

毫米波波束成形天線陣列設計

特性白皮書(II)

五. 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，而第二部分通過使用通過模擬理想的各向同性元素的線性天線陣列獲得的結果的適當選擇的可視化來演示這些方程的應用。

5.1 理論背景

在本章中，假設有 N 個等間距各向同性輻射元件的線性天線陣列。可以想像這些元素沿著球面坐標系的 x 軸放置，如圖 9 所示。以下部分介紹了這種天線模擬背後的理論。

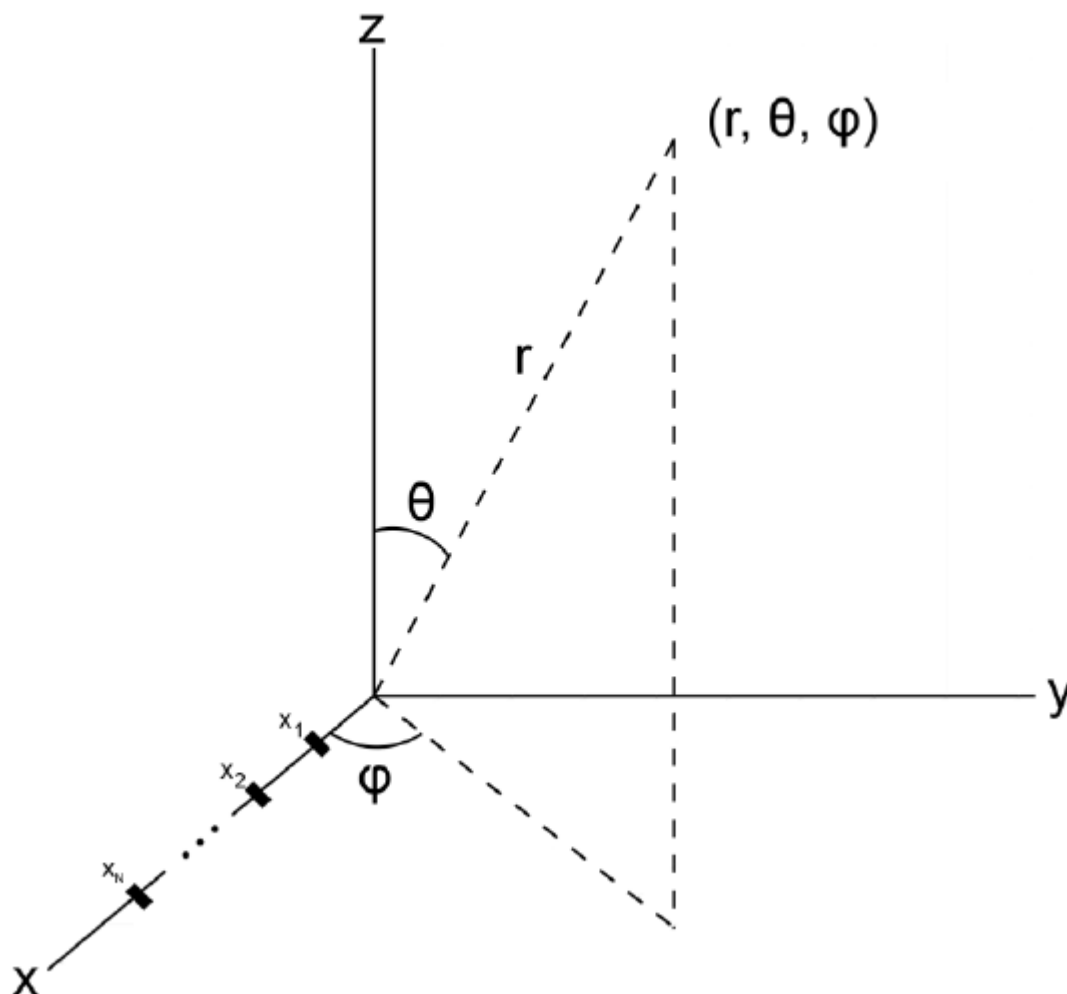


圖 9：線性天線陣列

線性天線陣列的輻射圖案 Farray 可以通過將陣列因子 AFarray 與元素輻射圖案 Felement 相乘來近似，元素輻射圖案 Felement 被認為對於假定足夠大的陣列的所有元素是相等的[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小，則相同輻射圖案的假設不成立。外部元件可以在很大程度上偏離其他天線的圖案，這在僅少數元件的情況下是不可忽略的。因此，(5) 僅適用於這種情況下的粗略近似。在該等式中也不考慮元件中的相互耦合和損耗。這些效應有助於改進的光束圖案，例如增加的旁瓣水平[1]。

除了元素輻射圖 Felement 之外，根據 (5) 計算 Farray 需要陣列因子 AFarray。線性陣列因子取決於波長 λ ，角度方向 θ ，元素之間的距離 d 和元素數量 N [1]：

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

第 3 章中介紹的複雜權重可以使用 (6) 設定。每個元素的幅度權重應用因子 applied。利用基本光束轉向公式 (3) 計算的角度 $\Delta\phi$ 可用於將光束轉向到任意角度。

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

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

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。這導致歸一化的數組因子[13]：

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

歸一化的陣列因子在 2π 中是周期性的，並且允許推斷關於線性天線陣列的特徵的許多信息，如將在下一章中示出的。

六. 天線設計選擇

本章重點介紹上一節介紹的陣列因子的屬性以及波束形成天線設計的含義。

等式 (6) 至 (9) 表明元件的數量及其等距間隔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通過圖 10 的示例來解釋。

左邊的圖表顯示了歸一化的陣列因子 $|AF_{array}(\psi)|$ 用於元件之間等距間距為 5 mm 的天線。因此，元件距離在 28GHz 時略小於 0.5λ 。在右側顯示間距為 16 mm 的天線的歸一化陣列因子，大致相當於 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件數量的效果。主瓣寬度隨著元件數量的增加而減小。這意味著線性陣列所包含的元素越多，將觀察到的方向性越大。增加元件數量的另一個影響是更多的旁瓣，其總體水平降低。

