

一种WiMax双下变频IF采样接收机设计方案

作者：Eric Newman和Cecile Masse

简介

本应用笔记旨在描述一种面向2.3 GHz至2.36 GHz无线通讯服务(WCS)频段以及2.4 GHz至2.48 GHz免执照ISM频段的中频(IF)采样接收机。该接收机设计用于宽带正交频分复用(OFDM)系统，请参阅IEEE 802.16标准文档中的有关描述。本文还将讨论相应的设计方法和实施程序，以方便设计人员修改接收机信号链，满足无线宽带(WiBro)等频段以及TDS-CDMA之类的其他蜂窝通信标准之需。借助文中提到的表面声波(SAW)滤波器，本文讨论的设计能够处理高达10 MHz的通道带宽；通过使用带宽更宽的通道选择滤波器并提高采样率，则可以解决更大的带宽。

背景知识

OFDM是下一代新兴WiMax标准中使用的调制方案。OFDM利用IQ调制不同的多个副载波，来实现不受多径传播影响的高聚集数据传输速率。基带信息扩散于副载波之中，因此，当多个传播路径导致破坏性干扰并严重衰减部分透射谱时，几乎不会造成信息丢失。副载波调制方案的可变性为自适应式信令模式提供了可能，该模式能以最大距离进行低速传播，而当接收信噪比(SNR)较高时则可采用最高数据速率。

副载波调制方案及编码的多样性对接收机提出了不同的SNR要求。根据IEEE Std. 802.16-2004标准定义，WiMax接收机的基准灵敏度：采用 $\frac{1}{2}$ 编码率QPSK的1.5 MHz通道宽度为-91 dBm；采用 $\frac{3}{4}$ 编码率64-QAM的20 MHz通道宽度为-65 dBm。这就要求接收机NF为7 dB，包括5 dB的执行裕量。

802.16标准将成功检测的最大输入功率水平定义为-30 dBm，最大容限功率水平为0 dBm。虽然基站和用户站不能

成功解码0 dBm的输入电平，但相关设备必须能够承受较大的0 dBm输入电平而不损坏。

据802.16标准所述，对接收机有相邻通道抑制的要求。必须将相邻和非相邻通道干扰源与目标通道的功率比保持在下列水平，使误码率(BER)维持于 10^{-6} 位，并使目标信号高于指定基准灵敏度的幅度不超过3 dB。

表1. 802.16-2004标准规定的相邻和非相邻通道抑制要求

调制/编码	相邻通道抑制(dB)	非相邻通道抑制(dB)
16-QAM- $\frac{3}{4}$	-11	-30
64-QAM- $\frac{3}{4}$	-4	-23

架构

图1所示为一种典型的双下变频IF采样接收机。IF采样架构非常适合处理WiMax或多载波系统所采用的大信号带宽。借助多下变频，可以用多个通道选择滤波器来帮助提高接收机的灵敏度，提高对可能导致接收机灵敏度降低的阻塞信号的抗扰度。双下变频还允许使用足够高的第一IF，其中，镜像频率带超出了前端频段选择RF滤波器的通带范围。

本应用笔记所述接收机架构是以14位ADC为基础的。尽管12位ADC即可满足802.16接收机的需要，但建议在单下变频或多载波架构中使用14位ADC，以便补偿效率较低的选择性能，避免ADC在高于干扰源电平情况下发生饱和。为了设计一种能够成功应对多数数据速率之需的接收机，必须谨慎选择IF中心频率，并确保有合适的可用SAW滤波器。

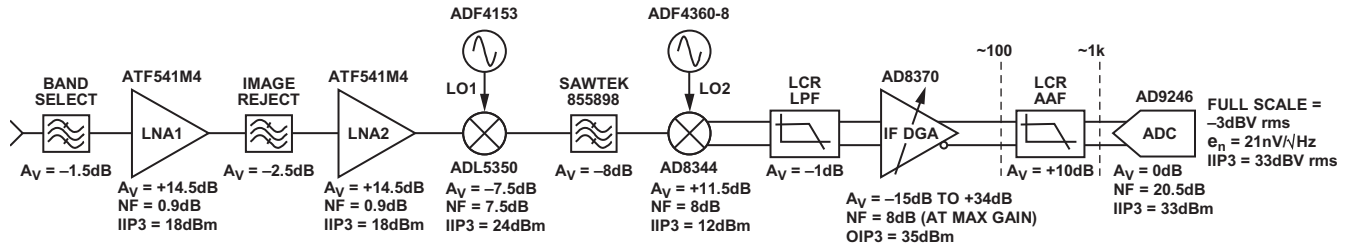


图1. 双下变频IF采样接收机设计

图2所示为采用低本振的下变频混频器的杂散轨迹。为了覆盖2.3 GHz至2.4 GHz频段并减少可能干扰目标信号的杂散成分的数量，我们对杂散轨迹进行了考察，结果表明第一IF应在210 MHz至400 MHz的范围内。灰影区域表示采用低本振(LO1 = 1926 MHz至2026 MHz)产生374 MHz中频的小数带宽，界限为 f_{RF}/f_{LO} 和 f_{IF}/f_{LO} 。也可以代以其他IF中心频率，但必须小心，确保第一混频器的杂散响应不会导致通道内干扰。当前设计中，选择了374 MHz的第一IF。对于该中心频率，目前市场上有Sawtek等制造商生产的覆盖多种带宽的数种SAW滤波器。

