

應用於智慧型基站之共面式雙頻波束切換天線

Coplanar dual-band switched-beam antennas for smart base stations

廖家德^{a*}、黃國棟^b、蔡坤城^c

Chia-Te Liao^{a*}, Kuo-Tung Huang^b, Kun-Cheng Cai^b

^{a*,b,c} 空軍航空技術學院航空通訊電子系

^{a*,b,c} Department of Aeronautical Communication and Electronics, Air Force Institute of Technology

摘要

現今4G行動通訊系統已經面臨頻譜使用率飽和情況，在邁向5G通訊系統前預計將會釋放更多頻段來提升數據流量，而在世界各國均將毫米波(mm-Wave)頻段納入規劃情況下，首先必須克服頻率特性造成路徑的損失。所以若在現行6GHz以下(sub-6GHz)搭配載波聚合(Carrier Aggregation)技術，同時納入免執照頻段(Unlicensed band)將可大大增加使用頻段，而在相同的功率下欲提高頻譜效率，天線需具有波束成形並搭配波束追蹤性能，將可改善路徑的損失，本文應用移相饋入網路搭配分頻設計之天線子單元，研製出一款同時可包含LTE頻段(3.4~3.6GHz)與WLAN 5G頻段(5150~5875MHz)之共面雙頻波束切換天線，後續可搭配射頻(RF)切換晶片進行波束掃描，達到雙頻段8種輻射模式可供選擇，適用於未來行動通訊智慧型與自適應小型基站天線系統開發使用。

關鍵字：共面式天線、巴特勒矩陣、波束切換、智慧型天線

Abstract

The 4G mobile communications system is already facing an over-saturation of the spectrum, It's expected to release more bands to boost future high data traffic before moving on to 5G communications. The millimeter wave into the mobile communications band that the path loss is not easy to overcome. Therefore, if the carrier aggregation technology is below 6 GHz and the unlicensed band is used, the spectrum can be greatly expanded. In order to improve the spectral efficiency under the same power, the antenna needs beamforming and beam tracking that can improve the path loss. In this paper, a coplanar dual-band switched-beam antenna with both LTE band (3.4 ~ 3.6GHz) and WLAN 5G band (5150 ~ 5875MHz) is designed. This design is suitable for future smart and adaptive antenna systems.

Keywords: Coplanar antenna, Butler matrix, Switched-beam, Smart antenna

一、前言

對於行動寬頻通訊品質之提昇是全世界消費者一致的期待，更預期在近幾年中數據

流量提高 1,000 倍，其中設備對設備 (D2D) 之通訊需求逐漸顯現重要性[1-2]，包含歐盟

的「行動暨無線通訊網路驅動計畫 (Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society, METIS)」、中國的「IMT-2020(5G)」、南韓的「5G Forum」與日本的「2020 and Beyond Ad Hoc」…等，皆已投入 5G 技術發展，在全球尚未有任何電信標準組織 (如 ITU、3GPP、IEEE…等) 對外正式發布 B4G/5G 需統一技術規範下，各國家、組織、廠商已開始針對 B4G/5G 進行研究規劃，台灣亦積極開發相關關鍵技術，試圖爭取商機。

擴增可用頻段被視為最根本的解決，各國電信頻譜管理機關均設法開放更多頻段讓行動通訊電信營運商來運用，目的就是解決現行頻帶雍塞的窒礙，如目前台灣中華電信與遠傳電信都具有三組 LTE 頻譜使用權，也就是客戶可以同時使用 3 個子載波，達到 3CA(Carrier Aggregation)的效能，所以在台灣時常看到廣告台詞主打三頻配三頻，也就是使用者裝置同時可接收 LTE 三頻，但亦需搭配電信營運商基地台在所在區域提供對應之 LTE 三頻段；而另一方面國際組職 3GPP(3rd Generation Partnership Project)亦定義上限開發運用至多為 5CA(Carrier Aggregation)，但窒礙問題在於各國可使用的頻段都是有限的，鑒此，就把目標轉向到了未開發頻段，更演變成朝向毫米波頻段發展，但從物理特性而言，毫米波的發展困難重重，由圖 1 可以發現毫米波最大的缺點就是衰減射頻能量的幅度相當大，也就是大氣中的離子對其影響的程度是不可忽略的，以衰減 30dB 計算也就是功率發射後抵達目的端(裝置端)前經過大氣僅剩千分之一的能量，雖然創造頻譜寬度大幅提升，但相對頻段中的雜訊位準亦相對提高，而且由[3]可觀察發現，峰值區域(衰減最

嚴重)恰恰是國際間毫米波開放頻段，訊號衰減大且易受周圍環境阻擋可想而知，造成覆蓋區域大大縮減，隨之而來的技術問題將帶來更多挑戰，例如常見研究包含有分析雨衰模型，統計累積雨量，取出超過特定雨量門檻值，典型的雨衰將使數據流量從 10Gbps 降至不到 1Gbps，所以雨衰模型在於建構出強降雨區的分配地理位置[4]，目的在於毫米波基地台就必須考慮上述使用區域多重反射的問題，透過路徑的計算來保持收發端鏈結。

