

LTE 使用者設備接收機效率測試白皮書(I)

一.引言

LTE使用者設備接收機效率測試在射頻網路的測項有非常顯著地位，它定義了LTE的基站與網路系統子載波之間的空中傳輸介面的最大傳輸量效率，因此，此測項也是驗證各個單一的裝置的接收機的效率最重要的測項之一，特別是能夠來比較不同設備的關鍵指標。

此篇文章將會介紹接收機效率的測試及探討在OTA(over the air)以及未來的挑戰性。

二.介紹

LTE使用者設備接收機效率測試在射頻網路的測項有顯著地位，3GPP (第三代合作夥伴計劃，www.3gpp.org) 規定了最低性能要求，任何UE(使用者設備)在獲得適當的認證機構批准之前 (例如GCF，全球認證論壇，www.globalcertificationforum.org) 都將滿足這些要求。

製造商可以通過這種最低性能要求，以擊敗該領域的競爭對手或滿足增強的網路運營商特定要求。

本文將介紹接收機的性能測量。它特別討論了測量指標和空中測量的挑戰。

LTE UE的接收機性能是相對於它們的天線連接器來指定的。

對於僅具有集成天線のUE (即，沒有天線連接器用於測量)，假設每個天線端口具有朝向每個方向的增益為0dBi的理想全向參考天線。此外，所有接收機要求都假定UE配備有兩個Rx天線端口作為基準。

因此，[1]和[2]假定對於具有多於一個接收天線連接器のUE，相同的信號將被應用到每個接收器端口。

下面將討論3GPP為LTE UE指定的接收機性能指標和測量。

為了提高接收機性能，從而提高在空中傳輸的能力，有一個選擇3GPP提出的第二接收天線演算法。

他們的目標是增加或者傳輸質量以及無線電小區域覆蓋範圍或峰值數據速率空間覆用。

所有的多樣化方法都基於多重傳輸天線或多個接收天線，或者甚至兩者同時。

此外，它取決於UE供應商在頂部實施先進的接收分集算法，如切換分集 (SD)，等增益組合 (EGC) 或最大比率 (MRC)。

第3章將重點介紹這種接收多樣性選項以改進這一功能性能並將提供進行測量的結果。

現在，在實際操作中，包括其天線在內的UE的性能很重要。

因此，無線通訊產業公認的標準化組織已經規定了許多不傳導的，即空中 (OTA) 測量方法，例如，3GPP或CTIA (www.ctia.org)。

但是，一旦天線進入現場，測量參考點就不再像在天線連接器上測量那樣明顯。

此外，真實天線不具有理想的全向輻射模式。最後，多個接收路徑之間的關聯不能被忽略。

這就是為什麼第4章將重點關注OTA績效評估以及那裡非常具體的挑戰。

最後將總結關於LTE接收機性能評估的關鍵方面，並將嘗試展望下一代移動通信(5G)



三.接收機效率

參考和真正的接收器靈敏度

根據[2]和[5]，接收機靈敏度測量使用數據吞吐率R（即每秒比特數，bps）作為性能測量度量。因此，UE的接收器靈敏度被定義為提供大於或等於給定參考測量信道的最大可能吞吐量的95%的數據吞吐率所需的最小接收功率電平。

假設該領域中的所有用戶UE都滿足該最低性能要求是無線電網路規劃的基礎，即確定每個無線電基站的有效覆蓋區域。因此，通過使用良好定義的參考信道配置，在3GPP

[1]指定的參考靈敏度級別PREFSENS上測量吞吐量，以確保測量的可追溯性，可重複性和可比性，從而實現最低性能一致性測量。只要在參考靈敏度級別接收數據時，測量吞吐量≥最大可能吞吐量的95%，UE就符合規範。

另一方面，為了確定UE的真實接收機靈敏度，只要吞吐量保持在95%以上，就應在測量期間降低下行鏈路的電平。吞吐量僅為≥95%的最小射頻電平PSENS是該器件的真正接收器靈敏度，可能與所需的最小參考靈敏度水平有所不同。

