

毫米波波束成形天線陣列設計 特性白皮書(I)

一. 引言

毫米波波段對衛星行業越來越感興趣，並且正在討論中作為潛力，5G 頻譜。用於 5G 應用的天線利用較高頻率的較短元件尺寸

包含更多的輻射元素。這些天線陣列對波束成形至關重要，在下一代網絡中發揮重要作用的運營。

本白皮書介紹了波束形成天線背後的一些基本理論。此外這些基本概念，輻射模式的計算方法和一些模擬結果，如以及小線性陣列的一些真實世界測量結果，由於帶寬可能會在這些應用中使用，提出了一種非標準的圖形表示方式。

二. 介紹

當前的 4G 網絡面臨眾多挑戰。對移動高分辨率多媒體應用的飆升需求使這些網絡更接近其實際限制。

設想 5G 網絡通過增加頻寬提供顯著更高的數據速率來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，毫米波波段成為合適的替代方案。這些頻率下可用的大帶寬有助於提供滿足 5G 需求的數據速率。

然而，這些毫米波段的移動環境遠比目前使用的頻率複雜。根據環境的不同，更高的傳播損耗需要更新的網絡基礎設施和新的硬件概念。

波束成形天線陣列將在 5G 實現中發揮重要作用，因為即使手機也可以在毫米波頻率下容納更多數量的天線元件。除了更高的定向增益外，這些天線類型還提供複雜的波束形成功能。這允許通過直接針對用戶組來改善信號干擾比 (SIR) 來增加蜂窩網絡的容量。窄發射波束同時降低了無線電環境中的干擾量，並使得可以在農村地區較遠距離的接收機終端保持足夠的信號功率。

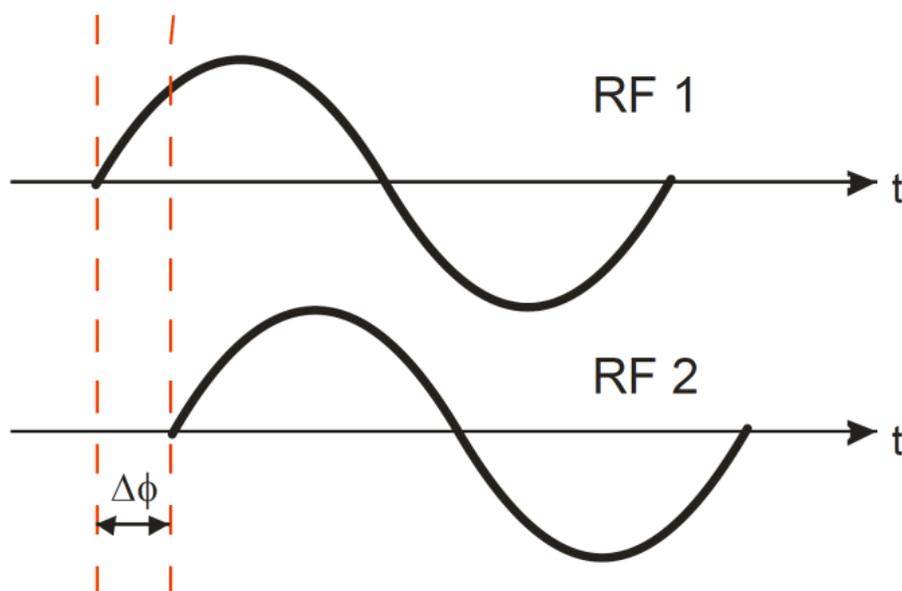
本文概述了波束形成技術，包括信號，天線和電流收發器架構。此外，引入了天線陣列的仿真技術，並與小陣列上的實際測量結果進行了比較。這裡給出的理論天線仿真結果可以使用附錄 7.1 中的 MATLAB® 腳本重現。本文提出的所有方程都適用於線性天線陣列，為了本文的目的，它被定義為沿坐標系中的一個軸放置的等間距，可單獨激勵的 n 個輻射元件的陣列，

