一种射频发射机本振泄漏自动预补偿方法

刘晋东,张治

(北京邮电大学信息与通信工程学院,北京 100876)

- 5 摘要:发射机本振泄漏会破坏发射信号的频谱,影响发射信号频谱模板测试结果。本文基于 一种仪表级射频收发信机模块,设计并实现了一种发射机本振泄漏的自动预补偿方法。利用 射频模块接收机中的功率测量模块和本振泄漏补偿模块,通过测量补偿算法使发射机本振泄 漏补偿值误差逐渐减小以使本振泄漏抑制效果满足指标要求。实测结果表明,该本振泄漏自 动预补偿算法可以有效的抑制发射机本振泄漏。
- 10 关键词:通信与信息系统;发射机;本振泄漏; FPGA 中图分类号: TN832+.2

A RF Transmitter LO Leakage Automatic Pre-compensation Method

LIU Jindong, ZHANG Zhi

(School of Information and Communication Engneering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

Abstract: The LO leakage distorts the transmitted signal spectrum, and makes it difficult to meet a given spectrum mask requirement. Based on a transceiver in communication testing instrument, this paper describes the design and implementation of a method of a transmitter LO leakage automatic pre-compensation. With the power detection circuit and LO leakage compensation module in the RF module, the iterative algorithm can reduce the LO leakage compensation value error to meet the requirement of LO leakage norm. Experimental results show that the automatic pre-compensation method can effectively suppress the transmitter LO leakage.

25 Keywords: Communication and Information System; Transmitter; LO leakage; FPGA

0 引言

由于要兼容多制式、多种设备的测量需求,用于通信终端测试仪表的射频收发信机模块 要求宽频带、宽动态范围和高精度的同时还要做到可便携、体积小。直接正交变频技术可以 30 有效的减小无线收发信机的体积,被广泛的应用于仪表级射频的设计中^[1]。然而直接正交变 频技术要求基带信号和本振信号有很好的幅度和相位平衡性,若信号的幅度和相位平衡性不 好将会导致变频器的镜频干扰抑制能力和发射机邻道功率抑制比的下降^[2]。另一方面,链路 中存在串扰、辐射和直流偏移等多种问题,这将会导致本振泄漏问题的出现,本振泄漏信号 将会直接影响到无线收发信机的性能,如破坏发射机频谱、降低接收机动态范围等。而且由 55 于使用直接正交变频技术,本振泄漏信号在频谱上和有用信号靠得很近,无法用滤波器滤除, 只能通过在信号上加上直流偏移的方法对其进行抑制^{[3]-[7]}。

本文主要关注仪表级射频收发信机模块中发射机的本振泄漏问题,基于该射频模块的 FPGA 收发链路,利用接收机链路上的 DFT 功率计算模块,设计并实现了一种发射机本振 泄漏的自动预补偿算法。该算法基于折半查找法的思想,通过多次测量迭代使发射机本振泄 漏补偿值逐渐逼近最优值,最终使本振泄漏抑制效果满足指标要求。

40

15

作者简介:刘晋东,(1988-),男,硕士研究生,宽带无线移动通信系统新理论及技术。

通信联系人:张治,(1978-),男,副教授,宽带移动通信系统新理论及技术。E-mail: zhangzhi@bupt.edu.cn

山国赵枝论文在线

1 射频收发信机结构

射频收发信机的结构图如图1所示,下面对其结构及工作流程进行说明。

该射频收发信机的发射机属于直接变频发射机,接收机属于数字零中频接收机。如图所 示,发射机接收来自基带处理模块的数字基带信号,经过内插滤波变换速率后,通过上变频 把信号从基带变换到一个较低的中频,再经过数字域的功率控制和本振泄漏补偿等一系列补 偿操作后把信号送给 DAC, DAC 输出的模拟信号经过本振混频后送到射频发射链路。

