

0.01MHz 至 4GHz 低功率有源混频器

特点

- 上变频或下变频应用
- 噪声指数：典型值为 9.3dB (在 900MHz 输出频率)
- 转换增益：典型值为 2.4dB
- IIP3：典型值为 9dBm (在 $I_{CC} = 10\text{mA}$)
- 可调电源电流：4mA 至 13.4mA
- 低 LO 驱动电平：-2dBm
- 单端或差分 LO
- 端口至端口的高隔离度
- 具有低断态漏电流的使能控制
- 2.7V 至 5V 单电源
- 小型 3mm × 3mm DFN 封装

应用

- 便携式无线设备
- CATV/DBS 接收机
- WiMAX 无线电通信装置
- PHS 基站
- RF 仪表
- 微波数据链路
- VHF/UHF 双向无线电通信装置

描述

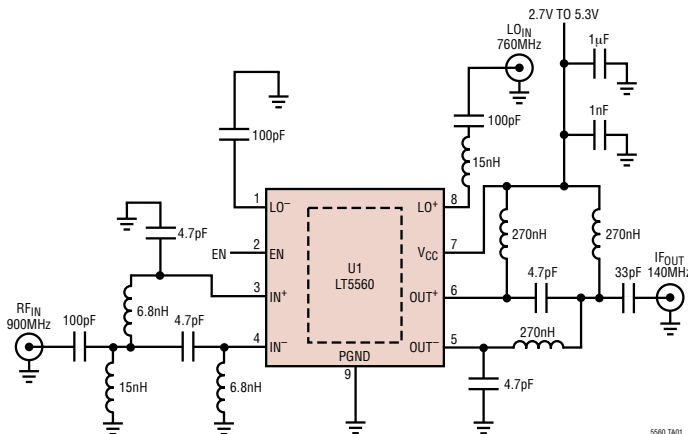
LT[®]5560 是一款低功率、高性能宽带有源混频器。该双平衡混频器可采用一个单端 LO 电源来驱动，而且只需要 -2dBm 的 LO 功率。这种平衡设计使 LO 到输出泄漏低，而且集成输入放大器具有卓越的 LO 至 IN 隔离度。信号端口可在很宽的频率范围实现阻抗匹配，从而使 LT5560 能够在众多应用中被用作一个上变频或下变频混频器。

LT5560 具有 10mA 的电源电流特性；然而，DC 电流则是可调的，这使得能够利用单个电阻器来针对每种应用进行性能的优化。例如：当偏置施加 13.4mA 的最大电源电流上时，对于一个 900MHz 输出，典型的上变频混频器 IIP3 为 +10.8dBm。

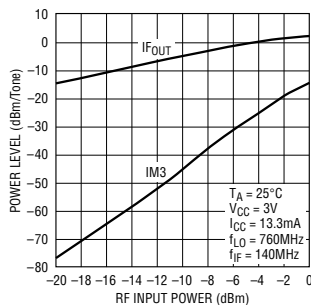
LT、LT、LTC 和 LTM 是凌特公司的注册商标。
所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

低成本 900MHz 下变频混频器



IFOUT 和 IM3 电平与
RF 输入功率的关系



LT5560

绝对最大额定值 (注1)

电源电压	5.5V
使能电压	-0.3V 至 $V_{CC} + 0.3V$
LO 输入功率 (差分)	+10dBm
输入信号功率 (差分)	+10dBm
IN^+ , IN^- DC 电流	10mA
OUT^+ , OUT^- DC 电流	10mA
T_{JMAX}	125°C
工作温度范围	-40°C 至 85°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

封装/订购信息

TOP VIEW

DD PACKAGE
8-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN

$T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 43^{\circ}C/W$
EXPOSED PAD (PIN 9) IS GND
MUST BE SOLDERED TO PCB

产品型号	DD 器件标记
LT5560EDD	LCBX

订购选项 卷带：加 #TR
无铅型：加 #PBF 无铅型卷带：加 #TRPBF
无铅型器件标记：<http://www.linear.com/leadfree/>

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 $V_{CC} = 3V$, $EN = 3V$, $T_A = 25^{\circ}C$ ，除非特别注明。测试电路示于图1。(注3)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
电源要求 (V_{CC})					
电源电压		2.7	3	5.3	V
电源电流	$V_{CC} = 3V$, $R1 = 3\Omega$		10	12	mA
停机电流	$EN = 0.3V$, $V_{CC} = 3V$		0.1	10	μA
使能 (EN) 引脚为低电平 = 关断，高电平 = 接通					
EN 输入高电压 (接通)		2			V
EN 输入低电压 (关断)				0.3	V
EN 引脚输入电流	$EN = 3V$ $EN = 0.3V$		25 0.1		μA μA
接通时间			2		μs
关断时间			5		μs

AC 电特性 (注2和3)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
信号输入频率范围 (注4)	需要外部匹配		< 4000		MHz
LO 输入频率范围 (注4)	需要外部匹配		< 4000		MHz
信号输出频率范围 (注4)	需要外部匹配		< 4000		MHz

AC 电特性 $V_{CC} = 3V$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $P_{LO} = -2dBm$, 除非特别注明。测试电路示于图 1、2 和 3。(注 2 和 3)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
信号输入回程损耗	$Z_0 = 50\Omega$, 外部匹配		15		dB
LO 输入回程损耗	$Z_0 = 50\Omega$, 外部匹配		15		dB
信号输出回程损耗	$Z_0 = 50\Omega$, 外部匹配		15		dB
LO 输入功率		-6 至 1			dBm

上变频混频器配置: $V_{CC} = 3V$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $P_{LO} = -2dBm$, 除非特别注明。高压侧 LO 用于 450MHz 测试, 低压侧 LO 用于 900MHz 和 1900MHz 测试。测试电路示于图 1 和 3。(注 2、3 和 5)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
转换增益	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		2.7		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		2.4		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		1.2		dB
转换增益与温度的关系	$T_A = -40^\circ C$ 至 $85^\circ C$, $f_{OUT} = 900MHz$	-0.015			dB/ $^\circ C$
输入三阶截取	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		9.6		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		9.0		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		8.0		dBm
输入二阶截取	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		46		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		47		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		30		dBm
单边带噪声指数	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		8.8		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		9.3		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		10.3		dB
IN 至 LO 隔离度 (施加 LO 时)	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		69		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		64		dB
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		64		dB
LO 至 IN 泄漏	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$	-63			dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$	-54			dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$	-36			dBm
LO 至 OUT 泄漏	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$	-44			dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$	-41			dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$	-36			dBm
输入 1dB 压缩点	$f_{IN} = 70MHz$, $f_{OUT} = 450MHz$		0.4		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 900MHz$		-2.8		dBm
	$f_{IN} = 140MHz$, $f_{OUT} = 1900MHz$		-0.8		dBm

下变频混频器配置: $V_{CC} = 3V$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $P_{LO} = -2dBm$, 除非特别注明。高压侧 LO 用于 450MHz 测试, 低压侧 LO 用于 900MHz 和 1900MHz 测试。测试电路示于图 2 和 3。(注 2、3 和 5)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
转换增益	$f_{IN} = 450MHz$, $f_{OUT} = 70MHz$		2.7		dB
	$f_{IN} = 900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		2.6		dB
	$f_{IN} = 1900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		2.3		dB
转换增益与温度的关系	$T_A = -40^\circ C$ 至 $85^\circ C$, $f_{IN} = 900MHz$	-0.015			dB/ $^\circ C$
输入三阶截取	$f_{IN} = 450MHz$, $f_{OUT} = 70MHz$		10.1		dBm
	$f_{IN} = 900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		9.7		dBm
	$f_{IN} = 1900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		5.6		dBm
单边带噪声指数	$f_{IN} = 450MHz$, $f_{OUT} = 70MHz$		10.5		dB
	$f_{IN} = 900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		10.1		dB
	$f_{IN} = 1900MHz$, $f_{OUT} = 140MHz$		10.8		dB

AC 电特性 下变频混频器配置：V_{CC} = 3V，EN = 3V，T_A = 25℃，P_{IN} = -20dBm (对于双音 IIP3 测试为 -20dBm / 音调，Δf = 1MHz)，P_{LO} = -2dBm，除非特别注明。高压侧 LO 用于 450MHz 测试，低压侧 LO 用于 900MHz 和 1900MHz 测试。测试电路示于图 2 和 3。(注 2、3 和 5)

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
IN 至 LO 隔离度 (施加 LO 时)	f _{IN} = 450MHz，f _{OUT} = 70MHz		52		dB
	f _{IN} = 900MHz，f _{OUT} = 140MHz		52		dB
	f _{IN} = 1900MHz，f _{OUT} = 140MHz		25		dB
LO 至 IN 泄漏	f _{IN} = 450MHz，f _{OUT} = 70MHz	-52			dBm
	f _{IN} = 900MHz，f _{OUT} = 140MHz	-57			dBm
	f _{IN} = 1900MHz，f _{OUT} = 140MHz	-37			dBm
LO 至 OUT 泄漏	f _{IN} = 450MHz，f _{OUT} = 70MHz	-47			dBm
	f _{IN} = 900MHz，f _{OUT} = 140MHz	-63			dBm
	f _{IN} = 1900MHz，f _{OUT} = 140MHz	-24			dBm
2RF – 2LO 输出寄生干扰 (半 IF) 分量 (f _{IN} = f _{LO} + f _{OUT} /2)	450MHz: f _{IN} = 485MHz，f _{OUT} = 70MHz	-68			dBc
	900MHz: f _{IN} = 830MHz，f _{OUT} = 140MHz	-69			dBc
	1900MHz: f _{IN} = 1830MHz，f _{OUT} = 140MHz	-47			dBc
3RF – 3LO 输出寄生干扰 (1/3 IF) 分量 (f _{IN} = f _{LO} + f _{OUT} /3)	450MHz: f _{IN} = 496.7MHz，f _{OUT} = 69.9MHz	-79			dBc
	900MHz: f _{IN} = 806.7MHz，f _{OUT} = 140.1MHz	-76			dBc
	1900MHz: f _{IN} = 1806.7MHz，f _{OUT} = 140.1MHz	-62			dBc
输入 1dB 压缩点	f _{IN} = 450MHz，f _{OUT} = 70MHz	-0.8			dBm
	f _{IN} = 900MHz，f _{OUT} = 140MHz	0			dBm
	f _{IN} = 1900MHz，f _{OUT} = 140MHz	-2.2			dBm

