



# 逢甲大學學生報告 ePaper

## 報告題名：

砷化銦鎵/砷化鎵變晶式異質場效電晶體之研製與其應用於高線性度

X-頻帶 MMIC 之電路設計

Investigations on  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}/\text{GaAs}$  Metamorphic Heterostructure  
Field-Effect Transistors and  
Their Applications to X-Band MMIC Designs

作者：陳亦斌、黃家津、吳建緯、謝詠安

系級：電子四甲、電子四乙

學號：D9465591、D9466103、D9422517、D9587738

開課老師：李景松

課程名稱：化合物半導體元件

開課系所：電子工程學系

開課學年：九十七 學年度 第一學期



## 摘要

在此專題內，我們將探討近年來快速發展的高電子移動率電晶體的發展及比較兩種不同通道設計的特性。利用不同銦含量組成的通道，完整分析其對元件特性之影響，如：轉導值、閘極電壓擺幅、截止特性、元件線性度及崩潰電壓等。其中元件結構方面，我們以「分子束磊晶」方式來進行磊晶。分子束磊晶(MBE)製程使元件可以成長非常薄的一層具有特定摻雜的特定半導體材料。砷化銦鎵/砷化鎵變晶型高電子移動率電晶體利用兩種通道設計，分別是擬晶式通道及V型-對稱型漸變式通道。我們將以此兩種通道設計的高電子移動率電晶體來實現高頻(X-band)放大器的電路。實驗量測與模擬結果顯示，相較於對稱型漸變式通道，擬晶式通道有較高的汲-源極電流密度及外部轉導值，此外電流驅動能力也較好。然而，對稱型漸變式通道則具有較大的閘極電壓擺幅及優越的線性度特性。因此，我們在專題內詳細的分析兩種通道設計的特性與比較。

關鍵字：分子束磊晶、對稱式V型通道、擬晶式通道

## 目錄

摘要.....	1
目錄.....	2
圖、表目錄.....	4
第一章 簡介.....	7
1-1 前言.....	7
1-2 研究動機.....	9
1-3 專題架構.....	9
第二章 高電子移動率電晶體基本原理及模型.....	10
2-1 高電子移動率電晶體之基本原理.....	10
2-2 高電子移動率電晶體之結構.....	11
2-3 晶圓成長磊晶系統.....	16
2-4 高電子移動率電晶體之操作模式.....	22
2-5 高電子移動率電晶體之小訊號模型.....	22
第三章 砷化鋁銦/砷化銦鎵變晶式高電子移動率電晶體元件設計.....	27
3-1 元件結構分析.....	27
3-2 實驗結果及討論.....	29
3-2-1 霍爾量測結果.....	29
3-2-2 電流-電壓特性.....	30
3-2-3 外質轉導特性.....	32
3-2-4 崩潰電壓特性.....	33
3-2-5 截止頻率與最大震盪頻率.....	37
3-2-6 功率特性.....	39
3-2-7 結論.....	40

第四章 高頻放大器之應用.....	41
4-1 電路設計.....	41
4-2 高頻參數特性.....	42
4-3 實驗結果及討論.....	44
4-3-1 輸入/輸出返回消耗特性.....	44
4-3-2 閘極電壓調變穩定度.....	46
4-3-3 閘極電壓擺幅特性.....	47
4-3-4 結論.....	48
第五章 總結.....	49
參考文獻.....	51



## 圖目錄

圖 2-1 在熱平衡下的一個 nN 異質接面理想能帶圖.....	10
圖 2-2 (a) N-AlGaAs-n-GaAs 異質接面傳導帶邊緣.....	11
圖 2-2 (b) 具有離散電子能量的三角形位能井近似.....	11
圖 2-3 基本 HEMT 幾何結構圖.....	12
圖 2-4 假晶性 HEMT 結構的晶格排列.....	14
圖 2-5 假晶性結構能帶圖.....	15
圖 2-6 假晶性結構圖.....	15
圖 2-7 異質結構 AlGaAs/GaAs 能帶圖.....	16
圖 2.8 廣泛應用的 MBE 系統與其一些子系統的腔室示意圖.....	18
圖 2.9 HEMT 的小訊號等效電路模型.....	23
圖 2.10 HEMT 的結構與等效電路.....	23
圖 3-1 變晶式高電子移動率電晶體的剖面示意圖.....	27
圖 3-2(a) PC-MHEMT 的共源極電流-電壓特性曲線圖.....	30
圖 3-2(b) SGC-MHEMT 的共源極電流-電壓特性曲線圖.....	31
圖 3-3 PC-MHEMT 與 SGC-MHEMT 在 $V_{DS}=1.75V$ 下汲極飽和電流密度及外質轉 導對閘極電壓的變化.....	32
圖 3-4 PC-MHEMT 與 SGC-MHEMT 在室溫 300K 下的雙端閘-汲極崩潰電壓特性 (插入圖表示順偏啟動電壓的特性).....	33
圖 3-5 SGC-MHEMT 的汲-源極關閉狀態崩潰電壓特性 (插入圖表示 PC-MHEMT 的汲-源極關閉狀態崩潰電壓特性).....	35
圖 3-6(a) PC-MHEMT 的在不同的 $V_{DS}$ 下閘極電流密度對閘極電壓的變化.....	36
圖 3-6(b) SGC-MHEMT 的在不同的 $V_{DS}$ 下閘極電流密度對閘極電壓的變化.....	36
圖 3-7(a) PC-MHEMT 在 $V_{DS}=2V$ 及 $V_{GS}=-1.5V$ 之微波特性.....	37
圖 3-7(b) PC-MHEMT 在 $V_{DS}=2V$ 及 $V_{GS}=-0.75V$ 之微波特性.....	38

圖 3-8 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在室溫300K下截止頻率及最大震盪頻率對閘極電壓的變化.....	38
圖 3-9 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在5.8GHz下輸出功率及功率增益對輸入功率的變化特性.....	39
圖 4-1(a) X-頻帶SGC-MHEMT增益放大器的電路圖.....	41
圖 4-1(b) X-頻帶PC-MHEMT增益放大器的電路圖.....	41
圖 4-2 模擬SGC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益和返回消耗特性圖...	45
圖 4-3 模擬PC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益和返回消耗特性圖.....	45
圖 4-4模擬SGC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益對閘極電壓變化特性.	46
圖 4-5 模擬PC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益對閘極電壓變化特性..	47
圖 4-6 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在頻率中心增益對閘極電壓的變化特性圖	48



## 表目錄

表3-1 具有砷化鋁銦/砷化銦鎵之變晶式高電子移動率電晶體在300K(77K)的二維電子雲密度及移動率.....	29
表4-1 閘極長度 $0.65\ \mu\text{m}$ 的PC-MHEMT與SGC-MHEMT的直流參數.....	43
表4-2(a) SGC-MHEMT在不同的 $V_{GS}$ 下的小訊號模型參數值.....	43
表4-2(b) PC-MHEMT在不同的 $V_{GS}$ 下的小訊號模型參數值.....	44



# 第一章

## 簡介

### 1-1 前言

隨著科技的日新月異，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發展技術有很大的進步，但也由於人類使用的頻帶越來越高，對於整體系統而言之，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。

高電子移動率電晶體(HEMT)最早是在1978年被提出，而進一步在1980年利用砷化鋁鎵/砷化鎵化合物材料系統成功的實現此設計概念。早期的HEMT利用AlGaAs/GaAs系統，它是當時最廣泛研究且最好理解的異質結構，而且它是由單一異質接面所組成。此後，其它材料系統使用雙異質接面HEMT，如AlGaAs/InGaAs/GaAs HEMTs，同樣地被引用。HEMT的重點是在窄能隙傳導帶邊緣的通道層與在較寬能隙傳導帶的緩衝層之間的異質接面。至於單異質接面的HEMT，其通道層所使用的材料與基板相同，然而在雙異質接面HEMT，其通道層位於上方及下方的位障層(barrier)之間，而形成所謂的三明治結構。在通道層與位障層的界面間產生了一個2DEG(二維電子雲)。2DEG最重要的特性在於高電子濃度及高電子遷移率。



在1985年提出了砷化鎵基板上(GaAs substrate)擬晶式通道的概念，藉由提高銦的含量我們可以得到**高轉導值、高電子移動率、高載子限制力、高電流密度、高單位電流增益頻率及低源極電阻值**等好處。另一方面磷化銦(InP)基板晶格常數與高銦含量的砷化銦鎵的晶格常數匹配的關係，已經展現出好的微波特性和低雜訊的特性[1]-[3]。但是，因為磷化銦本質的缺陷，如：機械強度不足、價格較砷化鎵貴及尺寸的限制等缺點，所以我們還是以砷化鎵做為基板材料的占大多數。為了消除砷化鎵基板的晶格不匹配的缺點，在1989年Alain Cappy提出了在砷化鎵基板上利用變晶式(metamorphic)分子束磊晶式(MBE)成長技術，成功磊晶高銦含量之砷化銦鎵之材料系統[4]-[6]。因此在本專題中時研究在砷化鎵基本上利用變晶式(metamorphic)成長之砷化鋁銦/砷化銦鎵(InAlAs/InGaAs)化合物材料高電子移動率場效應電晶體。除此之外，使用反向步階變晶式緩衝還可以提供更高的鬆弛速率(relaxation rate)及達到更可靠的載子轉移特性[7]-[9]。

銦含量高的砷化銦鎵具有較低的有效電子質量、較高的載子遷移率以及較大的不連續傳導帶等優點，可以用於擬晶式通道，藉以改善元件特性。不幸的是，因為砷化銦鎵本身能隙較小，使得在高電場下衝擊游離效應容易發生，甚至會使元件參數惡化。例如：漏電流、輸出轉導、電壓增益以及崩潰特性接會受影響[10]-[12]。

近年來，無線通訊的發展相當快速。在眾多的無線通訊系統中，射頻(Radar Frequency,RF)功率放大器(Power Amplifier,PA)是一項重要的組成成分。操作在 X-band的功率放大器非常適合應用於相位陣列雷達。在這之前，相關的成功 X-band功率放大器的應用已被提出報導過了[13]-[18]。這些單晶微波積體電路展現出高功率及高轉換工率(PAE)；但是這些功率放大器的小訊號增益值無法達

到相位陣列雷達的要求。因此，本專題描述一個新的架構(SGC-MHEMT)用於 X-band放大器以提供較高的增益值及高線性度的特性。至於電路的應用，有限的閘極電壓擺幅將會嚴重影響到功率放大器的操作，造成的因素可能有製程問題及操作的溫度。這些因素將可能導致夾止電壓(pinch-off voltage)、工作點的誤差受影響，甚至使得小訊號增益值下降，尤其在多級放大器內會更明顯。總結來說，寬閘極電壓擺幅(GVS)在功率放大器電路是非常重要的環。

## 1-2 研究動機

本專題研究兩種通道設計的變晶式高電子移動率電晶體，並利用各種特性曲線圖完整地分析其優缺點。最後討論其在高頻操作的特性與限制，對於凡事追求快速以及高穩定度科技產品，專題內所提出的通道設計概念均大大改善了元件的基本特性。對於半導體工程師，改善元件特性是常常必須面對的問題，本專題提供了一些思考的邏輯和理念。

## 1-3 專題架構

本專題一共分為五個章節，第一章為簡介高電子移動率電晶體的發展，第二章則描述高電子移動率電晶體的基本原理及架構，並扼要的說明製程的程序，對於我們下一章節要討論的通道設計是必備的基礎知識。第三章開始分析及比較兩種通道設計的特性。第四章則將藉由 Microwave Office®軟體的輔助，萃取出放大器的參數值，並探討擬晶式及 V 型對稱式通道設計在高頻放大器的應用。最後在第五章為結論及未來發展的探討。

## 第二章

# 高電子移動率電晶體基本原理及模型

### 2-1 基本原理

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組成成分及能隙產生，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。

另外，高電子移動率電晶體最重要的一個部分便是我們在第一章所談論到的二維電子氣(2DEG)。在考慮異質接面的靜電學之前，將先討論同型接面的一項獨特的特性。圖 2-1 顯示一個 n-N GaAs-AlGaAs 異質接面在熱平衡時的能帶圖。

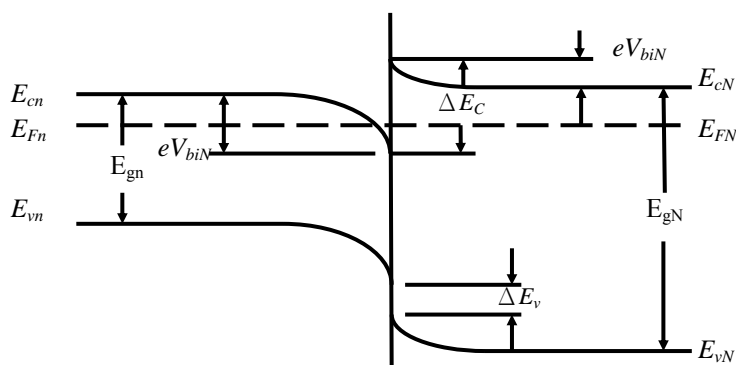


圖 2-1 在熱平衡下的一個 nN 異質接面理想能帶圖

AlGaAs 可以是適度摻雜至重摻雜的 n 型，而 GaAs 可以是較輕摻雜，或者甚至是本徵的。為了獲致熱平衡，電子會由寬能隙 AlGaAs 流動進入 GaAs 之中，而在鄰近界面處的位勢井之中形成一層電子的堆積層。我們之前已經發現的一項基本量子學的結論乃是，被侷限於位勢井之中的一個電子在一個(垂直於界面的)空間方向上具有量子化的能量，但卻可以在其它兩個空間方向上自由移動的這種情況。

接近界面的位勢函數可以以一個三角形的位勢井來加以近似。圖 2-2(a)顯示接近陡峭接面的界面處的傳導帶邊緣，而圖 2-2(b)則顯示三角形位勢井的近似。可以使用這個位勢函數來求解薛丁格波動方程式，量子化的能階顯示於圖 2-2(b)之中。

