

5.8 GHz 具溫度補償功能之寬頻砷化鎵5G行動通訊用射頻功率放大器

A 5.8 GHz Temperature-Compensated Broadband GaAs RF Power Amplifier for 5G Mobile Communication Systems

林高慶
Gao-Ching Lin

中文摘要

本論文提出一個應用於第五代行動通訊系統之寬頻高線性度三級功率放大器。此功率放大器使用磷化銦鎵/砷化鎵異質介面雙極電晶體製程製作並以3mm×3mm QFN封裝。其偏壓電路擁有溫度補償架構能操作在-15°C到60°C，使得功率放大器不容易受到溫度變化的影響。為了避免影響功率放大器的性能，功率檢測器被放置於第三級功率級電晶體輸入端，且有較少電流損耗而可減少效率的下降。使用5V供應電壓所量測到的功率增益和1dB增益壓縮點輸出功率分別為28dB和30.5dBm。在頻率範圍5.5-5.9GHz與溫度25°C、使用頻率20MHz的64QAM正交頻分複用技術訊號下，功率放大器之誤差向量幅度接近3%，所量測到的輸出功率為22.1-23dBm，且在20dBm輸出功率由功率檢測器量測到的電壓為0.595V。在頻率5.9GHz和溫度改變-15°C到60°C下，同誤差向量幅度可維持輸出功率的誤差範圍在1.5dB內，而同偵測電壓能維持輸出功率的誤差範圍在1dB內。

Abstract

This paper presents a broadband high-linearity three-stage power amplifier for 5G mobile communication systems. The power amplifier is fabricated using InGaP/GaAs HBT technology and packaged in a 3mm×3mm QFN. The bias circuits have temperature compensation within the operating temperature range from -15°C to 60°C, hence the power amplifier is not susceptible to temperature change. The power detector is placed at input terminal of the third power stage transistor in order to avoid affecting the performance of the power amplifier and has less current consumption to get less efficiency degradation. The measured power gain and P_{1dB} are respectively 28dB and 30.5dBm at 5V supply. With a 20MHz 64QAM Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signal at the frequency of 5.5-5.9GHz and temperature of 25°C, the power amplifier achieves 3% EVM at 22.1-23dBm output power and the output voltage of the power detector is 0.595V at 20dBm output power. When the temperature changes from -15°C to 60°C at the frequency of 5.9GHz, the tolerance of the output power is less than 1.5dB with the same EVM and the tolerance of the output power is less than 1dB for the same detector voltage.

關鍵詞(Key Words)

功率放大器 (Power Amplifier)
異質介面雙極電晶體 (Heterojunction Bipolar Transistor ; HBT)
溫度補償 (Temperature Compensation)
功率檢測器 (Power Detector)
誤差向量幅度 (Error Vector Magnitude ; EVM)

1 · 前言

由於智慧型手持式裝置的普及，帶動了行動世代的崛起，同時也更加速通訊技術的革新，資料傳輸率的增加讓使用者能夠享受到高速行動網路新體驗，因此上網的人口數與裝置數量急劇攀升。面對無線資料傳輸的龐大需求，也使得電信業者/營運商過去的基地台佈建策略必須有所調整，如此爆發式的數據成長及多樣化的無線連接性要求已不是目前3G/4G所能夠滿足，雖然4G才剛日漸普及，但卻不得不開始催生5G的研發。5G算是一個全新的系統，很多功能都是目前4G所不支援的，雖然仍有一些相似的地方，比如同樣會採用正交頻分複用技術的波形，但大多數是截然不同的，不再只是透過大型基地台的佈建，而是使用小型基地台(Small Cell)並利用不同頻段，讓所有使用者都能獲得足夠的頻寬，再與大型基地台形成良好的協同運作，以達到收訊無死角及高密度度接取的能力。

