

### 产品特性

#### RF工作频率范围

30 MHz至2 GHz

#### $2 \times f_{LO}$ 时的LO输入

60 MHz至4 GHz

输入IP3: 31 dBm (900 MHz)

输入IP2: 62 dBm (900 MHz)

输入P1dB: 13 dBm (900 MHz)

#### 噪声系数(NF)

12.0 dB(140 MHz)

14.7 dB(900 MHz)

电压转换增益: > 4 dB

#### 正交解调精度

相位精度: 约 $0.4^\circ$

幅度平衡: 约0.05 dB

解调带宽: 约240 MHz

基带I/Q驱动: 2 V p-p (200  $\Omega$ )

5 V单电源

### 应用

QAM/QPSK RF/IF解调器

W-CDMA/CDMA/CDMA2000/GSM

微波点对点(多)点无线电

宽带无线和WiMAX

宽带有线电视

### 概述

ADL5387是一款宽带正交I/Q解调器, 涵盖从30 MHz到2 GHz的RF/IF输入频率范围。在450 MHz时, 其噪声系数(NF)为13.2 dB, IP1dB为12.7 dBm, 三阶交调截点(IIP3)为32 dBm; 具有出色的动态范围, 适合要求苛刻的基础设施直接变频应用。差分RF/IF输入提供良好的50  $\Omega$ 宽带输入阻抗, 并且为获得最佳性能, 应采用1:1巴伦驱动。

本振(LO)正交产生采用二分频方法, 从而可实现超宽带操作。幅度平衡和相位平衡分别约为0.05 dB和 $0.4^\circ$ 时, 可在宽LO电平范围内达到出色的解调精度。解调相内(I)和正交(Q)差分输出经过完全缓冲, 提供4 dB以上的电压转换增益。缓冲基带输出能将2 V p-p差分信号驱动至200  $\Omega$ 负载。

### 功能框图

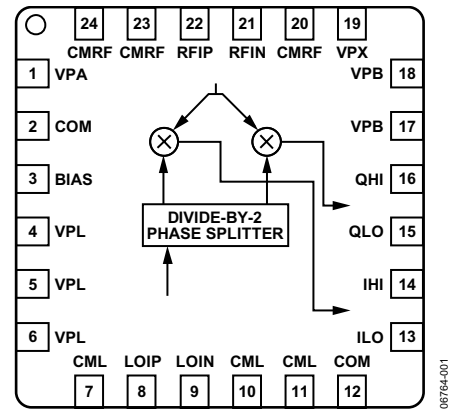


图1.

完全平衡的设计可极大地降低二阶失真的影响。从LO端口至RF端口的泄漏小于-70 dBc。I和Q输出端的差分直流失调电压小于10 mV。这些因素使该器件具有60 dBm以上的出色IIP2特性。

ADL5387采用4.75 V至5.25 V单电源供电, 可利用从BIAS引脚连接至地的外部电阻来调节电源电流。

ADL5387采用ADI公司先进的硅-锗双极性工艺制造, 提供24引脚、裸露焊盘LFCSP封装。

Rev. A

#### Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781.329.4700 ©2007–2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文, 敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误, ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性, 请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

## 目录

特性.....	1	混频器.....	14
应用.....	1	发射极跟随器缓冲器.....	14
功能框图.....	1	偏置电路.....	14
概述.....	1	应用信息.....	15
修订历史.....	2	基本连接.....	15
技术规格.....	3	电源.....	15
绝对最大额定值.....	5	本振(LO)输入.....	15
ESD警告.....	5	RF输入.....	16
引脚配置和功能描述.....	6	基带输出.....	16
典型性能参数.....	7	误差矢量幅度(EVM)性能.....	17
$f_{RF} = 140$ MHz时的分布情况.....	10	低IF镜像抑制.....	18
$f_{RF} = 450$ MHz时的分布情况.....	11	示例基带接口.....	18
$f_{RF} = 900$ MHz时的分布情况.....	12	特性设置.....	21
$f_{RF} = 1900$ MHz时的分布情况.....	13	评估板.....	23
电路描述.....	14	外形尺寸.....	26
LO接口.....	14	订购指南.....	26
V-I转换器.....	14		

### 修订历史

#### 2013年5月—修订版0至修订版A

将最小RF工作频率从50 MHz改为30 MHz(通篇).....	1
将 $2 \times f_{LO}$ 时的最小LO输入从100 MHz改为60 MHz (通篇).....	1
增加RF = 30 MHz时的动态性能参数.....	3
更改本振(LO)输入部分.....	15
更改表4.....	24
更新外形尺寸.....	26
更改订购指南.....	26

#### 2007年10月—修订版0：初始版

## 技术规格

除非另有说明， $V_S = 5\text{ V}$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $f_{RF} = 900\text{ MHz}$ ， $f_{IF} = 4.5\text{ MHz}$ ， $P_{LO} = 0\text{ dBm}$ ，BIAS引脚开路， $Z_O = 50\ \Omega$ ；基带在450  $\Omega$ 负载下以差分形式输出。

表1.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
工作条件					
LO频率范围	外部输入 = 2xLO频率	0.06		4	GHz
RF频率范围		0.03		2	GHz
LO输入	LOIP, LOIN				
输入回损	交流耦合至LOIP, LOIN旁路, 2 GHz时测量	-6	-10		dB
LO输入电平			0	+6	dBm
I/Q基带输出	QHI, QLO, IHI, ILO				
电压转换增益	I和Q输出上具有450 $\Omega$ 差分负载(900 MHz时)		4.3		dB
	I和Q输出上具有200 $\Omega$ 差分负载(900 MHz时)		3.2		dB
解调带宽	1 V p-p信号, 3 dB带宽		240		MHz
正交相位误差	在900 MHz条件下		0.4		度
I/Q幅度不平衡			0.1		dB
输出直流失调(差分)	0 dBm LO输入		$\pm 5$		mV
输出共模			VPOS - 2.8		V
0.1 dB增益平坦度			40		MHz
输出摆幅	差分200 $\Omega$ 负载		2		V p-p
峰值输出电流	每个引脚		12		mA
电源	VPA, VPL, VPB, VPX	4.75		5.25	V
电压	BIAS引脚开路		180		mA
电流	RBIAS = 4 k $\Omega$		157		mA
RF = 30 MHz时的动态性能	RFIP, RFIN, L1, L2 = 680 nH, C10, C11 = 0.01 $\mu\text{F}$				
转换增益			4.5		dB
输入P1dB (IP1dB)			12		dBm
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		69		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		31		dBm
I/Q幅度不平衡			0.1		dB
I/Q相位不平衡			0.3		度
RF = 140 MHz时的动态性能					
转换增益			4.7		dB
输入P1dB (IP1dB)			13		dBm
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		67		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		31		dBm
LO至RF	RFIN, RFIP端接50 $\Omega$ , RF端口产生1xLO		-100		dBm
RF至LO	LOIN, LOIP端接50 $\Omega$		-95		dBc
I/Q幅度不平衡			0.05		dB
I/Q相位不平衡			0.2		度
LO至I/Q	RFIN, RFIP端接50 $\Omega$ , BB端口产生1xLO		-39		dBm
噪声系数			12.0		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm干扰, 相隔5 MHz		14.4		dB

# ADL5387

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
RF = 450 MHz时的动态性能					
转换增益			4.4		dB
输入P1dB (IP1dB)			12.7		dBm
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		69.2		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		32.8		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω, RF端口产生1xLO		-87		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-90		dBc
I/Q幅度不平衡			0.05		dB
I/Q相位不平衡			0.6		度
LO至I/Q	RFIN、RFIP端接50 Ω, BB端口产生1xLO		-38		dBm
噪声系数			13.2		dB
RF = 900 MHz时的动态性能					
转换增益			4.3		dB
输入P1dB (IP1dB)			12.8		dBm
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		61.7		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		31.2		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω, RF端口产生1xLO		-79		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-88		dBc
I/Q幅度不平衡			0.05		dB
I/Q相位不平衡			0.2		度
LO至I/Q	RFIN、RFIP端接50 Ω, BB端口产生1xLO		-41		dBm
噪声系数			14.7		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm干扰, 相隔5 MHz		15.8		dB
RF = 1,900 MHz时的动态性能					
转换增益			3.8		dB
输入P1dB (IP1dB)			12.8		dBm
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		59.8		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		27.4		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω, RF端口产生1xLO		-75		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-70		dBc
I/Q幅度不平衡			0.05		dB
I/Q相位不平衡			0.3		度
LO至I/Q	RFIN、RFIP端接50 Ω, BB端口产生1xLO		-43		dBm
噪声系数			16.5		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm干扰, 相隔5 MHz		18.7		dB

<sup>1</sup> L1、L2、C10和C11的位置见图63。

## 绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
电源电压VPOS1、VPOS2、VPOS3	5.5 V
LO输入功率	13 dBm (re: 50 $\Omega$ )
RF/IF输入功率	15 dBm (re: 50 $\Omega$ )
内部最大功耗	1100 mW
$\theta_{JA}$	54°C/W
最高结温	150°C
工作温度范围	-40°C至+85°C
存储温度范围	-65°C至+125°C

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

### ESD警告



#### ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

[www.BDTIC.com/cn/adi](http://www.BDTIC.com/cn/adi)

## 引脚配置和功能描述

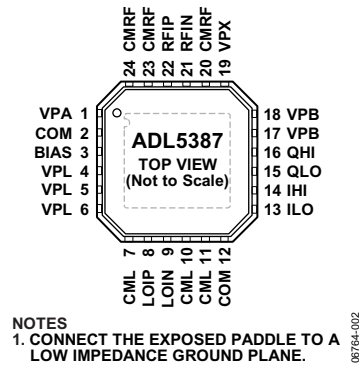


图2. 引脚配置

表3. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1、4至6、17至19	VPA, VPL, VPB, VPX	电源电压。分别用于LO、IF、偏置和基带部分的正电源电压。使用适当大小的电容将这些引脚去耦至电路板地。
2, 7, 10, 20, 23, 24	COM, CML, CMRF	地。连接至低阻抗接地层。
3	偏置	偏置控制。可在BIAS和COM之间连接电阻，减少混频器内核电流。此引脚默认设置为开路。
8, 9	LOIP, LOIN	本振。外部LO输入为2xLO频率。可通过1000 pF电容对LOIP施加0 dBm单端LO。同样地，使用1000 pF将LOIN交流接地。这些输入还可通过巴伦以差分驱动(建议使用巴伦M/A-COM ETC1-1-13)。
13至16	ILO, IHI, QLO, QHI	I通道和Q通道混频器基带输出。这些输出具有50 Ω差分输出阻抗(每个引脚25 Ω)。这些引脚上的偏置电平等于VPOS - 2.8 V。每个输出对的摆幅为2 V p-p(差分)，可以驱动200 Ω负载。3 dB输出带宽为240 MHz。
21, 22	RFIN, RFIP	RF输入。可通过1:1巴伦将单端50 Ω信号施加于RF输入(建议使用巴伦M/A-COM ETC1-1-13)。另外，必须将以地为参考的电感与RFIP和RFIN相连(推荐值 = 120 nH)。
	EP	裸露焊盘。连接至低阻抗接地层。

## 典型性能参数

除非另有说明,  $V_S = 5\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , LO驱动电平 = 0 dBm,  $R_{BIAS} = \text{开路}$ 。

