

零中频接收机设计

冷爱国

China Telecom system

摘要

相较传统的超外差接收机，零中频接收机具有体积小，功耗和成本低，以及易于集成化的特点，正受到越来越广泛关注，本文结合 TI（德州仪器）的零中频接收方案（TRF3711），详细分析介绍了零中频接收机的技术挑战以及解决方案

目录

概述	2
1 超外差接收机	2
1.1 超外差接收机问题.....	2
2 零中频接收机	4
2.1 零中频接收机的架构及优势.....	4
2.2 零中频接收的挑战及解决方案.....	5
2.3 TI 零中频方案的实现.....	12
3 总结	14
4 参考资料	14

图

图 1	2
图 2	4
图 3	5
图 4	6
图 5	8
图 6	8
图 7	9
图 8	10
图 9	11
图 10	12
图 11	12
图 12	13
图 13	13

概述

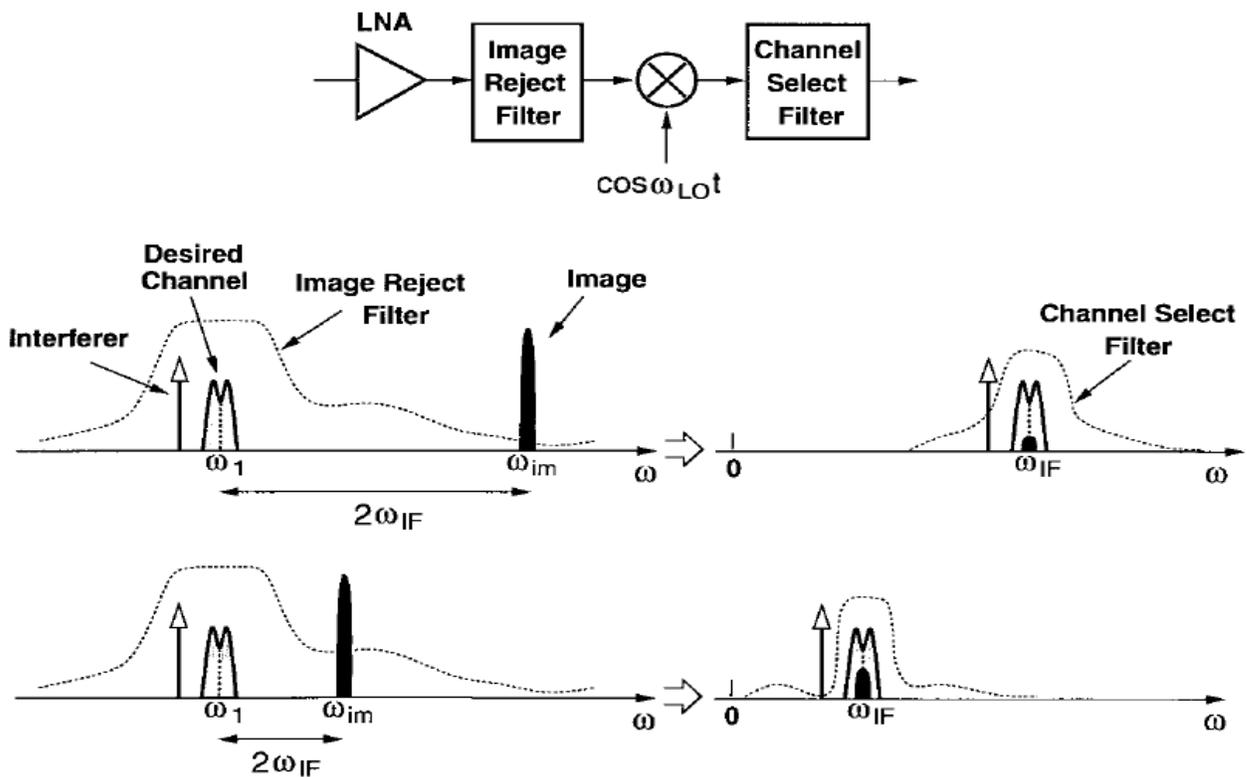
零中频接收机在几十年前被提出来，工程中经历多次的应用实践，但是多以失败告终，近年来，随着通信系统要求成本更低，功耗更低，面积更小，集成度更高，带宽更大，零中频方案能够很好的解决如上问题而被再次提起

本文将详细介绍零中频接收机的问题以及设计解决方案，结合 TI 的零中频方案 TRF3711 测试结果证明，零中频方案在宽带系统的基站中是可以实现的

1. 超外差接收机

1.1 超外差接收机问题

为了更好地理解零中频接收的优势，本节将简单总结超外差接收机的一些设计困难和缺点



图一：超外差接收机

图一是简单超外差接收机的架构，RF 信号经过 LNA(低噪声放大器)进入混频器，和本振信号混频产生中频信号输出，镜像抑制滤波器滤出混频的镜像信号，中频滤波器滤除带外干扰信号，起到信道选择的作用，图中标示了频谱的搬移过程及每一部分的功能。

在超外差接收机种最重要的问题是怎样在镜像抑制滤波器和信号选择滤波器的设计上得到平衡，如图一所示，对滤波器而言，当其品质因子和插损确定，中频越高，其对镜像信号的抑制就越好，而对于干扰信号的抑制就比较差，相反，如果中频越低，其对镜像信号的抑制就变差，而对于干扰信号的抑制就非常理想，由于这个原因，超外差接收机对镜像滤波器和信道滤波器的选择传输函数有非常高的要求，通常会选用声表滤波器(SAW)，或者是采用高阶 LC 滤波器，这些都不利于系统的集成化，同时成本也非常高