在未來5G時代，已不再只是人與人之間的聯繫，除了個人的智慧型手持式裝置之外，同時連結數十億台機器，進而達成物聯網(Internet of Things, IoT)與雲端網路(Cloud Networking)的系統應用，或是汽車自動駕駛等人機交互產生的混合通信都相當依賴5G系統所帶來的能量，因此5G技術須具備較快的資料傳輸速率及較寬的頻寬容量、較低的傳輸延遲(Latency)、較高的無線連接密度等極具挑戰性的需求。資料傳輸速率將從Mbps躍升為Gbps，短距離傳輸速率甚至可達到10-20Gbps，是目前4G的100倍以上。而傳輸延遲須小於1ms，以汽車駕駛為例，目前的傳輸延遲是100ms，考慮到現在的汽車是有人駕駛，現今4G尚可滿足傳輸安全信息的要求，但若是幾年後的汽車自動駕駛，100ms的傳輸延遲是不夠的，很可能會造成交通事故，因此較低的傳輸延遲實現相當重要。高密度小型基地台的佈建提升無線連接密度，相對於現有的4G密度將可提高100倍，為了達到高密度無線連接，採用了大規模多重輸入多重輸出(Massive MIMO)技術，在盡可能降低干擾的同時亦大幅提高流量密度，該技術利用數十到數百個天線來完成，所以對抗因各種數量

多又靠近而產生出的干擾，變成了一個困難且重要的課題。不僅如此，每一根MIMO天線都要具備波束成形(Beamforming)的技術，一旦裝置與基地台的連線建立後，即使裝置開始移動，這樣的連線機制和波束成形的功能都不能因此中斷或失效。

雖然目前5G相關技術全球各地研究單位較看好的是毫米波頻段，即6-60GHz的頻段，但對於這一頻段的瞭解有限，也較不成熟，所以需要些許時間探索以掌握其特性。另一個被探討的5G頻段為6GHz以下的頻段(Sub-6G)，相對於毫米波頻段是較為成熟的，無論是WiFi和LTE，或者是中國非常重視的3.5GHz頻段，都是能快速被發展起來的。由於低頻頻段有很好的覆蓋率，對於物聯網的應用十分重要，及高通(Qualcomm)宣布推出的5G NR(New Radio)原型系統和測試平台也都應用在6GHz以下的頻段，故6GHz以下的頻段也是5G不可缺少的一環。LTE-U(Unlicensed LTE)是利用未授權頻譜的LTE技術，也是5G可能會大量使用到的頻段，其頻率範圍在5-6GHz。我們針對5.5-5.9GHz頻段進行功率放大器[1][2]的開發，不僅是整體三級功率放大器的架構分析，亦包括具溫度補償之偏壓電路及功率檢測器的原理與設計，都將於本文有深入的討論。

2 · 功率放大器設計

2.1 電路設計

圖1為所提出之三級功率放大器架構圖，主要由增益級、驅動級、功率級電晶體組成，並分別透過具有溫度補償功能之偏壓(Bias)電路供給電壓，其中功率級是兩組電晶體經由合併的方式設計，雖然較佔用佈局(Layout)的面積，但卻可以提高功率放大器之增益及輸出功率。所使用的製程以磷化銦鎵/砷化鎵異質介面雙極電晶體製作，各級電晶體由長為40 μm 和寬為3 μm 的單一元件 Q_1 所堆疊而成，增益級電晶體為 Q_6 ，驅動級電晶體為 Q_{12} ，功率級電晶體則為兩組 Q_{24} 。各級阻抗匹配電路皆為二階寬頻電路設計，利用史密斯圖(Smith Chart)找出最佳的電容值和電感值，且使用電磁波法(Electromagnetic Method)縮小模擬與量測的差

距以提升模擬的準確度，並藉由輸入匹配電路與輸出匹配電路將功率放大器輸入端與輸出端都匹配到50歐姆。功率檢測器設計於功率級電晶體的輸入端，雖然耦合到的功率較小會使偵測到的輸出電壓變小，但較不會影響到功率放大器輸出端的性能。

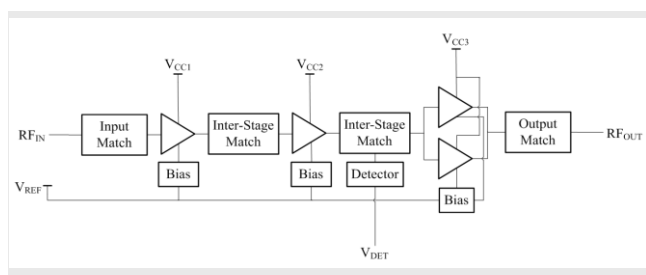


圖 1 三級功率放大器架構圖

2.2 偏壓電路設計

圖2為具有溫度補償之偏壓電路[3]，以射極隨耦器(Emitter Follower)為核心並結合威爾森(Wilson)電流鏡，再利用 Q_8 的回授(Feedback)來達到溫度補償。

