

可变动态范围

作者: Brad Brannon和Jonathan Harris

简介

可变动态范围(VDR)为数字预失真(DPD)观测接收机提供了一种高效、非阻塞性技术来实现宽带、高分辨率和快速采样。VDR达成了以下目的:

1. 当信号类似于功率放大器(PA)的输出时,无论收敛还是非收敛,DPD反馈接收机几乎总是可以利用模数转换器(ADC)的全部带宽和动态范围,因为转换器的全部比特都会通过。
2. 与其它出口方法相比,DPD收敛性得到改善,因为在所有DPD工作条件下都可以利用转换器的全部分辨率。
3. DPD环路可以立即响应峰值状况,因为在DPD工作条件下可以利用转换器的全部范围和带宽。
4. 无需与外部硬件同步,因为只要不是存在非DPD信号,便可自动利用全部分辨率,从而减少信号路径和系统复杂度。

出口管制使得只有某些国家和地区才能使用数据转换器。然而,日益壮大的商用电信市场要求利用更快速、更高分辨率的转换器技术来构建这些平台,尤其是针对功率放大

器的数字预失真。这种应用会测量并以数字方式校正非线性误差,使得总体交调性能显著优于内核信号链,同时提升放大器效率。根据实施和系统要求,在某些新型放大器拓扑结构中,末端邻道功率比(ACPR)可以达到80 dB至85 dB,效率接近50%。

然而,为达到这种性能水平,必须使用超过PA总体输出要求的高性能反馈接收机。另外,此类系统还要求宽带宽等,使得问题进一步复杂化。如今的许多核心系统需要100 MHz以上的工作带宽,以及针对五阶和七阶交调产物的校正带宽,这就将带宽要求提高到500 MHz以上。早先可用的采样接收机通过以模拟或数字方式限制带宽来满足出口限制规定,因而不适合DPD应用。现有数字选项包括数字噪声整形、FIR滤波和触发式分辨率调整。所有这些选项都会引入不必要的减损,必须予以解决。但是,为了准确消除此类减损,最好从加深了解应用需求开始。

目录

简介.....	1	传统技术	6
修订历史.....	2	专用解决方案	6
典型DPD应用	3	可变动态范围	7
典型PA输出.....	4	VDR实际应用	9
核心ADC要求.....	4		

修订历史

2015年9月—修订版0：初始版

典型DPD应用

图1所示为一个典型DPD应用。虽未显示，但零中频(ZIF)和复中频(CIF)采样架构也很常见。典型的发射机输出包括20 MHz到100 MHz范围的有用信号信息，但新设计已经能够支持100 MHz以上的带宽。

除了有用信号信息之外，发射机还会产生相当多的谐波和交调产物。令此类线性度问题进一步加剧的是，PA设计通常是针对效率而优化，因而线性度会有所牺牲。不过，总体直流效率为33%是很常见的，也就是说直流功率是输出RF功率的3倍。这意味着对于50 W输出，要消耗150 W功率。较新的设计在向50%的效率目标前进，这说明核心放大器的交调会更差。

为使总线性度处于可接受水平，并使杂散处于邻带之外，通常利用数字技术让基带信号发生预失真(Morgan、Ma、Kim、Zierdt和Pastalan，“RF功率放大器数字预失真的一般存储器多项式模型”，IEEE信号处理学报，第54卷第10期，2006年10月)，即寻求对发射数据进行建模并产生反失真，使得最终频谱显著优于核心放大器本身。

如图1所示，此类技术为闭环，需要一个线性度高于总体要求接收机。否则，接收机的失真会被解读为输出失真，从而限制系统的总体收敛性。因此，发射机输出的下变频和数字化需要非常宽的带宽、高线性度和高分辨率，这就需要有一个在所有三方面都具备良好性能的核心ADC。

