

线性度非常高的 有源混频器

特点

- 至 3.7GHz 的宽带输出频率范围
- 在 1.95GHz RF 输出时的 IIP3 为 +24.2dBm
- 低 LO 泄漏：-42dBm
- 集成 LO 缓冲器：低 LO 驱动电平
- 单端 LO 驱动
- 宽单电源范围：3.15V 至 5.25V
- 双平衡有源混频器
- 停机功能
- 16 引脚 (4mm×4mm) QFN 封装

应用

- 蜂窝通信、W-CDMA、PHS 和 UMTS 基础设施
- 电缆下行链路基础设施
- 无线基础设施
- 固定无线接入设备
- 高线性度混频器应用

描述

LT®5521 是一款专为低失真和低 LO 泄漏应用而优化的高线性度混频器。该芯片包括一个具有单端输入的高速 LO 缓冲器和一个双平衡有源混频器。LT5521 只需 -5dBm 的 LO 输入功率便可获得超群的失真和噪声性能，并降低了对外部驱动电路的要求。在内部使 LO 缓冲器与 50Ω 阻抗相匹配，旨在实现宽带操作。

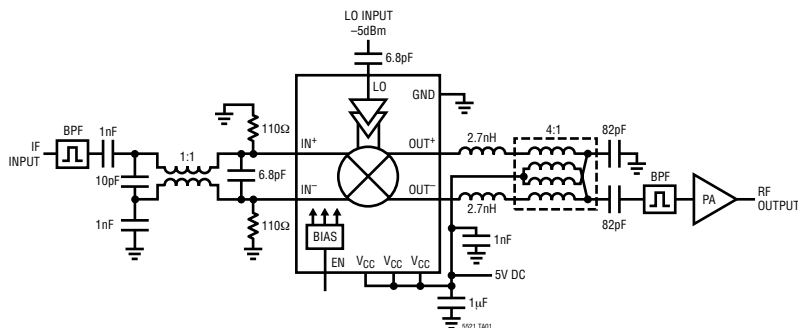
在 250MHz 输入、1.7GHz LO 和 1.95GHz 输出频率的条件下，该混频器具有 +24.2dBm 的典型 IIP3、-0.5dB 转换增益和 12.5dB 噪声系数。

LT5521 提供了出众的 LO-RF 隔离性能，从而使对输出滤波满足 LO 抑制要求的需要大为降低。

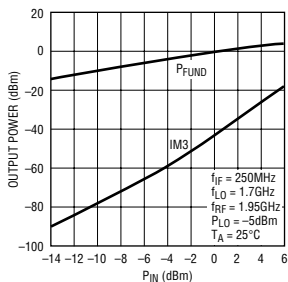
该器件是专为在 3.15V 至 5.25V 的电源电压范围内工作而设计的。

LT、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。

典型应用



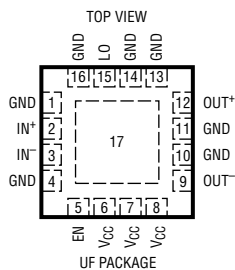
基础三阶互调失真与
输入功率的关系曲线



绝对最大额定值 (注1)

电源电压	5.5V
使能电压	-0.2V 至 $V_{CC} + 0.2V$
LO 输入功率	+10dBm
LO 输入 DC 电压	0V 至 1.5V
IF 输入功率	+10dBm
输出引脚两端的差分电压	$\pm 1.5V$
引脚 2 或引脚 3 的最大电流	34mA
工作环境温度范围	-40°C 至 85°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C
最大结温	125°C

封装 / 订购信息

 TOP VIEW 16-LEAD (4mm x 4mm) PLASTIC QFN UF PACKAGE $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 37^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 17) IS GND MUST BE SOLDERED TO PCB	产品型号
	LT5521EUF
	UF 器件标记
	5521

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

DC 电特性 $V_{CC} = 5V$ ， $EN = 2.9V$ ， $T_A = 25^{\circ}C$ ，除非特别注明。测试电路示于图 1。(注 2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源电压		3.15		5.25	V
电源电流			82	98	mA
停机电流	$EN = 0.2V$		20	100	μA
使能 (EN) 低电平 = 关断，高电平 = 接通					
使能模式	$EN =$ 高电平	2.9			V
失效模式	$EN =$ 低电平			0.2	V
使能电流	$EN = 5V$		137		μA
停机使能电流	$EN = 0.2V$		0.1		μA
接通时间 (注 3)			200		ns
关断时间 (注 4)			200		ns
LO 电压 (引脚 15)	在内部施加偏压		0.96		V
输入电压 (引脚 2, 3)	$V_{CC} = 5V$ ，内部偏压		2.20		V
	$V_{CC} = 3.3V$ ，内部偏压		0.46		V

AC 电特性 $V_{CC} = 5V$ ， $EN = 2.9V$ ， $T_A = 25^{\circ}C$ ，除非特别注明。测试电路示于图 1。(注 2)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
LO 频率范围			10 至 4000		MHz
输入频率范围			10 至 3000		MHz
输出频率范围			10 至 3700		MHz
LO 输入功率			-5	1	dBm
LO 回程损耗	$Z_0 = 50\Omega$ ， $f_{LO} = 1700MHz$		12		dB
输出回程损耗	需要匹配		12		dB
输入回程损耗 (引脚 2, 3)	需要匹配		15		dB

AC 电特性 $V_{CC} = 5V$, $EN = 2.9V$, $f_{IF} = 250MHz$, $P_{IF} = -7dBm$, $f_{LO} = 1700MHz$, $P_{LO} = -5dBm$, $f_{RF} = 1950MHz$, $T_A = 25^\circ C$ 。测试电路示于图 1。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
转换增益			-0.5		dB
转换增益变化与温度的关系			-0.009		dB/ $^\circ C$
输入 P1dB			+10		dBm
单边带噪声系数			12.5		dB
IIP3	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调		+24.2		dBm
IIP2 (注 6)	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调, $f_{LO} + f_{IF1} + f_{IF2}$		+49		dBm
LO-RF 泄漏			-42		dBm
LO-IF 泄漏			-40		dBm

$V_{CC} = 5V$, $EN = 2.9V$, $f_{IF} = 44MHz$, $P_{IF} = -7dBm$, $f_{LO} = 1001MHz$, $P_{LO} = -5dBm$, $f_{RF} = 1045MHz$, $T_A = 25^\circ C$ 。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
转换增益			-0.5		dB
转换增益变化与温度的关系			-0.012		dB/ $^\circ C$
输入 P1dB			+10		dBm
单边带噪声系数			12.8		dB
IIP3	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调		+24.5		dBm
IIP2 (注 6)	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调, $f_{LO} + f_{IF1} + f_{IF2}$		+49		dBm
LO-RF 泄漏			-38		dBm
LO-IF 泄漏			-59		dBm