三.波束成形訊號

波束成形通常適用於簡單的 CW 信號以及複雜的調製波形。5G 的候選波形是當前的研究課題，因為今天的許多實現在毫米波段應用都有很大的缺點。本章將首先介紹相位相干信號的產生，然後概述這些信號最重要的傳播特性。

3.1 相位相干信號的產生

每個波束形成架構的重要先決條件是相位相干信號。該術語意味著在所有 RF 載波之間存在確定且穩定的相位關係。如圖 1 所示，載波之間的固定 $\Delta\phi$ 相可用於將主要波束轉到所需方向。



圖一：具有相位偏移的相位相干信號

通過參考訊號（即 10MHz）耦合多個信號發生器可以實現相位相干。

仔細檢查這些 RF 信號的瞬時差分相位（“Δ相位”）會顯示由於以下原因導致的不穩定性：

- 兩個合成器的相位噪聲。

- 10MHz的“弱”耦合和長達RF輸出的長合成鏈(long synthesis chain)

- 溫度差異導致某些合成器組件的有效電氣長度發生變化。

由於第二因素占主導地位，穩定兩個信號發生器之間相位的唯一方法是使用通用合成器/ LO 源。這一措施同時消除了第一個因素[3]。

在[3]和[4]中討論了使用菊花鏈拓撲(daisy chain)信號發生器生成真正的相位相干信號。使用向量網絡分析儀生成第 5.2 章中測量的相位相干信號。

3.2 信號傳播

從任何類型的天線輻射的所有信號都具有相同的基本特徵。多徑衰落和延遲擴展顯著降低了蜂窩網絡的容量。可用信道擁塞和同信道干擾進一步降低了實際網絡容量[5]。

- 自由場衰減：從發射器到接收器的行進時，電磁波會衰減。自由場衰減描述了由於兩個站之間的距離而信號將受到的衰減。

Friis 公式確定自由場衰減：

$$P_{r,dB} = P_{t,dB} + G_{t,dB} + G_{r,dB} + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \quad (1)$$

