

文章编号: 1001 - 893X(2012)04 - 0539 - 05

# 频谱监测射频接收机频谱纯度的影响因素分析\*

漆家国

(中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

**摘要:** 频谱监测射频接收机的输出频谱质量是频谱监测系统获得辐射源正确的频谱信息和内涵信息的关键。介绍了一种应用于频谱监测的宽带射频接收机架构, 分析了影响该架构射频接收机输出频谱纯度的主要因素即相位噪声的影响机理, 并给出了改善相位噪声的方法。相位噪声改善前后对解调性能的比对表明, 解调误码率降低了一个数量级。

**关键词:** 频谱监测; 射频接收机; 频谱纯度; 相位噪声; 解调误码率

**中图分类号:** TN850      **文献标志码:** A      **doi:** 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.04.023

## Analysis of Factors Effecting the Frequency Spectrum Purity of RF Receiver for Frequency Spectrum Monitoring

QI Jia-guo

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** The output spectrum quality of the RF spectrum monitoring receiver is the key to obtain correct spectrum information and relationship information from spectrum monitoring system. A framework of wideband RF receiver used for spectrum monitoring is introduced. The mechanism of the main factor or the phase noise affecting its output spectrum purification is analysed. Furthermore, the method of reducing phase noise is presented. Comparison of demodulation performance before and after reducing phase noise shows that the demodulation BER is decreased by one order of magnitude after reducing phase noise.

**Key words:** frequency spectrum monitoring; RF receiver; purity of frequency spectrum; phase noise; demodulation BER

### 1 引言

国外从 20 世纪 70 年代开始进行频谱管理系统的研究和构建, 其典型代表国家是美国、法国和以色列, 其中又以美国构建的系统最多。我国在 20 世纪 90 年代, 国家无线电条例委员会发布了第一个无线电管理条例, 标志着我国的无线电管理系统正式合法化。频谱监测的主要使命是完成对辐射源发射的无线电信号进行参数测量(包括信号频率、信号功率和调制样式等)以及对辐射源进行测向和定位等功能。频谱监测系统从功能上分为射频接收机和处理

终端两部分, 而频谱监测接收机的输出频谱质量对频谱监测系统使命任务的完成起着决定性的作用。因此, 如何提高频谱监测射频接收机的输出频谱质量一直是频谱监测系统研究的热点问题。

相位噪声和杂散是衡量频谱质量的两个主要指标。其中相位噪声是由随机效应产生, 即由随机和幂律特性的噪声产生的随机短期不稳定性噪声; 而杂散是由因果效应产生的, 即确定的系统和离散信号在射频信号的边带产生的频谱分量。非线性因素产生的互调、频率设计引入的中频和镜频干扰等干扰分量及其解决方法, 文献[1]和文献[2]都有详细

\* 收稿日期: 2011 - 11 - 03; 修回日期: 2012 - 03 - 15

分析。文献[3]侧重于相位噪声对结果的分析,而对相位噪声恶化的机理则未进行分析。本文对频谱监测接收机输出频谱的相位噪声恶化机理进行详细分析,并给出了工程实现中的解决办法,对改善前后的结果进行了分析对比,验证了措施的有效性。

## 2 频谱监测射频接收机的构成及其特点

射频接收机类型较多,在工程应用中,都是根据具体的任务需求来选择合适的射频接收机类型。常见的接收机类型有瞬时测频接收机、超外差接收机、信道化接收机、声光接收机、压缩接收机和射频数字接收机<sup>[4]</sup>。综合各种射频接收机的性能和技术特点,结合当前元器件和工艺的发展水平,为了较好满足频谱监测系统对接收机的要求,一种比较适宜的频谱监测射频接收机架构为宽带超外差架构<sup>[5]</sup>。这种架构的射频接收机具有超外差、信道化的特点,即具有宽带、高灵敏度、高截获概率、很好的选择性和抗干扰能力等优越电性能,与信道化接收机相比,还具有体积小、重量轻、功耗低等特点,与射频数字化接收机相比具有侦收频段宽等特点。因此,宽带超外差射频接收机架构能够较好地适应现代频谱监测系统的要求。其原理框图如图1所示。图中超外差的变频次数根据监视频段和输出步进的要求,可简化为一次变频或扩展为三次变频。

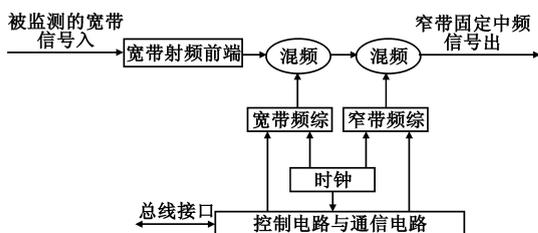


图1 宽带超外差射频接收机原理框图  
Fig.1 Schematic block diagram of RF wideband superheterodyne receiver