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，這產生了較窄的主瓣。類似於更多數量的元素，旁瓣的數量將增加，儘管沒有降低的水平。相反，大的元件間間隙產生的旁瓣與主瓣相比具有相同的水平。圖 10 中的紅點突出了天線的這種效應，間距為 1.5λ 。由紅點標記的旁瓣稱為柵瓣。通常，這些柵瓣是不希望的，因為能量將被輻射到不需要的方向或從不需要的方向接收。在需要大帶寬的應用中，柵瓣可能僅影響部分操作頻率。

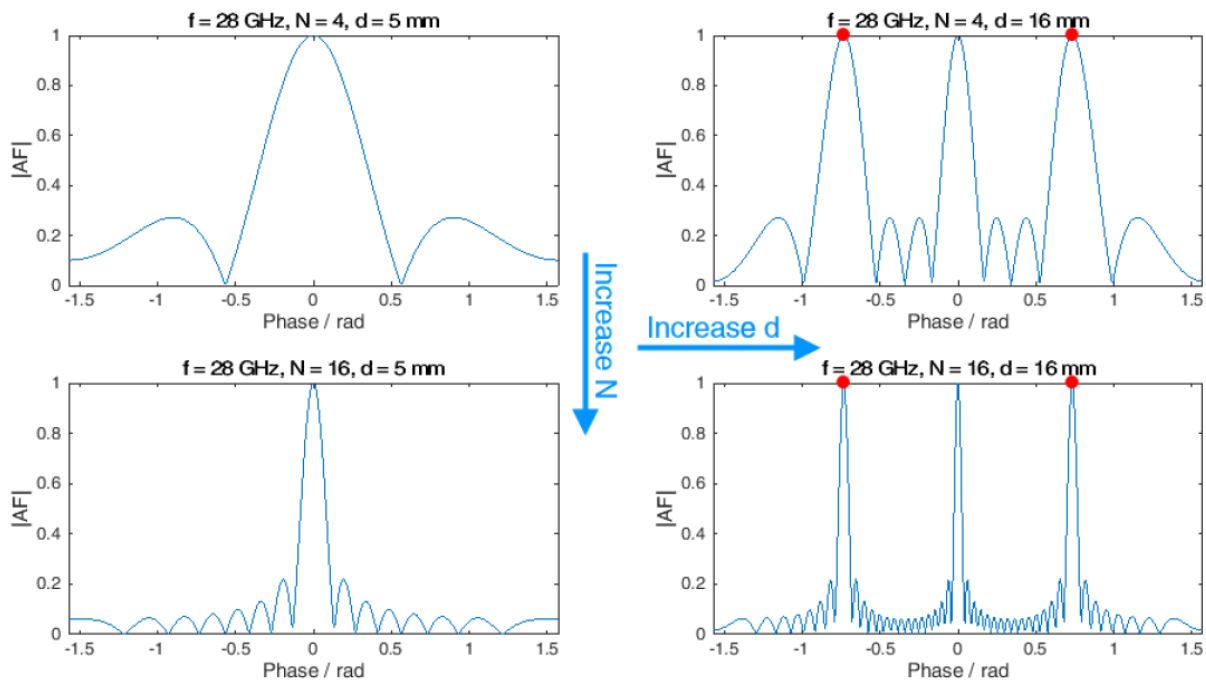


圖 10：多個配置的規範化陣列因子

如果元件間間距超過半波長，則具有等距元件間距的線性陣列將產生柵瓣。為了避免在可見區域 (定義為 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 的範圍內) 發生這種現象，必須保持以下條件：

$$d < \frac{\lambda}{2} \quad (11)$$

如果違反等式 (11)，則增加水平的柵瓣開始出現在可見區域中。在元件之間的距離超過一個波長的情況下，柵瓣電平開始等於主瓣電平。

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必須減小元件間隔。最大掃描範圍 $|\theta_0|$ 對於給定的元素，距離 d 在光柵波瓣標準中定義[14]：

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

重新排列等式 (12) 有助於計算給定掃描範圍 $|\theta_0|$ 的 d 的最大值：

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

如果選擇 $|\theta_0| < 45^\circ$ 的掃描範圍，則元件距離不應超過 0.58λ ，以避免該區域中的柵瓣。

柵瓣的抑制和操縱是當前的研究課題。已經證明，通過修改元素形狀可以控制柵瓣的位置和水平[15]。使用非均勻元件間隔允許抑制某些柵瓣但增加了相當大的複雜性層。

應用範例:

本節中顯示的所有輻射模式都是使用公式 (5) 和 (6) 計算的模擬結果。附錄 7.1 中的腳本可用於通過更改模擬參數來生成和修改這些模式。

圖 11 顯示了 2D 掃描視圖中 24 至 30 GHz 頻率範圍內輻射方向圖的模擬結果。選擇此圖形表示是為了更好地概述天線在整個帶寬上的行為。假定天線具有四個各向同性元件，自由空間距離為 16 mm。這種幾何形狀對應於第 5 章中使用的天線。