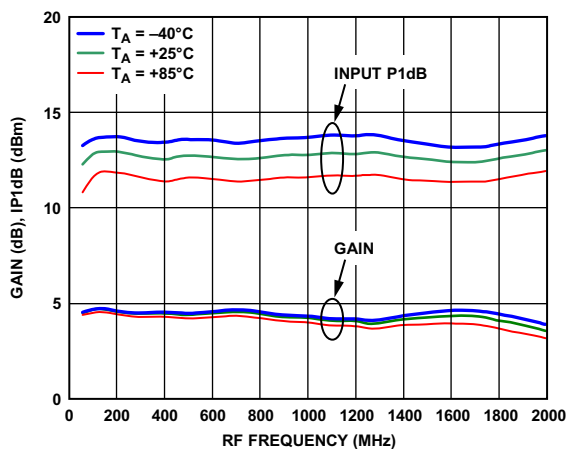


图3. 转换增益和1 dB输入压缩点(IP1dB)与RF频率的关系

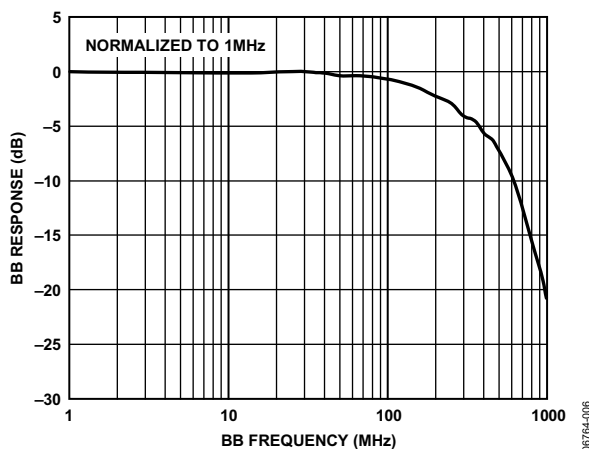


图6. 归一化I/Q基带频率响应

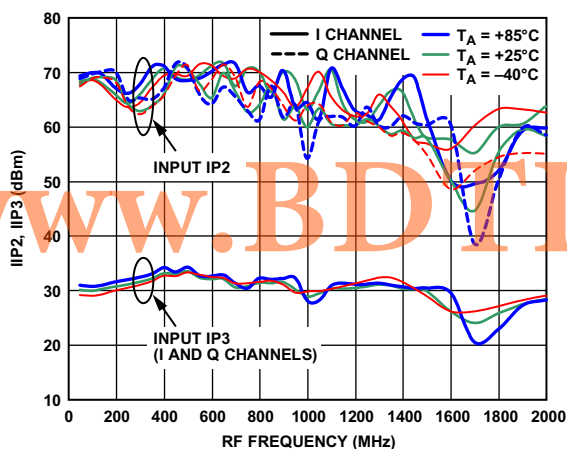


图4. 输入三阶交调截点(IIP3)和输入二阶交调截点(IIP2)与RF频率的关系

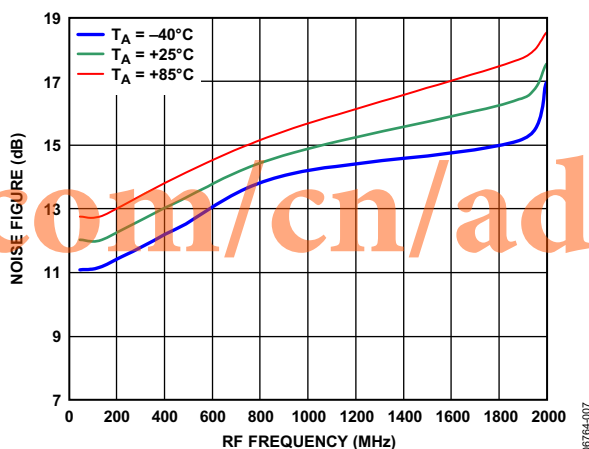


图7. 噪声系数与RF频率的关系

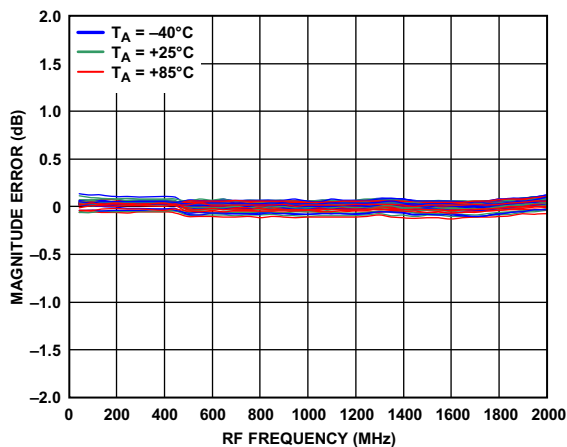


图5. I/Q增益失配与RF频率的关系

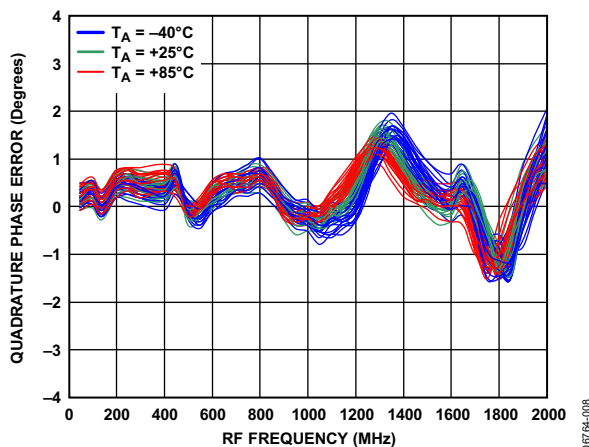


图8. I/Q正交相位误差与RF频率的关系

# ADL5387

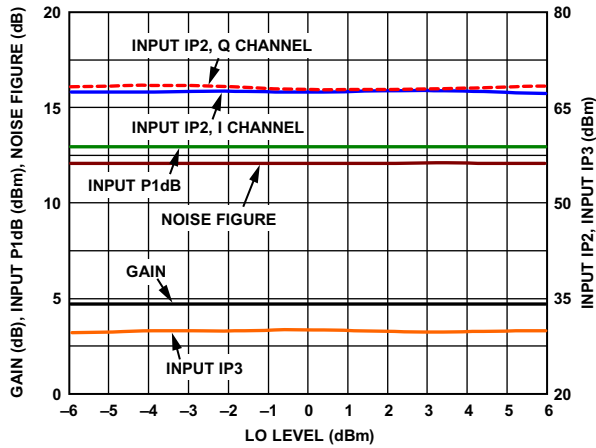


图9. 转换增益、噪声系数、IIP3、IIP2和IP1dB与LO电平的关系,  $f_{RF} = 140$  MHz

06764-009

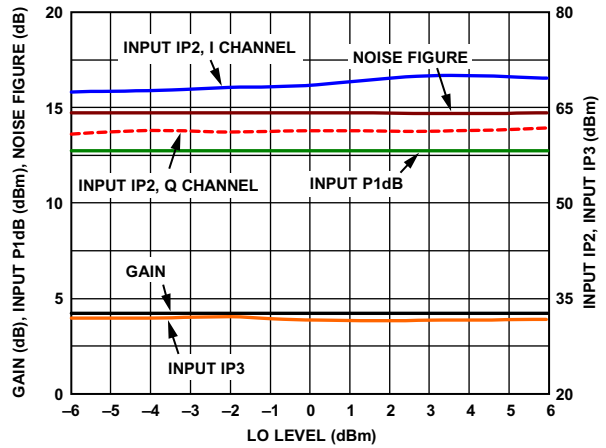


图12. 转换增益、噪声系数、IIP3、IIP2和IP1dB与LO电平的关系,  $f_{RF} = 900$  MHz

06764-012

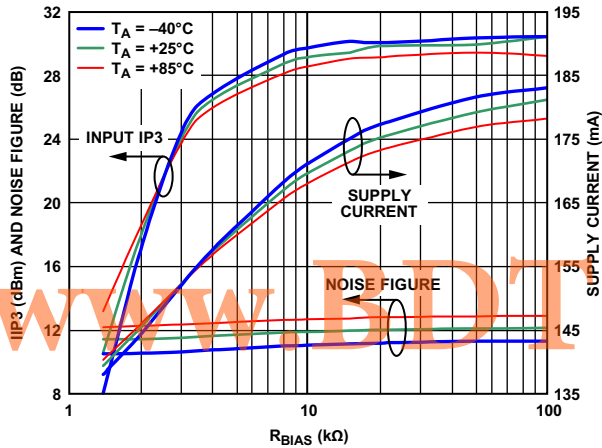


图10. 噪声系数、IIP3和电源电流与 $R_{BIAS}$ 的关系,  $f_{RF} = 140$  MHz

06764-010

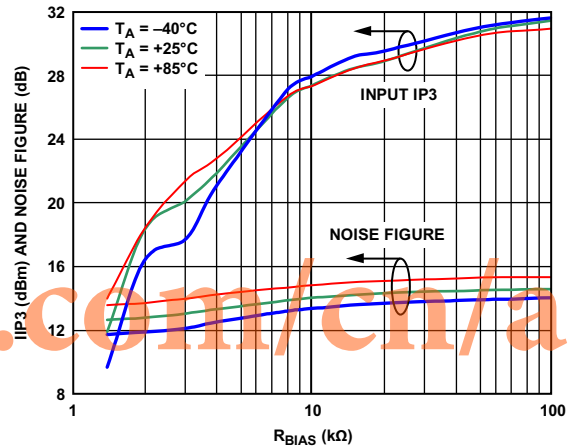


图13. IIP3和噪声系数与 $R_{BIAS}$ 的关系,  $f_{RF} = 900$  MHz

06764-013

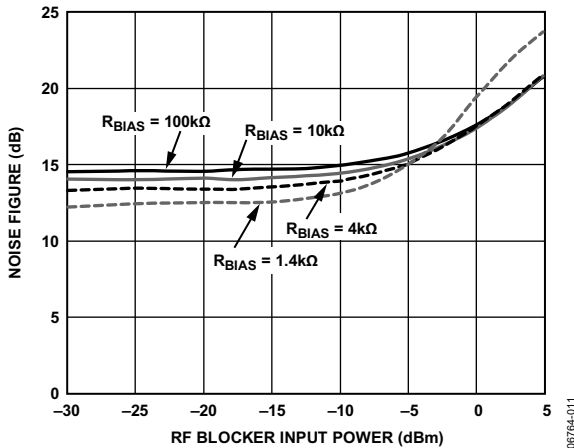


图11. 噪声系数与输入阻塞电平的关系,  $f_{RF} = 900$  MHz (RF阻塞5 MHz失调)

06764-011

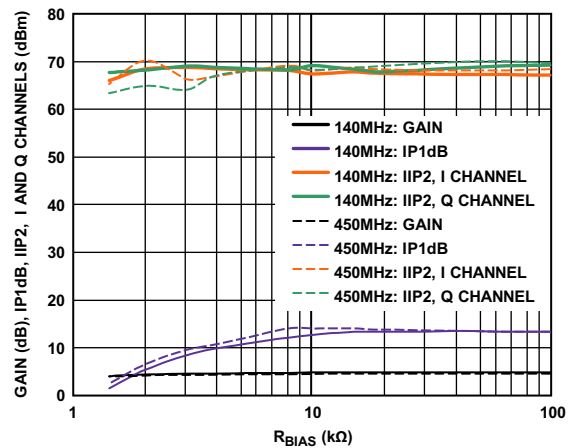


图14. 转换增益、IP1dB、IIP2 I通道和IIP2 Q通道与 $R_{BIAS}$ 的关系

06764-014



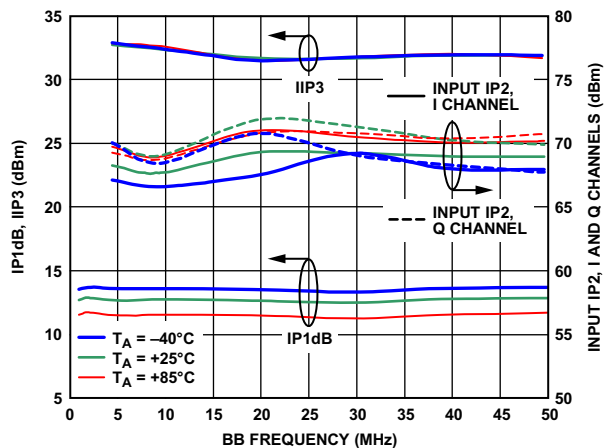


图15. IIP3、IIP2、IP1dB与基带频率的关系

06764-015

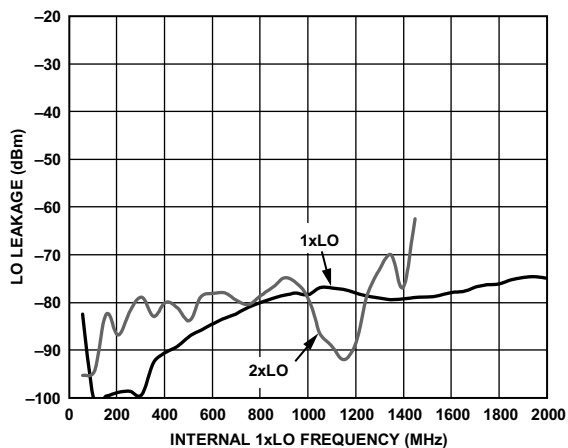


图18. LO至RF泄漏与内部1xLO频率的关系

06764-018

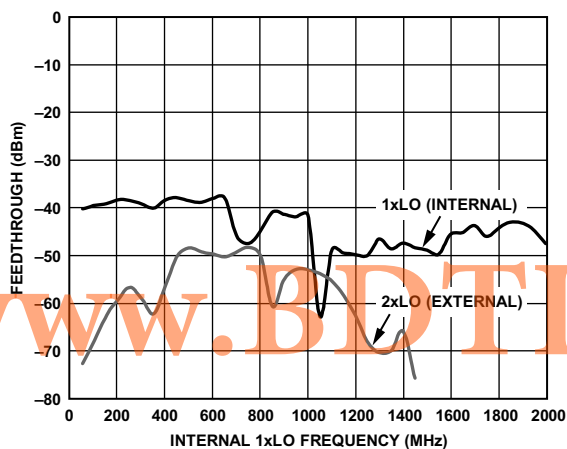


图16. LO至BB馈通与1xLO频率的关系(内部LO频率)

