

应用规格书

AN1994 **SA605的设计要点综述**

作者: Alvin K. Wong

1997年11月3日

飞利浦半导体



PHILIPS

SA605的设计要点综述

AN1994

作者: Alvin K. Wong

介绍

本应用规格书讲述了, 在利用SA605进行设计时所需的关键信息。由于SA602和SA604都与SA605密切相关, 所以对这些芯片做一个简要的综述是必须的。本应用规格书包括四大部分: 介绍简要的操作理论、重要的参数、技术规格、以及性能表格和示意图。在本说明书的末尾, 附有一个“问题与回答”部分。下面为本应用规格书的一个概括:

I. 背景

- SA605的历史
- 相关的应用规格书

II. SA605 综述

- 混频器部分
 - RF部分
 - 本地振荡器部分
 - 混频器的输出
 - 选择中频(IF)频率
 - 混频器的性能图表
- 中频部分
 - 中频放大器
 - 中频限幅器
 - 中频部分功能
 - 中频部分的重要参数
 1. 限制
 2. 调幅(AM)抑制
 3. 调幅到脉冲调制(PM)的转换
 4. 级间损耗
 - 中频噪声指数
 - 中频部分的性能图表
- 解调器部分
- 输出部分
 - 音频和未静噪的音频
 - RSSI输出
 - 输出部分的性能图表

III. 问题和回答

I. 背景

SA605的历史

在SA605问世之前, SA602(双平衡混频器及振荡器)和SA604(调频中频系统)就已经存在了。这两种芯片的组合构成了一个高性能的低成本接收器。此后不久, 由于采用了一种更新的制造工艺和设计, 我们在单一芯片解决方案的基础上生产出了SA605。由于实践证明, SA605上的更新工艺和设计能够提供更好的性能与可靠性, 因此我们决定, 也利用这种新工艺来制造SA602和SA604。SA602A和SA604A就这样问世了。为了符合低成本客户的要求, 飞利浦半导体也提供了一系列比较便宜的同类RF产品: SA612、SA614和SA615。

因为新的工艺和设计在实践中证明具有更好的性能和可靠性, 所以较老的芯片就不再生产了。因此, 本公司现在只提供SA602A、SA612A、SA604A、SA614A、SA605和SA615。

图1给出了上述RF芯片的一个简要概述。在新工艺下, 只做了一些较小的变动来改善其性能。在从SA602向SA602A过渡时, 设计人

员不应该有任何问题, 直接替换即可。不过, 从SA604替换到SA604A可能需要更多的注意事项。这将取决于原始设计在系统中的性能。在“问题和回答”部分, 对SA604与SA604A进行了非常详细的讨论。这将会帮助那些在他们的原始设计中使用了SA604的设计人员替换到“A”版本。总之, 对SA604A的直接替换是非常简单的。

相关的应用规格书

曾经有许多应用规格书是针对SA602和SA604A编写的。由于这些器件的组合与SA605非常类似, 所以许多有关它们的论述和应用现在仍然适用。除此之外, 此处讨论的许多论题也能够适用于SA602A和SA604A。

表1(参见应用规格书的封底)列出了设计人员可以获得的应用规格书。它们也可以在“飞利浦半导体公司的《线性数据手册, 第1圈》、或”飞利浦半导体公司的《RF通信手册》中找到。你可以向当地的飞利浦半导体公司销售代表索取这些出版物, 或者直接与“飞利浦半导体公司出版物服务部”联系。

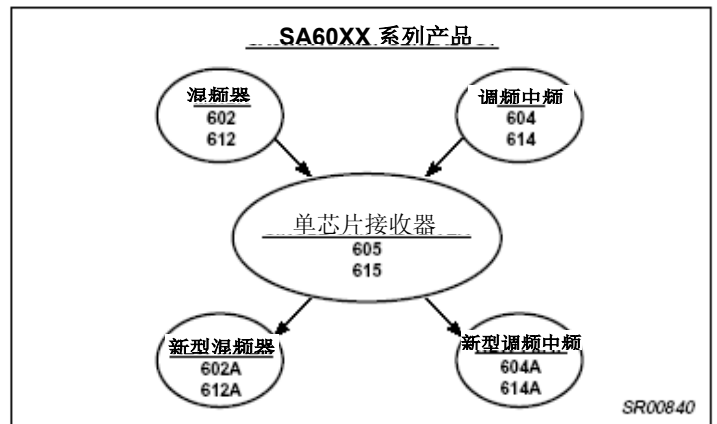


图1: RF芯片概述

II. SA605综述

在图2中, SA605包括四个主要的区域: 混频器部分, 中频部分, 解调器部分和输出部分。其中每一个区域所含的信息都将重点反映在重要的数据上, 以帮助你熟悉SA605的应用。

混频器部分

混频器部分有三个部分需要注意。它们是RF信号、LO信号和输出。混频器的功能是对RF与LO频率的和/差, 以获得一个中频频率输出。频率混合是通过一个吉尔伯特单元(Gilbert Cell)四项限乘法器来缩实现的。吉尔伯特单元是一个微分放大器(引脚1和2), 它驱动一个平衡切换单元。

在确定匹配网络的数值时, 混频器的RF输入阻抗扮演着一个十分重要的角色。图3显示了在一个频率范围之上的RF输入阻抗。从这里我们可以确定, 在45 MHz下匹配到50 Ω需要一个4.5 kΩ的电阻并联一个2.5 pf的电容器。在图4中你将会看到一个等同的型号, 其中给出了所选频率的元件数值。由于设计人员在如何RF输入匹配存在很多问题, 所以下面将通过一个示例加以描述。

SA605的设计要点综述

AN1994

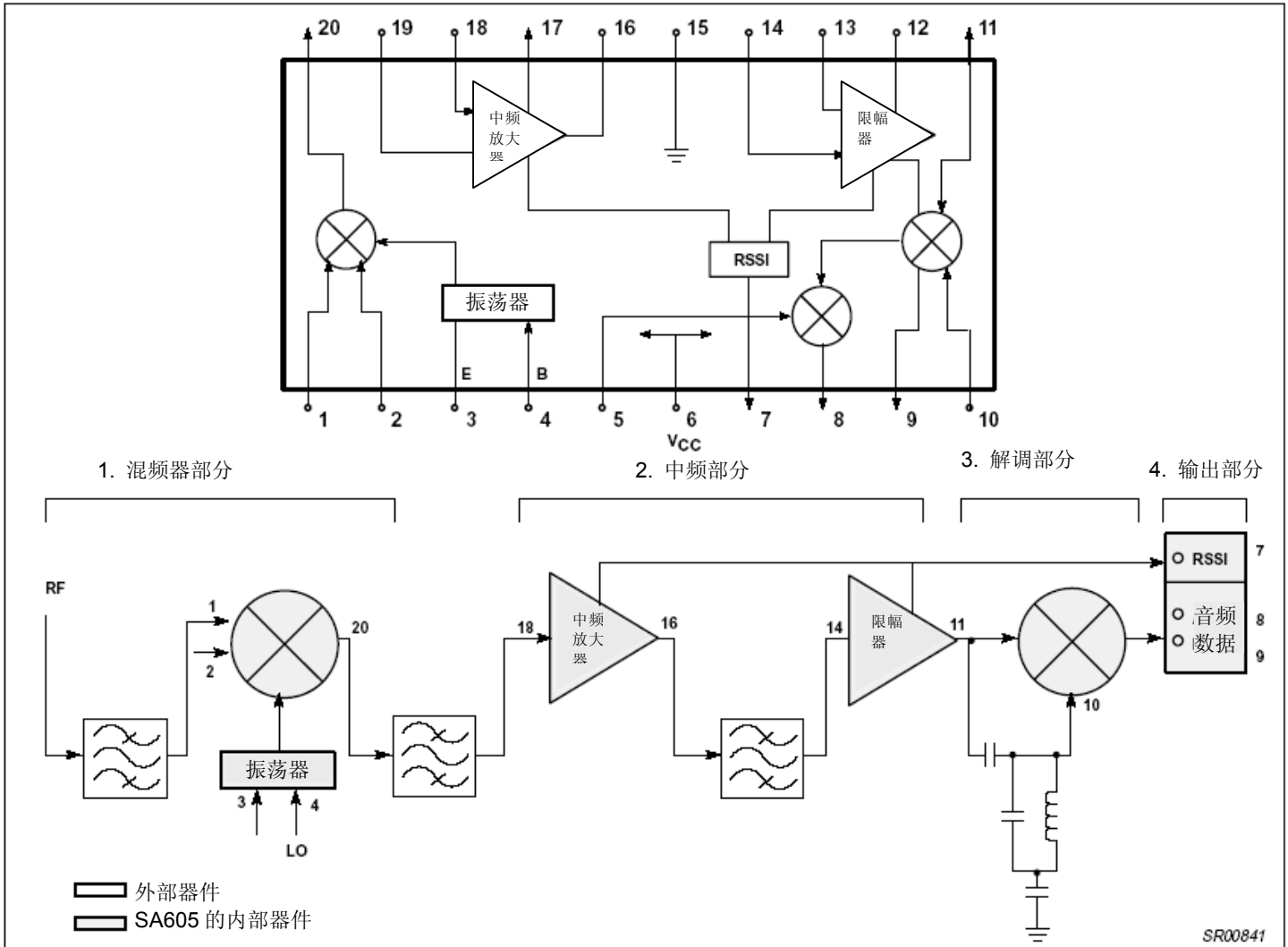


图2: SA605 四个区域

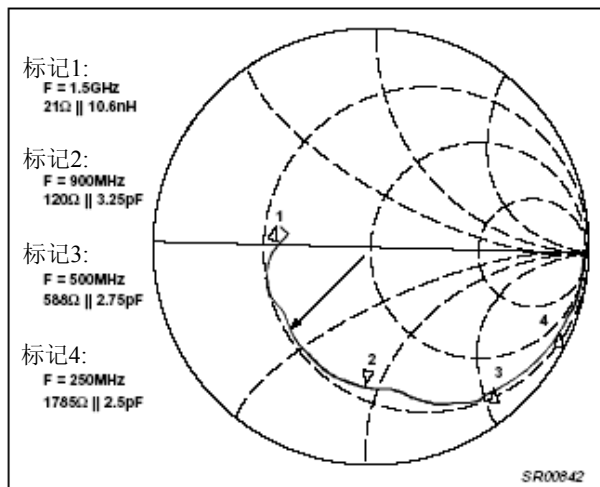


图3: SA605的RF输入阻抗的史密斯图 (引脚1或2)

混频器的RF部分

混频器具有两个RF输入引脚 (引脚1和2)；用户可以选择平衡或非平衡RF匹配网络。表2 (参见应用规格书的封底) 给出了这两种匹配类型的优点和缺点。很明显，匹配网络越好，接收器的灵敏度也就越高。

SA605的设计要点综述

AN1994

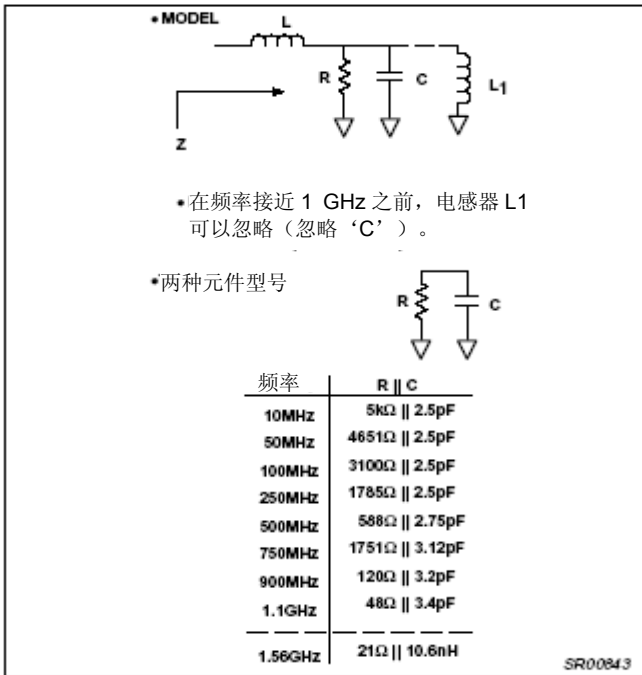


图4: RF输入阻抗的等效模型

示例: 使用一个电容抽头电路, 将一个50Ω的电源在45 MHz的频率下匹配到SA605的RF输入 (参见图5)。

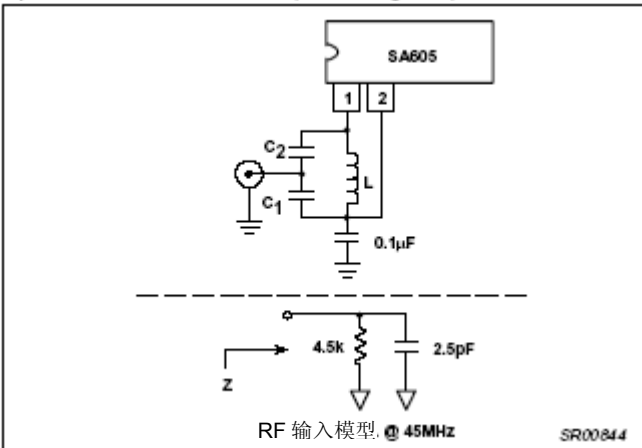


图5: 电容抽头电路

- 第1步: 选取一个电感器值, 使它的“Q” $L = 0.22 \mu\text{H}$, $Q_p = 50$ (制造商规定)。
- 第2步: 求出电感的电抗
 $X_p = 2 \pi f L$
 $= 2 \pi (45 \text{ MHz}) (0.22 \mu\text{H})$
 $\therefore X_p = 62.2 \Omega$
- 第3步: 然后,
 $R_p = Q_p X_p$
 $= (50) (62.2)$
 $\therefore R_p = 3.11 \text{ k}\Omega$ (感性电阻)
- 第4步: $Q = R_s / X_p$
 $= (R_s' // R_L // R_p) / X_p$
 式中 $R_s' = R_L$
 $= 4.5\text{k} // 4.5\text{k} // 3.11\text{k} / 62.2$