現階段歐盟「無線電波頻譜政策小組」(Radio Spectrum Policy Group, RSPG)已建議將 3400-3800MHz 頻段納入第五代行動通訊(5G)中可運用頻段，未來幾年可妥善運用使行動通訊網絡有效提升；並指出此頻段將使歐洲在 5G 部署中處於領先地位，反觀台灣對於 5G(第五代行動通訊網路;5th generation)雖起步得較晚，但仍投入許多資源開發，其中終端裝置因應多種無線存取需求已成功開發出多天線配置，屆時室內小型基站之高度需求性將更甚以往，所以室內小型基站天線設計之優劣將直接影響未來通訊系統之成效發揮，需求上亦顯現其迫切性，本文即針對此議題進行研究，實現可配置於之小型基站系統之波束切換天線，並已完成相關實測數據驗證。

二、天線設計原理

相位控制陣列天線[5]是實現波束操縱時，無須機械旋轉整體架構，而是透過適當的網路配置來同時形成多波束，而往往需要較大之移相饋入網路[6]設計或是利用高頻切換開關，且必須考量元件所帶來的額外射頻損失，且難以達成小型化之效果，考量上述影響，無法適用於小型化的基站系統運用，故本作品之側面天線結構採用 butler 移相饋入網路，當中包含枝幹耦合器(Quadrature hybrid)來產

生 90 度的相位差與功率均分效果，而 Crossover 作為耦合能量並產生 90 度相位差，最後加上 45 度的 Phase shift(移相器)，透過個別的特性，設計成 4×4 的 Butler 饋入網路，使得在使用 Butler Matrix 時，達到不同輸入埠時可獲得不同之相位差狀態，銜接天線子單元後達到整體的輻射波束方向有所改變，另考量，若於僅操作於單一頻段，將無法充份支援未來通訊中的密集異質網路，本研究即分別針對兩種頻段(LTE 3.5GHz Band 與 WLAN 5.5GHz Band)分別設計，亦分別設計出兩款不同之天線單元可採共面式配置於同一平面，可分別整合於同一平面上，另一方面，考量傳統天線子單元需間距二分之一波長以上，容易具有指向性場型，但因受限於小型基站天線無法接受過大之天線結構，本研究天線子單元採用間距於四分之一波長以內，改良採用扇形波束(Sector Beam)，同樣可達到變換輻射指向角功能，達到智慧型基站需求。

而兩種不同頻段需分別設計獨立之天線子單元，而任何天線的輻射場型(Pattern)都可視為由點波源(Point source)所組合產生[7]，以下分為幾種類型解說：

(1)情況一(兩個各項具有相同幅度且同相位的同性質點波源):

設兩個點源 1 和 2 對稱於座標系原點相距為 d ，角度 ϕ 從 x 軸為起點逆時針度量，如圖 1(a)所示，以座標原點為相位參考點，則遠場區某點處，來自點波源 1 (Source 1)的場相位落後 $(dr/2)\cos\phi$ ，而來自點波源 2 (Source 2)的場則超前 $(dr/2)\cos\phi$ ，在此當中的 dr 是兩點源間用弧度表示的電場距離，而 $dr=2\pi d/\lambda=\beta d$ 。

於是在 ϕ 方向的遠區總場量表示為式(1):

$$E = E_0 e^{-j\psi/2} + E_0 e^{+j\psi/2} \quad \text{式(1)}$$

其中 $\psi=dr \cos\phi$, E_0 是該場分量的振幅大小。

式(1)中的兩項 E_0 分別對應點波源 1 (Source 1) 和點波源 2 (Source 2) 對應的場，將式(1)改寫成：

$$E = 2E_0 \frac{e^{+j\psi/2} + e^{-j\psi/2}}{2} \quad \text{式(2)}$$

再利用三角恆等式,有可將式(2)改寫為式(3):

$$E = 2E_0 \cos\frac{\psi}{2} = 2E_0 \cos\left(\frac{dr}{2}\cos\phi\right) \quad \text{式(3)}$$

該結果也可以透過向量圖解來觀察,如圖 1(b)所示，其中總場量的相位不隨 ψ 改變，在此可利用正規化方式令 $2E_0=1$ ，並對式(3)進行正規化，進一步假定 $d=\lambda/2$ ，即 $dr=\pi$ ，則可再次將式子改寫為：

$$E = \cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\phi\right) \quad \text{式(4)}$$

其場波瓣圖 $E(\phi)$ 呈最大值沿 y 軸，呈現雙向“8”字形波瓣圖,如圖 1(c)所示,而立體波瓣圖為將此平面圖線 x 軸回歸而成的餅圈形，而立體波瓣圖為將此平面圍繞 X 軸回轉而成的餅圈型，如圖 1(d)所示，此圖為利用開放式網路電磁教學資源[8]設定對應之點波源參數所產生。

如果將點波源 1 (Source 1) 置於座標系原點，而點波源 2 (Source 2) 移至 $x=d$ 處，如圖 2(a)所示，也可以得出相同的場波瓣圖。對此，取遠場區某點處來自點波源 1 (Source 1) 的場為相位參考點，而來自點波源 2 (Source 2) 的場超前 $d_r \cos\phi$ ，則總場可以寫為式(5):

$$E = E_0 + E_0 e^{+j\psi/2} \quad \text{式(5)}$$

其中如圖 2(b)所示的向量圖解指出了這些場量的關係，並顯示了合成總場幅度如式(6)所描述，與式(3)一致，然而，總場 E 的相位

不再是常數量，而是隨著 $\psi/2$ (同時也隨 ϕ)變化。

$$E = 2E_0 \cos \frac{\psi}{2} = 2E_0 \cos \left(\frac{d_r \cos \phi}{2} \right) \quad \text{式(6)}$$