接下来需要考虑最终IF。第二下变频混频器具有输入带宽较窄的优势，一般不超过20 MHz。这样就可以考虑数种可能的第二IF，范围从10 MHz到70 MHz不等，较高IF频段则集中于107 MHz和140 MHz。为了避免更高阶的LO谐波，在此选择了70 MHz IF，因为高阶谐波可能漏回天线接收端口并进入目标接收频段。除此以外，70 MHz IF还允许使用众多常见的SAW滤波器或集总元件LC无源滤波器。

在确定目标IF频率后，可以考虑级联性能。表2描述了双下变频接收机从频段选择滤波器输出端到ADC接口的预期动态性能。

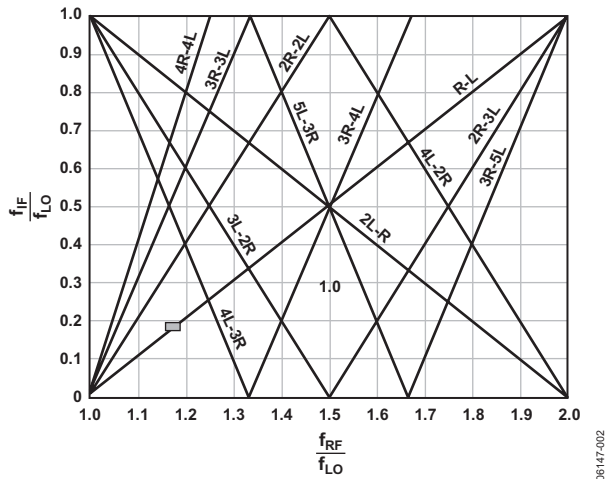


图2. 采用低本振的下变频混频器的杂散轨迹
(注意，灰框表示针对2.3 GHz至2.4 GHz WiBro频段，采用低本振，产生374 MHz IF的小数带宽界限。)

表2. 图1所示接收机信号链的预期动态性能

增益(dB)	IIP3 (dBm)	NF (dB)
65.5	-32.8	2.6
58.5	-26	2.7
48.5	-14.5	3.5
37	-7.7	4.6
23.5	-5.6	9.7

实现方法

接收机链中的第一个器件是频段选择滤波器。Anatech Electronics, Inc.、K&L Microwave Inc.以及Digital Communications Inc.等制造商针对2.3 GHz至2.5 GHz WiMax应用中使用的WCS及免执照ISM频段提供了腔体滤波器和陶瓷滤波器。腔体滤波器的插入损耗很低，不到2 dB，当偏离中心频率仅为25 MHz时，阻带抑制可达60 dB。成本更低的陶瓷滤波器在150 MHz偏移下能提供近~50 dB的阻带抑制。频段选择滤波器的选择在很大程度上取决于接收机的镜像抑制性能，以及工作频段附近的干扰信号的预期大小。出于演示需要，我们选择了Digital Communications Inc.生产的10段通带腔体滤波器，其中心频率为2350 MHz。

第一LNA级在前端、频段选择滤波器之后。该滤波器的插入损耗以及第一级的噪声系数决定接收机的总体级联灵敏度。结果，在第一LNA级中实现极低的噪声系数显得至关重要。考虑到其低噪声和高输出三阶交调截点(OIP3)的特点，我们选择了Agilent Technologies出品的ATF541M4 GaAs E-mode pHEMT。第一级LNA和第二级LNA的电路实现模式如图3所示，测得增益和NF性能如图4所示。