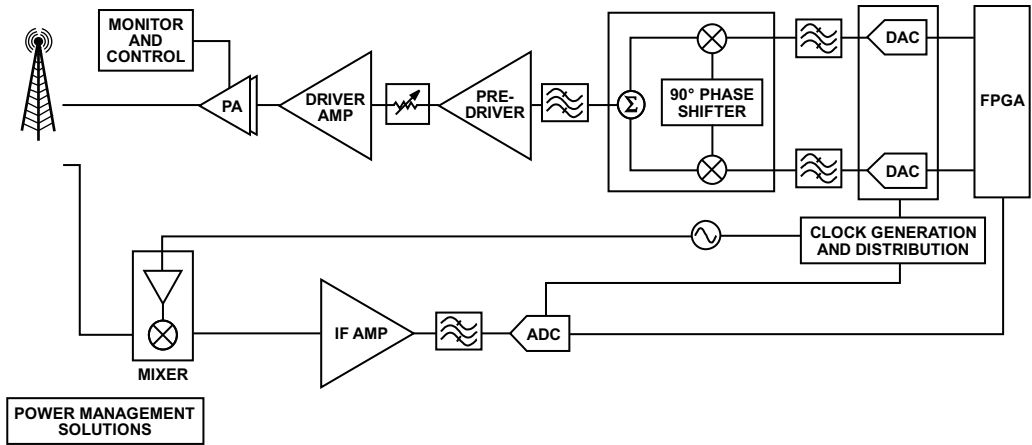


图1. 典型DPD系统图

13398-001

典型PA输出

典型未校正功率放大器的交调性能很差。实例如图2所示。交调产物为黑色，比主载波低大约30 dB，并在有用信号信息的各侧延伸大约100 MHz。

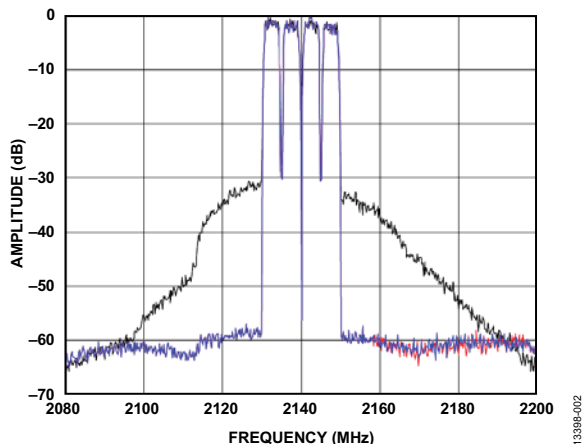


图2. 未校正放大器的ACPR

这些交调产物不仅会减损有用信号，而且会将能量泄露到相邻无线服务中，可能引起这些服务中断。一般不容易滤除这些信号，因为发射滤波器的过渡带常常要延伸20 MHz或更多，如图3所示，这些频段常常会受到保护。因此，需要利用DPD来确保符合运行许可要求。

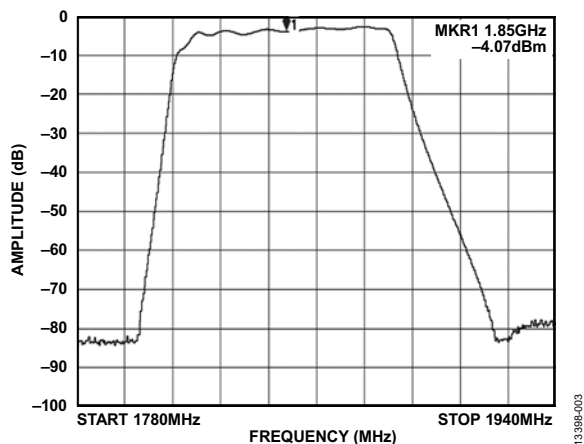


图3. 典型发射滤波器响应

核心ADC要求

DPD应用的ADC有三个基本要求：采样速率、无杂散动态范围(SFDR)和信噪比(SNR)。SNR也可表示为有效位数(ENOB)。

转换器的采样速率决定可以校正的带宽。给定带宽时，经常引用奈奎斯特准则作为要求来确定采样速率。如果带宽须为 x ，则奈奎斯特准则规定：采样速率须为 $2x$ 。还有其它现实考量。涉及到模拟滤波时，该比率会扩大到3倍以确保滤波滚降不是过于困难。不过，除了双工器，许多DPD应用仅使用非常少的滤波，以降低对群延迟的影响。另外，有非常广泛的DPD相关知识产权(IP)可供使用。许多IP可有效降低采样速率要求，常常绕过奈奎斯特要求。但是，超宽带宽的模拟信号仍然需要非常高的采样速率。

对于SFDR，反馈观测路径的典型性能必须比系统目标性能好很多。通常，转换器应当比发射机输出高出10 dB到15 dB。对于MC-GSM，性能目标通常是三阶项60 dB，五阶项70 dB。为了不使结果发生偏离，观测路径必须为这些项分别提供75 dB到85 dB的性能。虽然3G和4G平台的目标可能相对较低，但期望的性能水平仍然相似，以便确保校正稳定可靠。

在典型的DPD环路中，噪声与环路收敛性直接相关。噪底越高，环路收敛所需的时间越长。相反，噪底越低，就能更快地达到收敛。由于必须满足监管要求并使带外能量最小化，系统设计人员设计的系统必须尽可能快地响应带外信号，因此要用环路响应换取转换器分辨率。

图4、图5、图6和图7展示了这一概念。图4和图5分别代表9位和14位转换器，其中环路的收敛是通过对反馈路径中的信息缓慢积分实现的。可以看出，对于慢速环路，9位和14位的收敛速率几乎无差异。