在超外差接收机中，由于镜像抑制滤波器是外置的，LNA 必须驱动 50R 负载,这样还会导致面积和放大器噪声，增益，线性度，功耗的平衡性问题

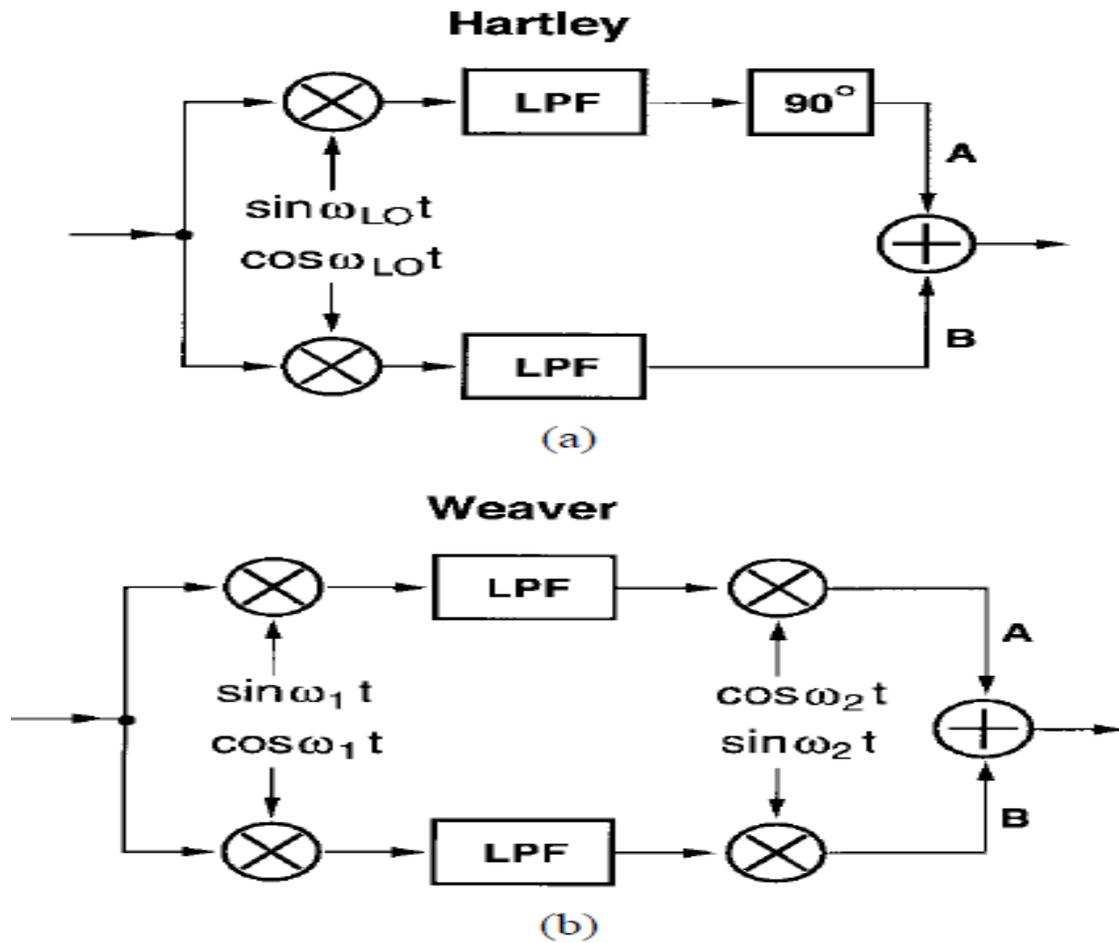
镜像滤波器和选择滤波器的平衡设计也可采用镜像抑制架构，如图二所示的 Hartley (1) 和 Weaver (2) 拓扑架构，在 A 点和 B 点的输出是相同极性的有用信号和极性相反的镜像信号，这样通过后面的加法器，镜像信号就可以被抵消掉，从而达到简化镜像滤波器的设计，但是这种架构由于相位和幅度不平衡，其镜像信号没有办法完全抑制，如证明(6),镜像抑制比 IIR

$$IRR = \frac{1 - a(1 + \epsilon) \cos \theta + (1 + \epsilon)^2}{1 + a(1 + \epsilon) \cos \theta + (1 + \epsilon)^2} \quad (1)$$

ϵ 指相对电压幅度差，指相位差，如果 ϵ 和 θ 足够小，式 (1) 可以简化为(2)

$$IRR = \frac{\epsilon^2 + \theta^2}{4} \quad (2)$$

这里 θ 是弧度，如果 $\epsilon=5\%$ ， $\theta=5$ 度，IIR 约为 26dB,如果要达到 60dB 的 IIR,需要 θ 低于 0.1 度，这是非常难以实现的，通常这种架构可以做到 30-40dB 的镜像抑制 (7),所以，即使采用这种架构，镜像抑制滤波器和信道选择仍然需要仔细设计