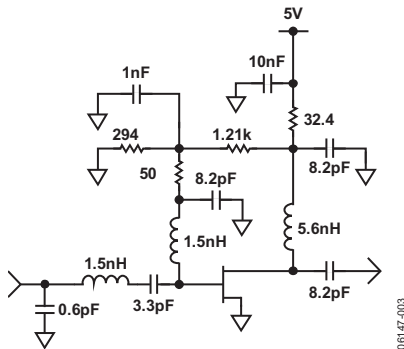


图 3. 基本LNA示意图

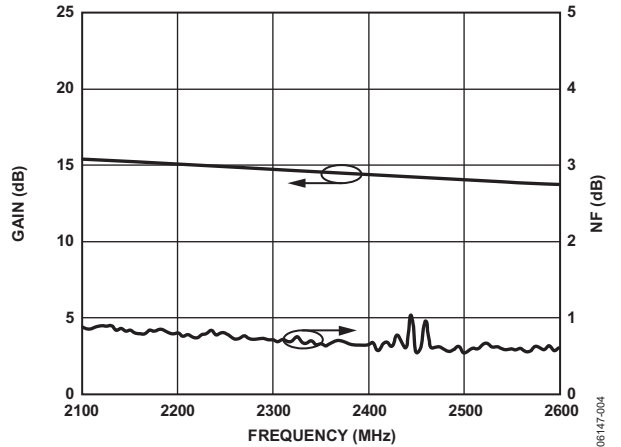


图4. ATF541M4增益和NF，测得输入回损为-8dB，IIP3为18dBm

为了帮助改善前端设计的镜像抑制性能，减少第一混频器承受的宽带噪声，我们在第一LNA和第二LNA之间使用了一个简单的高通滤波器。鉴于第一频段选择滤波器可为在镜像频率下出现的干扰信号提供60dB以上的抑制，因此，抑制要求并不是十分重要。利用采用低本振产生的374 MHz中频，在2.3 GHz至2.4 GHz输入频率范围内，基本镜像频段为1552 MHz至1652 MHz。在第一LNA级和第二LNA级之间设计了一个简单的3阶集总元件滤波器。该滤波器的镜像频段抑制性能优于20dB，在目标通带内的插入损耗低于2.5dB。测得频率响应和电路实现模式如图5所示。

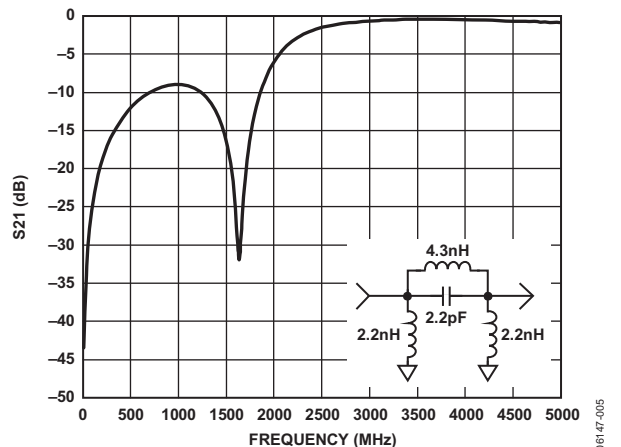


图 5. 简单集总元件镜像抑制滤波器实现模式及测得响应

AN-851

在第二LNA级之后，信号通过ADL5350混频器下变频成374 MHz的固定高中频。ADL5350是一种单端无源混频器，内置一个LO缓冲放大器。该混频器通过片外滤波网络来隔离RF端口和IF端口。图7所示子电路包括ADL5350混频器、外部滤波器网络，还有一个外部LO缓冲器，用以向LOIN引脚提供足够的驱动。

另需增加一个AD8353增益级，用于将PLL/VCO合成器电路LOIN引脚处的输出功率放大至~4dBm的驱动电平。LO输入引脚还应用了其他滤波器，以帮助减少来自LO合成器的谐波内容。这是一个简单的3阶低通滤波器，采用了集总元件。如果没有该滤波器，LO的二次谐波将使某些额外的高频噪声下变频成目标IF，结果会降低接收机的灵敏度。测得的ADL5350(包括外部LO缓冲器和滤波器网络)动态性能如图6所示。混频器的输入IIP3优于24dBm，转换损耗为~8dB，单边带NF。

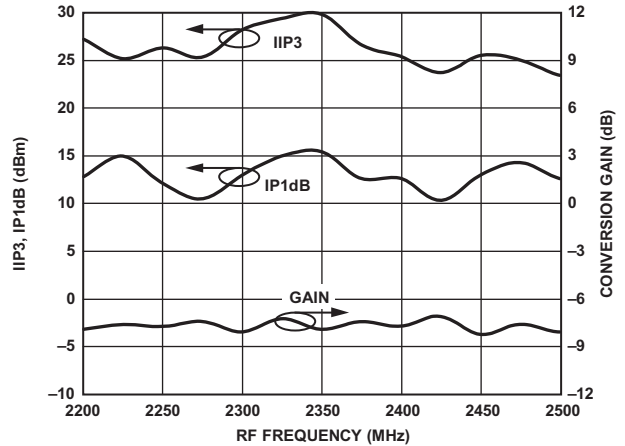


图 6. ADL5350混频器的测试性能

在下变频过程中，PLL的相位噪声通过卷积加于OFDM调制信号的各副载波之上。为减少对接收机灵敏度的影响，用于生成LO1的第一个PLL是个小数分频PLL。该PLL采用ADF4153合成器设计而成。闭环带宽约为30 kHz，相位抖动估算值为0.3度。

