

## LTE 使用者設備接收機效率測試白皮書(II)

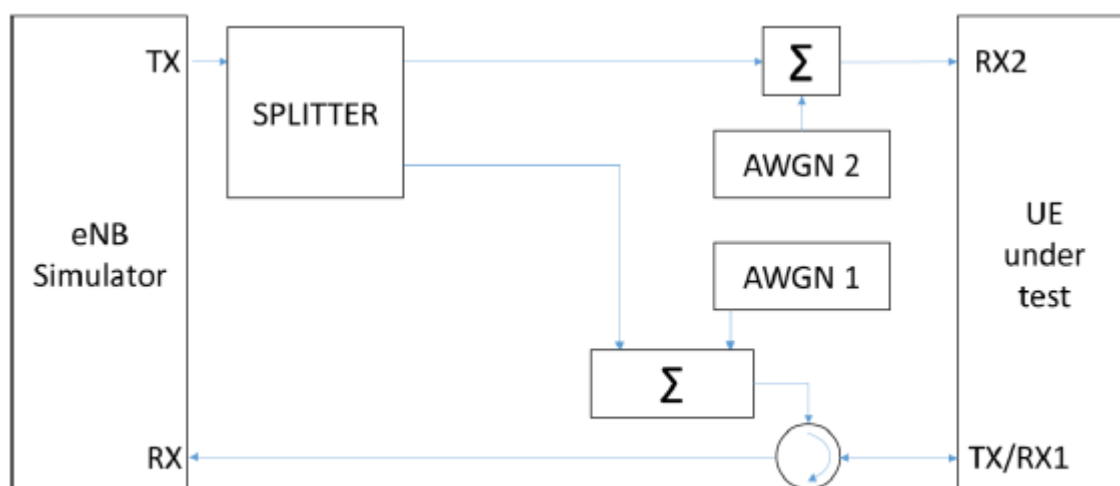


Fig. 2-4: Conducted receiver performance measurement setup suggestion according to [2]

