技术文章



高动态范围射频收发器 如何解决关键性任务通信的 阻塞挑战

Haijiao Fan, 产品应用工程师

摘要

由于频谱有限, 商用/专用蜂窝网络的使用越来越多, 无线 电平台开发面临着更复杂的干扰场景。本文将讨论高动态范 围射频收发器ADRV9002软件定义无线电(SDR)如何应对关键性任 务通信无线电和其他高动态要求无线应用的阻塞挑战。

引言

关键性任务通信系统对我们的应急服务、公用事业服务以及政府和军事战术无线电系统至关重要。关键性任务通信系统部署在多个工作频段,必须与不断扩大的商用蜂窝网络共存。这给无线电设计带来了很大挑战,因为接收器必须在存在很大阻塞或干扰信号的情况下破译极低电平信号。此外,对于很多便携式和手持式用例,尺寸、重量和功耗(SWaP)也是主要的设计考虑因素。集成式软件定义无线电IC能够覆盖多个频段,并且其动态范围能够处理日益拥挤的小尺寸应用部署。

为了满足这些需求,一个新的软件定义无线电系列应运而生。 ADRV9002射频收发器专为众多关键性任务通信市场而设计, 支持窄带 (NB,低至kHz)和宽带 (WB,高达40 MHz)操作。 ADRV9002是一个高度集成的RF至比特/比特至RF系统平台,具有 统一的软件可编程架构,并集成了众多用于关键性任务通信的 先进功能,包括快速跳频(FFH)、多芯片同步(MCS)、数字预失真 (DPD)、动态配置文件切换(DPS)、数字下变频器(DDC)、监控模式 (MM)和高级校准算法,大大降低了基带处理器的负载。ADRV9002 提供出色的动态范围,具有良好的灵敏度和阻塞容限,能够应 对具有挑战性的部署和干扰信号。

接收器阻塞要求

接收器的动态范围是其最大输入信噪比的下限,动态范围是决 定接收器在有阻塞信号(干扰信号)的情况下恢复低电平信号 能力的关键因素之一。最小可检测信号或灵敏度由信号带宽 (BW)、接收器解调阈值(SNR_{MN})和接收器的噪声系数(NF)决定。它 可用以下公式表示:

$Sensitivity = -174 \text{ dBm/Hz} + NF + 10 \times log_{10} (BW) + SNR_{MIN} (1)$

由于L0相位噪声和相互混频机制如图1所示,较大的阻塞信号能量可能会扩散到所需信号,导致接收器灵敏度下降,阻塞信号越大,越接近所需信号,接收器的灵敏度就越低。较大的阻塞信号本身也可能在接收器前端引入非线性特性,并在所需信号频带中造成杂散抑制。与所需信号具有相同频率偏移的两个较大阻塞信号的三阶交调产物,会落入所需信号频段,导致接收器性能下降。



图1.相互混频。



图2. DMR标准定义了阻塞要求。



图3. TETRA标准定义了阻塞要求。



图4.传统的超外差接收器。



图5.顶层ADRV9002双接收器架构。



图6.采用ADRV9002的关键性任务通信接收器示意图。

图2和图3显示了DMR¹和TETRA²标准,这些标准定义了接收器所能 容忍的各种干扰信号和电平要求。这些标准要求无线电在1 MHz (DMR)或500 kHz (TETRA)频率偏移下能够处理至少84 dBc的阻塞。无 线电生产商可能希望能够处理90 dBc甚至更高,使其产品更具竞 争力。同样,对于相邻信道的选择性、杂散抑制和交调响应抑 制,接收器应该有能力应对所有这些类型的阻塞,并有一定的 裕量。

为了满足图2和图3中所示的DMR/TETRA阻塞要求,通常使用传统的 超外差结构,其中射频信号下变频为一个或两个中频(IF),如图 4所示。利用一对可调谐BBP (BPFa,BPFb)来抑制带外阻塞信号 以及VHF/UHF频段混频器1的镜像,或者也可以把单个SAW频段滤 波器用于更高的频段,如800 MHz/900 MHz。混频器1后的晶体BPF 有敏锐的频率响应,以提供信道选择性和混频器2的反镜像。 AD9864等集成电路具有第二混频器、IF/CLK频率合成器、模数转 换器(ADC)、可编程抽取滤波器等集成功能,可提供良好的信道 内信噪比。

