

特点

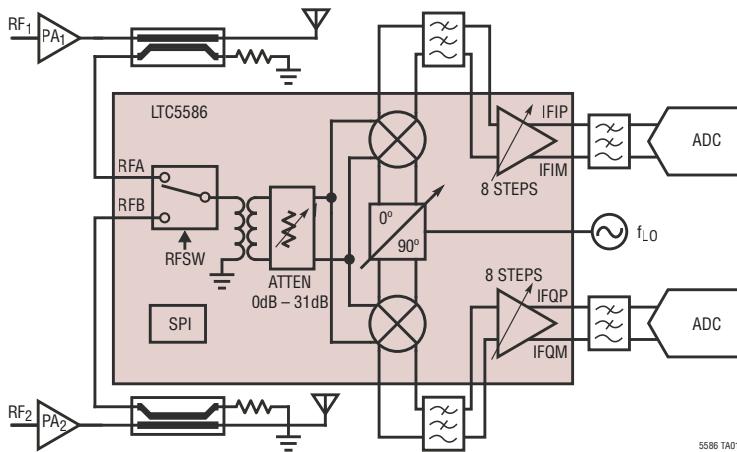
- 300MHz 至 6GHz 工作频率
- 宽 IF 带宽：DC 至 1GHz (-1dB 带宽)
- 高的混频器 IIP3：在 1.9GHz 时为 30dBm
- 高的总 OIP3：在 1.9GHz 时为 40dBm
- 高的总 OIP2：在 1.9GHz 时为 74dBm
- 用户可调 OIP2 达 80dBm
- 用户可调镜频抑制达 60dB
- 用户可调 DC 偏移零点
- 串行接口
- 功率转换增益：在 1.9GHz 时为 7.7dB
- 具 1dB 步长的 31dB RF 衰减器
- 在 1.9GHz 具 40dB 隔离度的 RF 开关
- 具片内变压器的单端 RF 输入
- IF 放大器增益可调 (分 8 级)
- 工作温度范围 (T_C)：-40°C 至 105°C
- 32 引脚 5mm x 5mm QFN 封装

应用

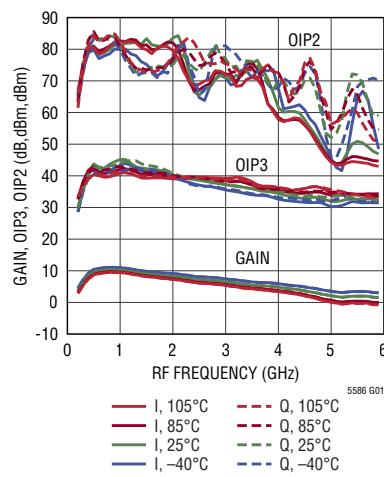
- 4G 和 5G 基站接收机
- 宽带 DPD 接收机
- 点对点宽带无线电设备
- 高线性度直接转换 I/Q 接收机
- 镜频抑制接收机

典型应用

具 DPD 接收器的双频段发送器



增益、OIP3 和 OIP2 与温度
(T_C 的关系曲线 (未优化))

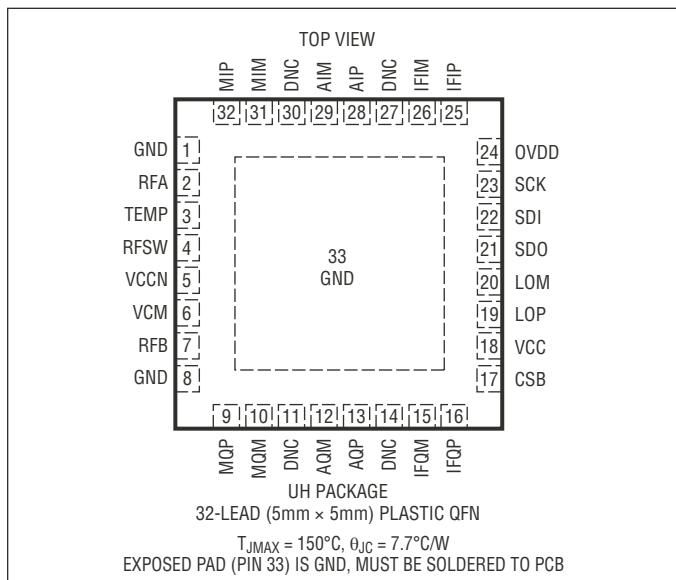


绝对最大额定值

(注 1)

VCC、VCCN 电源电压 (注 21)	-0.3V 至 5.5V
OVDD、SDO 电压 (注 18)	-0.3V 至 3.8V
RFA、RFB DC 电压	1.5V 至 2.0V
LOP、LOM DC 电压	2.1V 至 2.8V
IFIM、IFIP、IFQP、IFQM DC 电压	-0.3V 至 3.5V
AIM、AIP、AQI、AQP	
DC 电压	$V_{CC} - 1.7V$ 至 $V_{CC} - 1.2V$
MIM、MIP、MQM、MQP	
DC 电压	$V_{CC} - 1.7V$ 至 $V_{CC} - 1.2V$
任何其他引脚上的电压	-0.3V 至 5.5V
LOP、LOM、RFA、RFB 输入功率 (注 17)	+20dBm
输出短路持续时间 (注 14、17)	未限定
最大结温 (T_{JMAX})	150°C
外壳工作温度范围 (T_C)	-40°C 至 105°C
贮存温度范围	-65°C 至 150°C

引脚配置



订购信息

<http://www.linear.com.cn/product/LTC5586#orderinfo>

无铅涂层	卷带	器件标记	封装描述	温度范围
LTC5586IUH#PBF	LTC5586IUH#TRPBF	5586	32 引脚 (5mm x 5mm) 塑料 QFN	-40°C 至 105°C

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandreel/>。有些封装可通过指定的销售渠道以 500 片的卷盘形式供货 (具有 #TRMPBF 后缀)。

电气特性 $T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{CCN} = 5\text{V}$, $OVDD = CSB = RFSW = 3.3\text{V}$, $SDI = SCK = 0\text{V}$, $VCM = 0.9\text{V}$, $P_{IF} = 1.5\text{dBm}$ (对于双音调测试为每单调 -1.5dBm), $P_{LO} = 6\text{dBm}$, 所有寄存器均处在默认值, 除非特别注明。(注 2、3、6、9、19、22)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$f_{RF(RANGE)}$	RF 输入频率范围	(注 12)	0.3 至 6.0			GHz
$f_{LO(RANGE)}$	LO 输入频率范围	(注 12)	0.3 至 6.0			GHz
RL_{RF}	RF 输入回波损耗	$f_{RF} = 300\text{MHz}$ 至 500MHz (注 5) $f_{RF} = 500\text{MHz}$ 至 6.0GHz	>10 >10			dB dB
RL_{LO}	LO 输入回波损耗	$f_{LO} = 300\text{MHz}$ 至 6.0GHz	>10			dB
$P_{LO(RANGE)}$	LO 输入功率范围	(注 12)	-6 至 12			dBm
$G_P(MAX)$	最大功率转换增益 $ATT = 0x00$, $AMPG = 0x06$, $R_{LOAD} = 100\Omega$, 差分 (注 8)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	7.4			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	9.2			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	7.7			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	7.1			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	4.3			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	0.7			dB
$G_P(MIN)$	在最大衰减下的功率转换增益。 $ATT = 0x1F$, $AMPG = 0x06$, $R_{LOAD} = 100\Omega$, 差分 (注 8)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	-23.3			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	-21.3			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	-21.8			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	-23.5			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	-24.0			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	-23.9			dB
	衰减步长		1.0			dB
	衰减分级准确度		0.2			dB
	RFA、RFB 增益误差		0.05			dB
	RFA、RFB 切换时间		100			ns
AB_{ISO}	RFA、RFB 隔离度	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	49			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	48			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	40			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	42			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	38			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	25			dB
NF	噪声指数, 双边带 (注 4)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	19.0			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	17.8			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	19.5			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	21.1			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	23.2			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	31.0			dB
$NF_{BLOCKING}$	隔离条件下的噪声指数 双边带, $P_{IF, BLOCKER} = 1.5\text{dBm}$ (注 7)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	19.7			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	18.9			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	20.8			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	22.5			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	24.8			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	30.2			dB
OIP3	输出三阶截取 未调 / 已调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	41/44			dBm
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	42/43			dBm
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	40/42			dBm
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	38/40			dBm
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	35/36			dBm
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	32/33			dBm
OIP2	输出二阶截取 未调 / 已调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	75/80			dBm
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	75/80			dBm
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	74/80			dBm
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	65/80			dBm
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	60/70			dBm
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	49/56			dBm

电气特性 $T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{CCN} = 5\text{V}$, $OVDD = CSB = RFSW = 3.3\text{V}$, $SDI = SCK = 0\text{V}$, $VCM = 0.9\text{V}$, $P_{IF} = 1.5\text{dBm}$ (对于双音调测试为每单调 -1.5dBm), $P_{LO} = 6\text{dBm}$, 所有寄存器均处在默认值, 除非特别注明。(注 2、3、6、9、19、22)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
IIP3 _{DEMOD}	输入三阶截取 (无放大器) 未调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	31 29 30 30 30 32			dBm
OIP3 _{AMP}	输入三阶截取, 仅限放大器 (注 15)	$f_{IF} = 10\text{MHz}$ $f_{IF} = 100\text{MHz}$ $f_{IF} = 200\text{MHz}$ $f_{IF} = 300\text{MHz}$ $f_{IF} = 500\text{MHz}$ $f_{IF} = 1000\text{MHz}$	42 41 38 37 35 30			dBm
HD2	二阶谐波失真 未调 / 已调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	-63/-85 -62/-90 -63/-90 -61/-90 -64/-85 -52/-74			dBc
HD3	三阶谐波失真 未调 / 已调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	-83/-84 -80/-81 -80/-81 -80/-80 -79/-78 -69/-73			dBc
P1dB	输出 1dB 压缩点	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	10.5 13 13 13 13 12.5			dBm
DC _{OFFSET}	DC 偏移, 未调 (注 13)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	20 21 22 25 35 45			mV
DC _{OFF(RANGE)}	DC 偏移调节范围	DCOI、DCOQ = 0x00 至 0xFF	-75 至 75			mV
DC _{OFF(STEP)}	DC 偏移步长		640			μV
ΔG	I/Q 增益失配, 未调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	0.04 0.05 0.06 0.06 0.07 0.10			dB
$\Delta G_{(RANGE)}$	I/Q 增益失配调节范围	GERR = 0x00 至 0x3F	-0.5 至 0.5			dB
$\Delta G_{(STEP)}$	I/Q 增益失配调节步长		0.016			dB
$\Delta \phi$	I/Q 相位失配, 未调	$f_{RF} = 400\text{MHz}$ $f_{RF} = 900\text{MHz}$ $f_{RF} = 1900\text{MHz}$ $f_{RF} = 2600\text{MHz}$ $f_{RF} = 3500\text{MHz}$ $f_{RF} = 5800\text{MHz}$	0.4 1.1 1.1 2.3 3.2 0.3			Deg
$\Delta \phi_{(RANGE)}$	I/Q 相位失配调节范围	PHA = 0x000 至 0x1FF	-2.5 至 2.5			Deg

电气特性 $T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{CCN} = 5\text{V}$, $OVDD = CSB = RFSW = 3.3\text{V}$, $SDI = SCK = 0\text{V}$, $VCM = 0.9\text{V}$, $P_{IF} = 1.5\text{dBm}$ (对于双音调测试为每单调 -1.5dBm), $P_{LO} = 6\text{dBm}$, 所有寄存器均处在默认值, 除非特别注明。(注 2、3、6、9、19、22)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$\Delta\phi(\text{STEP})$	I/Q 相位失配调节步长		0.05			Deg
IRR	镜频抑制比 未调 / 已调 (注 10)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	51/68			dB
		$f_{RF} = 700\text{MHz}$	44/70			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	45/68			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	39/69			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	33/70			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	39/70			dB
LR _{LEAK}	LO 至 RF 泄漏	$f_{LO} = 400\text{MHz}$	-67			dBm
		$f_{LO} = 900\text{MHz}$	-63			dBm
		$f_{LO} = 1900\text{MHz}$	-56			dBm
		$f_{LO} = 2600\text{MHz}$	-55			dBm
		$f_{LO} = 3500\text{MHz}$	-45			dBm
		$f_{LO} = 5800\text{MHz}$	-47			dBm
RL _{ISO}	RF 至 LO 隔离度	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	59			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	65			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	66			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	62			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	57			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	52			dB
RI _{ISO}	RF 至 IF 隔离度 (注 16)	$f_{RF} = 400\text{MHz}$	70			dB
		$f_{RF} = 900\text{MHz}$	65			dB
		$f_{RF} = 1900\text{MHz}$	50			dB
		$f_{RF} = 2600\text{MHz}$	53			dB
		$f_{RF} = 3500\text{MHz}$	48			dB
		$f_{RF} = 5800\text{MHz}$	47			dB
LI _{LEAK}	LO 至 IF 泄漏 (注 16)	$f_{LO} = 400\text{MHz}$	-37			dBm
		$f_{LO} = 900\text{MHz}$	-36			dBm
		$f_{LO} = 1900\text{MHz}$	-34			dBm
		$f_{LO} = 2600\text{MHz}$	-33			dBm
		$f_{LO} = 3500\text{MHz}$	-42			dBm
		$f_{LO} = 5800\text{MHz}$	-36			dBm

电源和其他参数

V_{CC} 、 V_{CCN}	电源电压		4.75	5.0	5.25	V
I_{CC}	电源电流		430	440	470	mA
I_{VCCN}	至 V_{CCN} 引脚的电源电流		700			μA
OV_{DD}	数字 I/O 电源电压		1.2 至 3.3			V
V_{DH}	RFSW 输入高电压 (接通)		0.7 • OV_{DD}			V
V_{DL}	RFSW 输入低电压 (关断)		0.3 • OV_{DD}			V
I_{RFSW}	RFSW 引脚输入电流	$RFSW = 3.3\text{V}$	1			μA
V_{TEMP}	TEMP 二极管偏置电压	$I_{TEMP} = 100\mu\text{A}$ 进入 TEMP 引脚	0.774			V
	TEMP 二极管温度斜度	$I_{TEMP} = 100\mu\text{A}$ 进入 TEMP 引脚	-1.52			$\text{mV}/^\circ\text{C}$
$Z_{MIX(OUT)}$	混频器输出阻抗	差分	100 0.6			ΩpF
$V_{MIX(OUT)}$	混频器输出 DC 电压	共模	3.7			V
$Z_{AMP(IN)}$	放大器输入阻抗	差分	200 0.2			ΩpF
$V_{AMP(IN)}$	放大器 DC 输入电压	共模	3.0 至 4.0			V
$Z_{AMP(OUT)}$	放大器输出阻抗	差分	4 0.5			$\text{k}\Omega \text{pF}$
$I_{AMP(SC)}$	放大器 DC 输出短路电流	$IFIP = IFIM = IFQP = IFQM = 0\text{V}$	100			mA
$V_{CM(RANGE)}$	VCM 引脚电压范围 (注 11、12)		0.5 至 2.0			V

电气特性 $T_C = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{CCN} = 5\text{V}$, $OVDD = CSB = RFSW = 3.3\text{V}$, $SDI = SCK = 0\text{V}$, $VCM = 0.9\text{V}$, $P_{IF} = 1.5\text{dBm}$ (对于双音调测试为每单调 -1.5dBm), $P_{LO} = 6\text{dBm}$, 所有寄存器均处在默认值, 除非特别注明。(注 2、3、6、9、19、22)

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
BW_{IF}	IF 输出带宽	-1dB 转角频率 (注 20)	1.0			GHz

串行接口引脚

V_{IH}	高电平输入电压	CSB、SDI、SCK	0.7 • OV_{DD}			V
V_{IL}	低电平输入电压	CSB、SDI、SCK		0.3 • OV_{DD}		V
V_{IHYS}	输入迟滞电压	CSB、SDI、SCK		250		mV
$I_{IN(SER)}$	输入电流	CSB、SDI、SCK (注 17)		30		μA
V_{OH}	高电平输出电压	SDO, 10mA 电流吸收	0.7 • OV_{DD}			V
V_{OL}	低电平输出电压	SDO, 10mA 电流供应		0.3 • OV_{DD}		V

串行接口定时

t_{CKH}	SCK 高电平时间		25		ns
t_{CKL}	SCK 低电平时间		25		ns
t_{CSS}	CSB 建立时间		10		ns
t_{CSH}	CSB 高电平时间		10		ns
t_{DS}	SDI 至 SCK 建立时间		6		ns
t_{DH}	SDI 至 SCK 保持时间		6		ns
t_{DO}	SCK 至 SDO 时间	至 $V_{IH}/V_{IL}/$ 高阻抗(具 30pF 负载)	16		ns

注 1: 高于「绝对最大额定值」部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。所有引脚上的电压均不应超过 $V_{CC} + 0.3\text{V}$ 或小于 -0.3V , 否则有可能出现损坏 ESD 二极管的情况。

注 2: 测试是采用图 1 所示之测试电路进行的。

注 3: LTC5586 保证在 -40°C 至 105°C 的外壳工作温度范围内运行。

注 4: DSB 噪声指数是利用一个小信号噪声源在 15MHz 基带频率下测量的(在 RF 输入端上未采用任何滤波, 并且未施加其他的 RF 信号)。

注 5: 对于 300MHz 至 500MHz 频率范围, 在 RF 输入端上使用一个 4.7pF 并联电容器。对于 500MHz 至 6GHz 频率范围, 则使用 0.3pF。

注 6: 差分放大器输出 (IFIP、IFIM 和 IFQP、IFQM) 采用一个 180° 组合器进行组合。

注 7: 隔离条件下的噪声指数 ($NF_{BLOCKING}$) 是在一个 60MHz 输出频率和 RF 输入信号位于 $f_{LO} + 1\text{MHz}$ 的情况下测量的。对 RF 和 LO 输入信号以及基带输出进行了适当的滤波。