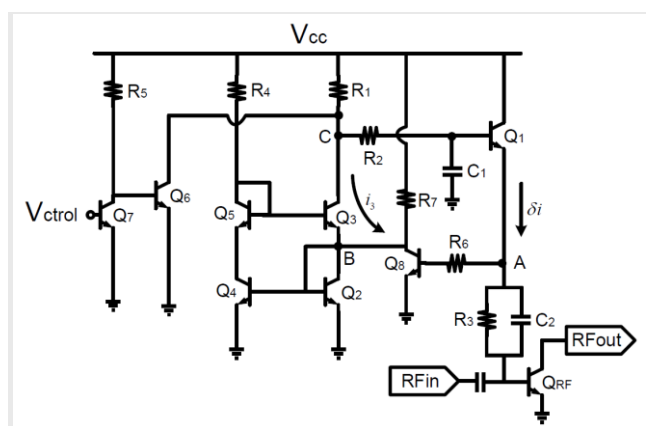


圖 2 具有溫度補償功能之偏壓電路圖

對所設計功率放大器的線性度以 β 輔助(β Helper)之電流鏡[4]較佳，故所提出之偏壓電路以 β 輔助電路取代射極隨耦器，再加上具有溫度補償的回授電晶體，如圖3所示。圖中 β 輔助電路是由 Q_1 、 Q_2 、 R_1 、 C_B 所組成，其中 C_B 為旁路(Bypass)電容， Q_2 與 Q_{RF} 形成一組電流鏡，改變 Q_2 的尺寸或 R_1 的電阻值可以影響流過 Q_{RF} 的電流，以決定各級電晶體所需電流。此外，藉由調整適當 Q_1 及 Q_2 的尺寸與比例能夠改善功率放大器的線性度，依各級電晶體的不同，所選用的 Q_1 及 Q_2 也會有所不同。 R_B 為鎮流(Ballast)

電阻，是用來防止電流因溫度上升而急驟變大，當電晶體較大時，選擇的 R_B 也會跟著增大。功率放大器各級偏壓電路的 V_{REF} 皆連接在一起，並提供2.85V的電壓。

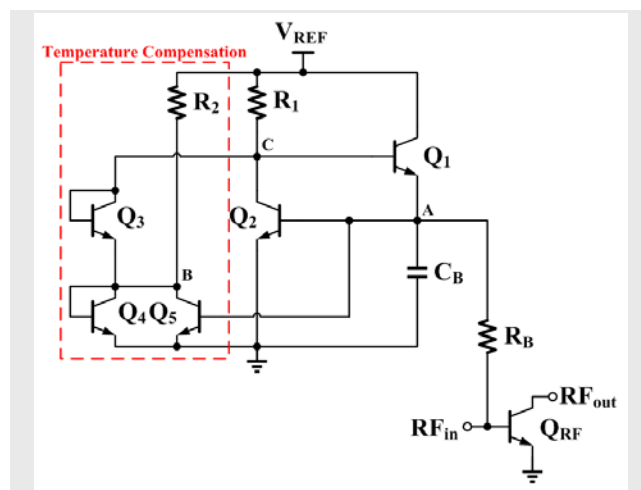


圖 3 所提出之偏壓電路圖

圖3紅色虛線部分為溫度補償電路，由於 β 輔助電路不像射極隨耦器有B點這個固定電壓點，所以加入 Q_3 和 Q_4 使 β 輔助電路也能有固定電壓點，且二極體形式的電晶體(Diode-connected Transistor) Q_3 和 Q_4 本身就有抑制溫度變化的能力。當溫度上升時，流經 Q_{RF} 的電流隨之上升和A點電壓也一同增加，使得 Q_5 的 V_{BE} 變大導致流過 R_2 的電流亦增加，利用B點為一固定電壓，故流過 Q_3 與 R_1 的電流也隨之增加，使C點電壓因而減少，則流經 Q_1 及 Q_{RF} 之電流就會變小，進而達成溫度補償的目標。