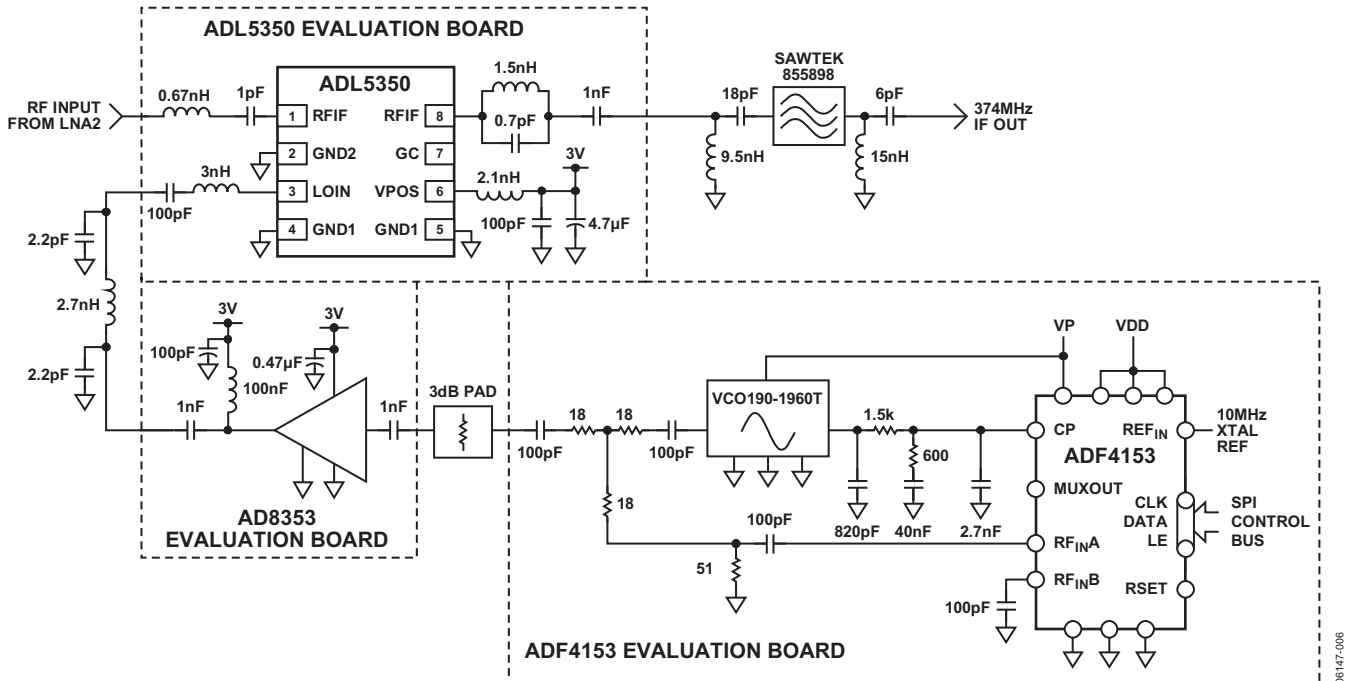


图7. 第一混频下变频级

第一IF然后通过374 MHz SAW滤波器，以便进行通道选择。借助Sawtek 855898 SAW滤波器出色的阻带抑制性能，接收机可以获得极好的选择性，从而提高对相邻干扰信号的抗扰度。该滤波器通过图7所示外部LC器件匹配至50 Ω。各滤波器的频率响应特性如图8所示。