注 8: 功率转换增益是在 I 和 Q 输出端上具有一个 100Ω 差分负载阻抗的情况下测量的。任何由于 IF 组合器和频谱分析仪终端引起的损耗均已被去嵌入。

注 9: 对输入 P_{RF} 进行调节以使在放大器输出端上 $P_{IF} = -1.5\text{dBm}$ /音调。利用高端 LO ($f_{LO} = f_{RF} + 30\text{MHz}$) 把 RF 音调间隔设定在 4MHz。

注 10: 镜频抑制在 $f_{IF} = 12\text{MHz}$ 条件下测量并采用实测的增益误差和相位误差来计算。

注 11: 如果 VCM 引脚被浮置, 则它将自偏置至一个标称值为 0.9V 的电压。

注 12: 这是推荐的工作范围, 在所列的范围之外工作是可以的, 但某些参数的性能指标会因此而下降。

注 13: DC 偏移在 IFIP 与 IFIM 以及 IFQP 与 IFQM 之间进行差分测量。报告值是特性化数据分布之绝对值的平均值。

注 14: IF 输出短接至地。

注 15: IF 音调间距设定在 1MHz 。

注 16: 至每个 IF 单端端口的实测最坏情况泄漏或隔离。

注 17: 由设计特性分析提供保证, 未在生产中进行测试。

注 18: $OVDD$ 引脚上的电压一定不得超过 $V_{CC} + 0.3\text{V}$, 否则有可能损坏 ESD 二极管。

注 19: 查阅附录以了解寄存器定义和默认值。

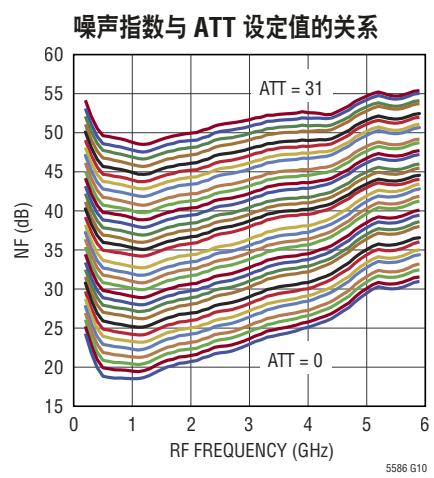
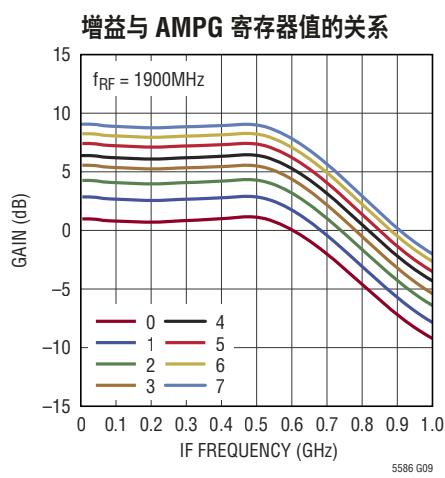
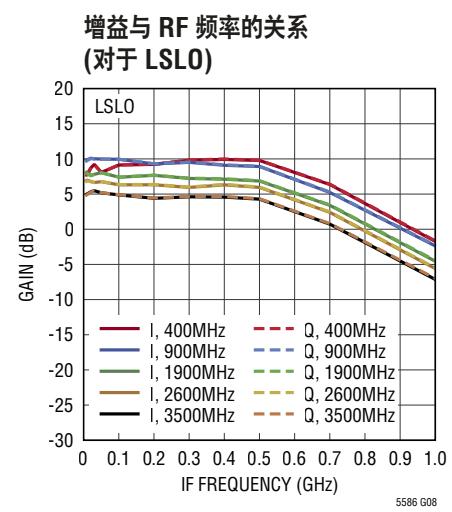
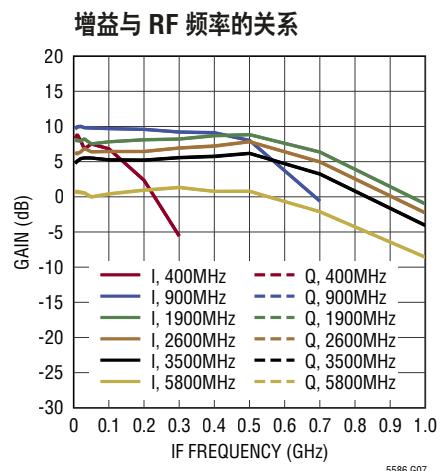
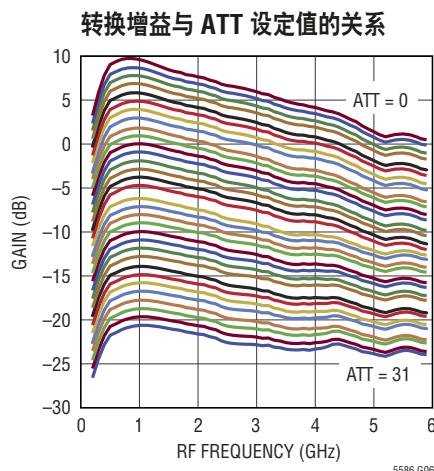
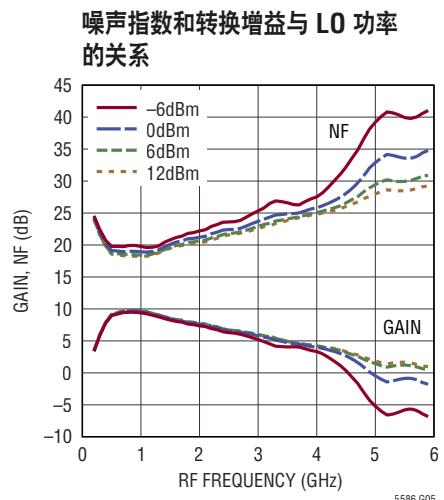
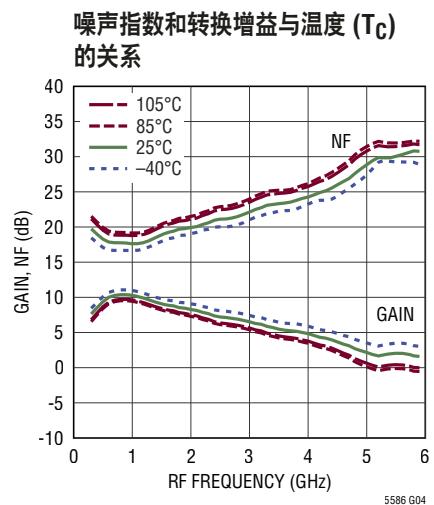
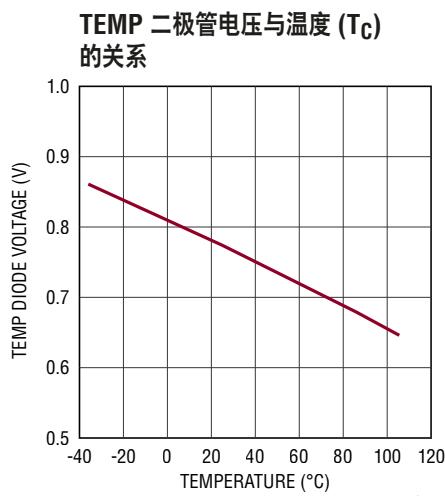
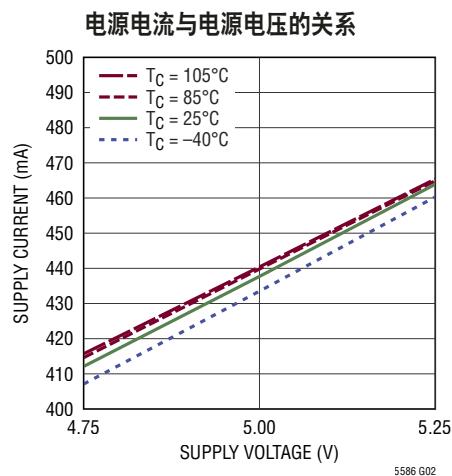
注 20: 混频器输出直接连接至放大器输入。带宽在单个放大器输出 (I 或 Q) 上测量。

注 21: 应使 V_{CC} 的斜坡上升速率低于 5V/ms 以避免造成损坏。

注 22: 在放大器差分输出端上测量的 P_{IF} 。

典型性能特征

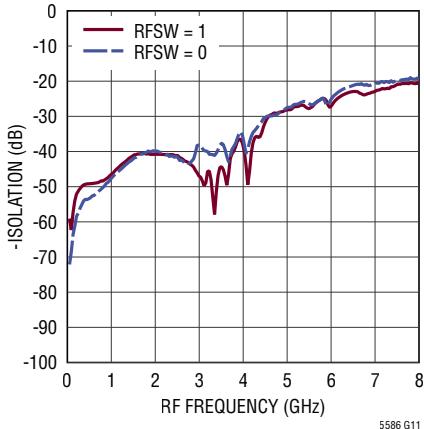
$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSL0, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。



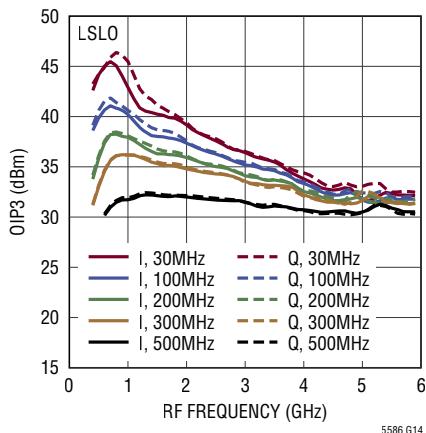
典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

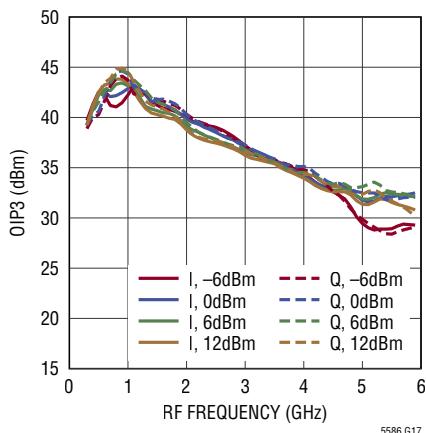
RFA 至 RFB 隔离度与 RFSW 的关系



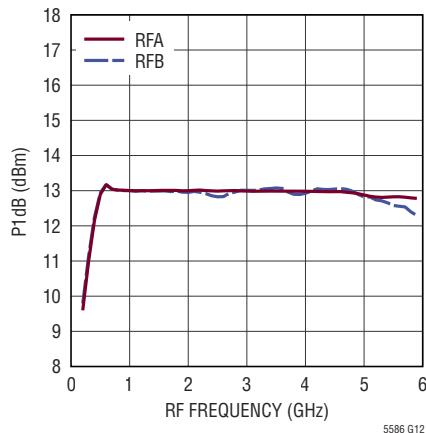
OIP3 与 IF 频率的关系 (对于 LSLO)



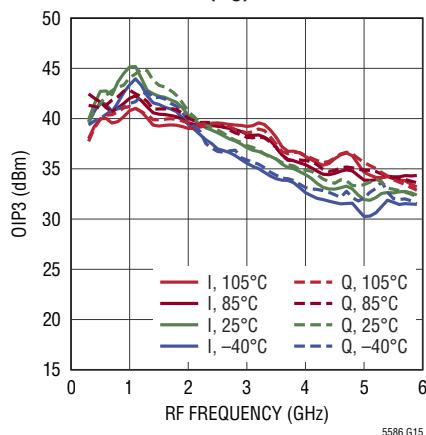
OIP3 与 LO 功率的关系曲线



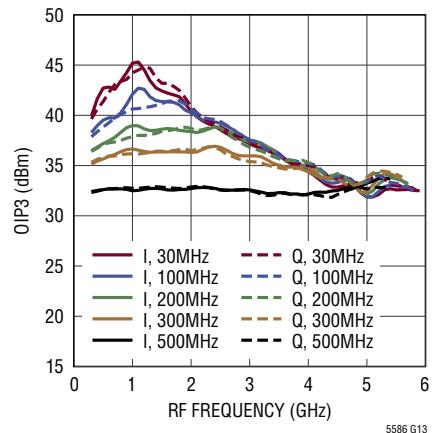
参考于输出的 P1dB



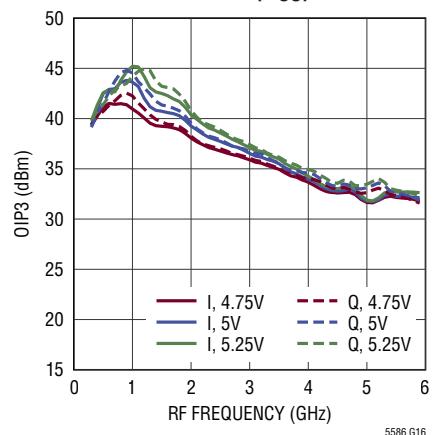
OIP3 与温度 (T_C) 的关系



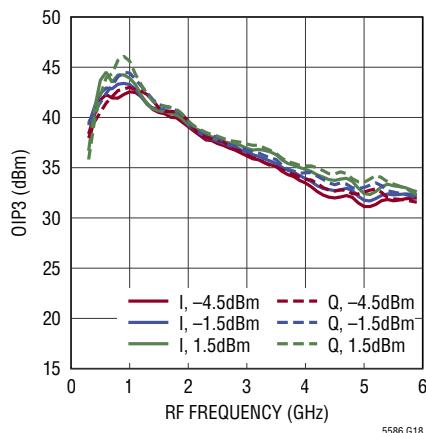
OIP3 与 IF 频率的关系



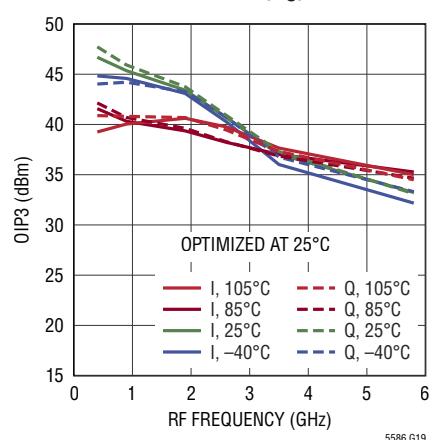
OIP3 与电源电压 (V_{CC}) 的关系



OIP3 与 IF 音调功率的关系曲线



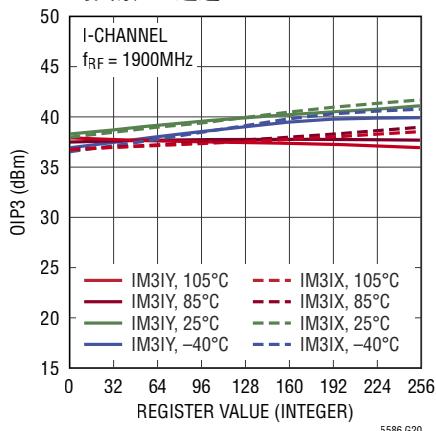
优化 OIP3 与温度 (T_C) 的关系



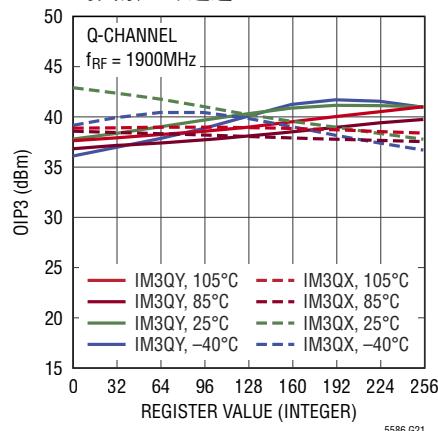
典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$, P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除, 除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

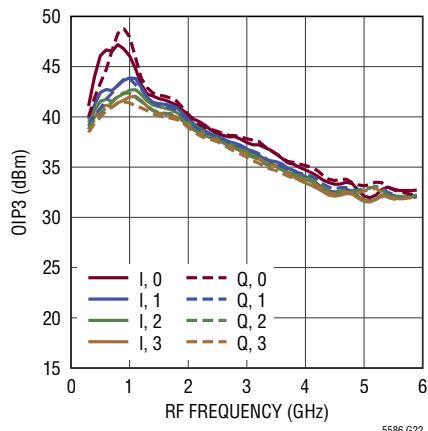
OIP3 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, I 通道



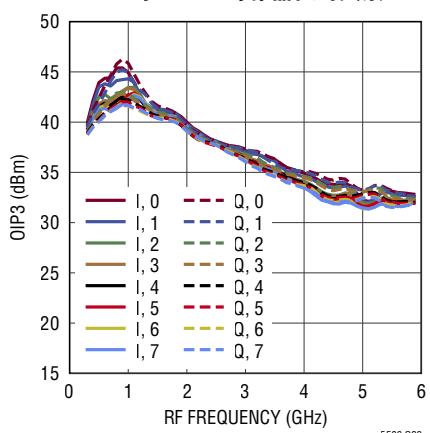
OIP3 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, Q 通道