2.3 功率檢測器設計

一般功率檢測器都會設計在功率級電晶體的輸出端位置，可以耦合到較大的能量，但卻可能會影響到功率放大器的性能，造成輸出端的負擔。為了避免這個問題，便將功率檢測器的位置設計在功率級電晶體的輸入端。

功率檢測器都會用到二極體，慎選適當的二極體是相當重要的，所使用的製程提供了BC(Base/Collector Junction)與SD(Schottky Diode)兩種二極體，圖4為其電流-電壓特性曲線(I-V Characteristics Curve)模擬圖，可觀察到SD二極體的導通電壓明顯較BC二極體低，且隨著電流增加，SD二極體的電壓變化也較小，這樣的結果使得SD二極體較符合功率檢測器的需求。

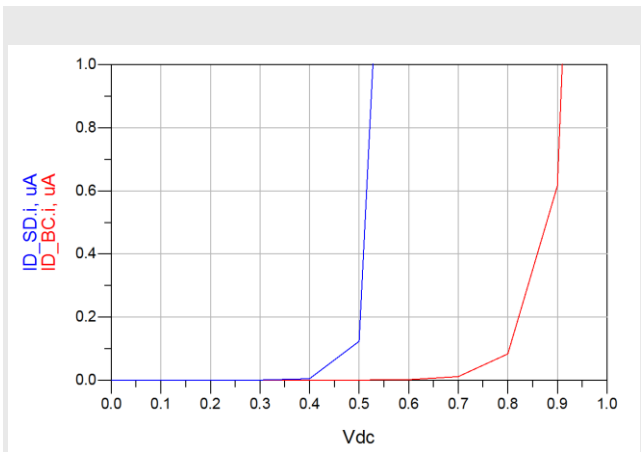


圖 4 BC與SD二極體之I-V特性曲線模擬圖

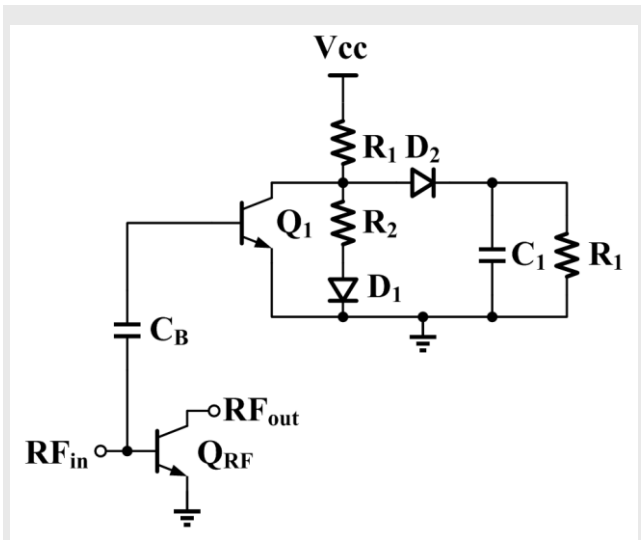


圖 5 功率檢測器電路圖

圖5為功率檢測器[5]的電路圖， C_B 為旁路電容， R_1 與 R_2 透過5V的 V_{CC} 分壓出一直流電壓，再利用偵測電晶體 Q_1 從功率級電晶體輸入端偵測到的小訊號電壓波經過二極體 D_2 整流後，可以於輸出端獲得偵測電壓 V_{DET} 。 D_1 的功能是要補償 D_2 受到溫度影響的變化，所以此功率檢測器也同樣具有溫度補償功能，由於偵測電晶體的偏壓操作在極低的電壓，因此耗電也非常低，能使整體的效率提升。此外， C_1 為濾波電容，調整適當的電容值能夠減少整流後直流電的脈動使其較平滑，而 R_1 為輸出負載，選用 $27k\Omega$ 的電阻值。

3 · QFN封裝

圖6為所提出三級功率放大器之佈局圖，其晶片面積大小是 $1550\mu m \times 1202\mu m$ ，經由圖7的 $3mm \times 3mm$ 16腳位QFN封裝並鑲於開發板(Evaluation Board)上如圖8。圖8板上輸入端和輸出端皆已銲接上50歐姆的SMA(SubMiniature Version A)轉接頭，為了防止低頻震盪，在各級 V_{CC} 及 V_{REF} 都有分別放置 $100nF$ 與 $2.2\mu F$ 的旁路電容。