無論如何，要求是：PSENS≤PREFSENS。

參考測量信道（RMC）由用於用戶數據傳輸的調製和編碼方案（MCS）以及包括可用信道帶寬（CBW）的LTE CP-OFDM物理資源塊（PRB）分配組成。

MCS索引值匯總了給定PRB中使用的調製類型和編碼率。通常，較高的MCS索引提供較高的頻譜效率（這轉化為較高的潛在數據速率），但對於給定的傳輸質量需要較高的SNR。一般來說，較高的吞吐量不是免費的，但是其覆蓋範圍較小。

2.2 參考靈敏度測定

無線電接收機的靈敏度等級由接收機低噪聲放大器（LNA）輸出端的噪聲功率Pnoise決定。

$$P_{\text{noise}} = 10 \lg(k \cdot T \cdot BW \cdot NF) = -174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} + 10 \lg BW + NF_{\text{dB}}$$

Equation 2-1: Receiver output noise power

k = Boltzmann constant (1.38 · 10⁻²³ J/K)

T = System temperature (typical assumption is 290 Kelvin)

BW = signal bandwidth

NF = noise figure

lg(x) represents the common logarithm, i.e. logarithm with base 10.

被稱為頻譜噪聲功率密度N0的因子10（k·T）通常被設置為-174dBmHz，其假定係統溫度 T = 290K。帶寬因子 10lg（BW）將通道上的噪聲功率密度感興趣的帶寬。

例如，10MHz帶寬貢獻了70dB的帶寬因子，這導致10MHz信道內的噪聲功率N = -104dBm。

噪聲係數NF是實現特定的，即如果最終確定實際接收機的質量。

現在，對於每個MCS，為了確保最低要求的性能（即給定MCS處最大可能吞吐量的95%），需要最小的信噪比（SNR）。因此，某個MCS的接收機的參考靈敏度級別PREFSENS被給出為

$$P_{\text{REFSENS}} = P_{\text{noise}} + \text{SNR}_{\text{min}}(\text{MCS})$$

Equation 2-2: Reference sensitivity level

The reference sensitivity power is illustrated in Fig. 2-1.

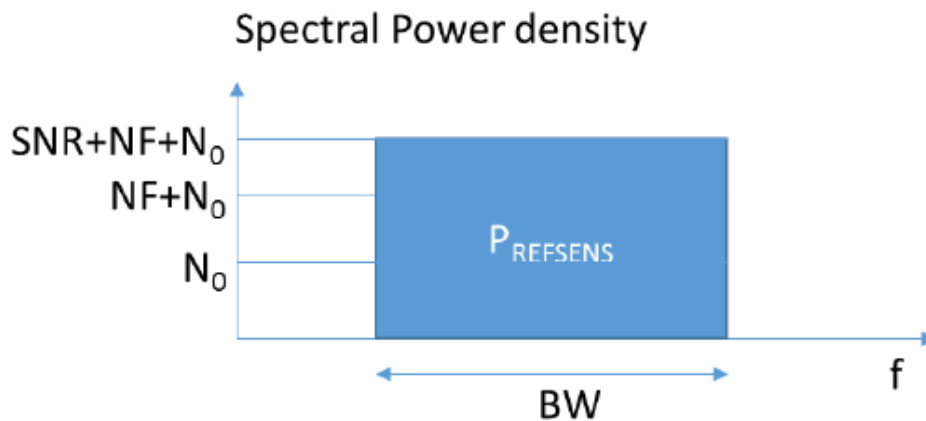


Fig. 2-1: Reference sensitivity power illustration

3GPP假定某些NF值取決於頻帶和帶寬以指定參考靈敏度級別。
[2]提供不同頻率範圍，帶寬和調製方案的所有PREFSENS值。舉例來說，表2-1顯示了QPSK調製方案要求的摘錄。

E-UTRA Band (DL frequency range)	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
1 (2110- 2170 MHz)	-100	-97	-95.2	-94
3 (1805 – 1880 MHz)	-97	-94	-92.2	-91
7 (2620 – 2690 MHz)	-98	-95	-93.2	-92
13 (746 – 756 MHz)	-97	-94	-	-

Table 2-1: Example PREFSENS values for QPSK modulation

2.2.1 參考功率考慮定義

LTE下行鏈路信號的功率從RS

EPRE（參考符號能量每資源元素）導出，即具有已知參考符號的15kHz帶寬的單個資源單元的能量。

假設全物理資源塊分配，計算整個帶寬上的參考靈敏度功率，表2-2適用。

Bandwidth	Spectral power	
15 kHz (EPRE)	-124.8 dBm/15 kHz	
180 kHz (PRB)	-114 dBm/180 kHz	= -124.8 dBm + 10lg(12)
10 MHz (full RPB allocation)	-97 dBm/10 MHz	= -114 dBm + 10lg(50)
20 MHz (full PRB allocation)	-94 dBm/20 MHz	= -114 dBm + 10lg(100)