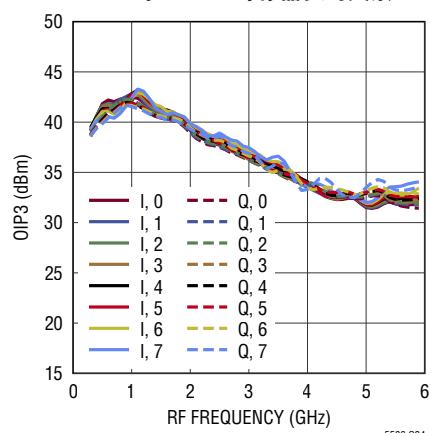
OIP3 与 IP3CC 寄存器值的关系



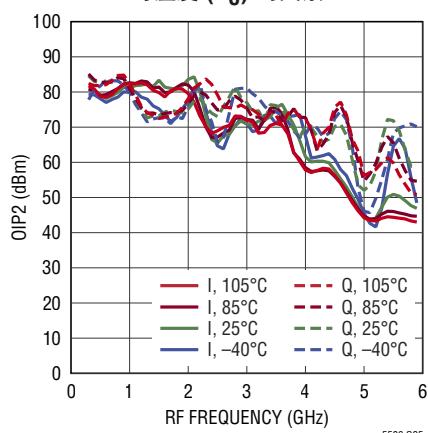
OIP3 与 IP3IC 寄存器值的关系



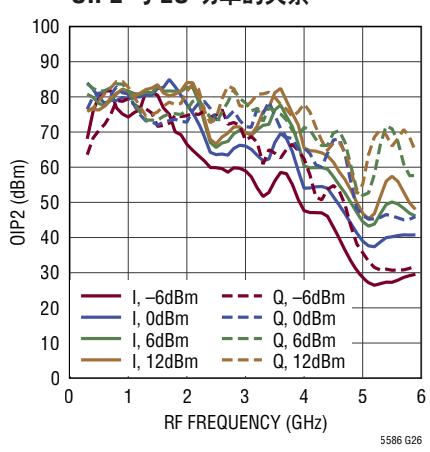
OIP3 与 LVCM 寄存器值的关系



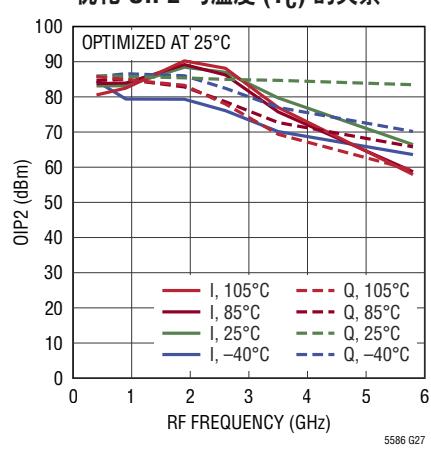
OIP2 与温度 (T_C) 的关系



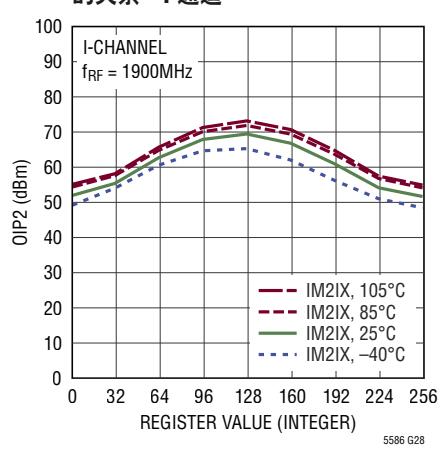
OIP2 与 LO 功率的关系



优化 OIP2 与温度 (T_C) 的关系



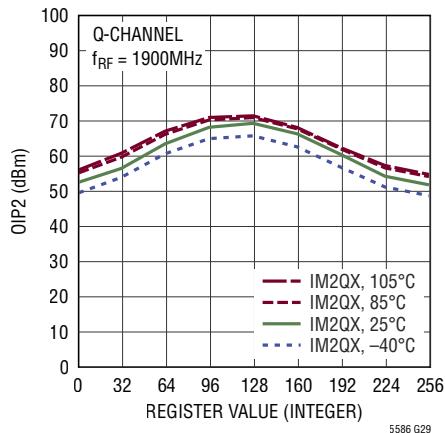
OIP2 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, I 通道



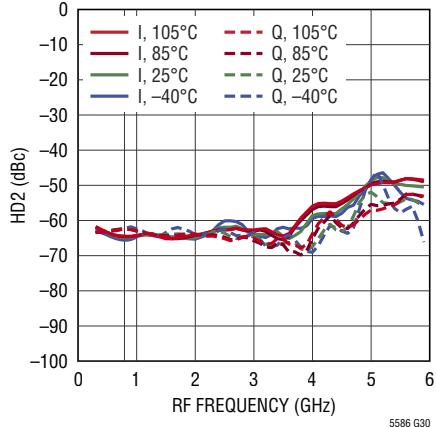
典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

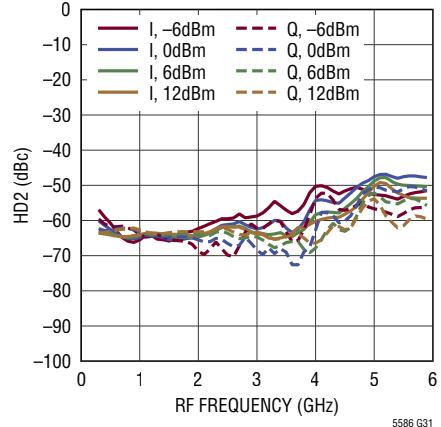
OIP2 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, Q 通道



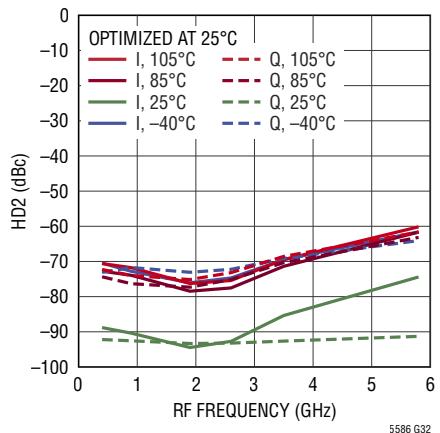
HD2 与温度 (T_C) 的关系



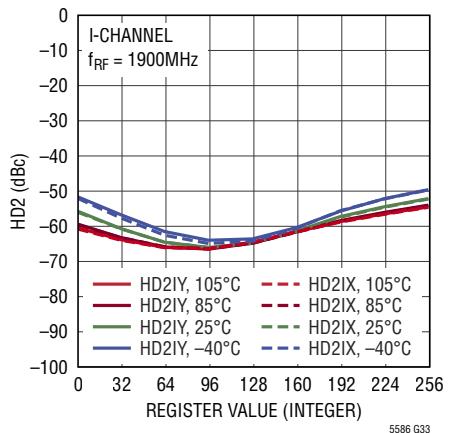
HD2 与 LO 功率的关系



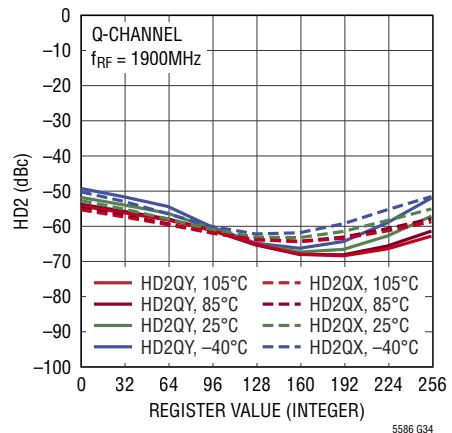
优化 HD2 与温度 (T_C) 的关系



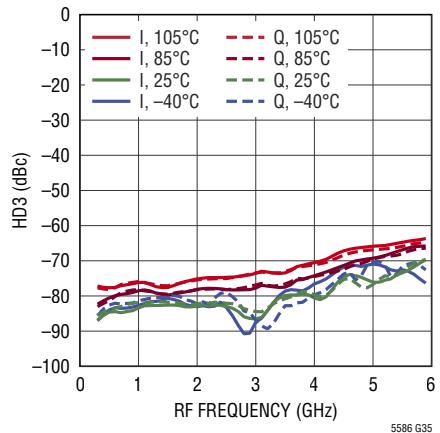
HD2 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, I 通道



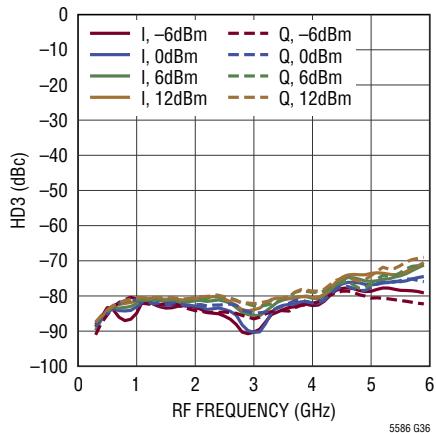
HD2 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, Q 通道



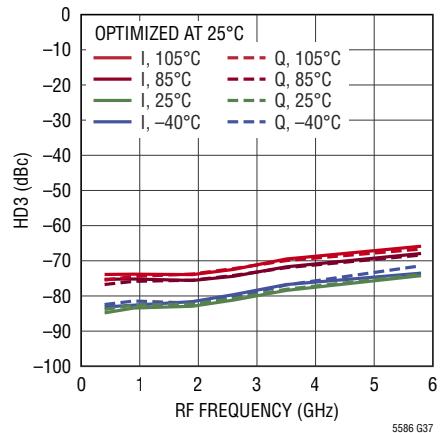
HD3 与温度 (T_C) 的关系曲线



HD3 与 LO 功率的关系曲线



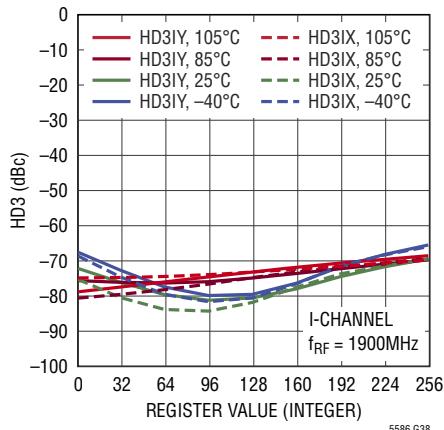
优化 HD3 与温度 (T_C) 的关系



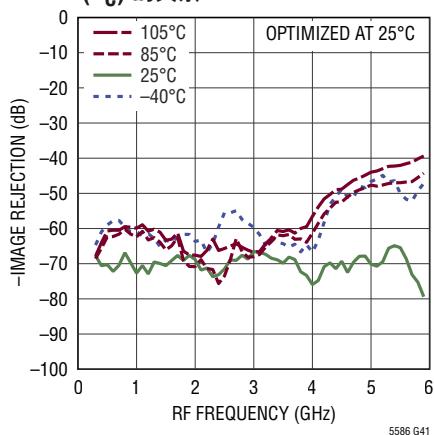
典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

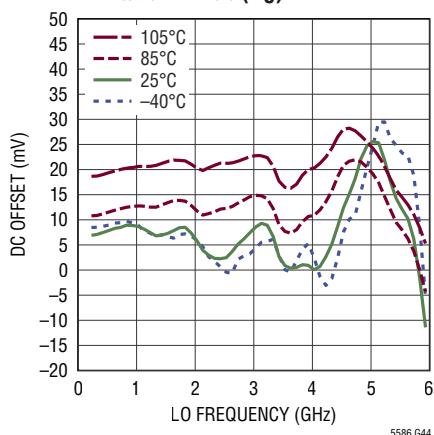
HD3 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, I 通道



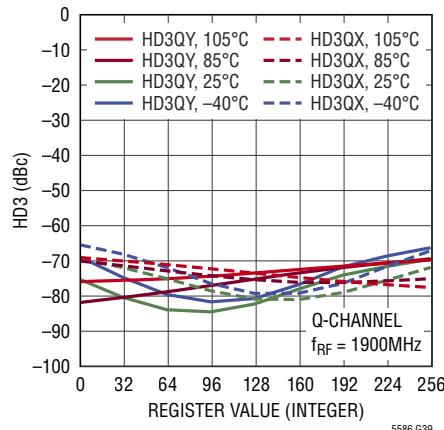
优化镜频抑制与温度 (T_C) 的关系



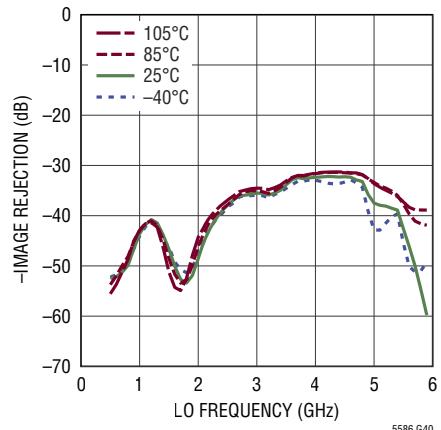
DC 偏移与温度 (T_C) 的关系



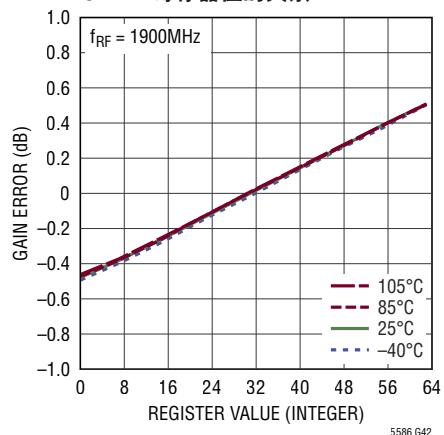
HD3 与温度 (T_C) 和寄存器值的关系, Q 通道



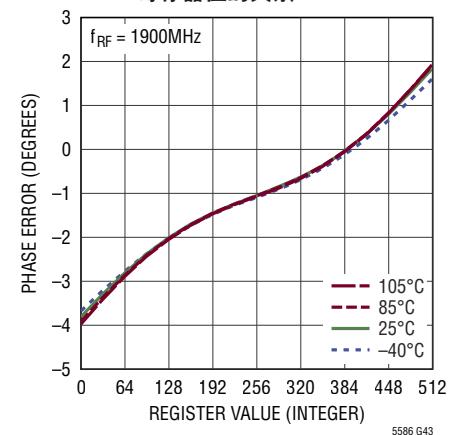
频抑制与温度 (T_C) 的关系



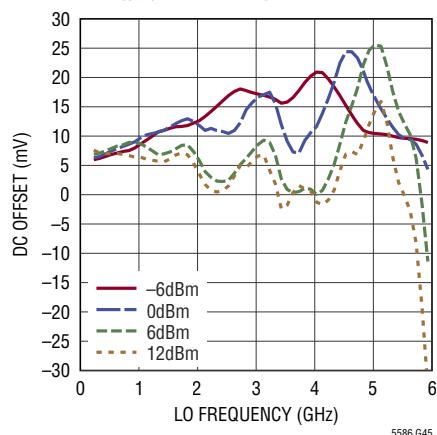
增益误差与温度 (T_C) 和 GERR 寄存器值的关系



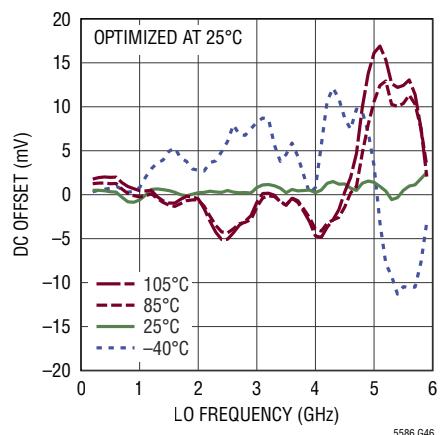
相位误差与温度 (T_C) 和 PHA 寄存器值的关系



DC 偏移与 LO 功率的关系曲线



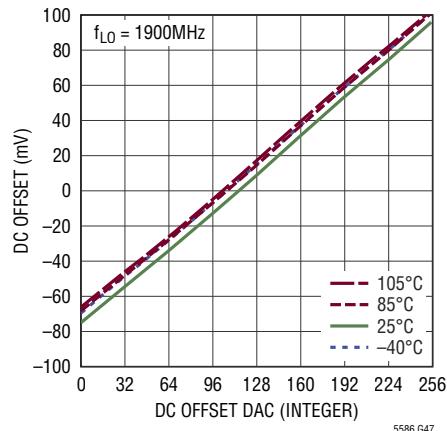
优化 DC 偏移与温度 (T_C) 的关系



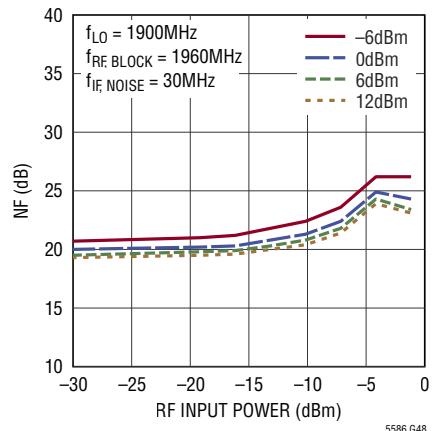
典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

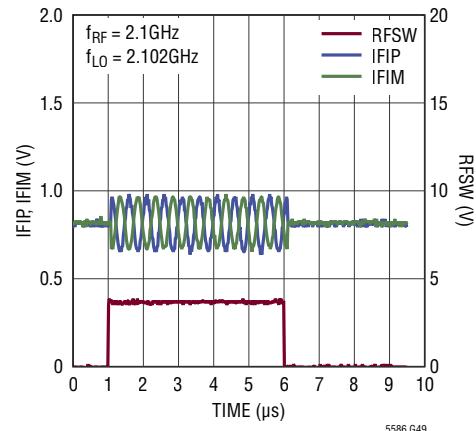
DC 偏移与温度 (T_C) 和寄存器值的关系



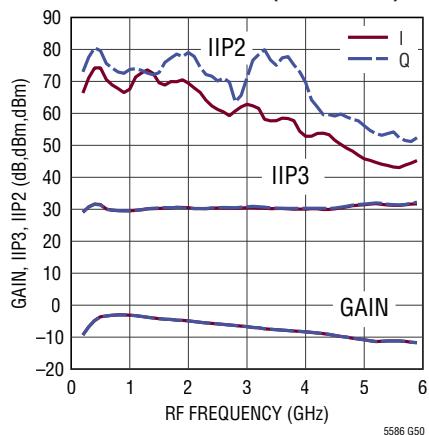
隔离噪声指数与 LO 功率的关系



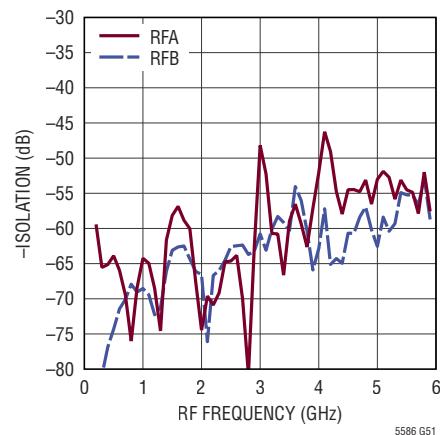
RFSW 瞬态响应



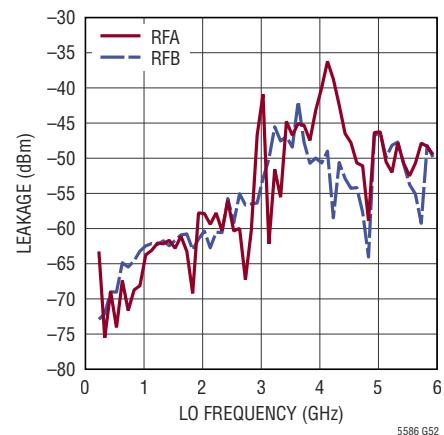
增益、IIP3 和 IIP2 (仅限混频器)



