

國立交通大學

機械工程學系

碩士論文

氮化鋁鎵/氮化鎵高電子移導率電晶體(HEMT)功率

模組封裝設計與電性測試

GaN HEMTs Power Module Package Design, Electrical

Test, and Performance Evaluation

研 究 生：何仲翔

指導教授：鄭泗東 博士

中華民國一百零二年九月

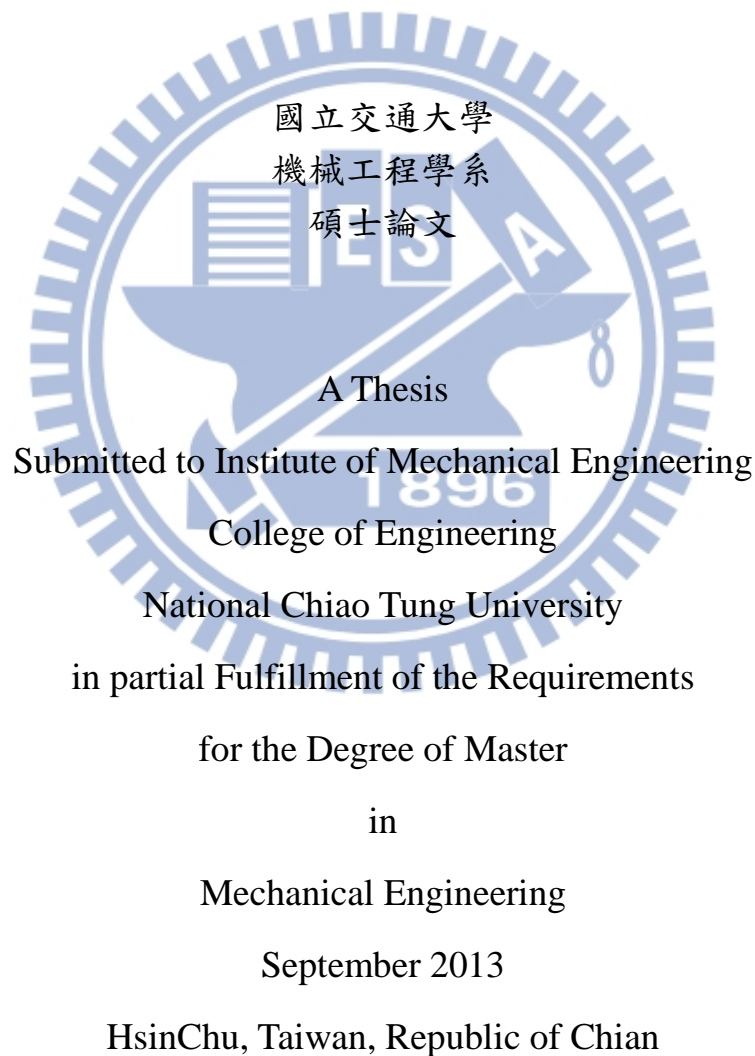
氮化鋁鎵/氮化鎵高電子移導率電晶體(HEMT)功率  
模組封裝設計與電性測試  
GaN HEMTs Power Module Package Design, Electrical Test,  
and Performance Evaluation

研 究 生：何仲翔

Student：Chung-Hsiang Ho

指導教授：鄭泗東 博士

Advisor：Stone Cheng



中華民國一百零二年九月

# 氮化鋁鎵/氮化鎵高電子移導率電晶體(HEMT)功率模組封 裝設計與電性測試

研究生:何仲翔

指導教授:鄭泗東

國立交通大學 機械工程研究所 碩士班

## 摘要

氮化鋁鎵/氮化鎵高電子移導率電晶體是次世代功率元件的主要材料，適用於高功率以及高頻操作的電子元件。目前本研究已可將單顆 AlGaN/GaN HEMT 封裝於自行設計之 TO-3P 之 V 型微凹槽封裝結構，應用於電力功率驅動及轉換。為了達到更高功率和更大電流的輸出，必須將氮化鎵元件並聯接合，然各氮化鎵元件因其導通電壓、開關時間、元件內阻值等特性之差異，可能會造成並聯元件總成的壽命減短、功率降低等問題；且功率增加勢必會造成更高的熱溫升，因此本研究提出並聯元件挑選之篩選條件，並研究在氮化鎵元件的源極端和閘極端並聯電阻或電容之電路設計，且在功率模組設計上考量散熱設計、電路配線，提昇效率和增加功率輸出，且便於功率模組間並聯阻抗匹配之電路設計，且提出可推估接面溫度之直流參數，以便於模組型式封裝元件了解其元件溫度，並進一步的探討氮化鎵元件之動態並聯均流效應，以更進一步的提升高功率模組之可靠度。

# **GaN HEMTs Power Module Package Design, Electrical Test, and Performance Evaluation**

Student : Chung-Hsiang Ho

Advisor : Stone Cheng

Department of Mechanical Engineering

National Chiao-Tung University

## **Abstract**

This paper described the electronic performance of power module packaged high-power AlGaIn/GaN high electron mobility transistors (HEMTs) on silicon substrate. Each device is wire-bonded in parallel connection to increase the power rating. This work studies the GaN HEMTs power module package. The utilization of a multi-chip hybrid module means that all the associated bias circuits and in/out matching circuits can be integrated within the highly conductive substrate. Also, GaN HEMT devices selection criteria make the parallel connection easier. We found some characteristics such as On-state resistance, threshold voltage, leakage current that are requirements information for paralleling. Heat dispatching is another critical issue for parallel connection architecture. According to the above consideration, the required heat dispatching design is more important with the understanding of device junction temperature under dynamic operation. The research focuses on the six electrical parameters to study the relationship between parameters and temperature for analyzing and understanding the thermal effect.

## 致 謝

很快地已度過了兩年研究生的生活，在這段期間有歡笑時刻、有辛苦付出、有自我成長與許多美好的回憶，此刻顧盼回首種種的來時歷程，亦已是畢業在即而令人感觸良多！這篇論文的完成必須要感謝很多人，首先要感謝的是指導教授鄭泗東老師的在研究上用心的指導與建議，不厭其煩的檢查、修改與訂正論文中的錯誤，老師嚴謹的處事態度，提醒了我在處理事情方式上的缺失，更在做事的態度上給予我中肯的建議，除了研究上的指導外，於生活上的關心，讓我在研究所的這段時間收穫很多。

在實驗室，感謝育丞學長在不管我們碰到什麼難題需要幫助時，仍盡力幫我們解決。再來感謝歆苹、婕安、琇竹、士傑、慧珊，除了在研究上相互的提攜與建議外，也會一起分享彼此的心事與生活上的趣事，一起談天說地，討論奇怪的問題，玩遊戲、運動，還一起規劃實驗室出遊，到處探索著新竹的美食，使我的研究生活充滿歡笑。在遇到問題時，大家會互相幫忙與支持，這讓我很感動也很感謝有你們的陪伴，因為有了大家，讓我兩年研究所的生活過的很精采充實。謝謝你們給我的一切，讓我研究所的生涯充滿了許多難忘的回憶。也感謝諮商中心的所有人在研究中遇到煩悶的時候，那裏是一個放鬆並且轉換心情的好地方，讓我能夠繼續有動力完成研究。最後要感謝我的父母，因為父母在後面默默的支持我，以及您們無怨無悔的付出，使得我可以無後顧之憂順利完成碩士兩年的學業，還有感謝我的哥哥，在我求學階段中對我的所有鼓勵與經驗的分享，謹以此論文獻給我的父母和我的家人，以及不斷鼓勵我，為我加油的朋友，謝謝你們，讓我可以順利的拿到學位。

# 目錄

摘要 .....	I
Abstract .....	II
致 謝 .....	III
目 錄 .....	IV
圖目錄 .....	V
表目錄 .....	VIII
一、 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.2 文獻回顧.....	2
1.3 論文架構.....	3
二、 AlGaIn/GaN HEMT 元件結構.....	4
2.1 AlGaIn/GaN HEMT 元件模型 .....	4
2.2 AlGaIn/GaN HEMT 元件電性分析 .....	5
三、 AlGaIn/GaN HEMT 高功率模組封裝設計 .....	9
3.1 模組封裝結構.....	9
3.2 模組並聯元件之挑選.....	10
3.3 模組並聯阻抗匹配電路.....	13
3.4 接面溫度(Junction Temperature)量測之 DC 電性參數.....	14
3.5 模組並聯均流實驗.....	23
四、 AlGaIn/GaN HEMT 電性及可靠度實驗.....	31
4.1 模組電性測試.....	31
4.2 模組崩潰電壓量測.....	33
4.3 模組開關測試.....	34
4.4 模組崩潰可靠度實驗.....	36
五、 結論與未來展望.....	41
參考文獻.....	42



## 圖目錄

圖一 氮化鎵電晶體剖面結構.....	4
圖二 氮化鎵電晶體表面結構.(A) 表面空氣橋連接圖 (B) 電晶體實體照片.....	5
圖三 直流量測電路圖.....	6
圖四 脈衝電流-電壓特性曲線.....	6
圖五 DC 直流電流-電壓特性曲線.....	6
圖六 電流-電壓特性曲線扭結效應圖.....	7
圖七 電流-電壓異常曲線.....	7
圖八 $V_{GS}$ 與 $I_D$ 相對關係圖.....	8
圖九 自發性熱效應電流-電壓特性曲線.....	8
圖十 本研究設計並製作的氮化鎵高功率模組成品.....	9
圖十一 阻抗匹配電路與電阻連接位置圖.....	10
圖十二 氮化鎵晶體並聯電流特性曲線.....	11
圖十三 電流電壓曲線測試電路.....	11
圖十四 氮化鎵電晶體單顆電性曲線.....	12
圖十五 兩顆氮化鎵電晶體並聯後模組電性曲線.....	12
圖十六 四顆氮化鎵電晶體並聯電性曲線.....	13
圖十七 氮化鎵等效電路.....	14
圖十八 阻抗匹配電路.....	14
圖十九 KNEE VOLTAGE 量測條件定義.....	16
圖二十 單顆元件 $I_D$ - $V_D$ 曲線與溫度關係圖.....	16
圖二十一 並聯兩顆元件 $I_D$ - $V_D$ 曲線與溫度關係圖.....	17
圖二十二 單顆元件 $I_{D_{MAX}}$ 、 $R_{ON}$ 與溫度關係圖.....	17
圖二十三 單顆元件 $I_{D_{MAX}}$ 、 $R_{ON}$ 與溫度關係圖.....	17
圖二十四 並聯兩顆元件 $I_{D_{MAX}}$ 、 $R_{ON}$ 與溫度關係圖.....	18

圖二十五 單顆元件漏電流與溫度關係圖 .....	18
圖二十六 單顆元件漏電流與溫度關係圖 .....	19
圖二十七 並聯兩顆元件漏電流與溫度關係圖 .....	19
圖二十八 漏電流與溫度比較圖 .....	19
圖二十九 單顆元件 $I_D$ - $V_G$ 曲線與溫度關係圖 .....	20
圖三十 並聯兩顆元件 $I_D$ - $V_G$ 曲線與溫度關係圖 .....	20
圖三十一 $G_{M,MAX}$ 與溫度關係圖 .....	21
圖三十二 $V_{TH}$ 與溫度關係圖 .....	21
圖三十三 $V_k$ 與溫度關係圖 .....	22
圖三十四 並聯均流電路示意圖 .....	24
圖三十五 氮化鎵元件上升時間比較圖 .....	24
圖三十六 氮化鎵元件下降時間比較圖 .....	25
圖三十七 並聯均流開關波形示意圖 .....	26
圖三十八 並聯均流 TURN ON 波型圖(未加電阻) .....	27
圖三十九 並聯均流 TURN ON 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ ) .....	27
圖四十 並聯均流 TURN ON 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) .....	27
圖四十一 並聯均流 TURN OFF 波型圖(未加電阻) .....	28
圖四十二 並聯均流 TURN OFF 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ ) .....	28
圖四十三 並聯均流 TURN OFF 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) .....	28
圖四十四 並聯均流 TURN ON 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ ) @175 度 .....	29
圖四十五 並聯均流 TURN ON 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) @175 度 .....	29
圖四十六 並聯均流 TURN OFF 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ )@175 度 .....	29
圖四十七 並聯均流 TURN OFF 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) @175 度 .....	30
圖四十八 並聯均流持續開關 10 分鐘後波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) .....	30
圖四十九 氮化鎵並聯封裝照 .....	31



圖五十 12 個 CELL 之 $I_D$ - $V_D$ CURVE 比較.....	32
圖五十一 12 個 CELL 之 $I_D$ - $V_G$ CURVE 比較.....	32
圖五十二 並聯 10 個氮化鎵之 $I_D$ - $V_D$ CURVE.....	32
圖五十三 崩潰電壓量測圖.....	33
圖五十四 崩潰電壓量測圖.....	34
圖五十五 開關測試(週期=1 s).....	34
圖五十六 開關測試(週期=500 ms).....	35
圖五十七 開關測試(週期=100 ms).....	35
圖五十八 不同週期長度脈衝對於汲極電流之比較圖.....	35
圖五十九 氮化鎵失效因素.....	37
圖六十 不同溫度對於汲極電流的影響.....	37
圖六十一 量測等效電阻之電路圖.....	38
圖六十二 單顆元件臨界電壓實驗.....	39
圖六十三 單顆元件臨界電壓實驗.....	39
圖六十四 並聯兩顆元件臨界電壓實驗.....	40

## 表目錄

表一 電性參數與溫度線性回歸線誤差 .....	22
表二 電性參數與溫度線之靈敏程度 .....	23
表三 氮化鎵元件開關速度比較 .....	25



# 一、緒論

## 1.1 研究動機

近年來具有高崩潰電壓、高電子遷移速率以及高的電子飽和速度的氮化鎵材料在半導體產業大量的被討論，因為上述的特性適用於製作高功率、高溫度以及高頻操作的電子元件，以期應用在高頻段操作及高功率切換電路。然而，傳統上功率切換元件，皆是使用矽基板作為材料，如金氧半導體(MOSFET)，但是矽的功率元件因為崩潰電壓以及功率散失問題，已經接近其理論極限。而氮化鎵材料的優良特性，取代了矽成為次世代的新興材料。[1]

本文使用氮化鎵製作之高電子移導率電晶體(High Electron Mobility Transistor)來製作高功率模組，主要是因為其具有較佳的載子傳輸特性，且氮化鎵材料具有獨特之自發極化(spontaneous polarization)與壓電極化(piezoelectric polarization)效應，在未摻雜的狀況下，於氮化鋁鎵(AlGaIn)/氮化鎵(GaN)界面處形成高濃度二維電子氣(two-dimensional electron gas, 2DEG)，使得載子速度加快，通道電阻因而降低；另一方面由於能帶不連續以及壓電效應的優點，提高了通道載子濃度。而 2DEG 層中的載子濃度高，其電流密度也會提高。當此元件應用在高功率高電流時，會在通道產生熱效應，由於氮化鎵熱傳導係數較碳化矽材料略低，在操作元件時，元件本身產生的自熱效應是不可忽視的，如何利用電子構裝技術(Electronic Packaging)引導出 GaN HEMT 的特性是個重要的議題。

本研究的主旨是氮化鎵晶體高功率封裝模組，提升封裝的功率散逸(power dissipation)、散熱(heat dissipation)能力和探討氮化鎵晶體高功率封裝模組可靠度分析，且達到更大的功率輸出，使氮化鋁鎵(AlGaIn)/氮化鎵(GaN)高電子移導率電晶體電性特性表現更加優越。且可以應用於更大功率的電子產品。

## 1.2 文獻回顧

近年來，功率半導體發展非常快速。從閘流體(Thyristors)，雙極性接面電晶體(BJT)，發展至目前的金氧半場效電晶體(MOSFET)，使電力電子技術蓬勃發展。氮化鎵做為次世代功率元件的主要材料，具有獨特之極化效應，在未摻雜的狀況下，於AlGaIn/GaN 界面處形成高濃度二維電子氣，極其適用於高功率電子元件，由於固態半導體製程快速地發展，功率半導體元件的切換頻率、承受高電壓與高電流的能力不斷的提高。且為了達到更大功率的輸出，氮化鎵元件並聯是很重要的一件事，但是在並聯下很重要的一點是在動態開關下的必須使每一顆元件輸出電流一樣，否則會導致單一元件因為通過過大的電流導致，散熱不及進而導致元件損壞。目前有關氮化鎵功率元件以及模組封裝設計、可靠度測試和並聯均流的關係文獻回顧有：

1. James B. Forsythe, Member IEEE, International Rectifier, El Segundo, California "Paralleling Of Power MOSFETs For Higher Power Output" 此篇是IR公司針對MOSFET的並聯所做的研究，裡面提到很多關於並聯的因素影響。[2]
2. Pedro M. Cabral, Student Member, IEEE, José C. Pedro, Senior Member, IEEE, and Nuno B. Carvalho, Member, IEEE "Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design" 此篇內提到氮化鎵元件之等效電路模型，並利用此模型去設計放大器。[3]
3. Koji Yamanaka, Kazuhiro Iyomasa, Hiroshi Ohtsuka, Masatoshi Nakayama, Yoshinori Tsuyama, Tetsuo Kunii, Yoshitaka Kamo, and Tadashi Takagi "S and C band Over 100W GaN HEMT 1-chip High Power Amplifiers with Cell Division Configuration" 此篇內提到一種並聯的阻抗匹配電路，並將進行實驗將此電路予其他產品比較。[4]
4. J.A. del Alamo, J. Joh "GaN HEMT reliability" 此篇內提到多種關於GaN可靠度測試的說明，並探討GaN元件損壞機制[5]
5. Vorgelegt von B. Sc. Eng, M. Sc. Eng. Eldad Bahat-Treidel aus Jerusalem, Israel "GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation" 此篇提及氮化鎵元件各種崩潰機制和漏電