接收机把接收到的信号经过本振混频到一个较低的中频后,把该信号送给 ADC, ADC 输出的数字信号经过数字域功率控制和一系列补偿操作后经过下变频把信号变换到基带,再 经过抽取滤波速率变换后把信号送给基带模块进行后续处理。

50

55

45

该收发信机的数字信号处理部分都在 FPGA 中实现, FPGA 主要完成收发数据链路的数 字信号处理,同时还承担着该射频处理系统中各个模块(本振、衰减器、合路器等)的控制 任务。本文提出的本振泄漏自动预补偿方法主要涉及图1中粗体线连接的收发链路部分,具 体的预补偿算法在图中"本振泄漏补偿"部分实现。图中的 DFT 功率计算模块用于计算接收 信号的功率值,图中右侧的弯曲虚线表示在本振泄漏补偿算法工作时通过控制合路器开关把 发射信号接到接收链路(自环工作方式)。



自动预补偿算法 2

60

该射频发射机的本振泄漏主要是由于电路的串扰、信号的辐射和混频器的隔离度等问题 引起。为了补偿本振泄漏信号,在数字域 IQ 信号上分别加上直流偏置,使得直流偏置经过 混频器与本振信号相乘后产生一个与本振泄漏信号相反的信号抵消本振泄漏信号。预补偿过 程的关键在于如何确定在数字域相加的直流偏置值大小。

2.1 预补偿直流偏置值估计

65

一个考虑了本振泄漏预补偿的载波调制信号 s(t) 可以用下式表示(假设 IO 信号幅度差 异为0并且严格正交):

$$s(t) = (I(t) + C_I) \cdot \cos \omega_c t - (Q(t) + C_Q) \cdot \sin \omega_c t$$
(1)

在式 1 中, ^{*I*(*t*)} 和 ^{*Q*(*t*)} 代表 IQ 两路基带信号, ^{*O*_c} 代表载波信号角频率, ^{*C*₁} 和 *C*₀ 分别 代表 I 路和 Q 路所加的直流偏置。由式 1 可以得出,用于补偿本振泄露的补偿信号 *s*_{LO_comp}(*t*) 70 为:

$$s_{LO,comp}(t) = C_L \cdot \cos \omega_c t - C_O \cdot \sin \omega_c t \tag{2}$$

发射机本振泄漏与电路的串扰、信号的辐射和混频器的隔离度等因素有关,在该补偿方法中,考虑发射机射频输出口处总的本振泄漏信号 *s*_{LO leokage}(*t*)为:

$$S_{LO \ leakage}(t) = A \cdot \cos(\omega_c t + \Delta \varphi) \tag{3}$$

75 式 3 中, A 为本振泄漏信号的幅度, △φ 为本振泄漏信号的相位偏移。由式 1~3 式可得, 发射机射频输出口处的信号为 s_{RF}(t):

$$s_{RF}(t) = I(t)\cos\omega_{c}t - Q(t)\sin\omega_{c}t + s_{LO_comp}(t) + s_{LO_leakage}(t)$$
(4)
为实现本振泄漏信号的补偿,满足下式即可:

$$s_{LO}(t) = s_{LO\ comp}(t) + s_{LO\ leakage}(t) \approx 0$$
⁽⁵⁾

80 即使得本振泄漏补偿信号和本振泄露信号在频谱上相互抵消,从而实现本振泄露的补偿。补偿操作的关键是对直流偏置 C₁ 和 C₂ 的估计,在说明估计算法前需要先对图 1 中的 DFT 功率计算模块做一个说明。

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jn\omega}$$
(6)

式 5 是 DTFT 公式^[8], DFT 功率计算模块把下变频后的 IQ 信号分别累加 2048 次后计算 85 平方和,结果用来查存放在 FPGA ROM 中的"平方功率对应关系表"得到相对功率值。注意 到 *e^{-jnee}* 的欧拉公式展开为:

 $e^{-jn\omega} = \cos\omega n - j \cdot \sin\omega n \tag{7}$

所以,把下变频输出的 IQ 信号累加后即是式 6 的实现,DFT 功率计算模块的计算结果 就是接收链路收到的信号的相对功率值,该值可以用来标定接收机接收信号的功率大小。即 用 DFT 功率计算模块测量式 5 中 $s_{Lo}(t)$ 的功率大小,就可以标定本振泄漏补偿的效果,使 $s_{Lo}(t)$ 的功率取最小值的 $C_1 和 C_0$ 就是最佳补偿值。估计 $C_1 和 C_0$ 的值时,把发射机输出接到 接收机输入,保证接收机上只有发射机的本振泄露信号,调整 $C_1 和 C_0$ 的值使得接收机收到 的信号功率最小,此时的 $C_1 和 C_0$ 值就是最佳补偿值。

由此可以得出一个直流偏置C₁和C_o的估计策略:

95

90

1. 收发信机本振和上、下变频配置为合适值;

- 2. 收发信机工作模式设置为"自环工作方式";
- 3. 发射机的基带接收信号 IQ 两路都设为 0;
- 4. 设置 $C_1 和 C_0$ 的值后, 读取 DFT 功率计算模块的输出值;
- 5. 重复4,使得 DFT 功率计算模块的输出值最小,记下此时的 C₁ 和 C₂ 值。

100 此时,问题转化为如何有效调整^C,和C_o的值并找到最佳值。本文提出一种基于折半查 找法的算法来估计^C,和C_o的值:

1. 设定取值区间上限 T 并把 T 适当等分使得子区间长度 L=T/N, N 为正整数;

- 2. 判定 C₁ 正负;
- 3. 判定C₁位于哪个子区间;

105

- 4. 按折半查找法逐次缩短取值子区间的长度,并找到满足条件的C_i;
- 5. C,设为所求值,重复2-4流程搜索Co取值。

2.2 本振泄漏预补偿算法实现

本振泄露预补偿在数字域的实现如图2所示。



110

115

在 FPGA 中,把本振泄露预补偿算法计算的 C_{I} 和 C_{Q} 值直接加到 IQ 信号上。按照 3.1 中的算法描述在 FPGA 中实现该算法,设定 T=600, N=3。以 I 路为例,假设 C_{I} 为正值,则 T 被分为 3 个子区间,[0,200],[200,400],[400,600],程序需要先判定最佳取值位于哪个区间中,再按照折半查找法找到相应区间中的最佳值。按照 3.1 中的估计策略,程序自动修改 C_{I} 和 C_{Q} 的值并记下相应的 DFT 测量值 P_{DFT} ,使得 P_{DFT} 最小的 C_{I} 和 C_{Q} 就是最佳值。该算法的执行流程如图 3 所示。该图并没有把整个算法的执行流程都表示全,只说明了 C_{I} 的估计流程与该流程是类似的。求 C_{Q} 时需要注意把 C_{I} 值设为求得的最佳值。 图中的 A、B 和 C 值分别表示补偿值取值于哪个长度为 200、100 和 50 的区间,即:

120

 $\begin{array}{l} A \in \{\pm 200, \pm 400, \pm 600\} \\ B \in \{\pm 100, \pm 200, \pm 300, \pm 400, \pm 500, \pm 600\} \\ C \in \{\pm 50, \pm 100, \pm 150, \pm 200, \pm 250, \pm 300, \\ \pm 350, \pm 400, \pm 450, \pm 500, \pm 550, \pm 600\} \end{array}$

(8)



图 3. 预补偿算法流程图

2.3 本振泄漏预补偿算法实现

如引言中所述,本振泄漏直接制约着发射机的性能。本文所述发射机用于通信终端测试 125 仪表,对精度和动态范围的要求很高。测试中发现,本振泄漏的大小在不同的本振点上不一 样,而且还会随着发射机运行时间而变化。分别测试收发信机在刚开机、开机 40 分钟和开 机 3 小时发射本振频率从 400MHz~2800MHz 范围内每隔 10MHz 频率点处的 C_l 和 C_o 值, 测 试结果如图 4 和图 5。可以看到,在不同的发射本振频率点处, C₁和 C₂的值不一样,并且 在不同的运行时间,测得的C₁和C_o值也是不一样的。 130