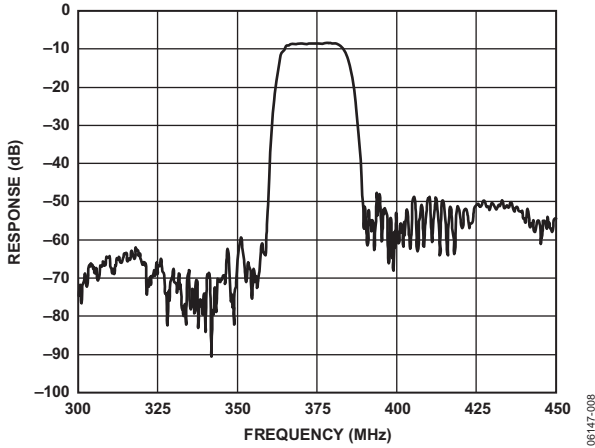


图8. Sawtek 855898频率响应

然后通过AD8344有源混频器将滤波后的第一级IF信号下变频至70 MHz的第二级IF。此处采用了一种低本振方案，以确保获得最佳杂散响应抑制性能，提高混频器的增益。总体而言，采用低本振时，AD8344可提供略高的转换增益。304 MHz LO由ADF4360-8提供。这是一个集成了PLL + VCO的单片解决方案，与分立式解决方案相比，在成本和电路板空间方面俱有良好表现。充当片内VCO的谐振电感的两个外部电感设定中心频率。ADF4360-8的差分输出通过巴伦转换成单端信号。采用304 MHz LO时，AD8344的转换增益为~11dB，IIP3和SSB NF分别为12dBm和8dB。然后，70 MHz输出通过一个四阶低通滤波器，以便抑制LO馈通效应和较高频混频器杂散。

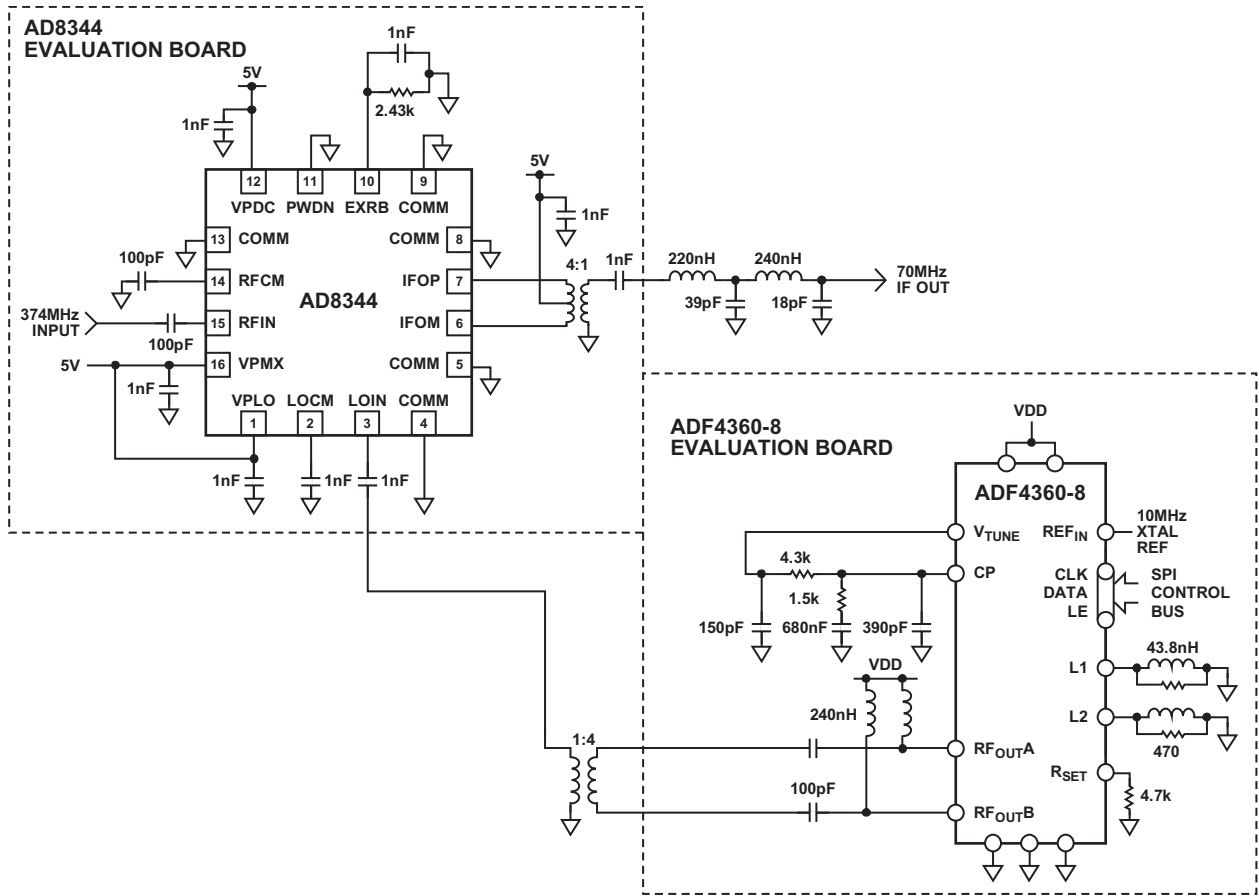


图 9. 由ADF4360-8通过外部1:4阻抗比巴伦驱动的AD8344有源混频器

AN-851

然后，70 MHz IF信号通过AD8370数控可变增益放大器，再由AD9246进行IF采样。AD8370具有高输出IIP3，其增益调节范围大于40dB。这就允许接收机的总体转换增益对级联输入动态范围进行调节和修改，以适应变化较大的输入信号功率。