$V_{CC} = 3.3V$, $EN = 2.9V$, $f_{IF} = 250MHz$, $P_{IF} = -7dBm$, $f_{LO} = 1700MHz$, $P_{LO} = -5dBm$, $f_{RF} = 1950MHz$, $T_A = 25^\circ C$ 。
(注 5)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
转换增益			-0.5		dB
转换增益变化与温度的关系			-0.013		dB/ $^\circ C$
输入 P1dB			+11		dBm
单边带噪声系数			13.5		dB
IIP3	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调		+25.8		dBm
IIP2 (注 6)	双音调, $\Delta f_{IF} = 5MHz$, $P_{IF} = -7dBm$ /音调, $f_{LO} + f_{IF1} + f_{IF2}$		+50		dBm
LO-RF 泄漏			-36		dBm
LO-IF 泄漏			-60		dBm

注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的寿命可能受损。

注 2：-40 $^\circ C$ 至 85 $^\circ C$ 工作温度范围内的指标通过设计、特征分析和统计过程控制中的相关性来保证。

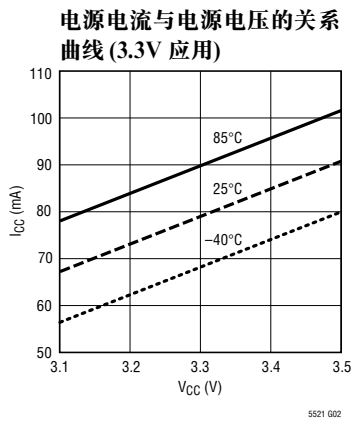
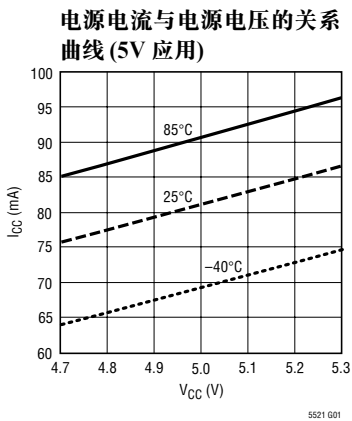
注 3：所指的是从使能输入的上升沿至 RF 输出处于其稳态输出的 1dB 范围之内时的间隔。

注 4：所指的是从使能信号的下降沿至 RF 输出功率下降 20dB 时的间隔。

注 5： $R1 = R7 = 22.6\Omega$, $Z1 = Z7 = 100nH$ 。

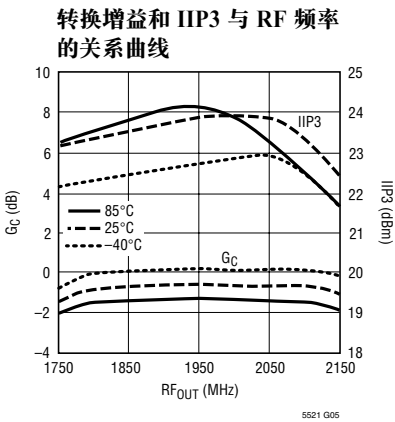
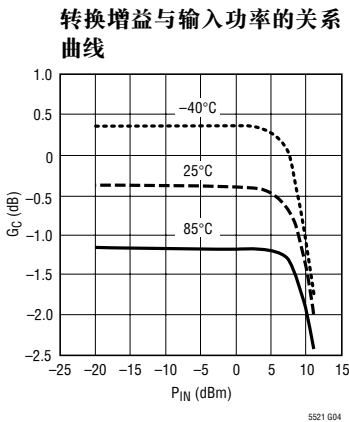
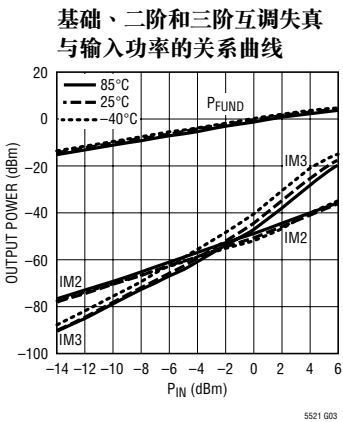
注 6：在 $f_{LO} + f_{IF1} + f_{IF2}$ 条件下测得的二次谐波失真。

典型 DC 性能特征 测试电路示于图 1。



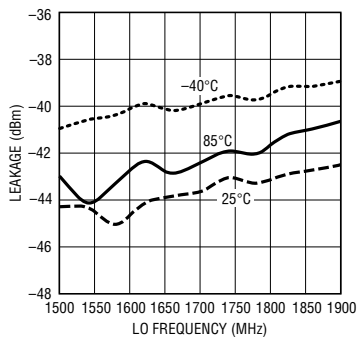
典型 AC 性能特征

$f_{LO} = 1700\text{MHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1950\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。
示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 5\text{V}$ 进行了调整。

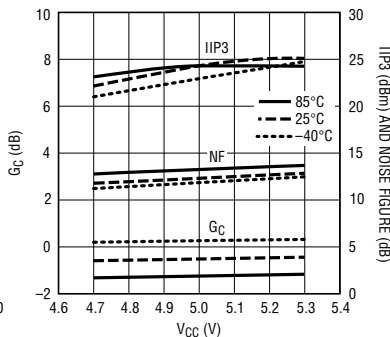


典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1700\text{MHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1950\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 5\text{V}$ 进行了调整。

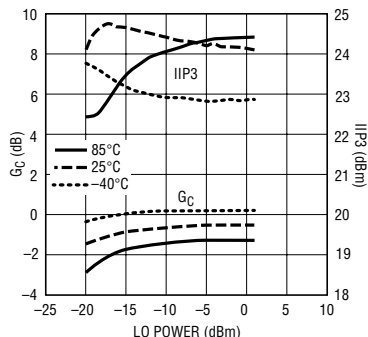
LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



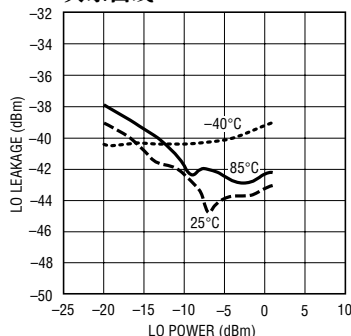
转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



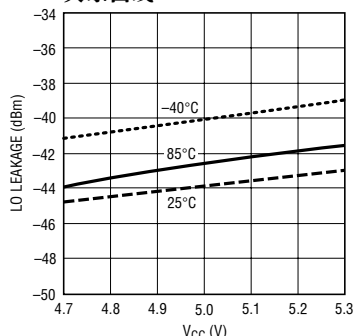
转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



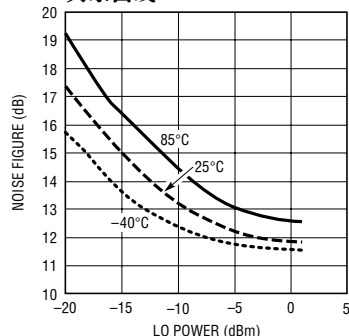
LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