流路徑，且提到一種破壞性較小的崩潰電壓量測方法。[6]

6. Madhu Chinthavali, Puqi Ning, Yutian Cui, Leon M. Tolbert”Investigation on the Parallel Operation of Discrete SiC BJTs and JFETs”此篇提及挑選並聯元件時的參數，且提及接面溫度推估的一些參數，並進一步的探討元件並聯切換時的不匹配。[7]

由文獻1~3可以得知並聯參數挑選且並聯時所需注意的各種事項，並針對需求去設計所需之封裝模組的型式和電路配置，而文獻4~5可以更加了解氮化鎵元件本身損壞機制，且針對這些機制下去加以實驗和研究，可以訂出文件各種操作邊界，以利改善元件並聯效果和增加應用可靠度。而文獻6可以了解如何選取推估接面溫度的參數，並且了解並聯切換的不匹配，進而改善氮化鎵元件並聯時動態均流效應。

### 1.3 論文架構

本論文架構安排如下：

第一章中，說明研究動機與文獻回顧。

第二章中，介紹 AlGaIn/GaN HEMT 元件結構。

第三章中，介紹 AlGaIn/GaN HEMT 之高功率模組設計及其封裝流程。

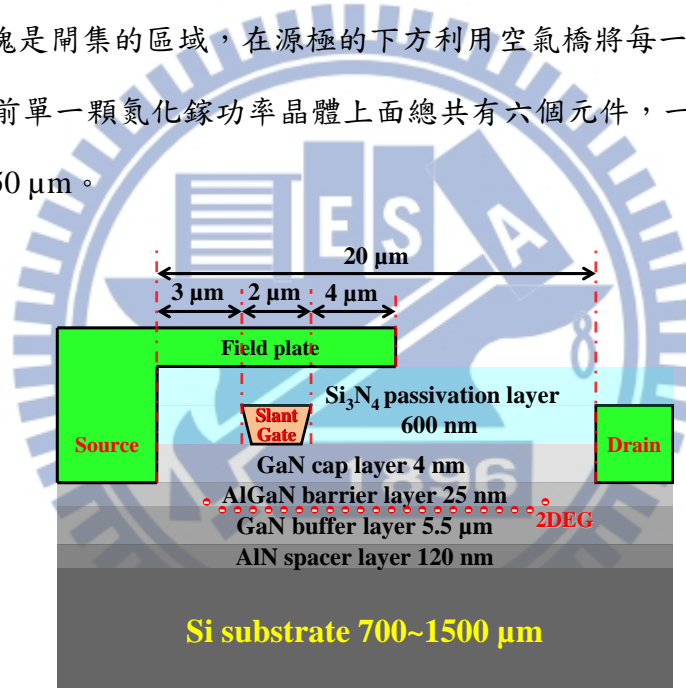
第四章中，介紹 AlGaIn/GaN HEMT 高功率模組之電性測試、可靠度測試和應用。

第五章中，說明結論與未來展望

## 二、AlGaN/GaN HEMT 元件結構

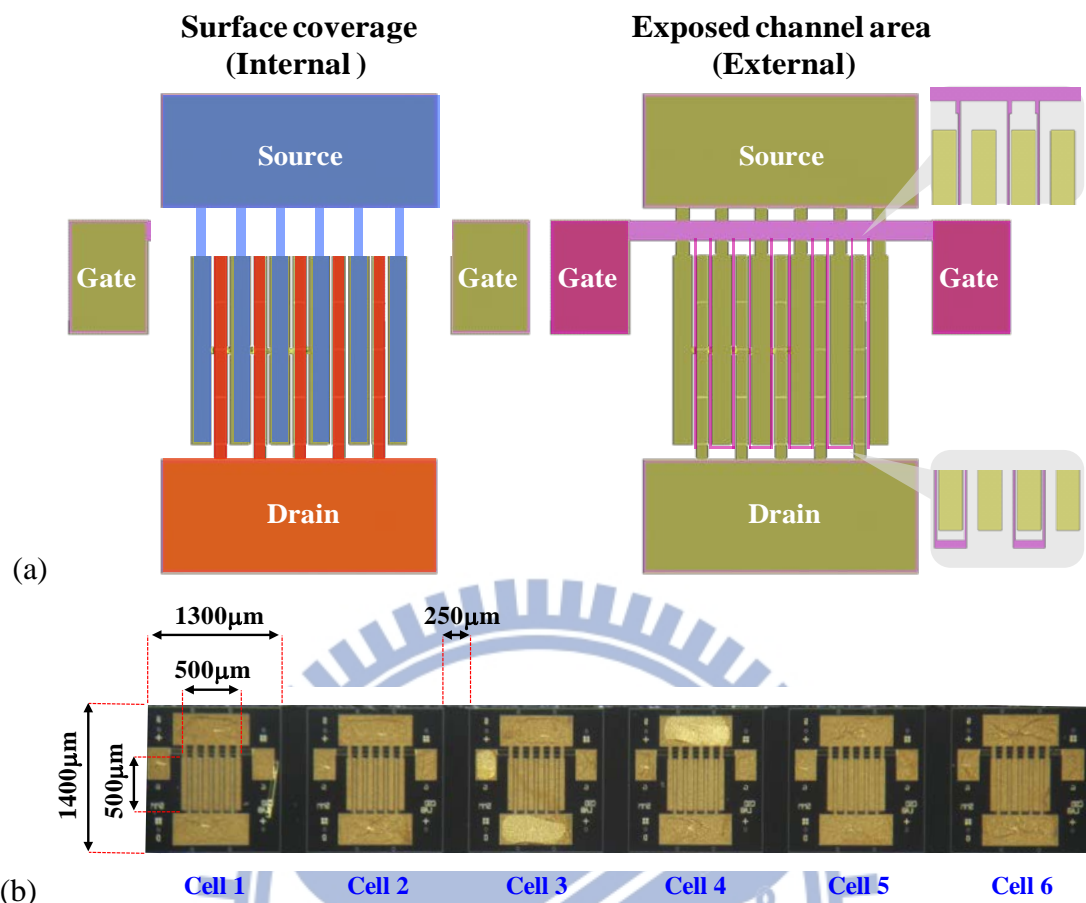
### 2.1 AlGaN/GaN HEMT 元件模型

本研究中氮化鎵高功率晶體的剖面結構如圖一所示，利用有機金屬化學氣相沉積法將氮化鎵磊晶於厚度為 $625\mu\text{m}$ 的矽基板上，內部的源極、閘極、汲極為細長型且交錯排列形成像指頭一樣的結構(multi-finger)，每根閘極寬度(gate width)為 $500\mu\text{m}$ 、閘極長度(gate length)為 $2\mu\text{m}$ 、閘極間距為 $50\mu\text{m}$ ，組成面積為 $0.25\text{mm}^2$ 的元件作動區域。且圖二(a)是表面電極和空氣橋的配置，左邊可以看到，源極、汲極和閘極的相對位置，而右邊紫色的色塊是閘集的區域，在源極的下方利用空氣橋將每一根閘極相連接，而圖二(b)可知，目前單一顆氮化鎵功率晶體上面總共有六個元件，一顆大小是 $1400\mu\text{m} \times 1300\mu\text{m}$ 間隔是 $250\mu\text{m}$ 。



圖一 氮化鎵電晶體剖面結構





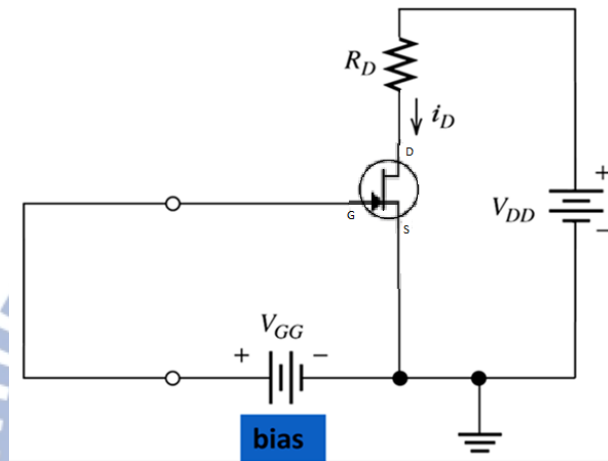
圖二 氮化鎵電晶體表面結構. (a) 表面空氣橋連接圖 (b) 電晶體實體照片

## 2.2 AlGaIn/GaN HEMT 元件電性分析

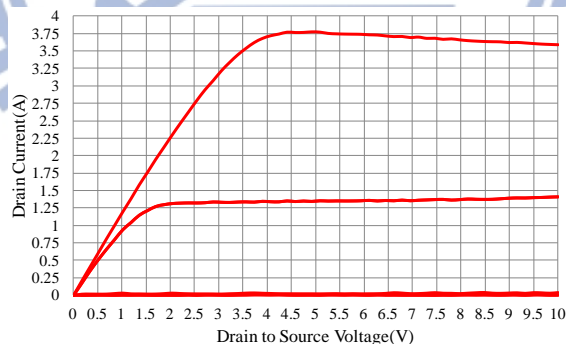
開關元件以閘極電壓來分大致可分成常開式和常關式，本文中所使用之氮化鎵電晶體為常開式(normally-on)形式之元件，在閘極偏壓為 0V 的條件下，元件為導通狀態。若要使元件進入截止狀態(pinch-off)則需要再閘極加入-5V 之負偏壓，使得氮化鎵的傳導帶比費米能階高，進入截止狀態。

$I_d$ - $V_d$  曲線量測可分為直流(DC)與脈衝(pulse)兩種形式[8]，直流量測為持續供給電壓，以穩態的方式量測曲線，但自熱效應較大，脈衝量測則是輸入脈衝寬度很小的脈衝電壓進行量測，圖三所示為  $I_d$ - $V_d$  曲線量測電路圖，採用電流量測電路量測在室溫下 V 形凹槽反向封裝之氮化鎵高電子移導率場效電晶體的直流特性，對不同的氮化鎵樣品進行了直流特性測試。脈衝測試條件如下：閘極電壓從 0V 到-5V，Duty 設定為 1%；脈波寬度為 200 μs，汲極電壓  $V_{DS}$  從 0V 加壓到 10V，每隔 0.1V 對元件的輸出電流進行

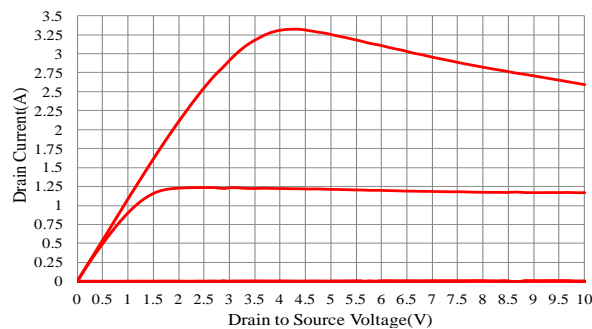
擷取紀錄。脈衝  $I_d$ - $V_d$  曲線測試結果如圖四所示，當閘極( $V_{gs}$ )電壓=0V 時，最大汲極飽和電流為 3.75A，轉折電壓為 4V。圖五為 DC  $I_d$ - $V_d$  曲線測試結果，當閘極( $V_{gs}$ )電壓=0V 時，最大汲極飽和電流為 3.28A。兩種  $I_d$ - $V_d$  曲線測試結果，其最大汲極飽和電流略有不同，造成此種差異的原因是在量測 DC 時，元件會受到自熱效應(self-heating)以及缺陷效應(trapping effect)的影響，DC 量測之  $I_d$ - $V_d$  曲線較趨近於實際功率元件之應用時之電流數。



圖三 直流量測電路圖

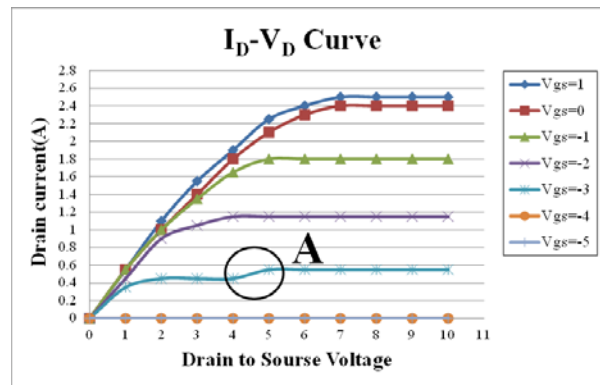


圖四 脈衝電流-電壓特性曲線



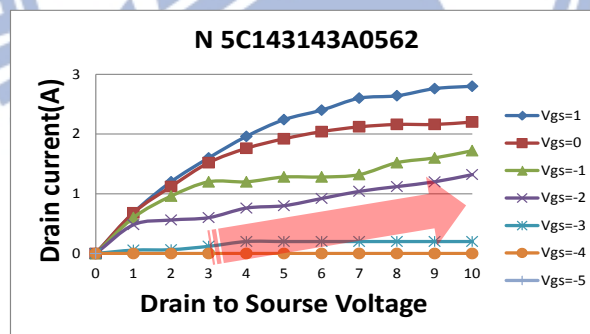
圖五 DC 直流電流-電壓特性曲線

圖六所示，在 A 點，閘極電壓 = -3V 時，汲極電壓=5V 時，電流會突然激增，這是由於扭結效應(Kink Effect)的緣故，此效應普遍存在於 HEMT 裡面，是指場效應晶體管的汲極電流與汲極電壓的非飽和特性。產生的原因是由於在高的汲極電壓下，汲極附近的電流載子會產生雪崩倍增，從而使汲極電流隨汲極電壓而迅速增加。[9]



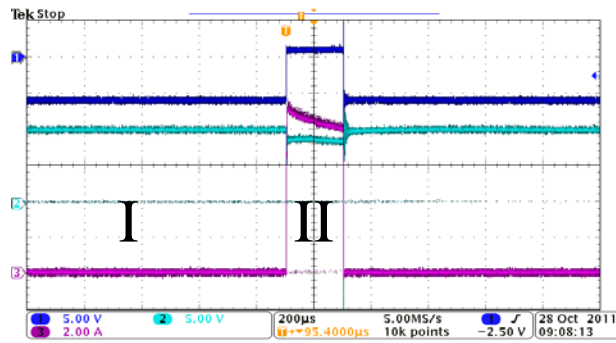
圖六 電流-電壓特性曲線扭結效應圖

圖七為量測之 I<sub>d</sub>-V<sub>d</sub> 曲線之異常現象，汲極飽和電流(I<sub>D</sub>) 向上傾斜，使得通道不能夾止，可能原因在於蕭特基柵的控制能力較差所致。



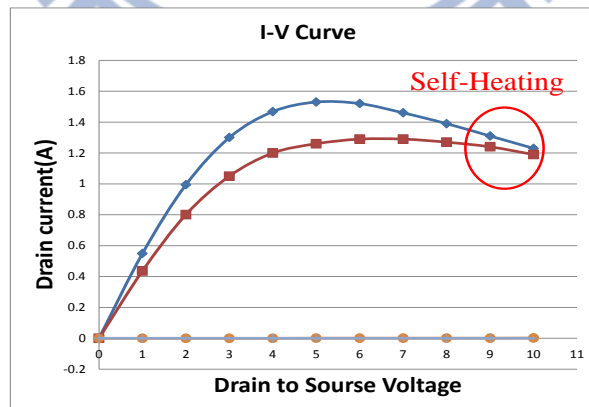
圖七 電流-電壓異常曲線

氮化鎵高功率晶體為寬能隙材料，此種電晶體會因為表面的缺陷和成長於基板上時，因 AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> 的內部差排(dislocation)，而產生陷阱能階，圖八為示波器截取出的脈衝波形，藍色線代表為方波產生器所提供閘極電壓，紫色線為汲極端的電流，I 區代表元件在關閉狀態(pinch off)，II 區為關閉到開啟區域，可看出在閘極電壓上升元件開啟時，汲極電流有延遲下降的情形，從關閉變成開啟的過度期，在通道層內 2DEG 會受表面缺陷的影響，使得 2DEG 並無法完全的產生，電流相對的就會降低。



圖八  $V_{gs}$  與  $I_D$  相對關係圖

在異結質接面的電晶體，其電子在遷移的過程中，會有聲子散射(phonon scattering)的產生，因氮化鋁鎵與氮化鎵會產生極化效應，熱電子會與晶格產生碰撞，產生了聲子(acoustic phonons)，聲子是傳遞熱的主要因子，其原子因為溫度的上升，使得其在原有的晶格位置產生震動，此震動破壞了晶體原有的位能，與電子或電洞產生了交互作用，因此當內部溫度上升時，則會降低其電子遷移率，進而造成元件之電流下降，圖九為量測 $I_D$ - $V_d$ 曲線時，當汲極電壓從0 V 到10 V，可以看出元件在高汲極偏壓下，電流大幅度的下降。這是自發性熱效應的現象，電子持續獲得的能量時間比較久，熱能累積造成熱擾動，使得電流下降。