06764-016

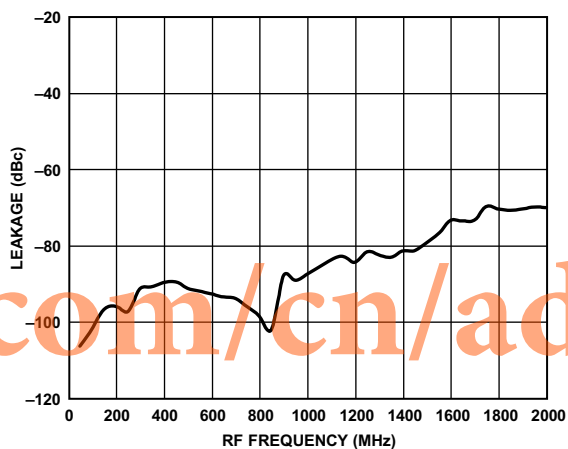


图19. RF至LO泄漏与RF频率的关系

06764-019

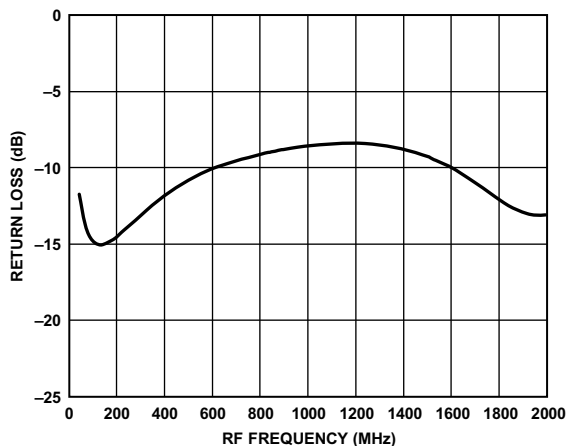


图17. RF端口回损与RF频率的关系, 通过ETC1-1-13巴伦在特性板上测得, 偏置电感为120 nH

06764-017

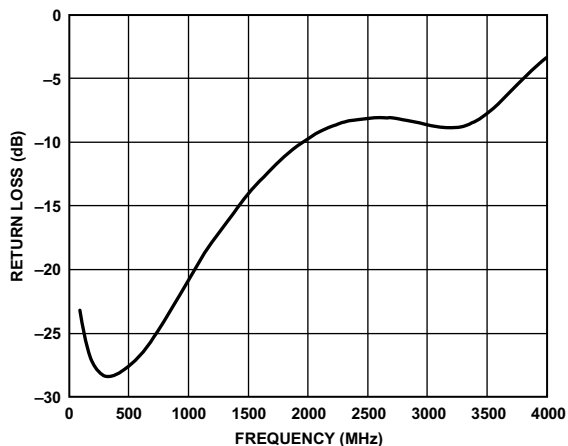


图20. 单端LO端口回损与LO频率的关系, LOIN交流耦合至地

06764-020

## $f_{RF} = 140$ MHz时的分配

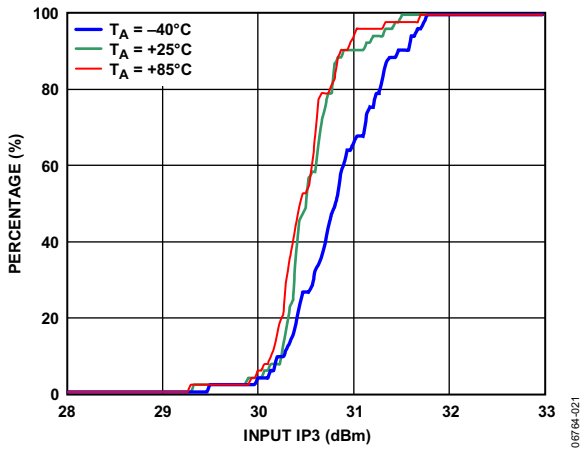


图21. IIP3分配

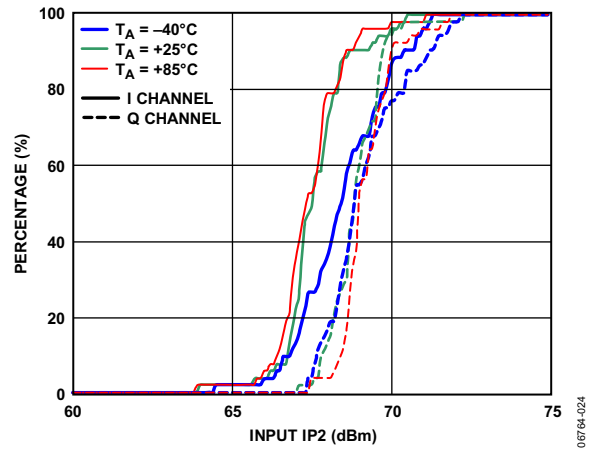


图24. I通道和Q通道的IIP2分配

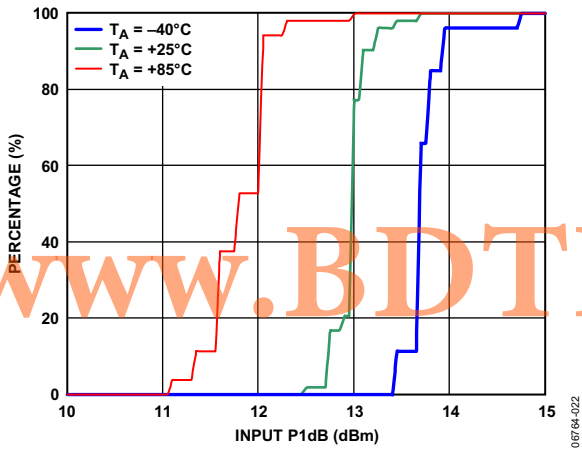


图22. IP1dB分配

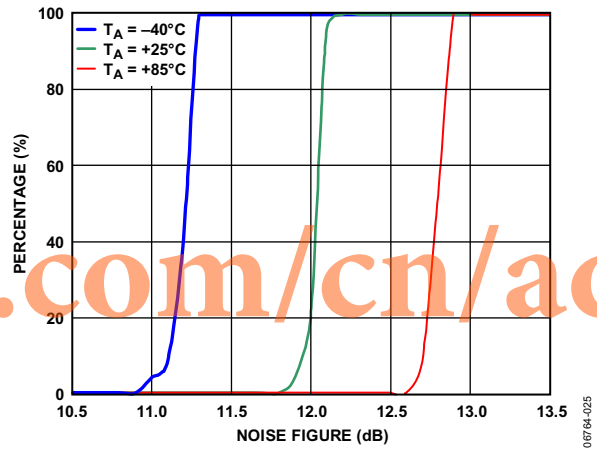


图25. 噪声系数分配

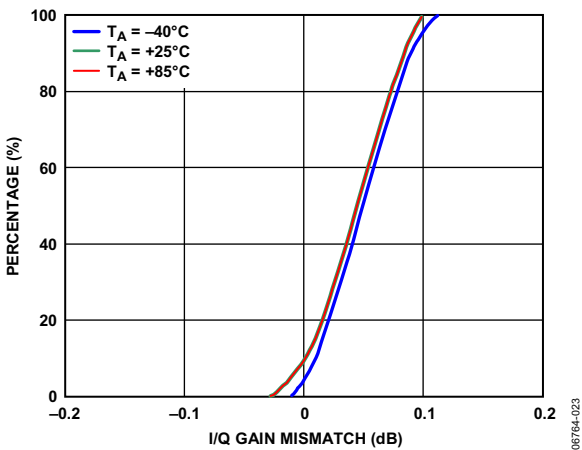


图23. I/Q增益失配分配

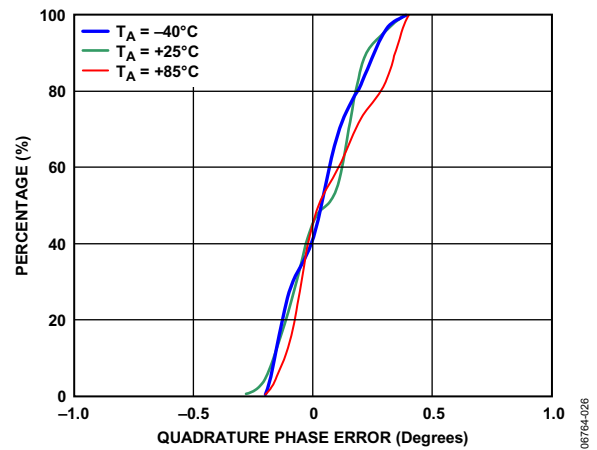


图26. I/Q正交误差分配

$f_{RF} = 450 \text{ MHz}$ 时的分配

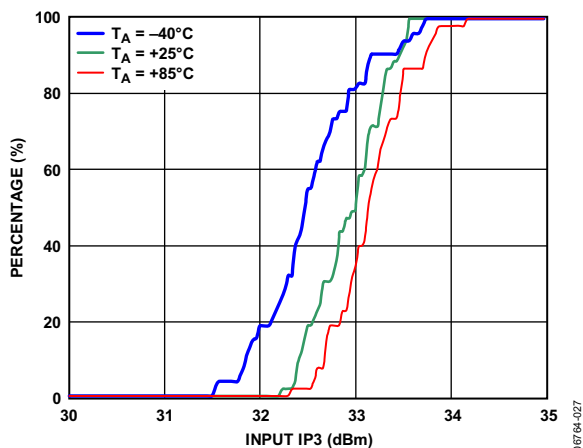


图27. IIP3分配

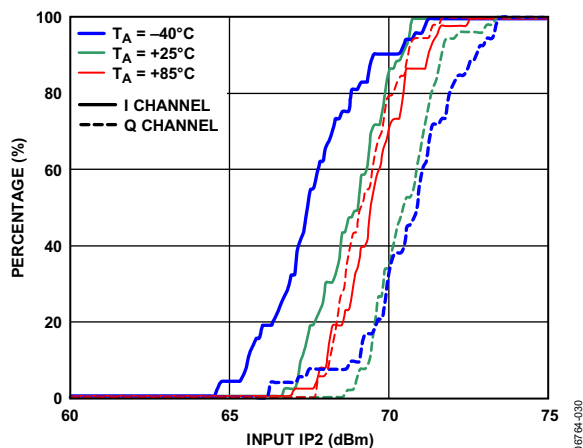


图30. I通道和Q通道的IIP2分配

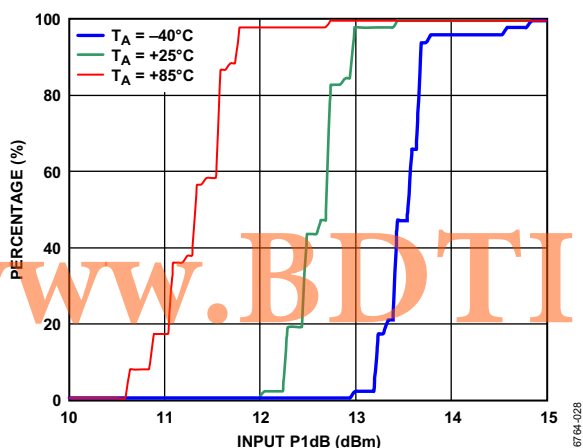


图28. IP1dB分配

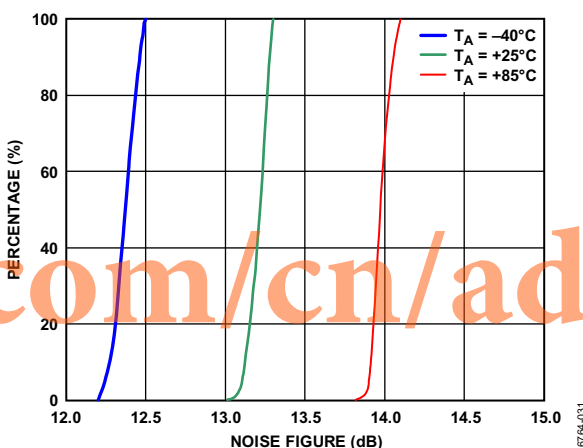


图31. 噪声系数分配

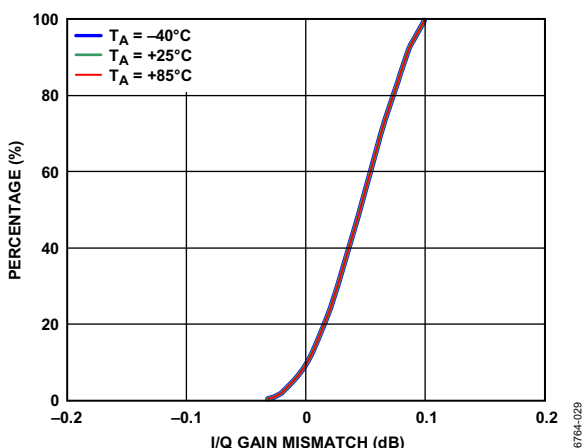


图29. I/Q增益失配分配

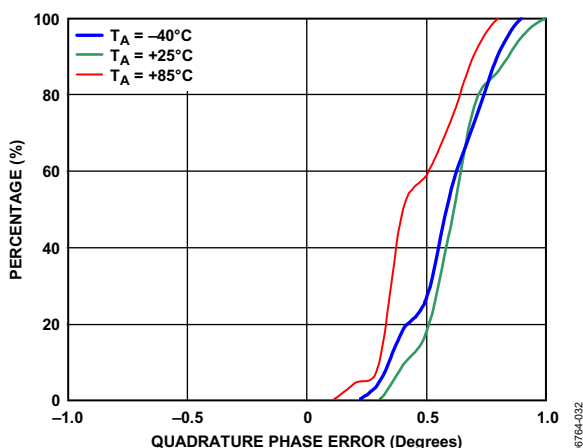


图32. I/Q正交误差分配

## $f_{RF} = 900 \text{ MHz}$ 时的分配

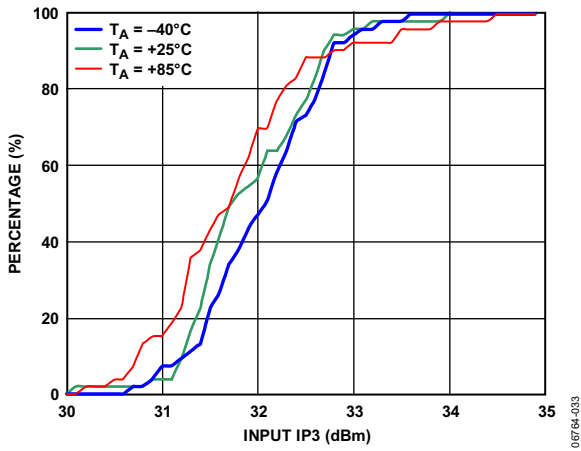


图33. IIP3分配

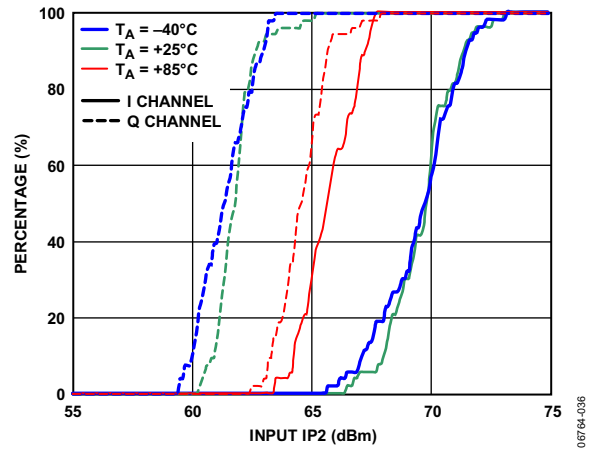


图36. I通道和Q通道的IIP2分配

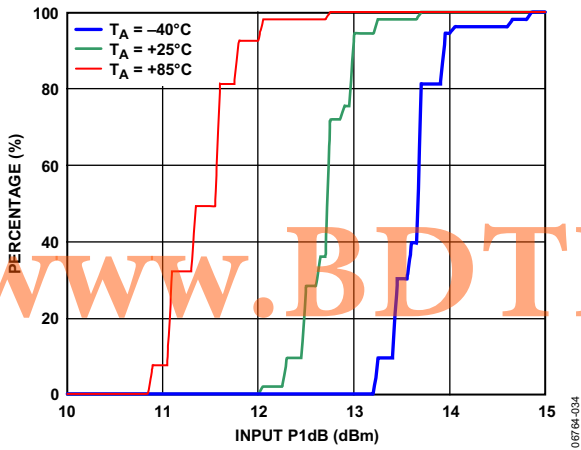


图34. IP1dB分配

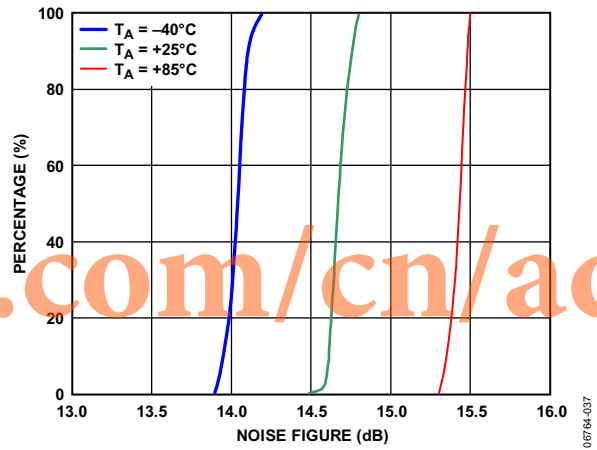


图37. 噪声系数分配

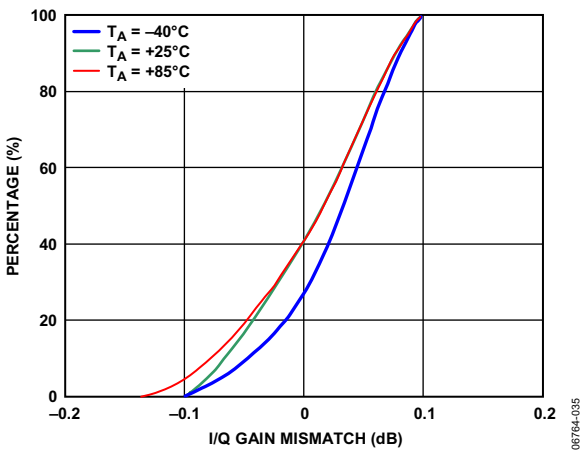


图35. I/Q增益失配分配

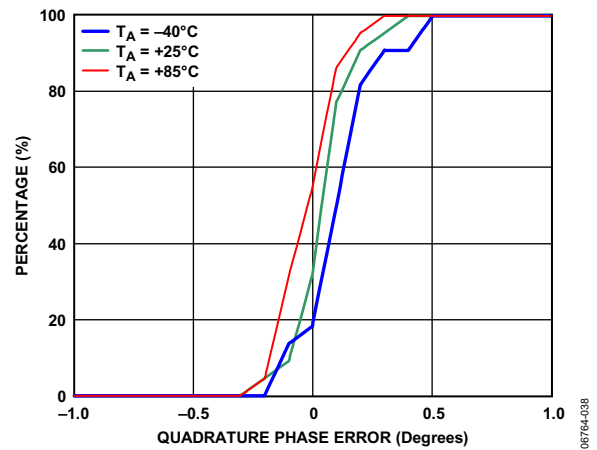


