國立交通大學

機械工程學系

碩士論文



Electrical Measurements and Large-Signal Model of

AlGaN/GaN HEMT

研究生: 黄裕廷

指導教授:成維華 教授

中華民國一百年八月

氮化鋁鎵/氮化鎵高載子遷移率電晶體之電性量測與

大訊號模型

Electrical Measurements and Large-Signal Model of AlGaN/GaN HEMT

研究生: 黃裕廷

Student : Yu-Ting Huang

指導教授:成維華

Advisor : Wei-Hua Chieng



Submitted to Department of Mechanical Engineering College of Engineering National Chiao Tung University In partial Fulfillment of the Requirement For the Degree of Master In Mechanical Engineering

August 2011

Hsinchu, Taiwan, Republic of China



氮化鋁鎵/氮化鎵高載子遷移率電晶體之電性量測與

大訊號模型

研究生: 黃裕廷 指導教授: 成維華 教授

國立交通大學機械工程學系

摘要

氦化鎵材料本身具有的優秀材料特性,如:高抗熱、高崩潰電 壓、高電子飽和速度、優秀的壓電效應以及高電流密度,非常適合應 用於高速與高溫操作的環境。本研究的目的,在測量氮化鋁鎵/氮化 鎵高載子遷移率電晶體之電性特性與參數,並說明量測方法與討論, 包含了載子缺陷效應、阻性與感性負載切換實驗、以及臨限電壓與閘 極漏電流量測,以提供電路設計之必要資訊,最後利用IsSpice電路模 擬軟體建立其大訊號等效電路模型,便於在電路設計上的修改與模擬。

關鍵字:氮化鎵,電晶體,等效電路模型,電性量測

Electrical Measurements and Large-Signal Model of AlGaN/GaN HEMT

Student : Yu-Ting Huang

Advisor : Dr. Wei-Hua Chieng

Department of Mechanical Engineering National Chiao Tung University

Abstract

GaN material has excellent material properties, such as high heat, high breakdown voltage, high electron saturation velocity, excellent piezoelectric effect and high current density, which is very suitable for operating in high-speed and high temperature environment. The purpose of this study is the measurements of AlGaN / GaN high electron mobility transistor's electrical characteristics and parameters, including charge trapping effect, resistive and inductive load switching test, threshold voltage and gate leakage measurements, by describing and discussing the method of these measurements to provide the necessary information for circuit design, and finally model the large-signal equivalent circuit in IsSpice simulation software for circuit design and simulation.

> Key words : GaN, HEMT, transistor, IsSpice, Model, Electrical measurements

誌 謝

首先由衷的感謝我的指導老師<u>成維華</u>教授,雖然常常被老師罵, 但老師確實是在幫助我們,指導我們正確的研究方向與態度,也非常 感謝<u>鄭時龍</u>副教授,在我研究遇到困難時,牽著我的手一步一步的帶 我慢慢解決問題,讓我得以順利畢業。

接著感謝我的同學<u>鄭偉成</u>陪我打牌聊天,感謝同學<u>呂秉翰</u>陪我打 電動,雖然每次都很拖累,感謝同學<u>林于傑</u>總是在我遇到困難時主動 幫忙,在我無聊時陪我出去玩,你們都是我的好同學兼好兄弟。

另外感謝我的學長<u>楊嘉豐</u>,總是在我心情不好時陪我聊天與給我 建議,以及感謝學長<u>施境瑋</u>在實驗上的幫忙與建議。

特別感謝學弟<u>吴志強</u>,幫我焊電路板與架設每個實驗,感謝學弟 <u>許家修</u>常常幫我跑腿與處理雜事,感謝學弟<u>曾詠勝</u>時常開他玩笑卻又 不會生氣,感謝學弟<u>蕭吉助</u>在我實驗做不出來心情煩悶時陪我聊八卦, 感謝學弟<u>許志源</u>幫忙解決實驗上的問題,以及感謝其他實驗室的同學 與學弟,在遇到困難時能互相幫忙。

最後要感謝我的家人,在精神上與經濟上的支持,讓我在讀研究 所時可以沒有後顧之憂,專心的做研究,最後僅以此論文獻給我摯愛 的家人、實驗室成員與我的朋友們,深深感謝。

黃裕廷 謹於 2011.08

iii

摘要i
Abstractii
誌 謝 iii
目錄iv
圖目錄viii
表目錄xii
符號說明1
第一章 緒論
1.1 氮化鎵材料特性與應用E.S
1.2 研究動機
1.3 論文架構
第二章 AlGaN/GaN HEMT 電性特性量測7
2.1 功率 AlGaN/GaN HEMT 簡介7
2.1.1 AlGaN/GaN HEMT 操作原理7
2.1.2 功率 AlGaN/GaN HEMT 結構
2.2 直流特性分析8
2.2.1 AlGaN/GaN HEMT 熱效應簡介9
2.3 切换特性分析9
2.3.1 AlGaN/GaN HEMT 缺陷效應簡介9

2.3.2 缺陷效應實驗與結果9
第三章 一般功率元件電性參數量測11
3.1 臨限電壓量測(Threshold voltage measurement)
3.1.1 實驗目的12
3.1.2 實驗儀器12
3.1.3 實驗原理12
3.1.4 IRF640 實驗步驟12
3.1.5 EPC1010 實驗步驟13
3.1.6 實驗結果與討論13
3.2 汲極漏電流量測(Drain to source leakage current measurement)
3.2.2 實驗儀器14
3.2.3 實驗原理14
3.2.4 實驗結果與討論14
3.3 閘極漏電流量測(Gate leakage current measurement)15
3.3.1 實驗目的15
3.3.2 實驗儀器15
3.3.3 實驗原理15
3.3.4 實驗結果與討論15

3.4 阻性負載開關時間量測(Switching time test with resistive load)

•••••		15
	3.4.1 實驗目的	16
	3.4.2 實驗儀器	16
	3.4.3 實驗原理	16
	3.4.4 IRF 630 實驗步驟	17
	3.4.5 EPC1010 實驗步驟	17
	3.4.6 實驗結果與討論	17
3.5	無箝制感性負載實驗(Unclamped inductive load test)	19
	3.5.1 實驗目的	19
	3.5.2 實驗儀器	19
	3.5.3 實驗原理	20
	3.5.4 IRF 630 實驗步驟1.9.9.6	22
	3.5.5 EPC1010 實驗步驟	23
	3.5.6 實驗結果與討論	23
3.6	單極電荷量測實驗(Gate charge test)	24
	3.6.1 實驗目的	25
	3.6.2 實驗儀器	25
	3.6.3 實驗原理	25
	3.6.4 IRF630 實驗步驟	26
	3.6.5 EPC1010 實驗步驟	26
	3.6.6 實驗結果與討論	27

第四章 AlGaN/GaN 等效電路模型29
4.1 等效電路模型簡介29
4.2 建立等效電路模型30
4.2.1 HEMT 大訊號模型30
4.2.2 Angelov HEMT 實驗經驗模型32
第五章 結論
參考文獻
圖片
附表



圖目錄

圖 1-1 Ga	iN 材料的極化效應反應在能帶變化趨勢[1]40
圖 1-2 Ga	aN 應用領域 [Nitronex Crop.]40
圖 2-1 Al	GaN/GaN HEMT 在零閘極偏壓下的能帶圖41
圖 2-2 Al	GaN/GaN HEMT 在負閘極偏壓下的能帶圖41
圖 2-3 Al	GaN/GaN HEMT 垂直結構截面圖42
圖 2-4 功率	率 AlGaN/GaN HEMT 布局方式[3]42
圖 2-5 Al	GaN/GaN HEMT 脈衝(亮線)與靜態(暗線)IV 曲線[4]42
圖 2-6 Cr	ee's AlGaN/GaN HEMT (D-mode)43
圖 2-8 Cr	ee's AlGaN/GaN HEMT 10W 直流 IV 特性曲線43
圖 2-7 直济	充 IV 曲線量測電路
圖 2-9 暫息	悲載子在半導體內的位置44
圖 2-10 缺	陷效應量測電路44
圖 2-11 Cre	ee's AlGaN/GaN HEMT 10W 缺陷效應實驗結果44
圖 3-1 EP	PC1010 於量測用 PCB 板45
圖 3-2 臨	限電壓量測電路圖45
圖 3-3 IR	F630 臨限電壓量測結果45
圖 3-4 EP	C1010 臨限電壓量測結果46
圖 3-5 汲	極漏電流量測電路圖46
圖 3-6 EF	PC1010 汲極漏電流量測結果47

圖 3-7	EPC1010 閘極漏電流實驗電路圖47
圖 3-8	EPC1010 閘極漏電流實驗結果48
圖 3-9	IRF630 阻性負載開關實驗電路圖
圖 3-10	EPC1010 阻性負載開關實驗電路圖49
圖 3-11	阻性負載開關實驗照片 49
圖 3-12	阻性負載開關時間波形圖 50
圖 3-13	IRF630 阻性負載開關實驗波形50
圖 3-14	IRF630 開啟時間 td _{on} 51
圖 3-15	IRF630 上升時間 tr
圖 3-16	IRF630 關閉時間 td _{off}
圖 3-17	IRF630 下降時間 tf
圖 3-18	EPC1010 阻性負載開關實驗波形53
圖 3-19	EPC1010 開啟時間 td _{on} 53
圖 3-20	EPC1010 上升時間 tr54
圖 3-21	EPC1010 關閉時間 td _{off} 54
圖 3-22	EPC1010 下降時間 tf55
圖 3-23	阻性負載開關時間比較圖55
圖 3-24	無箝制感性負載波形圖
圖 3-25	IRF630 無箝制感性負載實驗電路圖56
圖 3-26	IRF630 無箝制感性負載實驗波形圖57