圖九 自發性熱效應電流-電壓特性曲線

### 三、AlGaN/GaN HEMT 高功率模組封裝設計

#### 3.1 模組封裝結構

本研究設計氮化鎵晶體高功率模組構裝採用熱傳導係數高達 200 W/m-K 高導熱陶瓷散熱基板陶之基礎技術的開發，高導熱之陶瓷散熱基板具備高熱傳係數且熱膨脹係數與矽基板相似適用於模組高溫操作情況，重點工作項目之一為 GaN HEMTs 300V/2A 單顆(6cell)之進行並聯構裝，其工作內容包括了對於單顆元件所做過的切割、黏晶、打線、灌膠與剪枝等流程步驟，嘗試以導線架或 IGBT 封裝形式達成元件的良好封裝。圖十為改善氮化鎵晶體並聯不匹配(短路、崩潰電壓、導通損失、上升時間、漏電及耐用性等問題)，將陶瓷基板表面設計成多個小長方形金屬區塊因應阻抗匹配時所需使用電路配置，令材料選擇高強度高耐溫之銅板為最終散熱基板，大小設計可同時放置三片陶瓷基板以驅動三臂功率晶體模組達所預期的大電流輸出，方便應用於三臂上下橋電路驅動，且單臂可達 20A 藉由電性分析與匹配篩選，找出影響並聯之關鍵因素，目前依照所找到的因素來做並聯元件之篩選，以提高 GaN 功率開關元件並聯效率。並使用新型矽凝膠塗覆於氮化鎵功率模組上方，以達成在開關操作下元件表面與金線接合處不受水氣與外在環境影響又能有效導熱於陶瓷基座。

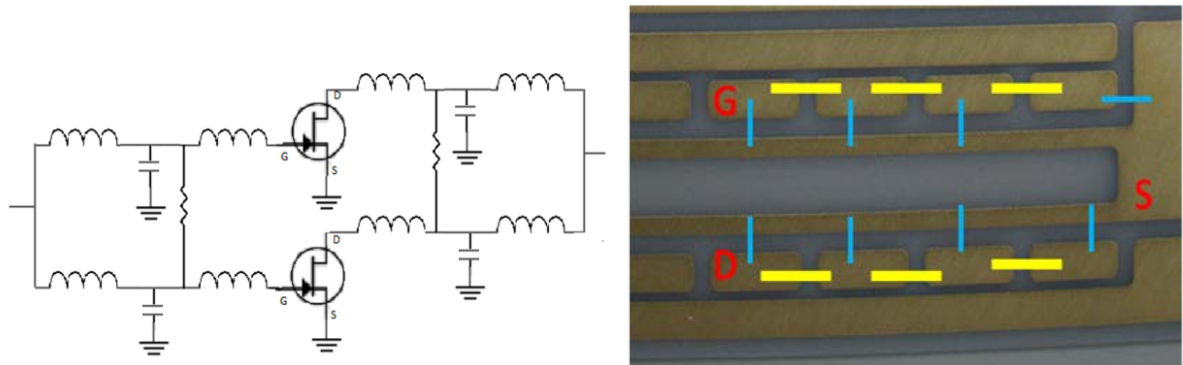


圖十 本研究設計並製作的氮化鎵高功率模組成品

目前預計採用阻抗匹配電路來提高並聯的穩定性和效率，而阻抗匹配電路圖如圖十一，會將兩個精挑選過後的晶片，用黃色線為電阻將汲極和閘極連接起來和藍色線為電



容擺放之位置，而中間的電感則是打線造成的電感，利用此電路配置可減少阻抗不匹配所造成的影響，減少功率的散失，以提高電流提高功率。



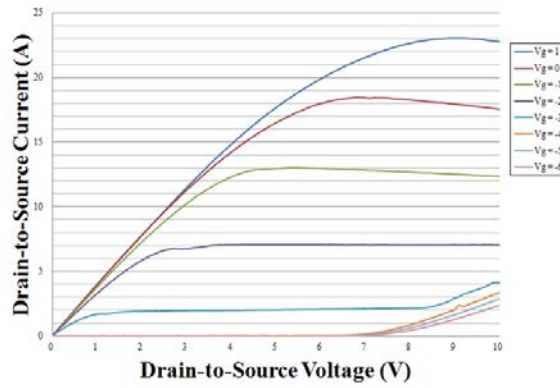
圖十一 阻抗匹配電路與電阻連接位置圖

### 3.2 模組並聯元件之挑選

如圖十二所示，此為任意並聯三個氮化鎵功率晶體一個晶體內有三個 CELL 的電性曲線，在圖上可看到電流大幅度的下降，主要是因為自熱效應和晶體間阻抗不匹配所造成的結果，在閘極電壓為-4 V 時，氮化鎵功率晶體應該是關閉狀態，汲極電流應該接近零。但從圖上可知汲極電流不為零，推測原因可能是閘極漏電流過大所造成的，且各晶體的特性相差過大。而閘極漏電流劣化形成機制包括反向壓電效應、由高能電子產生的載流子陷阱和蕭特基接觸劣化。在汲極偏置條件下，位於閘極邊緣的高電場可能會增加應力(反向壓電效應)，從而影響元件的可靠性。高電場會增加 AlGaN 勢壘中的應力。當達到臨界的汲極—閘極電壓時，就會發生結晶缺陷。這些結晶缺陷作為深層陷阱有助於形成電子隧道，從而顯著增加閘極漏電流，因而造成無法晶體無法關閉。

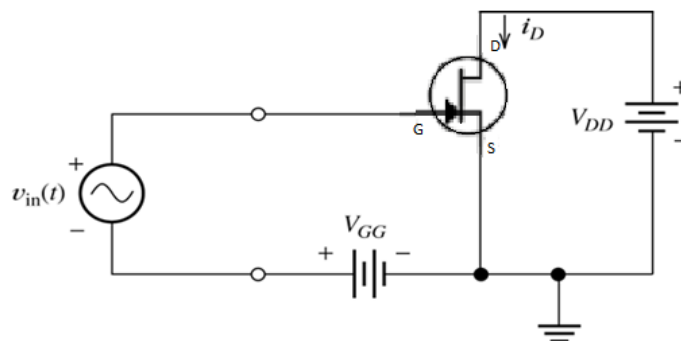
為了達到更高的功率和效率，所以將氮化鎵功率晶體作並聯的動作。但從上述結果發現，寄生電容、內阻、崩潰電壓...等等因素皆會影響氮化鎵功率晶體並聯的成效。



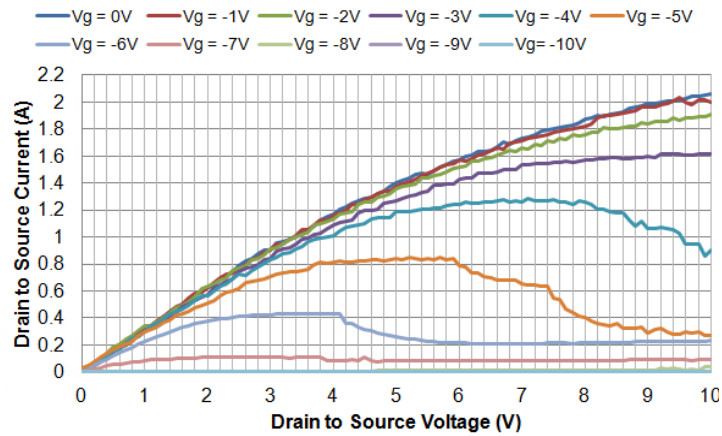
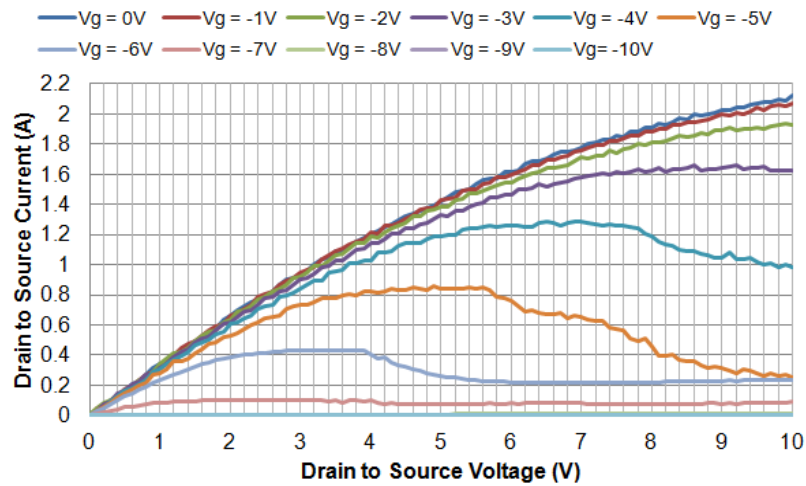


圖十二 氮化鎵晶體並聯電流特性曲線

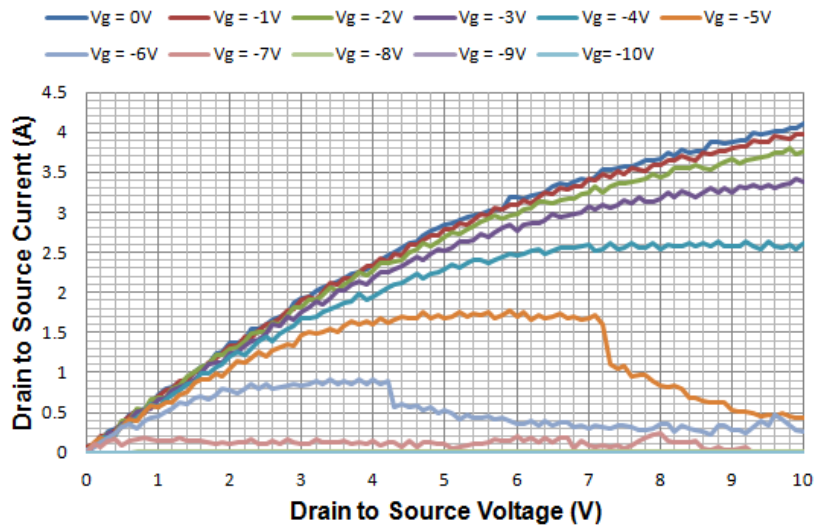
目前從實驗中和一些文獻參考比較挑出幾項參數作為並聯特性之挑選的依據，挑選的出來比較參數為最大汲極電流 $I_{Dmax}$ 、轉角電壓、閾值電壓 $V_{th}$ 、汲極漏電流，依照目前的參數作挑選，挑選出擁有相近參數的氮化鎵，實驗電路如圖圖十三，且測試條件如下，閘極電壓0~10V，汲極電壓0~10V，切換頻率為 5 Hz，工作週期為0.075%。如圖十四所示，此為經挑選過後的氮化鎵功率晶體，兩顆的 $R_{ds(on)}$ 為4.73 $\Omega$ 和4.85 $\Omega$ ，且最大汲極—源極電流為2.11A和2.06A。從圖十四中可以看到汲極—源極電流在汲極電壓較大時，會有明顯的下降，此為trapping和內部電感和電容的影響。在圖十五中為兩顆晶體並聯後的電性曲線，可看出 $R_{ds(on)}$  為2.43 $\Omega$ ，最大汲極—源極電流為4.11A，大約為單顆最大電流相加值的98.5%(=4.11/4.17)。由此實驗可知經挑選過後氮化鎵功率晶體可以達到更有效的並聯。圖十六為四顆氮化鎵功率晶體並聯，可看出 $R_{ds(on)}$  為1.29 $\Omega$ 且最大汲極—源極電流為7.75A。



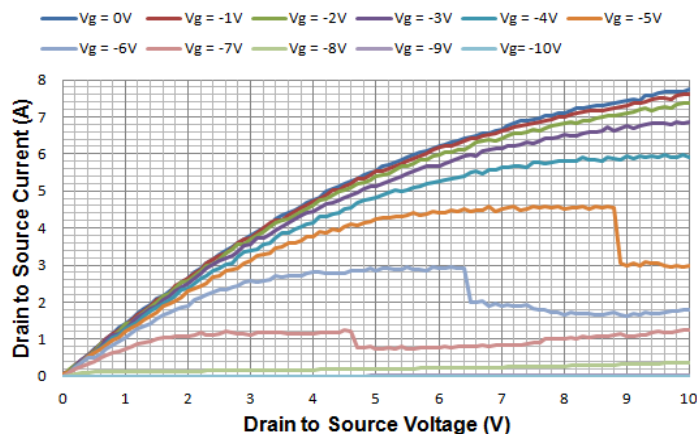
圖十三 電流電壓曲線測試電路



圖十四 氮化鎵電晶體單顆電性曲線



圖十五 兩顆氮化鎵電晶體並聯後模組電性曲線

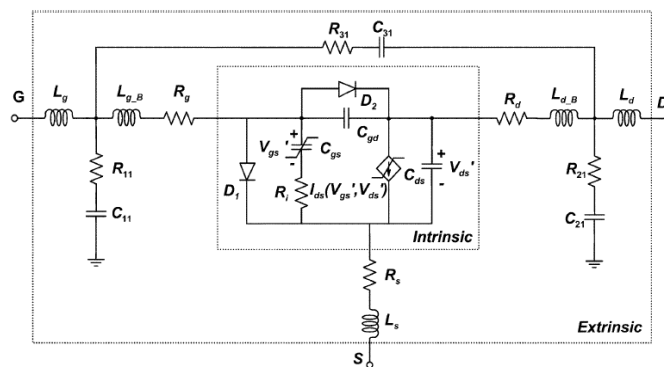


圖十六 四顆氮化鎵電晶體並聯電性曲線

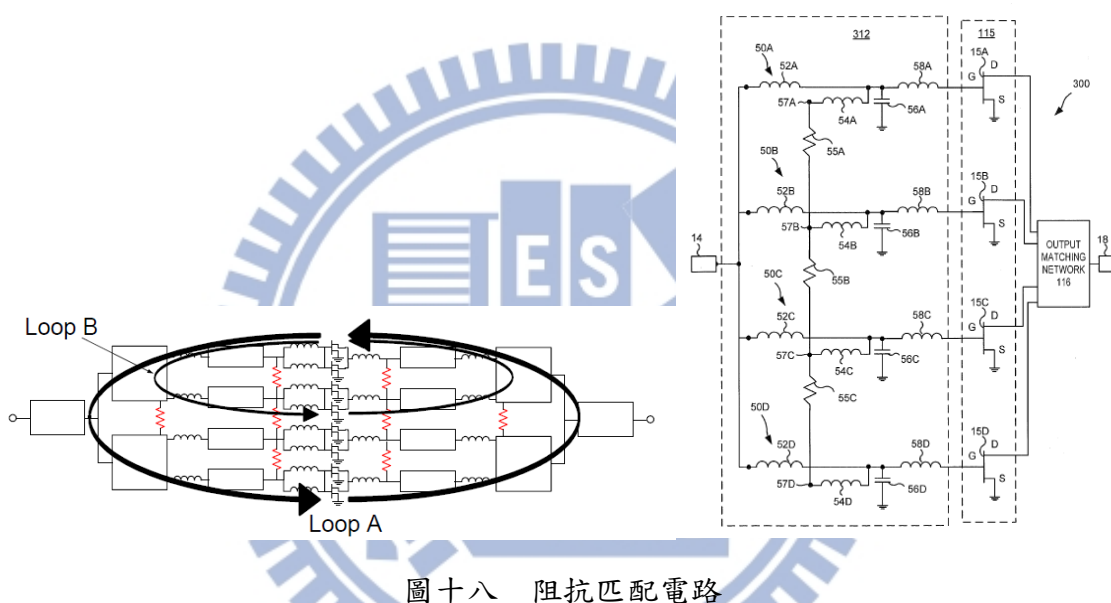
### 3.3 模組並聯阻抗匹配電路

由於氮化鎵功率元件為側向電子傳遞架構，需以多顆元件並聯，以達高功率驅動特性。之前氮化鎵元件在直接並聯時未能導出功率倍增效果，如何由單一氮化鎵元件特性分析、配對、閘極驅動阻抗匹配以引導出氮化鎵的優越性能是個重要的議題。本計畫之研究架構在於了解與利用 GaN FET Power Device 的導通電阻( $R_{DSon}$ )之正溫度係數，研究並聯驅動時之特性，輔以 PSpice 模擬結果為參考，進而提出改善與提升 GaN HEMT Power Device 在並聯配對之輸出驅動功率。

依照圖十七所表示的氮化鎵等效電路，利用此電路可進行阻抗匹配電路之模擬，並計算阻抗匹配電路上所需使用電容電阻值大小，且在並聯條件篩選方面，會再進一步的比較轉角電壓、臨界電壓、寄生電容等等，這些條件會都會造成氮化鎵元件不同時間的開關，進而影響效率或是導致部分元件承受過大電流而損毀。圖十八為兩種不同阻抗匹配電路，上面為只有電阻，而另一種電阻和電容，電容主要是在高頻下的阻抗匹配，而在汲極前面增加電阻則是為了調整其轉角電壓使期一致，在閘極前面增加電阻，主要是因為每顆元件的  $V_{th}$  不一致，增加電阻則是為了調整使元件可以同時開關，並利用上述條件篩選過後之氮化鎵高功率晶體製作模組封裝，並進行阻抗匹配電路測試，且跟模擬結果做比較。[10]~[12]