$= 21.39$
 $\therefore Q \equiv 21$ (匹配网络的Q值)
 式中:
 R_s = 电源电阻;
 R_L = 负荷电阻;
 R_s' = 为了匹配 R_L , 电源电阻应该等于的值;
 R_p = 感性电阻

第5步: $\frac{C_1}{C_2} = \sqrt{\frac{R_s'}{R_s}} - 1 = 8.6$

第6步: $C_T = \frac{1}{X_p \omega} = \frac{1}{(62.2) 2\pi 45\text{MHz}}$
 $= 56.86\text{pF}$

第7步: 使用 $C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
 式中 $C_T = 56.86\text{pF}$, $\frac{C_1}{C_2} = 8.6$

$C_T = \frac{C_1}{\frac{C_1}{C_2} + 1}$

$\therefore C_1 = C_T \left(\frac{C_1}{C_2} + 1 \right)$

和 $C_2 = \frac{C_1}{8.6}$

因此...
 $C_1 = 539 \text{ pF}$
 $C_2 = 64 \text{ pF}$
 $L = 0.22 \mu\text{H}$ (起始值)

第8步: 频率审核

$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
 $2\pi F = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$F = 45\text{MHz}$ (到目前为止良好)

第9步: 要特别注意2.5 pF的电容, 它应该出现在45 MHz频率下的RF输入中:

$\frac{C_{2A}}{C_{1A}} = \frac{64\text{pF}}{540\text{pF}}$ 方程式1

$C_{TN} = \frac{C_{1A} C_{2A}}{C_{1A} + C_{2A}}$ 方程式2

式中 $C_{TN} = C_T - 2.5\text{pF}$
 (调用第6步中的 C_T 值)

代入方程式1和2, 求出 C_1 和 C_2 的新值:

$C_{1A} = 524 \text{ pF}$
 $C_{2A} = 60.6 \text{ pF}$

[说明: 在这个频率下, 2.5 pF的电容或许可以忽略, 因为在45 MHz下它的值对 C_1 和 C_2 基本上没有影响。]

第10步: 审核带宽

$Q = F / \text{BW}$
 $\text{BW} = F_U - F_L$

BW = 带宽
 F_U = 上部的3dB频率
 F_L = 下部的3dB频率

SA605的设计要点综述

AN1994

使用上面的公式，可以得到：

$F_U = 46 \text{ MHz}$
 $F_L = 44 \text{ MHz}$
 $BW = 2 \text{ MHz}$

上文显示了SA605单端匹配的计算过程。对于平衡的匹配网络，可以使用一个变压器。一旦SA605的输入阻抗被转换到变压器的一次侧，则相同类型的计算过程将仍然有效（参见图6）。但是，在将输入阻抗转换到一次侧之前，我们必须首先为一个平衡配置求出新的SA605的输入阻抗。因为我们具有一个平衡输入，所以4.5 kΩ可以变压到9 kΩ（4.5 k + 4.5 k = 9 k），而电容则从2.5 pF改变到1.3 pF（2.5 pF 串联2.5 pF等于1.3 pF）。请注意，此时的电阻值增加了一倍，而电容值则减小了一半。现在，必须将与1.3 pF电容器并联的9 kΩ电阻器变换到变压器的一次侧（参见图6）。

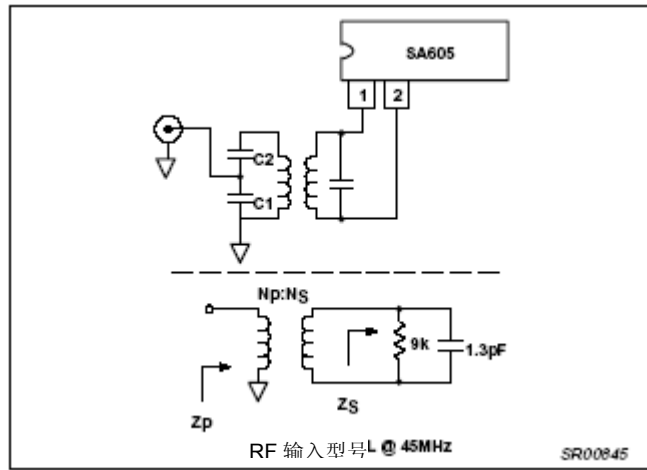


图6：使用一个变压器来实现平衡匹配

过程：

第1步：
$$\frac{Z_P}{Z_S} = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2$$

式中：

Z_P = 一次侧的阻抗
 Z_S = 二次侧的阻抗
 N_P = 一次侧的匝数
 N_S = 二次侧的匝数

第2步：调用，

$$Z_S = R \parallel XC$$

$$Z_S = 9k \parallel j2.7k$$

式中

$$R = 9k \quad X_C = \frac{1}{2\pi FC} = 2.7k \text{ at } F = 45\text{MHz}$$

第3步：假设变压器的匝数比为1: N

$$Z_P = \frac{Z_S}{N^2} = 2.25k \parallel j 680$$

（假设N = 2）

第4步：

$$\therefore C = \frac{1}{2\pi FX_C} = 5.2\text{pF}$$

$$R = 2.25k$$

（这些是新的值，需要使用分接头C中的公式来匹配。）

第5步：

因为变压器具有一个磁化电感 L_M ，（由变压器给出的电感），所以我们可以取消前面示例中使用的电感器，而利用变压器给出的电感来调节电容抽头电路。

设 $L_M = 0.22 \mu\text{H}$ （ $Q = 50$ ），那么

$$C1 = 381 \text{ pF}$$

$$C2 = 66.8 \text{ pF}$$

$$F_U = 46.7 \text{ MHz}$$

$$F_L = 43.3 \text{ MHz}$$

$$BW = 3.4 \text{ MHz}$$

将输入电容考虑在内

$$C1 = 347 \text{ pF}$$

$$C2 = 61 \text{ pF}$$

$$L = 0.22 \mu\text{H} \quad (Q = 50)$$

由于存在磁漏电感，所以变压器与理想状态相去甚远。所有这些漏电都会影响带有负荷时的二次电压，看起来似乎是给出的匝数比有误。上述计算过程显示了阻抗匹配的一种方法。C1和C2的计算值并不考虑板上寄生电容，因此只有理论值。有许多种方法可用来配置和计算匹配网络。一种替代方法是电感抽头电路配置。但是，与使用一个特殊的电感相比，电容抽头电路的比率要更容易实现。这些网络的计算能够在史密斯图上进行。另外，设计人员还可以利用许多计算机程序，以帮助他们进行电路的匹配设计。

混频器的本地振荡器部分

SA605给本地振荡器配备了一个NPN晶体管；此处，为了达到LO频率，只需要增加一些外部器件，例如电容、电感或电阻。振荡器的晶体管基极和发射极（分别为引脚4和3）可以用来配置为Colpitts、Butler或变抗器控制的LC形式。从图7中能够看出，集电极从内部直接连接到V_{CC}上，而发射极则是通过一个25 kΩ的电阻连接到地面。基极偏置也是从内部通过一个18 kΩ的电阻来施加的。在它被施加到吉尔伯特单元的上部树形结构的两端之前，一个缓冲器/分压器能将振荡器电平减小一个三倍的系数。分压器降低了混频器对振荡器电平变化以及温度和电压的敏感性。LO输入阻抗的典型值大约为10 kΩ。

对于具有一个200 mV_{RMS}信号的基极（引脚4）来说，能够达到的最高LO频率大约是300 MHz。虽然板装振荡器也有可能超过300 MHz的LO频率，但没有什么实际价值；因为信号电平下降得太低，不能在吉尔伯特单元中使用。如果其应用要求一个较高的LO频率，那么可以使用一个外部振荡器，让它的200 mV_{RMS}信号在引脚4上通过一个DC闭锁电容器来抑制。为了确定哪一种配置最适合所需的LO频率，可以使用表3（参见应用规格书的封底）作为指南。

SA605的设计要点综述

AN1994

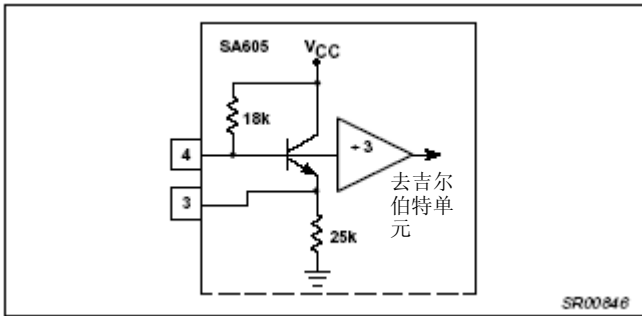


图7: LO 振荡器的板装 NPN 晶体管

因为Colpitts配置适用于并联共振模式，所以在订购晶体时一定要知道，SA605的负荷电容是10 pF。不过，对于Butler配置来说，负荷电容就不重要了；因为这时的晶体将处于串联模式。图8显示了与SA605一起使用的LO配置的不同类型。

如果有人决定在他们的设计中使用Colpitts配置，那么他们很可能会发现，大多数晶体制造商都有他们自己的一套负荷电容标准。而且在大多数情况下，制造商都不愿意为了一个单独的需求而建造一套专门的试验装置。万一发生了这种情况，设计人员应该告诉他们，按照设计继续往下进行。但是，设计人员还应该做好这样的心理准备，即晶体的频率可能会比规定的频率偏出200 - 300 Hz。然后，由设计人员提供的试验装置和第二次迭代就会解决问题。

混频器的输出

一旦RF和LO输入已经正确地连接，混频器的输出就会提供中频频率。已知混频器的输出具有一个1.5 kΩ的阻抗，所以与中频滤波器的匹配应该是微不足道的。

选择合适的中频频率

在工业中使用的某些标准中频频率为455 kHz、10.7 MHz和21.4 MHz。也可以选择其它中频频率。不过，这样处理可能会比较昂贵；因为滤波器制造商将可能不得不从头开始制造不规范的中频滤波器。选择低的或高的中频频率各自都有一些优点和缺点。选择一个低的中频频率时，例如455 kHz，能够提供良好的稳定性、高的灵敏度和增益。不幸的是，它在镜像频率方面也会存在一个问题(假设为单变频)。为了改善镜像抑制问题，可以使用一个较高的中频频率。不过，灵敏度又会降低；而且为了防止振荡，中频部分的增益也必须减小。

如果设计需要一个低的中频频率和良好的镜像抑制，则最好是使用双变频方式。这种方法允许在这两方面都达到最佳效果。另外，在处理一个较低的中频频率时也要容易得多；因为布线将不会很苛刻，在生产方面也会更加具有宽容性。这种方法的唯一缺点是，它将需要另外一个混频器和LO。但是，一个晶体管也可用于第一个混频级（这是一种费用不高的途径），而将SA605用于第二个混频级。如果晶体管方法不能满足设计要求，那么也可以将SA602A用于第一个转换级。

如果设计需要一个高的中频频率，则必须采用良好的布线和RF技术。如果布线良好，却仍然可能出现不稳定的问题，请参考“RSSI 输出”部分；里面给出了关于如何解决这些问题的建议。