為了模擬根據圖2-

4的測量設置，單個R&S@CMW500就足夠了，因為它提供了eNB模擬以及不相關的下行鏈路AWGN信號源，這也是本文介紹的所有測量所使用的基本測量工具。

圖2-5描述了針對各種調製和編碼方案MCS 7、MCS 8、MCS9和MCS 10（根據表2-4和10MHz信道帶寬）執行BLER對SNR測量的FDD頻帶1。

注意：本白皮書中提供的所有測量結果均通過手動後處理以獲得適當的圖形顯示。

所測量的{-3 .. +1} dB的SNR範圍是由固定的AWGN電平和以0.1

dB為步長的變化的下行鏈路信號電平S創建的。

在測量期間應用LTE傳輸模式1，即沒有傳輸分集方案來提高性能。

因此，該結果為一個下行鏈路發射天線的情況提供純粹的UE接收性能。

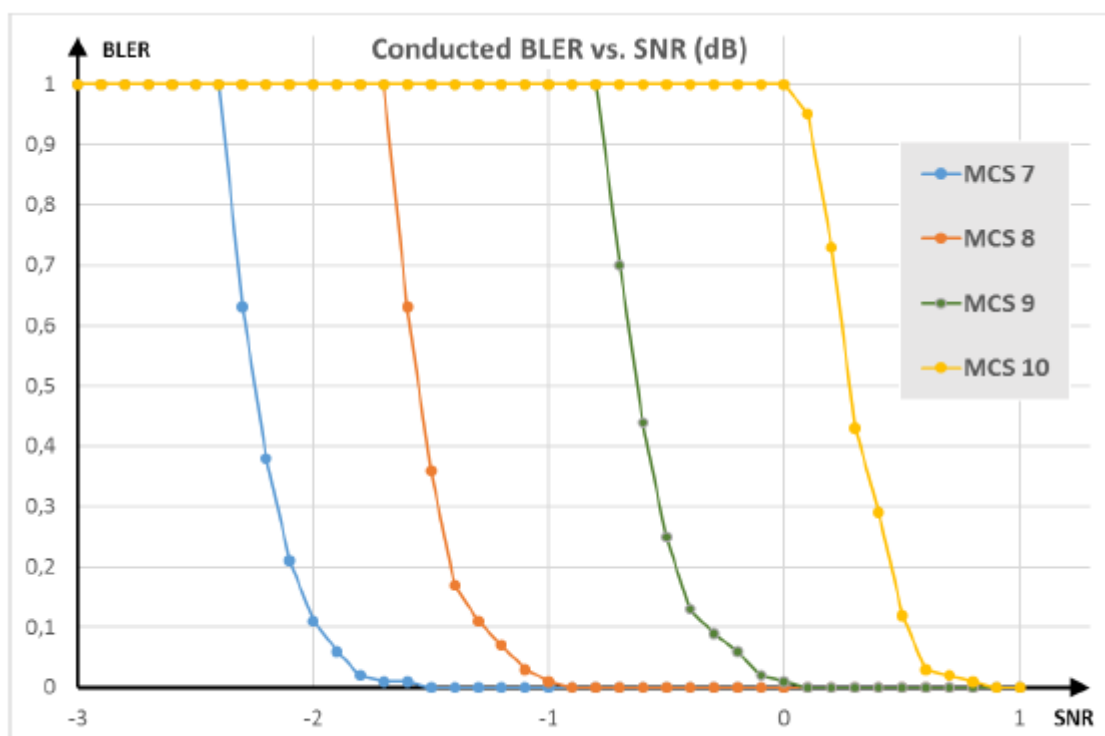


Fig. 2-5: Conducted measurement results BLER vs. SNR for various MCS indices

如前一章所述，隨後的調製和編碼方案的設計方式使性能在將MCS索引減1時性能提高約1 dB。4個後續MCS的測量結果非常清楚地證實了這一設計目標。

現在，當根據圖2-4從測試裝置中去除人造噪聲源時，可以根據BLER與接收功率（即BLER vs. EPRE（每個資源元素的能量））來測量真正的絕對靈敏度。在那種情況下，有效SNR僅由UE自己的噪聲功率來確定，這非常依賴於其實現的質量，即，其噪聲係數NF，具體如在子條款2.2中所解釋的。

