

产品特性

RF和LO工作频率范围: 400 MHz至6 GHz

输入IP3

30 dBm(900 MHz)

28 dBm(1,900 MHz)

输入IP2: >65 dBm (900 MHz)

输入P1dB (IP1dB): 11.6 dBm (900 MHz)

噪声系数(NF)

10.9 dB (900 MHz)

11.7 dB (1900 MHz)

电压转换增益: 约7 dB

正交解调精度(900 MHz)

相位精度: 约0.2°

幅度平衡: 约0.07 dB

解调带宽: 约390 MHz

基带I/Q驱动: 2 V p-p (200 Ω)

5 V单电源

应用

蜂窝W-CDMA/GSM/LTE

微波点对点(多)点无线电

宽带无线和WiMAX

概述

ADL5380是一款宽带正交I/Q解调器, 涵盖从400 MHz到6 GHz的RF/IF输入频率范围。在900 MHz时, 其噪声系数(NF)为10.9 dB, IP1dB为11.6 dBm, 三阶交调截点(IIP3)为29.7 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输入提供功能良好的50 Ω宽带输入阻抗, 最好采用1:1巴伦驱动以实现最佳性能。

解调精度非常出色, 幅度平衡和相位平衡分别约为0.07 dB和0.2°。解调相内(I)和正交(Q)差分输出经过完全缓冲, 提供约7 dB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 Ω负载。

功能框图

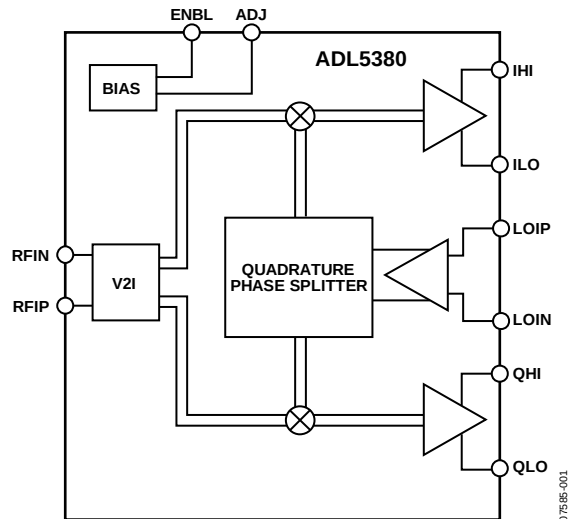


图1

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-50 dBm。I和Q输出端的差分直流失调电压典型值小于20 mV。这些因素使该器件具有65 dBm以上的出色IIP2特性。

ADL5380采用4.75 V至5.25 V单电源供电, 将一个外部电阻放在ADJ引脚与正电源V_S(以提高电源电流和改善IIP3)或地(以IIP3性能为代价降低电源电流)之间, 可以调整电源电流。

ADL5380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. 0

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
Fax: 781.461.3113
www.analog.com
©2009 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

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

产品特性	1	V-I转换器	22
应用	1	混频器	22
功能框图	1	发射极跟随器缓冲器	22
概述	1	偏置电路	22
修订历史	2	应用信息	23
技术规格	3	基本连接	23
绝对最大额定值	5	电源	23
ESD警告	5	本振(LO)输入	23
引脚配置和功能描述	6	RF输入	24
典型工作特性	7	基带输出	24
低频段工作	7	误差矢量幅度(EVM)性能	24
中频段工作	11	低IF镜像抑制	25
高频段工作	14	示例基带接口	26
f _{LO} = 900 MHz时的分布情况	17	特性设置	30
f _{LO} = 1900 MHz时的分布情况	18	评估板	32
f _{LO} = 2700 MHz时的分布情况	19	热接地和评估板布局	34
f _{LO} = 3600 MHz时的分布情况	20	外形尺寸	35
f _{LO} = 5800 MHz时的分布情况	21	订购指南	35
电路描述	22		
LO接口	22		

修订历史

2009年7月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明, $V_S = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{LO} = 900\text{ MHz}$, $f_{IF} = 4.5\text{ MHz}$, $P_{LO} = 0\text{ dBm}$, $Z_O = 50\ \Omega$ 。基带在450 Ω 负载下以差分形式输出。用于驱动RF端口的巴伦损耗从这些测量结果中去除。

表1.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
工作条件 LO和RF频率范围		0.4		6	GHz
LO输入 输入回损 LO输入电平	LOIP、LOIN 在900 MHz下, LO通过巴伦以差分形式驱动		-10 0		dB dBm
I/Q基带输出 电压转换增益 解调带宽 正交相位误差 I/Q幅度不平衡 输出直流失调(差分) 输出共模	QHI, QLO, IHI, ILO 在900 MHz下, I和Q输出上具有450 Ω 差分负载 在900 MHz下, I和Q输出上具有200 Ω 差分负载 1 V p-p信号, 3 dB带宽 900 MHz时 0 dBm LO输入(900 MHz时) 取决于ADJ引脚设置 $V_{ADJ} \sim 4\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接1.5 k Ω 电阻来设置) $V_{ADJ} \sim 4.8\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接200 Ω 电阻来设置) $V_{ADJ} \sim 2.4\text{ V}$ (ADJ引脚开路)		6.9 5.9 390 0.2 0.07		dB dB MHz 度 dB mV
0.1 dB增益平坦度 输出摆幅 峰值输出电流	差分200 Ω 负载 每个引脚		$V_S - 2.5$ $V_S - 2.8$ $V_S - 1.2$ 37 2 12		V V V MHz V p-p mA
电源 电压 电流	$V_S = VCC1, VCC2, VCC3$ 1.5 k Ω , ADJ引脚至 V_S , ENBL引脚拉低 1.5 k Ω , ADJ引脚至 V_S , ENBL引脚拉高	4.75		5.25	V mA mA
使能功能 关断隔离 开启建立时间 关闭建立时间 ENBL高电平(逻辑1) ENBL低电平(逻辑0)	引脚ENBL ENBL高至低 ENBL低至高		-70 45 950 2.5		dB ns ns V V
RF = 900 MHz时的动态性能 转换增益 输入P1dB RF输入回损 二阶输入交调截点(IIP2) 三阶输入交调截点(IIP3) LO至RF RF至LO IQ幅度不平衡 IQ相位不平衡 噪声系数 阻塞条件下的噪声系数	$V_{ADJ} \sim 4\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接1.5 k Ω 电阻来设置) 每个输入音-5 dBm 每个输入音-5 dBm RFIN、RFIP端接50 Ω LOIN、LOIP端接50 Ω -5 dBm输入干扰, 相隔5 MHz		6.9 11.6 -19 68 29.7 -52 -67 0.07 0.2 10.9 13.1		dB dBm dB dBm dBm dBm dBc dB 度 dB dB

ADL5380

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
RF = 1900 MHz时的动态性能	$V_{ADJ} \sim 4\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接1.5 k Ω 电阻来设置)				
转换增益			6.8		dB
输入P1dB			11.6		dBm
RF输入回损	RFIP、RFIN通过巴伦以差分形式驱动		-13		dB
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		61		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		27.8		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω		-49		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-77		dBc
IQ幅度不平衡			0.07		dB
IQ相位不平衡			0.25		度
噪声系数			11.7		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm输入干扰, 相隔5 MHz		14		dB
RF = 2700 MHz时的动态性能	$V_{ADJ} \sim 4\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接1.5 k Ω 电阻来设置)				
转换增益			7.4		dB
输入P1dB			11		dBm
RF输入回损	RFIP、RFIN通过巴伦以差分形式驱动		-10		dB
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		54		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		28		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω		-49		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-73		dBc
IQ幅度不平衡			0.07		dB
IQ相位不平衡			0.5		度
噪声系数			12.3		dB
RF = 3600 MHz时的动态性能	$V_{ADJ} \sim 4.8\text{ V}$ (通过在ADJ引脚与 V_S 之间连接200 Ω 电阻来设置)				
转换增益			6.3		dB
输入P1dB			9.6		dBm
RF输入回损	RFIP、RFIN通过巴伦以差分形式驱动		-11		dB
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		48		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		21		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω		-46		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-72		dBc
IQ幅度不平衡			0.14		dB
IQ相位不平衡			1.1		度
噪声系数			14.2		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm输入干扰, 相隔5 MHz		16.2		dB
RF = 5800 MHz时的动态性能	$V_{ADJ} \sim 2.4\text{ V}$ (ADJ引脚保持开路)				
转换增益			5.8		dB
输入P1dB			8.2		dBm
RF输入回损	RFIP、RFIN通过巴伦以差分形式驱动		-7.5		dB
二阶输入交调截点(IIP2)	每个输入音-5 dBm		44		dBm
三阶输入交调截点(IIP3)	每个输入音-5 dBm		20.6		dBm
LO至RF	RFIN、RFIP端接50 Ω		-47		dBm
RF至LO	LOIN、LOIP端接50 Ω		-62		dBc
IQ幅度不平衡			0.07		dB
IQ相位不平衡			-1.25		度
噪声系数			15.5		dB
阻塞条件下的噪声系数	-5 dBm输入干扰, 相隔5 MHz		18.9		dB

绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
电源电压: VCC1、VCC2、VCC3	5.5 V
LO输入功率	13 dBm (re: 50 Ω)
RF输入功率	15 dBm (re: 50 Ω)
内部最大功耗	1370 mW
θ_{JA} ¹	53°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

¹根据JEDEC标准JESD 51-2。有关优化热阻的信息，请参阅热接地和评估板布局部分。

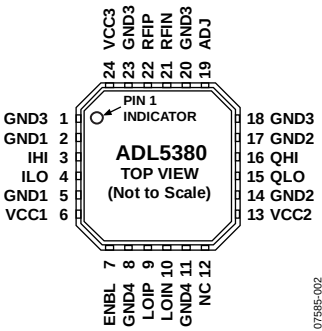
注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，不表示在这些条件下或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，器件能够正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

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。

引脚配置和功能描述



- NOTES
- 1. NC = NO CONNECT.
 - 2. THE EXPOSED PAD SHOULD BE CONNECTED TO A LOW IMPEDANCE THERMAL AND ELECTRICAL GROUND PLANE.

图2. 引脚配置

表3. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1, 2, 5, 8, 11, 14, 17, 18, 20, 23	GND1, GND2, GND3, GND4	接地。
3, 4, 15, 16	IHI, ILO, 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)。每个输出对的摆幅为2 V p-p(差分)，可以驱动200 Ω的负载。3 dB输出带宽约为400 MHz。
6, 13, 24	VCC1, VCC2, VCC3	电源电压。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。
7	ENBL	使能控制。拉低时器件完全使能；拉高时，器件部分关断，且输出禁用。
9, 10	LOIP, LOIN	本振输入。引脚必须交流耦合。必须通过巴伦执行差分驱动，以实现最佳性能。较低频率下的建议巴伦为Mini-Circuits TC1-1-13，中频段为Johanson Technology 3600巴伦，高频段为Johanson Technology 5400巴伦。选择何种巴伦取决于所需的工作频率范围。
12	NC	请勿连接此引脚。
19	ADJ	连接到V _s 的电阻，用于优化三阶交调截点。对于<3 GHz的工作频率，R _{ADJ} = 1.5 kΩ。对于3 GHz至4 GHz的工作频率，R _{ADJ} = 200 Ω。对于>5 GHz的工作频率，R _{ADJ} = 开路。详情见电路描述部分。
21, 22	RFIN, RFIP	RF输入。可通过1:1巴伦以差分形式将单端50 Ω信号施加于RF输入。较低频率下的建议巴伦为Mini-Circuits TC1-1-13，中频段为Johanson Technology 3600巴伦，高频段为Johanson Technology 5400巴伦。选择何种巴伦取决于所需的工作频率范围。
	EP	裸露焊盘。连接至低热阻抗和电阻抗接地层。

典型工作特性

除非另有说明, $V_s = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, LO驱动电平 = 0 dBm, RF输入巴伦损耗去嵌入。

