

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
- 待机功能
- 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。

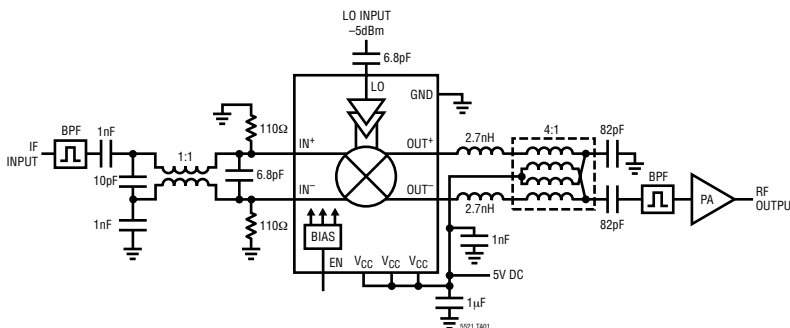
在 250MHz 输入、1.7GHz LO 和 1.95GHz 输出频率的条件下，该混频器具有 +24.2dBm 的典型 IIP3、-0.5dB 转换增益和 12.5dB 噪声系数。

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。

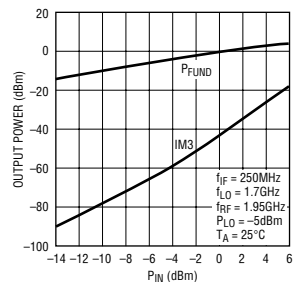
该器件是专为在 3.15V 至 5.25V 的电源电压范围内工作而设计的。

、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

| | |
|--|-----------|
| | 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 |
| 待机电流 | $EN = 0.2V$ | | 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 |
| 待机使能电流 | $EN = 0.2V$ | | 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/°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/°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/°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°C 至 85°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。

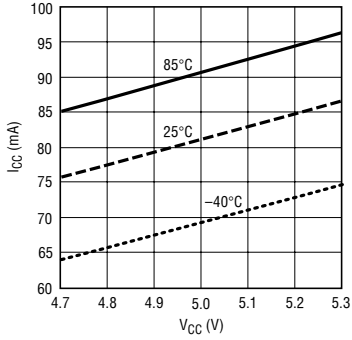
注 4：所指的是从使能信号的下降沿至 RF 输出功率下降 20dB 时的间隔。

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。

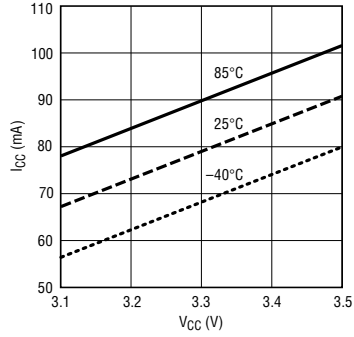
典型 DC 性能特征 测试电路示于图 1。

电源电流与电源电压的关系曲线 (5V 应用)



5521 001

电源电流与电源电压的关系曲线 (3.3V 应用)

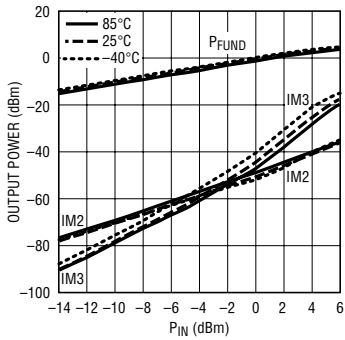


5521 002

典型 AC 性能特征

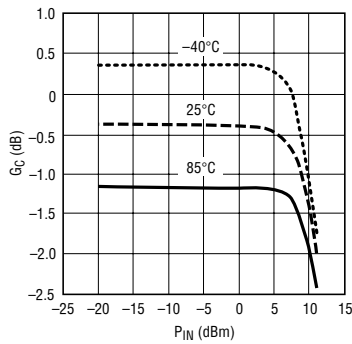
$f_{LO} = 1700\text{MHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1950\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 5\text{V}$ 进行了调整。