根據表2-4，MCS 9應用QPSK，而MCS 10應用16-QAM。當更詳細地分析MCS

9測量值時，可以看出，QPSK測得的真實參考靈敏度水平大約為。 -125.1 dBm / 15

kHz，其中滿足<5%BLER的性能要求，而MCS 10的真實參考靈敏度等級為-124.4 dBm / 15

kHz。測量已經用10MHz的信道帶寬和完整的資源塊分配來執行，即根據表2-

2，10MHz帶寬上的真實參考靈敏度等級計算為MCS9為-97.3dBm，MCS10為-96.6dBm。因此，如表2-

1所示，該UE實現滿足QPSK所需的-97 dBm所需的PREFSENS和最靈敏的基於QPSK的MCS所需的10 MHz。

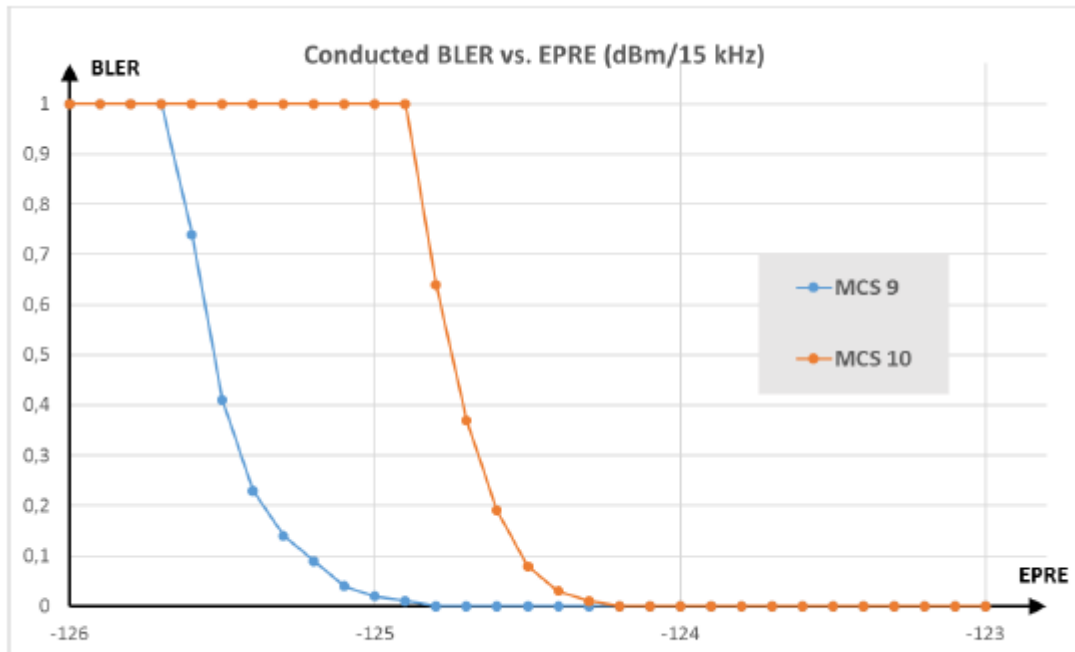


Fig. 2-6: Conducted BLER vs. EPRE

### 3. 接收多樣性

接收分集合併將多個接收天線的全部資源用於服務單個用戶。接收分集方案通過最小化由於多徑傳播和接收信號時間變化引起的衰落引起的信道波動來提高可靠性。多樣性的簡單原則是多個接收天線接收相同信號的不同副本。所有這些副本的機會都很小。因此，這些方案在衰落獨立於元素之間時是最有意義的，並且如果完全相關，其用途有限。在密集的城市地區，獨立衰落是最典型的情況，潛在的多徑分量在每個接收元素上的累加方式非常不同。然而，多個接收信號的相關性也是接收組件，特別是接收天線的互相關的問題。當在空中測量時，後者變得特別重要，而不是進行測量。

#### 3.1 接收分集方案

基本上，有三種流行的接收分集方案，其中一種在當今絕大多數移動用戶設備中實現。在本章中將簡要討論這些問題，重點在於它們的原則方法而不是它們的數學背景。

##### 3.1.1 選擇組合或切換多樣性

接收機監視每個可用的無線電輸入瞬時接收功率並切換到最強的一個，即它選擇具有最大SNR的輸入用於進一步處理。該算法被稱為選擇組合或切換分集。因此，選擇分集方案的輸出SNR是 $\max \{SNR_n\}$ ，其中n = {1 ... 接收天線的數量}。由於選擇組合僅需要信號功率測量，因此提高SNR所需的複雜度較低。當比較選擇組合輸出處的平均SNR與每個輸入元件處的平均SNR時，得到的SNR改善是顯而易見的。在瑞利衰落環境中，SNR的增益超過單個元素的增益的順序為 $\ln(N)$ 。

##### 3.1.2 最大比例組合

最大比率組合MRC的方法是以高複雜度為代價使接收器的輸出SNR最大化，即它在SNR方面是最佳的。

MRC根據信道估計對每個輸入進行加權 - 正如匹配濾波器所做的那樣 -

以獲得最佳可能的組合SNR，其隨著輸入元素N的數量線性增加。這明顯優於僅以N的自然對數增加的選擇組合。

##### 3.1.3 等增益組合

等增益組合器與MRC非常相似，但它通過在每個輸入元件上設置單位增益來克服強信號幅度波動的問題。因此，等增益組合器導致與MRC組合器相當的SNR的改進，即有效SNR並因此接收器性能也隨著N線性地增加。

最大比率和等增益組合器都需要相位信息。最大比率組合器也需要準確測量增益。這顯然更複雜，因為瑞利衰落信號的動態範圍可能相當大。

在任何情況下，由供應商實施哪種接收多樣性取決於標準，這是標準所不需要的。不過，它將對接收機性能測量結果產生影響。

### 3.2進行接收分集測量

由於默認的LTE

UE配備了兩個接收天線端口以支持接收分集，因此與單天線端口接收器相比，MRC和EGC實現的最大SNR增益為3 dB。在根據圖2-

4的傳導設置中，這可以被測量，假設在兩個輸入端都是非相關噪聲和/或衰落。圖3-

1提供了對單個輸入接收器（無分集）和雙輸入接收器（分集）的測量比較，同時提供給移動電話的總功率保持不變。由於測量顯示性能提高了3dB，因此接收機顯然應用MRC或EGC作為接收分集方案。