图4所示的超外差架构类型高度依赖外部BPF(射频和中频)来 滤除带内和带外阻塞信号和镜像,并且还有用于接收器和发射 器的其他分立元器件;这种架构限制了降低无线电尺寸、重量 和成本的能力,以及对多标准的支持。

ADRV9002接收器架构

图5显示了顶层ADRV9002接收器架构,³它有两个相同的接收器。 模拟前端(AFE)包含可编程前端衰减器、匹配的I和0混频器、可 编程一阶或二阶低通滤波器(LPF)以及每个通道两组模数转换 器(ADC)(高性能和低功率)。数字前端(DFE)包含一系列数字信 号处理模块,其中包括抽取滤波器、DDC、可编程FIR(PFIR)滤波 器、校正算法模块等。ADRV9002接收器提供灵活的NB和WB模式 支持、自动或手动增益控制、直接转换或IF操作。高度集成的 射频到比特接收器可以取代图4中虚线框内的所有功能块。图6 所示为采用ADRV9002的新型关键性任务通信接收器示意图。 使用一组HPADC和LPADC是ADRV9002接收器独有的设计,它可提供 最大的线性度(IIP3)和良好的功耗权衡。HPADC和LPADC具有相似的 噪声水平和动态范围,HPADC的IIP3性能比LPADC提高了约5 dB,但 功耗增加。由于前端的LNA增益,预计HPADC和LPADC在天线输入 端的系统NF是相似的。利用ADRV9002接收器的快速模拟和数字 峰值检测器功能,用户可以在检测到较大的阻塞信号或阻塞信 号消失时,动态切换使用HPADC和LPADC,因此可以很好地兼顾接 收器的线性度和功耗。

ADC(HPADC和LPADC)信号转换函数(STF)具有低通滤波器响应, 它可以起到抗混叠滤波器的作用,并显著减少采样率周围的阻 塞信号。它还降低了ADC之前模拟LPF的抗混叠要求。图7显示了 ADRV9002 ADC STF和模拟LPF的频率响应,其中HPADC以2.2 GHz的采样 率运行,LPF设置为一阶,频率约为20 MHz fl dB。得益于ADC的高 动态范围,ADRV9002无需依赖模拟LPF来实现阻塞信号抑制和信 道选择,因此,将模拟LPF设计为一个可配置一阶或二阶LPF, 带宽约为5 MHz至50 MHz。它为ADC提供了抗混叠功能,并帮助衰 减带外阻塞信号。信道滤波由PFIR滤波器在数字数据路径的末 端完成。



图7. ADRV9002 ADC STF和模拟LPF频率响应。

ADRV9002接收器可支持高达40 MHz的射频带宽,可编程的NCO和 DDC允许从高达±20 MHz的中频进行数字下变频,这对NB和WB信号 都适用。这为接收器提供了灵活的直接转换或中频操作。需要 注意的是,偏移IF加上射频信号BW的1/2应始终小于20 MHz,以确 保输入信号不会因ADC之后的数字滤波器引起失真。

ADRV9002接收器阻塞容限

如前所述,高于所需信号的最大阻塞容限或最大可承受阻塞信 号功率主要由以下因素决定:

- 动态范围(接收器最大输入信噪比下限)
- ▶ 接收器线性度,在失真产物落入所需信道的情况下
- ▶ 中频模式下的镜像抑制, 仅当干扰源处于镜像频率时
- ▶ LO相位噪声

动态范围

接收器必须提供足够的动态范围来容纳阻塞信号和所需信号。 与图4中的传统超外差接收器不同, ADRV9002接收器不依赖外 部BPF来滤除阻塞信号。ADRV9002接收器的动态范围约为150 dBc/ Hz, 足以容纳接收器路径模拟/射频部分的阻塞信号和所需信 号并进行数字化处理,因此可以在数字域高效滤除阻塞信号。 ADRV9002接收器在最大增益下的动态范围通过公式2计算。

DR (dBc/Hz) = Maximum Input Signal PowerNoise Floor= (-11.4 dBm) - (-174 dBm/Hz + 12.5 dB) (2)= 150.1dBc/Hz

