

# 広帯域IFを備えた 300MHz～4GHzアクティブ・ ダウンコンバーティング・ミキサ

## 特長

- 高いIIP3: +26.9dBm (1950MHz)
- 変換利得: 1.9dB
- 低いノイズフィギュア: 11.8dB (1950MHz)
- 5dBm ブロッキング時のNF: 16.5dB
- 低消費電力: 294mW
- 広いIF周波数範囲: 最大2.5GHz
- LO入力はシャットダウン時も50Ωに整合
- 動作温度範囲: -40°C～105°C (T<sub>C</sub>)
- 非常に小さいソリューション・サイズ
- LT5557とピン互換
- 16ピン (4mm×4mm) QFNパッケージ

## アプリケーション

- 無線インフラストラクチャ・レシーバ
- DPD オブザベーション・レシーバ
- ケーブルテレビのインフラストラクチャ

## 概要

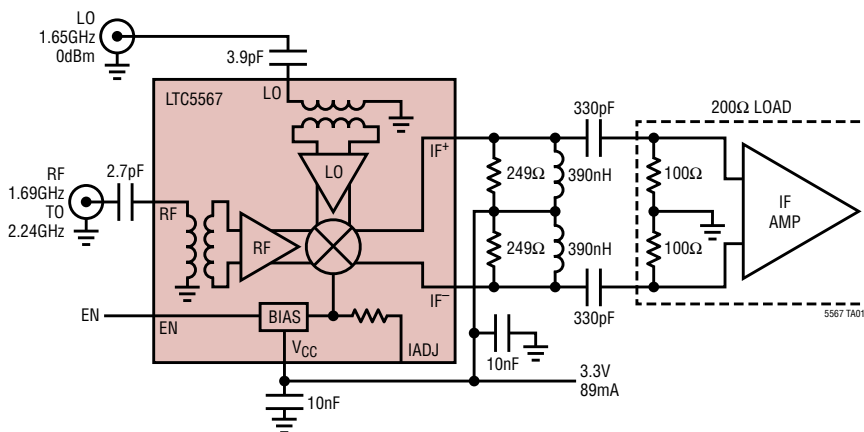
LTC<sup>®</sup>5567は、広いIF帯域幅が要求されるRFダウンコンバーティング・ミキサ・アプリケーション向けに最適化されています。LTC5567はLT5557アクティブ・ミキサとピン互換のアップグレード版でもあり、高い直線性と1dB利得圧縮点、広い帯域幅、低い出力スプリアス・レベルを実現します。RFトランス、LOトランス、およびLOバッファ・アンプを内蔵しているため、非常に小型のソリューションが可能です。

RF入力は1.4GHz～3GHzの範囲で50Ωに整合されており、この範囲外のRF周波数でも簡単な外部整合によって容易に整合させることができます。LO入力は、デバイスがディスエーブルされている場合でも1GHz～4GHzの範囲で50Ωに整合します。LO入力は、この範囲外の周波数でも最低300MHzまで簡単な外部整合によって容易に整合します。低容量の差動IF出力は、最高2.5GHzまで使用可能です。

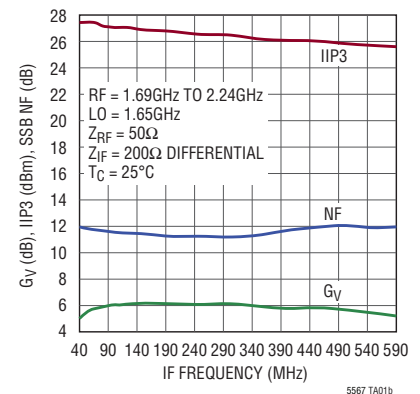
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

IF帯域幅が500MHzで200Ω負荷での入力P1dBが+13dBmのDPDオブザベーション・レシーバ・ミキサ



電圧変換利得、IIP3およびNFとIF周波数

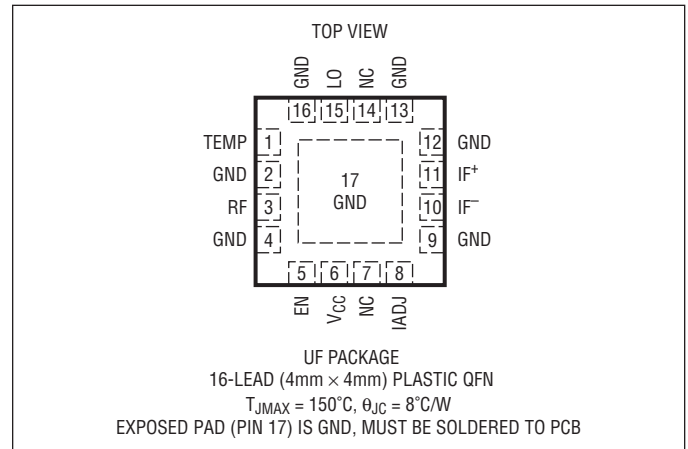


# LTC5567

## 絶対最大定格 (Note 1)

電源電圧 (V <sub>CC</sub> , IF <sup>+</sup> , IF <sup>-</sup> )	4.0V
イネーブル入力電圧 (EN)	-0.3V ~ V <sub>CC</sub> + 0.3V
LO 入力電力 (300MHz ~ 4.5GHz)	+ 10dBm
LO 入力の DC 電圧	±0.1V
RF 入力電力 (300MHz ~ 4GHz)	+ 15dBm
RF 入力の DC 電圧	±0.1V
TEMP モニタ入力電流	10mA
動作温度範囲 (T <sub>C</sub> )	-40°C ~ 105°C
接合部温度 (T <sub>J</sub> )	150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	ケース温度範囲
LTC5567IUF#PBF	LTC5567IUF#TRPBF	5567	16-Lead (4mm x 4mm) Plastic QFN	-40°C to 105°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。  
非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

## AC 電气的特性 V<sub>CC</sub> = 3.3V、EN = “H”。図 1 に示すテスト回路。(Note 2、3、4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
RF Input Frequency Range			300 ~ 4000		MHz
LO Input Frequency Range			300 ~ 4500		MHz
IF Output Frequency Range	External Matching Required		5 ~ 2500		MHz
RF Input Return Loss	Z <sub>0</sub> = 50Ω, 1400MHz ~ 3000MHz, C3 = 2.7pF		>12		dB
LO Input Return Loss	Z <sub>0</sub> = 50Ω, 1000MHz ~ 4000MHz, C5 = 3.9pF		>10		dB
IF Output Impedance	Differential at 153MHz		532Ω    1.0pF		R  C
LO Input Power		-6	0	6	dBm
RF to LO Isolation	RF = 300MHz to 1000MHz RF = 1000MHz to 4000MHz		>59 >50		dB dB
RF to IF Isolation	RF = 300MHz ~ 700MHz RF = 700MHz ~ 1000MHz RF = 1000MHz ~ 4000MHz		>47 >40 >28		dB dB dB

**AC 電气的特性**  $V_{CC} = 3.3V$ ,  $EN = "H"$ 。注記がない限り、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $IF = 153MHz$ 、 $P_{RF} = -6dBm$  (2 トーン・テストでは  $-6dBm$ /トーン)。図1に示すテスト回路。(Note 2、3、4)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Power Conversion Gain	RF = 450MHz, High Side LO		1.5		dB
	RF = 850MHz, High Side LO		2.0		dB
	RF = 1950MHz, Low Side LO	0.8	1.9		dB
	RF = 2550MHz, Low Side LO		1.7		dB
	RF = 3500MHz, Low Side LO		1.2		dB
Conversion Gain Flatness	RF = 1950 $\pm$ 30MHz, LO = 1797MHz, IF = 153 $\pm$ 30MHz		$\pm$ 0.09		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_C = -40^\circ C$ to $105^\circ C$ , RF = 1950MHz, Low Side LO		-0.013		dB/ $^\circ C$
2-Tone Input 3rd Order Intercept ( $\Delta f_{RF} = 2MHz$ )	RF = 450MHz, High Side LO		26.0		dBm
	RF = 850MHz, High Side LO		26.7		dBm
	RF = 1950MHz, Low Side LO	24.2	26.9		dBm
	RF = 2550MHz, Low Side LO		26.0		dBm
	RF = 3500MHz, Low Side LO		26.5		dBm
2-Tone Input 2nd Order Intercept ( $\Delta f_{RF} = 154MHz = f_{IM2}$ )	RF = 450MHz (527MHz/373MHz), LO = 603MHz		67		dBm
	RF = 850MHz (927MHz/773MHz), LO = 1003MHz		64		dBm
	RF = 1950MHz (2027MHz/1873MHz), LO = 1797MHz		72		dBm
	RF = 2550MHz (2627MHz/2473MHz), LO = 2397MHz		71		dBm
	RF = 3500MHz (3577MHz/3423MHz), LO = 3347MHz		63		dBm
SSB Noise Figure	RF = 450MHz, High Side LO		12.5		dB
	RF = 850MHz, High Side LO		11.4		dB
	RF = 1950MHz, Low Side LO		11.8	13.5	dB
	RF = 2550MHz, Low Side LO		12.6		dB
	RF = 3500MHz, Low Side LO		14.6		dB
SSB Noise Figure Under Blocking	RF = 850MHz, High Side LO, 750MHz Blocker at 5dBm		16.5		dB
	RF = 1950MHz, Low Side LO, 2050MHz Blocker at 5dBm		16.5		dB
LO to RF Leakage	LO = 300MHz to 700MHz		<-62		dBm
	LO = 700MHz to 2200MHz		<-56		dBm
	LO = 2200MHz to 4500MHz		<-47		dBm
LO to IF Leakage	LO = 300MHz to 500MHz		<-43		dBm
	LO = 500MHz to 700MHz		<-37		dBm
	LO = 700MHz to 4500MHz		<-41		dBm
1/2IF Output Spurious Product ( $f_{RF}$ Offset to Produce Spur at $f_{IF} = 153MHz$ )	850MHz: $f_{RF} = 926.5MHz$ at $-6dBm$ , $f_{LO} = 1003MHz$		-78		dBc
	1950MHz: $f_{RF} = 1873.5MHz$ at $-6dBm$ , $f_{LO} = 1797MHz$		-73		dBc
1/3IF Output Spurious Product ( $f_{RF}$ Offset to Produce Spur at $f_{IF} = 153MHz$ )	850MHz: $f_{RF} = 952MHz$ at $-6dBm$ , $f_{LO} = 1003MHz$		-82		dBc
	1950MHz: $f_{RF} = 1848MHz$ at $-6dBm$ , $f_{LO} = 1797MHz$		-80		dBc
Input 1dB Compression	RF = 450MHz, High Side LO		11.0		dBm
	RF = 850MHz, High Side LO		10.9		dBm
	RF = 1950MHz, Low Side LO		10.1		dBm
	RF = 2550MHz, Low Side LO		10.2		dBm
	RF = 3500MHz, Low Side LO		10.4		dBm

# LTC5567

## DC 電気的特性 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 。図1に示すテスト回路。(Note 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Voltage ( $V_{CC}$ )		3.0	3.3	3.6	V
Supply Current	Enabled Disabled	EN = High EN = Low	89	105 100	mA $\mu A$
<b>イネーブル・ロジック入力 (EN)</b>					
Input High Voltage (On)		2.5			V
Input Low Voltage (Off)				0.3	V
Input Current	$-0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	-30		100	$\mu A$
Turn-On Time			0.6		$\mu s$
Turn-Off Time			0.5		$\mu s$
<b>ミキサの DC 電流調整 (IADJ)</b>					
Open-Circuit DC Voltage			2.2		V
Short-Circuit DC Current	Pin Shorted to Ground		1.8		mA
<b>温度検出ダイオード (TEMP)</b>					
DC Voltage at $T_J = 25^\circ C$	$I_{IN} = 10\mu A$ $I_{IN} = 80\mu A$		716 773		mV mV
Voltage Temperature Coefficient	$I_{IN} = 10\mu A$ $I_{IN} = 80\mu A$		-1.75 -1.56		$mV/^\circ C$ $mV/^\circ C$