基础、二阶和三阶互调失真与输入功率的关系曲线



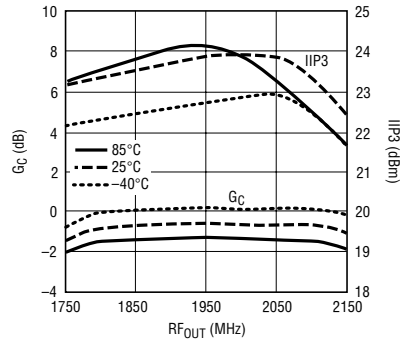
5521 003

转换增益与输入功率的关系曲线



5521 004

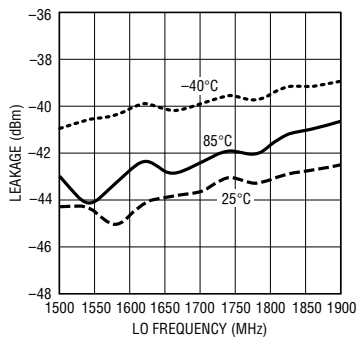
转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



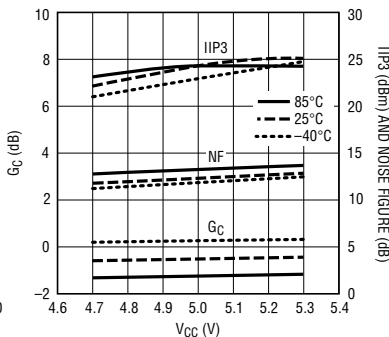
5521 005

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。

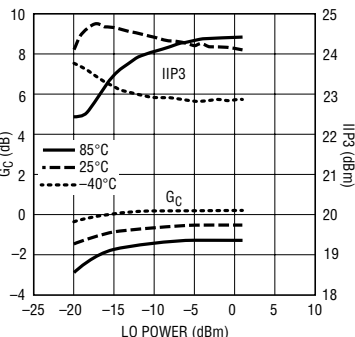
LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



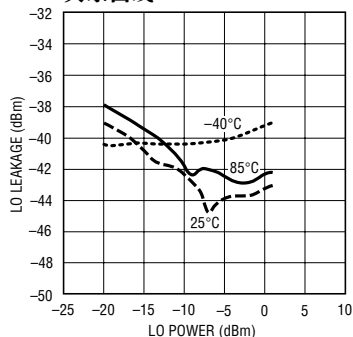
转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



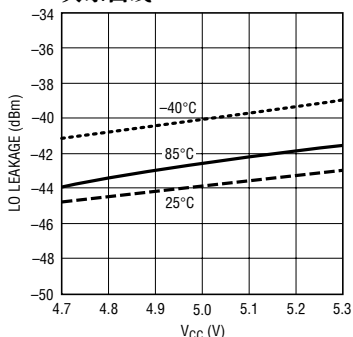
转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



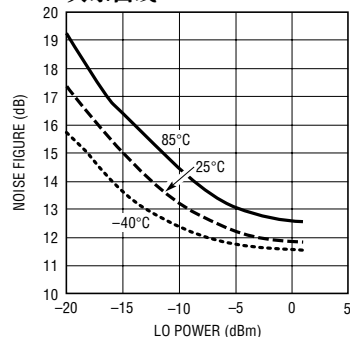
LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