图38. I/Q正交误差分配

$f_{RF} = 1,900 \text{ MHz}$ 时的分配

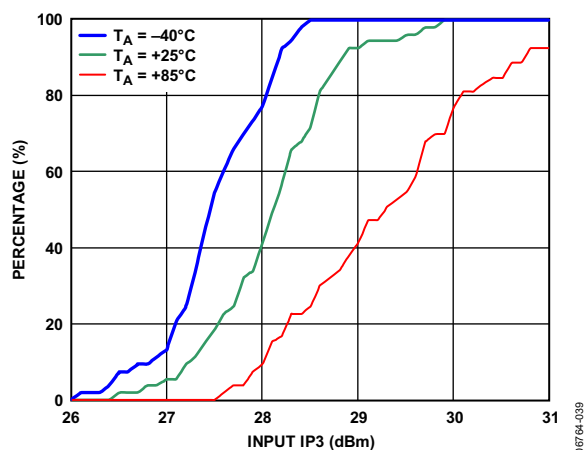


图39. IIP3分配

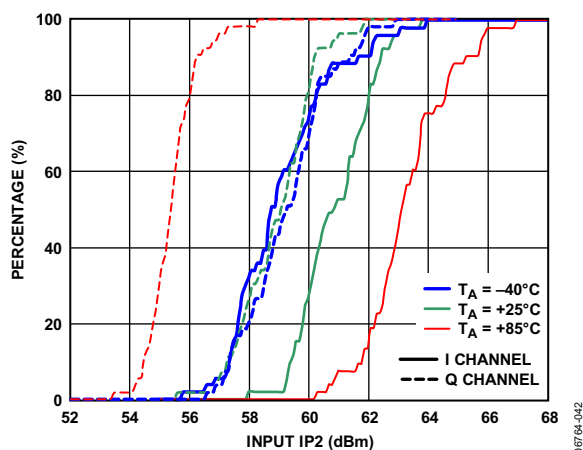


图42. I通道和Q通道的IIP2分配

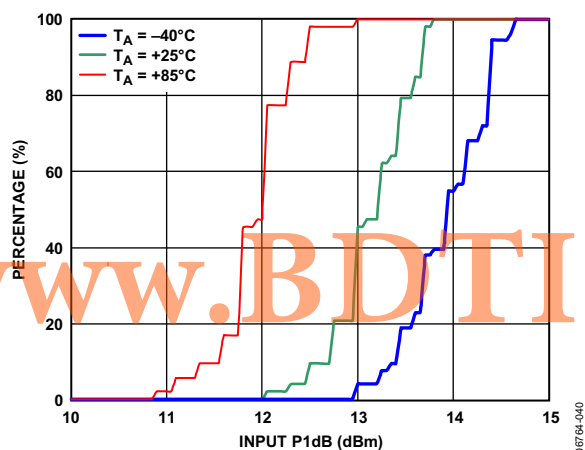


图40. IP1dB分配

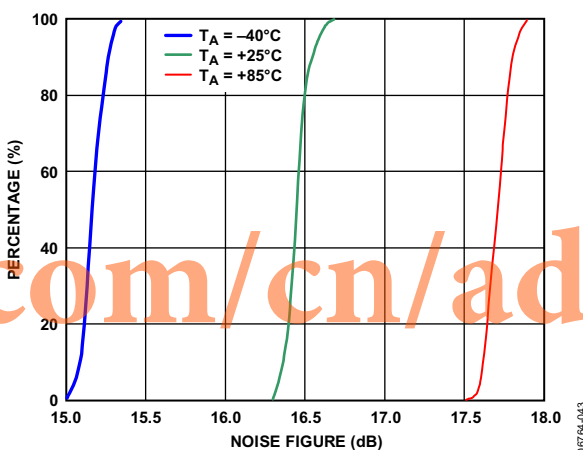


图43. 噪声系数分配

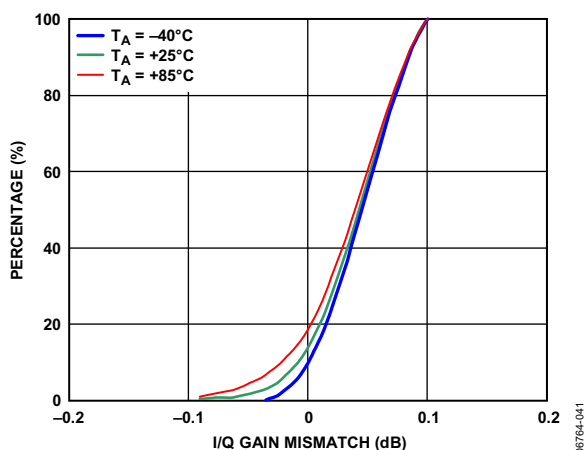


图41. I/Q增益失配分配

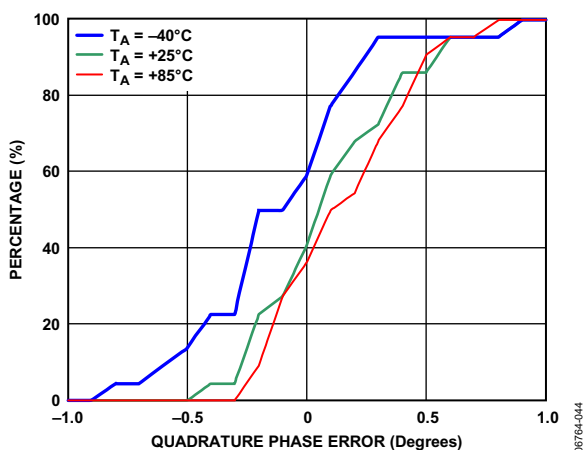


图44. I/Q正交误差分配

## 电路描述

ADL5387可以分为五个部分：本振(LO)接口、RF电压电流(V-I)转换器、混频器、差分发射极跟随器输出和偏置电路。器件详细框图如图45所示。

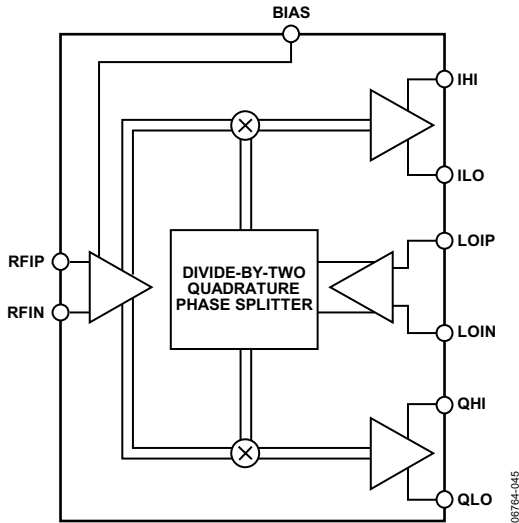


图45. 功能框图

LO接口产生两个相位相差90°的LO信号，以便以正交方式驱动两个混频器。通过V-I转换器将RF信号转换为电流，然后馈入两个混频器。通过发射极跟随器缓冲混频器的差分I和Q输出。各部分的基准电流由偏置电路产生。以下是各部分的详细说明。

### LO接口

LO接口集成缓冲器放大器，后接一个分频器，以输入频率的一半产生两个载波，并且互为正交关系。然后，每个载波经放大并限幅，以便驱动双平衡混频器。

### V-I转换器

差分RF输入信号施加于电阻衰减式共模基级，将差分输入电压转换为输出电流。然后，输出电流通过混频器级对两个半频LO载波进行调制。

### 混频器

ADL5387具有两个双平衡混频器：一个用于同相通道(I通道)，另一个用于正交通道(Q通道)。这些混频器基于吉尔伯特单元设计，由四个交叉连接的晶体管组成。两个混频器的输出电流在阻性负载内相加，然后馈入后继的发射极跟随器缓冲器。

### 发射极跟随器缓冲器

输出发射极跟随器驱动片外差分I和Q信号。输出阻抗通过片内25  $\Omega$  串联电阻设置，后者为每个基带端口产生50  $\Omega$  差分输出阻抗。固定输出阻抗与降低有效增益的负载阻抗一起构成分压器。例如，500  $\Omega$  差分负载具有比高(10 k $\Omega$ )差分负载阻抗低1 dB的有效增益。

### 偏置电路

一个带隙基准电压电路产生与绝对温度成比例(PTAT)且与温度无关的基准电流，用于不同部分。可利用BIAS引脚和地之间的外部电阻来降低混频器电流。当BIAS引脚开路时，混频器工作电流达到最大值，此时具有最大的动态范围。可通过放置一个接地电阻降低混频器电流，从而降低总功耗、噪声系数和IIP3。图10、图13和图14显示了这些参数的效应。

## 应用信息

### 基本连接

图47显示ADL5387的基本连接原理图。

### 电源

ADL5387的标称电源电压为5 V，并施加于VPA、VPB、VPL和VPX引脚。COM、CML和CMRF引脚应接地。应使用两个电容去耦每个电源引脚；建议电容值为100 pF和0.1  $\mu$ F。