其中-11.4 dBm是ADRV9002接收器的典型满量程输入功率(FSIP), 12.5 dB是ADRV9002接收器的典型NF。

ADRV9002接收器的最大增益约为20 dB,增益控制范围为34 dB, 由混频器前的衰减器设定,施加的衰减越多,接收器的增益越 小。接收器可提供dB/dB NF和线性权衡,增益降低1 dB会使NF增加 1 dB,使IIP3和IIP2增加1 dB。同样,增益减少1 dB,FSIP会增加1 dB。 图8显示了不同增益下的ADRV9002接收器NF、IIP2、IIP2和FSIP。从 公式2可以看出,在接收器增益控制范围内,ADRV9002接收器可 以保持150 dBc/Hz的动态范围。



图8. ADRV9002接收器NF、IIP3、IIP2和FSIP与增益的关系。

图6显示了接收器、LNA之前的前端插入损耗(IL)以及LNA增益,NF 主导整个系统的本底噪声,进而影响系统的动态范围。系统NF (NF_{srs})可通过公式3来计算。

$$NY_{SYS}(dB) = 10 \times log 10 \{F_{FE} + (F_{LNA} - 1)/A_{FE} + (F_{BALUN} - 1)/(A_{FE} \times A_{LNA}) + (F_{TRX} - 1)/(A_{FE} \times A_{LNA} \times A_{BALUN})\}$$
(3)

其中:

- ▶ F_{FF}表示LNA之前所有前端的噪声系数
- ▶ A_{FF}表示LNA之前的FE的线性插入损耗
- ▶ F_{IM}表示LNA噪声系数
- ▶ A_{IM}表示线性LNA增益
- ▶ 「_{MIII}表示巴伦的噪声系数
- ▶ A_{MIII}表示巴伦线性插入损耗
- ▶ F_{TRX}表示ADRV9002噪声系数

对于图6中的接收器,在LNA之前具有3 dB前端插入损耗。LNA (HMC8410)具有1.4 dB NF和19 dB增益。巴伦插入损耗为1 dB,ADRV9002 接收器的NF在最大增益时为12.5 dB。从公式3可以看出,该接收 器的系统NF约为5.1 dB,从天线到ADRV9002输入的总增益为15 dB。 使用公式2,当ADRV9002增益最大时,天线输入端的系统动态范 围约为:

$$DR_{SYS}(dBc/Hz) = (-11.4 dBm - 15 dB) -(-174 dBm/Hz + 5.1)$$
(4)
= 142.4 dBc/Hz

图9显示了不同ADRV9002增益时天线输入端的系统动态范围和 噪声系数, ADRV9002接收器采用较大动态范围设计。系统动态 范围始终会受前端LNA的限制,因此应该从系统角度考虑仔细 设计。



图9.系统噪声系数和动态范围与ADRV9002增益的关系。

在无线电设计实践中,可利用公式4估算接收器的动态范围要 求,或用于估算给定接收器动态范围的最大阻塞信号与目标信 号的容限比率。图10显示了公式4的动态范围估算图。

$$DR (dBc/Hz) = P_{BLK-TO-DESIRED} (dBc) + PAR_{BLK} + HR + SNR_{MIN} + 10 \times Log (BW)$$
(5)



图10. 动态范围要求分析图。



图11. ADRV9002阻塞测试图。

以带有CW阻塞信号的典型DMR信号为例。假设DMR目标信号的 带宽为8 kHz, SNR_{MN}约为7 dB, CW阻塞信号的PAR为0 dB, 裕量为 1 dB。然后,根据公式4,我们可以推导出ADRV9002 150 dBc/Hz的动 态范围可容许的最大CW阻塞信号为高于目标信号103 dBc,并且 信噪比至少为7 dB。

$$P_{BLK-TO-DESIRED} (dBc) = 150 dBc/Hz DR - 0 PAR_{BLK}$$

-1 dB HR - 7 dB SNR_{MIN} (6)
- 10 × Log(8e3) = 103 dBc

同样,如果阻塞信号是一个LTE10宽带信号,PAR值约为10.3 dB,则ADRV9002 150 dBc/Hz的动态范围可容许的LTE10阻塞信号最大为92.7 dBc。