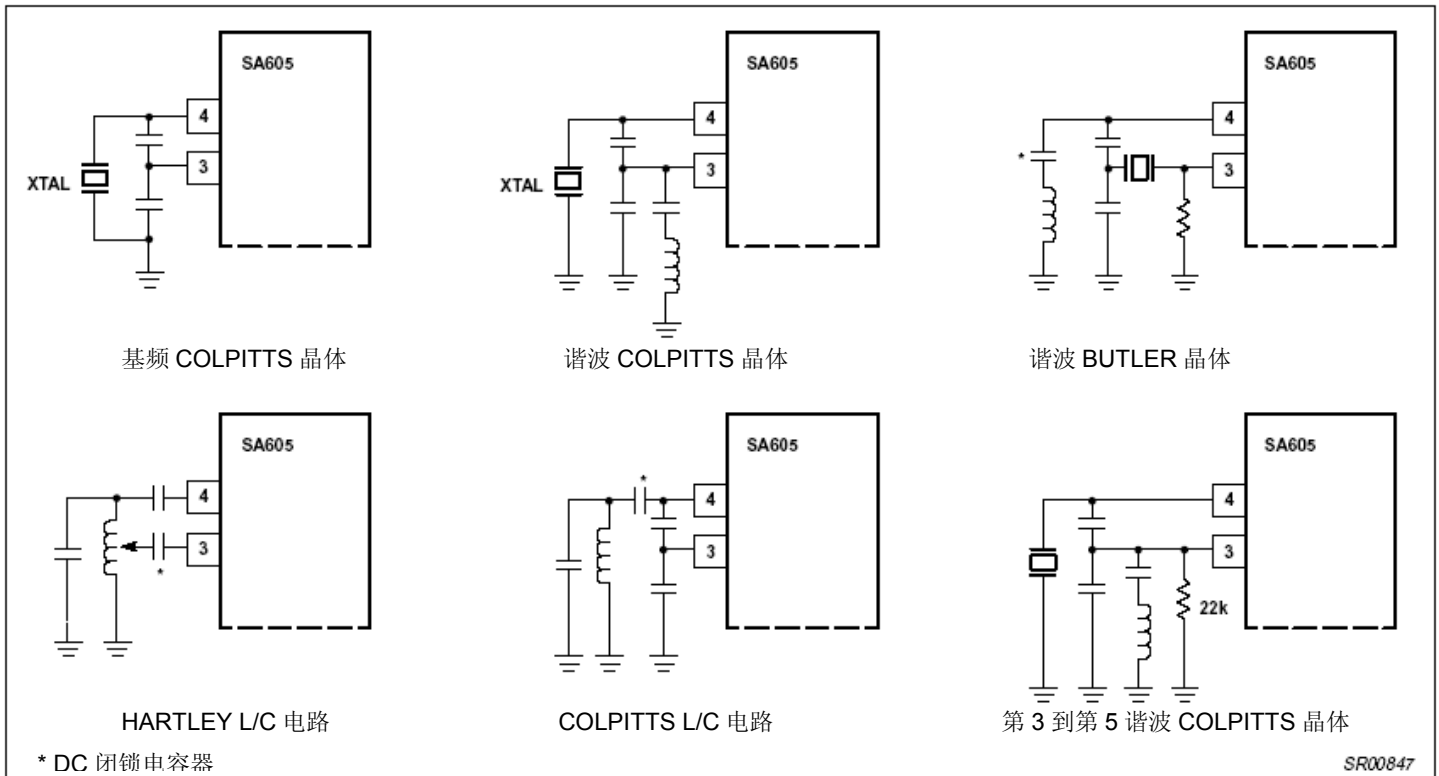


图8: 振荡器配置

SA605的设计要点综述

AN1994

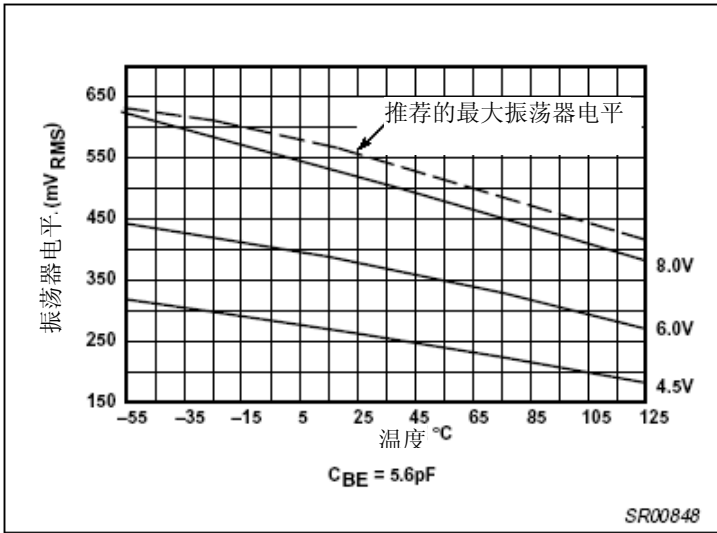


图9: SA605应用振荡器电平

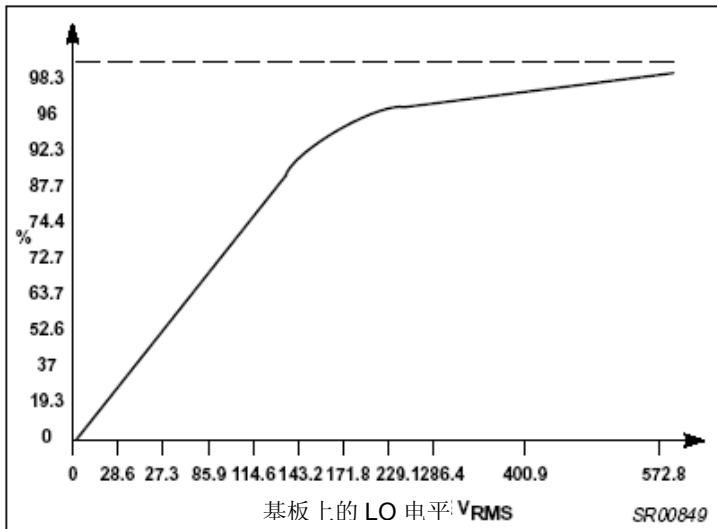


图10: 混频器效率与标准化LO电平的关系

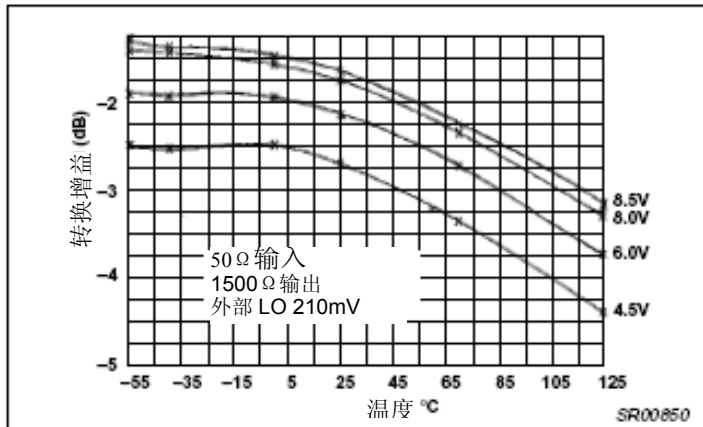


图 11: 50 Ω转换增益

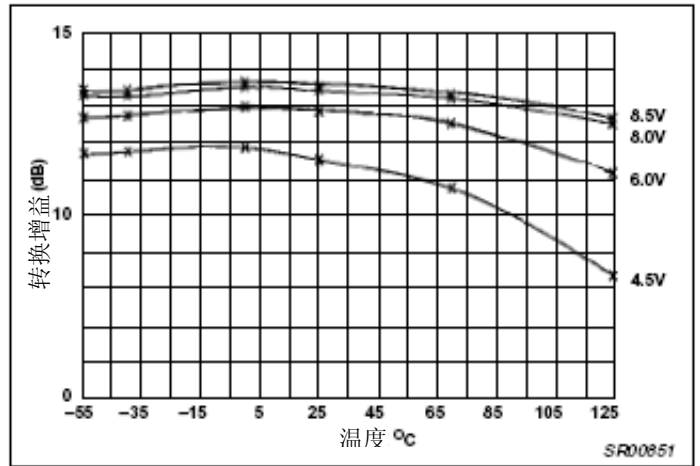


图 12: 单端匹配的输入转换增益
(50 Ω到 1.5 kΩ, 14.5 dB 匹配升压网络)

混频器的性能图

图号	描述
9	对于44.545 MHz的晶体Colpitts应用, 在不同电源电压下振荡器电平与温度的关系
10	在振荡器晶体管的基极上, LO效率与标准化峰值电平的关系
11	使用了一个外部LO时, 在不同电源电压下50 Ω转换增益与温度的关系
12	在不同电源电压下混频器匹配的输入转换增益与温度的关系
13	中频输出功率与RF输入电平的关系 (三阶截获点); 第1混频器=二极管mxr, 第2混频器= 605 mxr
14	SA605和二极管混频器试验装置
15	SA605 LO功率要求与二极管混频器的关系
16	SA605转换增益与二极管混频器的关系
17	不同类型混频器的截点比较

在确定中频频率时, 需要考虑的另一个事项是调制。例如, 455 kHz的中频适用于一个窄带调频信号 (30 kHz中频带宽)。但是对于一个宽带调频信号 (200 kHz中频带宽), 就需要一个较高的中频, 例如10.7 MHz或21.4 MHz。

中频部分

中频部分由一个中频放大器和中频限幅器组成。当放大器和限幅器结合在一起时, 在25 MHz带宽下能够实现100 dB的增益 (参见图18)。中频部分将直接影响RSSI的输出; 这个问题将在本应用规格书的下文中详细描述。

中频放大器

中频放大器包括有两个差分放大器, 具有 40 dB 的增益和 41 MHz 的小信号带宽 (当通过一个 50 Ω 的电源驱动时)。输出是一个低阻抗发射极跟随器; 它具有大约 230 Ω 的输出电阻和一个 700 Ω 的内部串联系列, 其总电阻将为 930 Ω。由于这两个微分放大器都是单

SA605的设计要点综述

AN1994

端终止的，因此，在每个放大器的输入上将存在一个 6 dB 的损耗。

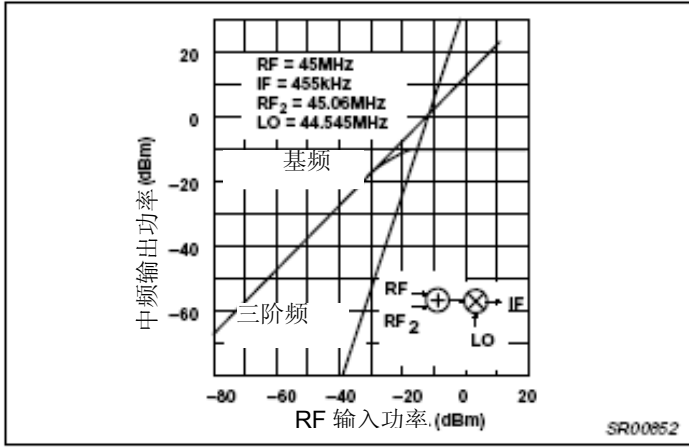


图13: 三阶截点与压缩点

中频放大器的基本功能是增大中频信号，并帮助处理脉冲噪声。中频放大器无法在一个较宽的输入信号范围上提供良好的限幅；这就是为什么需要中频限幅器的原因。

中频限幅器

中频限幅器包括三个差分放大器，具有一个 63dB 的增益和一个 28 MHz 的小信号 AC 带宽。最终差分级的输出被临时存储在内部正交检波器中。中频限幅器的输出电阻大约为 260 Ω，没有内部扩增。限幅器的输出信号（SA604A 上为引脚 9，SA605 上为引脚 11）可以变化；从较低中频频率（例如 455 kHz）下良好近似的方波，直到在较高中频频率（例如 21.4 MHz）下的失真正弦波。

中频限幅器的基本功能是给中频频率施加一个大的增益，使得波形的顶部和底部能被截去。这将有助于减小在接收时的调幅和噪声。

中频部分的功能

中频部分的主要功能是，清理中频频率中的噪声和调幅（AM）；它们可能会在接收RF信号时产生。如果中频部分具有太大的增益，那么设计人员可能会遇到稳定性问题。这就需要关键的布线和插入损失帮助的地方（本章的后面将会具体描述）。

中频部分的重要参数

限制：由于限制的作用，FM接收器的音频输出电平通常不会随着RF电平发生变化。但由于RF信号电平连续减小，限幅器最终将会耗尽其增益，音频电平最终也将开始下降。我们把在中频部分的增益耗尽、和音频电平减小到RF输入以下3 dB的这个点称为“- 3 dB限制点”。

在应用测试电路中，利用一个5.1 kΩ的级间电阻，音频抑制受噪声影响控制下降到大约- 120 dBm RF电平的；在此点处，相位检波器的效率开始下降（参见下文的级间损失部分）。

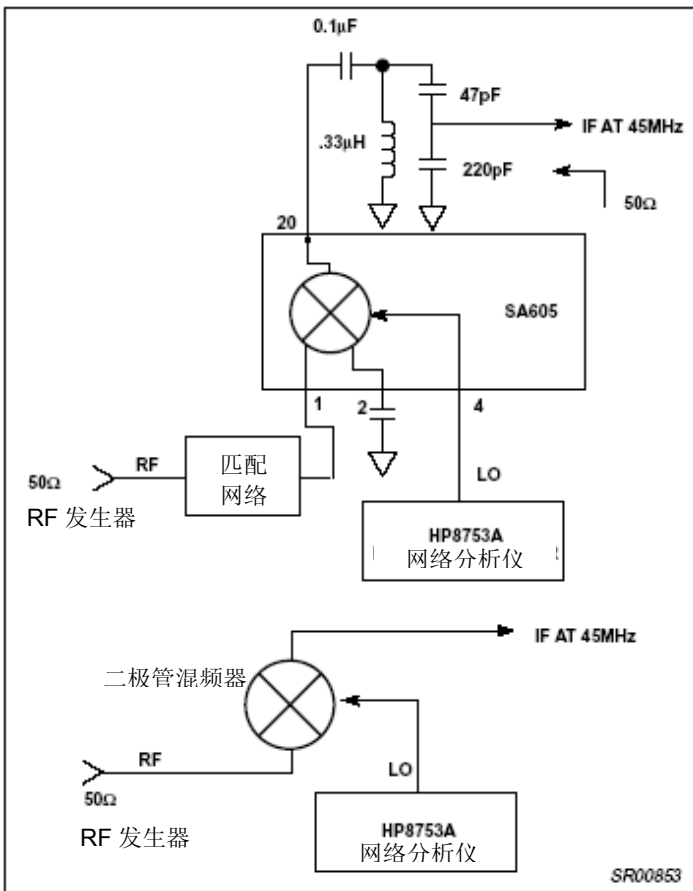


图14: SA605混频器与二极管混频器之关系的测试电路

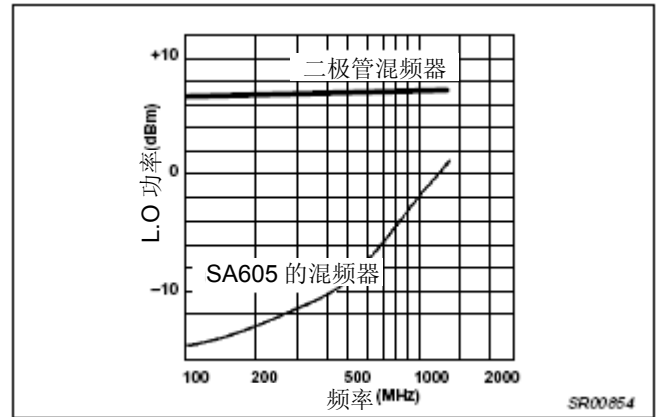


图15: LO功率要求（匹配输入）

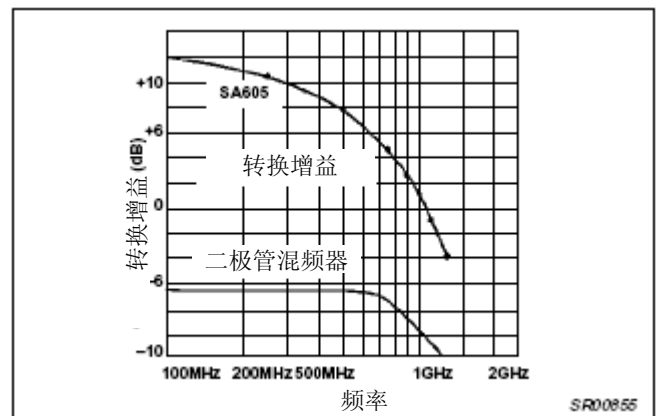


图16: SA605转换增益与二极管混频器的关系

SA605的设计要点综述

AN1994

音频下降是一个两类限制函数。第一类如下：随着输入信号下降到足以使相位检波器压缩，检波器的效率将会下降，导致过早的音频衰减。我们将它称为“增益限制”。第二类限制产生于存在足够量的没有失稳再生增益（即使相位检波器完全受限），由于噪声捕获接收器，音频电平最终将会变得受抑制。我们将它称为“由于噪声捕获的限制”。