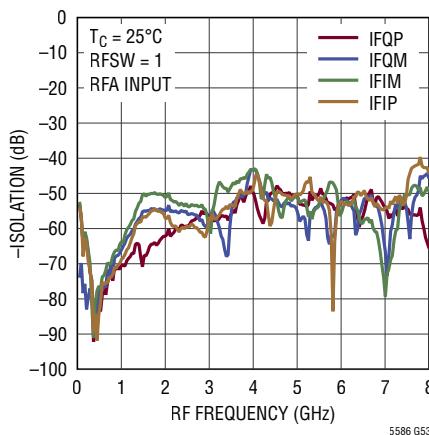
RF 至 LO 隔离度



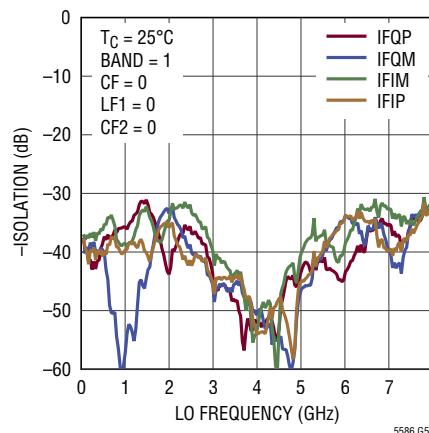
LO 至 RF 隔离度



RF 至 IF 隔离度

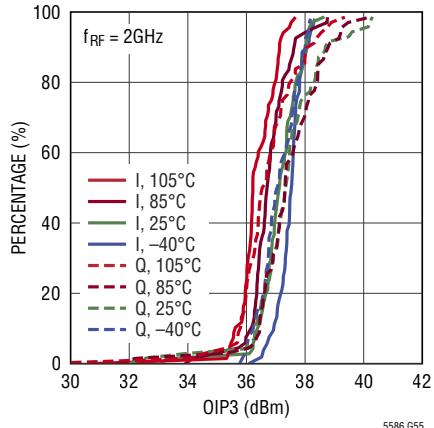
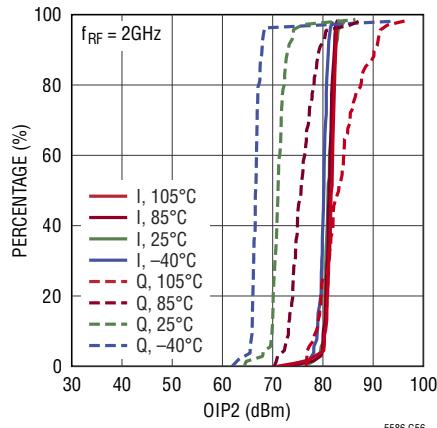
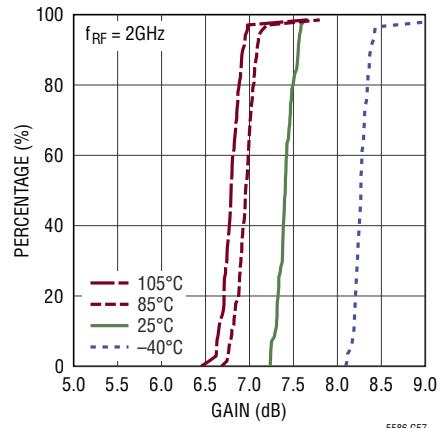
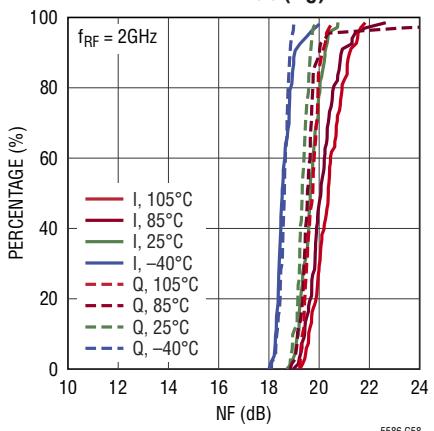
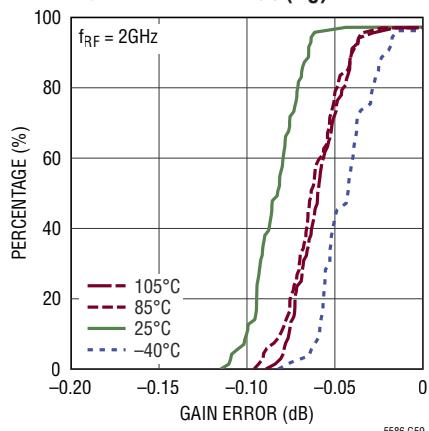
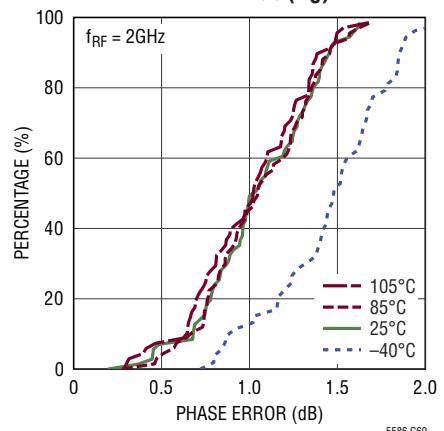
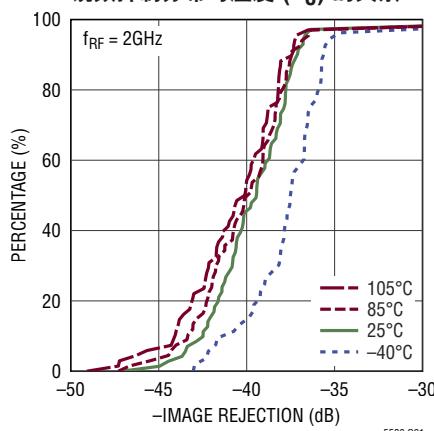


LO 至 IF 隔离度

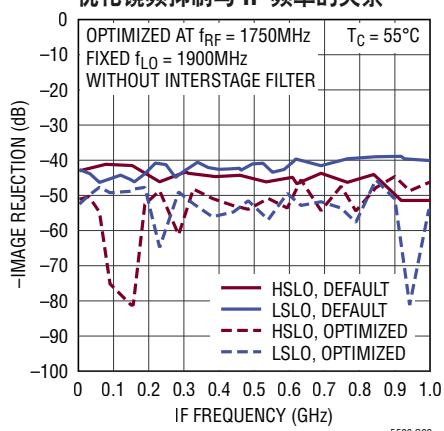


典型性能特征

$V_{CC} = V_{CCN} = 5V$, $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 6dBm$, HSLO, RF 音调间距 = 4MHz, $f_{IF} = 30MHz$,
 P_{IF} = 每音调 $-1.5dBm$, 而且寄存器处在默认值。隔直流器、 50Ω 终端、和放大器输出端上的 MACOM H9 180°组合器被从测量中去除,
除非特别注明。图 1 中示出的测试电路具有 500MHz 级间滤波器。

OIP3 分布与温度 (T_C) 的关系OIP2 分布与温度 (T_C) 的关系转换增益分布与温度 (T_C) 的关系噪声指数分布与温度 (T_C) 的关系增益误差分布与温度 (T_C) 的关系相位误差分布与温度 (T_C) 的关系镜频抑制分布与温度 (T_C) 的关系

优化镜频抑制与 IF 频率的关系



引脚功能

RFA (引脚 2)： 50Ω 开关 RF 输入。应利用耦合电容器对该引脚进行 DC 隔离；建议采用 1000pF 。

TEMP (引脚 3)：温度监视二极管。该引脚上的至地二极管可用于测量芯片温度。可使用一个进入该引脚的 $100\mu\text{A}$ 正向偏置电流，并可以把正向电压降作为芯片温度的一个函数来测量。

RFSW (引脚 4)：RF 通道选择。RF 开关的状态是 RFSW 引脚与 RFSW 寄存器值的逻辑 AND。(见附录)。该引脚不应浮置。该引脚可连接高电平或低电平。

VCCN (引脚 5)：正电源引脚。该引脚必须连接至 VCC 引脚。

VCM (引脚 6)：IF 放大器共模输出电压调节。源电阻应为 $1\text{k}\Omega$ 或更低。如果该引脚被置于未连接状态，则它将在内部自偏置至 0.9V 。

RFB (引脚 7)： 50Ω 开关 RF 输入。应利用耦合电容器对该引脚进行 DC 隔离；建议采用 1000pF 电容值。

MQP、MQM、MIM、MIP (引脚 9、10、31、32)：混频器差分输出引脚。当连接至放大器输入引脚时，对于每个引脚的 DC 偏置点为 $V_{CC} - 1.3\text{V}$ 。通常在 MQM(P) 或 MIM(P) 与 AQM(P) 或 AIM(P) 引脚之间采用一个低通滤波器以抑制高频混合分量。更多信息请见「应用」部分。

DNC (引脚 11、14、27、30)：不要连接。不应建立至这些引脚的连接。

AQM、AQP、AIP、AIM (引脚 12、13、28、29)：放大器差分输入引脚。当连接至混频器输出引脚时，对于每个引脚的 DC 偏置点为 $V_{CC} - 1.3\text{V}$ 。通常在 AQM(P) 或 AIM(P) 与 MQM(P) 或 MIM(P) 之间采用一个低通滤波器以抑制高频混合分量。更多信息请见「应用」部分。

IFQM、IFQP、IFIP、IFIM (引脚 15、16、25、26)：IF 放大器输出引脚。输出放大器所用的电流由一个从每个引脚连接至地的 25Ω 至 200Ω 电阻和 VCM 控制电压设定。

CSB (引脚 17)：芯片选择条。当 CSB 为低电平时，串行接口被使能。它可以采用 1.2V 至 3.3V 逻辑电平来驱动。

VCC (引脚 18)：正电源引脚。应利用一个 1000pF 和 $4.7\mu\text{F}$ 把该引脚旁路至地。

LOP、LOM (引脚 19、20)：LO 输入。不需要外部匹配。可对该引脚进行 50Ω 单端驱动或 100Ω 差分驱动。应利用耦合电容器对 LO 引脚实施 DC 隔离；建议采用 1000pF 容值。当进行单端驱动时，未用的引脚应利用与 DC 隔离电容器相串联的 50Ω 电阻来终接。

SDO (引脚 21)：串行数据输出。该输出能够适应 1.2V 至 3.3V 的逻辑电平。数据在读取模式中读出 (MSB 优先)。

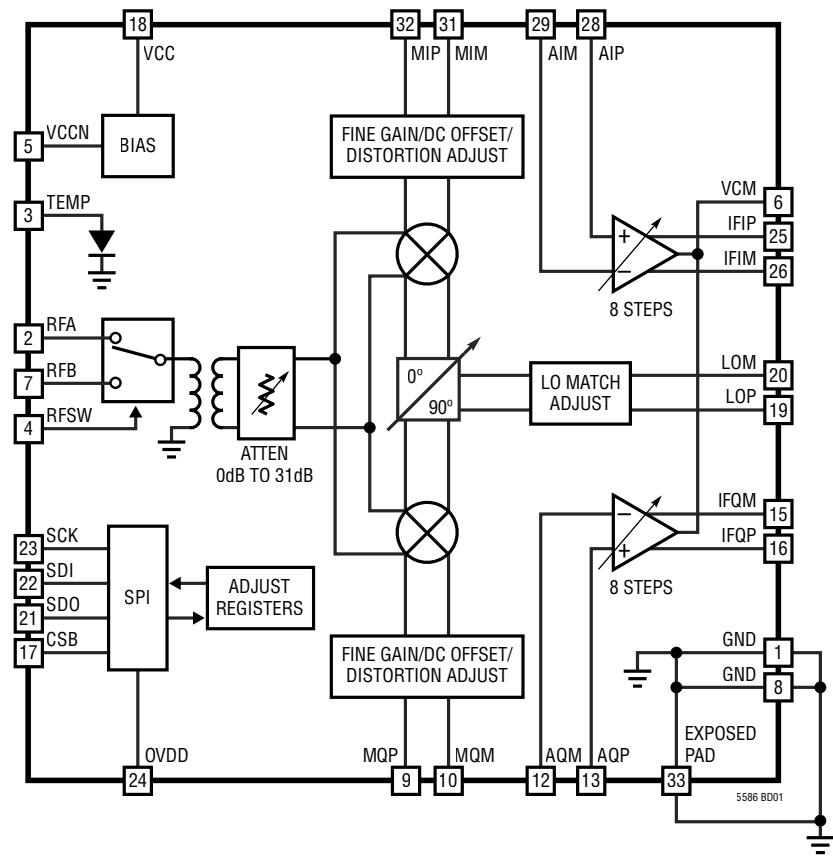
SDI (引脚 22)：串行数据输入。数据在 SCK 的上升沿上由时钟同步输入模式控制寄存器 (MSB 优先)。SDI 可采用 1.2V 至 3.3V 的逻辑电平进行驱动。

SCK (引脚 23)：串行时钟输入。SDI 可采用 1.2V 至 3.3V 的逻辑电平进行驱动。

OVDD (引脚 24)：正数字接口电源引脚。该引脚负责设定用于数字接口的逻辑电平。可采用 1.2V 至 3.3V 。应利用一个 $1\mu\text{F}$ 电容器把该引脚旁路至地。VCC 电源必须在 OVDD 电源之前施加，以避免损坏 ESD 二极管。

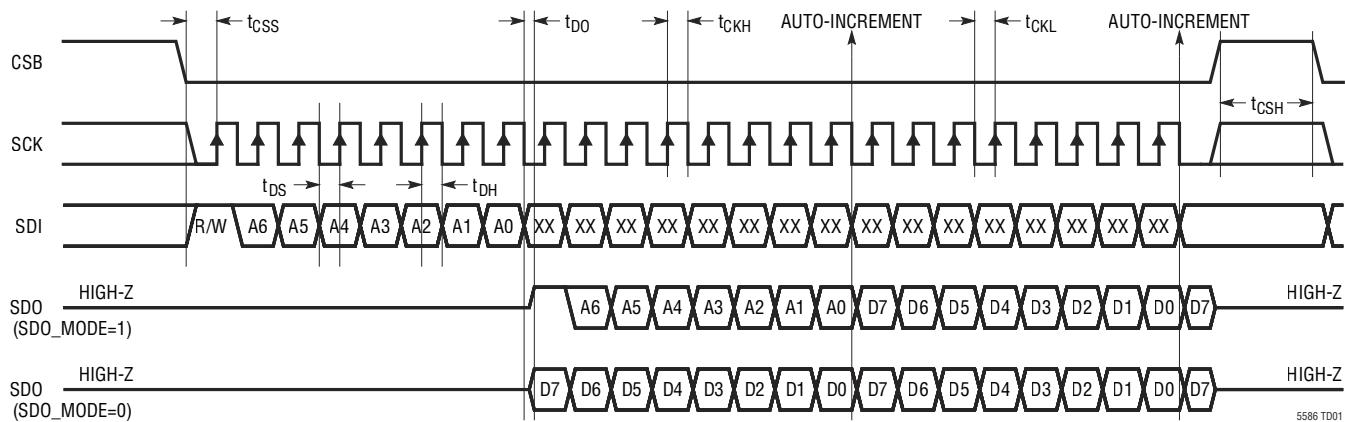
GND (引脚 1、8，裸露衬垫引脚 33)：地。这些引脚必须焊接至电路板 RF 接地平面。背部裸露衬垫接地连接应具有至印刷电路板接地平面的低电感接线和优良的热接触 (采用很多通孔式过孔)。见布局信息。

