

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告  
具有智慧型天線的寬頻 CDMA 基地站收發機之研製  
—寬頻 CDMA 智慧型天線（子計畫二）  
計畫編號：NSC-89-2219-E-002-018

執行期限：88 年 8 月 1 日至 89 年 7 月 31 日

主持人：李學智 國立台灣大學電信工程學研究所

計畫參與人員：劉大勇, 李啟民

## 一、中文摘要：

本文探討 W-CDMA 基地台智慧型天線陣列幾種不同波束形成法則，並比較其下傳的 SINR 性能。結果顯示，由於上、下傳載波頻率的差異，使得共軛複數法所形成的波束方向會稍微偏離主路徑波的方向。然而所造成的 SINR 平均值比 DOA 法的平均值相差不到 1dB。本文亦比較單波束形成法則與多波束形成法則，結果發現在低 SINR 區域：單波束法則的 SINR 性能較差，因為單波束法遭遇深衰落的機率較高。在中高 SINR 區域，單波束法有較佳的 SINR 性能，因為它在主路徑波方向有較高的增益，且其主波束涵蓋的角度範圍較小，因此在用戶手機端會有較大的信號強度及較少的干擾來源。

**關鍵詞：**智慧型天線，適應天線，波束形成法則，W-CDMA

## 英文摘要：

### Abstract

In this report different beamforming techniques are employed in the wideband CDMA (W-CDMA) basestation and their downlink SINR (signal to interference plus noise ratio) performances are compared. It was found that the complex conjugate method will shift the downlink main beam direction a little due to the difference between the uplink and downlink carrier frequency. However, the degradation in the downlink mean SINR performance is less

國立台灣大學電信工程學研究所

than 1dB compared with that obtained by the DOA method. In the downlink the SINR performances obtained by the signal-beam method and multiple-beam beamforming technique are compared. It was found that the single-beam method has poorer SINR performance in the low SINR region because it has higher probability of suffering deep fading. While in the moderate or high SINR region the single-beam method has much better SINR performance because it has higher gain in the main path direction and smaller angular coverage of the mainlobe, which will result in a stronger signal level and smaller multiple access interference (MAI) at the mobile receiver.

**Keywords:** Smart antennas, Adaptive antennas, beamformer, W-CDMA

## 二、計畫緣由與目的：

本子計畫的主要目的是參照 W-CDMA 所定的規格，研究智慧型天線在基地台收發機的架構及信號處理法則，並考慮通道的傳輸特性，來進行通道模擬及信號處理模擬。

在 W-CDMA 系統，基地台的陣列天線可以用來組合上傳及下傳的波束場型，上傳端接收機的接收信號需先通過匹配濾波器，以獲得主用戶主要路徑波的延遲時間及其所在的 chip 位置。Chip 位置決定之後，天線陣列再形成波束，以對準

主路徑波的來向。第一年計畫已經提出一種 W-CDMA 智慧型天線系統的基本架構及信號處理法則，它可以有效地偵測主用戶的通道參數，並且可以有效地壓抑多用戶之間的干擾。所採用的方法乃是將每個天線元素的匹配濾波器輸出做多次的同調相加，如此主用戶的信號可以同調的增強，而干擾信號則可以被平均掉，因此可以大大提升主信號與干擾信號的比值，然後再利用天線陣列信號處理方法來獲得主信號各路徑波的大小、相位及夾角。當主用戶的通道參數獲得之後，代入後端的 RAKE 結合器，做各路徑波信號的同調相加，如此可以再提升信號與干擾比，增加通信系統的總容量。

第一年計畫主要針對上傳信號的波束形成。第二年度主要針對下傳信號的波束形成。由於上、下傳的載波頻率相差 190 MHz，而且上、下傳各路徑波的衰落效應可能是互不相關，如果將上傳陣列天線的權重直接用於下行波束形成器，其性能如何，值得探討。本報告將提出數種下傳波束形成法則並比較其性能。

### 三、方法及結果：

#### (A) 方法

在設計 W-CDMA/FDD 系統下傳信號波束形成器時，必須考慮一些因素，例如：將上傳波束形成器的權重直接用於下完傳波束形成器，其成效會有何變化？下傳的天線場型應集中於單一主路徑的方向或者是多條主路徑的多個方向？若使用多波束，各波束之間的權重又應如何？本報告探討幾種下傳波束形成器的法則，並從幾種觀點來討論，諸如計算量的複雜度，衰落效應以及多用戶干擾的效應等等。

在比較下傳 SINR ( Signal to Interference plus Noise Ratio ) 的性能時，

我們做了如下的假設：

1. 上、下傳電波傳播特性滿足互易性，因此上、下傳電波會走同樣的路徑。但是因為上、下傳的載波頻率不同，且天線場型不同，因此各路徑波上、下傳的大小成分亦會不同。
2. 只考慮基地台範圍的干擾。
3. 基地台對各用戶的下傳發射功率皆相同。