圖 3-27	IRF630 無箝制感性負載實驗波形圖(局部放大)	57
圖 3-28	EPC1010 無箝制感性負載實驗波形圖	58
圖 3-29	無箝制感性負載實驗照片	58
圖 3-30	閘極電荷量測實驗波形圖	59
圖 3-31	IRF630 閘極電荷量測實驗電路圖	59
圖 3-32	EPC1010 閘極電荷量測實驗電路圖	60
圖 3-33	IRF630 閘極電荷實驗波形圖	60
圖 3-34	IRF630 C _{GS} 充電時間	61
圖 3-35	IRF630 C _{GD} 充電時間	61
圖 3-36	IRF630 上升至目標電壓時間	62
圖 3-37	IRF630 閘極電荷與 V _{DS} - I _D 關係圖	62
圖 3-38	1896 EPC1010 閘極電荷實驗波形圖	63
圖 3-39	EPC1010 C _{GS} 充電時間	63
圖 3-40	EPC1010 C _{GD} 充電時間	64
圖 3-41	EPC1010 上升至目標電壓時間	64
圖 3-42	閘極電荷量測實驗照片	65
圖 4-1	一般等效模型建立流程圖	65
圖 4-2	AlGaN/GaN HEMT IsSpice 等效電路模型	66
圖 4-3	IsSpice IV 曲線模擬結果	67
圖 4-4	IsSpice AlGaN/GaN 參數修改後模擬的結果	68

圖 4-5	AlGaN/GaN HEMT 與 Self-heating 模型[26]	. 69
圖 4-6	GaN HEMT 包含 Self-heating 模擬結果 : 曲線(1)包含	
Self-hea	ating / 曲線(2)不含 Self-heating	.70



表目錄

附表 1-1	氮化鎵與其他半導體材料特性比較	.71
附表 3-1	IRF630 與 EPC1010 規格表	.72
附表 3-3	臨限電壓實驗數據比較表	.73
附表 3-4	阻性負載切換時間實驗數據比較表	.73
附表 3-5	無箝制感性負載實驗數據比較表	.74
附表 3-6	閘極電荷量測實驗數據比較表	.74
附表 4-1	文獻[21]所提供的模擬參數	.75
附表 4-2	文獻[23]所提供 Angelov GaN HEMT model 模擬參數	.76



符號說明

ID:最大汲極電流。指元件在正常工作下,通道所允許的最大電流,

此參數與溫度有關。

IDM:最大脈衝汲極電流。指元件操作在高頻脈衝下,通道所允許的

最大電流,此參數與溫度有關。

P_D:最大耗散功率。指元件在不損壞的條件下,最大的散熱功率。

V_{GS}:最大閘極電壓。

T_J:最大工作温度。

T_{STG}:元件保存溫度範圍。

BV_{DSS}:元件崩潰電壓。指元件為關閉狀態下(Pinch-off),施加電壓 V_{DS}於元件,當元件汲極漏電流達到 200~250μA 時的 V_{DS} 電壓即為 BV_{DSS}或 V_{(BR)DSS}。

R_{DS(on)}:在特定的閘極電壓、溫度與汲極電流條件下,元件導通時汲 極與源極間的最大阻抗。它是一個非常重要的參數,決定了

元件導通時的消耗功率。此參數一般會隨溫度變化而改變。

V_{GS(TH)}: 臨限電壓(閥值電壓),使元件導通的最小電壓。

- I_{DSS}: 飽和汲極漏電流。閘極電壓為 0V, V_{DS} 為一定值時汲極至源極 的漏電流。
- IGSS: 閘極漏電流。輸入閘極電壓時,所需的電流,一般 MOSFET 為 nA 等級,HEMT 較大為 mA 等級,此參數影響了 Gate Drive

的設計。

QG(TOT):總閘極充電電量。驅動閘極所需要的電量。

Q_{GS}: 閘極與源極間的充電電量。

QGD: 閘極與汲極間的充電電量。

td(on): 開啟延遲時間。從輸入電壓 VGS 上升到 10% 開始到 VDS 下降到

其幅值90%的時間。

tr:上升時間。輸出電壓 V_{DS}從 90%下降到其幅值 10%的時間。

td(off): 關閉延遲時間。輸入電壓下降到 90% 開始到 VDS 上升到其關閉

電壓時 10% 的時間。 tf:下降時間。輸出電壓 V_{DS} 從 10% 上升到其幅值 90% 的時間。 $C_{iss}: 輸入電容。C_{iss} = C_{GD} + C_{GS}$ $C_{oss}: 輸出電容。 <math>C_{oss} = C_{DS} + C_{GD}$ $C_{rss}: 反向傳輸電容。 <math>C_{rss} = C_{GD}$ $E_{AS}: 單一脈衝雪崩崩潰能量。$ $I_{AS}: 單一脈衝雪崩崩潰電流峰值。$ $R_{\theta IC}: 晶片至外殼的熱阻。$

R_{ecs}:外殼至散熱片的熱阻。

R_{0JA}: 晶片至環境的熱阻。

I_{sD}:連續最大續流電流。

I_{SDM}:脈衝最大續流電流。

V_{SD}:正向導通壓降。

trr: 逆向恢復時間。

Qrr: 逆向恢復充電電量。

I_{RRM}:逆向恢復電流。



第一章 緒論

1.1 氮化鎵材料特性與應用

三族氮化物如氮化鋁(AIN)、氮化鎵(GaN)、氮化銦(InN)半導體材 料中,有著特殊的極化效應,極化效應可分為兩種,一種為自發極化 效應(spontaneous polarization),另一種為壓電極化效應(piezoelectric polarization)。二維電子氣(2DEG)為 HEMT 的導通媒介,極化效應是 影響此二維電子氣主要的物理現象,其中自發極化效應為 GaN 分子 結構本身產生的偶極(dipole)極化現象,而壓電極化則是由於兩個異 質結構材料在磊晶成長時,因為晶格常數不同產生的應力所造成的極 化效應。 GaN 因為同時擁有此兩種極化效應,因此相較於 AIGaAs/GaAs 異質接面系列元件有更高的電子濃度,圖 1-1 為 GaN 材料的極化效應反應在能帶變化趨勢,可看出同時擁有 兩種極化效應 時,在材料界面處所產生的三角形位勢井。

氮化鎵元件應用範圍包含馬達控制、工業自動化系統以及汽車電 子,且非常適合應用於高電壓高電流之電動車。表 1-1 為氮化鎵材料 與其他半導體材料的比較[2],其較高的寬能隙(3.4 eV)以及高熱傳導 性(>1.5 W/cm·K),高於砷化鎵(0.45 W/cm-k),讓它非常適合操 作在高溫(300 ℃)的環境,以及較低的雜訊表現,使它應用在製造高 溫、高電流、高切換頻率的功率元件上,是相當有潛力的材料,圖 1-2 為氮化鎵材料的應用領域。

1.2 研究動機

隨著科技的迅速發展,能源消耗的速度越來越快,在有限的資源 中,如何增加能源的使用效率一直是一個值得研究的議題。在電路系 統上,功率電子元件主要應用於整流器與功率開關,過去主要以矽元 件應用於功率切換開闢,為了減少功率消耗,氮鋁化鎵/氮化鎵高載 子遷移率電晶體低導通電阻的特性,與其優越的材料特性,可提高電 路系統的效率,非常適合應用於電動車中。

本研究目的在於量測並應用國立交通大學材料工程所所研究開發的 D-mode AlGaN/GaN HEMT,當新的功率電晶體開發完成後,在 應用於電路系統以前,會需要一些標準規格的電性量測,以提供設計 上所需的必要資訊,且設計完成在實現電路之前,可先透過建立新元 件的等效電路模型,應用於模擬軟體中,模擬並評估設計電路的可行 性與預期結果,幫助設計者節省設計成本與時間。但因為目前材料所 元件尚處於封裝研究階段,因此本論文著重在提供 HEMT 測試與模 型建立方法的討論。

1.3 論文架構

本論文將從第二章 AlGaN/GaN HEMT 的電性量測談起,以 D-mode GaN HEMT 做直流與切換特性的分析,第三章探討一般功率 元件使用手冊上(Datasheet)所提供參數,做一般功率元件之電性量測, 並以E-mode GaN HEMT 與 n-type MOSFET 做實驗對照與實驗方法討 論。第四章則進入 HEMT 等效電路模型建立,討論建立方法與參數 萃取方式,並應用 IsSpice 電路模擬軟體建立新元件,以利於日後電 路設計與修改。第五章為研究成果討論,提出並檢討值得改善的地 方。



第二章AlGaN/GaN HEMT 電性特性量測

2.1 功率 AlGaN/GaN HEMT 簡介

2.1.1 AlGaN/GaN HEMT 操作原理

氮化鋁鎵與氮化鎵高載子遷移率場效電晶體為一異質接面型式 (hetero junction)的電晶體,是經由兩種不同的半導體材料來形成接面, 由氮化鋁鎵與氮化鎵費米能階的不同並配合氮化鎵材料特有的極化 特性,其組成在鄰近界面處會因為熱平衡產生一個位勢井,電子會由 寬能隙 AIGaN 流進 GaN 中,形成一層電子聚集層,這些被局限在位 勢井中的電子又稱為二維電子氣(two-dimensional electron gas / 2DEG),具有量子化的能量,只能在空間中平行於界面的平面上自由 移動。這樣的結構中,位勢井中的多數載子將和在 AIGaN 中的雜質 參雜原子分隔開來,因此可以極小化雜質散射(impurity scattering)的 效應,比一般情形電子與游離施體在同一個區域下的電子遷移率大很 多。

其操作方式,以 normally on 元件來說,在零偏壓下,GaN 的傳 導帶邊緣在費米能階下,如圖 2-1,此表示有高濃度的二維電子氣存 在,元件為導通狀態。而當有一個負電壓加至閘極時,GaN 的傳導帶 邊緣比費米能階高,表示了在二維電子氣的密度很低,如圖 2-2,可 導通的電流很小,如果施加更大的負電壓,元件便進入截止狀態(pinch off)。