该架构的射频接收机特点是采用宽带大步进变频和窄带小步进相结合的频率合成和变换技术,解决了宽带射频信号的接收和输出中频信号的频率步进问题<sup>[5]</sup>。此外,射频接收机还采用时钟同源技术,解决了多源带来的组合干扰问题,优化了设计。下面就针对图1架构,对频谱监测接收机输出信号的相位噪声恶化机理进行分析。

## 3 影响输出频谱质量因素分析与解决措施

### 3.1 影响输出频谱的相位噪声因素分析与解决措施

从图1可知,影响射频接收机中频输出频谱相位噪声因素有输入射频信号的相位噪声和本振信号的相位噪声。其中射频接收机的输入射频信号的相位噪声由外部传输路径和辐射源特性决定,是频谱监测设备不能控制的,不在本文的讨论范围。因此,本振信号的相位噪声成为射频接收机设计的关键所在。在本振参考源相位噪声一定的条件下,本振信号的相位噪声由本振的频率合成方案决定,其实现时受到电源噪声等因素的影响。下面分别对其进行分析。

#### 3.1.1 本振合成方案的影响分析与解决措施

在参考源的相位噪声一定的情况下,本振的合成方案直接决定输出本振信号的相位噪声,而本振的频率合成方案是与频率合成技术的发展密切相关。现代频率合成技术归纳起来可以分为4类:直接模拟式(DAS)、直接数字式(DDS)、锁相式(PLL)和组合式。其中DDS、PLL和组合式中的DDS+PLL是现在主要采取的频率合成方式。

无论本振合成方案采取哪一种频率合成技术,其本振信号的相位噪声都受到式(1)制约:

$$S_{\phi_r}(f) = S_{\phi_0}(f) + 20 \lg N \quad (1)$$

式中, $S_{\phi_r}(f)$ 为本振信号在偏离其载波频率 $f$ 处的相位噪声(只考虑倍频次数条件下); $S_{\phi_0}(f)$ 为参考源信号在偏离其载波频率 $f$ 处的相位噪声; $N$ 为倍频次数,即本振频率与参考源频率的比值。

若本振合成方案采用了锁相式合成技术或包含锁相式合成技术的频率合成,输出本振信号的相位噪声除受到式(1)约束外,还受到式(2)的制约:

$$S_{\phi_d}(f) = L_{PD}(f) + 10 \lg f_d + 20 \lg N_0 \quad (2)$$

式中, $S_{\phi_d}(f)$ 为本振信号在偏离其载波频率 $f$ 处的相位噪声(考虑倍频次数和实现方式条件下); $L_{PD}(f)$ 为鉴相器随频率变化的基底相位噪声; $f_d$ 为鉴相器的鉴相频率; $N_0$ 为压控振荡器主分频次数,即压控振荡器的频率与环路鉴相频率的比值。

由于射频接收机的本振设计不仅受到宽频段、低相位噪声、低杂散、短换频时间、细步进和低功耗等技术指标限制,还受到体积和重量等系统物理要求因素的限制。因此本振合成方案的选择不仅要考虑频率合成方式的选择,而且还应在具体实现时优化实现方式,以满足频谱监测系统对射频接收机的要求。现在工程上一般采用直接数字式、锁相式中

的单环和混合式中的 DDS + PLL 等几种类型, 其中组合方式可以在本振实现上完成, 也可以在射频接收机的频率流程上实现组合。

另外, 本振的频率合成方式与射频接收机的频率流程设计息息相关, 射频接收机在频率流程设计时, 合理分配频率覆盖带宽、跳频步进、频率分辨率等问题, 这样不仅可以分解本振的实现难度, 而且可以简化频率设计方案, 提高本振信号的相位噪声。

### 3.1.2 电源噪声的影响分析与解决措施

在本振的频率合成中, 锁相式频率合成技术由于其优越的性能而得到广泛运用。锁相式频率合成技术的核心是锁相环路, 锁相环路是一个相位负反馈控制系统, 它由鉴相器(PD)、环路滤波器(LF)、压控振荡器(VCO)3个基本部件组成<sup>[6]</sup>。其中压控振荡器是一个电压/频率变换装置, 在环路中作为被控振荡器, 其振荡频率随输入控制电压线性变化, 即:

$$\omega_v(t) = \omega_n + K_0 U_C(t) \quad (3)$$

式中,  $\omega_v(t)$  为 VCO 的瞬时角频率,  $\omega_n$  为 VCO 的自由振荡角频率,  $K_0$  为 VCO 的控制灵敏度,  $U_C(t)$  为控制 VCO 的输入控制电压。