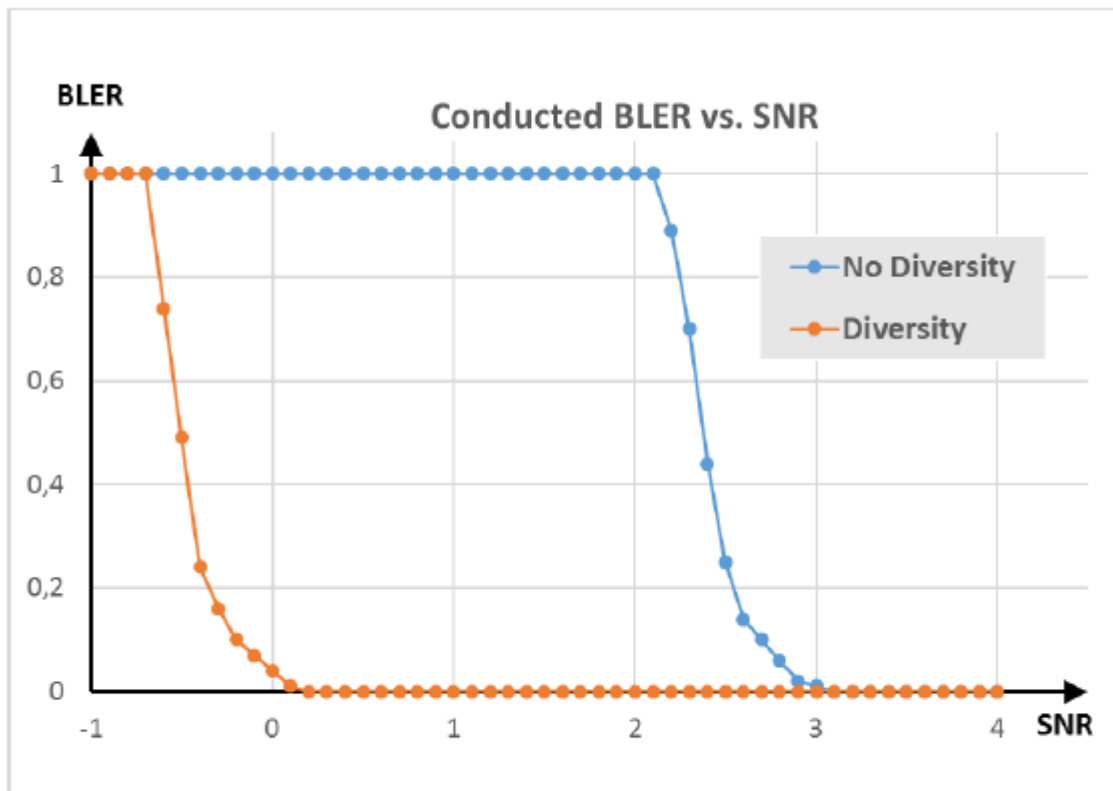


Fig. 3-1: Conducted receiver diversity performance for MCS 9

### 4輻射性能

最後，輻射性能是實際運行情況下的性能。因此，OTA（空中）而不是傳導接收機性能測量也是必需的。不幸的是，將OTA與測量結果進行比較並不容易。

如前所述，在傳導測量領域中，假設天線具有理想的全向輻射特性，這對於實際實現而言從未如此。真實天線部署的非理想輻射模式導致接收機性能的空間選擇性。

換句話說，接收機性能變成有方向性的，即其參考靈敏度水平在所有方向上都不相同。

通過擴展公式2-2，這個屬性可以用下面的模型來表示：

$$P_{REFSENS}(\theta, \phi) = P_{noise} + SNR_{min}(MCS) - G(\theta, \phi)$$

Equation 4-1: OTA reference sensitivity

其中  $G(\theta, \phi)$  表示空間選擇性接收天線增益。  $\theta$  是從天線角度看的仰角和方位角。

#### 4.1.1

描述天線特性的最流行指標 (包括特別是天線增益) 是指具有理想全向輻射模式的各向同性輻射器。

這種各向同性天線不過是電磁波的無限小點源的理論模型，其在所有可能的方向上產生相同的空間功率密度。換句話說，各向同性天線沒有方向性，因此根本沒有各向同性增益。等於天線方向性乘以天線效率的各向同性天線增益  $G(\theta, \phi)$  - 根據實際天線的[6] - 定義為空間功率密度的比值，也稱為強度  $I$ ，超出天線的最小距離 (遠場距離) 和理論各向同性強度  $I_{iso}$ 。在一定距離處的各向同性強度