發射和接收天線都被認為是各向同性的，並且發射功率被設置為 0dBm。發射和接收天線之間的距離設置為 2 米，位於假設的遠場。

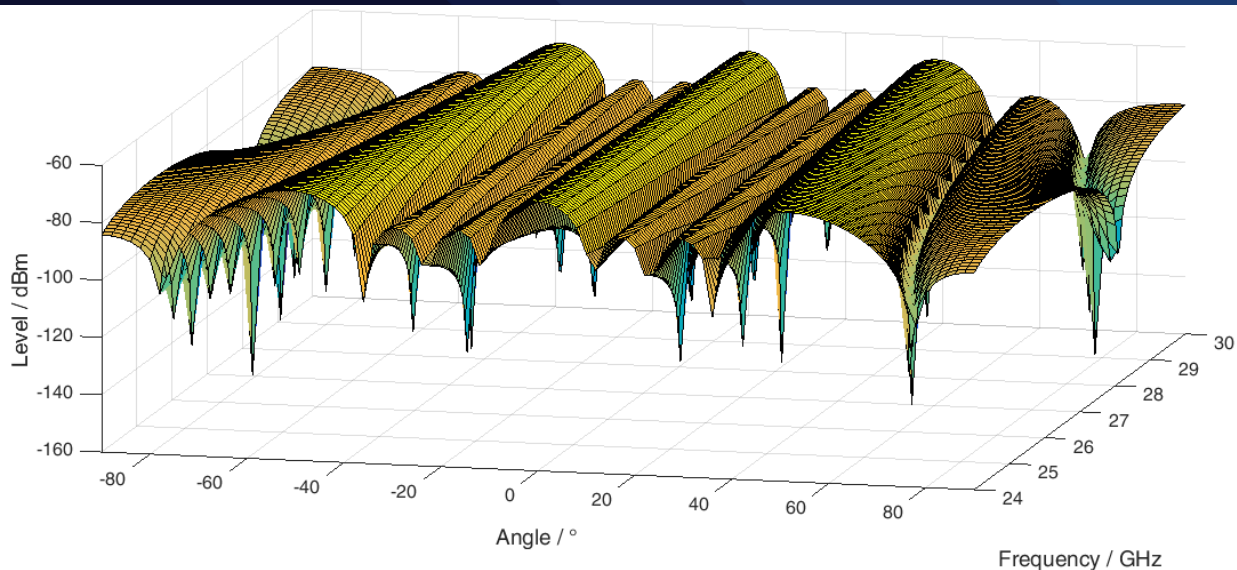


圖 11：在 2D 掃描視圖中模擬具有零相位偏移的線性天線陣列

圖 11 的曲線圖示出了偶然的離散電平丟失，即突然和顯著地觀察到的信號電平變化。這些角度/頻率組合是前一節中介绍的數學表達式所固有的。根據 Friis 公式的衰減也包含在模型中。

圖 12 展示了使用表達式 (3) 將光束控制到任意角度。在這種情況下，計算 28 GHz 的相位偏移和前一節中描述的天線參數。因此，為了將光束向右轉向 10° ，對每個元件設置 $\Delta\varphi = 94^\circ$ 的相位偏移。

如使用等式 (12) 所預期的，旁瓣位於大約 $\pm 40^\circ$ 。仔細觀察模擬模式可以看出該值的高頻依賴性。

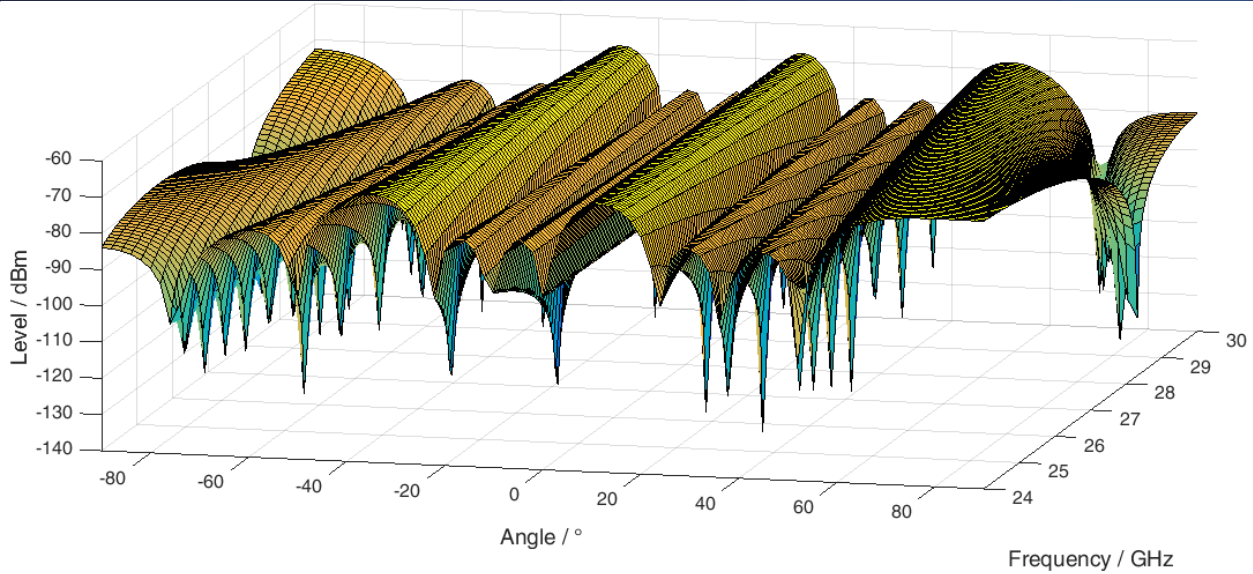


圖 12：具有相位偏移的線性天線陣列的仿真

雖然天線元件的相位偏移通常用於確定主瓣的角度，但是幅度加權提供了修改波束寬度和旁瓣電平的手段。在單位幅度權重 $([1,1,1,1])$ 的情況下，主波束寬度最小。

降低外部元件的振幅水平導致主波束寬度增加。如果外部元件的權重接近零 $([0,1,1,0])$ ，則輻射圖案近似等於具有相同尺寸的雙元件陣列。通常通過應用窗口函數來控制旁瓣電平。權重的每次變化都會導致輻射模式的變化，而每個窗口都有其自身的優點和缺點[16]。

圖 13 顯示了先前討論的不同幅度權重的影響。雖然加權 $[1\ 1\ 1\ 1]$ 用於圖 11 和圖 12 中所示的模擬，但是外部元件的加權因子在圖 13 中減小到 0.2。因此得到的權重向量是 $[0.2\ 1\ 1\ 0.2]$ 。在圖之間的直接比較中清楚地看到增加的光束寬度。