方框图

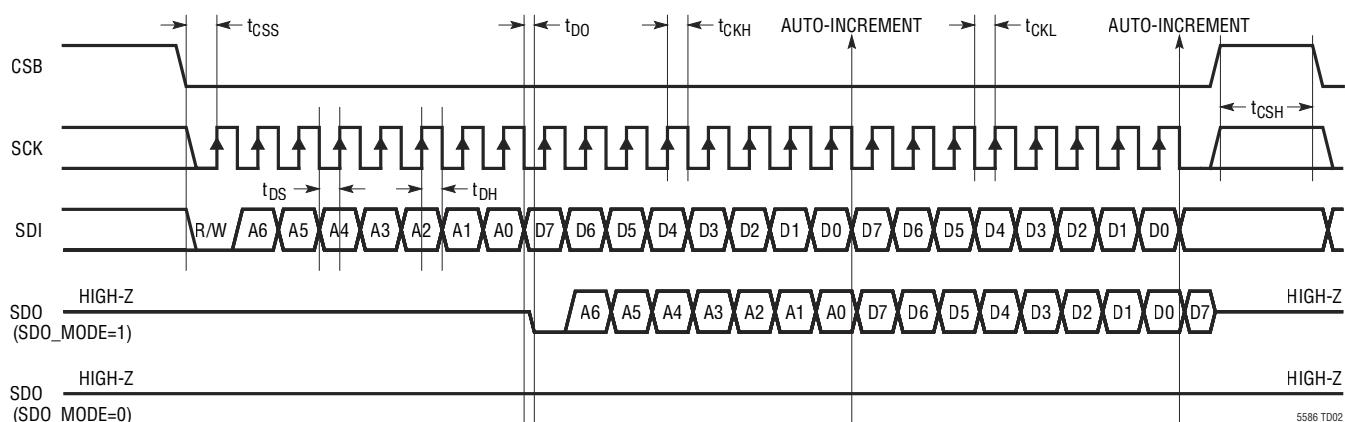


时序图

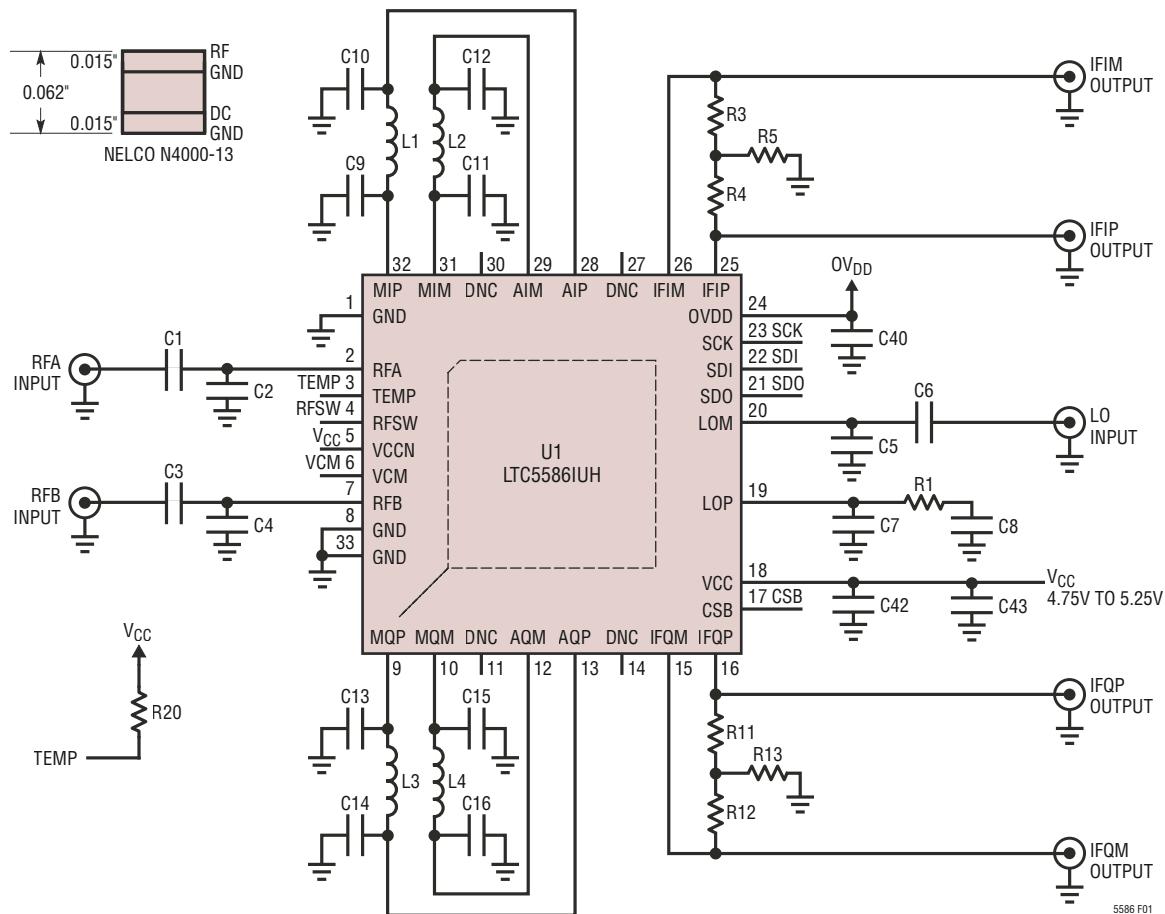
SPI 端口定时 (回读模式)



SPI 端口定时 (写入模式)



测试电路



参考指示符	数值	规格	供应商	参考指示符	数值	规格	供应商
C1, C3, C6, C8, C42	1000pF	0402	Murata	L1-L4	22nH	0805	Coilcraft
C2, C4, C5, C7	0.3pF	0402	Murata	R1, R3, R4, R11, R12	49.9Ω	0402	
C9-C16	3.0pF	0201	Murata	R5, R13	0Ω	0402	
C40	1μF	0603	Murata	R20	40.2kΩ	0402	
C43	4.7μF	0805	Murata				

图 1：测试电路原理图

测试电路

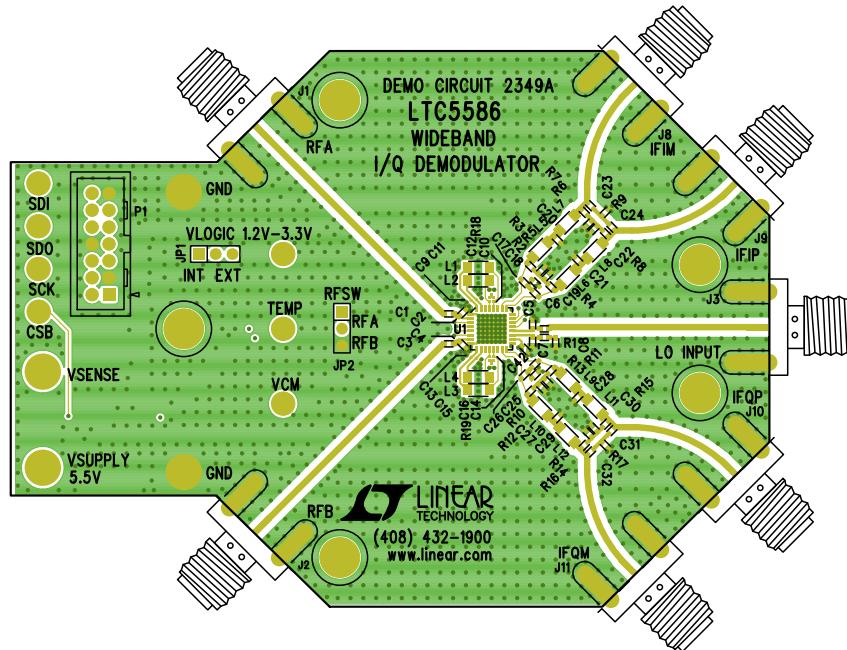


图 2：评估电路板的组件面

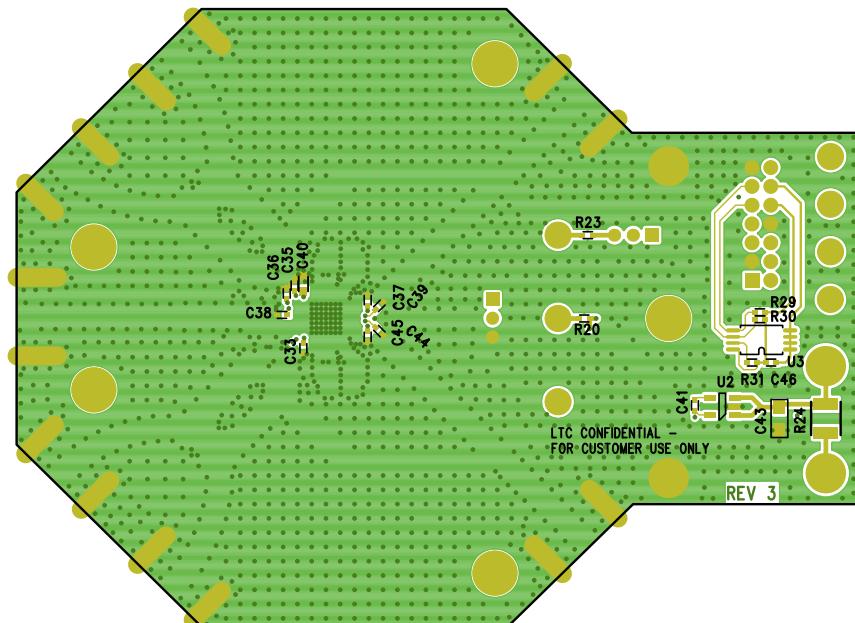


图 3：评估电路板的底面

应用信息

LTC5586 是一款专为高动态范围接收机应用而设计的 I/Q 解调器。它包括 RF 开关、一个步进衰减器、I/Q 混频器、正交 LO 放大器、IF 放大器和用于 DC 偏移、镜频抑制和非线性的校正电路。

工作原理

如 LTC5586 的「方框图」所示，RF 输入 (RFA 和 RFB) 由一个内部开关来选择。RF 信号随后由一个片内巴伦变压器转换为一个覆盖 300MHz 至 6GHz 频段的差分信号。接著，一个差分 0 至 31dB 步进衰减器调节 I 和 Q 通道混频器的 RF 输入电平。

LO 输入采用一个可编程网络进行阻抗匹配，然后由一个内部精准移相器准确地移相 90°。该移相器可在 300MHz 至 6GHz 的完整 LO 输入范围内保持准确的正交关系。此外，该移相器还能以大约 0.05° 的分辨率提供 I 和 Q 通道 LO 之间相位差的微调，以对混频器之间的任何相位失配以及由任何滤波组件失配引入 IF 通路中相位失配给予补偿。

差分混频器 IF 输出信号在片外滤波，以在被加至片内 IF 放大器之前消除 $f_{RF} + f_{LO}$ 信号和其他高频混合分量。IF 放大器具有可调增益和共模输出电压，以实现与 A/D 转换器的直接接口。LTC5586 两个 IF 输入通道之间的增益平衡能够

以一个大约 0.016dB 的分辨率进行微调，旨在补偿 IF 信号通路中由器件在内部引起的或由外部放大器和滤波器引起的增益失配。两个 IF 通道中的 DC 偏移均可调节，以最大限度地减小 A/D 转换器输入端上的累积 DC 偏移。

RF 开关状态、衰减、IF 增益、增益误差和相位误差调节、DC 偏移调节和非线性调节寄存器通过一个四线式 SPI 接口进行数字控制。寄存器映射详见「附录」。

RF 输入端口

图 4 示出了解调器之 RF 输入 (RFA 输入等同于 RFB 输入) 的简化原理图，其包括一个 RF 开关、巴伦变压器和步进衰减器。外部 DC 电压不应加至 RF 输入引脚。流入这些引脚的 DC 电流有可能引起芯片受损。应采用串联 DC 隔离电容器以把 RF 输入引脚耦合至 RF 信号源。RF 开关可由 RFSW 引脚、以及由 RFSW 寄存器 0x17 bit[0] 选择。当寄存器 0x17 中的 RFSW 值与 RFSW 引脚的逻辑电平之逻辑 AND 为 1 时，选择 RFA 输入 (见数字输入引脚部分和寄存器映射)。开关状态详见表 1。

表 1：RF 开关状态与逻辑电平的关系

RFSW 寄存器	RFSW 引脚	
	0	1
0	RFB	RFB
1	RFB	RFA

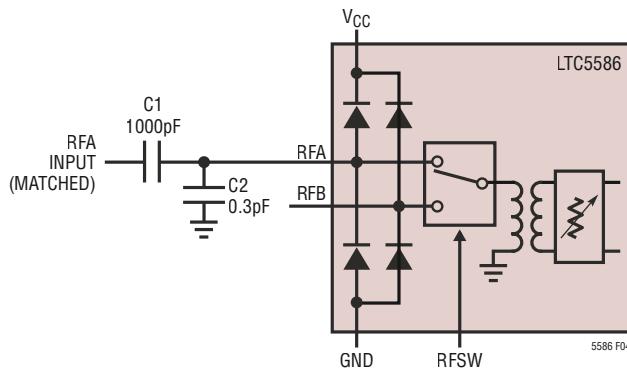


图 4：采用外部匹配组件的 RF 输入的简化原理图

应用信息

如图 5 所示，RF 输入端口处于良好匹配的状态，当在 C2 上采用一个 0.3pF 电容器时，500MHz 至 6GHz 频率范围内的回波损耗大于 10dB。通过把 C2 改为 4.7pF，RF 输入可在 300MHz 至 500MHz 的频率范围内从外部进行匹配。图 6 示出了当 C2 被设定为 4.7pF 时的 RF 输入回波损耗。表 2 列出了当 C2 = 0.3pF 时 RF 输入的阻抗和输入反射系数。输入传输线的长度被从测量中去除。

表 2 : RF 输入阻抗

频率 (GHz)	输入阻抗 (Ω)	S11	
		大小	角度 ($^{\circ}$)
300	$24.9 + j27.6$	0.468	112.0
400	$39.1 + j37.3$	0.403	83.5
500	$60.1 + j36.9$	0.330	56.2
700	$77.4 - j1.9$	0.215	-3.2
1000	$43.7 - j19.2$	0.211	-96.7
1500	$27.2 - j2.1$	0.297	-173.2
2000	$29.6 + j14.5$	0.310	134.4
2500	$39.3 + j26.0$	0.303	96.0
3000	$48.9 + j23.1$	0.228	79.9
3500	$52.4 + j19.2$	0.185	72.3
4000	$60.5 + j8.2$	0.120	33.8
4500	$69.2 + j15.0$	0.202	30.8
5000	$82.4 + j11.5$	0.259	14.6
5500	$71.2 - j8.6$	0.188	-18.0
6000	$46.8 - j13.1$	0.138	-96.1

LO 输入端口

解调器的 LO 输入接口示于图 7。输入部分包括一个可编程输入匹配和一个高精度正交移相器，后者生成用于 LO 缓冲放大器的 0° 和 90° 相移 LO 信号以驱动 I/Q 混频器。在 LOP 和 LOM 输入端上需要布设 DC 隔离电容器。当采用一个单端 LO 输入时，有必要把未用的 LO 输入（图 7 中的 LOP）终接至 50 Ω 电阻中。

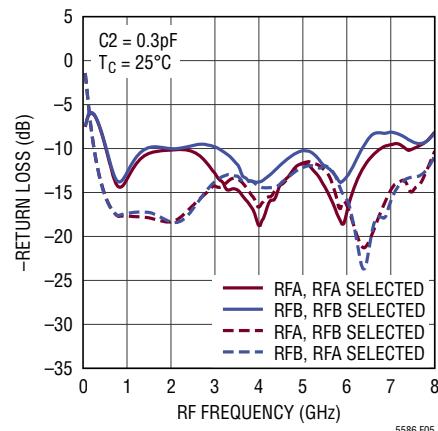


图 5 : RF 输入回波损耗

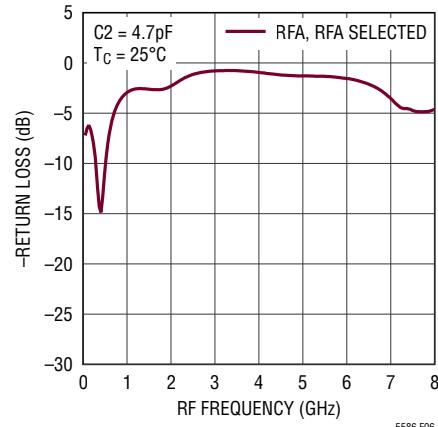


图 6 : RF 输入回波损耗 (C2 = 4.7pF)

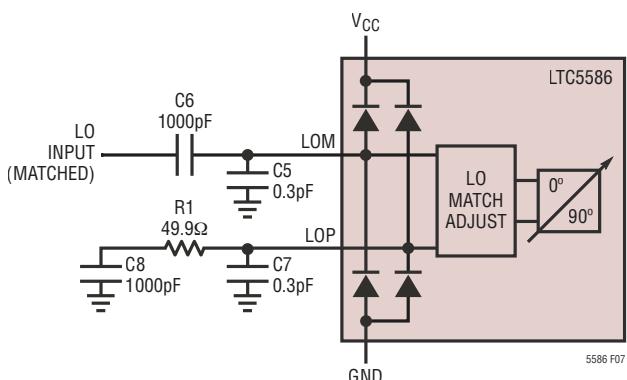


图 7 : LO 输入的简化原理图
(采用单端驱动)

应用信息

可编程输入匹配调节受控于 BAND、CF1、LF1 和 CF2 寄存器，详见表 3 中所示的寄存器映射。针对表 3 中寄存器设置的回波损耗示于图 8。

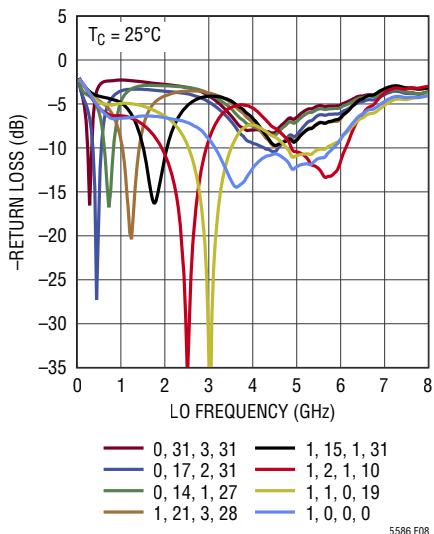


图 8：单端 LO 输入回波损耗与 BAND、CF1、LF1 和 CF2 的关系

表 3：针对单端 LO 匹配的寄存器设置

LO 频率 (MHz)	BAND	CF1	LF1	CF2
300 - 339	0	31	3	31
339 - 398	0	21	3	24
398 - 419	0	14	3	23
419 - 556	0	17	2	31
556 - 625	0	10	2	23
625 - 801	0	15	1	31
801 - 831	0	14	1	27
831 - 1046	0	8	1	21
1046 - 1242	1	31	3	31
1242 - 1411	1	21	3	28
1411 - 1696	1	17	2	26
1696 - 2070	1	15	1	31
2070 - 2470	1	8	1	21
2470 - 2980	1	2	1	10
2980 - 3500	1	1	0	19
3500 - 6000	1	0	0	0

LO 输入也可差分驱动。图 10 比较了采用如图 9 中原理图所示之 ANAREN B4859A53 巴伦变压器时单端和差分 LO 驱动的未校准 OIP2 性能。