其中 P_r, dB 是接收功率電平，單位為 dB， P_t, dB 發射功率和 G_r, dB 和 G_t, dB 接收和發射天線增益，單位為 dBi。

圖 2 (左) 說明了大頻帶上的自由場衰減。

即使在完美視線 (LoS) 傳輸的情況下，還有許多不同的因素會影響接收信號的幅度。如圖 2 (右) 所示，由此產生的總衰減根據頻率和輻射環境而變化很大。

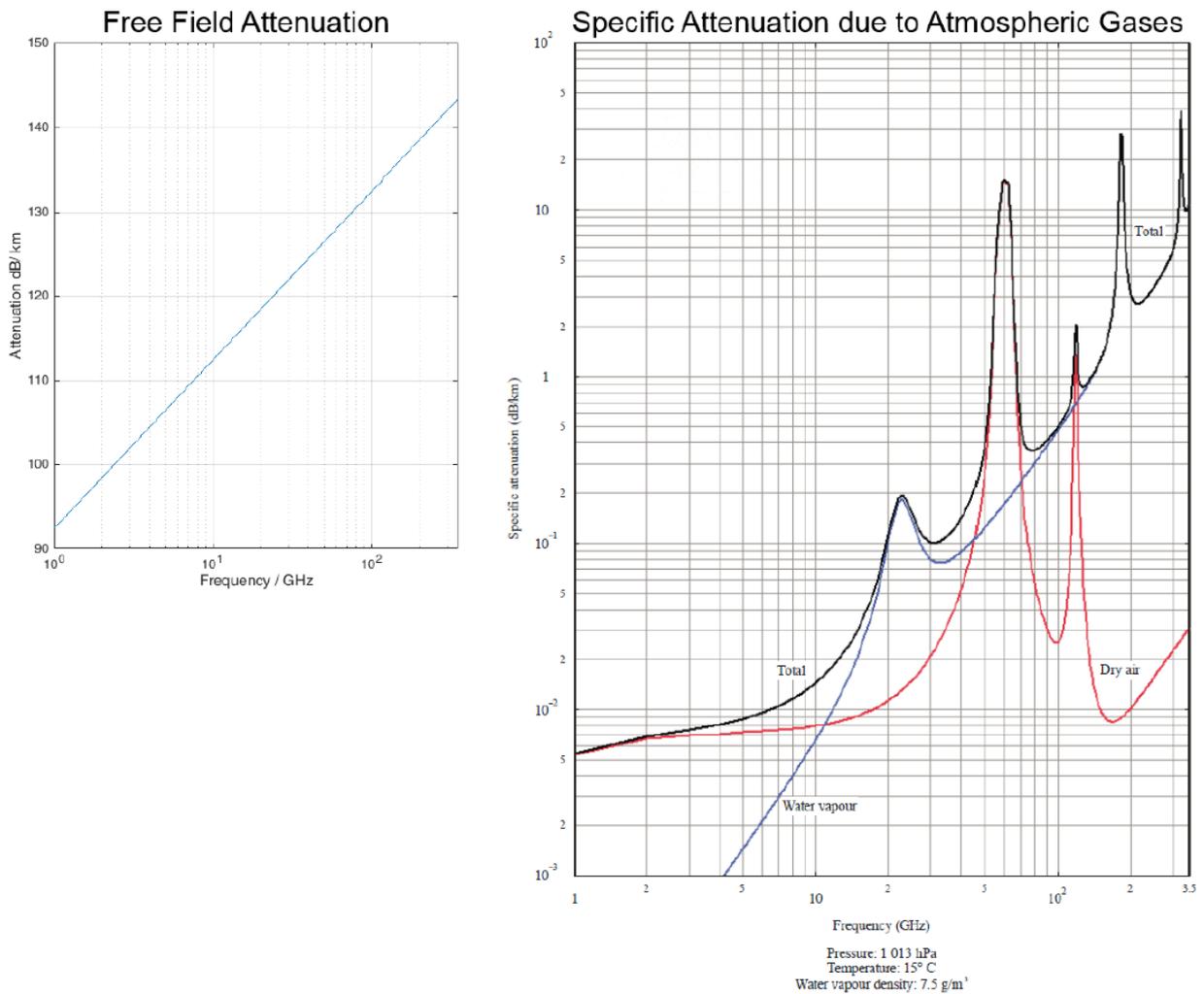


圖 2：根據 Friis 公式（左）和由於大氣氣體引起的衰減（右）的自由場衰減近似。

衰落：由於信道的時變特性，多徑信號的相移是不恆定的。表達式（2）示出了時間相關的接收多徑信號，其中復值 $a_n(t)$ 和 $e^{-j\theta_n(t)}$ 描述了發送路徑 n 的幅度和相位的變化。

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

根據當前的相移，信號建設性地或破壞性地相加。接收到的信號由多個分散的組件組成，使其成為一個隨機過程。基於足夠量的散射分量，這可以被視為複雜的高斯過程。這導致在覆蓋區域中產生小的淡化區域，稱為瑞利衰落。

衰落的一種特殊情況是相位抵消，當多徑信號彼此相位相差 180° 時發生。取消以及因此信號的衰減在很大程度上取決於幅度和相位平衡。例如，30dB 的差異大致對應於 0.1dB 和 1.0 度的匹配誤差。

延遲擴展：此效應也是由於信號傳播的多徑性質。它描述了最早和最新的重要多徑分量的到達時間之間的差異。通常，最早的組件是 LoS 傳輸。在大延遲擴展的情況下，信號將受到符號間干擾的影響，這極大地增加了誤碼率 (BER)。

現代波束形成天線架構可以通過適應信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徑分量。設計用於適應和改變其輻射方向圖以適應 RF 環境的天線稱為有源相控陣天線[5]。

四. 波束成形架構

毫米波頻帶可能實現高帶寬。迄今為止，這些高頻的有限使用是由於不利傳播效應的結果，特別是由於 LoS 中的障礙。已經開發了幾種收發器架構，以通過將接收或發送的波束聚焦在期望的方向來補償這些問題。所有這些解決方案都使用較小的天線元件尺寸，因為較高的載波頻率使得能夠構建更大的天線陣列。