此处选择的ADC能为超过200 MHz的IF频率提供出色的无杂散动态范围，而功耗仅为~250 mW。高达650 MHz的模拟输入带宽允许将AD9246应用于更高的IF频率。在本演示中，选用的是一个采用80 MSPS采样时钟的70 MHz IF，该IF置于ADC第二奈奎斯特频率区中。

为了避免降低ADC的灵敏度，必须采用一个抗混叠滤波器。抗混叠滤波器有助于抑制较高频杂散信号，如因本振泄漏导致的ADC灵敏度的下降。另外，抗混叠滤波器有助于抑制因驱动放大器级而产生的宽带噪声，否则，会增加目标奈奎斯特频段中的噪声。此处选择了椭圆低通架构，以增强对较高奈奎斯特频率区的强杂散成分的抑制作用。72 nH偏置电感和总输入电容共同构成一个并联谐振网络。谐振网络有助于提高目标IF频率下的负载阻抗。滤波器网络提供100 Ω至600 Ω的阻抗转换，可起到将电压提高~8dB

的作用。分析接收机排列时需要考虑升压变换。有关用于形成驱动器/ADC接口的设计方法的更多信息，请参阅AN-827 “A Resonant Approach to Interfacing Amplifiers to Switched-Capacitor ADC”(以谐振方式将放大器连接至开关电容ADC)。关于AD8370及AD9246网络接口的主要详情如图11所示。图10对ADC的仿真滤波器响应和实测响应进行了对比。

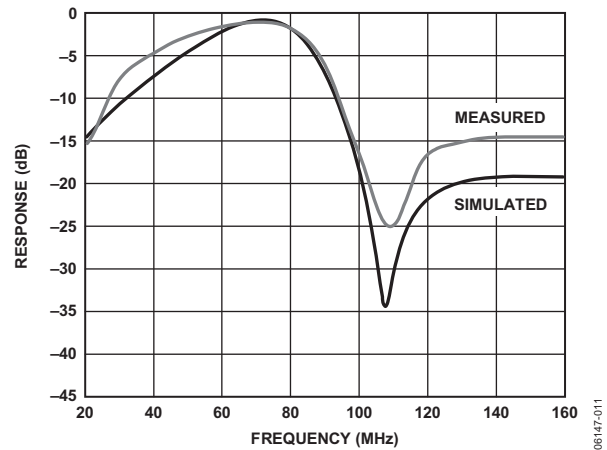


图 10. 接入AD9246 ADC的抗混叠滤波器的仿真和实测响应

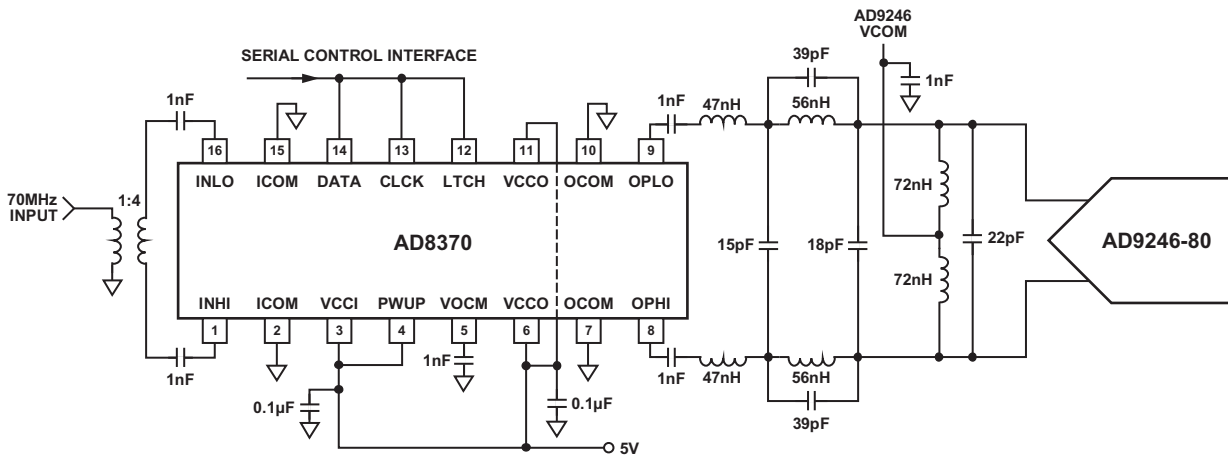


图 11. VGA与ADC之间的电路接口

完整接收机性能总结

在验证整个接收机的总体级联性能时，有必要利用ADI公司提供的高速ADC FIFO USB评估套件从AD9246 ADC中捕获采样数据。额外的先进先出(FIFO)子卡充当数据缓冲，用于捕获ADC在一定采样速率下产生的长数据输出串。在此基础上，FIFO将捕获到的数据以标准USB接口支持的较低速率传送到计算机。ADC评估硬件由Analog Devices ADC Analyzer™软件进行控制。ADC Analyzer可对时域及频域进行分析。利用ADC Analyzer，可以轻松捕获单音和双音失真性能，结果分别如图12和图13所示。注意图13中当信号增益为48dB左右时出现的不连续现象。这是AD8370 VGA从低增益模式转换成高增益模式之处。这种不连续现象不会显著降低整个接收机的BER性能。