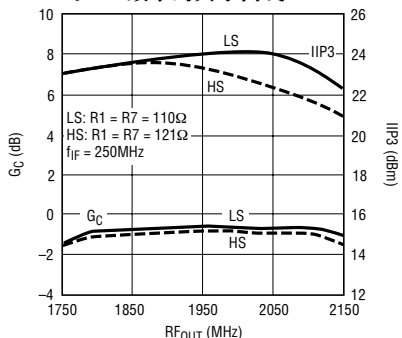
LO-RF 泄漏与电源电压的关系曲线



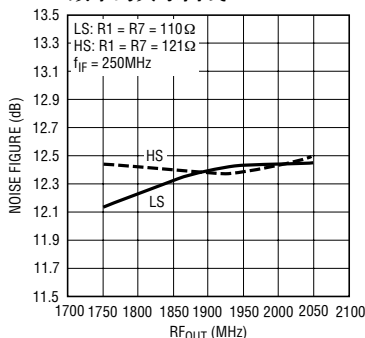
噪声系数与 LO 功率的关系曲线



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

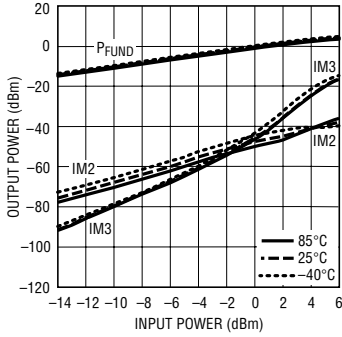


低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：噪声系数与 RF 频率的关系曲线



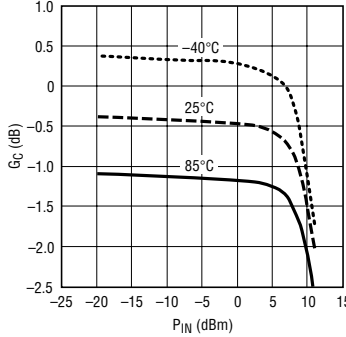
典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1001\text{MHz}$, $f_{IF} = 44\text{MHz}$, $f_{RF} = 1045\text{MHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别说明。示于图 1 中的测试电路针对 1.045GHz 输出频率进行了调整。

