

应用规格书

AN1996
SA605/625的10.7 MHz中频解调

作者: Alvin K. Wong

1997年10月23日

飞利浦半导体



PHILIPS

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

作者: Alvin K. Wong

介绍

在目前的市场中,对高速通信的需求在不断增长。为了满足这些需求,高性能接收器必须在更高的中频频率下进行解调,以适应调频系统中的较宽频偏。

标准的455 kHz中频频率比较容易处理,因此对生产的要求也就比较宽松。但它已不再能令高速通信市场满意。下一个较高的标准中频频率是10.7 MHz。与455 kHz相比,这个频率能提供更加潜在的频带宽度,允许更快的通信。

由于10.7 MHz频率下的波长比455 kHz时要小得多,所以增加了对良好RF布置和良好RF技术的要求。这些要求有助于防止再生问题在接收器的中频部分发生。本应用规格书将讨论为了获得稳定接收而使用的某些RF技术,并显示在实验室中实现的优良性能。

背景

如果设计人员是第一次接触SA605,我们强烈建议他/她先阅读AN1994和AN1995。这两份应用规格书非常详细的描述了SA605,并提供了利用芯片进行设计的良好入门步骤。

在开始设计之前,选择正确的元件也非常重要。飞利浦半导体公司能提供一个广泛的接收器产品系列,以满足无线市场不断增长的要求。表1(参见本应用规格书的末尾)展示了不同类型的接收器和它们的关键特点。借助于这个图表,设计人员将会获得关于选择芯片的良好观点,从而能够最好地配合他们的设计需要。

如果设计中需要低电压接收器,那么设计人员就可以在SA606、SA607、SA608、或SA626中间进行选择。所有这些

低电压接收器都是为3 V工作电源而设计的,同时仍然能够提供优良的性能、以满足无线电的技术要求。所有这些器件都能在高达2 MHz的中频频率下工作。不过,SA626既能在10.7 MHz的标准中频频率下工作,也能提供更快的RSSI速度。除此之外,SA626还具有一个省电模式,以节省蓄电池的电量。

仔细阅读表1,你将会发现,在这些3V接收器之间存在着微妙的差异。SA606、SA607、和SA608之间的主要不同在于音频和RSSI输出结构方面。除此之外,SA607和SA608提供了一个频率检测引脚;它有助于锁定需要的接收频率,使它免受温度的影响。

目标

本应用规格书的目标是显示SA605能够在10.7 MHz的中频频率下良好地发挥其功能。由于飞利浦半导体公司生产的大多数接收器演示板都采用RF = 45MHz / 中频 = 455kHz,所以我们决定继续利用这些特征频率。以这种方式,我们就能比较,对于“RF = 45MHz / 中频 = 455kHz”和“RF = 45MHz / 中频 = 10.7MHz”之间到底存在多大的差别(对于不同的中频)。我们在下文将会讲到,在性能方面的差别非常小。

我们也在RF = 240MHz / 中频 = 10.7MHz的条件下进行过试验。240 MHz RF有时用在双变频接收器中的第一级中频。没有RF = 83.16MHz(此通常为模拟蜂窝式无线电的第一级中频)和中频 = 10.7MHz的条件下对演示板进行试验,因为与45 MHz输入相比,转换增益和噪声指数的变化不大。因此,我们能够大概地预测在83.16 MHz频率下的性能。