$r$  由下式給出  $P_R/4\pi r^2$ , with  $P_R$  代表總輻射功率。

因此，它僅僅是整個輻射功率在天線相位中心周圍半徑為  $r$  的理論球體的整個表面上的均勻分佈

。當比率時天線提供增益  $I/I_{iso} > 1$ ，或者以常用的對數尺度  $10 \lg(I/I_{iso}) > 0 \text{ dBi}$  後綴

$i$  表示它對各向同性天線的參考。

因此，方程 (2) 基於全向天線特性的假設，各向同性天線的增益在任何方向都是

$0 \text{ dBi}$ ，這將方程 (3) 變回方程 (2)。

假設發射功率完全匹配饋入天線連接器，總輻射功率與天線接收功率的比值稱為輻射或天線效率[6]。為了簡化，我們假設完美的效率，即饋入天線連接器的總功率等於總輻射功率，即天線連接器處的功率等於總發射功率。由於互易性是 (無源) 天線的基本屬性，無論天線在發射還是接收，輻射方向圖和天線增益都是相同的。因此，由接收天線輸出連接器完全有效地從各個方向收集完全有效的接收天線的總功率。

在談論天線的增益時，通常我們指的是天線可以提供的最大各向同性增益，無論它是發射還是接收。例如，標準增益喇叭天線通常提供 20

dBi 增益。但是，最大增益僅適用於某個方向。對於喇叭天線，甚至可以根據其尺寸和輻射電磁波的波長來計算增益。但是，對於商業產品 (如手機) 中的大多數天線幾何形狀，增益的計算可能並不那麼簡單，甚至不可能，這要求根據[5]和[6]進行適當的測量。為了測量發射天線的輻射方向圖，在具有給定半徑的虛擬球表面上用合適的功率傳感器進行適當的掃描。每個樣品的功率測量值提供了有效等向輻射功率(EIRP)

$(\theta, \phi) = P_R + G(\theta, \phi)$  朝向相關空間方向的等效各向同性輻射功率。要測量輻射模式，需要消聲環境，

典型情況下，室內覆蓋有專用吸收體，如 R & S®TS7124，R & S®DST200 或 R & S®ATS1000。

最基本的天線單元是一個自由空間偶極子，它產生了一種非全向的輻射方向圖，如圖 4-1 中三個不同的視圖所示。在 2D 剖視圖中可以看出，最大增益朝向偶極子單元的視軸，而完全沒有朝向偶極子單元方向的輻射。