基础二阶和三阶互调失真与输入功率的关系曲线



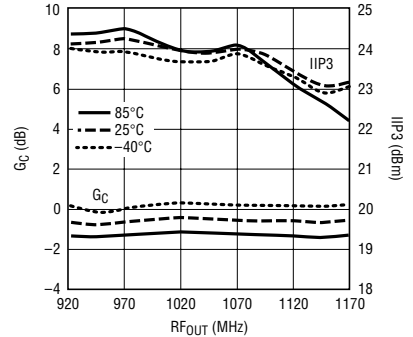
5521 G15

转换增益与输入功率的关系曲线



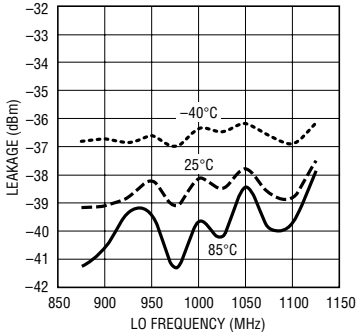
5521 G16

固定 IF 条件下转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



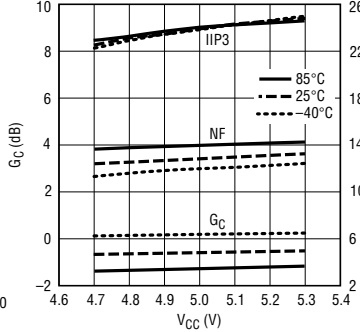
5521 G17

LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



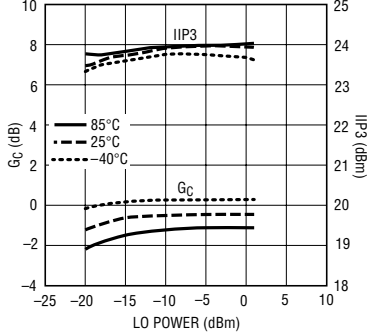
5521 G18

转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



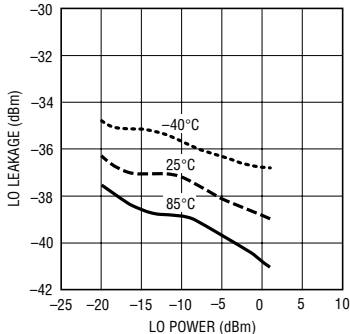
5521 G19

转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



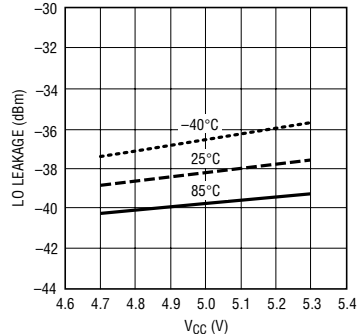
5521 G20

LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



5521 G21

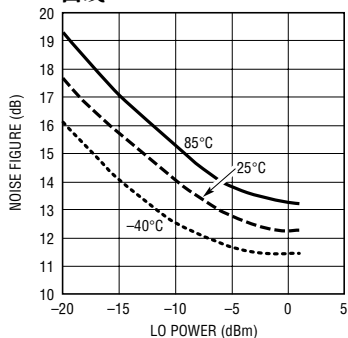
LO-RF 泄漏与电源电压的关系曲线



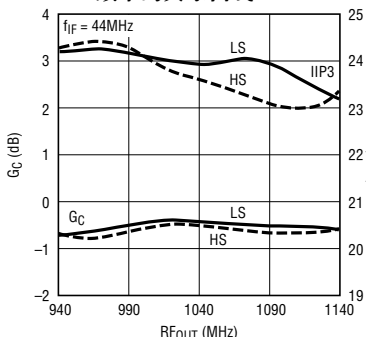
5521 G22

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。

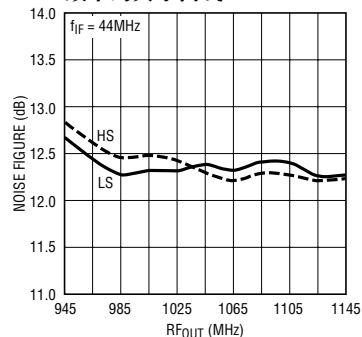
噪声系数与 LO 功率的关系曲线



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

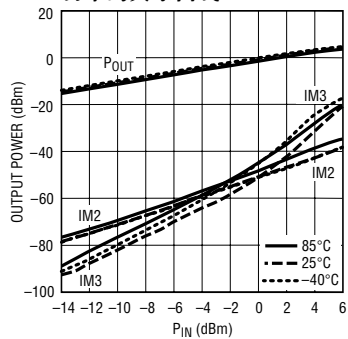


低压侧 LO (LS) 和高压侧 LO (HS) 比较：噪声系数与 RF 频率的关系曲线

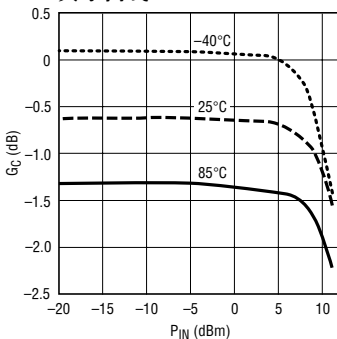


$f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 3.3\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 进行了调整。