2.1.2 功率 AlGaN/GaN HEMT 結構

圖 2-3 為一般 AlGaN/GaN HEMT 的垂直結構截面圖,為了提高 輸出功率,轉導值和截止頻率,功率 AlGaN/GaN HEMT 通常採用並 連的多指結構(multi-finger structure),圖 2-4 為此結構的上視圖,這種 透過空橋(air-bridge)連接的並連結構可以有效提高長寬比,充分利用 有限的面積,盡可能的增加輸出電流,降低電阻。

2.2 直流特性分析

直流電流電壓曲線量測分為靜態(static)與脈衝(pulsed)兩種,靜態 曲線的量測方式為持續供給電壓,以穩態的方式量測曲線,脈衝則是 以很短的脈衝電壓輸入來量測。圖 2-5 為文獻上靜態與脈衝電流電壓 曲線的差異,造成如此差異的原因是靜態量測曲線會受到自我熱效應 (self-heating effect)與缺陷效應(trapping effect)的影響。脈衝方式所量 測的曲線可以用來決定不受動態影響的汲極-源極的電流方程式,而 靜態的量測曲線則較趨近於實際功率元件的應用。

本直流特性曲線實驗用的是 Cree 公司生產的 GaN HEMT,封裝 型式與規格如圖 2-6,元件為空乏型電晶體,常態下為導通(Normally on),做靜態直流電流電壓特性曲線的量測,圖 2-7 為量測電路。此 元件輸出功率為 10 W,截止電壓約為 -3.3 V,圖 2-8 為實驗結果, 當閘極電壓為+2 V 時元件的導通電阻(on-resistance),約為 0.6 Ω,比

傳統的矽 MOSFET 小很多。

2.2.1 AlGaN/GaN HEMT 熱效應簡介

異質接面的電子其遷移率會有被聲子散射(phonon scattering)的 情況,當半導體晶體的溫度高於絕對零度時,其原子會有熱能,使得 原子在原有的晶格位置做隨機的震動,此震動破壞了晶體原有的位能 函數,造成電子或電洞與震動的晶格原子產生交互作用,如此對載子 的運動即產生散射效應,因此內部當溫度上升時,會降低遷移率,造 成元件之電流下降。



在寬能隙材料的場效電晶體中,因為表面的缺陷和成長於基板 上時內部的差排(dislocation)[4],會產生陷阱能階,在低偏壓時,電 子會被這些陷阱能階限制住,造成暫態載子(quasi-static charge),如圖 2-9。與熱效應(self-heating)相反,元件導通時間越長,電子逐漸填滿 陷阱能階,電流因此上升,而當切換頻率增加時,電流就會被陷阱能 階限制住,元件開關的速度無法使電流正常輸出,造成輸出功率下降, 文獻上稱為電性散射或衰退(dispersion or slump)[5]。

2.3.2 缺陷效應實驗與結果

實驗架構如圖 2-10,利用訊號產生器輸入方波在閘極,脈波高度

為+2 V/-8 V,其中+2V 為導通-8V 為關閉,頻率分別為 10Hz、100Hz、 1KHz、10KHz、100KHz,工作比為 0.5,藉由不同的脈衝寬度使得 元件操作的情況由穩態逐漸接近暫態,以判斷頻率對暫態載子 (quasi-static charge)導致電流侷限效應的影響。汲極電壓由電源供應器 輸入,電壓範圍為 0 V~25V。當閘極偏壓為截止時,汲極無電流, $V_D = V_{DD}$,當閘極偏壓為導通時, $V_D = V_{DS}$,由示波器測量可得汲極 端輸出電流為 $I_D = V_{DD} - V_{DS}/5\Omega$ 。

圖 2-11 為不同切換頻率下 IV Curve 曲線的量測結果,可清楚看 出直流與快速切換在電流輸出上有很大的差異,且隨著切換頻率的增 加所造成的功率限制越大,即為缺陷效應的影響。



第三章 一般功率元件電性參數量測

當功率電晶體由晶圓經過切割、打線、封裝,完成所有後段製程 後,因打線與封裝型式的不同,會有一些寄生參數產生,可能使電晶 體的電性特性改變,在應用於電路設計前,便需要一些標準電性特性 規格量測,以提供給使用者做為電路設計時的必要資訊,在論文最前 面的符號說明介紹元件了一般使用手册所包含的基本電性參數,這些 参數包含了功率晶體的極限參數、靜態參數、動態參數、雪崩崩潰特 性參數以及封裝後的熱阻等等,為元件製造商一般於使用手冊上提供 給使用者的資訊,其中有許多參數與量測的環境溫度有關,因受限於 實驗儀器,下面章節將選擇其中幾個參數進行量測與討論,包含阻性 負載開關時間實驗,用來量測電晶體在阻性負載下的切換特性,切換 時的開啟、關閉延遲時間,以及無箝制感性負載測試,用來量測電感 性負載下元件的耐用程度,還有臨限電壓、閘極漏電流與閘極電荷量 測等等,並以 IRF630 與 EPC1010 兩功率電晶體為受測元件做實驗對 照,其中 IRF630 為常用 n-channel MOSFET, EPC1010 則為 EPC 公 司所生產的 E-mode GaN HEMT [6], 圖 3-1 為 EPC1010 於量測用 PCB 板,附表 3-1 為兩元件規格表,兩元件 breakdown voltage 皆為 200V, 且額定直流電流相近, IRF630為9A, EPC1010為12A, 以方便實驗 數據的比較,並了解 MOSFET 與 GaN 在一般電性規格量測的差異。

3.1 臨限電壓量測(Threshold voltage measurement)

3.1.1 實驗目的

MOSFET 與 GaN 為電壓驅動元件,以 E-mode 電晶體而言,須 透過外部電壓輸入閘極在電晶體內部形成電流通道,使電晶體導通電 流得以通過,此實驗的目的在於量測使電晶體導通的最小閘極電壓。

3.1.2 實驗儀器

此實驗使用儀器包含 Motech DS10014 電源供應器、Tektronix DMM4020 數位萬用電錶, Tektronix TDS2014B 示波器。

3.1.3 實驗原理

實驗電路如圖 3-2,將元件波極與開極短路,為了防止開極電壓 震盪,在開極與汲極之間串連一個 100Ω 的電阻,此串接開極電阻目 的在防止汲極的電壓回授使開極電壓震盪[7],利用電源供應器提供 電壓 V_G,並在開極與汲極間串連萬用電錶量測電流,以及透過示波 器量測開極電壓,當汲極電流急遽上升(V_{DS} = V_{GS})時,此時相應的開 極電壓即為臨限電壓(MOSFET 一般取汲極電流達 250μA 時的開極電 壓為臨限電壓[8][9])。

3.1.4 IRF640 實驗步驟

利用電源供應器提供電壓 $V_G = 0 \sim 3.5V$ 每 0.1V 為一個 Step,當 汲極電流急遽上升時($V_{DS} = V_{GS}$),此時的閘極電壓即為臨限電壓 V_{TH} , 圖 3-3 為實驗結果,可看出電流在閘極約 3.03V 時急遽上升,電流約 為 251.39μA,此時元件通道建立完成,元件為導通(On)狀態。

3.1.5 EPC1010 實驗步驟

利用電源供應器提供電壓 $V_G = 0 \sim 2V$ 每 0.05V 為一個 Step,當 汲極電流約在 1.2mA 時 $(V_{DS} = V_{GS})$,臨限電壓 V_{TH} 約為 0.88V,圖 3-4 為實驗結果,可看出電流在約 0.88V 時急遽上升在大約 1.212mA,此 時元件通道建立完成,元件為導通(On)狀態。

3.1.6 實驗結果與討論

臨限電壓可視為元件抗雜訊能力的一項參數,其值越大代表抗雜 訊的能力越好,但要使元件通道完全開啟則需要更大的電壓,因此需 要視電路上的應用做取捨。以製程而言,半導體材料、金屬材料、氧 1896 化層材料、氧化層電荷、摻雜濃度都是影響臨限電壓的參數。

附表 3-2 為 IRF630 與 EPC1010 臨限電壓的實驗數據比較, IRF630 臨限電壓約 3.03V, EPC1010 則為 0.88V, 且 MOSFET 最大額定閘極 電壓為 20V, EPC1010 則為 5V, 顯示 EPC1010 有較大的轉導值,其 閘極容易受雜訊或源極回授電壓的影響。

3.2 汲極漏電流量測(Drain to source leakage current measurement)

3.2.1 實驗目的

量測元件在關閉狀態時的漏電電流,此漏電電流如果過大,會造成電路應用上多餘的能量損耗,所以此值越小越好。

3.2.2 實驗儀器

實驗使用儀器包含 Motech DS10014 電源供應器、DMM4020 數 位萬用電錶。閘極與汲極漏電流一般使用電源-量測單位(Source Measure Unit / SMU),是可程式化的儀器,擁有同步輸出,量測電壓 或電流的能力,其電流量測精度較高,此儀器可使用在非常廣的應用 1896 上,包含半導體元件特性,絕緣阻抗或漏電流量測上。

3.2.3 實驗原理

實驗電路如圖 3-5,將元件閘極與源極短路接地,使閘極保持在 0V 的關閉狀態,利用電源供應器提供電壓 VDD = 0~ BV_{DSS} 每 10V 為 一個 Step,再利用電流探棒及示波器量測閘極電流與電壓。

3.2.4 實驗結果與討論

圖 3-6 為 EPC1010 實驗結果, 汲極電壓為 200V 時漏電流約為 9.35μA, 而 IRF630 因閘極漏電流非常小, 200V 時小於 1μA, 受限於

3.3 閘極漏電流量測(Gate leakage current measurement)

3.3.1 實驗目的

量測元件在達到絕緣層崩潰電壓前所測得之電流,亦可稱為通道 漏電流(channel leakage),為在閘極周圍所介入的絕緣層的洩極電流。

3.3.2 實驗儀器

實驗使用儀器包含 Motech DS10014 電源供應器、DMM4020 數 位萬用電錶。

3.3.3 實驗原理

實驗電路如圖3-7,將元件汲極與源極短路接地,利用電源供應 1896 器提供電壓 $V_G = 0 \sim V_{Gmax} \oplus 0.5V$ 為一個Step,再利用電流探棒及示波 器量測閘極電流與電壓。

