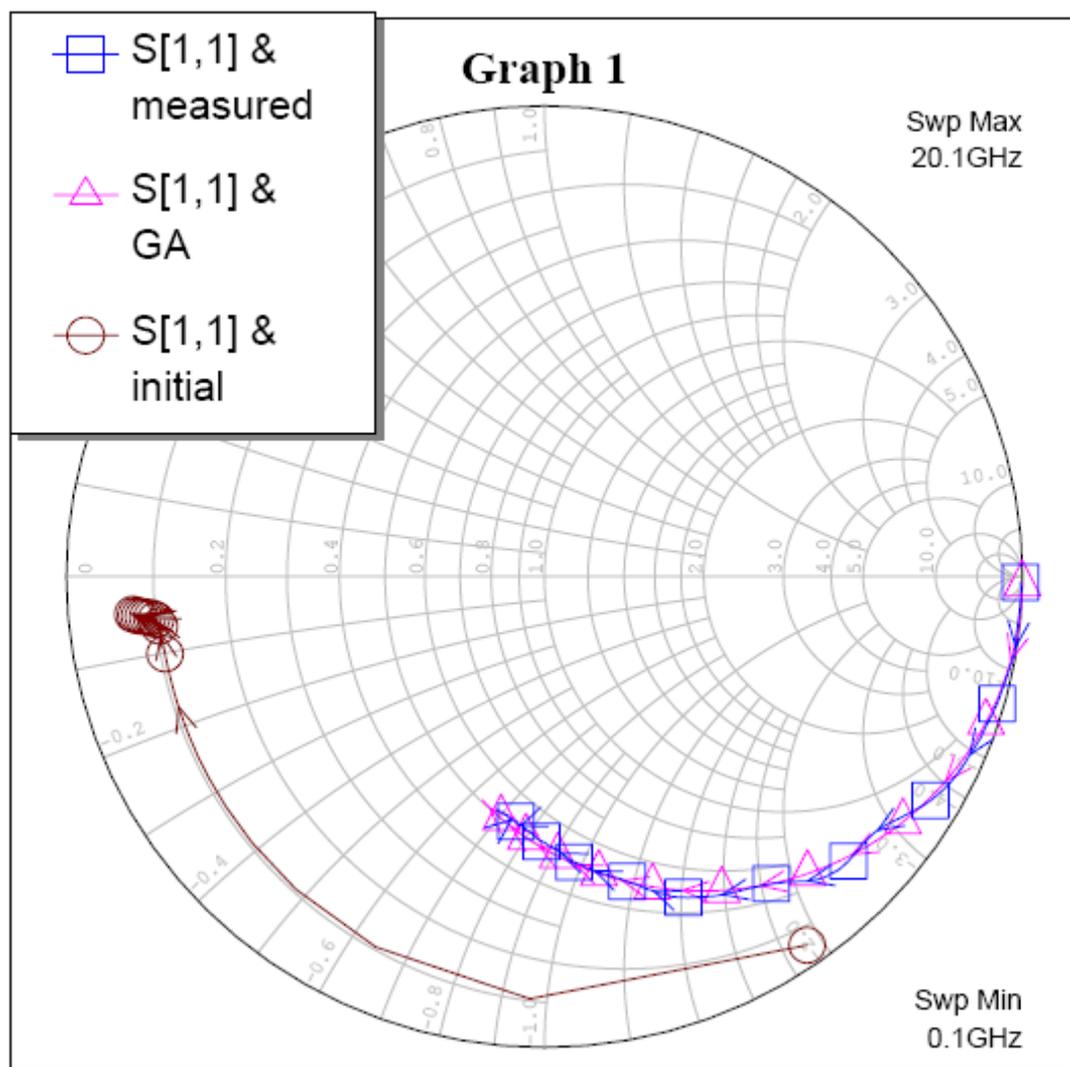


圖 5.1 S_{11}

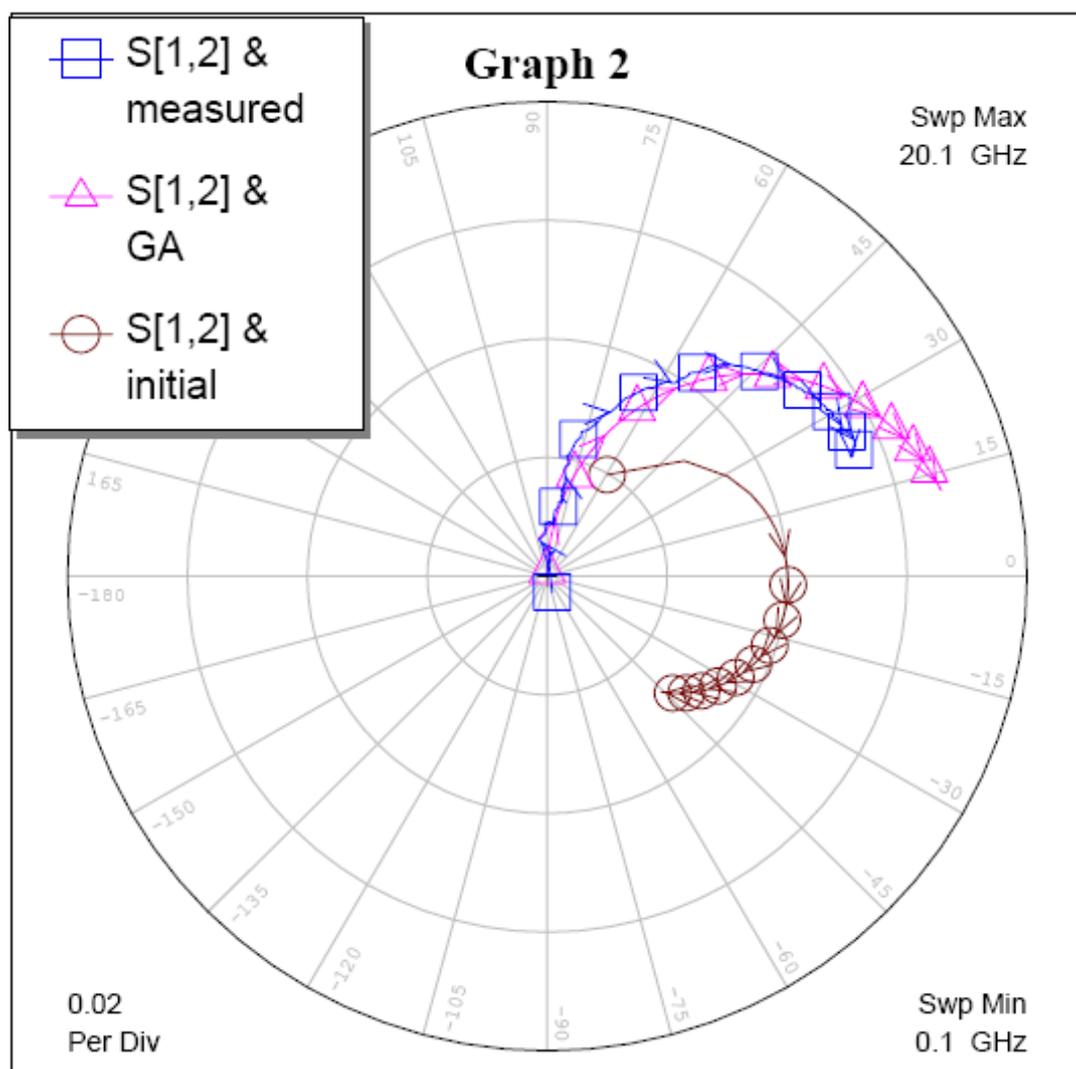


圖 5.2 S₁₂

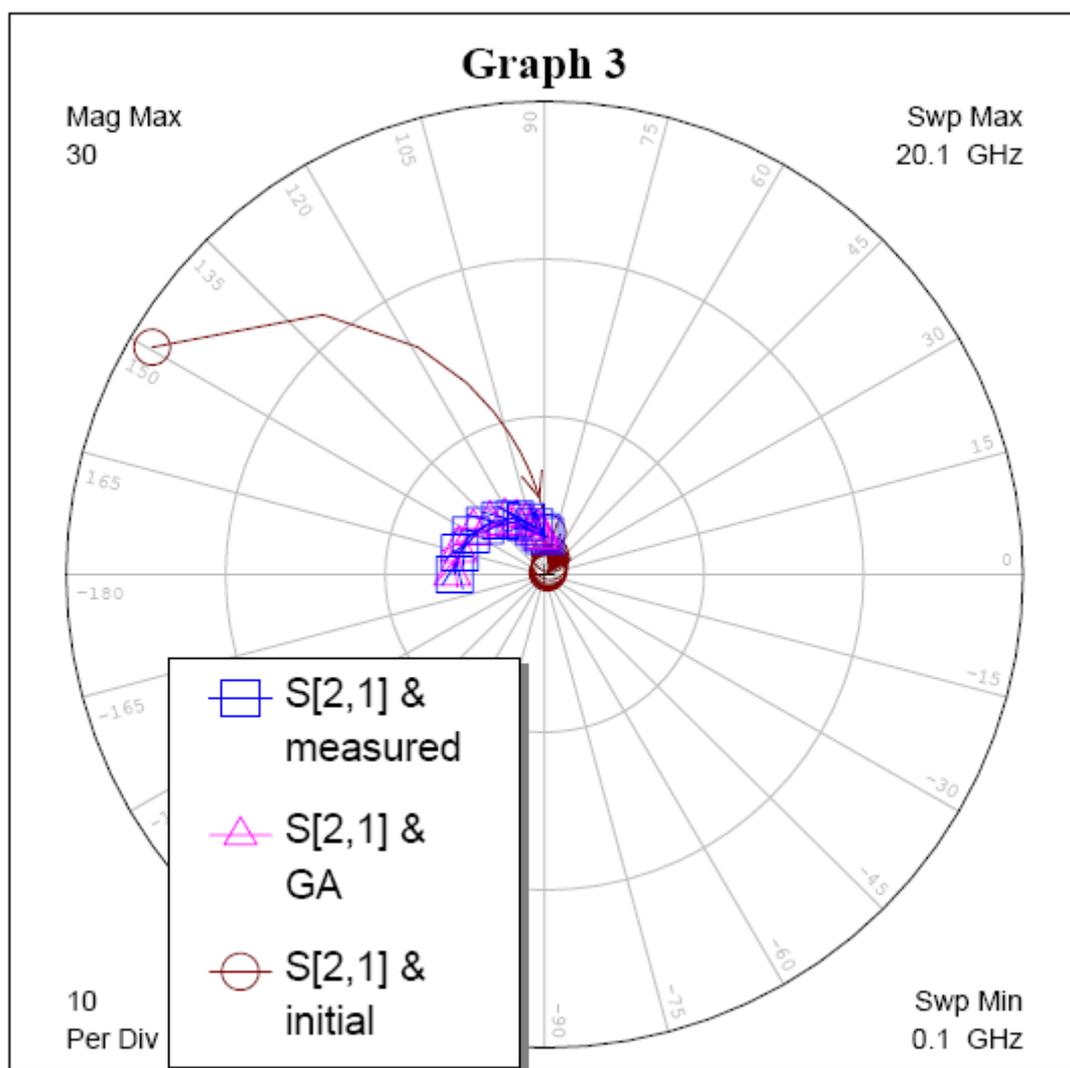


圖 5.3 S_{21}

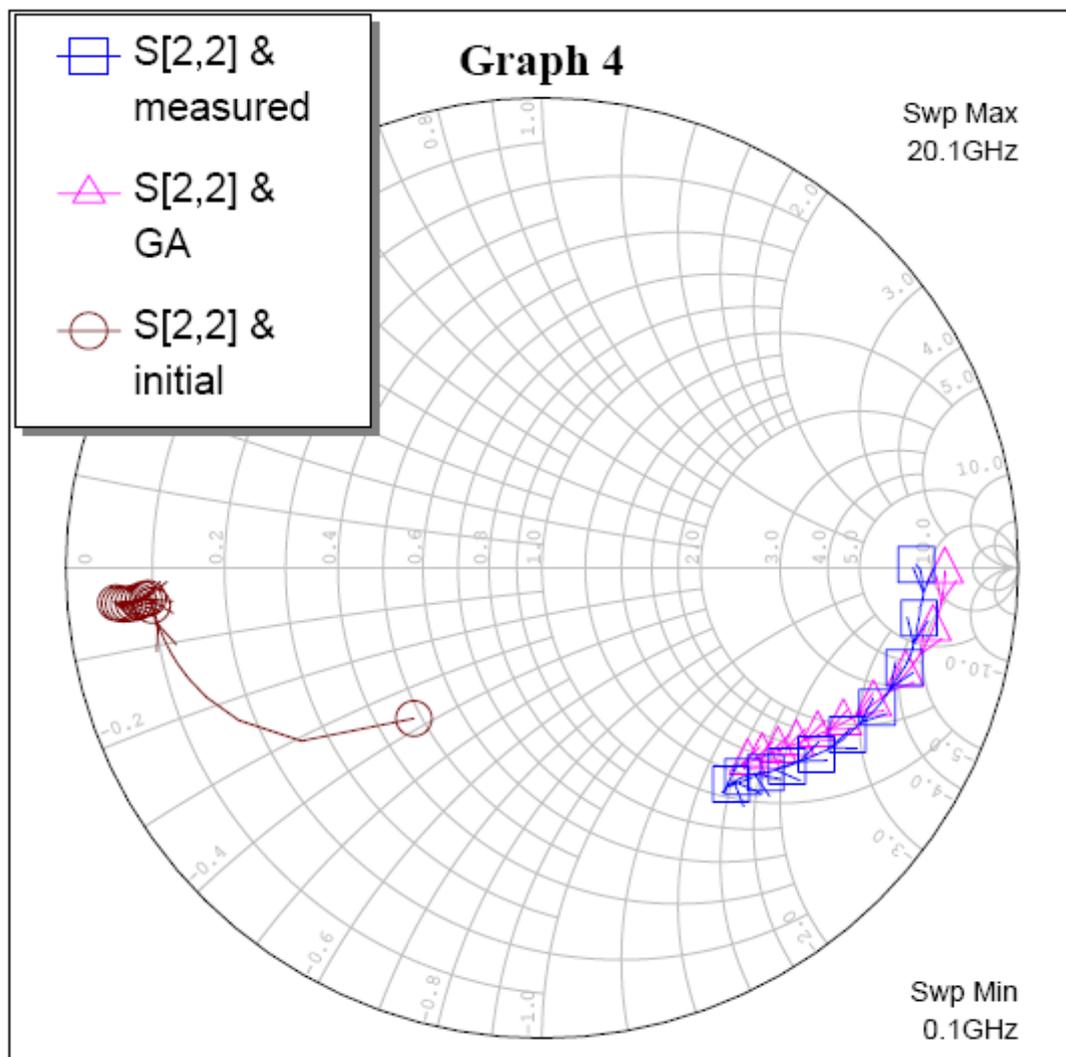


圖 5.4 S₂₂

第五章

結論

本專題製作過程中，我們發展了一個新穎且有系統的方法來得到十五個小訊號高電子遷移率電晶體模組，而這十五個小訊號模組是在不同偏壓狀況下的三種 S 參數的測量所獲得的。我們實務該元件的製程，半導體特性測量，S 參數萃取以及一連串有著其物理意義之矩陣運算後，我們可獲得小訊號模組的本質及外質參數。由仿效生物界中的物競天擇的自然進化的法則。由物種中選擇較好特性的母代，隨機性相互交換位元資訊，以期產生更為優秀的子代，重複下去，產生適應性最強的最佳物種的原則，使用基因演算法作為有系統的最佳化技術以獲得量測的 S 參數和模組的 S 參數之間好的匹配。