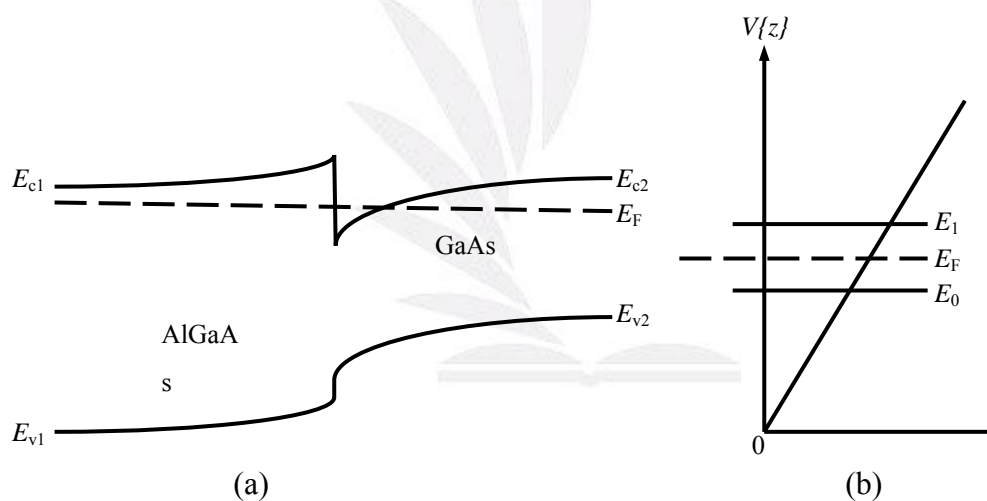


圖 2-2 (a) N-AlGaAs-n-GaAs 異質接面的傳導帶邊緣

(b) 具有離散電子能量的三角形位能井近似

## 2-2 高電子移動率電晶體之結構

HEMT 之基本架構(圖2-1)由下而上分別為：緩衝層、位障層，通道層、隔離層、載子提供層、蕭基層、覆蓋層。

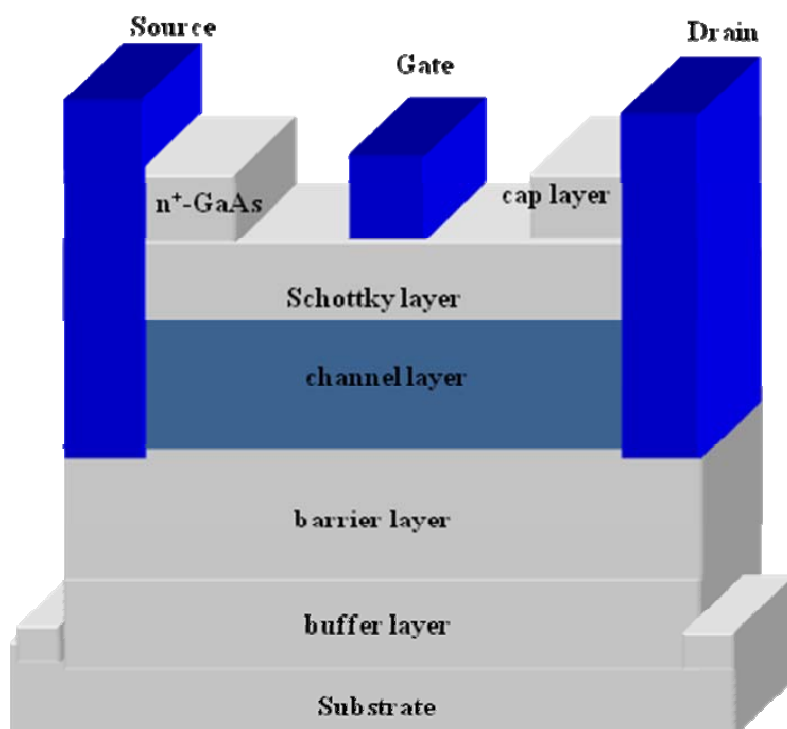


圖2-3 基本HEMT幾何結構圖

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。

其中各層的功能分別為：

#### (1) 覆蓋層(Cap layer)

通常GaAs 覆蓋層是矽的重摻雜 大約是  $10^{18}\text{cm}^{-3}$ ，能在HEMT中提供好的歐姆接觸。覆蓋層中高摻雜濃度和厚度使得元件Source源極電阻值下降，並且保護了下一層蕭基層表面氧化作用。若是在閘極上沒有好的覆蓋凹槽層，將會導致並聯的效應。

## (2) 蕭基層 (Schottky layer)

蕭基層通常使用比通道層更寬能隙的材料，因為在 AlGaAs/GaAs 異質界面傳導帶不連續，自由電子會以二維電子氣形式從 AlGaAs 擴散至 InGaAs，而 2-DEG 允許高薄電荷密度，並且改善載子限制力。在使 AlGaAs 蕭基層變薄時，問題是閘極金屬和通道層距離變小造成高轉導值，但也降低了崩潰電壓值。

## (3) $\delta$ -摻雜載子提供層(Carrier Supply layer)

可以由妨礙長晶步驟中了解  $\delta$ -摻雜。切斷在長晶步驟時流動源  $A_5H_3$  和  $SiH_4$  其中 Al 和 Ga 的來源。因此，可以得到從側面急劇的摻雜。薄層  $\delta$ -摻雜製程在 HEMT 的好處為：

- (1) 高洩極(drain)電流特性
- (2) 低雜質散射效應
- (3) 高轉導值
- (4) 降低短通道效應

## (4) 隔離層(Spacer)

在載子提供層與通道層間有兩個隔離層，隔離層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倫散射的影響，提升電子移動率。而隔離層的厚度對電晶體特性有很重要的影響，較薄的隔離層厚度可在 InGaAs 通道中有效增加總電荷密度，換句話說，較厚的隔離層會提升電子的移動率，但也降低電子在二維電子氣的傳導效率。典型的隔離層厚度在  $20\text{\AA} \sim 50\text{\AA}$ 。

## (5) 假晶性 InGaAs 通道層

利用 InGaAs 為二維電子氣通道的材料來改進 HEMT 的特性，發現 InGaAs 與 AlGaAs 兩者間晶格常數的差異。在圖 2-4 中可看出 InGaAs 為了匹配 GaAs

或 AlGaAs 的晶格常數而被壓縮。圖 2-5 與圖 2-6 為假晶性結構的能帶圖與幾何圖形。

圖 2-4 中 InGaAs 承受像一般方晶結構以四角形形式歪斜，InGaAs 與 GaAs 間有一個臨界厚度能允許晶格不匹配變形。當莫耳含量 InAl 提高時，臨界厚度會變薄以至於量子尺寸影響而產生電子次能帶，實際上卻降低了電子的位能限制力。但 HEMT 中運用薄層 InGaAs 的好處包含增強電子的傳輸，改善載子在量子井中的限制力和有較高的電子移動率。

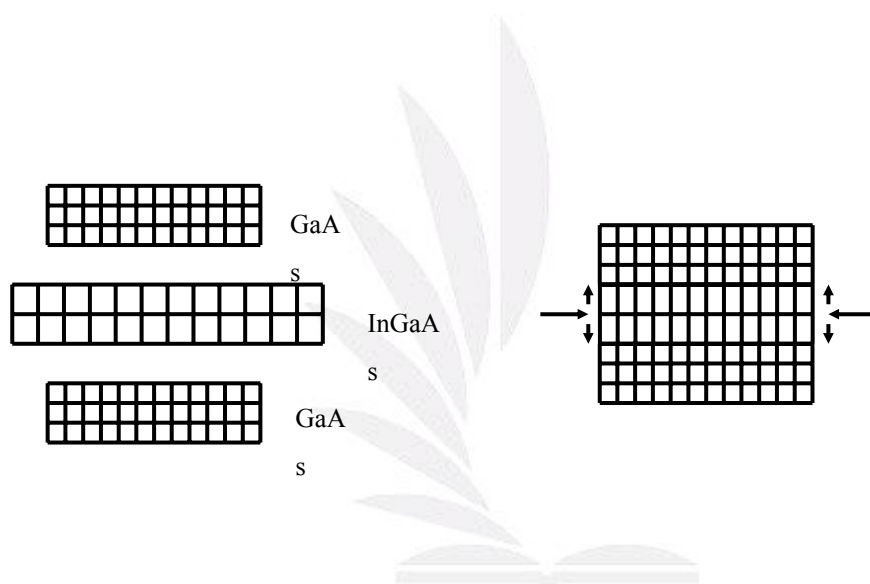


圖 2-4 假晶性 HEMT 結構的晶格排列



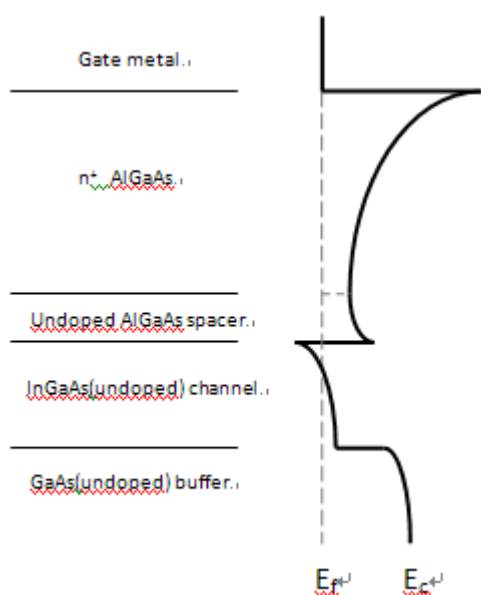


圖 2-5 假晶性結構能帶圖

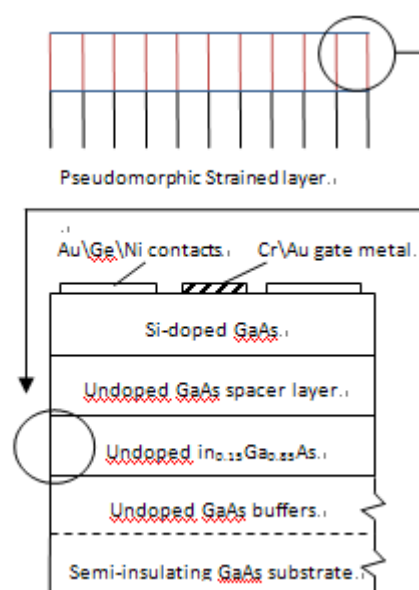


圖 2-6 假晶性結構圖

## (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。典型未摻雜的砷化鎵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。具有高阻抗以及寬能隙的 AlGaAs 是目前推測維理想的緩衝層材料，而此元件特性與長晶參數息息相關，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，其中能緩解此問題的技術是在 AlGaAs 層中插入薄層 GaAs，提高雜質濃度並在下一個 AlGaAs 長晶前產生一個平滑的表面。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。圖 2—5 為 AlGaAs/GaAs 異質結構的能帶圖。



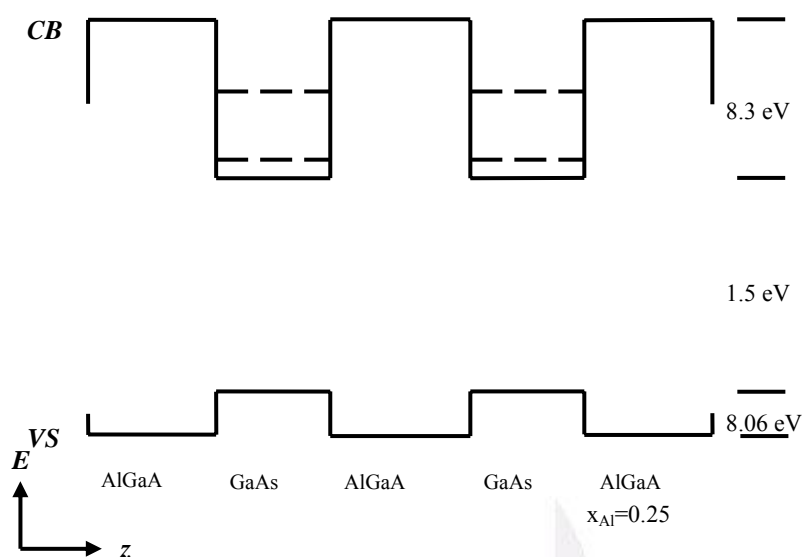


圖 2-7 異質結構 AlGaAs/GaAs 能帶圖

### 2-3 晶圓磊晶成長系統

「低壓有機金屬化學氣相沉積」(LP-MOCVD)系統以及「分子束磊晶」(MBE)系統是磊晶(epitaxial)成長技術兩大主軸。低壓有機金屬化學氣相沉積(LP-MOCVD)可提高產能以及一次數片的成長晶圓[19]。分子束磊晶(MBE)可以成長高品質的單層材料，對於量子井(quantum well)及超晶格(superlattice)等高級薄層結構的成長控制，更是各種不同磊晶技術中最佳的，被認為是未來最主要的成長晶圓技術[20]-[21]。之所以稱為分子束，是因為當氣體壓力減低至  $10^{-4}$ 托耳(torr)以下時，氣體分子間的相互碰撞之平均自由徑(mean free path)，將比分子自熱源發射口到基板間距離長，而成為一束步任意發散的分子群。基本上，分子束磊晶成長技術和真空蒸鍍(vacuum evaporation)相似，只是其裝置的控制性和真空要求程度，一般為  $10^{-10}$ 托耳(torr)，比一般蒸鍍高出許多。我們即將介紹分子束磊晶 (MBE)系統，接著，介紹元件製程的主要步驟。

### ◎分子束磊晶系統的介紹

分子束磊晶是六十年代末在真空蒸發的基礎上發展起來一套成長極薄晶薄膜的新技術，利用在**超高真空**下，蒸鍍物質平均自由路徑大於蒸鍍源到基板間距離的原理，讓蒸發的元素態分子束，直接撞擊晶片基板而沈積進行磊晶成長的單晶薄膜成長技術。分子束磊晶技術已被廣泛地應用在各種光電和通訊電子元件結構的成長，如發光二極體、光檢測器、微波高速元件、半導體雷射等。分子束磊晶能製造僅有原子厚度的薄膜，不論在薄膜的厚度、組成、和摻雜的控制上，均是最佳的磊晶技術，目前已成為三五族化合物半導體材料的主要長晶技術之一，也是量子物理研究的利器。

分子束磊晶可說是近年來在半導體製程技術當中最重要的一項發展，它是在 1970 年代初期，由貝爾實驗室的 John Arthur 及華裔的卓以和博士共同發展出來的。這項技術拋棄了傳統熱平衡方式的磊晶成長，而採用真空蒸鍍的方式。首先將待成長的晶片放置在一超高真空 ( $\sim 10^{-10}$  mmHg) 的小室 (chamber) 中，所需成長的材料則放在小室一端的小爐子當中。當爐溫升至一定高度時，爐中的材料會以原子束或分子束的形式蒸發出來，此時基板也被加熱至一適當的溫度。當分子束射至基板時，就會與基板表面的原子結合而形成磊晶。磊晶成長的速率完全由單位時間內射到基板表面的分子數目決定，這可以很容易的由裝置成長材料爐子的爐溫所控制，一般成長的速率約為一秒鐘成長 0.1 層至 3 層原子。由於速度慢，所以可以很精確的控制磊晶層的厚度。每個爐子的前端有一扇門，門的開關決定了磊晶層的起始點和終止點，控制這些門的開關順序就可以得到多層的磊晶結構。