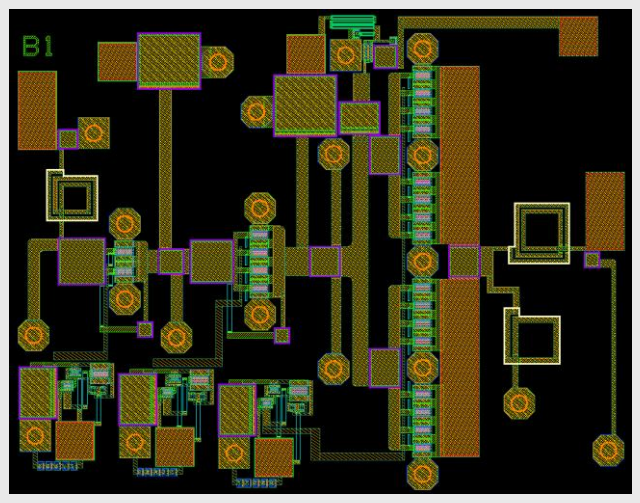


圖 6 所提出功率放大器之佈局圖

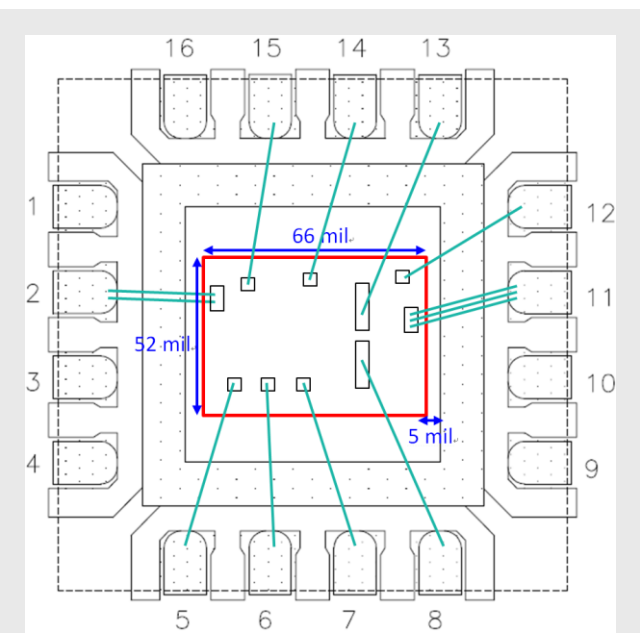


圖 7 3mm x 3mm QFN封裝腳位圖

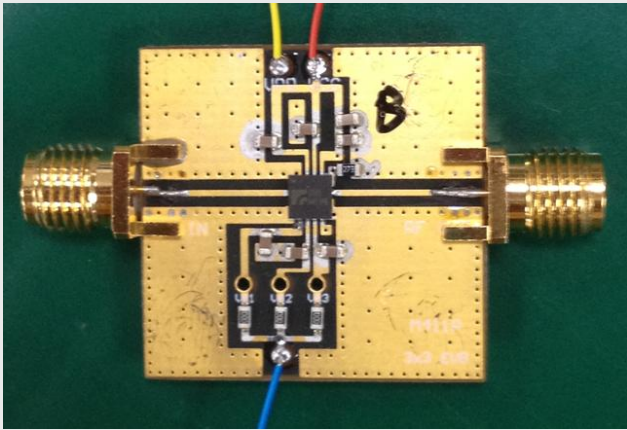


圖 8 QFN封裝於開發板上

4. 量測結果

圖9為功率放大器之S參數量測圖，在頻率為5.5GHz時，S11、S22、S21分別為-11.1dB、-11.1dB、28.4dB；在頻率為5.9GHz時，S11、S22、S21分別為-7.7dB、-26.1dB、28dB。圖中可看出頻率5.5-5.9GHz的增益約為28dB，S22皆小於-10dB，S11頻寬較小，只有靠近頻率5.5GHz的部分小於-10dB。圖10為掃描功率(Power Sweep)在頻率5.9GHz之量測圖，可觀察到1dB增益壓縮點的輸出功率和功率增益分別為30.5dBm和28dB，其效率(Power-Added Efficiency; PAE)為29.6%、電流為738mA。

