

1 毫米波之波束成形

2018/May Larry Cheng

介紹

第五代行動通訊(5G)需要提供更多的容量和靈活性，同時也需要降低系統的營運費用。有兩項新技術可以同時達成容量以及能源效率的增加：虛擬化與大規模 MIMO。本文提供了當前和未來天線驗證要求的解決方案，包括了應用傳導式以及大規模 MIMO 天線技術在空中傳播 (OTA) 的測試方法。

本文補充了毫米波波束成形，並介紹了波束成形(Beam-forming)天線之基本理論、提供輻射圖的計算方法、一些模擬結果以及小型化之線性陣列的一些實際測量結果。

1. 介紹

當前的行動 4G 網路面臨許多挑戰。對移動高分辨率多媒體應用的需求不斷增長，使這些網路更加接近實際的極限。5G 網絡的設想是通過增加頻道之頻寬來提供更高的數據速率，從而減輕當前基礎設施的負擔。考慮到傳統上用於移動通信的可用頻率的不足，毫米波段成為一種合適的選擇。這些頻率上的大頻寬有助於提供滿足 5G 需求的數據速率。然而，在這些毫米波段的移動環境要比目前使用的頻率複雜得多。較高的傳播損耗根據環境的不同而有很大差異，需要更新的網路基礎設施和新的硬體概念。

波束成形天線陣列將在 5G 實現中扮演重要角色，因為手機可以在毫米波頻率下容納更多的天線元件。除了更高的指令增益之外，這些天線類型還提供了複雜的波束成形功能。這允許通過直接瞄準用戶組來提高訊號干擾比 (SIR) 來增加蜂窩網路的容量。窄小的發射波束同時降低了無線電環境中的干擾量，並可以在農村地區的較遠距離的接收器端維持足夠的信號功率。本文概述了波束成形技術，包括信號，天線和當前的收發器體系結構。

2. 波束成形之訊號

波束成形一般是用簡單的CW信號以及複雜的調製波形來工作。

5G的波形候選是目前的研究課題，因為今天的許多實現在毫米波段有很大的缺點[2]。

本章首先介紹相位同調訊號的產生，然後概述這些訊號的主要傳播特性。

2.1 產生相位同調之訊號

每個波束形成架構的一個重要先決條件是相位同調信號。這個術語意味著所有射頻(RF)載波之間都存在一個確定的、穩定的相位關係。如圖1所示，載波之間的固定的三角相位可以用於將主波束引導至所期望的方向。

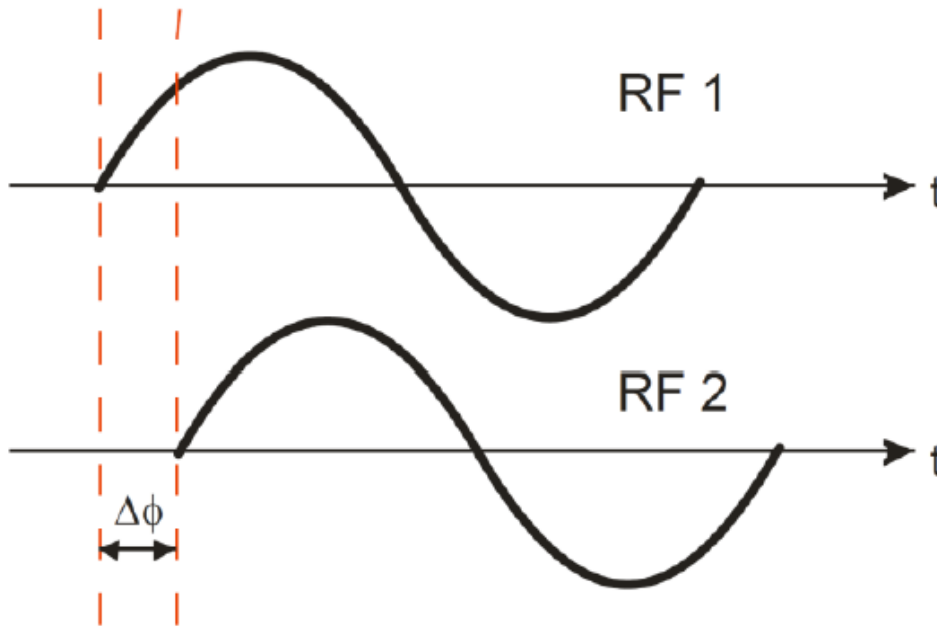


圖1：相位偏移的相位同調訊號

藉著耦合多個訊號器來通到共同的參考端 (即10MHz) ,可以達成相位同調的一致性。更仔細檢查這些RF訊號的瞬時微分相位 (“delta相位”) ,是由於以下原因所造成的不穩定性：

- 兩個合成器的相位雜訊
- 10 MHz的“弱”耦合以及一個長合成鎖住RF輸出
- 溫度差異導致某些合成器組件內的有效電長度發生變化。

由於第二個因素的主導，穩定兩個信號發生器之間的相位的唯一方法是使用一個共同的合成器/本區振盪(LO)源。這一做法也同時消除了第一個因素 [3]。

使用訊號產生器連結出真正的相位同調訊號在[3]和[4]中討論。在本文第5.2章會提到使用向量網路分析儀產生出相位同調的信號。

2.2 訊號之傳遞

從任何種類天線輻射的所有信號具有相同的基本特徵。多重路徑衰落和時延擴展會顯著降低了蜂窩網路的容量。可用的頻道擁塞以及同頻道干擾會進一步降低了實際的網路容量[5]。

- 自由場衰減：電磁波在從發射機到接收機的過程中衰減。自由場衰減描述了由於兩個站之間的距離而導致信號將受到的衰減。

Friis公式決定了自由場衰減：

$$Pr, dB = Pt, dB + Gr, dB + Gt, dB + 20 \log_{10} (M/4\pi R) \dots\dots\dots(1)$$

其中 Pr, dB 是以 dB 為單位的接收功率準位， Pt, dB 是發射功率， Gr, dB 和 Gt, dB 是接收和發射天線增益，單位為 dBi 。

圖2 (左) 表示大頻帶上的自由場衰減。

即使在完美的視線 (LoS) 傳輸的情況下，還有許多不同的因素會影響接收信號的大小。如圖2 (右) 所示，由於頻率和輻射環境的不同，最終的總體衰減變化很大。

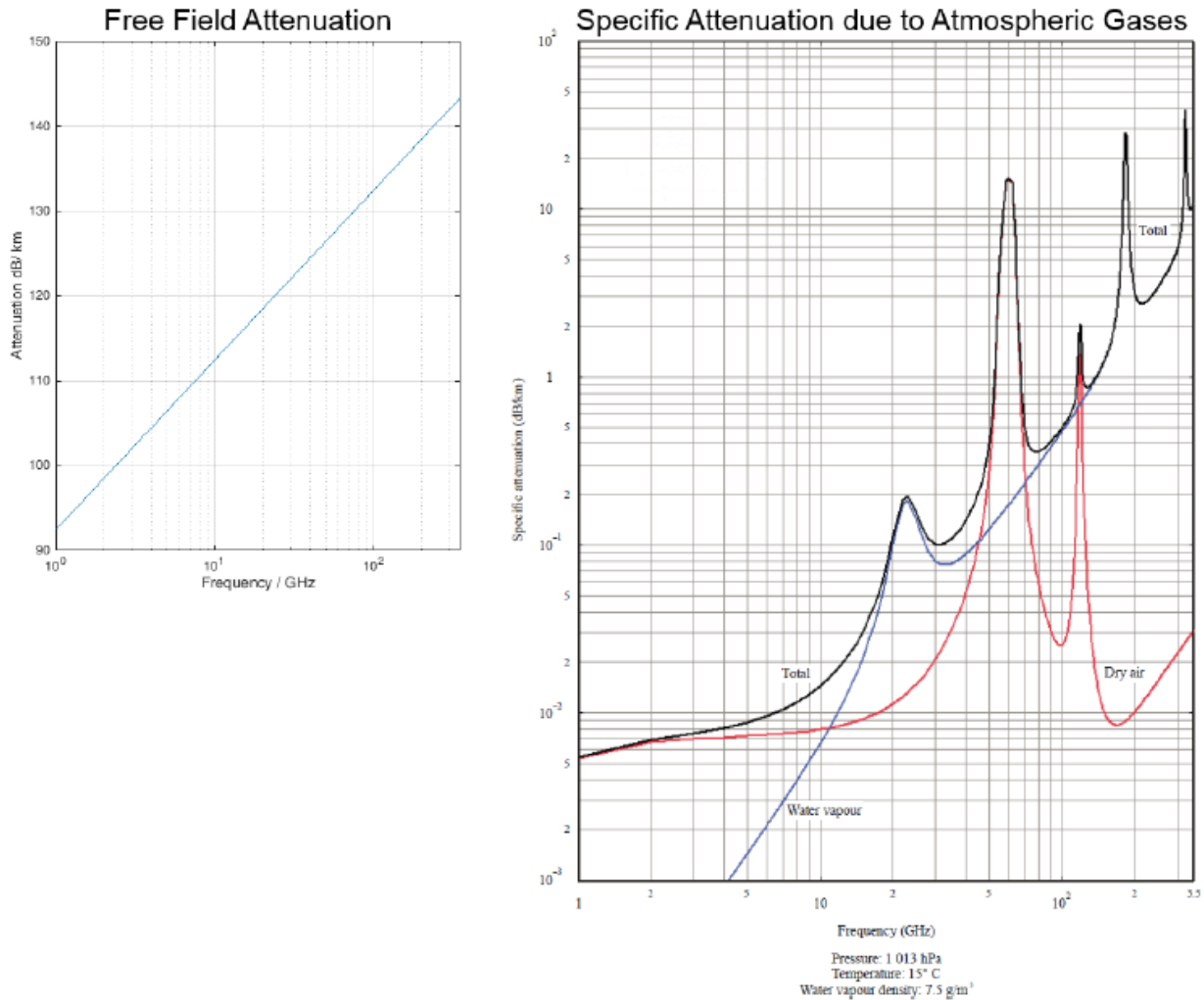


圖2：根據Friis方程式（左）的自由場衰減近似和由於大氣氣體衰減（右）。資料來源：[6]