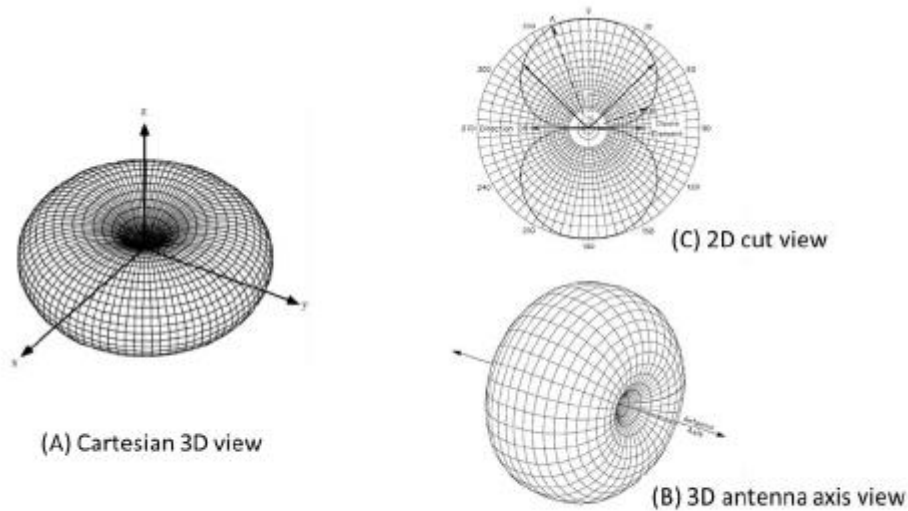


Fig. 4-1: Free space dipole radiation characteristics

圖4-2示出了使用R&S OTA測試系統，基於根據[6]的LTE FDD頻帶1（即在2.1GHz的範圍內）移動電話的EIRP測量的測量的發射輻射圖的笛卡爾視圖。R&S@AMS32 OTA測量測量軟件，R&S@DST200消聲室和R&S@CMW500。通過對虛擬球表面上的所有EIRP測量進行積分和平均，我們可以得到總輻射功率。這為我們提供了傳導測量和輻射測量之間的聯繫。對於發射天線，這被稱為總輻射功率TRP，其等於天線連接器處的天線饋電功率，假設傳輸線匹配性和天線效率良好。

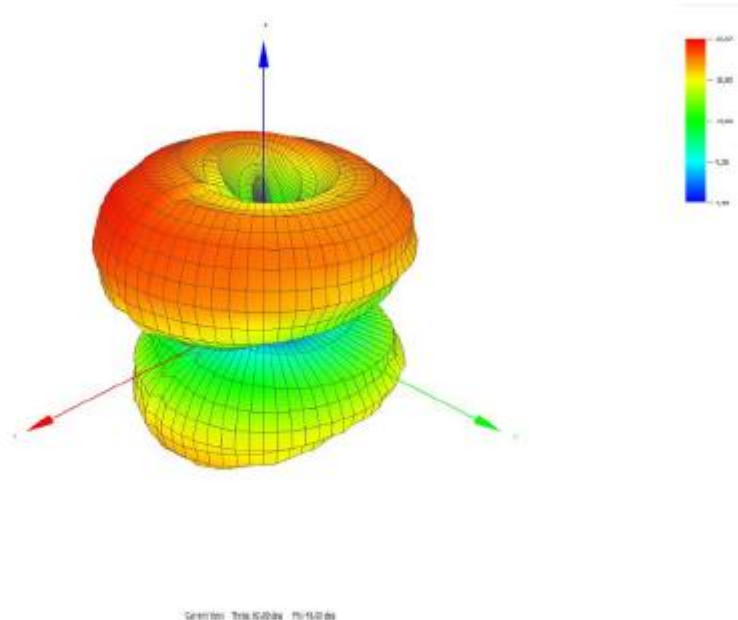


Fig. 4-2: EIRP radiation pattern of a sample LTE band 1 FDD mobile phone

#### 4.1.2 總體各向同性敏感度TRS

正如我們對接收機性能感興趣的那樣，我們正在尋找與傳導接收機靈敏度相對應的OTA參數。因此，[6]定義總輻射靈敏度TRS，它基於個體等效各向同性靈敏度（EIS）測量的積分和平均值。EIS測量是來自給定方向 $(\theta, \phi)$ 的OTA接收機性能測量，例如，指令BLER或吞吐量測量。



因此，相當於基於EIRP的發射輻射圖測量，存在基於EIS的接收輻射圖測量成為可能。圖4-3描述了與發射模式測量和使用MCS10的傳導測量相同的器件的這種模式測量。總的各向同性靈敏度計算為-96.3dBm，其對應於所進行的真實靈敏度測量結果 - 2.4中提供的96.6 dBm。