低频段工作

RF = 400 MHz至3 GHz; LO和RF输入端使用Mini-Circuits TC1-1-13巴伦, ADJ引脚至 V_s 为1.5 k Ω 。

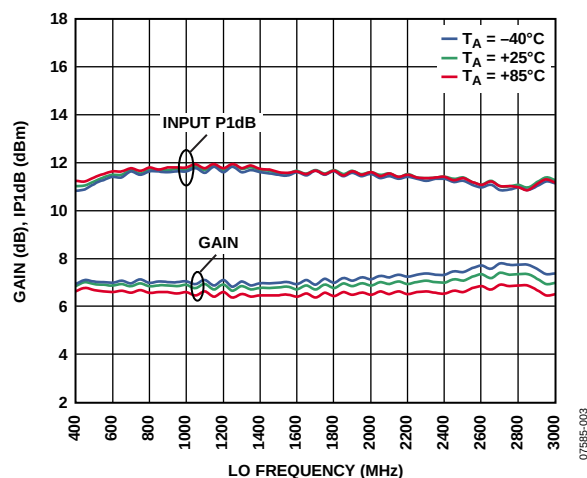


图3. 转换增益和1 dB输入压缩点 (IP1dB)与LO频率的关系

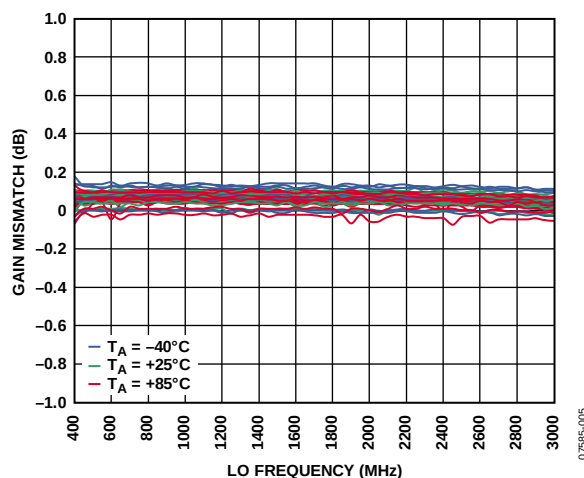


图5. IQ增益失配与LO频率的关系

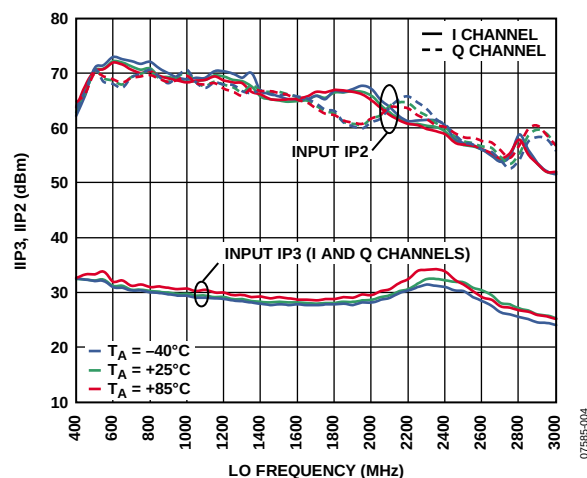


图4. 输入三阶交调截点(IIP3)和输入二阶交调截点 (IIP2)与LO频率的关系

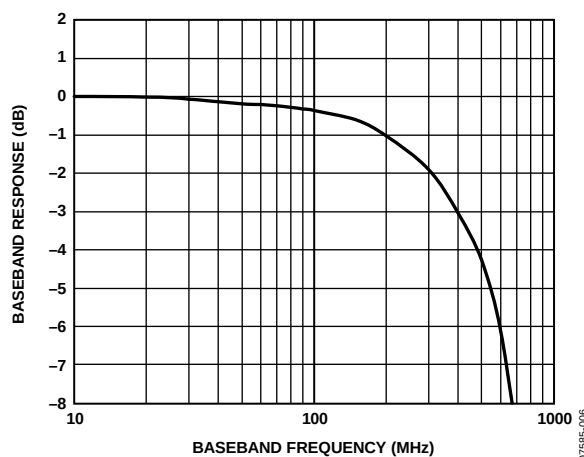


图6. 归一化IQ基带频率响应

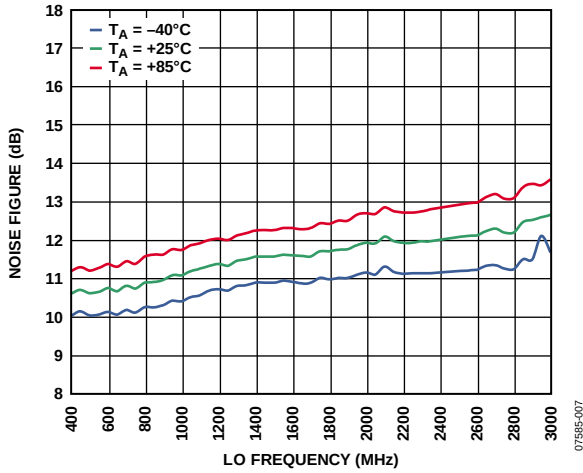


图7. 噪声系数与LO频率的关系

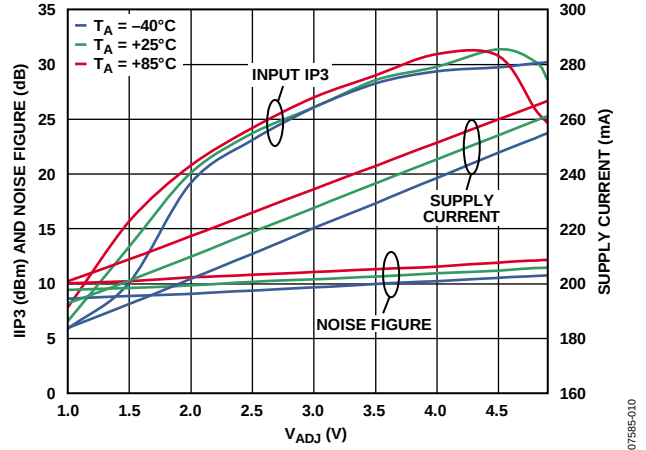


图10. IIP3、噪声系数和电源电流与 V_{ADJ} 的关系, $f_{LO} = 900$ MHz

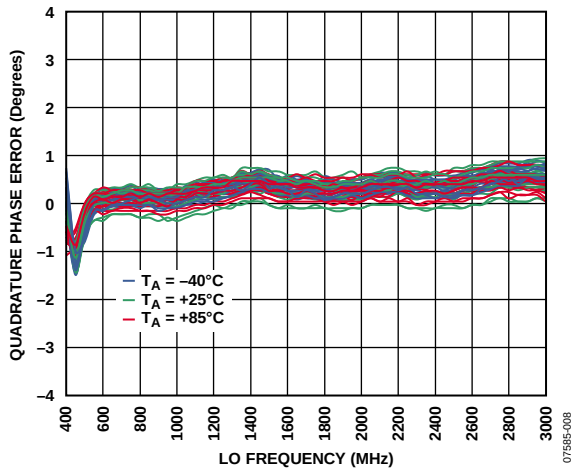


图8. IQ正交相位误差与LO频率的关系

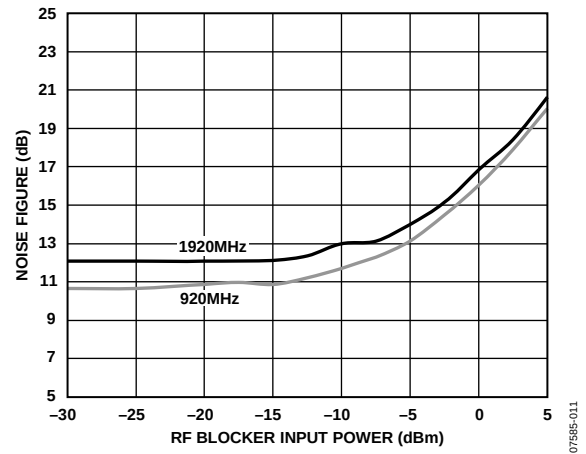


图11. 噪声系数与输入阻塞电平的关系, $f_{LO} = 900$ MHz, $f_{LO} = 1900$ MHz (RF阻塞5 MHz失调)

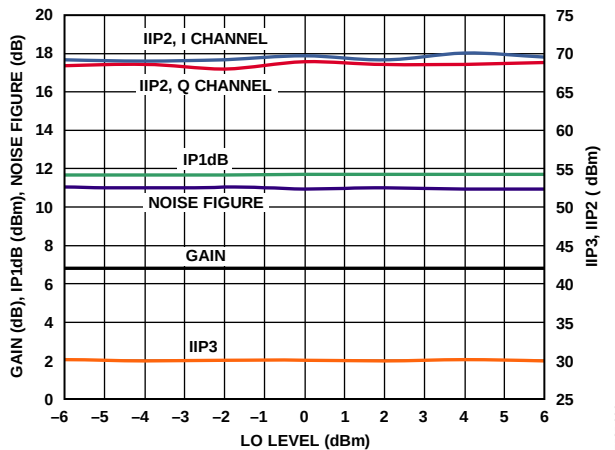


图9. 转换增益、IP1dB、噪声系数、IIP3和IIP2与LO电平的关系, $f_{LO} = 900$ MHz

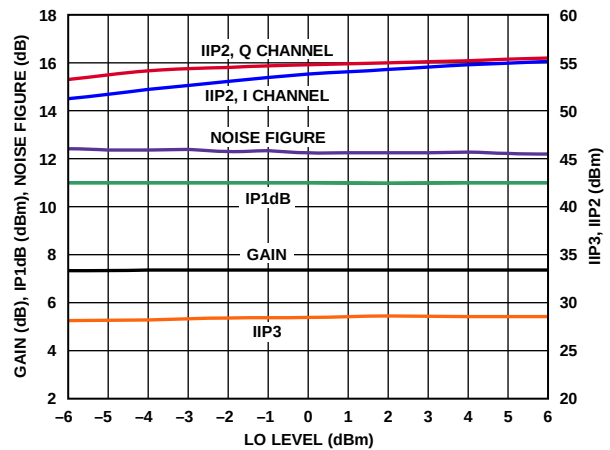


图12. 转换增益、IP1dB、噪声系数、IIP3和IIP2与LO电平的关系, $f_{LO} = 2700$ MHz

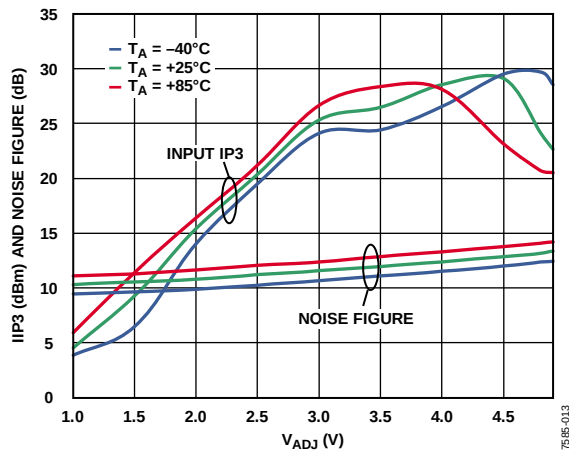


图13. IIP3和噪声系数与 V_{ADJ} 的关系, $f_{LO} = 2700$ MHz

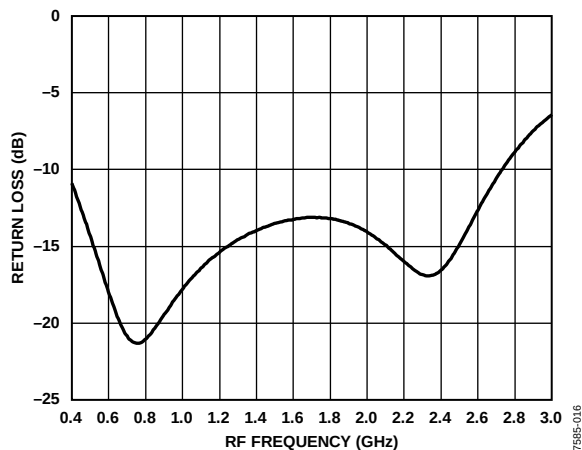


图16. RF端口回损与RF频率
(通过TC1-1-13巴伦在特性板上测得)的关系

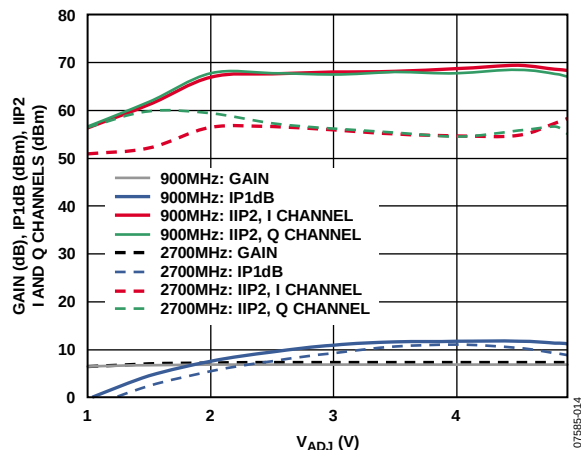


图14. 转换增益、IP1dB和IIP2与 V_{ADJ} 的关系,
 $f_{LO} = 900$ MHz, $f_{LO} = 2700$ MHz

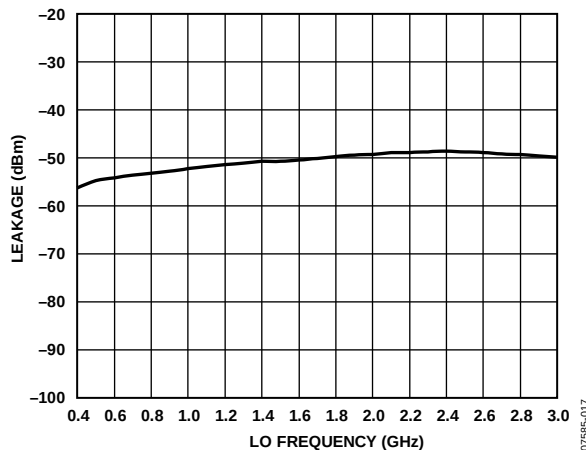


图17. LO至RF泄漏与LO频率的关系

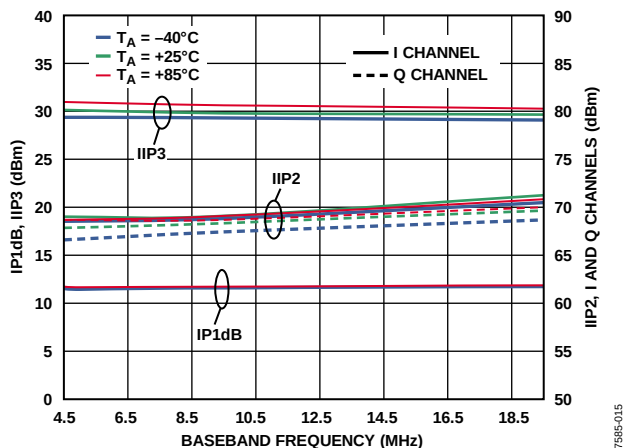


图15. IP1dB、IIP3和IIP2与基带频率的关系

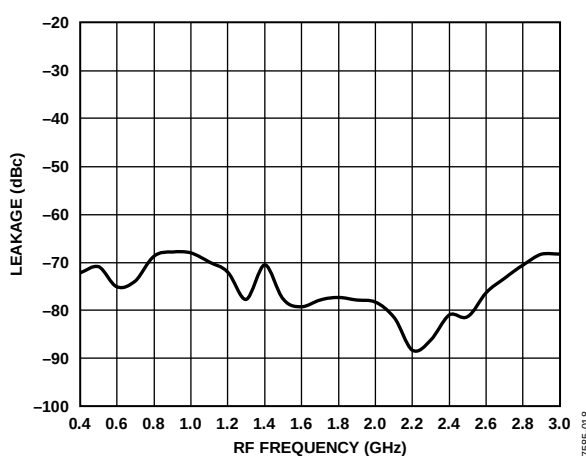


图18. RF至LO泄漏与RF频率的关系

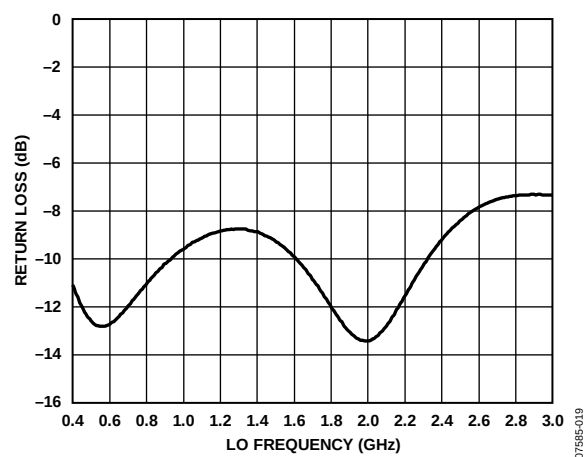


图19. LO端口回损与LO频率
(通过TC1-1-13巴伦在特性板上测得)的关系

中频段工作

RF = 3 GHz至4 GHz; LO和RF输入端使用Johanson Technology 3600BL14M050T巴伦, V_{ADJ} 至 V_S 为200 Ω 。