由式(3)可知, 若  $U_C(t)$  受到干扰, 就会直接影响压控振荡器的输出频谱质量, 而压控振荡器的输入控制电压是鉴相器的输出误差电压经过环路滤波器滤波平滑产生。考虑到电源的效率因素, 设备的二次电源供电都大量使用开关电源, 但开关电源的噪声比线性电源要大得多, 而且噪声频谱为宽带特性, 若使用开关电源的输出电压直接给电路的器件供电, 则对噪声敏感的器件影响特别大。在工程实现中发现, 锁相环路中的环路滤波器的输出控制电压对其供电工作电压的噪声特性十分敏感。电源的噪声通过环路滤波器的供电电路叠加到环路滤波器的输出控制电压上, 在式(3)中  $U_C(t)$  上叠加电源的噪声干扰  $m(t)$ , 可得下式:

$$\omega_v(t) = \omega_0 + K_0 [U_C(t) + m(t)] \quad (4)$$

式(4)表明, 电源噪声的随机抖动必然会导致频率的随机抖动。

对式(4)进行积分可得到 VCO 的输出信号瞬时相位  $\theta(t)$ , 用式(5)表示:

$$\theta(t) = \int \omega_v(t) dt = \int \{\omega_0 + K_0 [U_C(t) + m(t)]\} dt \quad (5)$$

式(5)表明, 电源的噪声特性直接影响到输出信号的瞬时相位, 即电源噪声的随机抖动必然会引起

输出信号瞬时相位的随机抖动, 而描述相位随机抖动特性的物理量就是相位噪声。

下面从锁相环的相位模型角度分析电源噪声对相位噪声的影响机理, 从而提出对电源噪声影响的解决办法。存在噪声时锁相环的相位模型如图 2 所示<sup>[6]</sup>。图中:  $K_d$  为鉴相器的鉴相增益,  $F(s)$  为环路滤波器的传输算子,  $K_0$  为 VCO 的压控灵敏度,  $\theta_i(t)$  为输入信号相位,  $\theta_0(t)$  为输出信号相位,  $\theta_e(t)$  为鉴相器输出误差信号相位,  $m(t)$  为电源噪声信号。

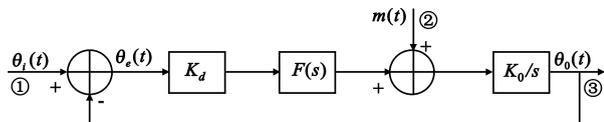


图 2 存在干扰噪声时的环路相位模型

Fig. 2 Phase model of PLL in noise

由图 2 可得②~③的传递函数  $H_n(s)$  为

$$H_n(s) = \frac{K_0}{s} H_e(s) \quad (6)$$

式中,  $H_e(s)$  为误差传递函数, 定义为  $\frac{\theta_e(s)}{\theta_i(s)}$ 。

设电源的干扰噪声信号为

$$m(t) = U_m \cos(\Omega_m t + \theta_m)$$

由于环路在跟踪状态下可近似为线性系统, 则在电源的干扰信号  $m(t)$  作用下, 输出干扰信号的振幅用模可表示为

$$m = U_m |H_n(j\omega)| = U_m \left| \frac{K_0}{j\omega} H_e(j\omega) \right|$$

在工程实现环路采用二阶环, 则误差传递函数为

$$H_e(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (7)$$

式中,  $\omega_n$  为环路自然谐振频率即环路带宽,  $\xi$  为阻尼系数, 所以电源的干扰信号输出振幅大小为(为了方便讨论, 取  $U_m = 1$ )

$$m = |H_n(j\omega)| = \left| \frac{K_0}{j\omega} H_e(j\omega) \right| = \frac{K_0}{\omega} \sqrt{\frac{\omega^4}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\xi^2\omega_n^2\omega^2}} \quad (8)$$

在式(8)中, 令  $x = \frac{\omega}{\omega_n}$ , 则:

$$m = |H_n(j\omega)| = \frac{K_0}{\omega_n} \frac{x}{\sqrt{(1-x^2)^2 + (2\xi x)^2}} \quad (9)$$