### 本振(LO)输入

LO端口以单端方式驱动。必须通过1000 pF电容将LO信号直接交流耦合至LOIP；同样地，通过1000 pF电容将LOIN交流耦合至地。LO端口针对宽带50  $\Omega$ 匹配设计，因而具有60 MHz至4 GHz的出色回损特性。LO回损如图20所示。图46显示LO输入配置。

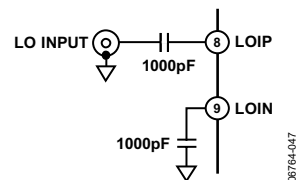


图46. 单端LO驱动

建议LO驱动电平介于-6 dBm和+6 dBm之间。对于50 MHz以下的工作频率而言，应使用0 dBm的最小LO驱动电平。器件输入端的LO频率应当等于混频器内核所需LO频率的两倍。施加的LO频率在60 MHz至4 GHz范围内。

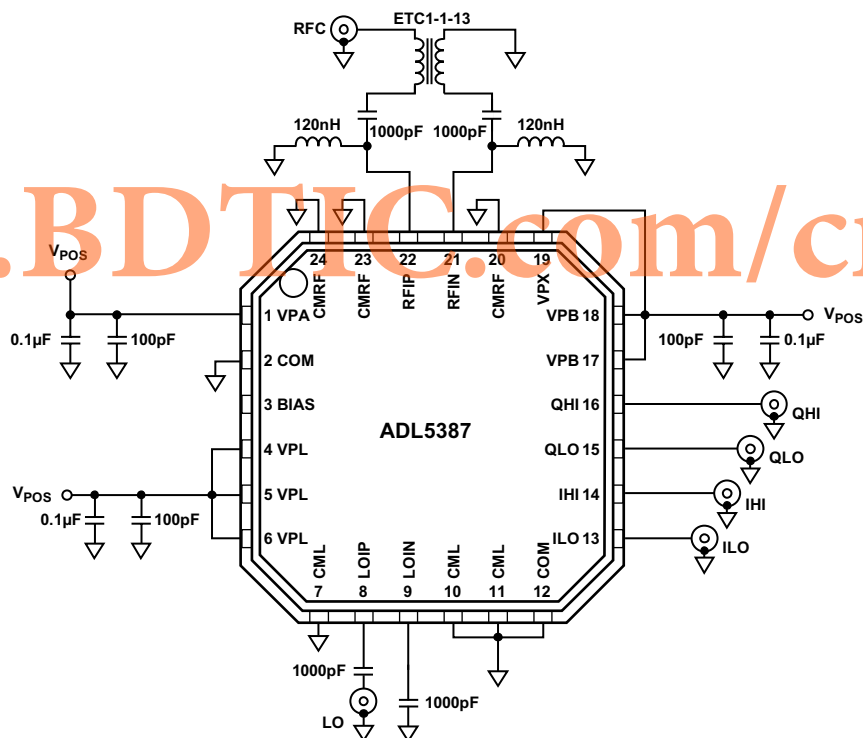


图47. ADL5387基本连接原理图

## RF输入

RF输入的差分输入阻抗约为 $50\ \Omega$ 。为实现最佳性能，通过巴伦以差分形式驱动RF端口。建议使用巴伦M/A-COM ETC1-1-13。器件的RF输入应当与 $1000\ \text{pF}$ 电容交流耦合。另外，必须将以地为参考的扼流圈电感与RFIP和RFIN相连(推荐值为 $120\ \text{nH}$ ，Coilcraft 0402CS-R12XJL)，以提供适当的偏置。为此应用选择合适的扼流圈电感时，必须考虑一些重要的因素。首先，电感必须要能够处理来自两个RF输入引脚(RFIP、RFIN)的稳定直流电流，数值约为 $40\ \text{mA}$ 。(推荐的0402电感具有 $50\ \text{mA}$ 额定电流)。扼流圈电感用于提供极低电阻的对地直流路径，以及在RF频率时提供高交流阻抗，从而不影响RF输入阻抗。自谐振频率高于RF输入频率的扼流圈电感可确保扼流圈继续寻找感性负载，因此在RF频率下具有更为可预测的交流阻抗( $j\omega L$ )。图48显示RF输入配置。

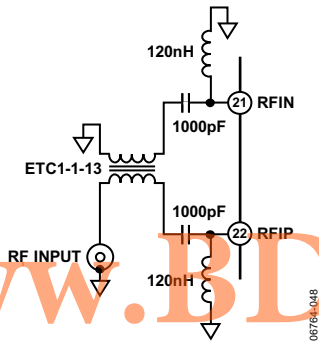


图48. RF输入

差分RF端口回损的特性如图49所示。

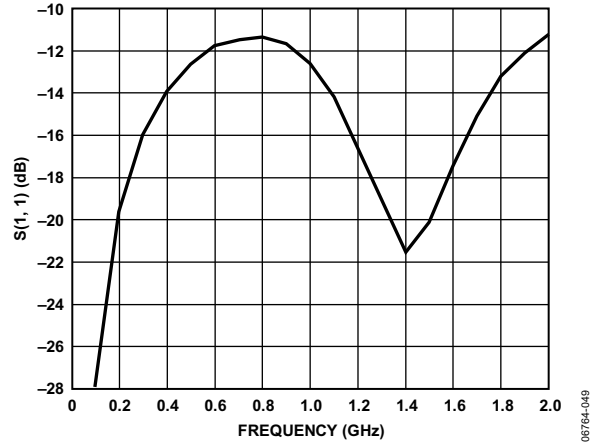


图49. 差分RF端口回损

## 基带输出

基带输出QHI、QLO、IHI和ILO是固定阻抗端口。各基带对具有 $50\ \Omega$ 差分输出阻抗。输出可提供低至 $200\ \Omega$ 的差分负载(线性度和增益略有下降)，或通常用于ADC的高阻抗差分负载( $500\ \Omega$ 或更大阻抗具有同样出色的线性度)。TCM9-19:1巴伦将差分IF输出转换为单端输出。使用 $50\ \Omega$ 负载时，此巴伦向器件提供 $450\ \Omega$ 负载。这些输出的典型最大线性电压摆幅为 $2\ \text{V}_{\text{p-p}}$ 差分电压。这些引脚上的偏置电平等于 $V_{\text{POS}} - 2.8\ \text{V}$ 。 $3\ \text{dB}$ 输出带宽为 $240\ \text{MHz}$ 。图50所示为基带输出配置。