3.3.4 實驗結果與討論

圖 3-8 為 EPC1010 實驗結果, 閘極電壓為+5V 時漏電流約為 1.776mA, 而 IRF630 因閘極漏電流非常小為 nA 等級[10][11], 受限 於儀器精度,量測不到其漏電流。

3.4 阻性負載開關時間量測(Switching time test with

resistive load)

3.4.1 實驗目的

此實驗目的在於量測並透過功率晶體開關時的暫態波形,得到功 率晶體開關時的上升延遲時間與關閉延遲時間,藉此了解功率晶體的 開關特性,用於電路設計時,於工作電壓下是否能達到設計所需的切 換速率。

3.4.2 實驗儀器

此實驗使用儀器包含 Motech DS10014 電源供應器、Tektronix TDS2014B 示波器、Tektronix TCP300 電流探棒、NF WF1945-B 合成 訊號產生器。

3.4.3 實驗原理

此實驗與量測時的外部電壓與電流有關,因此一般使用手冊都會 **1896** 註明量測時的電壓與電流條件,一般實驗條件由電源供應器輸入 V_{DD} = $0.5*BV_{DSS}$,即額定崩潰電壓的一半,透過計算負載電阻控制測量時 的電流條件為 $I_D = 0.5*I_{Dmax}$,即額定電流的一半,為避免熱效應的影 響在閘極輸入脈衝訊號,脈波高度 $V_G = 0.5*V_{Gmax}$,脈衝寬度為 1 μ s, Duty ratio 為 0.1%,並以 IRF630 (MOSFET)與 EPC1010 (GaN HEMT) 兩組實驗做對照,附表 3-1 為元件規格。

其中
$$(R_{DS(ON)} + R_L) = \frac{V_{DD}}{I_D}$$
 (3.1)

3.4.4 IRF 630 實驗步驟

實驗電路如圖 3-9,利用電源供應器輸入 $V_{DD} = 0.5*200 = 100(V)$ 至 2200µF 與 3.3µF 濾波電容,為使量測電流 $I_D = 0.5*9 = 4.5(A)$, $R_{DS}(on)$ 由規格表 3-1 中得到為 0.4Ω ,負載 R_L 透過式(3.1)估算約為 22 Ω , 其中 $R_{DS(on)}$ 為與溫度相關參數,且量測電路上有些許雜散電阻,因此 實際電阻則使用 20 Ω ,開極輸入電壓 $V_G = 0.5*20 = 10(V)$,開極電阻 為 4.7Ω ,為使用手冊建議值,此串聯電阻可降低閘極電壓震盪,並 透過示波器與電流探棒取得實驗波形。

3.4.5 EPC1010 實驗步驟

圖 3-10 為實驗電路圖,利用電源供應器輸入 $V_{DD} = 0.5*200 =$ 100(V)至 2200µF與 3.3µF 濾波電容,為使量測電流 $I_D = 0.5*12 = 6(A)$, 負載 RL 透過式(3.1)估算約為 15Ω ,其中 $R_{DS(on)}$ 由附表 3-1 中得到為 25m Ω ,開極電壓由訊號產生器輸入, $V_G = 5(V)$,寬度 1µs,開極電 阻為 4.7 Ω ,再由示波器與電流探棒測得實驗波形。

3.4.6 實驗結果與討論

圖 3-11 為實驗照片,附表 3-3 為實驗數值與資料比較表,而圖 3-10 為阻性負載切換時間的波形圖[8],其中tr為上升時間(rise time), 代表電流由零達到目標電流的時間,V_{DS}開始下降至零;tf為下降時 間(fall time),即電流由目標電流下降至零,V_{DS}開始上升至外部電源 供給電壓,根據文獻[12]這兩項量測結果會受電路雜散電感 Ls與 C_{rss} 以及 C_{iss}影響,其中 L_s與量測電路 Layout 有關, C_{rss}與 C_{iss}分別為米 勒電容(C_{GD})與輸入電容(C_{GD} + C_{GS}),此兩電容為非線性電容與 V_{DS} 有關,因此量測時元件的使用手冊通常定量測條件為 V_{DD} = 0.5*BV_{DSS}, 且此兩區間因切換時電壓與電流乘積不為零,會使切換時產生能量損 耗(Switching loss),所以上升時間與下降時間要越小越好。 td_{on}則為 開啟延遲時間(turn-on delay time),即閘極達到臨限電壓使導通電流出 現前,輸入電容的充電時間,td_{off}為關閉時間(trun-off delay time),即 電流關閉前,輸入電容的放電時間,此兩項量測值也與 C_{iss}有關。

圖 3-13 至圖 3-17 為 IRF630 (MOSFET)量測結果波形圖,開啟時間 ton 約為 38 ns,關閉時間 tor 約為 194 ns。波形部分,V_{DS}於關斷時產生 Overshoot 與 Ringing 現象,推測是因為汲極寄生電感所造成, 1896 而閘極開通時電壓上昇緩慢則是因為源極寄生電感所造成[13],且 tdoff 與使用手冊數據有誤差,推測可能因為電路汲極寄生電容影響, 使關閉時間增加。

圖 3-18 至圖 3-22 為 EPC1010 (GaN HEMT)量測結果波形圖,其 開啟時間 t_{on} 約為 104 ns,關閉時間 t_{off} 約為 86 ns,且 td_{on} 與 td_{off} 分別 為 5ns 與 12ns,較 IRF630 的 12ns 與 160ns 為小,即閘極對電流的反 應時間較快,但 tr 與 tf 卻比 IRF630 高,顯示出切換時切換損較大, 圖 3-23 可看出 IRF630 與 EPC1010 在開闢時間差異。而造成電流上 升時間與汲極電壓下降時間有延遲的現象是因為受到 HEMT 缺陷效

應(trapping effect)的影響,在元件表面的缺陷將載子局限住,須經過 一段時間載子才能跳脫局限。波形中 V_{DS}於關斷時一樣產生 Overshoot 與 Ringing 現象,但較 IRF630 緩和,顯示 EPC1010 汲極寄生電感較 IRF630 小,而開極開通時電壓上昇速度也較 IRF630 快,因開極所需 電量較小,開極電量量測將在後面章節討論。

3.5 無箝制感性負載實驗(Unclamped inductive load test)

3.5.1 實驗目的

當功率元件在做高速切換時,電路中的雜散電感,或驅動如馬達 等電感性的負載,在元件突然關閉,電流產生瞬間變化時,可能會造 成元件雪崩崩潰(Avalanche),因為電感在高速切換時會產生反電動勢, 會造成元件汲極與源極的跨壓突然上升[14~18],如果電壓超過崩潰 電壓元件可能就會損壞,此實驗目的是利用單一脈衝測試元件的感性 負載安全範圍,可利用公式算出元件在單一脈衝下可承受的感值與崩 潰能量,作為功率元件在關閉時所能承受的過壓指標。

3.5.2 實驗儀器

此時驗使用儀器包含Motech DS10014電源供應器、Tektronix TDS2014B示波器、Tektronix TCP300電流探棒、NFWF1945-B合成訊 號產生器。

3.5.3 實驗原理

實驗原理如圖3-24,當元件快速關閉時電流突然下降會造成負載 電感產生反電動勢,使電感所儲存的能量以電流的方式釋放,當電感 電流在很短的時間瞬間變化,將產生很大的電磁力(Electro-Magnetic Force, EMF),造成V_{DS}突然上升,並產生power dissipation,最後以熱 的型式消散,使元件溫度升高,在崩潰期間如果產生的耗散功率超過 元件所能承受的散熱功率,便可能會造成元件損壞。

圖3-25為實驗電路,利用電源供應器提供電壓V_{DD}=0.25*BV_{DSS} = 50V,並以IRF630 (MOSFET)與 EPC1010 (GaN HEMT)兩組實驗做 對照,閘極電壓由訊號產生器提供方波做為開關訊號,此實驗有多個 變數,最大崩潰電流IAS,汲極電壓VDD,脈衝寬度Pulse width,電感 值L,都會影響產生的崩潰能量,實驗時電感由1µH漸漸加大,透過 公式可知最大可承受崩潰能量與最大崩潰電流、汲極電壓、脈衝寬度 與負載電感有關,而且崩潰能量EAS與電流平方成正比,因此實驗時 固定汲極電壓,優先調整脈衝寬度使其可達到最大崩潰電流,其中最 大崩潰電流IAS (Peak current reached during device avalanche)通常設定 為最大直流額定電流ID(on),再漸漸加大電感,在不損壞元件的條件下 找出最大可承受的崩潰能量,實驗時利用電流探棒及示波器擷取電流 $I_D與電壓V_D波形,並透過計算可得一個Pulse所造成崩潰的能量[15],$ 由圖3-24電感所產生的反電動勢,方向為負,大小為VDSX(SUS)-VDD

可得:

$$-(V_{DSX(SUS)} - V_{DD}) = L \frac{dI(t)}{dt}$$
(3.2)

其中

$$I(t) = -\frac{I_{AS}}{t_{AV}}t + I_{AS}$$
(3.3)

$$-(V_{DSX(SUS)} - V_{DD}) = L \frac{dI(t)}{dt}$$

$$= L \frac{d(-\frac{I_{AS}}{t_{AV}}t + I_{AS})}{dt}$$

$$= -L \frac{I_{AS}}{t_{AV}}$$

$$t_{AV} = LI_{AS}/(V_{DSX(SUS)} - V_{DD})$$

$$I = I_{AS} = W$$

$$= \int_{0}^{t_{AV}} I(t) \cdot V_{DSX(SUS)} \cdot dt$$

$$(3.4)$$

將(3.3)式代入(3.5)式得到

(3.3)式代入(3.2)式得到

$$E_{AS} = W$$

= $\int_{0}^{t_{AV}} I(t) \cdot V_{DSX(SUS)} \cdot dt$
= $\int_{0}^{t_{AV}} (-\frac{I_{AS}}{t_{AV}}t + I_{AS}) \cdot V_{DSX(SUS)} \cdot dt$
= $\frac{1}{2} I_{AS} \cdot t_{AV} \cdot V_{DSX(SUS)}$