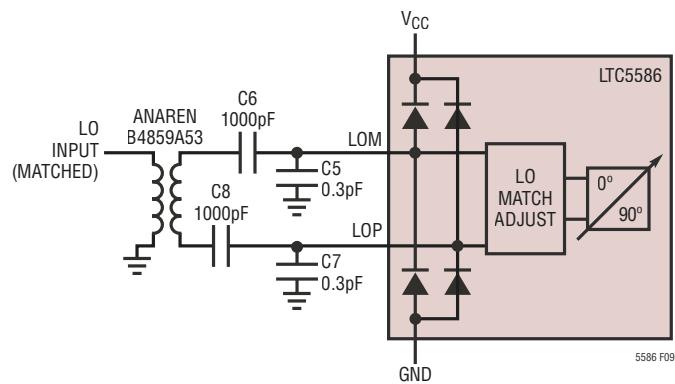


图 9：采用一个用于差分驱动之巴伦变压器的 LO 输入的简化原理图

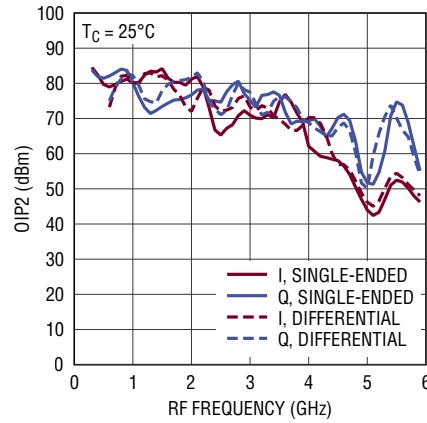


图 10：OIP2 与单端和差分 LO 输入的关系曲线

应用信息

级间滤波器

应在 MIP (MIM) 和 AIP (AIM) 引脚以及 MQP (MQM) 和 AQP (AQM) 引脚之间使用一个级间 IF 滤波器，以抑制大的 $f_{RF} + f_{LO}$ 和来自混频器输出的其他混合分量。如果未采用该滤波器，则放大器的线性度对于期望的信号会出现劣化。图 11 示出了一款推荐的低通滤波器。表 4 列出了用于各种不同带宽之低通响应的典型值。

表 4：用于级间低通滤波器的组件值

1dB BW (MHz)	L1、L2 (nH)	C9、C11 (pF)	C10、C12 (pF)
20	330	39	120
50	150	15	47
100	68	10	22
300	33	4.7	6.8
500	22	3.0	3.0
1000	8	0.5	1.0

通过调整滤波器中电容器的数值，可以增加或去除 IF 响应的频率斜度。RF 输入在高于 2GHz 的频率下具有一个大约

C10 和 C12 的布设应尽可能地靠近放大器输入端，这一点很重要。放大器输入端上的长导线会导致不稳定。如图 12 所示，可采用一个 50Ω 共模终端电阻器，以在采用长导线和 / 或较高阶滤波时更好地确保稳定性。C9 和 C11 的安放点应尽可能地靠近混频器输出端，以实现 $2 \times L_0$ 、 $f_{RF} + f_{LO}$ 和其他混频分量的有效滤波。

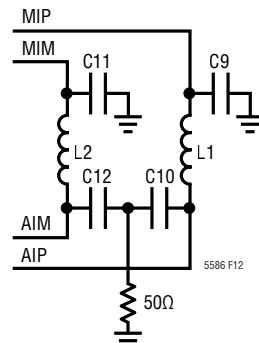


图 11：采用级间滤波器的混频器输出和 IF 放大器输入的简化原理图

-2dB/GHz 的频率斜度。如果采用一个高端 LO (HSL0)，则产生的 IF 斜度将为 2dB/GHz 。假如使用的是一个低端

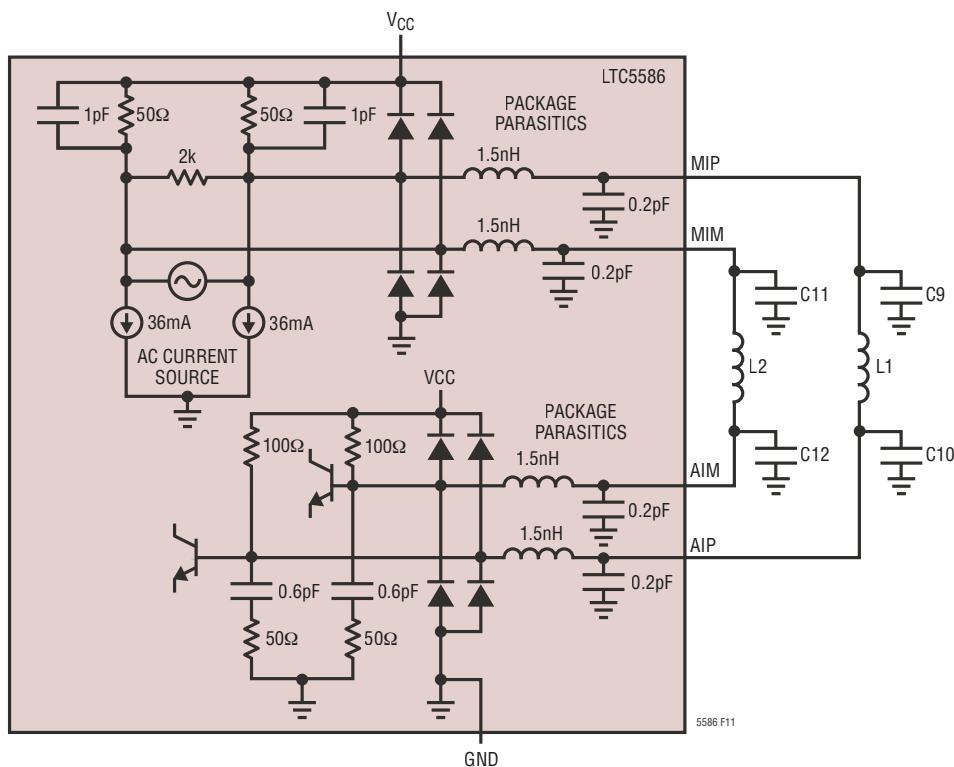


图 12：采用共模终端的级间 IF 滤波器

应用信息

LO (LSLO)，则产生的 IF 斜度将为 -2dB/GHz 。可调整 IF 滤波器组件值，以在滤波器带宽内能够实现大约 1dB 的峰化或滚降，从而对于 HSLO 或 LSLO 场合提供一种总体平坦的 IF 响应。

I 通道和 Q 通道输出

I 通道输出信号和 Q 通道输出信号之间的相位关系是固定的。当 LO 输入频率高于 (或低于) RF 输入频率时，Q 通道输出 (IFQP、IFQM) 超前 (或滞后) I 通道输出 (IFIP、IFIM) 90° 。

图 14 示出了 IF 放大器输出的简化原理图。电流模式输出需要一个终接电阻以建立一个共模电压电平。最佳工作电流是每个输出 18mA 。对于 0.9V 共模电压，建议在每个输出端上布设一个 50Ω 的接地终端。通过增设一个共模终端，就可以在较高或较低的共模电压下工作。例如，若需在 1.8V 电压下操作，则将采用一个额外的 25Ω 共模电阻 ($R_5 = 66.5\Omega$ 和 $R_6 = 0\Omega$ ，或 $R_5 = R_6 = 43.2\Omega$) 以保持一个 18mA 的输出电流。如需在较低的共模电压下工作，则可在每个输出端上使用一个较低的终端电阻 (代价是牺牲转换

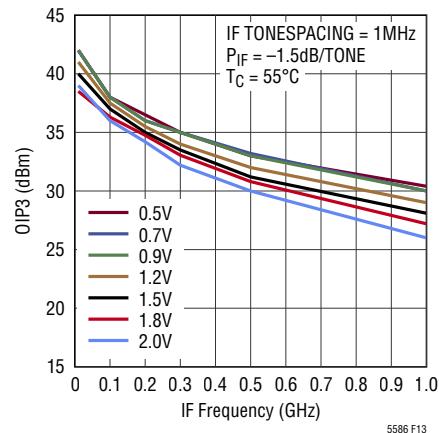


图 13：OIP3 (仅限放大器) 与输出共模电压 (VCM) 的关系曲线

增益)，或在终端电阻器的接线上采用一个负电源。图 13 示出了对于各种不同共模电压的 OIP3 (仅限放大器)。

放大器增益可采用 AMPG 寄存器分 8 级调节 (大致为 1dB ，从 7dB 至 15dB)。设定 $\text{AMPG} = 0x7$ 将把增益设置在约 15dB ，而设定 $\text{AMPG} = 0x0$ 将把增益设置在约 7dB 。)

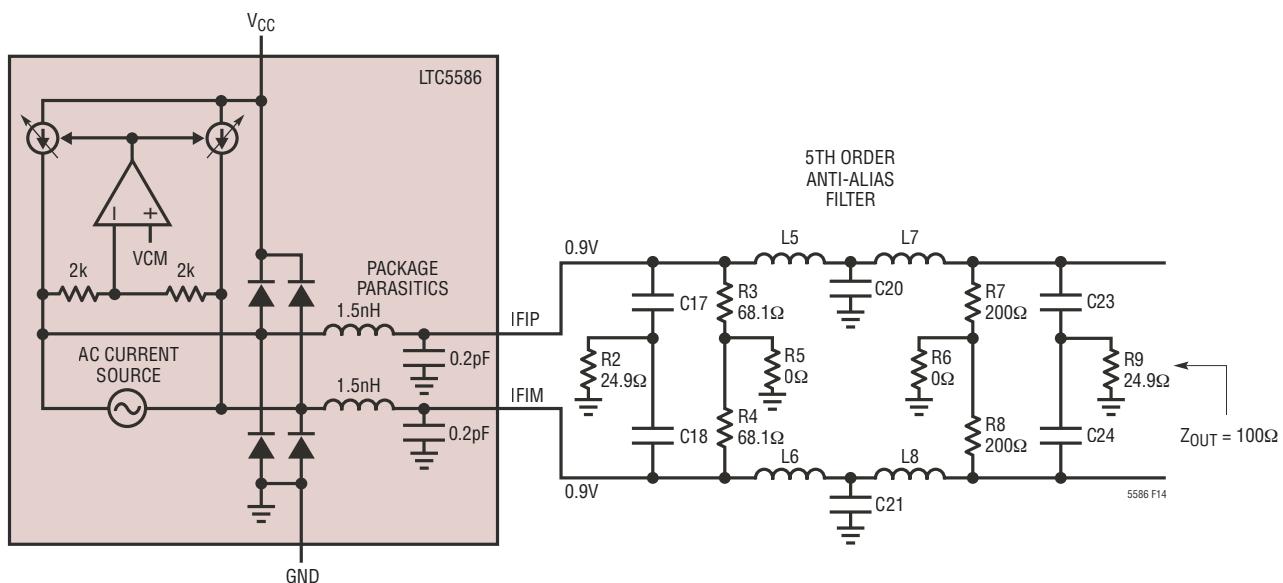


图 14：采用抗混迭滤波器的 IF 放大器输出的简化原理图

应用信息

图 14 中示出了一个用于和 ADC 相接的典型抗混迭滤波器。R3||R7 和 R4||R8 的并联组合设定了 ADC 的差分阻抗。该滤波器的输入和输出包含一个针对高频的共模终端。这些由输入端上的 C17、C18 和 24.9Ω 以及输出端上的 C23、C24 和 24.9Ω 形成。放大器输出端上的共模终端确保了稳定性，而 ADC 输入端上的共模终端则提供了一个针对由 ADC 中的采样电容器产生之高频回踢的终端。表 5 列出了该抗混迭滤波器某些典型值与 1dB 截止频率之间的关系。为了优化 IF 频段的平坦度和纹波，可在任何一个包括封装寄生效应的仿真器中把 IF 级间滤波器与抗混迭滤波器一起设计。由于 RF 斜度和 HSLO 或 LSLO 引起的额外斜度可采用这种方法进行补偿。抗混迭滤波器的布局应使放大器输出和 ADC 输入尽可能地靠近。这样做的目的是避免长导线引入额外的寄生效应。

表 5：用于抗混迭低通滤波器的组件值

1dB BW (MHz)	L5 - L8 (nH)	C17, C18 (pF)	C20, C21 (pF)	C23, C24 (pF)
20	560	56	180	82
50	240	22	68	33
100	120	12	39	22
300	33	3.9	8.2	6.8
500	22	1.8	6.8	3.3
1000	8	1.0	3.3	1.8

表 6 和表 7 罗列了针对放大器自身的 S 参数 (在所有端口上具有 50Ω 终端)。此外，还在具有一个 2pF 与 50Ω 相串联之数值的输入和输出端口上使用了共模终端。

表 6：IF 放大器 S 参数 (差模)

IF (MHz)	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	大小	角度(°)	大小	角度(°)	大小	角度(°)	大小	角度(°)
0.001	0.204	-179.9	2.129	180.0	1.8e-4	164.8	0.014	178.5
100	0.203	176.0	2.154	171.9	5.4e-4	118.0	0.026	-120.9
200	0.205	172.2	2.170	163.7	1.0e-4	102.8	0.050	-112.0
300	0.207	168.5	2.197	155.6	1.7e-4	92.8	0.079	-113.5
400	0.210	164.8	2.239	147.3	2.8e-4	93.7	0.111	-118.3
500	0.215	160.9	2.292	138.8	3.2e-4	95.4	0.147	-125.0
600	0.221	157.0	2.363	130.1	4.0e-4	92.0	0.186	-132.1
700	0.227	153.0	2.445	121.2	5.0e-4	92.1	0.230	-140.0
800	0.235	149.0	2.535	112.0	5.5e-4	86.2	0.279	-148.1
900	0.242	144.6	2.642	102.0	6.9e-4	93.2	0.334	-157.0
1000	0.251	140.6	2.770	92.3	7.9e-4	92.7	0.396	-166.2
1500	0.303	117.6	3.420	32.3	0.003	92.6	0.738	134.4
2000	0.365	90.2	3.318	-45.5	0.005	33.2	0.828	70.0
2500	0.385	56.1	2.232	-105.2	0.005	-3.1	0.666	13.1
3000	0.365	16.6	2.620	-160.2	0.005	-34.2	0.488	-38.4
3500	0.319	-28.2	1.021	157.4	0.005	-61.9	0.418	-94.7
4000	0.307	-83.4	0.742	113.3	0.005	-79.5	0.409	-150.6

表 7：IF 放大器 S 参数 (共模)

IF (MHz)	S_{11}		S_{21}		S_{12}		S_{22}	
	大小	角度(°)	大小	角度(°)	大小	角度(°)	大小	角度(°)
0.001	0.184	-138.7	9.2e-4	-112.8	0.037	-65.3	0.985	179.8
100	0.186	172.5	0.085	-118.9	0.013	-68.6	0.152	126.7
200	0.188	166.6	0.173	-134.7	0.007	-91.8	0.125	116.7
300	0.191	160.2	0.237	-150.0	0.004	-113.1	0.097	97.3
400	0.196	154.4	0.291	-163.8	0.002	-145.4	0.067	75.2
500	0.202	148.4	0.340	-176.8	0.002	170.2	0.037	43.6
600	0.210	142.8	0.387	170.9	0.002	137.0	0.023	-38.0
700	0.219	137.2	0.436	159.1	0.003	118.1	0.051	-97.8
800	0.230	132.0	0.488	147.1	0.003	107.8	0.094	-121.5
900	0.243	126.5	0.550	134.9	0.004	106.6	0.148	-137.0
1000	0.252	120.9	0.612	122.2	0.006	104.8	0.211	-151.3
1500	0.325	96.7	0.981	43.4	0.020	80.4	0.749	136.1
2000	0.438	72.1	0.776	-46.1	0.036	18.6	1.000	55.9
2500	0.549	40.1	0.496	-97.1	0.041	-21.9	0.873	2.9
3000	0.601	6.9	0.397	-143.2	0.042	-52.2	0.764	-37.3
3500	0.618	-27.5	0.281	-175.7	0.044	-80.3	0.668	-72.7
4000	0.595	-60.3	0.254	147.3	0.046	-101.2	0.620	-107.0

应用信息

共模反馈放大器把共模输出电压保持在 VCM 引脚电压的约 20mV 之内。VCM 引脚接口示于图 15。VCM 引脚应由一个输出阻抗低于 $1\text{k}\Omega$ 的电压源驱动。当 VCM 引脚未被施加偏置时，输出共模电压将保持在一个 0.9V (它由 $40\text{k}\Omega$ 和 $8\text{k}\Omega$ 电阻器组成的内部分压器提供) 的标称值。把 VCM 引脚连接至一个 ADC 共模基准引脚允许 IF 放大器的输出共模电压跟踪 ADC 共模。

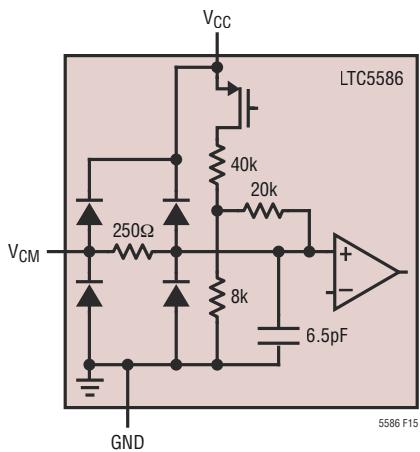


图 15：VCM 输入引脚的简化原理图

温度二极管

TEMP 引脚的原理图示于图 16。温度二极管可用于直接测量芯片温度。建议把一个 $40\text{k}\Omega$ 电阻器连接至 V_{CC} ，以产生一个用于二极管读出器的 $100\mu\text{A}$ 电流源。温度斜度约为 $-1.52\text{mV}/^\circ\text{C}$ 。