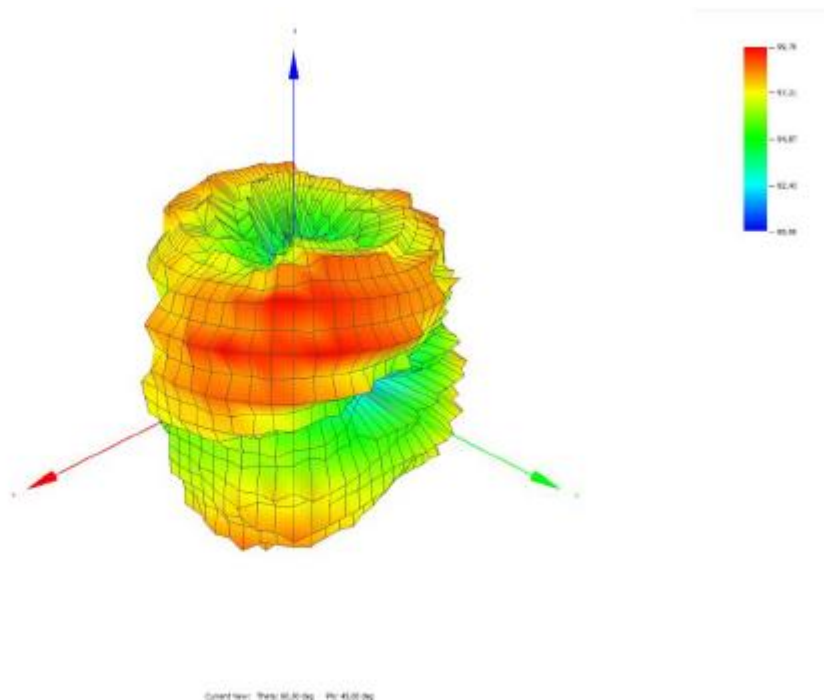


Fig. 4-3: EIS radiation pattern of a LTE band 1 FDD mobile phone

#### 4.1.3 OTA與測量結果的關係

因此，為了比較傳導和輻射接收器靈敏度測量結果，總體各向同性靈敏度TIS輻射測量值與傳導測量值相對應。因此，傳導域中的單個測量與輻射域中的全球測量系列進行比較。對於根據[6]的認證目的，TIS測量要求在 $\theta$ 和 $\phi$ 軸每隔30度取得的數據點處的BLER測量樣本，其對於兩個正交偏振中的每一個總共測量60次測量。

[6]定義了所有測量參數的詳細信息和算法，以計算來自所有EIS樣本的TIS。顯然，與傳導域測量相比，OTA測量非常耗時，儘管OTA測量在測量設置校準方面需要更多努力。

特別是，當試圖在OTA環境中比較不同設備時，需要比在傳導域中更多的努力。為了比較接收機的性能和單一優點，您需要比較TIS值。比較單個EIS值根本沒有任何意義，除非您想詳細比較輻射模式。

#### 4.1.4 職位事宜

已經表明，單向OTA測量結果並不能說明真實情況，需要將測量結果集中在被測設備周圍的整個球體上。因此，基於單向測量的不同設備的接收機性能比較完全無效，特別是僅比較僅針對一個方向的OTA吞吐量測量（即，相對於eNB仿真器天線的UE位置）。