(3.6)

將(3.4)式代入(3.6)式得到

$$E_{AS} = \frac{1}{2} I_{AS} \cdot t_{AV} \cdot V_{DSX(SUS)}$$
$$= \frac{1}{2} L \cdot I_{AS}^{2} \cdot V_{DSX(SUS)} / (V_{DSX(SUS)} - V_{DD})$$
(3.7)

且可算出平均耗散功率為

$$P_{AS(AVE)} = (E_{AS}/t_{rep})$$
$$= (I_{AS} \cdot V_{DSX(SUS)}/2) \cdot (t_{AV} - t_{rep})$$

(3.8)

其中: IAS - 崩潰電流峰值 (Peak current reached during device

avalanche)

V_{DSX(SUS)} - 元件有效崩潰電壓(大約為1.3* BV_{DSS}) (Effective (constant) device breakdown voltage during avalanche (approximately 1.3*BV_{DSS}))

L- 負載電感 (Load inductance)

trep - 電流上升時間 (Current rising time)

3.5.4 IRF 630 實驗步驟

利用電源供應器輸入 V_{DD} = 50V,負載 L 由 1μH 開始測試,並利 用訊號產生器在閘極輸入方波 V_G = 0 / 10(V),其中 0V 為關閉、10V 為導通,藉由調整脈衝寬度來調整崩潰電流峰值,使崩潰電流 I_{AS} 為 I_{Dmax},其中 I_{AS} 與使用的電感值、量測的脈衝寬度以及輸入的外部電
壓 V_{DD} 有關,越大的電感值將使崩潰電流上升速度越慢,使元件有足 夠的時間散熱,而脈衝寬度將決定崩潰電流的峰值。接著透過示波器 與電流探棒擷取電流電壓波形,並利用式(3.7)計算此時的 E_{AS},再加 大電感重複以上步驟,在不損壞元件的條件下,找出最大可承受的崩 潰能量。

3.5.5 EPC1010 實驗步驟

因為 EPC1010 額定電流較大,固輸入電壓 V_{DD} = 10V,負載由 L 由 1µH 開始測試,並利用訊號產生器在閘極輸入方波 V_G = 0/5(V), 其中 0V 為關閉、5V 為導通,並調整固定 I_{AS} 為 12A,計算 E_{AS},與 IRF630 相同步驟,加大電感在不損壞元件的條件下找出最大可承受 的最大崩潰能量。

3.5.6 實驗結果與討論

在無箝制感性負載(UIS)量測下,以 MOSFET 而言有兩種雪崩崩 潰模式[18],第一種為熱損壞,因為在關閉瞬間產生的 power dissipation 超過電晶體所能承受的散熱功率,而使電晶體燒毀。第二 種為 MOSFET 結構裡的寄生 BJT 導通(punch-through breakdown),使 電流大量流過損壞。而 GaN HEMT 因為沒有寄生 BJT,所以只有熱 損壞模式,因此一般在驅動具電感性的負載時都會並連一個飛輪二極 體(free-wheeling diode),做電壓箝制避免元件損毀。

圖 3-26 與圖 3-27 為 IRF630 實驗結果,最後得到脈衝寬度為 600μs, 負載 L 為 2.5mH,有最大崩潰能量,可看出 t_{AV} 約為 190μs,崩潰電 流峰值 I_{AS} 約為 9.12A,在此條件下崩潰電壓為 246V,透過式(3.7)計 算:

$$E_{AS} = \frac{1}{2} L \cdot I_{AS}^{2} \cdot V_{DSX(SUS)} / (V_{DSX(SUS)} - V_{DD})$$

= $\frac{1}{2} \cdot (2.5 \times 10^{-3}) \cdot 9.12^{2} \cdot 244 / (244 - 50)$
= 130.76 mJ

可算出此元件單一脈衝可承受的能量約為130.76 mJ。

圖 3-28 為 EPC1010 實驗結果,在脈衝寬度 750 nS,負載 L 為 3.33mH,崩潰電流峰值 I_{AS}約為 12A,此時電壓上升至 26.4V,透過 式(3.7)計算: $E_{AS} = \frac{1}{2}L \cdot I_{AS}^2 \cdot V_{DSX(SUS)} / (V_{DSX(SUS)} - V_{DD})$ $= \frac{1}{2} \cdot (3.33 \times 10^{-3}) \cdot 12^2 \cdot 26.4 / (26.4 - 10)$ = 385.96 mJ

附表 3-4 為實驗數據比較表,可看出 EPC1010 單一脈衝可承受 的能量較 IRF630 大,此能量與封裝型式與打線、散熱及熱阻有關, 散熱功率較佳的元件,可承受的能量與感性負載越大。圖 3-29 為實 驗照片。

3.6 閘極電荷量測實驗(Gate charge test)

3.6.1 實驗目的

此實驗的目的在於量測閘極電容大小及電量,得知閘極開關的反應時間,與其高速切換特性及所需充電電荷,主要用於 gate drive 的設計 [19][20],並可換算出閘極電容,應用於等效電路模型的建立。

3.6.2 實驗儀器

此實驗使用儀器包含: Motech DS10014 電源供應器、Tektronix DMM4020 數位萬用電錶、Tektronix 2014B 示波器、Tektronix TCP300 電流探棒、NFWF1945-B 合成訊號產生器。

3.6.3 實驗原理

閘極電容 C_{GS}與 C_{GD}為非線性電容,因此一般使用手冊提供的規 格,量測條件由電源供應器輸入電壓定為 V_{DD} = 0.8*BV_{DSS}, 閘極部 1896 分提供定電流源,透過訊號產生器輸入方波做為開關訊號對閘極電容 充電。因為閘極充電量與量測時的汲極電流有關,測量時汲極部分串 連另一顆與待測物相同的元件,透過調整 100kΩ 可變電阻做汲極電 流控制,電流設定為 I_D = I_{Dmax}, 即最大汲極電流,再由示波器量測到 一個開闢周期的閘極電壓與汲極電流相對於時間的波形圖。

圖如 3-30,當開關電壓訊號輸入閘極後,閘極電壓隨時間上升, 在 t1 時間電壓上升至 V_{TH}此時元件導通,電流開始上升,此時閘極 電流對 C_{GS}(閘極與源極間的電容)充電,到 t2 時間 C_{GS} 已經充滿,此 時汲極電流保持穩定,閘極電流開始對 C_{GD}(閘極與汲極間的電容)充

電,到 t3時 C_{GD} 已經充滿,此時閘極電壓上升至目標電壓值,因為 閘極為穩定電流源,且 I_G 為一定值可經由量測得知,由 $Q = I_G \times t$ (3.9)

可算出閘極電荷 QGS 與 QGD。

3.6.4 IRF630 實驗步驟

圖 3-31 為實驗電路圖[21],由電源供應器輸入外部電壓 V_{DD} = 0.8*BV_{DSS} = 160V,並利用訊號產生器輸入方波訊號於 BJT 作為開 關訊號,方波大小為 10V,頻率為 10Hz,Duty ratio 0.1%,開極輸入 穩定電流源,其穩定電流源由開極電壓 V_G = 10V 和一個 3.3V 的基納 穩壓二極體以及 10kΩ 與 27kΩ 兩個電阻所構成,並在開極與 100Ω 間串連萬用電表以量測開極輸入電流 I_G ,沒極電流則透過調整串連另 一顆與待測物相同元件開極的 100kΩ 可變電阻,調整開極輸入電壓 大小,將電流 I_D 由小調整至 9A,透過示波器可顯示出一個開關周期 的充電波形。

3.6.5 EPC1010 實驗步驟

圖 3-32 為實驗電路圖,一般量測條件為 $V_{DD} = 0.8*BV_{DSS} = 160V$, 但因 EPC 使用手冊[6]提供量測條件為 $V_{DD} = 100V$,為方便實驗數據 與使用手冊比較,故量測時 V_{DD} 輸入為 100V,並利用訊號產生器輸 入方波訊號於 BJT 作為開關訊號,方波大小為 10V,頻率為 10Hz, Duty ratio 0.4%,開極則為一定電流源,由閘極電壓 $V_G = 6V$,透過一

個 PNP BJT 和 2V 基納穩壓二極體與 10kΩ 電阻及 100kΩ 可變電阻所 構成,並在開極與 100Ω 間串連數位萬用電表以量測開極輸入電流 I_G, 因 EPC1010 開極電量很小,開極充電時間很短,過大的開極電流將 使實驗波形不易區別出 Q_{GS}與 Q_{GD},而過小的開極電流將使充電時間 變長,在固定的工作區間中(Duty)可能無法充電至目標電壓,所以實 驗時由調整與 PNP BJT 串聯的 100kΩ 可變電阻慢慢調整開極電流, 目標為讓開極電流既可充電至目標電壓 5V,也可區分出 Q_{GS}與 Q_{GD}, 此實驗中可變電阻約調整為 31.4kΩ,接著汲極電流的控制則透過調 整串連另一顆與待測物相同元件開極的 100kΩ 可變電阻,調整開極 輸入電壓大小,將電流 In由小調整至 12A,再由示波器取得一個開 關周期的充電波形圖。

3.6.6 實驗結果與討論

圖 3-33 至圖 3-36 為 IRF630 實驗結果,開極電流則可經由串聯 電流量表測得輸入的定電流約為 0.5089mA,利用式(3.9)算出開極電 量約為 8.34596nC,汲極電量約為 10.78868nC,由波形圖可知開極充 電至目標電壓 10V 共耗時 66.4μS,故可算出總開極電量約為 33.79096nC。

896

圖 3-37 為 IRF630 在不同汲極電壓與電流下的閘極電量波形圖, 可知 Q_{GS} 與 Q_{GD} 會受 V_{DS} 或 I_D影響, I_D影響 Q_{GS} 大小, I_D 愈大則 C_{GS} 充電時間越久 Q_{GS} 愈大, V_{DS} 則影響 Q_{GD} 大小, V_{DS} 愈大則 C_{GD} 充電時間越長 Q_{GD} 越大。