通常有兩個變量用於波束成形：幅度和相位。這兩個因素的組合用於改善旁瓣抑制或轉向零點。每個天線元件 n 的相位和幅度以復數權重 w_n 組合。然後將復雜的權重應用於饋送到相應天線的信號。

4.1 類比波束成形

圖 3 顯示了模擬波束形成發射機架構的基本實現。該架構僅由一個 RF 鍊和多個移相器組成，這些移相器為天線陣列供電。

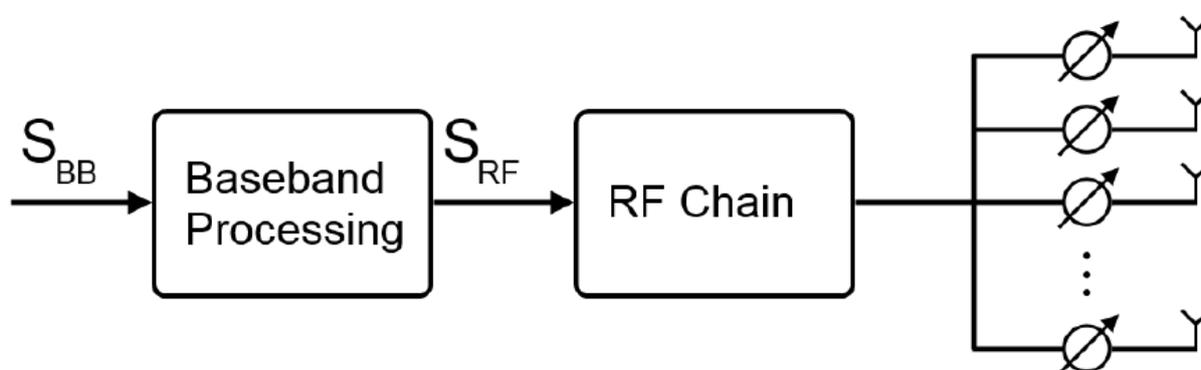


圖 3：模擬波束成形架構

第一個實用的模擬波束形成天線可以追溯到 1961 年。轉向是通過選擇性 RF 開關和固定移相器進行的[7]。儘管採用了先進的硬件和改進的預編碼算法，但迄今仍使用此方法的基礎知識。這些增強功能可以單獨控制每個元素的相位。與早期的無源架構不同，使用有源波束形成天線，波束不僅可以轉向離散，而且幾乎可以轉向任何角度。正如其名，這種類型的波束成形是在 RF 頻率或中頻頻率下在模擬域中實現的[8]。

這種架構目前用於高端毫米波系統，如雷達和 IEEE 802.11ad 等短距離通信系統。模擬波束成形架構不像本文中描述的其他方法那樣昂貴和復雜。另一方面，實現具有模擬波束成形的多流傳輸是一項非常復雜的任務[9]。

為了計算相位權重，假設具有元件間距 d 的均勻間隔的線性陣列。考慮到圖 4 所示的接收場景，天線陣列必須位於輸入信號的遠場，以使到達的波陣面近似為平面。如果信號以天線視軸的角度 θ 到達，則波必須行進額外的距離 $d \sin \theta$ 以到達每個連續的元素，如圖 4 所示。這轉換為元素特定的延遲，可以轉換為頻率相關的信號的相移：

