

TD-SCDMA 射频系统发射部分性能监测方法

——展讯通信有限公司

摘要

本文介绍了一种 TD-SCDMA 射频系统发射部分性能监测方法，包括如下的步骤：获取射频系统的误差矢量幅度，计算波形品质因素 ρ ；获取射频系统中功放输入端信号的邻信道功率比 α 以及功放的传递函数 G ，计算功放输出端的邻信道功率比；其中，还包括计算各阶交调分量的值；获取射频系统中输入的 I、Q 信号，并根据射频系统中的锁相环计算经锁相环混频后的输出信号；其中，还包括计算 IQ 信号幅度不平衡和相位不平衡引起的信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} ；根据误差矢量幅度和信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} 计算 IQ 信号幅度不平衡 ε 和相位不平衡 $\Delta\varphi$ 。本文介绍的方法通过获取射频系统发射部分的参数，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。

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 射频系统发射部分性能的方法。

监测方法简介

本文介绍的这种 TD-SCDMA 射频系统发射部分性能监测方法，通过获取射频系统发射部分的参数，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：

获取射频系统的误差矢量幅度，根据所述获取额误差矢量幅度计算所述波形品质因素 ρ ；

获取射频系统中功放输入端信号的邻信道功率比 α 以及所述功放的传递函数 G ，计算所述功放输出端的邻信道功率比；其中还包括计算各阶交调分量的值；

获取射频系统中输入的 I、Q 信号，并根据射频系统中的锁相环计算经锁相环混频后的输出信号；其中，还包括计算 IQ 信号幅度不平衡和相位不平衡引起的信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} ；

根据所述误差矢量幅度和所述信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} 计算所述 IQ 信号幅度不平衡 ε 和相位不平衡 $\Delta\varphi$ 。

根据本方法的一实施例，在上述的监测方法中采用如下的公式：

$$\rho = \frac{1}{EVM^2 + 1}$$

其中 EVM 为误差矢量幅度。

计算所述功放输出端的邻信道功率比的步骤中，假设所述功放的传递函数 G 为：

$$G(z) = a_1 z + a_3 z^3 + a_5 z^5 + \dots + a_N z^N$$

则在输入端信号的邻信道功率比为 α 的情况下，输出信号的邻信道功率比为：

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{\alpha}{10}} + \sum_{n=3}^N n! \left| \frac{a_n}{a_1} \right|^2 F_n P_{in}^{n-1}}$$

其中， F_n 表示各阶交调分量。

所述计算各阶交调分量的值的步骤中，计算三阶交调分量的值 $\Delta IM3$ ，其中，可采用如下的公式：

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{\alpha}{10}} + \frac{8}{3} \frac{1}{(P_{in} + \frac{\Delta IM3}{2})^2} P_{in}^2}$$

计算所述 IQ 信号幅度不平衡 ε 和相位不平衡 $\Delta\varphi$ 的步骤中采用如下的公式：

$$SNR_{gain} = \frac{4}{\varepsilon^2}$$

$$SNR_{phase} = \frac{4}{(\Delta\varphi)^2}$$

$$SNR = \frac{1}{EVM^2}$$

其中 EVM 为误差矢量幅度。

采用了上述的技术方案后，本方法通过获取射频系统发射部分的参数，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