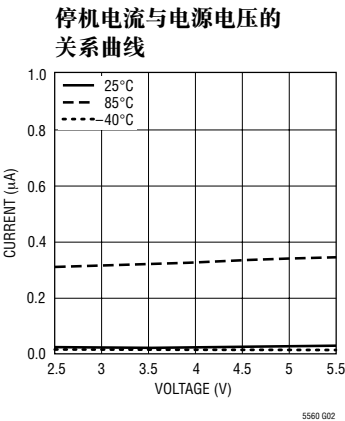
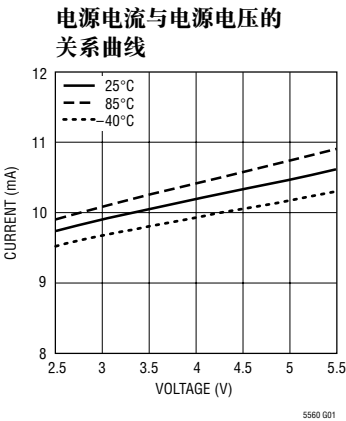
- 注 1：** 高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2： 每组频率条件都需要一个合适的测试电路板。

注 3： 在 -40℃ 至 +85℃ 温度范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制中的相关性来保证。
- 注 4：** 可在一个更宽的频率范围内运作，但性能将有所下降。请与工厂联系，以获得有关的信息和帮助。

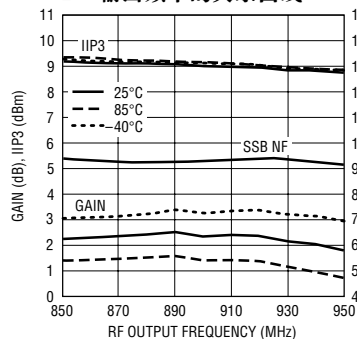
注 5： SSB 噪声指数测量是在 RF 输入端 (下行混频器) 或输出端 (上行混频器) 上布设了一个小信号噪声源和带通滤波器且未施加其他 RF 输入信号的情况下进行的。

典型DC性能特征 (测试电路示于图1)



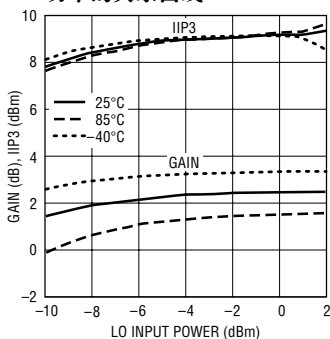
典型 AC 性能特征 900MHz 上变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 140MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ / 音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 760MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 900MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别注明 (测试电路示于图 1)。

转换增益、IIP3 和 SSB NF 与 RF 输出频率的关系曲线



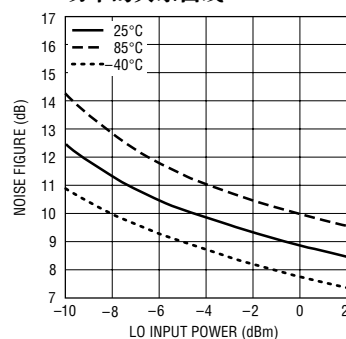
5560 G03

转换增益和 IIP3 与 LO 输入功率的关系曲线



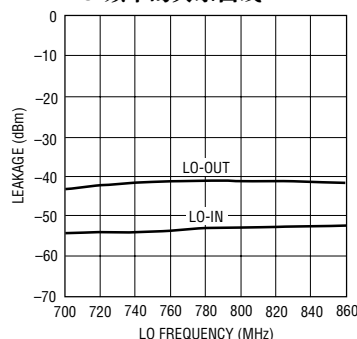
5560 G04

SSB 噪声指数与 LO 输入功率的关系曲线



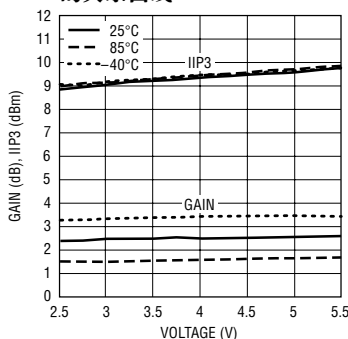
5560 G05

LO-IN 和 LO-OUT 泄漏与 LO 频率的关系曲线



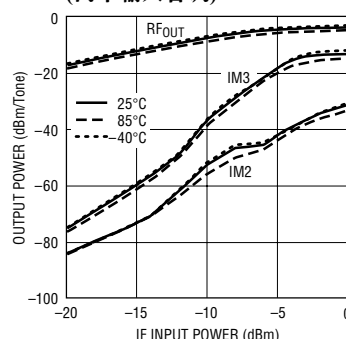
5560 G06

转换增益和 IIP3 与电源电压的关系曲线



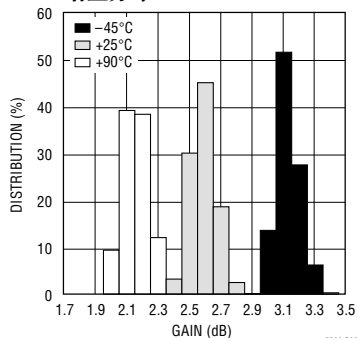
5560 G07

RF_{OUT}、IM3 和 IM2 与 IF 输入功率的关系曲线 (两个输入音调)



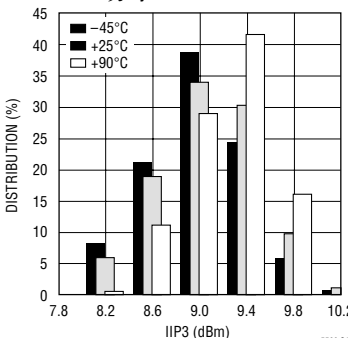
5560 G08

900MHz 频率条件下的增益分布



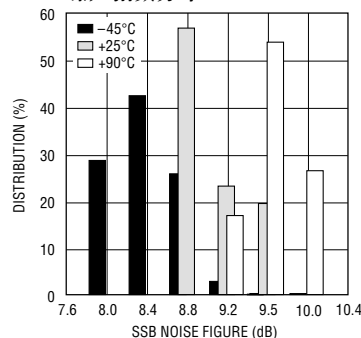
5560 G09

900MHz 频率条件下的 IIP3 分布



5560 G10

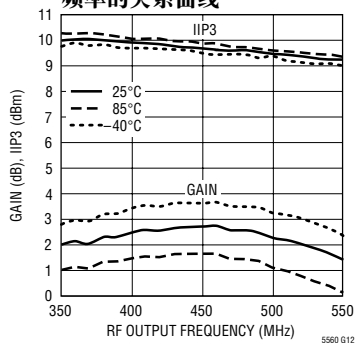
900MHz 频率条件下的 SSB 噪声指数分布



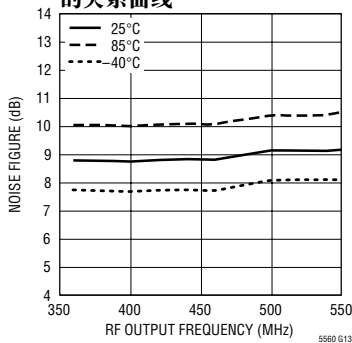
5560 G11

典型 AC 性能特征 450MHz 上变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 70MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ / 音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 520MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 450MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别说明 (测试电路示于图 3)。

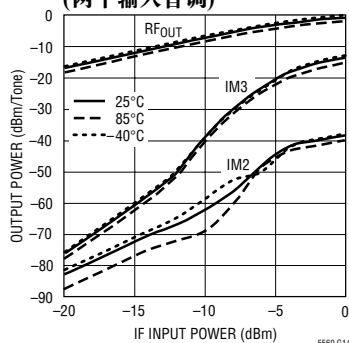
转换增益和 IIP3 与 RF 输出频率的关系曲线



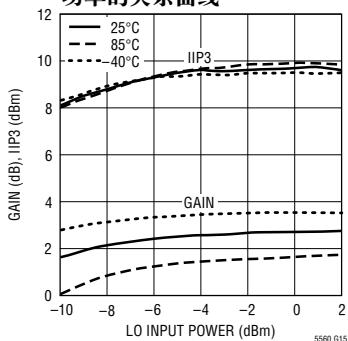
SSB 噪声指数与 RF 输出频率的关系曲线



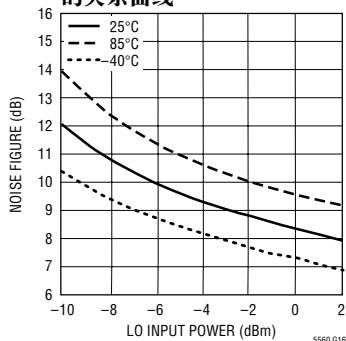
RF_{OUT}、IM3 和 IM2 与 IF 输入功率的关系曲线 (两个输入音调)



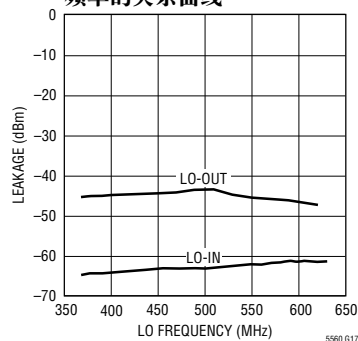
转换增益和 IIP3 与 LO 输入功率的关系曲线



SSB 噪声指数与 LO 输入功率的关系曲线

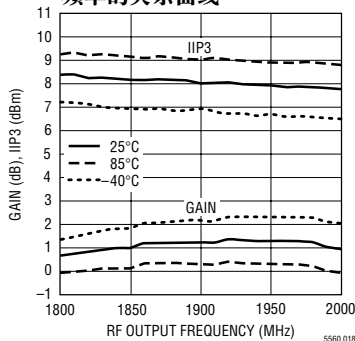


LO-IN 和 LO-OUT 泄漏与 LO 频率的关系曲线

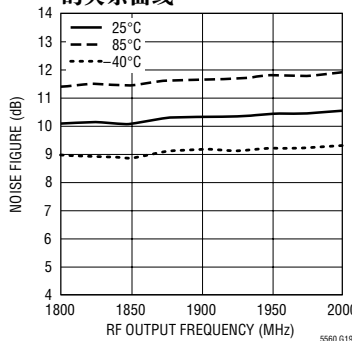


1900MHz 上变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 140MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ / 音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 1760MHz$, $P_{LO} = -20dBm$, 在 1900MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别说明 (测试电路示于图 1)。