所要比較的波束形成法則有共軛複數法則及電波來向 (Direction of Arrival DOA) 法則。擬組合的波束形式有單一波束及多波束形式。各種方法簡述如下：

#### 1. 單波束共軛複數法：

於上傳接收機的匹配濾波器輸出信號（或稱延遲剖面）選取有最大峰值的位置，取出各天線元素在該峰值位置的取樣值。下傳波束形成器在各元素的權重值，即定為取樣值的共軛複數。

#### 2. 多波束共軛複數法：

由上傳接收機的延遲剖面選出  $P$  個最大的峰值位置，並取出各天線元素在該等峰值位置的取樣值。下傳波束形成器在各元素的權重值即定各位置取樣值總和的共軛複數。

#### 3. 單波束 DOA 法：

由上傳天線陣列經訊號處理後得到最主要路徑波的來向  $\theta_{\max}$ ，則第  $m$  個天線元素的權重定為

$$w_m = e^{jk(m-1)d \cos \theta_{\max}}$$

#### 4. 多波束 DOA 法：

假設上傳天線陣列所估計出的最主要  $P$  個路徑波的來向為  $\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2, \dots, \tilde{\theta}_P$ ，則第  $m$  個天線元素的權重為

$$w_m = \sum_{p=1}^P e^{jk(m-1)d \cos \tilde{\theta}_p}$$

#### 5. 加權式的多波束 DOA 法：

假設上行天線陣列所估計出的最主要  $P$  個路徑波的來向及大小為  $\tilde{\theta}_1, \dots, \tilde{\theta}_P$  和  $\tilde{m}_1, \dots, \tilde{m}_P$ ，則第  $m$  個天線元素的權重定為

$$\tilde{w}_m = \sum_{p=1}^P \tilde{m}_p e^{ik(m-1)d \cos \tilde{\theta}_p}$$

為了讓各種方法的性能有公平的比較，我們限制不同的波束形成法則有相同的總輻射功率，因此每一元素的權重都經過下式的正規化

$$\tilde{w}_m = w_m / \left( \sum_{m=1}^M |w_m|^2 \right)^{1/2}$$

如果通道特性是穩定的，我們期望單波束方法可以獲得較佳的性能，因為單波束場型將能量集中到最主要路徑波的方向，天線增益最大，信號最強。但是若上傳及下傳的衰落效應互為獨立時，使用單一波束法遭遇深衰落的機率將比多波束來得高。至於第四種方法和第五種方法間的關係就如同在 RAKE 結合器中的等增益結合法 (equal-gain combining) 和最大比率增益結合法 (maximal-ratio gain combining) 的關係相似。

再從干擾的觀點來看，當用戶數很多時，我們可以假設干擾源的來向分佈是均勻的，天線波束的寬度是正比於天線尺寸或者元素的個數。故單一主波束角度範圍內的用戶數比多個主波束角度範圍內的用戶少，因此使用單一波束法用戶端所收到的干擾信號強度將會比較小。

## (B) 結果

W-CDMA 系統中，上傳鍵路之控制通道的一個時槽含有 6 個指標位元，下傳鍵路含有 4 個指標位元，這些指標位元可以用來估測通道參數。假設線性天線陣列有 7 個元素，相鄰元素間的間距皆為

$\lambda_u/2$ ， $\lambda_u$  為上行載波波長。主用戶有三條路徑波，其來向為  $-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ$ ，相對的延遲時間為  $0, 4T_c$  及  $8T_c$  ( $T_c$  為一個 chip 寬度)，各路徑波的大小分別為 1, 0.65, 和 0.8。假設每個干擾用戶皆有三條路徑波，並假設干擾用戶的每條路徑波皆為 Rayleigh 分佈，相位為  $[0, 2\pi]$  的均勻分佈，電波來向為  $[-\pi/3, \pi/3]$  均勻分佈。假設有 40 個干擾用戶，利用上傳的陣列信號處理，求出主用戶主要路徑波時間延遲的 chip 位置，來向及路徑波大小後，用前述所提五種波束形成方法，所組合成的下傳輻射場型示於圖一。對於單波束法，用共軛複數法與 DOA 法所得的輻射場型差異很小。至於多波束法，共軛複數法與 DOA 法所獲得的場型在主要路徑之方向上的增益值有些差異，在旁波瓣上的差異則更明顯。以所顯示的輻射場型來判斷，DOA 法應有較佳的 SINR 性能。

接下來我們比較五種波束形成法所獲得的下傳 SINR 性能。假設各路徑波的大小為定值（沒有衰落），我們計算在用戶手機端的平均 SINR，其結果示於圖二。圖中顯示單波束法所獲致的 SINR 性能優於多波束法，這可從圖一的場型來解釋。單波束法在主路徑方向的增益較高，因此主信號強度會較強。而且主波瓣的角度範圍較小，所涵蓋的干擾波總和也會較小，雙重效果使其 SINR 性能較佳。