下面结合附图进一步说明该技术方案。

如图所示是根据本发明的 TD-SCDMA 射频系统发射部分性能监测方法的一实施例，包括如下步骤：

S11. 获取射频系统的误差矢量幅度 EVM，根据获取的误差矢量幅度计算所述波形品质因素 ρ ；

对于 TD-SCDMA 射频系统来说，误差矢量幅度和波形品质因素 ρ 之间存在着如下的关系：

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{\rho} - 1}$$

因此，可以得到：

$$\rho = \frac{1}{EVM^2 + 1}$$

由于在 TD-SCDMA 协议中，规定 $EVM \leq 17.5\%$ ，因此，根据上述条件可以得到 TD-SCDMA 协议中要求的波形品质因素为：

$$\rho = \frac{1}{EVM^2 + 1} \geq 0.97$$

S12. 获取射频系统中功放输入端信号的邻信道功率比 α 以及功放的传递函数 G，计算所述功放输出端的邻信道功率比；其中，还包括计算各阶交调分量的值。

在该实施例中，考虑功放的非线性复传递函数为：

$$G(z) = a_1 z + a_3 z^3 + a_5 z^5 + \dots + a_N z^N$$

其中 a_N 为复系数。同时考虑功放输入端信号的邻信道功率比 (ACPR) 为 α dB,

则功放输出端的信号的 ACPR 可表示为:

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{\alpha}{10}} + \sum_{n=3}^N n! \left| \frac{a_n}{a_1} \right|^2 F_n P_{in}^{n-1}}$$

其中 F_n 表示各阶交调分量对功放输出端 ACPR 的影响。考虑最坏情况, 即

$F_n = 1$, 同时只考虑三阶交调分量, 则 ACPR 就表示为:

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{\alpha}{10}} + 3! \left| \frac{a_3}{a_1} \right|^2 P_{in}^2}$$

根据 TD-SCDMA 协议的规定, 有 $\frac{a_1}{a_3} = \frac{3}{2} \cdot IIP3$, 所以就有:

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{\alpha}{10}} + \frac{8}{3} \frac{1}{(IIP3)^2} P_{in}^2}$$

考虑 TD-SCDMA 协议规定的理想情况, 功放输入端信号的邻信道干扰频谱远远小于功放自身产生的邻信道干扰, 可忽略, 即 α 无限大, 则根据协议要求中第一邻信道 ACPR 为 33dB 的要求, 可得到:

$$\frac{IIP3}{P_{in}} \geq 72.94$$

而

$$IIP3 = P_{in} + \frac{\Delta IM3}{2} (dB)$$

功放对三阶交调分量 $\Delta IM3$ 的抑制就必须为:

$$\Delta IM3 \geq 37.3 dBc$$

如果将公式

$$IIP3 = P_{in} + \frac{\Delta IM3}{2} (dB)$$

直接带入到公式 $ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{a}{10}} + \sum_{n=3}^N n! \left| \frac{a_n}{a_1} \right|^2 F_n P_{in}^{n-1}}$ 中，亦可得到三阶交调分量

$\Delta IM3$ 与 ACPR 的关系为：

$$ACPR = \frac{1}{10^{-\frac{a}{10}} + \frac{8}{3} \frac{1}{(P_{in} + \frac{\Delta IM3}{2})^2} P_{in}^2}$$

S13. 获取射频系统中输入的 I、Q 信号，并根据射频系统中的锁相环计算经锁相环混频后的输出信号；其中，还包括计算 IQ 信号幅度不平衡和相位不平衡引起的信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} 。

一般情况下的 IQ 信号分别为：

$$I = A \cos(\omega_0 t)$$

$$Q = A \sin(\omega_0 t)$$

而 IQ 信号分别于中频锁相环的本振频率混频后得到：

$$\frac{A}{2} (\cos(\omega_{IF} t + \omega_0 t) + \cos(\omega_{IF} t - \omega_0 t))$$

$$\frac{A}{2} (\cos(\omega_{IF} t - \omega_0 t) - \cos(\omega_{IF} t + \omega_0 t))$$

再通过相加处理后，最终得到的输出信号为 $A \cos(\omega_{IF} t - \omega_0 t)$ ，但是由于输入的 IQ 信号的幅度和相位不是完全平衡，所以会产生一定干扰信号，从而降低信噪比。与收信机的 IQ 不平衡分析类似，由于幅度不平衡和相位不平衡所导致的信噪比为：

$$SNR_{gain} = \frac{4}{\varepsilon^2}$$

$$SNR_{phase} = \frac{4}{(\Delta\varphi)^2}$$

其中 ε 为 IQ 信号幅度不平衡，而 $\Delta\varphi$ 为 IQ 信号相位不平衡。

S14. 根据误差矢量幅度和所述信噪比 SNR_{gain} 和 SNR_{phase} 计算 IQ 信号幅度不平衡 ε 和相位不平衡 $\Delta\varphi$ 。