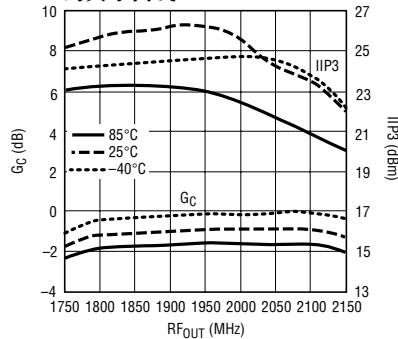
P_{OUT} 、IM3 和 IM2 与输入功率的关系曲线



转换增益与输入功率的关系曲线

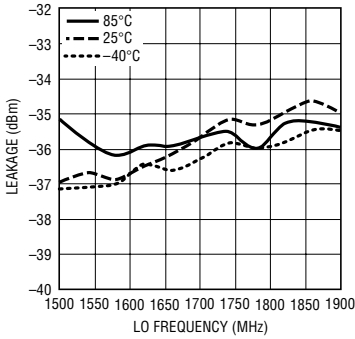


转换增益和 IIP3 与 RF 频率的关系曲线



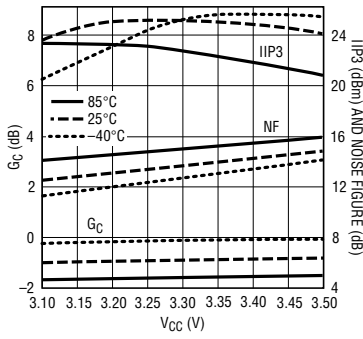
典型 AC 性能特征 $f_{LO} = 1.7\text{GHz}$, $f_{IF} = 250\text{MHz}$, $f_{RF} = 1.95\text{GHz}$, $P_{LO} = -5\text{dBm}$, $V_{CC} = 3.3\text{V}$, $EN = 2.9\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, 除非特别注明。示于图 1 中的测试电路针对 1.95GHz 输出频率和 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 进行了调整。