目前的分子束磊晶法以 Varian Gen II 系統為主流，由三間主要的真空室所構成：一間長晶室(growth chamber)、一間緩衝室(Buffer chamber)以及一間樣品出入室(Load-lock chamber)。而樣品出入室主要的功用是使樣品進出真空室時，保持其它室的純淨度以不受汙染。緩衝室則用於樣品的準備及貯存，但是也有其他系統的緩衝室用於材料特性的分析。在 UT MBE 系統的緩衝室也具有作為傳輸的功用，允許樣品被在真空下轉移到兩間不同的 Varian Gen II 長晶室。圖 2-8 說明一個廣泛應用的 MBE 系統與其一些子系統的成長室。

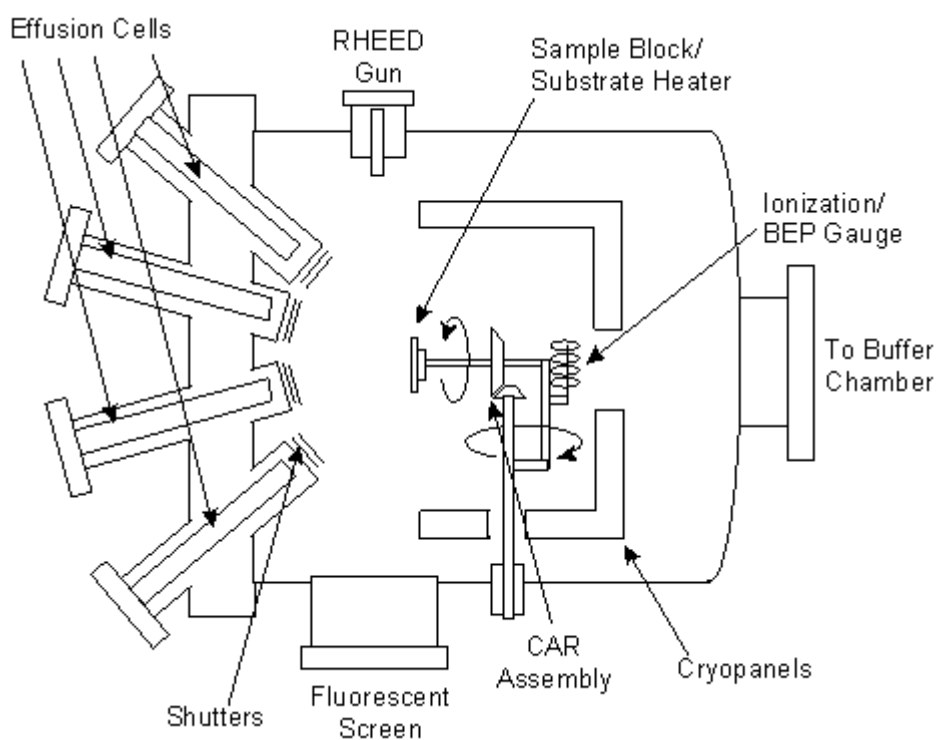


圖 2-8 廣泛應用的 MBE 系統與其一些子系統的腔室示意圖

分子束磊晶技術的發展將半導體元件帶入一個嶄新的領域。過去元件的大小用微米 ( $10^{-6}\text{m}$ ) 計算，以分子束磊晶技術所作出來的元件大小則可用埃 ( $10^{-10}\text{m}$ ) 來計算，我們甚至可以準確到用原子的層數來計算磊晶的厚度。當這些磊晶層薄到約  $100\text{\AA}$  時，傳統分析電子運動的方式已不再適用，而必須考慮到量子效應。許多在傳統元件中無法表現出來的特性，此時都表現出來。如今利用這些量子效應所製作的元件，有許多已經優於傳統的元件。例如量子井雷射，它的起振電流和量子效率均比傳統的半導體雷射強許多；又如共振穿透元件，它所具備的負電阻效應是純粹電子運動量子化後的結果，更是一般傳統元件無法作到的。

分子束磊晶技術帶給我們的不僅是最新的磊晶技術，更是半導體元件的一項革命。它帶領我們進入**量子元件**的世界，對今後半導體技術發展的影響將是無比深遠的。

#### ◎ 元件製作過程

我們使用標準微影與抬升技術製成圖案。在製程正式開始之前，使用丙酮以超音波振動，沖洗 D.I.water，以高純度的氮氣吹乾晶圓，確保晶圓的乾淨。在製程過程中，有四項主要步驟如下：

- (一) 晶圓定向
- (二) 平台絕緣
- (三) 源極以及閘極金屬化
- (四) 蕭基特金屬接觸形成

### (一)晶圓定向

閘極方向必須平行橢圓圖案的主軸，以防抬升過程電路開路。所以我們選定閘極方向為(100)方向，在平台絕緣蝕刻過程選定(011)方向。

### (二)平台絕緣

平台絕緣的目的是要防止漏電流。沒有漏電流，我們才能得到較好的夾止特性。晶圓覆蓋AZ1400 光阻劑。使用平台圖案是標準的微影製程形成平台圖案，並以化學溼式蝕刻方式絕緣平台。方式為在砷化鎵，砷化鋁鎵，砷化銦鎵層加入 $H_3PO_4 : H_2O_2 : H_2O = 1 : 1 : 30$ 。蝕刻完成後，我們必須確定元件已經蝕刻到緩衝層或是基板。為了確定蝕刻速率，我們使用alpha步驟確認蝕刻時間與蝕刻深度之間關係。主要的平台獨立如下：

1. 脫水烘烤
2. 塗佈
3. 旋轉覆蓋層
4. 軟烤(曝光前烤)
5. 曝光
6. 顯影
7. 硬烤
8. 蝕刻
9. 去除光阻

### (三)源極以及汲極金屬化

使用超音波振動並加入丙酮清洗晶圓，以及使用氨水( $NH_4OH : H_2O = 1 :$

1)從表面去除氧化層。用AZ1400 光阻劑覆蓋晶圓表面，並以 90°C 烘烤三十分鐘。之後以標準微影製程技術形成電極圖案。然後蒸鍍金屬並加入丙酮和氯化氫以超音波振動二十分鐘，沖洗D.I.water，純淨的氮氣吹乾表面。源極和汲極接觸使用金/鍍/鎳合金。蒸鍍金是為了降低接觸的阻值。蒸鍍金屬過程是在壓力  $8 \times 10^{-6}$  torr 下進行。我們使用抬升過程得到圖案，然後在適當的溫度和時間下，進行晶圓的快速退火，形成歐姆接觸。源極和汲極金屬化的主要步驟如下：

1. 脫水烘烤
2. 塗佈
3. 旋轉塗佈表面
4. 軟烤(曝光前烤)
5. 曝光
6. 顯影
7. 蒸鍍
8. 抬升
9. 合金



#### (四)蕭基特金屬接觸形成

在蒸鍍閘極金屬之前，我們必須以蝕刻方式去除光罩層。如果沒有完全去除光罩層，會造成平行傳導效應。因為我們使用光罩當作源極和汲極，所以不需要光微影。

藉由使用閘極光罩打開閘極，然後在砷化鋁鎵層蒸鍍金形成蕭基特閘極。之後使用抬升技術，場效電晶體元件便完成。主要步驟與源極和汲極

金屬化相同，但沒有合金此步驟。

## 2-4 高電子移動率電晶體之操作模式

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。

## 2-5 高電子移動率電晶體之小訊號模型

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 2.6 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 2.7 為剖析圖。



砷化銦鎵/砷化鎵變晶式異質場效電晶體之研製與  
其應用於高線性度 X-頻帶 MMIC 之電路設計

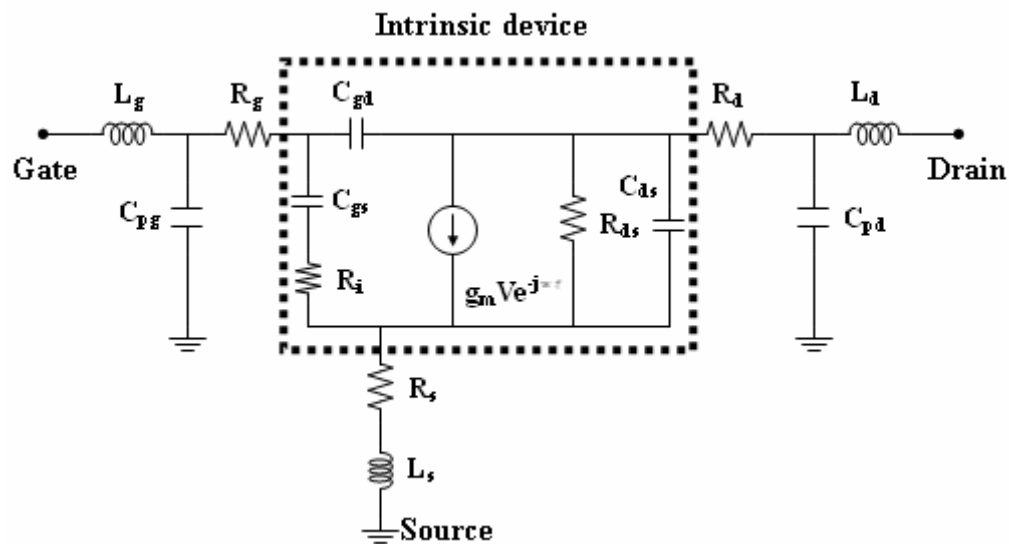


圖 2.9 HEMT 的小訊號等效電路模型

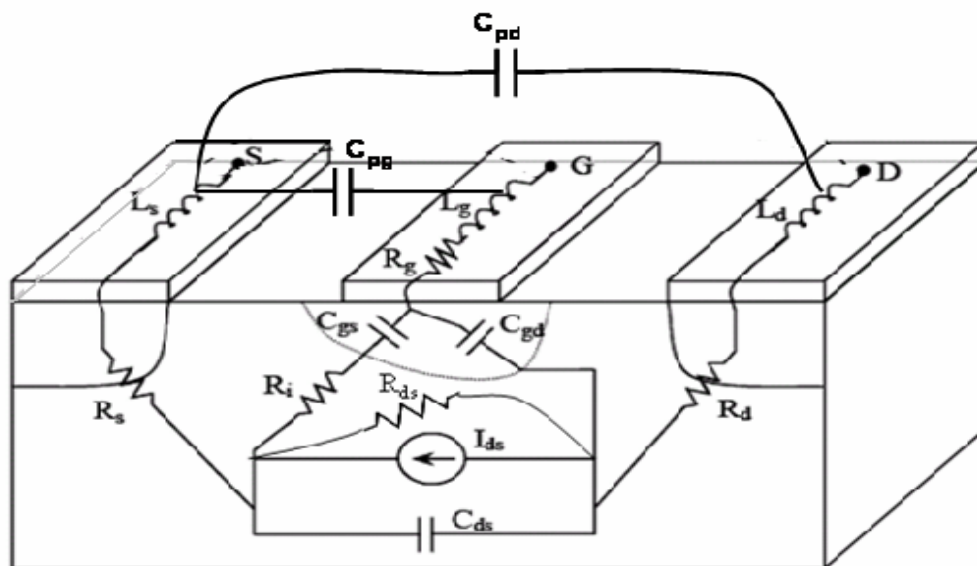


圖 2.10 HEMT 的結構與等效電路

### 2.5.1 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。

### 2.5.2 寄生電阻 $R_s$ , $R_g$ , $R_d$

寄生電阻 $R_s$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  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。

### 2.5.3 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。

#### 2.5.4 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  $V_{ds} = 0$ 。

#### 2.5.5 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。其數學表示示如下所示：

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}}$$

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。

#### 2.5.6 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：

$$g_{ds} = \frac{1}{R_{ds}} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \Big|_{V_{ds}=\text{constant}}$$

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中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

### 2.5.7 轉導延遲 $\tau$

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  $\tau$  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。

### 2.5.8 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

# 砷化鋁銦/砷化銦鎵變晶式高電子移動率電晶體 之通道設計

### 3-1 結構分析

我們所研究的高電子移動率的結構都是建立在(100)方向的半絕緣砷化鎵基板上，而磊晶的技術我們是以分子束磊晶(Molecular Beam Epitaxy)為主。圖3-1分別列出具有擬晶式通道(pseudomorphic channel, PC-)以及對稱型調變式通道(symmetrically-graded channel, SGC-)之砷化鋁銦/砷化銦鎵變晶式高電子移動率電晶體各層的結構。