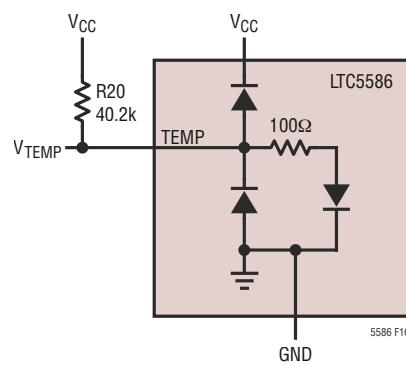


图 16：TEMP 引脚的原理图

应用信息

数字输入引脚

图 17 示出了数字输入引脚 SCK、CSB、SDI 和 RFSW 的简化原理图。这些引脚不应浮置，因为没有内部下拉或上拉。

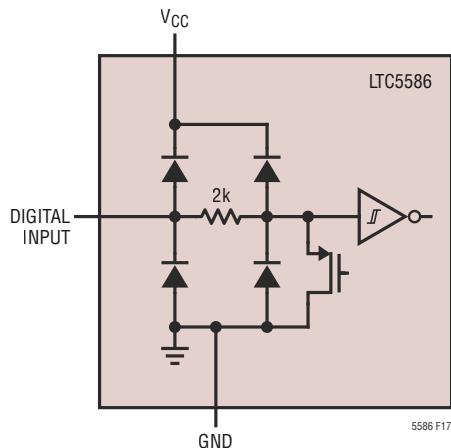


图 17：数字输入引脚 (SCK、CSB、SDI 和 RFSW) 的简化原理图

OVDD 接口

图 18 示出了 OVDD 接口的简化原理图。OVDD 引脚提供用于数字输入和 SDO 引脚的电压。通过把该引脚的电平设定在 1.2V 至 3.3V，串行端口能够利用 1.2V 至 3.3V 逻辑电平运行。重要的是，当对用于芯片的电源电压进行排序时，应在 OVDD 电源之前首先提供 VCC 电源。这是为了防止连接在 OVDD 和 VCC 之间的 ESD 二极管受损。

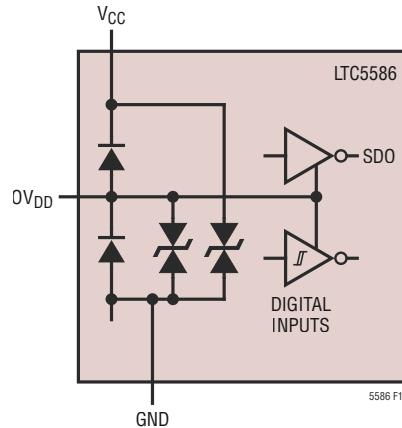


图 18：OVDD 引脚接口的简化原理图

串行端口

SPI 兼容型串行端口提供控制和监视功能。

通信序列

串行总线由 CSB、SCK、SDI 和 SDO 组成。至器件的数据传输由串行总线主控器件首先把 CSB 拉至低电平以使能 LTC5586 的端口来完成。施加在 SDI 上的输入数据在 SCK 的上升沿上计时，所有的传输均以 MSB 优先。通信突发由串行总线主控器使 CSB 返回高电平来终止。详见“时序图”。

数据在一个通信突发脉冲期间采用 SDO 从器件读取。回读可以是多分支的 (在串行总线上并联连接了多于一个 LTC5586 或其他串行器件)，因为 SDO 在 CSB = 1 时为高阻抗 (Hi-Z)。

应用信息

单字节传输

串行端口被布置为一个简单的寄存器映射，状态和控制在 23 个寄存器中提供，如附录所示。所有的数据突发脉冲均由至少两个 8 位字节组成。第一个字节的最高有效位是读 / 写位。把该位设定为 1 则置串行端口于读取模式。第一个字节中接下去的 7 位是地址位，可设定在 0x00 至 0x17。后续的一个字节或多个字节是来自 / 送至规定寄存器地址的数据。详见「时序图」。请注意，写入的数据在第 16 个时钟周期的下降沿传输至内部寄存器 (并行负载)。

多字节传输

通过采用 LTC5586 的寄存器地址自动递增功能 (如「时序图」中所示)，可完成更加高效的多字节数据传输。串行端口主控器在第一个字节中发送目标寄存器地址，并依旧在第二个字节中读取或写入数据，但是在第三个字节上地址指针自动递增 1，而且串行端口主控器能够对随后的寄存器进行读或写操作。如果寄存器地址指针试图递增超过 23 (0x17)，则它自动地复位至 0。

SDO_MODE 控制位

如「时序图」中所示，SDO 输出具有两种操作模式。当寄存器 0x16 控制位 SDO_MODE = 0 时，SDO 引脚起一个标准输出的作用，它在执行一个写命令期间为高阻抗。如果 SDO_MODE = 1，则 SDO 输出被置于一种串行中继器模式，在该模式中，SDO 在寄存器内容回读之前对写至 SDI 的命令做出回应 (在读模式或写模式中)。这可在高总线噪声环境中使用，此时需要对发送至串行端口的命令执行错误检查。

SDO 输出的简化原理图示于图 19。OVDD 电源设定输出的逻辑电平，而一个 25Ω 串联电阻器负责限制输出电流。

寄存器默认值

附录中的表 8 和表 9 给出了寄存器映射和默认值。当器件上电时，寄存器也许不复位至其默认值。通过把一个「1」写至寄存器 0x16 的 SRST 位 (bit[3])，器件将进入软复位状态，而且寄存器将复位至其默认值。

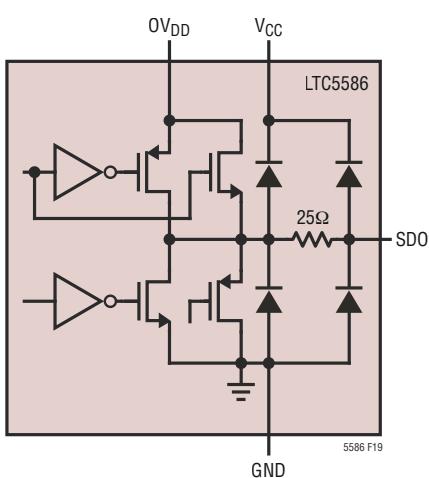


图 19：SDO 引脚接口的简化原理图

应用信息

损伤最小化

LTC5586 包含用于尽量地减少诸如 DC 偏移、相位和增益误差、以及非线性等接收器损伤的电路。图 20 中示出了一款 DPD 发送器应用电路的方框图实例。采用一个 DSP 以实现一个双音调源和用于操作校准的最小化算法。如欲设置用于损伤校准的 DSP，则数据编码器 (DATA ENCODER) 将被配置以产生用于关注频带中两个音调的符号。这些音调在被加至 LTC5586 RFA 输入端之前将调制到高达 f_{LO} 的载频。然后，把这些音调降频转换至用于 DSP 的基带。

在 DSP 中，可采用一种复数 FFT 以提取增益误差和相位误差（用于实现镜频抑制优化），而每个通道的 FFT 可用于独立地优化 DC 偏移和非线性。一种可行的普通优化算法将是对每种损伤顺序地运用 1-D 最小化算法。一种简单的二分法或更精细复杂（但收敛较快）的布伦特法 (Brent's method)[1] 可用于 1-D 最小化。

图 21 和图 22 分别示出了一个双音调测试信号在 2GHz 时的非优化频谱和优化频谱。上边带频谱是所需的信号，而下边带则是镜像信号。

[1] Saul Teukolsky、William T. Vetterling、William H. Press 和 Brian P. Flannery：「数值分析方法库，C 语言版：科学计算的艺术」 (Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing) p. 352, 1988.