图6和图7反映的是以足够快的速度动态响应信号状况的环路，这是实际情形所期望的表现。此时，9位和14位接收机路径的性能之间存在明显区别。

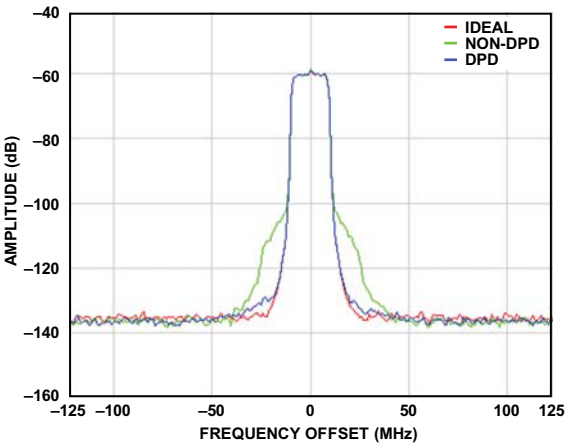


图4. 慢速环路的9位转换器

13398-004

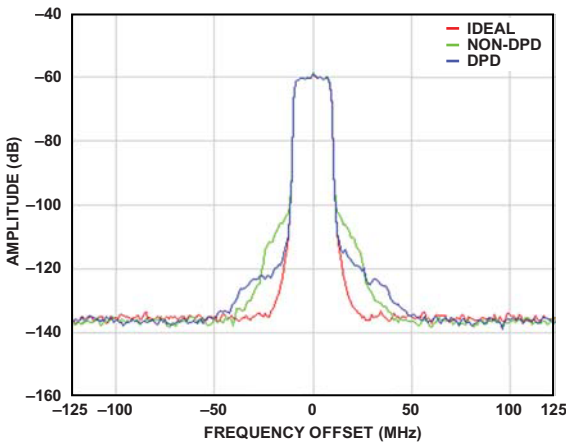


图6. 快速环路的9位转换器

13398-006

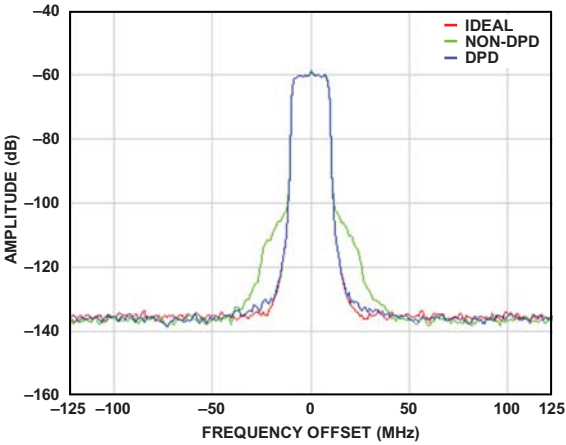


图5. 慢速环路的14位转换器

13398-005

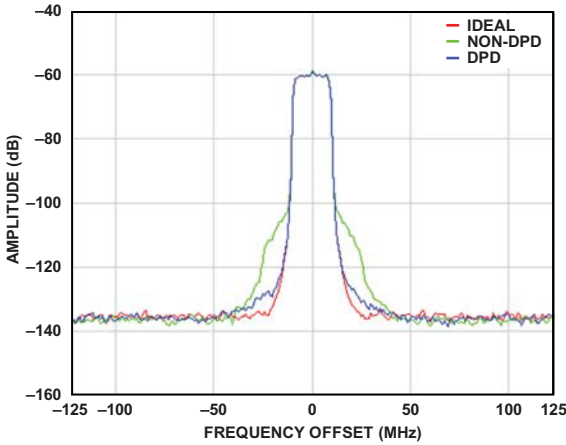


图7. 快速环路的14位转换器

13398-007

传统技术

由上一部分可知，采样速率、分辨率和线性度都是大多数DPD应用的重要因素。出口器件所用的许多技术都以这样或那样的方式限制了这些方面。

最常见的技术之一是噪声整形，即对数字数据进行噪声整形，使带内噪声移动到主要目标频段之外的区域，如图8所示。噪声整形通常是针对接收机的主要功能进行，其中主频段之外的信息主要由带外阻塞信息构成。

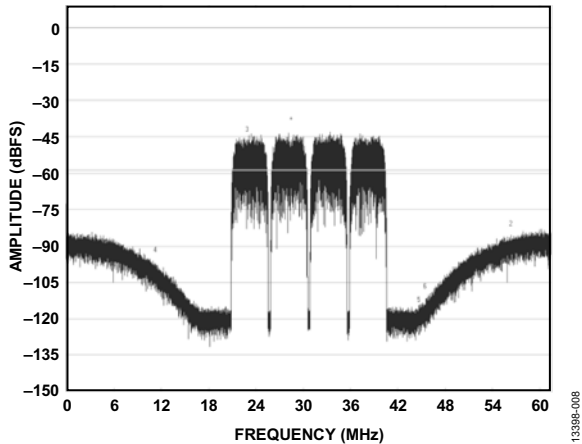


图8. FFT中的噪声整形

然而，对于DPD应用，该带外区域中包含高阶交调产物，如图9所示，必须充分抑制输出频谱中的这些产物。

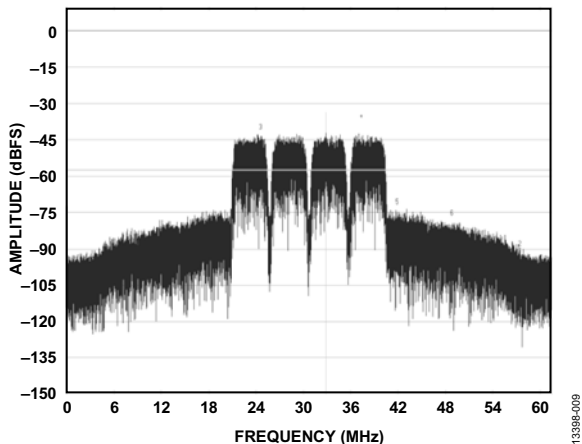


图9. 输出频谱中的交调产物

若将噪声整形用于DPD应用，这些交调产物将变得模糊不清，难以理解。因此，噪声整形不适合DPD应用。

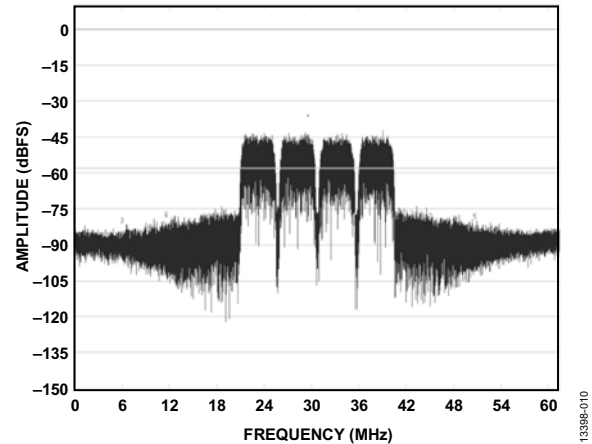


图10. 噪声整形使交调产物模糊不清

抽取滤波也是出口接收机经常使用的，但这种技术本质上与更宽带宽的需求相左，不是DPD应用的解决方案。

专用解决方案

仔细研究DPD应用可发现潜在解决方案的线索。图11显示了DPD环路的典型表现。一开始，PA输出未经校正，交调产物可能相当大。当环路收敛时，交调产物逐渐减少，接近一个由初始误差和校正算法精密性决定的较低限值。典型DPD环路收敛如图11中的系列曲线所示。通过分析初始条件和收敛过程，可以找出几个关键点。