而這個電路模組的主要目標是物理的真實性。最終的目的是希望能讓設計者能夠事先預測高電子遷移率電晶體元件的特性且經由 S 參數的量測及擷取來證明這些特性。

在這些製作專題過程中，讓我們對化合物半導體元件有更多的認識與學習並用於實驗測量驗證結果。且利用基因演算法也讓我學到其他領域的相關知識運用其方法去獲得參數值最佳化的結果。

感謝指導老師 李景松老師的教導與實驗室的學長姊們的指導與照顧，我將以主動積極、努力認真之學習態度，凡是盡心盡力、全力

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

以赴的研究精神來面對任何研究領域，並將專題中所學，應用於日後
的研究上。



參考文獻

- [1] 本城和彥 著，呂學士 編譯，“微波通訊半導體電路”，全華科技圖書，民國 85 年 3 月。
- [2] 施敏 原著，黃調元 譯，“半導體元件物理與製作技術”，國立交通大學出版社，2002 年 9 月。
- [3] S. M. Sze, “High-Speed Semiconductor Devices,” Johy Wiley & Sons, 1990.
- [4] W. R. Curtice and R.L. Camisa, “Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, no.12, pp.1573-1578, Dec. 1984.
- [5] G. Kompas and M. Novotny, “Highly Consistent FET Model Parameter Extraction Based on Broadband S-Parameter Measurements,” in IEEE MTT-S Dig., 1992, pp.293-296.
- [6] 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.
- [7] J. Michael Golio, “Microwave MESFETs and HEMTs,”
- [8] 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.
- [9] H. Kondoh, “An Accurate FET Modelling from Measured S-Parameters,” IEEE MTT-S Dig., pp.377-380, 1986.
- [10] 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.

以基因演算法改善電子遷移率電晶體
高頻參數之萃取精準度

- [11] 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.
- [12] 周鵬程，類神經網路入門-活用 Matlab，全華科技圖書，2005。
- [13] 陳堃峰，應用模糊類神經網路於壓電致動器之精密定位控制研究，碩士論文，國立東華大學，2004。