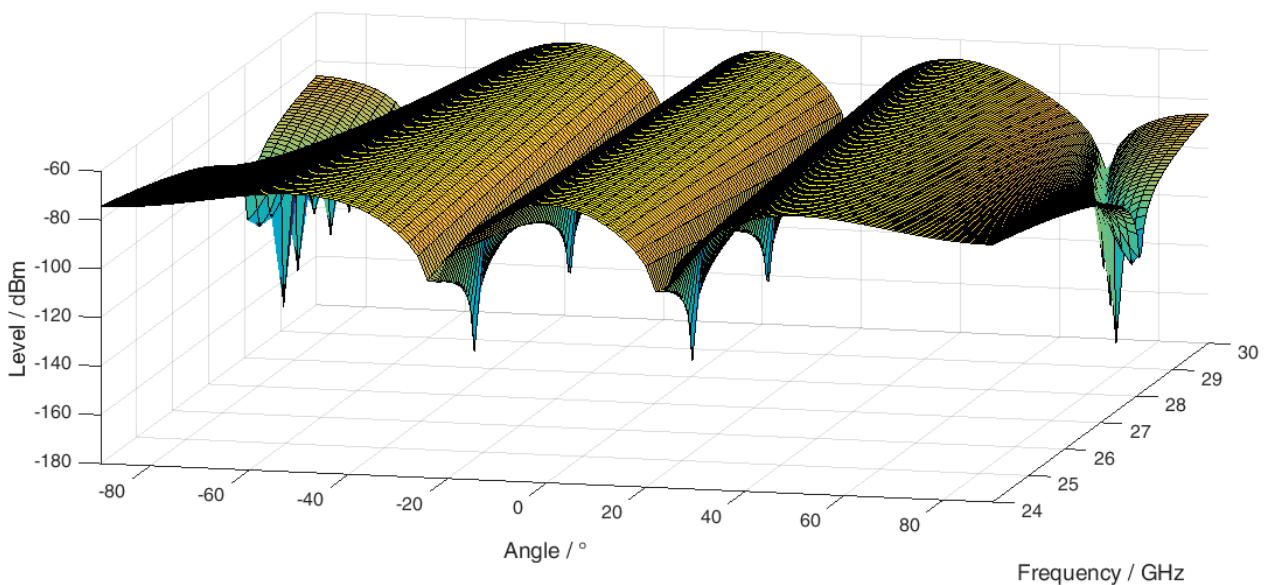


圖 13：具有不同幅度加權的線性天線陣列的仿真

不等幅度加權是區分兩個方向的重要工具。在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拒絕。

圖 14 的左側示出了在 60°處拒絕非預期的用戶信號，假設在 28GHz 處輻射的信號等於圖 11 中的信號。紅色方塊對應於非預期用戶位置處的拒絕。圖 14 的右側部分顯示了應用於發射機的不等幅度加權的影響。非預期用戶的拒絕增加了約 23 dB

