

# TD-SCDMA 射频系统接收部分性能监测方法

——展讯通信有限公司

## 摘要

本文介绍了一种 TD-SCDMA 射频系统接收部分性能监测方法,包括计算整体噪声系数 NF 的步骤,计算邻信道选择性 Selectivity,计算 n 阶交调的步骤以及计算镜像频率抑制 Image Rejection 的步骤。本文介绍的监测方法完全通过获取真实的数据来监测射频系统发射部分的性能,并结合 TD-SCDMA 协议给出了参数指标的参考值,可用作初期设计以及后期调整系统时的标准参数。

指标分配是决定任何通信系统中射频部分性能的关键要素,因此无论在初期的开发过程中还是在之后的改进中,都显得非常重要。传统的指标分配大多采用经验值估算,一来不能够准确地计算射频部分的各个参数指标,另外经验值也不能完整的反映相关的协议要求。特别是对于 TD-SCDMA 这样新开发的协议而言,由于其属于第三代移动通信中较新的协议,采用经验值来估算更是有比较大的缺陷。

因此,就需要一种能够按照不依靠经验值,难能按照一定的标准来监测 TD-SCDMA 射频系统接收部分性能的方法。

## 监测方法简介

本文介绍的这种 TD-SCDMA 射频系统接收部分性能监测方法,通过获取射频系统接收部分的参数,以 TD-SCDMA 协议为基准直接进行分析和判断,不使用经验值,从而可提供监测的准确性。其具体实施步骤如下:

- 计算整体噪声系数 NF

获取射频系统的误码率 (BER),根据获取的误码率得到系统的信噪比  $E_b / N_0$ ;

获取射频系统的处理增益  $G_p$  和用于计算噪声系数的第一最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$ ,根据处理增益  $G_p$ 、第一最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及上一步骤中获得的信噪比  $E_b / N_0$  计算第一干扰信号  $I_{oc}$ ;

获取射频系统的信道带宽  $BW_{RF}$ ,根据上一步骤中获得的的第一干扰信号

$I_{oc}$  计算整体噪声系数 NF;

- 计算邻信道选择性 Selectivity

获取用于计算邻信道选择性的第二最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  , 根据处理增益  $G_p$ 、第二最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b/N_0$  计算第三干扰信号  $I_{oc}$  ;

获取干扰信号功率  $P_{ACI}$  , 根据干扰信号功率  $P_{ACI}$  和第三干扰信号  $I_{oc}$  计算邻信道选择性 Selectivity;

- 计算 n 阶交调

获取用于计算 n 阶交调的第三最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  , 根据处理增益  $G_p$ 、第三最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b/N_0$  计算第三干扰信号  $I_{oc}$  ;

获取 n 阶交调指标, 根据 n 阶交调指标和第三干扰信号  $I_{oc}$  计算 n 阶交调;

- 计算镜像频率抑制 Image Rejection

获取用于计算镜像频率抑制的第四最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  , 根据处理增益  $G_p$ 、第四最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b/N_0$  计算第四干扰信号  $I_{oc}$  ;

获取阻塞信号  $P_{BLOCK}$  , 根据阻塞信号  $P_{BLOCK}$  和第四干扰信号  $I_{oc}$  计算镜像频率抑制 Image Rejection。

根据本监测方法的实施例, 在计算第一、第二、第三以及第四干扰信号是采用相同的公式, 只需使用不同的第一、第二、第三以及第四最小接收信号值即可, 该根据处理增益  $G_p$ 、各最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b/N_0$  计算各干扰信号  $I_{oc}$  的公式如下:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{G_p}{\frac{I_{oc}}{\hat{I}_{oc}}}$$

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = 10 \log G_p + \hat{I}_{oc} - I_{oc}$$

在根据第一干扰信号  $I_{oc}$  计算整体噪声系数 NF 的步骤中, 首先根据公式

$I_{oc} = N_0 \cdot BW_{RF}$  计算噪声信号  $N_0$ ，再根据关系式  $NF \leq -10\log(kT) + N_0$  计算整体噪声系数 NF。