- 衰落：由於頻道的時變特性，多重路徑信號中的相移是非定值的。表達式（2）顯示了時間相關的接收到的多路徑信號，其中，複數值和發射路徑n的幅度和相位的變化。

$$r(t) = s(t) \sum_{n=1}^N |a_n(t)| e^{-j\theta_n(t)} \dots\dots\dots (2)$$

取決於當前的相移，訊號建設性地或破壞性地累加。接收到的信號由多個散射分量組成，使其成為一個隨機過程。基於足夠數量的散射分量，這可以被看作是複數的高斯過程。這導致在被稱為瑞利衰落 (Rayleigh-Fading) 的覆蓋區域中產生小的衰落區域。

衰落的一個特殊情況是相位抵消，當多路徑信號彼此相差180°時，會發生相位抵消。訊號的消除和衰減主要取決於振幅和相位平衡。例如，30 dB的差異大致對應於0.1 dB和1.0度的匹配誤差。

- 延遲擴散：這種效應也是由於訊號傳播的多重路徑性質。它描述了最早和最近的顯著多徑分量的到達時間之間的差異。通常最早的組成是LoS傳輸。在延遲較大的情況下，信號將受到符號間干擾的影響，從而顯著增加誤碼率 (BER)。

現代化的波束形成天線架構可以通過適應頻道來幫助緩解這些問題。

這樣，通過波束控制可以忽略或顯著減少延遲的多路徑分量。

被設計為適應和改變輻射模式以適應RF環境的天線被稱為主動式相位控制陣列天線 [5]。

3. 波束成形之架構

毫米波頻帶有可能實現高帶寬。

迄今為止，這些高頻的使用限制是由於LoS中的障礙導致不利的傳播效應的結果。透過開發了幾種收發器之體系結構來通過將接收或發送的波束聚焦在期望的方向上來補償這些問題。所有這些解決方案都使用較小的天線元件尺寸，這是由於較高的載波頻率能夠構建較大的天線陣列。通常兩個變量用於波束形成：振幅和相位。這兩個因素的組合被用於改善旁瓣抑制或轉向零點。每個天線單元n的相位和振幅以複合權重 w_n 組合。然後將複數權重應用到饋送到相對應的天線信號。

3.1 類比式波束成形

圖3顯示了類比式波束形成發射機體系結構的基本實現。該架構僅由一個RF鍊和多個饋送天線陣列的相移器組成。

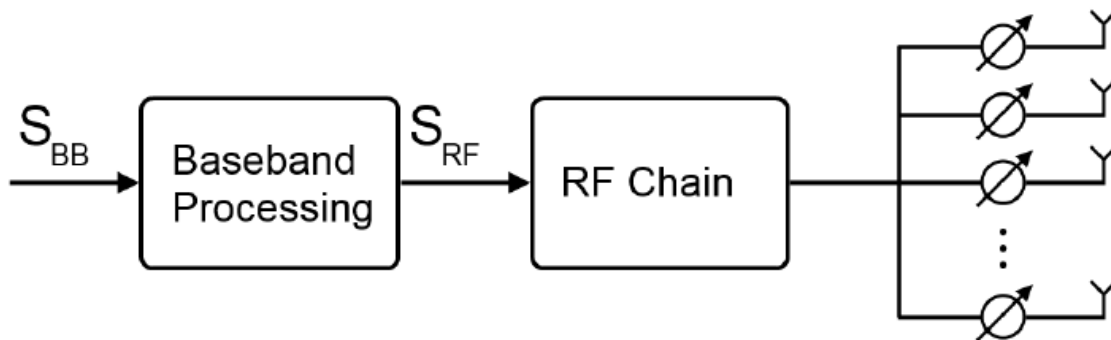


圖3：類比式波束成形之架構

第一批展現的類比式波束形成天線可追溯到1961年。轉向是通過選擇性射頻開關和固定相移器來實現的[7]。儘管採用了先進的硬體和改進的預編碼算法，但該方法的基礎知識仍在使用。這些增強功能可以單獨控制每個元素的相位。與早期的被動架構不同，使用主動波束形成天線，波束不僅可以被轉向離散，而且幾乎可以轉向任何角度。正如它的名字，這種類型的波束形成是在RF頻率或中頻[8]的類比化之實現。

該體系結構目前用於高端的毫米波系統，如雷達和IEEE

802.11ad等短距離通信系統。類比式波束形成架構不像本文所述的其他方法那麼昂貴和複雜。另一方面用類比式波束形成來實現多流傳輸是一項非常複雜的任務 [9]。

為了計算相位權重，假定具有元件間距 d 的均勻間隔的線性陣列。考慮到圖4所示的接收情況，天線陣列必須位於輸入信號的遠場，以便到達的波前是近似平面的。如果信號到達與天線視軸成 θ 角的角度，則波必須經過一個附加距離，以便到達每個連續的元素，如圖4所示。這轉化為元素特定的延遲，可以將其轉換為頻率相關信號的相移：

$$\Delta\varphi = 2 \pi d \sin\theta / \lambda \dots\dots\dots(3)$$

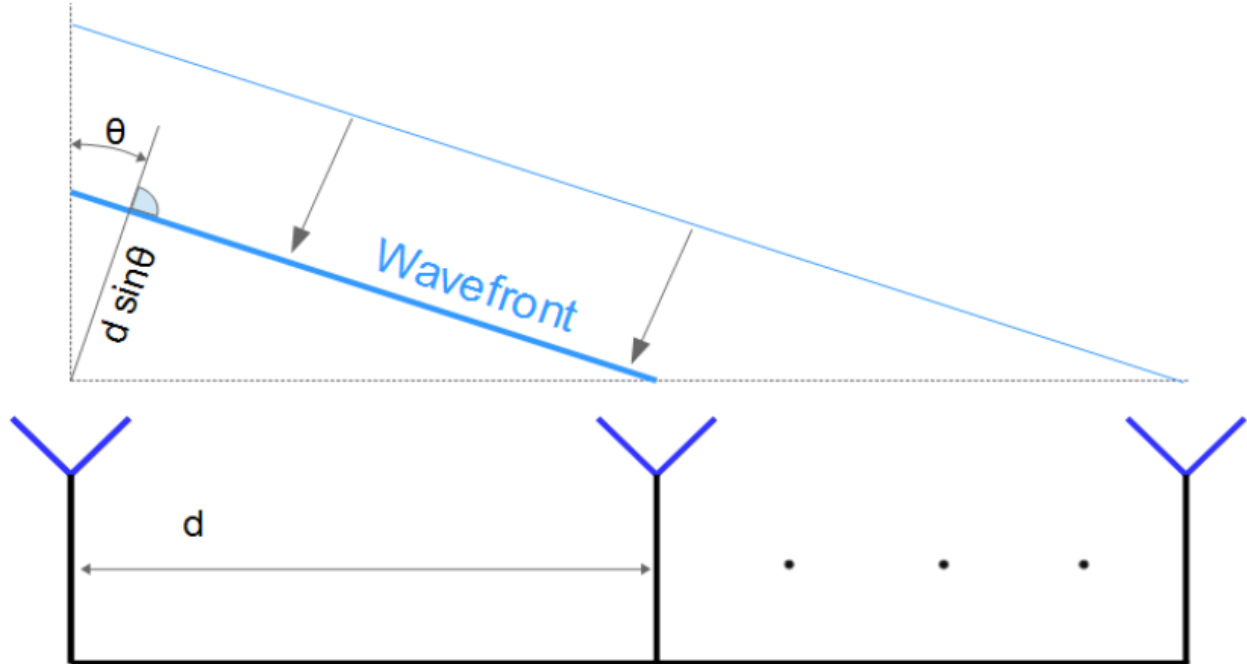


圖4：信號到達偏離視軸時的附加行程距離 [6]

頻率依賴性之轉化是稱為波束斜視的效應。

利用 (3) 式計算的相位偏移，可以將定義頻率的天線陣列的主瓣引導到一定的角度。

如果天線元件現在被饋送不同頻率的信號，則主瓣將以一定角度偏離。

由於相位關係是以一定的載波頻率計算的，因此主波瓣的實際角度將根據當前的頻率偏移。

尤其是具有大頻寬的雷達應用由於這種效應而遭受不準確的影響。

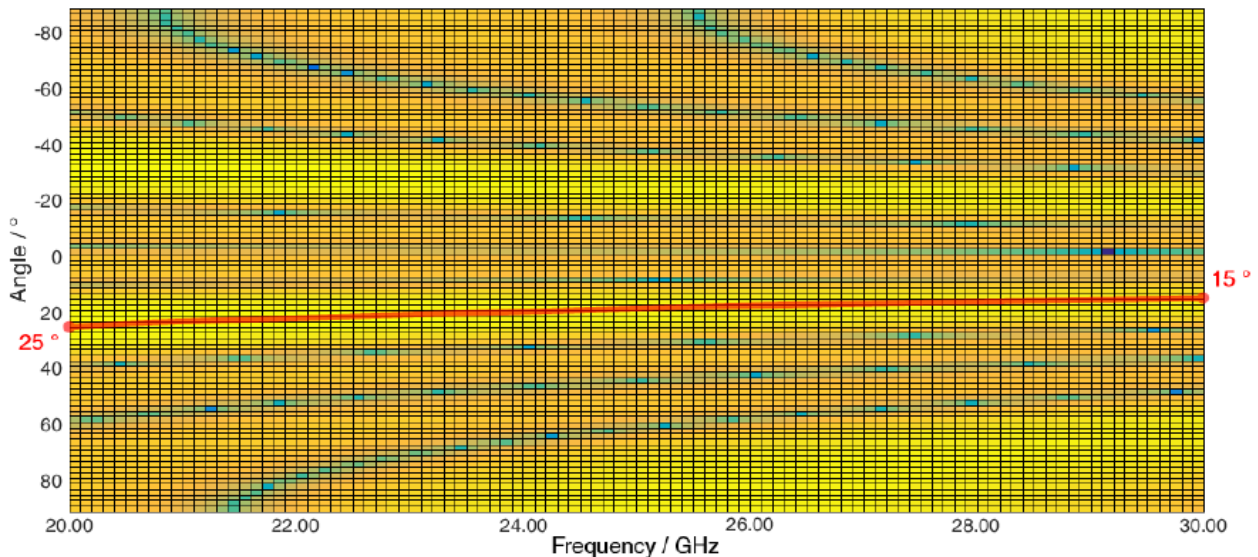


圖5：模擬波束斜視

圖5顯示了作為四個元素的線性陣列的頻率的函數的波束斜視的影響。主瓣以30 GHz的頻率轉向至15°。

使用 (3) 這是通過每個元件141°的相位偏移 $\Delta\phi$ 實現的。

由於使用的頻寬較大，在主瓣位於25°的較低頻率處，波束斜角效應清晰可見。

通過使用時間延遲而不是頻率偏移，可以將表達式 (3) 轉換為與頻率無關的項：

$$\Delta t = d \cdot \sin \theta / c \dots \dots \dots (4)$$

這意味著如果設置配有延遲線而不是相移器，則消除了頻率依賴性。相對應的接收機設置如圖 6 所示。延遲線 t_0 至 t_2 補償時間延遲 Δt ，這是入射波角度的影響。