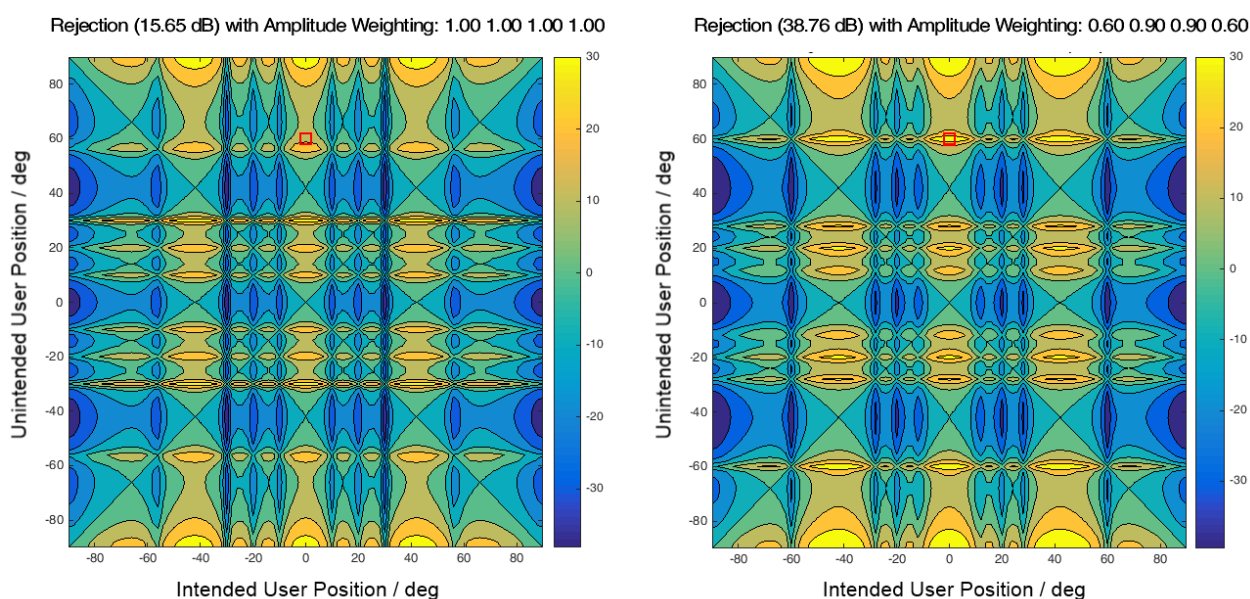


圖 14：通過 28 GHz 的非相等幅度權重增加干擾抑制

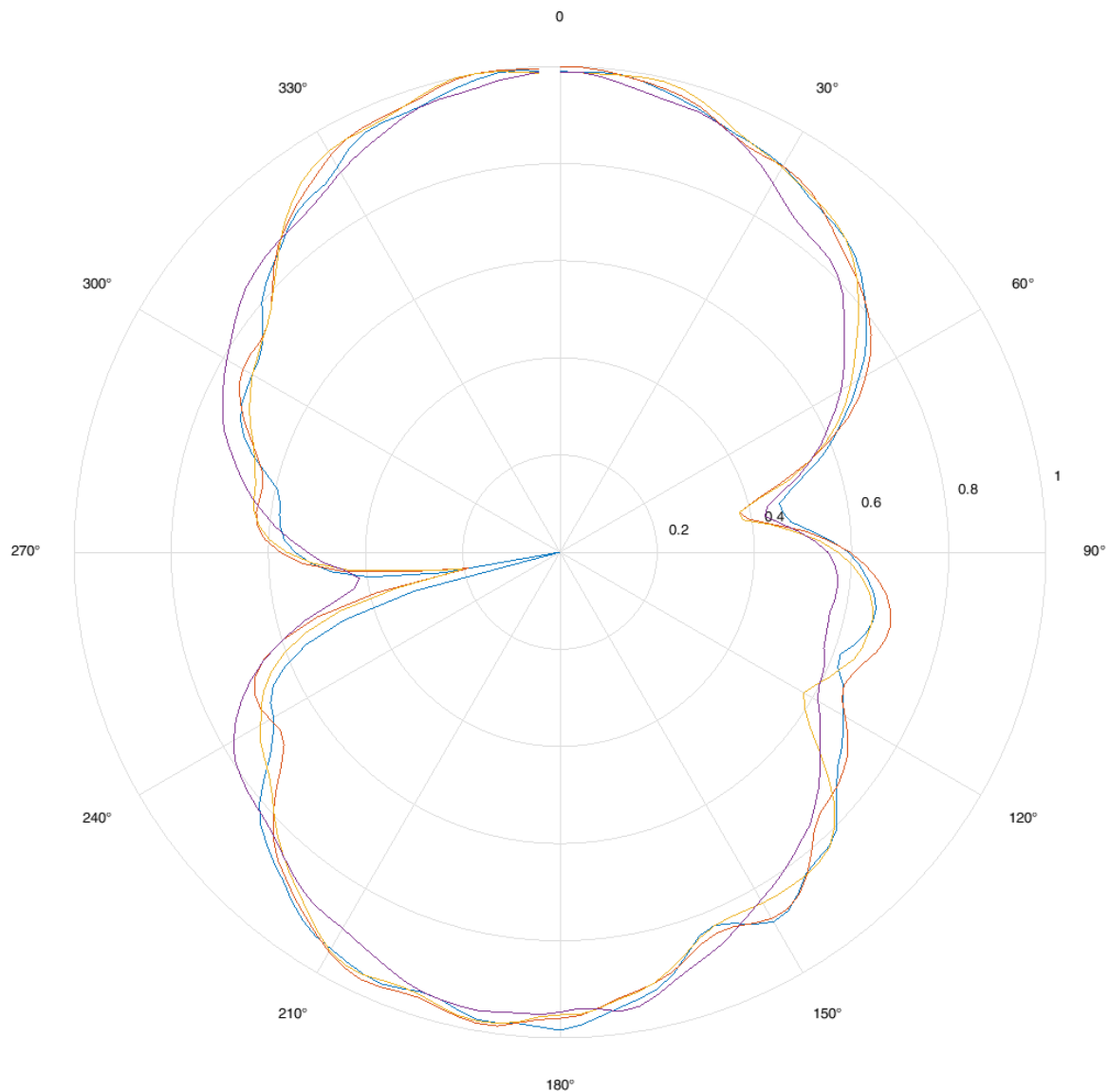
七. 線性陣列 OTA 測量

本章將首先介紹使用元素輻射圖 Element 的測量數據對模擬陣列的影響。然後，顯示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。

7.1 利用測量數據增強模擬

7.1.1 單個元素的測量結果

測量元素的天線是由四個等距間距元素組成的線性陣列。圖 15 顯示了 28 GHz 天線所有元件的疊加歸一化輻射方向圖。測量單獨進行，意味著其他元素無效並終止。圖 16 顯示了在一個元件的整個頻率範圍內的視軸上的主瓣的水平