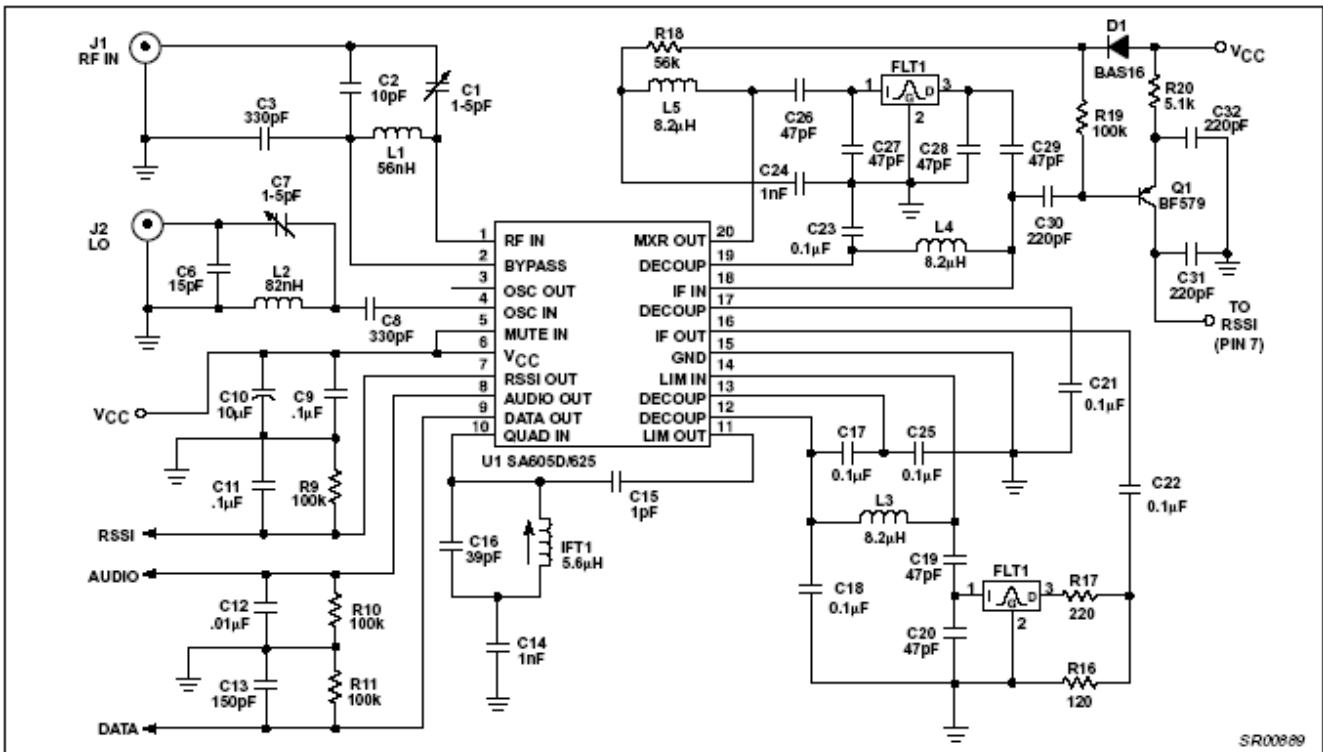


图1: SA605/625 电路图: RF = 240 MHz, LO = 229.3 MHz, IF = 10.7 MHz

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

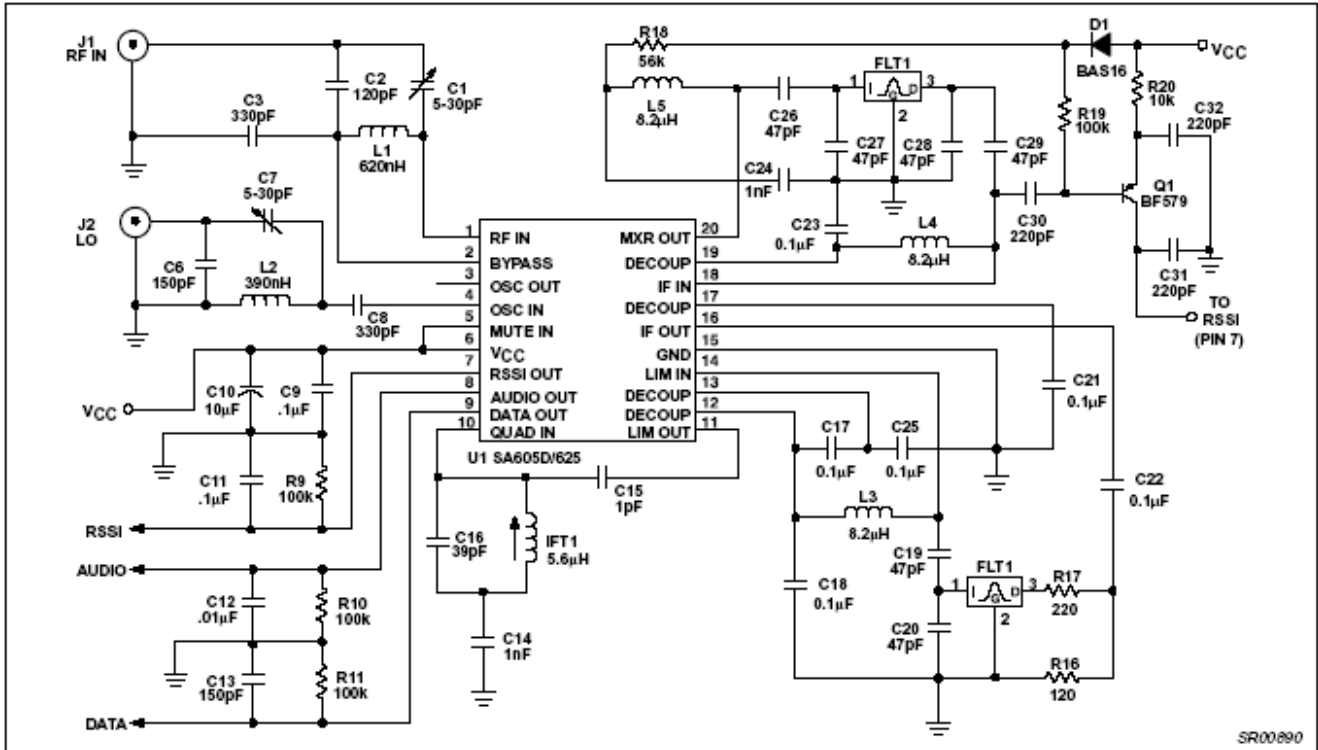


图2: SA605/625 电路图: RF= 45 MHz, LO = 55.7 MHz, IF = 10.7 MHz

据我们的估计, RF = 240MHz / IF = 10.7 MHz时的演示板的性能不会好于RF = 45 MHz / IF = 10.7 MHz时的演示板; 因为混频器的转换增益会随着噪声指数的增加而减小。这两个参数都会随着RF频率的增大而降低接收器的性能。

为了满足对快速RSSI时间的新的需要, 飞利浦半导体公司也已经设计出了具有更快RSSI速度的接收器芯片: SA624, SA625和SA626。SA625也能被用在这个布线中; 因为它的引脚与SA605完全兼容。在SA625上做的唯一变动是RSSI电路, 因此其性能将类似于SA605。本应用规格书中显示的性能图将会表明其类似性。

如果系统要求低电压操作、IF = 10.7 MHz和更快的RSSI速度, 那么SA626将是你正确的选择; 不过, 本应用规格书并不讲述SA626的性能, 因为SA626在编制本书时还未投放市场。

电路板设置和性能图

图1和图2分别显示了用于240 MHz和45 MHz电路板的SA605 / 625线路图。下面列出了图1和图2中每个外部元件的基本功能。

SO布置示意图清单

- U1 - SA605或SA625
- FLT1 - 10.7 MHz陶瓷滤波器Murata SFE10.7MA5-A (280kHz BW)
- FLT2 - 10.7 MHz陶瓷滤波器Murata SFE10.7MA5-A (280kHz BW)

注意: 如果设计人员想使用不同于本应用规格书使用的中频宽带滤波器, 那么正交检波电路的S曲线可能需要进行调整, 以便适应新的频带宽度。

- C1 - 电容抽头电路的元件, 用以匹配前端混频器
- C2 - 电容抽头电路的元件, 用以匹配前端混频器

- C3 - 用作一个到引脚2的交流短路, 并提供一个用于L1的直流闭锁; 它能防止直流偏移对引脚1的干扰。
- C6 - 电容抽头电路的元件, 用以匹配LO输入
- C7 - 电容抽头电路的元件, 用以匹配LO输入
- C8 - 阻直电容
- C9 - 电源旁路
- C10 - 电源旁路 (如果SA605/625是与蓄电池一起使用, 则这个值可以减小)
- C11 - 作为一个滤波器; 当更高的RSSI速度要优于较低的RSSI脉动时, 可以调整此电容值
- C12 - 作为一个滤波器
- C13 - 作为一个滤波器
- C14 - 作为正交检波电路的交流接地
- C15 - 作为给相位检波器提供90°的相位偏转
- C16 - 正交检波电路元件, 用于在10.7 MHz频率下与IFT1和C15形成谐振
- C17 - 中频限幅器去耦电容
- C18 - 用于L3的直流闭锁; 它能防止直流偏移对引脚14的干扰
- C19 - 电容抽头电路的元件, 用于FLT2
- C20 - 电容抽头电路的元件, 用于FLT2
- C21 - 中频放大器去耦电容
- C22 - 直流闭锁电容
- C23 - 中频放大器去耦电容和用于L3的直流闭锁; 它能防止直流偏移对引脚14的干扰
- C24 - 提供用于L5的直流闭锁; 它能防止直流偏移对引脚20的干扰
- C25 - 中频限幅器去耦电容
- C26 - 电容抽头电路的元件, 用于FLT1
- C27 - 电容抽头电路的元件, 用于FLT1
- C28 - 电容抽头电路的元件, 用于FLT1
- C29 - 电容抽头电路的元件, 用于 FLT1

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

- R9 - 用于将电流转换成RSSI电压
- R10 - 将音频电流转换成电压
- R11 - 将数据电流转换成电压

- R16 - 用于消除某些中频信号，以达到稳定的目的
- R17 - 与R16一起使用，用于FLT2的匹配网络

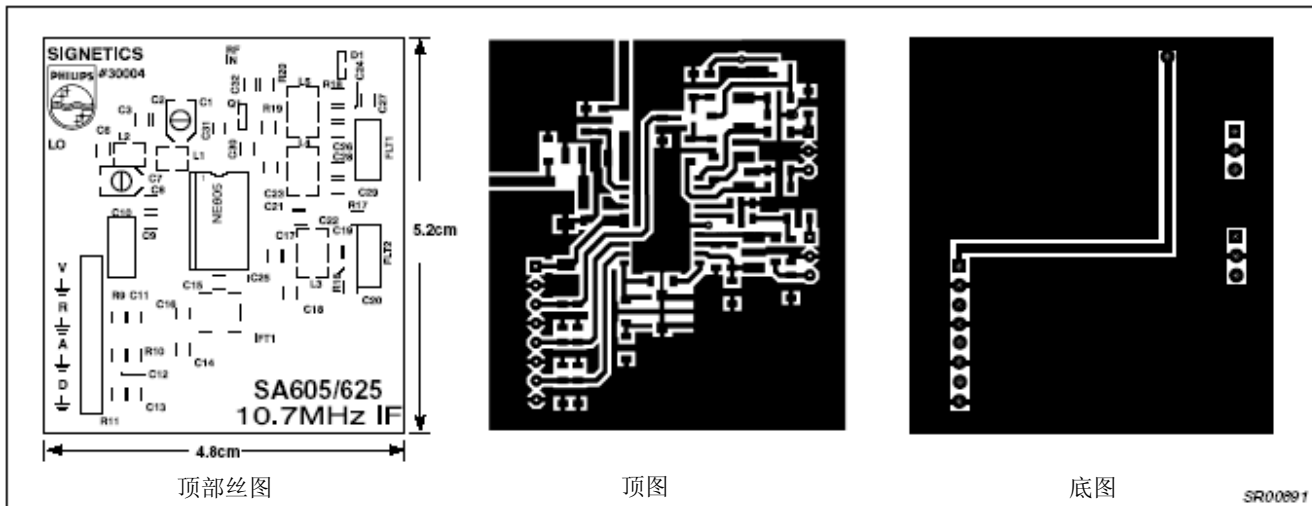


图3: SA605/625 SO演示板布线 (不是实际尺寸)

- L1 - 电容抽头电路的元件，用以匹配前端混频器
- L2 - 电容抽头电路的元件，用以匹配前端混频器
- L3 - 电容抽头电路的元件，用以匹配FLT2的输入
- L4 - 电容抽头电路的元件，用以匹配FLT1的输入
- L5 - 电容抽头电路的元件，用以匹配FLT1的输入

RSSI 混合电路

- R18 - 提供偏流调节；当V_{CC}变化时增益将保持恒定
- R19 - 用于偏置，缓冲RF直流电压
- R20 - 提供直流偏置，RSSI 增益 (当R20增大时，RSSI 增益减小)
- C30 - 直流闭锁电容，它将陶瓷滤波器的输出连接到PNP晶体管的输入上
- C31 - 去耦电容，在测量RSSI系统的速度时应该将它拆除