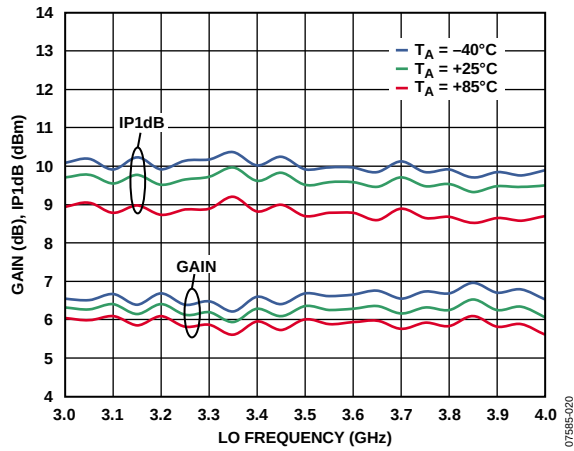


图20. 转换增益和1 dB输入压缩点(IP1dB)与LO频率的关系

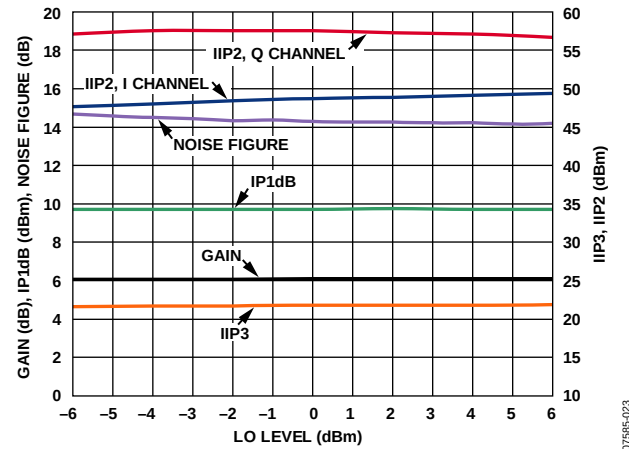


图23. 转换增益、IP1dB、噪声系数、IIP2和IIP3与LO电平的关系, $f_{LO} = 3600$ MHz

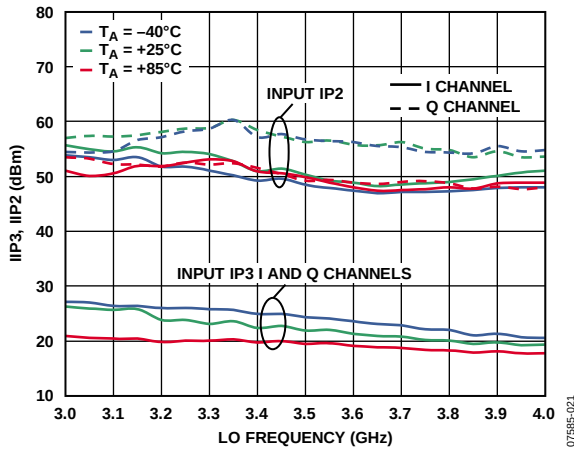


图21. 输入三阶交调截点(IIP3)和输入二阶交调截点(IIP2)与LO频率的关系

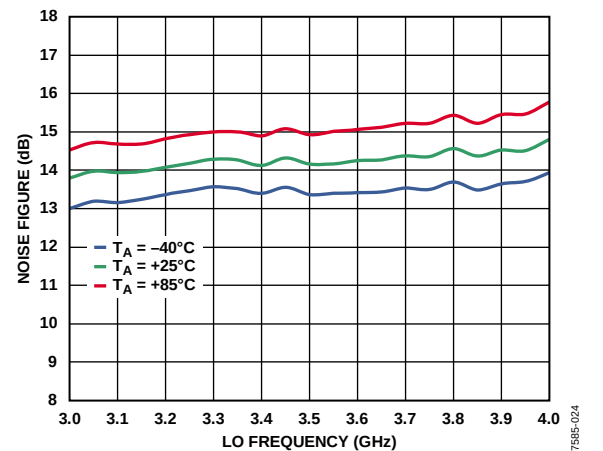


图24. 噪声系数与LO频率的关系

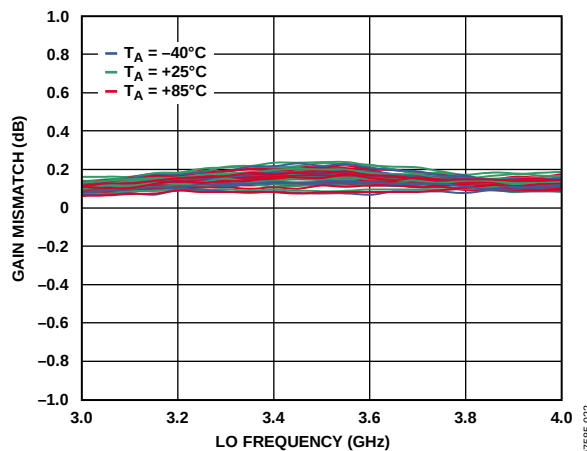


图22. IQ增益失配与LO频率的关系

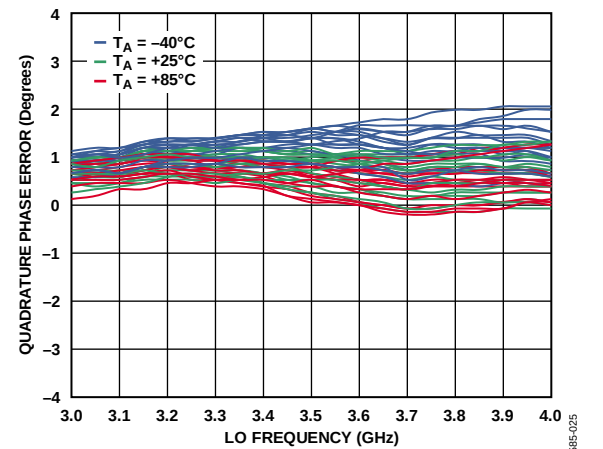


图25. IQ正交相位误差与LO频率的关系

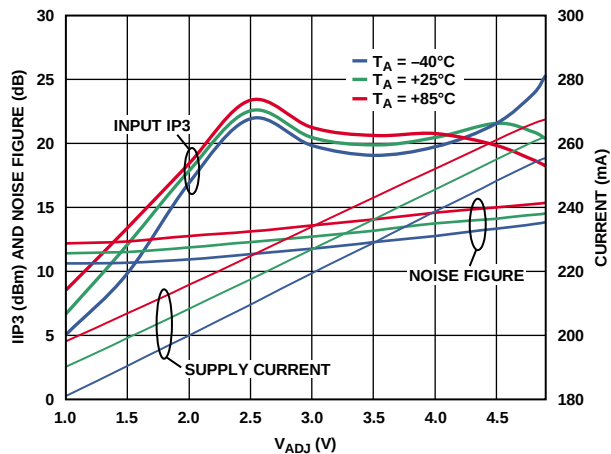


图26. IIP3、噪声系数和电源电流与 V_{ADJ} 的关系,
 $f_{LO} = 3600 \text{ MHz}$

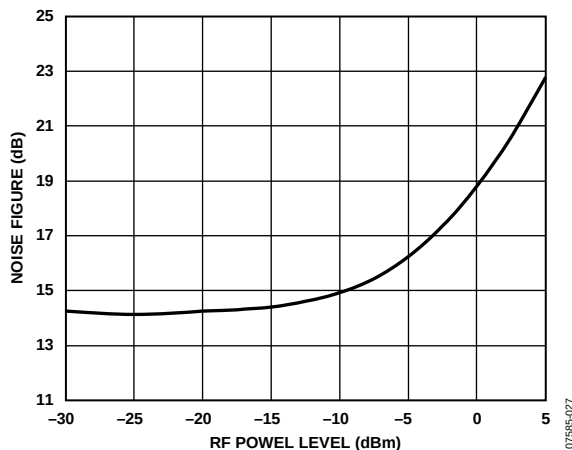


图27. 噪声系数与输入阻塞电平的关系,
 $f_{LO} = 3600 \text{ MHz}$ (RF阻塞5 MHz失调)

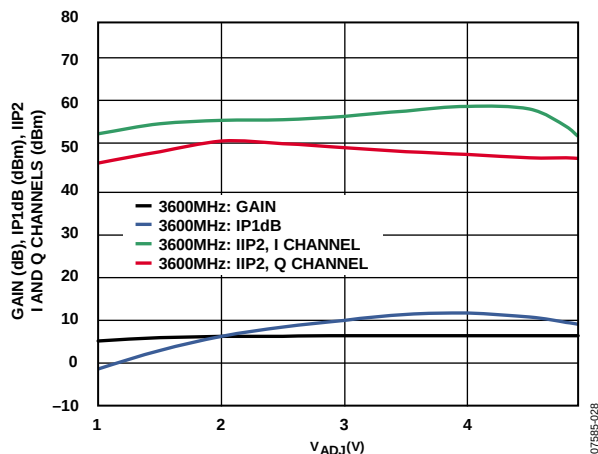


图28. 转换增益、IIP1dB和IIP2与 V_{ADJ} 的关系, $f_{LO} = 3600 \text{ MHz}$

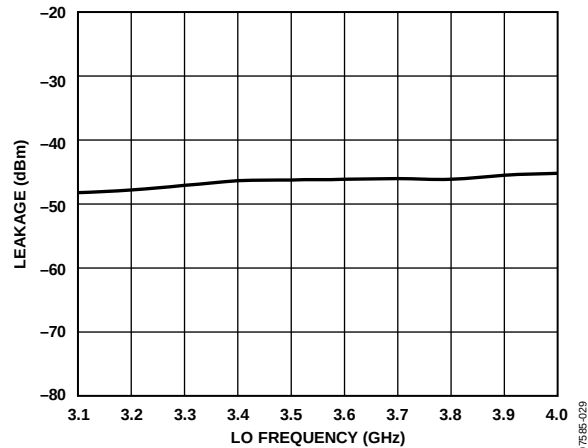


图29. LO至RF泄漏与LO频率的关系

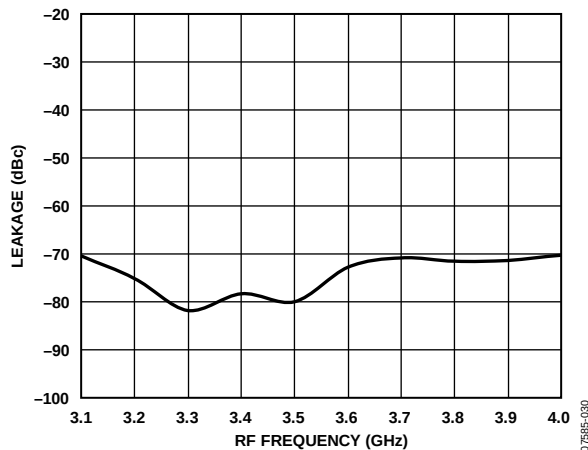


图30. RF至LO泄漏与RF频率的关系

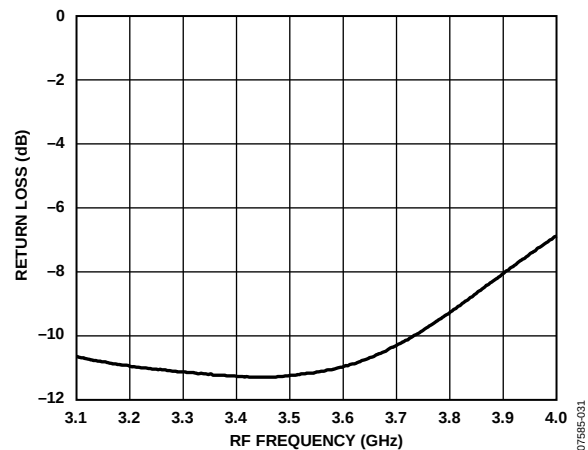


图31. RF端口回损与RF频率(通过Johanson Technology 3600巴伦在特性板上测得)的关系

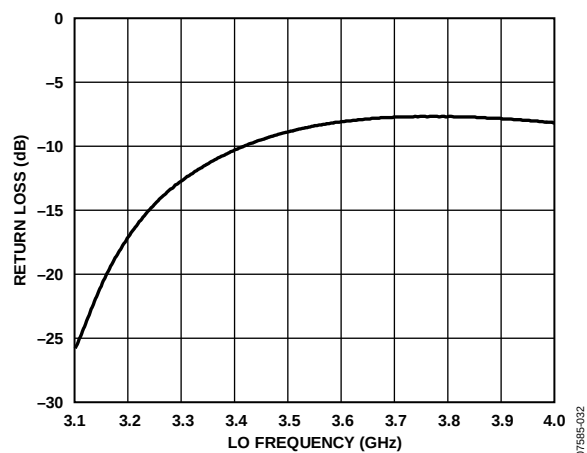


图32. LO端口回损与LO频率(通过Johanson Technology 3600
巴伦在特性板上测得)的关系

高频段工作

RF = 5 GHz至6 GHz；LO和RF输入端使用Johanson Technology 5400BL15B050E巴伦，ADJ引脚开路。

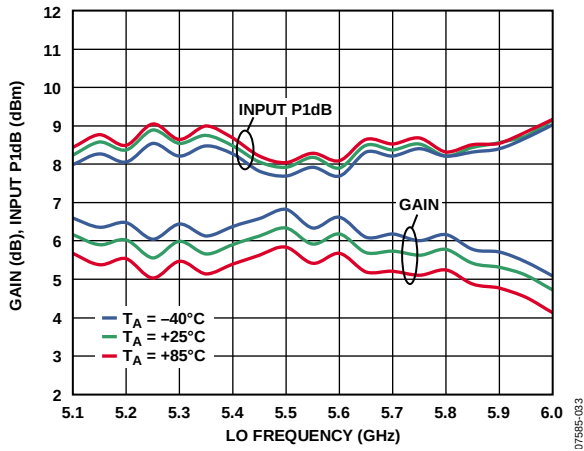


图33. 转换增益和1 dB输入压缩点(IP1dB)与LO频率的关系

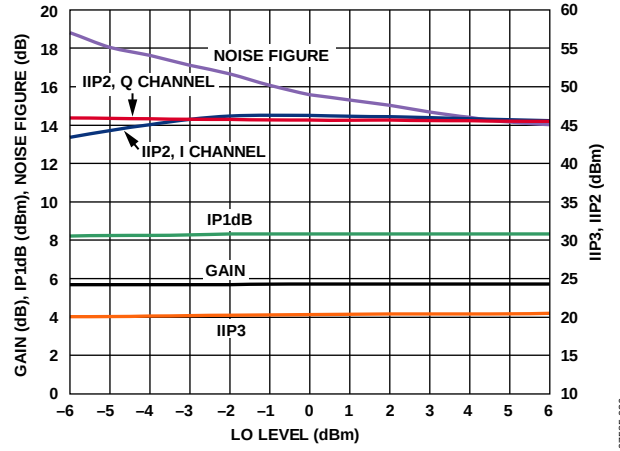


图36. 转换增益、IP1dB、噪声系数、IIP3和IIP2与LO电平的关系, $f_{LO} = 5800$ MHz

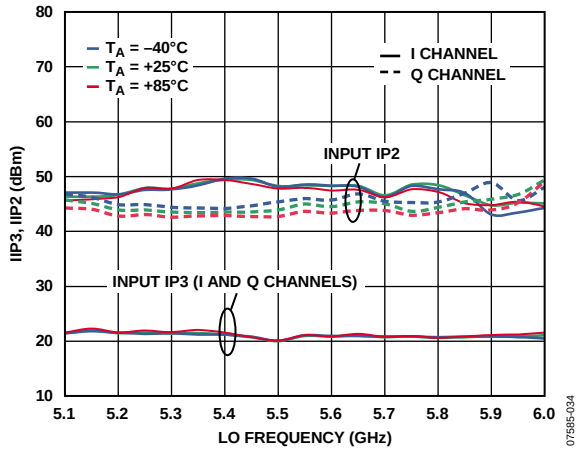


图34. 输入三阶交调截点(IIP3)和输入二阶交调截点(IIP2)与LO频率的关系

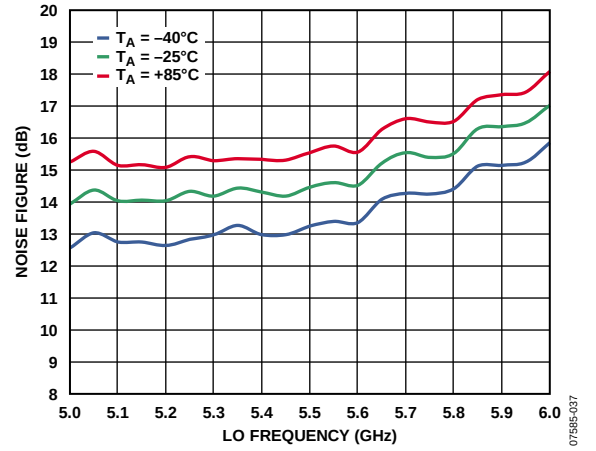


图37. 噪声系数与LO频率的关系

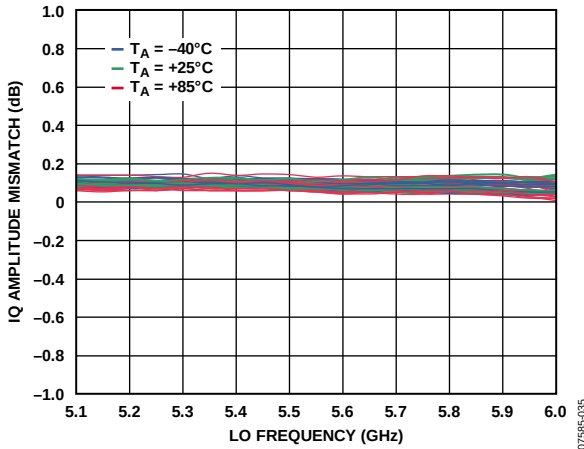


图35. IQ增益失配与LO频率的关系

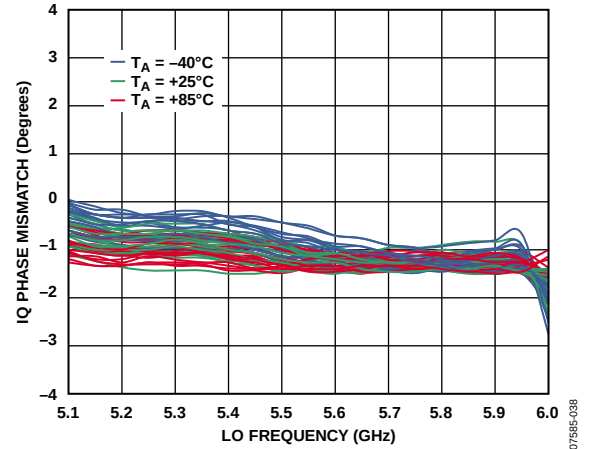


图38. IQ正交相位误差与LO频率的关系

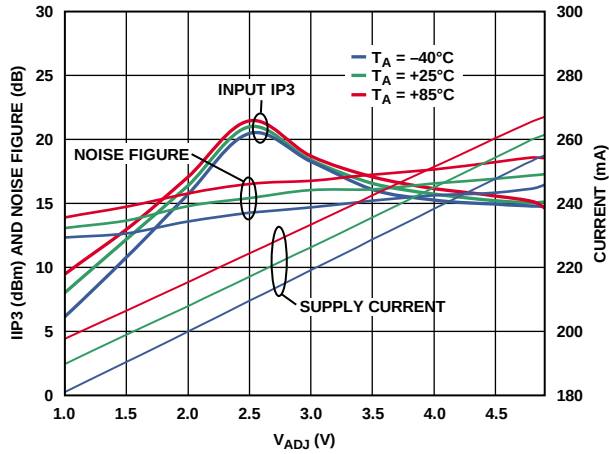


图39. IIP3、噪声系数和电源电流与 V_{ADJ} 的关系,
 $f_{LO} = 5800 \text{ MHz}$

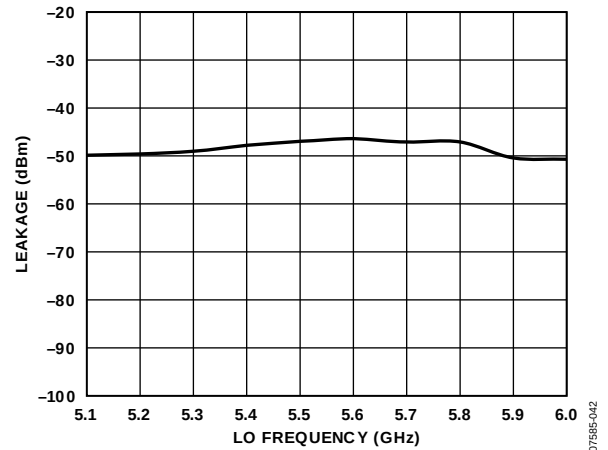


图42. LO至RF泄漏与LO频率的关系

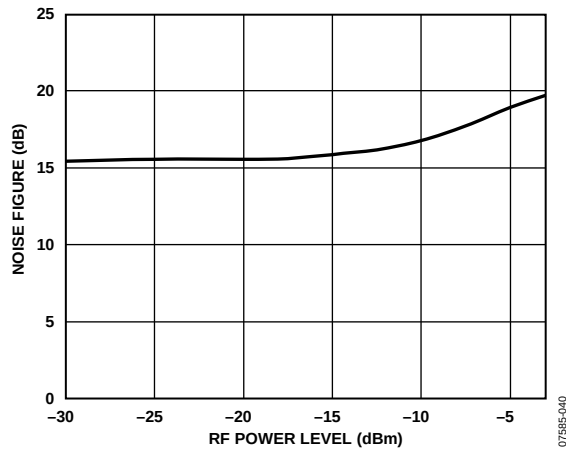


图40. 噪声系数与输入阻塞电平的关系,
 $f_{LO} = 5800 \text{ MHz}$ (RF阻塞5 MHz失调)