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} \quad (3)$$

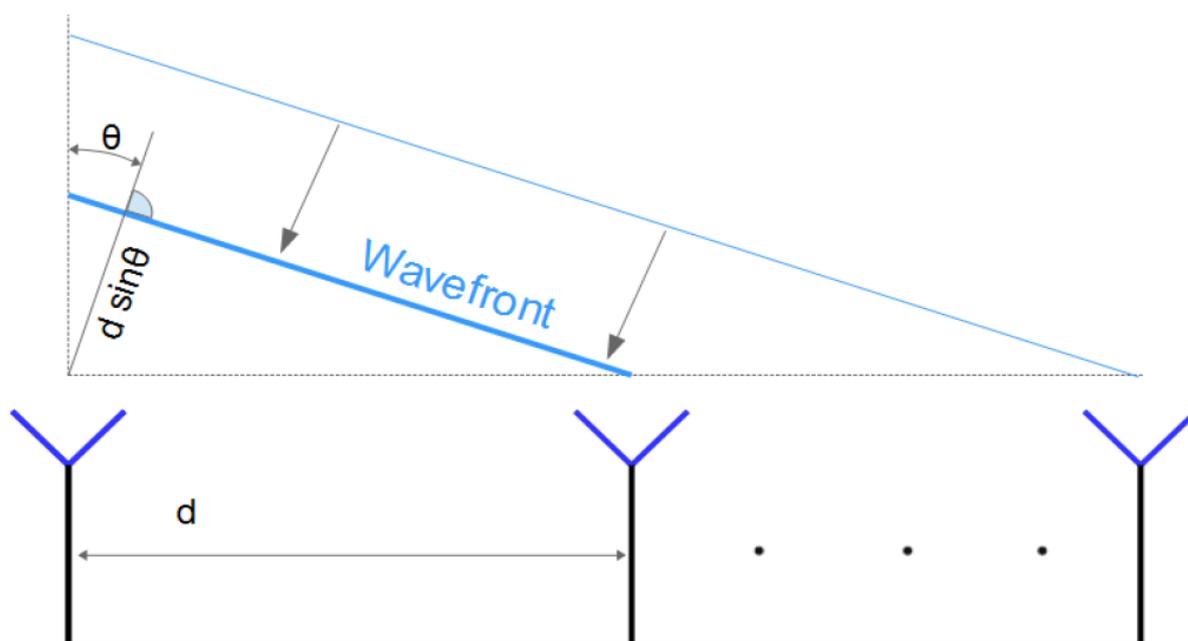


圖 4：信號到達視軸時的額外行程距離[6]

頻率依賴性轉換為稱為波束斜視的效果。使用 (3) 計算的相位偏移，可以將定義頻率的天線陣列的主瓣轉向到某個角度。如果現在向天線元件饋送不同頻率的信號，則主瓣將偏離一定角度。由於在考慮到某個載波頻率的情況下計算相位關係，因此主瓣的實際角度根據當前頻率而變化。特別是具有大帶寬的雷達應用由於這種影響而遭受不準確。