$$P_{BLK-TO-DESIRED} (dBc) = 150 dBc/Hz DR - 10.3 PAR_{BLK}$$

-1 dB HR - 7 dB SNR_{MIN} (7)
- 10 × Log(8e3) = 92.7 dBc

以上只是从动态范围以及阻塞信号的角度进行估算,L0相位噪 声性能也会降低对所需信号的最大可容许阻塞信号。要验证 ADRV9002接收器的高动态范围阻塞概念,需要为阻塞信号和外 部L0提供高质量的信号发生器。如果使用LNA,则前端LNA线性 度(IIP3)不应限制测试。 图11显示了用于验证上述分析和计算的ADRV9002阻塞测试设置。 ADRV9002基于DMR配置文件进行配置,中频为490 kHz,接收器采 用外部LO。ARDV9002接收器输入端的接收器目标信号约为-108 dBm,将信号发生器设置为不同的输出阻塞信号频率偏移,并 增加阻塞信号水平,直到所需信号SNR降低至公式1中的SNR_{MIN} (对于DMR 8 kHz信号BW,这个值约为7 dB)。然后,注意相应频 率偏移处的最大阻塞信号容限。

图12和图13显示了在CW阻塞信号和LTE10阻塞信号接近目标信号的 情况下, ADRV9002 DMR配置文件阻塞测试结果。

在CW阻塞信号测试中,目标信号约为150 MHz。两个具有良好相 位噪声的信号源分别用于外部LO和CW阻塞信号;因此,LO和阻 塞信号相位噪声基本上不影响阻塞测试。ADRV9002 CW阻塞信号 抑制测试结果与高于103 dBc的估计值非常接近,但1 MHz频率偏 移下的阻塞信号除外,该频率偏移约为中频频率的两倍,并且 受到镜像抑制性能的限制。

对于另一个测试用例,即LTE阻塞信号测试,目标信号设置为 860 MHz, Keysight N5182B信号发生器生成调制后的LTE10阻塞信号, ADF5335 PLL用于外部LO信号源。LTE10阻塞信号抑制测试结果与 92.7 dBc的估计结果非常接近,但有大约3 dB的差距。这主要是L0 和阻塞信号相位噪声的影响。



图12. ADRV9002 DMR配置文件CW阻塞信号容限测试结果。



图13. ADRV9002 DMR配置文件LTE10阻塞信号容限测试结果。

上述ADRV9002 DMR模式的动态范围估值和测试结果是假定ADC之前 没有滤波器。ADRV9002模拟LPF可以部分衰减阻塞信号。这改善 了结果,特别是当阻塞信号移动到更高的偏移频率时(例如, ≥5MHz)。

线性度

两个较大阻塞信号的三阶交调产物(或宽带阻塞信号的第三 个非线性分量)会落入目标信号频段,使接收器灵敏度下 降。接收器线性度会将整体阻塞信号容差限制在动态范围以 下。三阶非线性失真的简单分析可以通过使用IP3(三阶交调 点)概念来实现。图14显示了宽带阻塞信号非线性产物落入目 标信号频段的情况,简化的双信号音模型可用于宽带阻塞分 析。每个信号音的功率是总阻塞信号功率(P_{BLK}-3 dB)的一半,间 隔等于阻塞信号BW,失真分量(P_M)的功率等于宽带阻塞信号每 侧的总失真功率。图2和图3中的DMR/TETRA标准交调抑制响应通 过一个未调制干扰信号和一个调制信号进行验证,但由于DMR/ TETRA调制信号的带宽较窄,交调抑制响应也可简化为图14中的 双信号音模型,其中,BW将是DMR/TETRA测试规范定义的两个 干扰信号间隔。



图14.阻塞信号非线性度和分析。

来自双信号音模型三阶互调失真(IMD3)的接收器IP3可用以下公式 表示:

 $IP3 (dBm) = P_{II} (dBm) + [P (dBm) - P_{IM} (dBm)]/2$ (8)