結果，接收到的信號應該完全對齊，因此在總結時將建設性地添加。

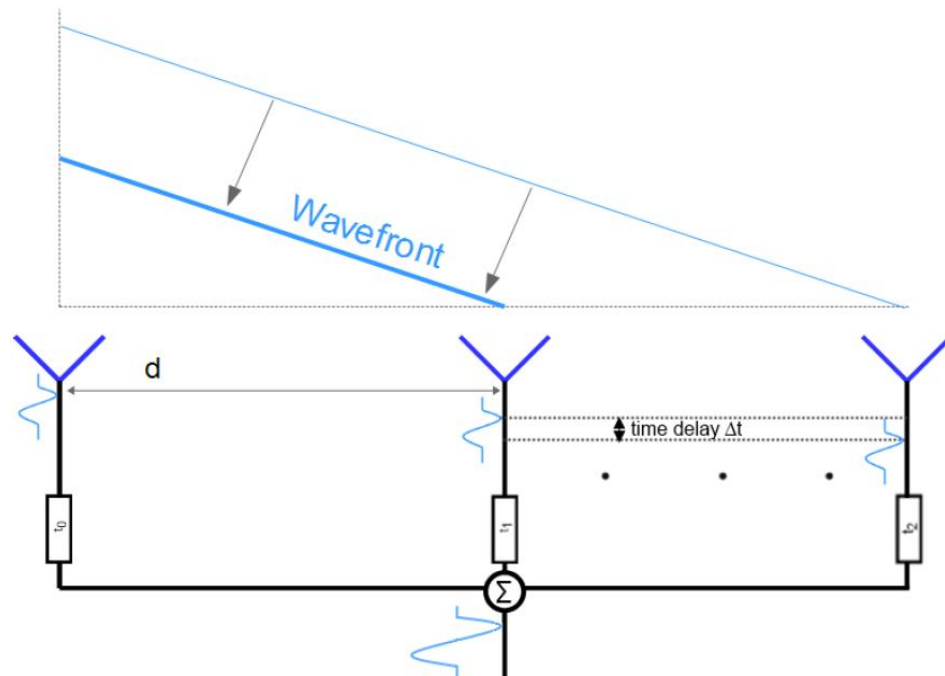


圖6：真實的時間延遲之波束轉向

通過額外改變入射到輻射體的信號的幅度，可以進一步改善類比式架構的性能。

3.2 數位式波束形成

儘管即使在使用大量天線陣列時，類比式波束形成通常也僅限於一個RF鏈，但理論上數位式波束形成支持與天線元件一樣多的RF鏈。

如果在數字基帶中進行了合適的預編碼，這將在發送和接收方面帶來更高的靈活性。

可以利用額外的自由度來執行多波束MIMO等先進技術。與其他波束形成架構 [10]

相比，這些優勢可以展現出最高的理論性能。圖7說明了具有多個RF鏈的通用數位式波束形成發射機結構。

。

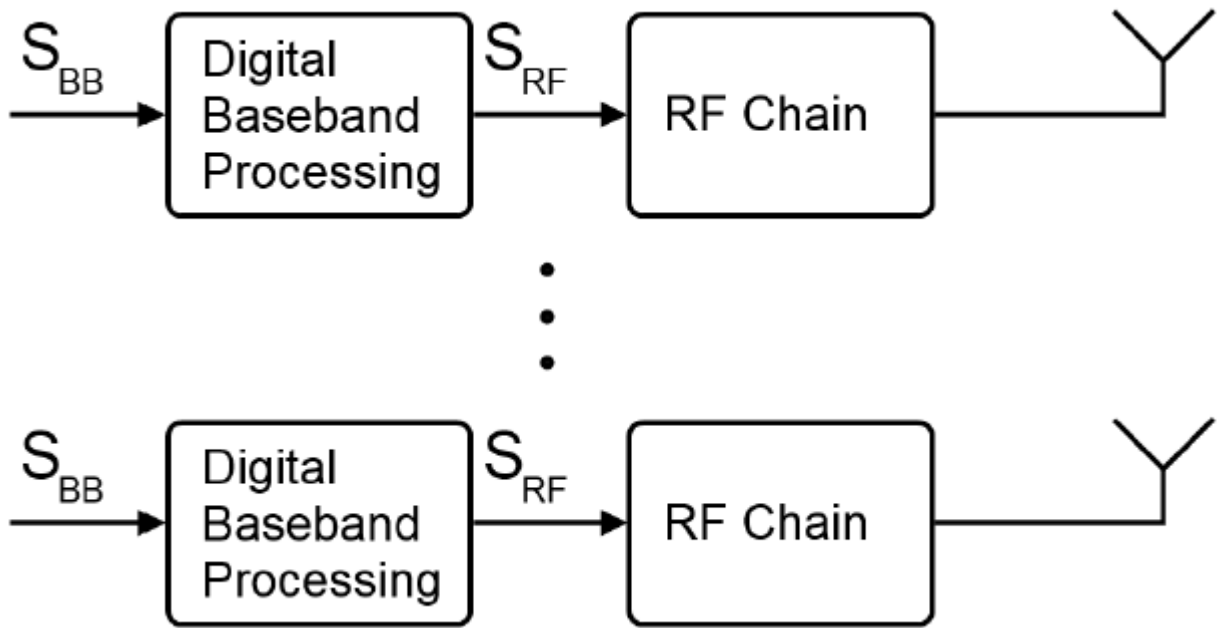


圖7：數位式波束形成架構

波束斜視是使用相位偏移的類比式波束形成架構的一個眾所周知的問題。

考慮到目前5G計劃利用毫米波段的大頻寬，這是一個嚴重的缺陷。

RF鏈的數字控制可以根據大頻帶上的頻率來優化相位。

儘管如此，數位式波束形成可能並不總是非常適合於5G應用的實際實現。

關於硬體的非常高的複雜性和要求可能會顯著增加成本，能量損耗和移動設備中的集成度。

數位式波束形成更適合用於基站，因為在這種情況下，性能超過移動性。數位式波束形成可以適應多流傳輸，同時為多個用戶服務，這是該技術的關鍵驅動力。

3.3混合式波束形成

已經提出混合式波束成形作為可能的解決方案，其能夠結合類比式和數位式波束成形體系結構的優點。

以這種架構為特徵的實現的第一個結果已經在原型級別上呈現，即在[11]中。通過減少完整RF鏈的數量可以大大降低成本。這也會導致整體功耗降低。由於轉換器的數量遠遠低於天線的數量，因此數位基頻處理的自由度較小。因此，與全面數位式波束形成相比，同時支持的串流數量減少了。由於毫米波之波段的特定通道特性，預計性能差距會相對較低