圖 3-38 至圖 3-41 為 EPC1010 實驗結果,透過在閘極串聯數位萬 用電錶可測得閘極電流為 0.0489mA,其中 Q_{GS} 充電時間為 30µs,Q_{GD} 充電時間為 158µs,由式(3.9)算出閘極電量約為 1.467nC,汲極電量 約為 7.7262nC,閘極充電至目標電壓 5V 共花 344µs,故可算出總閘 極電量約為 16.8216nC。

附表 3-5 為實驗數據比較,當 QGS 與 QGD 越小,代表開極所需電量越少,元件充電時間越短,開極越快達到目標電壓,元件切換速度越快,切換時所損失的能量越少,Gate Drive 必需提供的電流也越小。 圖 3-42 為實驗照片。

第四章 AlGaN/GaN 等效電路模型

4.1 等效電路模型簡介

為了將 GaN HEMT 應用於電路上的設計,可透過建立其等效電 路模型,並於 IsSpice 電路模擬軟體中建立新元件,在電路實作之前 由軟體模擬做元件參數上的修改,以提高設計電路的可行性,與節省 成本。

等效電路模型依照其建立方式可分為三種,第一種為物理模型, 以半導體物理為基礎,透過元件運作方式來建立模型,因此模型中的 參數具有物理意義,其優點為可以預測新元件的結構與電性特性,但 建立耗時且難度與複雜度高;第二種為實驗經驗模型,透過實驗方式 量測元件電性特性,並以數學方程式為經驗公式,做方程式曲線與實 驗結果的擬合(curve fitting),其參數不一定具有物理意義,無法預測 新元件,但建立速度較快,目前文獻上大多採取此方式建立模型;第 三種為資料庫形態模型,透過量測資料庫中選取相對應的數據建立模 型,其優點為非常準確且建立快速,但需要龐大的量測數據。

模型依照所包含的不同電晶體特性效應又可分階為:一階模型, 只包含基本的通道電流特性,用來描述大訊號時元件的主要電流曲線 (I_D curve);二階以上模型則包含了其他高頻影響因素,如寄生電容、 寄生電感、缺陷效應,與其他電晶體效應,如熱效應、通道長度調變 效應,本體效應等等。越完整的模型其所包含的效應越多,越趨近於

實際元件,但複雜度與建立難度也越高。

圖 4-1 為一般非線性等效電路經驗模型的完整建立程序[22],首 先測量元件電性特性,包含靜態與脈衝的 IV 電流曲線以及散射參數 (s-parameter)的量測,選擇適合的模型接著利用模擬軟體建立等效電 路,最後模擬與實驗對照,將參數最佳化。若為求更精確,可做更進 階的驗證如負載-拉移量測實驗(load-pull measurement)等等。

4.2 建立等效電路模型

目前文獻上主要實驗經驗模型有以下幾種,EEHEMT,Angelov 及 CFET 等等。而元件的大訊號模型主要應用於高功率電力系統,如 交換式直流對直流轉換器等電源系統,小訊號模型則應用於高頻通訊 系統。

896

4.2.1 HEMT 大訊號模型

圖 4-2 為參考資料 [23][24] 中其他較為簡單的 GaN HEMT 等效 電路模型,描述 IV 電流曲線主要特性,一般常用 Angelov 經驗公式 模擬出來的轉導曲線(G_m)會呈現鐘形 (bell-shaped transconductance), 而此模型特點為對於非鐘形轉導曲線的元件有較好的擬合結果,但此 模型為未包含 self-heating 與 trapping effect。

此模型中共用到兩個非線性元件,B1為描述閘極與源極間的非線性電容,由以下方程式所決定:

$$C_{gs}(v_{GS}) = C_{gs0} + \frac{A_{C_{gs}}}{2} \{1 + \tanh[K_{C_{gs}} \cdot (v_{GS} - V_{C_{gs}})]\}$$
(4.1)

其中 C_{gs0}為此非線性電容的初始值,A_{Cgs}為補償值,V_{Cgs}與 K_{Cgs} 則為修正項,控制此非線性電容的暫態行為。

B2 為非線性相依電流源,用來模擬汲極與源極間的電流,透過許多修正因子,由下列方程式所決定:

$$i_{DS}(v_{GS}, v_{DS}) = \frac{\beta \cdot v_{GS3}^2}{1 + \frac{v_{GS3}^{Plin}}{V_L}} \cdot (1 + \lambda \cdot v_{DS}) \tanh(\frac{\alpha \cdot v_{DS}}{v_{GS3}^{Psat}})$$
(4.2)

 $v_{GS3}(v_{GS2}) = VST \cdot \ln(1 + e^{v_{GS2}/VST})$ (4.3)

$$v_{GS2}(v_{GS1}) = v_{GS1} - \frac{1}{2}(v_{GS1} + \sqrt{(v_{GS1} - VK)^2 + \Delta^2} - \sqrt{VK^2 + \Delta^2})$$

$$\mathbf{v}_{\mathrm{GS1}}(\mathbf{v}_{\mathrm{GS}}) = \mathbf{v}_{\mathrm{GS}} - \mathbf{V}_{\mathrm{T}}$$

$$\mathbf{E} \mathbf{S} \quad \mathbf{A}$$

$$\mathbf{V}_{\mathrm{GS1}}(\mathbf{v}_{\mathrm{GS}}) = \mathbf{V}_{\mathrm{GS}} + 2\mathbf{V}_{\mathrm{T}} \mathbf{V}_{\mathrm{T}}$$

$$\mathbf{E} \mathbf{S} \quad \mathbf{A}$$

$$\mathbf{A} = \mathbf{V}_{\mathrm{GS1}} \mathbf{V}_{$$

$$\mathbf{V}_{\mathrm{T}}(\mathbf{V}_{\mathrm{DS}}) = \mathbf{V}_{\mathrm{T0}} + \gamma \cdot \mathbf{V}_{\mathrm{DS}}$$

$$1896$$

$$(4.6)$$

其中 V_T 為臨限電壓,γ為修正臨限電壓隨 V_{DS} 改變的因子。P_{SAT} 控制由線性區到飽合區的暫態行為,P_{lin}則是為了調整轉導值在線性 區的斜率。β為電流增益,λ為通道長度調變效應修正因子,V_{GS3}、 V_{GS2}、V_{GS1}為元件轉導值最佳化修正方程式,開極-源極和開極-汲極 間的二極體是以傳統的蕭特積二極體(schotty diode)來模擬。圖 4-3 為 以 IsSpice 建立元件後,利用附表 4-1 文獻所提供的參數所模擬出來 的 IV 曲線。透過元件的參數化,可以直接在參數欄修改參數,圖 4-4 為修改通道長度調變效應參數λ的結果。

4.2.2 Angelov HEMT 實驗經驗模型

圖 4-5 為文獻[25]所提供的 AlGaN/GaN HEMT 實驗經驗模型,且 包含一個修正溫度的子電路,用來模擬 self-heating 效應。

其中 Cpg、Cpgd、Cp、Lg、Rg、Rd、Ld、R、Ls 為外部寄生元 件(extrinsic element),分別代表元件因封裝、打線在各極間產生的寄 生電感、電容與電阻,這些參數不會隨著外加偏壓而改變,為定值。 而 Cgs、Cgd 為元件本身的非線性電容,為內部本質元件(intrinsic element),會隨著外加偏壓而改變。這些寄生參數在高頻小訊號會對 元件造成很大影響。

而主電流
$$I_D$$
由 Angelo 經驗公式所模擬[26][27],方程式如下:
 $Ids = Ipk_{th} \cdot (1 + M_{Ipk} \cdot tanh(\psi)) \cdot tanh(\alpha \cdot Vds)$ (4.7)

$$\psi = P_{1th} \cdot (Vgs - V_{pk1}) + P_{2th} \cdot (Vgs - V_{pk2})^2 + P_{3th} \cdot (Vgs - V_{pk3})^3$$
(4.8)

$$M_{Ipk} = 1 + (1/2) \cdot \Delta M_{Ipk} \cdot (1 + \tanh(\psi_M))$$
(4.9)

$$\psi_{\rm M} = Q_{\rm M} (\rm Vgs - \rm Vgsm) \tag{4.10}$$

$$\Delta M_{Ipk} = M_{Ipkbth} - 1 \tag{4.11}$$

其中 P_n 為 Ψ 的多項式參數, M_{Ipk} 為電流峰值 I_{pk} 的修正項, Ψ_M 控制 M_{Ipk} 相對於 V_{GS} 的形狀修正參數, Q_M 為 Ψ_M 的大小係數, M_{Ipkb} 則為 M_{Ipk} 的上界,這些參數皆為方程式的擬合參數, 不具有物理意 義。 另外透過對主電流參數加入溫度變化的子電路可模擬出元件的 self-heating 效應,圖 4-5 溫度子電路由下面方程式表示:

$$T = T_0 + \Delta T'$$

= $T_0 + \Delta (1 - \sum_{j=1}^{X} W_j \exp(-t/\tau_j))$ (4.12.1)

$$\Delta T = P_{diss} \cdot Rth_{eq} = (Ids \cdot Vds) \cdot Rth_{eq}$$
(4.12.2)

$$\operatorname{Rth}_{\operatorname{eq}} = \sum_{j=i}^{X} \operatorname{Rth}_{j}$$
(4.12.3)

$$W_{j} = Rth_{j}/Rth_{eq}$$
(4.12.4)

