

# 直接正交上变频调制器的镜频抑制与本振泄漏对消技术研究

曹 鹏<sup>1</sup>,王明飞<sup>1</sup>,费元春<sup>2</sup>

(1.北京印刷学院信息与机电工程学院,北京 102600; 2.北京理工大学电子与信息学院,北京 100081)

**摘 要:** 镜频干扰和本振泄漏是制约直接正交变频技术在无线通信收发信机中应用的主要技术瓶颈之一.通过分析直接正交上变频调制器中引起镜频干扰和本振泄漏的原因,利用逆向校正方法,给出了一种闭环反馈式正交基带信号预失真数字幅相平衡补偿电路,提出了一种通过调节基带信号的直流偏置实现本振泄漏对消的措施,提高了直接正交上变频器的镜频抑制和本振泄漏对消能力,并给出了在小型化 CDMA 发射机中的应用实例.

**关键词:** 直接变频; 镜频抑制; 幅相平衡补偿; 本振泄漏对消

**中图分类号:** TN832+.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2010)2A-006-04

## The Research on the Image Frequency Rejection and LO-leakage Cancellation of Direct Quadrature up-Converters

CAO Peng<sup>1</sup>, WANG Ming-fei<sup>1</sup>, FEI Yuan-chun<sup>2</sup>

(1. School of Information and Mechanical Engineering, Beijing Institute of Graphic Communication, Beijing 102600, China;

2. School of Electronic and Information, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** The image frequency interference and LO-leakage are the technical bottlenecks, which restrict the performance of the direct quadrature converter in wireless communication transceivers. Analyzed the reasons causing the image frequency interference and LO-leakage in the modulator, and provided a closed-loop feedback baseband quadrature signal pre-distortion circuit, based on the digital amplitude and phase balance compensation by using a reverse-correction method, and gave a circuit to achieve the LO-leakage cancellation through adjusting the DC bias of the baseband signals. Those increased the abilities of the image frequency rejection and LO-leakage cancellation in the modulator, and applied in the design of a CDMA transmitter.

**Key words:** direct quadrature conversion; image frequency rejection; amplitude and phase balance compensation; LO-leakage cancellation

### 1 引言

直接正交变频技术是实现无线通信收发信机小型化、单片化的关键技术之一,该技术还可用于实现单边带调制和多载波多模式通信.但直接正交变频技术对基带信号和本振信号的幅相平衡性要求很高,幅相的不平衡将会导致变频器的镜频干扰抑制能力、发射机的邻道功率抑制比(ACPR)下降.同时,因为电路中不可避免地存在串扰、辐射、直流偏移调制等多种问题引起本振泄漏,且由于有用信号和泄漏的本振信号在频谱上靠的很近,无法利用滤除器滤除.本振泄漏信号一方面会降低发射机的效率,另一方面会导致接收机直流工作点偏移,容易引起非线性失真,甚至出现饱和阻塞现象.对直

接正交变频及其本振泄漏和镜频干扰抑制等问题在文献[1~6]中分别进行了介绍,并给出了一些抑制镜频干扰和本振泄漏信号的具体措施,文献[8]对直接正交下变频的镜频抑制技术也进行了介绍.本文主要研究直接正交上变频调制器镜频抑制能力的改善、提高,以及本振泄漏信号对消技术.

### 2 直接正交上变频调制

直接正交上变频调制器电路框图如图1.理想情况下,基带信号  $I(t)$ ,  $Q(t)$  和本振信号  $f_{LO\_I}(t)$ ,  $f_{LO\_Q}(t)$  的幅度和相位完全平衡,输出信号  $f_{RF}(t)$  是一个理想的单边带信号.由于正交本振信号是由集成电路内部产生,其幅度和相位的平衡性由半导体工艺决定,且随着

近年来半导体工艺技术进步,已经能很好地满足幅度和相位要求.因此,实际情况下,尽管基带信号或本振信号都分别存在着一定的幅度或相位不平衡性,但通常基带信号的不平衡问题更为突出.

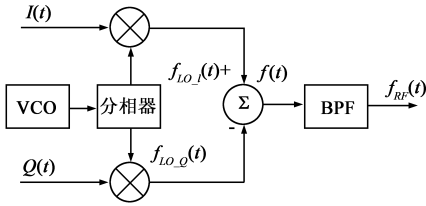


图1 直接正交上变频调制器框图

为便于讨论,假设本振信号  $f_{LO\_I}(t)$ ,  $f_{LO\_Q}(t)$  的幅度和相位是完全平衡的,基带  $I(t)$ ,  $Q(t)$  信号中存在一定的不平衡问题,表示为:

$$\begin{cases} I(t) = A\cos(\omega t + \varphi) + D \\ Q(t) = \sin\omega t \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} f_{LO\_I}(t) = \cos\omega_c t \\ f_{LO\_Q}(t) = \sin\omega_c t \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $A$ ,  $\varphi$ ,  $D$  分别为  $I(t)$ ,  $Q(t)$  信号之间的幅度比、正交相位误差和直流偏置误差.