图二：Hartley 和 Weaver 镜像抑制架构

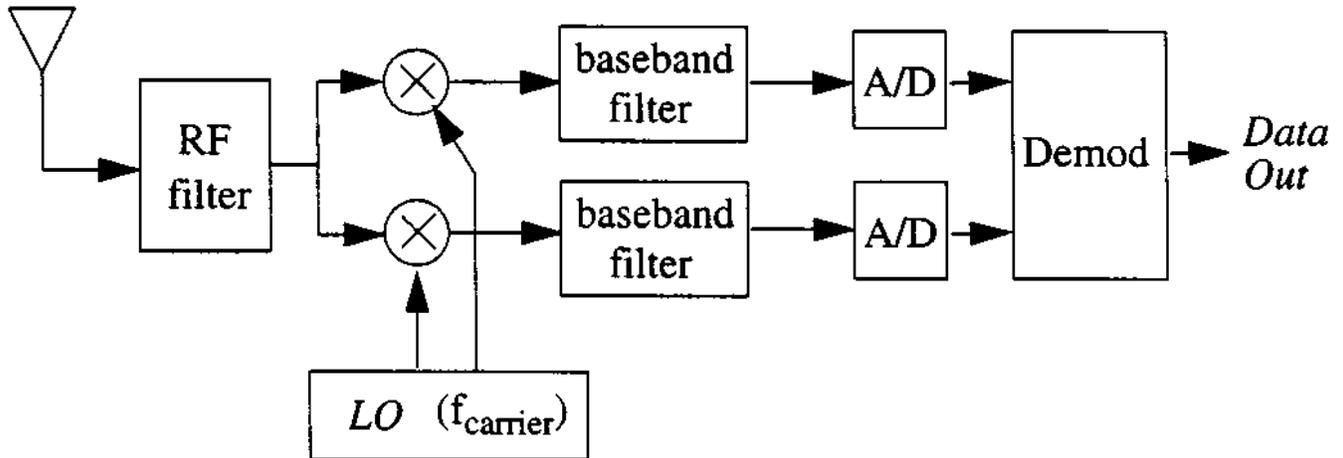
2. 零中频接收机

2.1. 零中频接收机架构及优势

零中频接收机架构如图三，是指 RF 信号(radio frequency)直接转化到零频信号，LPF(低通滤波器)用于近端干扰信号的抑制，在零中频架构中，在典型的相位/幅度调制中，正交的 I 和 Q 两路信号是必须的，由于两个边带信号包含了不同有用信息，必须在相位上区分。

相较超外差架构，零中频架构优势：1：没有镜像抑制要求；2：LNA 不需要驱动 50R 负载；3：采用相同 ADC 情况下，带宽是超外差架构的两倍；4：声表滤波器和复杂的 LC 滤波器可以采用简单的低通滤波器替换，从而利于集成芯片设计，如图四，TRF3711 就是采用零中频架构，集成了 I/Q 解调器，低频的可调增益放大器以及可调信道选择滤波器，实现了高集成方案

既然零中频接收架构如此简单，为什么到目前为止，还没有广泛应用呢？那是因为零中频接收机极易被各种噪声污染，从而影响系统性能，下面将讨论零中频接收架构的挑战



图三:零中频接收机架构

2.2. 零中频接收机的挑战及解决方案

零中频接收机到目前为止,还只用于手持设备上,在基站上还没有应用,原因是在零中频架构上,有很多无可避免的噪声源没有办法得到抑制,本文将重点讨论闪烁噪声(1/f),直流偏置(DC-offset);I/Q 不平衡;偶次谐波

1. 闪烁噪声(1/f)

闪烁噪声是有源器件固有的噪声,其大小随频率降低而增加,主要集中在低频段,闪烁噪声对搬移到零中频的基带信号产生干扰,降低信噪比,在通常的零中频接收机中,增益都放在基带,射频部分(LNA 和解调器)的增益大概在 30dB 左右,所以下变频信号大概会在几十微伏,所以射频输入级(LNA, 滤波器等等)的噪声就变得非常重要

为了更好理解闪烁噪声,我们可以来分析一个独立的 MOS 管,在输入闪烁噪声和纯热噪声情况下的噪声恶化情况,对一个典型的亚微粒 MOS 管,计算带宽为 1MHz 情况下的闪烁噪声: (3)

$$\frac{K}{WLC_{ox}} \cdot \frac{1}{f} \Big|_{f \approx 1 \text{ MHz}} \approx 4kT \frac{2}{3g_m} \quad (3)$$

计算从 10Hz 到 200KHz 的带宽内的闪烁噪声如下

$$\begin{aligned}
 P_{n1} &= \int_{10 \text{ Hz}}^{200 \text{ kHz}} \frac{K}{WLC_{ox}} \frac{df}{f} \\
 &= \frac{K}{WLC_{ox}} \ln(2 \times 10^4) \\
 &= 4kT \frac{2}{3g_m} (1 \text{ MHz}) \ln(2 \times 10^4),
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

如果只考虑热噪声

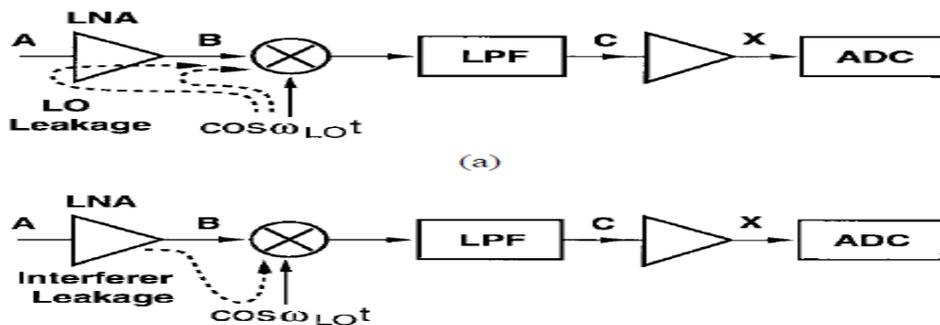
$$\begin{aligned}
 P_{n2} &= \int_{10 \text{ Hz}}^{200 \text{ kHz}} 4kT \frac{2}{3g_m} df \\
 &\approx 4kT \frac{2}{3g_m} (2 \times 10^5).
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

如果考虑闪烁噪声的情况下，噪声增加了 $P_{n1}/P_{n2}=16.9\text{dB}$ ，而在超外差结构中，闪烁噪声将无关紧要，因为信号主要在中频进行放大。

减少闪烁噪声的方法(3)：下变频器后的链路工作在低频，这样可以选双极性晶体管，从而能够降低闪烁噪声；另外采用高通滤波器和类直流校准也能够抑制低频的噪声。

2. 直流偏置(DC-offset)

由于零中频接收机转换带宽信号到零中频，大量的偏置电压会恶化信号，更严重的是，直流偏置信号会使混频后级饱和，如饱和中频放大器，ADC 等



图四 自混频(a)of Lo. (b) 干扰.