其中P₁是输入信号音功率, P₁₁是三阶失真功率。

ADRV9002接收器的典型IIP3为26 dBm,带HPADC。为了分析ADRV9002 线性度是否满足DMR交调抑制响应要求,我们使用了图6中的接 收器设置。ADRV9002之前的总FE增益为15 dB。图2显示,ADRV9002 输入端的-107 dBm目标信号将为-92 dBm,在7 dB的SNR_{MIN}下,由三 阶失真引起的最大允许噪声(或P_{IM})将为-99 dBm。通过公式5 可以计算出ADRV9002输入端的最大允许P₁为-15.7 dBm,在天线输 入端为-30.7 dBm左右,远远高于-42 dBm的DMR标准要求。同样, ADRV9002接收器IIP3为22 dBm,带LPADC。这将允许在天线输入端有 大约-33.3 dBm的最大PI,这仍然可以满足DMR交调抑制要求。

同样,与无线电设备指令(RED)兼容的卫星地面站和系统(SES)⁴中 的干扰阻塞要求需要接收器最高能容许87 dBc LTE 5 MHz的阻塞信 号,且SNR_{HIN}为2.5 dB,如图15所示。使用图6中的同一接收器, ADRV9002输入端的阻塞信号为-15 dBm,FE增益为15 dB,ADRV9002输 入端的目标信号为-102 dBm。假设LTE 5 MHz信号的PAR值为7.5 dB, ADRV9002满量程的裕量为1 dB,则ADRV9002接收器需要从最大增益 中减去5 dB,以适应-15 dBm的LTE阻塞信号,在图8中,ADRV9002的 IP3将为31 dBm,增益约为15 dB。 如图14所示,宽带5 MHz的LTE阻塞信号可以简化为双信号音 方法,用于估计IM3。ADRV9002输入端的每个信号音功率P₁为 -18 dBm。从公式5可以看出,三阶失真功率P₁为-116 dBm,阻塞信 号一侧的失真功率为-98 dBc,可以满足RED阻塞要求(-87 dBc阻 塞信号与期望功率比率-2.5 dB SNR_{MN})。实际上,对于宽带阻塞 来说,只有一部分三阶失真落在目标信号频段,系数为10 × log10 (156 kHz/7.5 MHz),其中156 kHz是目标信号带宽,75 MHz是阻塞信号 中心到三阶失真的偏移量,因此目标信号频段的有效失真功率 远小于P_M。ADRV9002接收器的线性度有很大的裕量,可以满足 RED规范要求。





注意,这些计算只考虑了ADRV9002接收器的三阶失真。分析表 明,ADRV9002接收器的线性度有很大的裕量,可以满足DMR标准 的阻塞交调抑制规范和RED规范。ADRV9002接收器提供dB/dB增益 和线性度权衡,增益越小,IIP3越大,上述阻塞交调抑制的裕量 越大。从系统设计的角度来看,外部前端LNA的线性度可能会限 制整个系统的线性度。这需要仔细设计。

中频操作和镜像抑制

在中频操作中,镜像频率(目标频率-2×中频)的阻塞信号可在 混频器之后下变频到目标信号频段,并可能使接收器灵敏度下 降。必须将阻塞信号镜像移除或抑制到足够低的水平,以保持 接收器性能。图15显示了镜像频率的阻塞信号和抑制要求。镜 像频率阻塞要求可归类为DMR/TETRA标准的杂散响应抑制,如图 2和图3所示。以DMR 70 dBc的杂散响应抑制和7 dB的SNR_{MN}为例,接 收器的镜像抑制需至少达到77 dBc,外加额外裕量。

传统的中频操作需要高精度射频滤波器(图4, BPFb),在混频器之前滤除镜像频率的阻塞信号,并且/或者需要非常高的中频,才能使用实用的外部滤波器(图4,晶体BPF)在第二个混频器之前消除阻塞信号镜像。



图16.镜像频率的阻塞信号和抑制。

ADRV9002镜像抑制算法平衡I/0,因此,可以在ADRV9002的数字部 分去除镜像频率的阻塞信号。ADRV9002在中频模式下为NB信号 提供约90dBc的镜像抑制。根据前面的计算,这留下了很大的裕 量,以满足DMR 70 dBc杂散响应抑制要求。在这种性能水平下, ADRV9002不一定需要外部射频BPF(至少降低了外部射频BPF要 求)来实现镜像抑制。如果系统需要更多的镜像抑制,可以将 ADRV9002配置为高中频模式,在目标信号和镜像之间创造最大 的空间(~40 MHz)。因此,外部BPF可以衰减镜像频率的阻塞信 号。ADRV9002提供灵活的可变中频操作,用户可以根据自己的 系统要求配置中频。