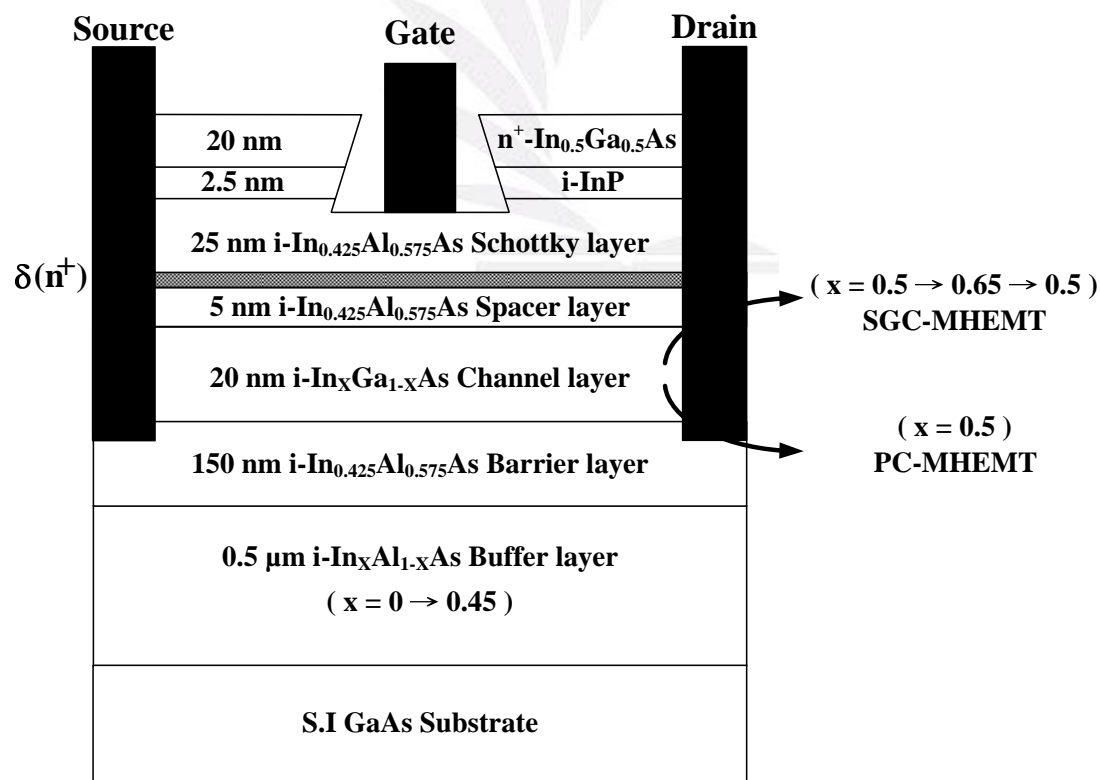


圖3-1變晶式高電子移動率電晶體的剖面示意圖

變晶式緩衝層及位障層均被應用在兩種通道設計中，分別是厚度為 $0.5\mu\text{m}$ 的砷化鋁銦( $\text{In}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ )漸變式緩衝層，其銦的莫爾分量是從0往0.45增加；和厚度為 $150\text{nm}$ 的未摻雜砷化鋁銦( $\text{i-In}_{0.425}\text{Al}_{0.575}\text{As}$ )位障層。反向步階漸變式緩衝層的設計主要是用於解決基板與各主動層晶格不匹配的問題。在變晶式緩衝層及位障層上，PC-MHEMT包含有 $20\text{nm}$ 未參雜的砷化銦鎵( $\text{In}_{0.65}\text{Ga}_{0.35}\text{As}$ )擬晶式通道層、 $5\text{nm}$ 未參雜的砷化鋁銦( $\text{In}_{0.425}\text{Al}_{0.575}\text{As}$ )隔離層、矽的參雜層( $4\times 10^{12}\text{cm}^{-2}$ )、 $25\text{nm}$ 未參雜砷化鋁銦( $\text{In}_{0.425}\text{Al}_{0.575}\text{As}$ )蕭基層，最後是 $20\text{nm}$ 矽重參雜( $1\times 10^{19}\text{cm}^{-2}$ )砷化銦鎵( $\text{In}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}$ )覆蓋層。至於SGC-MHEMT則包含有 $20\text{nm}$ V形對稱型漸變式的砷化銦鎵( $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ )通道層( $x=0.5\rightarrow 0.65\rightarrow 0.5$ )、 $2.5\text{nm}$ 未參雜的磷化銦( $\text{InP}$ )插入蕭基層與覆蓋層之間當作凹蝕刻的制止器，目的是用於減緩扭結效應(kink effect) [22]-[23]和改善輸出轉導和電壓增益。

標準的微影(photolithography)技術，製程中均包含掀離(lift-off)和快速熱退火(rapid thermal annealing, RTA)兩個過程。金/鍍/鎳合金被應用於源極和汲極的歐姆接觸，其中蒸鍍金可降低接觸電阻(contact resistance)。此外，金沉積於未參雜的砷化鋁銦( $\text{InAlAs}$ )蕭基層可做為閘極。而閘極的維度為 $0.65\times\mu\text{m}^2$ ，汲源極的距離為 $4\mu\text{m}$ 。

### 3-2 實驗結果與討論

在本節中，我們將量測所研究的砷化鋁鎵/砷化銦鎵異質場效電晶體的特性。其中討論的元件特性包括霍爾量測的結果及直流特性等。

#### 3-2-1 霍爾量測結果

霍爾效應(Hall effect)乃是電場與磁場力量作用於移動電荷時所得的結果。

霍爾效應可用以鑑別下列元件特性：

- (1)半導體是 n 型抑或是 p 型
- (2)量測多數載子的濃度
- (3)多數載子的遷移率

表3-1列出了我們所研究的砷化鋁銦/砷化銦鎵變晶式高電子移動率電晶體的二維電子氣的密度( $n_s$ )、電子移動率( $\mu_n$ )以及在兩者的乘積( $n_s \cdot \mu_n$ )在室溫300K和77K下的值。

Hall Characteristics	PC-MHEMT (x = 0.65)	SGC-MHEMT (x = 0.5→0.65→0.5)
Electron Mobility ( $\text{cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ ) at 300 K (77 K)	7089 (30937)	7059 (30559)
2DEG Concentrations ( $\times 10^{12} \text{ cm}^{-2}$ ) at 300 K (77 K)	4.1 (3.6)	3.8(3.7)
Mobility-Concentration Product ( $\times 10^{16} \text{ 1/V}\cdot\text{s}$ ) at 300 K (77 K)	2.91 (11.1)	2.68 (11.3)

表3-1具有砷化鋁銦/砷化銦鎵之變晶式高電子移動率電晶體在300K(77K)的二維電子雲密度及移動率

因為在擬晶式通道中含有較高銦的含量，在上表中，可很清楚地看到PC-HEMT 相對於SGC-MHEMT具有較高的電子移動率及二維電子氣的密度。其中，二維電子氣的密度大相對的表現出擬晶式通道具有較好的載子轉移特性，主要是PC-MHEMT在隔離層及通道層的不連續傳導帶( $\Delta E_C$ )較大而改善了它的載子限制能力。

### 3-2-2 電流-電壓特性

圖3-2(a)及3-2(b)分別顯示出在室溫300K下，擬晶式通道與對稱式調變型通道的共源極的電流-電壓特性曲線圖。

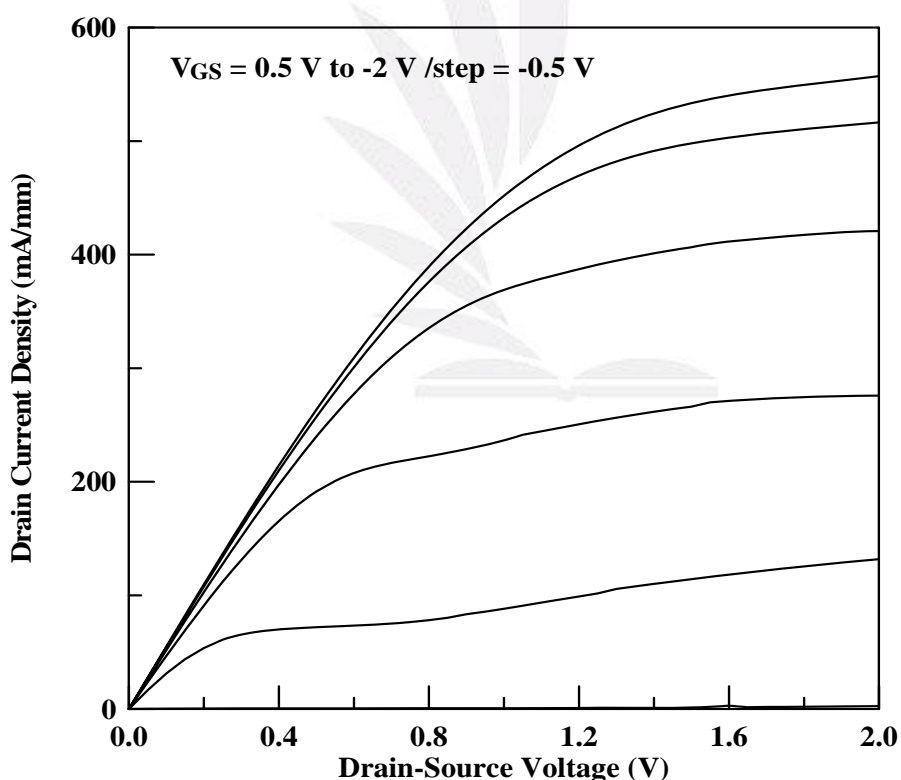


圖3-2(a) PC-MHEMT的共源極電流-電壓特性曲線圖



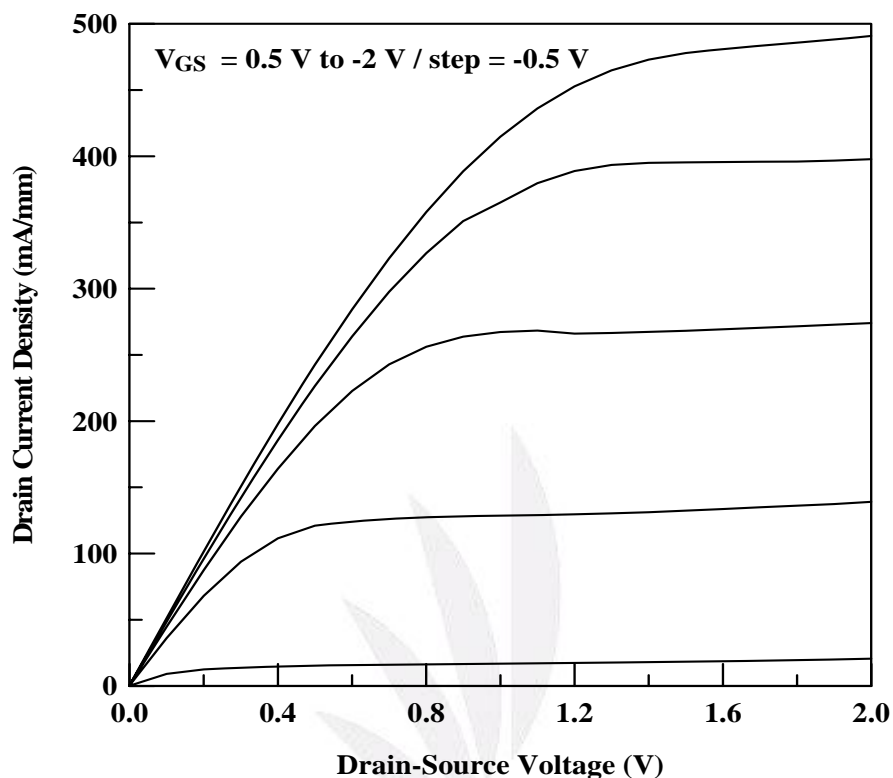


圖3-2(b) SGC-MHEMT的共源極電流-電壓特性曲線圖

從圖3-2(a)及(b)可觀察到，因為位障層具有較高的阻抗及較大的能隙，減少了電子注入緩衝層的機會也壓制了基板的漏電流等問題。因此展現出較好的夾止特性。此外，從圖3-2(a)，汲-源極飽和電流密度( $I_{DSS}$ )在固定的閘極偏壓下會隨著汲-源極電壓( $V_{DS}$ )增加而上升。主要是因為在通道層的高電場造成的衝擊游離效應，而使得載子濃度上升所造成。隨著通道銦含量的提高，會使元件能隙下降因而較易發生衝擊游離的效應。但也因為高銦含量，元件具有較高的輸出轉導( $g_d$ )；然而，在圖3-2(b)中，汲-源極飽和電流密度與汲-源極電壓幾乎是成獨立的關係。會有這樣的結果是歸因於V形對稱型調變式砷化鋁銦( $In_xGa_{1-x}As$ )的通道設計。相對的會有較低的輸出轉導值而具有較高的電壓增益( $A_v=g_m/g_d$ )。其中當偏壓



$V_{DS}=1.75V$  下，在 PC-MHEMT 擷取出來的  $g_d$ 、 $A_V$  及  $I_{DSS}$  實驗值分別是：  
13.5mS/mm、23.2、270mA/mm；而在相同的偏壓條件和汲-源極飽和電流密度，  
但較高的閘-源極偏壓( $V_{GS}=-0.55V$ )下，SGC-MHEMT 所擷取的  $g_d$  和  $A_V$  分別是：  
11 mS/mm、24.6。因此，在 SGC-MHEMT 飽和區下的低輸出轉導可以提供較大的輸  
出阻抗，有助於提升電壓增益和降低負載效應(Load effect)。除此之外，因為  
PC-MHEMT 具有較佳的載子限制力，故相對於 SGC-MHEMT 有較好的電流驅動  
能力。

### 3-2-3 外質轉導特性

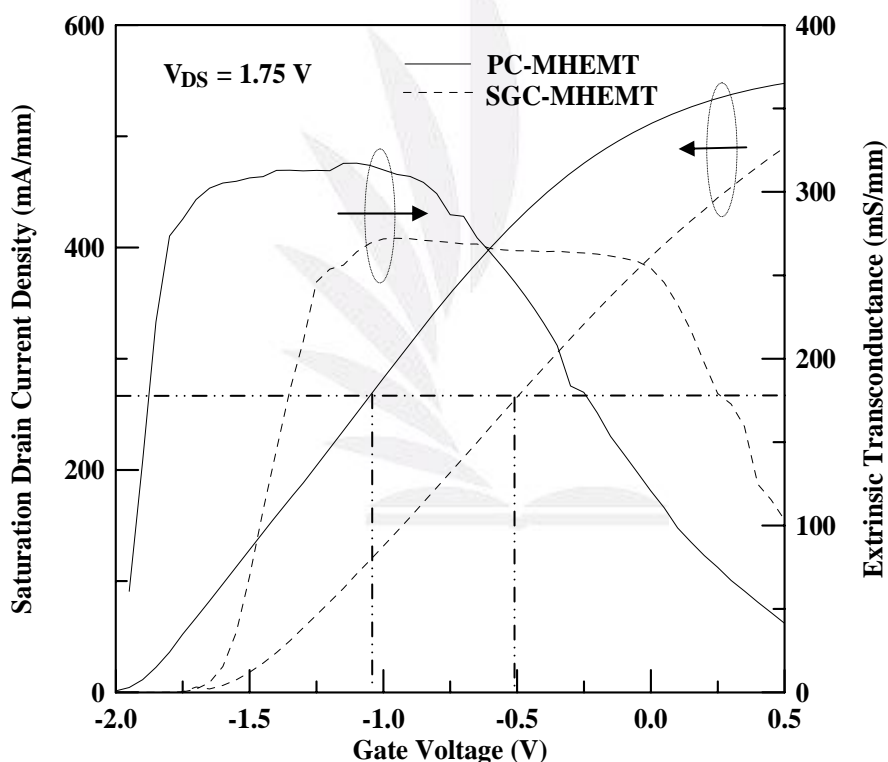


圖3-3 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在 $V_{DS}=1.75V$ 下汲極飽和電流密度及外質轉導  
對閘極電壓的變化

圖3-3指出了在室溫下外質轉導( $g_m$ )與飽和汲-源極飽和電流密度( $I_{DSS}$ )的關係。其  
中汲極是偏壓在 $V_{DS}=1.75V$ 。同樣的因為擬晶式通道具有較高的莫爾銦含量，想

對的較窄的能隙，因而使得具有比對稱型調變式通道較大的外質轉導及汲-源極飽和電流密度。

然而，對稱型調變式具有較好的元件線性度。當閘極電壓增加到正的時候，停留在V形通道的電子將會被吸引到隔離層/通道層的異質界面。因此，縮短了閘極到載子的距離，大大改善了閘極的調變能力。但是隨著銦含量的減少，載子飽和速度也會隨之下降。最後，兩種機制會取得平衡而使外質轉導保持常數，造成了對稱型調變式通道具有較大的閘極電壓擺幅(GVS)。