其中T₀為環境溫度,△T 為與時間相關的元件溫度變化,P_{diss} 為固定的功率耗散值,Rth_{eq}為電路的等效熱阻,溫度變化時間常數τ_j 則由子電路中的R_{thj}C_{thj}時間常數控制。 將溫度子電路的參數加入主電流參數,由下列方程式修正:

$$\mathbf{I}_{pkth} = \mathbf{I}_{pk}(\mathbf{T}_0) \cdot (1 + \mathbf{K}_{Ipk} \cdot \Delta \mathbf{T})$$
(4.13.1)

$$\mathbf{P}_{\text{nth}} = \mathbf{P}_{n}(\mathbf{T}_{0}) \cdot (1 + \mathbf{K}_{\text{Pn}} \cdot \Delta \mathbf{T})$$

$$(4.13.2)$$

$$\mathbf{M}_{\mathrm{Ipkbth}} = \mathbf{M}_{\mathrm{Ipkb}}(\mathbf{T}_0) \cdot (1 + \mathbf{K}_{\mathrm{MIpkb}} \cdot \Delta \mathbf{T})$$
(4.13.3)

其中 $I_{pk}(T_0)$, $P_n(T_0)$ 與 $M_{Ipkb}(T_0)$ 為不受 self-heating 影響前的初始

值,而溫度修正項 K_{Ipk}, K_{Pn}與 K_{MIpkb}則由下列方程式所控制:

$$\mathbf{K}_{\mathrm{Ipk}} = (\mathbf{K}_{\mathrm{Ipk0}} + \mathbf{K}_{\mathrm{Ipk1}} \cdot \mathrm{Vds}) \cdot \tanh(\alpha_{\mathrm{KIpk}} \cdot \mathrm{Vds})$$
(4.14.1)

$$\mathbf{K}_{Pn} = (\mathbf{K}_{Pn0} + \mathbf{K}_{Pn1} \cdot \mathbf{V} ds) \cdot \tanh(\alpha_{KPn} \cdot \mathbf{V} ds)$$
(4.14.2)

$$\mathbf{K}_{\mathrm{MIpkb}} = (\mathbf{K}_{\mathrm{MIpkb0}} + \mathbf{K}_{\mathrm{MIpkb1}} \cdot \mathrm{Vds}) \cdot \tanh(\alpha_{\mathrm{KMIpkb}} \cdot \mathrm{Vds})$$
(4.14.3)

其中, K_{Ipk0} 、 K_{Ipk1} 、 K_{Pn0} 、 K_{pn1} 、 K_{MIpkb0} 、 K_{MIpkb1} 、 α_{KIpk} 、 α_{KPn} 與

α_{KMIpkb}為方程式與 V_{DS}相依的修正參數,透過這些參數修正後,元件 電流曲線會因 V_{DS}增加而衰減,藉此模擬出因為功率耗散產生的 self-heating 效應,圖 4-6 為模擬結果,曲線(2)為沒有修正前,曲線(1) 為修正後 I_D隨 V_{DS}相依變化。

閘極與汲極電流與其接面二極體則由下列方程式描述[28]:

$$I_{GS} = I_{G0} \exp(\frac{-EA}{kT_j}) [\exp(\frac{qVgs}{NkT_j}) - 1]$$
(4.15)

$$I_{GD} = I_{G0} \exp(\frac{-EA}{kT_j}) [\exp(\frac{qVgd}{NkT_j}) - 1]$$
(4.16)

其中 k 為波茲曼常數, T_j為接面溫度, I_{G0}為電流初始值, q 為電
子電荷, EA 與 N 為擬合參數。 ES
模型中非線性電容 Cgs, Cgd 則以下列方程式模擬[29]:
$$C_{GS} = C_{GS0}[1 + tanh(P_{1gsg} \cdot Vgs)][1 + tanh(P_{1gsd} \cdot Vds)]$$
 (4.17)
 $C_{GD} = C_{GD0}[1 + tanh(P_{1gdg} \cdot Vgs)][1 - tanh(P_{1gdd} \cdot Vds)]$ (4.18)

式中 C_{GD0} 為電容初始值, P_{1gsg}、P_{1gdg}、P_{1gsd}、P_{1gdd}分別為電容與 V_{GS}、V_{DS} 相依的擬合係數。

第五章 結論

此研究主要提供了功率電晶體電性特性量測與等效電路模型,由 第二章的 AlGaN/GaN HEMT 的直流與切換特性談起,可知 HEMT 有 較低導通電阻,且於不同切換頻率時,因載子被局限(charge trapping) 有功率輸出的問題,並於第三章中量測其他電性參數,與 MOSFET 做比較,包含臨限電壓量測、閘極漏電流量測、阻性負載與感性負載 實驗以及閘極電荷量測等等,並就其測試方法與原理做討論,用於量 測新功率電晶體。

第四章則於 IsSpice 模擬軟體中建立了 HEMT 的大訊號等效電路 模型,但元件寄生參數的萃取與缺陷效應(trapping effect)以及特性方 程式的曲線如何與實驗做擬合,則是此研究尚未完成的部分,只利用 了文獻中提供的參數進行模擬,證明模型與經驗方程式可以使用,且 模擬出了元件的主要電流電壓特性曲線(IV curve),並加入自我發熱 效應(self-heating)的功能,然而完整的等效電路模型尚須包含許多不 同電晶體特性,因此模型還有很大的修正空間。

- [1] Fabio Sacconi, Aldo Di Carlo, P. Lugli, and Hadis Morkoç,
 "Spontaneous and Piezoelectric Polarization Effects on the Output Characteristics of AlGaN/GaN Heterojunction Modulation Doped FETs," IEEE Transactions on electron devices, vol. 48,pp. 450-457, 2001
- [2] M.S. Shur and M.A. Kahn, "Wide Band Gap Semiconductors. Good Results and Great Expections", in the Proceedings of 23d International Symposium on GaAs and Related Compounds, St. Petersburg, Russia, Sep. 22-28, 1996, Institute Phys. Conferrence Series, No.155, Chapter 2, pp. 25-32, M.S. Shur and R. Suris, Editors, IOP Publishing, London 1997.
- [3] Michael Howard Willemann"Polymer-Supported Bridges for Multi-Finger AlGaN/GaN Heterojunction Field Effect Transistors (HFETs)" Materials Science and Engineering-VT-masters-2007-09-04
- [4] H. Xing, S. Keller, Y-F Wu, L. McCarthy, I. P. Smorchkova, D. Buttaril, R. Coffie, D. S. Green, G. Parish, S. Heikman, L. Shen, N. Zhang, J. J. Xu, B. P. Keller, S. P. DenBaars and U. K. Mishra, "Gallium nitide based transistors" Institute of Physics Publishing Journal of Physics, vol. 13,pp. 7139-7157,2001.
- [5] L. Shen, R. Coffie, D. Buttari, S. Heikman, A. Chakraborty, A. Chini, S. Keller, S. P. DenBaars, and U. K. Mishra, "Unpassivated GaN/AlGaN/GaN Power High Electron Mobility Transistors with Dispersion Controlled by Epitaxial Layer Design" Journal of Electronic Materials, vol. 33,pp. 422-425,2004.

- [6] EPC1010 datasheet
- [7] EPC Application Note "EPC GaN Transistor Parametric Characterization Guide
- [8] "Power MOSFET Basics" International Rectifier Application Note
- [9] "MOSFET Basics" Fairchild AN9010
- [10] IRF630 ST Microelectronics Datasheet
- [11] IRF630 Fairchild Datasheet
- [12] Anup Bhalla, Fei Wang "High Voltage Power MOSFET switching parameters : Testing Methods for Guaranteeing datasheet limits" ALPHA & OMEGA SEMICONDUCTOR, INC.
- [13] Zheng Chen, Dushan Boroyevich, and Rolando Burgos "Experimental Parametric Study of the Parasitic Inductance Influence on MOSFET Switching Characteristics" The 2010 International Power Electronics Conference IEEE
- [14] Sungmo Young "Power MOSFET Avalanche Guideline" Fairchild Application Note
- [15] "Single-Pulse Unclamped Inductive Switching: A Rating System" Fairchild Application Note AN-7514
- [16] "Combined Single-Pulse and Repetitive UIS Rating System"Fairchild Application Note AN-7515
- [17] "Practical Aspects of Using PowerMOS Transistors to Drive Inductive Loads" Fairchild Application Note AN-7517
- [18] "Power MOSFET avalanche characteristics and ratings" ST Microelectronics Application Note AN2344
- [19] "Use Gate Charge to Design the Gate Driver Circuit for Power MOSFET and IGBTs" International Rectifier Application Note AN-944

- [20] Laszlo Balogh "Design And Application Guild For High Speed MOSFET Gate Drive Circuit"
- [21] A.J. Yiin, R.D. Schrimpf, and K.F. Galloway "GATE-CHARGE MEASUREMENTS FOR IRRADIATED N-CHANNEL DMOS POWER TRANSISTORS" IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 38. NO. 6. DECEMBER 1991
- [22] Charles Baylis, Lawrence Dunleavy and Rick Connick ''Modeling Considerations for GaN HEMT Devices''2009 IEEE
- [23] Pedro M. Cabral, Jose C. Pedro and Nuno B. Carvalho 'Nonlinear Device Model of Microwave Power GaN HEMTs for High Power-Amplifier Design''2004 IEEE
- [24] Christian Fager, Jose Carlos Pedro and Nuni Borges de Carvalho "Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifiers Using a New Large-Signal Model" 2002 IEEE
- [25] Kelvin S. Yuk, George R. Branner and David J. McQuate "A Wideband Multiharmonic Epirical Large-Signal Model for High-Power GaN HEMTs With Self-Heating and Charge-Trapping Effects"2009 IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 57, NO. 12
- [26] I. Angelov and H. Zirath. "New empirical nonlinear model for HEMT devices,"Electron. Lett., vol. 28, no. 2, pp. 140-142, Jan. 1992
- [27] I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, M. Garcia, and H. Zirath, "An empirical table-based FET model" IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 47, no. 12, pp. 2350-2357, Dec. 1999
- [28] Jie Deng, Weike Wang, Subrata Halder, Walter. R. Curtice, James C.M. Hwang, Vinod Adivarahan, and M. Asif Khan

"Temperature-Dependent RF Large-Signal Model of GaN-Based MOSFETs" IEEE TRANSCTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 56, NO. 12, Dec 2008

[29] I. Angelov, Herbert Zirath and Niklas Rorsman "A New Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET Devices" IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 40, NO. 12, Dec 1992



圖片



圖 1-2 GaN 應用領域 [Nitronex Crop.]