最後我們考慮每條路徑波都有衰落效應。假設主用戶有三群的多路徑波，每一群有 2 條路徑。這三群路徑波的平均來向分別為  $-40^\circ, 0^\circ, 40^\circ$ ，每一路徑波的 DOA 在平均值的  $\pm 5^\circ$  範圍內均勻分佈。假設每一用戶都有 6 條路徑波，其 DOA 在  $[-\pi/3, \pi/3]$  均勻分佈。每條路徑波的大小均是 Rayleigh 分佈。上傳及下傳

的衰落現象互為獨立。每一路徑波的相位在  $[0, 2\pi]$  內均勻分佈。

當總用戶數分別為 1, 20 和 40 時，我們各任意產生 1000 組參數。對每一組參數，我們分別計算各天線元素所算得的場，並求出下傳每個天線元素所需要的權重，並求出手機 RAKE 結合器輸出端的 SINR。最後統計 1000 組 SINR 的累計分佈函數，其結果示於圖 3 (a) 及 (b)。圖 3 (a) 顯示，在低 SINR 區域，多波束法有較佳的 SINR 性能，因為所有路徑波都有深的衰落之機率會比較小。而在高 SINR 區域，單波束法有較佳的 SINR 性能，其原因已如前面所述。圖 3 (b) 比較多波束法中的共軛複數法，等增益 DOA 法及最大比率 DOA 法。結果顯示，DOA 法皆較共軛複數為佳，而等增益 DOA 法及最大比率 DOA 法的結果非常相近。

#### 四、計畫評估：

本報告比較數種下傳波束形成器的 SINR 性能。結果顯示，在低 SINR 區域，多波束法有較佳的性能，在高 SINR 區域，單波束法則較佳。另 DOA 法比共軛複數法稍佳，但差異在 1dB 以內，然而共軛複數法不需要額外的計算量，系統的實現上最為可行，是值得採用的方法。

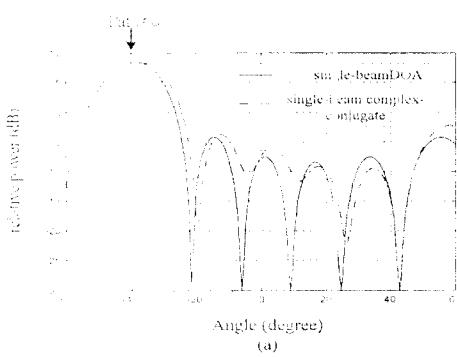


圖 1 - a

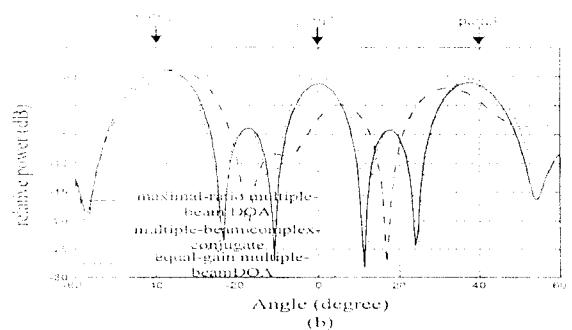


圖 1 - b

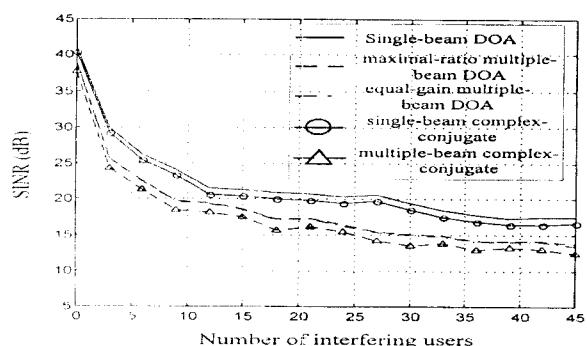


圖 2

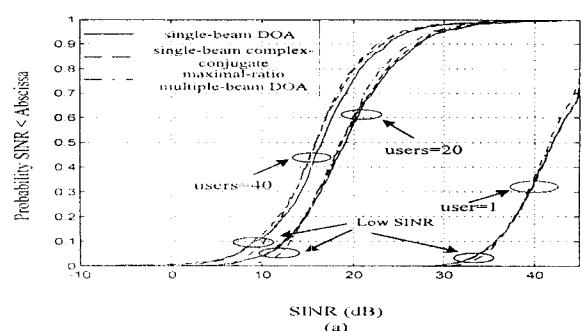


圖 3 - a

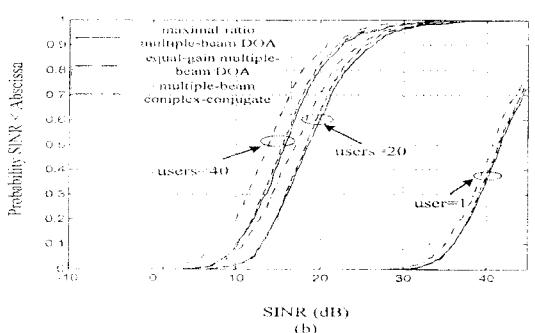


圖 3 - b