### 3-2-4 崩潰電壓特性

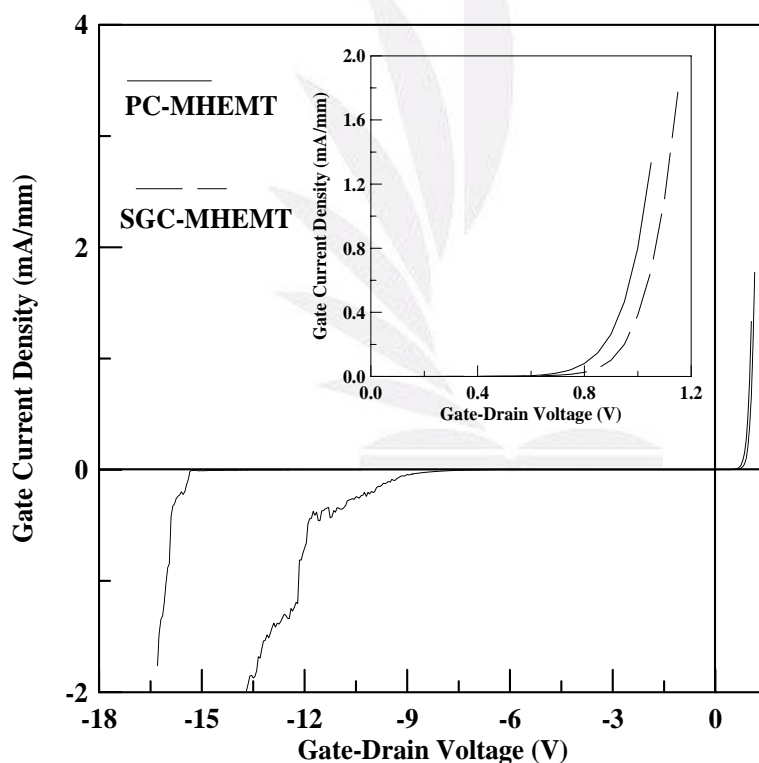


圖 3-4 PC-MHEMT 與 SGC-MHEMT 在室溫 300K 下的雙端閘-汲極崩潰電壓特性  
(插入圖表示順偏啟動電壓的特性)

根據圖3-4所示，我們可以看出室溫300K下，PC-MHEMT與SGC-MHEMT雙端的閘-汲極電流-電壓特性。因為SGC-MHEMT通道層的平均有效能隙大於

PC-MHEMT，故而改善崩潰電壓的能力較優。雙端的閘-汲極崩潰電壓是定義在閘-汲極電流( $I_{GD}$ )為 $-1\text{mA/mm}$ 下所量測的電壓值，在PC-MHEMT及SGC-MHEMT中分別是 $-12.2\text{V}$ 、 $-16.05\text{V}$ 。其中，兩者高崩潰電壓的特性都是歸因於使用未參雜的寬能隙蕭基層( $\text{In}_{0.425}\text{Al}_{0.575}\text{As}$ )。另外，圖3-4的插入圖顯示了元件順篇的啟動電壓( $V_{on}$ )特性。啟動電壓是定義在閘-汲極電流( $I_{GD}$ )為 $1\text{mA/mm}$ 下所量測的電壓值，在PC-MHEMT及SGC-MHEMT中分別是 $1.02\text{V}$ 、 $1.1\text{V}$ 。啟動電壓代表的是在通道層中可能因為較大的順偏閘極偏壓而具有較大的電流幅度，藉此提升了元件的功率操作能力。同樣地，因為使用未參雜的寬能隙蕭基層( $\text{In}_{0.425}\text{Al}_{0.575}\text{As}$ )和載子限制力佳的通道層( $\text{InGaAs}$ )，兩個元件均改善了啟動電壓的特性。但是遠離閘極的載子會隨著V形對稱型調變式通道而增加，所以SGC-MHEMT具有比PC-MHEMT大的啟動電壓，也說明了SGC-MHEMT在高功率元件廣泛應用的原因。

最大的輸出功率是藉由最大的偏壓所得到的，指的便是關閉狀態電壓(off-state voltage)和元件所能承受的最大電流擺幅[24]。因此，我們可以瞭解到關閉狀態崩潰電壓(off-state breakdown voltage)在功率元件的應用是非常重要的一項因素[25]。實驗中，我們是以汲極電流注射工具來獲取數據。圖3-5顯示在固定 $1\text{mA/mm}$ 的電流密度注入汲極端和閘極偏壓的調變下所量測出來的汲-源極電壓和閘極電流密度。關閉狀態的崩潰電壓是定義在閘極電流密度達到 $1\text{mA/mm}$ 時所量測出來的電壓值[26]，在PC-MHEMT及SGC-MHEMT中分別是 $10.46\text{V}$ 、 $14.64\text{V}$ 。明顯可看出SGC-MHEMT具有較大的崩潰電壓值，一樣是因為SGC-MHEMT擁有較大的有效通道能隙以及改善了衝擊游離效應的緣故，再一次的證明了SGC-MHEMT適用於高功率元件。

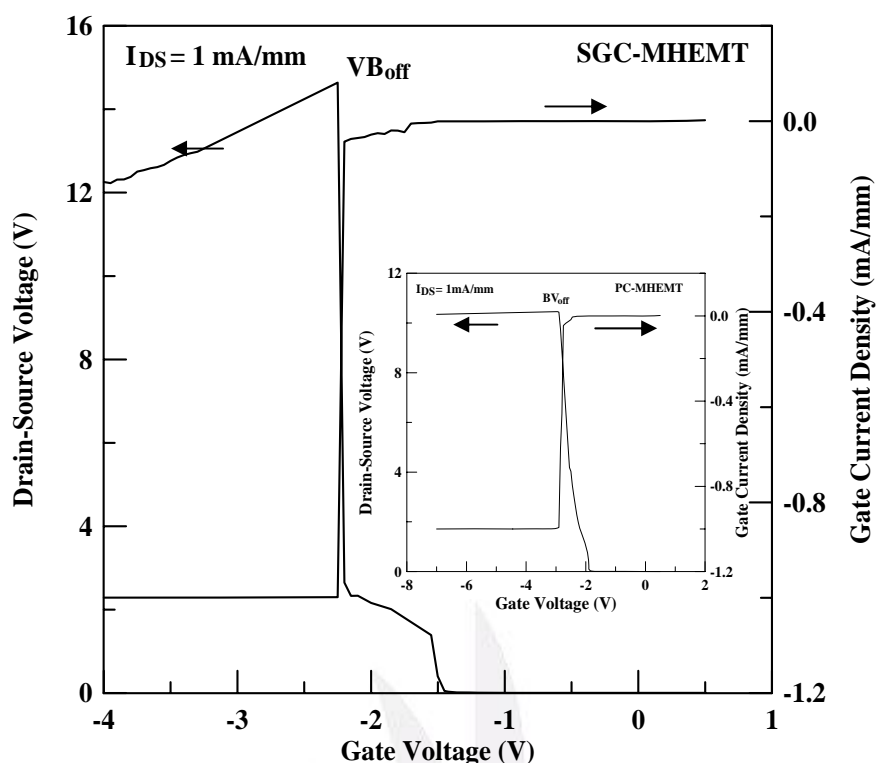


圖3-5 SGC-MHEMT的汲-源極關閉狀態崩潰電壓特性

(插入圖表示PC-MHEMT的汲-源極關閉狀態崩潰電壓特性)

圖3-6(a)與圖3-6(b)分別說明了在PC-MHEMT及SGC-MHEMT中， $V_{GS}$ 和 $V_{DS}$ 對閘極電流的影響。圖中典型的鐘形曲線是代表了通道中衝擊游離效應發生的現象。在固定閘-源極電壓( $V_{DS}$ )為1.75V下，SGC-MHEMT與PC-MHEMT的閘極漏電流分別為 $2.25 \mu A$ 、 $24 \mu A$ 。因為V形對稱型調變式通道設計的關係，使得SGC-MHEMT閘極電流密度的改善優於PC-MHEMT。

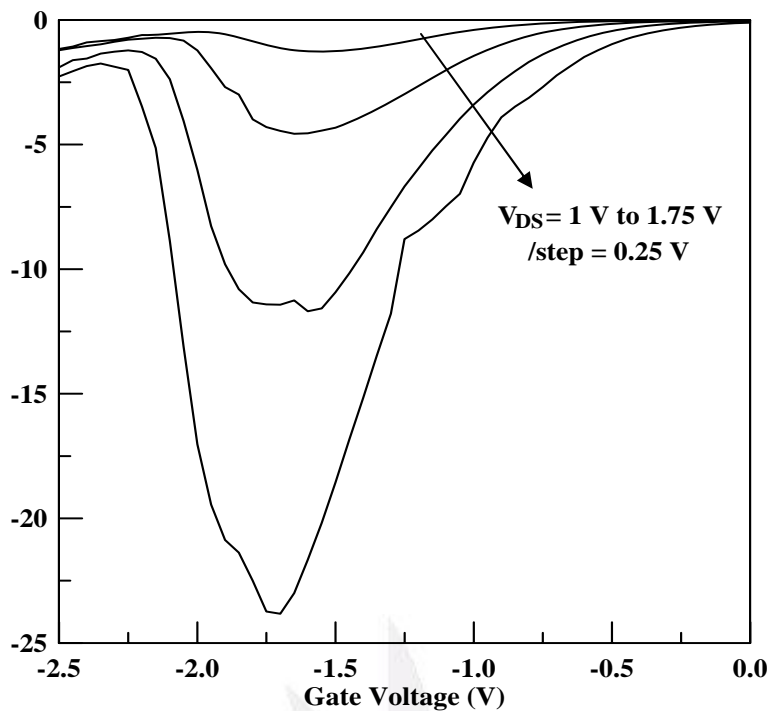


圖3-6(a) PC-MHEMT的在不同的 $V_{DS}$ 下閘極電流密度對閘極電壓的變化

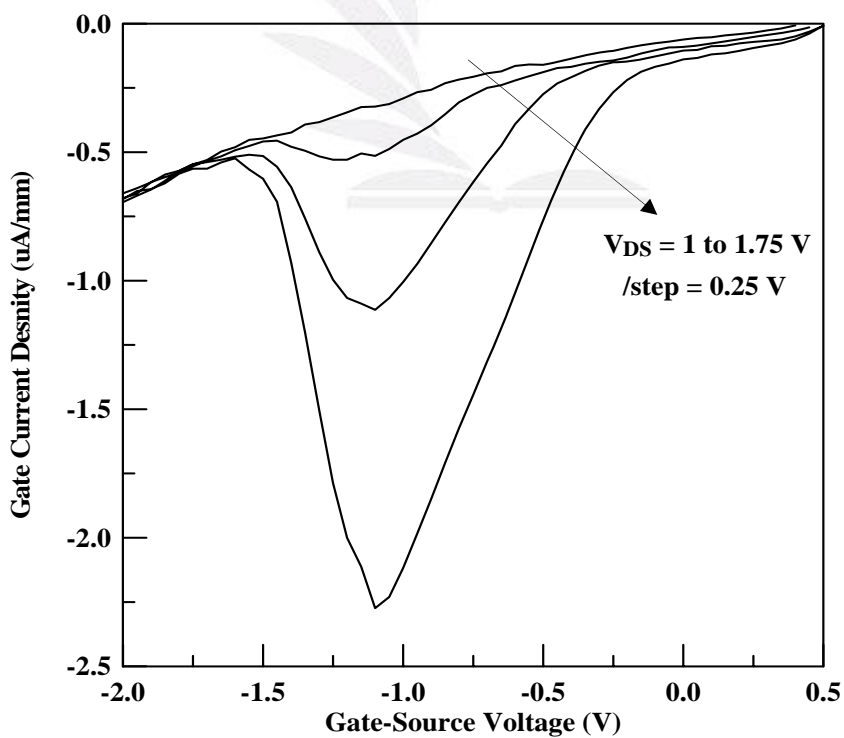


圖3-6(b) SGC-MHEMT的在不同的 $V_{DS}$ 下閘極電流密度對閘極電壓的變化

### 3-2-5 截止頻率與最大震盪頻率

元件的微波特性是以HP8510B向量網路分析儀所量測的。圖3-7(a)與圖3-7(b)分別顯示PC-MHEMT與SGC-MHEMT的單位電流增益截止頻率(unity current gain cut-off frequency,  $f_T$ )和最大震盪頻率(maximum oscillation frequency)。室溫300K下我們在PC-MHEMT中所擷取的數據是55.4GHz、77.5 GHz；而在SGC-MHEMT則是42.8GHz、50.8GHz。圖3-8則表現出在 $V_{DS}=2V$ 的情況下，閘極電壓對截止頻率和最大震盪頻率的關係圖。因為PC-MHEMT窄能隙通道層本身高速的特性，所以截止頻率和最大震盪頻率相對於SGC-MHEMT是比較大的。加上先前所談論的外質轉導( $g_m$ )的特性，均指出PC-MHEMT在高頻放大器的應用是大有可為的。然而，SGC-MHEMT也展示出較寬的閘-源極電壓擺幅(-1.25V~-0.25V)，主要還是歸因於V形對稱型調變式通道設計所造成的補償增益。