LO-RF 泄漏与 LO 频率的关系曲线



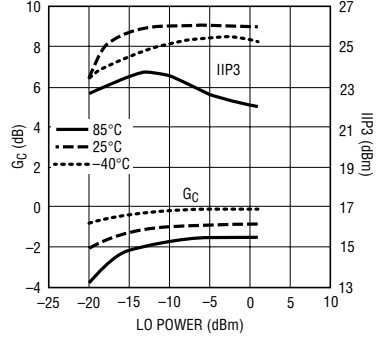
5521 G28

转换增益、IIP3 和噪声系数与电源电压的关系曲线



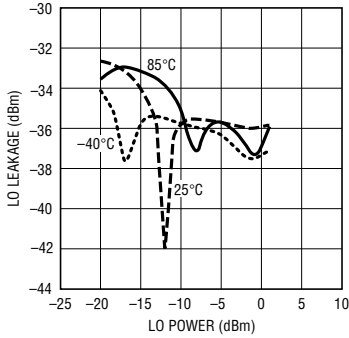
5521 G31

转换增益和 IIP3 与 LO 功率的关系曲线



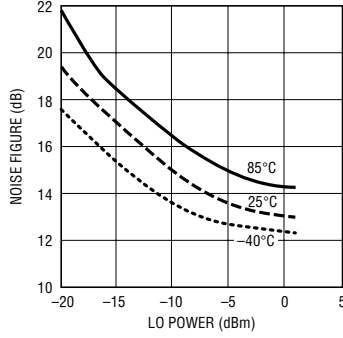
5521 G29

LO-RF 泄漏与 LO 功率的关系曲线



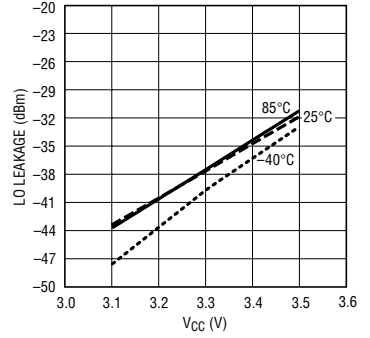
5521 G30

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

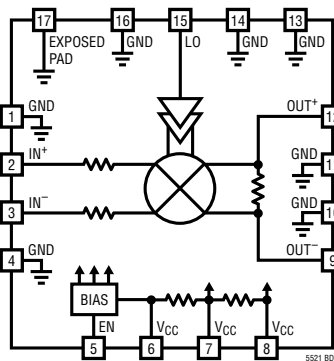
总电流为 40mA。

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

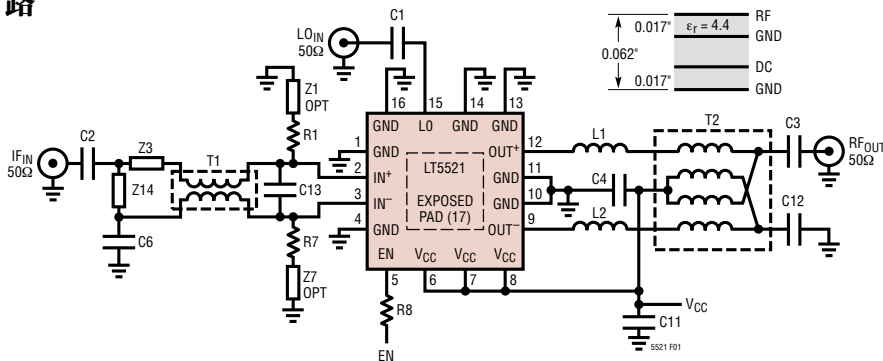


图 1：演示电路板原理图

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 | 110Ω, 1% | 110Ω, 1% | 22.6Ω, 1% |
| Z14 | 10pF | 120nH | 10pF |
| Z3 | 0Ω | 150pF | 0Ω |
| 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 | 1μF | 1μF | 1μF |
| Z1, Z7 | 0Ω | 0Ω | 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，则在该处未插装元件。

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。

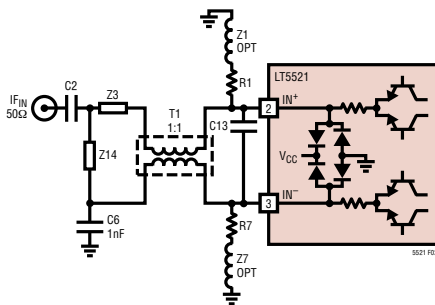


图 2：采用外部匹配的信号输入

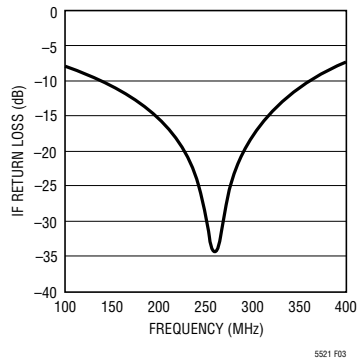


图 3：IF 输入回程损耗

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

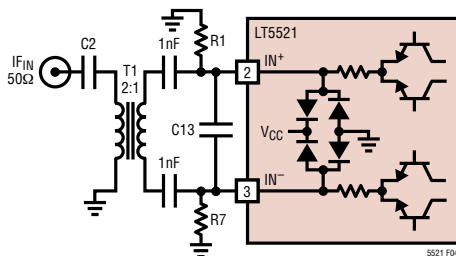


图 4：低频信号输入

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。

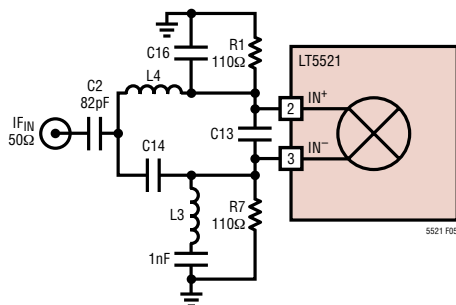


图 5：另一种采用低成本分立元件的无变压器型输入电路

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

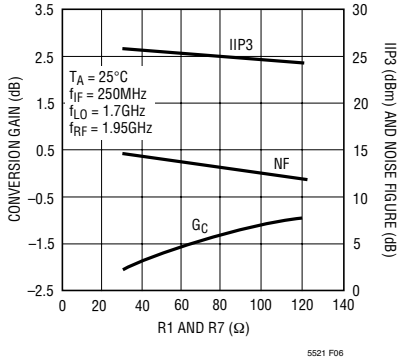


图 6：IIP3、 G_C 和噪声系数与外部电阻的关系曲线，恒定内核电流(可变电源电压)