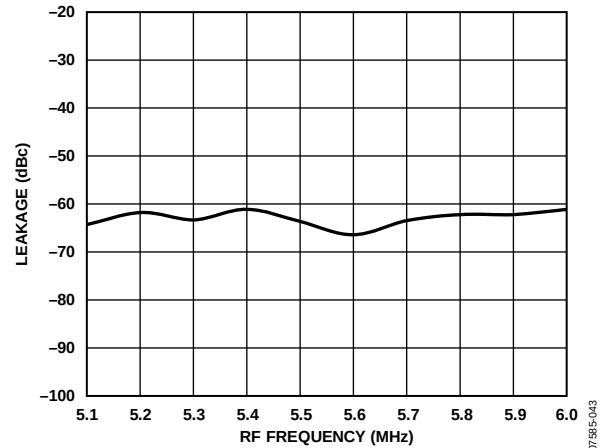


图43. RF至LO泄漏与RF频率的关系

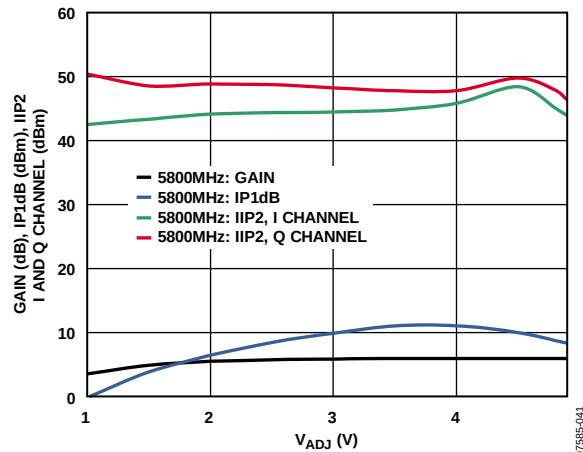


图41. 转换增益、IIP1dB和IIP2与 R_{BIAS} 的关系,
 $f_{LO} = 5800 \text{ MHz}$

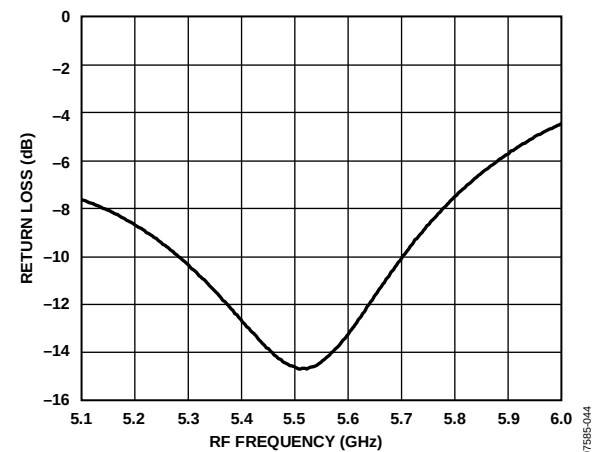


图44. RF端口回损与RF频率(通过Johanson Technology 5400
巴伦在特性板上测得)的关系

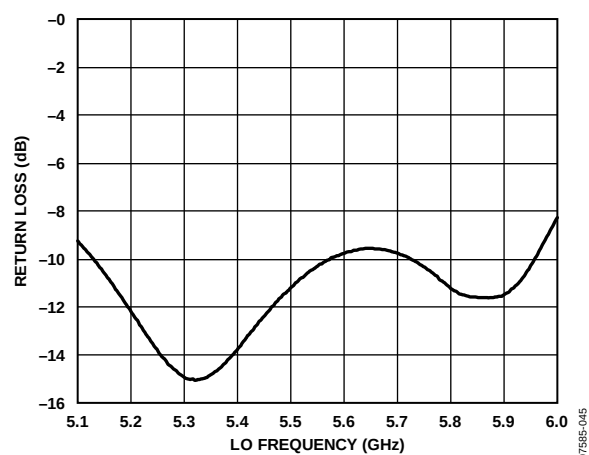


图45. LO端口回损与LO频率(通过Johanson Technology 5400 巴伦在特性板上测得)的关系

$f_{LO} = 900 \text{ MHz}$ 时的分布情况

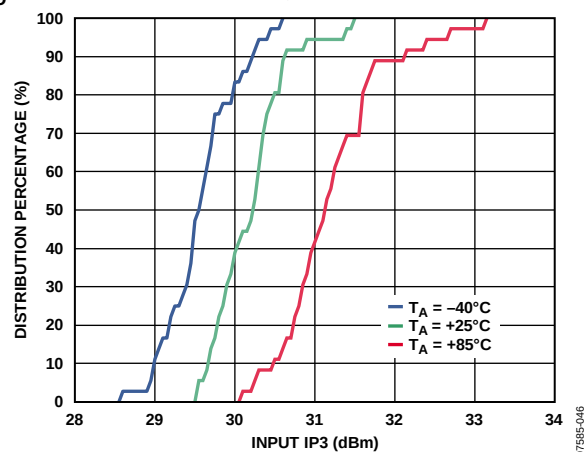


图46. IIP3分布

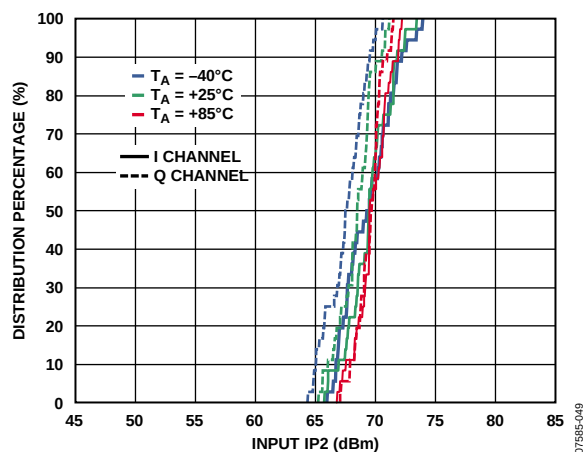


图49. I通道和Q通道的IIP2分布

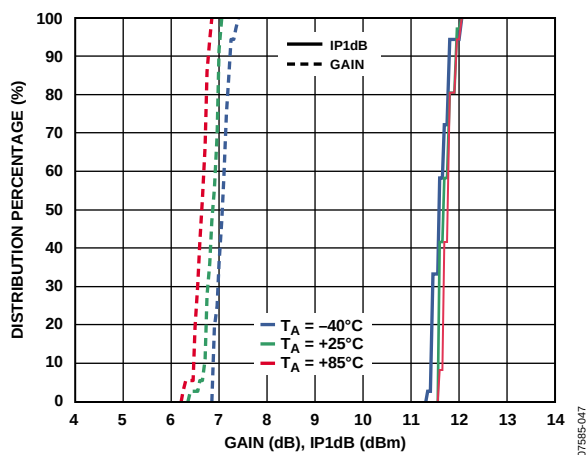


图47. 增益和IP1dB分布

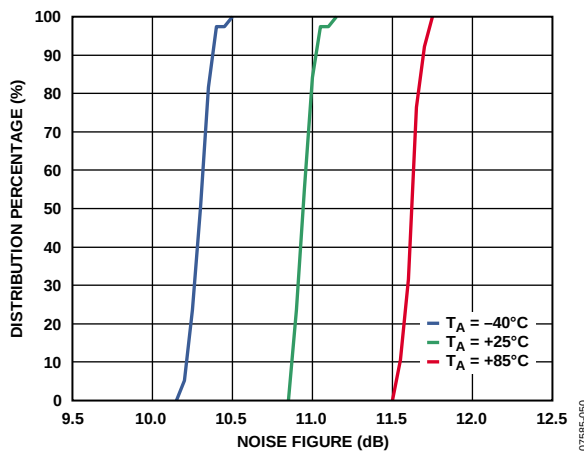


图50. 噪声系数分布

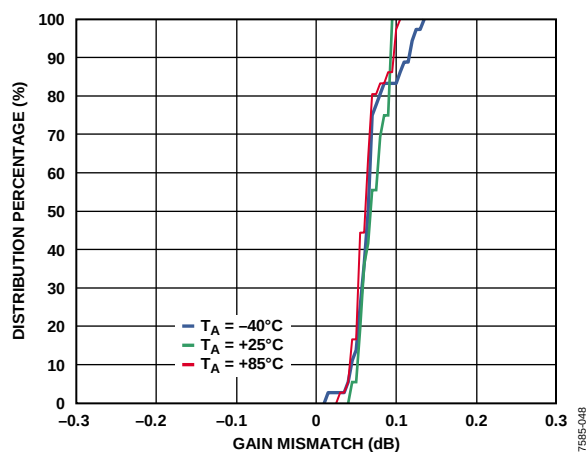


图48. IQ增益失配分布

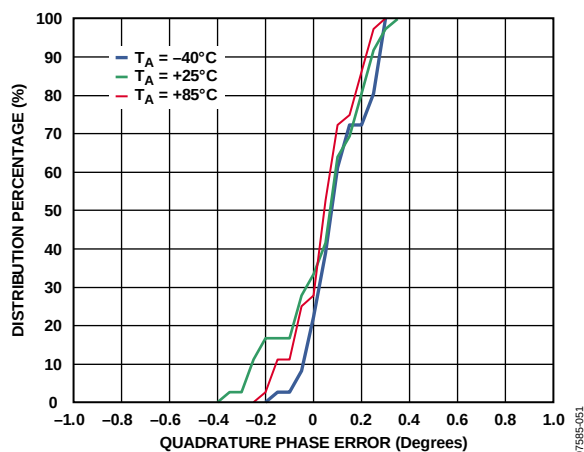


图51. IQ正交相位误差分布

$f_{LO} = 1900 \text{ MHz}$ 时的分配

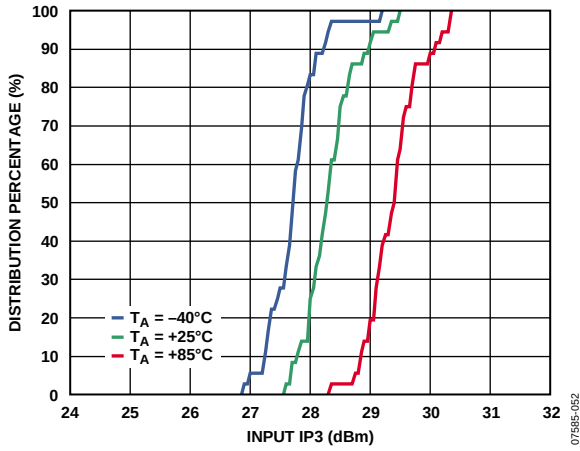


图52. IIP3分配

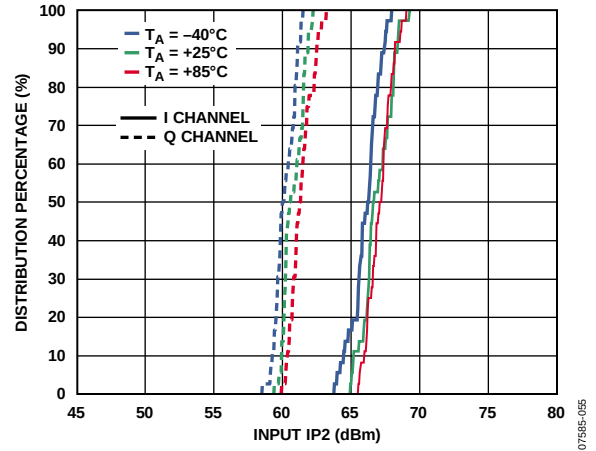


图55. I通道和Q通道的IIP2分配

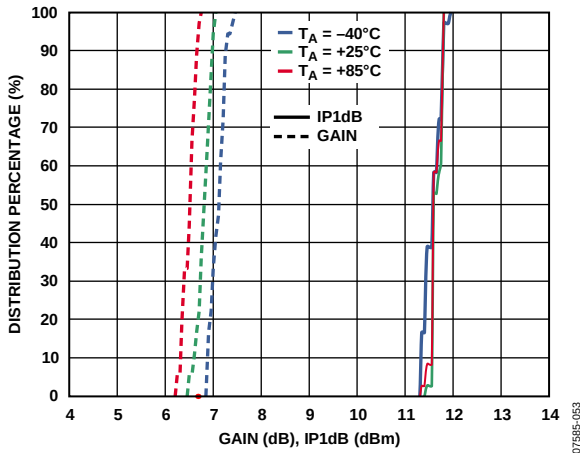


图53. 增益和IIP1dB分配

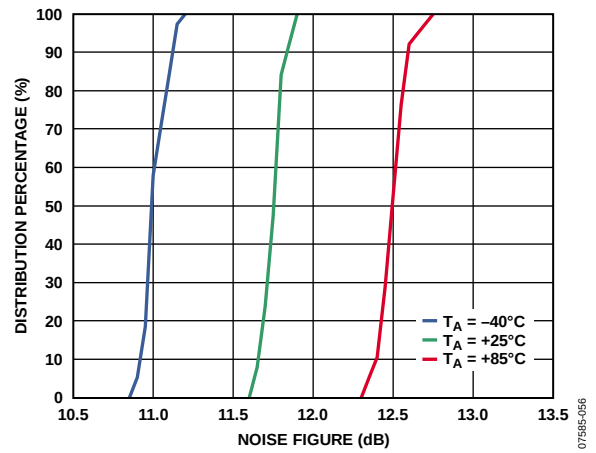


图56. 噪声系数分配

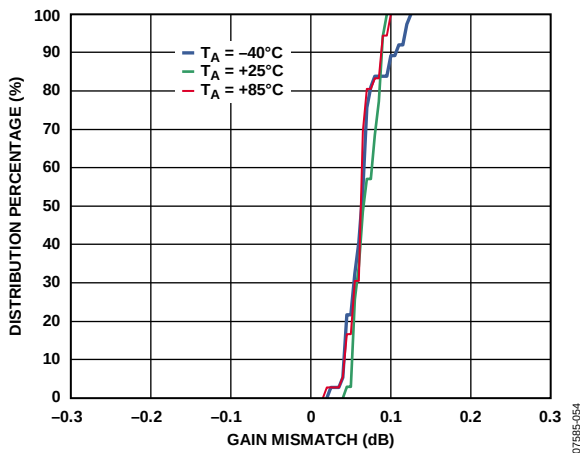


图54. IQ增益失配分配

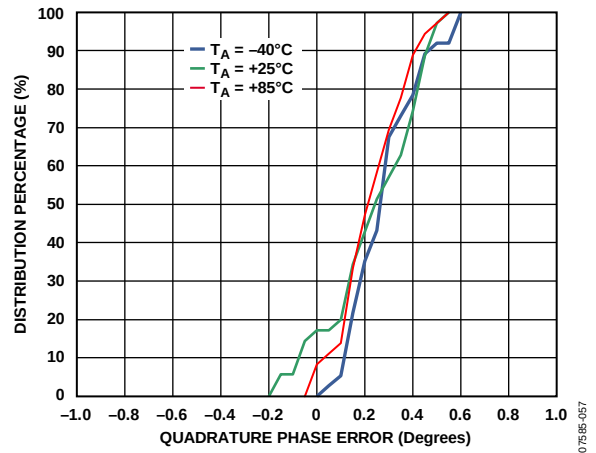


图57. IQ正交相位误差分配

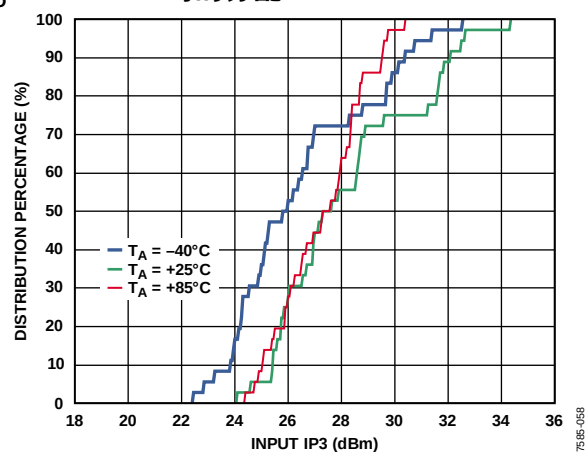
$f_{LO} = 2700$ MHz时的分配

图58. IIP3分配

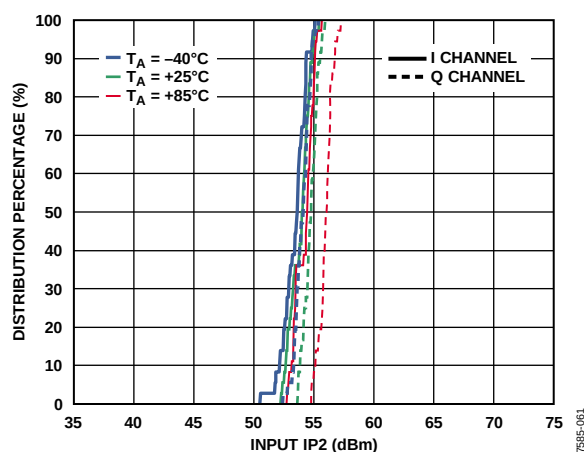


图62. 噪声系数分配