例如，圖4-4描述了使用相同的設備和測試信號MCS

9進行的兩次測量的結果。然而，在測量之間，消聲室內和相對於eNB仿真器天線的設備位置發生了變化：它只是轉過90度。

結果清楚地表明，對於OTA測量來說“位置很重要”，因為在這個簡單的例子中，性能不同。0.5分貝。

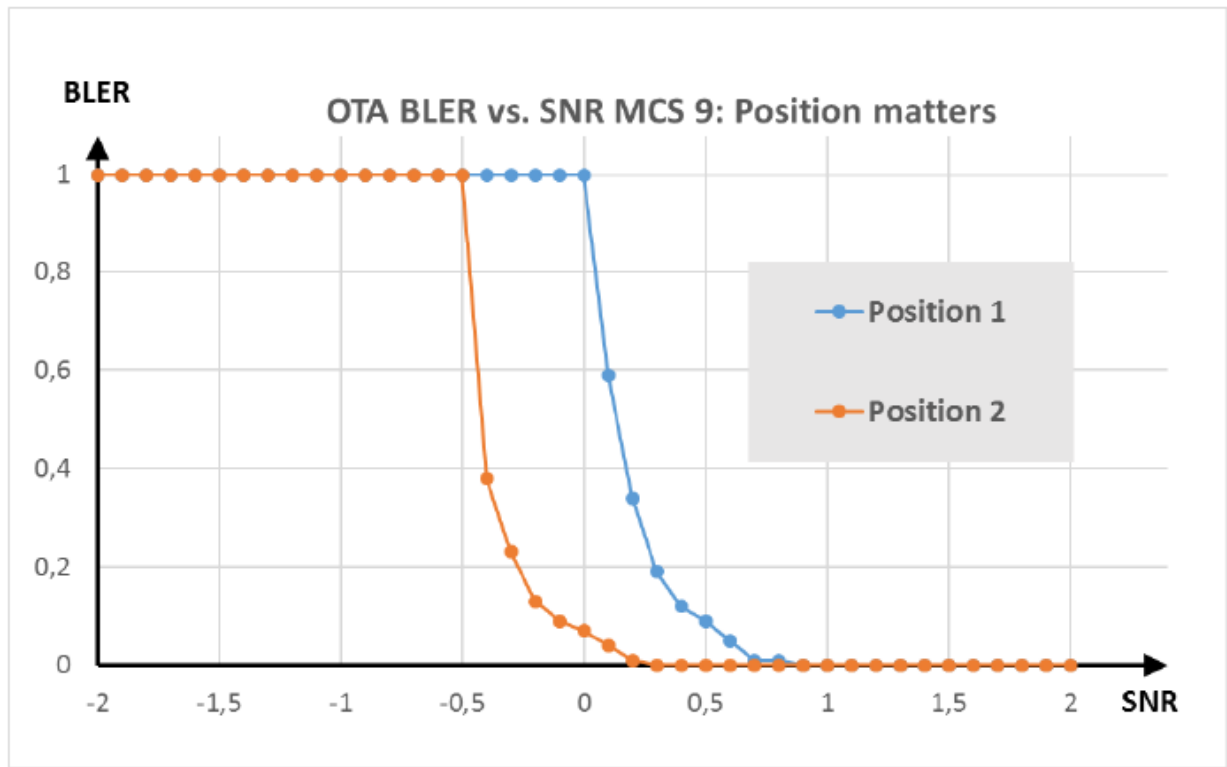


Fig. 4-4: OTA BLER vs. SNR measurements - Position matters

因此，比較OTA測量環境中的設備需要對設備的定位或理想情況下使用具有適當定位系統（例如R&S@D ST200或R&S@ATS1000）的聲音消除環境進行全球測量。

5展望

本白皮書解釋了LTE

UE接收機性能測量的度量和測試方法。提供了許多測量結果來確認接收機性能的理论背景。有人強調，與傳統測量相比，OTA測量並不容易，因為真正的UE天線輻射模式決不是全向的。儘管單個傳導測量可以提供LTE

UE接收機的真实靈敏度，但是需要在被測UE周圍的整個球體上進行一系列OTA測量以獲得相同的信息。對於第四代移動通信（通常稱為LTE），一致性測量（包括接收器性能評估）基於傳導測量，假設適用連接器的可用性。對於OTA測量環境也只規定了很少的測量，即TRP和TIS。

當朝向下一代，即第五代移動通信時，這可能會發生巨大變化。根據剛剛開始製定下一代“新無線電”（NR）規範的標準化機構3GPP，到目前為止用於移動通信的遠遠超出頻譜的頻率被認為是嚴重的。基本上不應排除高達100 GHz的頻率。特別是在28

GHz頻率範圍內的工作頻率具有重要意義，並準備好用於2018年韓國冬季奧運會的初始“5G”業務。

如此高的工作頻率需要高增益天線來克服增加的自由空間路徑損耗。例如，根據Friis方程，30

GHz信號的路徑損耗比3 GHz信號高20

dB。因此，我們將在新一代移動設備中看到天線陣列部署，而不是單個天線元件。這將使我們無法進行傳統測量，因為我們已經習慣了迄今為止。所有的測量都需要在空中進行，這給每個參與者帶來了新的挑戰

。3GPP剛剛開始為5G指定OTA一致性要求和測量。而且R&S正在積極參與這一過程。

6. 參考文獻





- [1] Technical Specification 3GPP TS 36.101 V14.4.0 (2017-06) "E-UTRA; UE radio transmission and reception"
- [2] Technical Specification 3GPP TS 36.521-1 V14.3.0 (2017-06) "E-UTRA; UE conformance specification; Radio transmission and reception; Part 1: Conformance Testing" (Release 14)
- [3] Technical Specification 3GPP TS 36.211 V14.3.0 (2017-06) "E-UTRA; Physical Channels and modulation"
- [4] Technical Specification 3GPP TS 36.213 V14.3.0 (2017-06) "E-UTRA; Physical layer procedures"
- [5] CTIA Test Plan for Wireless Device Over-the-Air Performance, Version 3.6.1
- [6] IEEE Std. 145-2013 - IEEE Standard for Definition of Terms for Antennas