为了解直流偏置的起源和影响，我们可以参照图四的接收通道进行说明

如图四 (a) 所示, 本振口, 混频器口, LNA 之间的隔离度不好, Lo(本振信号)可以直接通过 LNA 和混频器, 我们叫做“本振泄露”, 这种现象是由于芯片内部的电容及基底耦合的, 耦合的 Lo 信号经过 LNA 到达混频器, 和输入的 Lo 信号混频, 叫做“自混频”, 这样会在 C 点产生直流成分; 近似的情况如(b),从 LNA 出来的信号耦合到混频器的本振输入口, 从而产生了直流分量;

为了保证 ADC 能够采样出射频端口微伏级的电压, 通常需要整个链路增益在 100dB 以上, 其中 25-30dB 的增益来自 LNA 和混频器的贡献

基于如上分析, 对于自混频产生的直流偏置, 我们可以做一个大概的估算, 假设混频器的 Lo 输入信号为 0.63Vpp(等同于在 50ohm 系统中的 0dBm), 通常情况下是-6dBm--+6dBm, 假设隔离度为 60dB, 所以图五(a), 考虑到 30dB 的射频增益, 混频器的输出直流信号大概为 10mVpp, 在现代通信系统中, 在 LNA 输入的有用信号可以低至 30uVrms, 为了能够采样有用信号, 需要中频放大 70dB 左右, 10mV 的直流电压也会放大 70dB, 会导致混频器后的基带放大器器件饱和, 产生失真, 即使基带放大器是理想的放大器, 也需要一个超高动态范围的 ADC 才能解决直流偏置问题, 而这种动态范围的 ADC 在实际上是不可实现的

怎样解决零中频接收机的直流偏置问题呢? 最简单的方案是采用交流耦合的方式, 比如加一个高通滤波器, 然而随机二进制数据的频谱在 DC 会呈现出一个峰值, 很多仿真证明, 为了不恶化信号, 高通滤波器的频率截止点必须低于数据速率的 0.1%, 如果是 GSM 信号, 其数据速率为 200K, 这要要求滤波器的截止频率为 200Hz 左右, 这样小的值会导致, 1: 如果直流偏置变化, 其响应会非常慢, 2:需要非常大的电容和电阻, 解决的办法是采用在直流附近最小化信号能量的调制方式, 比如 UMTS 制式的 BPSK 调制方式.

另外一种常用的方法是通过算法校准的方式消除直流偏置, 如图五所示的架构是 TI (德州仪器) 的盲校算法,通过计算 122.88MHz 时钟周期的直流偏置量, 每 1.067ms 输入信号实时抵消直流偏置,

直流累加

$$\text{Offset}_{\text{Acc}} = \sum_{i=1}^N y(i) \quad (6)$$

更新直流偏置

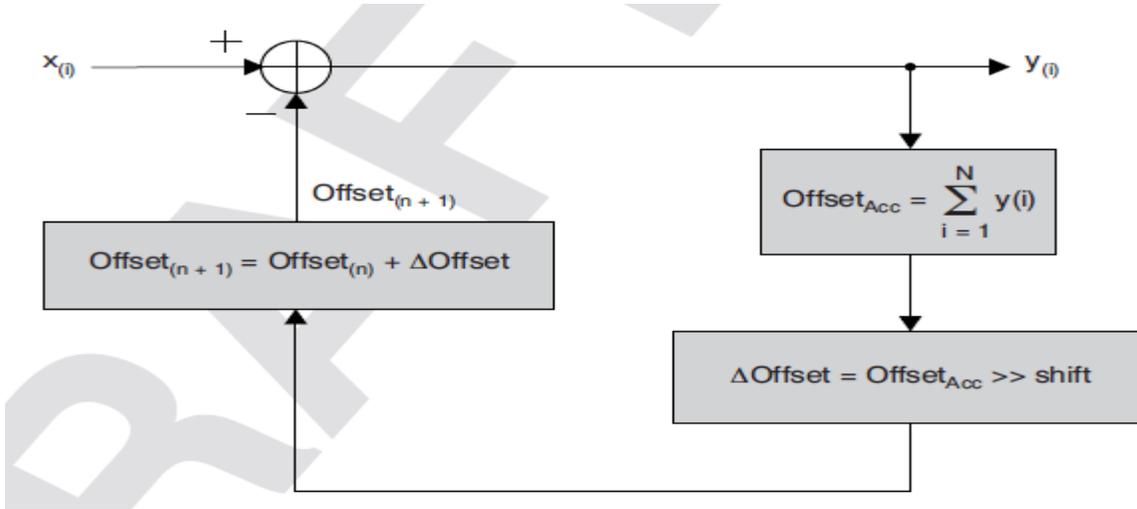
$$\Delta\text{Offset} = 2^{-\text{shift}} \cdot \text{Offset}_{\text{Acc}} \quad (7)$$