Table 2-2: Example reference power calculations

注意：物理資源塊 (PRB) 包括12個15 kHz帶寬的OFDM子載波。此外，10 MHz LTE信道最多可容納50個PRB，而20 MHz信道最多可容納100個PRB。

2.2.2 吞吐量與塊誤差率與SNR

為了測量真實的靈敏度，通過降低接收功率來測量設備特定的參考靈敏度，直到達到某個吞吐量閾值，這進而類似於當誤碼率相對於接收功率或可用信噪比SNR測量時，在整個測試過程中保持MCS不變。LTE FEC信道編碼方案通常根據圖2-2執行。

對於僅AWGN (加性高斯白噪聲) 信道，隨著信噪比的增加，BER會有一個急劇的下降斜率，而在多徑衰落環境下，性能會變得更糟，而斜率會更陡。

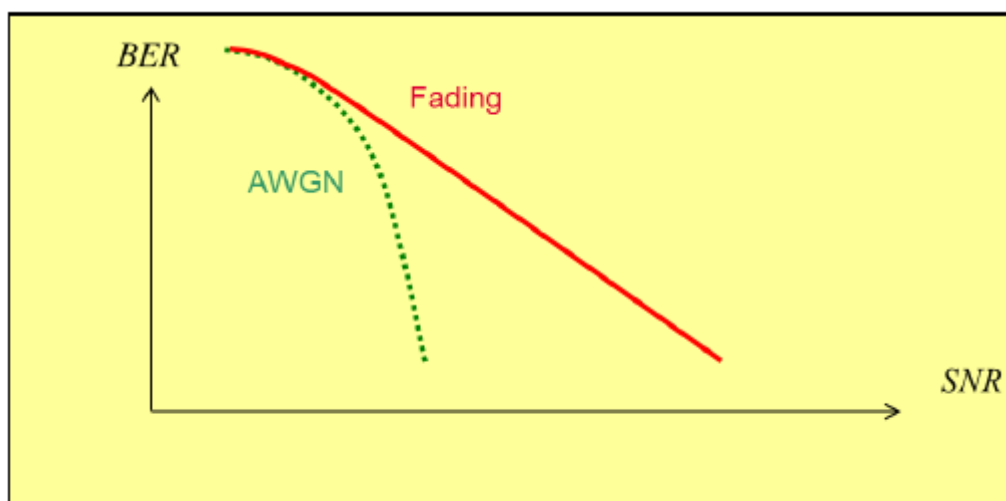


Fig. 2-2: Error rate vs. SNR

根據[2]，測量的信息 (用戶數據) 比特吞吐量R被定義為在測試間隔期間成功接收的信息比特有效載荷的總和除以測試間隔的持續時間[以秒為單位]。

在接收機性能測量期間，UE通過向eNB仿真器 (例如CMW500) 發送確認 (ACK) 指示符來逐塊地指示成功接收到的信息比特有效載荷。

如果有效載荷塊被接收，但被損壞且不能被解碼 (塊檢查失敗)，則UE返回非確認 (NACK) 指示符。

因此，為了測量目的，eNB模擬器僅知道ACK和NACK。

因此，每個塊發送的有效載荷位數必須由測試設備存儲。

此外，當一個傳輸塊根本沒有確認時，相關的塊被認為是一些不規則的不連續傳輸 (DTX)，並且一個合適的塊計數器被稱為statDTX的測試儀器增加。

因此，塊錯誤率 (BLER) 被定義為

$$BLER = \frac{NACKs + statDTXs}{ACKs + NACKs + statDTXs}$$

Equation 2-3: Block Error Rate definition

以 (N) 個ACK作為計數的塊 (N) 確認的數目和statDTX作為計數的丟失塊接收的數目。

所有塊計數器的總和給出測試過程中涉及的后續塊的總數。

利用每塊BitsPerBlock的比特數和每個塊TxTimePerBlock的傳輸時間，吞吐量R可被計算為

$$R = \frac{ACKs \cdot BitsPerBlock}{(ACKs + NACKs + statDTXs) \cdot TxTimePerBlock}$$