图19显示了在大约0.26 μV_{RMS}处音频3 dB下降，具有一个用于SA605的-118.7 dBm / 50 ΩRF电平。请注意，由于可以预计噪声捕获在此处稍微占据优势，所以电平并没有通过混频器/滤波器提供的11 dB增益而得到改善。

AM抑制：从图20a到20d中可以看出，即使是对于80 %的调制指数，SA605 / 604A所提供的AM抑制也相当良好。这个性能得益于在每个中频放大器和限幅器级的输入处设定的370 mV的峰值信号电平。对于输入处的这个压缩电平，我们甚至可以预计更好的性能；但例外情况是，有限调幅到脉冲调制的转换系数限制了高电平输入的最终性能，参见图20b所示。

随着每一级的过限，低电平AM抑制性能将下降。特别是当正交相位检波器输入降到100 mV峰值以下时，所有限制都将失去，而调幅调制将存在于当正检波器的输入中（参见图20d）。

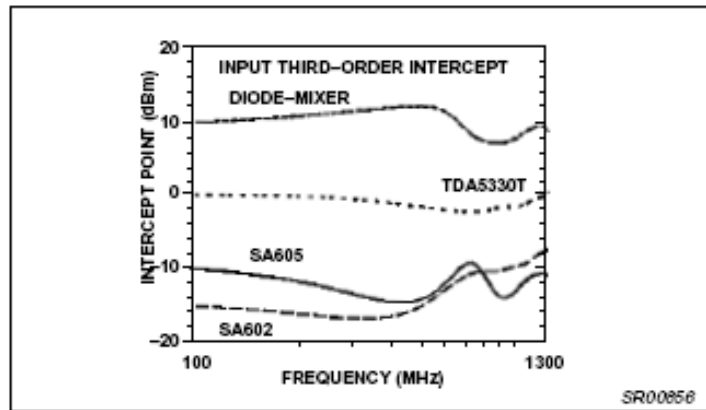


图17: 不同类型混频器的比较

AM到PM调制的转换：虽然调幅抑制应该继续改善到高于-95 dBm中频输入，但较高阶的影响，集中在AM到PM调制的转换之下，将应用抑制大约40 dB。事实上，这个值与最大频率偏差成比例。也就是说，生成较低音频输出的较低偏差将直接导致较低的AM抑制。这与下列事实相符合：由调幅/脉冲调制转换过程产生的干扰音频信号与中频带宽内的偏差无关，而是取决于对AM调制给出的电平的第一次估计。例如，将最大频率偏差从8 kHz减小到4 kHz，将会造成34 dB的AM抑制。如果AM调制从80 %下降到40 %，那么较高电平中频的AM抑制将会象期望的那样回到40 dB。AM到PM调制的转换不是正交电路Q的函数；因为Q的增大会同时将音频和虚假AM相等地增加给PM调制转换信号。

从以上可以看出，这些关系和在应用电路板上的测量结果（图36）能被用来估计高电平中频AM抑制。对于较高频率的中频（例如21.4 MHz），由于缺乏带宽，限幅器的输出将开始从一个真正的方波偏移。这将导致额外的AM抑制下降。

级间损耗：图21绘制出了仿真各种级间衰减的中频RSSI幅度响应。其最佳级间损耗是12 dB。我们已经选择能够在不干扰RSSI的直线性的条件下，允许使用各种类型的滤波器。在大多数情况下，从点A到点B的滤波器插入损耗小于12 dB。因此，必然要有从外部引入的一些附加的损耗。最容易和最简单的方法是，使用一个外部电阻串联到内部扩增电阻器上（SA604A中的引脚14，SA605中的引脚16）。不幸的是，这种方法使滤波器发生了失配，这对于设计来说非常重要。为了实现12 dB的插入损耗和滤波器的良好匹配，可以使用一个L形的衰减结构。图22显示了不同的设置情况。

下面的示例介绍了如何为图22A中的R_{EXT}计算电阻器值：

$$X_{dB} = 20 \log \frac{\sqrt{(960 + R_{EXT}) R_{FLT}}}{960 + R_{EXT} + R_{FLT}} - FIL \text{ [dB]}$$

式中

X = 需要的插入损耗，dB

R_{EXT} = 外部电阻

R_{FLT} = 滤波器的输入阻抗

FIL = 滤波器的插入损耗，dB

对于应用电路板：

X = 12dB

R_{FLT} = 1.5k

FIL = 3dB

因此，使用上面等式将得出：

R_{EXT} = 5.1K

下面是用于计算图22b中R_{串联}和R_{分流器}的设计方程式。

$$R_{SERIES} = \left| \frac{R_{FLT}}{2 \times 10^{\left(\frac{-X_{dB}}{20}\right)}} \right|$$

$$R_{SHUNT} = \frac{R_{FLT}}{1 - 2 \times 10^{\left(\frac{-X_{dB}}{20}\right)}}$$

在这个示例中，假设：FIL = 2dB，因此，X_{dB} = +10，R_{FLT} = 1.5k。结果是：R_{串联} = 1.41k，R_{分流器} = 4.08k。

中频噪声指数

在一个从大约25 kHz到100 MHz的1.5 kΩ的环境中，接收器中频噪声指数预计最好可达到7.7 dB。如果是一个25 Ω的电源供电，则噪声指数预计可以降低到大约15.4 db。

SA605的设计要点综述

AN1994

中频部分的性能图

图号	描述
24	在不同的电源电压下，中频放大器增益与温度的关系
25	在不同的电源电压下，中频限幅器增益与温度的关系
26	中频放大器20 MHz响应与温度的关系
27	中频限幅器20 MHz响应与温度的关系

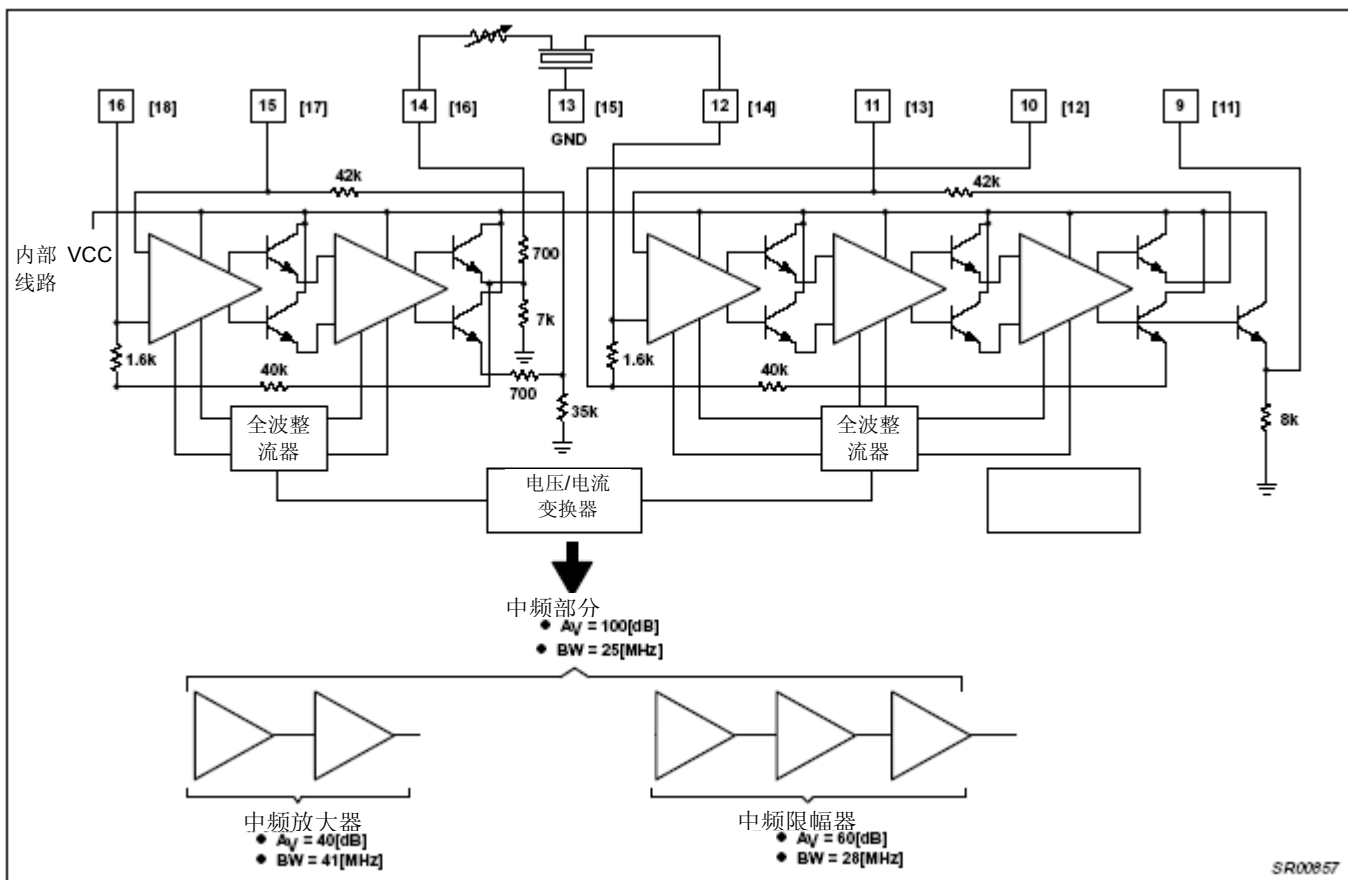


图18: SA604A [SA605]的中频部分

解调器部分

一旦信号离开了中频限幅器，它就必须进行解调，以便使基带信号能够与中频信号区分开。这是由正交检波器来完成的。检波器包括一个相位比较器（在SA605的内部）和一个正交电路（在SA605的外部）。

相位比较器是一个乘法器单元，与混频级中的电路类似。不过，它在这里不是混合两个不同的频率，而是比较具有相同频率的两个信号的相位。因为相位比较器需要两个输入信号来获得信息，所以中频限幅器具有一个平衡的输出。输出之一直接连接到相位比较器的输入端。来自限幅器输出（引脚11）的另一个信号的相位偏移了90

度（通过外部元件），此由正交电路来确定频率。然后，这个信号被连接到相位比较器的另一个输入端（SA605的引脚10）。接着，从正交检波器（相位检波器）中出来的信号经过一个低通滤波器，获得基带信号。SA604A的数据表中给出了关于此项功能的数学推导过程。

对于基带信号的质量而言，正交电路扮演着一个重要的角色。它决定了失真和音频输出幅值。如果正交电路的“Q”较高，那么音频电平也较高，同时失真也会较大。如果“Q”值较低，那么失真也低，但音频电平同样也会变低。我们可以得出这样的结论，这里存在一个折衷。

SA605的设计要点综述

AN1994

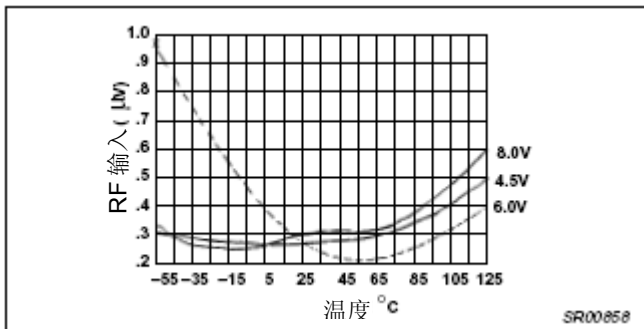


图19: SA605应用电路板, -3 dB限制 (音频下降)

输出部分

输出部分包括一个RSSI、音频、和数据 (未静噪的音频) 输出; 它们分别在SA605的引脚7、8和9上。不过, 从这些引脚上, 也能实现幅值移位键控 (ASK)、频率移位键控 (FSK)、以及静噪控制。飞利浦半导体公司的《应用规格书AN1993》描述了关于ASK和FSK的信息。

虽然静噪控制能够通过RSSI输实现, 但这并不是一种好的做法。实施静噪控制的一种更好方法是, 将带通音频信号与来自未静噪音频的高频彩色FM噪声信号进行比较。当基带信号不存在时, 由于调频噪声的自然属性, 从未静噪音频输出出来的噪声就比较强。因此, 外部比较器的输出将逐步增高 (连接到SA605的引脚5上); 它将使音频输出静噪。当存在一个基带信号时, 带通音频电平将起决定性作用, 音频输出现在将不会使音频静噪。

音频和未静噪音频 (数据)

这一节将讨论音频和未静噪音频的输出 (分别为SA605的引脚8和9), 因为它们基本相同。它们之间的唯一区别是, 未静噪音频的输出始终是“通电”的, 而音频输出则可以“接通”或“切断”。未静噪音频的输出 (数据输出) 适用于诸如蜂窝式无线电之类系统中的信号。这允许系统对音调进行处理, 但对于用户来说仍保持静音。因为这些音调包含有用于蜂窝操作的信息, 所以未静噪音频的输出也被称为“数据”输出。SA605上的接地引脚5会消除引脚8上的音频 (将引脚5连接到V_{CC}上可取消对其静噪)。

这两种输出都是PNP电流-到-电压的变换器, 具有一个55 kΩ的标称内部负荷。音频和数据输出的标称频率响应为300 kHz。不过, 这种响应可以随着从输出引脚到接地的外部电阻 (< 58 kΩ) 的增大而升高。这将会影响时间常数, 并降低音频的输出幅值。这种技术能够应用于SCA接收器和数据无线收发器 (参见SA604A的数据表)。

RSSI输出

RSSI (接收信号强度指示器) 通过在它的输出上提供一个电压电平来判断接收信号的好坏。电压越高, 信号越强。

RSSI输出是一个电流-到-电压的变换器, 类似于音频输出。不过, 就需要一个91 kΩ的外部电阻, 实现输入幅值的每20 dB变化都能获得0.5 V的输出特征。