直流偏置更新统计

$$\text{Offset}_{(n+1)} = \text{Offset}_{(n)} + \Delta\text{Offset} \quad (8)$$

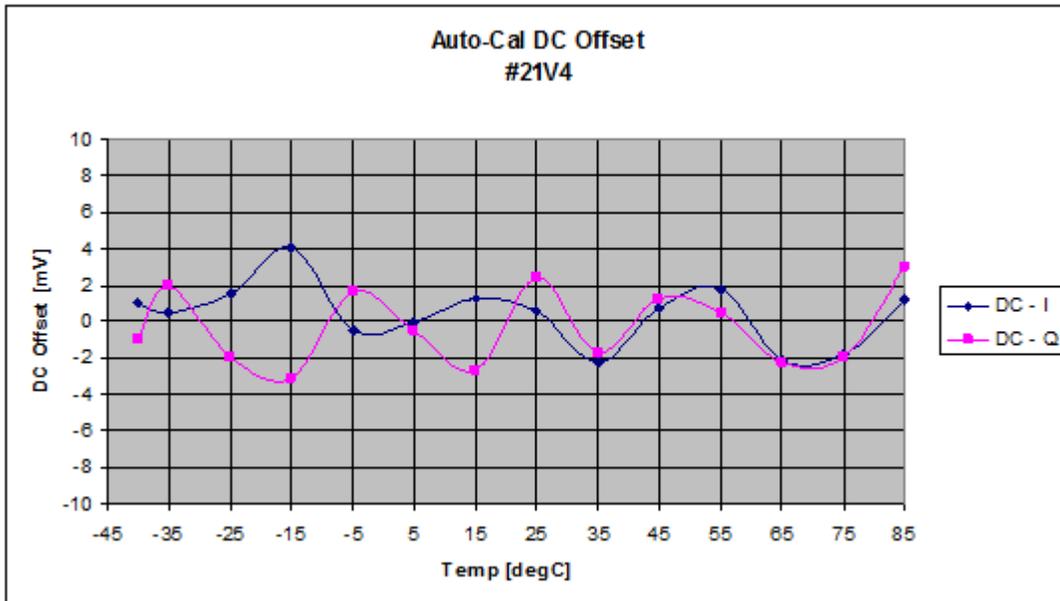
直流偏置补偿

$$y_{(i)} = x_{(i)} - \text{Offset}_{(n)} \tag{9}$$



图五 直流校准算法架构

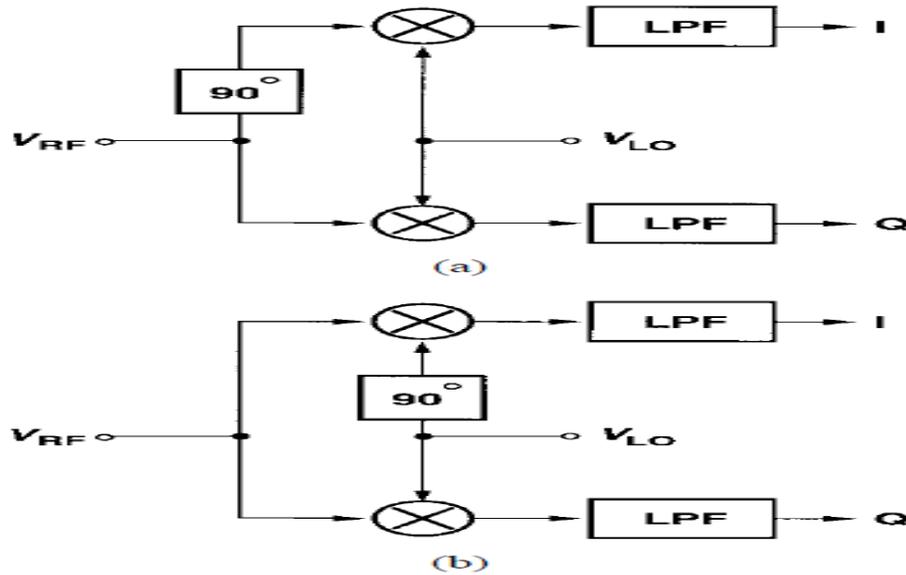
TI 的盲校算法可以在全温范围内把直流偏置校准到低于 +/-5mV 以内，图六是基于 TRF3711 的实测测试结果



图六 直流偏置校准图

3. I/Q 不平衡(I/Q imbalance)

对于大多数相频调制信号，采用零中频架构要求 I/Q 两路信号必须是正交，可以采用射频偏移 90 度或者 Lo 偏移 90 度的方式，偏移 RF 信号需要承担严重的噪声—功率—增益间的平衡，通常采用偏移 Lo 的方式实现正交解调，对于 I/Q 两路信号的相位，幅度不平衡都会导致解调信号的星座图恶化



图七 正交生成在 RF (a) , Lo(b)

为了更好地理解 I/Q 不平衡对信号的影响，设定输入信号为 $X_{in}(t)=a\cos\omega_c t+b\sin\omega_c t$, a 和 b 可以任意为+1 或者-1，假设 I/Q 两路相位是相等的，即