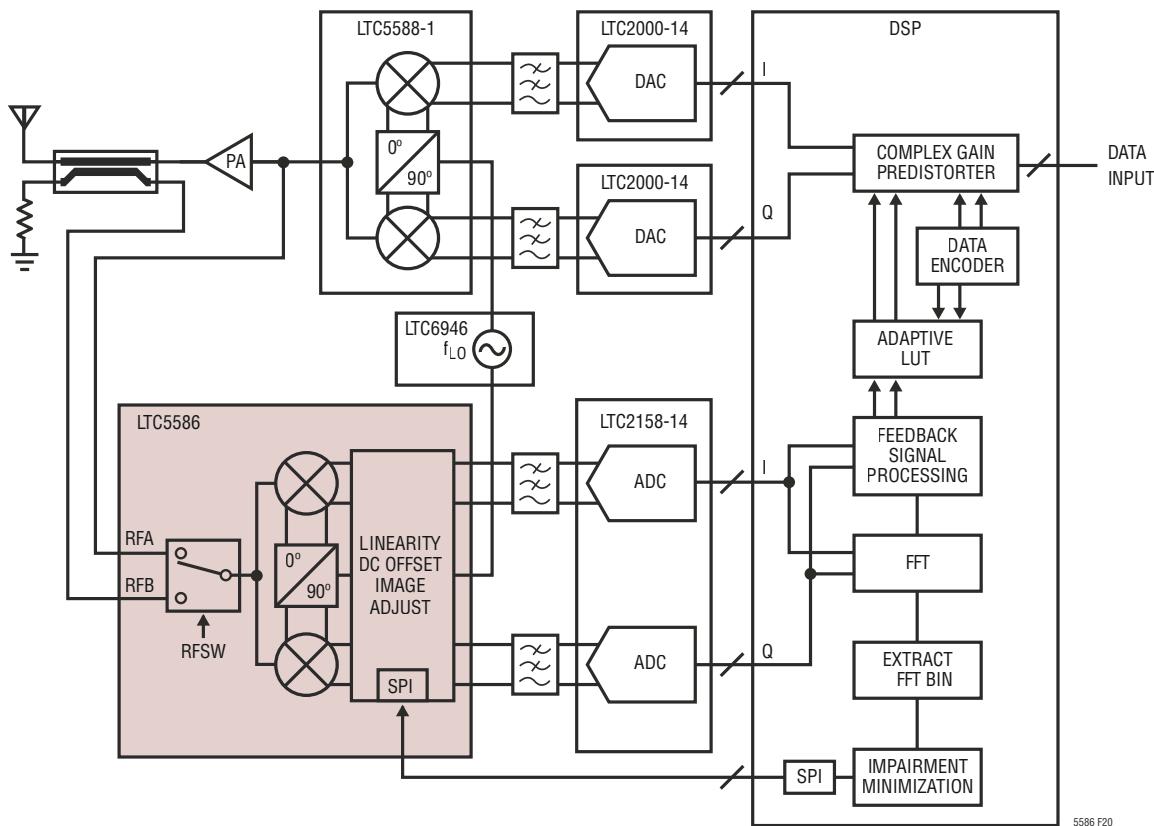


图 20：采用 DSP 以实现损伤最小化之 DPD 发送器的示例方框图

应用信息

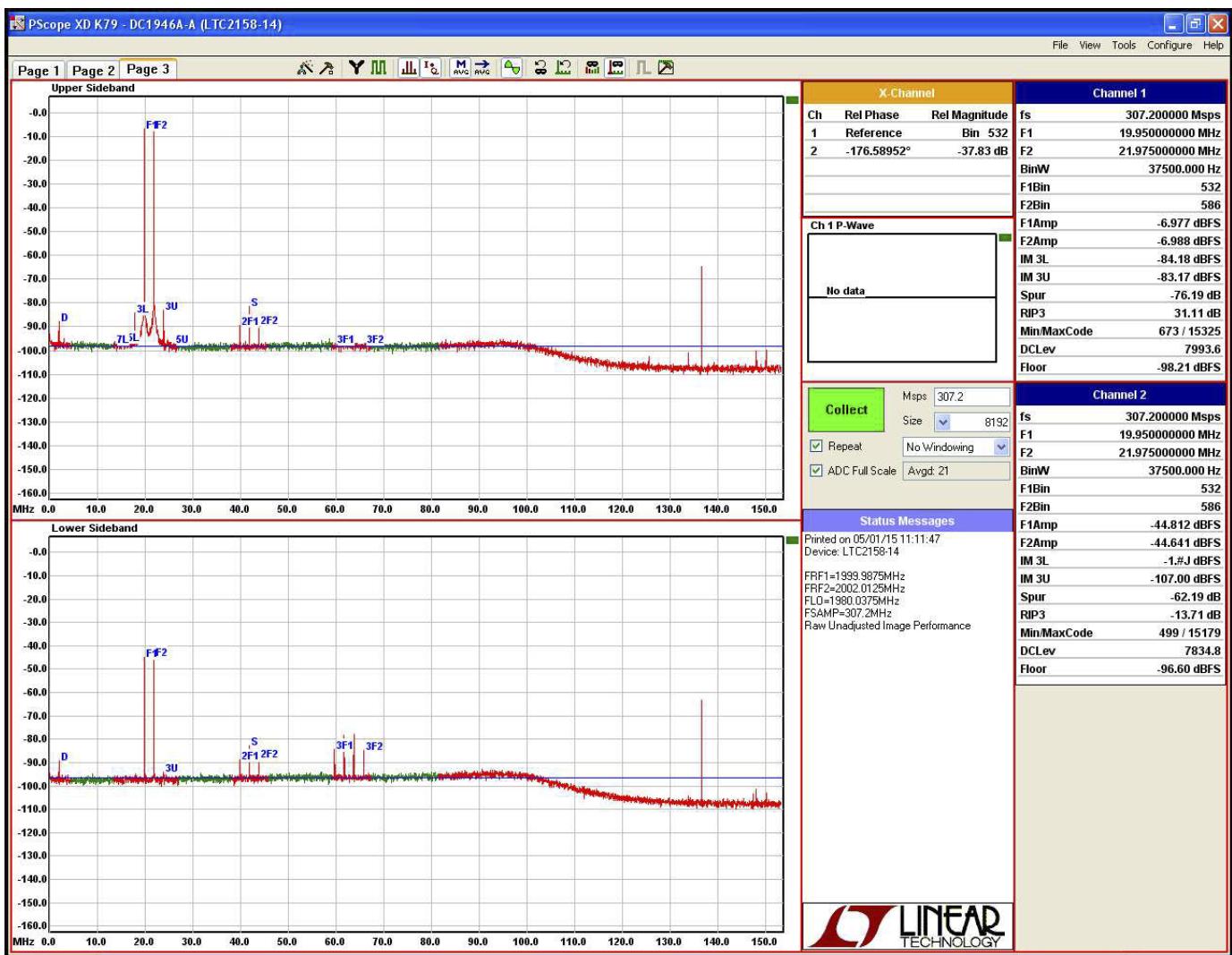


图 21：在 2GHz 和采用 100MHz 抗混迭滤波器时的非优化双音调频谱

应用信息

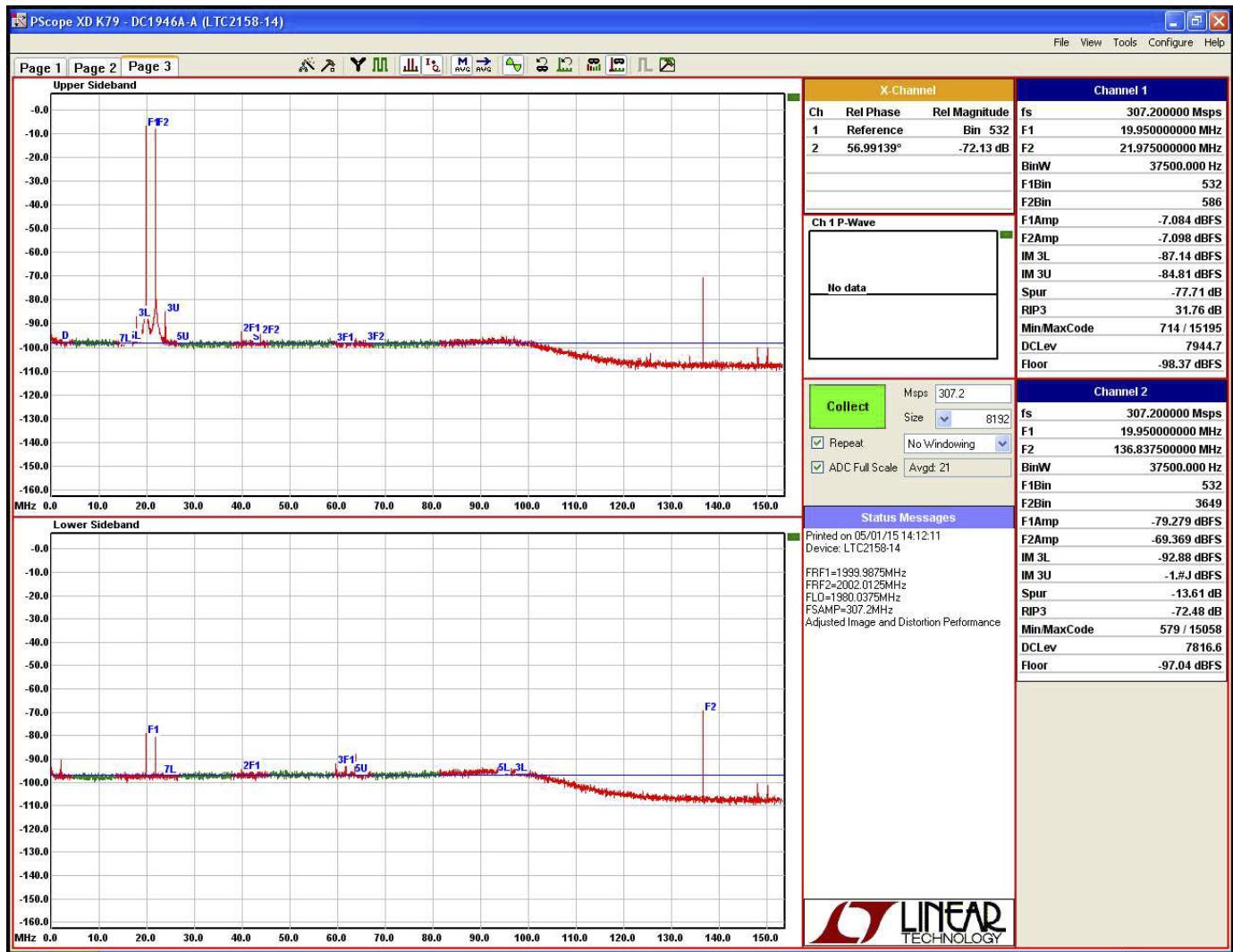


图 22：在 2GHz 和采用 100MHz 抗混迭滤波器时的优化双音调频谱

附录

表 8：串行端口寄存器内容

地址	MSB	[6]	[5]	[4]	[3]	[2]	[1]	LSB	R/W	默认值
0x00	IM3QY[7]	IM3QY[6]	IM3QY[5]	IM3QY[4]	IM3QY[3]	IM3QY[2]	IM3QY[1]	IM3QY[0]	R/W	0x80
0x01	IM3QX[7]	IM3QX[6]	IM3QX[5]	IM3QX[4]	IM3QX[3]	IM3QX[2]	IM3QX[1]	IM3QX[0]	R/W	0x80
0x02	IM3IY[7]	IM3IY[6]	IM3IY[5]	IM3IY[4]	IM3IY[3]	IM3IY[2]	IM3IY[1]	IM3IY[0]	R/W	0x80
0x03	IM3IX[7]	IM3IX[6]	IM3IX[5]	IM3IX[4]	IM3IX[3]	IM3IX[2]	IM3IX[1]	IM3IX[0]	R/W	0x80
0x04	IM2QX[7]	IM2QX[6]	IM2QX[5]	IM2QX[4]	IM2QX[3]	IM2QX[2]	IM2QX[1]	IM2QX[0]	R/W	0x80
0x05	IM2IX[7]	IM2IX[6]	IM2IX[5]	IM2IX[4]	IM2IX[3]	IM2IX[2]	IM2IX[1]	IM2IX[0]	R/W	0x80
0x06	HD3QY[7]	HD3QY[6]	HD3QY[5]	HD3QY[4]	HD3QY[3]	HD3QY[2]	HD3QY[1]	HD3QY[0]	R/W	0x80
0x07	HD3QX[7]	HD3QX[6]	HD3QX[5]	HD3QX[4]	HD3QX[3]	HD3QX[2]	HD3QX[1]	HD3QX[0]	R/W	0x80
0x08	HD3IY[7]	HD3IY[6]	HD3IY[5]	HD3IY[4]	HD3IY[3]	HD3IY[2]	HD3IY[1]	HD3IY[0]	R/W	0x80
0x09	HD3IX[7]	HD3IX[6]	HD3IX[5]	HD3IX[4]	HD3IX[3]	HD3IX[2]	HD3IX[1]	HD3IX[0]	R/W	0x80
0x0A	HD2QY[7]	HD2QY[6]	HD2QY[5]	HD2QY[4]	HD2QY[3]	HD2QY[2]	HD2QY[1]	HD2QY[0]	R/W	0x80
0x0B	HD2QX[7]	HD2QX[6]	HD2QX[5]	HD2QX[4]	HD2QX[3]	HD2QX[2]	HD2QX[1]	HD2QX[0]	R/W	0x80
0x0C	HD2IY[7]	HD2IY[6]	HD2IY[5]	HD2IY[4]	HD2IY[3]	HD2IY[2]	HD2IY[1]	HD2IY[0]	R/W	0x80
0x0D	HD2IX[7]	HD2IX[6]	HD2IX[5]	HD2IX[4]	HD2IX[3]	HD2IX[2]	HD2IX[1]	HD2IX[0]	R/W	0x80
0x0E	DCOI[7]	DCOI[6]	DCOI[5]	DCOI[4]	DCOI[3]	DCOI[2]	DCOI[1]	DCOI[0]	R/W	0x80
0x0F	DCOQ[7]	DCOQ[6]	DCOQ[5]	DCOQ[4]	DCOQ[3]	DCOQ[2]	DCOQ[1]	DCOQ[0]	R/W	0x80
0x10	ATT[4]	ATT[3]	ATT[2]	ATT[1]	ATT[0]	IP3IC[2]	IP3IC[1]	IP3IC[0]	R/W	0x04
0x11	GERR[5]	GERR[4]	GERR[3]	GERR[2]	GERR[1]	GERR[0]	IP3CC[1]	IP3CC[0]	R/W	0x82
0x12	LVCM[2]	LVCM[1]	LVCM[0]	CF1[4]	CF1[3]	CF1[2]	CF1[1]	CF1[0]	R/W	0x48
0x13	BAND	LF1[1]	LF1[0]	CF2[4]	CF2[3]	CF2[2]	CF2[1]	CF2[0]	R/W	0xE3
0x14	PHA[8]	PHA[7]	PHA[6]	PHA[5]	PHA[4]	PHA[3]	PHA[2]	PHA[1]	R/W	0x80
0x15	PHA[0]	AMPG[2]	AMPG[1]	AMPG[0]	AMPCC[1]	AMPCC[0]	AMPIC[1]	AMPIC[0]	R/W	0x6A
0x16	1*	1*	1*	1*	SRST	SDO_MODE	0*	0*	R/W	0xF0
0x17	CHIPID[1]	CHIPID[0]	0*	0*	0*	0*	0*	RFSW	R/W	0x01

* 未使用，不要变更默认值。

附录

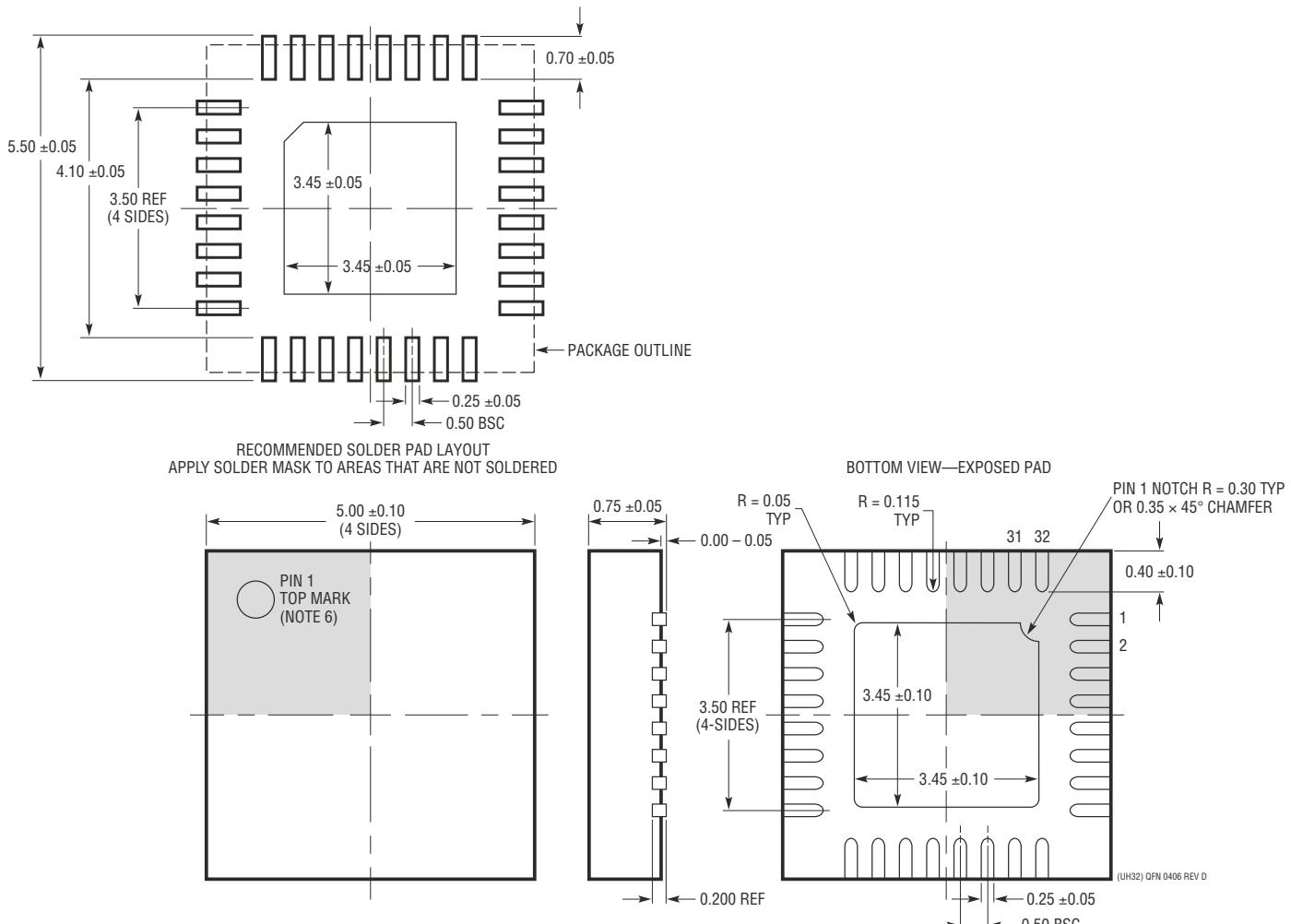
表 9：串行端口寄存器位字段概要

位	功能	描述	有效值	默认值
AMPCC[1:0]	IF 放大器 IM3 CC 调节	用于优化 IF 放大器 IM3。	0x00 至 0x03	0x02
AMPIC[1:0]	IF 放大器 IM3 IC 调节	用于优化 IF 放大器 IM3。	0x00 至 0x03	0x02
AMPG[2:0]	IF 放大器增益调节	调节放大器增益 (从 6dB 至 15dB)。	0x00 至 0x07	0x06
ATT[4:0]	步进衰减器控制	控制步进衰减器 (从 0dB 至 31dB 衰减)。	0x00 至 0x1F	0x00
BAND	LO 频段选择	选择使用哪一个 LO 匹配频段。BAND = 1 (对于高频段)。 BAND = 0 (对于低频段)。	0, 1	1
CF1[5:0]	LO 匹配电容器 CF1	控制 LO 匹配网络中的 CF1 电容器。	0x00 至 0x1F	0x08
CF2[5:0]	LO 匹配电容器 CF2	控制 LO 匹配网络中的 CF2 电容器。	0x00 至 0x1F	0x03
CHIPID	芯片识别位	出厂时设定至默认值。	0x00 至 0x03	0x00
DCOI[7:0]	I 通道 DC 偏移	在 -200mV 至 200mV 的范围内控制 I 通道 DC 偏移。	0x00 至 0xFF	0x80
DCOQ[7:0]	Q 通道 DC 偏移	在 -200mV 至 200mV 的范围内控制 Q 通道 DC 偏移。	0x00 至 0xFF	0x80
GERR[5:0]	IQ 增益误差调节	在 -0.5dB 至 0.5dB 的范围内控制 IQ 增益误差。	0x00 至 0x3F	0x20
HD2IX[7:0]	HD2 I 通道 X 矢量	控制 I 通道 HD2 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD2IY[7:0]	HD2 I 通道 Y 矢量	控制 I 通道 HD2 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD2QX[7:0]	HD2 Q 通道 X 矢量	控制 Q 通道 HD2 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD2QY[7:0]	HD2 Q 通道 Y 矢量	控制 Q 通道 HD2 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD3IX[7:0]	HD3 I 通道 X 矢量	控制 I 通道 HD3 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD3IY[7:0]	HD3 I 通道 Y 矢量	控制 I 通道 HD3 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD3QX[7:0]	HD3 Q 通道 X 矢量	控制 Q 通道 HD3 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
HD3QY[7:0]	HD3 Q 通道 Y 矢量	控制 Q 通道 HD3 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM2IX[7:0]	IM2 I 通道 X 矢量	控制 I 通道 IM2 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM2QX[7:0]	IM2 Q 通道 X 矢量	控制 Q 通道 IM2 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM3IX[7:0]	IM3 I 通道 X 矢量	控制 I 通道 IM3 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM3IY[7:0]	IM3 I 通道 Y 矢量	控制 I 通道 IM3 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM3QX[7:0]	IM3 Q 通道 X 矢量	控制 Q 通道 IM3 X 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IM3QY[7:0]	IM3 Q 通道 Y 矢量	控制 Q 通道 IM3 Y 矢量调节 (如果 EADJ = 1)。	0x00 至 0xFF	0x80
IP3CC[1:0]	RF 输入 IP3 CC 调节	用于优化 RF 输入 IP3。	0x00 至 0x03	0x02
IP3IC[2:0]	RF 输入 IP3 IC 调节	用于优化 RF 输入 IP3。	0x00 至 0x07	0x04
LF1[1:0]	LO 匹配电感器 LF1	控制 LO 匹配网络中的 LF1 电感器。	0x00 至 0x03	0x03
LVCM[2:0]	LO 偏置调节	用于优化混频器 IP3。	0x00 至 0x07	0x02
PHA[8:0]	IQ 相位误差调节	在 -2.5° 至 2.5° 的范围内控制 IQ 相位误差。	0x000 至 0x1FF	0x100
RFSW	RF 开关输入选择	利用 RFSW 引脚的一个逻辑 AND 来控制 RF 开关状态。	0, 1	1
SDO_MODE	SDO 回读模式	使能 SDO 回读模式 (如果 SDO_MODE = 1)。	0, 1	0
SRST	软复位	把「1」写至该位将使所有寄存器复位至其默认值。	0, 1	0

封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/design-tools/packaging/>

**UH 封装
32 引脚 QFN (5mm × 5mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)**

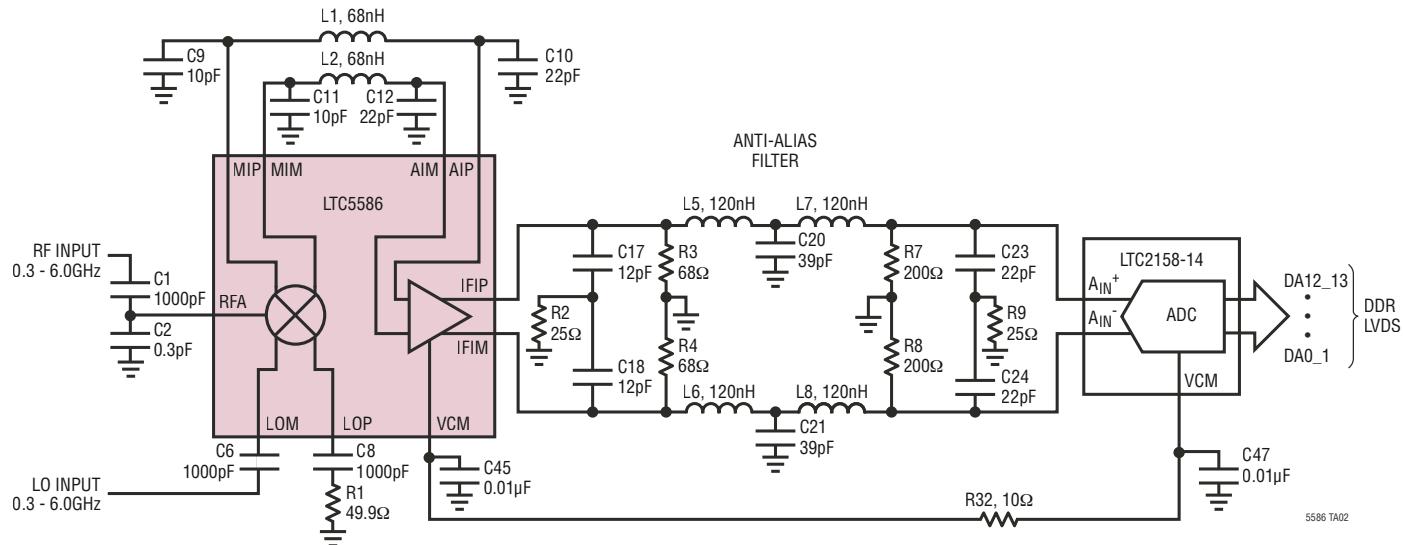


NOTE:

1. DRAWING PROPOSED TO BE A JEDEC PACKAGE OUTLINE
MO-220 VARIATION WHHD-(X) (TO BE APPROVED)
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE
MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION
ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

典型应用

0.3GHz 至 6.0GHz 接收器的简化原理图，(仅示出了 I 通道)



相关器件

器件型号	描述	备注
基础设施		
LTC5569	300MHz 至 4GHz 双通道有源下变频混频器	2dB 增益, 26.7dBm IIP3 和 11.7dB 噪声指数 (在 1950MHz), 3.3V/180mA 电源
LTC6409	10GHz GBW 差分放大器	DC 耦合, 48dBm OIP3 (在 140MHz), 1.1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 输入噪声密度
LTC5549	集成型 LO 倍频器的 2GHz 至 14GHz 微波混频器	超宽带双向上变频或下变频混频器, +22.8dBm IIP3 (在 12GHz), 0dBm LO 驱动, 500MHz 至 6GHz IF 带宽
LTC5548	具扩展至 DC 的 IF 频率 的 2GHz 至 14GHz 微波混频器	超宽带双向上变频或下变频混频器, +18.7dBm IIP3 (在 12GHz), 0dBm LO 驱动, 具片内倍频器, DC 至 6GHz IF 带宽
LTC5588-1	200MHz 至 6GHz 正交调制器	+31dBm OIP3, -160dBm/Hz 输出噪声层, 卓越的 ACPR 性能
具 VCO 的 RF PLL / 合成器		
LTC6946-3	具集成型 VCO 的低噪声、低杂散整数 N PLL	640MHz 至 5.79GHz, -157dBc/Hz WB 相位噪声层, -100dBc/Hz 闭环相位噪声
LTC6948	具集成型 VCO 的超低噪声分数 N 合成器	370MHz 至 6.39GHz PLL, 无 $\Delta\Sigma$ 调制器杂散, 18 位分数分母, -226dBc/Hz 归一化带内相位噪声层
ADC		
LTC2145-14	14 位、125Msps 1.8V 双通道 ADC	73.1dB SNR, 90dB SFDR, 每通道 95mW 功耗
LTC2185	16 位、125Msps 1.8V 双通道 ADC	76.8dB SNR, 90dB SFDR, 每通道 185mW 功耗
LTC2158-14	14 位、310Msps 1.8V 双通道 ADC, 1.25GHz 满功率带宽	68.8dB SNR, 88dB SFDR, 每通道 362mW 功耗, 1.32V _{P-P} 输入范围