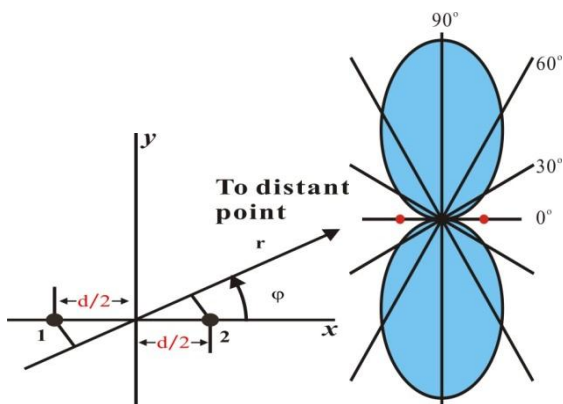
將式(5)改寫成：

$$\begin{aligned} E &= E_0(1 + e^{j\psi}) \\ &= 2E_0 e^{j\psi/2} \left(\frac{e^{j\psi/2} + e^{-j\psi/2}}{2} \right) \\ &= 2E_0 e^{j\psi/2} \cos \frac{\psi}{2} \quad \text{式(7)} \end{aligned}$$

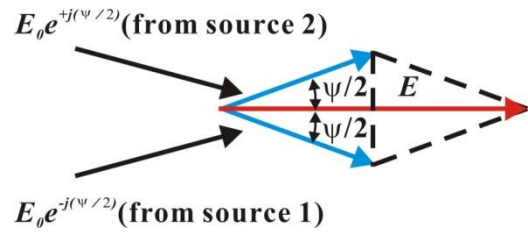
同樣可透過正規化方式(令 $2E_0=1$)，式(7)可以變為：

$$E = e^{j\psi/2} \cos \frac{\psi}{2} = \cos \frac{\psi}{2} \angle \psi/2 \quad \text{式(8)}$$

透過式 8 中的餘弦因子($\cos \psi/2$)可以描繪出 E 的幅度變化，而指數或輻射角度因子則給出了點波源 1 (Source 1) 為參考時的相位變化，圖 2(c)表示在 $\lambda/2$ 間距的情況下的相位變化，在此對點波源 1 的相位幅度變化 $\psi/2=(\pi/2)\cos \phi$ ，其幅度變化如圖 1(c)所示。如果以陣列中心為參考，如前面所述如圖 1(c)，圍繞陣列並沒有產生相位的變化，如圖 2(c)中的紅虛線所示。因此，在固定距離處觀察，陣列隨 ϕ 角繞中間點旋轉並無相位變化，但旋轉的中心改為點波源 1 時，則存在圖 2(c)中實線所示的相位變化。



(a) 點波源與座標軸 (c) 間距 $d=\lambda/2$ 時場波瓣圖



(b) 場向量疊加

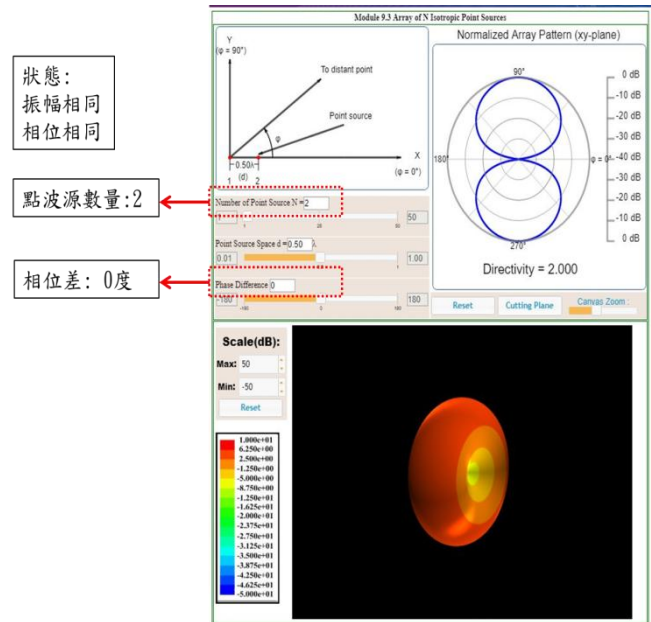
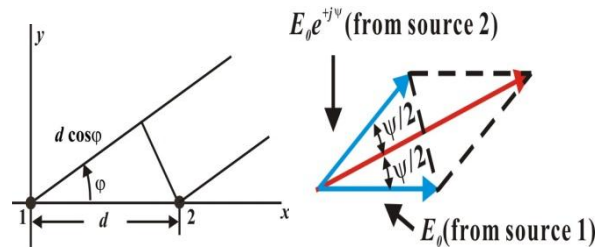
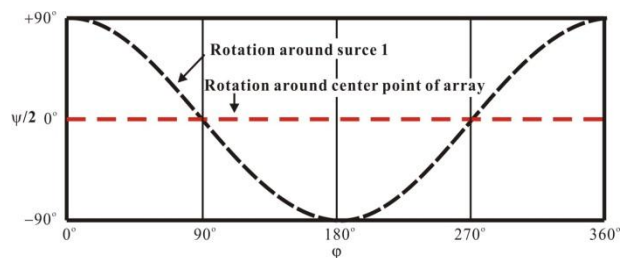