$$x_{LO,I}(t) = 2\cos\omega_c t$$

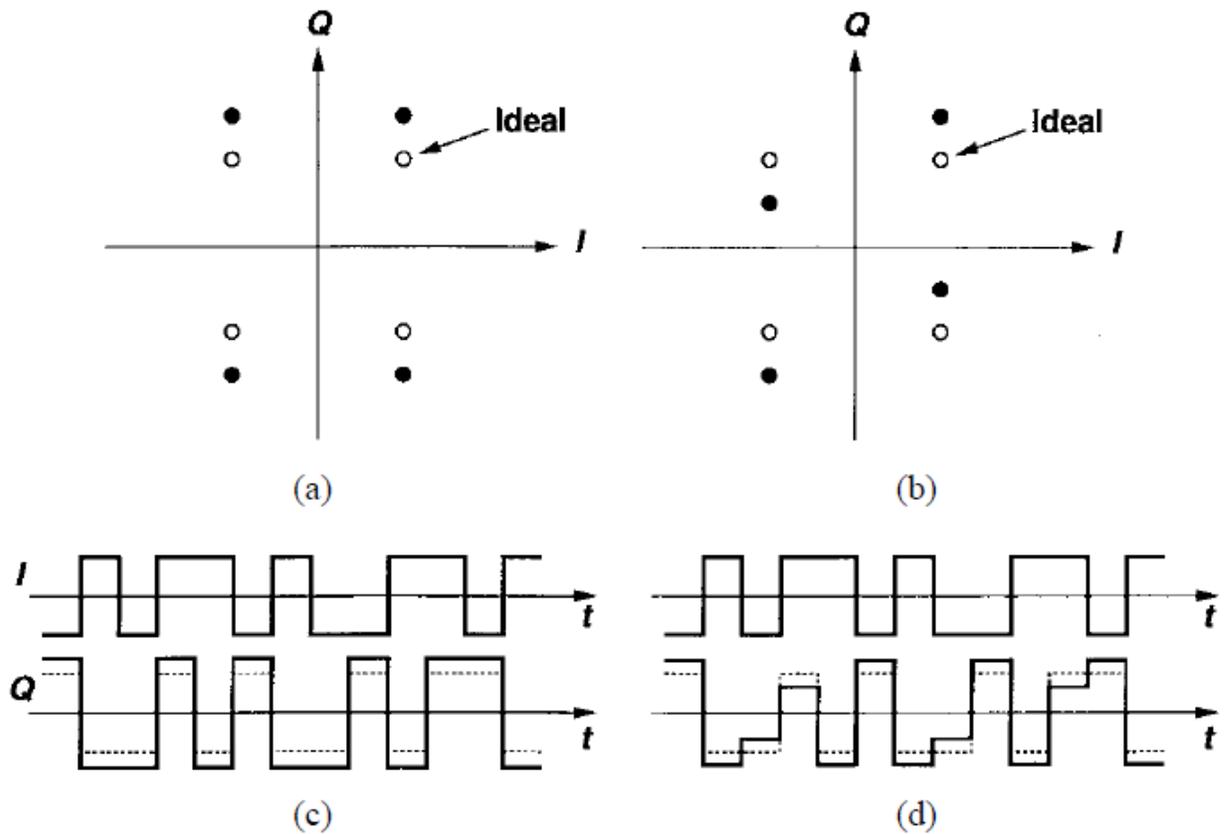
$$x_{LO,Q}(t) = 2(1 + \epsilon)\sin(\omega_c t + \theta)$$

和 θ 代表指增益和相位差，输入信号分别乘以 Lo 的两个相位，加上低通滤波器，可以得到如下结果

$$x_{BB,I}(t) = a$$

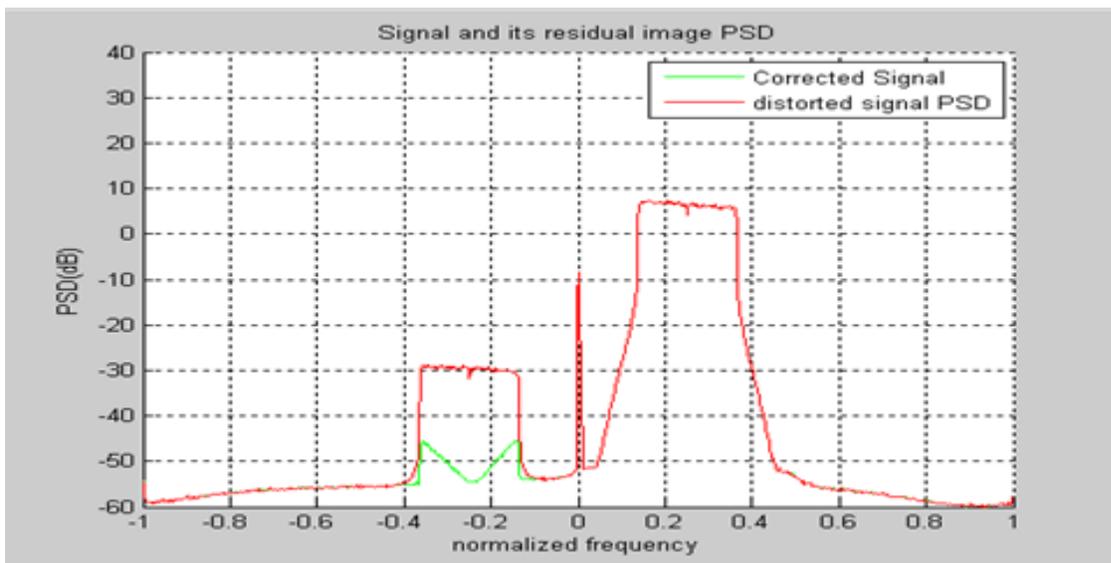
$$x_{BB,Q}(t) = (1 + \epsilon)b\cos\theta - (1 + \epsilon)a\sin\theta.$$

图 8(a),(b)分别在星座图中标示了增益不平衡和相位不平衡的情况，为了更直观的说明 I/Q 不平衡的影响，在时域图进行分析，图(c)是增益不平衡造成幅度的比例因子不同，而图(d)是相位不平衡造成了一个通道的部分脉冲数据恶化另一通道的数据，但是相对镜像信号（实中频）而言，边带信号(复中频)的影响非常小



图八 I/Q 不平衡

虽然相较镜像信号的影响，I/Q 不平衡的影响没有非常显著；同样需要对 I/Q 不平衡信号做处理，除了在硬件上尽量保证 I/Q 两路信号的幅度和相位平衡外，通常会采用算法进行校准，TI（德州仪器）的盲校算法可以校准到近 20dB 的改善（此处不详细描述具体的算法过程）