正如前文所述, RSSI曲线的线性度取决于中频放大器和中频限幅器之间的12 dB插入损耗。RSSI输出取决于中频部分的原因是, 因为有V/I变换器。这一部分中的电流受到监视, 从而形成RSSI输出信号。因此, 在假设损耗为12 dB的条件下, 从内部对中频放大器的整流器进行标定。

因为限幅器输入上未经滤波的信号、寄生产物、或再生的信号将会影响RSSI曲线, 所以对于确定电路板布线的稳定性来说, RSSI是一个良好的指示器。当没有信号被施加到SA605的前端时, RSSI电压电平应该读取应等于或小于250 mV_{RMS}, 以判断是否为好的布线。如果电压输出较高, 则说明设计中需要考虑振荡或再生问题。

参照SA604A数据表, 主要有三种方法可用来处理再生问题: (1) 通过增益级隔离来最少反馈; (2) 降低级输入阻抗, 从而增大反馈衰减系数; (3) 减小增益。通过在级间添加衰减, 即可实现增益减小的目的。关于再生和稳定性注意事项的更多细节能在SA604A的数据表中找到。

输出部分的性能图

图号	描述
28	51 kΩ热敏电阻与正交电路两端的100 kΩ电阻器串联 (热敏电阻正交Q补偿)
29a	- 55 °C时的SA605 应用电路板
29b	- 40 °C时的SA605 应用电路板
29c	+ 25 °C时的SA605 应用电路板
29d	+ 85 °C时的SA605 应用电路板
29e	+ 125 °C时的SA605 应用电路板
30a	在不同电源电压下, 用于- 68 dBm RSSI输出的SA604A与温度的关系
30b	在不同电源电压下, 用于- 18 dBm RSSI输出的SA604A与温度的关系
30c	在不同电源电压下, 用于- 120 dBm RSSI输出的SA605与温度的关系
30d	在不同电源电压下, 用于- 76 dBm RSSI输出的SA605与温度的关系
30e	在不同电源电压下, 用于- 28 dBm RSSI输出的SA605与温度的关系
31	SA605音频电平与温度和电源电压的关系
32	- 76 dBm时SA605数据输出与温度的关系

III. 问题和回答:

问: 关于旁路。电源旁路对接收器性能的影响有多重要?

答: 精心布线是非常重要的, 不过最容易令人忽略的是电源旁路在SA604A 或 SA605 中的应用。虽然增大钽电容器的数值能解决这个问题, 但是试验表明, 实际上需要检查的是电容的 ESR (等效串联电阻)。屏蔽旁路电容的最简单方法是, 在一个低频条件下测试电容的耗散系数 (一项非常容易的试验, 因为大多数低频电容计都能显示 C 和耗散系数这两个参数)。

SA605的设计要点综述

AN1994

问：关于芯片内振荡器。我们无法让SA605芯片内振荡器开始工作。如何解决这个问题？

答：板装振荡器只不过是一个晶体管；它的集电极连接到电源，发射极通过一个25 k电阻接地，基极通过一个18 k电阻连接到电源。电路的其它部分是一个缓冲器，它跟随来自晶体管基极的振荡器（此缓冲器不会影响振荡器的性能）。

基频模式Colpitts晶体振荡器在不超过30 MHz时状态良好，可以由

一个晶体和两个外部电容组成。在较高频率下，高达大约90 MHz，谐波晶体振荡器（Colpitts）能够象分格式应用电路中的装置那样组。在更高的频率下，高达大约170 MHz，Butler型振荡器（晶体处于串联模式）已经成功地展示了它的性能。因为晶体管具有8 GHz峰值 f_T ，实践证明，LC Colpitts振荡器能够在900 MHz以下正常工作。在400 MHz以上遇到的问题是，芯片内振荡器电平不足以用于混频器的最佳转换增益。为此，在那些频率下应该使用一个外部振荡器。

1

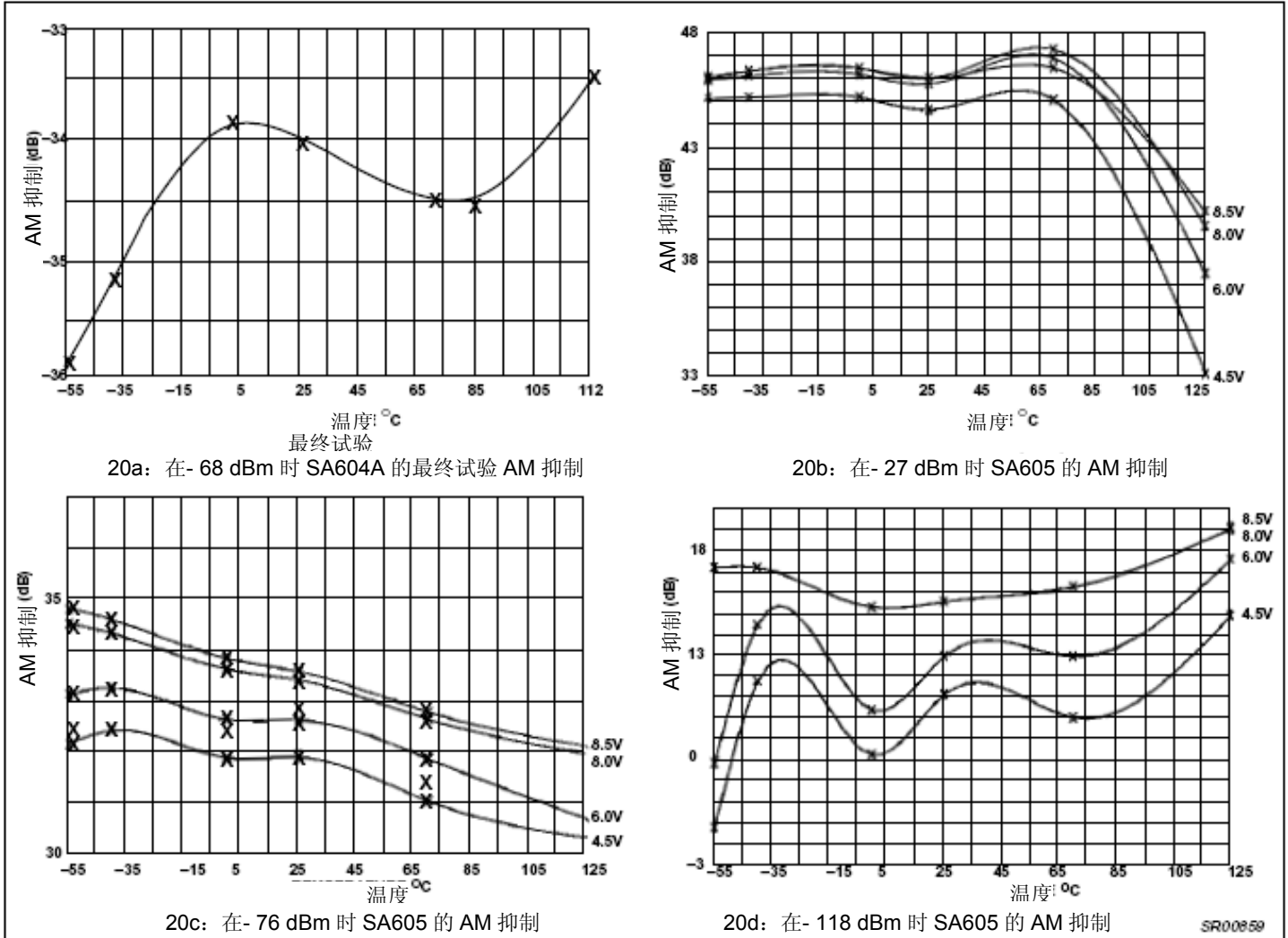


图20：不同输入电平下的AM抑制结果

SA605的设计要点综述

AN1994

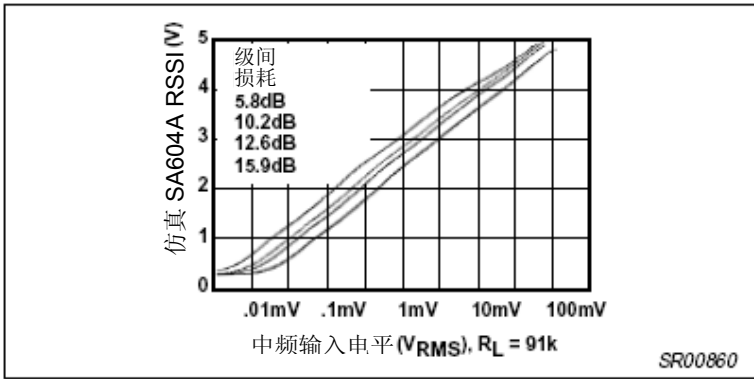


图21: 不同级间损失下SA604A的RSSI曲线

一般情况下，对于混频器的最大转换增益，引脚4上所需的振荡器电平大约为220 mV_{RMS}。在整个频带范围上都可以使用一个外部振荡器来驱动引脚4。最终，由于SA605的振荡器类似于SA602的情况，所以适用于SA602的全部应用规格书在此情况下都有效（假设用户考虑了引脚输出差异）。

下面给出了几个在振荡器设计中很有帮助的要点。振荡器晶体管的偏置大约为250 μA；所以，很难在不干扰振荡器的条件下检测基极和发射极（需要一个高阻抗、低电容激活的FET探头）。为了解决这些问题，可以使用一个外部22 k电阻（低至10k），从引脚3连接到地面，以使振荡器晶体管的偏流增倍。这个外部电阻能保证晶体在80 MHz范围中的工作，并且可增大晶体管的f_r使其工作在300 - 400 MHz以上。除此之外，在80 - 90 MHz以上的运行也需要这个电阻。当SA605上从引脚1到接地之间连接了一个1 k的电阻时，混频器的一半将分流。这将导致混频器象一个放大器那样动作。其结果可以在引脚20（混频器，现在是放大器输出）上检测，以测量振荡器频率。另外，引脚20上的信号与实际的振荡器电平有关。当然，第二个电阻器的作用仅仅是为了优化振荡器。如果没有1 k的电阻，引脚20上的信号将为LO馈通；它非常小，并且取决于频率。

最后，在某些非常早期的数据表中，振荡器的基极和发射极引脚被无意间互换了。基极于引脚是引脚4，发射极引脚是引脚3。应该确保你的电路连接正确。

问：关于较高输入频率下的灵敏度。当输入频率高于70 MHz时，我们不能获得象45 MHz时那么好的灵敏度。你能否提供一些关于灵敏度与输入频率之关系的信息？

答：当从50上升到100 MHz时，混频器的噪声指数和增益的变差程度小于0.5 dB。因此，这不能解释灵敏度的严重恶化。如果已经遇到过其它问题（例如布线、电源旁路等），那么问题的根源可能由于70 MHz的振荡器产生的。最可能发生的事情是，振荡器信号通过中频馈入，与455 kHz信号混合，导致虚假再生。解决方案是减小整体增益，以阻止再生。

这种增益减小能够在很多地方实现。两个简单的方法是在第二个滤波器和LO电平前增加衰减器（参见图22）。第二种情况将会减少混频器的噪声系数，这是我们所不希望的。因此，增大级间损耗，对RSSI线性的影响很小，

因此是正确的解决方案。随着级间损耗的增大，再生问题会减小；尽管降低了整体增益，但它的确能改善灵敏度（随着再生问题的减少，最低RSSI电平将保持减小）。对于一个81 MHz的电路，我们已经发现，将级间损耗从12 dB增加到大约17 dB能产生最佳值（-119 dBm灵敏度）。当然，另外再添加更多的级间损耗将会使灵敏度降低。

反之，在处理振荡器设计时，低的LO电平能够极大地减小混频器转换增益，并导致灵敏度降低。以81 MHz为例，振荡器工作需要一个22 k的并联电阻，从引脚3接地；此处用作Colpitts振荡器，与在分格式应用电路中所用的装置一样。为了确保良好工作状态，引脚4上的LO电平应该大约为220 mV_{RMS}。如果增加级间衰减无法接受，那么为了达到稳定性，将LO电平降低到大约150 mV_{RMS}可能会是一种不错的方法。在那种情况下，可以将22 k电阻制成一个热敏电阻，以调整LO电平与温度的关系，从而维持灵敏度、并确保晶体启动与温度的关系。在较高的中频频率下（高于30 MHz），级间增益减小就没有必要的。中频部分的带宽将会降低整体增益。因此，再生的可能性就减小了。

问：关于混频器噪声系数。你们如何测量SA605和SA602中的混频器噪声系数？

答：我们使用的是SA602数据表中显示的测试电路。噪声指数检测仪是HP8970A。我们使用的噪声源是HP346B（ENR = 15.46 dB）。请注意，输出调节为10.7 MHz。从这个测试电路上，NF-计测得的增益大约为15 dB，噪声指数为5.5 dB。

在美国加利福尼亚州圣克拉拉市举办的“89年RF展览会”上，曾发表过一篇标题为“吉尔伯特型混频器与二极管混频器之对比”的论文，里面给出了更多关于噪声指数的数据（可向飞利浦半导体公司的出版物服务部索取重印本）。

问：在SA605或SA604A中，中频滤波器之前的串联电阻值是多少？

答：我们已经在我们的演示板中使用了一个5.1kΩ的值。这给出了一条最直的RSSI曲线。大约为1 k的较低值会较好地与滤波器相匹配。一种更好的解决方案是，按照本应用规格书前面的描述，使用一个L形衰减器。

问：SA605的低频输入电阻是什么？

答：数据表中给出了一种最坏情况下的最小绝对值为1.5 k。典型值是4.7 k。

问：SA605振荡器晶体管中的BE - BC电容是什么？

答：振荡器是一个晶体管；它的集电极连接到电源，发射极通过一个25 k的电阻连接到地面。它的基极通过一个18 k的电阻连接到电源。结式电容对于CJE（基极-发射极电容）大约为24 fF（femto法拉），对于CJC（集电极-基极电容）为44 fF。对于CJS（集电极-底基电容）有一个72 fF电容。它们全部都设计在芯片本体上。很显然，寄生封装电容（1.5 - 2.5 pF）是振荡器设计中的主导值。