在根据干扰信号功率  $P_{ACI}$  和第二干扰信号  $I_{oc}$  计算邻信道选择性 Selectivity 采用如下的关系式：

$$Selectivity \geq P_{ACI} - I_{oc}$$

根据本监测的实施例所述计算 n 阶交调的步骤包括计算二阶交调和三阶交调，其中计算二阶交调  $IIP2$  时，所述的交调指标为阻塞信号  $P_{BLOCK}$ ；根据阻塞信号  $P_{BLOCK}$  和第三干扰信号  $I_{oc}$  计算二阶交调  $IIP2$  采用如下关系式：

$$IIP2 \geq 2P_{BLOCK} - I_{oc}$$

而计算三阶交调  $IIP3$  时，其中所述的交调指标为交调要求  $P_{INT}$ ；根据交调要求  $P_{INT}$  和第三干扰信号  $I_{oc}$  计算三阶交调  $IIP3$  采用如下关系式：

$$IIP3 \geq P_{INT} + \frac{1}{2}(P_{INT} - I_{oc})$$

根据阻塞信号  $P_{BLOCK}$  和第四干扰信号  $I_{oc}$  计算镜像频率抑制 Image Rejection 采用如下的关系式：

$$Image\ Rejection \geq P_{BLOCK} - I_{oc}$$

采用了本技术方案，即可通过获取射频系统接收部分的参数，以 TD-SCDMA 协议为基准直接进行分析和判断，不使用经验值，提高了监测的准确性。

### 具体实施方式

下面根据附图进一步说明该技术方案。

图 1 所示是根据本 TD-SCDMA 射频系统接收部分性能监测方法的一实施例，包括如下的步骤：

S10. 计算整体噪声系数 NF 的步骤，其中具体步骤如下：

S11. 获取射频系统的误码率 (BER)，根据获取的误码率得到系统的信噪比  $E_b/N_0$ 。由于 TD-SCDMA 采用 QPSK 调制。对于 QPSK 调制方法而言，误码率 (BER)

和信噪比  $E_b / N_0$  的关系如图 2 所示。从图 2 可看出, 要满足 TD-SCDMA 协议所规定的 0.1% 的误码率, 则信噪比  $E_b / N_0$  必须大于 7.1dB。在考虑设计裕量和信道编码对信噪比  $E_b / N_0$  3dB 提高后, 最终信噪比  $E_b / N_0$  的最小要求为 4.8dB。

S12. 获取射频系统的处理增益  $G_p$  和用于计算噪声系数的第一最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$ , 根据处理增益  $G_p$ 、第一最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及上一步骤中获得的信噪比  $E_b / N_0$  计算第一干扰信号  $I_{oc}$ 。

对于反向链路,  $E_b / N_0$  表示信号的功率谱密度, 也既是:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{G_p}{\frac{\hat{I}_{oc}}{I_{oc}}} \quad \text{等式 (1)}$$

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = 10 \log G_p + \hat{I}_{oc} - I_{oc} \quad \text{等式 (2)}$$

其中  $G_p$  为处理增益 (Processing Gain), 对 TD-SCDMA 中 12.2kbps 的参考测试信道而言, 扩频系数等于 8, 从而处理增益等于

$$G_p = 10 \log 8 = 9dB \quad \text{等式 (3)}$$

同时根据 3GPP TS25.102 标准, 最小接收信号为:

$$\hat{I}_{oc} = -108dBm \quad \text{等式 (4)}$$

并且根据对于信噪比  $E_b / N_0$  的要求:

$$\frac{E_b}{N_0} \geq 4.8dB \quad \text{等式 (5)}$$

把等式 (3)、(4)、(5) 代入等式 (2), 可得到对第一干扰信号的要求为:

$$I_{oc} \leq -103.8dBm \quad \text{等式 (6)}$$

S13. 获取射频系统的信道带宽  $BW_{RF}$ , 根据上一步骤中获得的的第一干扰信号  $I_{oc}$  计算整体噪声系数 NF。对射频前端接收机而言, 由于 TD-SCDMA 的 TDD 工作方式, 第一干扰信号仅包括信道的高斯白噪声。也既是:

$$I_{oc} = N_0 \cdot BW_{RF} \quad \text{等式 (7)}$$

其中  $BW_{RF} = 1.28Mcps$ ，为 TD-SCDMA 的信道带宽，可得到

$$N_0 \leq -164.9dBm/Hz \quad \text{等式 (8)}$$

从而接收机在包括前端分路器后的整体噪声系数 NF 要求就为

$$NF \leq -10\log(kT) + N_0 = 9.1dB \quad \text{等式 (9)}$$

S20.计算邻信道选择性 Selectivity，其具体包括如下的步骤：

S21.获取用于计算邻信道选择性的第二最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$ ，根据处理增益  $G_p$ 、第二最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b/N_0$  计算第二干扰信号  $I_{oc}$ ，计算第二干扰信号  $I_{oc}$  的方法和上述的步骤 S10 中相同，同样也是使用等式 (1) 和 (2) 来计算。只是在计算邻信道选择性时，选取得第二最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  的值是不同的：

根据 3GPP TS25.102 在邻信道选择性下，第二最小接收信号的取值为

$$\hat{I}_{oc} = -91dBm \quad \text{等式 (10)}$$

将其代入上面的公式中计算得到（信噪比  $E_b/N_0$  的取值仍然和上一步骤中相同）得到要求的第二干扰信号  $I_{oc}$  必须满足：

$$I_{oc} \leq -86.8dBm \quad \text{等式 (11)}$$

S22.获取干扰信号功率  $P_{ACI}$ ，根据干扰信号功率  $P_{ACI}$  和第二干扰信号  $I_{oc}$  计算邻信道选择性 Selectivity，

根据 3GPP TS25.102 在邻信道选择性下，干扰信号功率  $P_{ACI}$  的取值为

$$P_{ACI} = -54dBm \quad \text{等式 (12)}$$

根据邻信道选择滤波器的选择性必须满足的条件得到邻信道选择性 Selectivity 的值为

$$Selectivity \geq P_{ACI} - I_{oc} = 32.8dB \quad \text{等式 (13)}$$

特别的，对于第二邻信道和第三邻信道而言，按照标准它们的最小接收信号均为

$$\hat{I}_{oc} = -105dBm \quad \text{等式 (14)}$$

而干扰信号功率  $P_{ACI}$  分别为：

第二邻信道:  $P_{ACI} = -61dBm @ 3.2MHz$  等式 (15)

第三邻信道:  $P_{ACI} = -49dBm @ 4.8MHz$  等式 (16)

此时, 根据上述等式 (14) 的最小接收信号计算得到干扰信号必须满足:

$$I_{oc} \leq -100.8dBm \quad \text{等式 (17)}$$

从而对第二邻信道和第三邻信道, 信道选择滤波器的选择性必须满足:

第二邻信道:  $Selectivity \geq P_{ACI} - I_{oc} = 39.8dB @ 3.2MHz$  等式 (18)

第三邻信道:  $Selectivity \geq P_{ACI} - I_{oc} = 51.8dB @ 4.8MHz$  等式 (19)

S30.计算 n 阶交调的步骤, 其具体包括如下步骤:

S31.获取用于计算 n 阶交调的第三最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$ , 根据处理增益  $G_p$ 、第三最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b / N_0$  计算第三干扰信号  $I_{oc}$ 。计算第三干扰信号  $I_{oc}$  的方法和上述的步骤 S10 中相同, 同样是使用等式 (1) 和 (2) 来计算。只是在计算邻信道选择性时, 选取的第三最小接受信号  $\hat{I}_{oc}$  的值是不同的:

根据 3GPP TS25.102, 计算 n 阶交调时最小接收信号均为:

$$\hat{I}_{oc} = -105dBm \quad \text{等式 (20)}$$

从而, 通过运用前述的公式, 计算得到干扰信号必须满足:

$$I_{oc} \leq -100.8dBm \quad \text{等式 (21)}$$

S32.获取 n 阶交调指标, 根据 n 阶交调指标和第三干扰信号  $I_{oc}$  计算 n 阶交调, 对于不同的阶数, 所选用的交调指标也是不相同的, 其中:

对于二阶交调 IIP2 来说, 二阶交调 IIP2 的指标由阻塞 (Blocking) 决定, 因此选取的交调指标为阻塞信号  $P_{BLOCK}$ 。根据 3GPP TS25.102 的规定, 在阻塞条件下, 阻塞信号功率为

$$P_{BLOCK} = -44dBm \quad \text{等式 (22)}$$

再根据公式计算输入二阶交调 IIP2 的要求为:

$$IIP2 \geq 2P_{BLOCK} - I_{oc} = 2 \times (-44) + 100.8 = 12.8dBm \quad \text{等式 (23)}$$