直接正交上变频调制器的输出信号  $f_{RF}(t)$  为:

$$\begin{aligned} f_{RF}(t) = & \left(\frac{A}{2}\cos\varphi + \frac{1}{2}\right)\cos(\omega_c + \omega)t - \sin\varphi\sin(\omega_c + \omega)t \\ & + \left(\frac{A}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\right)\cos(\omega_c - \omega)t \\ & + \sin\varphi\sin(\omega_c - \omega)t + D\cos(\omega_c t + \theta) \end{aligned} \quad (3)$$

式中,  $f_{RF}(t)$  包含上边带已调信号  $f_{RF\_U}(t)$ 、下边带镜频干扰信号  $f_{RF\_L}(t)$  和本振泄漏信号  $f_{RF\_LO}(t)$ , 且分别为:

$$\begin{cases} f_{RF\_U}(t) = \left(\frac{A}{2}\cos\varphi + \frac{1}{2}\right)\cos(\omega_c + \omega)t \\ \quad - \sin\varphi\sin(\omega_c + \omega)t \\ f_{RF\_L}(t) = \left(\frac{A}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\right)\cos(\omega_c - \omega)t \\ \quad + \sin\varphi\sin(\omega_c - \omega)t \\ f_{RF\_LO}(t) = D\cos(\omega_c t) + E\cos(\omega_c t + \theta) \\ \quad = A_L\cos(\omega_c t + \Delta\theta) \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $E\cos(\omega_c t + \theta)$  是电路中由于辐射、串扰引起因素引起的等效的本振泄漏信号.

直接正交上变频的镜频抑制比  $R_{ACPR}$  和本振泄漏抑制比  $R_{LO\_L}$  分别为:

$$\begin{aligned} R_{ACPR} &= 10\lg\left(\frac{P_{RF\_U}}{P_{RF\_L}}\right) \\ &= 10\lg\frac{A^2\cos^2\varphi + 2A\cos\varphi + 4\sin^2\varphi + 1}{A^2\cos^2\varphi - 2A\cos\varphi + 4\sin^2\varphi + 1} \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} R_{LO\_L} &= \left(\frac{P_{RF\_LO}}{P_{RF\_U}}\right) \\ &= 10\lg\frac{A_L^2}{A^2\cos^2\varphi + 2A\cos\varphi + 4\sin^2\varphi + 1} \quad (\text{dBc}) \end{aligned} \quad (6)$$

式中,  $A_L^2 = D^2 + E^2$ . 式(5)、式(6)分别表示了直接正交上变频调制器抑制镜像干扰的能力与正交基带信号幅度和相位不平衡度之间的关系,以及由正交基带信号的直流偏置误差、电路中的辐射和串扰引起的本振泄漏.引起镜频干扰和本振泄漏的正交基带信号的幅相不平衡性和直流偏置误差可由图2所示的星座图表示.图2(a)表示正交基带信号的幅度和相位完全平衡,图2(b)表示存在一定的相位不平衡性,图2(c)表示即存在相位不平衡又存在幅度不平衡性,图2(d)表示存在一定的直流偏移.

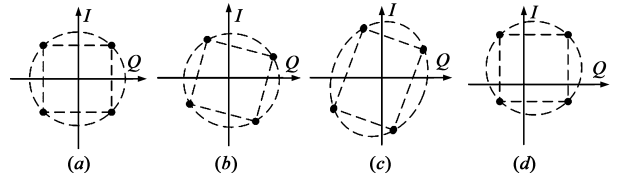


图2 直接正交变频幅相不平衡及直流偏移引起的星座图畸变

### 3 正交基带信号的平衡补偿

引起正交基带信号的幅相不平衡的原因很多,正交数字基带信号  $I(t)$ ,  $Q(t)$  经过 D/A 变换器、低通滤波器 LPF1 处理后,由于电路布局布线、模拟电路元器件参数的分散性等因素的影响,使得输入正交调制器的基带信号总存在一定的幅度和相位误差.为解决此问题,图3给出了一种正交基带信号平衡补偿电路,该电路通过定向耦合器采集射频已调信号,并经过正交相干解调、低通滤波 LPF2、A/D 变换后,在幅相不平衡度信号采集电路部分,提取了正交基带调制信号的幅相不平衡畸变(或星座图畸变)参数,控制预失真补偿电路,实现对正交基带信号数字预失真处理,输出  $I'(t)$ ,  $Q'(t)$  在幅度和相位上均已存在一定不平衡度.然后,该预失真后的信号通过 D/A 变换器、LPF1 处理后,逆向对消了原基带信号的正交畸变,实现了很好的正交性.利用预失真正交补偿技术,确保了输入正交调制器的