135

140

本振泄漏的时变性主要是由于温度的变化引起,开机时间越久,收发信机的温度越高, 不同温度下射频器件的特性是不一样的。考虑到本振泄漏的时变性,该补偿功能最理想的工 作情况是可以对本振泄漏实时的进行补偿。但是估计补偿值的时候需要调整收发信机的工作 状态,会造成发射信号的中断,这在测试仪表正常工作时是不允许的。折中考虑,本文提出 的方案是当发射机修改发射本振的频率时就启动一次补偿值估计操作,这样既不会影响仪表 的正常工作,又有效的消除了本振泄漏对发射机性能的影响。

3 实验结果

在该收发信机上实测本振泄露预补偿算法的补偿效果,发射机本振泄漏的抑制能达到 30~40db 左右。

145

本文给出在 2GHz 发射本振频率点处的测试结果,图 6 和图 7 分别是补偿前和补偿后的

发射信号频谱,此时发射机发射一个 5MHz 的单音信号,2005MHz 处的信号是正常的发射 信号,2000MHz 处的信号是本振泄漏信号。可以看到,补偿前本振泄漏信号的大小是 -36.02dbm 左右,补偿后本振泄漏信号在-70dbm 以下。

150

为了更好的测试补偿的效果,把发射机发送的基带信号 IQ 两路都设为 0,发射链路衰减器的衰减都设为 0,使得发射链路上只有本振泄漏信号。依然测试 2GHz 这个频率点,补偿前后的效果如图 8 和图 9 所示。可以看到,补偿前本振泄漏信号为-36.13dbm,补偿后为-74.09dbm。说明图 7 中本振泄漏信号已经淹没在噪低之下了,该补偿方法的本振泄漏抑制能力应该在 40db 左右。



155





160

165

4 总结

射频发射机的本振泄漏主要是由于电路的串扰、信号的辐射和混频器的隔离度等问题引起。本文中提到的收发信机用于通信终端测试仪表,可兼容多制式的终端设备测试,具有宽动态范围和较高精度。本文提出并基于该收发信机实现了一种发射机本振泄露自动预补偿的方法。实验结果表明,这种发射机本振泄露自动预补偿方法可以有效的补偿发射机本振泄露。

[参考文献] (References)

[1] Xinping Huang and Mario Caron. System and Method for Direct Transmitter Self-Calibration[P]. US Patent6771709 B2, 2004.

[2] Xinping Huang, Zhiwen Zhu and Mario Caron. A 30GHz 155Mbits/s Self-Calibrating Direct Transmitter[J]. Circuits and Systems, 2006.

[3] Shuhei Yamada, Olga Boric-Lubeckeand Victor M Lubecke. Cancellation Techniques for LO Leakage and DC Offset in Direct Conversion Systems[J]. Microwave Symposium Digest, 2008.

175 [4] Asad A, Abidi. Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications[J]. Solid-State Circuits, 1995, 30(12): 1399-1410.

[5] William J Turney and Paul H Gailus. DC Offset Reduction in A Zero-IF Transmitter[P]. US Patent 5584059, 1996.

[6] James K Cavers and Shaw P Stapleton. A DSP-Based Alternative to Direct Conversion Receivers for DigitalMobile Communitions[P]. Global Telecommunications Conference, 1990.

[7] James K Cavers and Maria W Liao. Adaptive Compensation for Imbalance and Offset Losses in Direct Conversion Transceivers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1993, 42(4): 581-588.
[8] Sanjit K Mitra. Digital Signal Processing[M]. US: McGraw-Hill Companies, 2006.