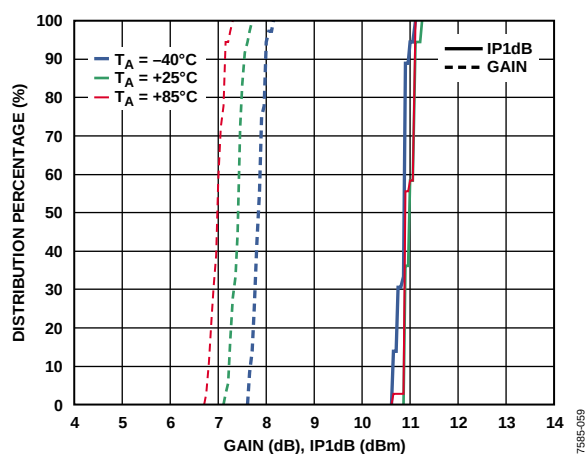


图59. 增益和IP1dB分配

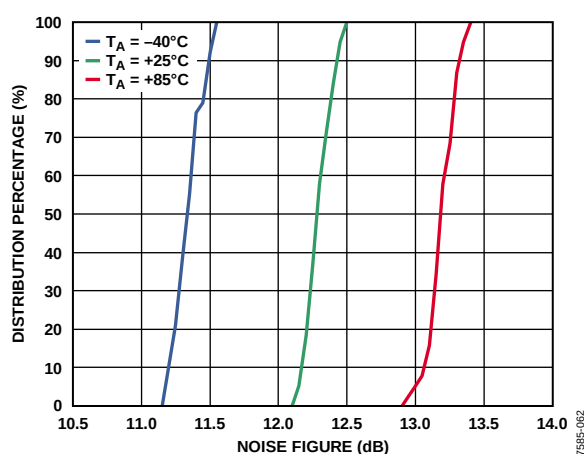


图62. 噪声系数分配

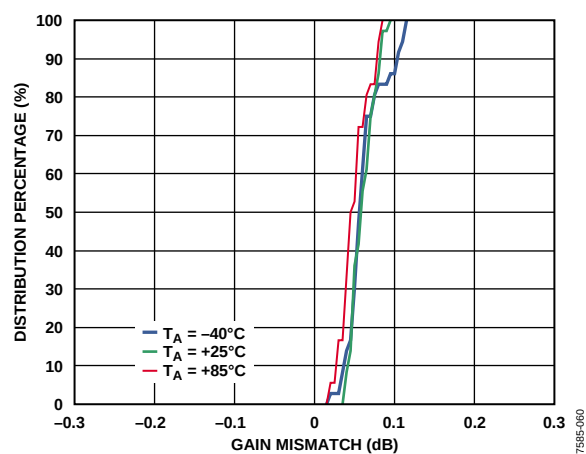


图60. IQ增益失配分配

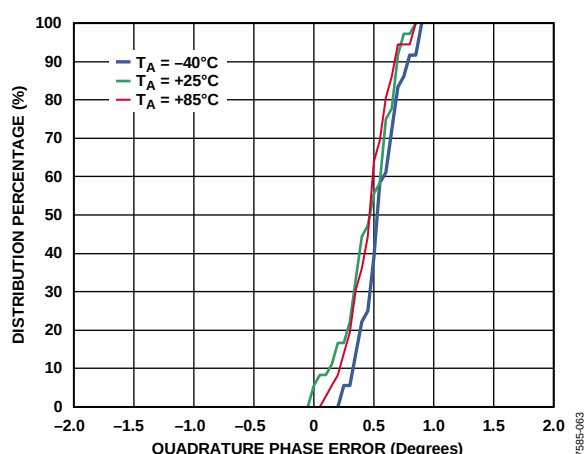


图63. IQ正交相位误差分配

$f_{LO} = 3600$ MHz时的分配

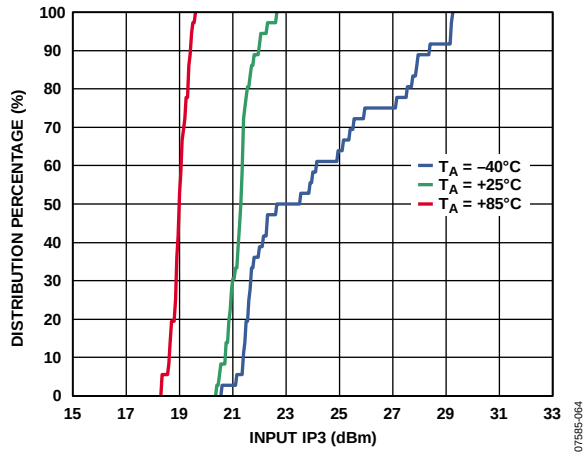


图64. IIP3分配

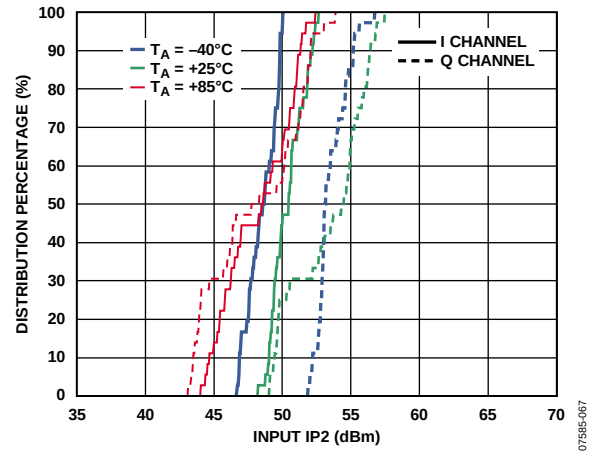


图67. I通道和Q通道的IIP2分配

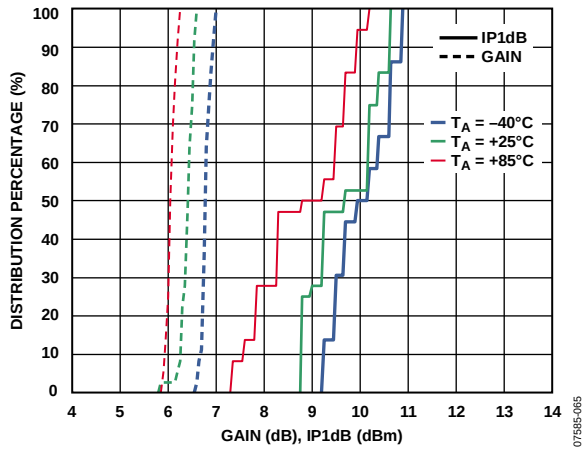


图65. 增益和IP1dB分配

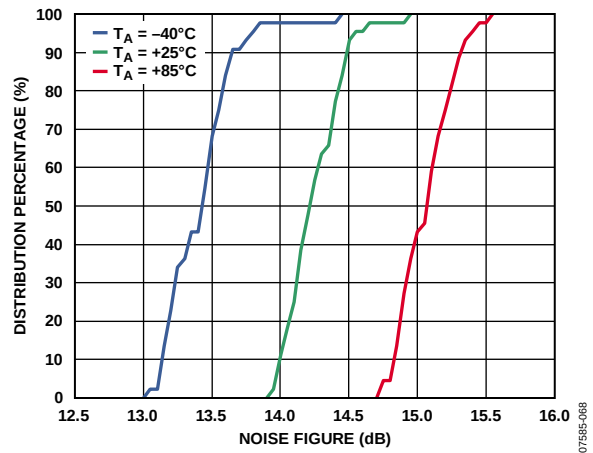


图68. 噪声系数分配

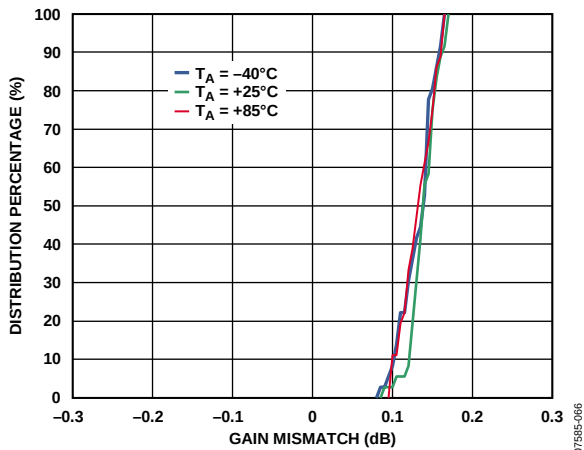


图66. IQ增益失配分配

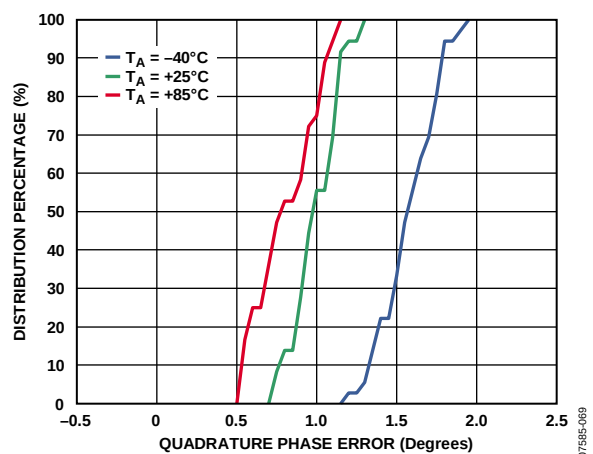


图69. IQ正交相位误差分配

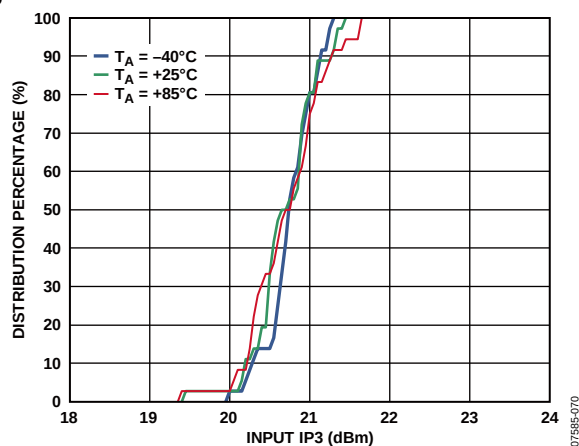
$f_{LO} = 5800$ MHz时的分配

图70. IIP3分配

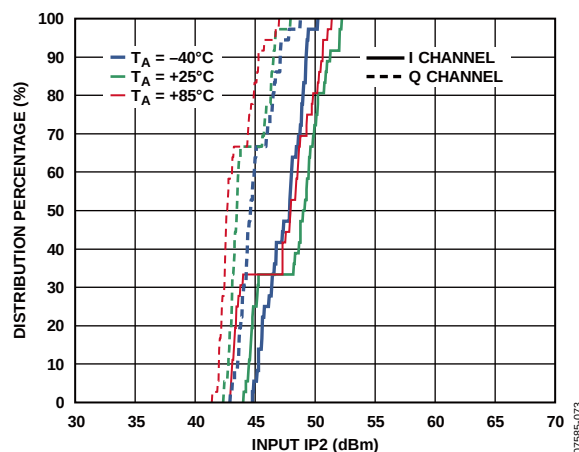


图73. I通道和Q通道的IIP2分配

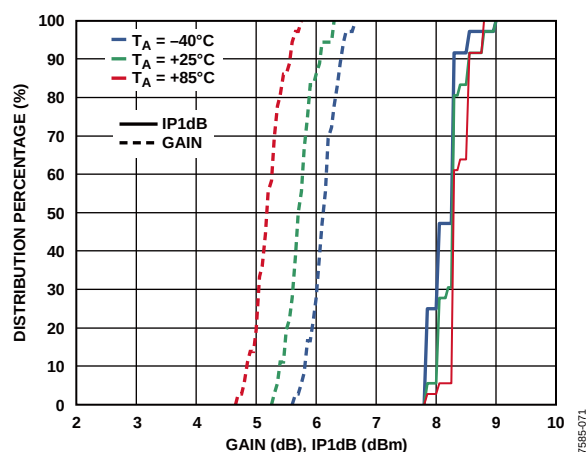


图71. 增益和IIP1dB分配

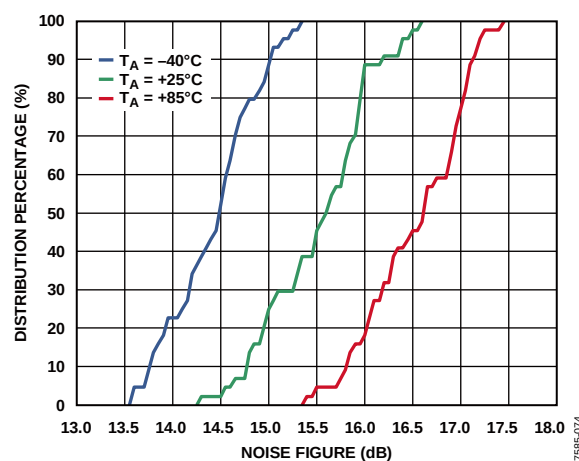


图74. 噪声系数分配

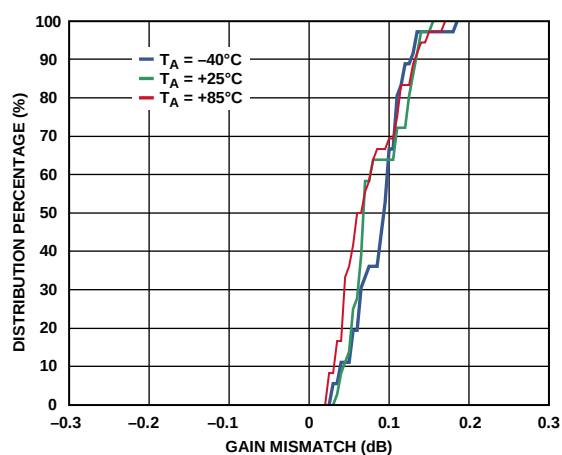


图72. IQ增益失配分配

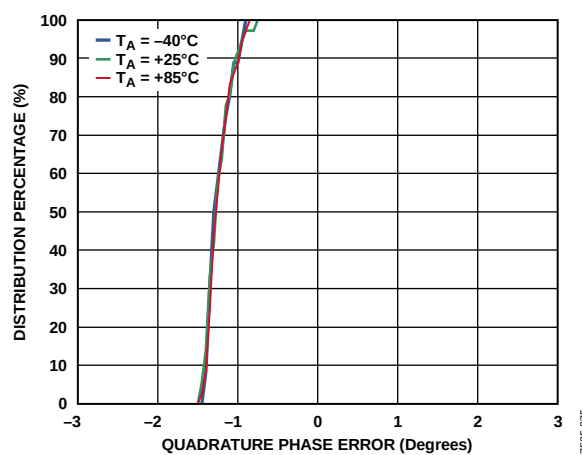


图75. IQ正交相位误差分配

电路描述

ADL5380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76所示。

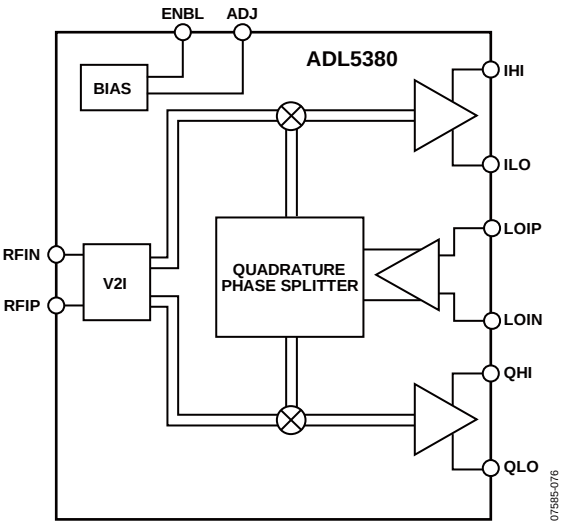


图76. 功能框图

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接口由多相正交分路器和紧随其后的限幅放大器组成。LO输入阻抗通过多相设置，后者将LO信号分割成两个正交差分信号。LO输入阻抗标称值为50 Ω。每个正交LO信号接着通过限幅放大器，后者向混频器提供限幅驱动信号。为实现最佳性能，LO输入必须以差分形式驱动。