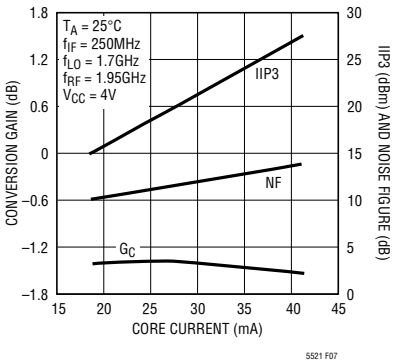


图 7：IIP3、 G_C 和噪声系数与内核电流的关系曲线，恒定电源电压

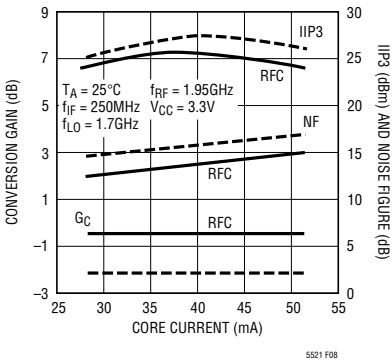


图 8：3.3V 电源电压条件下采用和未采用输入 RF 扼流圈时的器件性能比较

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。

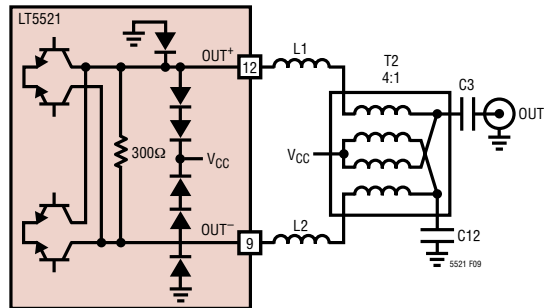


图 9：采用外部匹配元件的简化输出电路

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 |

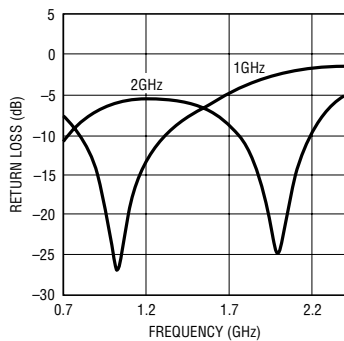


图 10：输出回程损耗与频率的关系曲线

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 2xLO）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。