Equation 2-4: Throughput definition

這給出了BLER和R之間的重要對應關係

$$R = (1 - BLER) \frac{BitsPerBlock}{TxTimePerBlock}$$

Equation 2-5: BLER and Throughput correspondence

因此，塊誤差測量等同於歸一化吞吐量測量。

保持最大吞吐量的≥95%的要求對應於5%的上限BLER限制。

為簡化比較，本白皮書中提供的所有測量結果均為BLER類型。

2.3 使用靜態MCS進行LTE接收器性能

LTE在調製和編碼方案方面提供了很大的靈活性。在下行鏈路中，可以選擇QPSK，16-QAM，64-QAM和256-QAM以及自適應FEC（前向糾錯）速率。

圖2-3描繪了通用LTE下行鏈路數據處理鏈。

24位CRC（循環冗餘校驗）塊編碼階段和FEC信道編碼階段。速率匹配階段將編碼的比特塊對準目標CP-OFDM物理資源塊（PRB）大小，接著是基帶調製映射器。在圖2-

3的右手邊給出了一個實數例子，其中描述了近似編碼率為1/3的QPSK調製情況。

信息（或用戶數據）以塊為單位進行編碼，並且塊的大小對應於可能根據應用而變化的傳輸時間間隔（TTI）。

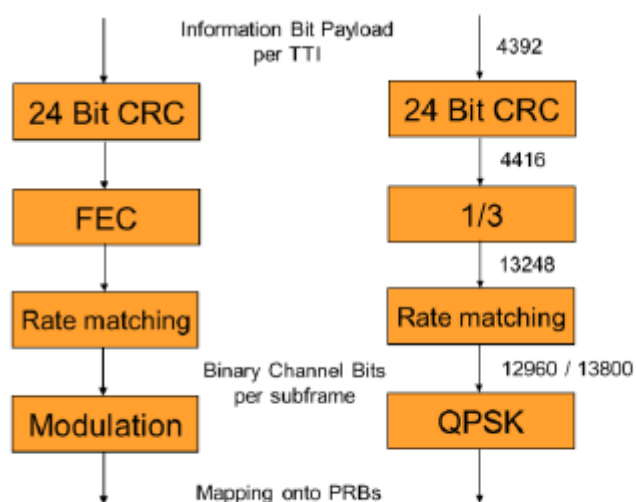


Fig. 2-3: Example of LTE downlink QPSK1/3 reference channel data processing

LTE調製和編碼方案由整數索引MCSI識別。

以兩個連續的調製和編碼方案以大約1dB差異執行方式來選擇編碼率，即，性能可以以大約1dB的分辨率適應於實際信道條件。

例如，就靈敏度而言，MCS索引7的性能優於MCS索引8，但當可用SNR足夠時，MCS索引8提供更高的峰值數據速率。

當UE利用適當的信道質量指示符（CQI）向網絡指示其當前接收質量時，網絡調度器可以通過相應地修改所應用的下行鏈路調製和編碼方案來響應於降低或增加各個UE的接收質量。

參考靈敏度功率電平PREFSENS是針對所有UE類別應用於每個UE天線端口的最小平均功率，其中吞吐量應當達到或超過由操作中的調製和編碼方案以及感興趣的傳播特性（例如AWGN或衰落信道）。



Parameter	Unit	Value					
Channel bandwidth	MHz	1.4	3	5	10	15	20
Allocated resource blocks		6	15	25	50	75	100
Subcarriers per resource block		12	12	12	12	12	12
Allocated subframes per Radio Frame		9	9	9	9	9	9
Modulation		QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
Target Coding Rate		1/3	1/3	1/3	1/3	1/3	1/3
Information Bit Payload per Sub-Frame							
For Sub-Frames 1,2,3,4,6,7,8,9	Bits	408	1320	2216	4392	6712	8760
For Sub-Frame 5	Bits	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a
For Sub-Frame 0	Bits	152	872	1800	4392	6712	8760
Transport block CRC	Bits	24	24	24	24	24	24
Number of Code Blocks per Sub-Frame							
For Sub-Frames 0,1,2,3,4,6,7,8,9	Bits	1	1	1	1	2	2
For Sub-Frame 5	Bits	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a
Binary Channel Bits Per Sub-Frame							
For Sub-Frames 1,2,3,4,6,7,8,9	Bits	1368	3780	6300	13800	20700	27600
For Sub-Frame 5	Bits	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a	n/a
For Sub-Frame 0	Bits	528	2940	5460	12960	19860	26760
Max Throughput averaged over 1 frame	kbps	341.6	1143.2	1952.8	3952.8	6040.8	7884