- C32 - 峰值检波充电电容
- D1 - 用于稳定偏流的二极管
- Q1 - 飞利浦BF579 PNP晶体管
- IFT1 - 电容抽头电路的元件

图1和图2之间存在一些微小的差异。对于不同的RF和LO测试频率，RF和LO电容抽头电路值发生了变化，(RF = 240 MHz和45 MHz; LO = 229.3 MHz和55.7 MHz)。其它的区别是R20的数值。这个电阻器值也做了变动，以优化RSSI曲线的直线性 (关于更多细节，参见本应用规格书中的RSSI部分)。

推荐的SA605/625布线显示在图3中。这种布置能够组合到其它系统当中。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

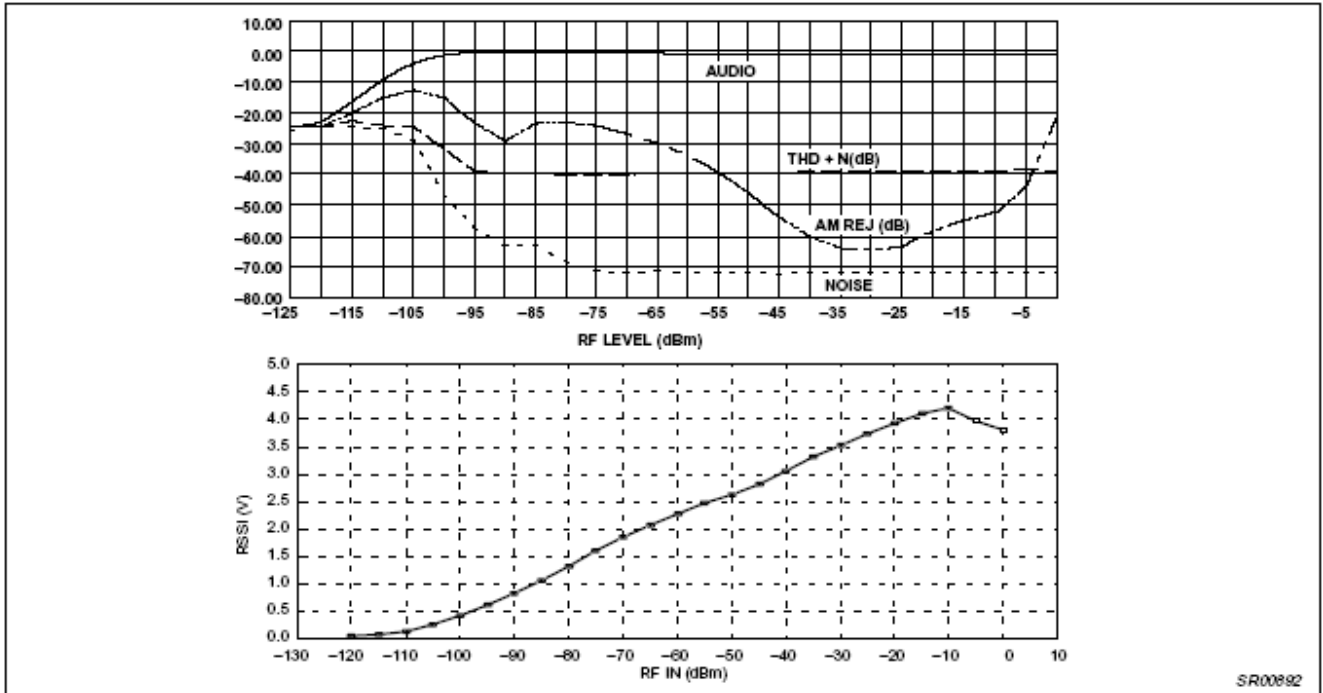


图4: 240MHz 频率下SA625 SO的性能图

图4至图7显示了SA605与SA625在240 MHz及45 MHz RF输入时的性能图。除了调幅抑制以外，在SA605和SA625的性能之间没有什么明显的区别。SA605似乎具有略好一点的调幅抑制；但是依照最终用户的观点，在接收器之间没有任何差异。所有其它测量结果都非常完美，包括SINAD。

RF输入

SA605/625电路板已设置成能够接收一个240的MHz的RF输入(参见图1)。这通过一个电容抽头电路来实现。为了在-12dB SINAD时获得- 110 dBm到- 112 dBm, 频偏应设定为± 70 kHz。不过，根据中频滤波器的频带宽度和正交检波电路的Q值，也可以将频偏增大到± 100 kHz。