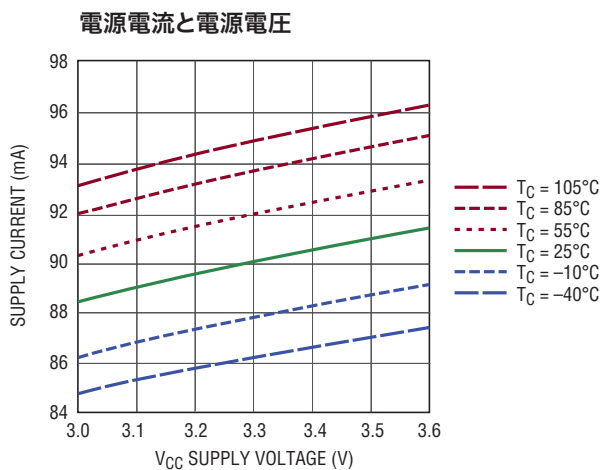
**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

**Note 2:** LTC5567 は  $-40^\circ C \sim 105^\circ C$  のケース温度範囲 ( $\theta_{JC} = 8^\circ C/W$ ) で動作することが保証されている。

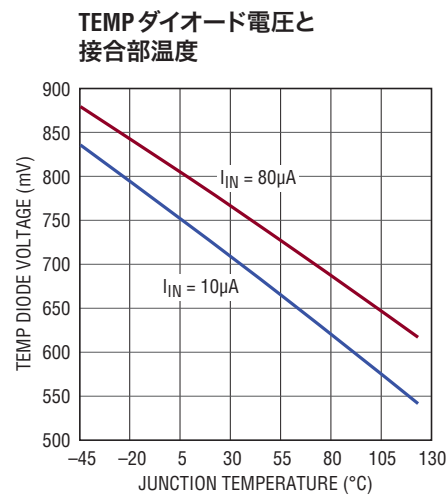
**Note 3:** SSB ノイズフィギュアは、RF 入力に小信号ノイズ源、バンドパス・フィルタ、および 2dB 整合パッドを使用し、LO 入力にバンドパス・フィルタを使用して測定される。

**Note 4:** 規定されている性能には、4:1 の IF トランスと評価用プリント回路基板の損失が含まれる。

## 標準的 DC 性能特性 $EN = "H"$ 、図1に示すテスト回路。



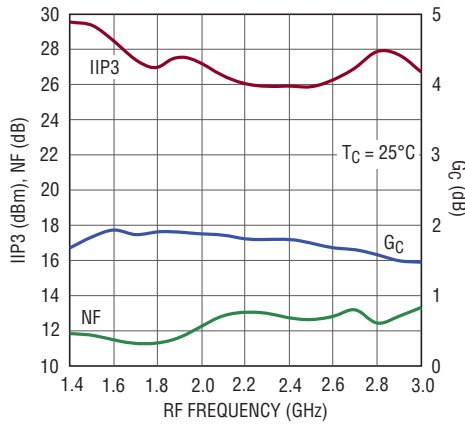
5567 G01



5567 G02

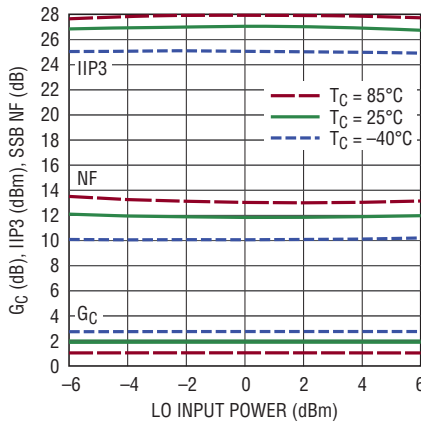
**標準的性能特性** 1400MHz～3000MHzのアプリケーション。図1に示すテスト回路。注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -6dBm$  (2トーンのIIP3テストでは $-6dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 153MHz$ 。

変換利得、IIP3およびNFとRF周波数(低電位側LO)



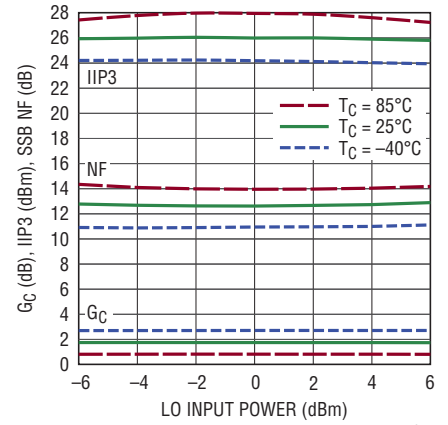
5567 G03

1950MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力(低電位側LO)



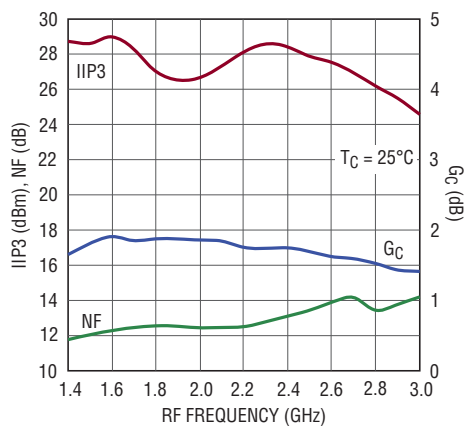
5567 G04

2550MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力(低電位側LO)



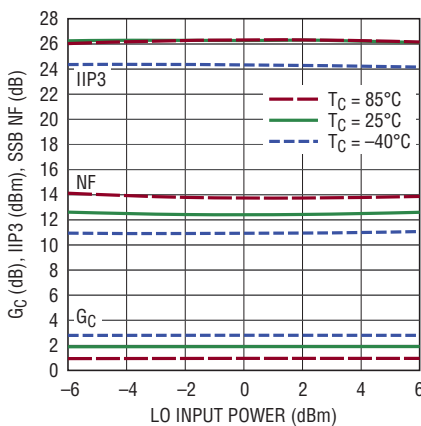
5567 G05

変換利得、IIP3およびNFとRF周波数(高電位側LO)



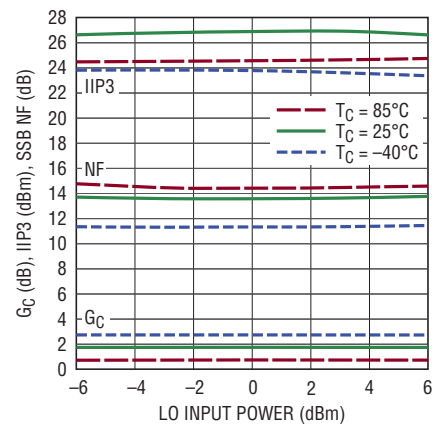
5567 G06

1950MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力(高電位側LO)



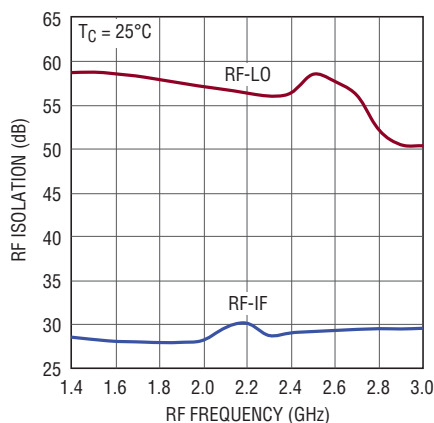
5567 G07

2550MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力(高電位側LO)



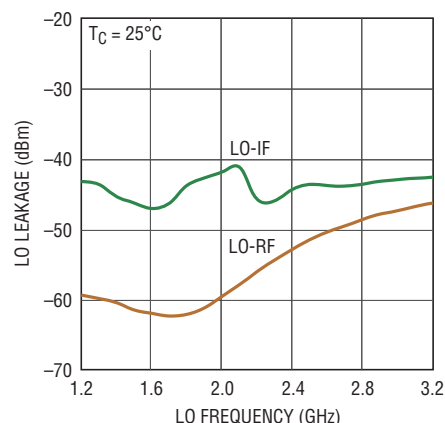
5567 G08

RF分離とRF周波数



5567 G09

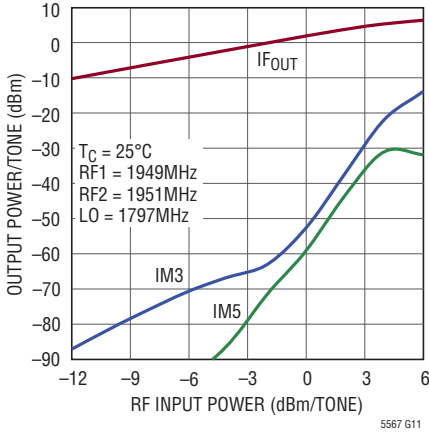
LOリークとLO周波数



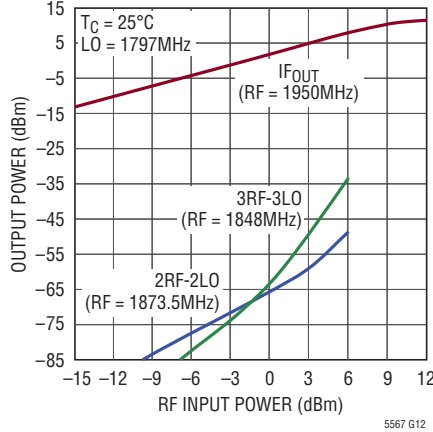
5567 G10

**標準的性能特性** 1400MHz～3000MHzのアプリケーション。図1に示すテスト回路。注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -6dBm$  (2トーンのIIP3テストでは $-6dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 153MHz$ 。