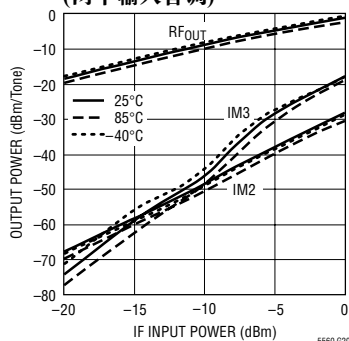
转换增益和 IIP3 与 RF 输出频率的关系曲线



SSB 噪声指数与 RF 输出频率的关系曲线

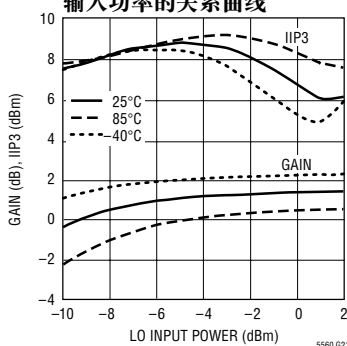


RF_{OUT}、IM3 和 IM2 与 IF 输入功率的关系曲线 (两个输入音调)

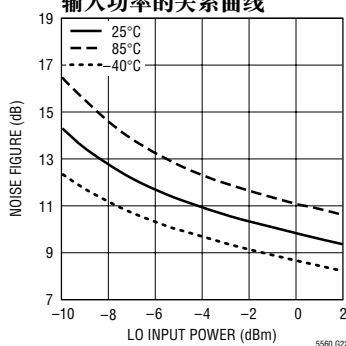


典型 AC 性能特征 1900MHz 上变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 140MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 1760MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 1900MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别注明 (测试电路示于图 1)。

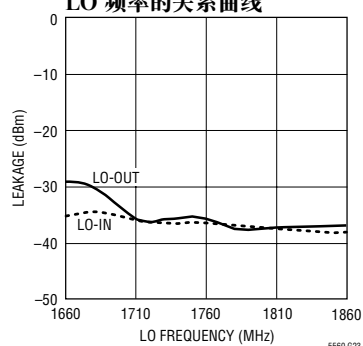
转换增益和 IIP3 与 LO 输入功率的关系曲线



SSB 噪声指数与 LO 输入功率的关系曲线

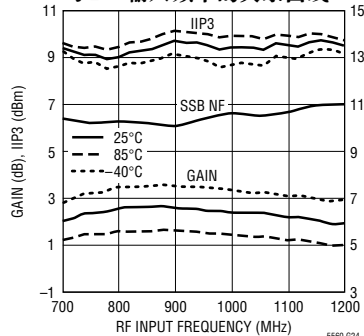


LO-IN 和 LO-OUT 泄漏与 LO 频率的关系曲线

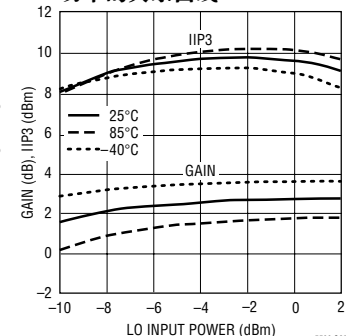


900MHz 下变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 900MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 760MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 140MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别注明 (测试电路示于图 2)。

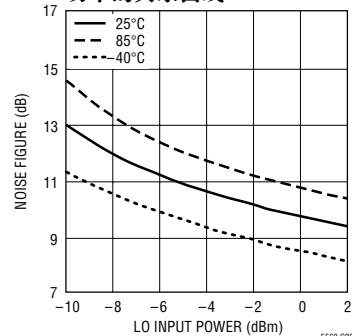
转换增益、IIP3 和 SSB NF 与 RF 输入频率的关系曲线



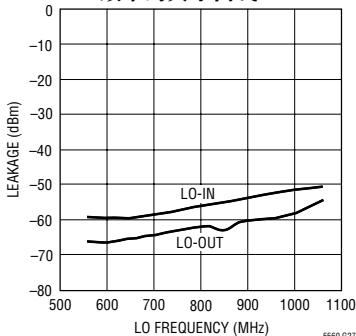
转换增益和 IIP3 与 LO 输入功率的关系曲线



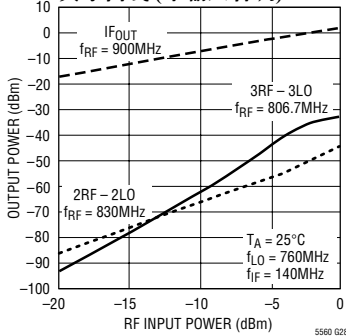
SSB 噪声指数与 LO 输入功率的关系曲线



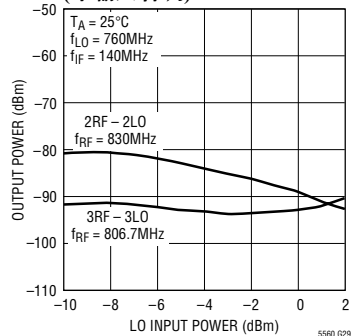
LO-IN 和 LO-OUT 泄漏与 LO 频率的关系曲线



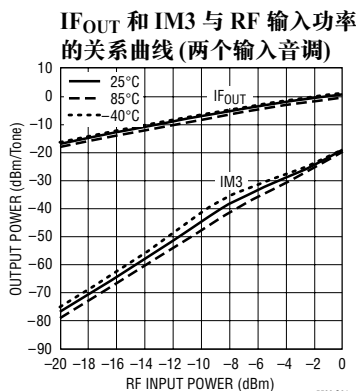
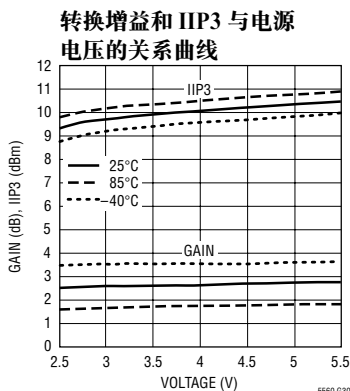
IFOUT、2×2 和 3×3 寄生噪声与 RF 输入功率的关系曲线 (单输入音调)



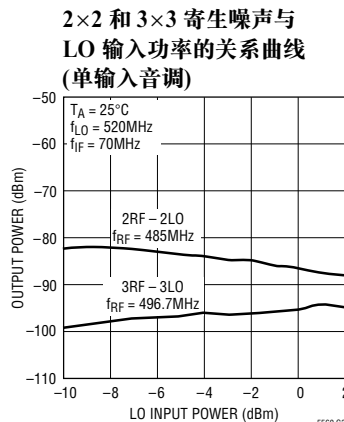
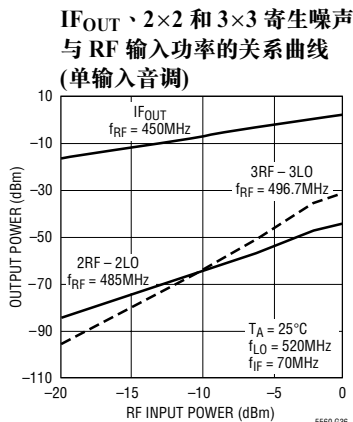
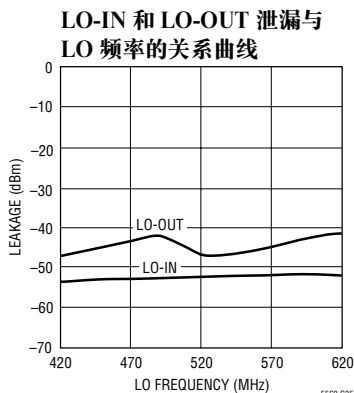
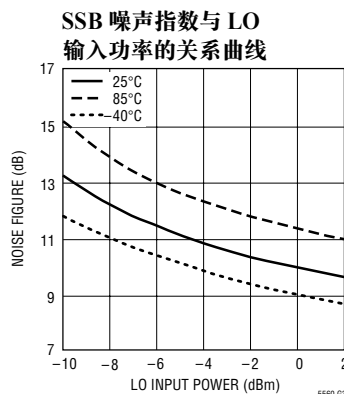
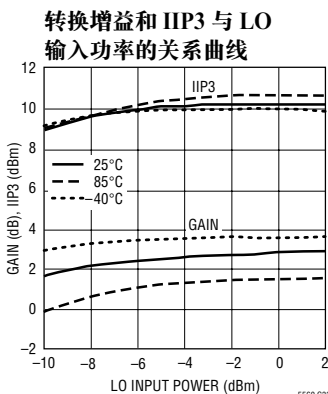
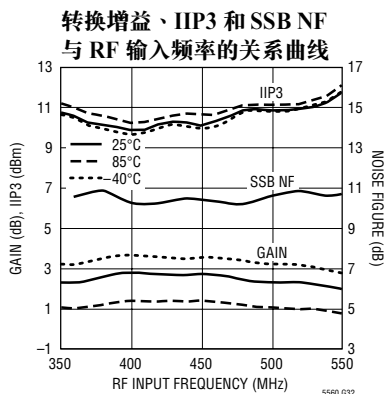
2×2 和 3×3 寄生噪声与 LO 输入功率的关系曲线 (单输入音调)



典型 AC 性能特征 900MHz 下变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 900MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 760MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 140MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别说明 (测试电路示于图 2)。

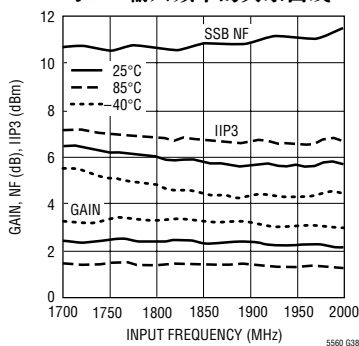


450MHz 下变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 450MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 520MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 70MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别说明 (测试电路示于图 3)。

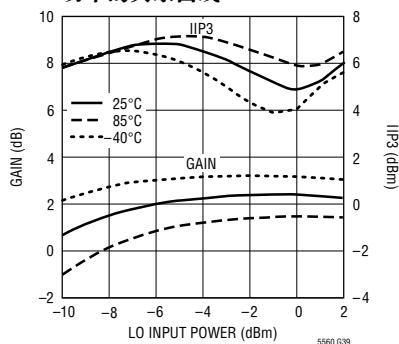


典型 AC 性能特征 1900MHz 下变频混频器应用: $V_{CC} = 3V$, $I_{CC} = 10mA$, $EN = 3V$, $T_A = 25^\circ C$, $f_{IN} = 1900MHz$, $P_{IN} = -20dBm$ (对于双音 IIP3 测试为 $-20dBm$ /音调, $\Delta f = 1MHz$), $f_{LO} = 1760MHz$, $P_{LO} = -2dBm$, 在 140MHz 频率条件下进行输出测量, 除非特别注明 (测试电路示于图 2)。