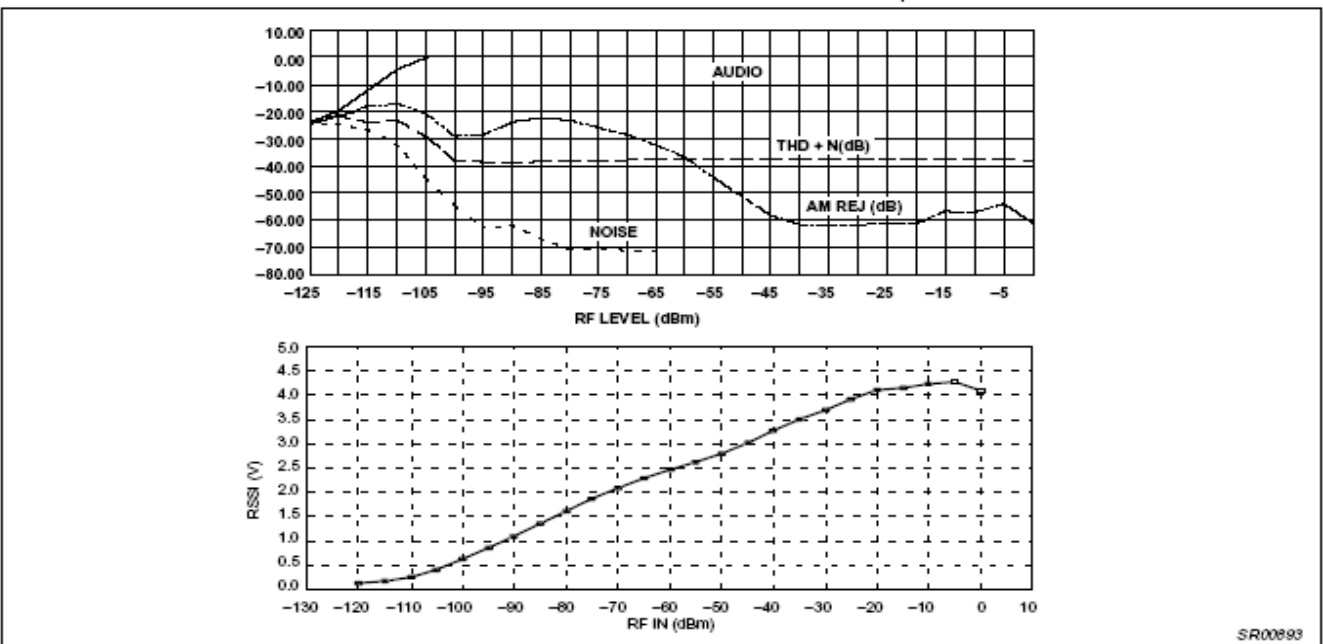


图5: 45 MHz频率 SA625 SO的性能图

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

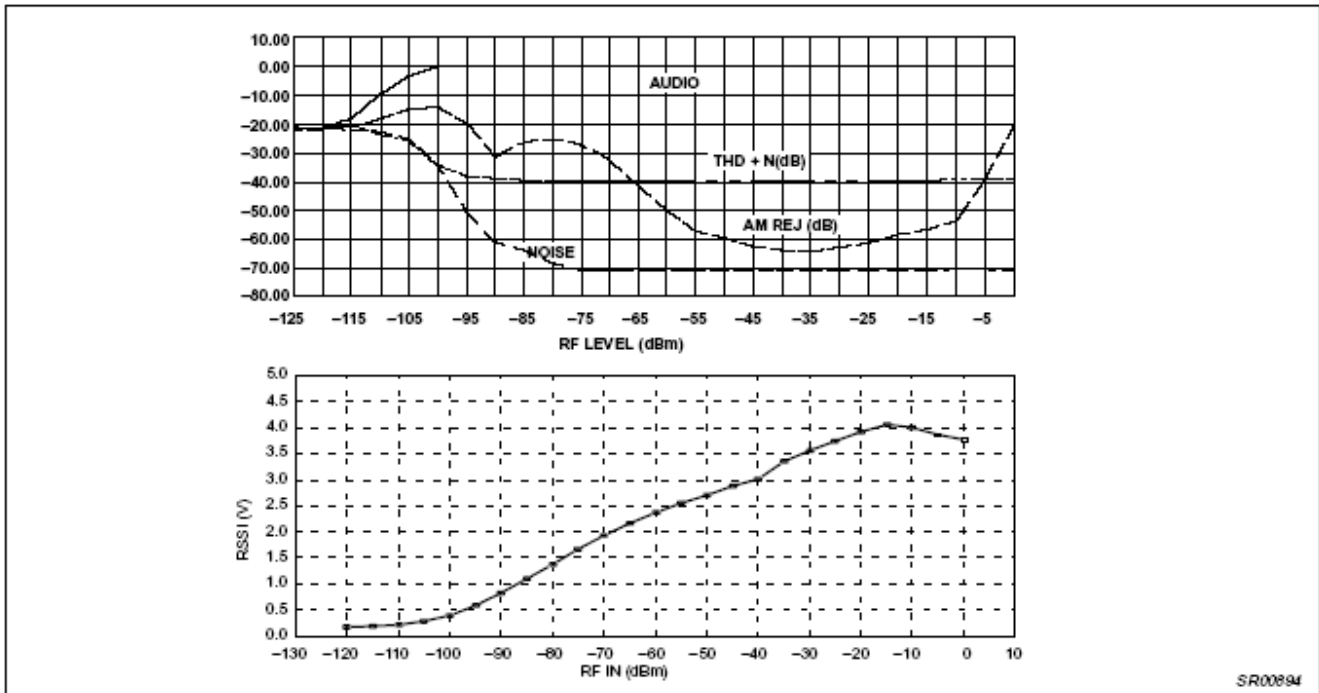


图6: 在240 MHz频率下SA605 SO的性能图

因为我们想测试45 MHz频率下的电路板，所以我们改变了用于RF和LO端口的电容抽头电路值（参见图2）。我们发现对于-12dB SINAD，能够实现-116 dBm到-118 dBm。从这些结果可以看出，我们已相当接近于我们的标准455 kHz中频电路板中能够实现的类似性能。

如果需要在不同RF频率下对电路板进行评估，那么设计人员也可以改动类似的RF和LO部件。应该注意，如果设计人员从飞利浦半导体公司购买了SA605 / 625演示板，那么它的设置将适用于240 MHz的RF输入频率。AN1994能够为设计人员提供帮助，可在其它所需的工作频率下计算电容抽头电路值；而对于S11的测量，AN1995将会很有价值。不要忘记，对于不同的RF频率，输入阻抗将不同。

LO输入

对于RF = 240 MHz的演示板，LO频率应该为229.3 MHz；且驱动功率为-10 dBm至0dBm（这也适用于RF = 45 MHz和LO = 55.7 MHz）。此驱动功率对于实现最大转换增益非常重要。为了效率的目的，LO输入也具有一个匹配的电容抽头电路；这有利于养成良好的RF习惯。

如果设计人员想改变匹配网络来抑制一个不同的LO频率，那

么他/她应该遵照AN1994中的步骤，并假设低频输入的输入阻抗在10 kΩ左右。主要的目标是，获得从信号发生器到电感的最大电压转换。

我们使用了一个外部振荡器电路，能够在选择不同RF和LO频率时提供极大的灵活性。不过，在SA605 /625上可以使用一个板装振荡器。对于高LO频率要求，也可以使用现在已投放市场的新型高频基带晶体。不过，大多数接收器系统将使用一个合成器来激励LO端口。

10.7 MHz陶瓷滤波器

10.7 MHz陶瓷中频滤波器的输入和输出阻抗是330 Ω。SA605/625的输入和输出阻抗大约是1.5 KΩ。因此，为了获得最大的电压转换，需要采用一个匹配电路。带电容抽头电路被用来匹配滤波器输入和输出阻抗。

但是，在这种情况下，我们决定采用非调节元件，以减小设置时间。图8显示了为网络选择的数值。

虽然整个频偏是140 kHz，但我们使用了280 kHz的中频频带滤波器来最大化RSSI速度。对于使用180kHz BW滤波器和使用280kHz BS滤波器相比，SINAD的性能差异不大。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