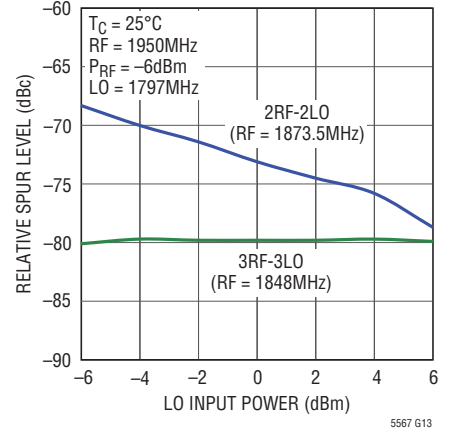
**2トーンIF出力電力、IM3およびIM5とRF入力電力**



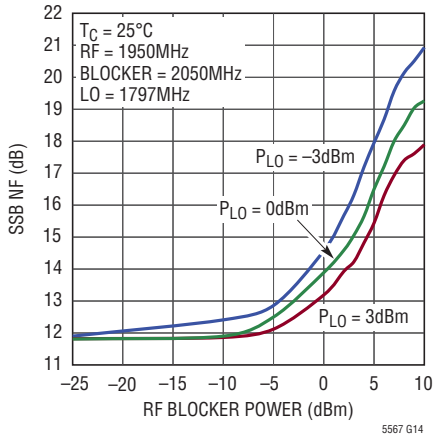
**シングルトーンIF出力電力、2x2および3x3スプリアスとRF入力電力**



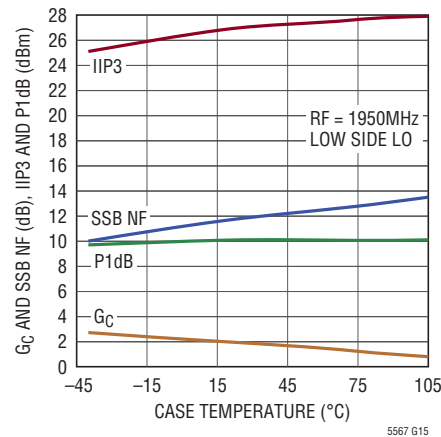
**2x2および3x3スプリアス抑制とLO電力**



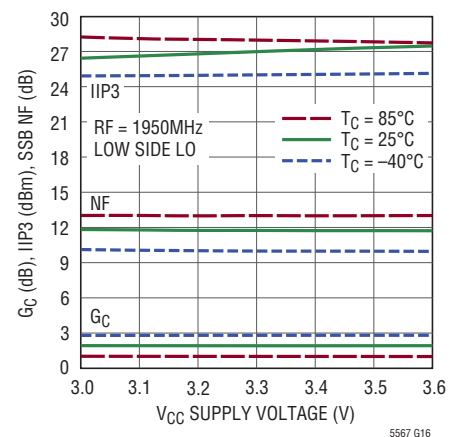
**SSB ノイズフィギュアとRF ブロッカ・レベル**



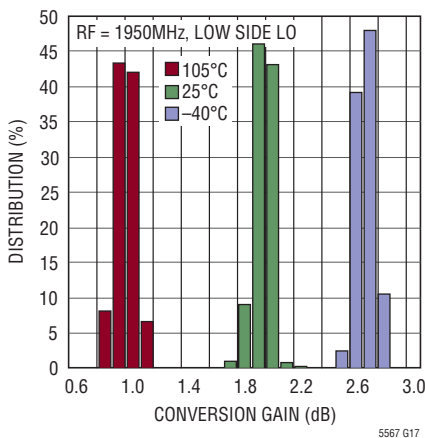
**変換利得、IIP3、NFおよびRF入力のP1dBと温度**



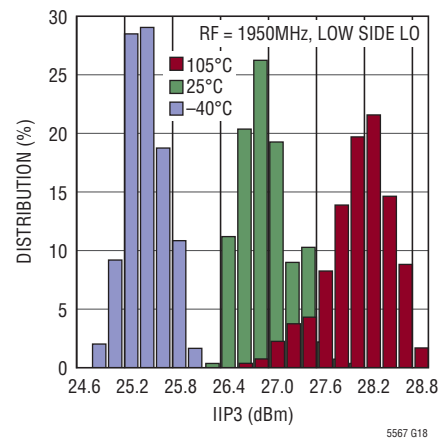
**変換利得、IIP3およびNFと電源電圧**



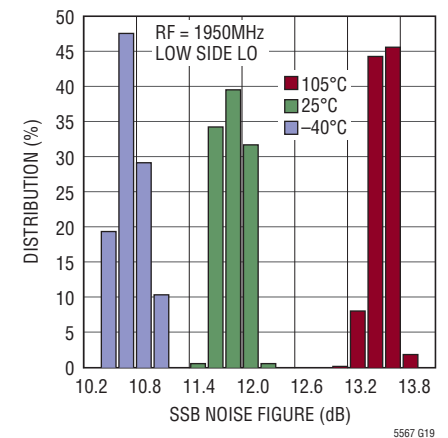
**1950MHzでの変換利得の分布**



**1950MHzでのIIP3の分布**

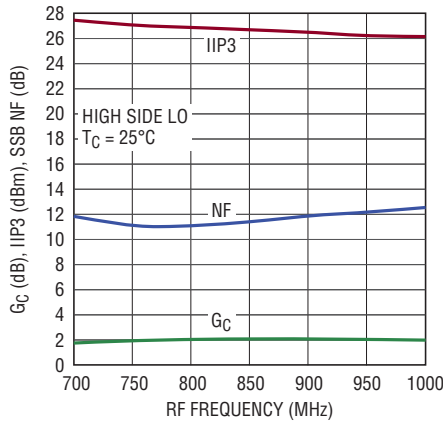


**1950MHzでのSSB NFの分布**



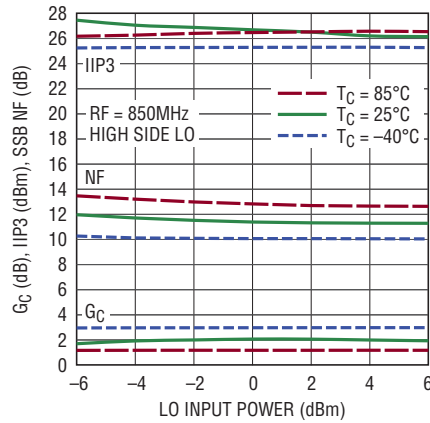
**標準的性能特性** 700MHz~1000MHzのアプリケーション。図1に示すテスト回路。注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -6dBm$  (2トーンのIIP3テストでは $-6dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 153MHz$ 。

**変換利得、IIP3およびNFとRF周波数**



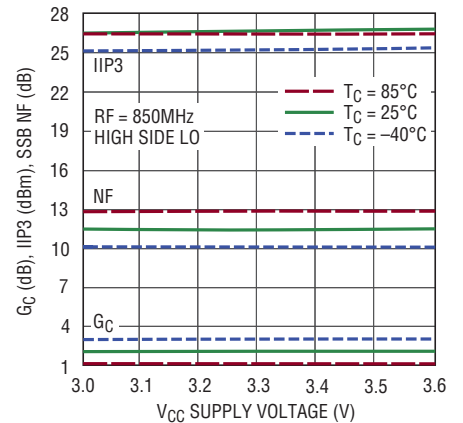
5567 G20

**850MHz 変換利得、IIP3およびNFとLO電力**



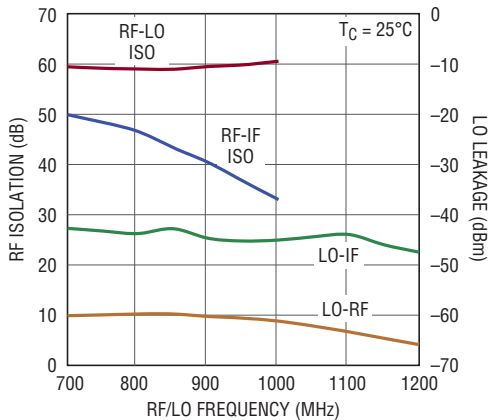
5567 G21

**850MHz 変換利得、IIP3およびNFと電源電圧**



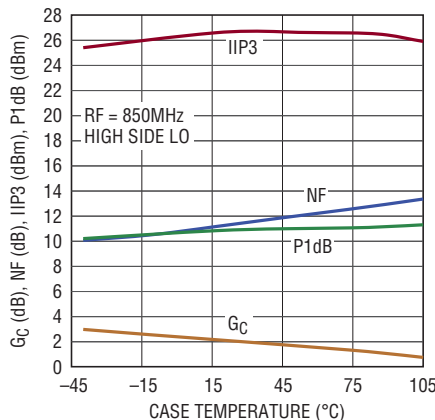
5567 G22

**RF分離およびLOリークと周波数**



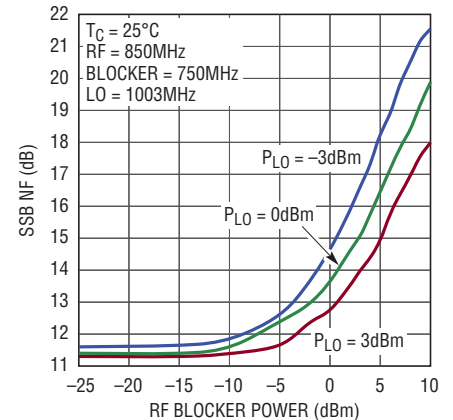
5567 G23

**変換利得、IIP3、NFおよびRF入力のP1dBと温度**



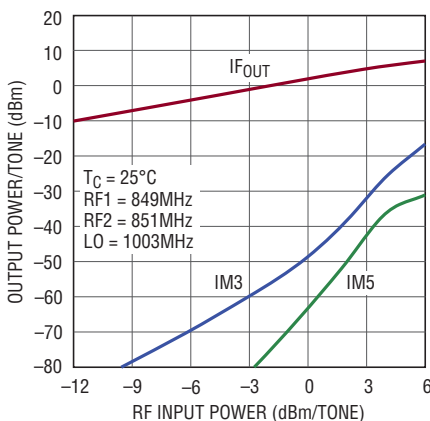
5567 G24

**SSBノイズフィギュアとRFブロッカ・レベル**



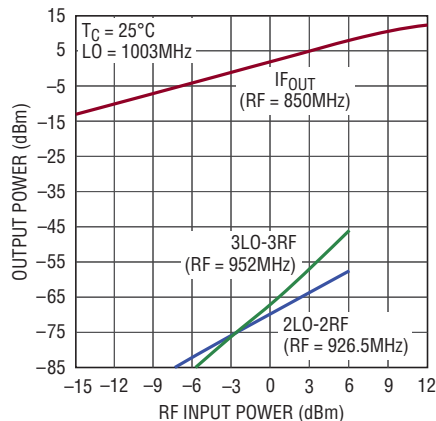
5567 G25

**2トーンIF出力電力、IM3およびIM5とRF入力電力**



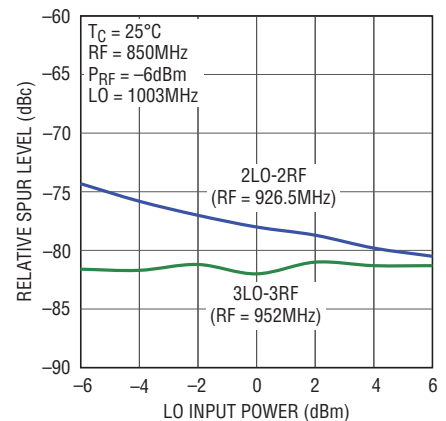
5567 G26

**シングルトーンIF出力電力、2x2および3x3スプリアスとRF入力電力**



5567 G27

**2x2および3x3スプリアス抑制とLO電力**

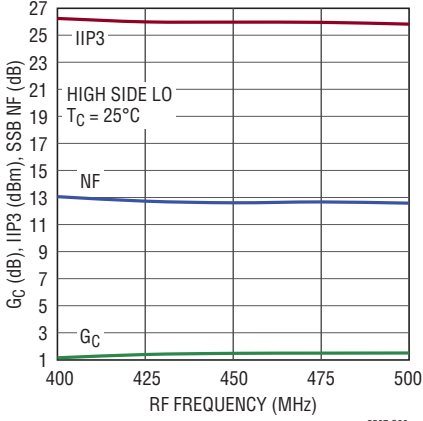


5567 G28

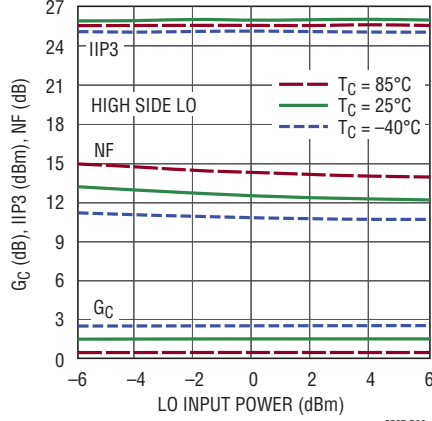
# LTC5567

**標準的性能特性** 400MHz~500MHzのアプリケーション。図1に示すテスト回路。注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -6dBm$  (2トーンのIIP3テストでは $-6dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 153MHz$ 。