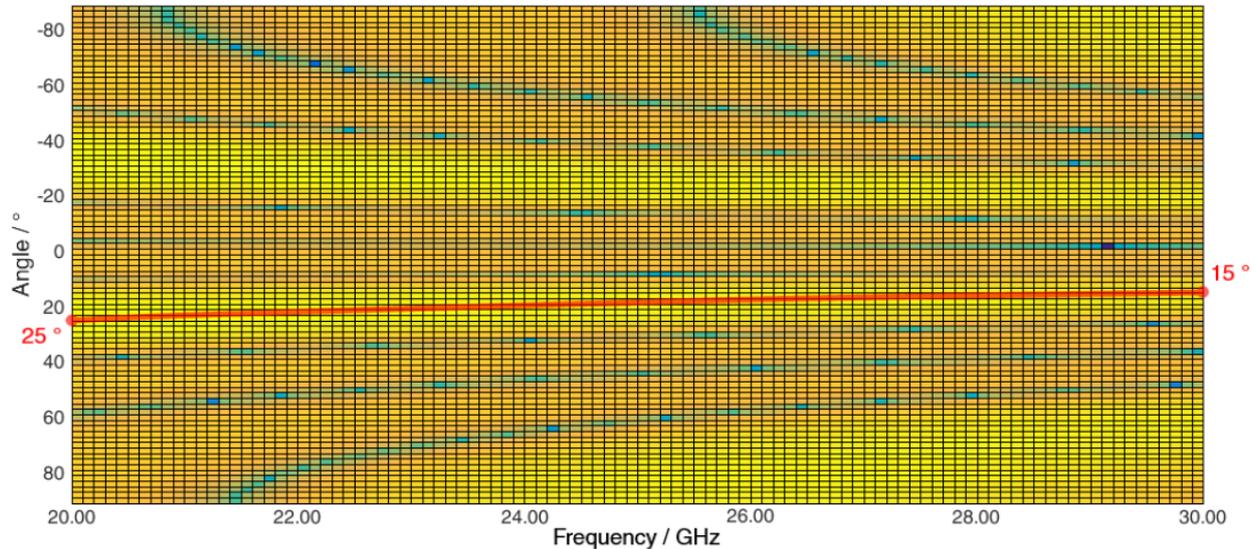


圖 5：模擬光束斜視

圖 5 顯示了對於四個元素的線性陣列，光束斜視作為頻率函數的影響。主瓣以 30GHz 的頻率轉向 15°。使用 (3) 這是通過每個元件 141°的相位偏移 $\Delta\phi$ 實現的。由於使用的帶寬較大，在較低的頻率上可以清楚地看到光束斜視效應，其中主瓣位於 25°。

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：

$$\Delta t = \frac{d \cdot \sin\theta}{c} \tag{4}$$

這意味著如果設置配有延遲線而不是移相器，則消除了頻率依賴性。相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增加。