圖十七 氮化鎵等效電路



圖十八 阻抗匹配電路

### 3.4 接面溫度(Junction Temperature)量測之 DC 電性參數

為了達到更大功率的輸出氮化鎵元件並聯是很重要的一件事，但是在並聯下很重要的一點是在動態開關下的必須使每一顆元件輸出電流一樣，否則會導致單一元件因為通過過大的電流導致，散熱不及進而導致元件損壞，故在元件並聯時，均流效應下的散熱處理是另一個必須被考慮的。有鑑於此，更精確地了解元件在操作時的接面溫度(Junction Temperature)進而強化散熱所需的設計就更為重要了。本研究針對以下六個電性參數  $R_{on}$ 、 $I_{dmax}$ 、Leakage Current、Transconductance( $g_m$ )、Threshold Voltage( $V_{th}$ )、Knee Voltage( $V_k$ )來探討對溫度關係，用來分析與了解並聯時，元件各特性對熱影響。實驗儀器是採用keithley 2601A和2651A兩台SMU來當作閘極和汲極輸

入，進行電性量測；並利用加熱烤箱來進行溫度控制的動作，且加溫時，將會等溫度達設定溫度後在持續維持5~10分鐘以確保元件達到設定溫度。

在實驗前，先說明一下電性參數的量測條件定義：

■  $R_{on}$

利用為  $V_{gs}$  為0V， $V_{ds}$  為1V時，所量測到的  $I_d$ ，所計算出的R為  $R_{on}$

■  $I_{dmax}$

利用為  $V_{gs}$  為0V， $V_{ds}$  為5V時，所量測到的  $I_d$  定義為  $I_{dmax}$

■ Leakage Current

利用為  $V_{gs}$  為-10V， $V_{ds}$  為3V時，所量測到的  $I_d$  定義為 Leakage Current

■ Transconductance,  $g_m$

量測元件  $V_{gs}$  為-10~1V， $V_{ds}$  為5V時的  $I_d$ - $V_g$  曲線，計算此曲線一次微分並找出最大值，所得到值為  $g_{m,max}$

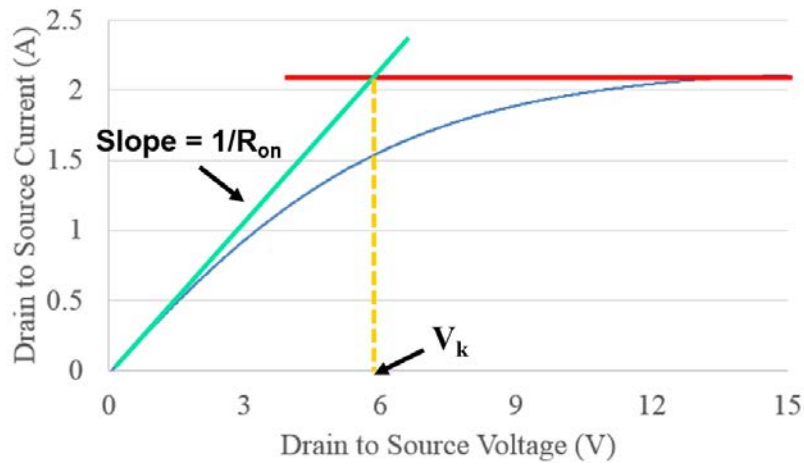
■ Threshold Voltage,  $V_{th}$

量測元件  $V_{gs}$  為-10~1V， $V_{ds}$  為5V時的  $I_d$ - $V_g$  曲線，計算出當  $I_d$  為0.02A時的  $V_g$  定義為  $V_{th}$

■ Knee Voltage,  $V_k$

如圖十九所示，為  $V_{gs}$  為0V時，線性區(綠線)和飽和區(紅線)的I-V斜率的交點所對應得  $V_d$  為  $V_k$

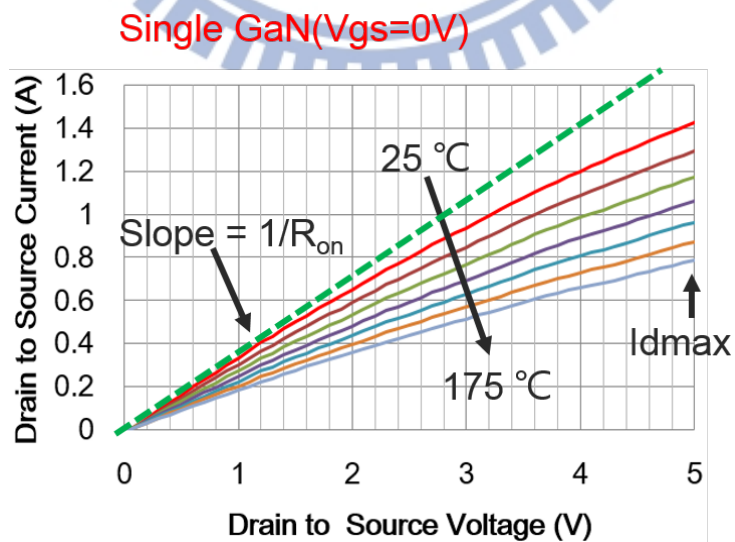




圖十九 knee voltage 量測條件定義

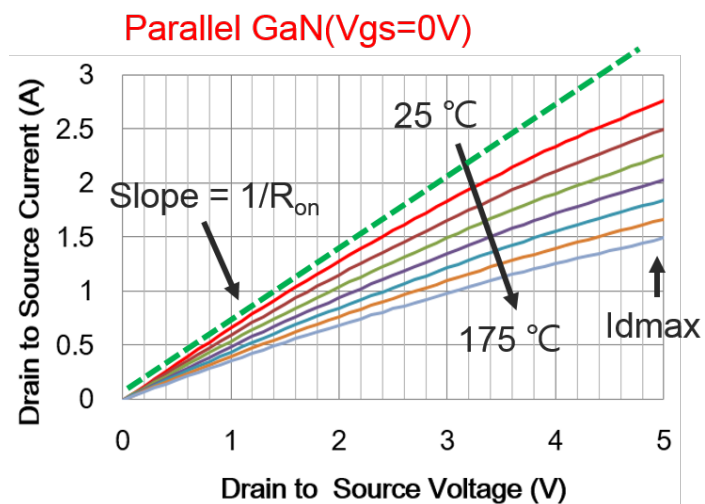
圖二十和圖二十一為氮化鎵元件單顆和兩顆並聯後，量測其  $V_g$  為 0V 下不同溫度的  $I_d$ - $V_d$  曲線，從圖上可以明顯的看出來，當溫度增加時， $I_d$  會下降。

而圖二十二、圖二十三、圖二十四則是利用  $I_d$ - $V_d$  曲線，經過前面所述  $R_{on}$  和  $I_{dmax}$  的定義計算後所得，可以看到並聯後的氮化鎵元件在常溫下的  $R_{on}$  為 1.52 歐姆而在 175 度下變成 2.83 歐姆，為常溫下的 1.86 倍，而  $I_{dmax}$  則從 2.76A 下降至 1.48A 為原先的 53.6%。圖上黑色虛線是將單顆實驗結果直接相加所得之理論值。且從圖上可以觀察到這兩個參數對於溫度的變化呈現線性的關係。

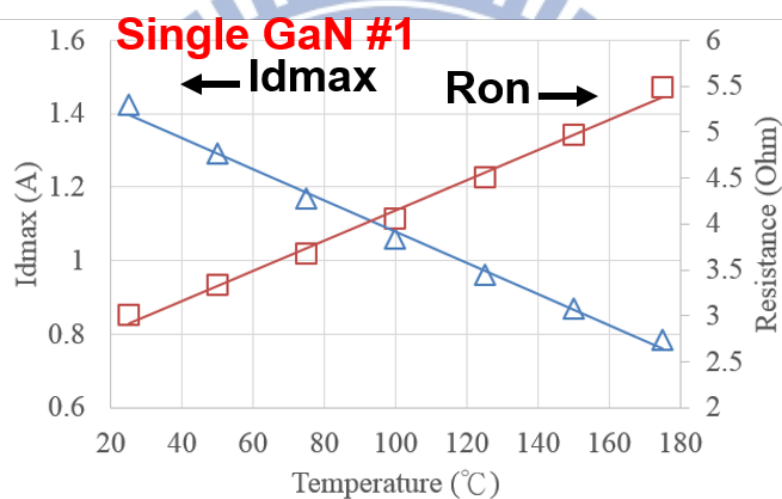


圖二十 單顆元件  $I_D$ - $V_D$  曲線與溫度關係圖

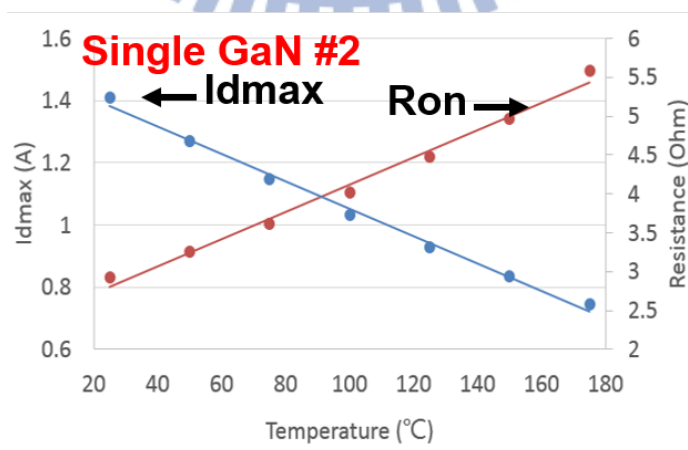




圖二十一 並聯兩顆元件  $I_D$ - $V_D$  曲線與溫度關係圖

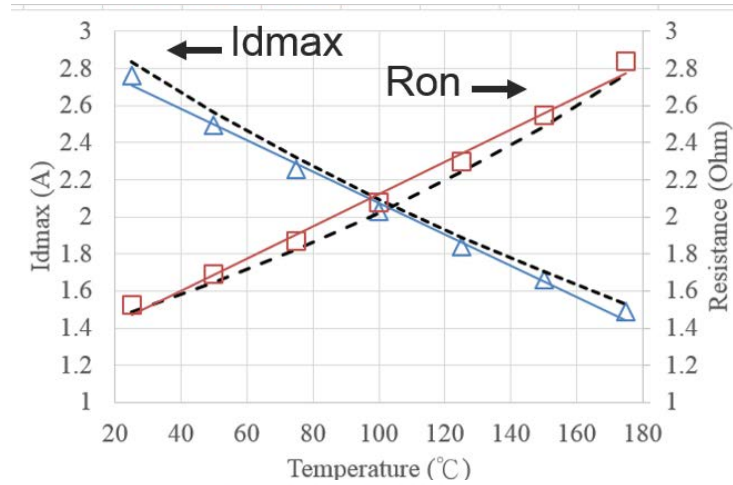


圖二十二 單顆元件  $I_{Dmax}$ 、 $R_{on}$  與溫度關係圖



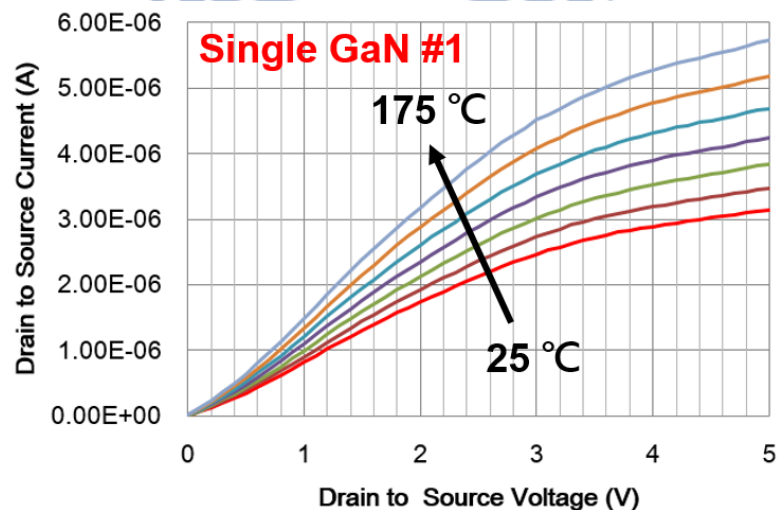
圖二十三 單顆元件  $I_{Dmax}$ 、 $R_{on}$  與溫度關係圖

## Parallel GaN

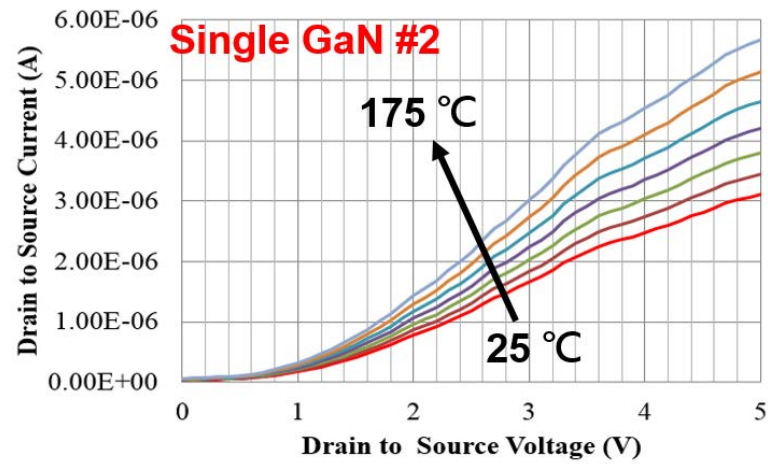


圖二十四 並聯兩顆元件  $I_{Dmax}$ 、 $R_{on}$  與溫度關係圖

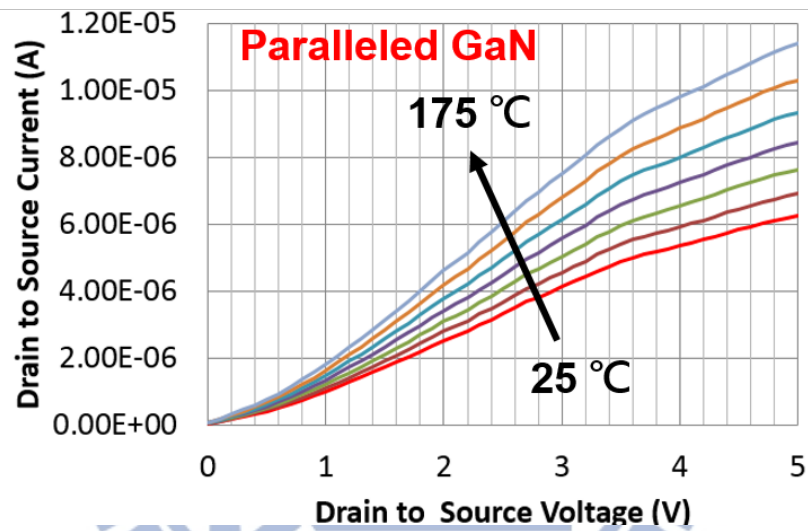
圖二十五、圖二十六、圖二十七是氮化鎵元件單顆和兩顆並聯後，量測其  $V_g$  為 -10V 下不同溫度的  $I_d$ - $V_d$  曲線，從圖上可以明顯的看出來，當溫度增加時，漏電流會上升。而圖二十八則是利用  $I_d$ - $V_d$  曲線，根據前面所述漏電流的定義取  $V_d$  為 3V 時的漏電流所得，可以看到並聯後的氮化鎵元件在常溫下的漏電流為  $4.14 \mu A$  而在 175 度下變成  $7.54 \mu A$ ，為常溫下的 1.82 倍，且從圖上可以觀察到這兩個參數對於溫度的變化呈現線性的正相關。