圖 1 相同的點波源(原點於兩點波源中心)



(a) 點波源 1 坐落於原點 (b) 場的向量疊加



(b) 間距 $d=\lambda/2$ 時的總合場相位圖

圖 2 振幅、相位均相同的點波源(點波源 1 於原點中心)

(1)情況二(兩個相同幅度而相位相反的同性質點波源):

除了兩個點波源的同相換成反向之外，情況二與情況一的條件相同。點波源按圖 1(a)配置，在較大的距離 r 下 ϕ 方向的遠區總場為：

$$E = E_0 e^{+j\psi/2} + E_0 e^{-j\psi/2} \quad \text{式(9)}$$

由此可知：

$$E = 2j E_0 \sin \frac{\psi}{2} = 2j E_0 \sin(d r \cos \phi / 2) \quad \text{式(10)}$$

情況一與式(3)中含有 $\cos(\psi/2)$ 相對應，情況二的式(10)中含有虛數 j 和 $\sin(\psi/2)$ ，兩種情況的總場之間存在 90 度相位差，且波瓣圖中的最大輻射和零輻射方向互換，前一點並不重要，可取 $2jE_0=1$ 進行正規化，在間距 $d=\lambda/2$ 的特殊情況下，式(10)變成：

$$E = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \phi\right) \quad \text{式(11)}$$

最大輻射方向 ϕ_m 可以由式(11)的總量等於 $\pm(2k+1)\pi/2$ 得到，獲得下式：

$$\frac{\pi}{2} \cos \phi_m = \pm(2k+1)\frac{\pi}{2} \quad \text{式(12)}$$

這裡 $k=0,1,2,3,\dots$ 。由於 $\cos \phi_m \leq 1$ ，所以最大值只能為當 $k=0$ 時，於是 $\cos \phi_m = \pm 1$ ，對應於 $\phi_m=0^\circ$ 和 180° ，透過此就可以將輻射場型之零點(null)點決定出來，由式(13)可決定：

由式(13)可決定：

$$\frac{\pi}{2} \cos \phi_0 = \pm k\pi \quad \text{式(13)}$$

對於 $k=0$ ，有 $\phi_0=\pm 90^\circ$ 狀態時，而半功率輻射方向則來自：

$$\frac{\pi}{2} \cos \phi_0 = \pm(2k+1)\frac{\pi}{4} \quad \text{式(14)}$$

對於 $k=0$ ，有 $\phi=\pm 60^\circ$ ， $\pm 120^\circ$ ，前述所提到的式(11)所提供的場波瓣圖為呈現最大值延著兩個點波源(x 軸)的"8"字形，如圖 3，其立體波瓣圖則由此平面圍繞 x 軸迴轉而成，圖 4 所示，這種情況下的兩個點波源可以被描述為"端射"(End-fire)陣列的簡單型式。

經過對比可知，在兩個相同點波源的波

瓣圖中，最大值方向垂直於兩點源的連線，如圖 1(c)所示，這種情況下的兩個點源則被描述為"邊射"(broadside)陣列的簡單型式。

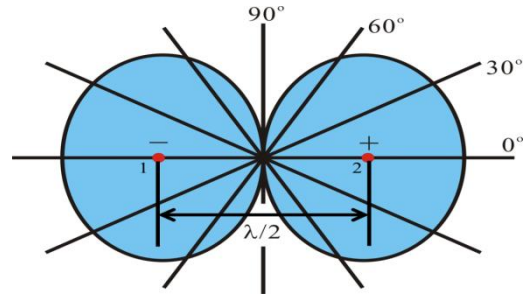


圖 3 振幅相同、相位相差 180 度之點波源(相距 $\lambda/2$)對應波瓣圖

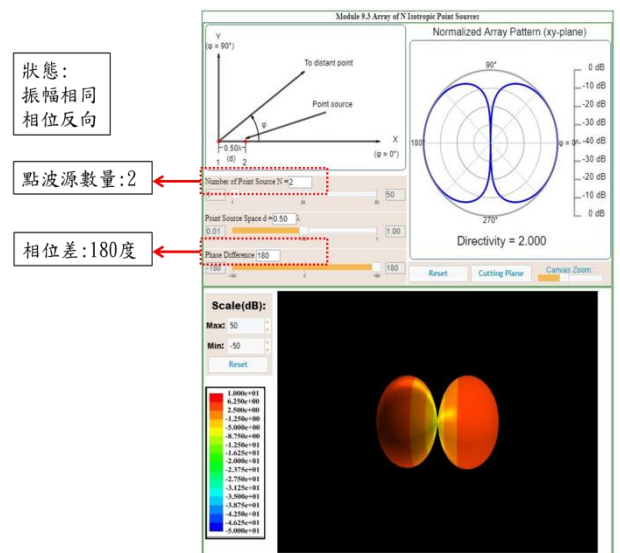


圖 4 振幅相同、相位相差 180 度之點波源(相距 $\lambda/2$)立體波瓣圖

上述討論的都是全向型的點波源，這可以延伸到一般非全向型，仍可相似「點波源」的情況，在此「相似」指的是絕對角度 ϕ 在改變時，場的幅度和相位都相同，所以提出之雙頻波束切換天線指的就是利用上述原理實施設計，考量到單一側面需包含雙頻段的設計，且限制使用空間條件下，選擇了四分之一波長的單極天線作為天線陣列的子天線單元，在此便可將四組單極共振之天線視為「相