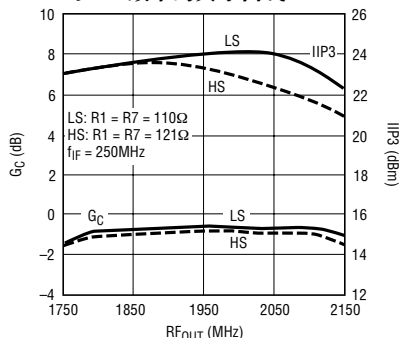
LO-RF 泄漏与电源电压的关系曲线



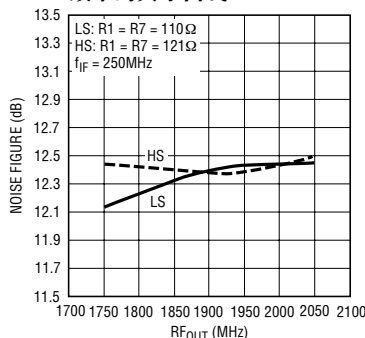
噪声系数与 LO 功率的关系曲线



低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线

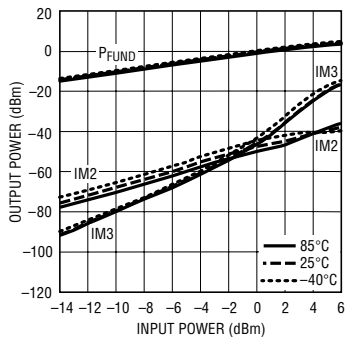


低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：噪声系数与 RF 频率的关系曲线



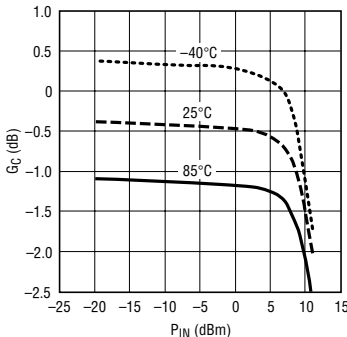
典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1001\text{MHz}$, $f_{IF} = 44\text{MHz}$, $f_{RF} = 1045\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别说明。示于图 1 中的测试电路针对 1.045GHz 输出频率进行了调整。

基础二阶和三阶互调失真与输入功率的关系曲线



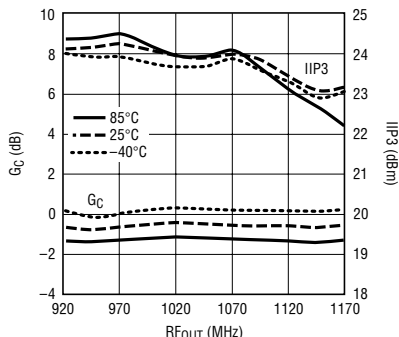
5521 G15

转换增益与输入功率的关系曲线



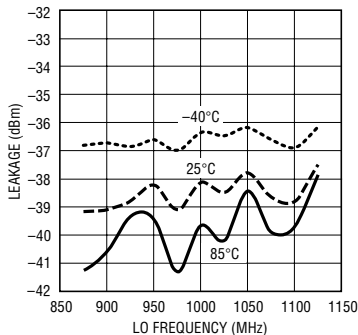
5521 G16

固定 IF 条件下转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



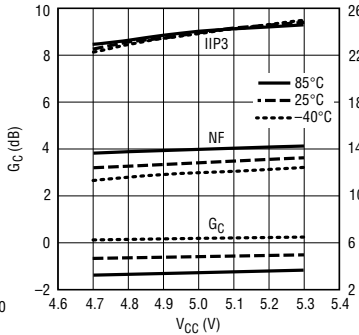
5521 G17

LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



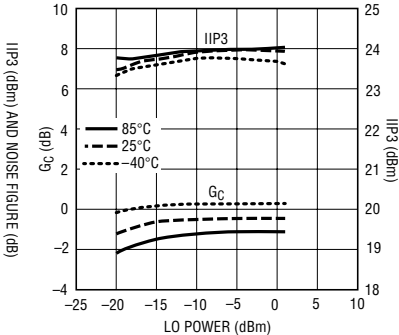
5521 G18

转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



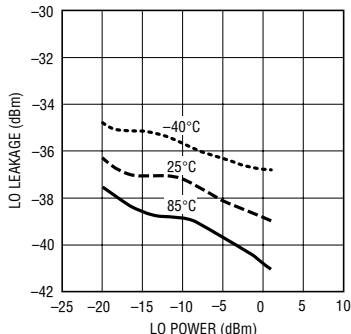
5521 G19

转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



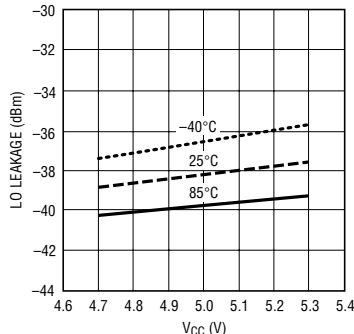
5521 G20

LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



5521 G21

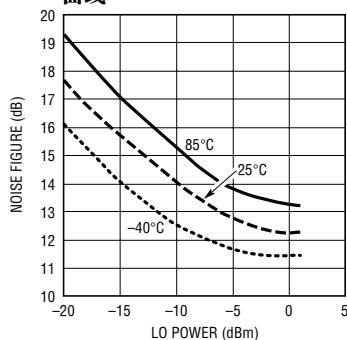
LO-RF 泄漏与电源电压的关系曲线



5521 G22

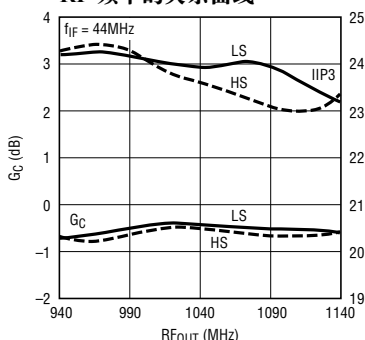
典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1001\text{MHz}$, $f_{IF} = 44\text{MHz}$, $f_{RF} = 1045\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.045GHz 输出频率进行了调整。

噪声系数与 LO 功率的关系曲线



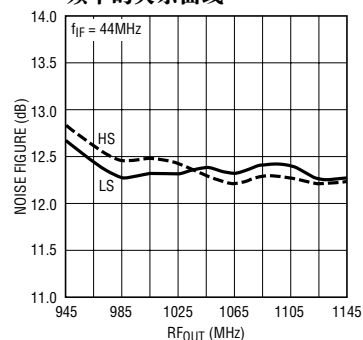
5521 G23

低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



5521 G34

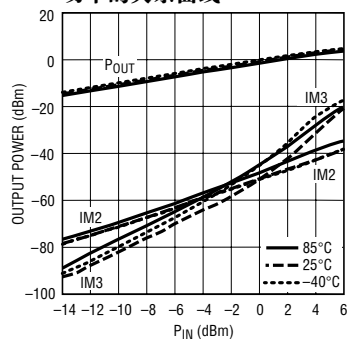
低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：噪声系数与 RF 频率的关系曲线