[9]。圖8示出了混合式波束形成發射機的示意結構。預編碼被分成類比領域和數位領域。從理論上講，每個放大器都可能與每個輻射元件相互連接。

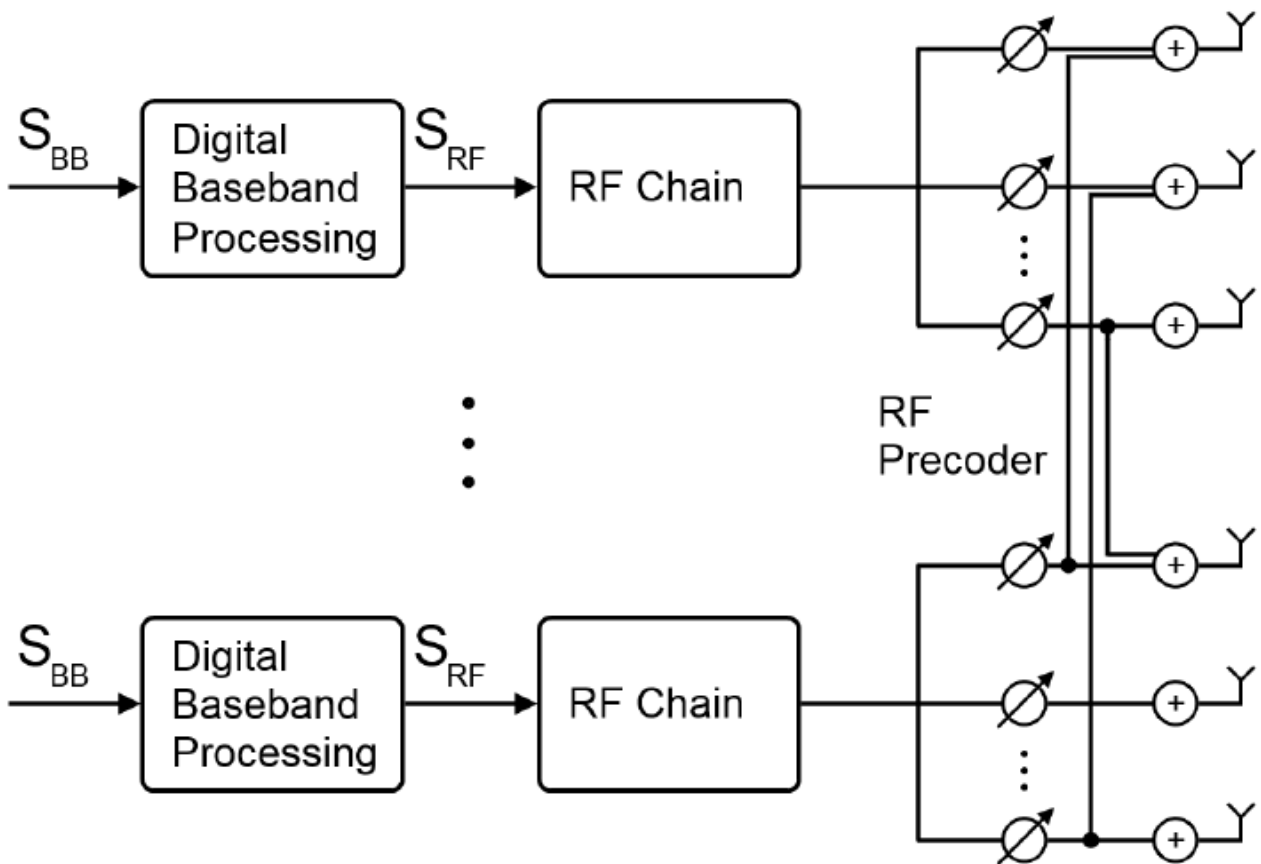


圖8：混合式波束形成架構

4 線性陣列天線理論

本章由兩部分組成。

第一部分介紹了一些理論，而第二部分則通過對模擬理想等向性元件的線性天線陣列得到的結果進行適當選擇的可視化來演示這些方程的應用。

4.1 理論背景

在本章中，假定具有N個等距等向性輻射單元的線性天線陣列。

如圖9所示，這些元素可以想像為沿著球坐標系的x軸放置。下面的部分介紹了這種類型的天線模擬理論。

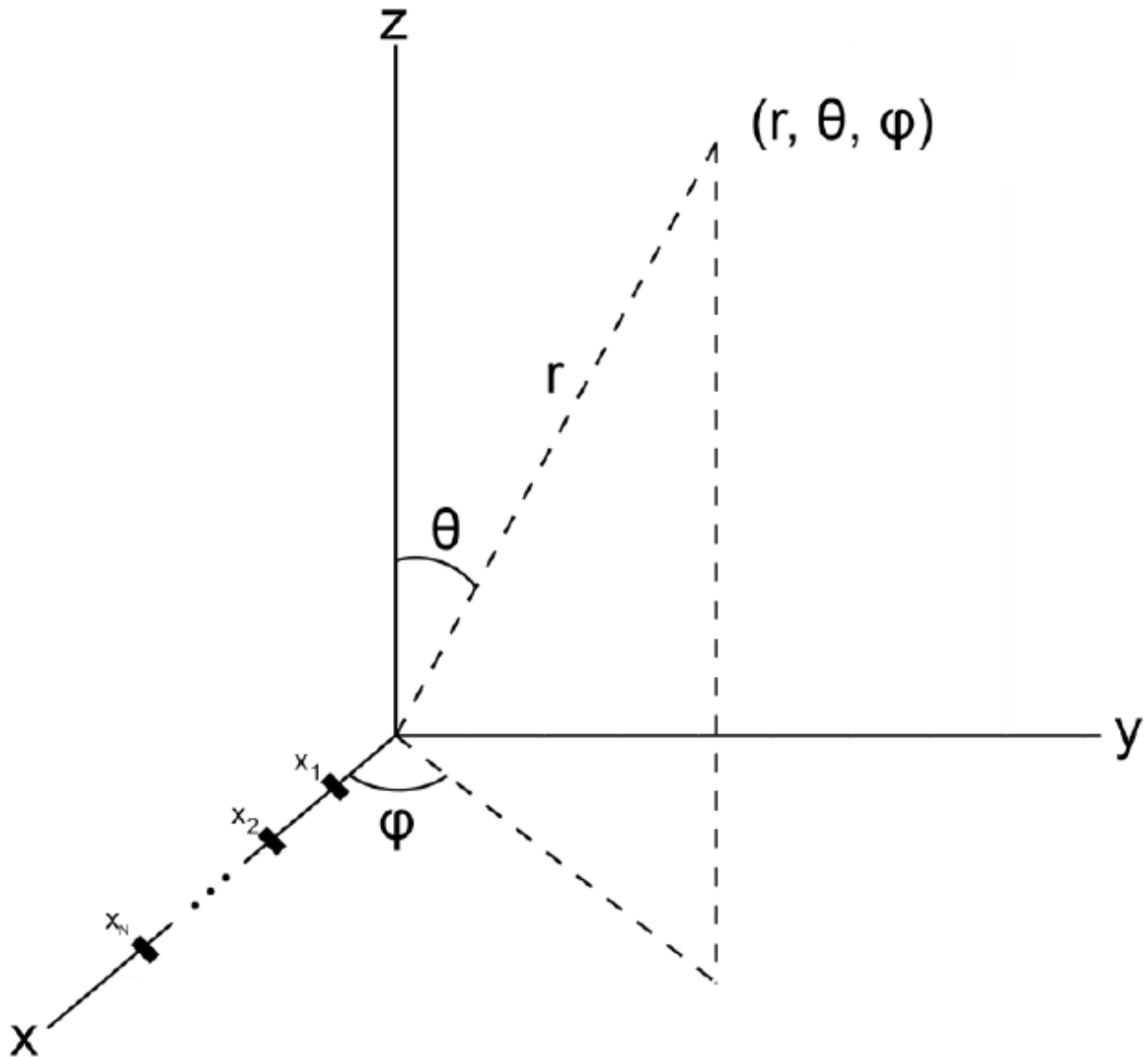


圖9：線性天線陣列

線陣天線陣列的輻射模式 F_{array} 可以通過將陣列因子 AF 陣列與假設足夠大陣列的所有元素認為相等的元素輻射模式 $F_{element}$ 相乘來近似 [12]。

$$F_{array}(\theta, \phi) = F_{element}(\theta, \phi) * AF_{array}(\theta, \phi) \quad (5)$$

如果天線元件的數量很少，則相等輻射圖的假設不成立。

外部元件可能與其他天線的圖案偏離很大程度，在僅有少數元件的情況下這是不能忽略的。

因此 (5) 只適用於粗略近似。元素中的相互耦合和損耗也不在這個等式中考慮。

這些效應有助於改進的波束模式，例如增加旁瓣準位 [1]。

除了元素輻射模式 $F_{element}$ 之外，陣列因子 AF 陣列需要根據 (5) 計算 F_{array} 。線性陣列因子取決於波長 λ ，角度方向 θ ，元件之間的距離 d 和元件數量 N [1]：

$$AF_{array}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jnk d \sin\theta \sin\phi} e^{j\Delta\phi}; k = 2 * \pi / \lambda \quad (6)$$

可以使用 (6) 來設置第 3 章中介绍的複雜權重。振幅權重由每個元素應用因子 a_n 。用基本波束導向公式 (3) 計算出的角度 $\Delta\phi$ 可以用來將波束轉向到任意角度。

通過引入描述相鄰元素之間的遠區相位差的 ψ ，可以簡化等式 (6) [13]。

$$\psi = kd \cdot \sin\theta \sin\phi + \Delta\phi \quad (7)$$

在等式 (6) 中代入 (7) 導致：

$$AF_{array}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jn\psi} \quad (8)$$

(8) 中的系列可以進一步簡化和標準化。這導致歸一化的陣列因子 [13]：

$$|AF_{array}(\psi)| = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right| \quad (9)$$

標準化的陣列因子在 2π 週期內是可以推斷的，並且可以推斷出關於線性天線陣列特性的大量信息，這將在下一章中介紹。

4.2 設計選擇

本章重點介紹上一節介紹的陣列因子的特性以及波束形成天線設計的含義。

公式 (6) 至 (9) 表明元素的數量及其等距間距對線性天線陣列的特性有很大影響。修改這兩個參數的效果將由圖10的例子來解釋。

左邊的圖顯示歸一化陣列因子 $|AF_{array}(\psi)|$ 對於元件之間等距間隔為5mm的天線。因此元件距離在28 GHz時略小於 0.5λ 。在右側顯示間隔為16毫米的天線的歸一化陣列因子，大致對應於 1.5λ 。上半部分的圖表是針對四個元素的數組計算的，而下半部分的圖表中顯示的數組因子屬於由16個元素組成的數組。

比較圖10的上圖和下圖說明了在保持等距間隔恆定的同時增加元素數量的效果。主瓣寬度隨著元件數量的增加而減小。這意味著線性陣列組成的元素越多，觀察到的指向性越強。增加元素數量的另一個影響是更多數量的旁瓣，總體下降。

線性陣列的方向性也可以通過增加元件之間的距離來改善，這產生更窄的主瓣。類似於更多的元素，旁瓣的數量會增加，儘管沒有降低準位。相反，大的元件之間間隙產生與主瓣相比相等的旁瓣。圖10中的紅點突出了 1.5λ 間距的天線效應。標有紅點的旁瓣稱為柵瓣。通常，這些柵瓣是不希望的，因為能量會輻射到不希望的方向或從不希望的方向接收。在需要大頻寬的應用中，柵瓣可能僅影響部分操作頻率。

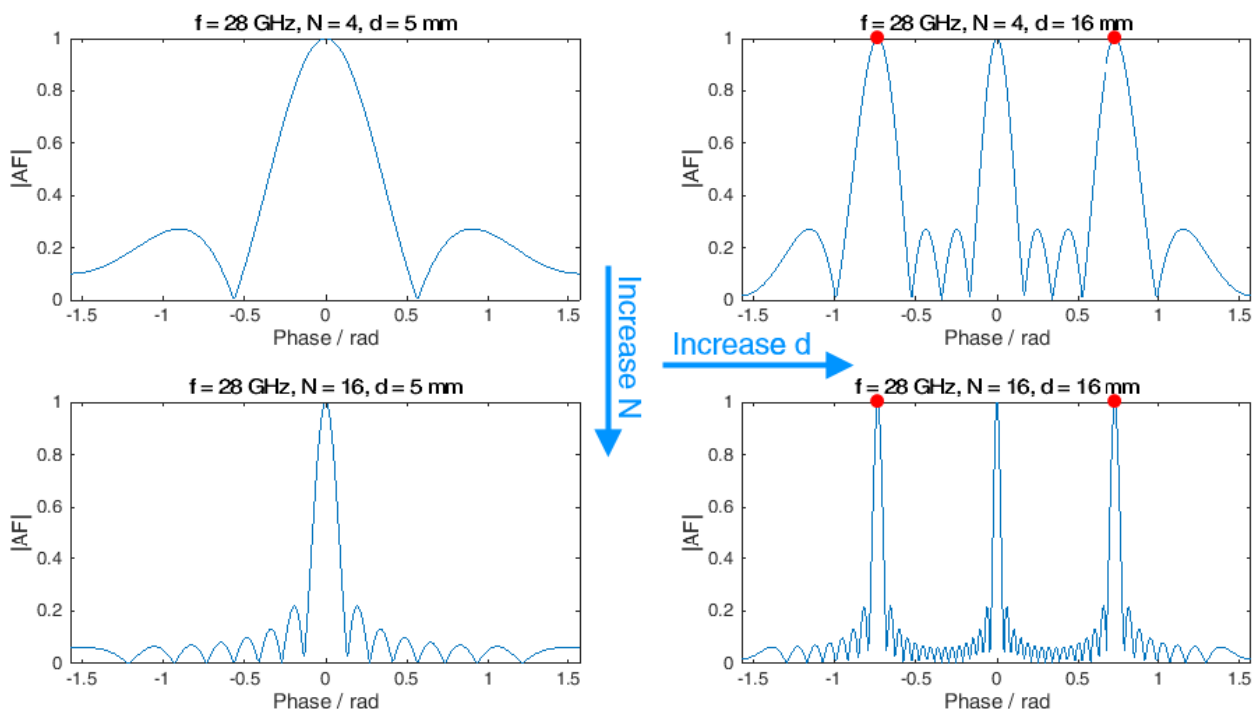


圖10：多個配置的歸一化陣列因子

如果元件間之距離超過半個波長，則具有等距元件間隔的線性陣列將產生柵瓣。為了避免這種現象發生在可見區域，其範圍定義為 $[-90^{\circ}90^{\circ}]$ ，必須保持以下條件：