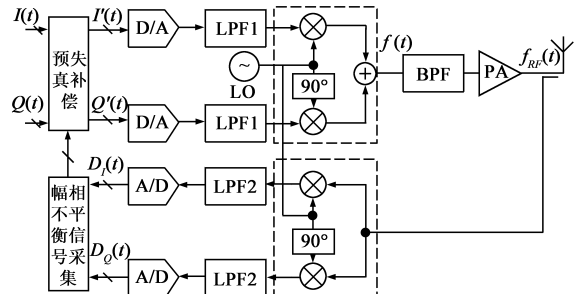


图3 正交基带信号的幅相平衡度预失真补偿电路

基带信号的幅相平衡度,从而提高了直接正交上变频调制器的镜频抑制能力。

#### 4 本振泄漏信号对消

由于直接正交变频器的本振信号很容易通过电路串扰、辐射或基带信号的直流偏置误差等多种因素引起泄漏,且很难滤除。泄漏的本振信号一方面降低发射机的发射效率,另一方面在接收端可能会引起下变频器输出较大直流偏移,导致接收机出现饱和和阻塞现象。为了消除本振泄漏信号,把正交基带调制  $I'(t)$ 、 $Q'(t)$  信号,经过 D/A, LPF1 处理后分别与直流偏置  $V_I$ 、 $V_Q$  信号叠加后,输出校正后的  $I''(t)$ 、 $Q''(t)$  信号,然后利用该信号分别调制正交本振信号(如图 4)。因此,射频已调信号  $f_{RF}(t)$  中除了有用的单边带信号外,还有原来的本振泄漏信号,以及由于  $V_I$ 、 $V_Q$  调制本振信号而引起的本振泄漏的对消信号。为提高电路工作性能指标,  $V_I$ 、 $V_Q$  信号的产生是由高稳直流参考电源提供一个纹波非常小的直流电压,该电压经过直流偏置设置电路,输出基带直流偏置电压信号,然后,经过正交偏置电压补偿调制电路实现  $V_I$ 、 $V_Q$  的细调,达到更为精准地对消本振泄漏信号的设计要求。另外,在电路设计时采用了温度特性和直接正交上变频器温度特性接近的稳压二极管实现温补功能,能够在较大温度变换范围内,仍能很好地满足本振泄漏对消的目的<sup>[7]</sup>。

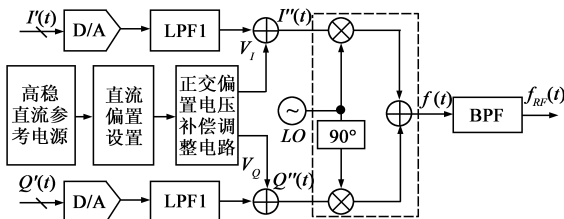


图4 本振泄漏对消电路框图

根据式(4),需要对消的本振信号为  $A_L \cos(\omega_c t + \Delta\theta)$ 。显然,通过  $V_I$ 、 $V_Q$  分别调制正交本振信号,当达到良好对消条件时,  $f_{RF}(t)$  中的本振泄漏和本振对消信号满足下式:

$$V_I \cos \omega_c t + V_Q \sin \omega_c t + A_L \cos(\omega_c t + \Delta\theta) \approx 0 \quad (7)$$

$$\therefore \begin{cases} \sqrt{V_I^2 + V_Q^2} = A_L \\ \tan^{-1}(V_Q/V_I) = \pi + \Delta\theta \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} V_I = -A_L \cos \Delta\theta \\ V_Q = -A_L \sin \Delta\theta \end{cases} \quad (9)$$

#### 5 电路设计及测试

直接正交上变频调制器在设计过程中采用了一系列技术措施进行电路的优化设计。

(1)为了解决本振锁相环(PLL)电路的注入锁定问

题,在电路设计时采用谐波法产生本振信号。

(2)正交基带  $I(t)$ 、 $Q(t)$  信号与直接正交上变频调制器之间的接口电路采用差分传输方式。

(3)通过外接电阻调节双路 D/A 变换器的电流,实现  $I(t)$ 、 $Q(t)$  信号幅度平衡的粗调。

(4)信号传输采用 50Ω 微带线,用变压器实现平衡和非平衡转换。

直接正交上变频发射机射出信号的频谱如图 5 所示,Marker1 为有用的上边带信号,Marker2 为本振泄漏信号,Marker3 为镜频干扰信号。测试结果显示,该调制器的镜频抑制比为 54dBc,本振泄漏低于 -47dBc。显然,采用上述各种措施后,较好地解决了直接正交上变频调制器中存在的镜频干扰和本振泄漏问题,直接正交上变频调制器的镜频抑制和本振泄漏对消能力约提高了 10dB。