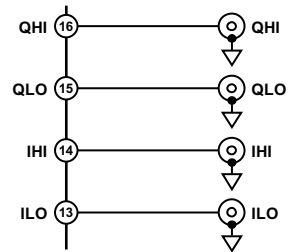


图50. 基带输出配置



### 误差矢量幅度(EVM)性能

EVM是数字无线发射机或接收机的性能量化指标。接收机接收到的信号允许所有星座点位于各自的理想位置。但实现过程中的各种缺陷(例如:载波泄漏、相位噪声和正交误差)可导致实际星座点偏离其理想位置。

ADL5387在各种调制方案下显示出极佳的EVM性能。图51显示16 QAM调制方案和0 IF基带的点对点应用在输入功率范围内的典型EVM性能。ADL5387上的差分直流失调约为几毫伏。不过,将基带输出与10  $\mu$ F电容交流耦合有助于消除直流失调,并增强EVM性能。对于10 MHz带宽信号,10  $\mu$ F交流耦合电容配合500  $\Omega$ 差分负载可获得约64 Hz的高通转折频率,同时仅从基带信号吸收微不足道的调制信号能量。通过基带输出端的交流耦合电容,可消除低输入功率水平下限制动态范围的直流失调影响。

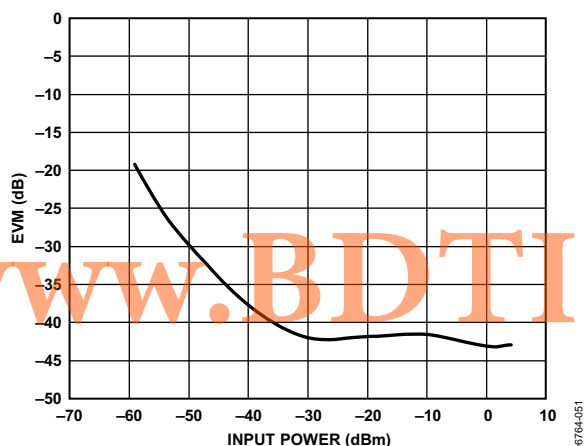


图51. RF = 140 MHz、IF = 0 Hz、EVM与16 QAM 10 Msym/s信号输入功率的关系(交流耦合基带输出)

图52显示ADL5387交流耦合时的EVM性能,采用IEEE 802.16e WiMAX信号。

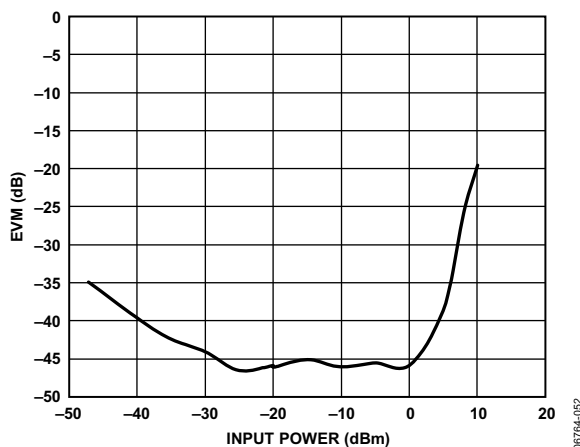


图52. RF = 750 MHz、IF = 0 Hz、EVM与16 QAM 10 MHz带宽移动WiMAX信号输入功率的关系(交流耦合基带输出)

图53显示WCDMA信号在宽RF输入功率范围内的0 IF EVM性能。

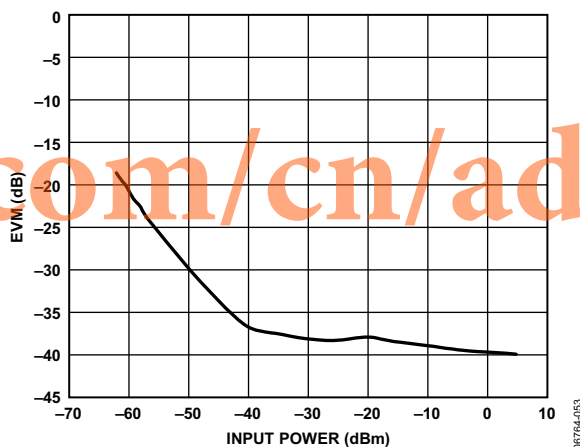


图53. RF = 1950 MHz、IF = 0 Hz、EVM与WCDMA输入功率的关系(交流耦合基带输出)

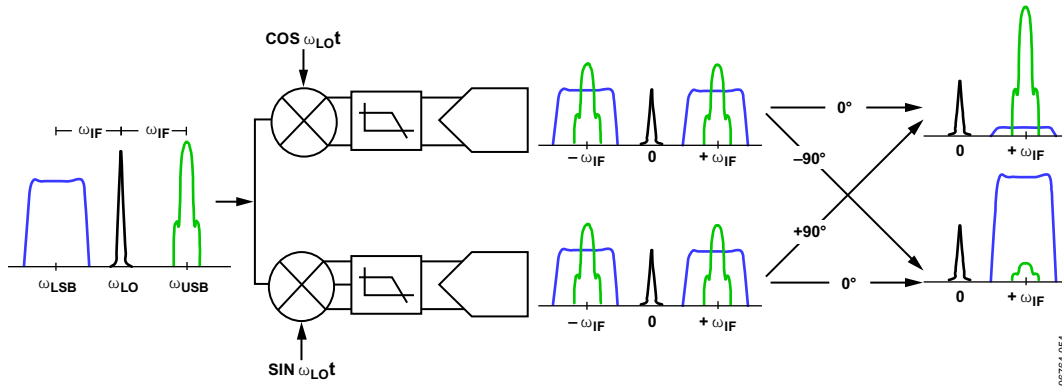


图54. 镜像问题的图解

## 低IF镜像抑制

镜像抑制比指的是在期望输入频率条件下产生的中频(IF)信号电平与在镜像频率条件下产生的中频(IF)信号的比值。镜像抑制比的单位为分贝。镜像电压可远远高于期望信号的电压,会影响下变频过程;因此,恰当的镜像抑制非常重要。镜像问题见图54。如果上半部分边带(下半部分边带)为所需的频带, Q通道(I通道)的90°偏移将消除下半部分边带(上半部分边带)内的镜像。

图55显示ADL5387对于低中频应用(例如CDMA2000)的出色镜像抑制能力。若IF = 1.23 MHz, 则ADL5387在宽频率范围内的镜像抑制大于45 dB。

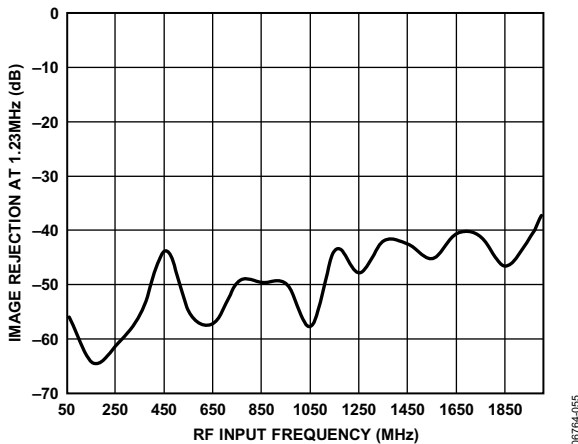


图55. 镜像抑制与CDMA2000信号RF输入频率的关系, IF = 1.23 MHz

## 示例基带接口

在大多数直接变频接收机设计中,需要在指定频段内选择所需的载波。期望通道可通过将LO调谐至适当的载波频率来解调。如果期望RF频段包含多个目标载波,相邻载波也可下变频至较低的中频频率。如果这些相邻载波相对于所需载波较大,因为可能使基带信号检测电路过驱,所以可能会有问题。因此,通常必须插入滤波器,以充分抑制相邻载波。

在设计滤波器网络时,需要考虑ADL5387和ADC输入的整体源、负载阻抗。ADL5387专为驱动高阻抗ADC输入而设计,差分基带输出阻抗为50 Ω。比较理想的情况是,利用一个端接电阻(例如:500 Ω电阻)将ADC输入的阻抗降至较低水平。端接电阻有利于更好定义ADC输入端的输入阻抗滤波器网络的阶数和类型由所需高频抑制、通带纹波和群延迟决定。滤波器设计表列出了各种滤波器类型及阶数,说明了1 Hz截止频率和1 Ω负载条件下的归一化电感和电容值。根据实际所需截止频率和负载阻抗对归一化的原型元件值进行调整后,串行电抗元件的数量减半,以实现最终的平衡滤波器网络元件值。

图56显示的是一个二阶巴特沃兹低通滤波器，在本例中，ADL5387的差分负载阻抗为 $500\ \Omega$ ，源阻抗为 $50\ \Omega$ 。当负载-源阻抗比为10:1时，归一化串联电感值为 $0.074\ \text{H}$ ，归一化旁路电容的电容值为 $14.814\ \text{F}$ 。在截止频率为 $10.9\ \text{MHz}$ 的条件下，单端等效电路由一个 $0.54\ \mu\text{H}$ 串联电感和一个 $433\ \text{pF}$ 旁路电容组成。

当 $0.54\ \mu\text{H}$ 电感一分为二时，平衡配置得以实现，从而能实现如图56所示的网络。

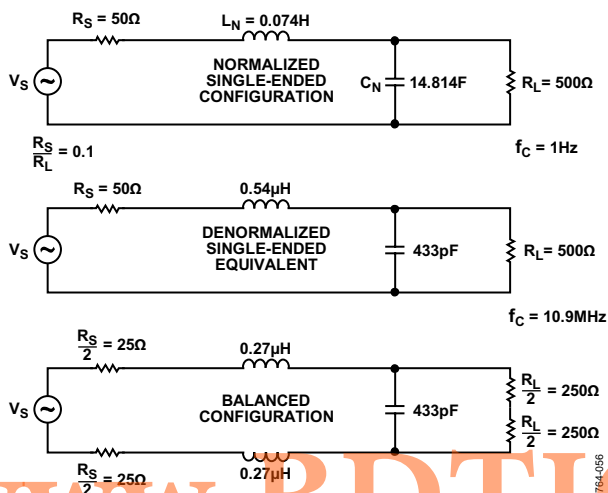


图56. 二阶巴特沃兹低通滤波器设计示例

完整的设计示例见图59。一个转折频率为 $1.9\ \text{MHz}$ 的六阶巴特沃兹差分滤波器可将ADL5387的输出信号传输至ADC输入端。 $500\ \Omega$ 负载电阻用于定义ADC的输入阻抗。滤波器是典型直接变频WCDMA应用所必需的，距离载波中频频率 $1.92\ \text{MHz}$ 时，需要 $1\ \text{dB}$ 的抑制能力，距离载波中频频率 $2.7\ \text{MHz}$ 时，需要 $10\ \text{dB}$ 的抑制能力。