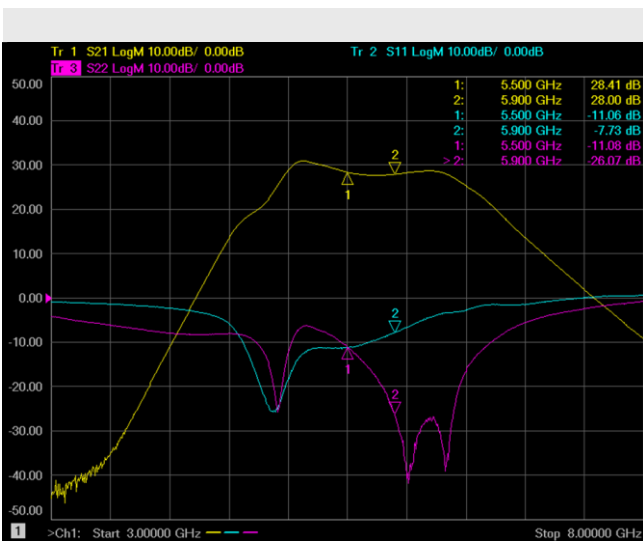


圖 9 S參數量測圖

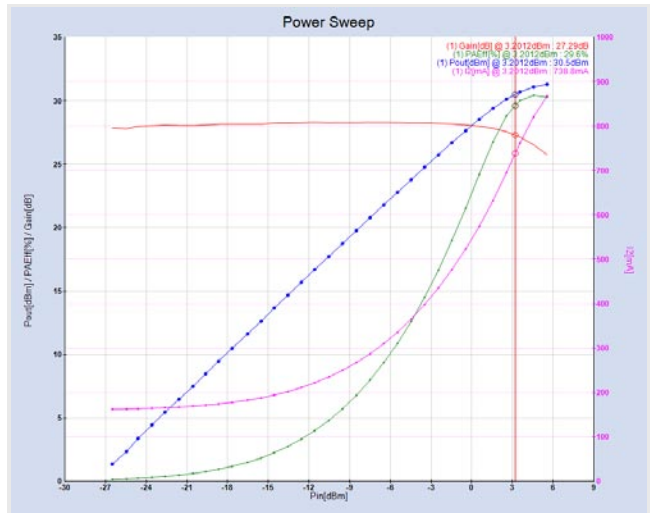


圖 10 掃描功率在頻率5.9GHz之量測圖

圖11為功率放大器於頻率5.5GHz與溫度25°C下，使用頻寬20MHz的64QAM正交頻分複用技術訊號之量測圖。扣除為了讓輸入訊號可能過大造成非線性而使用的10dB衰減器，可得知在誤差向量幅度為3%時的輸出功率為22.1dBm。同樣的量測於5.9GHz，其誤差向量幅度為3%時的輸出功率為23dBm。由於各級匹配電路都有寬頻架構的設計，故在頻率範圍5.5-5.9GHz及誤差向量幅度為3%時，其輸出功率可以維持在22.1-23dBm的區間內。



圖 11 頻率5.5GHz之EVM量測圖

圖12-14皆為功率放大器在頻率5.9GHz與溫度-15°C、25°C、60°C下，使用頻寬20MHz的64QAM正交頻分複用技術訊號之溫度比較量測圖。圖12中同樣誤差向量幅度為3%時，溫度-15°C、25°C、60°C的輸出功率分別為24dBm、23dBm、22.5dBm。常溫和高溫的部分誤差向量幅度相當接近，低溫的部分輸出功率小時較差，但輸出功率大時有遲緩上升的現