似」之點波源陣列，而利用了場型相乘法則[42]，由式(15)知總的場波瓣圖產生是由各別的場波瓣圖與該陣列中具有相對的振幅、相位，並置於點波源相位中心的場波瓣之乘積，簡單來說，總的相位波瓣圖等於點波源的場波瓣與相位波瓣的相乘積，當中式 15 將波瓣圖表示成 (θ, ϕ) 的函數，表明了該波瓣圖乘法原理也適用於三維的立體波瓣圖，所以針對兩個頻段分別設計出 LTE 3.5GHz 頻段之點波源子天線單元，如圖 5 所示，另外 WLAN 5.5GHz 頻段之天線子單元如圖 6 所示，當中的天線子單元相距均以 $\lambda/4$ 設計，透過圖 7 觀察子天線在相位 0 度和 90 度之電場分布，可確認為四分之一波長共振之單極(monopole)天線單元，排列為點波源陣之示意如圖 8 所示，各單極天線子單元之電場場型與移向饋入網路所產生的 Array factor，利用場型相乘法則將得到主波束的電場場型有 $\pm 15^\circ$ 、 $\pm 45^\circ$ 之變換場型效果，下一節將針對移相饋入網路設計介紹。

$$E = f(\theta, \phi) F(\theta, \phi) * \angle f_p(\theta, \phi) + F_p(\theta, \phi) \quad \text{式(15)}$$

Field pattern Phase pattern

$f(\theta, \phi)$: 各別的場波瓣圖

$f_p(\theta, \phi)$: 各別的相位波瓣圖

$F(\theta, \phi)$: 各方向同性質點波源的場波瓣圖

$F_p(\theta, \phi)$: 各方向同性質點波源的相位波瓣圖

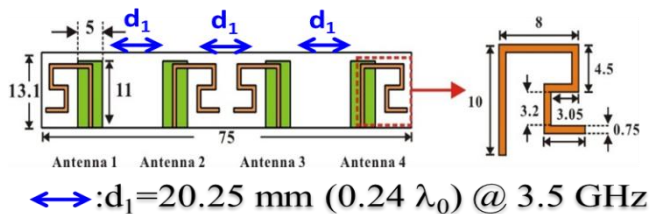


圖 5 LTE 3.5GHz 頻段天線子單元(相距 $\lambda/4$)

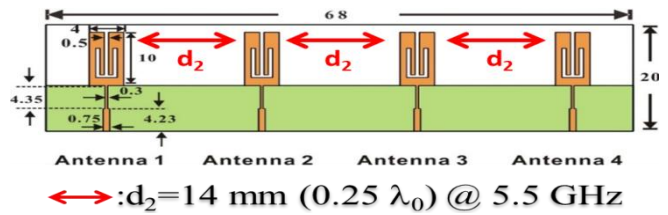


圖 6 WLAN 5.5GHz 頻段天線子單元(相距 $\lambda/4$)

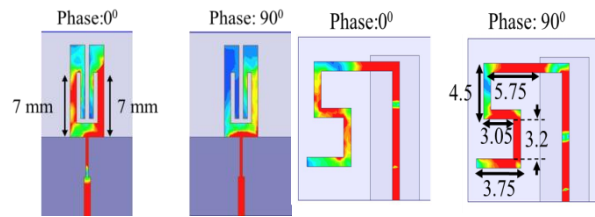


圖 7 雙頻段天線子單元之電場強度(monopole resonance mode)

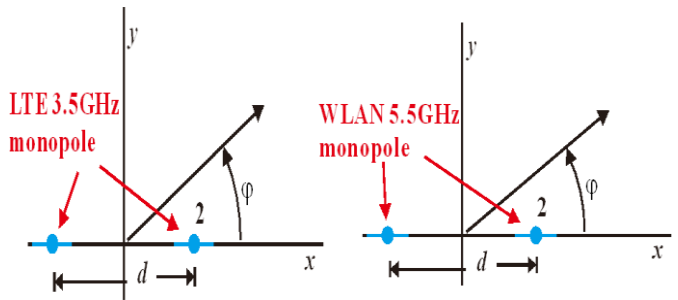


圖 8 雙頻段天線子單元之點波源陣示意圖

透過移相饋入網路已經將功率均分為四等份，可視為均勻電流激發四個天線的單元的陣列因子，當調整饋入相位差與天線子單元間距時，主波束角度隨之改變，本設計為給予固定天線單元間距(0.25λ)，變換饋入的相位差，可使得主波束在空間中可變換四種指向角。