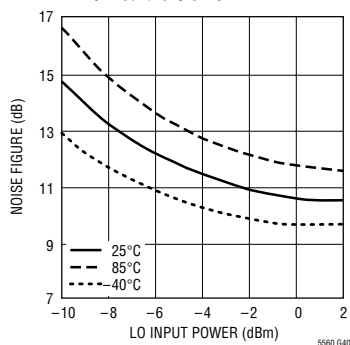
转换增益、IIP3 和 SSB NF 与 RF 输入频率的关系曲线



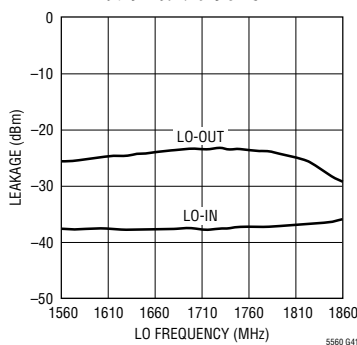
转换增益和 IIP3 与 LO 输入功率的关系曲线



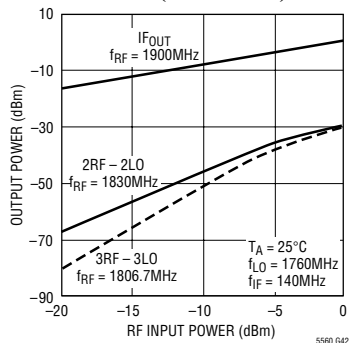
SSB 噪声指数与 LO 输入功率的关系曲线



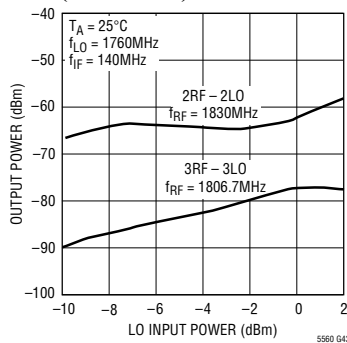
LO-IN 和 LO-OUT 泄漏与 LO 频率的关系曲线



IF_{OUT}、2×2 和 3×3 寄生噪声与 RF 输入功率的关系曲线 (单输入音调)



2×2 和 3×3 寄生噪声与 LO 输入功率的关系曲线 (单输入音调)



引脚功能

LO⁻、LO⁺ (引脚 1、8) : 用于本机振荡器信号的差分输入。LO 输入阻抗约为 180Ω ，因此需要外部阻抗匹配。在内部给 LO 引脚施加大小为 $V_{CC} - 1V$ 左右的偏压；因此，需要 DC 隔离电容器。LT5560 的特性分析和生产测试是采用一个单端 LO 驱动器来进行的，但也可以采用一个差分 LO 驱动器。

EN (引脚 2) : 使能引脚。给该引脚施加一个高于 2V 的电压将起 IC。当 V_{EN} 低于 0.3V 时，IC 将被关断。如果不需要使能功能，则应把该引脚连接至 V_{CC} 。当 $EN = 3V$ 时，典型的使能引脚输入电流为 $25\mu A$ 。一定不得将使能引脚浮置，否则混频器可能因此而无法可靠地接通。请注意，无论什么时候都不能允许 EN 引脚电压超过 V_{CC} 达 0.3V 以上。

IN⁺、IN⁻ (引脚 3、4) : 差分输入。应采用一个差分信号来驱动这些引脚，以实现最佳性能。每个引脚

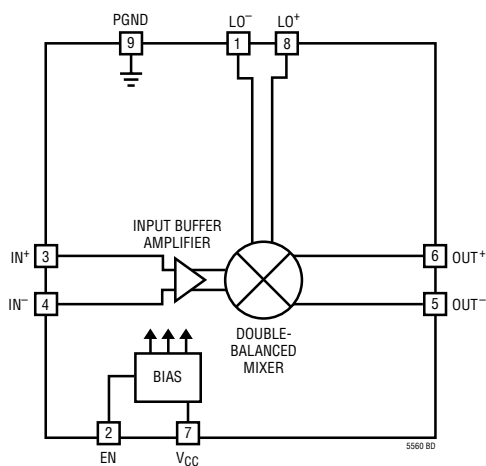
都需要一条至地的 DC 电流通路。接地电阻将导致混频器电流减小。当电阻为 0Ω 时，从每个引脚流出的 DC 电流约为 6mA。为了实现最低的 LO 至输出泄漏，从每个引脚至地的 DC 电阻应该相等。需要进行阻抗变换以使差分输入与期望的源阻抗相匹配。

OUT⁻、OUT⁺ (引脚 5、6) : 差分输出。可能需要进行阻抗变换以实现输出匹配。这些引脚需要一个至 V_{CC} 的 DC 电流通路。

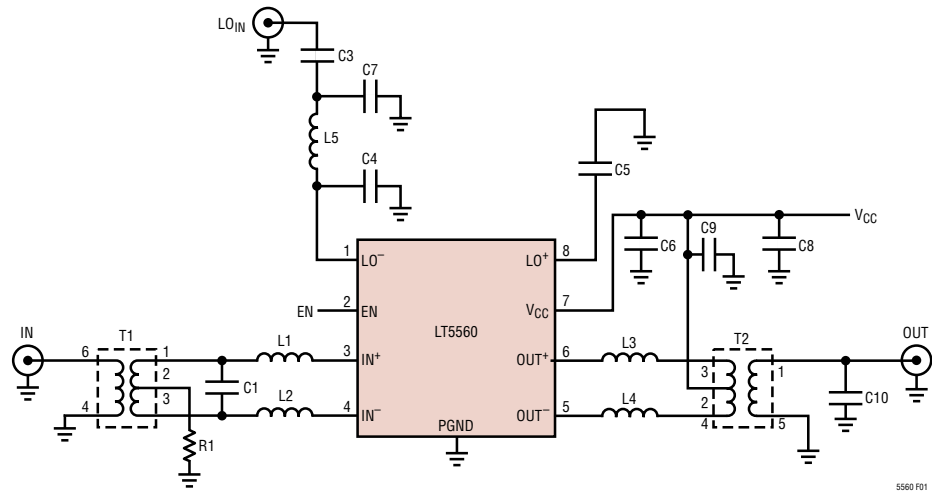
V_{CC} (引脚 7) : 用于偏置电路的电源引脚。典型电流消耗为 1.5mA。应采用一个 1nF 片式电容器对该引脚进行外部旁路。

裸露衬垫 (引脚 9) : PGND。用于整个 IC 的电路接地回线。必须将其焊接至印刷电路板的接地平面。

方框图



测试电路



针对 $f_{OUT} = 900\text{MHz}$ 、 $f_{IN} = 140\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 760\text{MHz}$ 条件的元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C1	22pF	0402	AVX 04025A220JAT	L1 , L2	18nH	1005	Toko LL1005-FH18NJ
C3 , C5	100pF	0402	AVX 04025A101JAT	L3 , L4	27nH	1005	Toko LL1005-FH27NJ
C4	1pF	0402	AVX 04025A1R0BAT	L5	12nH	1005	Toko LL1005-FH12NJ
C6 , C9	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	R1	3Ω	0402	
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	T1	1:1		Coilcraft WBC1-1TL
C10	2.2pF	0402	AVX 04025A2R2BAT	T2	4:1		TDK HHM1515B2

注：未使用 C7。

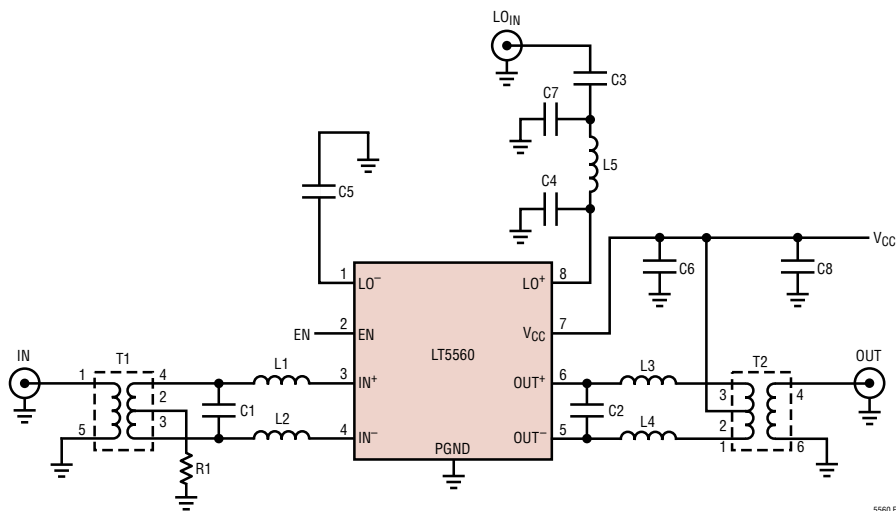
针对 $f_{OUT} = 1900\text{MHz}$ 、 $f_{IN} = 140\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 1760\text{MHz}$ 条件的元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C1	22pF	0402	AVX 04025A220JAT	L1 , L2	18nH	1005	Toko LL1005-FH18NJ
C3	100pF	0402	AVX 04025A101JAT	L3 , L4	3.9nH	1005	Toko LL1005-FH3N9S
C7	1.5pF	0402	AVX 04025A1R5BAT	L5	5.6nH	1005	Toko LL1005-FH5N6S
C6 , C9	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	R1	3Ω	0402	
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	T1	1:1		Coilcraft WBC1-1TL
C10	1pF	0402	AVX 04025A1R0BAT	T2	1:1		TDK HHM1525

注：未使用 C4 和 C5。

图 1：针对 900MHz 和 1900MHz 上变频混频器应用的测试电路示意图
(采用 140MHz 输入频率时)

测试电路



5560 F02

针对 $f_{IN} = 900\text{MHz}$ 、 $f_{OUT} = 140\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 760\text{MHz}$ 条件的元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C1	2.2pF	0402	AVX 04025A2R2BAT	L1, L2	0Ω	1005	0Ω 电阻器
C2	1.2pF	0402	AVX 04025A1R2BAT	L3, L4	220nH	1608	Toko LL1608-FSR22J
C3, C5	100pF	0402	AVX 04025A101JAT	L5	12nH	0402	Toko LL1005-FH12NJ
C4	1pF	0402	AVX 04025A1R0BAT	R1	3Ω	0402	
C6	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	T1	1:1		TDK HHM1522B1
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	T2	4:1		M/A-COM MABAES0061