第一，总功率由多个载波分享。ACPR通常是相对于其中一个信号测量，而不是相对于总功率测量(尽管它们彼此相随)。因此，相对于满量程而言，每次载波数加倍，相对于满量程的ACPR就会降低3 dB。

第二，复合信号表现出某一峰值-均方根比值。对于原始数据，根据信号统计特性，它可以达到13 dB或更高。然而，为使功率放大器效率最高，多数系统会进行某种形式的波峰因数削减或幅度压缩，以便实现更高的均方根功率输出，同时PA不至于过度压缩。对ADC核心的动态范围要求同样得到降低。压缩后峰值与均方根之比的舍入值在6 dB左右。压缩过多对信号质量不利，可能会破坏星座并提高误差矢量幅度。

第三，当前大部分功率放大器的原始ACPR在25 dB到30 dB范围内。典型性能如图2所示。虽然典型性能会因放大器拓扑和晶体管类型不同而有所出入，但图2是一个很好的参考。随着放大器效率提高，未经校正的性能通常会变差，宽带表现甚至更差。

将峰值均方根比和ACPR合并，得到交调典型值为-31 dBFS。多数系统会增加一些余量和倒退，以防止削波和支持其它变化。此信息可用来构建未校正PA输出的信号模型，如图11所示。该图显示了两类区域：一类由所需信号构成，显示为突出的内部最大信号；另一类为交调产物，显示在外部区域。

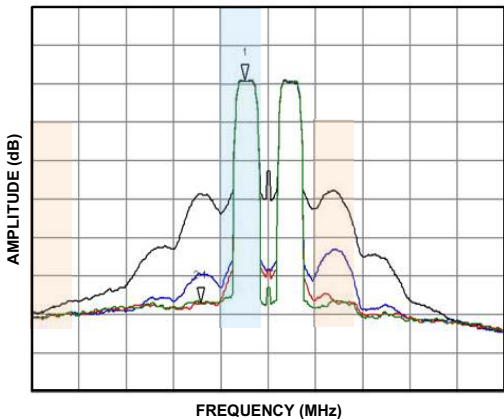


图11. 典型DPD环路收敛示例

具有最大分辨率的接收机即便未经校正，也能很好地改善收敛和性能。如果交调产物延伸到图12所示典型通用DPD模型所定义的屏蔽区以上，则必须降低接收机的分辨率以便符合出口管制规定。否则，应用就能获得全分辨率。

还存在其它解决方案，即仅在很短时间内提供全分辨率；然而，这一操作必须与放大器峰化等外部事件同步。但这很容易实现，因为基带数据已知，DPD IC和接收机上的信号引脚均要使用。此外，当峰值事件到期时，接收机必须再次回到低分辨率状态。即使DPD环路在高分辨率模式下能够成功收敛，但回到低分辨率模式后，在低分辨率模式下更新DPD系数也会有降低ACPR和使环路失稳的风险。作为一种选择，在闭环条件下提供全部范围和分辨率不仅可改善收敛性，也能提高环路稳定性，并支持收敛到闭环系统的高性能水平。这是采用可变动态范围等技术的优势。

可变动态范围

配有可变动态范围(VDR)的接收机可为所述应用提供全部转换器分辨率、采样速率和动态范围。核心转换器性能不受任何影响，除了在与DPD应用无关的条件下可能会改变分辨率以外。核心转换器数据并不直接经过任何类型的滤波，因此对带宽、群延迟和延时无影响。原始信号完整度得以完全保留。

VDR对实数和复数信号链均适用。在实数接收机架构中实施时，主信号区定义为采样速率的25%。在复数接收机架

构中，主信号区可定义为采样速率的25%或43%。此区仅是有效载波的区间。交调产物可落在此百分比以外，ADC性能不受影响。

图12给出了一个简化的说明。白色背景中显示的中央区域就是放置PA输出信号的地方。交调产物落在外边的区域中。只要交调产物低于红色屏蔽区，接收机便可提供全分辨率。

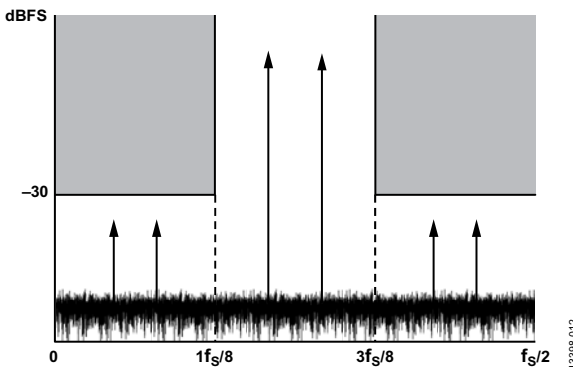


图12. VDR频段简化图

即使跨过屏蔽区，分辨率也不会降至最低水平。事实上，分辨率是逐渐减少，因而对信号处理的影响进一步缓和。表1显示了所定义的VDR屏蔽区。当带外区域中的信号提高到-30 dBFS以上时，分辨率降低1位。对于AD6674和AD6679，就是从14位变为13位。信号电平在屏蔽区以上每提高6 dB，就会再减少一位分辨率。为了进一步缓和该影响，利用扰动来实现连续的电平过渡，目的是防止环路在此过程中失稳。注意，在25%或43%的保护区内，满量程信号不会引起分辨率降低。这仅适用于图12所定义的保护区之外的信号。

表1. VDR低输出分辨率值

违反规定VDR屏蔽的信号幅度	输出分辨率
幅度 ≤ -30 dBFS	14位
-30 < 幅度 ≤ -24 dBFS	13位
-24 < 幅度 ≤ -18 dBFS	12位
-18 < 幅度 ≤ -12 dBFS	11位
-12 < 幅度 ≤ -6 dBFS	10位
-6 < 幅度 ≤ 0 dBFS	9位