象，使得反而比常溫和高溫佳，相同誤差向量幅度可以維持輸出功率在1.5dB的誤差範圍內，因此具有溫度補償功能之偏壓電路明顯有發揮作用。圖13為不同溫度的電流比較圖，同樣誤差向量幅度為3%時，溫度-15°C、25°C、60°C的電流分別為253mA、258mA、263mA，可觀察到相同誤差向量幅度所對應到的動態電流差異不會太大。圖14是功率檢測器於頻率5.9GHz、不同溫度下所量測到的偵測電壓圖，在輸出功率為20dBm時，溫度-15°C、25°C、60°C的偵測電壓分別為0.6V、0.595V、0.62V，常溫與低溫非常接近，幾乎完全貼合在一起，而高溫稍微偏差了一些，不過整體上同偵測電壓能夠維持輸出功率在1dB的誤差範圍內。

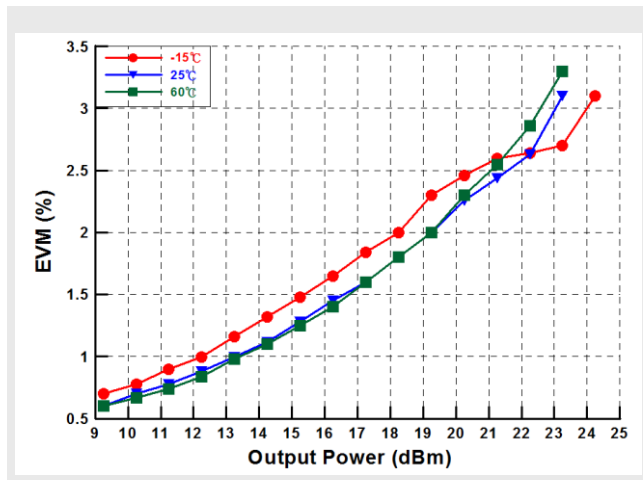


圖 12 在頻率5.9GHz溫度-15°C、25°C、60°C之EVM量測圖

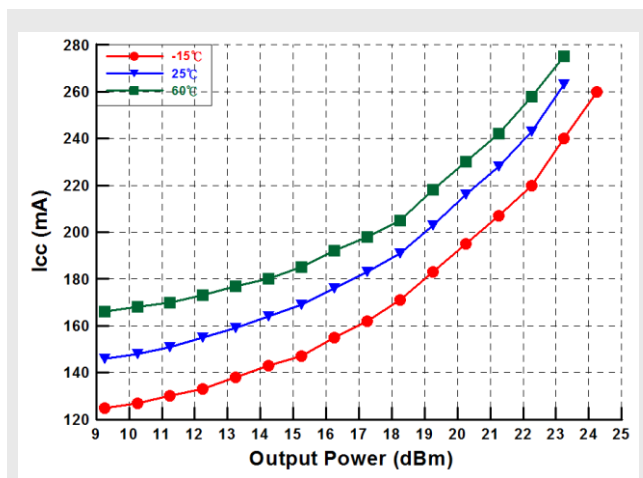


圖 13 在頻率5.9GHz溫度-15°C、25°C、60°C之電流量測圖

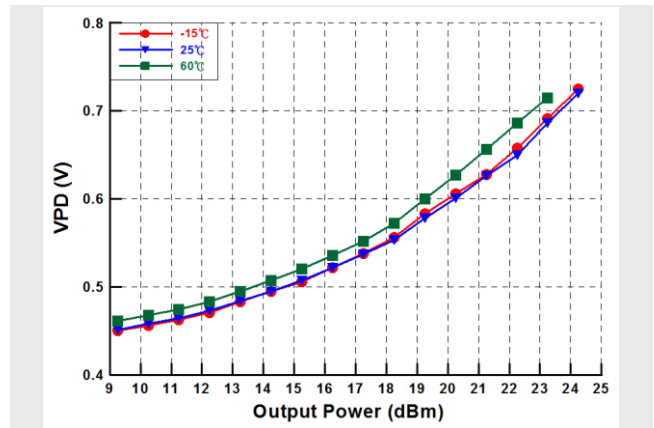


圖 14 在頻率5.9GHz溫度-15°C、25°C、60°C之檢測電壓量測圖

5. 結論

本篇文章提出一個應用於第五代行動通訊系統之寬頻高線性度且具有溫度補償功能及功率檢測器的三級功率放大器。該功率放大器使用磷化銦銻/砷化銻異質介面雙極電晶體製程製作並以3mm×3mm QFN封裝於使用50歐姆SMA轉接頭的開發板上。其偏壓電路擁有溫度補償架構能操作在-15°C到60°C，使功率放大器受到溫度變化的影響仍可維持住良好的線性度與操作電流，且可觀察到相同誤差向量幅度所對應到的動態電流差異不會太大。功率檢測器由於有二極體的補償也同樣具有對抗溫度變化的能力，為了避免影響功率放大器的性能放置於第三級功率級電晶體輸入端，且因為偵測電晶體的偏壓操作在較低的電壓，所以電流的損耗較少而可減少效率的下降。使用5V供應電壓所量測到的功率增益和1dB增益壓縮點輸出功率分別為28dB和30.5dBm。在頻率範圍5.5-5.9GHz與溫度25°C，使用頻寬20MHz的64QAM正交頻分複用技術訊號下，功率放大器之誤差向量幅度接近3%，所量測到的輸出功率為22.1-23dBm，且在20dBm輸出功率由功率檢測器量測到的電壓為0.595V。在頻率5.9GHz和溫度改變-15°C到60°C下，同誤差向量幅度可維持輸出功率的誤差範圍在1.5dB內，而同偵測電壓能維持輸出功率的誤差範圍在1dB內。表1為所提出功率放大器與國際既有技術的比較，由文獻[6]可明顯發現CMOS與HBT在製程上本身差異極大，不論在線性功率或是電流的損耗都

是，而 CMOS 的供應電壓較低也是另一個原因。文獻 [7] 為國際大廠 RFMD 所開發的功率放大器，性能差距沒有很大的不同，但他們的頻率範圍較寬，是比較有優勢的。

表 1 與國際既有技術之功率放大器比較

Ref.	[6]	[7]	ITRI
Process	0.18- μ m CMOS	HBT	HBT
Vcc(V)	3.6	5	5
Frequency(GHz)	5-5.8	4.9-5.85	5.5-5.9
Gain(dB)	12	29	28
Pout(dBm)@EVM=3%	13@5.2GHz	21	22.1
Quiescent Current(mA)	207	120	140
Package	No	QFN 16-pin 3mmx3mm	QFN 16-pin 3mmx3mm

參考文獻