圖

15 : 天線元件輻射模式

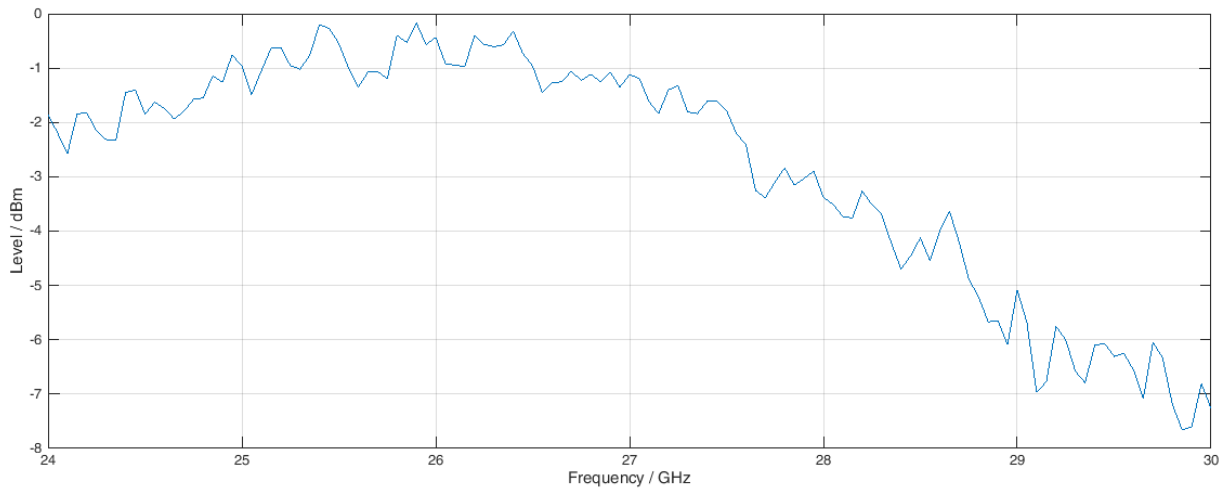


圖 16：單個元件主瓣的視軸水平

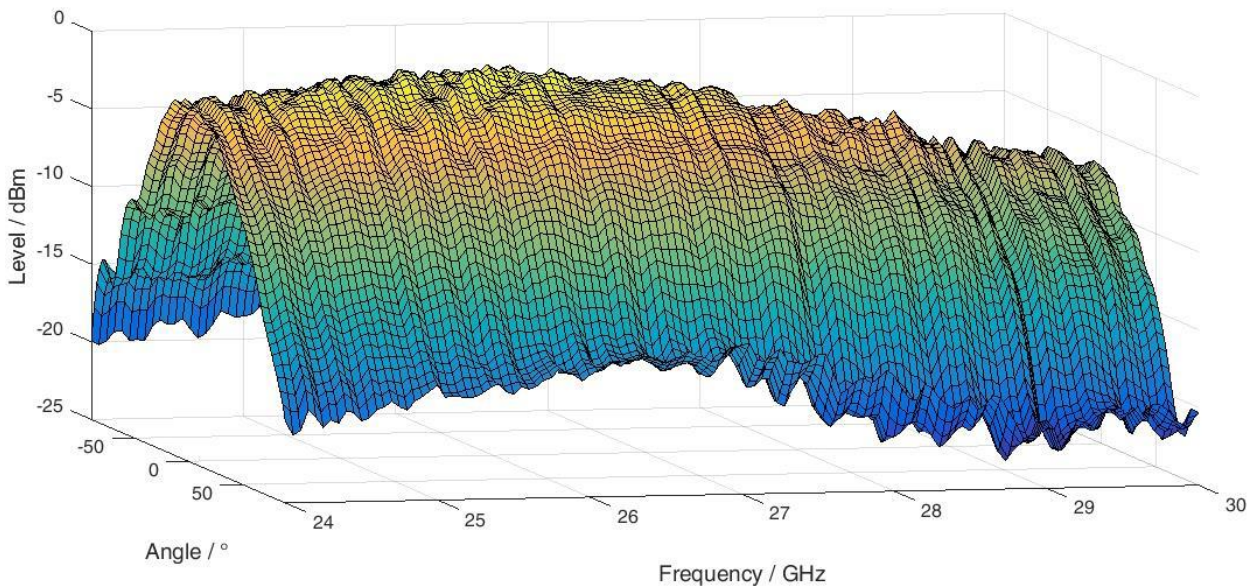


圖 17 顯示了在 24 至 30 GHz 頻率範圍內單個元件的掃描 2D 輻射圖。

7.2 模擬結果基於測量的單個元素模式

如第 4.1 章中的等式 (5) 所介紹的，線性陣列的輻射圖可以通過將單個測量元件輻射圖 $F_{element}$ 與陣列因子 A_{Farray} 相乘來計算。

第 4.3 章中的所有數據均使用全向天線元件和線性陣列的實際尺寸進行模擬，其線性陣列的元件輻射圖如圖 15 和圖 17 所示。使用單個測量元件輻射圖作為 $F_{element}$ 而不是全向數據有助於提高精度 用等式 (5) 計算的模擬模式。

圖 18 和圖 19 示出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差異。仔細觀察這些數字可以發現，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，所有天線增益都設置為 0 dBi，元件間距在自由空間中固定為 16 mm。