对于三阶交调 IIP3 来说, 三阶交调 IIP3 的指标由交调要求 (Intermodulation) 决定, 因

此选取的交调指标为交调要求  $P_{INT}$ 。同样，根据 3GPP TS25.102 的规定，此时交调要求  $P_{INT}$  为

$$P_{INT} = -46dBm \quad \text{等式 (24)}$$

再根据公式计算输入三阶交调 IIP3 的要求为：

$$IIP3 \geq P_{INT} + \frac{1}{2}(P_{INT} - I_{oc}) = -18.6dBm \quad \text{等式 (25)}$$

S40.计算镜像频率抑制 Image Rejection 的步骤，具体包括：

S41.获取用于计算镜像频率抑制的第四最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$ ，根据处理增益  $G_p$ 、第四最小接收信号  $\hat{I}_{oc}$  以及信噪比  $E_b / N_0$  计算第四干扰信号  $I_{oc}$ ，计算第四干扰信号  $I_{oc}$  的方法和上述的步骤 S10 中相同，同样是使用等式 (1) (2) 来计算。只是在计算邻信道选择性时，选取的第四最小接受信号  $\hat{I}_{oc}$  的值是不同的：

S42.获取阻塞信号  $P_{BLOCK}$ ，根据阻塞信号  $P_{BLOCK}$  和第四干扰信号  $I_{oc}$  计算镜像频率抑制 Image Rejection；

镜像频率抑制滤波器的抑制特性与链路拓扑结构和选择的中频有关系，一般情况下由阻塞 (Blocking)，即阻塞信号  $P_{BLOCK}$  决定。根据 3GPP TS25.102 的规定，

$$P_{BLOCK} = 100.8dB \quad \text{等式 (26)}$$

在计算得到此时的第四干扰信号  $I_{oc}$  为：

$$I_{oc} = 44dB \quad \text{等式 (27)}$$

得到镜像频率抑制 Image Rejection 的值为

$$\text{Image Rejection} \geq P_{BLOCK} - I_{oc} = 100.8 - 44 = 56.8dB \quad \text{等式 (28)}$$

由此得到系统的相位噪声为：

根据协议，带内干扰信号的要求为：

频偏 (Hz)	有用信号 (dB)	干扰信号 (dB)
1.6	-91	-54
3.2	-105	-61
4.8	-105	-49

相应的，相位噪声的规定就为：

$$L\{1.6MHz\} \leq -91 - (-54) + 4.2 - 10\log(1.6MHz) = -95dBc/Hz \quad \text{等式 (29)}$$

$$L\{3.2MHz\} \leq -105 - (-61) + 4.2 - 10\log(1.6MHz) = -100dBc/Hz \quad \text{等式 (30)}$$

$$L\{4.8MHz\} \leq -105 - (-49) + 4.2 - 10\log(1.6MHz) = -112dBc/Hz \quad \text{等式 (31)}$$