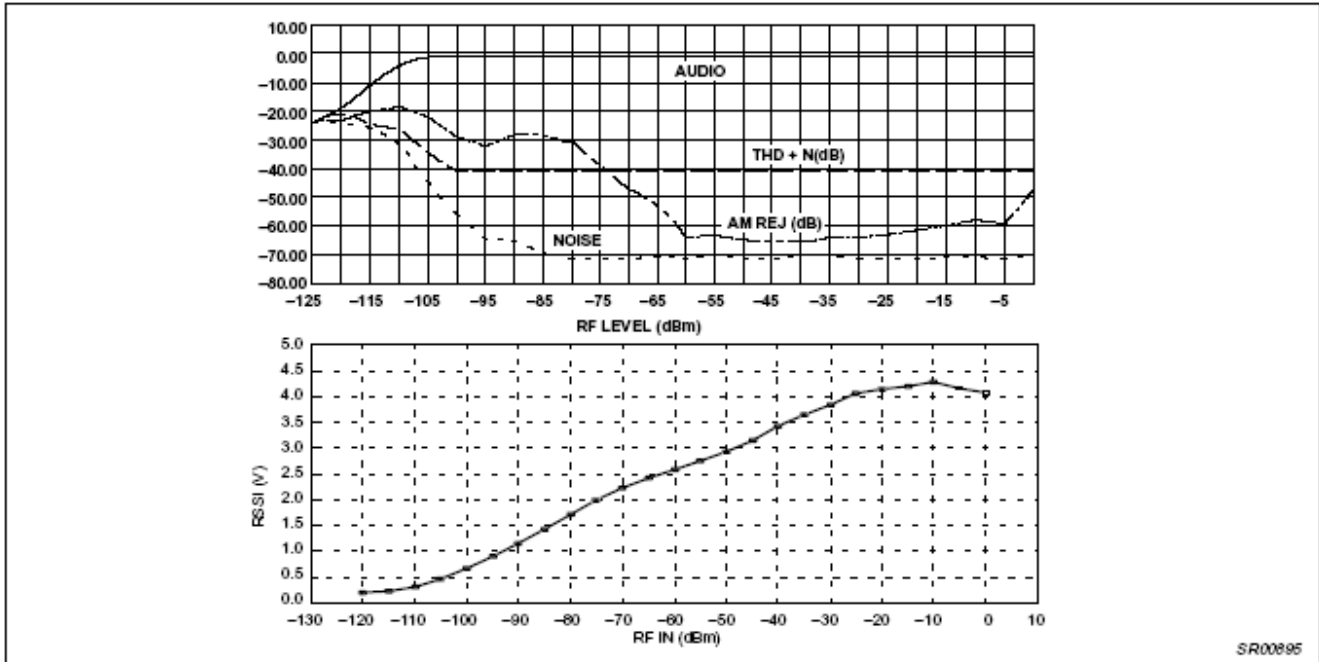


图 7: 45 MHz 频率 SA605 SO 的性能图

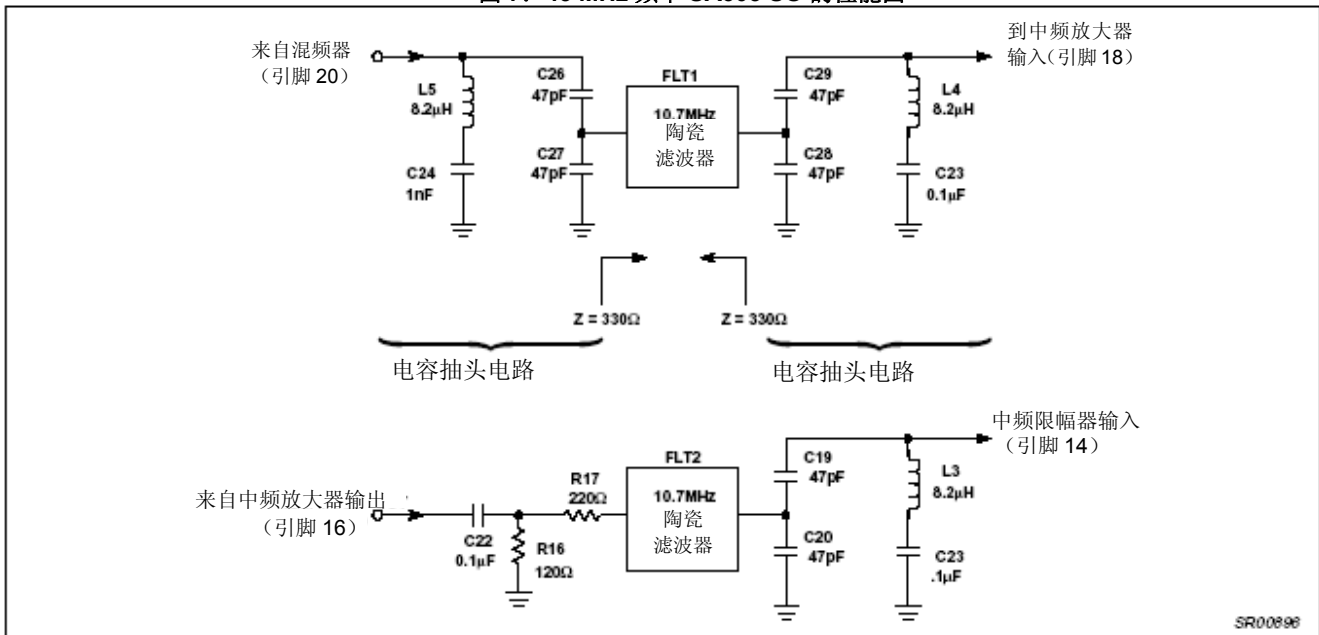


图8: FLT1和FLT2的匹配配置

稳定受再生影响的中频部分

因为中频部分的增益是100 dB，而10.7 MHz的波长又小，所以难度最大的设计是对中频部分进行稳定处理。

下列步骤显示了用于获得稳定布线的方法。

1. 整个中频部分（中频放大器和限幅器）的增益是100 dB；这使得难以在10.7 MHz的频率处稳定芯片。因此，我们使用了一个120 Ω的电阻器（图1中的R16），用以消除某些中频增益，以获得一个稳定的系统。（注意：例外情况是，当你从外部减小中频增益时，调幅抑制性能会减少）。

2. 由于FLT1和FLT2的电容抽头电路电感没有屏蔽，所以千万不能把它们互相之间靠得太近。否则将会发生磁耦合，可能增大再生的可能性。
3. 我们已经发现，如果中频限幅器旁路电容器没有相同的物理接地，那么其稳定性将会削弱。从图1中可以看出，我们连接了中频限幅器旁路电容器（C17，C25），以保证一个公共接地。
4. 接地馈通的定位是至关重要的。设计人员应该将馈通放置在中频旁路电容器的接地点附近。此外，馈通还需要布置在芯片底下。对于没有充分接地之处的馈通，其位置也很重要。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

5. 在获得良好的稳定性之后，应该加用屏蔽。SA605 / 625 演示板是稳定的，所以不需要屏蔽。不过，如果是布置在一个较大的系统当中，那么就应该使用屏蔽，以阻止不想要的RF频率。注意事项，如果使用了良好的屏蔽，它会增加R16电阻值，从而可以损失很少的中频增益来实现系统稳定。这就意味着，RSSI动态范围得到改善。因此，如果设计人员不想增加RSSI扩充电路，但仍想达到SINAD和RSSI范围，那么他/她可以用R16和屏蔽一起来做实验，因为它们之间有联系（关于更多信息，参见

本应用规格书中的RSSI扩充器部分）。此外，由于增大了中频增益范围，调幅抑制性能也将得到改善。

稳定中频部分的关键是消除增益。这是利用一个接地的电阻（图8中的R16）来完成的。与这个步骤相比，上述所述其它方法都是第二位的。降低这个电阻值将会减小增益，增加电阻值将增大增益。对于我们的实际布线，选择了120 Ω来获得稳定的电路板；但我们没有消除太多的增益。因为消除太多的增益会使SINAD的读数变坏，并且使RSSI的动态范围减小。

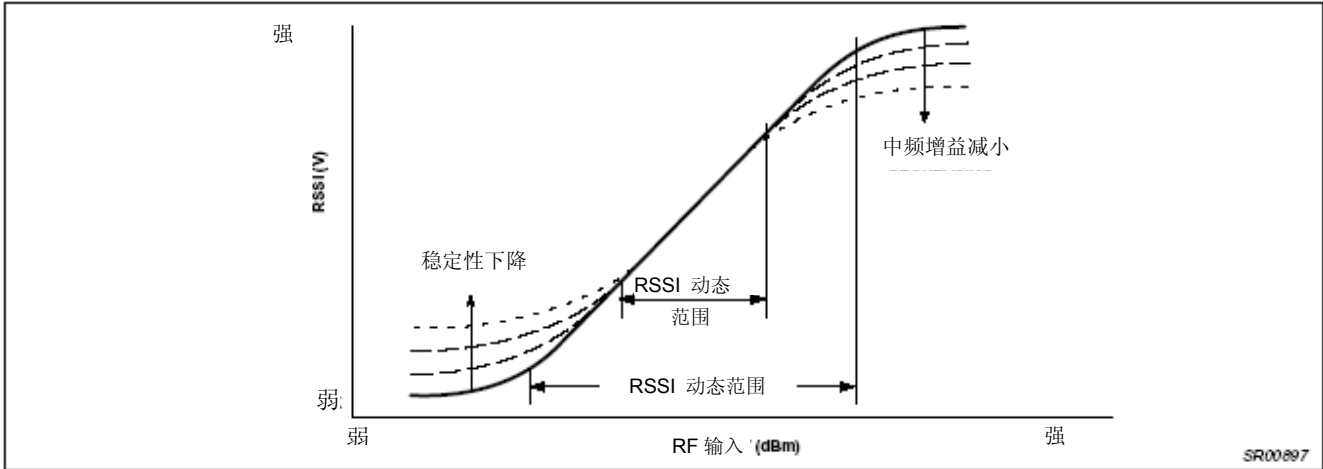


图9: RSSI动态范围

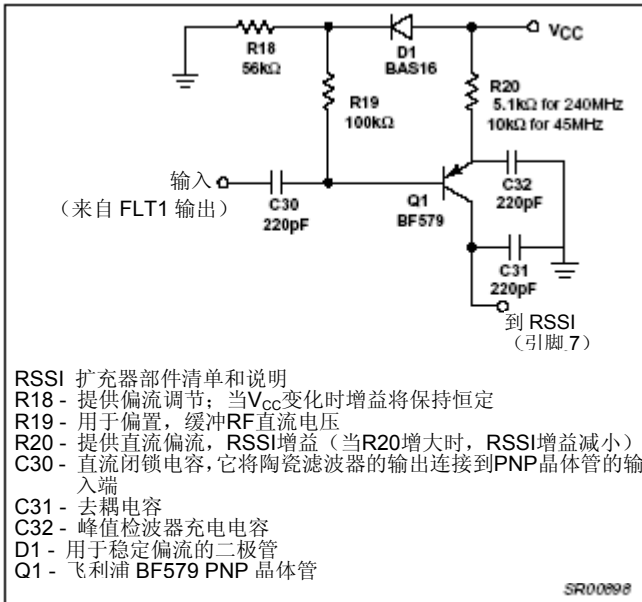


图10: 外部RSSI扩充器电路

RSSI动态范围

有两个主要因素决定着RSSI动态范围。这两个因素是：1) 电路板是否稳定；2) 有多大增益被消除。如果电路板不稳定，那么在曲线的底端将会发生一个高的RSSI电压读数。如果消除太多增益，那么曲线的上半部分将会变平。这样，动态范围就会受影响。图9显示，在上述条件下，线性范围是如何减小。

重要的是选取合适的电阻来消除足够的增益，以获得稳定性；但不能消除太多的增益，否则将会影响RSSI曲线的上部动态范围。因为我们不得不消除一些中频增益来达到良好的电路板稳定性和良好的SINAD读数，所以我们的RSSI整体动态范围在曲线的上端被降低了。

对于我们的大多数客户来说，SINAD和RSSI动态范围是两个重要的参数，所以我们决定在电路板上添加一个“RSSI扩充器”变更，以便在两个方面都获得最佳效果。通过将RSSI外部变更和“稳定性电阻”组合在一起，我们现在能够获得良好的SINAD读数，并能维持一个较宽的RSSI动态范围。

RSSI扩充器电路

在240 MHz演示板上，RSSI扩充器电路能使上部动态范围增加大约20 - 30 dB。当使用了RSSI变更时，SA605 / 625演示板具有90 - 100 dB的线性动态范围。

从图10中可以看出，一个晶体管需要与几个外部元件共同使用。到PNP晶体管的中频输入信号从陶瓷滤波器后面分接出来，以保证一个洁净的中频信号。接着，电路将感应信号的强度，并把它转换成电流；然后，这个电流与芯片的RSSI输出相加。