$$d < \lambda/2 \quad (11)$$

如果違反方程式 (11)，則增加準位的柵瓣開始出現在可見區域中。如果元件之間的距離超過一個波長，則光柵波瓣準位開始等於主波瓣準位。

由於陣列因子的周期性，柵瓣進入來自不可見區域的可見區域。在柵瓣進入可見區域的情況下，必須限制掃描角度或者必須減小元件間距。最大掃描範圍 $|\theta_0|$ 對於給定的元素距離 d 在柵瓣之標準中定義[14]：

$$\sin|\theta_0| \leq \frac{\lambda}{d} - 1 \quad (12)$$

重新整理公式 (12) 有助於計算給定掃描範圍內的 d 的最大值 $|\theta_0|$ ：

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin|\theta_0|} \quad (13)$$

如果選擇 $|\theta_0| < 45^{\circ}$ 的掃描範圍，則元素距離不應超過 0.58λ ，以避免該區域出現柵瓣。

抑制和操縱柵瓣是當前的研究課題。已經證明，通過修改元件形狀可以控制柵瓣的位置和高度[15]。使用不均勻的元件間距允許抑制某些柵瓣，但增加了相當複雜的一層。

4.3 應用實例

本節所示的所有輻射方向圖都是使用公式 (5) 和 (6) 計算的模擬結果。

圖11顯示了二維掃描視圖中24至30 GHz頻率範圍內輻射方向圖的模擬結果。

選擇這種圖形表示是為了在整個頻寬上提供對天線行為的改進概述。

假定的天線具有四個等方向性的元件，自由空間距離為16mm。這個幾何對應於第5章中使用的天線。

發射天線和接收天線都被認為是等方向性的，發射功率被設置為0dBm。

發射天線和接收天線之間的距離設置為2米，位於假設的遠場。

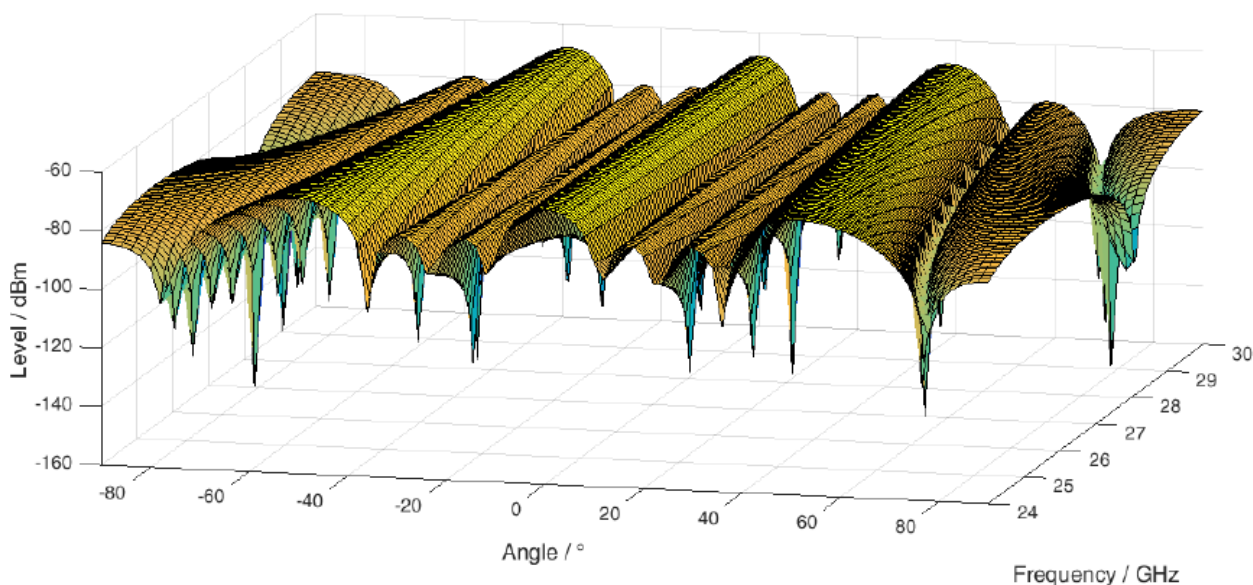


圖11：2D掃描視圖中具有零相位偏移的線性天線陣列的模擬

圖11的曲線顯示了偶然的離散準位丟失，即觀察到的信號準位突變和顯著變化。

這些角度/頻率組合是上一節中介紹的數學表達式的固有特性。根據Friis公式的衰減也包含在模型中。

圖12演示了使用表達式 (3) 將波束轉向到任意角度。在這種情況下，計算28

GHz的相位偏移量和上一節中介紹的天線參數。因此，為了將波束向右偏轉 10° ，對每個元件設置 $\Delta\phi=94^\circ$ 的相位偏移。

如使用公式 (12) 預期的那樣，旁瓣位於大約 $\pm 40^\circ$ 處。仔細看看模擬模式顯示了這個值的高頻率依賴性。

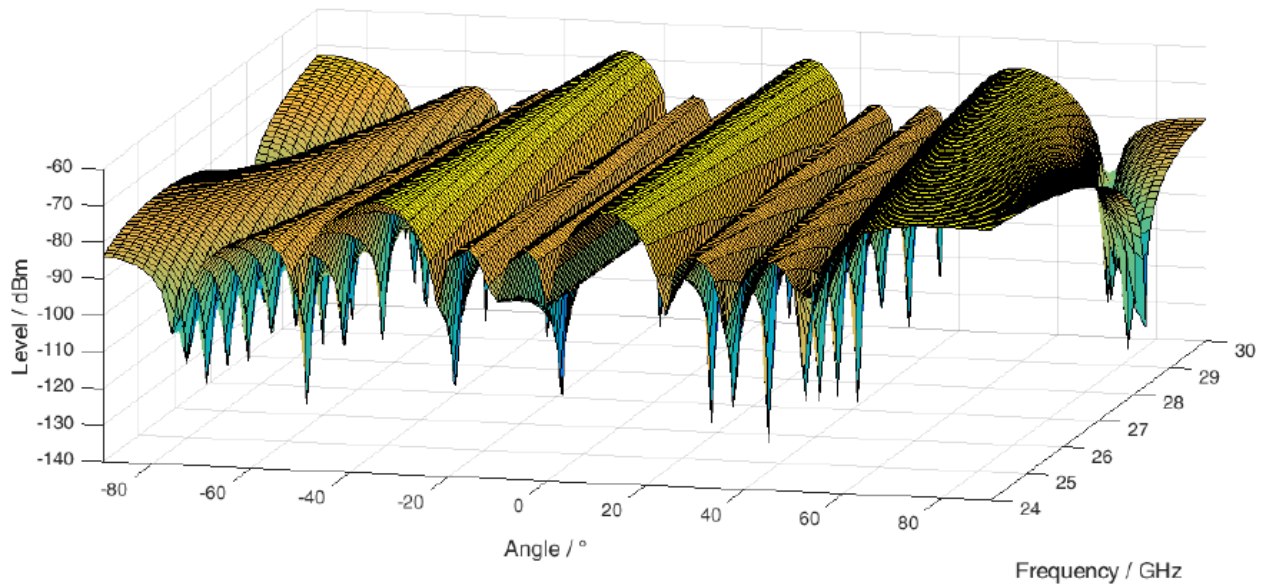


圖12：具有相位偏移的線性天線陣列的模擬

儘管一般使用天線元件的相位偏移來確定主瓣的角度，但幅度加權提供了修改波束寬度和旁瓣準位的手段。在單位幅度權重 ([1,1,1,1]) 的情況下，主波束寬度最小。

降低外部元件的幅度準位導致主波束寬度增加。如果外部元素的權重接近零 ([0,1,1,0])，則輻射模式近似等於具有相同尺寸的兩個元素陣列。旁瓣準位通常通過應用視窗函數(window)來控制。權重的每一次變化都會導致輻射模式發生變化，而每個窗口都有自己的優點和缺點[16]。

圖13顯示了先前討論的不同幅度權重的影響。在圖11和圖12所示的模擬中使用加權[1 1 1]的同時，圖13中的外部元素的加權因子減小到0.2。因此得到的加權向量為[0.2 1 1 0.2]。直接比較圖中的增加的波束寬度是清晰可見的。