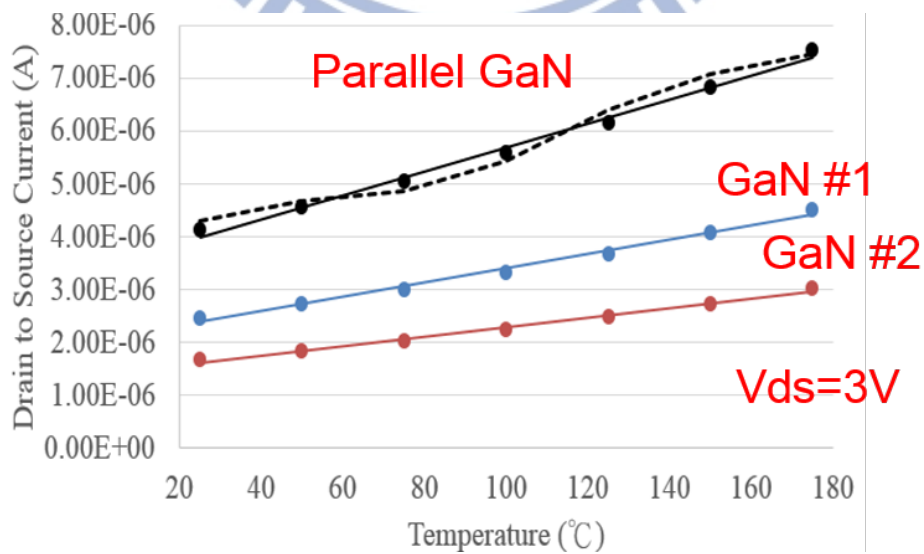
圖二十五 單顆元件漏電流與溫度關係圖



圖二十六 單顆元件漏電流與溫度關係圖

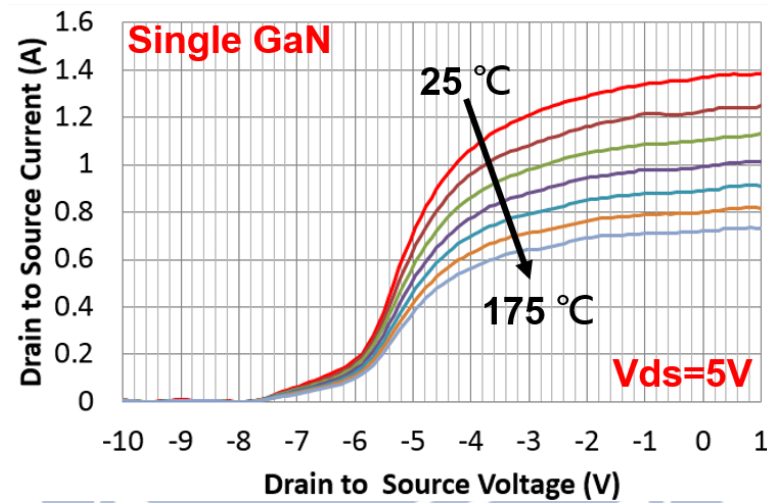


圖二十七 並聯兩顆元件漏電流與溫度關係圖

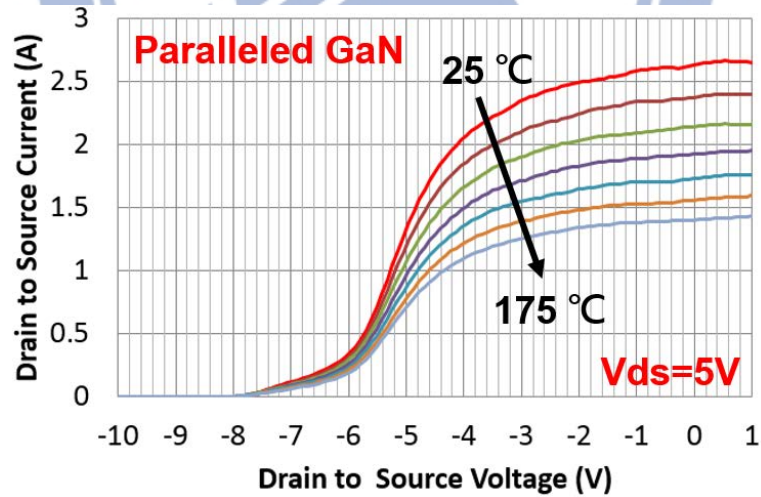


圖二十八 漏電流與溫度比較圖

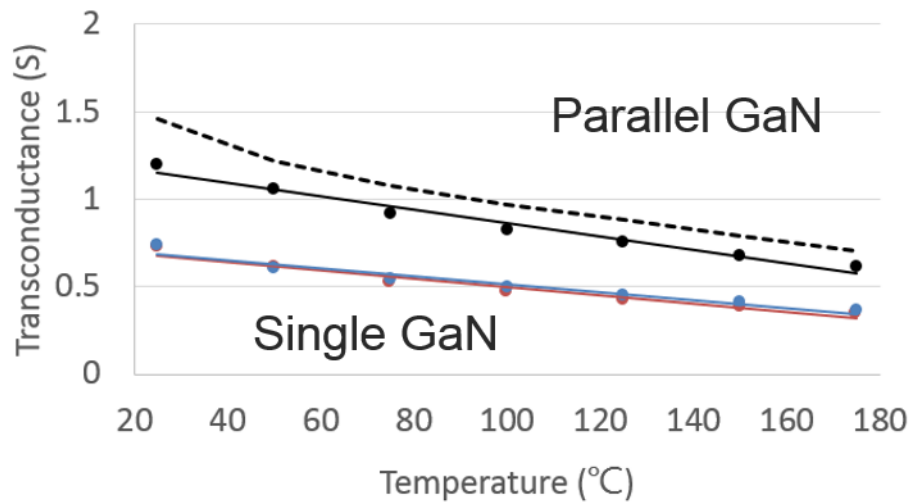
圖二十九、圖三十是氮化鎵元件單顆和兩顆並聯後，量測其  $V_d$  為 5V 下不同溫度的  $I_d$ - $V_g$  曲線，從圖上可以明顯的看出來，當溫度增加時， $I_d$  會下降。而圖三十一則是將  $I_d$ - $V_g$  曲線，經過計算此曲線一次微分並找出最大值，所得的  $G_m$  對溫度的趨勢圖，從圖上可以觀察到氮化鎵元件  $G_m$ ，對於溫度的變化是呈現線性的負相關。



圖二十九 單顆元件  $I_D$ - $V_G$  曲線與溫度關係圖

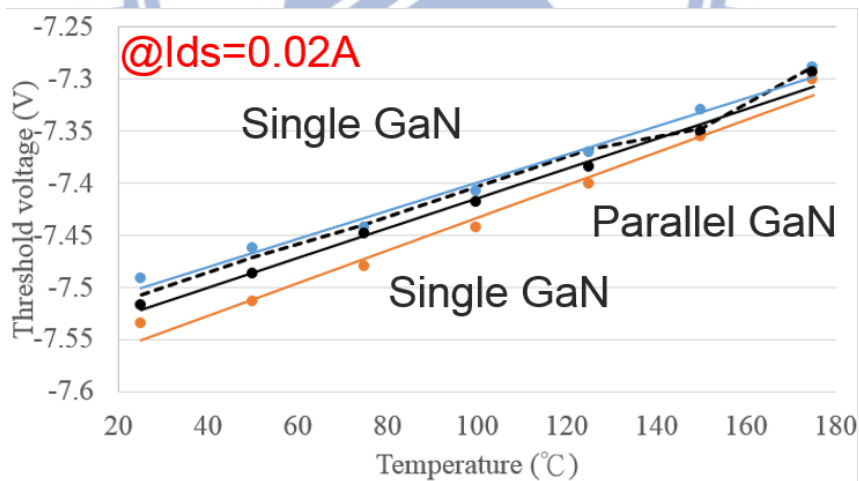


圖三十 並聯兩顆元件  $I_D$ - $V_G$  曲線與溫度關係圖

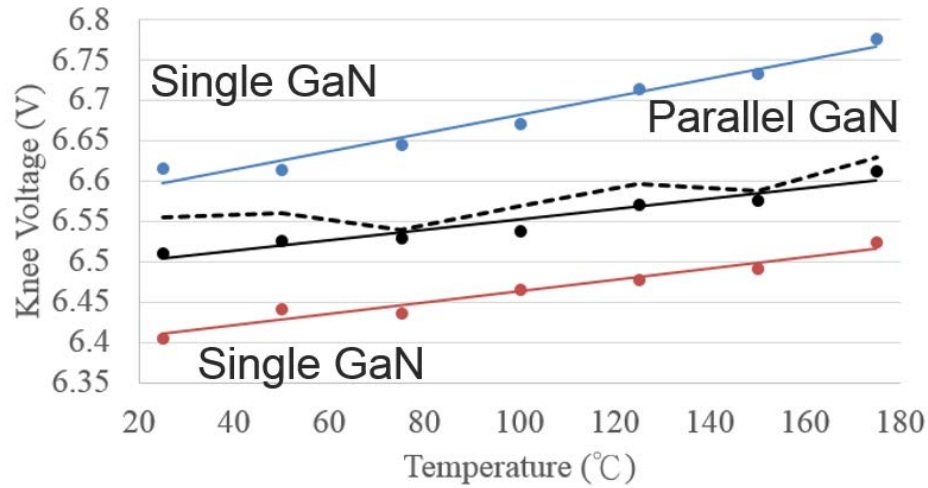


圖三十一  $G_{m,max}$  與溫度關係圖

圖三十二是  $V_{th}$  與溫度關係圖，是利用  $V_d$  為 5V 下不同溫度的  $I_d-V_g$  曲線，計算出當  $I_d$  為 0.02A 時的  $V_g$ 。從圖上可以明顯的看出來，當溫度增加時， $V_{th}$  會上升。而圖三十三則是將  $I_d-V_d$  曲線，並按照前面對  $V_k$  的定義所計算得來。從圖上可以觀察到氮化鎵元件的  $V_k$ ，對於溫度的變化是呈現線性的正相關。



圖三十二  $V_{th}$  與溫度關係圖



圖三十三  $V_k$  與溫度關係圖

經由前面的實驗結果，並對每一個參數作了線性回歸線，並計算出實驗結果對於線性回歸線的誤差，並整理成表一，從表一上可以看到在並聯和單顆氮化鎵元件每個參數的最大誤差和平均誤差皆小於 10% 以內，其中誤差最大也只有 8.31%。

	Single GaN		Paralleled GaN	
	Max	Avg	Max	Avg
$R_{on}$	3.28 %	1.5%	3.63 %	1.77%
$I_{dmax}$	2.36 %	1.52%	2.54 %	1.46%
Leakage Current	3.57 %	1.54%	3.39 %	1.52%
Transconductance	8.31 %	3.82%	5.1 %	4.07%
Threshold Voltage	0.19 %	0.12%	0.22 %	0.13%
Knee Voltage	0.3 %	0.12%	0.29 %	0.13%

表一 電性參數與溫度線性回歸線誤差

表二是在探討每個參數對於溫度之靈敏度，但因為每一個參數之間量級不一樣很難去比較，故對於線性回歸線在進行了正規化的處理，再將每一條線性回歸線的斜率當作對溫度的靈敏度，結果可以發現 Threshold Voltage 和 Knee Voltage 這兩個參數的靈敏度遠小於其他四個參數，而其中又以  $R_{on}$  和 Leakage Current 的靈敏度最好。

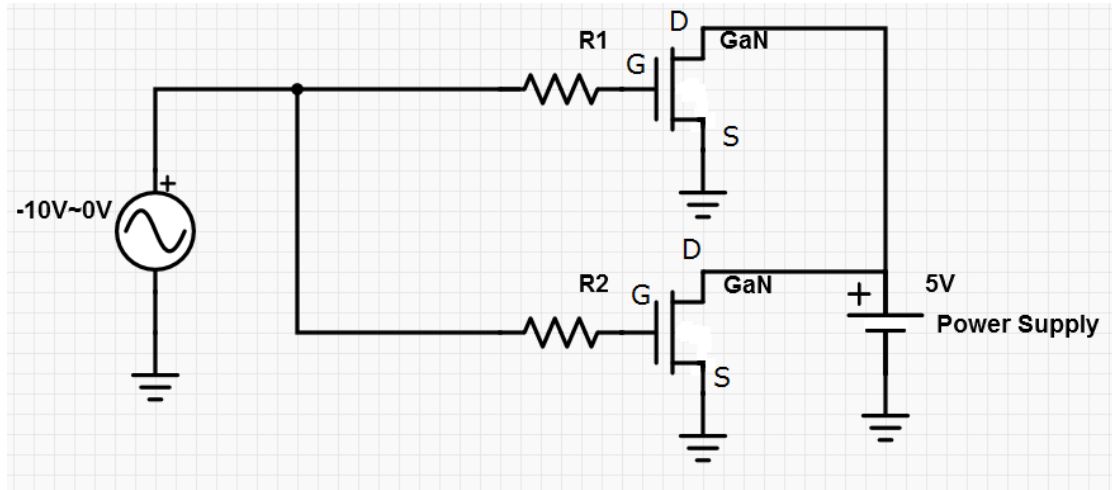


	Single GaN	Paralleled GaN
$R_{on}$	0.00562	0.005922
$I_{dmax}$	0.003	0.0031
Leakage Current	0.0057	0.00565
Transconductance	0.00352	0.0033
Threshold Voltage	0.00019	0.0001
Knee Voltage	0.000167	0.00009

表二 電性參數與溫度線之靈敏程度

### 3.5 模組並聯均流實驗

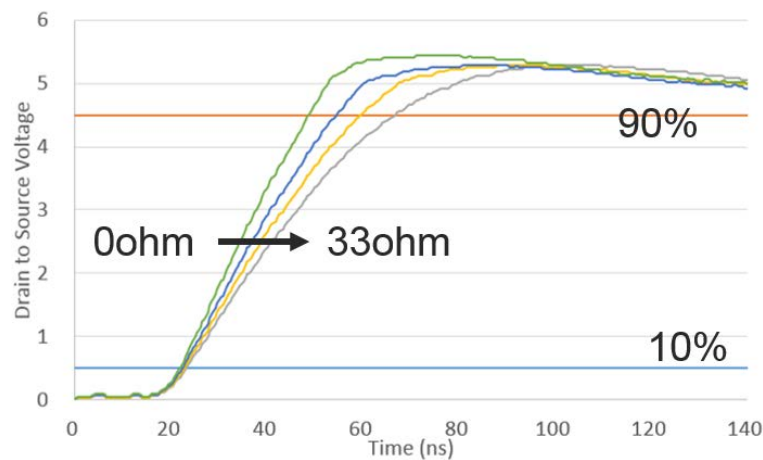
在高功率模組內，因為元件本身的缺陷和差異，以及在封裝上不同的寄生效應，會造成電流不平衡和開關速度不一的現象，所以在考慮動態均流上，開極前的電路配置是必要的。且經由文獻可以得知，可以藉由串連或並聯電阻、電容和電感來使得開關速度接近和電流平衡，但因為電容和電感會跟元件內部和封裝打線上所產生的寄生電容、電感互相響應，反而會提升實驗模型的複雜程度，且目前暫時未考慮元件內部和封裝打線上所產生的寄生電容、電感，並為了簡化實驗模型的複雜度，故本實驗針對並聯之氮化鎵元件觀察其在外加不同開極電阻下，其開關速度和均流的效應的影響，最後並利用加熱烤箱來進行高溫下動態並聯均流的影響。實驗一共分成兩個部分，第一個部分是先量測單顆氮化鎵元件外加不同開極電阻下，其開關速度的比較。在這部分會比較不加電阻、10歐姆、22歐姆和33歐姆，實驗的條件為輸入汲極電壓是5V，開極電壓是-10V~0V，開關頻率是100kHz，工作比是20%。



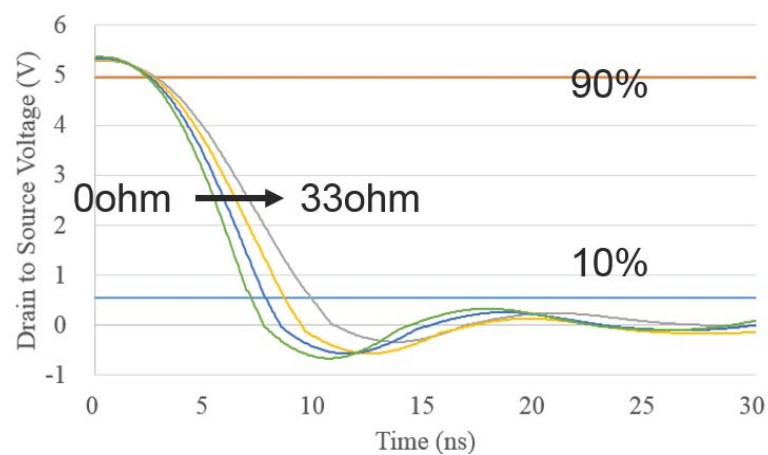
圖三十四 並聯均流電路示意圖

而第二個部分是將兩顆經篩選過後的氮化鎵元件並聯後，利用 yokogawa 的電流探棒去量測通過兩顆氮化鎵元件之汲極電流，並在兩顆氮化鎵元件前外加不同電阻，去觀察其汲極電流均流效應。在這部分會比較不加電阻、R1 和 R2 皆為 22 歐姆和 R1 為 22 歐姆 R2 為 24 歐姆。實驗的條件為輸入汲極電壓是 5V，開極電壓是 -10V~0V，開關頻率是 100kHz，工作比是 20%。且為避免過多的熱積累在元件上導致元件損壞，有外加 20 歐姆的負載電阻以保護元件。

圖三十五和圖三十六為第一部分實驗的結果，實驗結果如預期所示，隨著外加電阻值的提升，會造成上升和下降時間的變長，進而影響元件的切換速度。由此可以利用這個現象，去使得並聯的氮化鎵元件在切換速度上盡可能達到一致。



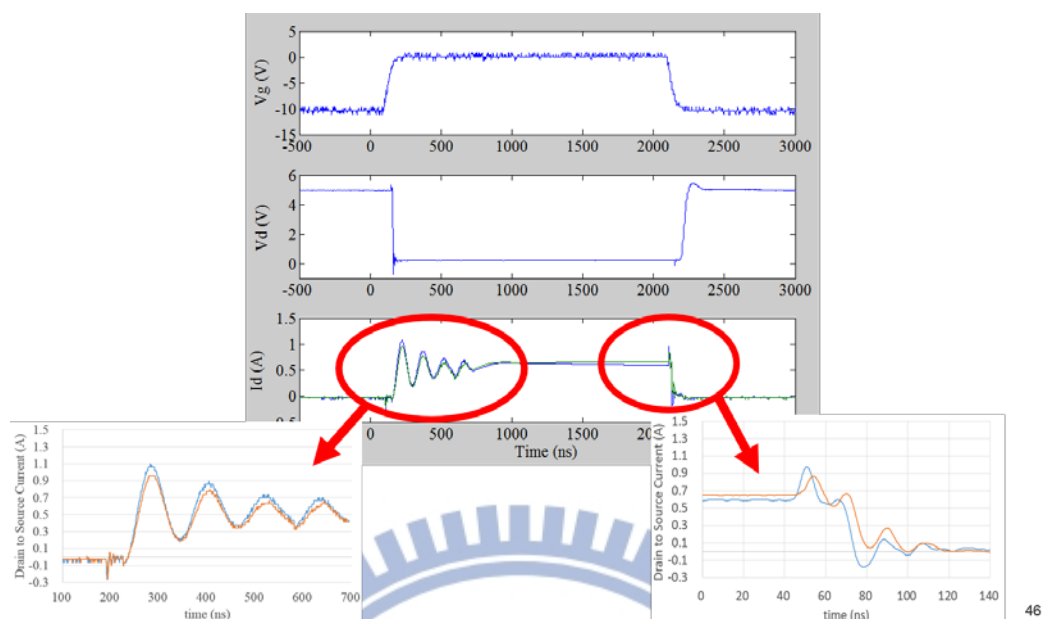
圖三十五 氮化鎵元件上升時間比較圖



圖三十六 氮化鎵元件下降時間比較圖

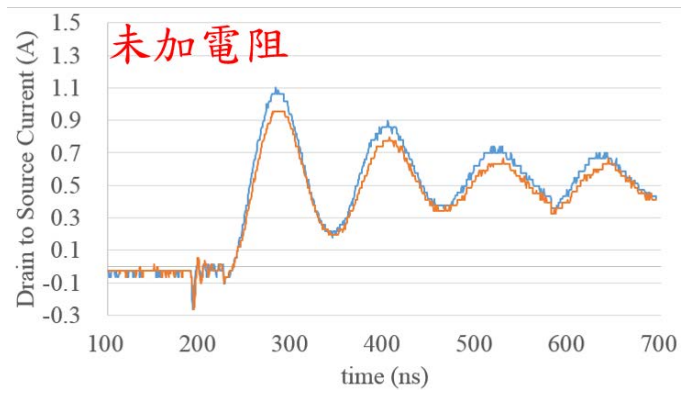
表三 氮化鎵元件開關速度比較

(ns)	0 ohm (未加電阻)	10 ohm	22 ohm	33 ohm
Rise time	26.9	32	37	43.7
Fall time	4.6	5.2	5.9	7