PNP晶体管级需要偏至为一个B类放大器。此电路可提供两个功能。一个直流放大器和一个RF检波器。RSSI扩充器的增益能够由R20和R9来控制（增益 = R9/R20）。最好是调节R20，因为它控制着RSSI曲线的上半部分；调节R9会使整个RSSI曲线一起移动。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

如果有不同的RF频率提供给混频器输入，那就必须相应地设定外部RSSI增益。当RF输入从240 MHz改变为45 MHz时，混频器的转换增益会增加。因此，原先给RSSI扩充器设定的增益值就会太大。必须采用一个较低的增益设定值，以便形成一个比较平滑的过渡。

正交电路

正交电路是为10.7 MHz ($F = 1/2\pi\sqrt{LC}$) 调谐。图1显示了所用的值 (C14, C15, C16, IFT1)；图11显示了S曲线。S曲线的线性部分大约为200 kHz。因此，对于一个140 kHz频偏来说，这是一个好电路。当然，它也可以为200 kHz频偏；但是，这将无法给元件公差留出足够的空间。

如果需要较大的频偏，设计人员可以利用一个连接到正交电路的并联电阻器来降低S曲线。设计人员应该利用不同值的电阻进行试验，绘制出S曲线，从中挑选最好的电阻值用在设计中。为了利用最少的精力获得最佳电阻值，设计人员可以设置一个电位计，并并联到正交电路上；通过调节它来获得最小的失真。然后，设计人员就能使用接近电位计值的固定值电阻。

可以使用正交电路的固定元件来消除可调性，但设计人员必须留出零件公差，和温度的影响。为了获得不受温度影响的良好性能，可以使用一个谐振器或鉴频器。这样，正交电路部分就不需要调节，从而可以节省产品成本。

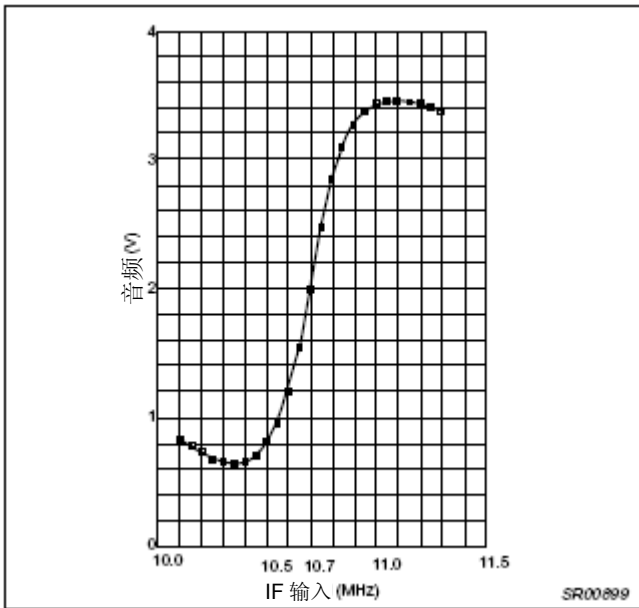


图11: 10.7 MHz正交电路的S曲线

RSSI系统速度

对于在设计中使用了脉冲RF，RSSI的上升和下降时间非常重要。我们定义速度的方法是，RSSI电压能够多快地向上和向下穿越RSSI曲线。图12显示了一个典型示例。

共试验了五个不同的脉冲RF，以便获得一个良好的RSSI速度表达。可以预测，脉冲信号越强，RSSI电压就越高，它的下降所花的时间也就越长。一般来说，上升时间取决于它给内部电容充电需要花的时间。而下降时间则取决于这个电容放电需要的时间。

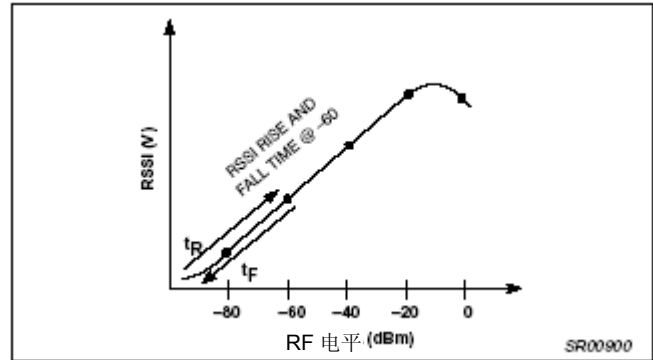


图12: 具有脉冲RF的RSSI曲线

我们还必须明白，存在两种类型的RSSI速度。第一种类型是RSSI芯片速度，第二种是RSSI系统速度。RSSI芯片速度将快于系统速度。外部滤波器和其它外部零件的频带宽度能极大地减慢RSSI系统速度。

图13显示了RSSI系统速度的测试装置。脉冲RF设定为10 kHz，利用一台数字示波器来监视RSSI输出。图14显示了如何在示波器上测量上升和下降时间。

图15显示了在SA625电路板上所做的变更。取消了RSSI电容C11和C31，改变了RSSI电阻值。我们想获知使用一个较小的RSSI电阻值，到底能节省多少时间。

图16显示了240 MHz频率下SA625演示板的RSSI系统速度。同样，这里唯一变更的是拆掉了RSSI电容 (C11和C31)，并改变了RSSI电阻值 (R9)。对于不同的RF电平，速度的变化似乎不太，但这是预料之中的事。RSSI电压越高，对于下降时间来说，它返回到RSSI曲线以下所需的时间就越长。

通过更加仔细地观察图16，我们会发现，0 dBm输入比-20 dBm具有一个较快的下降时间。出现这种现象的原因是由于测试设备有限的动态范围。此设备没有足够的通/断范围，所以在0 dBm时，“断开”模式实际上仍然闭合着。因此，你将无法获得一个真实的读数。

在0 dBm时，RSSI电压低于-20 dBm。发生这种情况的原因是，因为RSSI的线性范围在-10 dBm处终止了。当RF输入驱动太大时 (例如0 dBm)，混频器转换增益就会减小，这将导致RSSI电压下降。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

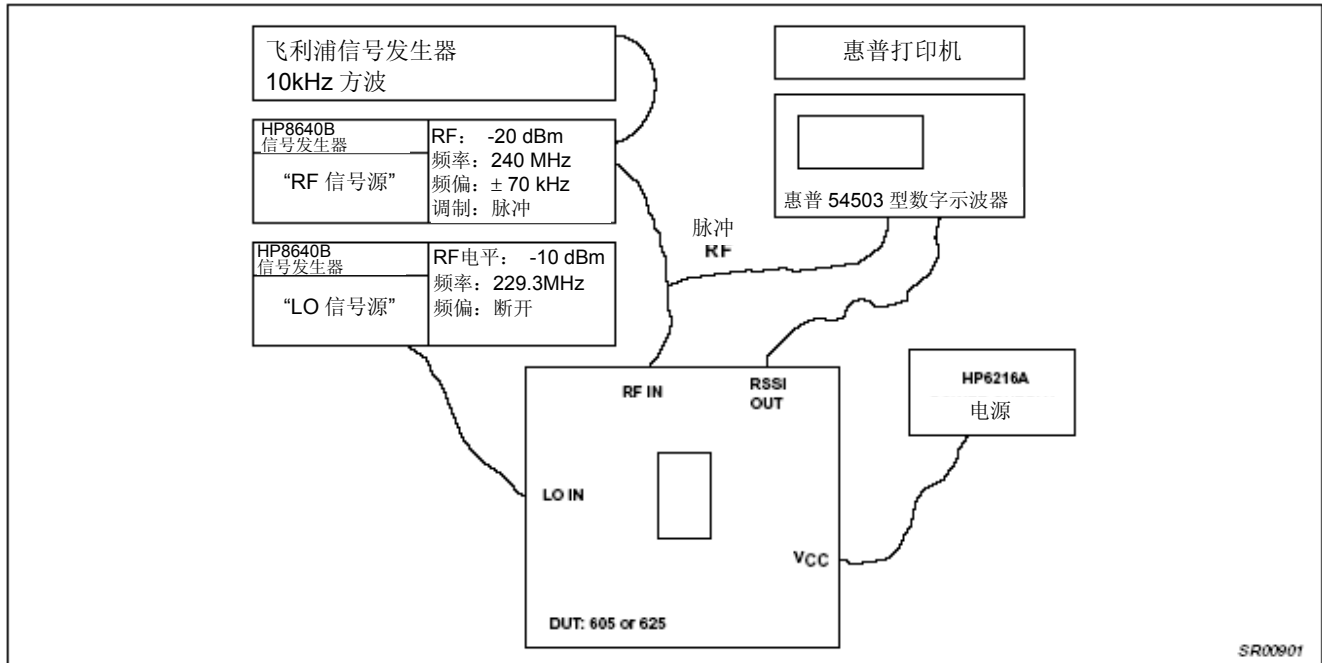


图13: RSSI速度测试装置

问题和回答部分

问: 引脚8的音频电平应该多少?