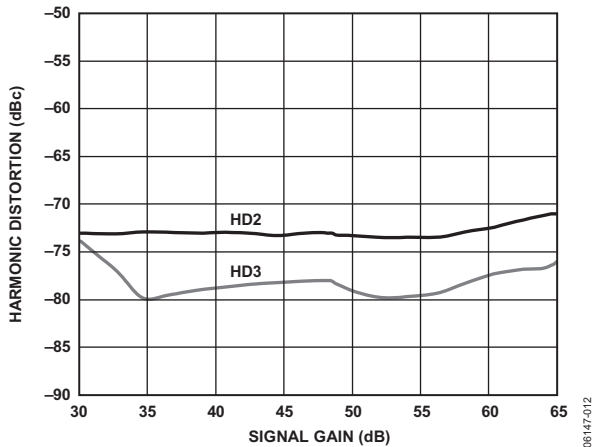


图 12. 完整接收机级联的二阶及三阶谐波失真
(在AD9246输入端以-1dBFS输入电平测得)

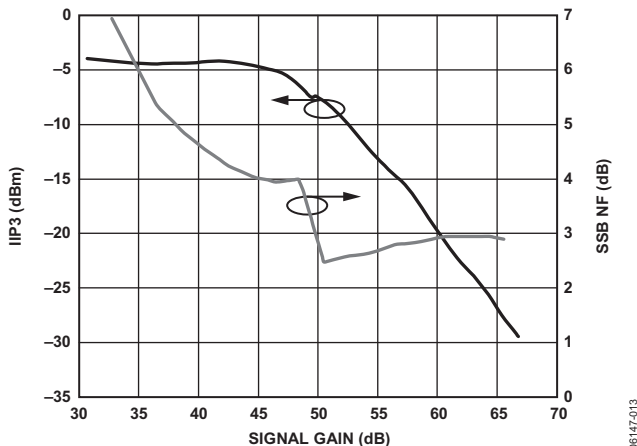


图 13. 完整接收机级联的测得双音 IIP3 和单边带 NF
与接收机转换增益的关系

进行评估时还没有针对 802.16 OFDM 波形的合适 BER 测试设备。然而，误差矢量幅度 (EVM) 分析却可对接收机性能及可用动态范围进行较好的估算。为了对 OFDM 802.16 测试信号进行 EVM 分析，必须使用一块扩展存储深度至少为 65 kb 的 FIFO 卡。这样就可以捕获完整的 RF 突发脉冲。

捕获到的整数矢量从 0 到 65,536 (2^{16}) 不等，中间值为 32,768。注意，AD9246 是 14 位 ADC，数据输出字以 16 位表示。捕获到的整数矢量由 Agilent 出品的 Advanced Design System (ADS) 2006A 进行处理。ADS 程序用 16 位 IF 矢量除以 4，得到一个 214 整数表达式。然后对该矢量进行转换并缩放其振幅，以生成峰值振幅为 ± 1 V 的零均值波形。接下来用一个理想的 IQ 解调器对信号进行解调。然后及时对 IQ 矢量进行抽取，以生成等于原始采样速率 $\frac{1}{4}$ 的基带矢量。

然后将处理过的 IQ 矢量馈入 Agilent 出品的 89600 Vector Signal Analyzer 软件，从而得到 EVM 性能。64-QAM OFDM 信号的测得 EVM 性能和输入功率如图 14 所示，其中，调制带宽为 10 MHz，编码率为 $\frac{3}{4}$ 。为便于比较相位噪声导致的性能下降情况，这里提供了含有和不含 ADF4153 及 ADF4360 PLL 的两种 EVM 坐标图。