图13至图18说明了DPD环路收敛时会发生什么。图13显示了交调高达6 dBFS时的噪底。图14至图18显示了环路收敛和交调产物下降时发生的事情。虽然图中的变化很细微，但噪底从开始时的-149 dBFS/Hz经过一系列步骤后降至-153 dBFS/Hz。

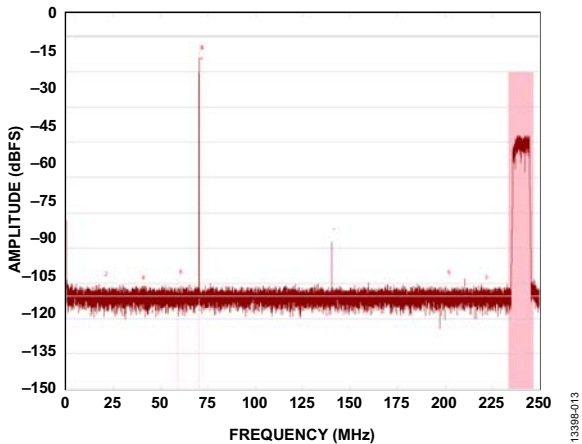


图13. -6 dBFS带外

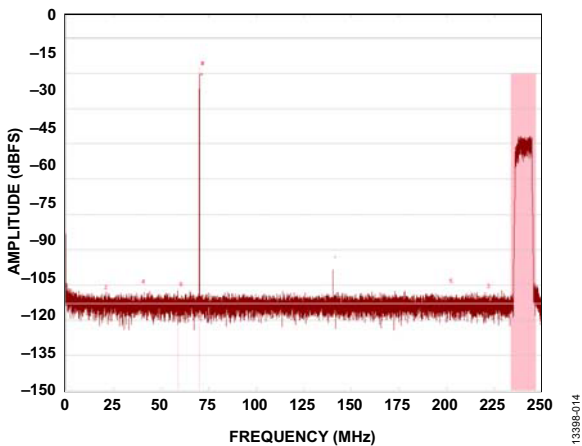


图14. -12 dBFS带外

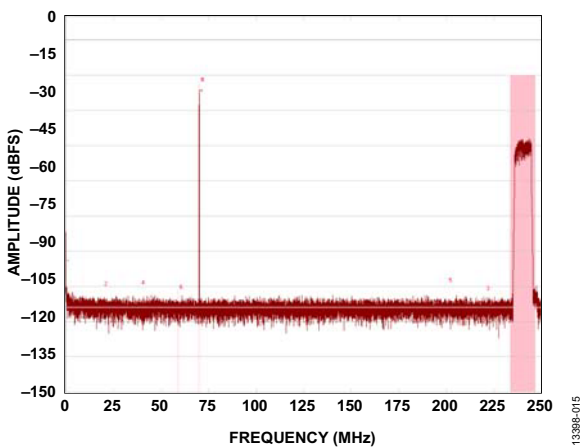


图15. -18 dBFS带外

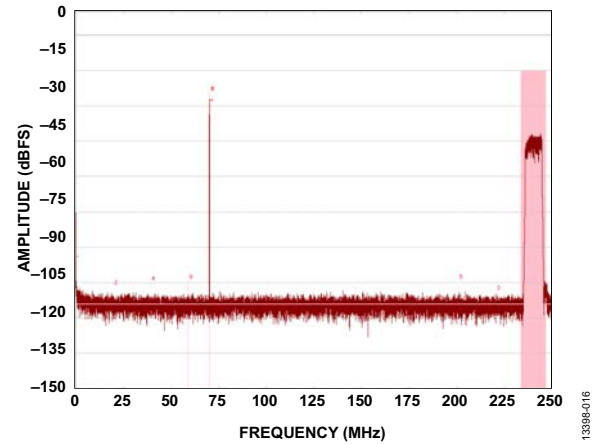


图16. -24 dBFS带外

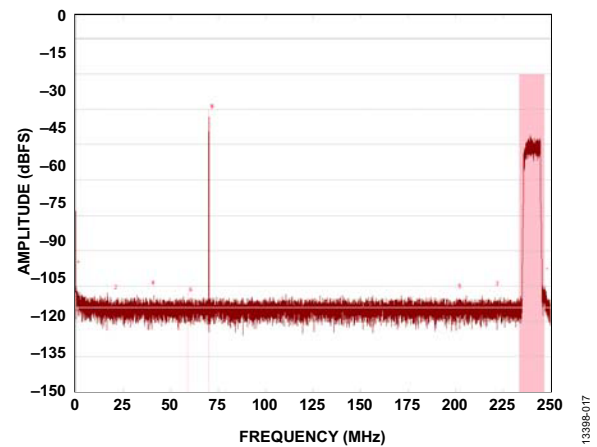


图17. -30 dBFS带外

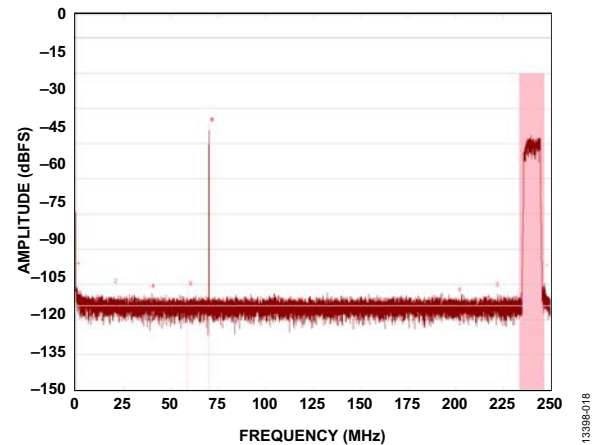


图18. -36 dBFS带外

保护区无需位于奈奎斯特区的中部。此区可在奈奎斯特频段内自由调谐。对于AD6674和AD6679，此区可以以 $f_s/16$ 的增量调谐，并且可以位于DC的任一侧，或者位于DC(当实施为复数接收机时)，这就为接收机设计提供了很大的灵活性。