注：未使用 C7。

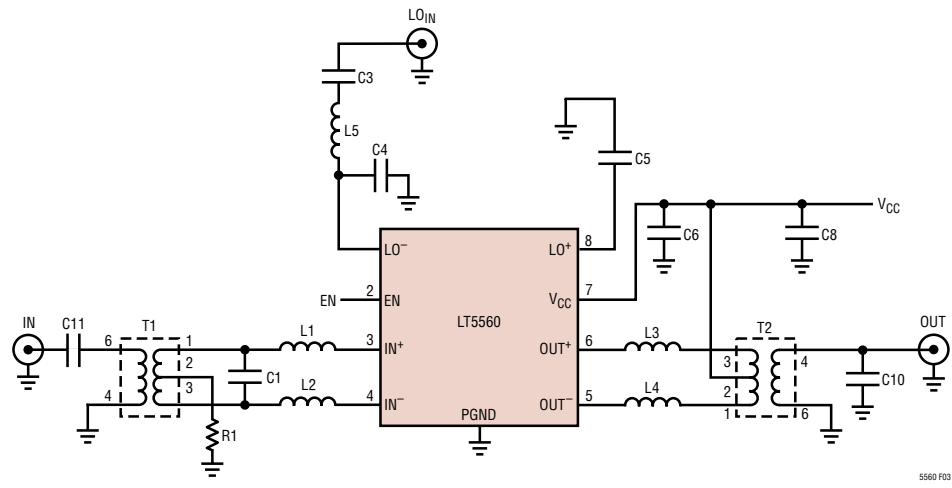
针对 $f_{IN} = 1900\text{MHz}$ 、 $f_{OUT} = 140\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 1760\text{MHz}$ 条件的元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C1	1.0pF	0402	AVX 04025A1R0BAT	L1, L2	0Ω	1005	0Ω 电阻器
C2	1.2pF	0402	AVX 04025A1R2BAT	L3, L4	220nH	1608	Toko LL1608-FSR22J
C3	100pF	0402	AVX 04025A101JAT	L5	5.6nH	1005	Toko LL1005-FH5N6S
C7	1.5pF	0402	AVX 04025A1R5BAT	R1	3Ω	0402	
C6	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	T1	2:1		TDK HHM1526
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	T2	4:1		M/A-COM MABAES0061

注：未使用 C4 和 C5。

图 2：针对 900MHz 和 1900MHz 下变频混频器应用的测试电路示意图
(采用 140MHz 输入频率时)

测试电路



针对 $f_{IN} = 70\text{MHz}$ 、 $f_{OUT} = 450\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 520\text{MHz}$ 条件的元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C1	39pF	0402	AVX 04025390JAT	L1 , L2	33nH	1005	Toko LL1005-FH33NJ
C3 , C5 , C6	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	L3 , L4	68nH	1608	Toko LL1608-FS68NJ
C4	1.5pF	0402	AVX 04025A1R5BAT	L5	22nH	1005	Toko LL1005-FH22NJ
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	R1	3Ω	0402	
C10	1.5pF	0402	AVX 04025A1R5BAT	T1	1:1		Coilcraft WBC1-1TL
				T2	4:1		M/A-COM MABAES0061

注：未使用 C11。

针对 $f_{IN} = 450\text{MHz}$ 、 $f_{OUT} = 70\text{MHz}$ 和 $f_{LO} = 520\text{MHz}$ 条件的下变频混频器元件值

参考指示符	数值	规格	产品型号	参考指示符	数值	规格	产品型号
C3 , C5 , C6	1nF	0402	AVX 04023C102JAT	L3 , L4	0Ω	0402	0Ω 电阻器
C4	1.5pF	0402	AVX 04025A1R5BAT	L5	22nH	0402	Toko LL1005-FH22NJ
C8	1μF	0603	Taiyo Yuden LMK107BJ105MA	R1	3Ω	0402	
C11	5.6pF	0603	AVX 06035A5R6BAT	T1	1:1		Coilcraft WBC1-1TL
L1 , L2	0Ω	0402	0Ω 电阻器	T2	16:1		Coilcraft WBC16-1TL

注：未使用 C1 和 C10。

图 3：针对 450MHz 上变频混频器和下变频混频器应用的测试电路示意图

应用信息

LT5560 包括一个双平衡混频器、一个共基极输入缓冲器放大器和偏置/使能电路。该 IC 是专为高达 4GHz 的频率转换应用而设计的，它也可在更宽的频率范围内工作，只是性能会有所下降。为了获得最佳性能，输入和输出应采取差分连接。可由一个单端电源来驱动 LO 输入 (利用低压侧或高压侧 LO 操作)。采用单端 LO 驱动来对 LT5560 进行特性分析和生产测试。

利用一个外部电阻器，可实现从小于 4mA 至约 13.5mA 的 LT5560 静态 DC 电流调节范围。该功能使得用户能够根据具体应用来在 IIP3 性能和 DC 电流之间进行权衡取舍。

表 1 列出了 3 种针对不同目标应用的演示电路板。表中所列的输入和输出频率范围基于测得的 12dB 回程损耗带宽，而 LO 端口频率范围则基于 10dB 的回程损耗带宽。图 1、2 和 3 分别示出了针对 DC963B、DC991A 和 DC1027A 的通用电路拓扑结构。电路板布局示于图 23、24 和 25。低频演示电路板 DC1027A 可针对上变频应用进行再配置。

表 1：LT5560 演示电路板描述

混频器描述	演示电路板编号	输入频率 (MHz)	输出频率 (MHz)	LO 频率 (MHz)
上变频，蜂窝频段	DC963B	50-190	850-940	530-930
下变频，蜂窝频段	DC991A	710-1300	110-170	530-930
下变频，VHF 频段	DC1027A	115-295	3-60	180-310

注：有关用于 UMTS、WLAN 和其他频段的演示电路板的信息请咨询工厂。

信号输入端口

图 4 示出了差分输入端口电路的简化示意图和外部阻抗匹配电路的拓扑结构实例。引脚 3 和 4 均可供应高达 6mA 的 DC 电流。可通过增设电阻器 R1 来减小该电流 (可调混频器电流将在后面的章节中讨

论)。DC 接地通路可通过一个输入变压器的中心抽头来提供 (如图 4 所示)，或者通过连接在引脚 3 和 4 与地之间的匹配电感器或扼流圈来提供。

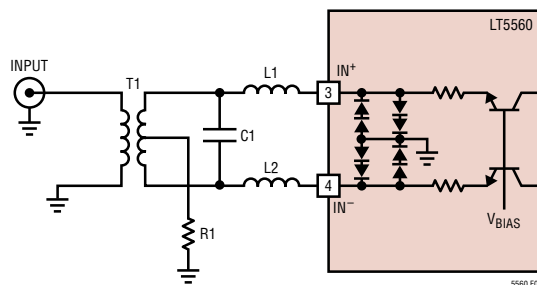


图 4：采用低通外部匹配拓扑结构的输入端口

图 4 所示的低通阻抗匹配拓扑结构可被用来对引脚 3 和 4 上的差分输入阻抗进行变换，以与信号源的输入阻抗相匹配。表 2 罗列了针对多种频率的差分输入阻抗。

表 2：输入信号端口差分阻抗

频率 (MHz)	输入阻抗 (Ω)	反射系数 ($Z_0 = 50\Omega$)	
		大小	角度 (°)
70	$28.5 + j0.8$	0.274	177
140	$28.5 + j1.6$	0.274	174
240	$28.6 + j2.7$	0.275	171
360	$28.6 + j4.0$	0.276	167
450	$28.6 + j4.9$	0.278	163
750	$28.8 + j8.2$	0.287	153
900	$28.8 + j9.8$	0.294	148
1500	$29.1 + j16.3$	0.328	138
1900	$29.4 + j20.8$	0.357	120
2150	$29.6 + j23.6$	0.376	114
2450	$29.9 + j27.0$	0.399	107
3600	$31.7 + j42.1$	0.499	86.2

应用信息

下面的实例说明了如何设计一个用于 900MHz 信号输入的低通阻抗变换网络。

简化的输入电路示于图 5。就本例而言，输入变压器具有一个 1:1 的阻抗比，因此 $R_S = 50\Omega$ 。由表 2 可知，在 900MHz 频率条件下，差分输入阻抗为： $R_L + jX_{INT} = 28.8 + j9.8\Omega$ 。内部电阻将被用作阻抗匹配网络的一部分。匹配网络由附加的外部串联电感 (L1 和 L2) 和一个与 50Ω 源阻抗并联的电容 (C1) 所组成。外部电容和电感的计算方法如下。

首先，计算阻抗变换比 (n) 和网络 Q：

$$n = \frac{R_S}{R_L} = \frac{50}{28.8} = 1.74$$

$$Q = \sqrt{(n-1)} = 0.858$$

接著，可采用下面的公式来计算电容和电感：

$$X_C = \frac{R_S}{Q} = 58.3\Omega$$

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = 3.03\text{pF}$$

$$X_L = R_L \cdot Q = 24.7\Omega$$

$$X_{EXT} = X_L - X_{INT} = 14.9\Omega$$

$$L1 = L2 = \frac{L_{EXT}}{2} = \frac{X_{EXT}}{2\omega} = 1.32\text{nH}$$

通过把内部电抗 (X_{INT}) 从总电抗 (X_L) 中减去而对内部电感进行了补偿。采用高阻抗印刷传输线来取代集总电感器可实现小电感值。虽然上面的公式提供了上佳的起始值，但可能需要进行优化以对布局 and 元件寄生效应加以补偿。

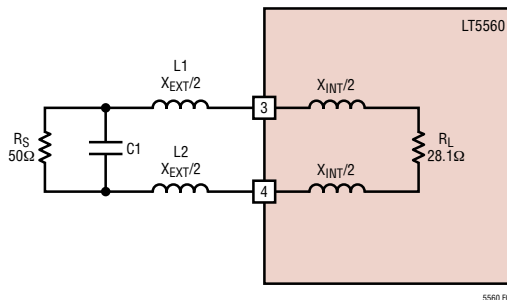


图 5：用于输入端口的小信号电路

应用信息

表 3 列出了在 LT5560 评估电路板上使用的、用于在各种频率条件下实现阻抗匹配的实际元件值。图 6 示出了其中一些场合的输入回程损耗与频率的关系性能的测量结果。