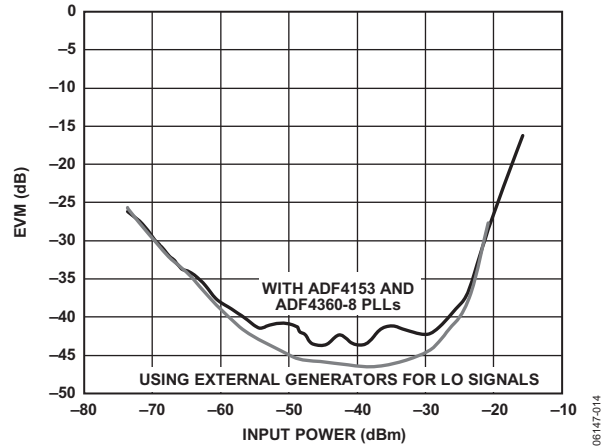


图 14. 通过整个接收机对 64-QAM $\frac{3}{4}$ 编码率、
10 MHz OFDM 信号测得的 EVM 性能

AN-851

为了取得接收机的选择性，必须测量采用单音输入对一定输入频率范围扫频的相对响应。图15表示整个接收机在缺少前端频段选择滤波器时的选择性。双下变频接收机的频率选择特性可带来极高的相邻干扰源抗扰度。加上前端频段选择滤波器后，可在相邻RF频段获得高于60dB的抑制性能。

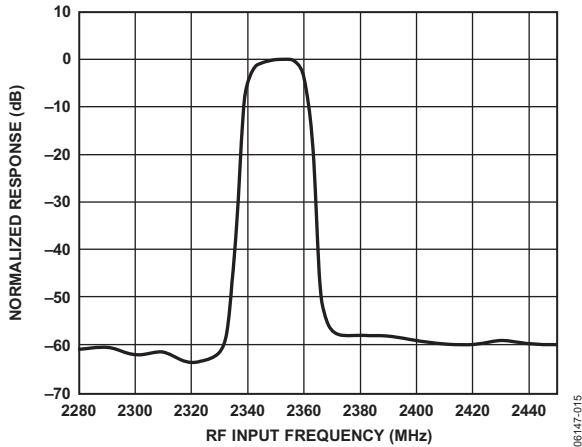


图 15. 接收机选择性与输入频率的关系，其中，本振调节为2350 MHz 输入信号($f_{LO1} = 1976$ MHz, $f_{LO2} = 304$ MHz)

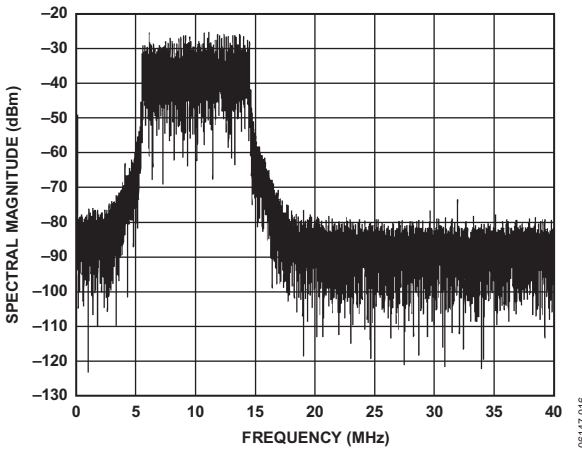


图 16. ADC频谱在中间增益下的FFT坐标图，输入为64-QAM， $\frac{3}{4}$ 编码率，10 MHz带宽OFDM，频率为2.342 GHz(注意，虽然信号表现为10 MHz IF，但实际是转换器第二奈奎斯特频率区中的70 MHz输入信号。)

完整接收机的典型频谱特性如图16所示。通过ADC Analyzer软件，可方便地看到瞬态频谱并捕获到时域数据，供后期信号处理使用。尽管IF信号为70 MHz，采样时钟为80 MSPS，却表现为第一奈奎斯特频率区的10 MHz信号。借助ADC Analyzer软件，可以快速分析和调试杂散时钟和LO信号分量，否则可能影响接收机的带内性能。多个IF滤波器级以及LO滤波器有助于将杂散降低至可忽略不计的水平。注意32 MHz处的弱杂散。这是第一个混频器的LO至IF泄漏。

表3全面总结了接收机的性能。这种设计为高于-74dBm的输入信号提供了优于-25dB EVM的性能，镜像抑制性能超过60dB，并具有出色的相邻和非相邻通道抑制能力。

表3. 性能总结(用64-QAM $\frac{3}{4}$ 编码率OFDM 10 MHz 带宽输入信号测得)

参数	测得的性能数据
增益范围	30 dB至67 dB
EVM(从-74dBm至-20dBm输入功率)	<-25 dB
中间增益IIP3(平均= 48dB)	>-8 dBm
中间增益NF(平均= 48dB)	<4 dB
镜像抑制	>60 dB
相邻通道抑制	>58 dB
功耗(从LNA至ADC，含PLL)	~2.2 Watts

参考文献

- Newman, Eric and Reeder, Rob. 2006. "A Resonant Approach to Interfacing Amplifiers to Switched-Capacitor ADCs." Application Note AN-827. Analog Devices, Inc. (January)
- IEEE Std 802.16-2004. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. (June).