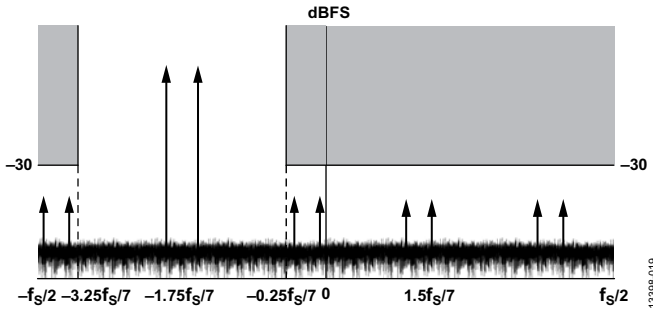


图19. 针对负频率调谐的复数模式VDR

图19显示VDR调谐到DC的负侧，这对在观测路径中实现复中频并产生负中频的应用是有用的。

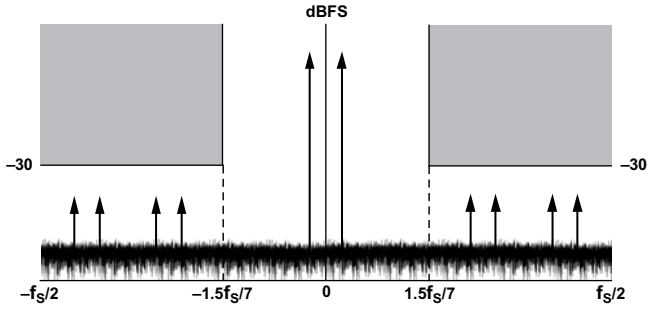


图20. 针对零中频操作调谐的复数VDR

图20显示VDR调谐至DC，这对实现零中频观测路径的应用是有用的。

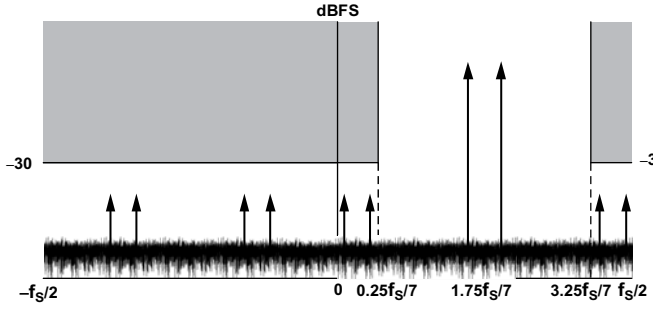


图21. 针对正频率调谐的复数模式VDR

图21显示VDR调谐到DC的正侧，这对在观测路径中实现复中频并产生正中频的应用是有用的。

VDR实际应用

VDR对数字预失真环路的影响很小或几乎没有。针对VDR创建的窗口与当前DPD应用重叠，这样几乎在所有条件下，包括大多数预收敛状态，都可以向处理器模块呈现全分辨率。

在初始DPD样本极差以致于交调产物位于VDR窗口之外的罕见情况下，可以限制转换器的分辨率。然而，将种子或首次迭代值应用于多项式之后，环路的性能会改善到低于屏蔽区的足够高的程度。即使信号幅度高于屏蔽区，仍会保留相当高的分辨率，如表1所示。在AD6674的AD6679的

最差条件下，分辨率降至9位。这种情况下，交调产物必须大于-6 dBFS，显著高于9位转换器所建立的噪底，因此转换器不是性能的主导因素。

随着系统收敛，转换器的分辨率会增加。当交调产物低于-6 dBFS时，提供10位分辨率；低于-12 dBFS时，提供11位分辨率；低于-18 dBFS时，提供12位分辨率；低于-24 dBFS时，提供13位分辨率；最后，低于-30 dBFS时，提供全分辨率。

每种情况下，交调产物与转换器噪底之间都有很大的裕量，收敛不会受到限制。图13至图18粗略显示了这些情况。

如上所述，分辨率在很大程度上决定了环路的收敛速度。对于通用算法，这种关系如图22所示。有几个关键点需要注意。第一，分辨率越低，收敛得越慢。第二，在收敛开始时，曲线斜率的差异非常小，意味着对于前几个样本，分辨率实际上无足轻重。

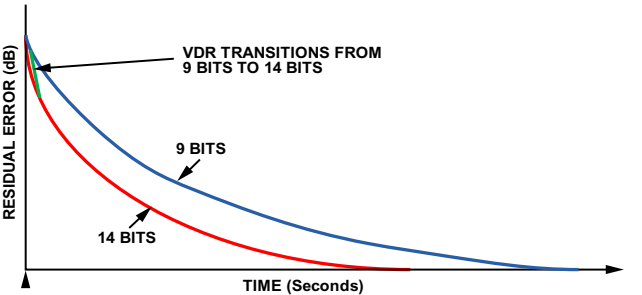


图22. 9位和14位分辨率的残留误差与时间的关系

在最差情况下，最初可能是遵循9位曲线。然而，其斜率相当高，在曲线的此区域几乎无区别，并且很快就会提供更高的分辨率。

对于用到每个数据样本的应用，例如OP6180，VDR在短至四个转换器样本的时间内提供全分辨率。在提供块处理的应用中，全分辨率出现在首次迭代之后。对于这两类应用，斜率均从9位过渡到14位，使DPD环路加速，从而改善收敛时间。在典型情况下，VDR从一开始便提供全分辨率，因为哪怕是收敛程度最低的PA，所定义的VDR屏蔽区也允许其以全分辨率输出。