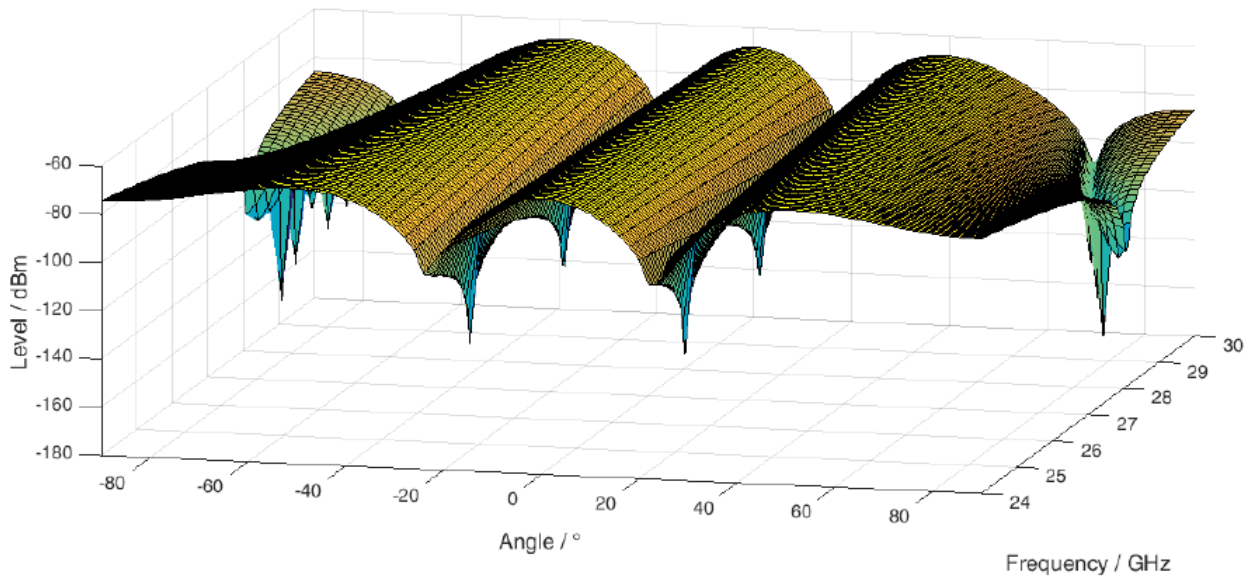


圖13：具有不同幅度加權的線性天線陣列的模擬

不相等的幅度權重是區分兩個方向的重要工具。

針對預期用戶的指令增益方面的小的折衷可能導致對非預期信號的更大的拒絕。

圖14的左邊示出了假設在28

GHz處的信號等於圖11中的信號被輻射的情況下在60°的情況下拒絕非預期的用戶信號。

紅色正方形對應於非預期用戶位置的拒絕。

圖14的右半部分顯示了施加到發射機的不相等的幅度權重的影響。非預期用戶的拒絕率增加了大約23 dB

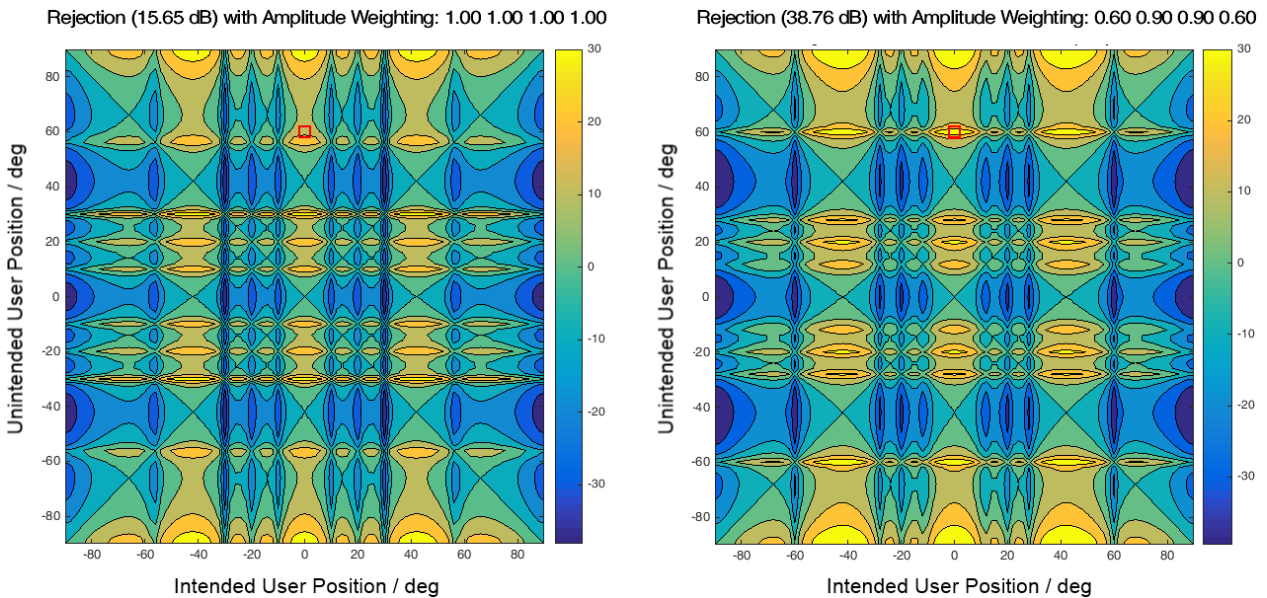


圖14：在28 GHz通過不相等的振幅權重增加干擾抑制

5線性陣列OTA測量

本章將首先介紹使用元素輻射模式Element的測量數據的模擬陣列的影響。

之後，顯示了從天線掃描測量獲得的實際空中 (OTA) 測量結果，以補充理論計算。

5.1使用測量數據增強模擬

5.1.1 單個元素的測量結果

其中測量元件的天線是由等間隔四個元件組成的線性陣列。圖15顯示了28

GHz時天線所有元件的疊加歸一化輻射圖。測量分開進行，這意味著其他元素無效並終止。

圖16顯示了在一個單元的整個頻率範圍內的視軸上的主瓣準位。

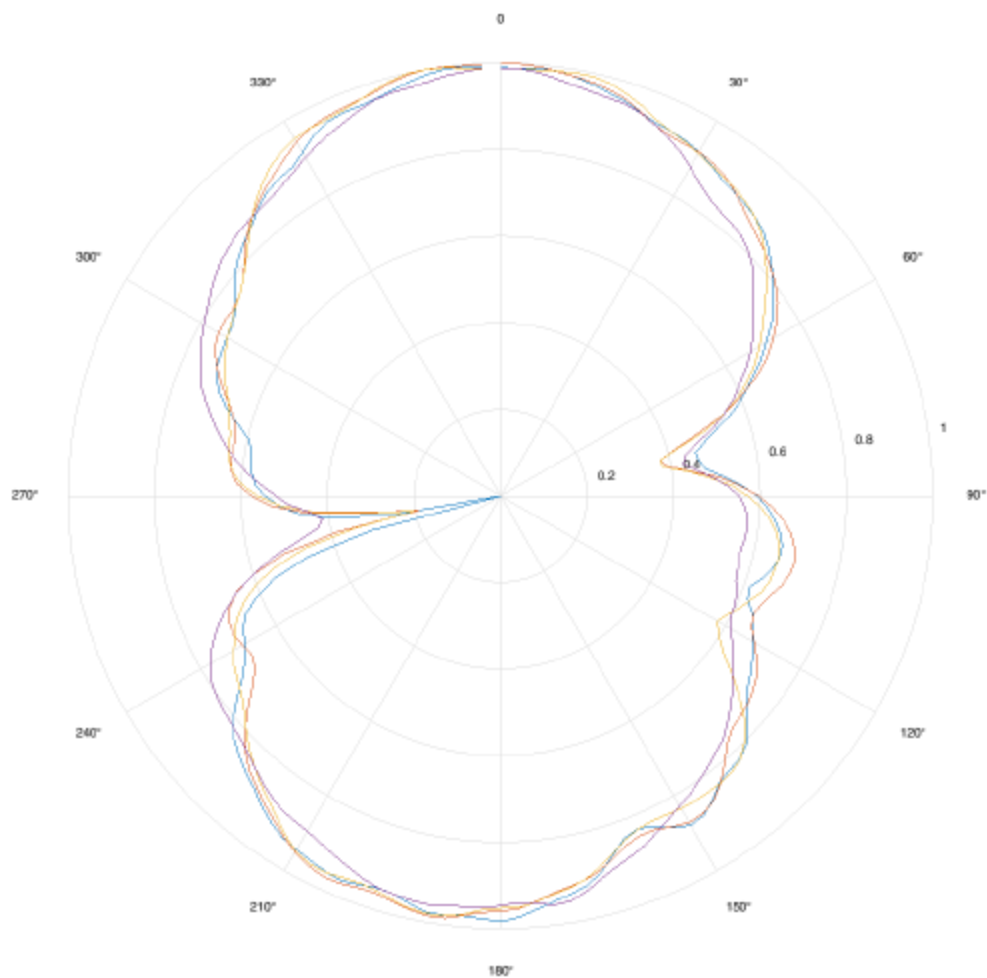


圖15：天線元件輻射模式

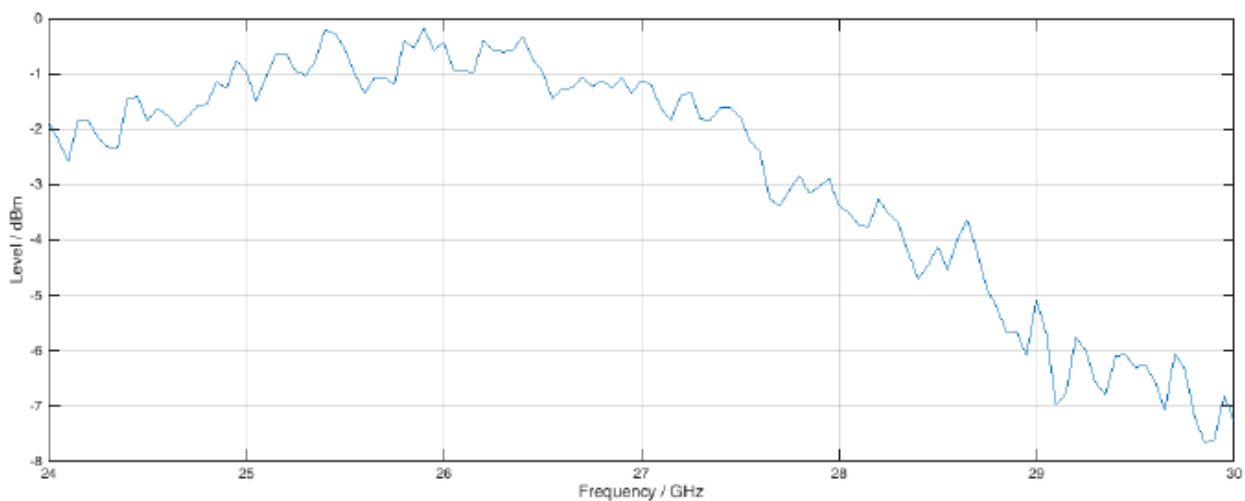


圖16：單個元素的主瓣的視軸準位

圖17顯示了在24至30 GHz的頻率範圍內，單個元素的掃描2D輻射圖。

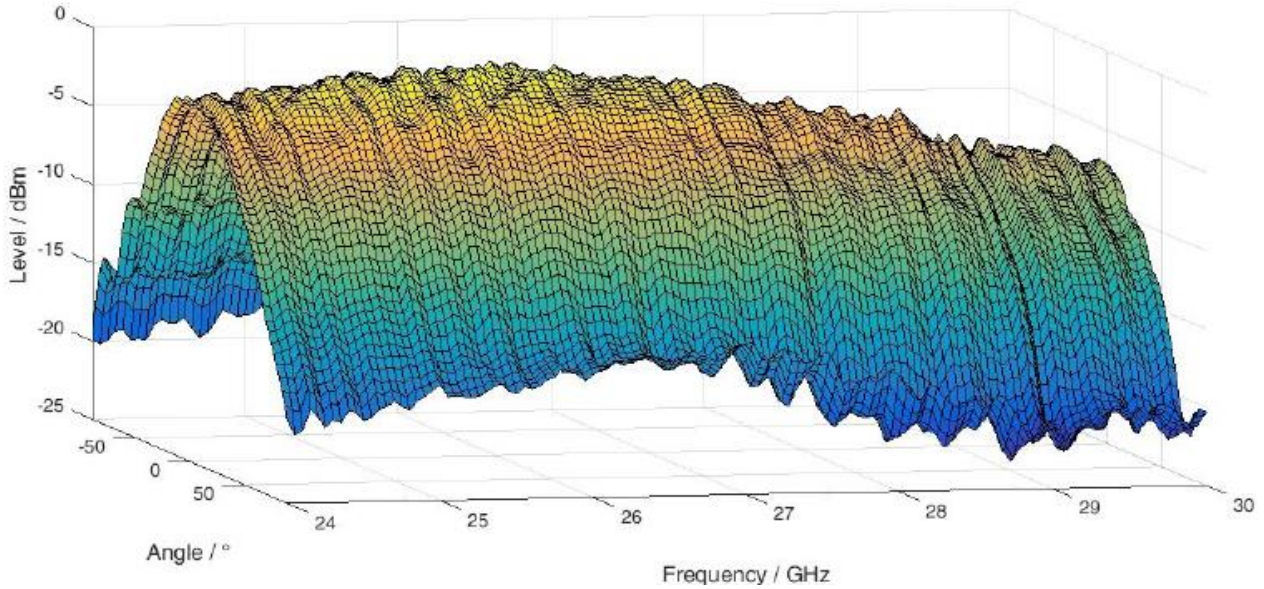


圖17：一個元素的二維掃描輻射圖

5.1.2 基於單個測量元素圖形的模擬結果

如第4.1章中方程 (5) 所介紹的，線性陣列的輻射圖可以通過將單個測量元素輻射圖 $F_{element}$ 與陣列因子 AF 陣列相乘來計算。

使用全向天線元件和線性陣列的實際尺寸模擬了第4.3章中的所有圖形，其元素輻射圖顯示在圖15和圖17中。

使用單個測量元素輻射圖作為 $F_{element}$ 而不是全向數據有助於提高精度 (5) 計算出的模擬圖形。

圖18和圖19說明了假設全向輻射特性和使用一個元件的實際測量數據之間的區別。仔細觀察數字顯示，由於元素的非全向特性，使用測量數據進行模擬的視軸增益增加。

對於模擬，所有的天線增益設置為 0 dBi，元件間距固定在 16 mm 自由空間。

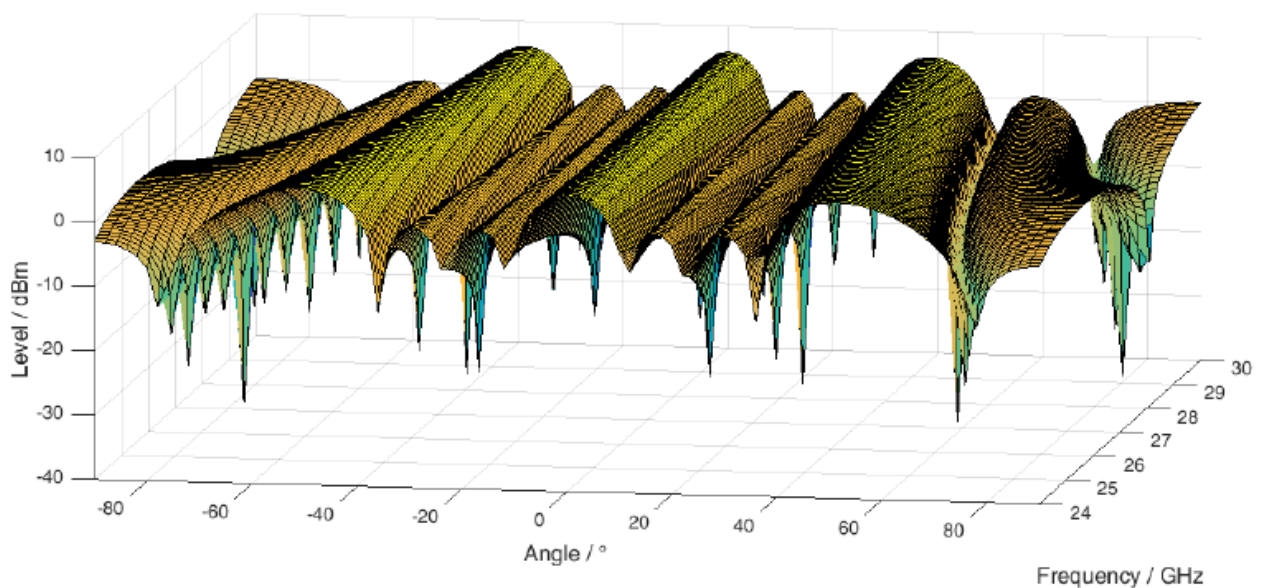


圖18：等向性元素的模擬

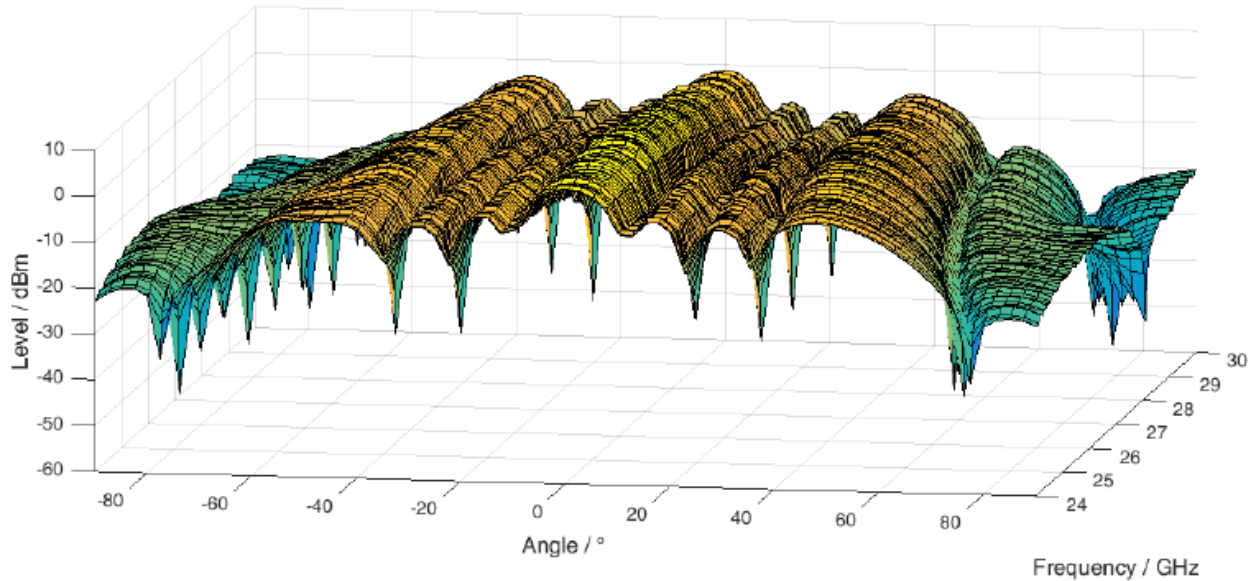


圖19：使用單個測量元素輻射圖形進行模擬

結合等式 (3) 和 (6) 提供了將天線波束轉向任意方向的手段。對輻射模式的影響取決於所需的角度的變化。隨著距離視軸，主瓣越來越細，寬度越來越大。

圖20顯示了26 GHz和28

GHz的這些效應。這兩種圖形是使用測量的元素圖案 (紅色) 並假定為全向特徵 (藍色) 進行計算的結果。黃色垂直線表示預期的波束轉向方向。