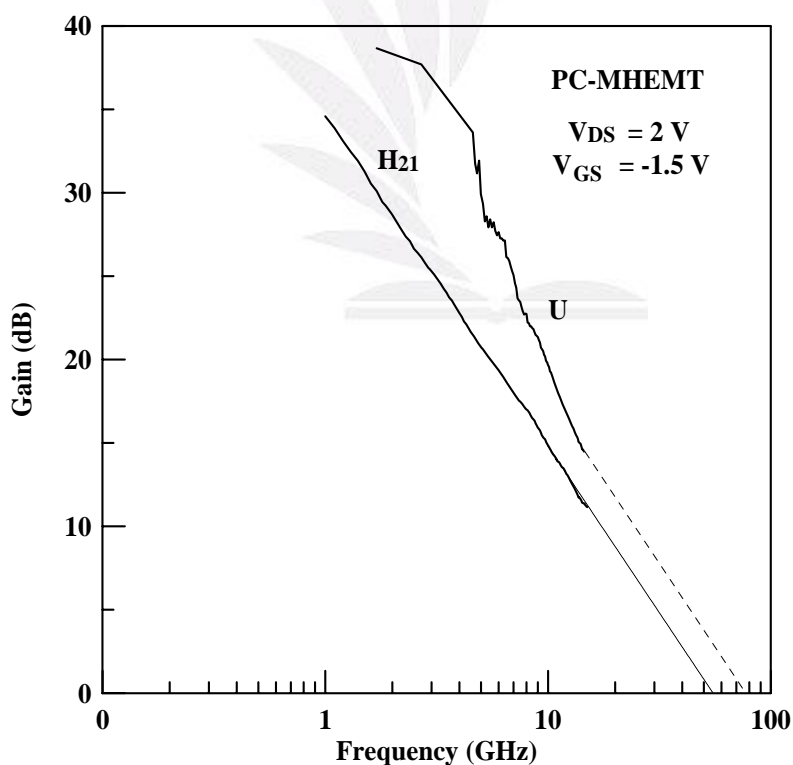


圖3-7(a) PC-MHEMT在 $V_{DS}=2V$ 及 $V_{GS}=-1.5V$ 之微波特性

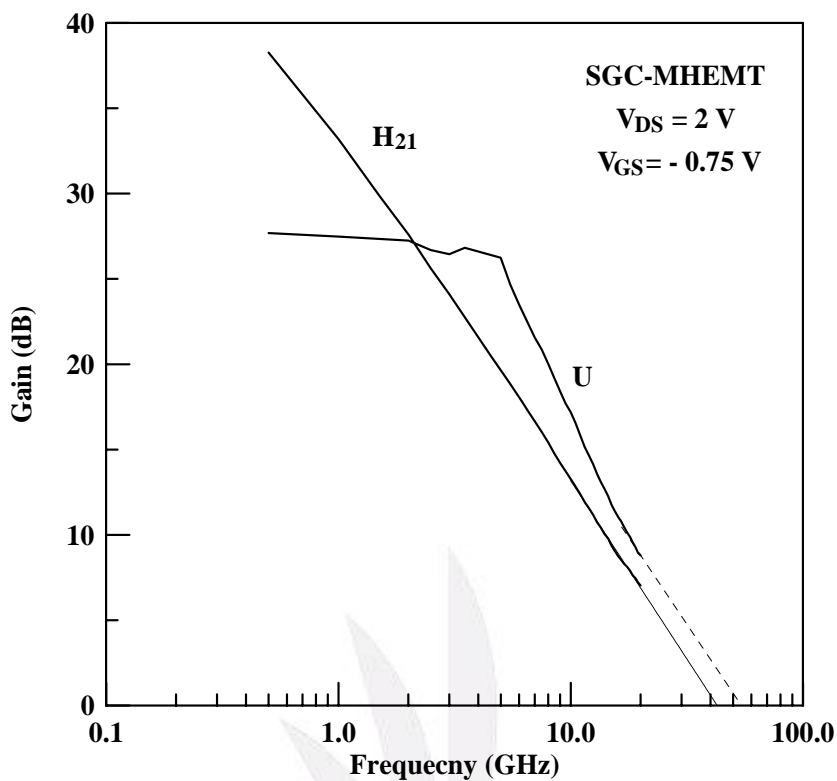


圖3-7(b) PC-MHEMT在 $V_{DS}=2\text{V}$ 及 $V_{GS}=-0.75\text{V}$ 之微波特性

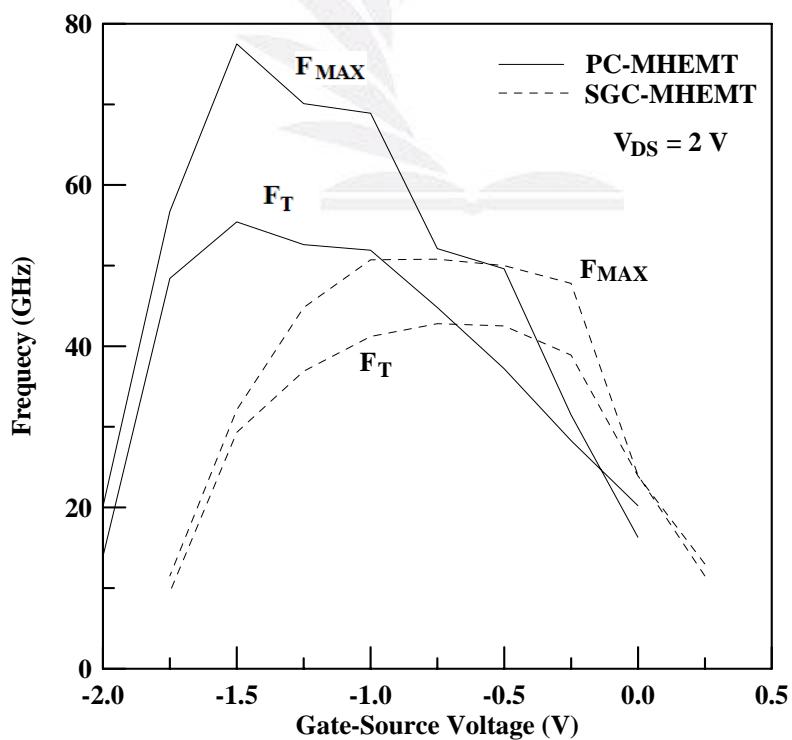


圖3-8 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在室溫300K下截止頻率及最大震盪頻率對閘

### 極電壓的變化

#### 3-2-6 功率特性

圖3-9顯示出元件在頻率為5.8GHz的輸出功率與功率增益特性。先前我們提到SGC-MHEMT具有較高的關閉狀態崩潰電壓(off-state breakdown voltage)，因此可以預期具有較佳的功率特性。其中所擷取的飽和輸出功率( $P_{out}$ )和小訊號功率增益( $G_s$ )分別為14.7dB、19.2dB；而在PC-MHEMT中則是12.5dB、16.5dB。另外由輸入功率與輸出功率的關係特性曲線，明顯可看出SGC-MHEMT具有較高的線性度，因此非常適合應用於高功率元件。

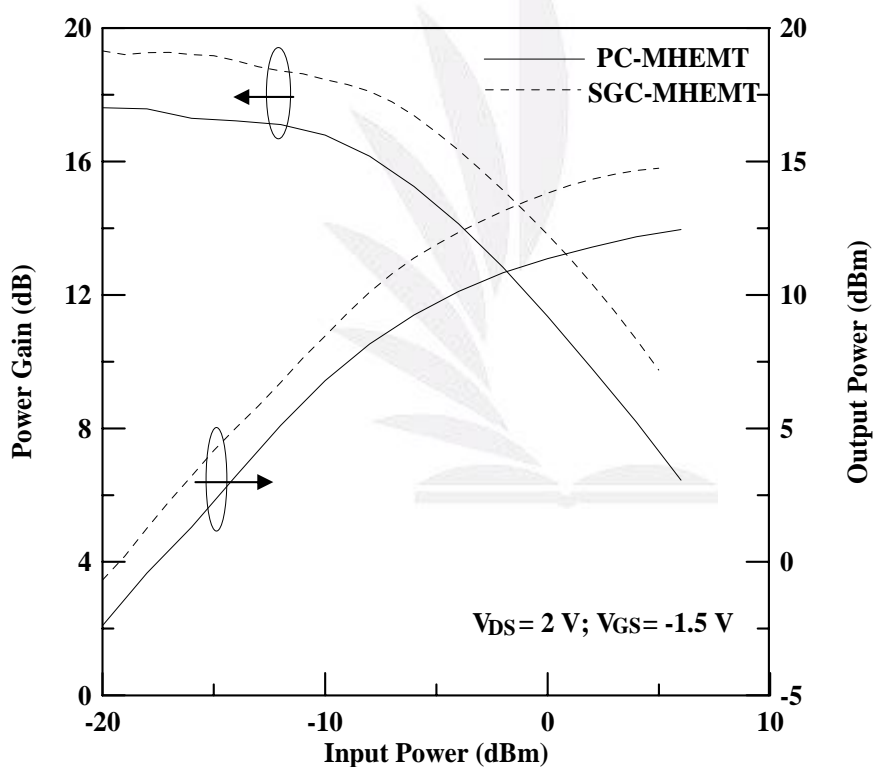


圖3-9 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在5.8GHz下輸出功率及功率增益對輸入功率的變化特性



### 3-2-7 結論

從以上的各種實驗數據的討論，我們了解到具有擬晶式通道及對稱型漸變式通道之砷化鋁銦/砷化銦鎵變晶型高電子移動率電晶體的各種直流及高頻元件特性。其中，假晶式通道因為具有高銦含量的關係，造成本身高速的特性，我們觀察到了高外質轉導值、改善電流驅動能力以及在微波優越的表現等優點；而對稱型漸變式通道則展現高元件線性度、較寬的閘極電壓擺幅、改善崩潰特性、較低的輸出轉導以及優越的輸出功率等多項優點。



## 第四章

### 高頻放大器之應用

#### 4-1 電路設計

目前X-band放大包含了SGC-MHEMT和PC-MHEMT，分別是圖4-1(a)及圖4-2(b)。

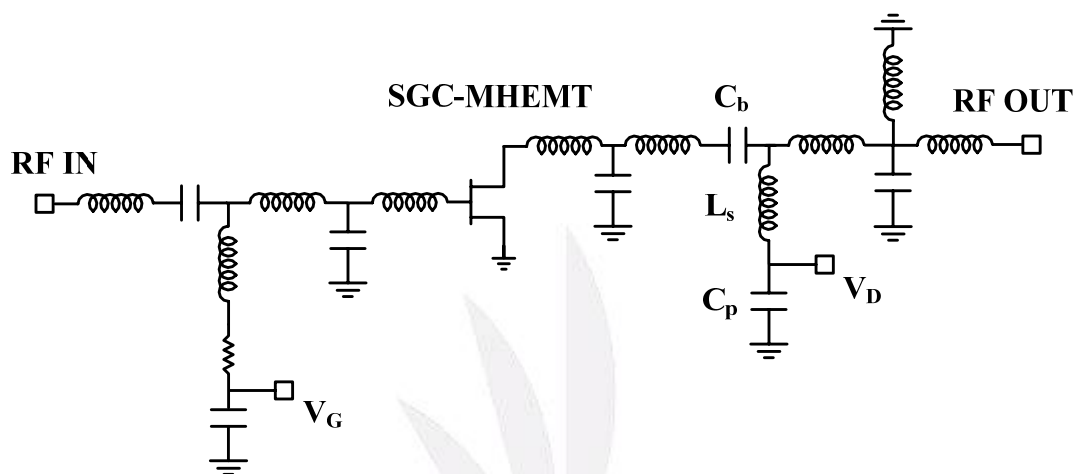


圖4-1(a) X-頻帶SGC-MHEMT增益放大器的電路圖

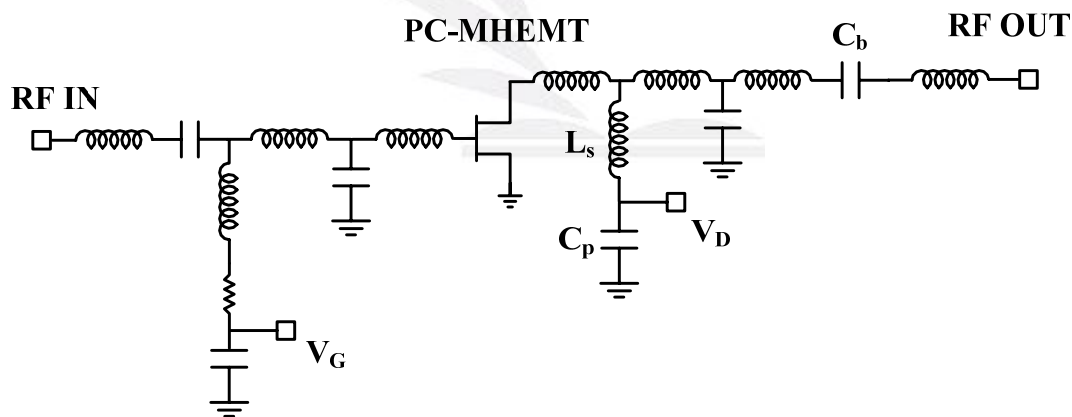


圖4-1(b) X-頻帶PC-MHEMT增益放大器的電路圖

其中，SGC-MHEMT是被偏壓在 $V_{ds}=3V$ ， $V_{gs}=-1V$ 及 $I_{ds}=25mA$ ，以做為A類功率放大器的操作模式；而PC-MHEMT則被偏壓在 $V_{ds}=3V$ ， $V_{gs}=-1.25V$ 及 $I_{ds}=40mA$ 。談及放大器電路的設計，我們第一步討論的便是「輸出匹配網路」。因此，我們

利用 Cripps Law 來獲得最大的輸出功率[27]。Cripps Law 所要求的最理想大訊號負載阻抗( $Z_{opt}$ )包含了兩個部分，即最理想的阻抗( $R_{opt}$ )及汲-源極電容( $C_{ds}$ )。而  $R_{opt}$  值是藉由  $V_{ds}$  和  $I_{ds}$  的偏壓條件獲得，且  $I_{ds}$  值被設定為最大通道電流( $I_{max}$ )的一半，目的是為了獲得最大的輸出功率。根據直流條件，SGC-MHEMT 和 PC-MHEMT 的  $R_{opt}$  分別被設定為  $40\Omega$ 、 $33\Omega$ 。輸出匹配網路包含一個電感( $L_s$ )串聯一個旁通電容( $C_p$ )以提供一個直流路徑及一個阻攔電容( $C_b$ )。

討論完輸出匹配網路再來便是輸入匹配網路，一般來說，輸入端的匹配對於整體增益的影響遠大於輸出端。所以輸入網路會採取「共軛匹配」的方式。輸出端的匹配對策則參考 Cripps 的負載線理論。

#### 4-2 高頻參數特性

表格 4-1 列出一些我們研究的元件操作在  $V_{ds}=3V$ ， $V_{gs}=-1.75V\sim-0.5V$  的重要參數。元件模型的建立是以雙埠 S-參數量測為基準。而我們得到變晶式高電子移動率電晶體小訊號模型圖(圖 2-9)，元件模型藉由最佳化以配合量測到的 S-參數，當中經過了很多步驟的考驗：(1)調整偏壓條件以得到最大的轉導值，包括了 SGC-MHEMT 和 PC-MHEMT 的  $V_{gs}$  值分別為  $-1V$  及  $-1.25V$ ；(2)藉由 cold-FET 和 hot-FET 的萃取方法來使電路變數在室溫下達到最佳化的結果[28]；(3)提供在不同偏壓條件下根據晶片模型的變化的物理一致性。表 4-2(a)及 4-2(b)統整了從 2GHz 到 20GHz 萃取出來的高頻元件模型參數，使小訊號特性的模擬更加容易。

Parameter	SGC-MHEMT	PC-MHEMT
$I_{dss}$ (mA/mm)	396	507
$I_{max}$ (mA/mm)	469	548
GVS (V)	1.3	1.05
$G_m$ (mS/mm)	271	315
$BV_{gd}$ @ 1mA/mm (V)	12.2	16.05
$f_t$ (GHz)	42.8	55.4
$f_{max}$ (GHz)	50.8	77.5