比启动条件更重要的也许是VDR对瞬态事件的响应。VDR在峰化事件期间继续提供全分辨率，而其它应用要保持低分辨率模式或必须与DPD应用同步才能正常工作。VDR的好处是DPD应用于接收机之间无需同步。

此外，VDR支持稀疏事件。屏蔽是基于FIR滤波器，降低接收机分辨率的非频发事件会被滤波消除。因此，VDR提供几乎100%的高分辨率模式运行，改善收敛性能，如图22所示。

由于VDR使得高分辨率模式下的运行比例非常高，所以整体DPD性能大大高于低分辨率系统。图23显示了该性能，其反映的是残留误差。蓝线(最下方的曲线)显示9位残留误差，红线(最上方的曲线)显示14位残留误差。由于高分辨率操作的残留误差更低，因此整体收敛更佳，图6和图7清楚地显示了该差异。

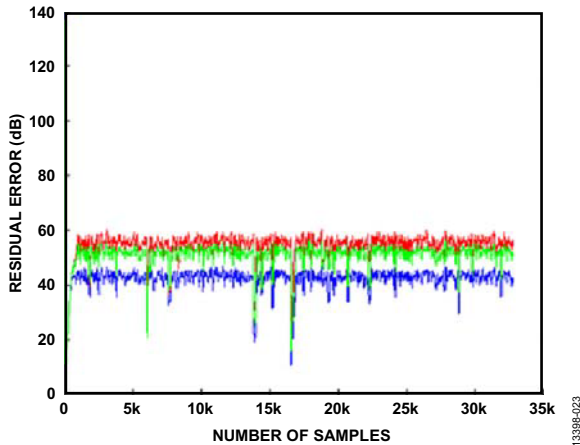


图23. 9位至14位分辨率的残留误差

图24显示了一个VDR从高分辨率变为低分辨率的实例。这个极端例子说明了残留误差随分辨率变化的关系。需要注意的一个关键点是：当分辨率改变时，典型环路不得失稳。事实上，必须保证大多数交调事件不会破坏高分辨率性能。从屏蔽角度看，VDR有两个滤波器可供选择：一个是7抽头长，另一个是23抽头长。所需的抽头数由外部模拟滤波器阶跃响应控制。

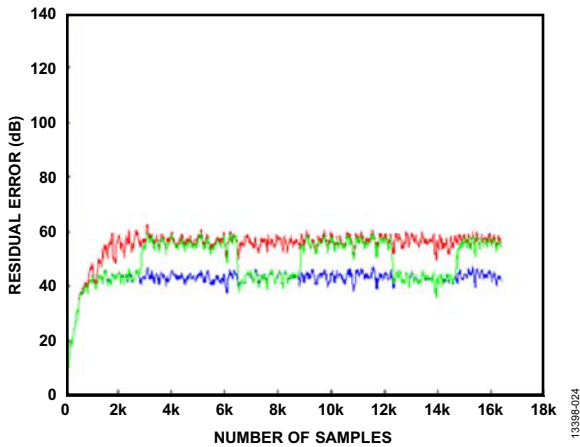


图24. VDR高分辨率和低分辨率下的残留误差

如图25所示，频谱屏蔽不在主信号路径上。上文已提到，数字滤波器并不直接影响输出数据。数字滤波器仅用于对数据执行频谱分析，然后将响应与表1所示的阈值比较，确定使用何种输出分辨率。

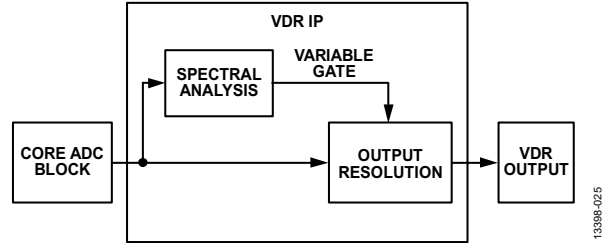


图25. VDR信号流程图

结果，当频谱成分落在两个已定义屏蔽区之一以内时，便会提供转换器的全部动态范围，如图26所示。图中显示，宽带屏蔽区覆盖大部分(86%)的奈奎斯特频段，并且完全可调，因为在其内部，数据是作为复数进行处理。所有信号，包括交调产物在内，只要落在此屏蔽区内，便会提供转换器的全部动态范围。如图26所示，在几乎所有情况下，转换器性能都达到最高。即使信号落在屏蔽区过渡带中的14%频谱以内，它也必须高于屏蔽区，转换器的分辨率才会降低。

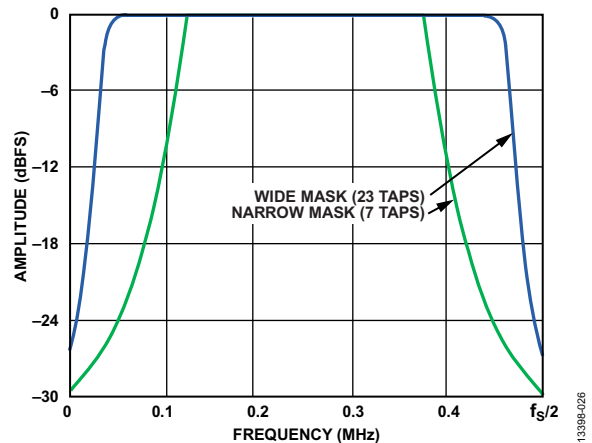


图26. 宽和窄VDR屏蔽区

为了帮助理解这一点，假设一个信号频率为 $f_s/2$ ，只要它低于屏蔽区，便可使用接收机的全部分辨率。也就是说，在该频率的低于-30 dBFS的能量可无声无息地通过。如果能量比屏蔽区高出6 dB，则分辨率降低1位。如果该频率的能量比屏蔽区高出12 dB，则分辨率降低2位，以此类推。因为限制频段相对较窄，所以不会影响DPD应用或性能。