对于高增益的二阶环路, 噪声带宽为

$$B_l = \frac{\omega_n}{8} \left( 4\xi + \frac{1}{\xi} \right) \quad (10)$$

$B_l$  与  $\xi$  的关系曲线如图 3 所示。

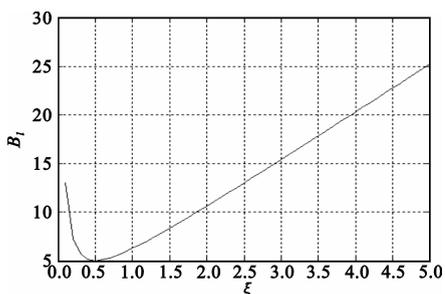


图 3  $B_l - \xi$  的关系曲线 ( $\omega_n = 10$ )

Fig.3 Relation curve of  $B_l - \xi(\omega_n = 10)$

从图 3 可知,当  $\xi = 0.5$  时,  $B_l$  取极小值;当  $0.25 < \xi < 1$  时,噪声功率变化较小。为了使输出信号的相噪在  $\omega_n$  处无过冲,通常取  $0.6 < \xi < 0.8$ ,为了简化式(9),方便讨论,取  $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0.707$ ,则式(9)可简化为

$$m = |H_n(j\omega)| = \frac{K_o x}{\omega_n \sqrt{1+x^4}} \quad (11)$$

在式(11)中,令  $y = \frac{x}{\sqrt{1+x^4}}$ ,其  $y - x$  函数关系曲线如图 4 所示。

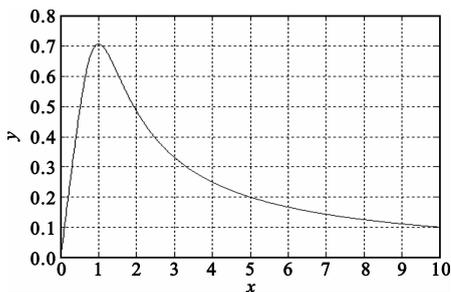


图 4  $y - x$  的关系曲线

Fig.4 Relation curve of  $y - x$

由图 4 可见,  $y$  的最大值发生在  $x = 1$  处,当  $x > 1$  或  $x < 1$  时,函数值都随  $x$  的增加或减小而减小。

要获取最佳的过滤电源噪声,必须满足:  $x = \frac{\omega}{\omega_n} \gg 1$

或  $x = \frac{\omega}{\omega_n} \ll 1$ ,即:

$$\omega_n \ll \omega \text{ 或 } \omega_n \gg \omega \quad (12)$$

由式(12)的结论可知,要想减小电源噪声的影响,必须使环路的自然谐振频率  $\omega_n$  远小于电源噪声的频率  $\omega$  或远大于电源噪声的频率  $\omega$ 。由式(10)可知,环路的自然谐振频率  $\omega_n$  与环路的噪声带宽  $B_l$  成正比,而环路噪声带宽  $B_l$  的大小决定了环路对输入噪声滤除能力,  $B_l$  (自然谐振频率  $\omega_n$ ) 越小,环路对输入噪声滤除能力越强。由于开关电源的噪声

频谱具有宽带特性,显然通过调整环路噪声带宽  $B_l$  的大小是无法完全滤除电源噪声干扰。因此,对供电的回路采取三级滤波措施,可达到隔离和对干扰抑制的目的,具体措施如下。

(1)输入母线的滤波:选用 EMI 滤波器,防止挂在母线上的设备相互干扰。

(2)开关电源输出滤波:采取共模滤波和差模滤波相结合的滤波方式,减小开关电源的纹波,一般要求纹波输出应小于 50 mV。

(3)对敏感器件的滤波:采取电源馈通滤波器和线性二次稳压电路相结合的措施来保证滤波效果和防止同组电源不同负载件的干扰。

在采取上述滤波措施的同时,电源供电线的布线要远离信号线,更不允许供电线直接从信号线上跨越,避免电源干扰通过线路耦合进入信号通道。

### 3.2 结果分析

频谱监测射频接收机输出信号的相位噪声特性不仅影响系统的接收信号动态范围大小,降低对小信号的监测概率,而且还会恶化整个接收动态范围内的信号解调性能,解调性能的评价指标是解调误码率,关于相位噪声对信号解调误码率的影响在许多文献中都有详细分析和具体描述,这里就不再赘述。

图 5 和图 6 是利用矢量信号分析仪对采取措施前和措施后通过频谱监测接收机后的信号解调的星座图。从解调信号的星座图可知,在不改变信噪比的情况下,改善信号的相位噪声特性后,星座图明显收敛,这说明频谱监测系统射频接收机的输出频谱的相位噪声对系统的性能产生了影响。在工程实现中,采取上述改善频谱监测射频接收机相位噪声的措施,输出信号的相位噪声优化 10 dBc/Hz @ 1 kHz (10 kHz),解调误码率降低一个数量级,有力地提高了频谱监测系统的性能。