答: 直接在音频输出引脚上测量, 音频电平为580 mV_{p,p}, 不包括C报文滤波器。不过, 音频输出电平将取决于两个因素: 正交电路的‘Q’和使用的频偏。正交电路的‘Q’越高, 音频电平就越大。此外, 施加的偏差越大, 音频输出就越大。但是, 音频输出将被限制在一个特定点上。

问: 我是否需要使用10 μF电源电容?

答: 不是, 应该使用一个较小的值。10 μF电容器是为评估目的而推荐的值。在大多数情况下, 我们演示板的评估都使用一个电源。如果电源有噪声, 它将会降低接收器的性能。我们已经发现, 当接收器是由蓄电池供电时, 可以使用一个较小值的电容。但是, 保持在一个合理的电容器尺寸可能会更安全。

问: 对于我所需要的频带宽度规格, 我能否使用不同的中频滤波器?

答: 可以, 你可以订购具有不同频带宽度的不同中频滤波器。某些标准制造商具有180 kHz、230 kHz和280 kHz频带宽度的10.7 MHz陶瓷滤波器。只是需要确定, 正交电路的“S曲线”在你所需要的频带宽度上是线性的。对于正交电路, SA605 / 625演示板具有一个200 kHz的线性。因此, ±70 kHz的频偏是正确的。

我们还发现, 即使中频滤波器的频带宽度可能高于我们的要求, 它也不会真正地降低整体接收器性能。但是, 为了遵守良好的工程惯例, 设计人员应该订购最能符合他们要求的滤波器。采用较宽的频带宽度滤波器将会使你获得较好的RSSI系统速度。

问: 我想在我的数字接收器项目中使用你们的演示板器件。你能否推荐一款好的10.7 MHz滤波器, 要求它具有准确的10.7 MHz中心频率, 能够提供最小的相位滞后?

答: 目前, 我只知道这样一家制造商, 它们生产的滤波器能满足数字接收器的要求。Murata公司具有一种贴面的10.7 MHz滤波器。型号为FX - 6502 (SFECA 10.7)。它是专门为日本数字无线电话设计的。你可以将这些滤波器用到我们的SA605 / 625演示板上。

我们也曾在我们的布置中使用过这些滤波器, 获得了与标准10.7 MHz滤波器 (280 kHz BW) 相似的SINAD和RSSI系统速度性能。我相信, 对于数字解调方案来说, 滤波器之间的区别将会很明显。

问: 如果系统的RSSI时间取决于使用的外部器件, 比如说中频滤波器, 那么SA605与SA625相比在使用上有什么不同?

答: 不同之处在于高中频频率的下降时间。你是对的, 因为滤波器的频带宽度极大地抑制了速度, 所以对于455 kHz之类的中频, 很可能没有多少delta差异。不过, 对于10.7 MHz的中频, 不同芯片之间的下降时间将会存在一个差异; 因为这时的频宽较宽。因此, 芯片在RSSI系统速度中扮演着一个重要角色。RSSI速度中的芯片差异将取决于你的整体系统配置。

问: 与SA605/625 10.7 MHz中频电路板相比, SA605 455 kHz中频电路板上的调幅抑制性能看起来要好一些。这是为什么?

答: 与10.7 MHz中频电路板相比, 在455 kHz中频演示板上, 有较多的中频增益可以利用。在10.7 MHz中频电路板上则不同, 有些中频增益出于稳定性原因而被减小。因为中频增益有助于改善调幅抑制性能, 所以降低了中频增益之后, 调幅抑制也会减小。