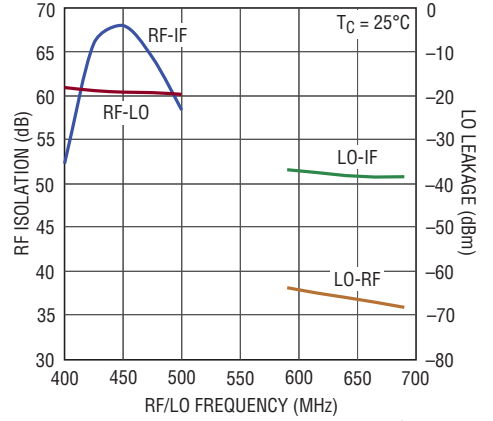
変換利得、IIP3およびNFとRF周波数



450MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力

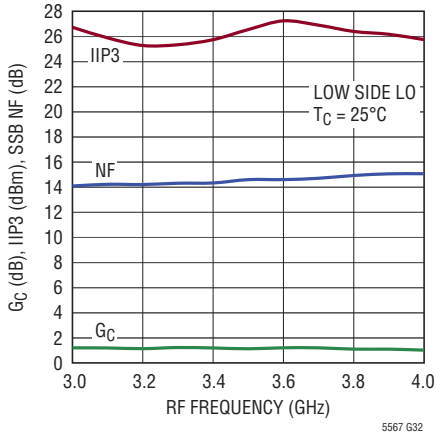


RF分離およびLOリークとRFおよびLO周波数

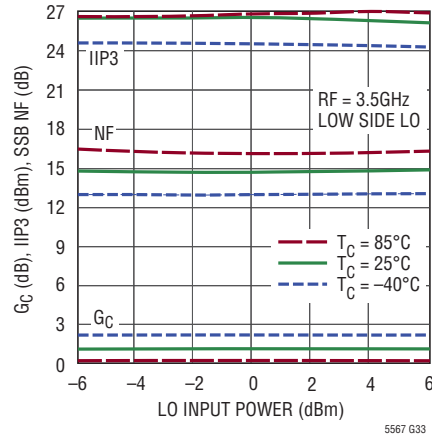


3GHz~4GHzのアプリケーション。図1に示すテスト回路。

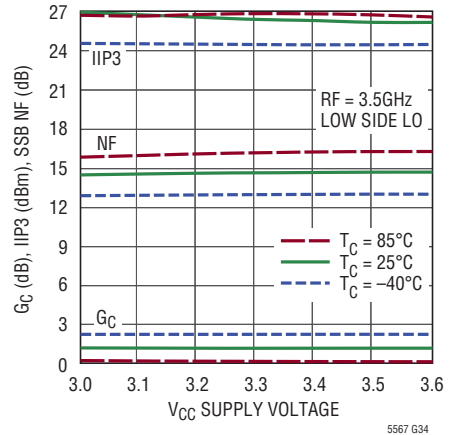
変換利得、IIP3およびNFとRF周波数



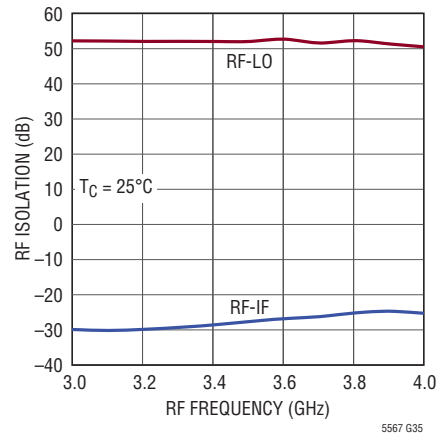
3500MHzでの変換利得、IIP3およびNFとLO電力



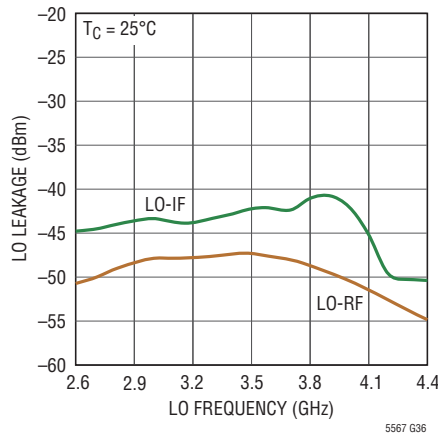
3500MHzでの変換利得、IIP3およびNFと電源電圧



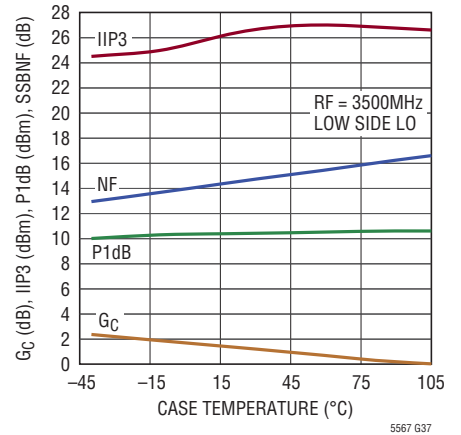
RF分離とRF周波数



LOリークとLO周波数



変換利得、IIP3およびRF入力のP1dBと温度





## ピン機能

**TEMP (ピン1)** : 温度検出ダイオード。このピンは、ダイの温度を測定する目的で使用できるダイオードのアノードに接続されています。温度を測定するには、電流を強制的に流して電圧を測定します。

**GND (ピン2、4、9、12、13、16、露出パッド・ピン17)** : グランド。これらのピンはプリント回路基板のRFグランド・プレーンに半田付けする必要があります。パッケージの露出した金属パッドにより、グランドへの電氣的接触とプリント回路基板への十分な熱的接触の両方が実現されます。

**RF (ピン3)** : シングルエンドのRF入力。このピンは内蔵のRFトランスの1次巻線に内部で接続されており、グランドとの間に小さいDC抵抗があります。**RF信号源にDC電圧が存在する場合は、DC阻止コンデンサを直列に接続する必要があります。** RF入力は、ミキサがイネーブルされている限り、1.4GHz~3GHzの範囲で50Ωのインピーダンスに整合します。外部整合により、最小300MHzまたは最大4GHzまでの動作が可能です。

**EN (ピン5)** : イネーブル・ピン。入力電圧が2.5Vより高くなると、ミキサはイネーブルされます。入力電圧が0.3Vより低くなると、ミキサはディスエーブルされます。標準の入力電流は30μA未満です。このピンには内部にプルダウン抵抗があります。

**V<sub>CC</sub> (ピン6)** : 電源ピン。このピンは3.3Vの安定化電源に接続し、ピンの近くにバイパス・コンデンサを配置する必要があります。標準的なDC消費電流は34mAです。

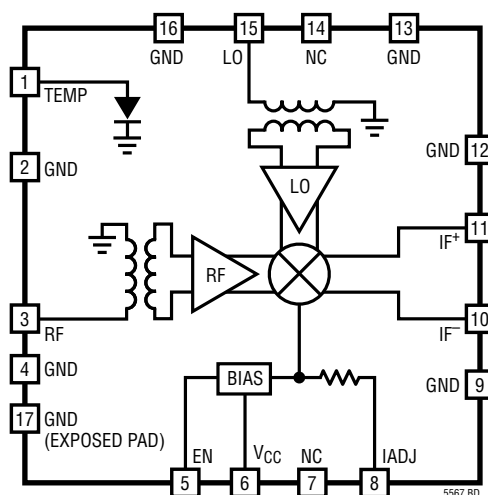
**NC (ピン7、14)** : これらのピンは内部では接続されていません。これらのピンはフロート状態のままにしても、グランドまたはV<sub>CC</sub>に接続してもかまいません。

**IADJ (ピン8)** : このピンでは、ミキサのDC電源電流を調整できます。標準の開放DC電圧は2.2Vです。最適な性能を得るには、このピンをフロート状態のままにしておきます。

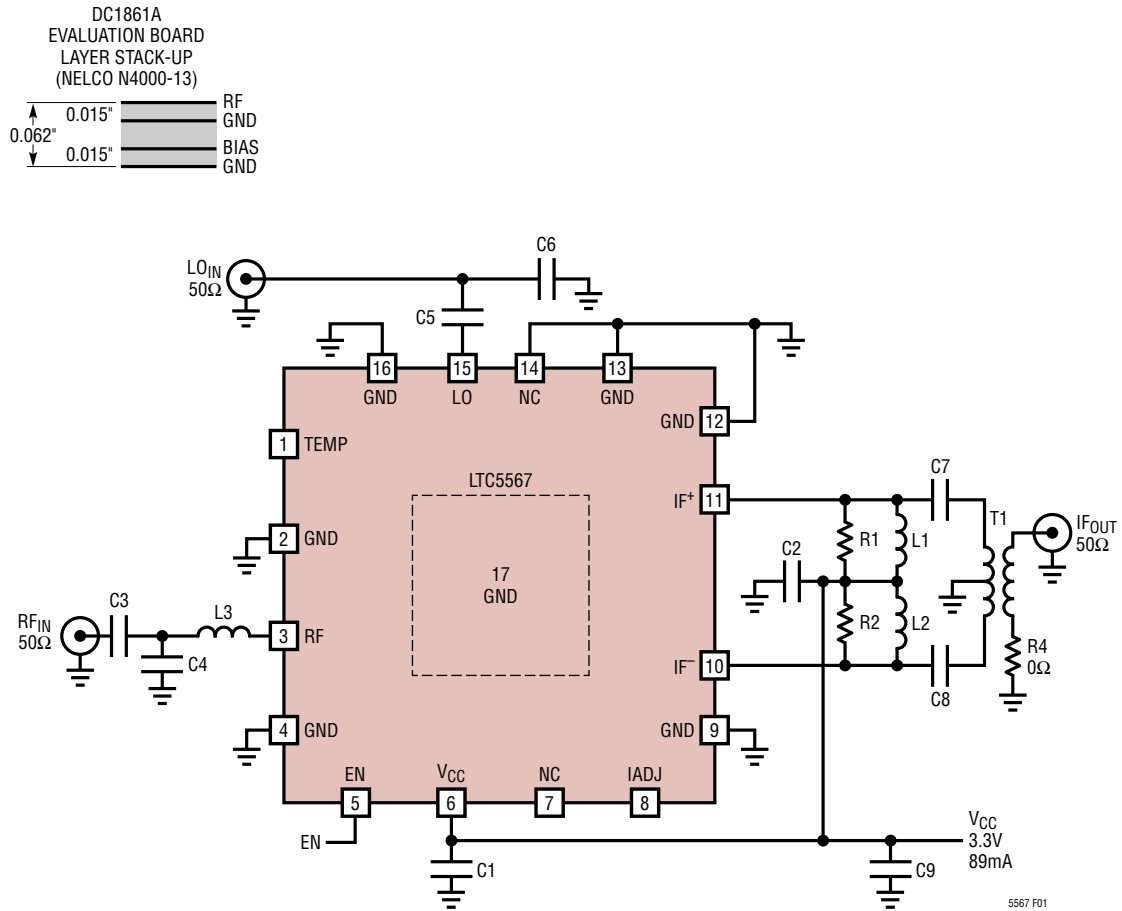
**IF<sup>+</sup>/IF<sup>-</sup> (ピン11/ピン10)** : オープン・コレクタの差動IF出力。これらのピンはインピーダンスの整合したインダクタまたはトランスの中間引き出し口を介してV<sub>CC</sub>電源に接続する必要があります。各ピンに流れ込む標準のDC消費電流は27.5mAです。

**LO (ピン15)** : シングルエンドのローカル発振器入力。このピンは内蔵トランスの1次巻線に内部で接続されており、グランドとの間に小さいDC抵抗があります。**DC阻止コンデンサを直列に接続して、内部トランスの損傷を防ぐ必要があります。** この入力、デバイスがディスエーブルされている場合でも1GHz~4GHzの範囲で50Ωのインピーダンスに整合します。外部整合により、最小300MHzまたは最大4.5GHzまでの動作が可能です。