V-I转换器

差分RF输入信号施加于V-I转换器，将差分输入电压转换为输出电流。V-I转换器提供50 Ω差分输入阻抗。V-I偏置电流可以利用ADJ引脚(引脚19)上调或下调。上调电流可改善IIP3和IP1dB，但会降低SSB NF。下调电流可改善SSB NF，但会降低IIP3和IP1dB。电流调节可通过在ADJ引脚(引脚19)与V_S(以提高偏置电流)或地(以降低偏置电流)之间连接电阻来完成。表4大致描述了所用电阻(R_{ADJ})、所得ADJ引脚电压和所得基带共模输出电压之间的关系。

表4. ADJ引脚电阻值和近似ADJ引脚电压

R _{ADJ}	近似V _{ADJ} (V)	近似基带共模输出(V)
近似V _{ADJ} (V)	4.8	2.2
600 Ω至V _S	4.5	2.3
1.54 kΩ至V _S	4	2.5
3.8 kΩ至V _S	3.5	2.7
10 kΩ至V _S	3	3
开路	2.5	3.2
9 kΩ至GND	2	3.4
3.5 kΩ至GND	1.5	3.6
1.5 kΩ至GND	1	3.8

混频器

ADL5380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 Ω串联电阻设置，后者为每个基带端口产生50 Ω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 Ω差分负载具有比高(10 kΩ)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不同部分所用的基准电流。偏置电路可以通过ENBL(引脚7)使能和部分禁用。如果ENBL接地或保持开路，则器件完全使能。拉高ENBL会关断偏置电路的特定部分，将待机功耗降至完全使能功耗的约一半，并禁用输出。

应用信息

基本连接

图78显示ADL5380的基本连接原理图。

电源

ADL5380的标称电源电压为5 V，并施加于VCC1、VCC2和VCC3引脚。GND1、GND2、GND3和GND4引脚接地。将封装下侧的裸露焊盘焊接至低热阻抗和电阻抗接地层。如果接地层跨越电路板上的多层，则这些层应利用裸露焊盘下面的9个过孔拼接在一起。AN-772应用笔记详细讨论了LFCSP的热接地和电接地。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 μ F。

本振(LO)输入

为实现最佳性能，通过巴伦以差分形式驱动LO端口。各性能级的推荐巴伦如下：

- 最高3 GHz，推荐Mini-Circuits TC1-1-13。
- 3 GHz至4 GHz，推荐Johanson Technology 3600BL14M050。
- 4.9 GHz至6 GHz，推荐Johanson Technology 5400BL15B050。

使用100 pF电容将LO输入交流耦合至器件。LO端口针对400 MHz至6 GHz的50 Ω 宽带匹配而设计。LO回损如图19所示。图77显示LO输入配置。

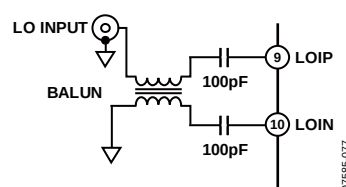


图77. 差分LO驱动

建议LO驱动电平介于-6 dBm和+6 dBm之间。施加的LO频率在400 MHz至6 GHz范围内。

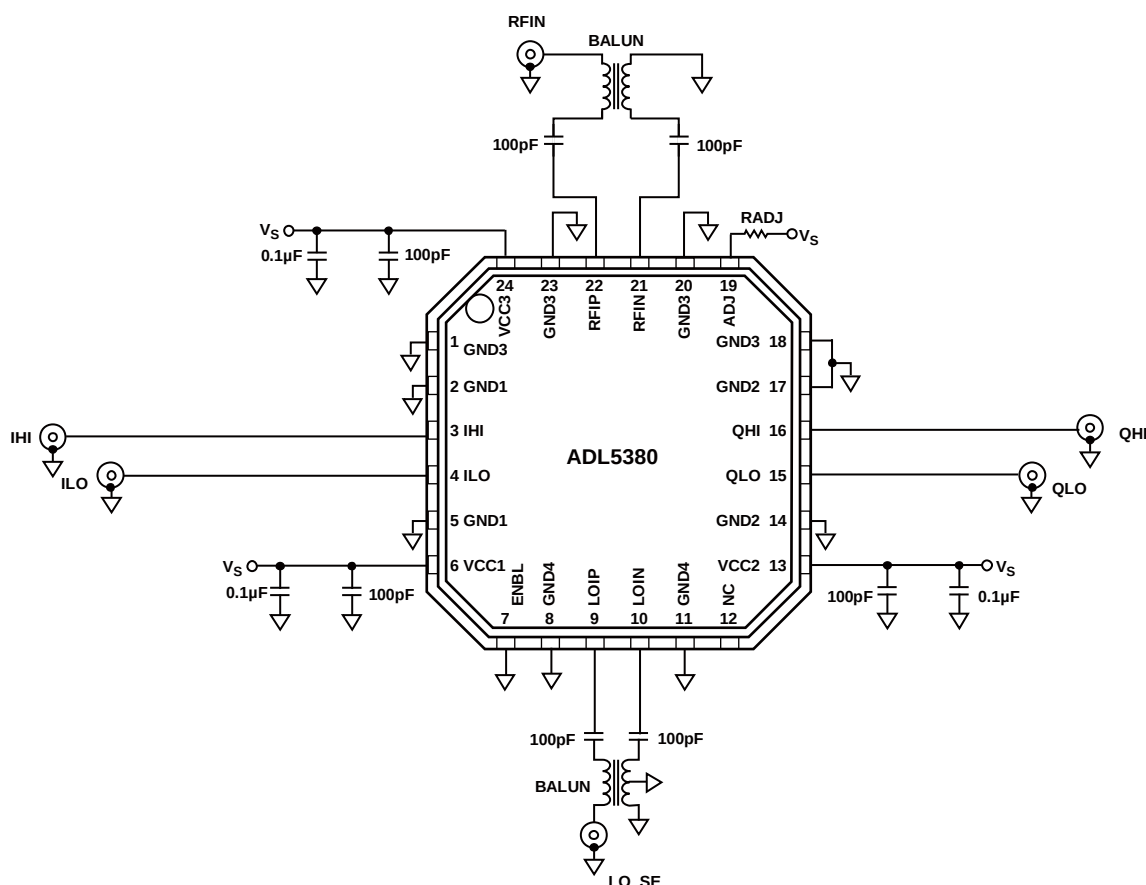


图78. 基本连接原理图

ADL5380

RF输入

RF输入的差分输入阻抗约为50 Ω 。为实现最佳性能，通过巴伦以差分形式驱动RF端口。各性能级的推荐巴伦如下：

- 最高3 GHz，推荐Mini-Circuits TC1-1-13。
- 3 GHz至4 GHz，推荐Johanson Technology 3600BL14M050。
- 4.9 GHz至6 GHz，推荐Johanson Technology 5400BL15B050。

使用100 pF电容将RF输入交流耦合至器件。图79显示RF输入配置。

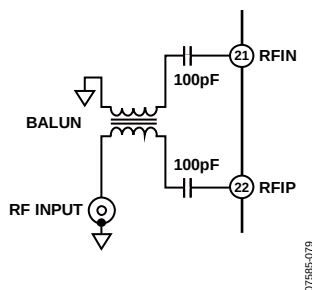


图79. RF输入

差分RF端口回损的特性如图80所示。

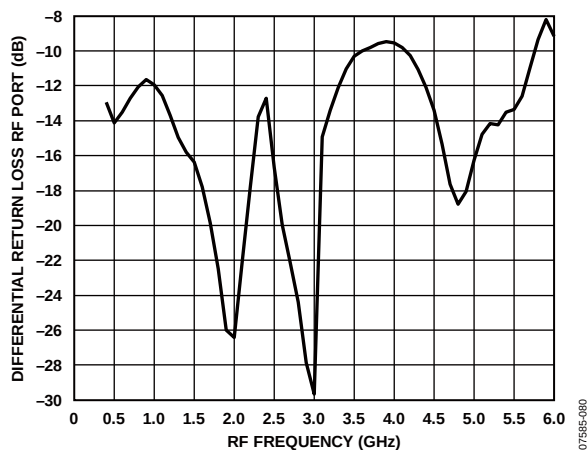


图80. 差分RF端口回损

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 Ω 差分输出阻抗。输出可提供低至200 Ω 的差分负载(增益略有下降)，或通常用于ADC的高阻抗差分负载(500 Ω 或更大阻抗具有同样出色的线性度)。TCM9-1 9:1巴伦将差分IF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负载。这些输出的典型最大线性电压摆幅为2 V p-p差分电压。3 dB输出带宽为390 MHz。图81所示为基带输出配置。

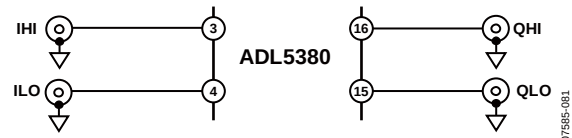


图81. 基带输出配置

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：幅度不平衡、本底噪声和相位不平衡等)可导致实际星座点偏离其理想位置。

通常，一个解调器可体现三种不同的EVM限制与接收到的输入信号功率的关系。信号较强时，因器件的非线性特性，失真信号将落入带内；因此，当信号电平上升时，EVM性能会急剧下降。在中等信号强度的条件下，解调器具有线性特性且所需信号明显多于噪声；这时，EVM易于达到由解调器正交精度和测试设备精度决定的最佳水平。当信号的电平降至一定程度，信号中噪声占较大比例时，随着信号电平的降低，EVM性能也随之下降。当信号的电平较低时，噪声将成为主要影响因素；这时，EVM直接与SNR成正比。

ADL5380在各种调制方案下显示出极佳的EVM性能。图82显示ADL5380在16 QAM、200 kHz低IF下的EVM性能。

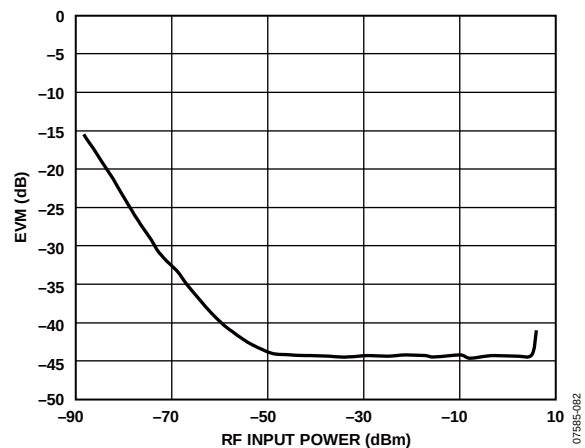


图82. 对于16 QAM 160ksym/s信号，EVM (RF = 900 MHz, IF = 200 kHz)与RF输入功率的关系

图83显示10 MHz IEEE 802.16e WiMAX信号在ADL5380中的零中频EVM性能。ADL5380上的差分直流失调约为几毫伏。不过，将基带输出与10 μ F电容交流耦合可消除直流失调，并增强EVM性能。对于10 MHz带宽信号，10 μ F交流耦合电容配合500 Ω 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。

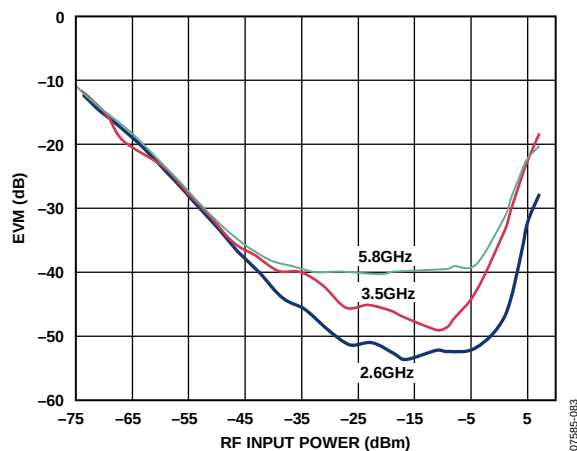


图83. 对于16 QAM 10 MHz带宽移动WiMAX信号(交流耦合基带输出), EVM(RF = 2.6 GHz, RF = 3.5 GHz, RF = 5.8 GHz, IF = 0 Hz)与RF输入功率的关系

图84显示ADL5380在宽RF输入功率范围内的多条W-CDMA低中频EVM性能曲线。在零中频情况下，矢量信号分析仪的噪声贡献在较低功率水平下成为主要来源，因而难以精确测量SNR。

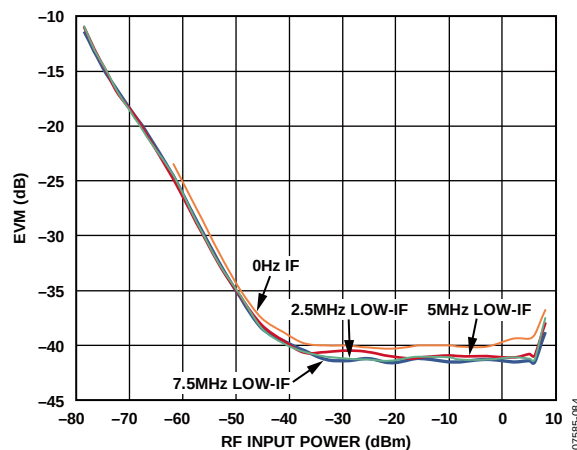


图84. 对于W-CDMA信号(交流耦合基带输出), EVM(RF = 1900 MHz, IF = 0 Hz, IF = 2.5 MHz, IF = 5 MHz, IF = 7.5 MHz)与RF输入功率的关系

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85。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。当镜像抑制比较高时，务必保持I通道和Q通道之间的相位、增益平衡。

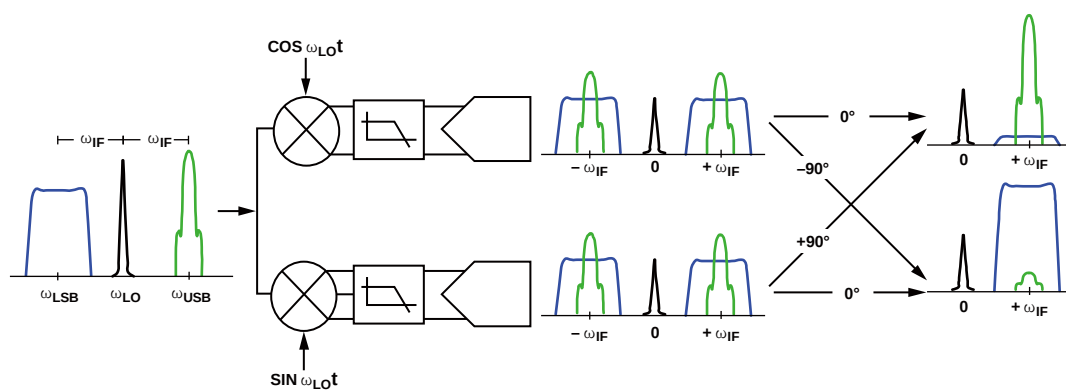


图85. 镜像问题的图解

ADL5380

图86和图87显示ADL5380对于低中频应用(例如W-CDMA)的出色镜像抑制能力。ADL5380在宽频率范围内的镜像抑制大于45 dB。

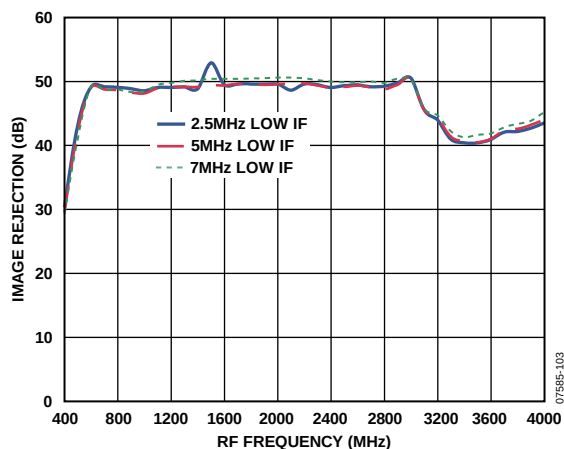


图86. 对于W-CDMA信号，低频段和中频段镜像抑制与RF频率的关系，IF = 2.5 MHz、5 MHz和7.5 MHz

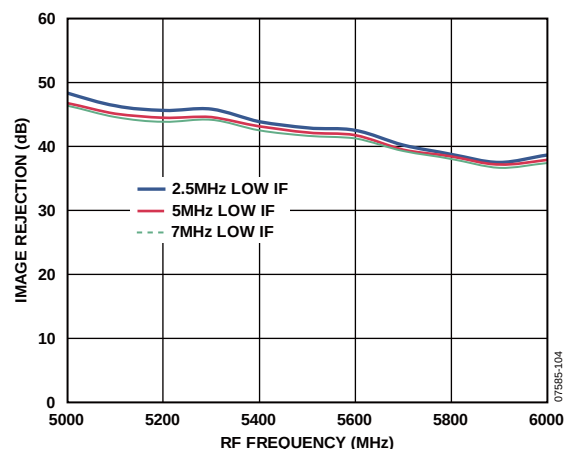


图87. 对于W-CDMA信号，高频段镜像抑制与RF频率的关系，IF = 2.5 MHz、5 MHz和7.5 MHz

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ADL5380和ADC输入的整体源、负载阻抗。ADL5380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，代价是增益会略微降低(有关发射极跟随器输出负载影响的详情参见电路描述部分)。