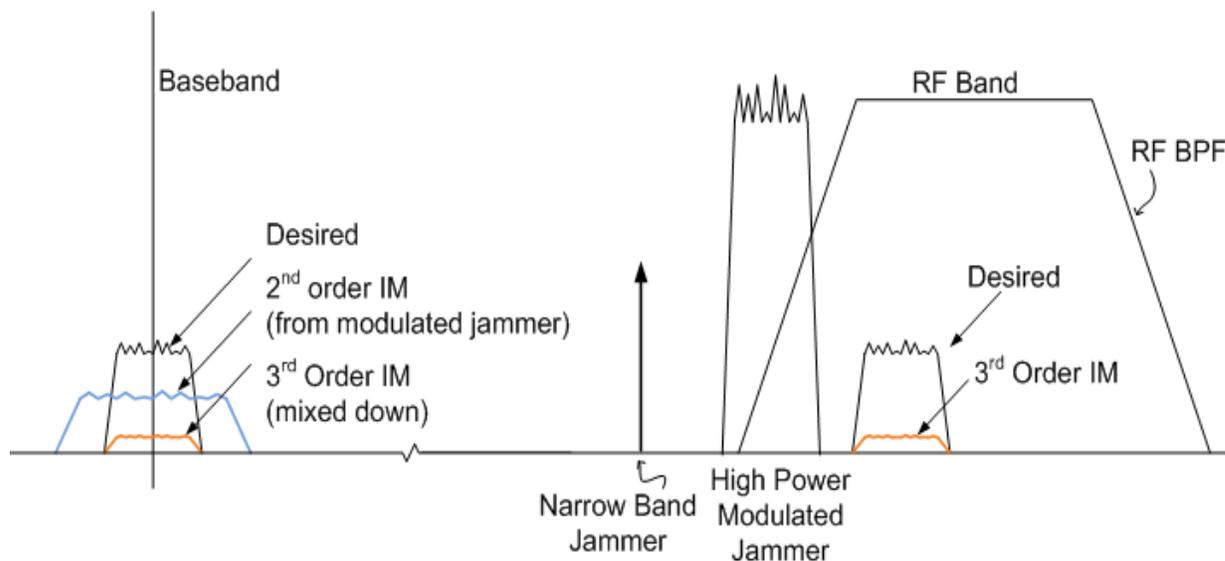


图九 I/Q 盲校结果

4. 偶次谐波(even harmonic)

传统的超外差架构对只是对奇次谐波敏感，而零中频接收机则对偶次谐波非常敏感，简单举例，传统的高中频方案，设主信号中频为 100MHz，两个干扰信号 $f_1=110\text{MHz}$, $f_2=120\text{MHz}$ 在，三次谐波 $2f_1-f_2=100\text{MHz}$, $2f_2-f_1=130\text{MHz}$, 他们离主信号都很近，而偶次谐波 f_1-f_2, f_1+f_2 等都离主信号很远，从而能够非常容易滤除，所以对零中频架构而言，偶次谐波影响就非常严重，通常以 IIP2 来定义偶此谐波，相比奇次谐波，偶次谐波的功率更大，而且不像奇次谐波，，可以通过频率规划来规避它，而偶次谐波可以产生于任何高功率的调制干扰信号，没有办法通过频率规划来避免。如图十示

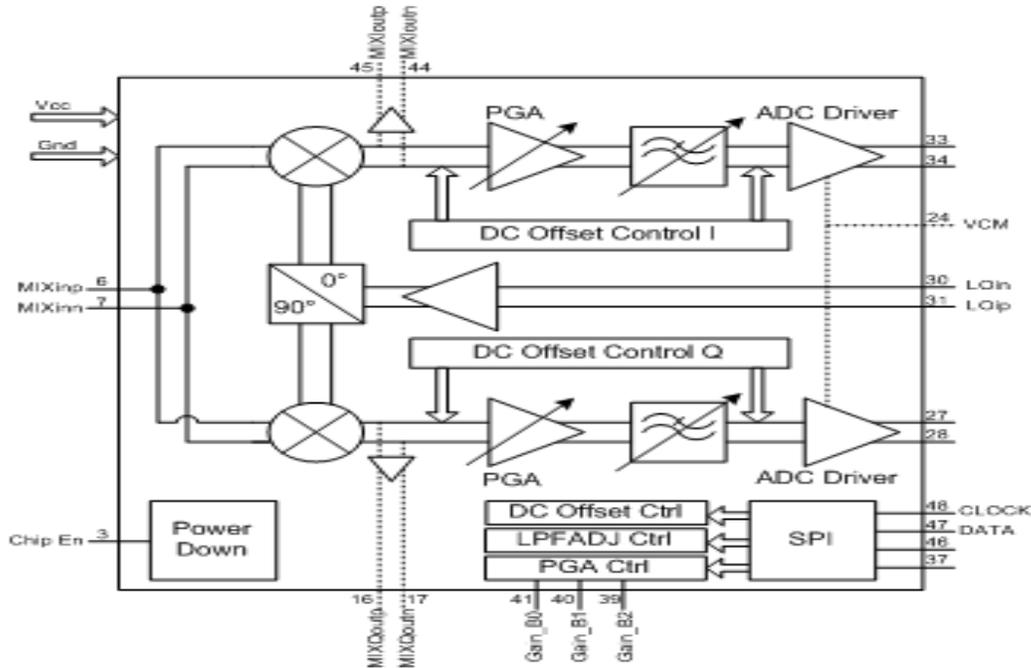
怎样抑制偶次谐波呢？简单的方法就是采用差分 LNA 和混频器，但有两个问题需要注意，首先，天线和双工器都是单端的，所以需要单端到差分的转换，比如加变压器，由于通常其会有几个 dB 损耗，会引入几个 dB 的系统噪声，其次，差分的 LNA 需要更高的功耗