为了更直观地理解这一点，通过扫描模拟输入的频率和幅度，对器件进行了测定，如图27至图29所示。分辨率曲线代表激励信号的最终分辨率。图27所示为实数工作模式的

例子，图28和图29为复数工作模式的例子。在这些示例中，采样速率设置为常用值368.64 MSPS。在图27和图28中，VDR调谐到中带。所示的第三次扫描是在复数模式下采用宽带滤波器模式。这种情况下，VDR调谐到偏离中带的中心频率，以说明可以根据需要偏移IF。

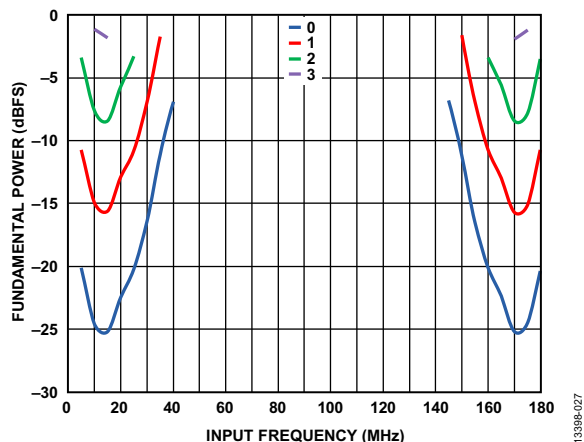


图27. VDR实数模式下的频率扫描

图27中，主要发射信号位于大约45 MHz到145 MHz之间，产生100 MHz的开放频谱。在此范围内，应用始终能获得全分辨率。只要交调产物低于蓝色曲线，应用便能继续获得全分辨率。如果频谱成分提高到蓝色曲线(最下方曲线)以上，但低于红色曲线(自顶部起的第三条线)，则LSB(位0)设为0，其余位四舍五入。如果频谱成分提高到红色曲线以上，但低于绿色曲线，则两个低位(位0和位1)设为0，其余位四舍五入。如果频谱成分提高到绿色曲线(自顶部起的第二条线)以上，但低于紫色曲线(最下方曲线)，则删除三位(位0、位1和位2)。最后，如果信号提高到目标范围之上，则删除四位。

图28和图29是针对复数操作，采用完全相同的过程。窄带模式同样提供100 MHz的清晰频谱。在图30所示的宽带复数模式中，提供大约160 MHz的受保护频谱，这适合时分双工(TDD)应用。

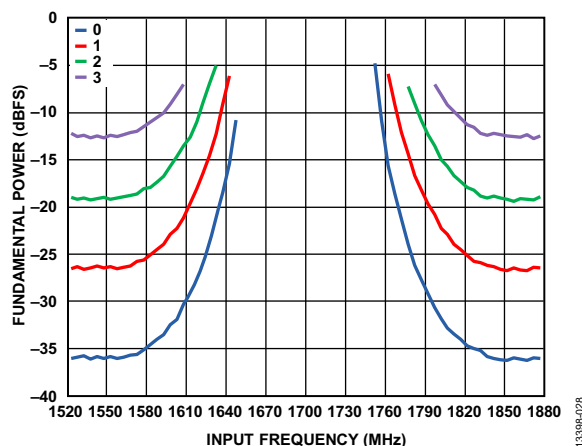


图28. VDR复数模式下的频率扫描(窄带屏蔽)

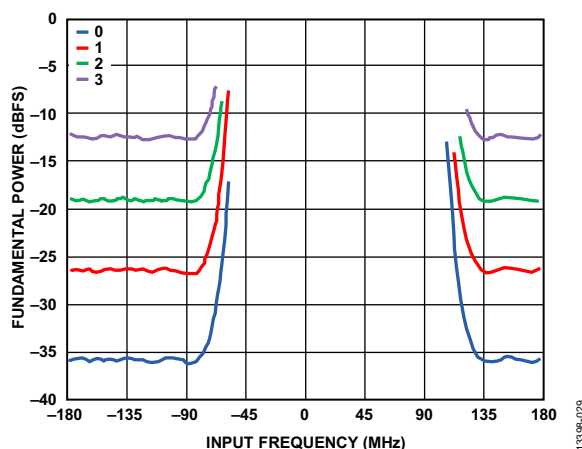


图29. VDR复数模式下的频率扫描(宽带屏蔽)

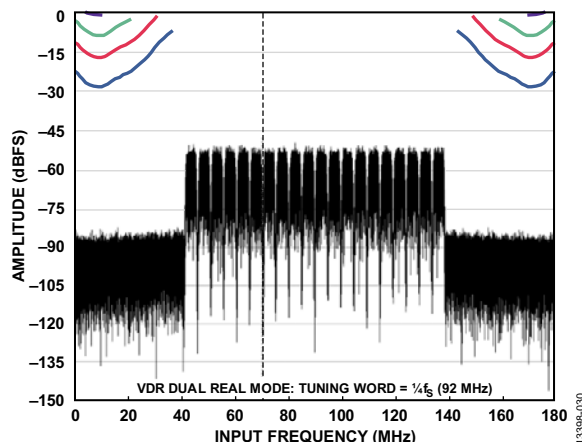


图30. 多载波LTE信号叠加下的VDR实数模式($1/4 f_s$ 调谐)