透過相位角數據觀察，可驗證各埠之間相位差，如表 1 所示，當輸入為埠 1 時，天線單元之間相位差為 135 度，對應主波束角為 -45° ；當輸入為埠 2 時，天線單元之間相位差為 -45° ，主波束角為 15° ；當輸入為埠 3 時，天線單元之間相位差為 45° ，主波束角為 -15° ；最後當輸入為埠 4 時，天線單元之

間產生相位差-135 度，主波束角為 45 度，達成 4 種主波束角變換之情形，LTE 3.5GHz Band 之 butler 相移網路結構圖(如圖 9 所示)，另一頻段(WLAN 5.5GHz Band)之 butler 相移網路結構圖(如圖 10 所示)，透過觀察實測之反射損失圖、相位角，在反射損失-10dB(90% 以上射頻能量均通過)為標準下觀察，設計頻段均可符合運用期待，而 5G 通訊系統預畫頻段(LTE 3.5GHz Band)實測反射損失，如圖 11 所示，亦可全頻段滿足，同樣透過數據整理驗證相位差正確無誤，如表 2 所示，最後，將 butler 相移網路與兩款天線子單元結合，觀察實測反射損失圖同樣保持涵蓋設計頻段(圖 12 所示)。

表 1 相移網路(LTE 3.5GHz)相位角數據表

3.5GHz	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8	Phase Difference	Main Beam Direction
Port 1	-45°	92°	-138°	2°	$\cong 135^\circ$	2L(-45°)
Port 2	-139°	-177°	136°	92°	$\cong -45^\circ$	1R(15°)
Port 3	92°	134°	-178°	-139°	$\cong 45^\circ$	1L(-15°)
Port 4	2°	-139°	91°	-48°	$\cong -135^\circ$	2R(45°)

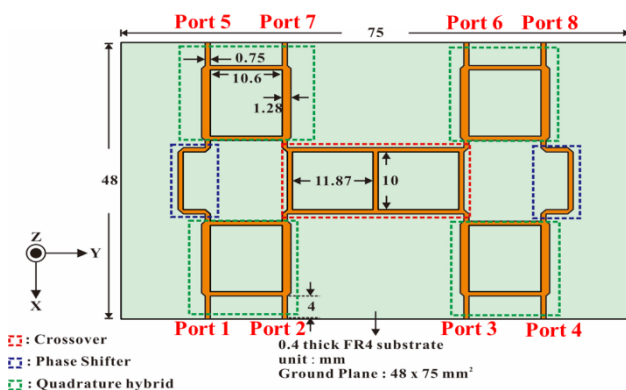


圖 9 LTE 3.5GHz Band butler 結構圖

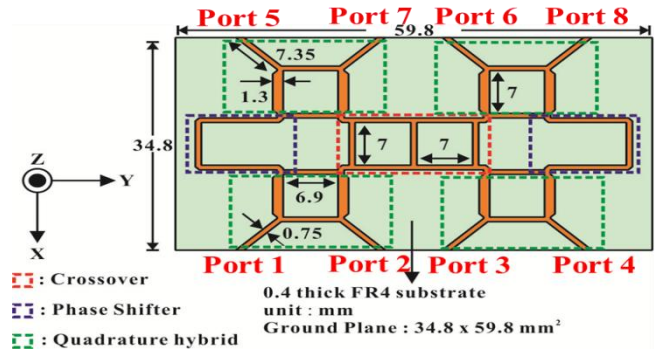
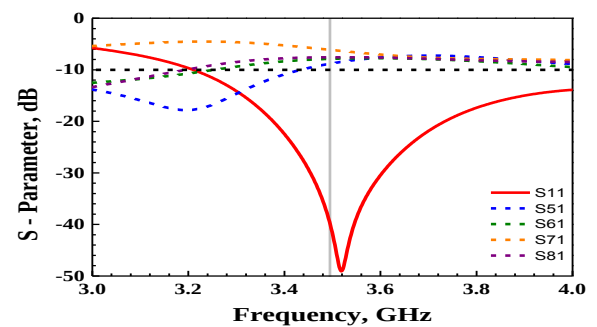
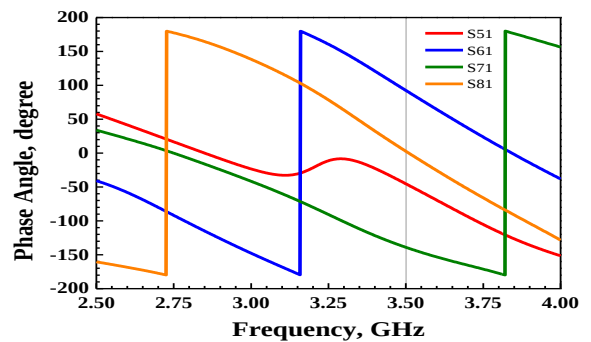