滤波器的频率响应和群延迟测量值见图57和图58。

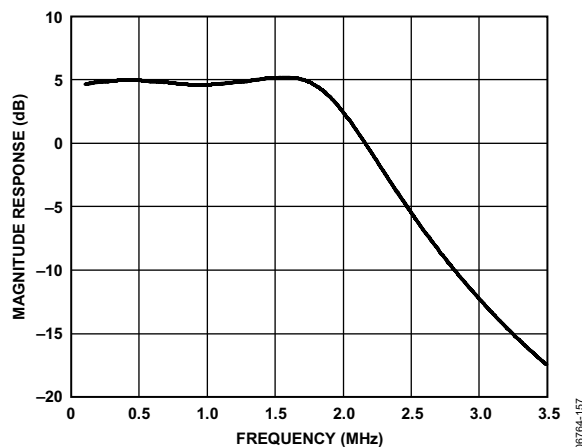


图57. 基带滤波器响应

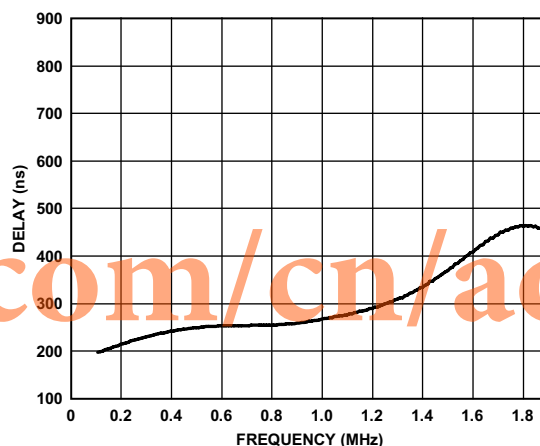


图58. 基带滤波器群延迟

# ADL5387

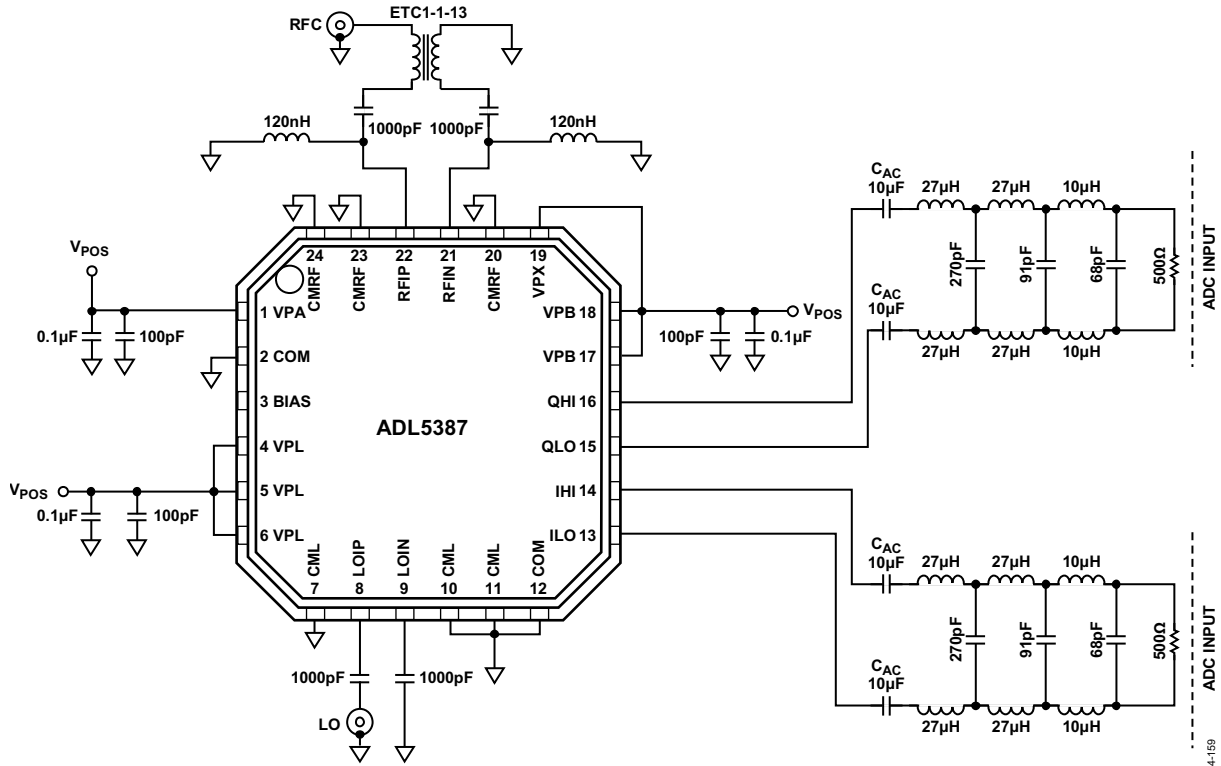


图59. 六阶低通巴特沃兹基带滤波器原理图

[www.BDTTC.com/cn/adi](http://www.BDTTC.com/cn/adi)

## 特性设置

图60至图62显示广泛用于ADL5387的通用特性平台设置图62所示的设置用于执行批量测试，LO和RF输入端均使用正弦信号。自动化Agilent-VEE程序用于通过IEEE总线控制设备。此设置用于测量增益、IP1dB、IIP2、IIP3、I/Q增益匹配和正交误差。ADL5387特性板的每个差分基带端口上都具有一个9:1阻抗变压器，以执行差分转单端转换。

图60和图61所示的两种设置用于执行NF测量。图60显示无阻塞信号时用于测量NF的设置，图61是存在阻塞时用于测

量NF的设置。两种设置中，噪声均在10 MHz的基带频率下测量。对于应用阻塞的情况，输出阻塞位于15 MHz基带频率下。请注意，存在阻塞时测量NF必须非常小心。RF阻塞发生器必须进行滤波，以防止其噪声(随着发生器输出功率上升而增加)覆盖ADL5387的噪声贡献。RF和镜像频率需要至少30 dB的衰减。例如，向ADL5387施加1848 MHz的2xLO，则内部1xLO为924 MHz。为了获得15 MHz的输出阻塞信号，应将RF阻塞发生器设置为939 MHz，并调谐滤波器，使得发生器在期望RF频率(934 MHz)和镜像RF频率(914 MHz)下均获得至少30 dB的衰减。最后，必须从输出去除阻塞(通过10 MHz低通滤波器)，以防止阻塞覆盖分析仪。