5521 G24

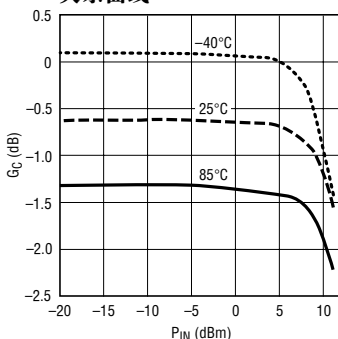
$f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 3.3\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 进行了调整。

P_{OUT} 、IM3 和 IM2 与输入功率的关系曲线



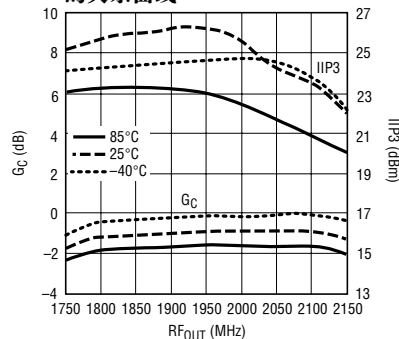
5521 G25

转换增益与输入功率的关系曲线



5521 G26

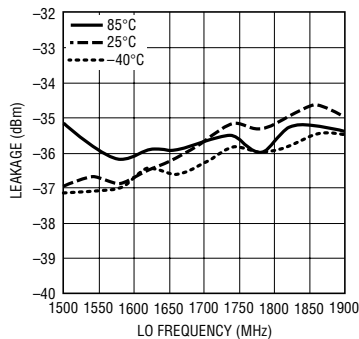
转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



5521 G27

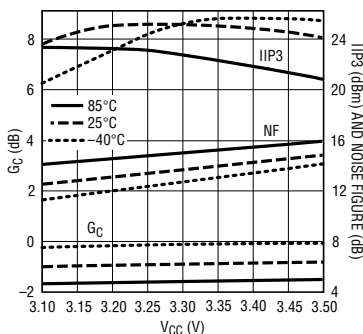
典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 3.3\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 进行了调整。

LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



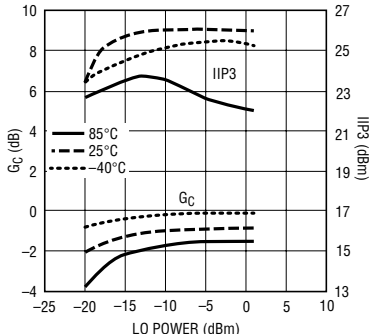
5521 G28

转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



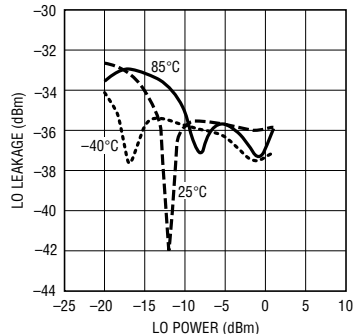
5521 G31

转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



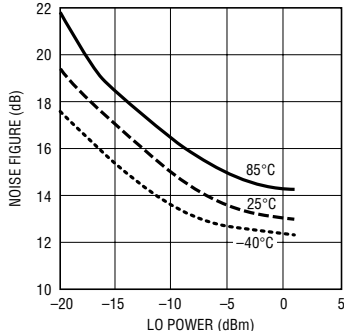
5521 G29

LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



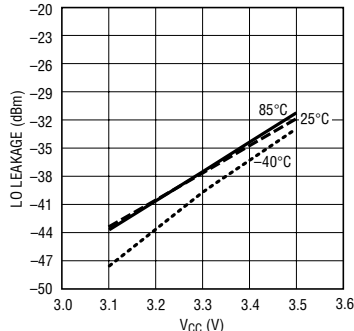
5521 G30

噪声系数与 LO 功率的关系曲线



5521 G32

LO 泄漏与电源电压的关系曲线



5521 G33

引脚功能

GND (引脚 1、4、10、11、13、14、16)：地。在内部将这些引脚连接至裸露衬垫以改善隔离度。应将这些引脚连接至电路板上的 RF 地，但并不用于通过封装的背部以取代主接地。

IN⁺、IN⁻ (引脚 2、3)：差分输入引脚。每个引脚都需要一条至地的阻性 DC 通路。请参见“应用信息”部分以选择合适的电阻器阻值。需要外部匹配。

EN (引脚 5)：使能输入引脚。使能电压应该至少为 2.9V 以接通芯片或低于 0.2V 以关断芯片。

V_{CC} (引脚 6、7、8)：电源引脚。这三个引脚吸收的

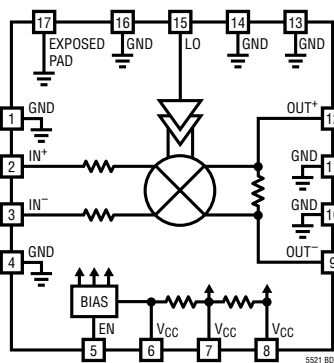
总电流为 40mA。

OUT⁺、OUT⁻ (引脚 12、9)：RF 输出引脚。这些引脚必须具有一个至电源电压的 DC 连接 (见“应用信息”)。这些引脚各吸收 20mA 电流。需要外部匹配。

LO (引脚 15)：本机振荡器输入。在内部给该输入施加 0.96V 的 DC 偏压。必须对输入信号进行 AC 耦合。

裸露衬垫 (引脚 17)：用于整个 IC 的电路地返回端。为了获得最佳性能，必须将该引脚焊接至印刷电路板。

方框图



测试电路

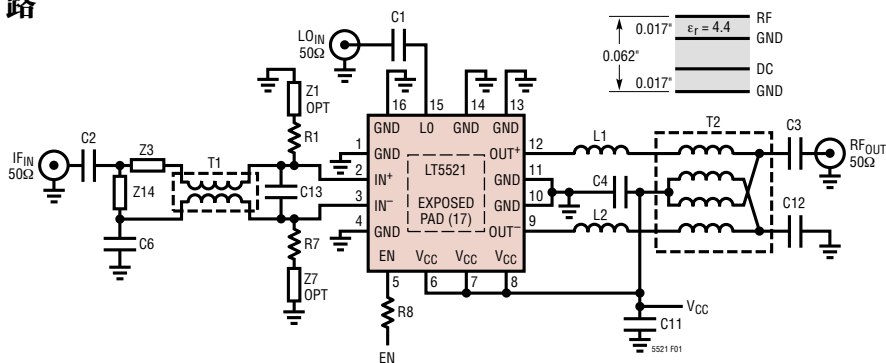


图 1：演示电路板原理图

表 1：演示电路板使用元件清单^{1,2}

REF	$f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$ $f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $V_{CC} = 5\text{V}$	$f_{IF} = 44\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.045\text{GHz}$ $f_{LO} = 1.001\text{GHz}$, $V_{CC} = 5\text{V}$	$f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$ $f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $V_{CC} = 3.3\text{V}$
R1, R7	110 Ω , 1%	110 Ω , 1%	22.6 Ω , 1%
Z14	10pF	120nH	10pF
Z3	0 Ω	150pF	0 Ω
L1, L2	2.7nH	10nH	2.7nH
T1	M/A-COM MABACT0010 ³	M/A-COM MABACT0010 ³	M/A-COM MABACT0010 ³
T2	M/A-COM ETC1.6-4-2-3	M/A-COM ETC1.6-4-2-3	M/A-COM ETC1.6-4-2-3
C1, C13	6.8pF	27pF	6.8pF
C3	82pF	3.9pF	82pF
C12	82pF	1nF	82pF
C2, C4, C6	1nF	1nF	1nF
C11	1 μF	1 μF	1 μF
Z1, Z7	0 Ω	0 Ω	100nH
THIS COMPONENT CAN BE REPLACED BY PCB TRACE ON FINAL APPLICATION			
R8	10k	10k	10k