圖 2-2 AlGaN/GaN HEMT 在負閘極偏壓下的能帶圖



圖 2-3 AlGaN/GaN HEMT 垂直結構截面圖



圖 2-5 AlGaN/GaN HEMT 脈衝(亮線)與靜態(暗線)IV 曲線[4]



圖 2-6 Cree's AlGaN/GaN HEMT (D-mode)



圖 2-8 Cree's AlGaN/GaN HEMT 10W 直流 IV 特性曲線







圖 2-11 Cree's AlGaN/GaN HEMT 10W 缺陷效應實驗結果



E-mode GaN HEMT

Breakdown Voltage : 200 V

Gate-to-Source Voltage : 0 ~ 6 V

Drain Current (Continuous) : 12 A

圖 3-1 EPC1010 於量測用 PCB 板











圖 3-6 EPC1010 汲極漏電流量測結果



圖 3-7 EPC1010 閘極漏電流實驗電路圖





圖 3-11 阻性負載開關實驗照片



圖 3-12 阻性負載開關時間波形圖



圖 3-13 IRF630 阻性負載開關實驗波形



圖 3-15 IRF630 上升時間 tr



圖 3-17 IRF630 下降時間 tf



圖 3-19 EPC1010 開啟時間 tdon



圖 3-21 EPC1010 關閉時間 td_{off}



圖 3-23 阻性負載開關時間比較圖



圖 3-24 無箝制感性負載波形圖





圖 3-27 IRF630 無箝制感性負載實驗波形圖(局部放大)



圖 3-29 無箝制感性負載實驗照片


圖 3-31 IRF630 閘極電荷量測實驗電路圖



圖 3-33 IRF630 閘極電荷實驗波形圖



圖 3-35 IRF630 C_{GD} 充電時間



圖 3-37 IRF630 閘極電荷與 V_{DS} - I_D 關係圖



圖 3-39 EPC1010 C_{GS} 充電時間



圖 3-41 EPC1010 上升至目標電壓時間



圖 4-1 一般等效模型建立流程圖





圖 4-3 IsSpice IV 曲線模擬結果



圖 4-4 IsSpice AlGaN/GaN 參數修改後模擬的結果



圖 4-5 AlGaN/GaN HEMT 與 Self-heating 模型[26]



半導體		矽	砷化鎵	銦化合物	碳化矽	氮化鎵
特性	單位	Shicon	(AlGaAs)	(IIIAIAs /InGaAs)	carbide	(AlGaN)
能帶寬度	eV	1.1	1.42	1.35	3.26	3.49
電子遷移率	ame ² /Ma	1500	9500	5400	700	1000 ~
(300K)	cm ² /Vs	1500	8500	3400	/00	2000
飽和(峰值)	× 107 cm /c	1.0	1.3	1.0	2.0	1.3
電子速度		(1.0)	(2.1)	(2.3)	(2.0)	(2.1)
臨界崩潰電場	MV/cm	0.3	0.4	0.5	3.0	3.0
熱傳係數	W/cm · K	1.5	0.5	0.7	4.5	> 1.5

附表 1-1 氮化鎵與其他半導體材料特性比較



安 載	符號	量測	條件	數值 (單位)	
今数		IRF630	EPC1010	IRF630	EPC1010
崩潰電壓	BV _{DSS}	$I_{\rm D} = 250 \mu A$ $V_{\rm GS} = 0 V$	$I_D = 200 \mu A$ $V_{GS} = 0 V$	200 (V)	200 (V)
臨限電壓	V _{GS(TH)}	$V_{GS} = V_{DS}$ $I_{D} = 250 \mu A$	$V_{GS} = V_{DS}$ $I_D = 1.2 \text{mA}$	2~4 (V)	0.7~2.5 (V)
導通額定電流 (Continuous)	I _{D(ON)}	$V_{DS} > I_{D(ON)} *$ $R_{DS(ON)MAX}$ $V_{GS} = 10V$	-	9 (A)	12 (A)
閘極漏電流	I _{GSS}	$V_{GS} = 20V$	$V_{GS} = 5V$	100 (nA)	1~3 (mA)
汲極漏電流	I _{DSS}	$V_{DS} = BV_{DSS}$ $V_{GS} = 0V$	$V_{DS} = 160V$ $V_{GS} = 0V$	1 (µA)	50 ~ 150 (μA)
汲極至源極 導通電阻	R _{DS(ON)}	$I_{\rm D} = 5 {\rm A}$ $V_{\rm GS} = 10 {\rm V}$	$I_{\rm D} = 6 {\rm A}$ $V_{\rm GS} = 5 {\rm V}$	0.25~0.4 (Ω)	25 (mΩ)
開極總電荷 (閘極至源極 + 閘極至汲極電荷)	Q _{G(TOT)}	$V_{GS} = 10V$	$V_{GS} = 5V$	19~30 (nC)	7.5 (nC)
閘極至源極 充電電荷	Q _{GS}	$I_{\rm D} = 9A$ $V_{\rm DS} = 160V$	$I_{D} = 12A$ $V_{DS} = 100V$	10 (nC)	1.5 (nC)
閘極至汲極 充電電荷	Q_{GD}		TTTTTT	9 (nC)	3.5 (nC)
開啟延遲時間	td _{on}			9.4~14 (ns)	-
上升時間	tr	$V_{DD} = 100 V$	-	20~28 (ns)	-
關閉延遲時間	td _{off}	$I_D = 4.5 A$		17~50 (ns)	-
下降時間	tf			17~40 (ns)	-

附表 3-1 IRF630 與 EPC1010 規格表

	IRF630		EPC1010	
	使用手册	實驗數據	使用手册	實驗數據
	數值	(與誤差)	數值	(與誤差)
V _{G(TH)}	2 ~ 4 V	3.03 V (0)	0.7 ~ 2.5 V	0.88 V (0)
I _D	250 μΑ	251.39 μA (+1.39 μA)	1.2 mA	1.212 mA (+0.012mA)

附表 3-2 臨限電壓實驗數據比較表

	IRF63	0	EPC1010			
	使用手冊數值	實驗數據	使用手冊數值	實驗數據		
		(與誤差)		(與誤差)		
td _{on}	9.4 ~ 14 ns	12 ns (0)	未提供	5 ns (-)		
tr	20 ~ 28 ns	26 ns (0)	未提供	99 ns (-)		
td _{off}	17 ~ 50 ns	160 ns (+110 ns)	未提供	12 ns (-)		
tf	17 ~ 40 ns	34 ns (0)	未提供	74 ns (-)		
$t_{on} (td_{on} + tr)$	29.4 ~ 42 ns	38 ns (0)	未提供	104 ns (-)		
$t_{off} (td_{off} + tf)$	34 ~ 90 ns	194 ns (+104 ns)	未提供	86 ns (-)		

附表 3-3 阻性負載切換時間實驗數據比較表

	IRF630		EPC1010	
	實驗手冊	實驗數據	實驗手冊	實驗數據
	數據	(與誤差)	數據	(與誤差)
I _{AS}	9	9.12 A (+0.12 A)	未提供	12 A (-)
L	-	2.5 mH (-)	未提供	3.33 mH (-)
Pulse width	-	600 μS (-)	未提供	750 nS (-)
t _{AV}	-	190 μS (-)	未提供	400 nS (-)
E _{AS}	160 mJ	129 mJ (-31 mJ)	未提供	385.96 mJ (-)

附表 3-4 無箝制感性負載實驗數據比較表

	IRF630		EPC1010	
	實驗手冊	實驗數據	實驗手冊	實驗數據
	數據	(與誤差)	數據	(與誤差)
I _G	-	0.5089 mA (-)	-	0.0489 mA (-)
Q _{GS}	7.5 nC	8.34596 nC (+0.84596 nC)	1.5 nC	1.467 nC (-0.033 nC)
Q _{GD}	9 nC	10.78868 nC (+1.78868 nC)	3.5 nC	7.7262 nC (+4.2262 nC)
Q _{G(ToT)}	31 ~ 45 nC	33.79096 nC (0)	7.5 nC	16.8216 nC (+9.3216 nC)

附表 3-5 閘極電荷量測實驗數據比較表

參數	數值	單位
β	0.40	A/V2
V _{T0}	-4.425	V
VST	0.15	V
VK	4	V
Δ	5	V
VL	1.35	V
λ	0.0256	V ⁻¹
α	0.40	V ⁻¹
psat	-0.62	-
plin	1896	-
γ	0	-
C_{gs0}	1.5	pF
A_{cgs}	2.0	pF
K _{cgs}	2.0	V ⁻¹
V _{cgs}	-4.5	V
Is	3.25e-4	Α
η	26	-

附表 4-1 文獻[23]所提供的模擬參數

參數	數值	參數	數值
P ₁₀	6.7168e-1	V _{pk3}	-0.71072
P ₁₁	1.3998e-3	P _{M0}	2.9293e0
$\alpha_{\rm P1}$	1.9607e-1	P _{M1}	4.2749e-2
P ₁₀	-1.2481e-1	P _{M2}	-1.0711e-3
V _{pk1}	-2.1622	P _{M3}	8.6205e-6
P ₂₀	-4.5689e-1	α _M	9.3855e-1
P ₂₁	-9.2484e-4	S P _{Mo}	3.3322e-3
α_{P2}	4.0000e-1	1896 P ₀₀	-1.4907e-1
P ₂₀	1.0612e0	P _{Q1}	-5.3123e-4
V _{pk2}	-1.5581	α _Q	5.7575e-2
P ₃₀	-3.5538e-1	P _{Qo}	9.2327e-1
P ₃₁	-9.557e-4	V _{gsM}	-0.084480
α _{P3}	8.3328e-2	I _{pk}	0.61463
P ₃₀	7.0601e-1	α	1.1512e+1

附表 4-2 文獻[25]所提供 Angelov GaN HEMT model 模擬參數