表 4-1 閘極長度  $0.65\mu\text{m}$  的 PC-MHEMT 與 SGC-MHEMT 的直流參數

Value vs. $V_{gs}$	-0.5 V	-0.75 V	-1.00 V	-1.25 V	-1.50 V	-1.75 V
$L_g$ (nH)	0.01498	0.01338	0.01398	0.01658	0.02138	0.02378
$L_d$ (nH)	0.0163	0.0145	0.0121	0.013	0.0186	0.0236
$L_s$ (nH)	0.012	0.0109	0.0094	0.0093	0.0077	0.0078
$R_g$ ( $\Omega$ )	15.93	17.73	17.93	16.33	19.93	20.22
$R_d$ ( $\Omega$ )	9.7	8.3	8.3	6.3	5.94	6.74
$R_s$ ( $\Omega$ )	5.44	4.88	3.69	3.29	3.08	2.235
$R_i$ ( $\Omega$ )	2.12	2.24	3.94	6.17	8.96	8.32
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	169	373	422	435	462	466
$G_m$ (mS)	70	75	76	73	69	59
$C_{gd}$ (pF)	0.0198	0.013	0.0123	0.0119	0.0181	0.0183
$C_{gs}$ (pF)	0.2196	0.2215	0.2252	0.2289	0.2315	0.2125
$C_{ds}$ (pF)	0.1106	0.0686	0.0675	0.0639	0.0666	0.0614
$T$ (ps)	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6

表4-2(a) SGC-MHEMT在不同的 $V_{GS}$ 下的小訊號模型參數值

Value vs. $V_{gs}$	-0.5 V	-0.75 V	-1.00 V	-1.25 V	-1.50 V	-1.75 V
$L_g$ (nH)	0.01318	0.01318	0.01268	0.01268	0.01368	0.01488
$L_d$ (nH)	0.02146	0.02146	0.02386	0.02386	0.01876	0.01396
$L_s$ (nH)	0.0086	0.0086	0.0123	0.0123	0.0106	0.0145
$R_g$ ( $\Omega$ )	21.12	18.72	19.72	19.72	19.32	21.12
$R_d$ ( $\Omega$ )	18.75	22.05	17.25	17.25	20.15	19.85
$R_s$ ( $\Omega$ )	6.478	5.678	5.342	5.148	6.228	6.324
$R_i$ ( $\Omega$ )	1.02	1.32	1.62	1.92	2.7	2.89
$R_{ds}$ ( $\Omega$ )	175	303	295	395	423	426
$G_m$ (mS)	52	80	90	92	74	10.4
$C_{gd}$ (pF)	0.01616	0.01316	0.00786	0.00916	0.01536	0.01606
$C_{gs}$ (pF)	0.2005	0.2215	0.2155	0.2455	0.2095	0.1005
$C_{ds}$ (pF)	0.1355	0.0955	0.0649	0.0669	0.0829	0.0918
$T$ (ps)	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4	1.4

表 4-2(b) PC-MHEMT 在不同的  $V_{GS}$  下的小訊號模型參數值

### 4-3 實驗結果及討論

#### 4-3-1 輸入/輸出返回消耗特性

在圖4-2及圖4-3分別是使用SGC-MHEMT和PC-MHEMT的X-band放大器從2GHz到18GHz的實驗模擬的特性，包括了：輸入返回消耗( $S_{11}$ )、輸出返回消耗( $S_{22}$ )以及增益( $S_{21}$ )。我們擷取頻寬在9GHz到12GHz的單端輸出小訊號增益，SGC-MHEMT 和 PC-MHEMT 分別是 14.5dB、15.7 dB。造成PC-MHEMT比SGC-MHEMT在X-band具有較高的小訊號增益主要還是因為假晶式通道層的設計裡面所含的銦含量高，故而獲得較優越的轉導特性而得到比較大的增益值。但是兩者在X-band放大器的小訊號增益的表現均比一般的放大器優越，這也就是我們研究的主要動機之一。

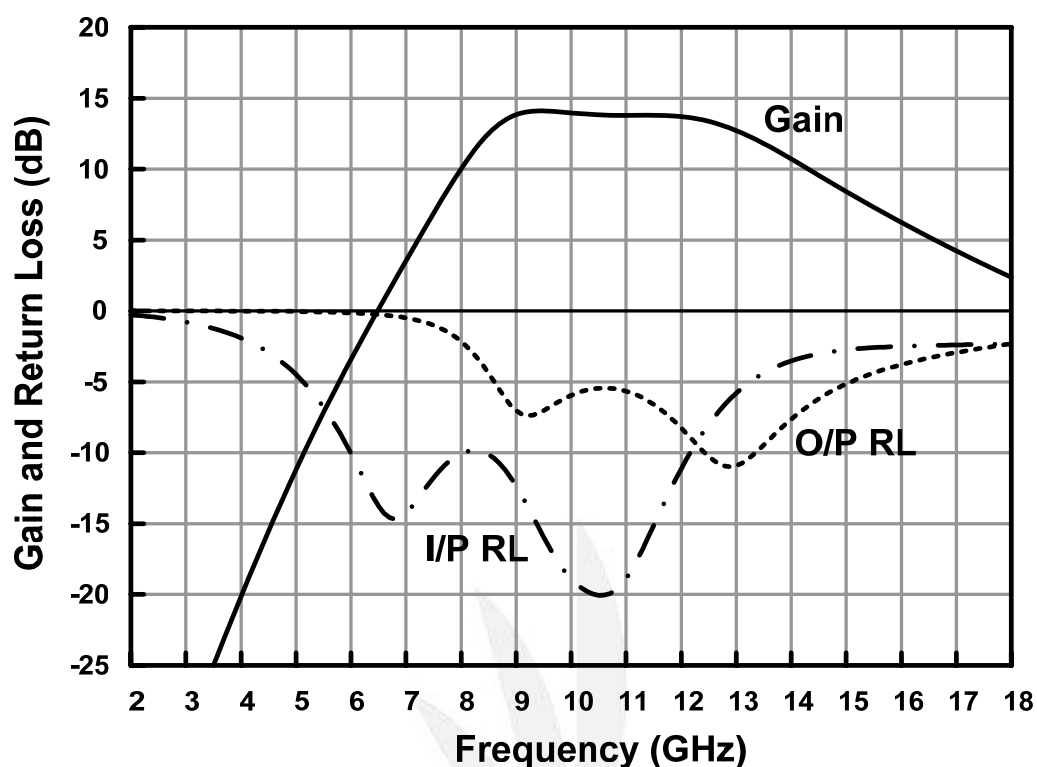


圖4-2模擬SGC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益和返回消耗特性圖

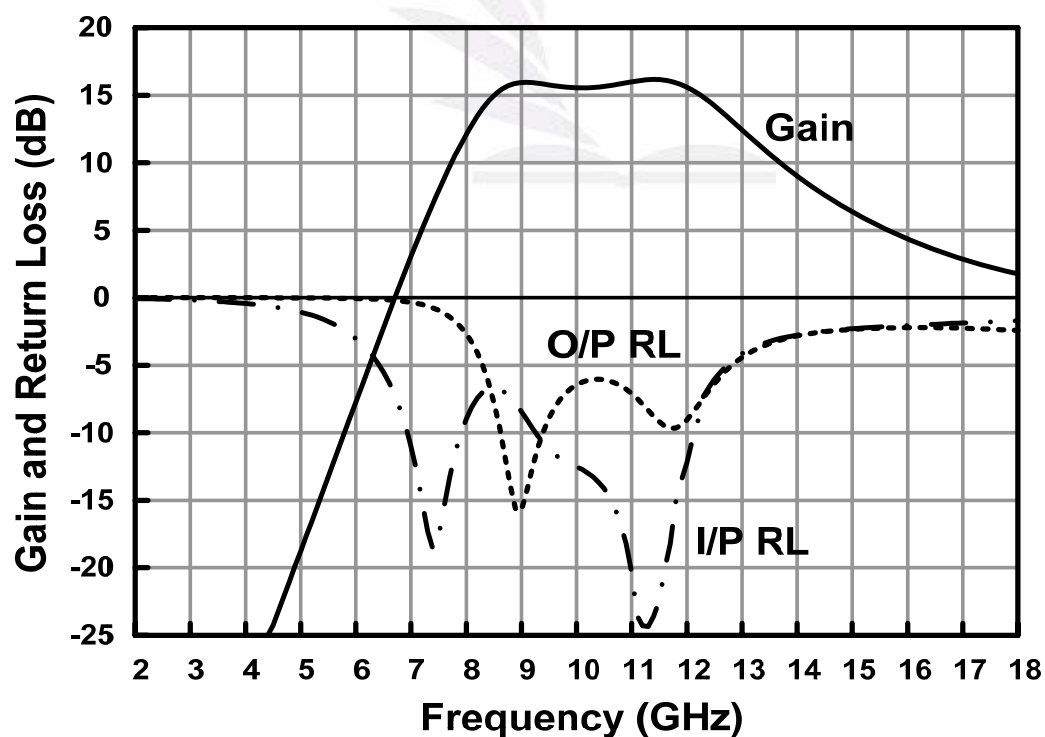


圖4-3模擬PC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益和返回消耗特性圖

#### 4-3-2 閘極電壓調變穩定度

除了在X-band具有高增益的特性之外，對於高線性度和高功率微波積體電路(MMIC)的操作，偏壓調變的穩定性是非常重要的一項要素。目前的放大器電路已經被操作在不同的偏壓下去觀察電路穩定性的容忍度。圖4-4及圖4-5分別模擬室溫下在X-band頻域中，SGC-MHEMT和PC-MHEMT對於不同偏壓情形的特性。因為V形通道設計的關係，明顯可看出SGC-MHEMT具有較好的穩定性。

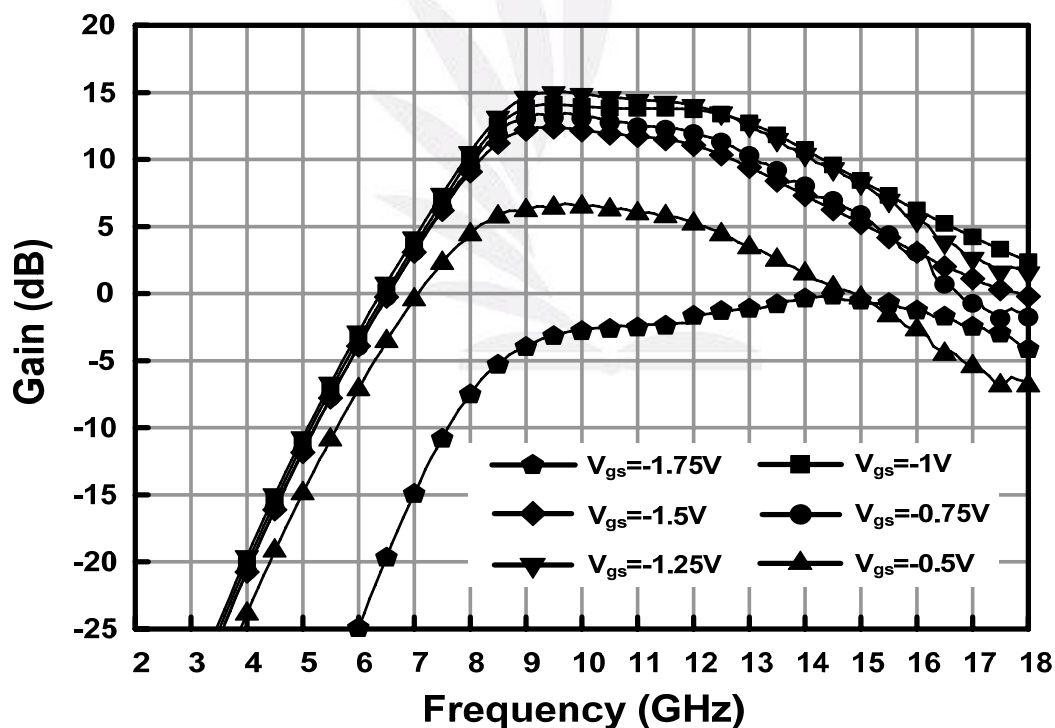


圖4-4模擬SGC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益對閘極電壓變化特性

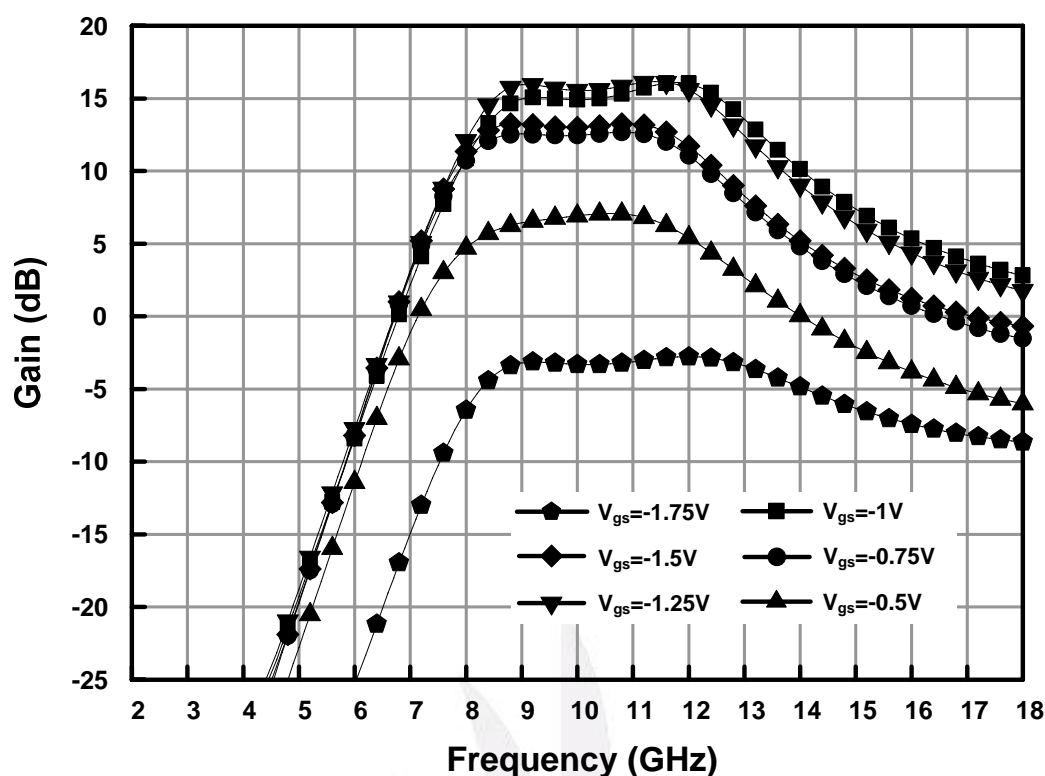


圖4-5模擬PC-MHEMT放大器在2GHz到18GHz的增益對閘極電壓變化特性圖

#### 4-3-3 閘極電壓擺幅特性

在頻域中心11GHz下，我們改變不同的偏壓去比較其小訊號增益特性。由圖4-5，可得知SGC-MHEMT相較PC-MHEMT下具有較寬的閘極電壓擺幅(GVS)及高線性度的特性。因為V形對稱型漸變式通道的設計，目前SGC-MHEMT在X-band放大器的應用下，閘極偏壓的操作範圍已經可以達到0.75伏特( $-1.5V \leq V_{gs} \leq -0.75V$ )；而PC-MHEMT只能達到0.5伏特( $-1.5V \leq V_{gs} \leq -1V$ )。除此之外，SGC-MHEMT和PC-MHEMT的小訊號變化分別是，12.5dB~14.5dB、12.6dB~15.7dB。兩者在高頻均具有優越的增益表現，但是SGC-MHEMT X-band放大器改善了閘極電壓擺幅的線性度及偏壓穩定性的表現優於PC-MHEMT的設計。因此非常適合用於通訊系統中的高功率和高線性度的多級驅動放大器。