- [1] Wei-Tsung Li, Shih-Ming Wang, and Gao-Ching Lin, “A WLAN RF CMOS Power Amplifier with Power Detector, High Harmonic Suppression, and Temperature Compensation,” in *European Microwave Conference*, pp. 1287-1290, Sept. 2015.
- [2] Gao-Ching Lin, Yu-Cheng Hsu, Shih-Ming Wang, Wei-Tsung Li, and Cheng-Chung Chen, “A Linear 5.9 GHz Power Amplifier for IEEE 802.11p Applications,” *International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, pp. 1-2, Nov. 2015.
- [3] Wei-Ling Chang, Chinchun Meng, Shyh-Chyi Wong, Hwey Chien, and Guo-Wei Huang, “Temperature Insensitive PA Bias Circuit with Digital Control Interface Using InGaP/GaAs HBT Technology,” in *European Microwave Conference*, pp. 1283-1286, Sept. 2015.
- [4] M. Sagebiel, S. Gerlach, A. Kruck, and V. Subramanian, “An EVM-optimized Power Amplifier for 2.4-GHz WLAN Application,” *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 162-165, Nov. 2005.
- [5] Q. Z. Hu, Z. H. Liu, L. Yan, and W. Zhou, “A SiGe Power Amplifier With Power

Detector and VSWR Protection for TD-SCDMA Application,” *Proceedings of the International Conference, Mixed Design of Integrated Circuits and System*, pp. 214-217, June 2006.

- [6] Jeng-Han Tsai and Hong-Wun Ou-Yang, “A 5-5.8 GHz Fully-integrated CMOS PA for WLAN Applications” *IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 130-132, Jan. 2014
- [7] The RFMD website. [Online]. Available: [//www.rfmd.com/store/downloads/dl/file/id/27928/rf5616_data_sheet.pdf](http://www.rfmd.com/store/downloads/dl/file/id/27928/rf5616_data_sheet.pdf)

作者簡介

林高慶



現任職於工研院資通所無線新應用射頻技術部工程師，畢業於國立彰化師範大學積體電路設計研究所碩士班。專長為射頻電路設計。

E-mail: gaochinglin@itri.org.tw