圖 10 WLAN 5.5GHz Band butler 結構圖



(a)S 參數圖

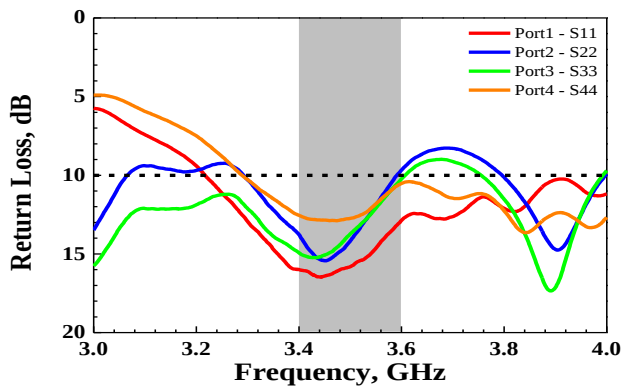


(b)相位角

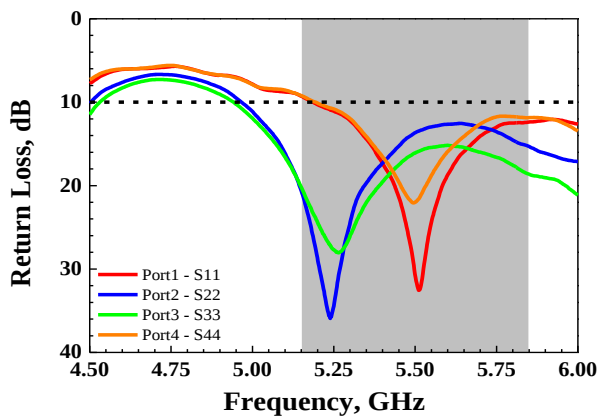
圖 11 LTE 3.5GHz Band butler 相移網路之實測數據 (a)S 參數圖 (b)相位角

表 2 相移網路(WLAN 5.5GHz)相位角數據表

5.5GHz	Port 5	Port 6	Port 7	Port 8	Phase Difference	Main Beam Direction
Port 1	25°	-19°	-59°	-108°	$\cong -45^\circ$	1R(15°)
Port 2	-59°	69°	-154°	-18°	$\cong 135^\circ$	1L(-45°)
Port 3	-19°	-155°	68°	-60°	$\cong -135^\circ$	2R(45°)
Port 4	-108°	-60°	-19°	24°	$\cong 45^\circ$	1L(-15°)



(a)LTE 3.5GHz band



(b)WLAN 5.5GHz band

圖 12 雙頻段移相網路之實測反射損失數據

(a)LTE 3.5GHz band (b) WLAN 5.5GHz band

三、波束切換性能驗證與應用機制

在本研究中，分別實測各頻段 3D 輻射場型圖，觀察各埠之場型切換狀態，單一頻段可變換波束指向角達 4 種狀態，透過圖 13、圖 14 可觀察各頻段均可隨各埠產生之相位差情況來完成主波束場型切換狀態，圖 15 為雙頻波束切換天線之輻射場型切換示意圖，本款作品完成後可支援未來性之 MU-MIMO 多情境應用[9-12]，當終端裝置分時產生需求時，可選擇對應之天線面實施支援，避免射頻功率浪費，節省頻譜資源，而 3GPP 在 2017 年第 75 次會議中通過 NR(New Radio)無線存取必須考量到無線回傳(Backhaul)機制[13-15]，

也就是未來的通訊世界將存在有多個小型基站系統，所以基站進行後端無線網路的中繼工作也需考量，所以本作品雙頻波束切換天線即可發揮作用，可擇一側面進行無線回傳機制，其餘天線面均可支援裝置端使用(如圖 16)，可避免傳統的調整天線物理位置，可直接因應不同地點調整主波束方向，方便電信營運商快速設置。