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

问：SA605 / 625 10.7 MHz中频演示板为SO封装。我能否使用你们的SSOP封装，并能获得相同的性能指标？

答：到目前为止我们还没有做过SSOP布线。但是，如果能使用相同的技术，我敢肯定，SSOP封装也会正常工作。SA626 SSOP演示板将来可能会投放市场。

问：我试着使用你们的演示板来复制你们的RSSI系统读数测量，我获得了较慢的时间。我做错了什么？

答：RSSI系统速度测量是非常错综复杂的。确保你的电缆长度不会太长。我已经发现，在进行微秒级测量时，实验室装置

具有最大的重要性。还有，确保将RSSI电容（C11和C31）从电路上拆下来。

还需要保证，你的中频滤波器的频带宽度不会使RSSI系统速度减慢（参见：关于RSSI系统速度的部分）。

问：我计划在我的NTT无线数字电话中使用你们的设计。你能否推荐一个240.05 MHz的滤波器？

答：在你的应用中，你可以使用Murata SX-4896（SAMAFC 240.05）型滤波器。

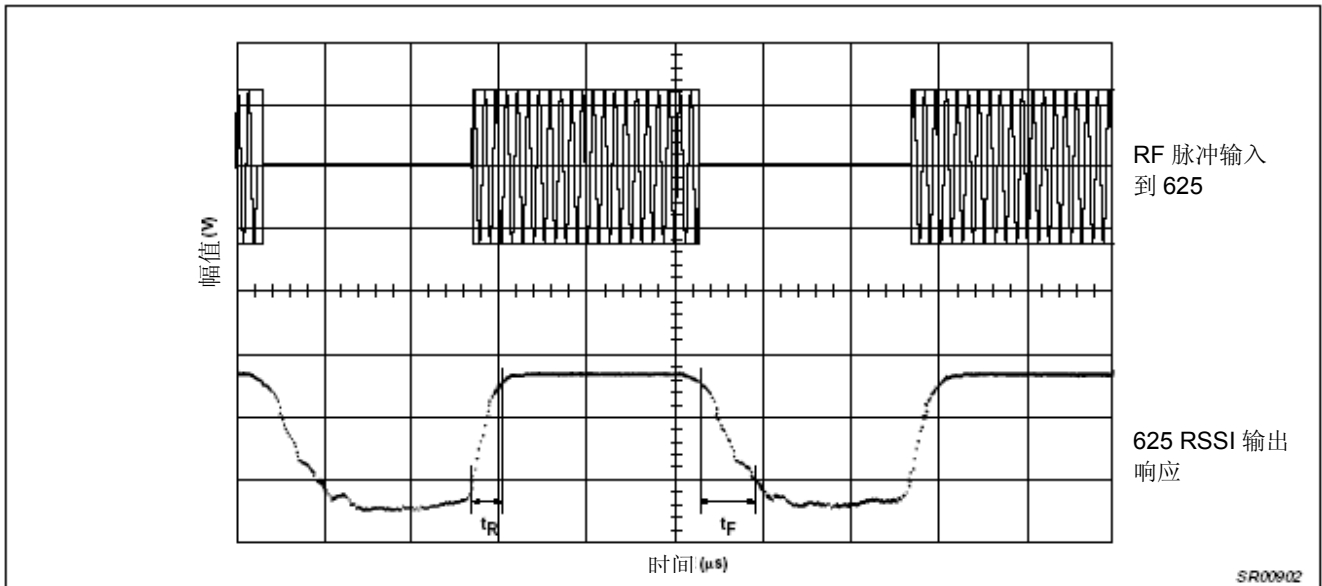


图14：RSSI系统上升和下降时间在示波器上的显示

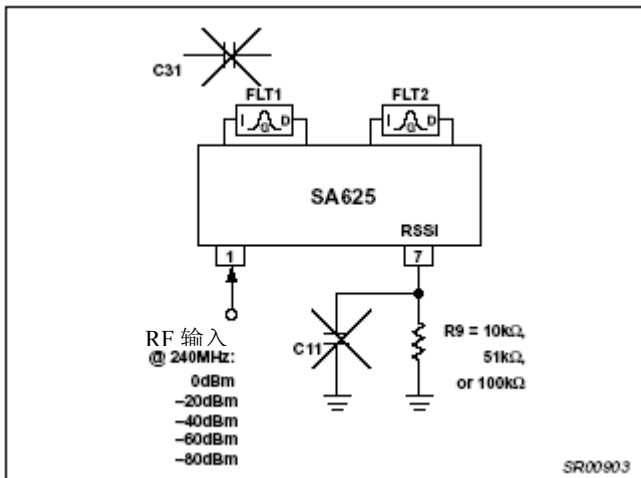


图15：SA625 RSSI测试电路配置

SA605/625的10.7 MHz中频解调

AN1996

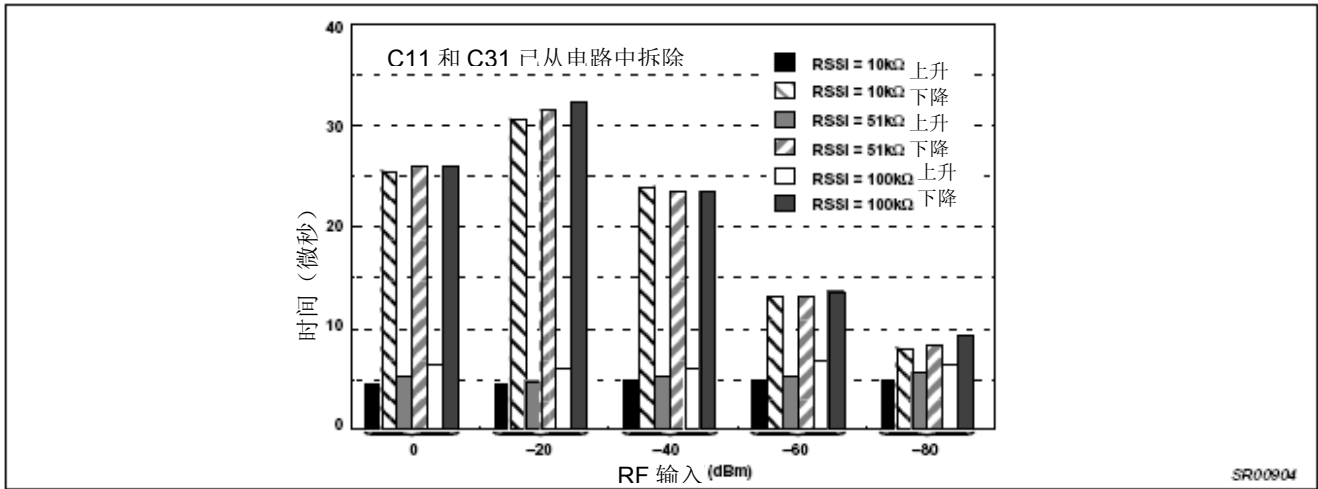


图16: 在不同RSSI电阻值下RSSI系统的上升和下降时间

表1: 调频/中频产品系列汇总

		SA602A /604A		SA605	SA606	SA607	SA608	SA624	SA625	SA626	SA627	
Vcc		4.5-8V	4.5-8V	4.5-8V	2.7-7V	2.7-7V	2.7-7V	4.5-8.0V	4.5-8.0V	2.7-5.5V	4.5-8.0V	
Icc		2.4Ma@6V	3.3Ma@6V	5.7Ma@6V	3.5Ma@3V	3.5Ma@3V	3.5Ma@3V	3.4Ma@6V	5.8Ma@6V	6.5Ma@3V	5.8Ma@6V	
引脚号		8	10	20	20	20	20	16	20	20	20	
封装		SA602AN SA602AD SA602FE	SA604AN SA604AD	SA605N SA605D SA605DK				SA624N SA624D	SA625N SA625D SA625DK		SA627N SA627D SA627DK	
		SA602AN SA602AD SA602FE	SA604AN SA604AD	SA605N SA605D SA605DK	SA606N SA606D SA606DK	SA607N SA607D SA607DK	SA608N SA608D SA608DK	SA624N SA624D	SA625N SA625D SA625DK	SA626D SA625DK	627N 627D 627DK	
		-120Dbm/.22Uv		-120Dbm/.22uV	-117Dbm/.31uV	-117Dbm/.31uV	-117Dbm/.31uV	-120Dbm/.22uV	-120Dbm/.22uV	-112Dbm/.54Uv (RF = 240MHz) (IF = 10.7MHz) 1kHz音调, +/-70kHz偏差	-120Dbm/22uV	
		8GHz		8GHz	8GHz	8GHz	8GHz	8GHz	8GHz	8GHz	8GHz	
		612A & 614A		615	616	617	--	--	--	--	--	
		- 音频和数据引脚 - 25 MHz中频带宽		- 音频和数据引 脚 - 25 MHz的中频 带宽	- 低电压 - 内部RSSI和音 频运算放大器	- 频率检测引脚 - 低电压 - 内部RSSI和音 频运算放大器	- 频率检测引脚 - 低电压 - 内部RSSI和音 频运算放大器	- 快速RSSI时间 - 与604A的引脚 完全兼容	- 快速RSSI时间 - 与605的引脚完 全兼容	- 功率下降模式 - 低电压 - 快速RSSI时间 - 25 MHz的中频 带宽	- 快速RSSI时间 - 频率检查引脚 - 25 MHz的中频 带宽	
		- 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部匹配		- 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 单位增益RSSI 输出 - 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 单位增益音频 输出 - 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	- 内部RSSI和音 频运算放大器 - 对于标准的 10.7 MHz中频 滤波器, 不需要 外部匹配	- 内部RSSI和音 频运算放大器 - 对于标准的455 kHz中频滤波器, 不需要外部 匹配	
RSS 输出 部分	动态范围	90dB		90dB	90dB	90dB	90dB	90dB	90dB	90dB	90dB	
	精度	+/-1.5dB		+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	+/-1.5dB	
	455kHz IF	上升 时间*	--	1.4us	--	--	--	--	1.1us	1.2us	--	1us
		下降 时间*	--	21.3us	--	--	--	--	1.3us	2.1us	--	1.7us
	10.7MHz IF	上升 时间*	--	1.5us	--	--	--	--	1.2us	1.2us	1.2us	0.9us
下降 时间*		--	19.4us	--	--	--	--	1.6us	2us	2us	1.4us	

* 注意: 电路中不含中频滤波器

表1: 调频/中频产品系列汇总 (续)

		SA602A / 604A	SA605	SA606	SA607	SA608	SA624	SA625	SA626	SA627		
混合器	最大转换功率增益 (RF = 45 MHz; 中 频 = 455 kHz)	17dB	--	13dB	17 dB	17dB	17 dB	--	13 dB	13 dB	13 dB	
	三阶截点(输入) f1 = 45 MHz f2 = 45.06 MHz	-13 Db	--	-10dBm	-9dBm	-9dBm	-9dBm	--	-10dBm	-11dBm f1 = 240.05 f2 = 240.35	-10dBm	
	噪声系数 @45MHz	5 dB	--	5dB	6.2dB	6.2Db	6.2dB	--	5dB	11dB@240M Hz	5dB	
	RF输入电阻和电容 @45MHz	1.5K 3Pf	--	4.7k 3.5pF	8k 3pF	8k 3pF	8k 3pF	--	4.7k 3.5pF	4.7k 3.5pF@240 MHz	4.7k 3.5pF	
	输出电阻	1.5k	--	1.5k	1.5k	1.5k	1.5k	--	1.5k	330	1.5k	
中频部分	中频放大	输入 阻抗	--	1.6k	1.6k	1.5k	1.5k	1.5k	1.6k	1.6k	330	1.5k
		输出 阻抗	--	1.0k	1.0k	330	330	330	1.0k	1.0k	330	1.0k
		增益	--	40 dB	40Db	44dB	44dB	44dB	40dB	40dB	44dB	40dB
		带宽	--	41MHz	41MHz	5.5MHz	5.5MHz	5.5MHz	41MHz	41MHz	40MHz	40MHz
	中频 限幅器	输入 阻抗	--	1.6k	1.6k	1.5k	1.5k	1.5k	1.6k	1.6k	330	1.5k
		输出* 阻抗	--	330	330	330	330	330	330	330	330	330
		增益	--	60 dB	60 dB	58 dB	58 dB	58 dB	40 dB	60 dB	58 dB	60 dB
		带宽	--	28MHz	28MHz	4.5MHz	4.5MHz	4.5MHz	28MHz	28MHz	28MHz	28MHz
	总的中频增益		--	100dB	100dB	100dB	100Db	100dB	100dB	100dB	96dB (包括- 6dB衰 减)	100dB
	总的中频带宽		--	25MHz	25MHz	2MHz	2MHz	2MHz	25MHz	25MHz	25MHz	25MHz

注意: *并非设计用于驱动一个匹配的负载。

SR00906