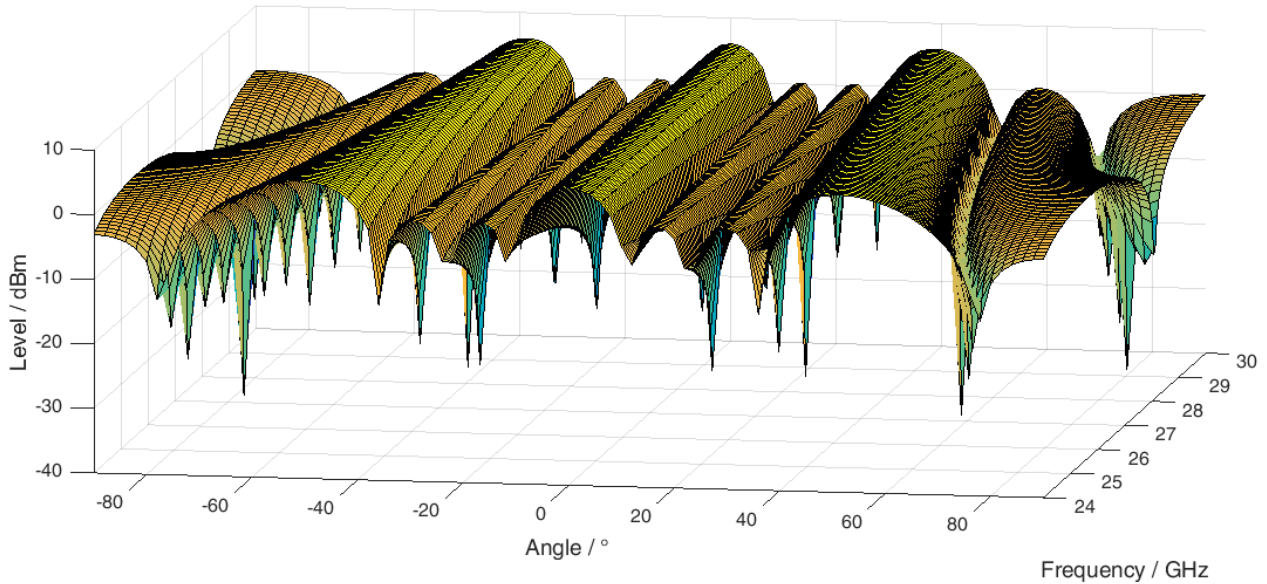


圖 18：使用各向同性元素的模擬

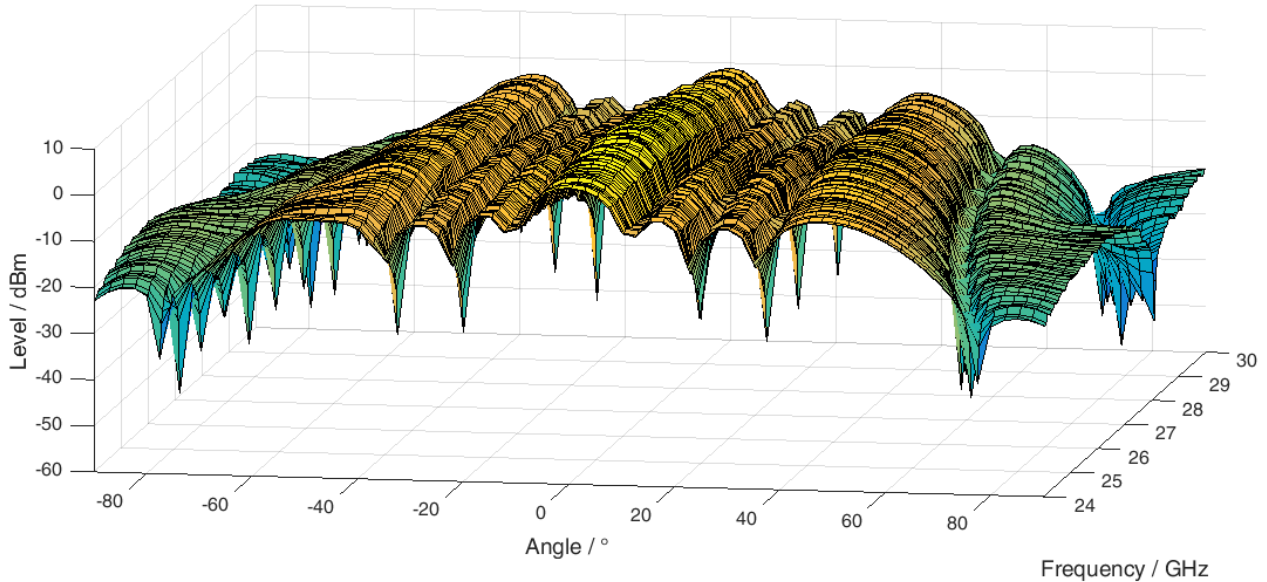


圖 19：使用單個測量元素輻射模式的模擬

等式 (3) 和 (6) 的組合提供了將天線波束引導到任意方向的裝置。對輻射方向圖的影響根據所需的角度的角度而變化。隨著光束遠離視軸轉向，主瓣在其寬度增加時變得越來越衰減。

圖 20 顯示了 26 GHz 和 28 GHz 的這些影響。這兩種模式是使用測量的元素模式 (紅色) 並假設計算的全向特性 (藍色) 的結果。黃色垂直線表示預期的光束轉向方向。

在元件之間沒有任何相位差的情況下，與旁瓣相比，測量元件的視軸增益導致主瓣電平增加。增加波束轉向角會顯著降低主瓣的振幅。

雖然使用完全全向元件的陣列波瓣沒有幅度差異，但由於各向同性輻射器，主波瓣的水平在所有角度上都保持不變。

當被轉向到更大的角度時，兩個模擬輻射圖案都受到增加的光束寬度的影響。

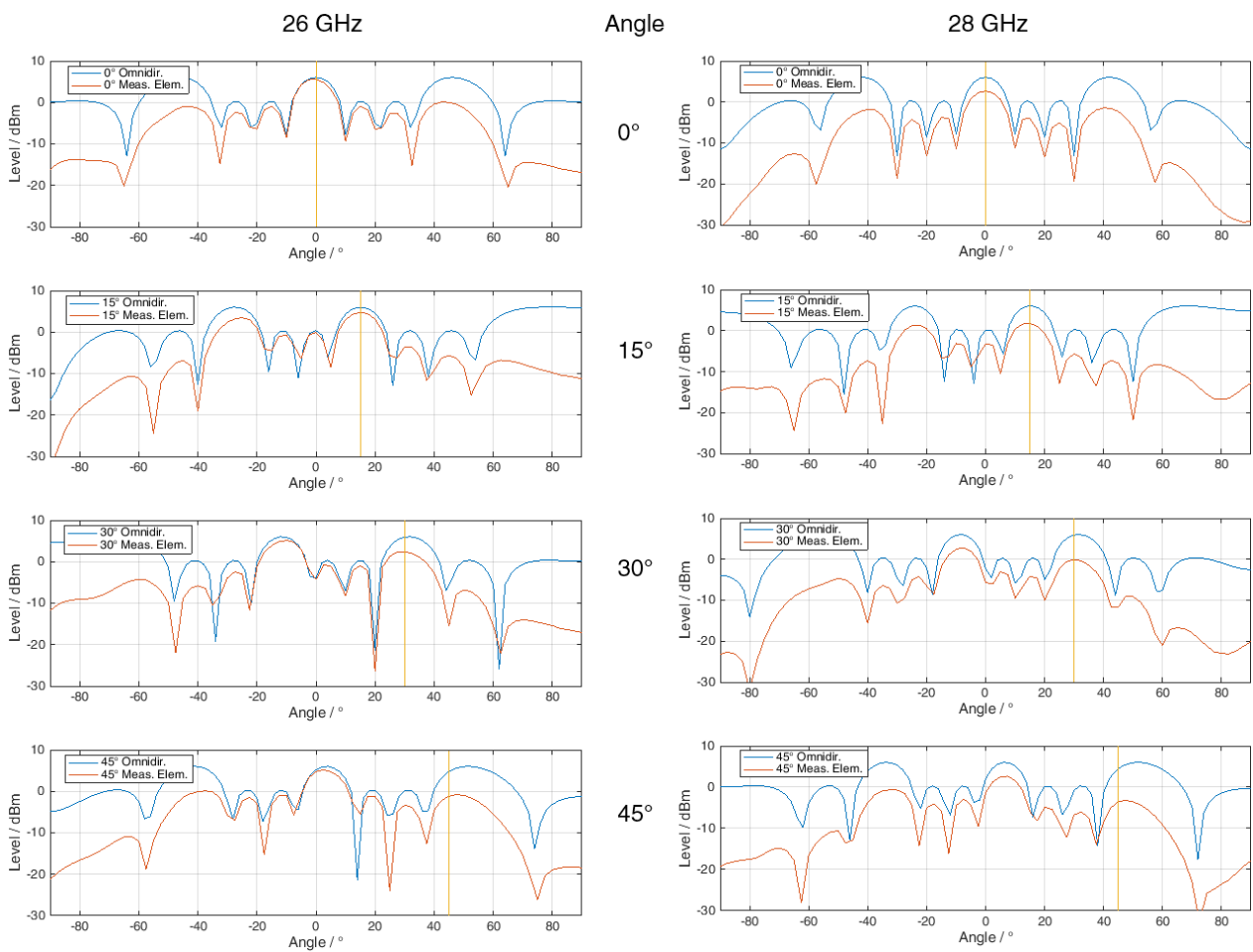


圖 20：不同頻率下的波束控制

天線掃描

圖 21 顯示了在 2 GHz 範圍內使用線性天線陣列進行頻率掃描的結果。使用配備有四個獨立源的 R & S®ZVA 網絡分析儀進行測量。該儀器提供的相位相干信號輸出可與第 3.2 章中介紹的數字波束形成架構相媲美。用於這些測量的設置在[5]中描述。