注 1：表中所列数值用于特性分析测量。

注 2：原理图中示出的元件均列于表中，以便与演示电路板保持一致。如果未给出元件的参数值，则在该处未安装元件。

注 3：T1 也可以采用 M/A-COM ETC1-1-1-3 和 Sprague Goodman GLSW4M202。这些替代变压器已经过测量，具有相似的性能。

应用信息

LT5521 是一款高线性度双平衡有源混频器。该芯片包括一个双平衡混频器内核、一个高性能 LO 缓冲器以及相关的偏置和使能电路。该芯片是专为采用一个电压范围为 3.15V 至 5.25V 的工作电源而设计的。

表 2：端口阻抗

频率 (MHz)	差分输入	差分输出	单端 LO
50	19.8 + j0.7	282.2 - j8.4	49.9 + j0.1
100	20.1 + j2.0	282.3 - j20.8	49.8 + j0.3
300	18.2 + j5.3	262.3 - j55.1	49.2 + j0.9
600	15.2 + j16.8	231.4 - j67.0	47.7 + j2.0
1000	14.5 + j28.1	215.0 - j124.5	45.3 + j2.8
1500	20.5 + j42.3	109.5 - j158.0	43.3 + j2.8
2000	48.2 + j26.8	52.9 - j92.1	43.0 + j3.3
2300	18.2 + j29.4	61.6 - j74.2	43.4 + j4.6
3200	22.4 + j125.1	14.2 - j27.5	44.6 + j14.0
3500		27.9 - j4.4	42.4 + j17.9
4000		42.8 - j16.0	38.6 + j22.8

信号输入接口

图 2 示出了 LT5521 的信号输入。信号输入引脚与混频器四差分对的共发射极节点相连。差分 IN⁺/IN⁻ 阻抗的实数部分为 20Ω。混频器内核电流由外部电阻器 R1 和 R7 来设定。当将其阻值设定为 110Ω 时，输入端上的标称 DC 电压为 2.2V 以及 V_{CC} = 5V。图 3 示出了一个匹配输入在 250MHz 频率条件下的输入回程损耗。

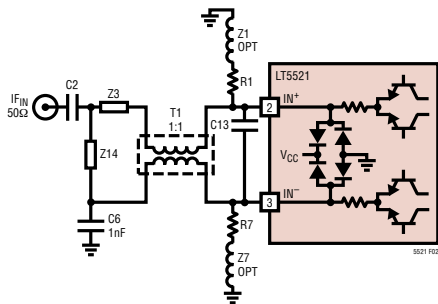


图 2：采用外部匹配的信号输入

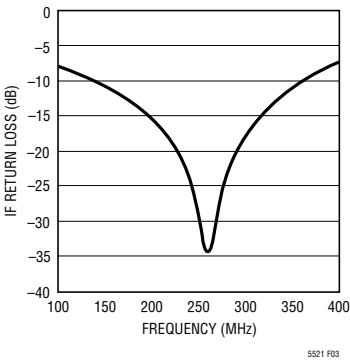


图 3：IF 输入回程损耗

对于 100MHz 以上的输入频率，建议使用一个具有 1:1 阻抗比的宽带阻抗匹配变压器。表 3 提供了采用 M/A-COM CT0010 变压器 (图 1 中的 T1) 来与不同的 IF 频率相匹配时所需的元件值。

表 3：采用 M/A-COM CT0010 的输入匹配所需的元件值

IF	C2	Z14	Z3
44MHz	1000pF	120nH	150pF
95MHz	820pF	33pF	27nH
120MHz	1000pF	27pF	18nH
150MHz	330pF	22pF	10nH
170MHz	330pF	18pF	6.8nH
250MHz	82pF	10pF	0Ω
300MHz	15pF	3.9pF	0Ω
435MHz	8.2pF	0.5pF	0Ω
520MHz	6.8pF	未采用	0Ω

在 100MHz 以下，对于一个较宽的输入匹配，Mini-Circuits TCM2-1T 或 Pulse CX2045 则是更好的选择。该配置示于图 4。1nF 的串联电容器能够在提供输入之间的 DC 隔离的同时维持差分对称。这有助于改善 LO 抑制。

并联电容器 C13 (图 2) 是一个跨接在输入引脚上的任选电容器，它可以显著改善 LO 抑制。虽然这个电容器是任选的，但它对于调节 LO 抑制、减小器件与器件之间的偏差却是很重要的。应根据 IF 输入频率和 LO 频率来对该电容器进行优化。采用较小的

应用信息

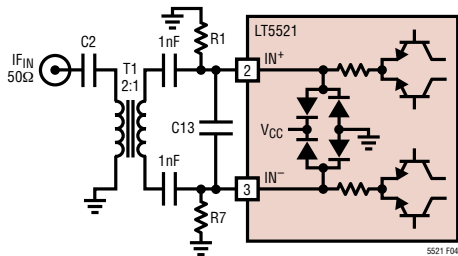


图 4：低频信号输入

C13 数值将减弱对 LO 输出抑制的影响；而采用较大的 C13 数值则会使转换增益下降。

也可在未采用输入变压器的情况下使一个单端 50Ω 信号源与 LT5521 的差分信号输入相匹配。图 5 示出了一种用于分立式平衡-不平衡转换器的拓扑结构实例，而表 4 罗列了针对几种不同频率的元件值。分立式输入匹配从本质上是窄带的。对于 200MHz 以上的输入频率，至输出的 LO 抑制性能有所劣化，且噪声系数下降了 4dB。噪声系数劣化在较低输入频率时会更坏。

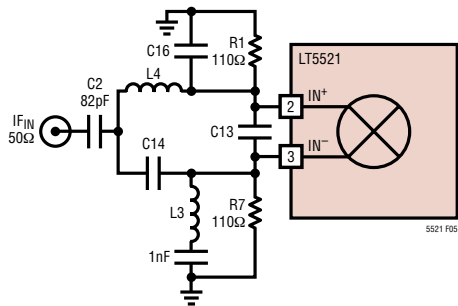


图 5：另一种采用低成本分立元件的无变压器型输入电路

表 4：用于分立桥式平衡-不平衡转换器信号输入匹配的元件值

IF (MHz)	C14, C16 (pF)	L3, L4 (nH)
220	22	22
250	18	18
640	4.7	4.7

电源电压下降条件下的操作

外部电阻器 R1 和 R7 (图 2) 负责设定流经混频器内核的电流。为了获得最佳的失真性能，这些电阻器阻值的选择应将流过混频器内核的总电流维持在 40mA (每侧 20mA)。当电源电压为 5V 时，R1 和 R7 应为 110Ω。表 5 列出了不同电源电压条件下 R1 和 R7 的推荐阻值。**警告：采用低于推荐阻值的电阻器会对器件操作产生不利影响或损坏器件。**