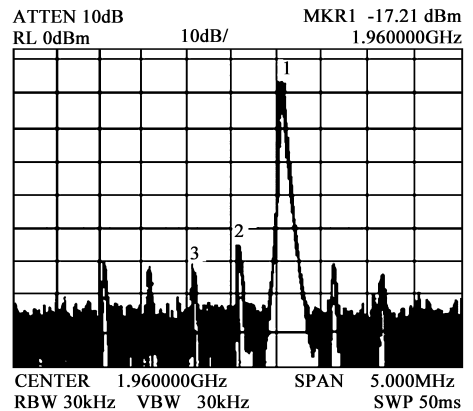


图5 直接正交上变频调制器输出信号频谱<sup>[3]</sup>

利用该技术开发的小型化 CDMA (IS-95 标准) 发射机,较好地满足了 CDMA 发射机对邻道功率抑制比 (ACPR) 和隔道功率抑制比 (NCPR) 的性能指标要求,测试结果如图 6 所示, ACPR 约为 40dBc, NCPR 约为 60dBc。

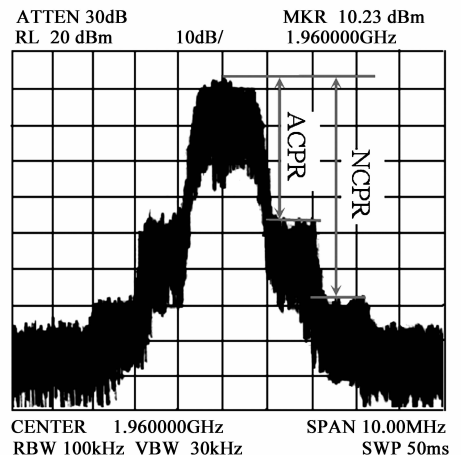


图6 CDMA发射机输出信号的频谱

## 6 结束语

直接正交变频技术可广泛应用于无线收发信机种,在减小体积、重量,降低成本、功耗,实现单片化和多载波多模式通信等方面具有突出优势.但该项技术在实际使用时存在较为严重的镜频干扰和本振泄漏问题.本文利用正交数字基带信号的预失真补偿技术和本振泄漏对消技术,提高了镜频干扰抑制能力,减小了本振泄漏信号,较好地解决了这一问题.

### 参考文献:

- [1] A Fazai. Direct conversion receiver design for phone systems-challenges, status and trends [A]. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium [C]. 2002. 21 - 22.
- [2] Behzad Razavi. Design considerations for direct-conversion receivers [J]. IEEE Trans on Circuits and System- II : Analog and Digital Signal Processing, 1997, 44(6): 428 - 435.
- [3] CAO Peng, LI Weiqiang, et al. The key techniques research and implementation of the direct quadrature conversion transceiver [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 13(4): 738 - 742.
- [4] Cheung, Tze Chiu. 2 GHz W-CDMA radio transceiver [D]. Virginia: Virginia Polytechnic Institute and State University, 1998.
- [5] Ranjit Gharpurey, et al. A direct conversion receiver for the 3G WCDMA standard [A]. IEEE Custom Integrated Circuits Conference [C]. 2002. 203 - 204.
- [6] A Abidi. Direct-conversion radio transceivers for digital communications [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1995, 30 (12): 1399 - 1498.
- [7] CAO peng, QI Wei, FEI Yuanchun. A local oscillator leakage signal eliminating circuit for direct converter [A]. 2006 ICCT [C]. Guilin: 2006.

- [8] Lindoff B, Malm P. BER performance analysis of a direct conversion receiver [J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(5): 856 - 865.

### 作者简介:



**曹 鹏** 男, 1969 年生于宁夏彭阳县, 北京印刷学院教授, 2005 年毕业于北京理工大学电磁场与微波技术专业, 获工学博士学位, 北京市学术创新团队带头人, 信号与信息处理北京市重点建设学科带头人, 已发表论文 20 余篇, 出版著作 4 部, 获得国家级二等奖 1 项, 省部级一等奖 1 项, 主要从事高速信号采集与处理、现代无线通信新技术研究。 E-mail: pc@bigc.edu.cn



**王明飞** 男, 1979 年生于山东平邑县, 北京印刷学院信号与信息处理专业硕士研究生, 主要研究方向: 高速信号采集与处理。 E-mail: www\_wmf@bigc.edu.cn



**费元春** 女, 1938 年生于四川泸州市, 1960 年 7 月毕业于北京工业学院无线电系雷达专业, 北京理工大学教授, 博士生导师, 中国发明协会创造学会研究委员会委员, 兵工学报常务编委, 中国电子学会会士, 历任 (1989 ~ 1996) 机电部、电子部雷达测控专业科技进步奖评委, 1988 年被授予国家级有突出贡献的专家称号。 E-mail: feiyh@bit.edu.cn