表 3：用于输入匹配的元件值

场合	频率 (MHz)	T1	C1 (pF)	L1 · L2 (nH)	匹配带宽 (在 12dB 回程 损耗条件下)
1	10	WBC1-1TL 1:1	220	180	6-18
2	70	WBC1-1TL 1:1	39	33	29-102
3	140	WBC1-1TL 1:1	22	18	50-190
4	240	WBC1-1TL 1:1	15	12	115-295
5	450 ¹	WBC1-1TL 1:1	NA	0	390-560
6	900	HHM1522B11:1	2.2	0	710-1630
7	1900	HHM1526 2:1	1	0	1660-2500
8	2450	HHM1520A2 2:1	1	0	1640-2580
9	3600	HHM1583B1 2:1	0.5	0	3330-3840

注 1：串联 5.6pF 电容器在输入端上采用(见图 3)。

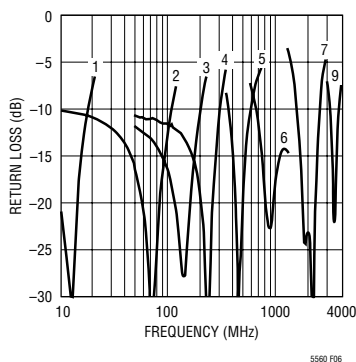


图6：不同匹配值条件下输入回程损耗与频率的关系曲线

LO 输入端口

图 7 给出了 LO 输入电路的简化示意图。LO 输入线路负责驱动混频器晶体管的基极，而一个跨接在输入端上的 $200\,\Omega$ 电阻器则用于提供阻抗终端负载。内部 $1\,\text{k}\Omega$ 偏置电阻器与输入电阻器相并联，从而形成了一个约 $180\,\Omega$ 的净输入 DC 电阻。由一个在内部生成的电压给该引脚施加了一个大小约为 $V_{CC}-1\text{V}$ 的偏压；因此，需要外部 DC 隔离电容器。如果需要的话，可对 LO 输入进行差分驱动。IC 上所需的 LO 驱动电压为 $240\text{mV}_{\text{RMS}}$ (典型值)，该电压可取自一个 $50\,\Omega$ 电源或一个阻抗更高的电源 (例如 PECL)。

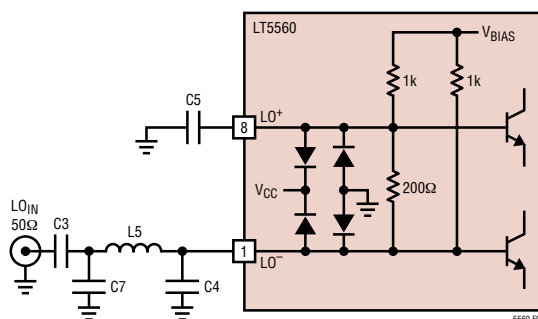


图 7: LO 输入电路示意图

应用信息

建议在 LO 电源和 LO 输入之间实现电抗性匹配，以利用合成电压增益。为了帮助实现匹配，表 4 列出了 LO 输入端口的单端输入阻抗。针对多种 LO 频率的实际元件值列于表 5。图 8 示出了每种场合的典型回程损耗响应。

表 4：单端 LO 输入阻抗 (并联等效)

频率 (MHz)	输入阻抗 (Ω)	反射系数 ($Z_0 = 50\Omega$)	
		大小	角度 (°)
150	$161 \parallel -j679$	0.529	-9.3
520	$142 \parallel -j275$	0.494	-23.3
760	$130 \parallel -j192$	0.475	-33.5
1660	$74 \parallel -j98$	0.347	-74.5
1760	$69 \parallel -j94$	0.330	-80.1
2040	$60 \parallel -j89$	0.308	-90.1
2210	$51 \parallel -j91$	0.266	-104
3150	$50 \parallel -j103$	0.235	-104
3340	$33 \parallel -j41$	0.472	-138

表 5：用于 LO 输入匹配的元件值

场合	频率 (MHz)	C4 (pF)	L5 (nH)	C7 (pF)	C3, C5 (pF)	匹配带宽 (在 12dB 回程 损耗条件下)
1	150	8.2	68	-	1000	120-180
2	250	4.7	47	-	1000	195-300
3	520	1.5	22	-	1000	390-605
4	760	1	12	-	100	590-890
5	1200	-	6.8	-	100	850-1430
6	1760	-	4.7	1	100 ¹	1540-1890
7	2900	-	1	1	10	2690-3120
8	3150	-	0	-	10	2990-3480

注 1：在 1760MHz 频率条件下未使用 C5。

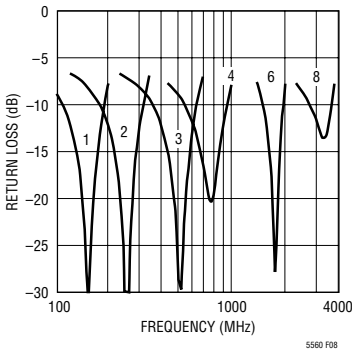


图 8：不同匹配值条件下典型 LO 输入回程损耗与频率的关系曲线

应用信息

信号输出端口

图 9 给出了输出电路的简化示意图。输出引脚 OUT^+ 和 OUT^- 在内部与混频器晶体管的集电极相连。必须给这些引脚施加大小为电源电压的偏压，该偏压可通过一个变压器中心抽头、阻抗匹配电感器、RF 扼流圈或上拉电阻器来施加。当采用外部电阻器 $R_I = 3\Omega$ 时(图 1 至 3)，每个 OUT 引脚将吸收约 4.5mA 的电源电流。为了获得最佳性能，必须通过一个变压器或平衡-不平衡转换器从外部对这些差分输出进行合并。

图 10 示出了该输出的一个等效小信号模型。输出阻抗可以被模拟为一个 $1.2k\Omega$ 电阻器与一个 $0.7pF$ 电容器的并联。对于低频应用，可以省去 $0.7nH$ 串联键合线电感。

外部元件 C_2 、 L_3 和 L_4 形成了一个低通阻抗匹配网络，用于使混频器输出阻抗与变压器 T_2 的输入阻抗相匹配。这些元件的数值可采用表 6 所列的阻

抗参数以及用于输入匹配网络的相似公式来估算。例如：当输出频率为 $140MHz$ 、 $R_L = 200\Omega$ (T_2 采用一个 4:1 变压器) 时，

$$n = \frac{R_S}{R_L} = \frac{1082}{200} = 5.41$$

$$Q = \sqrt{(n-1)} = 2.10$$

$$X_C = \frac{R_S}{Q} = 515\Omega$$

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_C} = 2.21pF$$

$$C_2 = C - C_{INT} = 1.51pF$$

$$X_L = R_L \cdot Q = 420\Omega$$

$$L_3 = L_4 = \frac{X_L}{2\omega} = 239nH$$

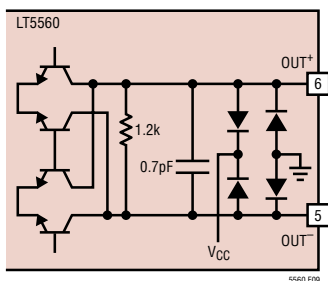


图 9：输出端口电路示意图

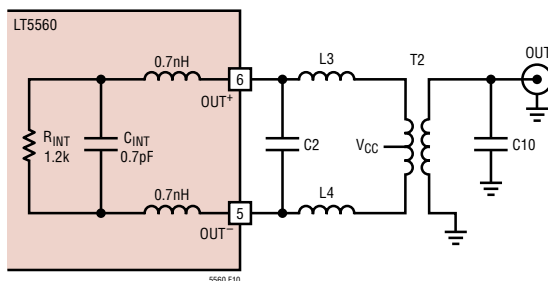


图 10：采用外部匹配的输出口小信号模型

应用信息

表 6：输出端口差分阻抗 (并联等效)

频率 (MHz)	输出阻抗 (Ω)	反射系数 ($Z_0 = 50\Omega$)	
		大小	角度 (°)
70	$1098 \parallel -j3185$	0.913	-1.8
140	$1082 \parallel -j1600$	0.912	-3.6
240	$1082 \parallel -j974$	0.912	-5.9
360	$1093 \parallel -j646$	0.913	-8.9
450	$1083 \parallel -j522$	0.913	-11.0
750	$1037 \parallel -j320$	0.910	-17.8
900	$946 \parallel -j269$	0.903	-21.1
1500	$655 \parallel -j162$	0.870	-34.5
1900	$592 \parallel -j122$	0.865	-44.6
2150	$622 \parallel -j108$	0.883	-50.0
2450	$612 \parallel -j95.7$	0.879	-55.4
3600	$188 \parallel -j53.1$	0.756	-88.7

在 C2 的计算值小于内部输出电容的场合，可采用电容器 C10 来改善阻抗匹配。

表 7 罗列了在 LT5560 评估电路板上使用的、用于在各种频率条件下实现阻抗匹配的实际元件值。图 11 示出了其中一些场合的输入回程损耗与频率的关系性能测量结果。

表 7：用于输出匹配的元件值

场合	频率 (MHz)	T2	C2 (pF)	L3 , L4 (nH)	C10 (pF)	匹配带宽 (在 12dB 回程损耗 条件下)
1	10	WBC16-1TL 16:1	-	0	-	3-60
2	70	WBC16-1TL 16:1	-	0	- ¹	3-60
3	140	MABAES0061 4:1	1.5	220	-	110-170
4	240	MABAES0061 4:1	0.5	120	-	175-300
5	380	MABAES0061 4:1	-	68	-	290-490
6	450	MABAES0061 4:1	-	68	1.5	360-540
7	900	HHM1515B2 4:1	-	27	2.2	850-940
8	1900	HHM1525 1:1	-	3.9	1	1820-2000

注 1：通过在 C10 处增设一个 180nH 并联电感器可实现更加优越的 70MHz 匹配性能。

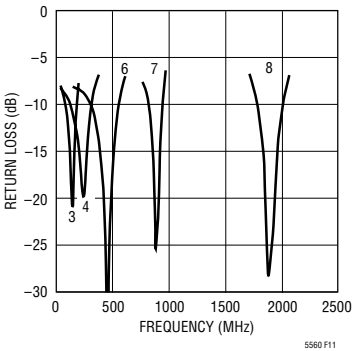


图 11：不同匹配值条件下输出回程损耗与频率的关系曲线

应用信息

使能接口

图 12 示出了 EN 引脚接口的简化示意图。接通 LT5560 所需的电压为 2V。如欲停用芯片，则使能电压必须低于 0.3V。如果允许 EN 引脚浮置，则芯片往往将会保持在其最后的工作状态，因此，建议不要以这种方式来运用使能功能。如果不需要停机功能，则应把 EN 引脚直接连接至 V_{CC} 。