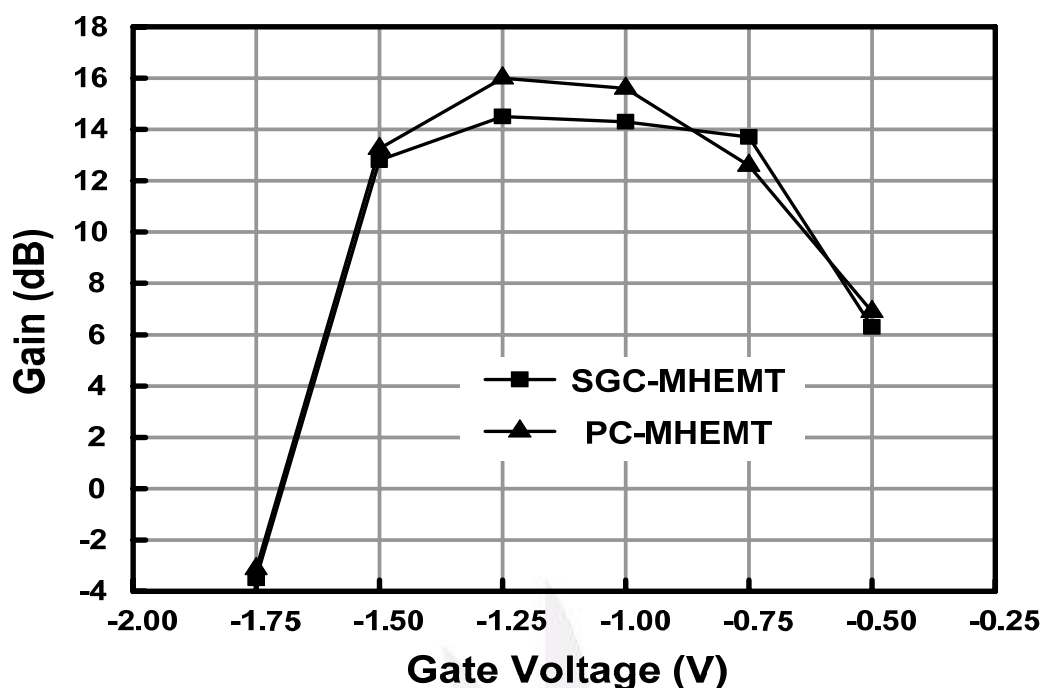


圖4-6 PC-MHEMT與SGC-MHEMT在頻率中心的增益對閘極電壓的變化特性圖

#### 4-3-4 結論

對於X-band放大器，不管是利用SGC-MHEMT或是PC-MHEMT均以成功地被完整研究及分析其特性。在相同的元件製程以及匹配的輸入/輸出網路下，兩者的通道設計均已達到超過14.5dB的高增益特性。然而，V形對稱式的砷化銦鎵 ( $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ )通道的設計，使得SGC-MHEMT大大改善了閘極控制電壓的特性。SGC-MHEMT的偏壓容忍度的穩定性在高線性度及高功率單晶微波積體電路的應用也是非常的傑出。

## 第五章

### 總結

在本專題中，已經完整的探討砷化銦鎵/砷化鎵變晶式異質結構場效電晶體之研製與其應用於高線性度 X-頻帶 MMIC 之電路設計。使用對稱式 V 型能帶摻雜式通道比起擬晶式高電子遷移率電晶體，我們獲得較高的閘極電壓擺幅(1.3V)，線性化的電流密度(396 mA/mm)，崩潰電壓(-16.05V)，驅動電壓(1.1V)，電壓增益(24.6)，以及較高的輸出阻抗(433Ω)。此外，亦改善了閘極偏壓穩定性。即使在 X 頻帶放大器的應用，對稱式 V 型通道亦表現出優越的偏壓穩定性及高線性度的優點，故而適合用於高頻放大器。

換而言之，對稱式 V 型通道的設計，改善了電路對於偏壓對元件參數的影響，藉而使電路用於高功率放大器。然而，擬晶式通道的設計因為通道內本身銦含量較高，使得輸出轉導偏高也改善了電流驅動能力，在微波的表現也非常的傑出。結論是，不管是哪一種通道設計在目前的放大器應用都是常被考慮的元件。

以下總括一下兩種設計的優缺點比較：

**(一)擬晶式通道的優點：**

- (1) 載子轉移特性
- (2) 傳導帶不連續大
- (3) 載子限制力

**(一) 擬晶式通道的缺點：**

- (1) 游離衝擊效應及紐結效應
- (2) 使輸出轉導降低
- (3) 崩潰電壓較低
- (4) 較窄的閘極電壓擺幅(GVS)

**(二) V型對稱式通道的優點：**

- (1) 大的有效能隙
  - 改善了游離衝擊效應及紐結效應
  - 降低的輸出轉導
  - 改善崩潰電壓
- (2) 載子均勻分布在通道中
  - 獲得較寬的閘極電壓擺幅

最後，為了能夠更加改善元件應用，以下列出四點建議：

- (一) 藉由降低通道摻雜濃度與載子供應層，使得元件特性更佳。
- (二) 元件分析的一致性與可靠性。
- (三) 試用其他較高功函數(像是鎳，鈦，鉑...)合金當作蕭特基閘極材料。
- (四) 將結構參數最佳化

## 參考文獻

- [1] C. Nguyen, and M. Micovic, "The state-of-the-art of GaAs and InP power devices and amplifiers," *IEEE Trans. Electron. Devices*, vol. 48, pp. 472-478, 2001.
- [2] L. D. Nguyen, A.S. Brown, M. A. Thompson, and L. M. Jelloian, "50 nm self-aligned gate pseudomorphic AlInAs/GaInAs high electron mobility transistors," *IEEE Trans. Electron. Devices*, vol. 39, pp. 2007-2014, 1992
- [3] H. S. Yoon, J. H. Lee, J. Y. Shim, S.J. Kim, D. M. Kang, J. Y. Hong, W. J. Chang, and K. H. Lee, "Low Noise characteristics of double-doped  $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$  power metamorphic HEMT on GaAs substrate with wide head T-shaped gate," in *Proc. Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 201-204, 2002.
- [4] K. Ouchi, T. Mishima, M. Kudo and H. Ohta, "Gas-source molecular beam epitaxy growth of metamorphic  $\text{InP}/\text{In}_{0.5}\text{Al}_{0.5}\text{As}/\text{In}_{0.5}\text{Ga}_{0.5}\text{As}/\text{InAsP}$  high-electron-mobility structures on GaAs substrates," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 41, pp. 1004-1007, 2002.
- [5] S. Bollaert, Y. Cordier, M. Zaknour, H. Happy, S. Lepilliet, A. Cappy, "0.06 $\mu\text{m}$  Gate length metamorphic  $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$  HEMTs on GaAs with high  $f_T$  and  $f_{\text{max}}$ ," in *Proc. Indium Phosphide and Related Materials*, pp. 192-195, 2001.
- [6] K. Yuan, K. Radhakrishnan, H. Q. Zheng, S. F. Yoon, "Novel  $\text{In}_{0.52}\text{Al}_{0.48}\text{As}/\text{In}_{0.53}\text{Ga}_{0.47}\text{As}$  metamorphic high electron mobility transistors on GaAs substrate

- with  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{P}$  graded buffer layers,” *Materials Science in Semiconductor Processing* 4 pp. 641-645, 2001.
- [7] Y. Cordier, S. Bollaert, J. Dipersio, D. Ferre, S. Trudel, Y. Druelle and A. Cappy, “ MBE grown InAlAs/InGaAs lattice mismatched layers for HEMT application on GaAs substrate,” *Appl. Surf. Sci.*, vol. 123/124. pp. 734-737, 1998.
- [8] W.E. Hoke, P. S. Lyman, J. J. Mosca, C. S. Whelan and A. Torabi, “ Growth and characteriaztion of metamorphic  $\text{In}_x(\text{AlGa})_{1-x}\text{As}/\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  high electron mobility transistor structures with  $x = 0.3-0.4$ ,” *J. Vac, Sci. Tech. B*, vol. 18, pp. 1638-1641, 2000.
- [9] W. E. Hoke, P. J. Lemonias, J. J. Mosca, P. S. Lyman, A. Torabi, P. F. Marsh, R. A. McTaggart, S. M. Lardizabal, and K. Hetzler, “ MBE growth and device performance of metamorphic high electron mobility structures fabricated on GaAs substrates,” *J. Vac, Sci. Tech. B*, vol. 17, pp. 1131-1135, 1999.
- [10] Y. W. Chen, W. C. Hsu, R. T. Hsu, Y. H. Wu, and Y. J. Chen, “Characteristics of  $\text{In}_{0.52}\text{Ga}_{0.45}\text{As}/\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  HEMT’s with various  $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  channel,” *Solid-State Electron.*, vol. 48, pp. 119-124, 2004.
- [11] M. H. Somerville, J. A. del Alamo, and W. Hoke, “Direct correlation between impact ionization and the kink effect in InAlAs/InGaAs HEMT’s,” *IEEE Electron Dev. Lett.*, vol. 17, pp. 473-475, 1996.
- [12] M. H. Somerville, C. S. Putnam, and J. A. del Alamo, “Determining dominant breakdown mechanisms in InP HEMTs,” *IEEE Electron Dev. Lett.*, vol. 22, pp. 565-567, 2001.
- [13] A. P. de Hek, P. A. H. Hunneman, M. Demmler, and A. Hulsmann: *IEEE GaAs IC Symp. Dig.*, Oct. 1999, p. 276.
- [14] S. L. G. Chu, A. Platzker, M. Borkowski, R. Mallavarpu, M. Snow, A. Bowlby,

- D. Teeter, T. Kazior, and K. Alavi: IEEE MTT-S Int. Dig, 2(2000) 947.
- [15] W. Bosch, J. G. E. Mayock, M. F. O'Keefe, and J. McMonagle: Proc. IEEE Int. Radar Conf., 2005, pp22.
- [16] R.Wang, M. Cole, L. D. Hou, P. Chu, C. D. Chang, T. A. Midford, and T. Cisco: IEEE GaAs IC Symp. Dig, 1996, pp. 111.
- [17] A. Bessemoulin, R. Quay, S. Ramberger, H. Massler, and M.Schlechtweg: IEEE J. Solid-State Circuits, 38(2003)1433.
- [18] C.K. Chu, H.K. Huang, H.Z. Liu, C.H. Lin, C.H. Chang, C.L. Wu, C.S. Chang, and Y.H. Wang: IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 17(2007)151.
- [19] 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- $\mu$ m gate length pseudomorphic HEMT's," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 10, p. 580, 1989.
- [20] G. M. Metzger, 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.
- [21] A. Ketterson, J. W. Seo, M. Tong, K. Nummila, 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.
- [22] G. Meneghesso, D. Buttari, E. Perin, C. Canali, and E. Zanoni, "Improvement of DC, low frequency and reliability properties of InAlAs/InGaAs InP-Based HEMTs by means of an InP etch stop layer," *IEDM Tech. Dig.*, pp.227-230, 1998.

- [23] G. Meneghesso, R. Luise, D. Buttari, A. Chini, H. Yokoyama, and T. Suemitsu, "Parasitic effects and long term stability of InP-HEMTs," *Microelectron Reliab.*, vol. 40, pp. 1715-1720, 2000.
- [24] J. Dickmann, S. Schildberg, K. Riepe, B. E. Maile, A. Schurr, A. Geyer, and P. Narozny, "Breakdown mechanisms in pseudomorphic InAlAs/In<sub>x</sub>Ga<sub>1-x</sub>As high electron mobility transistors on InP I : off-state," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 34, pp. 66-71, 1995.
- [25] S. R. Bahl, J. A. del Alamo, J. Dickmann, and S. Schildberg, "Off-state breakdown in InAlAs/InGaAs MODFET's," *IEEE Trans. Electron. Devices*, vol. 42, pp. 15-22, 1995.
- [26] G. Meneghesso, A. Neviani, R. Oesterholt, M. Matloubian, T. Liu, J. J. Brown, C. Canali, and E. Zanoni, "On-state and off-state breakdown in GaInAs/InP composite-channel HEMT's with Variable GaInAs Channel Thickness," *IEEE Trans. Electron. Devices*, vol. 46, pp. 2-9, 1999.
- [27] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (Artech House, 2006) 2nd Edition.
- [28] W. C. Hsu, Y. J. Chen, C. S. Lee, T. B. Wang, J. C. Huang, D. H. Huang, K. H. Su, Y. S. Lin, and C. L. Wu: *IEEE Trans. Electron Devices*, 52(2005)1079.
- [29] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playerz, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1151-1159, 1988.
- [30] Manfred Berroth and Roland Bosch, "High-Frequency Equivalent Circuit of GaAs FET's for Large-Signal Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, pp. 224-229, 1991.
- [31] Tessmann, A.; Leuther, A.; Schworer, C.; Massler, H.; Reinert, W.; Walther, M.;

Losch, R.; Schlechtweg, M.: Infrared and Millimeter Waves, 2004 and 12th Int. Conf. on Terahertz Electronics, 2004, p. 165.

[32] M. Schlechtweg, A. Tessmann, A. Leuther, C. Schwöirer, H. Massler, M. Mikulla, M. Walther, M. Riessle: IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology, Singapore, 2005, p. 46.

[33] A. Cappy, Y. Cordier, S. Bollaert, M. Zaknoune: Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symp, 1999. p. 217