## ブロック図



## テスト回路



アプリケーション		RFの整合			LOの整合	
RF (MHz)	LO	C3	C4	L3	C5	C6
300～400	HS	120pF	18pF	2.2nH	47pF	15pF
400～500	HS	120pF	12pF	2nH	27pF	10pF
700～1000	HS	120pF	4.7pF	—	6.8pF	2.7pF
1400～3000	LS、HS	2.7pF	—	—	3.9pF	—
3000～4000	LS	3.9pF	0.7pF	—	3.9pF	—

LS = 低電位側、HS = 高電位側

参照記号	値	サイズ	メーカー	参照記号	値	サイズ	メーカー
C1、C2	10nF	0402	AVX	C9	1μF	0603	AVX
C3～C6	表を参照	0402	AVX	T1	4:1	—	Mini-Circuits TC8-1-10LN+
C7、C8	330pF	0402	AVX	L1、L2	300nH	0603	Coilcraft 0603HP
R1、R2	3.01k、1%	0402		L3	表を参照	0402	Coilcraft 0402HP

図1. ダウンミキサの標準テスト回路図(153MHzのバンドパスIF整合)

## アプリケーション情報

### はじめに

LTC5567は、直線性の高い二重平衡アクティブ・ミキサ、高速制限のLOバッファ、およびバイアス/イネーブル回路を内蔵しています。各ピンの説明については「ピン機能」と「ブロック図」のセクションを参照してください。データシートに規定されている性能を実現するために必要なすべての外付け部品を示すテスト回路図を図1に示します。いくつかの追加部品を使用することにより、DC電源電流または周波数応答を変更できます。これについては以降のセクションで説明します。

LO入力およびRF入力はシングルエンドです。IF出力は差動です。低電位側または高電位側のLOインジェクションを使用することができます。図1に示すテスト回路では、バンドパスIF出力整合と8:1のIFトランスを利用して50ΩのシングルエンドIF出力を実現しています。評価ボードのレイアウトを図2に示します。

### RF入力

ミキサのRF入力の簡略回路図を図3に示します。図に示すように、内蔵のRFトランスの1次巻線の一方の端子はピン3に接続されていますが、他方の端子は内部でDC接地されています。このため、RF信号源にDC電圧が存在する場合は、直列のDC阻止コンデンサ(C3)が必要です。1次巻線のDC抵抗は約4Ωです。RFトランスの2次巻線は内部でRFバッファ・アンプに接続されています。

RF入力は1400MHz～3000MHzの範囲で50Ωに整合しており、入力には2.7pFの直列コンデンサが1つ接続されています。この周波数範囲の外側にRF周波数を整合させるには、図3に示すように分路コンデンサC4を追加すれば簡単です。RF周波数が500MHzより低い場合は、直列インダクタL3も必要です。評価ボードにはL3用の配線パターンは用意されていないので、L3を直列に接続するにはRF入力の配線を切断する

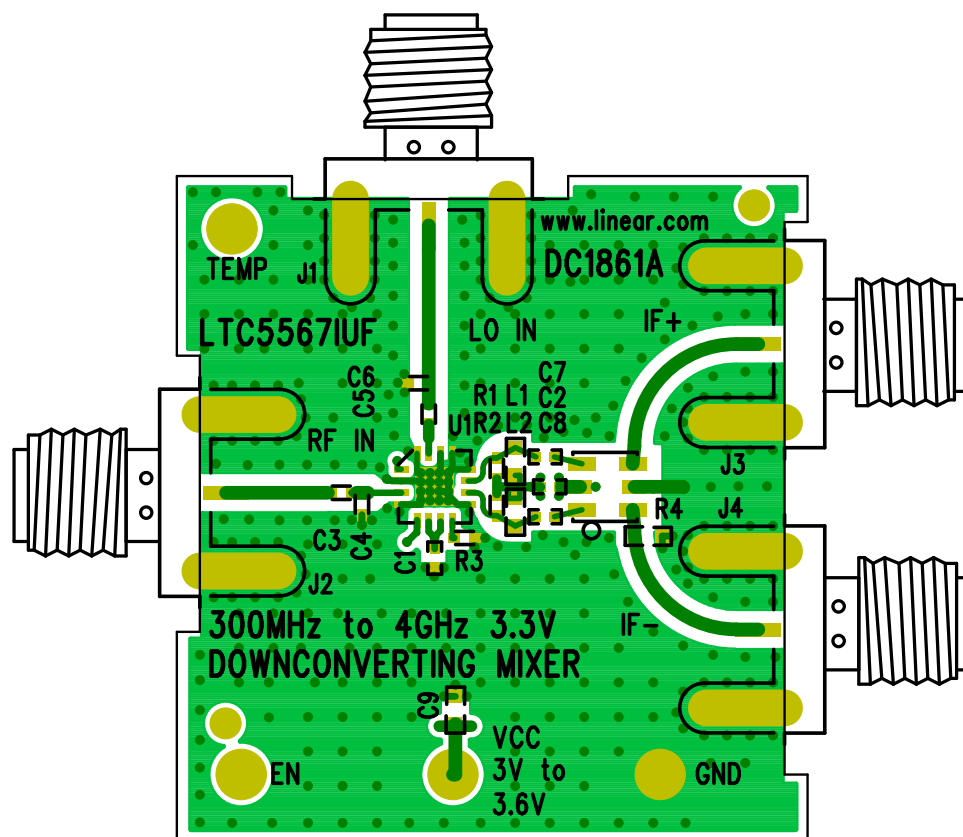


図2. 評価ボードのレイアウト

## アプリケーション情報

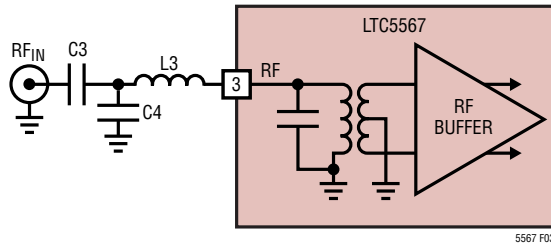


図3. RF 入力回路図

必要があります。RF 入力に整合する素子の値を図1の表にアプリケーションごとに示します。RF 入力の反射減衰量の測定結果を図4に示します。RF 入力インピーダンスおよび入力反射係数と周波数の関係を表1に示します。

表1. RFの入力インピーダンスとS11  
(ピン3、外部整合なし、ミキサはイネーブル状態)

周波数 (MHz)	入力インピーダンス	S11	
		振幅	位相
200	6.0 + j8.0	0.79	161.6
350	9.0 + j11.9	0.71	152.1
450	11.0 + j14.1	0.66	147.0
575	13.3 + j15.9	0.61	142.5
700	15.4 + j17.5	0.57	138.1
900	18.5 + j20.0	0.52	131.1
1100	21.7 + j22.0	0.48	125.1
1400	27.4 + j24.2	0.41	115.6
1700	33.7 + j24.2	0.33	107.9
1950	39.1 + j21.6	0.26	103.1
2200	42.6 + j16.1	0.19	104.9
2450	42.6 + j9.9	0.13	120.8
2700	38.8 + j4.3	0.14	155.9
3000	31.9 + j2.3	0.22	171.3
3300	24.8 + j4.0	0.34	167.9
3600	19.5 + j8.2	0.45	158.3
3900	15.4 + j13.4	0.56	147.3
4200	12.6 + j18.7	0.64	136.8
4500	10.9 + j24.2	0.70	126.6

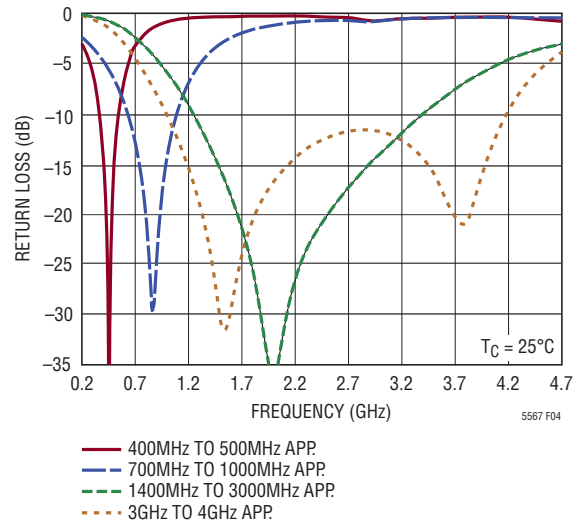


図4. RF 入力の反射減衰量

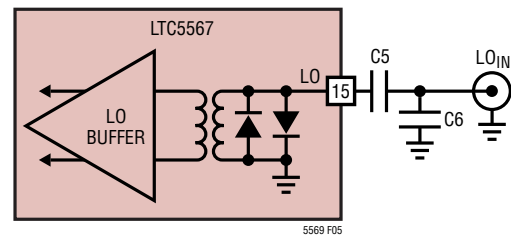


図5. LO 入力回路図

### LO 入力

LO 入力の簡略回路図と外付け部品を図5に示します。RF 入力の場合と同様に、内蔵のLOトランスの1次巻線は内部でDC接地されているので、外付けのDC阻止コンデンサが必要です。コンデンサC5は必要なDC阻止機能を実現し、1GHz～4GHzの周波数範囲でLO入力の整合を最適化します。制限アンプは±5dBの入力電力範囲で優れた性能を発揮しますが、公称のLO入力レベルは0dBmです。LOの入力電力が+6dBmより大きいと内部ESDダイオードが導通することがあります。

1GHzより低い周波数に対してLO入力の整合を最適化するには、C5の値を大きくして分路コンデンサC6を追加します。C5およびC6の値とLOの周波数範囲の要約を表2に示します。LO入力の反射減衰量の測定結果を図6に示します。最後に、

## アプリケーション情報

LO入力インピーダンスおよび入力反射係数と周波数の関係を表3に示します。

表2. LO入力の整合値とLOの周波数範囲

周波数 (MHz)	C5 (pF)	C6 (pF)
285 ~ 392	330	33
338 ~ 415	330	22
415 ~ 505	56	18
525 ~ 635	27	10
645 ~ 803	15	7.5
800 ~ 1150	6.8	2.7
1000 ~ 4000	3.9	—
3000 ~ 4500	1.8	0.2

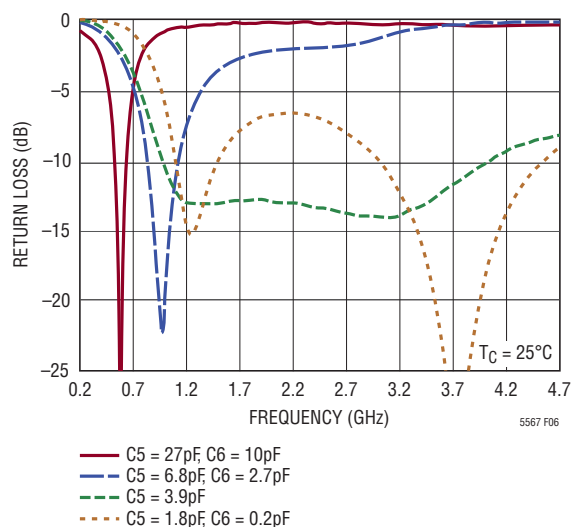


図6. LO入力の反射減衰量

LOのバッファは、デバイスがディスエーブルされたときにLOの入力インピーダンスが大幅に変化しないように設計されています。この機能の要件は、電源電圧を印加しておくことだけです。この機能の実際の性能を図7に示します。図に示すように、LO入力の反射減衰量は、デバイスがイネーブルされている場合でもディスエーブルされている場合でも、1GHz～4GHzの周波数範囲では10dBより優れています。