SA605的设计要点综述

AN1994

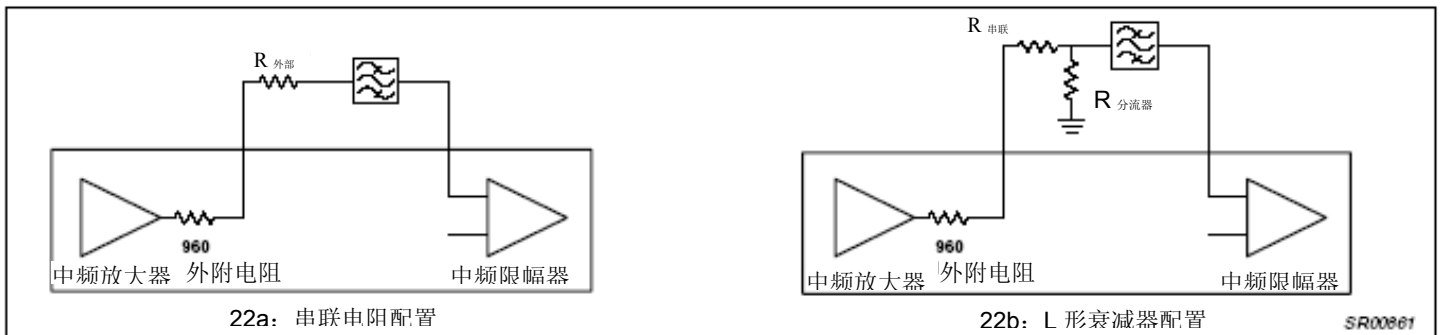


图22: 实现12 dB插入损耗

SA604/604A的差异汇总表

	SA604	SA604A
RSSI	无温度补偿	具有内部温度补偿
中频带宽	15 MHz	25 MHz
中频限幅器输出	无缓冲器	发射极跟随器缓冲器输出在发射极上具有8 k
电流消耗	2.7 mA	3.7 mA

问: SA604和SA604A之间有哪些不同? (参见下表)

答: SA604A是一个SA604的改进版。使用SA604的客户在换用新版本时不会有问題。

主要区别在于,小信号中频带宽为25 MHz,不再是15 MHz;RSSI配备了内部温度补偿。SA604原本使用的外部中频温度补偿,设计人员现在可以利用SA604A来降低成本。设计人员完全可以取消这些额外的元件,或者用一个固定电阻器来替代热敏电阻器(如果原先使用温度补偿设计)。

在455kHz 频率下使用SA604的那些用户不会影响其性能。对于10.7 MHz,将会观察到一些dB性能方面的改善。不过,可能存在一些少数情况,在使用了SA604A之后会发生稳定性问題。如果PC电路板设计首先为SA604留出了余量,那么情况就是这样。不过,通过在电源线路上使用一个大于10 μF的钽旁路电容器,并严格按照前文所述为它们的ESR(等效串联电阻)屏蔽电容器,这个问題就会迎刃而解。在455 kHz下的ESR应该小于0.2 Ω。由于ESR是一个随频率变化而改变的值得,所以设计人员能够将良好性能与一个低频率耗散系数、或ESR测量值联系起来,并在生产中屏蔽钽电容器。另外还存在一些细微的差异。SA604A比SA604要多使用大约1 mA的电流。已经在限幅器输出上添加了一个发射极跟随器,以便在引脚9上给出一个更低、更稳定的输出阻抗。音频和数据输出处的DC电压大约为3 V,不再是SA604上的2 V;但这不会引起任何问題。另一方面,SA604A中的恢复音频电平要稍微高一些,这实际是我们所希望的。因为发生了这些变化,现在就可以使用SA604A来设计21.4 MHz中频产品;而以前利用SA604时则没有这个可能。

这两种芯片的其它方面都相同。我们鼓励客户升级到SA604A;因为与SA604中使用的老一代工艺相比,它是一种更加先进的双极工艺。所以,我们在SA604A上获得了更加严格的技术规格。

问: SA605混频器与典型双平衡二极管混频器的比较情况如何?

答:本应用规格书中给出了一些关于转换增益与LO功率要求方面的比较数据。这两个参数充分展示了使用SA605混频器的优点。与二极管混频器相比,SA605的唯一不足之处可能是它的较低三阶截获点。但是,这在SA605中是固有的,是其低功率消耗的结果。如果你将SA605的转换增益与低成本二极管混频器的转换损耗相比,就会发现,以输出作为基准,三阶截获点是相同的,或者是SA605更好。需要考虑的另一个要点是,由于它的不良噪声指数,二极管混频器在未经预先放大的情况下不能用在接收器的前端。三阶截取分析显示,二极管混频器和前置放大器之组合的截获点将会退化,程度至少等于前置放大器的增益。而SA605A则可能不需要前置放大器,因为它具有杰出的噪声指数。

关于此主题的详细讨论,请参考标题为“吉尔伯特型混频器与二极管混频器之对比”的论文。

问: 在SCA调频接收中,我们如何使用SA605?

答:在此情况下可以使用AN1993中描述的10.7 MHz应用电路。LO频率需要改变,RF前端应该调谐到调频广播范围。对于20dB S/N而言,从SA605的引脚8中出来的普通调频信号预计可有大约1.5 μV(转换为50 Ω)的灵敏度。这个信号应该经过带通滤波和放大,以便能接收SCA副载波。然后,它的输出应该进入一个PLL SCA解码器(这在飞利浦半导体公司的“SA565锁相回路”的数据表给出),以解码基带音频。SA605上引脚8和9的两个输出能用来接收SCA数据以及声音,或者是其它信号;例如同时接收普通FM和SCA二者。得益于它的90 dB动态范围,RSSI输出对于监视信号电平非常有用。

问: SA605或SA604A的功率消耗与温度和V_{CC}的关系如何?

SA605的设计要点综述

AN1994

答：SA605在6 V电压下消耗大约5.6 mA的电流。这个水平与温度和电压稍微有一点关系，如图33所示。图34中给出了SA604A的类似数据。

问：你们如何最小化RF和LO馈通？

答：RF和LO馈通应归因于混频器差分放大器输入上的偏移电压和寄生电容的失衡。可以使用一个电路（例如图35中显示的电路）来调节差分放大器的平衡。连接到引脚1和2的回路将最小化RF馈通，而图中所示的连接到引脚6的回路将调节LO馈通。唯一的限制是，如果RF和LO频率处于100 MHz范围内或更高，那么这些电路将影响于一个较窄的频率范围内。

问：关于失真与RF输入电平的关系。我们在低RF电平下获得了一个良好的未失真解调信号，但在高RF电平下却有严重的失真。这是怎么回事？

答：这个问题通常会在10.7 MHz或更高的中频下发生。中频滤波器未能在两侧都合适地匹配，导致了一个倾斜的中频响应。通过在中频失去限制的调频阈值处调节正交电路，就能最小化由此产生的失真。随着RF输入的增加，中频级将受限，并使得中频响应重新变平坦。在这点上，正交电路设定不佳的影响显示为自身的失真。解决方案是始终调谐正交电路在一个中等RF电平下失真，以确保中频能完全受到限制。然后，为了避免在低RF电平下的过度失真，设计人员应该保证，中频滤波器能够适当的匹配。

问：最常见的问题：“为什么接收器的灵敏度不能满足技术规格？”；“为什么RSSI动态范围比期望值小得多？”；“为什么随着RF输入的减小，RSSI曲线在0.9 V处调头向下，却在1 V上保持平稳？”；“为什么音频输出会突然发生振荡，或者随着RF输入的下降而输出宽带噪声，而不是缓慢地消失？”；“当利用频谱分析仪观察中频输出时，为什么随着RF电平的下降，高幅凸尖会在中频带的边缘附近变得可以看见？”

答：这些是在SA605上最普遍见到的问题。它们都是同一问题的症状：不稳定性。不稳定性是由于不良布线和接地引起。

当限幅器的输出信号是通过混频器和中频放大器的高阻抗输入而辐射和获得时，就会发生可再生的不稳定性。这个信号被中频放大器和限幅器二者放大。正反馈会导致信号增长，直到限幅器输出上的信号变得受限。由于调频的自然属性，这种不稳定性将影响任何低RF输入电平以及接收器（参见图23）。

由于接收器通常在高RF输入下是良好的，所以它会误导设计人员，使他们相信设计没有问题。除此之外，RSSI电路无法断定，正在接收的信号是来自天线、还是由于可再生不稳定性造成的。因此，在这种情况下RSSI将是一个良好的不稳定性指示器；因为当接收信号减小时RSSI将处于一个高水平。在RF载波存在（无调制）时观察中频频谱（605的引脚11，604A的引脚9），用户将会看到下面所示的一个形状。当可再生不稳定性发生时，接收器似乎不具有它应该有的最终灵敏度。

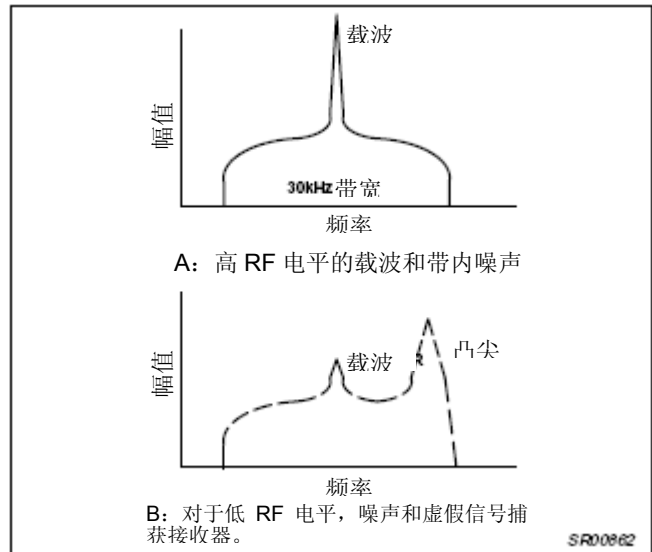


图23.

确保使用一个双面布线，在两侧都具有良好的接地层。这样将在电路板的两面都具有RF/中频回路。尽你所能，完全遵照我们的布线。正如前文所述，电源旁路应该具有一个低ESR 10-15 μF钽电容。晶体封装、电感、和正交电路屏蔽都应该接地。即使不需要作为一个输出，也应该使用RSSI输出作为进展的监视器。降低最低的RSSI电平，使电路更加稳定。总体增益应该减小；方法是：降低中频放大器与中频限幅器的输入阻抗，并在中频放大器后面和第二个滤波器的前面添加衰减。如果在没有RF输入时一个电路显示的RSSI为250 mV或更小，则可以认为它接近于装置的性能极限。如果RSSI仍然保持在250 mV以上，那么就on应该重新考虑上述建议。

问：在音频输出上没有后置等化器网络时，音频输出的- 3 dB带宽被限制在只有4.5 kHz。最大频率偏差是8 kHz，而中频带宽是25 kHz。这是怎么回事？

答：在这种情况下，限制音频带宽的因素并不是输出电路，而是中频滤波器。请记住，关于调频中频带宽的卡森（Carson）规则要求中频带宽至少达到：

$$2 \text{ (最大频率偏差 + 音频频率)}$$

对于一个25 kHz的中频带宽和8 kHz的频率偏差，能够通过并且不会失真的最大频率大约为4.5 kHz。那么可以预计， $2 \times (8 \text{ kHz} + 4.5 \text{ kHz}) = 25 \text{ kHz}$ 。

问：对于图4中给出的等效电路型号，SA606的等效RF输入阻抗是多少？

答：SA606的输入阻抗与频率的关系为：

SA605的设计要点综述

AN1994

频率	R II C
10 MHz	7.5KΩ 2.4pF
50 MHz	7.5KΩ 2.7pF
100 MHz	6.25KΩ 2.7pF
150 MHz	5.5KΩ 2.7pF
200 MHz	5.0KΩ 2.8pF

本规格书中讨论的输入匹配技术也适用于SA606。

参考资料:

“高性能低功率调频中频系统” (SA604A数据表), 飞利浦半导体公司线性数据手册, 飞利浦半导体公司, 1988。

“AN199-利用SA604进行设计”, 飞利浦半导体公司线性数据手册, 1987。

“AN1981-新型低功率单边带电路”, 飞利浦半导体公司线性数据手册, 1988。

“在低功率混频器应用中使用SA602的振荡器”, 飞利浦半导体公司线性数据手册, 1988。

“AN1993-低功率RF/中频集成电路的高灵敏度应用”, 飞利浦半导体公司线性数据手册, 1988。

“RF电路设计”, Bowick. C., 印地安纳: Howard W. Sams & Company, 1982。

“无线电爱好者的ARRL手册”, 美国无线电转播联盟, 1986。

“通信接收器: 原理与设计”, Rohde, U., Bucher, T.T.N., McGraw Hill, 1988。

“吉尔伯特型混频器与二极管混频器的关系”, 1989年RF展览会学术资料, Fotowat, A., Murthi, E., 页码409 - 413。

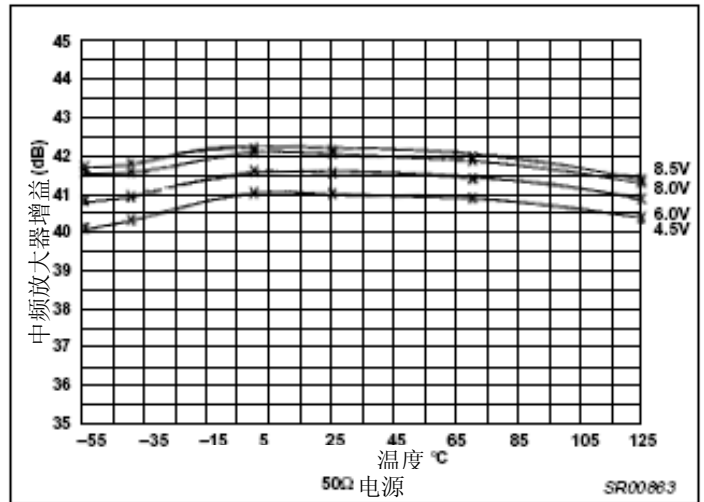


图24: 中频放大器增益

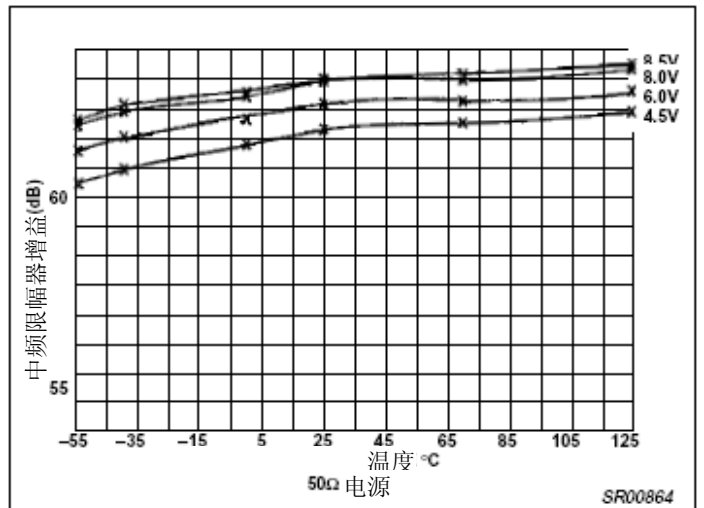


图25: 中频限幅器增益

SA605的设计要点综述

AN1994

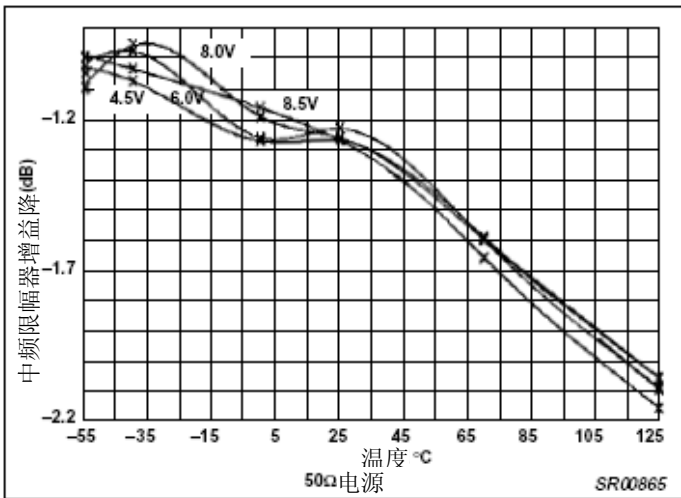


图26: 中频放大器增益降, 20 MHz响应

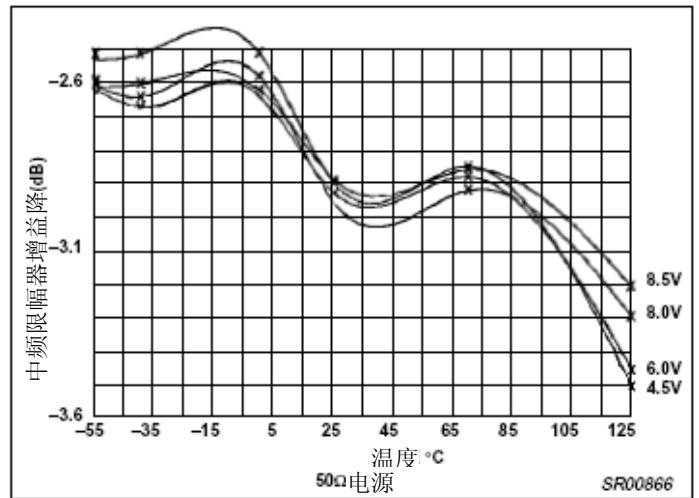


图27: 中频限幅器增益降, 20 MHz响应

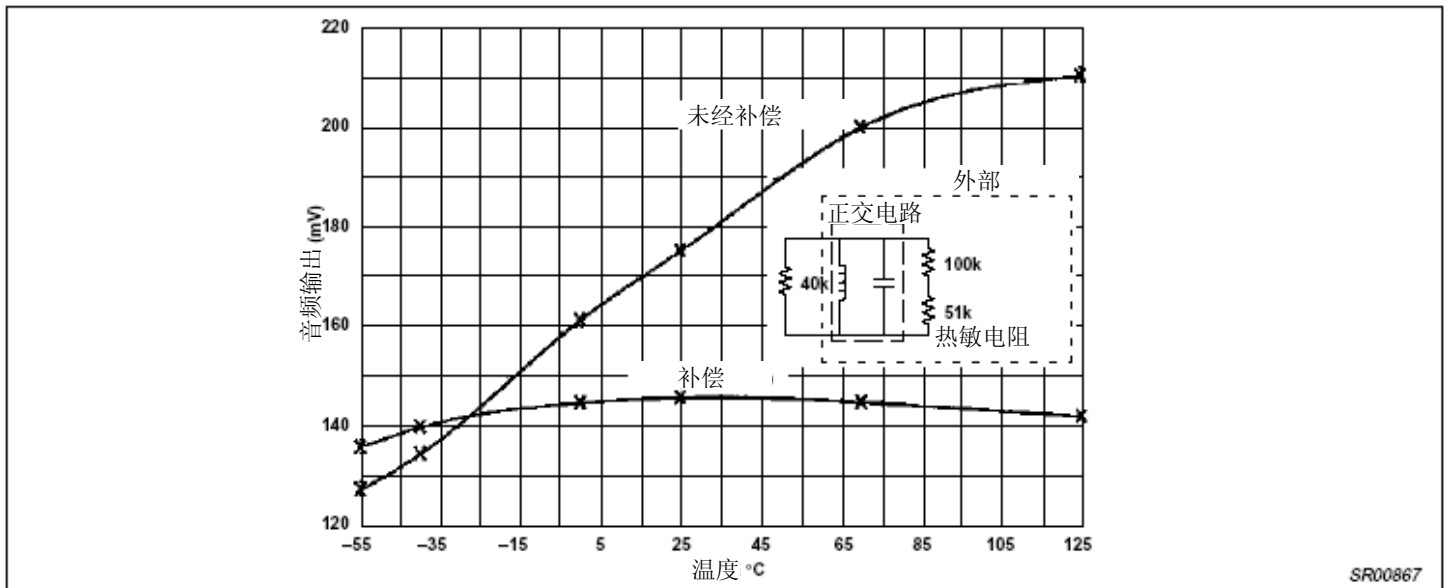


图28: 音频输出: 补偿与不补偿的对比

SA605的设计要点综述

AN1994

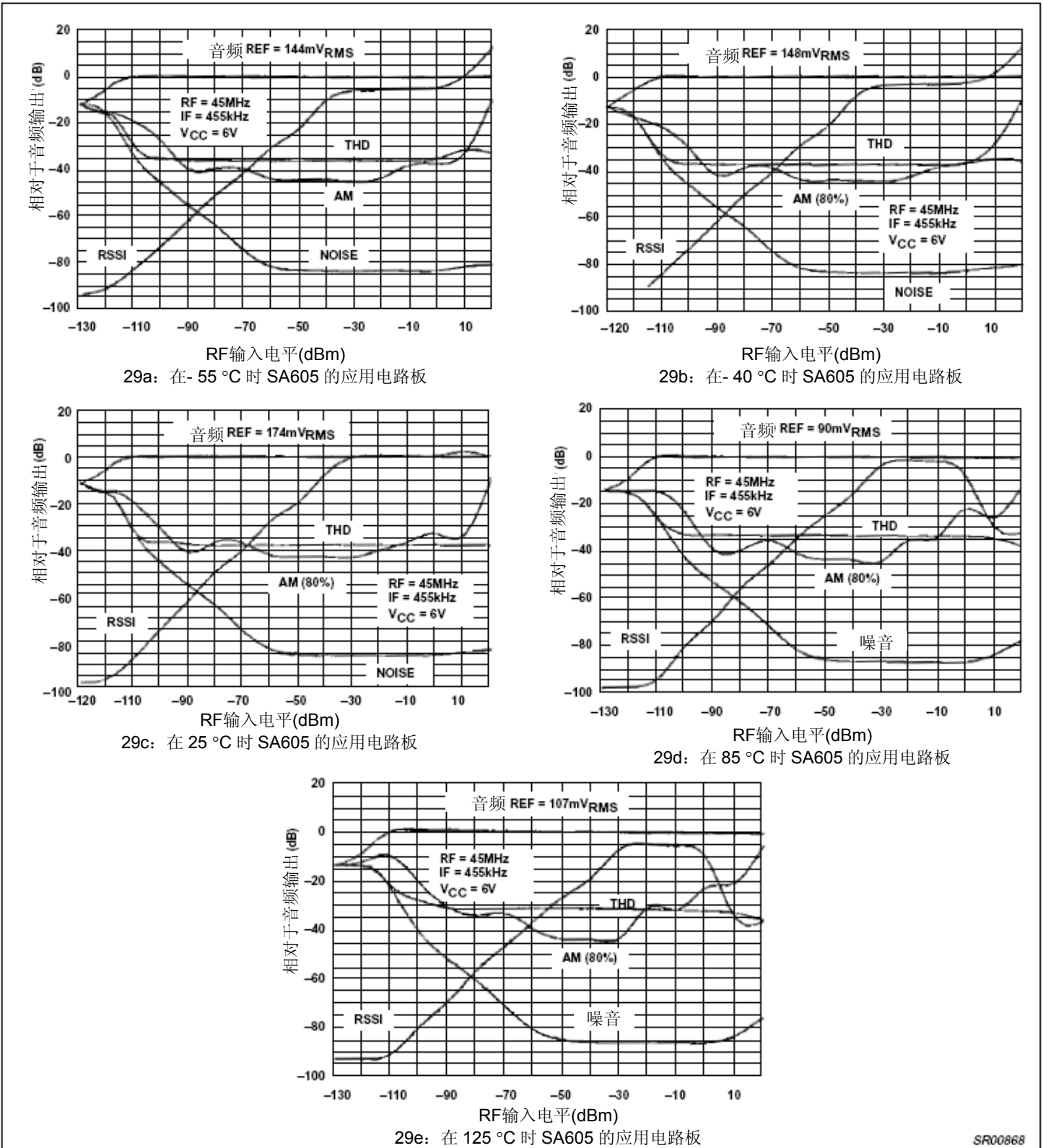
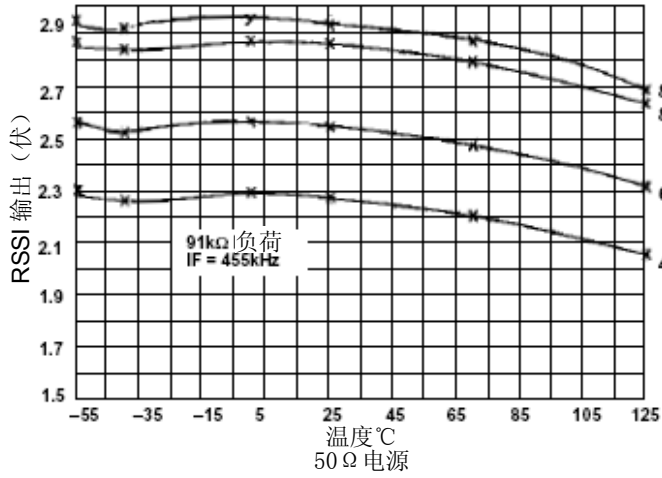
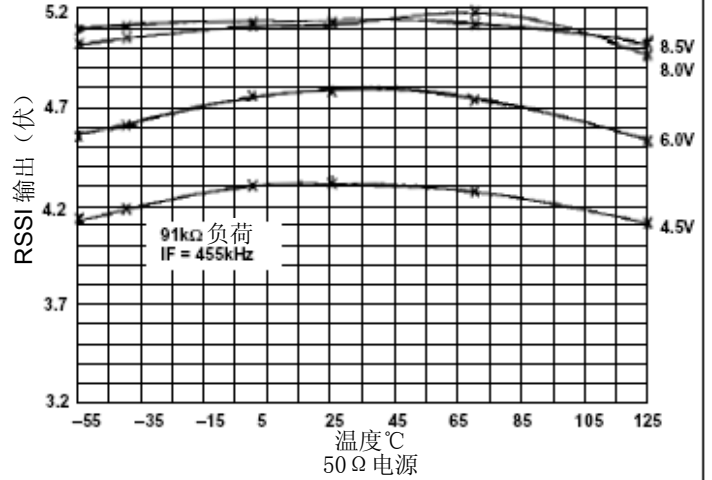