图十 IM3&IM2 产生机制

2.3. TI 零中频方案实现

TI 发布的零中频接收机 TRF3711，集成了宽带的解调器，中频 PGA，可调带宽滤波器，自适应的直流校准模块，以及 ADC 驱动放大器，配合 TI 的盲校算法，外接 LNA 模块，就可以实现在基站上的应用 (除了 MC-GSM 外的应用)

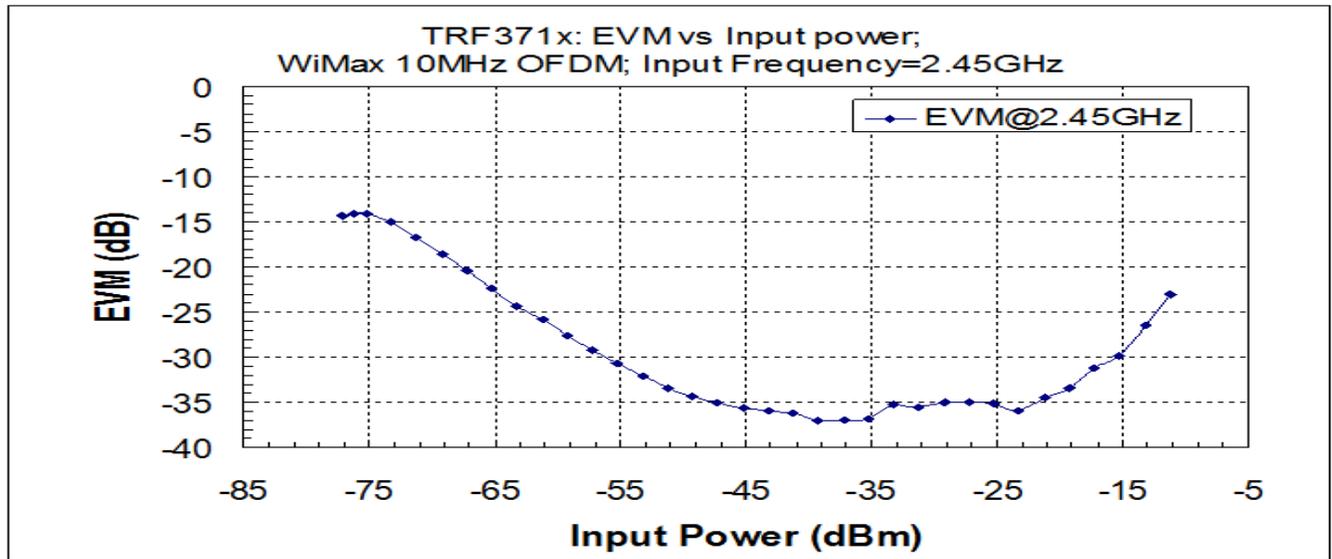


图十一 TRF3711 架构

图十二, 十三, 是基于 20MHz OFDM 信号的实测结果, 显示 TRF3711 完全能够满足宽带信号的基站应用



图十二 20MHz OFDM 测试结果



图十三 没有 I/Q 校准的 EVM

3. 总结

零中频接收机天然具有易集成，低功耗，低成本等特点，但是由于其自身的技术特点，零中频接收机还没有在基站系统中广泛的应用，本文详细分析了零中频接收机的技术难点，以及相应的解决办法，结合 TI 零中频接收机方案 TRF3711 的测试结果，证明了零中频接收机在宽带系统中依然是可以实现的

4. 参考资料

- 1: R. Hartley, "Single-sideband modulator," U.S. Patent 1 666 206, Apr.1928.
- 2: D. K. Weaver, "A third method of generation and detection of single sideband signals," Proc. IRE, vol. 44, pp. 1703–1705, 1956.
- 3: Won Namgoong, "Direct-Conversion RF Receiver Design" , IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 49, NO. 3, MARCH 2001
- 4: TRF3711 datasheet
- 5: Kyung-wan Nam, TSW6011: A Direct Down conversion System with IQ Correction and Impact on EVM
- 6: B. Razavi, RF Microelectronics. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- 7: M. D. McDonald, "A 2.5 GHz BiCMOS image-reject front end," ISSCC:Dig. Tech. Papers, pp. 144–145, Feb. 1993.

重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	www.ti.com.cn/audio	通信与电信	www.ti.com.cn/telecom
放大器和线性器件	www.ti.com.cn/amplifiers	计算机及周边	www.ti.com.cn/computer
数据转换器	www.ti.com.cn/dataconverters	消费电子	www.ti.com.cn/consumer-apps
DLP® 产品	www.dlp.com	能源	www.ti.com.cn/energy
DSP - 数字信号处理器	www.ti.com.cn/dsp	工业应用	www.ti.com.cn/industrial
时钟和计时器	www.ti.com.cn/clockandtimers	医疗电子	www.ti.com.cn/medical
接口	www.ti.com.cn/interface	安防应用	www.ti.com.cn/security
逻辑	www.ti.com.cn/logic	汽车电子	www.ti.com.cn/automotive
电源管理	www.ti.com.cn/power	视频和影像	www.ti.com.cn/video
微控制器 (MCU)	www.ti.com.cn/microcontrollers		
RFID 系统	www.ti.com.cn/rfidsys		
OMAP应用处理器	www.ti.com.cn/omap		
无线连通性	www.ti.com.cn/wirelessconnectivity	德州仪器在线技术支持社区	www.deyisupport.com

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号, 中建大厦 32 楼 邮政编码: 200122
Copyright © 2013 德州仪器 半导体技术 (上海) 有限公司