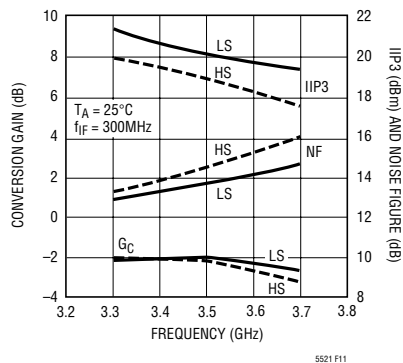


图 11：LT5521 在一个采用低压侧 (LS) 和高压侧 (HS) LO 注入来调谐至 3.5GHz 频率的应用中的性能

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

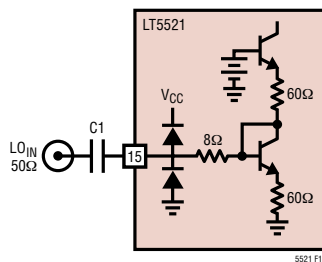


图 12：简化的 LO 输入电路

应用信息

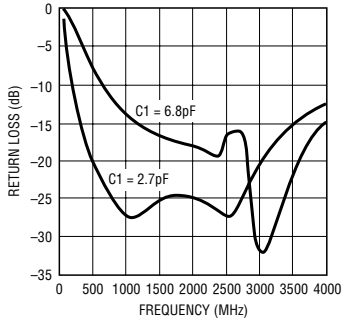


图 13：LO 端口回程损耗

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

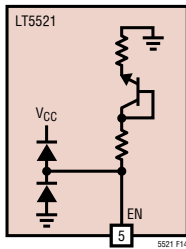


图 14：使能输入电路

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。

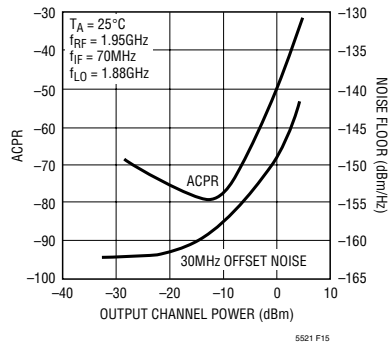


图 15：单通道 W-CDMA ACPR 和 30MHz 偏移噪声性能

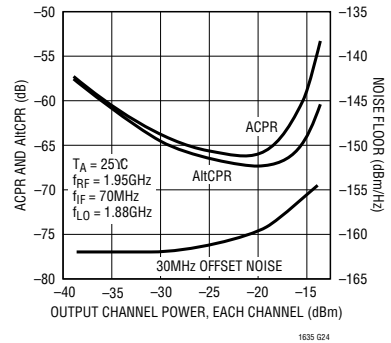


图 16：四通道 W-CDMA ACPR、AltCPR 和 30MHz 偏移噪声层

应用信息

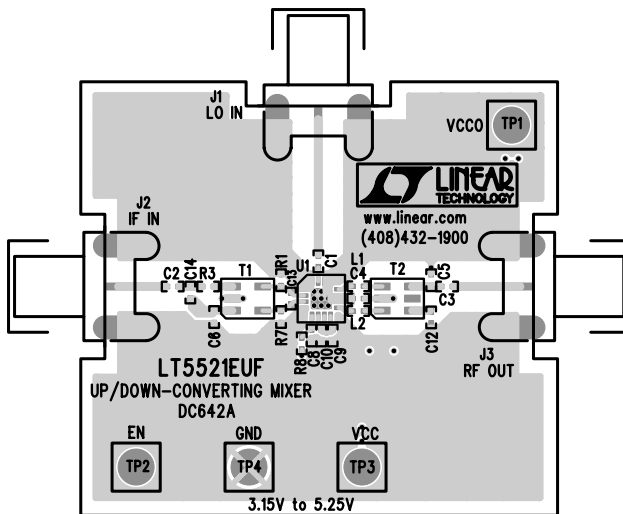
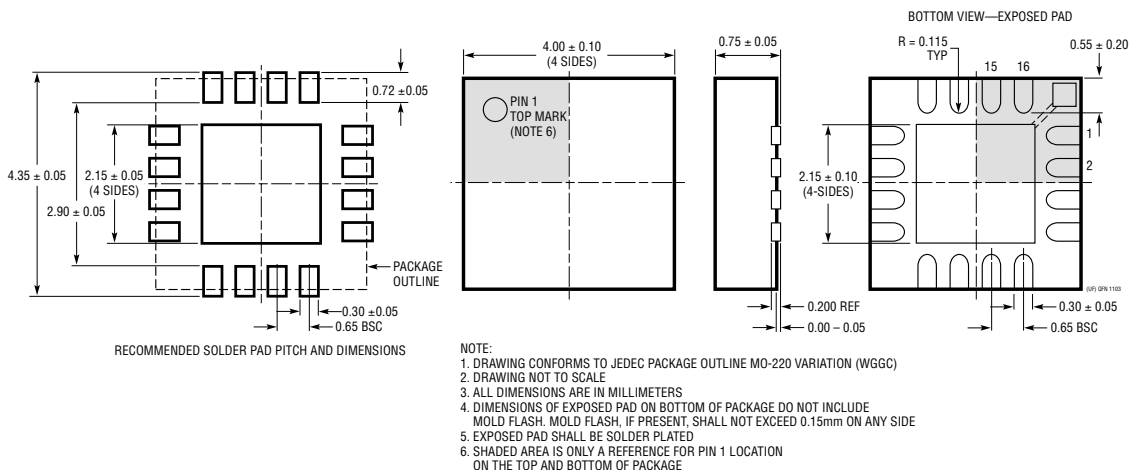


图 17：演示电路板顶视图

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 |