如果参考 TD-SCDMA 协议中的规定，要求 $EVM \leq 17.5\%$ ，再根据 EVM 与信噪比的关系：

$$SNR = \frac{1}{EVM^2}$$

可以得到如下的结果：

$$SNR = \frac{1}{EVM^2} \geq 15dB$$

如果再同时考虑到 5dB 的余量，就可得到 TD-SCDMA 协议中对 IQ 幅度不平衡和相位不平衡的要求为：

$$\varepsilon \leq 20\% \Rightarrow 0.8dB$$

$$\Delta\varphi \leq 11.5^\circ$$

上述实施例中的方法中说明了本监测方法，该方法是通过获取射频系统发射部分的参数，以 TD-SCDMA 协议为基准直接进行分析和判断，不使用经验值，可提高监测的准确性。同时将上述的方法结合 TD-SCDMA 协议的规定，还可以得到以下参数指标的参考值：

$$\text{波形品质因素 } \rho \geq 0.97$$

$$\text{功放三阶交调分量抑制 } \Delta IM3 \geq 37.3dBc$$

$$\text{IQ 增益不平衡 } \Delta\varphi \leq 11.5^\circ$$

综上所述，本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时的标准参数。

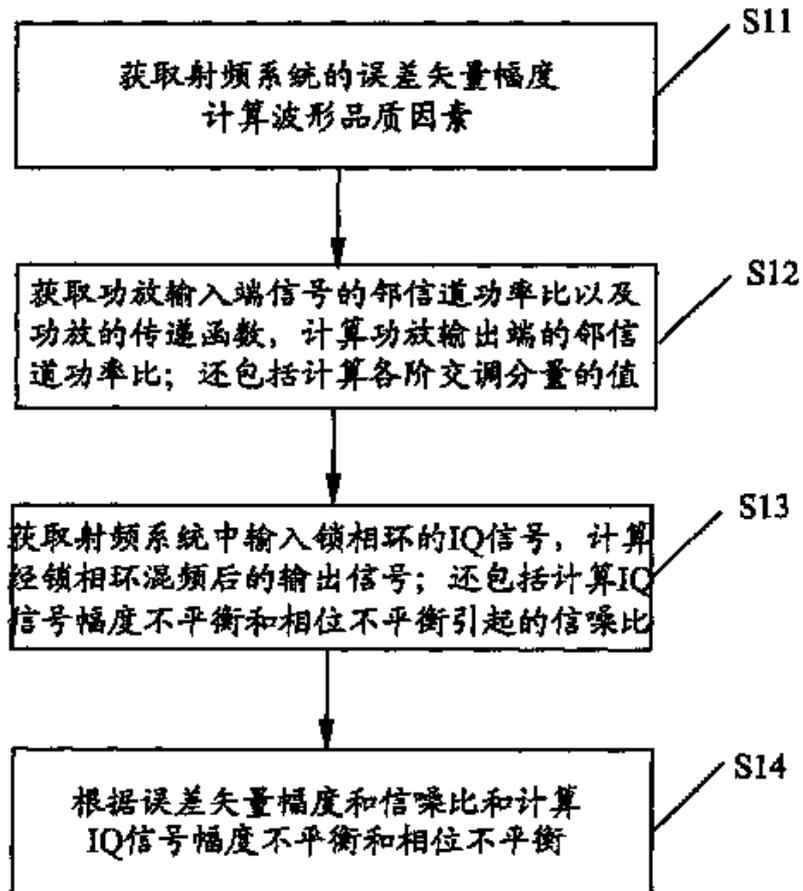


图 1 TD-SCDMA 射频系统发射部分性能监测方法的一实施例流程图