在元件之間沒有任何相位差的情況下，被測元件的視軸增益導致與旁瓣相比主瓣水平增加。增加波束轉向角度顯著降低了主瓣的幅度。

儘管使用完全全向元件的陣列的波瓣沒有振幅差異，但由於等向性輻射器，主瓣的準位在所有角度上保持不變。模擬的輻射模式在轉向較大的角度時受到增加的波束寬度的影響。

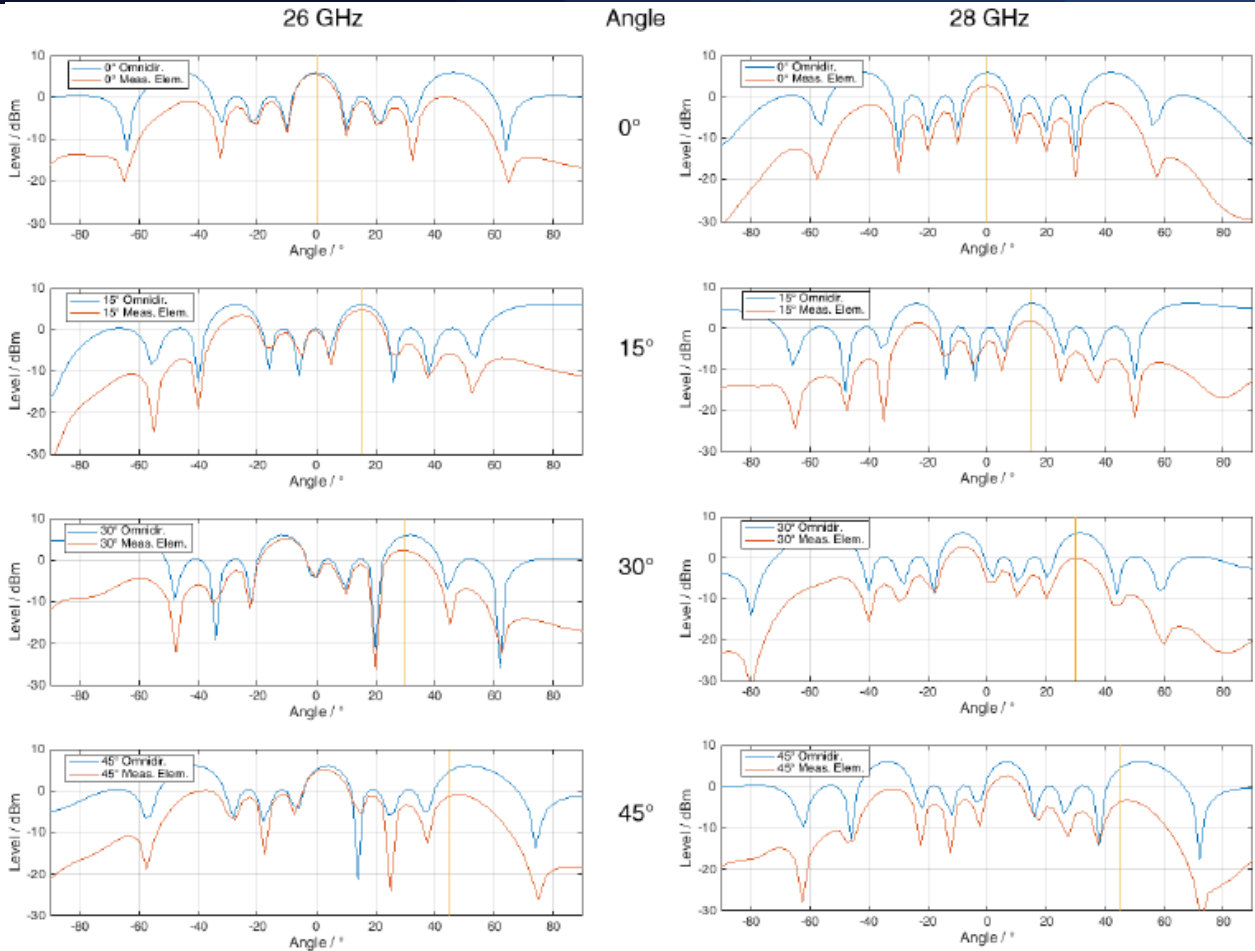


圖20：不同頻率的波束轉向

5.2 天線掃描

圖21顯示了在2 GHz範圍內使用線性天線陣列的頻率掃描結果。使用配備有四個獨立訊號源的R&S ZVA向量網絡分析儀進行測量。

該儀器提供了與3.2章介紹的數位式波束形成結構相當的相位同調之信號輸出。在 [5] 中描述了用於這些測量的設置。

圖22為使用測量元素的數據與具有相同幾何結構的天線陣列的模擬模式的直接比較。總體而言，測量結果與模擬一致。主瓣和旁瓣之間的波束寬度和距離與兩種結果相匹配。

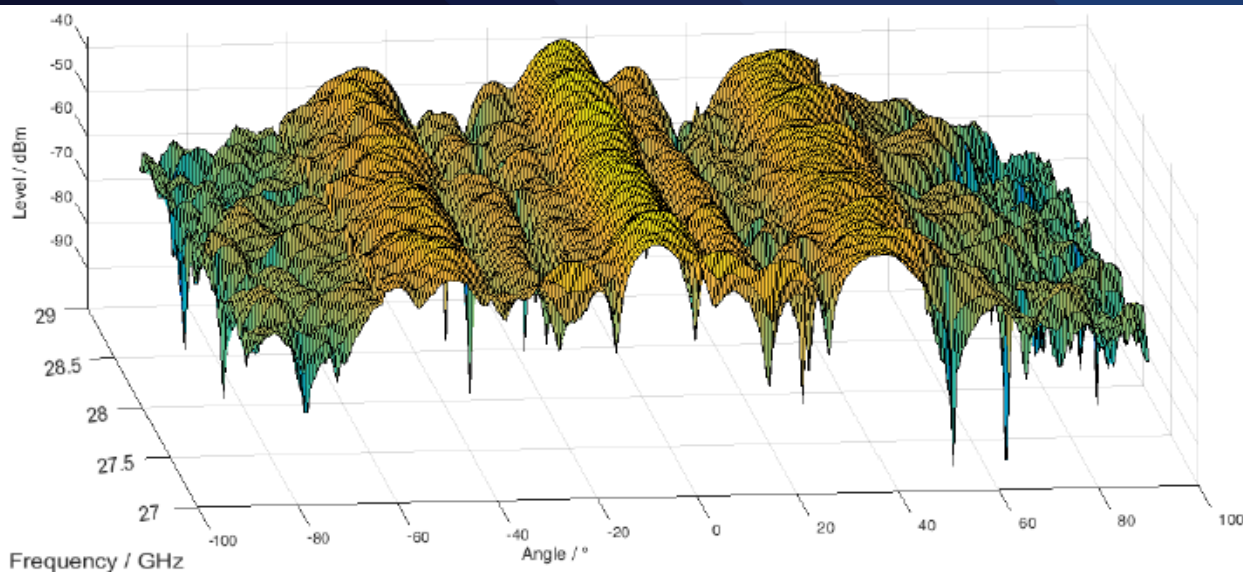


圖21：測量頻率掃描

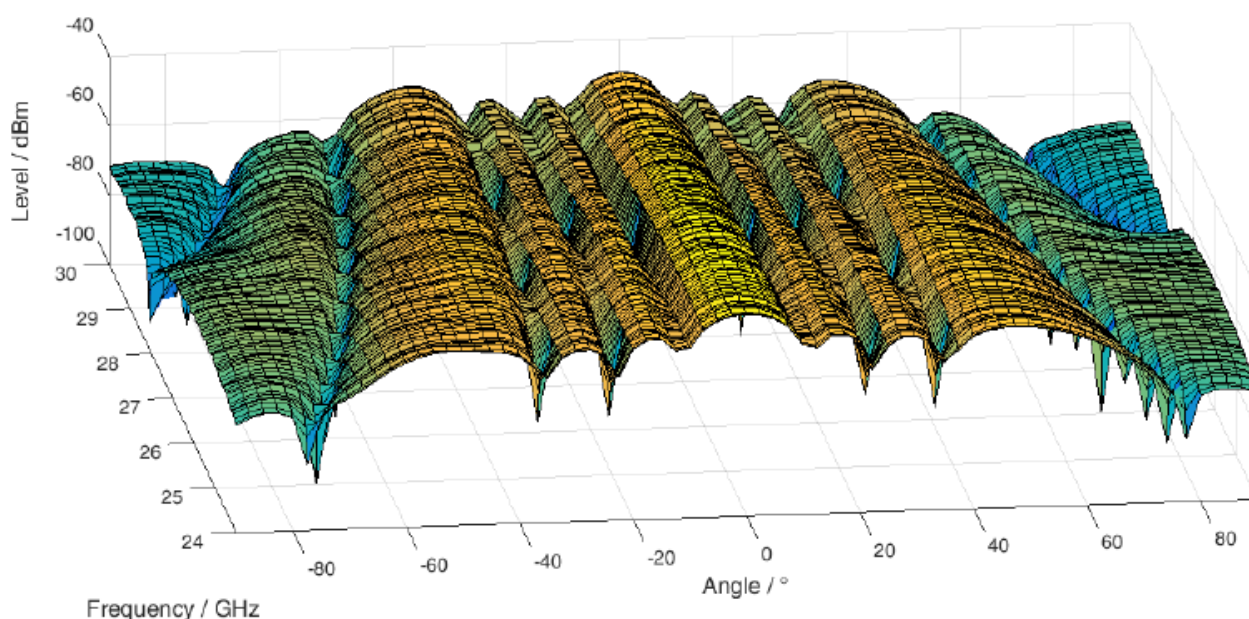


圖22：模擬頻率掃描

5.3 進一步閱讀

本節介紹了已定義的一致性線性陣列。除了預算之外，陣列允許的物理尺寸，目標頻帶，用戶應用和物理環境決定更複雜的佈置是否可行。

參考文獻 [17] 中介紹了平面陣列的使用，傳導測量以及轉向陣列天線波形特性的選擇。

6 結果和展望

波束形成將在下一代網路的實施中發揮重要作用且已被廣泛接受。在許多5G主題上仍然是正在進行的研究課題，但業界普遍採用的方向包括小波束形成陣列和大波束形成陣列，後者部分只能通過毫米波之波段中的較短波長實現。本文介紹了波束形成技術從基本信號傳播到一個小型一致的線性陣結構之實現。

R&S公司將繼續優化5G測試解決方案，以滿足第五代蜂窩無線通信的技術和其他相關技術。

7. 參考資料

- [1] V. Rabinovich and N. Alexandrov, *Antenna Arrays and Automotive Applications*: Springer, 2013, pp. 24-52.
- [2] A. Roessler, "5G Waveform Candidates," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [3] T. Braunstorfinger, "Phase Adjustment of Two MIMO Signal Sources with Option B90 (Phase Coherence)," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2009.