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88显示的是一个二阶巴特沃兹低通滤波器，在本例中，ADL5380的差分负载阻抗为500 Ω ，源阻抗为50 Ω 。当负载-源阻抗比为10:1时，归一化串联电感值为0.074 H，归一化旁路电容的电容值为14.814 F。在截止频率为10.9 MHz的条件下，单端等效电路由一个0.54 μ H串联电感和一个433 pF旁路电容组成。

当0.54 μ H电感一分为二时，平衡配置得以实现，从而能实现如图88所示的网络。

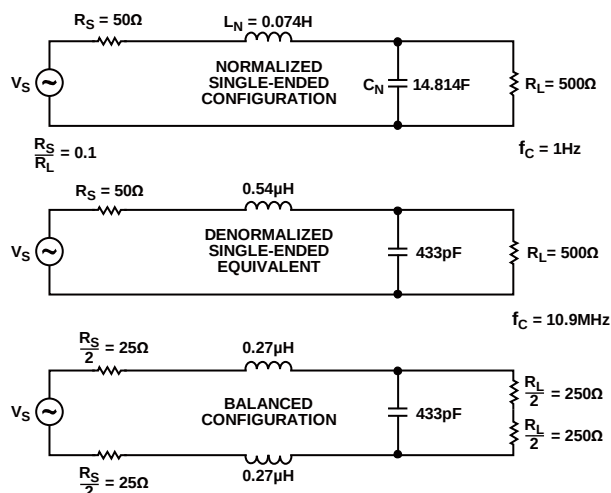


图88. 二阶巴特沃兹低通滤波器设计示例

完整的设计示例见图91。一个转折频率为1.9 MHz的六阶巴特沃兹差分滤波器可将ADL5380的输出信号传输至ADC输入端。500 Ω 负载电阻用于定义ADC的输入阻抗。滤波器是典型直接变频W-CDMA应用所必需的，距离载波中频频率1.92 MHz时，需要1 dB的抑制能力，距离载波中频频率2.7 MHz时，需要10 dB的抑制能力。

滤波器的频率响应和群延迟测量值见图89和图90。

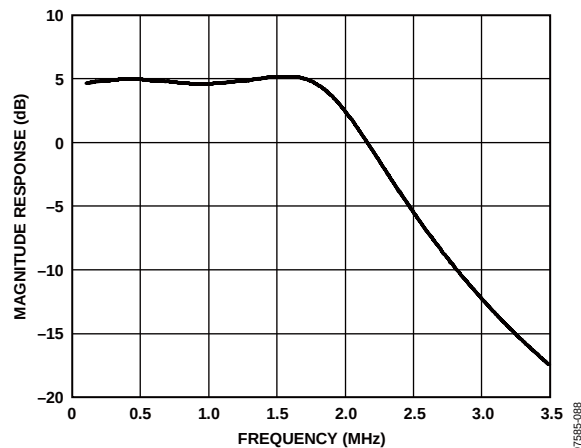


图89. 六阶基带滤波器响应

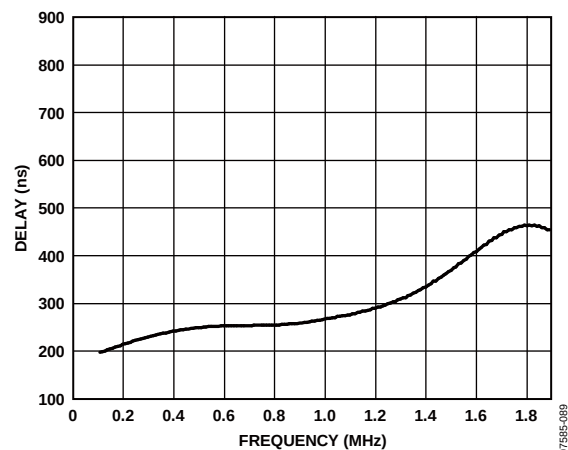


图90. 六阶基带滤波器群延迟

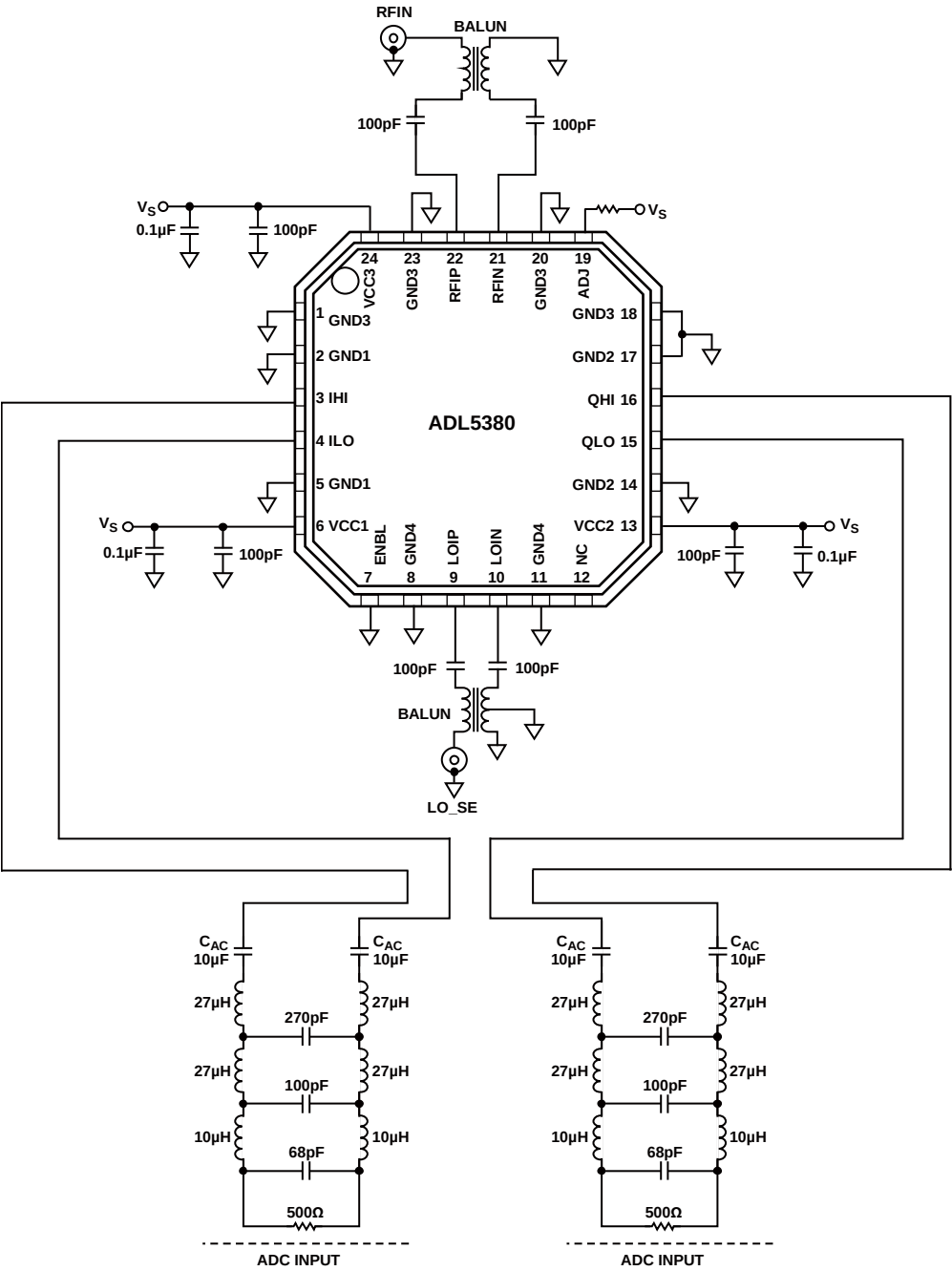


图91. 六阶低通巴特沃兹基带滤波器原理图

075585-090

随着滤波器负载阻抗增加，确保滤波器设计符合所需的抑制能力和通带规格变得更加困难。在上面的W-CDMA示例中，500 Ω 负载阻抗实现了具有较大电感值和较小电容值的六阶滤波器设计。如果负载阻抗为200 Ω ，滤波器设计会更易于管理。图92显示专为10 MHz带宽LTE信号设计的四阶滤波器。如图92所示，所得的电感和电容值在200 Ω 负载下变得更实用。

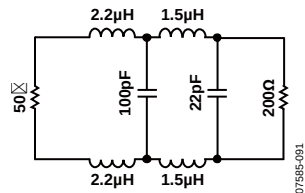


图92. 四阶低通LTE滤波器原理图

图93和图94分别显示四阶滤波器的幅度响应和群延迟响应。

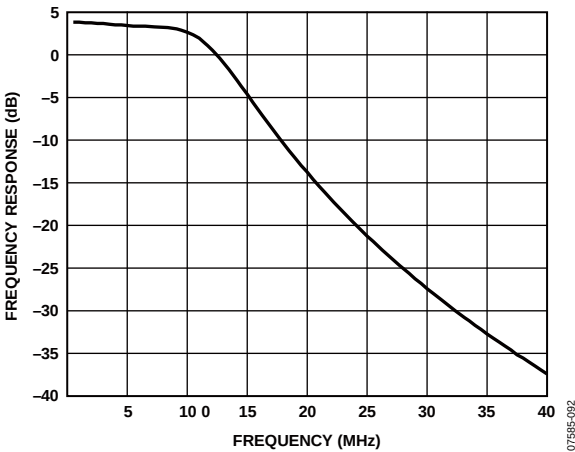


图93. 四阶低通LTE滤波器幅度响应

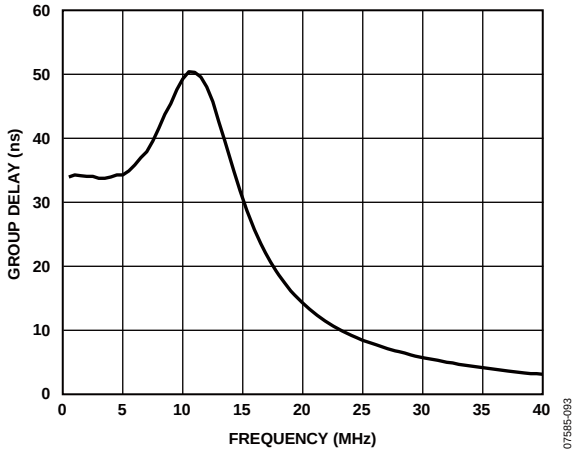


图94. 四阶低通LTE滤波器群延迟响应

特性设置

图95至图97显示广泛用于ADL5380的通用特性平台设置图97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。ADL5380特性板的每个差分基带端口上具有一个9:1阻抗变压器，以执行差分转单端转换，与50 Ω 测试设备接口时，它会为每个基带端口提供450 Ω 差分负载。

ADL5380的所有测量值已将RF输入巴伦损耗去嵌入。鉴于ADL5380的宽带特性，必须使用三种不同的电路板配置来表征产品。对于低频段特性(400 MHz至3 GHz)，RF和LO输入端使用Mini-Circuits TC1-1-13巴伦，以便在器件引脚上建立差分信号。对于中频段特性(3 GHz至4 GHz)，使用Johanson Technology 3600BL14M050T巴伦，对于高频段特性(5 GHz至6 GHz)，使用Johanson Technology 5400BL15B050E巴伦。

图95和图96所示的两种设置用于执行NF测量。图95显示无阻塞信号时用于测量NF的设置，图96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ADL5380的噪声贡献。RF和镜像频率需要至少30 dB的衰减。例如，假设向ADL5380的LO输入施加915 MHz信号。为了获得15 MHz的输出阻塞信号，应将RF阻塞发生器设置为930 MHz，并调谐滤波器，使得发生器在期望RF频率(925 MHz)和镜像RF频率(905 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。