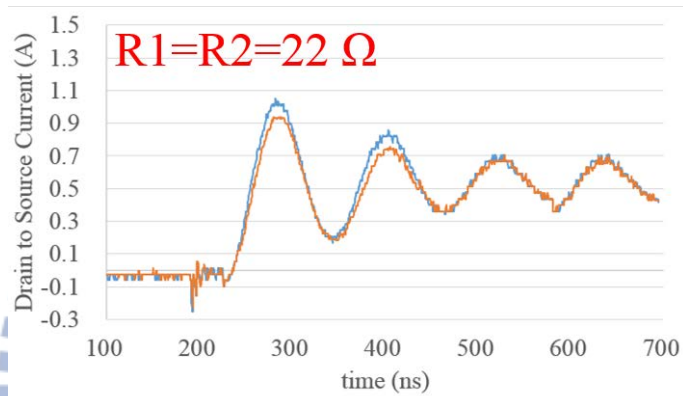


圖三十七 並聯均流開關波形示意圖

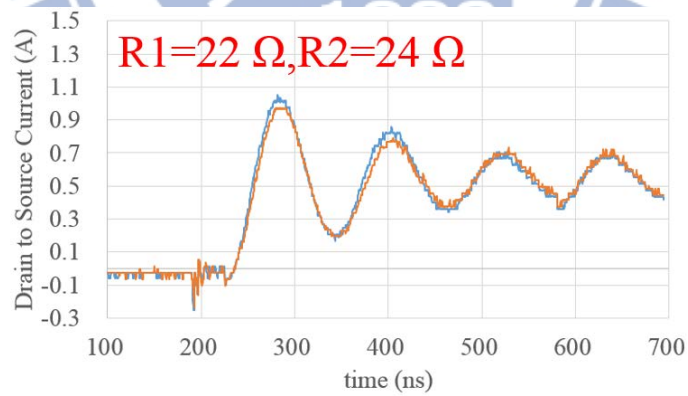
圖三十七 並聯均流開關波形示意圖是在常溫下進行第二部分實驗的 Turn On 部份的結果，之後的實驗圖都將從圖上所示的兩個部份進行觀察。從圖三十八、圖三十九、圖四十是在常溫下進行第二部分實驗的 Turn On 部份的結果，從圖上可以看出，在未加電阻的情形下，兩顆氮化鎵元件的汲極電流稍有不同，但當外加電阻後可以發現汲極電流有接近的趨勢。而圖四十一、圖四十二、圖四十三是在常溫下進行第二部分實驗的 Turn Off 部份的結果，從圖上可看到，在未加電阻的情況下，除了兩顆氮化鎵元件的汲極電流稍有不同，還可以看到切換的時間不一樣，大約有 4.7 ns，這個現象很容易造成元件損壞，但當外加電阻後可以發現汲極電流有接近的趨勢也改善了切換速度不一這件事。



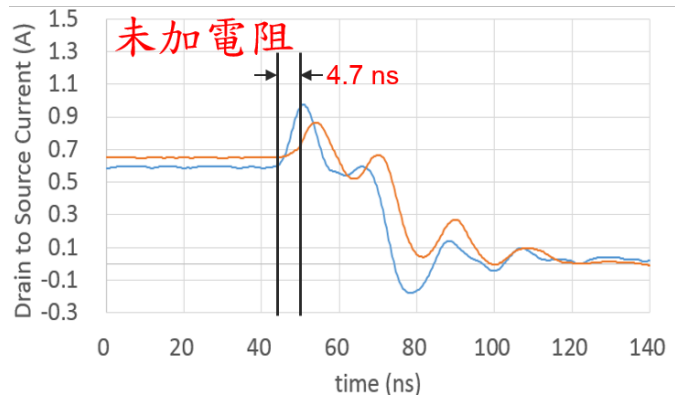
圖三十八 並聯均流 Turn on 波型圖(未加電阻)



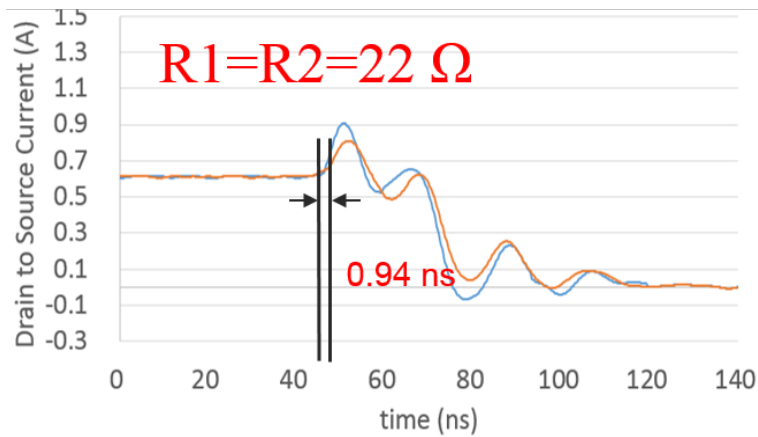
圖三十九 並聯均流 Turn on 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ )



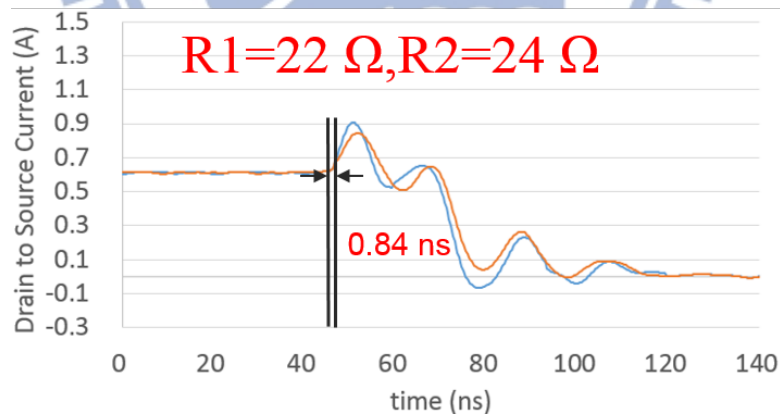
圖四十 並聯均流 Turn on 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ )



圖四十一 並聯均流 Turn off 波型圖(未加電阻)



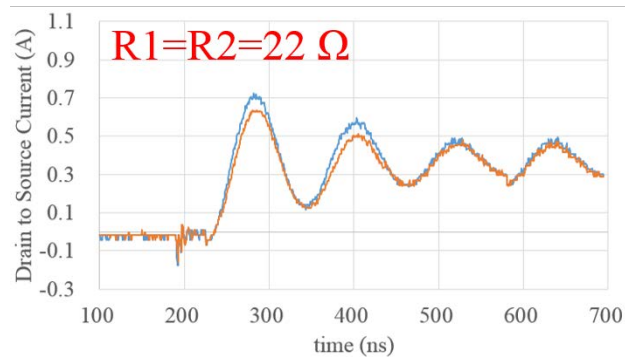
圖四十二 並聯均流 Turn off 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ )



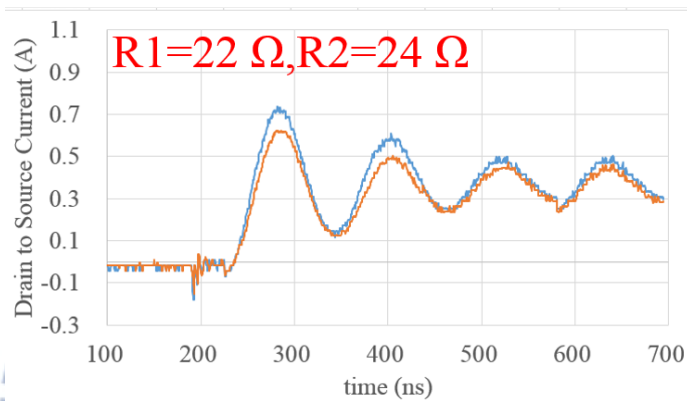
圖四十三 並聯均流 Turn off 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ )

圖四十四、圖四十五、圖四十六、圖四十七是將前面的實驗步驟改放置加熱烤箱內，並加熱至 175 度並等待至達到熱平衡後在進行實驗，從圖上可以看到雖然當外加電阻不一樣的時候，效果較外加電阻一樣時差，但整體還是明顯好於未加電阻的情形。

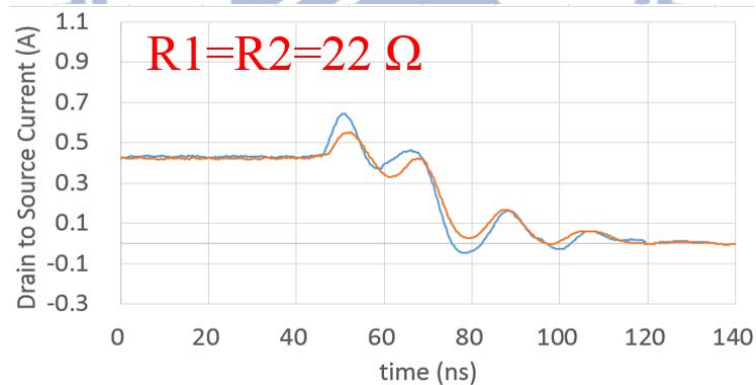




圖四十四 並聯均流 Turn on 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ ) @ 175 度

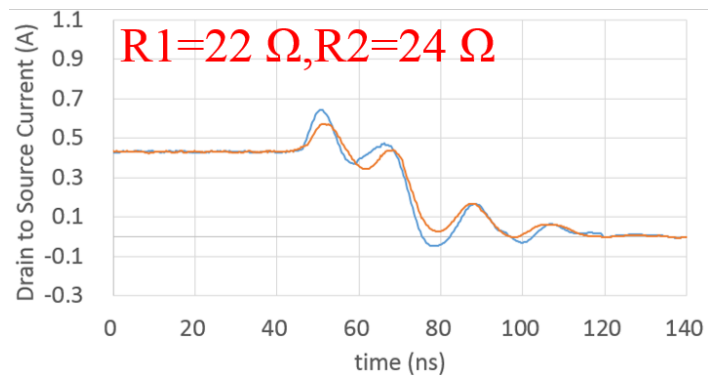


圖四十五 並聯均流 Turn on 波型圖( $R_1=22\ \Omega, R_2=24\ \Omega$ ) @ 175 度

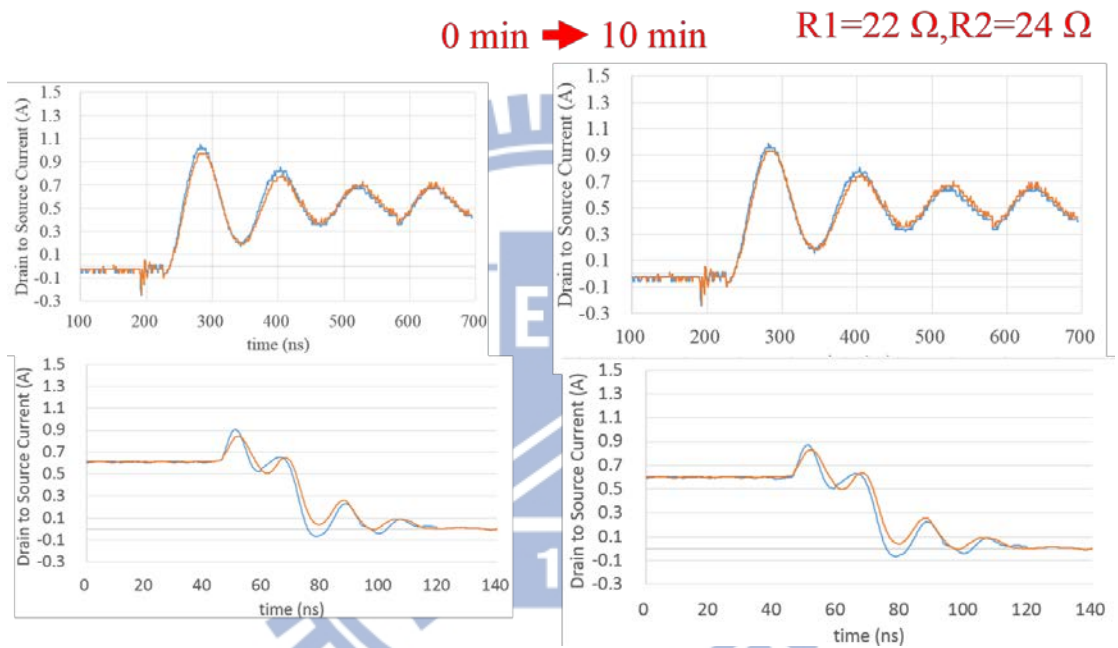


圖四十六 並聯均流 Turn off 波型圖( $R_1=R_2=22\ \Omega$ )@ 175 度

圖四十八是想了解並聯元件經過一段時間開關後並聯均流的變化，從圖上可以觀察到，除電流稍稍下降之外，並無太大差異。



圖四十七 並聯均流 Turn off 波型圖( $R1=22\ \Omega, R2=24\ \Omega$ ) @175 度



圖四十八 並聯均流持續開關 10 分鐘後波型圖( $R1=22\ \Omega, R2=24\ \Omega$ )

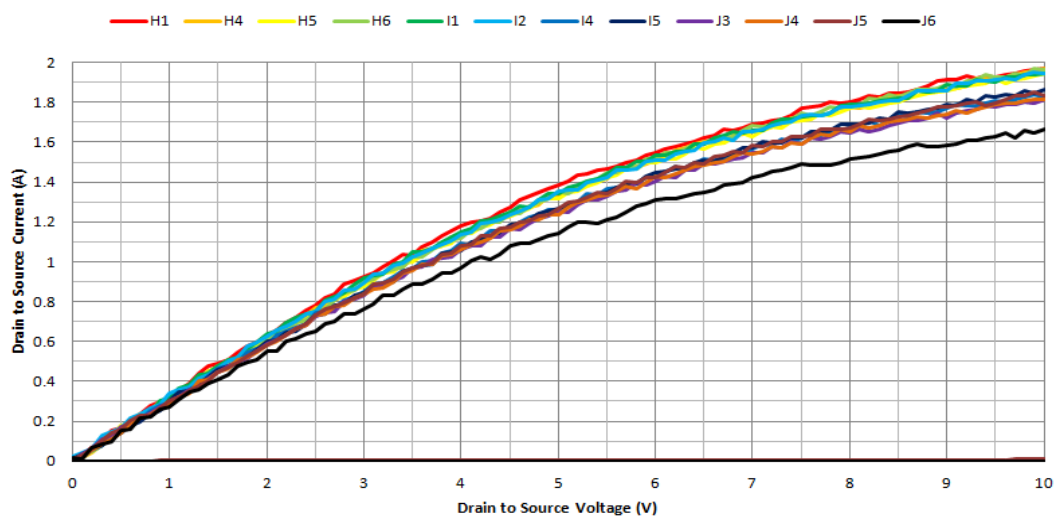
## 四、AlGaIn/GaN HEMT 電性及可靠度實驗

### 4.1 模組電性測試

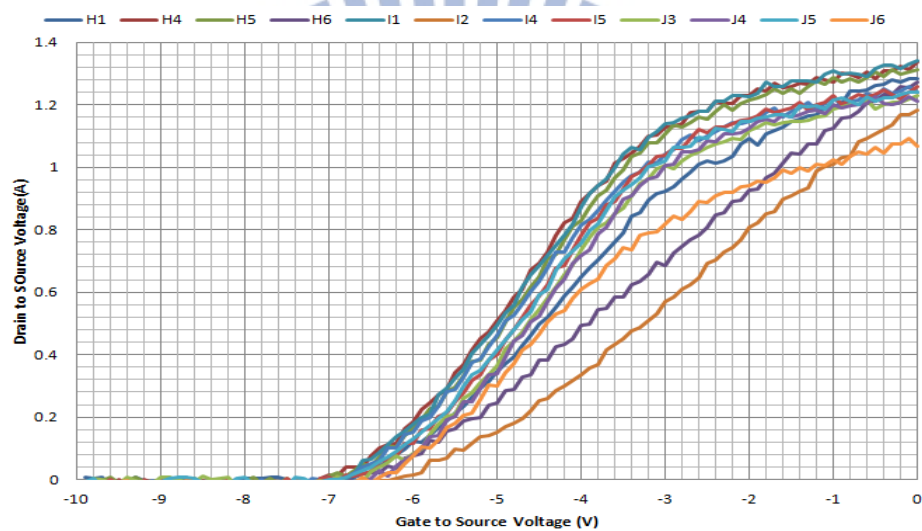
圖四十九為並聯封裝照片，放置了三顆氮化鎵晶片，上面經打線封裝後經過初步實驗量測基本參數，有 12 個 cell 可以使用，且依照前節所找出的影響並聯因素，從其中挑選，圖五十，圖五十一為  $I_d-V_d$  curve 和  $I_d-V_g$  curve，經過綜合比較，將漏電流較大，且  $I_d-V_g$  curve 差異較大者排除在並聯之外，將剩餘 10 個 cell 並聯，以期達到 20A 之高電流模組，並聯結果如圖五十二，藍線是十個 cell 並聯後的電性曲線，可以看到  $R_{ds(on)}$  為  $0.52\ \Omega$  且最大汲極－源極電流為 19.21 A，且大約為單顆最大電流相加值的 99.7 % ( $=19.21/19.25$ ) 在閘極電壓為 -10 V 且汲極電壓為 10 V 時的汲極－源極電流為  $28.8\ \mu A$