最终，根据一般情况下本振端相位噪声功率谱密度的分布特征，也是在近段满足高斯分布，在远端满足洛仑兹分布，可得到相位噪声的指标要求：

频偏 (Hz)	1MHz	100kHz	10kHz	1kHz	100Hz
相噪 (dBc/Hz)	-112	-102	-82	-52	-42

根据上面的描述，TD-SCDMA 射频系统接受部分较佳性能指标为：

噪声系数 (dB)  $\leq 9.1$

二阶交调 (dBm)  $\geq 12.8$

三阶交调 (dBm)  $\geq -18.6$

镜像抑制 (dB)  $\geq 56.8$

第一邻信道 (1.6MHz)  $\geq 32.8$

第一邻信道 (3.2MHz)  $\geq 39.8$

第一邻信道 (4.8MHz)  $\geq 51.8$

1MHz 频偏相位噪声 (dBc/Hz) = -112

100kHz 频偏相位噪声 (dBc/Hz) = -102

10kHz 频偏相位噪声 (dBc/Hz) = -82

1kHz 频偏相位噪声 (dBc/Hz) = -52

100Hz 频偏相位噪声 (dBc/Hz) = -42

对于上述的 TD-SCDMA 射频系统接收部分较佳性能指标，镜像抑制指标有链路拓扑结构和中频选择决定，对于零中频接收系统而言就不存在镜像频率干扰。在其余指标中比较苛刻的是邻信道选择性。邻信道选择性的实现可通过两种方法实现。一种是完全在接收链路上实现，也就是在混频器之后通过信道选择滤波器实现，这样就要求较高滤波器带外抑制特性，若采用外接生表面波滤波器的话，就会增大射频部分面积；另一种方法是在 AD 转换之后的数字部分实现，这就要求 AD 转换器要有足够大的动态范围。

综上所述，本发明提供了一种新的 TD-SCDMA 射频系统接收部分的性能监测方法，完



全通过获取真实的数据来监测射频系统发射部分的性能，并结合 TD-SCDMA 协议给出了一些参数指标的参考值，可用作初期设计以及后期调整系统的标准参数。

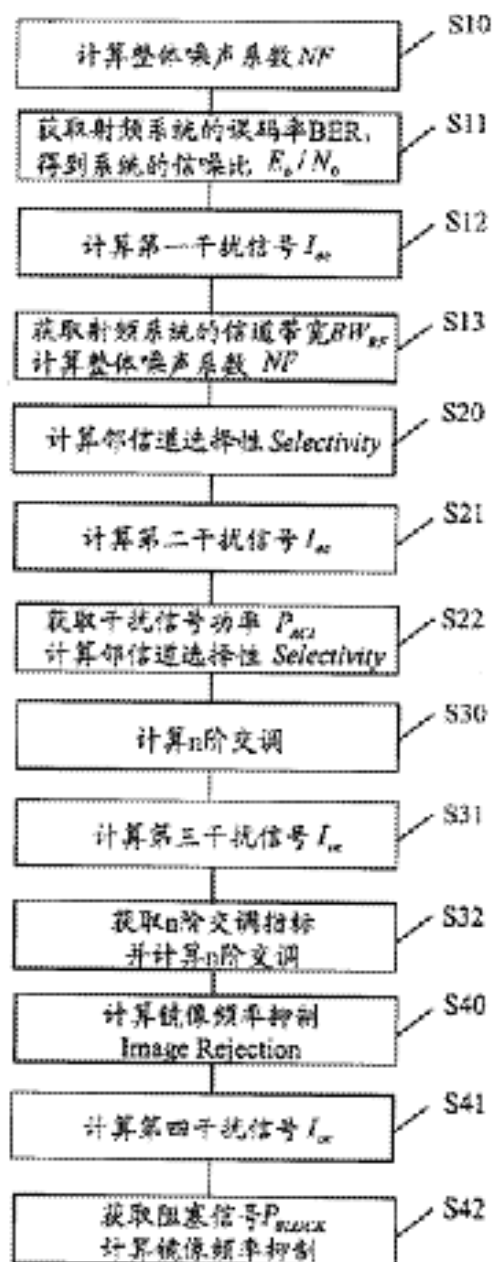


图 1 根据本监测方法的一实施例流程图

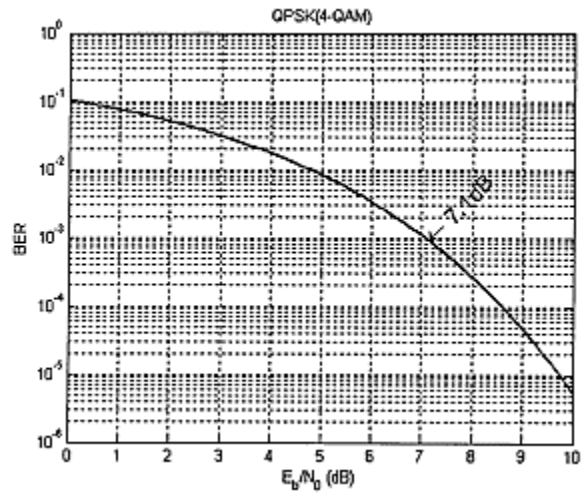


图 2 根据 QPSK 调制方法中误码率和信噪比  $E_b/N_0$  的对应关系图