- [4] C. Tröster-Schmid and T. Bednorz, "Generating Multiple Phase Coherent Signals – Aligned in Phase and Time," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [5] M. Naseef, G. Lloyd, and M. Reil, "Characterizing Active Phased Array Antennas," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [6] ITU-R, Ed., "Attenuation by atmospheric gases: ITU-R P.676-10," 2013.
- [7] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," 1961.
- [8] C. Powell, "Technical Analysis: Beamforming vs. MIMO Antennas," 2014.
- [9] A. Alkhateeb, J. Mo, N. González-Prelcic, and Heath, Robert W. Jr., "MIMO Precoding and Combining Solutions for Millimeter-Wave Systems," IEEE, 2014.
- [10] R. Wonil et al., "Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results," IEEE 52, 2014.
- [11] X. Gu et al., "W-Band Scalable Phased Arrays for Imaging and Communications," IEEE 53, 2015.
- [12] M. I. Skolnik, *Introduction To Radar Systems*: McGraw Hill Book Co, 1961, pp. 280-286.
- [13] K. S. Das and A. Das, *Antenna and Wave Propagation*: Tata McGraw Hill Education Private Limited, 2013, pp. 153-163.
- [14] I. V. Minin and Minin Oleg V., *Basic Principles of Fresnel Antenna Arrays*: Springer Science & Business Media, 2008, p. 12.
- [15] S. I. Nikolov and H. Jensen, "Manipulation of Grating Lobes by Changing Element Shape," 34, 2011.
- [16] B. Allen and M. Ghavami, *Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications*: John Wiley & Sons, 2006, pp. 44 - 52.
- [17] M. Kottkamp and C. Rowell, "Antenna Array Testing - Conducted and Over the Air: The Way to 5G," München, 2016.