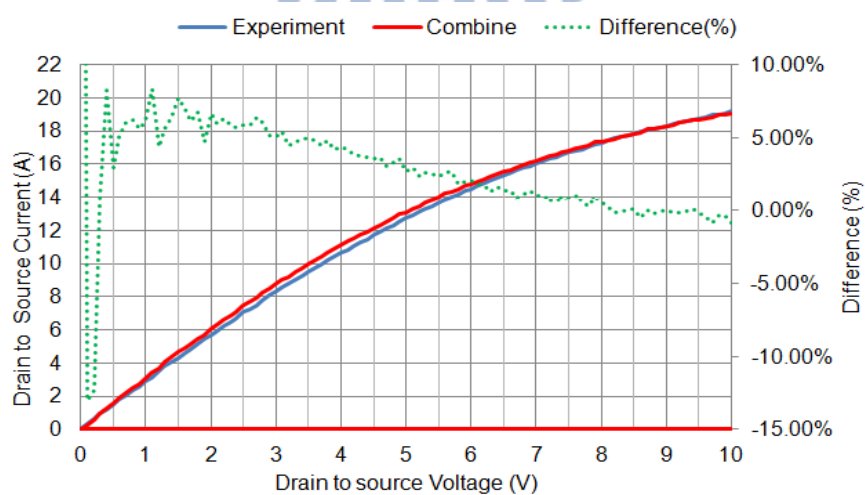
圖四十九 氮化鎵並聯封裝照



圖五十 12 個 cell 之  $I_d$ - $V_d$  curve 比較



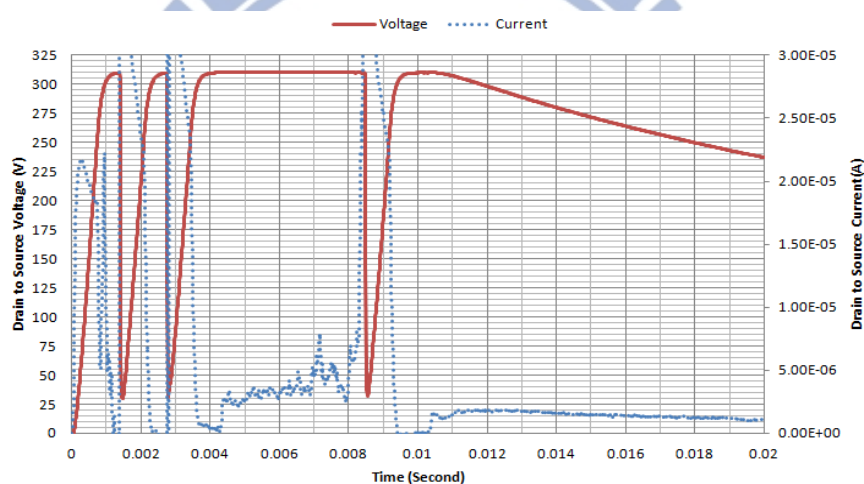
圖五十一 12 個 cell 之  $I_d$ - $V_g$  curve 比較



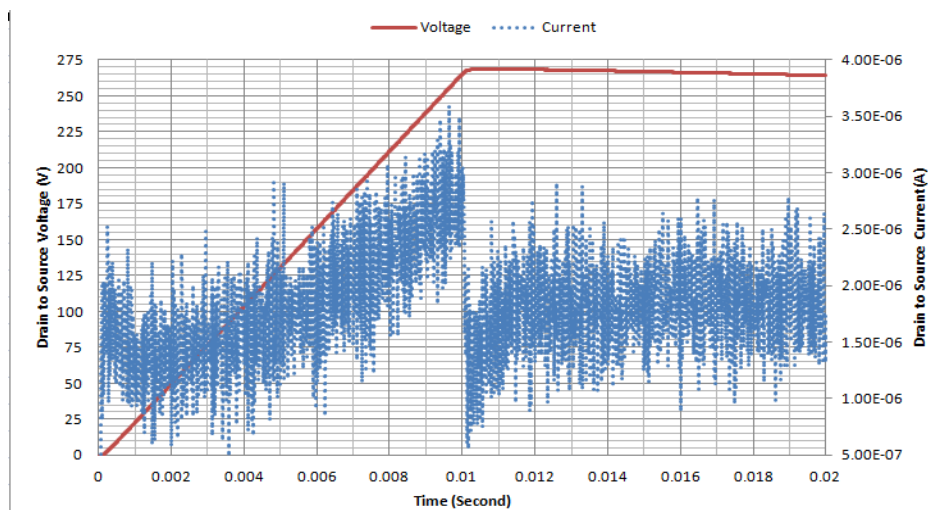
圖五十二 並聯 10 個氮化鎵之  $I_d$ - $V_d$  curve

## 4.2 模組崩潰電壓量測

崩潰電壓通常定義為當開關元件處於關斷狀態時，在對汲極施加電壓，當電壓到某一特定的電壓值時，電流會急速的增加，此時的電壓稱為崩潰電壓。以往量測時，是給予一個遞增的電壓看電流何時會突增。而在市售元件的 datasheet 內可發現，量測方法是利用電流源給予一個定電流，去看電壓可達多少，而其中可達到的最大電壓則訂為崩潰電壓。故此次利用此種方法量測崩潰電壓。圖五十三，崩潰電壓可達 309V,但是從趨勢來看因為元件的強度不足以承受當下的電流，所以可以看出電壓會一直下降。圖五十四，崩潰電壓可達 275 V 為圖二十三的元件測試第三次的結果，此次之後元件就損壞了。



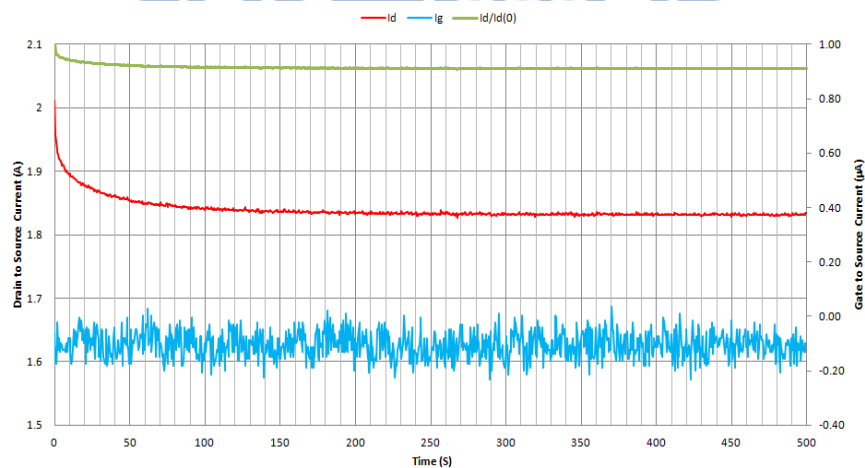
圖五十三 崩潰電壓量測圖



圖五十四 崩潰電壓量測圖

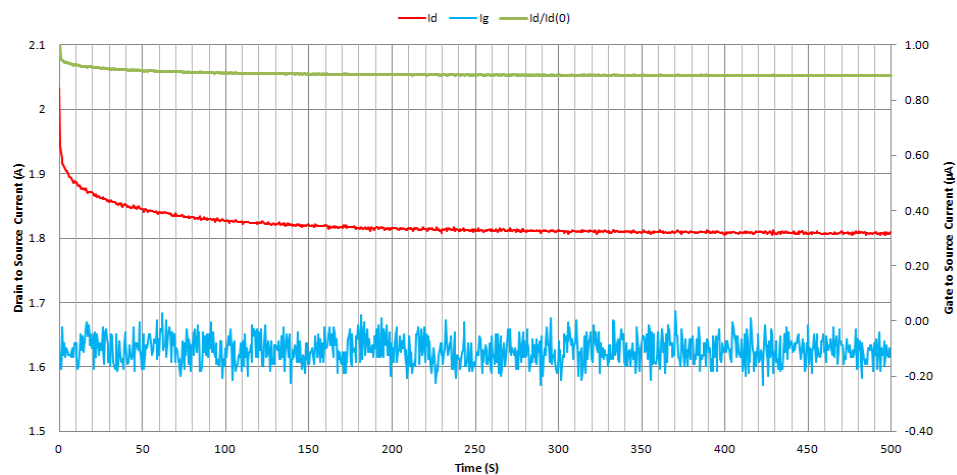
### 4.3 模組開關測試

開關測試是為了瞭解元件開極的對於長時重複開關對電性造成的影響，實驗是將汲極給予一偏壓輸入，而閘極給予一個連續且重覆的脈衝輸入，並記錄其汲極和閘極電流以做分析。實驗的條件汲極偏壓設定為 10 V，閘極的開關次數設為 1000 次，閘極電壓是 0 V 到 -10 V，脈衝週期是 1 s、500 ms、100 ms，而脈衝寬度固定是 300  $\mu$ s，圖五十五、圖五十六、圖五十七分別是脈衝週期 1s、500 ms、100 ms

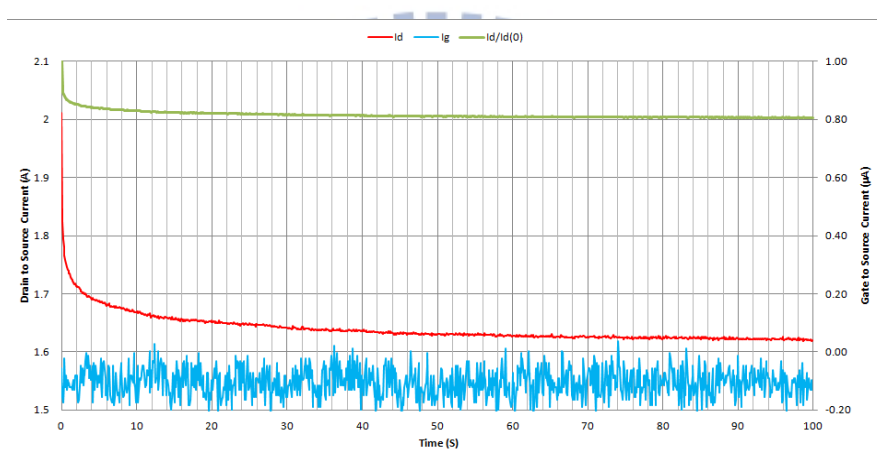


圖五十五 開關測試(週期=1 s)

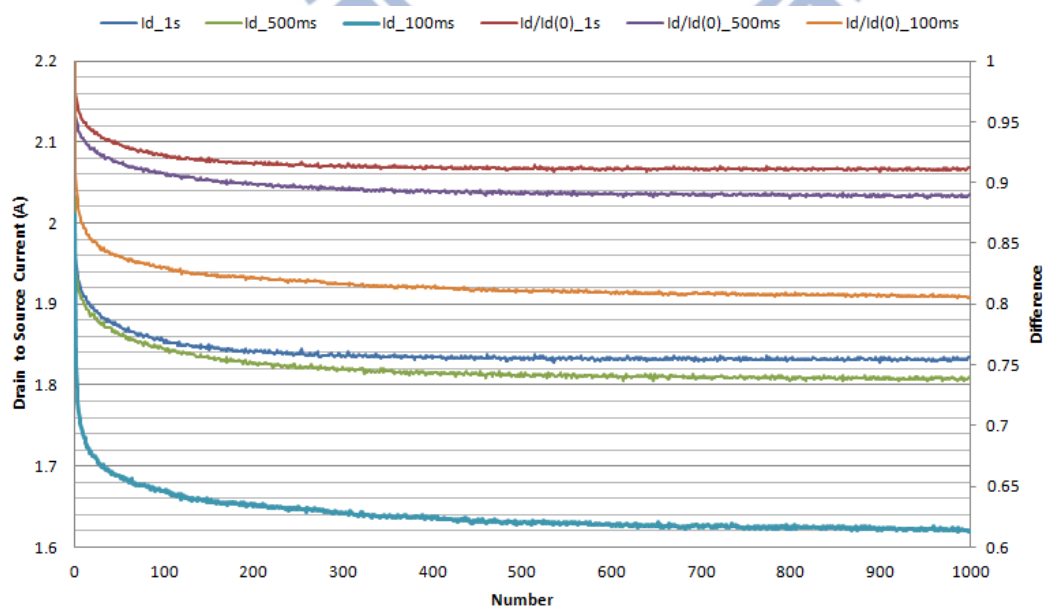




圖五十六 開關測試(週期=500 ms)



圖五十七 開關測試(週期=100 ms)



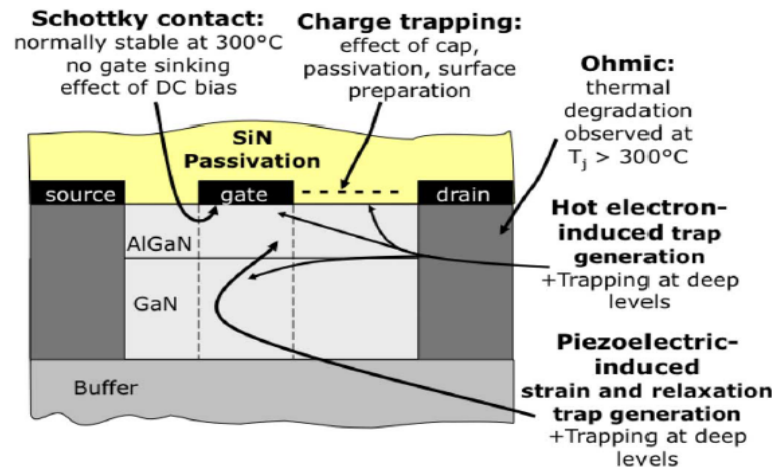
圖五十八 不同週期長度脈衝對於汲極電流之比較圖

的結果，紅色的線是汲極電流，藍色的線是閘極電流，綠色的線是將汲極電流去除以一開始的汲極電流以了解經過反覆的開關汲極電流的變化量，從圖上可以看到在 50 次開關前汲極電流會有大幅度的下降，雖然是利用脈衝操作盡量的降低自熱效應，但是當反覆的開關，能量還是會有所累積，會提高元件本身的溫度，但跟 DC 比較已經好很多，而過了一定次數後元件將會達到一個穩定的狀態，圖五十八將上述三次的結果放在一起比較，從下面三條線是不同週期長度下所量測的汲極電流，由上向下排列分別是 1 s、500 ms、100 ms，此予先前的假設理論是一樣的，因為週期越短，會造成其工作週期會提高，會越來越接近 DC 操作，所以自熱影響會更嚴重，導至汲極電流會有更大幅度的下降。

#### 4.4 模組崩潰可靠度實驗

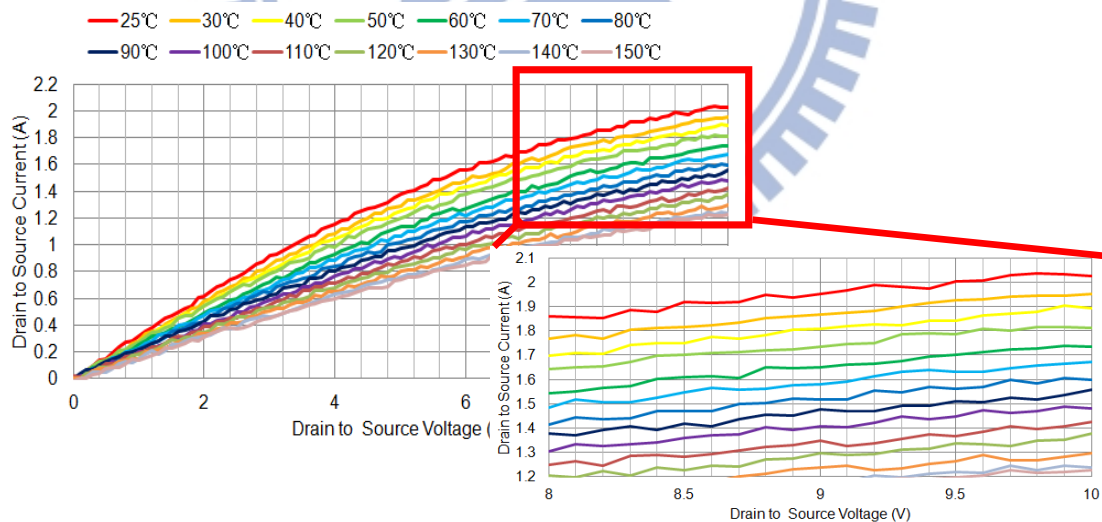
圖五十九是氮化鎵一些不同位置失效的因素，蕭特基接觸通常的穩定溫度是在  $300^{\circ}\text{C}$ ，直流偏壓下的 no gate sinking 效應(一個主要的失效機制)。電荷的捕捉受到蓋帽、鈍化層和表面處理的效應影響。歐姆接觸的熱退化被觀察於連接點溫度大於  $300^{\circ}\text{C}$  熱電子所引起的陷阱產生是發生於深層的陷阱。而壓電效應引起的應變和鬆弛也是會造成深層的陷阱閘極漏電流劣化形成機制包括反向壓電效應、由高能電子產生的載流子陷阱和蕭特基接觸劣化。