L0相位噪声

由于L0相位噪声和相互混频,较大的阻塞信号可能会降低接收 器的灵敏度。从阻塞信号到目标信道的偏移频率的L0相位噪声 应该足够低,这样接收器的相互混频分量就不会降低目标频段 的信噪比。对于调制阻塞信号,可以用位于带宽中心的CW信号 音和阻塞信号的总功率对阻塞信号建模,以简化分析。图16显 示了L0相位噪声要求模型。相位噪声要求可通过下公式估算:

$$PN(dBc/Hz at Freq. Offset) < -P_{BLK-TO DESIRED} (dBc)$$

$$-SNR_{MIN} - 10 \times Log10 (BW)$$
(9)

其中,P_{BLK-TO-DESIRED}是在给定的频率偏移下,高于目标信号的最大 容许阻塞信号功率。



图17.L0相位噪声要求模型。

以DMR为例 (7 dB SNR_{MM} 8 kHz BW), 1 MHz时的阻塞信号要求是 84 dBc。为了满足标准要求, 1 MHz偏移时的L0相位噪声应小 于-130 dBc/Hz。

ADRV9002提供集成射频PLL和VC0,具有更好的相位噪声性能 (见ADRV9002数据手册中的相位噪声图)。在1 MHz的偏移量 下,470 MHz L0的L0相位噪声为-141.4 dBc/Hz,900 MHz L0的相位噪 声为-136.5 dBc/Hz。ADRV9002内部L0可以满足DMR标准阻塞L0相位 噪声要求。

ADRV9002还为接收器提供了外部L0输入,允许使用外部更高性能的L0来获得更高的阻塞性能。

结论

本文展示了ADRV9002系统如何通过较高的动态范围和线性度设计,来满足关键性任务无线应用充满挑战性的阻塞需求。高度集成的平台涵盖广泛的频段和标准。其BOM数量很少,适合多种用途。

参考资料

¹ "ETSI EN 300 113-1.Electromagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM); Land Mobile Service; Radio Equipment Intended for the Transmission of Data (and/or Speech) Using Constant or Non-constant Envelope Modulation and Having an Antenna Connector; Part 1: Technical Characteristics and Methods of Measurement." 欧洲电信标准协会, 2003年。

² "ETSI EN 300 394-1.Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Conformance Testing Specification; Part 1: Radio." 欧洲电信标准协会, 2001年。

³ ADRV9001 System Development User Guide (UG 1828). ADI公司, 2021年10月。

⁴ "ETSI EN 301 444.Satellite Earth Stations and Systems (SES); Harmonized Standard for Land Mobile Earth Stations (LMES) and Maritime Mobile Earth Stations (MMES) Providing Voice and/or Data Communications, Operating in the 1,5 GHz and 1,6 GHz Frequency Bands Covering the Essential Requirements of Article 3.2 of the Directive 2014/53/EU." 欧洲电信标准协会, 2021年。

作者简介

Haijiao Fan是ADI公司产品应用工程师,从事集成式RF收发器 产品应用与支持工作。他曾就读于中国西北工业大学,并 分别于2003年和2006年获得电子工程学士和电子工程硕士学 位。他于2012年7月加入ADI公司,此前拥有超过6年的高级FPGA 和系统工程师工作经验。联系方式: haijiao.fan@analog.com。

在线支持社区

► ADI EngineerZone[™]

访问ADI在线支持社区, 中文技术论坛 与ADI技术专家互动。提出您的 棘手设计问题、浏览常见问题 解答,或参与讨论。

请访问ez.analog.com/cn



如需了解区域总部、销售和分销商,或联系客户服务和 技术支持,请访问<u>analog.com/cn/contact</u>。

向我们的ADI技术专家提出棘手问题、浏览常见问题解 答,或参与EngineerZone在线支持社区讨论。 请访问<u>ez.analog.com/cn</u>。 ©2022 Analog Devices, Inc. 保留所有权利, 商标和注册商标属各自所有人所有。 "招越一切可能"是ADI公司的商标。





请访问analog.com/cn