表 5：最小外部电阻器阻值与电源电压的对应关系

V _{CC} (V)	R1, R7 (Ω)
5	110
4.5	82.5
4	54.9
3.5	38.3
3.3	23.2

外部电阻器 R1 和 R7 之间失配过大将使器件性能 (尤其是 LO 抑制性能) 劣化。为了获得最佳性能，建议采用具有 1% 失配的电阻器。

图 2 示出了与 R1 和 R7 串联的 RF 扼流圈。这些电感器是任选的。一般来说，扼流圈可在 3.3V 电源电压条件下 (即 R1 和 R7 阻值最小时) 使转换增益和噪声系数得到 2dB 的改善。在为维持 LO 抑制性能而推荐的 1% 源电阻失配中，必须把 RF 扼流圈的 DC 电阻偏差考虑在内。

图 6 示出了当外部源电阻 (R1、R7) 改变而电源电流保持恒定时 LT5521 的典型性能。图 6 中的数据是在未采用输入扼流圈的情况下获得的，由图可见增益将随输入电阻器 R1 和 R7 阻值的减小而逐渐下降。图 7 示出了当电源电压固定而内核电流改变 (通过调节外部电阻器 R1 和 R7 的阻值来完成) 时器件的典型工作特性。减小内核电流可降低功耗并改善噪声系数，但失真性能有所下降。图 8 显示了 3.3V 电源电压条件下与源电阻串联的 RF 扼流圈对器件性能的影响。转换增益和噪声系数改善了 2dB，以及 IIP3 则相应地减少。

应用信息

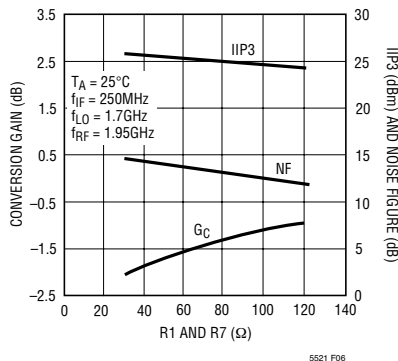


图 6：IIP3、 G_C 和噪声系数与外部电阻的关系曲线，恒定内核电流 (可变电源电压)

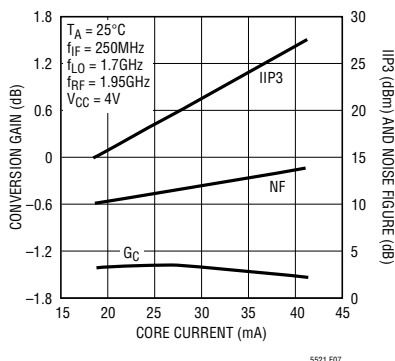


图 7：IIP3、 G_C 和噪声系数与内核电流的关系曲线，恒定电源电压

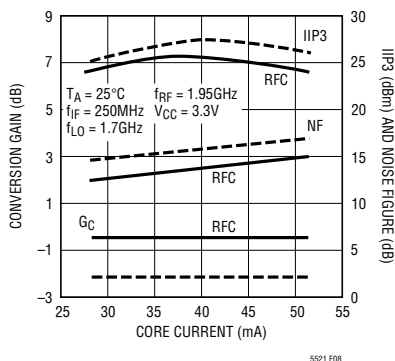


图 8：3.3V 电源电压条件下采用和未采用输入 RF 扼流圈时的器件性能比较

用户可对 LT5521 的偏置进行修整以满足独特的系统要求。建议选用一个尽可能大的源电阻，以便最大限度地降低器件对电源电压波动的敏感度。

输出接口

在至输出引脚的 PCB 上必须提供一个至 V_{CC} 的 DC 连接。这些引脚将各从电源吸收约 20mA 的电流。在芯片上，输出引脚之间具有一个标称值为 300Ω 的差分电阻。图 9 示出了一个采用外部平衡-不平衡转换器来提供差分至单端转换的典型匹配电路。

LO 抑制和 2xLO 抑制会受到外部输出匹配电路对称性的影响。PCB 设计必须尽可能多地保持输出引脚的印制线布局对称性，以实现这些信号的最小化。

M/A-COM ETC1.6-4-2-3 4:1 变压器 (图 9 中的 T2) 适合于输出频率在 500MHz 至 2700MHz 之间的应用。如图 9 所示，不同频率条件下的输出匹配是通过增设与输出端串联的电感器 ($L1$ 、 $L2$) 和 DC 隔离电容器 $C3$ 来实现的。表 6 规定了针对不同匹配配置的输出匹配的中心频率和带宽。图 10 示出了 1GHz 和 2GHz 应用的典型输出回程损耗与频率的关系曲线。电容器 $C12$ 在 RF 输出频率条件下提供了一个稳固的 AC 地。

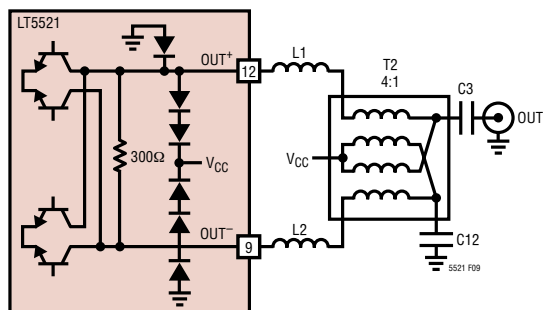
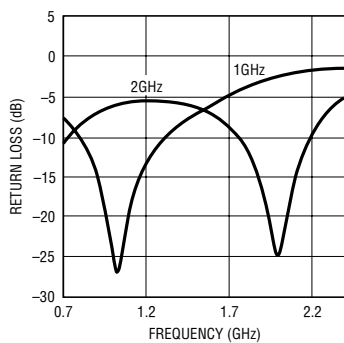


图 9：采用外部匹配元件的简化输出电路

应用信息

表 6：采用 M/A-COM ETC1.6-4-2-3 输出变压器的匹配元件值

f_{OUT}	L1, L2	C3	C12	Δf (10dB RL)
2.4GHz	0nH	82pF	82pF	450MHz
2.2GHz	1nH	82pF	82pF	430MHz
2.0GHz	2.7nH	82pF	82pF	400MHz
1.7GHz	4.7nH	82pF	82pF	400MHz
1.3GHz	10nH	82pF	82pF	400MHz
1.0GHz	10nH	3.9pF	1nF	500MHz