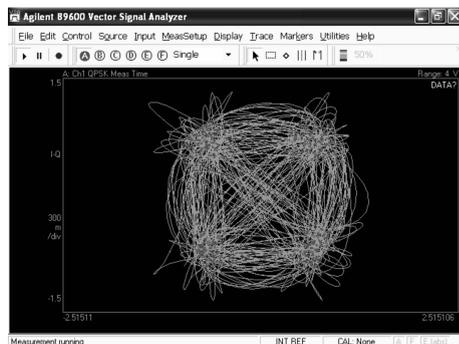


图 5 相位噪声改善前解调信号的星座图

Fig.5 Constellation of demodulation signal before phase noise reduced

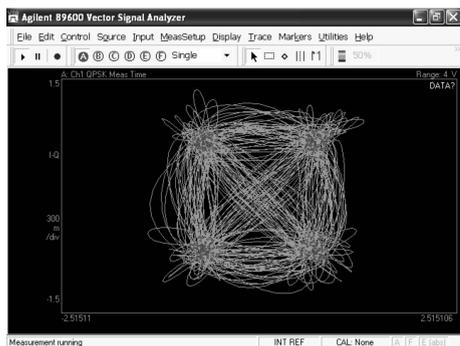


图 6 相位噪声改善后解调信号的星座图  
Fig.6 Constellation of demodulation signal  
after phase noise reduced

## 4 结束语

频谱监测射频接收机使用范围十分广泛, 可根据使用需求安装在固定监测站、移动的车辆、舰船、飞机以及天基的卫星等平台上, 完成对指定区域或用户感兴趣的热点地区的电磁频谱监测。因此, 提高频谱监测射频接收机输出频谱纯度是频谱监测系统永恒的主题, 而影响频谱监测射频接收机输出频谱的因素很多, 包括整机方案选择、具体电路的实现方案和电路实现形式、电路工程实现时的布局和布线等因素, 因此, 提高射频接收机频谱纯度任重道远。本文仅仅是笔者对频谱监测系统射频接收机研制过程中经验的点滴总结, 希望对致力于研究频谱监测射频接收机和关注频谱监测系统性能的人员有所帮助。

### 参考文献:

- [1] 朱庆厚. 接收机虚假响应讨论[J]. 电讯技术, 2005, 45(5): 100 - 103.  
ZHU Qing - hou. Discussion on Receiver Spurious Respose

[J]. Telecommunication Engineering, 2005, 45(5): 100 - 103. (in Chinese)

- [2] 林肖辉. 提高接收机无虚假响应动态范围的研究[J]. 无线电通信技术, 2009(3): 49 - 51.  
LIN Xiao - hui. Research on Improving the Spur - free Dynamic Range of Receiver[J]. Radio Communications Technology, 2009(3): 49 - 51. (in Chinese)
- [3] Grebenkemper J C. 本振相位噪声及其对接收机性能的影响[J]. 和新阳, 译. 空间电子技术, 2003(1): 4 - 13.  
Grebenkemper J C. Local Oscillator Phase Noise and its Effect on Receiver Performance[J]. Translated by HE Xin - yang. Space Electronic Technology, 2003(1): 4 - 13. (in Chinese)
- [4] Adamy D L. EW103: 通信电子战[M]. 楼才义, 译. 北京: 电子工业出版社, 2010.  
Adamy D L. EW103: Tractical Battlefield Communications Electronic Warfare[M]. Translated by LOU Cai - yi. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2010. (in Chinese)
- [5] 漆家国, 曹广平. 一种射频宽带接收机的设计[J]. 电讯技术, 2007, 47(2): 88 - 91.  
QI Jia - guo, CAO Guang - ping. Design of a RF Wideband Receiver[J]. Telecommunication Engineering, 2007, 47(2): 88 - 91. (in Chinese)
- [6] Besti R E. 锁相环 - 设计、仿真与应用[M]. 李永明, 译. 北京: 清华大学出版社, 2007.  
Besti R E. Phase - Locked Loops - Design, Simulation and Applications[M]. Translated by LI Yong - ming. Beijing: Tsinghua University Press, 2007. (in Chinese)

### 作者简介:

漆家国(1972—), 男, 四川蓬溪人, 2009年获硕士学位, 现为高级工程师, 主要研究方向为外弹道测量和电子侦察。

QI Jia - guo was born in Pengxi, Sichuan Province, in 1972. He received the M. S degree in 2009. He is now a senior engineer. His research interests include exterior ballistic measurement and electronic reconnaissance.

Email: xdq693174xdq@yahoo.com.cn