图29: 在不同温度下SA605应用电路板的性能

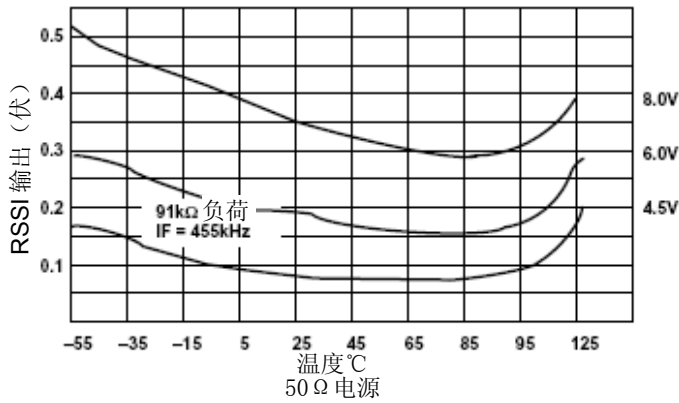
SR00868



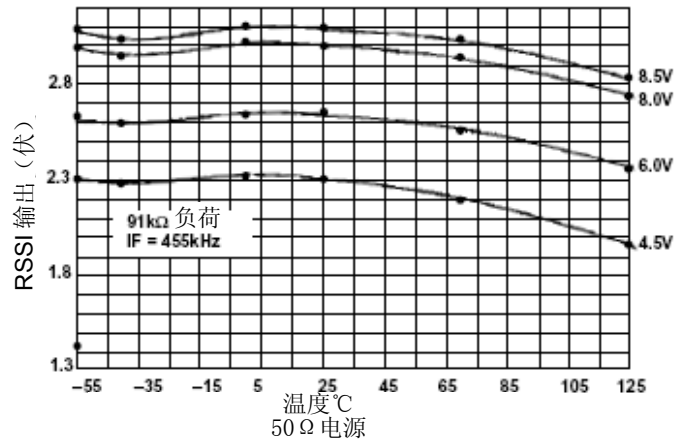
30a: 在 - 68 dBm时SA604A的RSSI输出



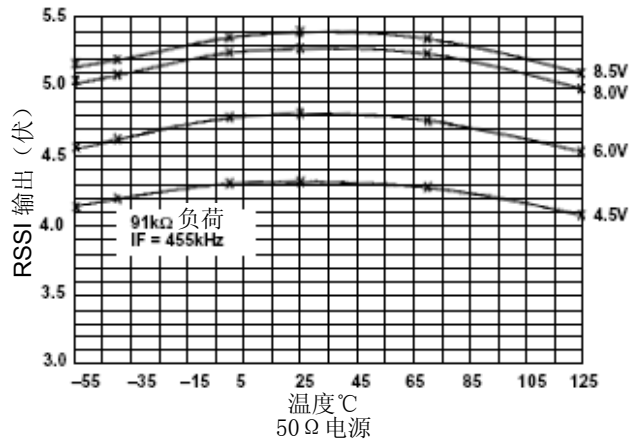
30b: 在 - 18 dBm时SA604A的RSSI输出



30c: 在 - 120 dBm时SA605的RSSI



30d: SA605 RSSI, - 76dBm



30e: 在 - 28 dBm时SA605的RSSI

SR00869

图30: 不同输入下的RSSI响应

SA605的设计要点综述

AN1994

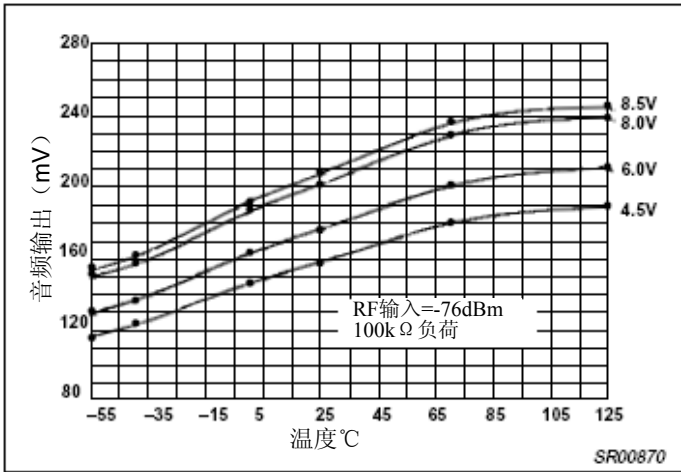


图31: 音频电平与温度和电源电压的关系

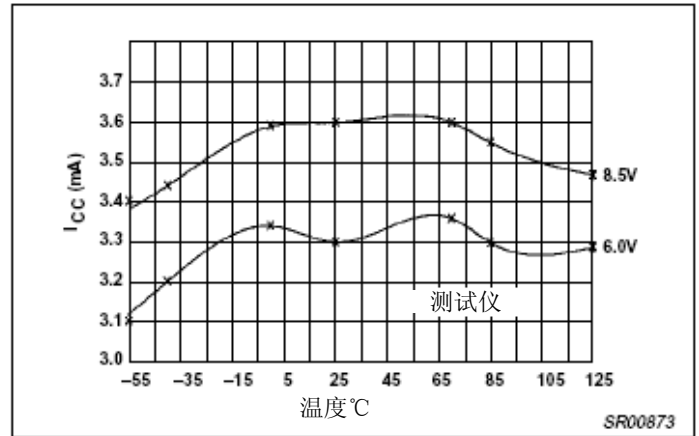


图34: SA604A I_{CC}与温度的关系

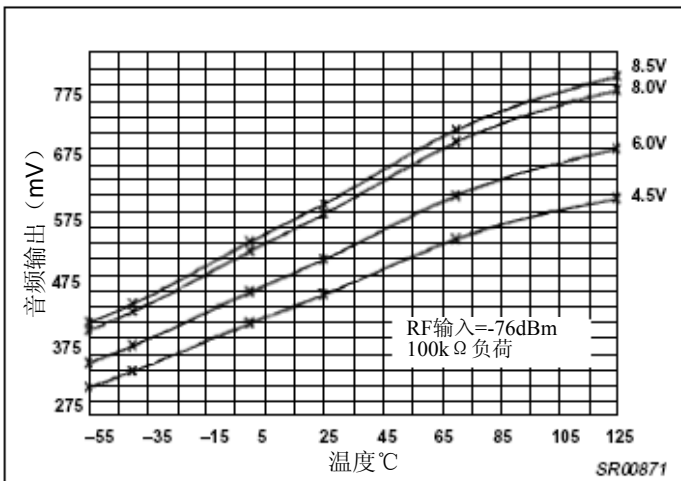


图32: 数据电平与温度和电源电压的关系

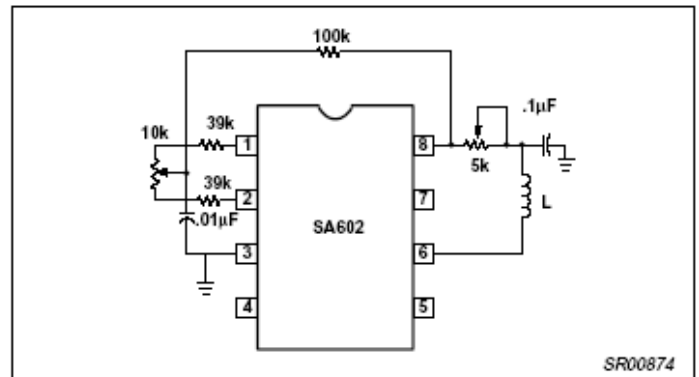


图35: 最小化RF和LO馈通

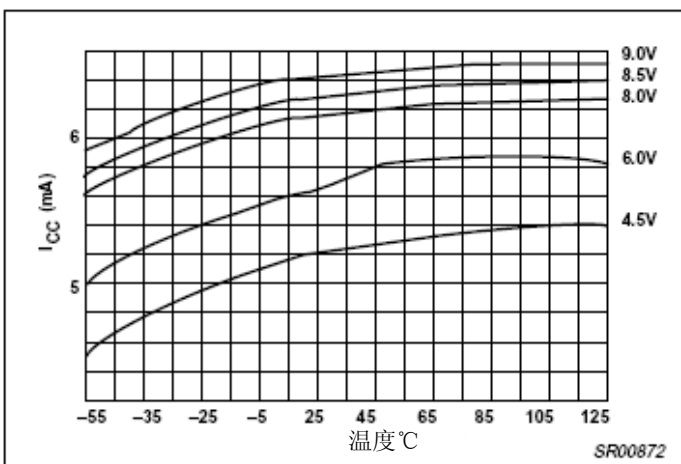
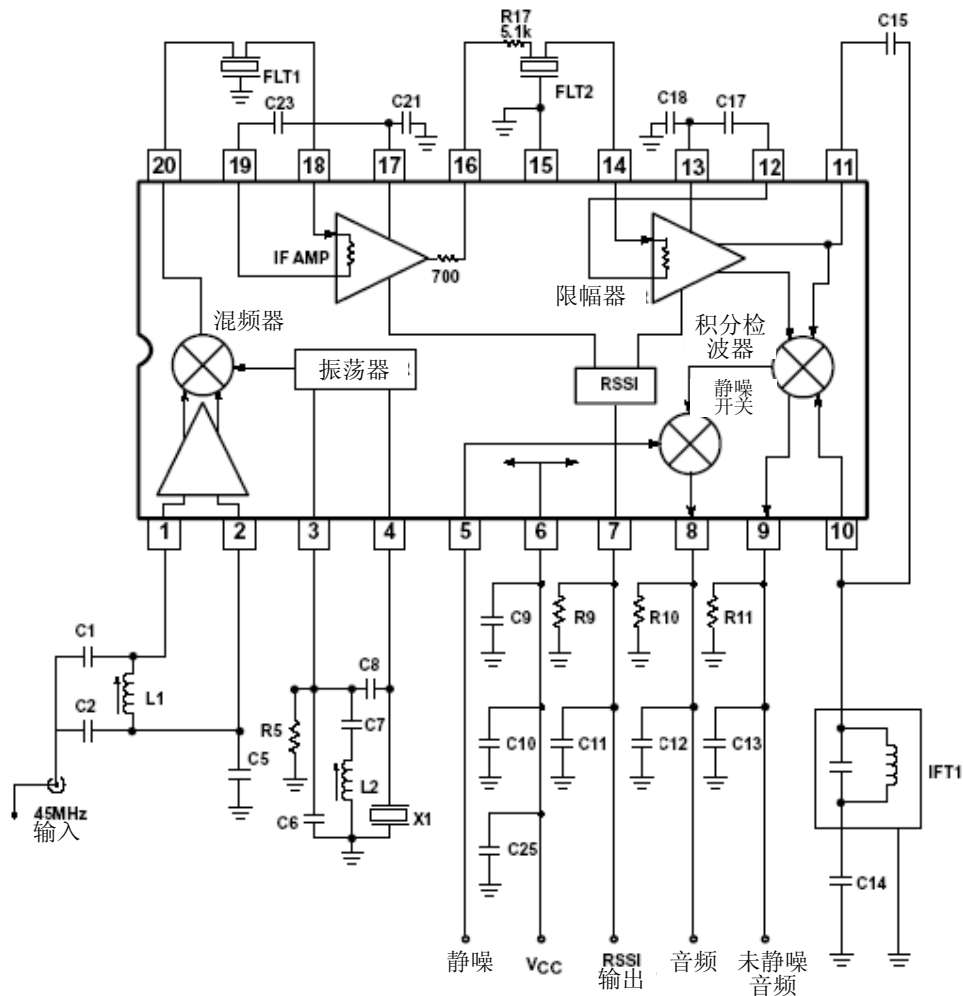


图33: SA605 I_{CC}与温度的关系

SA605的设计要点综述

AN1994



应用器件清单

- | | | | |
|-----|--------------------|-------|---------------------------------------|
| C1 | 47pF NPO 陶瓷 | C21 | 100nF +10% 单片陶瓷 |
| C2 | 180pF NPO 陶瓷 | C23 | 100nF +10% 单片陶瓷 |
| C5 | 100nF +10% 单片陶瓷 | C25 | 100nF +10% 单片陶瓷 |
| C6 | 22pF NPO 陶瓷 | Flt 1 | 陶瓷滤波器Murata SFG455A3或等同牌号 |
| C7 | 1nF 陶瓷 | Flt 2 | 陶瓷滤波器Murata SFG455A3或等同牌号 |
| C8 | 10.0pF NPO 陶瓷 | IFT 1 | 455kHz (Ce = 180pF) Toko RMC-2A6597H |
| C9 | 100nF +10% 单片陶瓷 | L1 | 147-160nH Coilcraft UNI-10/142-04J08S |
| C10 | 6.8μF 钽 (最小) * | L2 | 3.3μH标准Toko 292CNS-T1046Z |
| C11 | 100nF +10% 单片陶瓷 | X1 | 44.545MHz 晶体 ICM4712701 |
| C12 | 15nF +10% 陶瓷 | R9 | 100k +1% 1/4W 金属薄膜 |
| C13 | 150pF +2% N1500 陶瓷 | R17 | 5.1k +5% 1/4W 碳合成物 |
| C14 | 100nF +10% 单片陶瓷 | R5 | 未在应用电路板上使用 (参见注释8) |
| C15 | 10pF NPO 陶瓷 | R10 | 100k +1% 1/4W 金属薄膜 (任选) |
| C17 | 100nF +10% 单片陶瓷 | R11 | 100k +1% 1/4W 金属薄膜 (任选) |
| C18 | 100nF +10% 单片陶瓷 | | |

*注释: 当使用蓄电池作为电源时, 这个值可以减小。

图36: SA605的45 MHz应用电路

SA605的设计要点综述

AN1994

表1: 相关的应用规格书

应用规格书	日期	标题	主要内容
AN198	1987年2月	利用SA602设计	- 单端或平衡匹配的优缺点
AN1981	1988年12月	新型低功率单边带电路	- 单边带电路的总体描述 - 音频处理 - 定相滤波器技术
AN1982	1988年12月	在低混频器应用中使用SA602的振荡器	- 振荡器配置
AN199	1987年2月	利用SA604设计	下列电路: - 调幅同步检测 - 带温度补偿的RSSI电路 - 场强计 - 乘积检波器
AN1991	1988年12月	带有表计驱动装置的音频分贝电平检波器	- 604的应用
AN1993	1988年12月	高灵敏度应用低功率RF/中频集成电路	- SA602和SA604在典型应用中的综述 - 开始设计之前的有用信息

表2: 平衡与不平衡匹配的比较

SA605或SA602	匹配	优点	缺点
引脚1和2 (RF输入)	单端 (不平衡)	- 非常简单的电路 - 不会牺牲其三阶性能	- 增大二阶乘积
	平衡	- 减小二阶乘积	- 阻抗匹配难以实现

表3: LO 配置

LO (MHz)	使用板装振荡器时的建议配置
0 - 30	基频模式, 使用Colpitts
30 - 70	3阶谐波模式, 使用Colpitts
70 - 90	3阶到5阶谐波模式, 使用Colpitts, 配备22 kΩ电阻, 从发射极引脚连接到接地
90 - 170	使用Butler, 晶体为串联模式, 以及一个22 kΩ电阻器, 从发射极引脚连接到接地
170 - 300	LC配置