5521 F10

图 10：输出回程损耗与频率的关系曲线

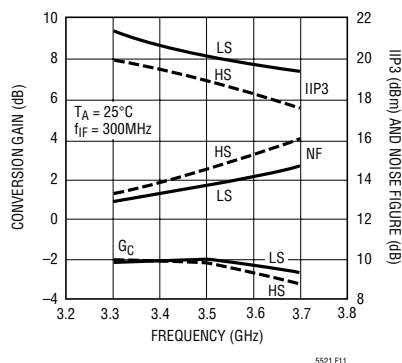
对于 LO 和输出频率低于 1GHz 的应用，建议输出元件 T2 采用 M/A-COM MABAES0054。该变压器能够保持较好的低频输出对称。表 7 列出了一个采用 M/A-COM MABAES0054 的 750MHz 输出匹配所需的元件。

表 7：采用 M/A-COM MABAES0054 输出变压器的匹配元件值

f_{OUT}	L1, L2	C3	C12	Δf (10dB RL)
750MHz	33nH	82pF	1nF	500MHz

混合平衡-不平衡转换器为差分至单端转换提供一种低成本替代方案。转换增益、IIP3、噪声系数和 LO 抑制等关键性能参数基本上不受这些变压器的影响。然而，其在工作频率范围之外的有限带宽和下降的对称性却会使高次 LO 谐波（尤其是 $2 \times LO$ ）抑制性能劣化。例如，Murata LBD21 系列混合平衡-不平衡转换器就可以在低至 840MHz 和高至 2.4GHz 的输出频率条件下使用。

Johanson Technology 公司提供了可在 3.4GHz 至 4GHz 频率范围内使用的 3700BL15B100S 混合平衡-不平衡转换器。利用附加匹配，该变压器可用于频率范围在 3.3GHz 至 3.7GHz 的应用。LT5521 的性能实例示于图 11。



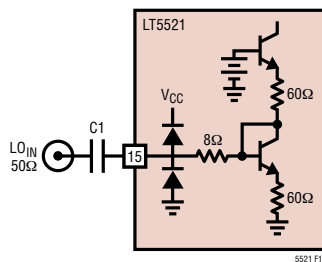
5521 F11

图 11：LT5521 在一个采用低压侧 (LS) 和高压侧 (HS) LO 注入来调谐至 3.5GHz 频率的应用中的性能

LO 接口

在内部使 LO 输入与 50Ω 阻抗相匹配。它具有一个 960mV 的内部 DC 偏压。需要外部 AC 耦合。图 12 示出了 LO 输入的一个简化原理图。对 LO 输入进行过驱动将使混频器的性能显著下降。对于正常操作，LO 输入功率不应超过 +1dBm。只需选择大小足以实现期望的 LO 输入回程损耗的 C1(图 12) 即可。这利用 LO 缓冲器减小了外部低频信号放大。

对于 LO 频率范围在 2.1GHz 至 2.4GHz 的应用，LT5521 通过使流经混频器内核的电流略有减小



5521 F12

图 12：简化的 LO 输入电路

应用信息

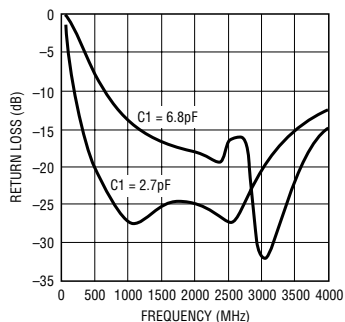


图 13：LO 端口回程损耗

而实现了失真和噪声性能的改善。相应地，在一个工作于该 LO 频率范围内的 5V 应用中，推荐的源电阻器阻值 (R1 和 R7) 增加至 121 Ω 。

使能接口

图 14 示出了 EN 引脚接口的简化原理图。接通 LT5521 所需的电压为 2.9V。如欲使芯片失效，则使能电压必须低于 0.2V。如果 EN 引脚未连接，则芯片失效。然而，建议在正常操作状态下不要将任何引脚浮置。

EN 引脚电压绝对不能比 V_{CC} (电源电压) 高出 0.2V 以上，这一点很重要。如果发生这种情况，则电源电流有可能通过 EN 引脚 ESD 保护二极管来提供，因而存在损坏 IC 的危险。在演示电路板上插装了一个与 EN 引脚相串联及阻值为 10k Ω 的电阻器 R8 (图 1) 以保护 EN 引脚，避免因疏忽而导致 IC 受损。在进行定时测量时，用一个 0 Ω 电阻器来替换该

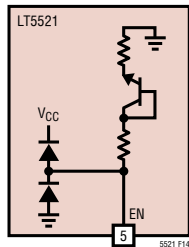


图 14：使能输入电路

电阻。如果不需要停机功能，则 EN 引脚应直接连接至 PCB 上的 V_{CC} 电源。

电源去耦

建议采用图 1 给出的原理图所示的电源去耦，以最大限度地减少通过电源耦合至输出端的寄生信号。

ACPR 性能

凭借其高线性和低噪声，LT5521 可在多种应用中提供出众的 ACPR 性能。例如，图 15 和 16 示出了 1.95GHz 输出频率条件下单通道和四通道 64 DPCH W-CDMA 信号的 ACPR 和相间通道 (Alternate Channel) 测量结果。