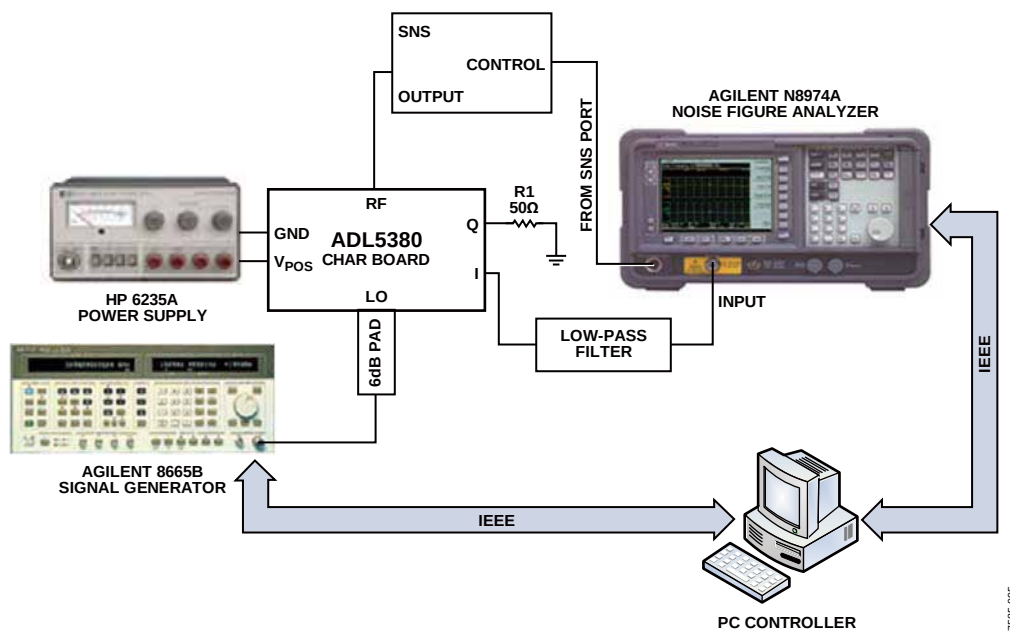


图95. 通用噪声系数测量设置

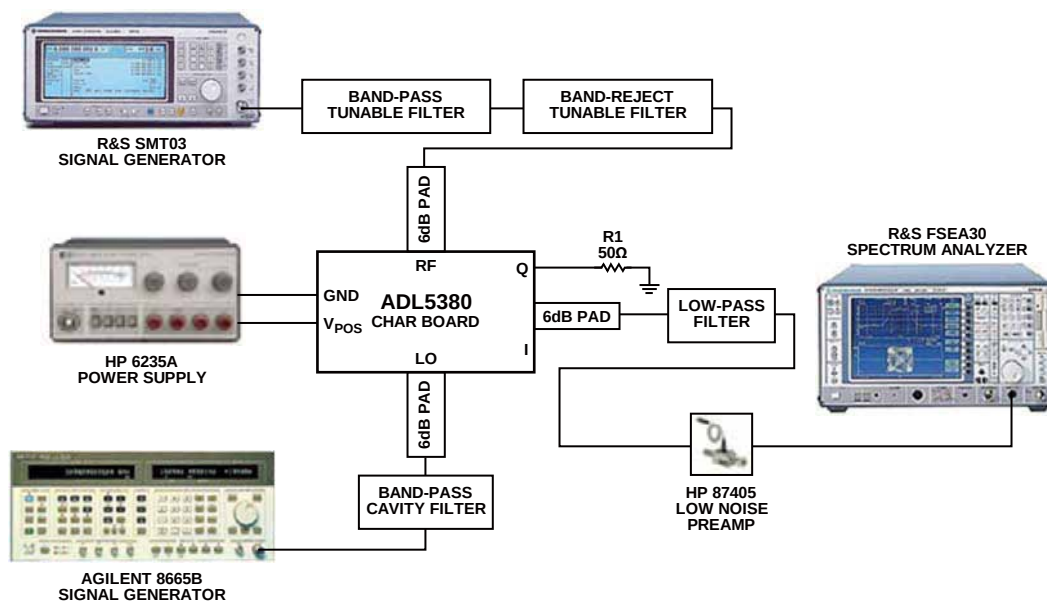


图96. 存在阻塞时的噪声系数测量设置

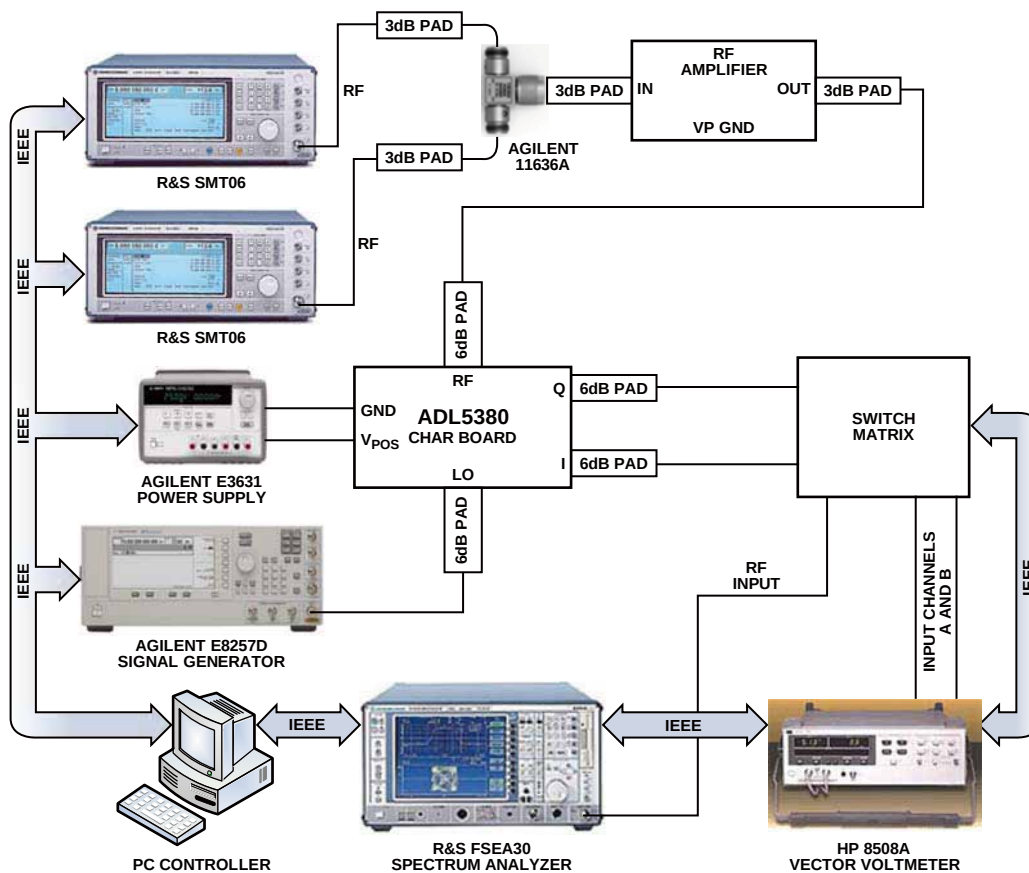


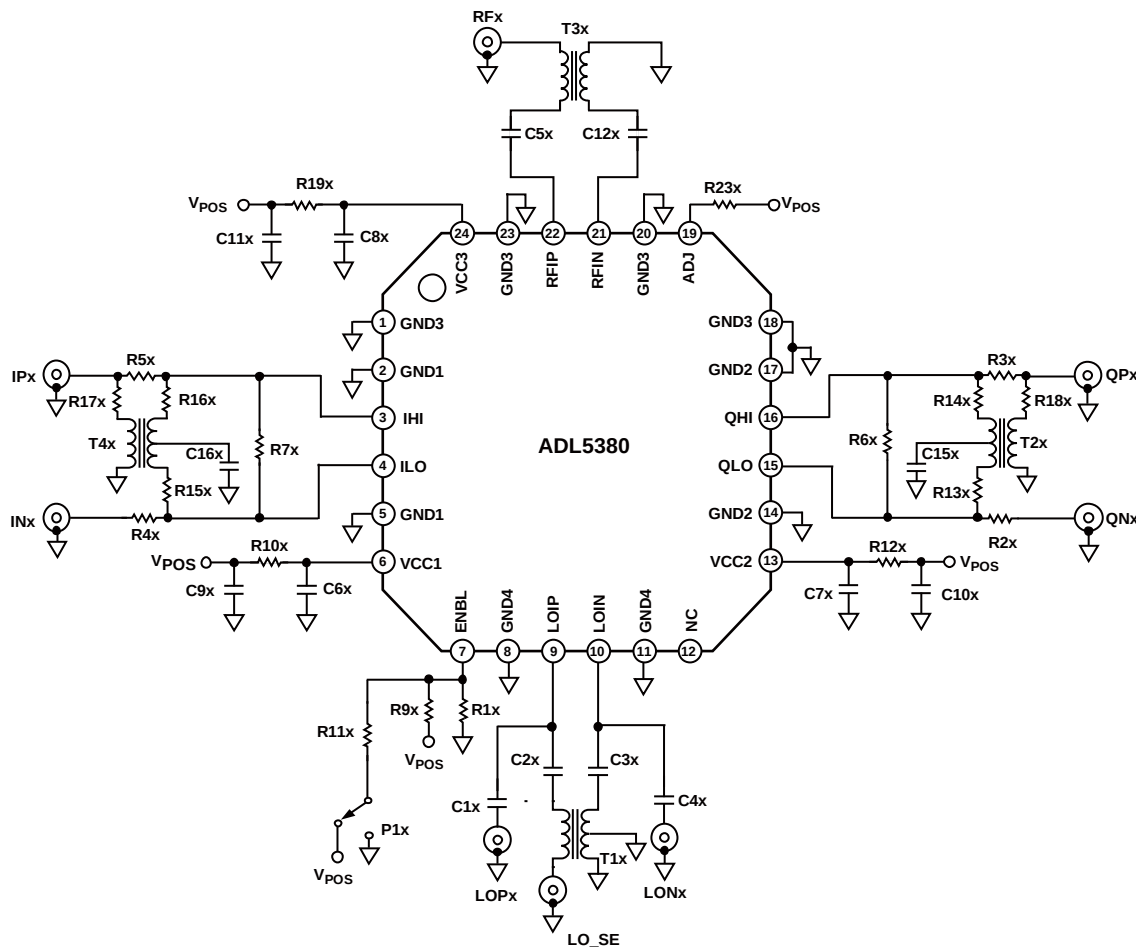
图97. 通用特性设置

评估板

ADL5380提供评估板。评估板有两个版本，针对不同频率范围优化了性能。对于<3 GHz的工作频率，提供基于FR4材料的评估板和TC1-1-13巴伦尺寸。对于3 GHz至6 GHz的工作频率，提供基于Rogers®材料的RO3003评估板和Johanson Technology 3600BL14M050巴伦尺寸(最适合3 GHz至4 GHz间的工作条件)。

Johanson Technology 5400BL15K050尺寸相同，可用于4900 MHz至5800 MHz间的工作条件。

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。



NOTES

1. X = B, FOR LOW FREQUENCY OPERATION UP TO 3GHz, TC1-1-13 BALUN ON RF AND LO PORTS.
X = A, FOR FREQUENCY OPERATION FROM 3GHz TO 4GHz, JOHANSON TECHNOLOGY 3600BL14M050 BALUN ON RF AND LO PORTS.
2. FOR OPERATION BETWEEN 4.9GHz TO 6GHz, THE JOHANSON TECHNOLOGY 5400BL15K050 BALUN, WHICH SHARES A SIMILAR FOOTPRINT AS THE 4GHz BALUN, CAN BE USED.

图98. 评估板原理图

07585-088

表5. 评估板配置选项

元件	描述	默认条件
VPOSx, GNDx	电源和接地矢量引脚。	不适用
R10x, R12x,	电源去耦。使去耦电阻短路或上电。	R10x, R12x, R19x = 0 Ω (0603)
R19x C6x to C11x	电容提供最高6 GHz的直流耦合。	C6x, C7x, C8x = 100 pF (0402), C9x, C10x, C11x = 0.1 μ F (0603)
P1x, R11x, R9x, R1x	器件使能。连接至V _s 时，器件活动。	P1x, R9x = DNI, R1x = DNI, R11x = 0 Ω
R23x	调整引脚。此处电阻值设置该引脚上的偏置电压，并优化三阶失真。	R23B = 1.5 k Ω (0603), R23A = 200 Ω (0603)
C1x to C5x, C12x	交流耦合电容。这些电容在400 MHz至4 GHz范围内提供所需的交流耦合。	C1x, C4x = DNI, C2x, C3x, C5x, C12x = 100 pF (0402)
R2x to R7x, R13x to R18x	单端基带输出路径。这是评估板的默认配置。R13x至R18x用于连接至恰当的巴伦接口。R2x至R5x不填充。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。R2x至R5x可用于旁路9:1 TCM9-1变压器，以提供差分基带输出。通过将R2x至R5x填充0 Ω ，而不填充R13x至R18x，可访问差分基带信号。这样就无需去除变压器。基带输出从QHI、QLO、IHI和ILO的SMA获得。R6x和R7x用于在基带输出上应用特定差分负载。	R2x至R7x = 开路， R13x至R18x = 0 Ω (0402)
T2x, T4x	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负载。中心抽头可通过电容去耦至地。	T2x, T4x = TCM9-1, 9:1 (Mini-Circuits)
C15x, C16x	去耦电容。C15x和C16x用于抑制TCM9-1中心抽头上的噪声。	C15x, C16x = 0.1 μ F (0402)
T1x	LO输入接口。使用1:1 RF巴伦，将单端RF输入转换为差分信号。	对于<3 GHz的工作频率，T1B = TC1-1-13, 1:1 (Mini-Circuits)；对于3 GHz至4 GHz的工作频率，T1A = Johanson Technology 3600BL14M050；对于4900 MHz至5800 MHz的工作频率，Johanson Technology 5400BL15K050
T3x	RF输入接口。使用1:1 RF巴伦，将单端RF输入转换为差分信号。	对于<3 GHz的工作，T3B = TC1-1-13, 1:1 (Mini-Circuits)；对于3 GHz至4 GHz的工作，T3A = Johanson Technology 3600BL14M050；对于4900 MHz至5800 MHz的工作，Johanson Technology 5400BL15K050

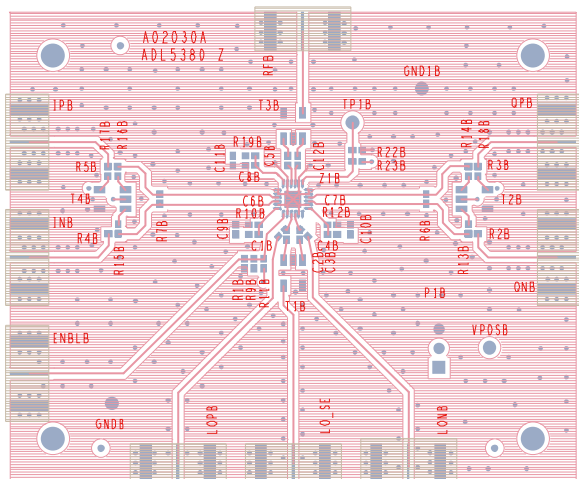


图99. 低频段评估板顶层

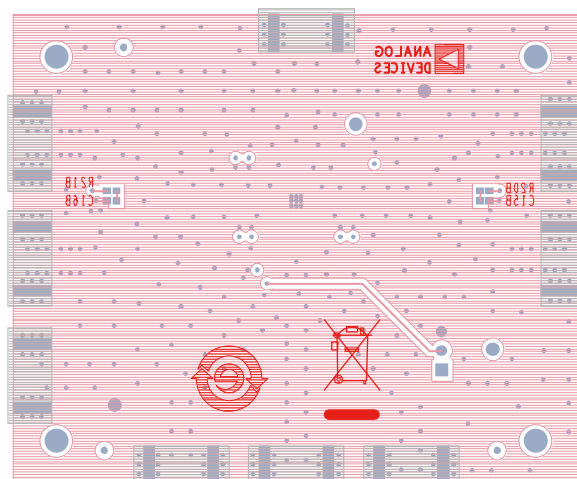


图101. 低频段评估板底层

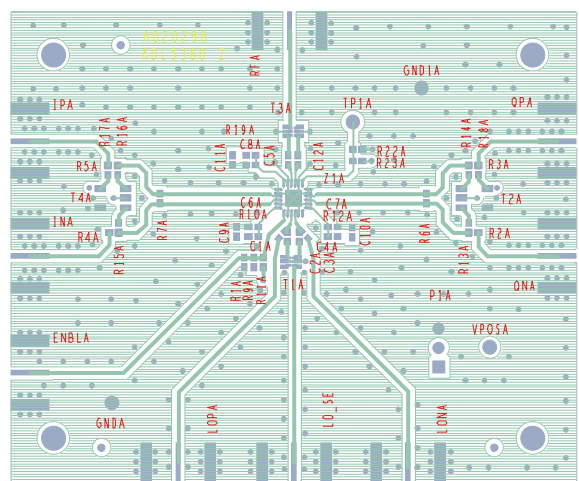


图100. 中频段/高频段评估板顶层丝印

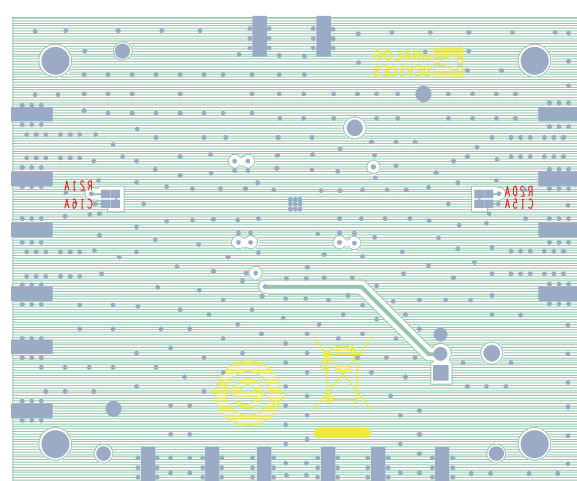


图102. 中频段/高频段评估板底层丝印

热接地和评估板布局

ADL5380封装底部有一个裸露焊盘，应焊接至低热阻抗和电阻抗接地层。此焊盘通常焊接至评估板上阻焊膜内的裸露开口。图103显示ADL5380评估板上ADL5380空间布局的尺寸(1 mil = 0.0254 mm)。

请注意，裸露焊盘上使用了9个通孔。这些接地通孔应连接至评估板上的所有其他接地层，以最大程度地改善器件封装的散热性能。

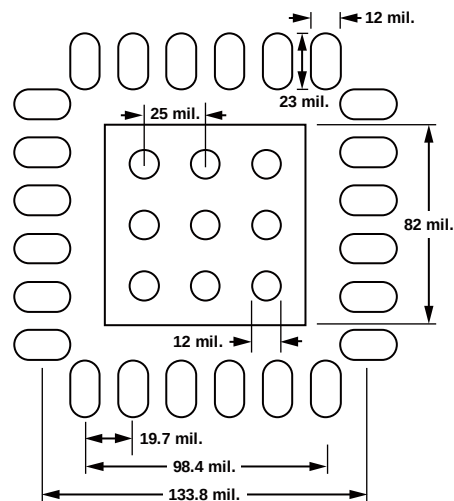


图103. ADL5380封装的评估板布局尺寸

在这些条件下，ADL5380的热阻抗在静止空气中测量值约为30°C/W。

外形尺寸

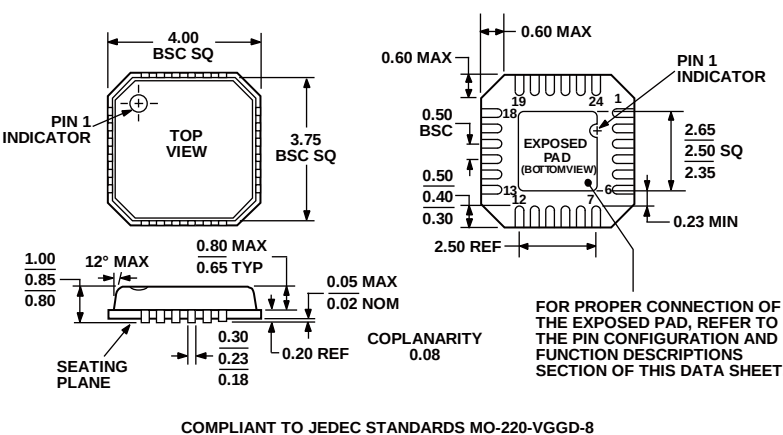


图104. 24引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP_VQ],
4 mm x 4 mm
超薄四方体(CP-24-3)
图示尺寸单位: mm

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量
ADL5380ACPZ-R7 ¹	-40℃ 至 +85℃	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-3	1500, 7"卷带和卷盘
ADL5380ACPZ-WP ¹	-40℃ 至 +85℃	24引脚 LFCSP_VQ	CP-24-3	64, 窝伏尔组件
ADL5380-29A-EVALZ ¹		中频段(3 GHz至4 GHz)评估板		1
ADL5380-30A-EVALZ ¹		低频段(400 MHz至3 GHz)评估板		1

¹ Z = RoHS兼容器件

注释