Table 2-3: Fixed reference channel for FDD receiver requirements

接收機特性根據[1]根據接收機要求的固定參考信道測量，以確保可追溯性，可重複性和可比性。固定參考信道明確指定下行鏈路信號，以下參數：

- 信道帶寬 - 每個資源塊分配的資源塊和副載波的數量 - 每個無線電幀分配的子幀 - 傳輸模式 - 單或多天線傳輸方案 - 調製和編碼方案 (MCS)

對於性能質量評估最重要的是調製和編碼方案參數。舉例來說，表2-3顯示了具有完整資源塊分配的FDD接收機測量的QPSK固定參考信道。

[2]為所有類型的UE類別，雙工方案 (FDD，TDD和H-FDD) 和測量應用指定了大量的下行鏈路固定參考測量信道。有關更多詳細信息，請參閱[2]。



MCSI	Modulation	Coding rate	Max FDD throughput per frame	MCSI	Modulation	Coding rate	Max FDD throughput per frame
0	QPSK	0.109	1.374 Mbps	15	16-QAM	0.548	14.054 Mbps
1	QPSK	0.141	1.794 Mbps	16	16-QAM	0.593	15.206 Mbps
2	QPSK	0.173	2.203 Mbps	17	64-QAM	0.395	15.206 Mbps
3	QPSK	0.222	2.843 Mbps	18	64-QAM	0.425	16.301 Mbps
4	QPSK	0.282	3.598 Mbps	19	64-QAM	0.474	18.202 Mbps
5	QPSK	0.341	4.366 Mbps	20	64-QAM	0.514	19.697 Mbps
6	QPSK	0.400	5.141 Mbps	21	64-QAM	0.553	21.307 Mbps
7	QPSK	0.484	6.154 Mbps	22	64-QAM	0.593	22.843 Mbps
8	QPSK	0.543	6.917 Mbps	23	64-QAM	0.658	25.279 Mbps
9	QPSK	0.622	7.941 Mbps	24	64-QAM	0.708	27.184 Mbps
10	16-QAM	0.311	7.941 Mbps	25	64-QAM	0.733	28.240 Mbps
11	16-QAM	0.341	8.709 Mbps	26	64-QAM	0.790	30.352 Mbps
12	16-QAM	0.385	9.874 Mbps	27	64-QAM	0.820	31.463 Mbps
13	16-QAM	0.444	11.371 Mbps	28	64-QAM	0.948	36.542 Mbps
14	16-QAM	0.504	12.886 Mbps				

Table 2-4: MCS index 0 – 28 mapping to modulation and channel encoding rate

表2-4列出了具有完整資源塊分配的10 MHz信道帶寬的每幀最大FDD下行吞吐量 (10 ms) 。請注意，實際編碼率取決於信息比特可用資源元素的數量，它不會簡單地隨PRB數量線性增加。因此，編碼率在改變帶寬時改變。關於LTE信道編碼的所有細節可參見[4]。 [1]和[2]指定所有E-UTRA頻帶的MCS相關參考靈敏度值，支持的信道帶寬和雙工模式FDD，H-FDD和TDD。

2.4直接性接收機性能測量

為了根據BLER和SNR測量接收機性能，應用圖2-4所示的測試設置。

假設測試中的UE配備了兩個天線連接器，一個混合發射和接收天線連接器 (TX / RX1) 和一個只接收天線連接器 (RX2) ，測試環境包括一個eNB模擬器和兩個不相關噪聲源 (AWGN1和AWGN 2) 。

為了在UE處保持已知的總輸入功率S，下行鏈路信號功率被分割為向每個UE接收機端口提供相等功率S1 = S2 = S / 2的方式。在UE接收器天線連接器之前，AWGN源添加相等但不相關的噪聲功率N = AWGN1 = AWGN2以在UE天線連接器處創建已知的信噪比SNR。