表3. LOの入力インピーダンスとS11  
(ピン15、外部整合なし、ミキサはイネーブル状態)

周波数 (MHz)	入力インピーダンス	S11	
		振幅	位相
350	5.2 + j14.9	0.83	146.5
400	6.0 + j17.3	0.81	141.7
450	6.6 + j19.5	0.80	137.0
500	7.2 + j21.5	0.78	132.7
600	9.1 + j26.5	0.75	123.6
800	15.1 + j35.7	0.67	106.0
1000	24.9 + j43.6	0.58	89.5
1500	67.5 + j36.4	0.33	47.1
2000	61.7 - j4.2	0.11	-18.3
2500	40.3 - j7.1	0.13	-139.4
3000	31.7 + j1.8	0.23	173.1
3500	29.8 + j12.3	0.29	140.0
4000	31.5 + j22.9	0.35	113.2
4500	36.0 + j32.4	0.38	92.8

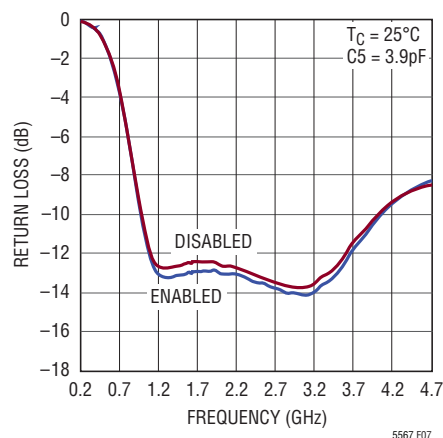


図7. LO入力の反射減衰量—ミキサをイネーブルした状態とディスエーブルした状態

## IF出力

IF出力の簡略回路図と外付けの整合部品を図8に示します。図に示すように、IF出力は差動のオープン・コレクタです。各IF出力ピンは電源電圧(V<sub>CC</sub>)でバイアスする必要があります。図8に示すように、電源電圧は外付けの整合インダクタ(L1およびL2)を介して印加されます。各ピンには約27.5mAのDC電源電流(合計55mA)が流れます。

アプリケーション情報

差動IF出力インピーダンスは、表4に示す値を使用して、並列R-C回路としてモデル化できます。このデータは(外付け部品がない場合の)パッケージのピンを基準にしており、デバイスとパッケージの寄生要素の影響を含んでいます。抵抗R1およびR2は出力抵抗を減らすために使用されています。これらの抵抗によってIF帯域幅と入力1dBは大きくなりますが、変換利得は小さくなります。図1に示す標準のダウンミキサ・テスト回路では、バンドパス整合抵抗および3.01kの抵抗を使用して400Ωの差動出力を実現し、その後に8:1のトランスを接続することによって50Ωのシングルエンド出力を実現しています。C7およびC8は330pFのDC阻止コンデンサです。L1およびL2の値は、目的のIF中間周波数で内部のIF容量(C<sub>IF</sub>)と共振させるために、次式を使用して計算します。

$$L1, L2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{IF})^2 \cdot 2 \cdot C_{IF}}$$

IF周波数が100MHzより低い場合はインダクタ値が過度に高くなるので、後のセクションで説明するハイパス・インピーダンス整合回路網が好まれます。その方がインダクタ値が小さいからです。

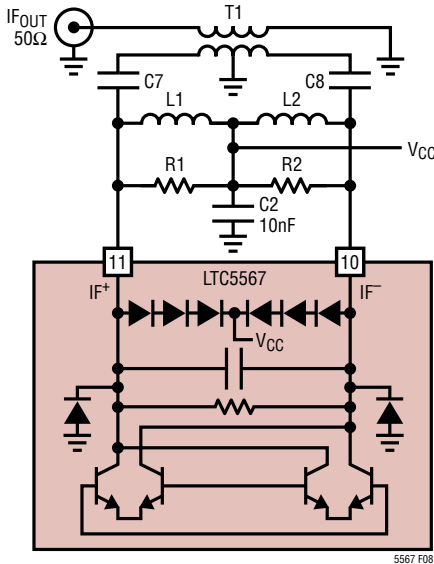


図8. IF出力の回路図と外部の整合回路

図1に示す標準のダウンミキサ・テスト回路で使用される最適なIF整合インダクタ値とIF中心周波数の要約を表4に示します。測定された(変換利得が)1dBのIF周波数範囲をイン

ダクタ値ごとに示します。一覧に示したインダクタ値は、8:1のトランスが持つ付加的な容量により、理想の計算値より小さくなります。8:1のトランスが取り除かれる差動IF出力アプリケーションでは、理想の計算値を使用してください。IF出力の反射減衰量の測定結果を図9に示します。

表4. IF出力インピーダンスおよびバンドパス整合素子の値とIF周波数

IF周波数 (MHz)	差動IF出力インピーダンス (R <sub>IF</sub>   C <sub>IF</sub> )	TC8-1を使用したIF整合	
		L1, L2	1dBのIF周波数範囲 (MHz)
140	532Ω  1.0pF	390nH	65~327
153	532Ω  1.0pF	300nH	84~350
190	530Ω  1.0pF	210nH	107~375
250	525Ω  1.0pF	120nH	160~415
380	511Ω  1.0pF	51nH	288~520
500	500Ω  1.03pF		
1000	454Ω  1.07pF		
1500	364Ω  1.12pF		
2000	268Ω  1.24pF		
2500	209Ω  1.41pF		

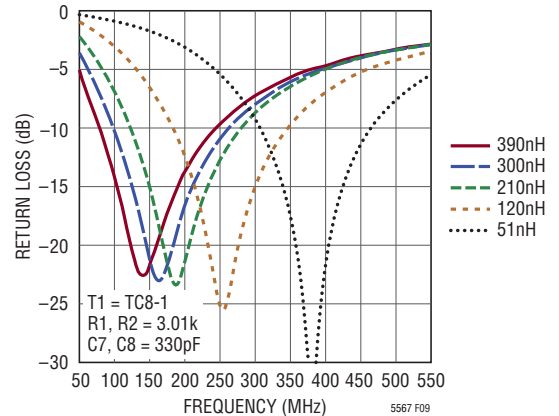


図9. IF出力の反射減衰量—8:1のトランスがある400Ωのバンドパス整合回路

広帯域の差動IF出力

広いIF帯域幅および高い入力1dB利得圧縮点は、抵抗R1およびR2を使用してIF出力抵抗を低減することによって得られます。こうするとミキサの変換利得は減少しますが、IIP3やノイズフィギュアは低下しません。



アプリケーション情報

図10に示すIF整合回路では、249Ωの抵抗と390nHの電源チョークを使用して200Ωの広帯域差動出力を形成しています。この差動出力は、広帯域差動アンプ、フィルタ、または4:1の広帯域トランスを駆動するのに適しています。評価ボードのレイアウトでは、IFトランスを取り除いて、差動出力でミキサの性能を評価することができます。

図11に示す完全なテスト回路では、評価ボードで抵抗性のインピーダンス整合減衰器(Lパッド)を使用して、100Ωの各IF出力を50Ωに変換しています。その後、外付けの0°/180°電力結合器を使用して、100Ωの差動出力を50Ωのシングルエンド出力に変換し、測定を容易にします。

表5では、400Ωの標準IF出力抵抗の場合と200Ωの広帯域IF出力抵抗の場合について、IF帯域幅および1dB利得圧縮点を比較しています。表に示すように、200Ωの整合回路ではIF帯域幅が倍になっており、RF入力のP1dBが+13dBmに増加しています。

表5. 差動IF出力抵抗が400Ωおよび200Ωの場合のIF帯域幅と1dB利得圧縮点 (RF = 1.69 ~ 2.24GHz、LO = 1.65GHz、VCC = 3.3V、TC = 25°C、L1、L2 = 390nH)

R <sub>OUT</sub> (Ω)	R1, R2 (Ω)	P1dB (dBm)	(変換利得の変化が)1dB以内のIF周波数範囲
400	3.01k	10.1	65MHz~327MHz
200	249	13.0	45MHz~580MHz

200Ω差動出力での電圧変換利得、IIP3、およびSSBノイズフィギュアの測定結果を図12にグラフ化しています。200Ω出力による電圧利得を強調するため、電力利得ではなく電圧利得をグラフ化しています。図に示すように、変換利得は45MHz~590MHzのIF出力周波数範囲で1dB以内の平坦さを維持しています。

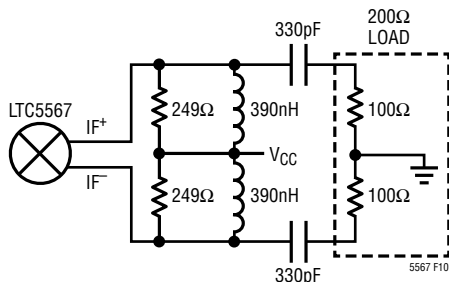


図10. 200Ωの広帯域差動出力

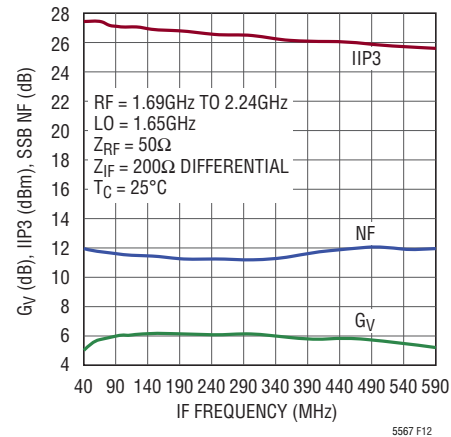


図12. 広帯域差動IF出力抵抗が200Ωの場合の電圧変換利得、IIP3およびNFとIF出力周波数

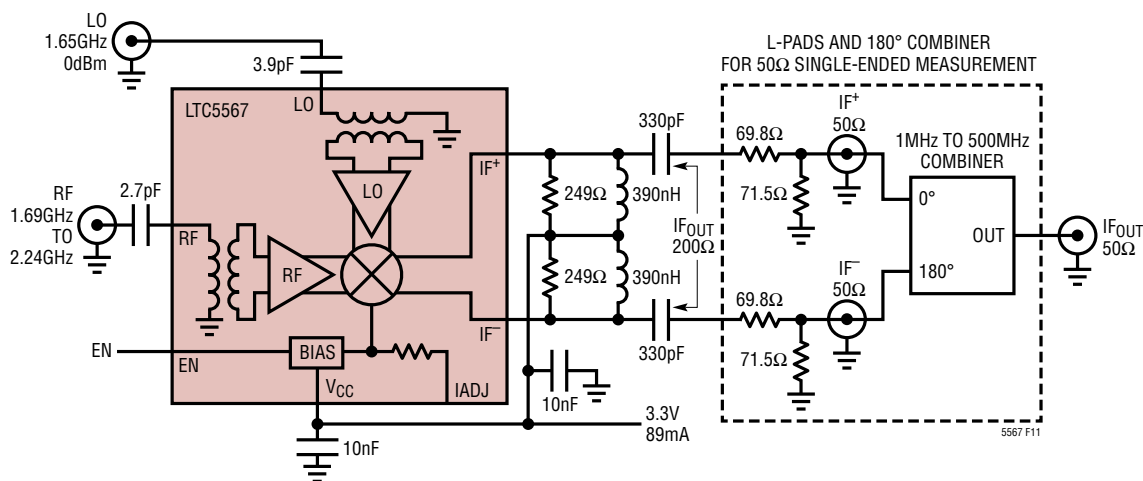


図11. 200Ωの広帯域差動出力のテスト回路

## アプリケーション情報

### ハイパスIF整合

バンドパスIF出力整合回路網は、単純に部品の値を変更することによってハイパス・インピーダンス変換回路網に変更することができます。この整合回路網は、前述した200Ωの広帯域バンドパス整合回路と同様に低インピーダンスの差動負荷（つまりトランス）を駆動できる一方で、400Ωのバンドパス整合回路と同様に高い変換利得を実現します。ハイパス整合回路網は、バンドパス整合回路網よりIF帯域幅が狭くなります。また、小さいインダクタンス値を使用するので、100MHzよりはるかに低いIF中心周波数を設計する場合に有利です。