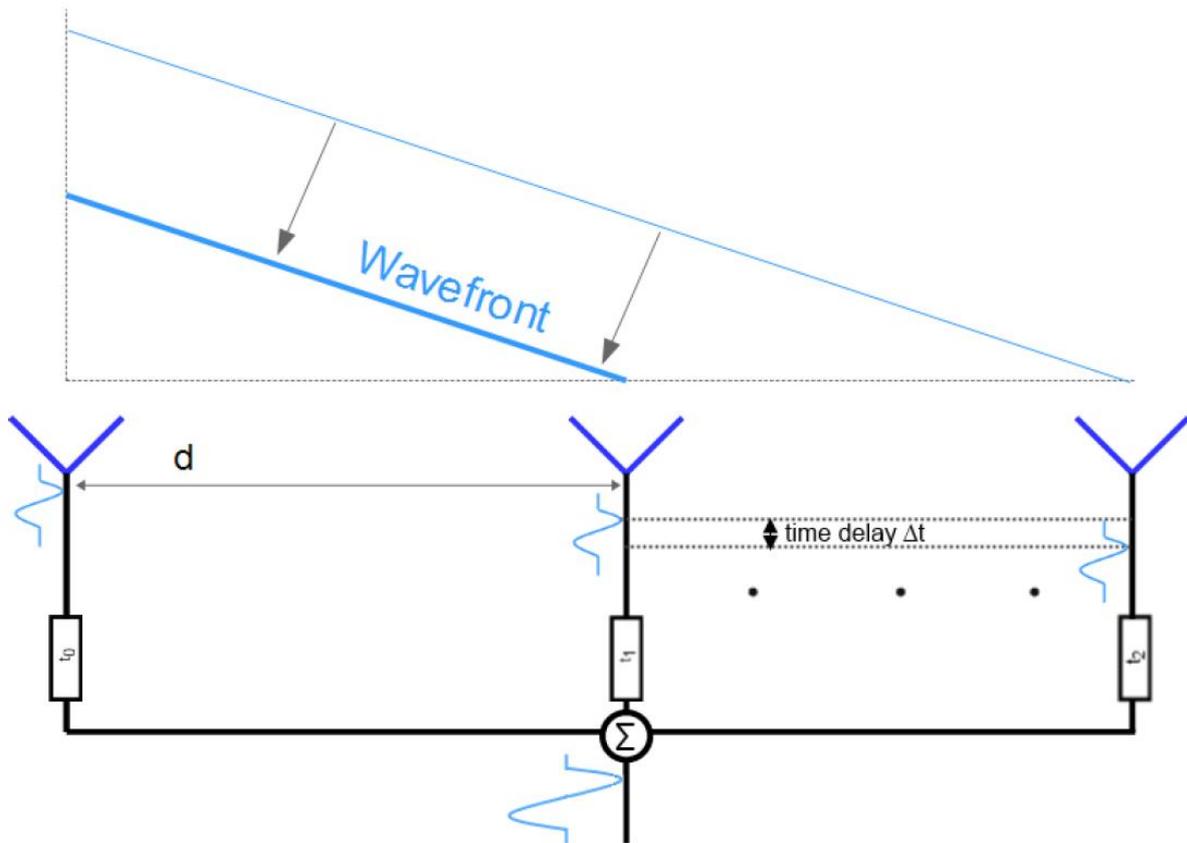


圖 6：真正的时间延遲 Beamsteering

通過另外改變入射到輻射器的信號的幅度，可以進一步改善模擬結構的性能。

4.2 數位波束成形

雖然即使使用大數量天線陣列，模擬波束成形通常也限於一個 RF 鏈，但理論上數字波束成形支持與天線元件一樣多的 RF 鏈。如果在數字基帶中進行適當的預編碼，則這在發送和接收方面產生更高的靈活性。可以利用額外的自由度來執行諸如多波束 MIMO 的高級技術。與其他波束成形架構相比，這些優勢可以實現最高的理論性能[10]。

圖 7 說明了具有多個 RF 鏈的通用數字波束形成發射機架構。

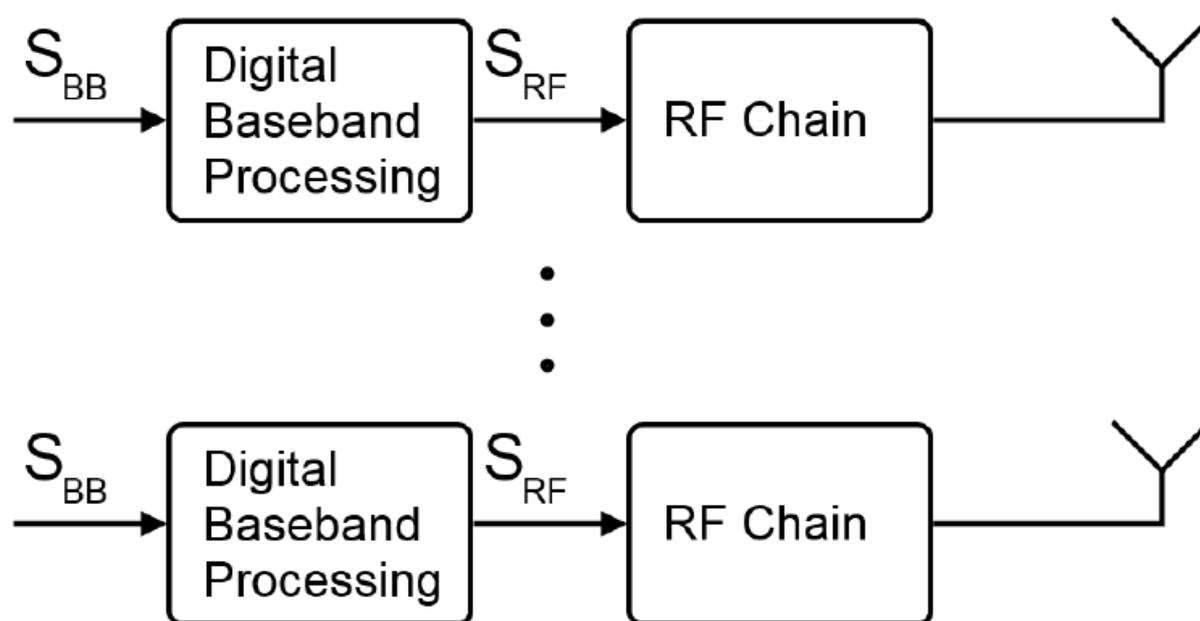


圖 7：數位波束成形架構

對於使用相位偏移的模擬波束成形架構，波束斜視是眾所周知的問題。考慮到目前的 5G 計劃在毫米波段中使用大帶寬，這是一個嚴重的缺點。RF 鏈的數字控制使得能夠根據大頻帶上的頻率優化相位。