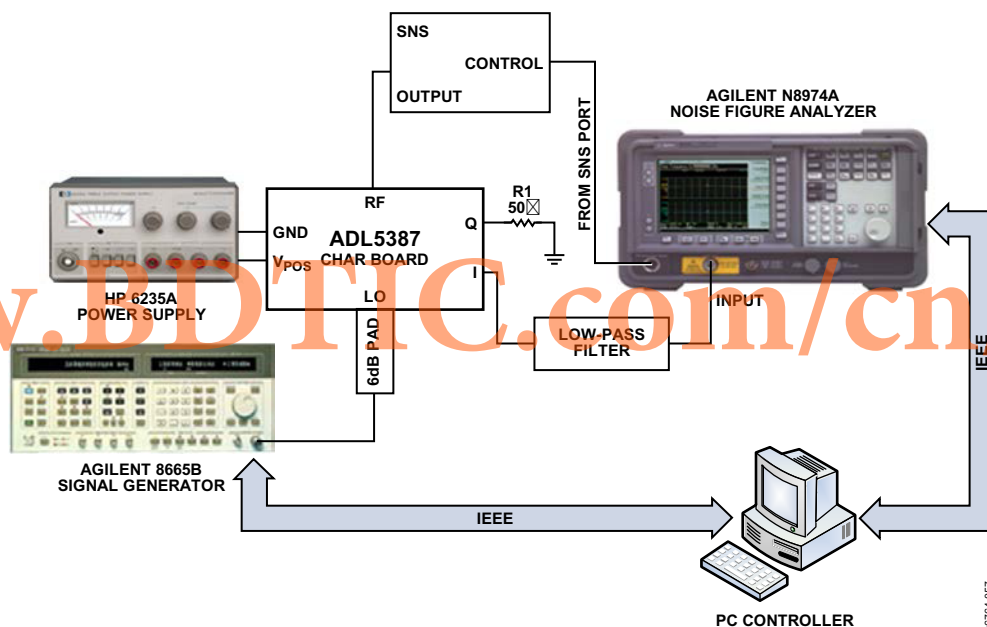


图60. 通用噪声系数测量设置

# ADL5387

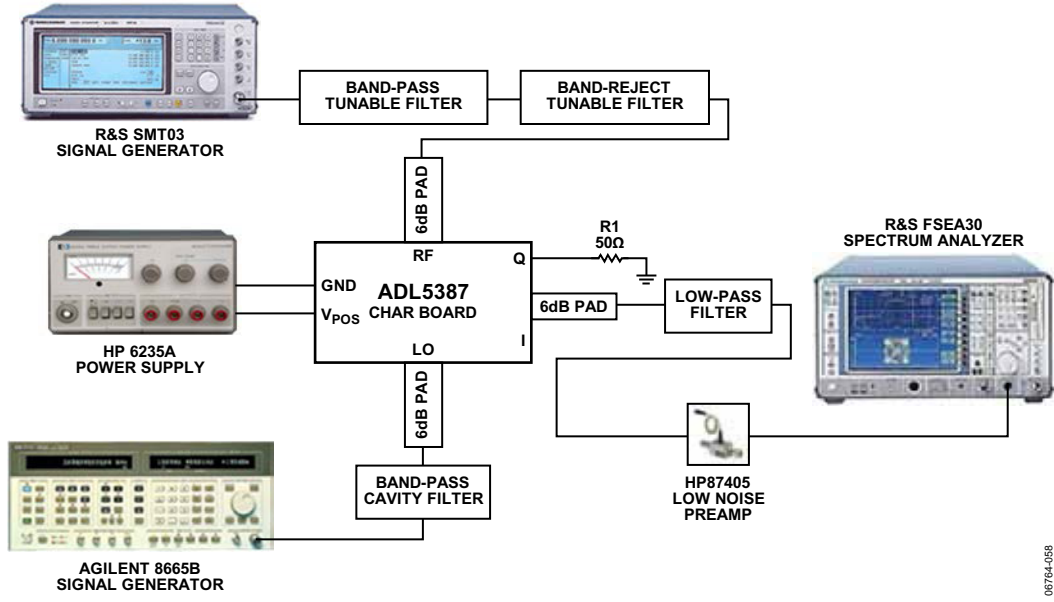


图61. 存在阻塞时的噪声系数测量设置

06764-058

www.BDTIC.com/cn/adi

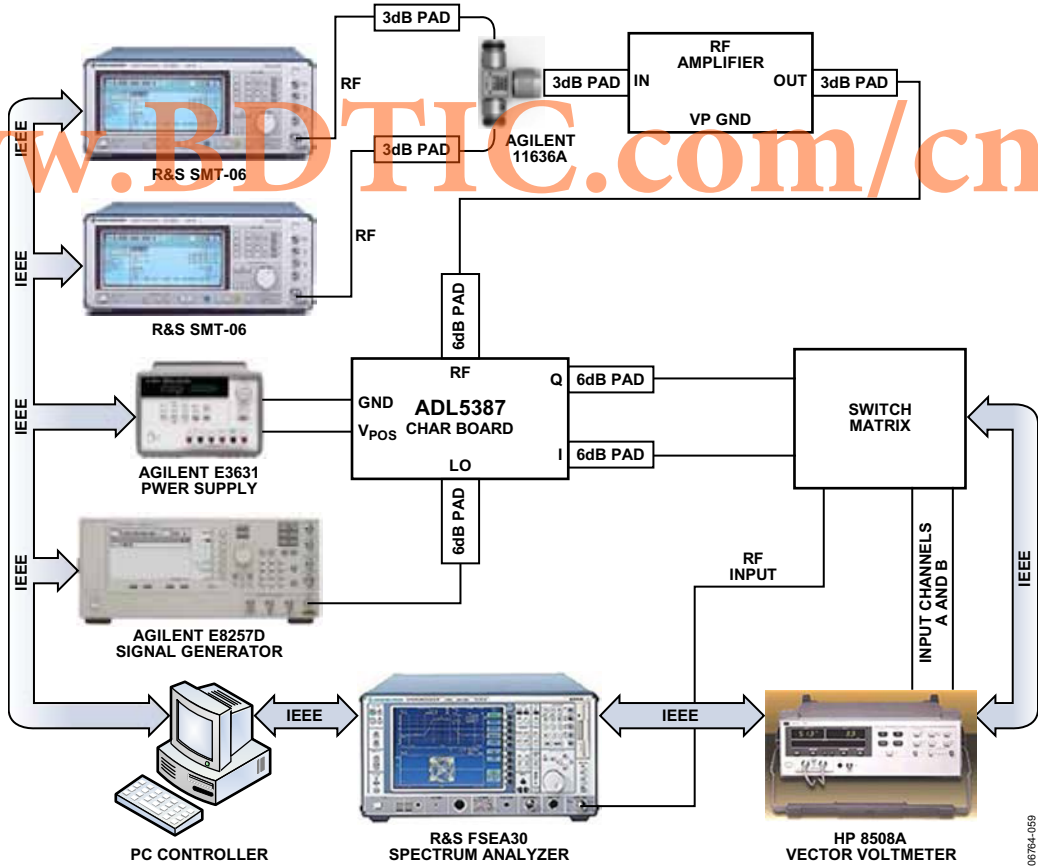


图62. ADL5387通用特性设置

06764-059

## 评估板

ADL5387提供评估板。此评估板可用于单端或差分基带分析。默认配置用于单端基带分析。

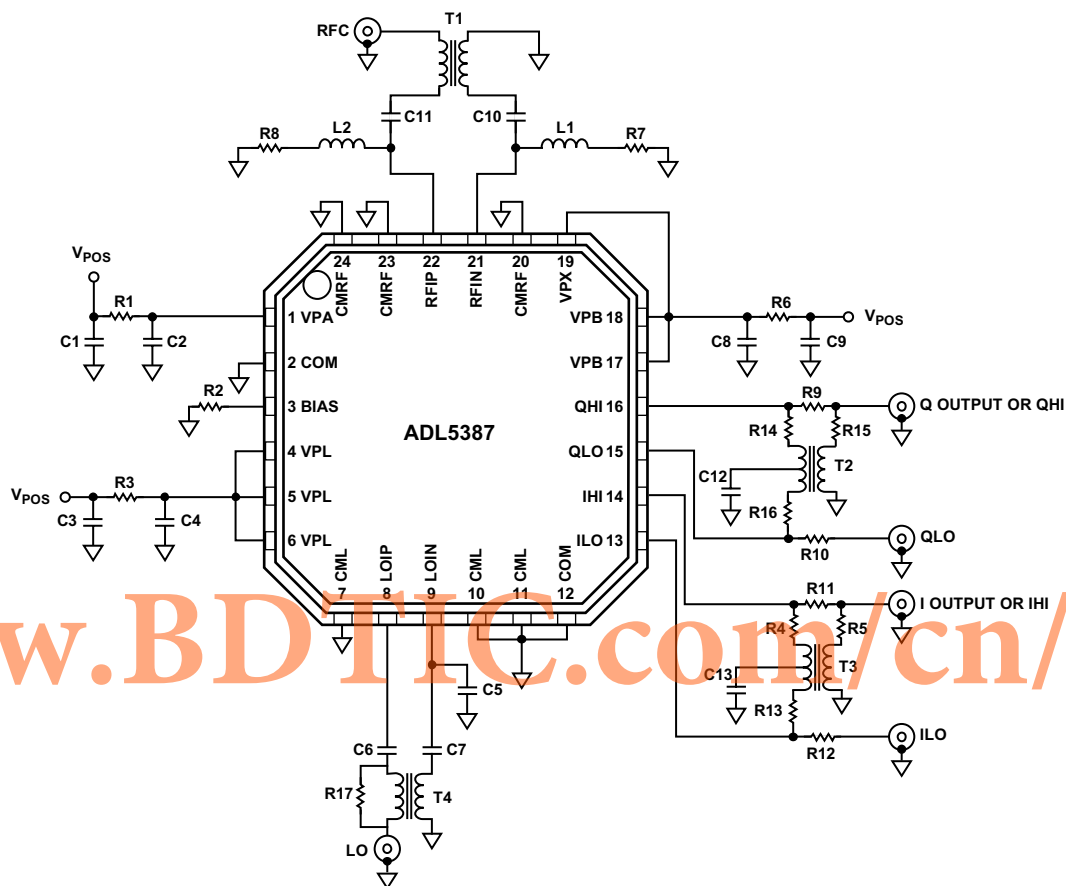


图63. 评估板原理图

05784-060

# ADL5387

表4. 评估板配置选项

元件	功能	默认条件
VPOS, GND	电源和接地矢量引脚。	不适用
R1, R3, R6	电源去耦。使去耦电阻短路或上电。	R1, R3, R6 = 0 Ω (0805)
C1, C2, C3, C4, C8, C9	电容提供最高2 GHz的直流耦合。	C2, C4, C8 = 100 pF (0402) C1, C3, C9 = 0.1 μF (0603)
C5, C6, C7, C10, C11	交流耦合电容。这些电容在50 MHz至2 GHz范围内提供所需的交流耦合。对于低至30 MHz的工作频率，C10和C11应变为0.01 μF。	C5, C6, C10, C11 = 1000 pF (0402), C7 = 开路
R4, R5, R9至R16	单端基带输出路径。这是评估板的默认配置。R14至R16、R4、R5和R13用于连接至适当的巴伦接口。不安装R9、R10和R11、R12。基带输出从QHI和IHI获得。用户可将评估板重新配置为使用全差分基带输出。R9至R12可用于旁路9:1 TCM9-1变压器，以提供差分基带输出。通过将R9至R12填充0 Ω，而不填充R4、R5、R13和R16，可访问差分基带信号。这样就无需去除变压器。基带输出从Q_HI、Q_LO、I_HI和I_LO的SMA获得。	R4, R5, R13至R16 = 0 Ω (0402), R9至R12 = 开路
L1, L2, R7, R8	输入偏置。使用电感和电阻设置共模输入基级的输入偏置。工作频率高于50 MHz时，默认值为120 nH。对于低至30 MHz的工作频率，L1和L2应变为680 nH。	L1, L2 = 120 nH (0402) R7, R8 = 0 Ω (0402)
T2, T3	中频输出接口。TCM9-1将差分高阻抗中频输出转换为单端输出。使用50 Ω负载时，此巴伦向器件提供450 Ω负载。中心抽头可通过电容去耦至地。	T2, T3 = TCM9-1, 9:1 (Mini-Circuits)
C12, C13	去耦电容。C12和C13用于抑制TCM9-1中心抽头上的噪声。	C12, C13 = 0.1 μF (0402)
R17	LO输入接口。LO以单端信号驱动。虽然差分信号驱动无性能变化，但通过替换LO输入路径上的某个变压器(T4, ETC1-1-13)，可提供变化选项。	R17 = 0 Ω (0402)
T1	RF输入接口。ETC1-1-13是1:1 RF巴伦，将单端RF输入转换为差分信号。	T1 = ETC1-1-13, 1:1 (M/A COM)
R2	R <sub>BIAS</sub> 。可选偏置设置电阻。有关如何使用该功能的内容请参见偏置电路部分。	R2 = 开路

[www.BDTIC.com/cn/adi](http://www.BDTIC.com/cn/adi)



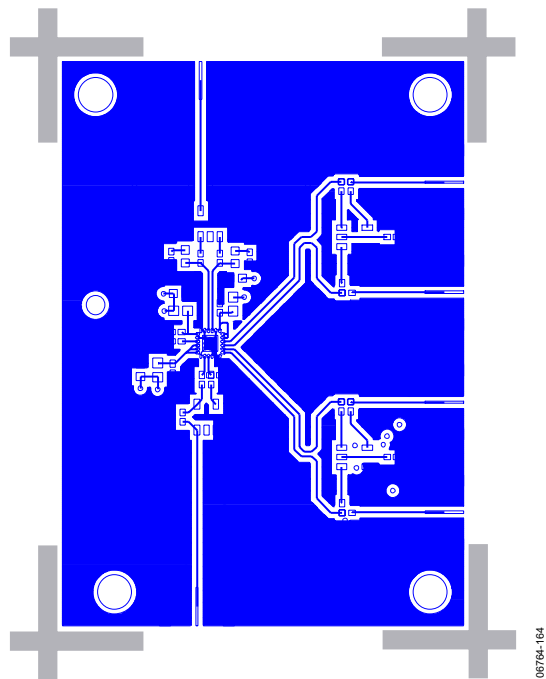


图64. 评估板顶层

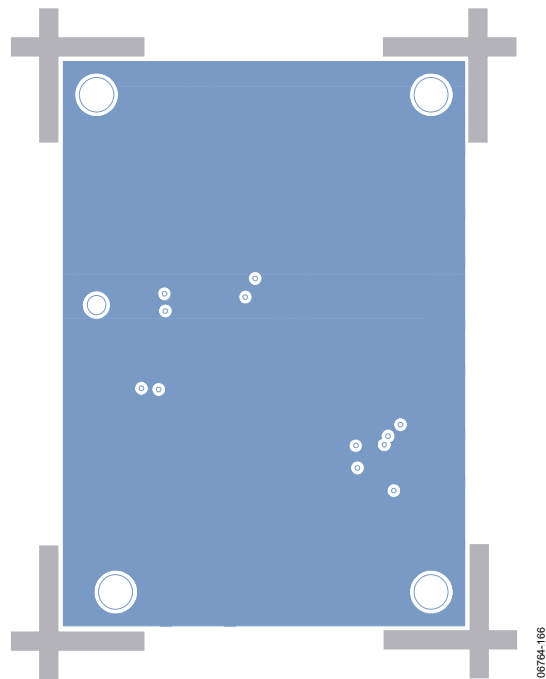


图66. 评估板底层

[www.BDTIC.com/cn/adi](http://www.BDTIC.com/cn/adi)

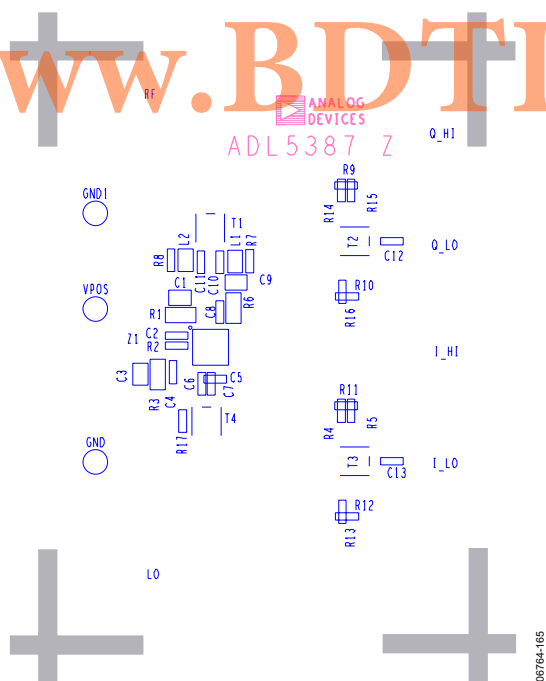
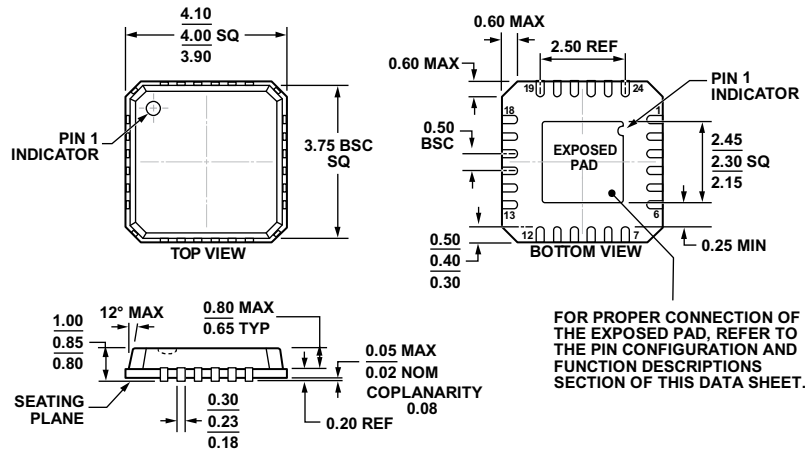


图65. 评估板顶层丝网图



图67. 评估板底层丝网图

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-VGGD-2

图68. 24引脚引线框构芯片级封装[LFCSP\_VQ]

4 mm x 4 mm, 超薄体

(CP-24-2)

图示尺寸单位: mm

04-09-2012-A

订购指南

型号 <sup>1</sup>	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量
ADL5387ACPZ-R2	-40°C至+85°C	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-2	250
ADL5387ACPZ-R7	-40°C至+85°C	24引脚 LFCSP_WQ, 7"卷带和卷盘	CP-24-2	1,500
ADL5387ACPZ-WP	-40°C至+85°C	24引脚 LFCSP_WQ, 窝伏尔组件	CP-24-2	64
ADL5387-EVALZ		评估板		

<sup>1</sup> Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

[www.BDTIC.com/cn/adi](http://www.BDTIC.com/cn/adi)

**ADL5387**

**注释**

[www.BDTIC.com/cn/adi](http://www.BDTIC.com/cn/adi)