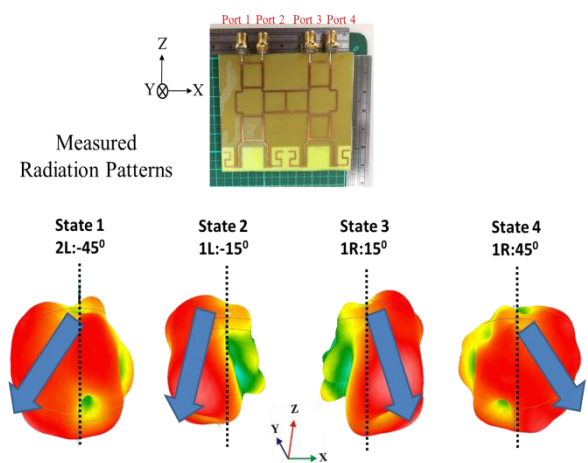


圖 13 LTE 3.5GHz Band 切換不同輸入埠之實測場形圖

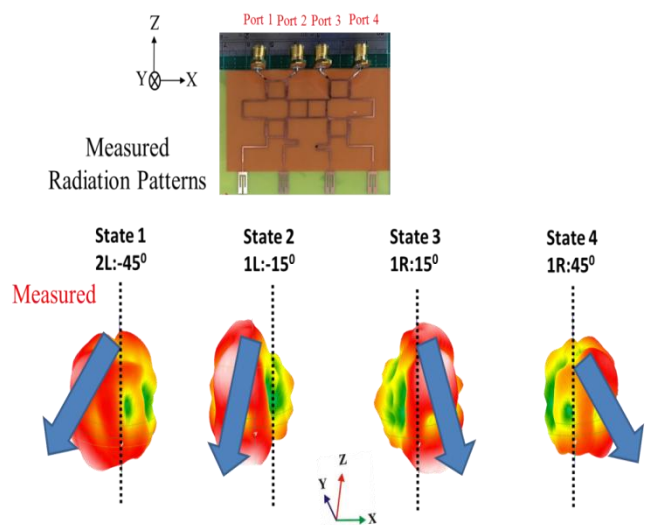


圖 14 WLAN 5.5GHz Band 切換不同輸入埠之實測場形圖

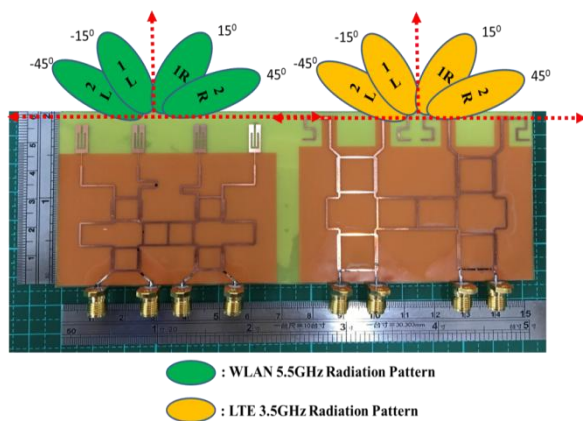


圖 15 工作模式之輻射場型切換示意圖



圖 16 支援 3GPP Backhaul 機制示意圖

四、結論

本研究研製之雙頻波束切換天線，可架設於小型基站之側面使用，單一側面搭配射頻切換晶片可實施主波束指向角變換狀態，此結構可作為機動支援高數據需求使用，透過小型基站端提供多天線發射源，可支援未來行動通訊裝置端之多天線效能發揮，而前提條件基站端天線數量必須大於裝置端，如此才可發揮使用者多天線效能，所以未來可結合四側面雙頻波束切換天線後，採用頻率分集與場型分集方式設計，而在實際運用時，搭配使用 LTE-WLAN 技術，可將 LTE 行動通訊與 WLAN 網路之載波相互聚合，把 6GHz 以下(Sub-6GHz)的可用頻段集結運用，運用雙頻段波束切換指定單一方向用戶，可有效提

升通道中的 S/N(訊雜比)，進而提升通道容量。

參考文獻

- [1] H. Xu, W. Xu, Z. Yang, J. Shi and M. Chen, "Pilot Reuse Among D2D Users in D2D Underlaid Massive MIMO Systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 467-482, Jan. 2018.
- [2] I. O. Nunes, C. Celes, I. Nunes, P. O. S. Vaz de Melo and A. A. F. Loureiro, "Combining Spatial and Social Awareness in D2D Opportunistic Routing," in *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 1, pp. 128-135, Jan. 2018.
- [3] M. Ghandi, E. Tanghe, W. Joseph, M. Benjillali and Z. Guennoun, "Path loss characterization of horn-to-horn and textile-to-textile on-body mmWave channels at 60 GHz," *2016 International Conference on Wireless Networks and Mobile Communications (WINCOM)*, Fez, 2016, pp. 235-239.
- [4] M. V. Perić, D. B. Perić, B. M. Todorović and M. V. Popović, "Dynamic Rain Attenuation Model for Millimeter Wave Network Analysis," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no. 1, pp. 441-450, Jan. 2017.
- [5] G. Rosati and J. Munn, "Fast prototyping of an 8×8 butler matrix beamforming network for 5G applications," *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*

- (ICEAA), Verona, Italy, 2017, pp. 1029-1032.
- [6] Q. L. Yang, Y. L. Ban, J. W. Lian, L. H. Zhong and Y. Q. Wu, "Compact SIW 3×3 butler matrix for 5G mobile devices," *2017 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, Suzhou, 2017, pp. 1-2.
- [7] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design", 3rd Edition, pp. 291.
- [8] <http://tools.emedu.org.tw/show.aspx>
- [9] B. Jia, T. Zhou, H. Hu, Y. Yang, Z. Li and S. Boumard, "Flexible uplink MU-MIMO scheduling in unlicensed spectrum," in *China Communications*, vol. 14, no. 12, pp. 59-71, December 2017.
- [10] K. Li, R. R. Sharan, Y. Chen, T. Goldstein, J. R. Cavallaro and C. Studer, "Decentralized Baseband Processing for Massive MU-MIMO Systems," in *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 7, no. 4, pp. 491-507, Dec. 2017.
- [11] Y. Ahn, T. Kim and C. Lee, "A Beam Steering Based Hybrid Precoding for MU-MIMO mmWave Systems," in *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 12, pp. 2726-2729, Dec. 2017.
- [12] H. Tataria, P. J. Smith, L. J. Greenstein, P. A. Dmochowski and M. Matthaiou, "Impact of Line-of-Sight and Unequal Spatial Correlation on Uplink MU-MIMO Systems," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 6, no. 5, pp. 634-637, Oct. 2017.
- [13] W. Hao and S. Yang, "Small Cell Cluster-Based Resource Allocation for Wireless Backhaul in Two-Tier Heterogeneous Networks With Massive MIMO," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 509-523, Jan. 2018.
- [14] M. Feng, S. Mao and T. Jiang, "Joint Frame Design, Resource Allocation and User Association for Massive MIMO Heterogeneous Networks with Wireless Backhaul," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.
- [15] M. Feng, S. Mao and T. Jiang, "Joint Frame Design, Resource Allocation and User Association for Massive MIMO Heterogeneous Networks with Wireless Backhaul," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1.