EN 引脚上的电压绝对不能高出电源电压 (V_{CC}) 达 0.3V 以上。如果发生这种情况，则电源电流有可能通过 EN 引脚 ESD 二极管来提供，故而有可能损坏 IC。

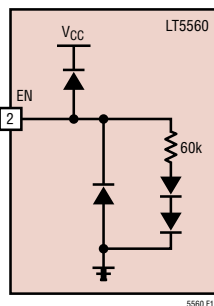


图 12：使能输入电路

可调电源电流

LT5560 在电源电流和线性度之间提供了一种直接的权衡。这种能力令用户能够根据特定的应用来优化混频器的功耗和性能。可通过改变位于输入平衡-不平衡转换器中心抽头的电阻器 R1 的阻值来调节电源电流。对于下变频应用，可能需要采用一个与 R1 并联的旁路电容器来最大限度地减小噪声指数。在 R1 阻值较大的情况下，旁路电容器对噪声指数的影响更加明显。在上行混频器配置中，在 R1 的两端增设一个电容器几乎没有什么作用。

图 13 示出了电源电流与 R1 的函数关系。请注意，该电流还会受到匹配元件中的寄生电阻的影响。图 14 示出了电源电流对一个 900MHz 上变频混频器的增益、IIP3 和 NF 的影响。图 15 描绘了一个

900MHz 下变频混频器的性能与电流的关系曲线。在该例中，布设了一个与 R1 并联的 1nF 电容器，旨在实现最佳的噪声指数。

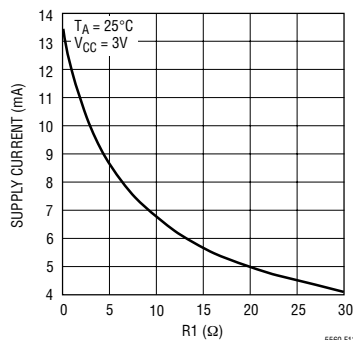


图 13：典型电源电流与 R1 阻值的关系曲线

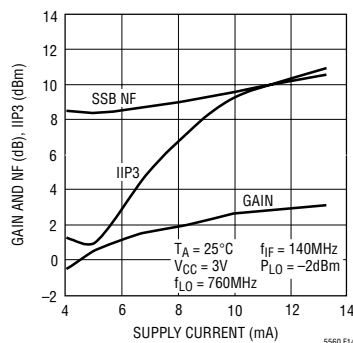


图 14：900MHz 上变频混频器的增益、噪声指数和 IIP3 与电源电流的关系曲线

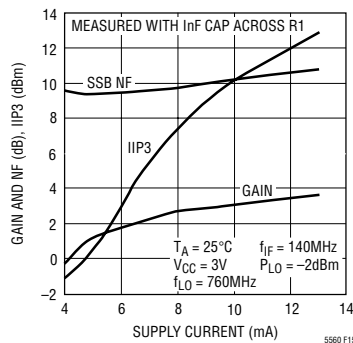


图 15：900MHz 下变频混频器的增益、噪声指数和 IIP3 与电源电流的关系曲线

应用信息

应用实例

除了数据表中所确定的之外，LT5560 还可在众多应用中被用作一个上变频或下变频混频器。下面的例子显示了 LT5560 的通用性 (针对每种情形的元件值请查阅表 3、5 和 7)。

图 16 示出了当 LT5560 被用作一个 240MHz 上变频混频器时其增益、IIP3 和 IIP2 性能与 RF 输出频率的关系曲线。输入频率为 10MHz，并具有一个 250MHz 的 LO 频率。该电路采用了图 1 所示的拓扑结构。

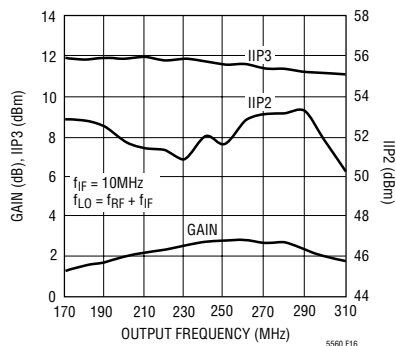


图 16：LT5560 在 240MHz 上变频混频器应用中的性能

LT5560 在 140MHz 下变频混频器应用中的性能曲线绘于图 17。在该场合中，显示了增益、IIP3 和 NF 与 LO 功率的函数关系 (IF 输出频率 = 10MHz)。针对该场合的电路拓扑结构示于图 3。

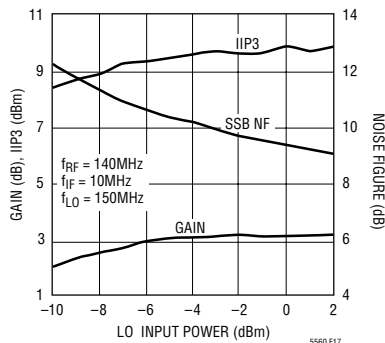


图 17：LT5560 在 140MHz 下变频混频器应用中的性能

LT5560 在更高频率条件下的工作性能示于图 18，图中给出了一个 3600MHz 下变频混频器性能。该图描绘了转换增益、IIP3 和 DSB NF 与 3000 至 3800MHz 的 RF 输入频率范围和 450MHz 的 IF 频率之间的关系。该电路的拓扑结构与图 2 所示的相同。

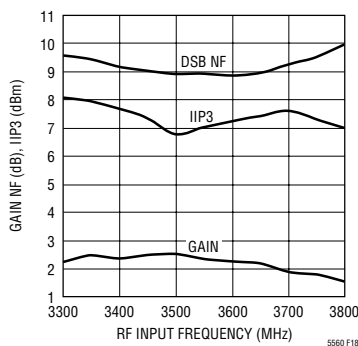


图 18：LT5560 用作一个 3600MHz 下变频混频器时的性能

应用信息

集总元件匹配

迄今为止所描述的应用均采用外部变压器或混合平衡-不平衡转换器来实现单端至差分转换，而且，在某些场合还采用了阻抗变换。一种替代方法是采用集总元件平衡-不平衡转换器来实现输入或输出匹配网络。

图19示出了一种集总元件平衡-不平衡转换器拓扑结构。期望的元件值可采用下面的公式来估算，式中的 R_A 和 R_B 是分别位于不平衡端口和平衡端口上的终接电阻。可变 f_C 是期望的中心频率。（LT5560 输入和输出的电阻可在表2和6中查得）。

$$L_0 = \frac{\sqrt{R_A \cdot R_B}}{2 \cdot \pi \cdot f_C}$$

$$C_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_C \cdot \sqrt{R_A \cdot R_B}}$$

计算值是近似的，因为它们并未对 IC 和外部元件的寄生效应加以补偿。

电感器 L_{DC} 将被用于提供一条至地或 V_{CC} (根据该电路是用在 LT5560 的输入端还是输出端而定) 的 DC 通路。在某些场合中，希望采用尽可能大的 L_{DC} 值，以最大限度地减小电路上的负载；然而，也可以对该数值进行优化以调整阻抗匹配。并联电感器 L_0 负责提供用于另一个平衡端口的 DC 通路。

为了实现 DC 隔离，可能需要采用电容器 C_{DC} ，但是，如果不需要进行 DC 去耦，则常常可以省去这个电容器。

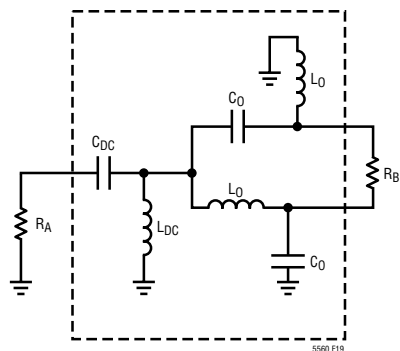


图19：集总元件平衡-不平衡转换器

在某些应用中， C_{DC} 有益于优化阻抗匹配。

第1页上的电路示出了集总元件平衡-不平衡转换器的使用。在该例中，LT5560 被用于运用一个760MHz L_0 信号来把一个900MHz 输入信号降频转换至140MHz。

对于900MHz 输入， $R_A = 50\Omega$ 且 $R_B = 28\Omega$ (由表2可知)。 C_0 和 L_0 所采用的实际数值为4.7pF 和6.8nH，这与4.7pF 和6.6nH的计算值非常吻合。在该场合中，15nH 的并联电感器被用于优化阻抗匹配，而100pF 电容器则可提供DC 去耦。

在140MHz 输出频率条件下， R_A 和 R_B 所采用的数值分别为50Ω 和1080Ω (由表6可知)，因而产生了 $C_0 = 4.9\text{pF}$ 和 $L_0 = 265\text{nH}$ 的计算值。这些数值与4.7pF 和270nH 的实际值十分吻合。这里，采用了一个270nH 的并联电感器 (L_{DC})，并运用33pF 的隔离电容器来优化阻抗。

应用信息

采用集总元件平衡-不平衡转换器的混频器的“IF_{OUT} 和 IM3 电平与 RF 输入功率的关系”测量结果示于第1页。附加性能参数与 RF 输入频率的关系曲线示于图 20。

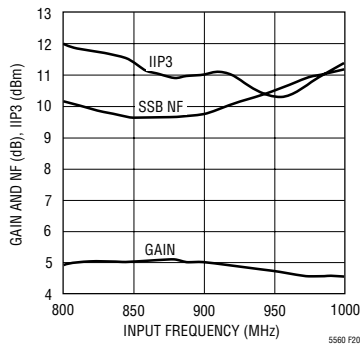


图 20：采用集总元件平衡-不平衡转换器的 900MHz 下变频混频器的性能

低频应用

在低 IF 频率条件下，变压器由于其尺寸和成本的原因而不便使用，故可采用替代方法来实现期望的差分至单端转换。图 21 和 22 中的实例采用一个

运算放大器来演示输出频率为 450kHz 时的性能。上拉电阻器 R3 和 R4 在集电极开路 IF 输出 (而不是大电感器) 上使用。运算放大器提供了增益，并把混频器差分输出转换至单端。在低频率条件下，利用一个并联电阻器和一个 DC 隔离电容器便可容易地实现 LO 端口的匹配。该 IF 接口电路可被用于频率高达 1MHz 的信号。