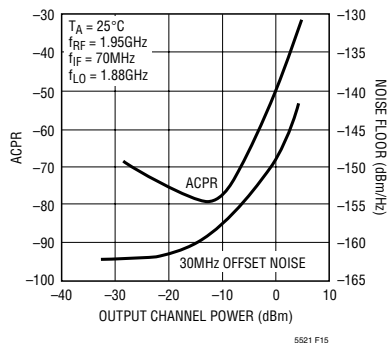


图 15：单通道 W-CDMA ACPR 和 30MHz 偏移噪声性能

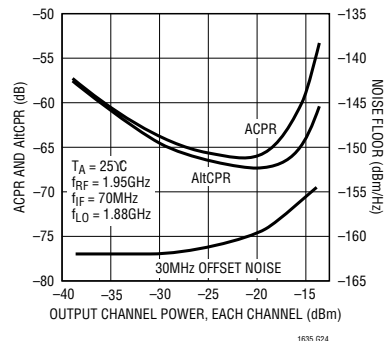


图 16：四通道 W-CDMA ACPR、AltCPR 和 30MHz 偏移噪声层

应用信息

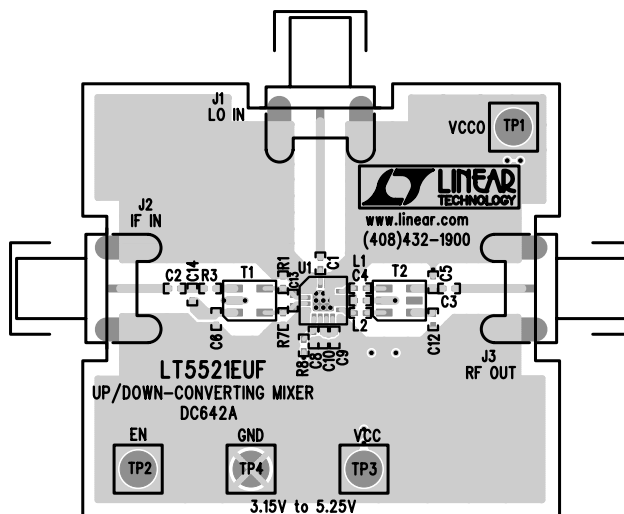


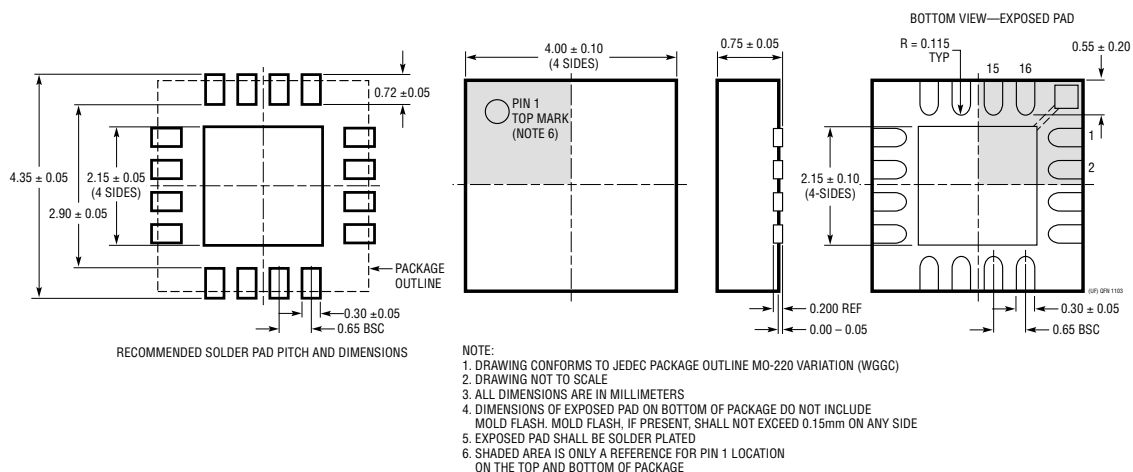
图 17：演示电路板顶视图

封装描述

UF 封装

16 引脚塑料 QFN (4mm × 4mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1692)



相关器件

器件型号	描述	备注
基础设施		
LT5511	高线性度上变频混频器	RF 输出至 3GHz, 17dBm IIP3, 集成 LO 缓冲器
LT5512	DC 至 3GHz 高信号电平下变频混频器	DC 至 3GHz, 21dBm IIP3, 集成 LO 缓冲器
LT5514	超低失真、宽带数字控制增益放大器/ADC 驱动器	BW = 850MHz, OIP3 = 47dBm (在 100MHz), 22.5dB 增益控制范围
LT5515	1.5GHz 至 2.5GHz 直接转换正交解调器	20dBm IIP3, 集成 LO 正交发生器
LT5516	0.8GHz 至 1.5GHz 直接转换正交解调器	21.5dBm IIP3, 集成 LO 正交发生器
LT5517	40MHz 至 900MHz 正交解调器	21dBm IIP3, 集成 LO 正交发生器
LT5519	0.7GHz 至 1.4GHz 高线性度上变频混频器	1GHz 时的 17.1dBm IIP3, 采用 50Ω 匹配的集成 RF 输出变压器, 单端 LO 和 RF 端口操作
LT5520	1.3GHz 至 2.3GHz 高线性度上变频混频器	1.9GHz 时的 15.9dBm IIP3, 采用 50Ω 匹配的集成 RF 输出变压器, 单端 LO 和 RF 端口操作
LT5522	600MHz 至 2.7GHz 高信号电平下变频混频器	4.5V 至 5.25V 电源, 在 900MHz 时的 25dBm IIP3, NF = 12.5dB, 50Ω 单端 RF 和 LO 端口
RF 功率检波器		
LT5504	800MHz 至 2.7GHz RF 测量接收器	80dB 动态范围, 温度补偿, 2.7V 至 5.25V 电源
LTC [®] 5505	动态范围大于 40dB 的 RF 功率检波器	300MHz 至 3GHz, 温度补偿, 2.7V 至 6V 电源
LTC5507	100kHz 至 1000MHz RF 功率检波器	100kHz 至 1GHz, 温度补偿, 2.7V 至 6V 电源
LTC5508	300MHz 至 7GHz RF 功率检波器	44dB 动态范围, 温度补偿, SC70 封装
LTC5509	300MHz 至 3GHz RF 功率检波器	36dB 线性动态范围, 低功耗, SC70 封装
LTC5530	300MHz 至 7GHz 精准 RF 功率检波器	精准 V _{OUT} 偏移控制, 停机, 可调增益
LTC5531	300MHz 至 7GHz 精准 RF 功率检波器	精准 V _{OUT} 偏移控制, 停机, 可调偏移电压
LTC5532	300MHz 至 7GHz 精准 RF 功率检波器	精准 V _{OUT} 偏移控制, 停机, 可调增益和偏移电压
LT5534	50MHz 至 3GHz RF 功率检波器	60dB 动态范围, 温度补偿, SC70 封装
低电压 RF 单元式部件		
LT5500	1.8GHz 至 2.7GHz 接收机前端	1.8V 至 5.25V 电源, 双增益 LNA, 混频器, LO 缓冲器
LT5502	具有 RSSI 的 400MHz 正交 IF 解调器	1.8V 至 5.25V 电源, 70MHz 至 400MHz IF, 84dB 限幅增益, 90dB RSSI 范围
LT5503	1.2GHz 至 2.7GHz 直接 IQ 调制器和上变频混频器	1.8V 至 5.25V 电源, 四级 RF 功率控制, 120MHz 调制带宽
LT5506	具有 VGA 的 500MHz 正交 IF 解调器	1.8V 至 5.25V 电源, 40MHz 至 500MHz IF, -4dB 至 57dB 线性功率增益, 8.8MHz 基带带宽
LT5546	具有 VGA 和 17MHz 基带带宽的 500MHz 正交 IF	17MHz 基带带宽, 40MHz 至 500MHz IF, 1.8V 至 5.25V 电源, -7dB 至 56dB 线性功率增益
RF 功率控制器		
LTC1757A	RF 功率控制器	多频段 GSM/DCS/GPRS 移动电话
LTC1758	RF 功率控制器	多频段 GSM/DCS/GPRS 移动电话
LTC1957	RF 功率控制器	多频段 GSM/DCS/GPRS 移动电话
LTC4400	采用 SOT-23 封装的 RF PA 控制器	多频段 GSM/DCS/GPRS 移动电话, 45dB 动态范围, 450kHz 环路带宽
LTC4401	采用 SOT-23 封装的 RF PA 控制器	多频段 GSM/DCS/GPRS 移动电话, 45dB 动态范围, 250kHz 环路带宽
LTC4403	面向 EDGE/TDMA 的 RF 功率控制器	多频段 GSM/GPRS/EDGE 移动电话