圖 22 給出了使用測量的元件數據與具有相同幾何形狀的天線陣列的模擬模式的直接比較。總體上，測量與模擬一致。主波瓣和旁瓣之間的波束寬度和距離匹配兩種結果。

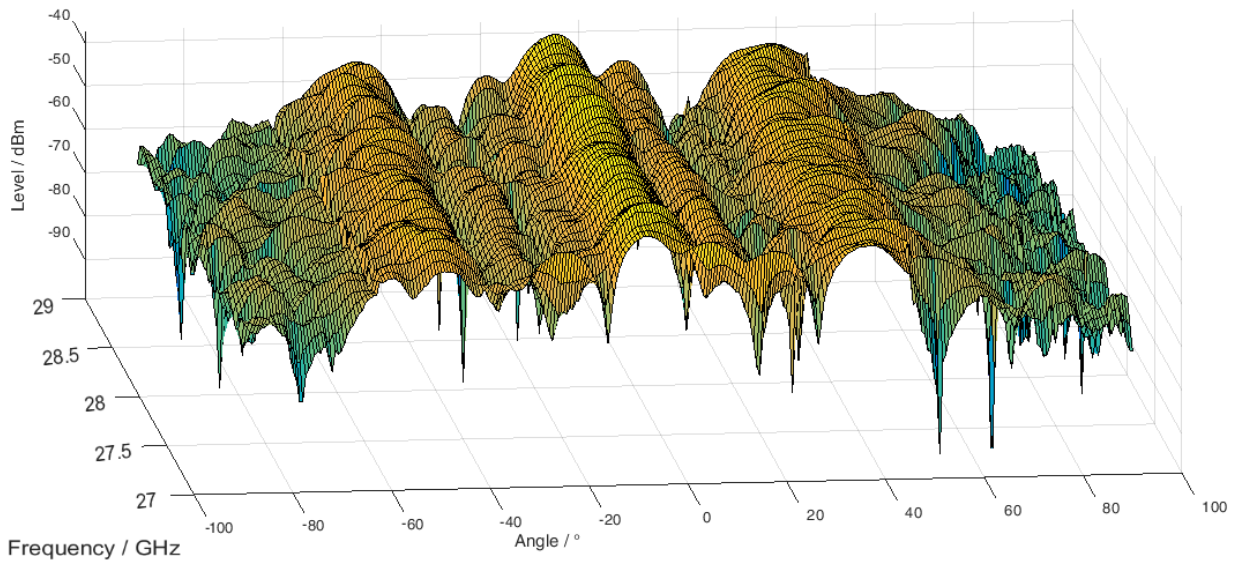


圖 21：測量的頻率掃描

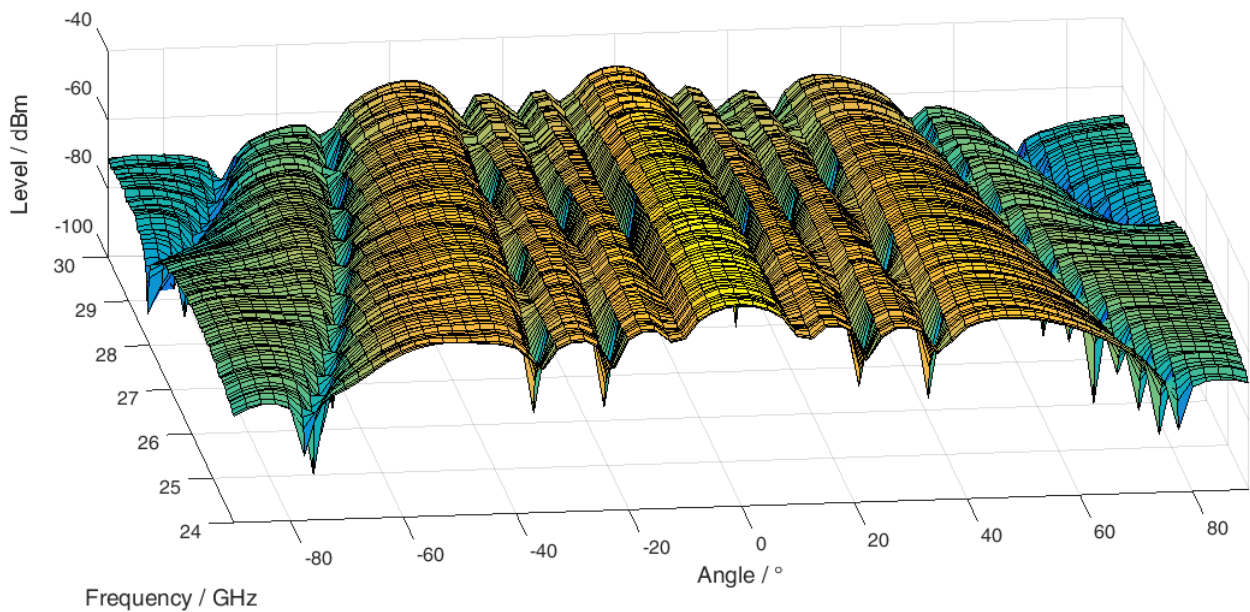


圖 22：模擬頻率掃描

未來展望：

已經廣泛接受的是，波束成形將在下一代網絡的實現中發揮重要作用。許多 5G 主題仍然是正在進行的研究的主題，但是該行業所採取的總體方向包括小型和大型波束形成陣列，後者部分地僅通過毫米波波段中遇到的較短波長來實現。

本文介紹了波束形成技術從基本信號傳播到小型均勻線性陣列結構實現的一些方面。



Rohde & Schwarz 繼續優化 5G 測試解決方案，以滿足目前第五代蜂窩無線通信正在考慮的這項技術和其他技術。