图 21 示出了一种输入匹配，它采用变压器来提供至混频器的差分信号。示于图 22 的一种可行的替代方法是在一个输入引脚上采用单端驱动，并将另一个引脚接地。这种方法的成本效益性比采用变压器时更好，然而将牺牲某些性能。另一种可选方法是采用一个集总元件平衡-不平衡转换器，这仅比单端阻抗匹配多用了个元件，但将提供更加优越的性能。下面实例的测量数据汇总于表 8。

表 8：低频性能

f _{IN} (MHz)	f _{OUT} (MHz)	G _C (dB)	IIP3 (dBm)	DSB NF (dB)	I _{CC} (mA)
200	0.45	9	3.8	11.6	14
90	0.45	6.8	3.3	22	18

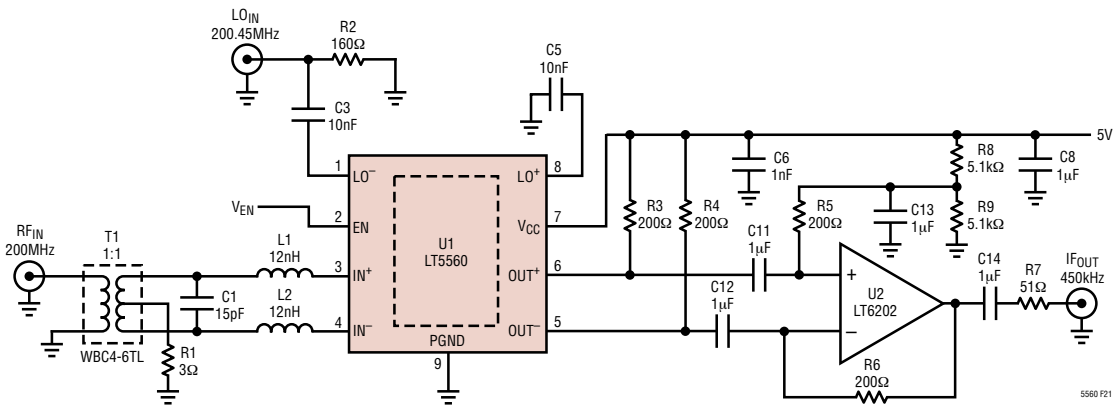


图 21：一个具备有源 IF 接口的 200MHz 至 450kHz 下变频器

应用信息

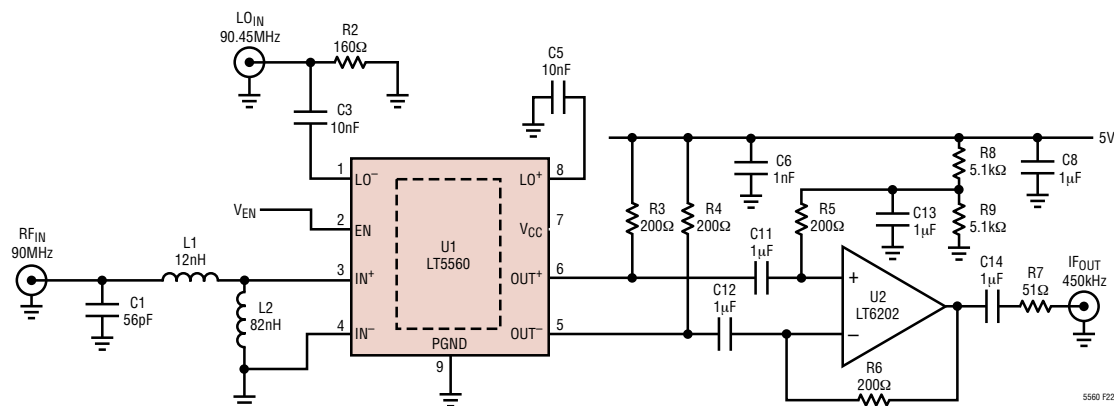


图 22：具有一个低成本分立平衡-不平衡转换器输入和一个 450kHz 有源 IF 接口的 90MHz 下变频器

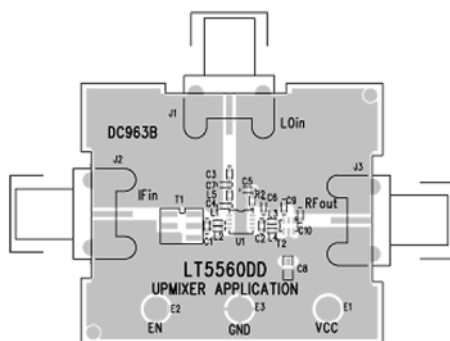


图 23：上变频混频器评估电路板 (DC963B) — 见表 1

典型应用

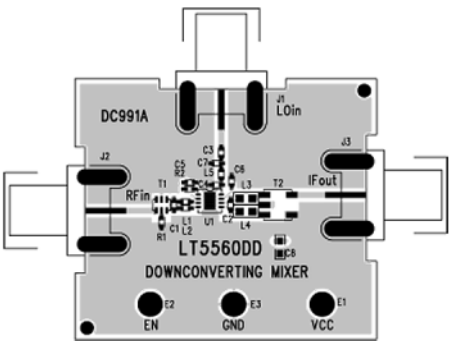


图 24：下变频混频器评估电路板 (DC991A) — 见表 1

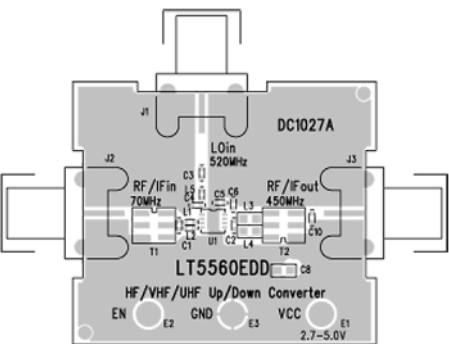
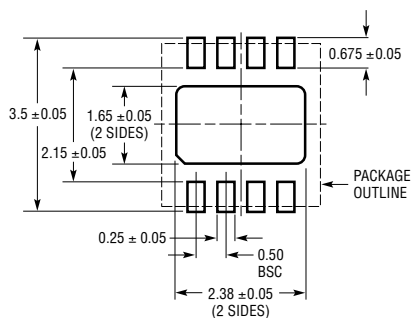


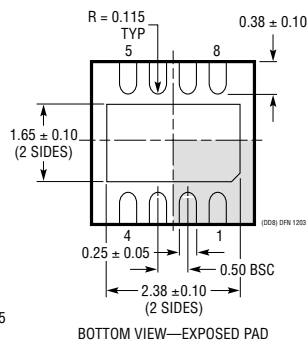
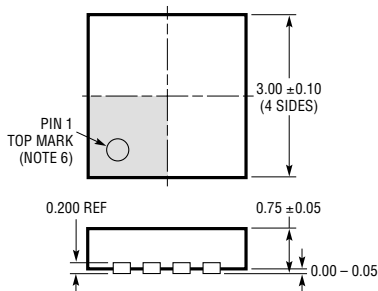
图 25：HF/VHF/UHF 上变频或下变频混频器
评估电路板 (DC1027A) — 见表 1

封装描述

DD8 封装
8 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1698)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



NOTE:

1. DRAWING TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-229 VARIATION OF (WEED-1)
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 0.15mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

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	1kHz 至 3GHz 高信号电平下变频混频器	20dBm IIP3, 集成 LO 缓冲器, HF/VHF/UHF 优化
LT5514	具有数字控制增益的超低失真、IF 放大器/ADC 驱动器	850MHz 带宽, OIP3 = 47dBm/100MHz, 10.5dB 至 33dB 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
LT5518	1.5GHz 至 2.4GHz 高线性度直接正交调制器	22.8dBm OIP3/2GHz, -158.2dBm/Hz 噪声层, 50Ω 单端 LO 和 RF 端口, 4 通道 W-CDMA ACPR = -64dBc/2.14GHz
LT5519	0.7GHz 至 1.4GHz 高线性度上变频混频器	17.1dBm IIP3/1GHz, 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	15.9dBm IIP3/1.9GHz, 采用 50Ω 匹配的集成 RF 输出变压器, 单端 LO 和 RF 端口操作
LT5521	10MHz 至 3700MHz 高线性度上变频混频器	24.2dBm IIP3/1.95GHz, NF = 12.5dB, 3.15V 至 5.25V 电源, 单端 LO 端口操作
LT5522	400MHz 至 2.7GHz 高信号电平下变频混频器	4.5V 至 5.25V 电源, 25dBm IIP3/900MHz, NF = 12.5dB, 50Ω 单端 RF 和 LO 端口
LT5524	具有数字可编程增益的低功率, 低失真 ADC 驱动器	450MHz 带宽, 40dBm OIP3, 4.5dB 至 27dB 增益控制
LT5525	高线性度, 低功率下变频混频器	50Ω 单端 LO 和 RF 端口, 17.6dBm IIP3/1900MHz, I _{CC} = 28mA
LT5526	高线性度, 低功率有源混频器	3V 至 5.3V 电源, 16.5dBm IIP3, 100kHz 至 2GHz RF, NF = 11dB, I _{CC} = 28mA, -65dBm LO-RF 泄漏
LT5527	400MHz 至 3.7GHz 高信号电平下变频混频器	IIP3 = 23.5dBm 和 NF = 12.5dB/1900MHz, 4.5V 至 5.25V 电源, I _{CC} = 78mA, 单端 LO 和 RF 端口
LT5528	1.5GHz 至 2.4GHz 高线性度直接正交调制器	21.8dBm OIP3/2GHz, -159.3dBm/Hz 噪声层, 50Ω, 0.5V _{DC} 基带接口, 4 通道 W-CDMA ACPR = -66dBc/2.14GHz
LT5568	700MHz 至 1050MHz 高线性度直接正交调制器	22.9dBm OIP3, -160dBm/Hz 噪声层, -46dBc 镜频抑制, -43dBm LO 泄漏
RF 功率检波器		
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
LTC5532	300MHz 至 7GHz 精准 RF 功率检波器	精准 V _{OUT} 偏移控制, 可调增益和偏移电压
LT5534	具有 60dB 动态范围的 50MHz 至 3GHz 对数 RF 功率检波器	在整个温度范围内具有 ±1dB 输出变化, 38ns 响应时间
LTC5536	具有快速比较器的精准 600MHz 至 7GHz RF 检波器	25ns 响应时间, 比较器基准输入, 锁存器使能输入, -26dBm 至 +12dBm 输入范围
LT5537	宽动态范围对数 RF/IF 检波器	低频至 800MHz, 83dB 动态范围, 2.7V 至 5.25V 电源