GaN HEMT 的基礎原理是材料的壓電屬性和自發極化。由於晶格錯位引起的應力而在 AlGaN 和 GaN 之間產生的電場會在 AlGaN/GaN 介面處形成高電子通道密度。在汲極偏置條件下，位於閘極邊緣的高電場可能會增加應力(反向壓電效應)，從而影響元件的可靠性。熱電子注入理論無法解釋，現在可以用反向壓電效應理論來解釋。在這個理論中，高電場會增加 AlGaN 中的應力。當達到臨界的汲極—閘極電壓時，就會發生結晶缺陷。這些結晶缺陷作為深層陷阱有助於形成電子隧道，從而顯著增加閘極漏電流。



圖五十九 氮化鎵失效因素

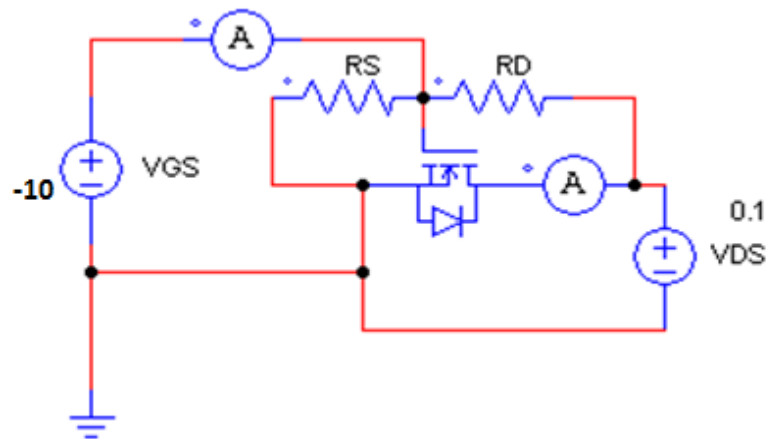
圖六十是在量測不同溫度對於汲極電流的影響，實驗條件是利用加熱器將氮化鎵加熱到一固定溫度，並給予 5 分鐘的熱平衡時間後，將閘極電壓為 0 V 所量測之 IV 曲線圖，從圖上可以看到大約每上升 10  $^\circ\text{C}$  會下降 0.1A 左右，當溫度達到 150  $^\circ\text{C}$   $I_{ds}$  只剩下原本的 60.3%(=1.22/2.02)



圖六十 不同溫度對於汲極電流的影響

在[5]有提到臨界電壓的實驗，是要探討元件的汲極閘極間的施加偏壓大小造成的應力，對於元件本身劣化的影響，實驗可以分成三個步驟，步驟一是在元件的汲極閘極端施壓一個偏壓並持續一分鐘，本次實驗設定是汲極電壓固定為 0 V，而閘極電壓會

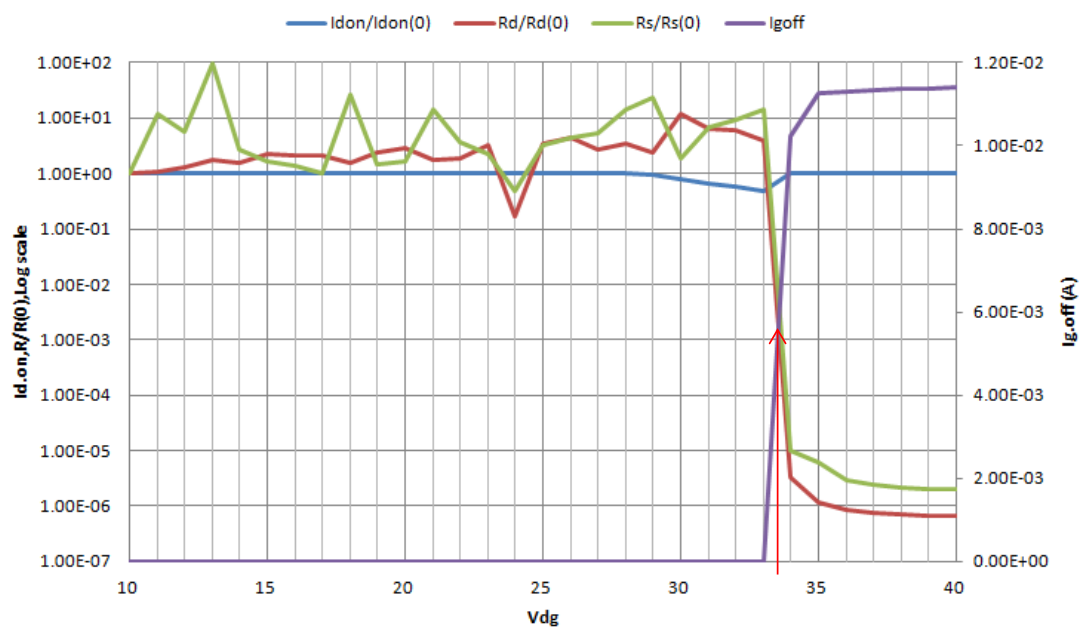
從-10 V 開始一分鐘過後會下降 1V 逐步增壓到-40 V，步驟二是經過一分鐘的應力施加後，在元件 ON 的狀態進行量測，量測條件是汲極電壓為 5 V，閘極電壓為 0 V，步驟三是，在元件 OFF 的狀態進行量測，量測條件是汲極電壓為 0.1 V，閘極電壓為-10 V，會將汲極電壓設為 0.1V 是為了要計算出內部等效的  $R_D$  和  $R_S$  式子如式(1)~(2)，如圖六十一所示，而實驗做完步驟三會在回去重覆這些步驟實驗結束，而針對此實驗撰寫了特別的控制程式去做量測。



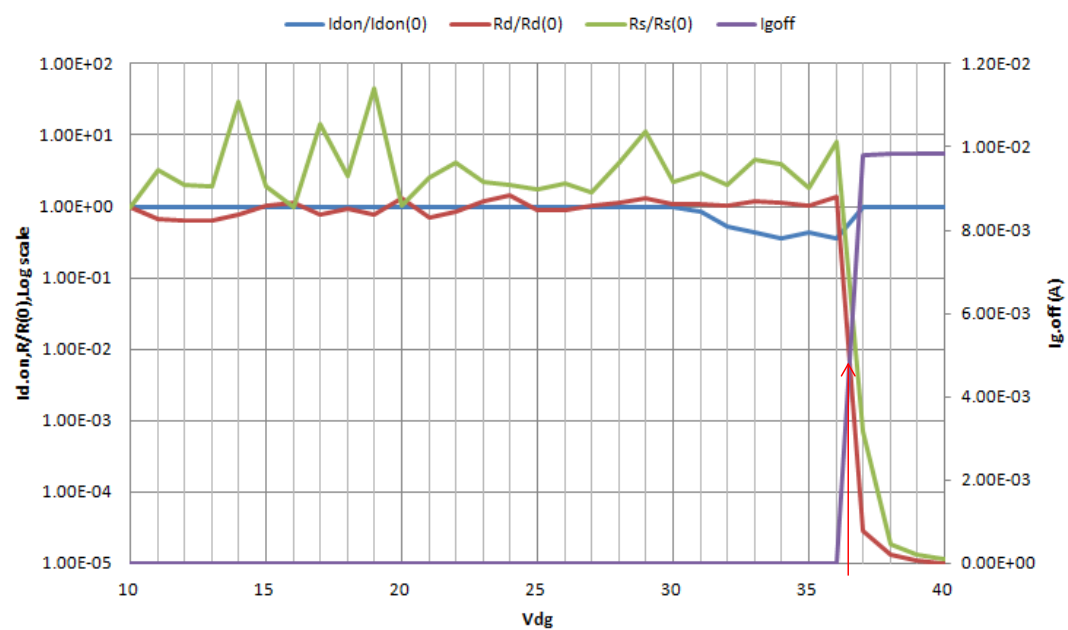
圖六十一 量測等效電阻之電路圖

$$R_D = (V_D - V_G) / I_D \dots\dots(1)$$

$$R_S = (V_G - V_S) / [(abs(I_G) - abs(I_D))] \dots\dots(2)$$

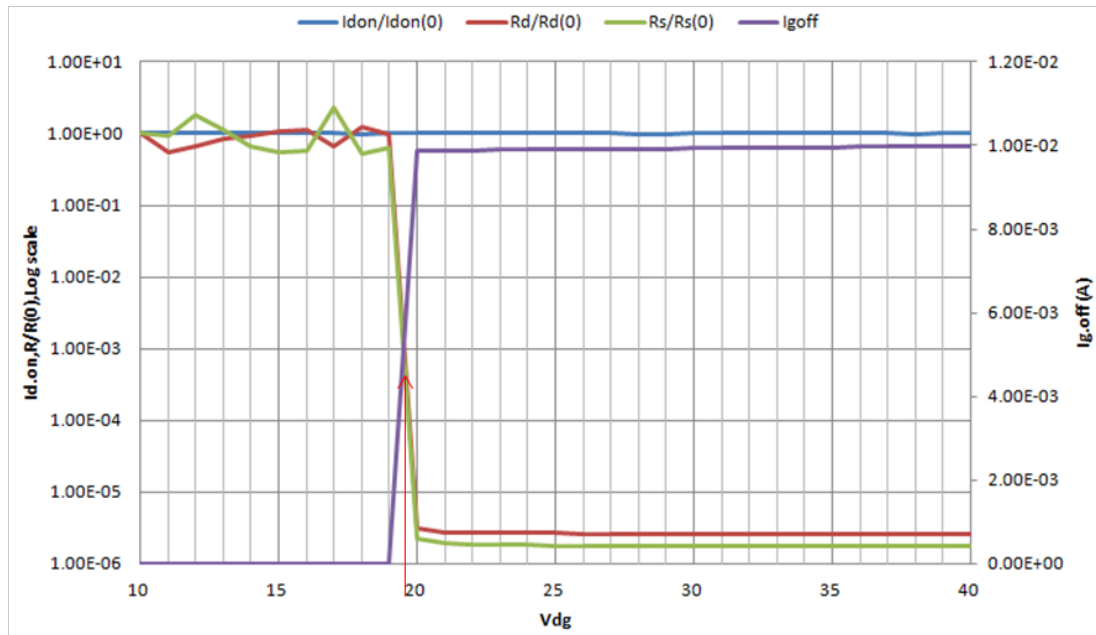


圖六十二 單顆元件臨界電壓實驗



圖六十三 單顆元件臨界電壓實驗





圖六十四 並聯兩顆元件臨界電壓實驗

圖六十二和圖六十三分別是兩次的實驗結果，藍線、紅線和綠線分別是 ON 狀態下的汲極電流、 $R_D$  和  $R_S$  且都將其除以期初始值以觀察其變化量，而紫色的線是 OFF 狀態下的閘極電流，而當紫色線突然增加的時候，此時的電壓稱為臨界電壓，就是在圖上用紅色箭頭所指的位置，會突增的原因是因為其汲極閘極無法承受這麼大的跨壓造成的應力，導致閘極漏電流突增也就是閘極關斷能力失效，此兩次實驗的臨界電壓大約是 34 V 和 36.7 V，圖六十四是將氮化鎵元件並聯後去進行實驗，發現臨界電壓大約是 19.5V，大幅的下降。

## 五、結論與未來展望

本研究是封裝設計氮化鎵高功率模組並且探討並聯氮化鎵元件影響因素。目前已進行了單臂 20A 封裝，並進行了並聯的電性測試以及可靠度實驗分析，更進一步的提出六個直流電性參數，由此參數可進一步的推估元件接面溫度，並初步了解這些參數與溫度之關係。並在並聯均流的實驗上，已經由實驗驗證出，外加電阻可以有效降低元件開關速度，並經由適當的選擇外加電阻值可以提升並聯元件的匹配程度，以達到並聯均流的效果，以提升並聯的可靠度。目前本研究雖已提出可推估元件接面溫度的直流電性參數，但並未對其進行更進一步的數學計算，來提高準確度，未來可進一步對此方面進行研究，且在 cascode 型式之氮化鎵元件也可再繼續進行各種研究，最後可利用 GaN HMET 功率元件高崩潰電壓與高電子移動率特性，來取代可驅動低功率電動腳踏車的直流-直流轉換器之傳統功率電晶體(例如：MOSFET 和 IGBT)。進一步關鍵控制與能源管理之技術，以達到更高的能源使用效率及其應用可靠度，並研發高功率電子元件結合創新的控制、電路、構裝及熱傳技術，開發高切換頻率、高電壓、高電流、高效率、耐高溫轉換器及控制器應用於電動汽車、民生及商用產品。

## 参考文献

- [1] Ichiro Omura, Wataru Saito, Tomokazu Domon and Kunio Tsuda, "Gallium Nitride Power HEMT for High Switching Frequency Power Electronics "Physics of Semiconductor Devices, 2007. IWPSD 2007. International Workshop on, vol., no., pp.781-786, 16-20 Dec. 2007.
- [2] James B. Forsythe, Member IEEE, International Rectifier, El Segundo, California "Paralleling Of Power MOSFETs For Higher Power Output" , International Rectifier Applications Note.
- [3] Pedro M. Cabral, Student Member, IEEE, José C. Pedro, Senior Member, IEEE, and Nuno B. Carvalho, Member, IEEE " Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design ", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 52, NO. 11, pp.2585-2592, NOVEMBER 2004
- [4] Koji Yamanaka, Kazuhiro Iyomasa, Hiroshi Ohtsuka, Masatoshi Nakayama, Yoshinori Tsuyama, Tetsuo Kunii, Yoshitaka Kamo, and Tadashi Takagi " S and C band Over 100W GaN HEMT 1-chip High Power Amplifiers with Cell Division Configuration " , in Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European, Oct. 3–4, 2005, pp. 241–244
- [5] J.A. del Alamo, J. Joh " GaN HEMT reliability " Microelectronics Reliability, vol. 49, p. 1200, 2009.
- [6] Vorgelegt von B. Sc. Eng, M. Sc. Eng. Eldad Bahat-Treidel aus Jerusalem, Israel "GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation"
- [7] Madhu Chinthavali, Puqi Ning, Yutian Cui, Leon M. Tolbert "Investigation on the Parallel Operation of Discrete SiC BJTs and JFETs"

- [8] T. Laurent, R. Sharma, J. Torres, P. Nouvel, S. Blin, C. Palermo, L. Varani, Y. Cordier, M. Chmielowska, J.-P. Faurie, and B. Beaumont, "Measurement of Pulsed Current–Voltage Characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs from Room Temperature to 15 K" , *ACTA PHYSICA POLONICA A*, Vol.119, NO. 2 , pp.196-198 , 2011
- [9] Maojun Wang and Kevin J. Chen, Senior Member, IEEE, "Kink Effect in AlGaIn/GaN HEMTs Induced by Drain and Gate Pumping, *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, VOL. 32, NO. 4, pp.482-484, APRIL 2011
- [10] Kelvin S. Yuk, *Student Member, IEEE*, George R. Branner, *Life Member, IEEE*, and David J. McQuate, " A Wideband Multiharmonic Empirical Large-Signal Model for High-Power GaN HEMTs With Self-Heating and Charge-Trapping Effects", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 57, NO. 12, DECEMBER 2009
- [11] Jie Deng, *Student Member, IEEE*, Weike Wang, *Student Member, IEEE*, Subrata Halder, *Member, IEEE*, Walter. R. Curtice, *Life Fellow, IEEE*, James C. M. Hwang, *Fellow, IEEE*, Vinod Adivarahan, *Member, IEEE*, and M. Asif Khan, *Fellow, IEEE*, " Temperature-Dependent RF Large-Signal Model of GaN-Based MOSHFETs", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, VOL. 56, NO. 12, DECEMBER 2008
- [12] Rf transistor packages with internal stability network including intra-capacitor resistors and methods of forming rf transistor packages with internal stability networks including intra-capacitor resistors, US 20110074006 , 2011
- [13] 張英虎、謝飛虎，電力電子學，高立圖書有限公司
- [14] Yifeng Wu, Matt Jacob-Mitos, Marcia L. Moore, and Sten Heikman , "A 97.8% Efficient GaN HEMT Boost Converter With 300-W Output Power at 1 MHz", *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, VOL. 29, NO. 8, AUGUST 2008

- [15] Xuesong Wang, Zhengming Zhao, Liqiang Yuan,” Current Sharing of IGBT Modules in Parallel with Thermal Imbalance”
- [16] Fan Xu, Dong Jiang, Jing Wang, Fred Wang, Leon M. Tolbert, Timothy J. Han, Sung Joon Kim,” Characterization of a High Temperature Multichip SiC JFET-Based Module”