儘管如此，數字波束成形並不總是理想地適用於 5G 應用的實際實現。關於硬件的非常高的複雜性和要求可能顯著增加移動設備中的成本，能量消耗和複雜的集成。數字波束成形更適合在基站中使用，因為在這種情況下性能超過移動性。

數字波束成形可以適應多流傳輸並同時為多個用戶服務，這是該技術的關鍵驅動因素。

4.3 混和型波束成形

已經提出混合波束成形作為可能的解決方案，其能夠結合模擬和數字波束成形架構的優點。具有這種架構的實現的第一個結果已經在原型級別中呈現，即在[11]中。

通過減少完整 RF 鏈的數量可以顯著降低成本。這也可以降低整體功耗。由於轉換器的數量明顯低於天線的數量，因此數字基帶處理的自由度較小。因此，與全數製數字波束成形相比，減少了同時支持的流的數量。由於毫米波段的特定信道特性，預計產生的性能差距相對較低[9]。

混合波束成形發射機的示意性架構如圖 8 所示。預編碼在模擬域和數字域之間劃分。理論上，每個放大器都可以互連到每個輻射元件。

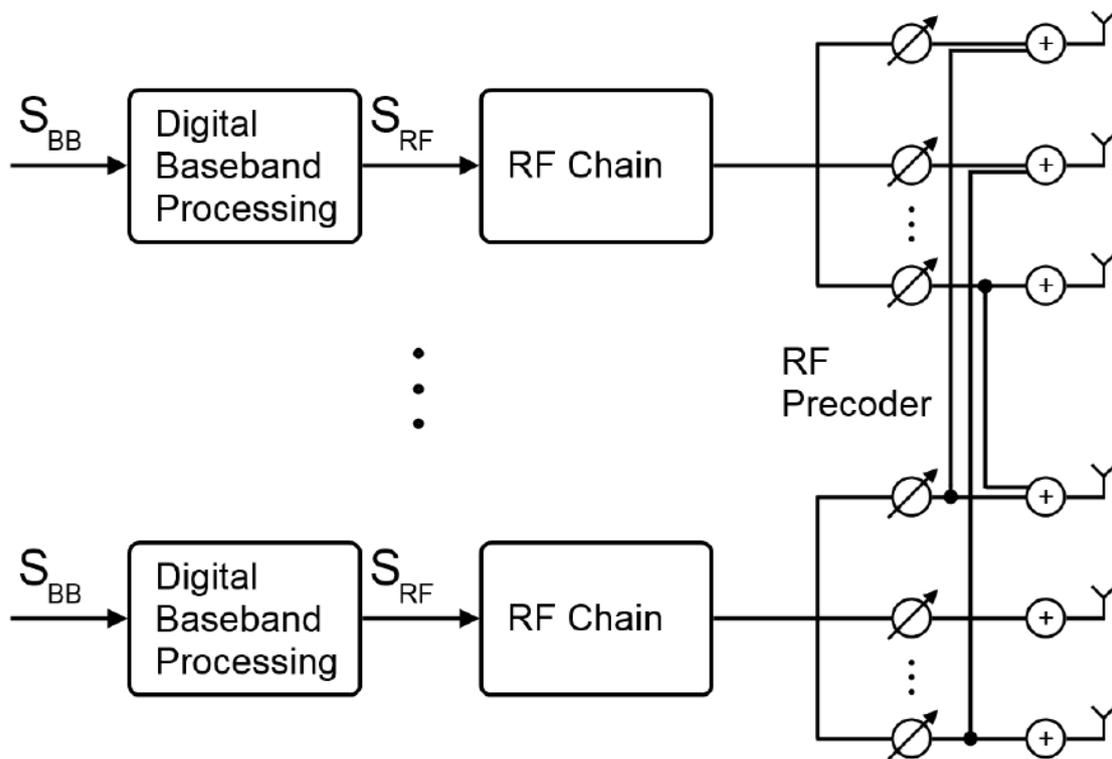


圖 8：混合波束成形架構。

下一篇將會繼續介紹天線陣列的概念及應用