図13の小信号出力回路網の回路図を参照すると、リアクタンス整合素子の値(L1、L2、C7およびC8)は次式を使用して計算されます。ソース抵抗( $R_S$ )は、外付け抵抗 $R1 + R2$ と、表4から読み取った内部IF抵抗 $R_{IF}$ を並列接続して得られる値です。差動負荷抵抗( $R_L$ )は標準で200Ωですが、それより小さくてもかまいません。C<sub>IF</sub>(IF出力容量)は表4から読み取ります。 $R_S$ を380Ω～450Ωの範囲から選択すると、電力の変換利得は2dB前後になります。

$$R_S = R_{IF} \parallel 2 \cdot R1 \quad (R1 = R2)$$

$$Q = \sqrt{(R_S/R_L - 1)} \quad (R_S > R_L)$$

$$Y_L = Q/R_S + (\omega_{IF} \cdot C_{IF})$$

$$L1, L2 = 1/(2 \cdot Y_L \cdot \omega_{IF})$$

$$C7, C8 = 2/(Q \cdot R_L \cdot \omega_{IF})$$

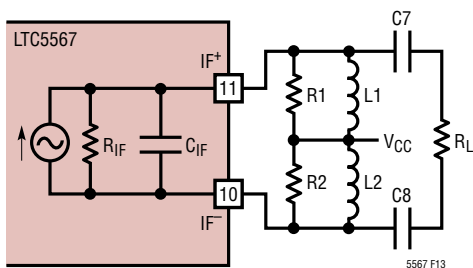


図13. ハイパス整合素子の値を計算するためのIF出力回路

トランス出力のハイパス・インピーダンス整合を実際に行うには、これらの式を使用して、IF周波数が153MHzで差動負荷抵抗が200Ωの場合の素子の値を計算します。図11に示

す広帯域テスト回路での出力の整合は、以下に示す素子の新しい値で変更され、再テストされます。

$$L1, L2 = 150\text{nH}$$

$$C7, C8 = 10\text{pF}$$

$$R1, R2 = 1.1\text{k}$$

ハイパス方式および広帯域バンドパス方式での電圧変換利得の測定結果を、比較のため図14に示します。どちらの回路も200Ωの差動負荷を駆動していますが、ハイパス方式では153MHzでの利得が2.3dB高くなっています。両方の回路での性能の測定結果を表6にまとめます。表に示すように、ハイパス方式のIF帯域幅は半分より狭く、P1dBは3dB低くなっています。

表6. ハイパスIF整合方式と広帯域IF整合方式での性能測定結果の比較 (RF = 1950MHz, IF = 153MHz, 低電位側LO)

IF整合方式	G <sub>v</sub> (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	(変換利得の変化が)1dB以内のIF周波数範囲
ハイパス	8.5	26.9	10.0	110MHz～320MHz
広帯域	6.2	26.9	13.0	45MHz～590MHz

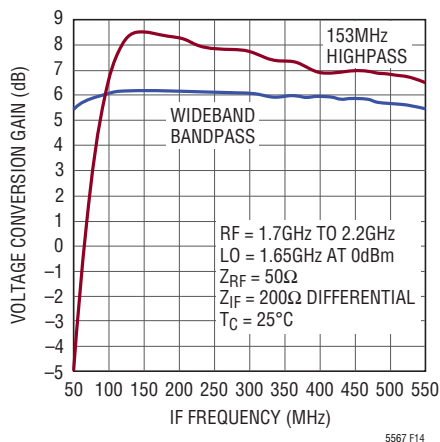


図14. 153MHzのハイパスIF整合回路網と広帯域バンドパスIF整合回路網での電圧変換利得とIF周波数

### ミキサのバイアス電流の低減

IADJピン(ピン8)を使用するとミキサ・コサのDC消費電流を減らすことができますが、その代償として直線性とP1dBの性能が低下します。最高の性能を発揮するためには、このピン



アプリケーション情報

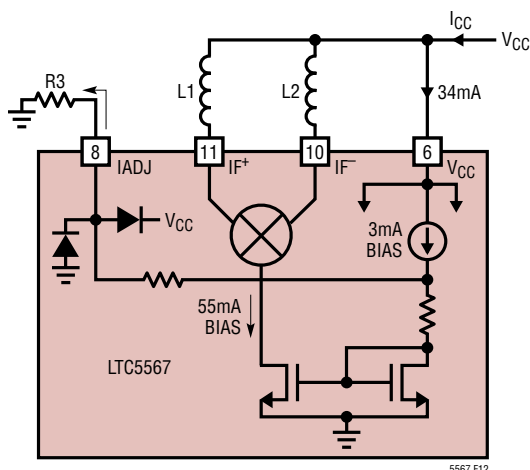


図 15. IADJのインタフェース

は開放回路のままにしてください。図 15 に示すように、内部のバイアス回路はミキサ・コアへ 3mA のリファレンス電流を供給します。図 15 に示すように、抵抗をピン 8 に接続すると、リファレンス電流の一部をグランドに分流できるので、ミキサ・コアの電流が減少します。たとえば、R3 = 1k とすると、ピン 8 から 1mA が分流され、ミキサ・コアの電流が 33% 減少します。IADJ ピンの公称の開放回路 DC 電圧は 2.2V です。R3 のさまざまな値に対する 1950MHz での DC 電源電流および RF 性能を表 7 に示します。

表 7. 電流を減少させた場合のミキサの性能 (RF = 1950MHz、低電位側 LO、IF = 153MHz)

R3 (Ω)	I <sub>CC</sub> (mA)	G <sub>C</sub> (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
開放	89.0	1.9	26.9	10.2	11.8
10k	84.6	1.9	25.7	10.2	11.5
1k	70.4	1.6	21.4	10.1	10.5
330	62.9	1.3	19.3	9.5	10.3
100	58.3	1.0	17.9	8.5	10.1

イネーブル・インタフェース

イネーブル・インタフェースの簡略回路図を図 16 に示します。ミキサをイネーブルするには、EN の電圧を 2.5V より高くする必要があります。イネーブル機能が不要な場合は、EN ピンを V<sub>CC</sub> に直接接続してください。EN ピンの電圧は電源電圧 (V<sub>CC</sub>) を 0.3V 超えて高くならないようにしてください。その状況が発生すると、電源電流が ESD ダイオードを介して供給され、デバイスを傷めるおそれがあります。

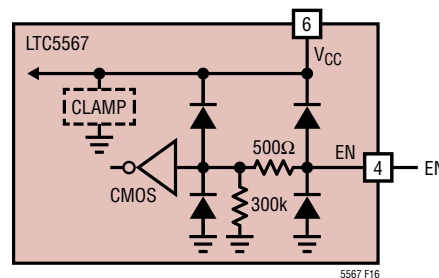


図 16. イネーブル入力回路

EN ピンには 300k のプルダウン抵抗が内蔵されています。したがって、イネーブル (EN) ピンをフロート状態のままにすると、ミキサはデイスエーブルされます。

電源電圧のランプ

電源電圧が急速に上昇すると、V<sub>CC</sub> ピンに接続されている内部 ESD クランプ回路に電流グリッチが生じることがあります。電源のインダクタンスによっては、このグリッチによって 4.0V の最大定格を超える電源電圧トランジェントを生じる可能性があります。電源電圧のランプ時間は 1ms より長くすることを推奨します。

スプリアス出力レベル

RF および LO の高調波に対するミキサのスプリアス出力レベルを表 8 に示します。スプリアス・レベルは図 1 に示すテスト回路を使用した標準の評価ボードで測定しました。スプリアス周波数は次式を使用して計算できます。

$$f_{SPUR} = (M \cdot f_{RF}) - (N \cdot f_{LO})$$

表 8. IF 出力のスプリアス・レベル (dBm)

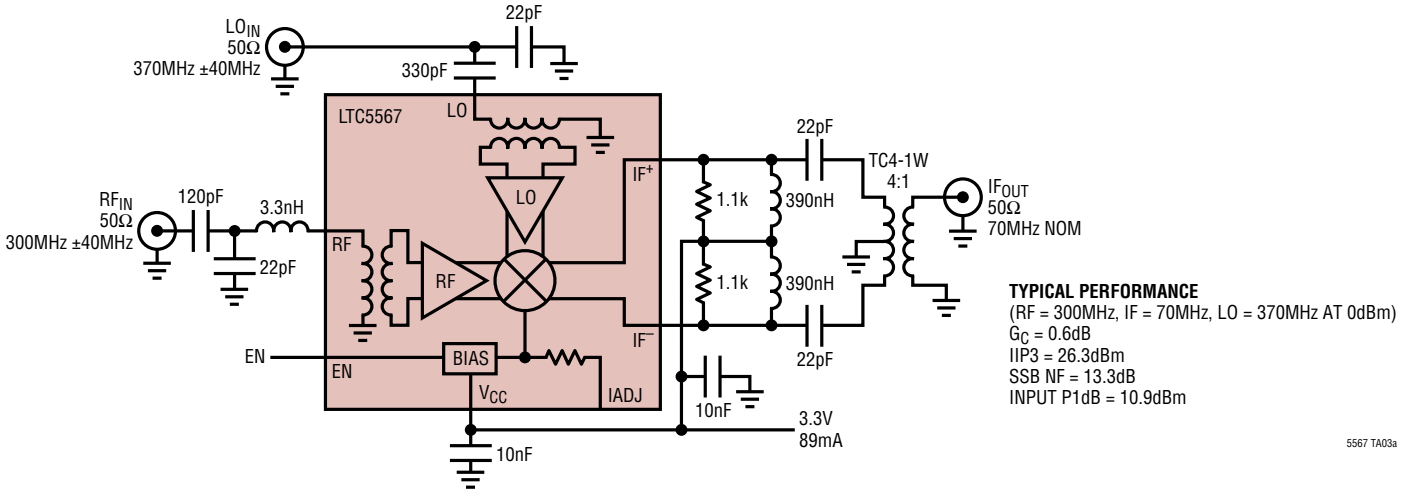
(RF = 1950MHz、P<sub>RF</sub> = -2dBm、153MHz での P<sub>IF</sub> = 0dBm、低電位側 LO、P<sub>LO</sub> = 0dBm、V<sub>CC</sub> = 3.3V、T<sub>C</sub> = 25°C)

		N									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
M	0		-43	-24	-47	-30	-57	-46	-64	-50	-81
	1	-30	0	-56	-57	-59	-37	-69	-47	-78	-58
	2	-60	-56	-67	-68	-72	-78	-78	-85	-87	*
	3	*	-81	-89	*	*	*	*	*	*	*
	4	*	*	-73	*	*	*	*	*	-90	*
	5	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
	6		*	*	*	*	*	*	*	*	*
	7				*	*				*	

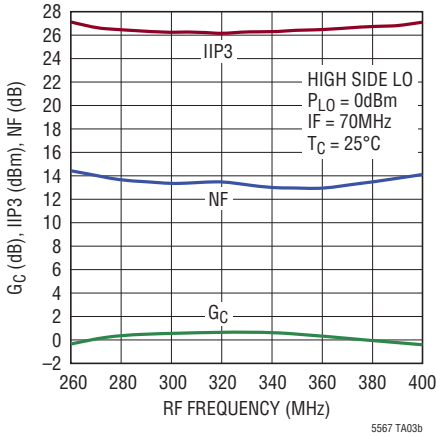
\*-90dBc 未満

## 標準的応用例

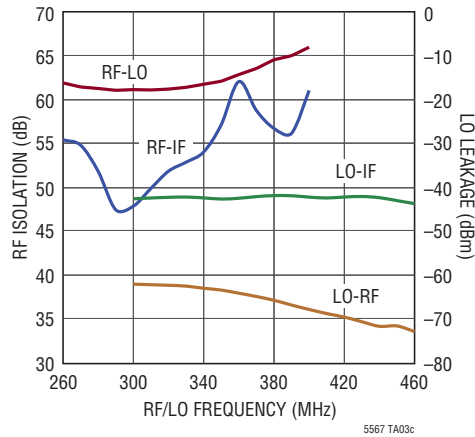
70MHzのハイパスIF整合回路を備えた300MHzのRFアプリケーション



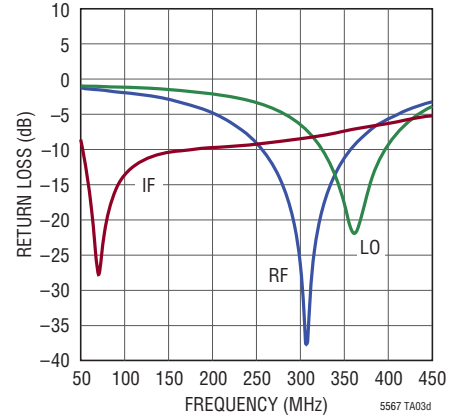
変換利得、IIP3およびNFとRF周波数



RF分離およびLOリークとRFおよびLO周波数



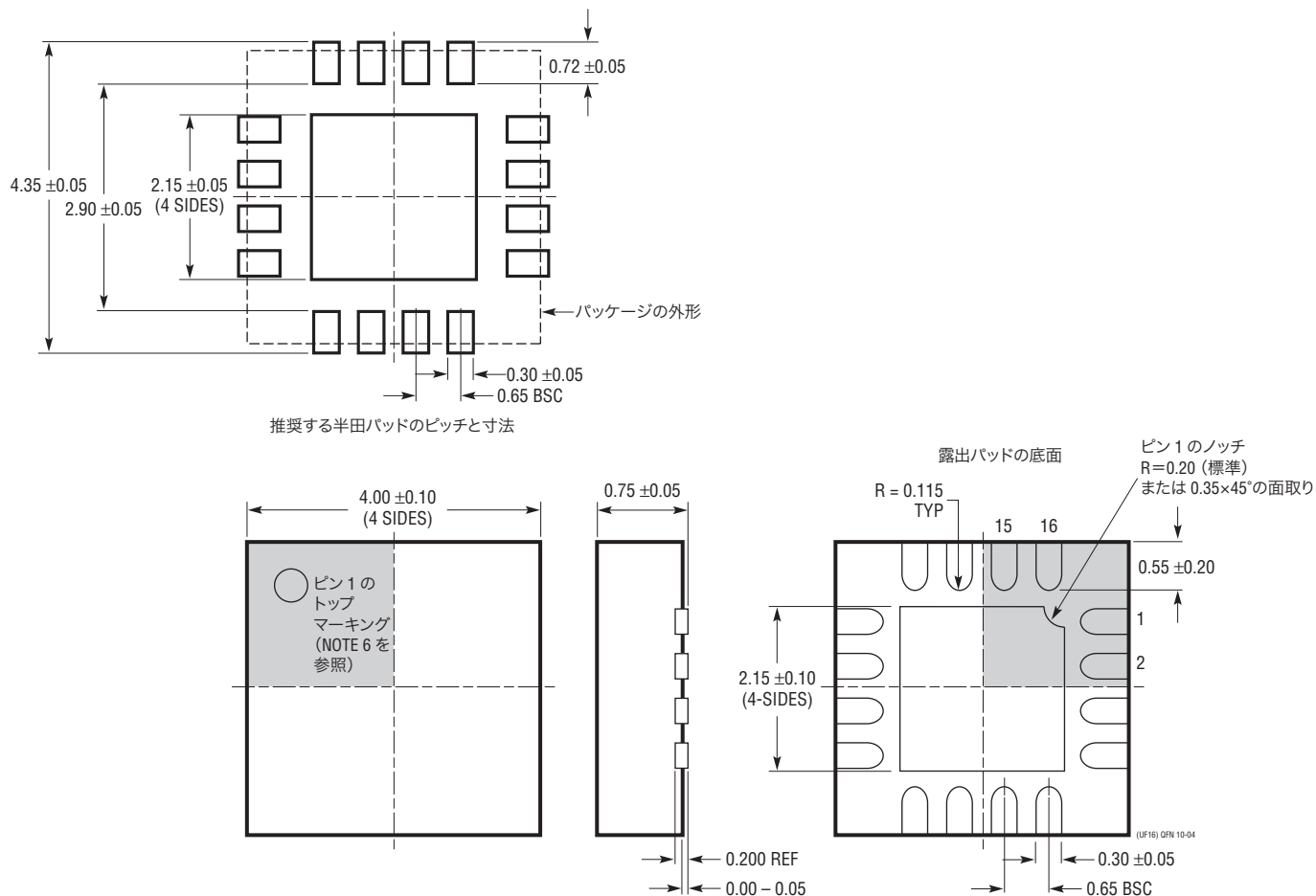
RF、LOおよびIFポートの反射減衰量



## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

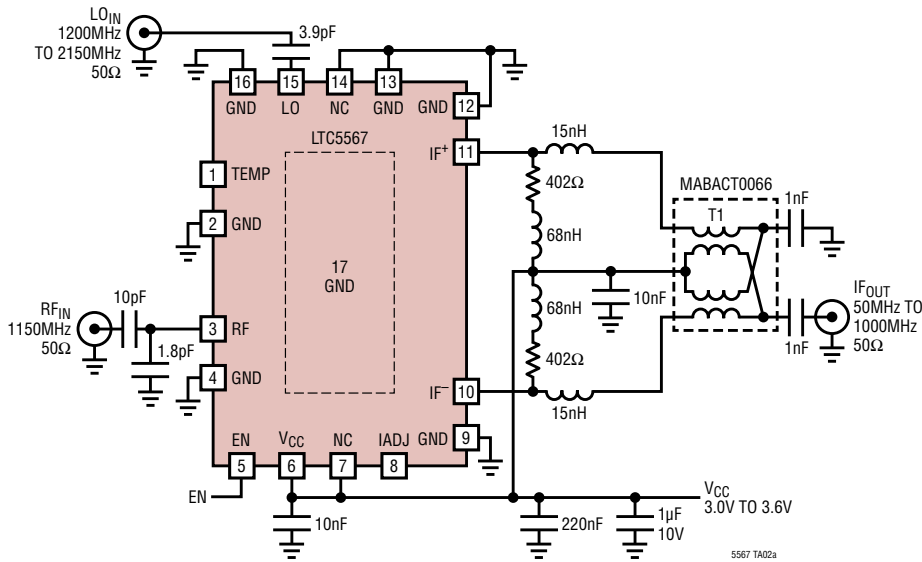
UFパッケージ  
16ピン・プラスチックQFN(4mm×4mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1692 Rev 0)



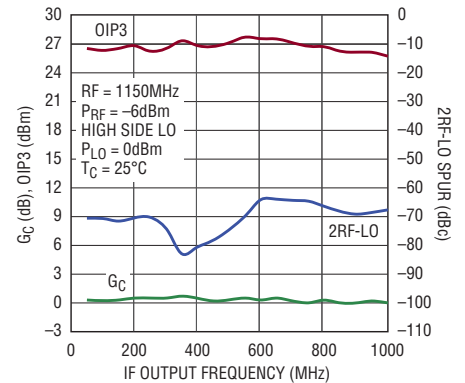
- NOTE :
1. 図面は JEDEC のパッケージ外形 M0-220 のバリエーション (WGGC) に適合
  2. 図は実寸とは異なる
  3. 全ての寸法はミリメートル
  4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
  5. 露出パッドは半田メッキとする
  6. 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのピン 1 の位置の参考に過ぎない

## 標準的応用例

IF帯域幅が1GHzのCATV用ダウンコンバージョン・ミキサ



変換利得、OIP3および2RF-LO スプリアスとIF出力周波数



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<b>インフラ</b>		
LT <sup>®</sup> 5527	400MHz～3.7GHz、5Vダウンコンバージョン・ミキサ	利得:2.3dB、IIP3:1900MHzで23.5dBm、NF:1900MHzで12.5dB、5V/78mA電源
LT5557	400MHz～3.8GHz、3.3Vダウンコンバージョン・ミキサ	利得:2.9dB、IIP3:1950MHzで24.7dBm、NF:1950MHzで11.7dB、3.3V/82mA電源
LTC559x	600MHz～4.5GHzデュアル・ダウンコンバージョン・ミキサ・ファミリ	利得:8.5dB、IIP3:26.5dBm、NF:9.9dB、3.3V/380mA電源
LTC5569	300MHz～4GHz、3.3Vデュアル・アクティブ・ダウンコンバージョン・ミキサ	利得:2dB、IIP3:26.8dBm、NF:11.7dB、3.3V/180mA電源
LTC554x	600MHz～4GHz、5Vダウンコンバージョン・ミキサ・ファミリ	利得:8dBm、IIP3:>25dBm、NF:10dB、3.3V/200mA電源
LTC6400-X	300MHz低歪みIFアンプ/ADCドライバ	固定利得:8dB、14dB、20dBおよび26dB; OIP3:300MHzで>36dBm、差動I/O
LTC6416	2GHzの16ビットADCバッファ	300MHzまでのOIP3:40dBm、回復が速い出力クランプを設定可能
LTC6412	31dBリニア・アナログ制御VGA	OIP3:240MHzで35dBm、連続利得範囲:-14dB～17dB
LT5554	超低歪みのIFデジタル制御VGA	OIP3:200MHzで48dBm、利得範囲:2dB～18dB、利得ステップ:0.125dB
LT5578	400MHz～2.7GHzアップコンバージョン・ミキサ	OIP3:900MHzで27dBm、1.95GHzで24.2dBm、RFトランス内蔵
LT5579	1.5GHz～3.8GHzアップコンバージョン・ミキサ	OIP3:2.14GHzで27.3dBm、NF:9.9dB、3.3V電源、シングルエンドのLOおよびRFポート
LTC5588-1	200MHz～6GHzのI/Q変調器	OIP3:2.14GHzで31dBm、ノイズフロア:-160.6dBm/Hz
LTC5585	700MHz～3GHzの広帯域I/Q復調器	復調帯域幅:>530MHz、IIP2を>80dBmに調整可能、DCオフセットのゼロ調整
<b>RFパワー検出器</b>		
LT5538	40MHz～3.8GHzのログ検出器	全温度範囲での精度:±0.8dB、感度:-72dBm、ダイナミックレンジ:75dB
LT5581	6GHz低消費電力RMS検出器	ダイナミックレンジ:40dB、全温度範囲での精度:±1dB、電源電流:1.5mA
LTC5582	40MHz～10GHzのRMS検出器	全温度範囲での精度:±0.5dB、直線性誤差:±0.2dB、ダイナミックレンジ:57dB
LTC5583	6GHzデュアルRMSパワー検出器	ダイナミックレンジ:最大60dB、全温度範囲での精度:±0.5dB、分離度:>50dB
<b>A/Dコンバータ</b>		
LTC2208	16ビット、130Msps ADC	ノイズフロア:78dBFS、SFDR:250MHzで>83dB
LTC2153-14	14ビット、310Msps低消費電力ADC	SNR:68.8dBFS、SFDR:88dB、消費電力:401mW