

# デュアル1.3GHz～2.3GHz 高ダイナミックレンジ ダウンコンバーティング・ミキサ 概要

## 特長

- 変換利得:1950MHzで8.5dB
- IIP3:1950MHzで26.2dBm
- ノイズフィギュア:1950MHzで9.9dB
- 5dBmのブロッキングで15.5dBのNF
- 高い入力P1dB
- チャンネル間分離:47dB
- 3.3V電源時の消費電力:1.25W
- 低消費電力モードの消費電力:800mW未滿
- チャンネルごとに独立したシャットダウン制御
- 50ΩシングルエンドのRFおよびLO入力
- 全てのモードでLO入力が整合
- LOドライブ・レベル:0dBm
- 小型のパッケージとソリューション
- -40°C～105°Cで動作

## アプリケーション

- 3G/4Gワイヤレス・インフラストラクチャ・ダイバーシティ・レシーバ(LTE、W-CDMA、TD-SCDMA、UMTS、GSM1800)
- リモート無線ユニット
- MIMOマルチチャネル・レシーバ

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。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

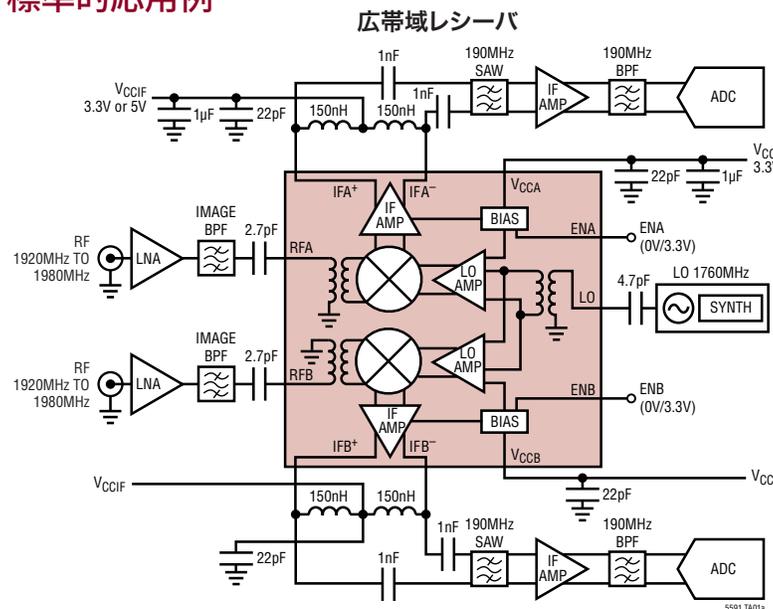
LTC®5591は、600MHz～4.5GHzのRF周波数範囲をカバーする、2チャンネルの高ダイナミックレンジ、高利得ダウンコンバーティング・ミキサ・ファミリのデバイスです。LTC5591は1.3GHz～2.3GHzのRFアプリケーション向けに最適化されています。最適な性能を得るには、LO周波数が1.4GHz～2.1GHzの範囲内にあることが必要です。標準的なアプリケーションとして、1.7GHz～2.2GHzのRF入力とローサイドLOを備えたLTE仕様やW-CDMA仕様のマルチチャネルまたはダイバーシティ・レシーバがあります。

LTC5591は変換利得が高く、高ダイナミックレンジなので、高選択度レシーバのデザインに損失の大きなIFフィルタを使用することができ、同時にソリューション全体のコスト、ボードスペース、システムレベルのばらつきを最小限に抑えます。更に電力を節減するために低電流モードを備えており、ミキサのチャンネルごとに独立したシャットダウン制御を行います。

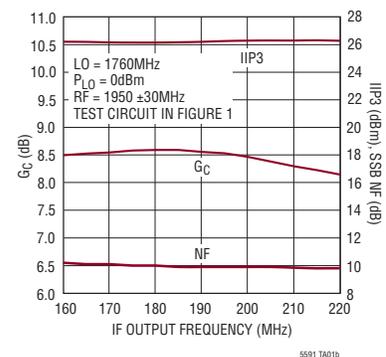
## 高ダイナミックレンジのダウンコンバーティング・ミキサ・ファミリ

製品番号	RF範囲	LO範囲
LTC5590	600MHz～1.7GHz	700MHz～1.5GHz
LTC5591	1.3GHz～2.3GHz	1.4GHz～2.1GHz
LTC5592	1.6GHz～2.7GHz	1.7GHz～2.5GHz
LTC5593	2.3GHz～4.5GHz	2.1GHz～4.2GHz

## 標準的応用例



広帯域変換利得、  
IIP3およびNFとIF周波数  
(ミキサのみ、評価用ボードで測定)



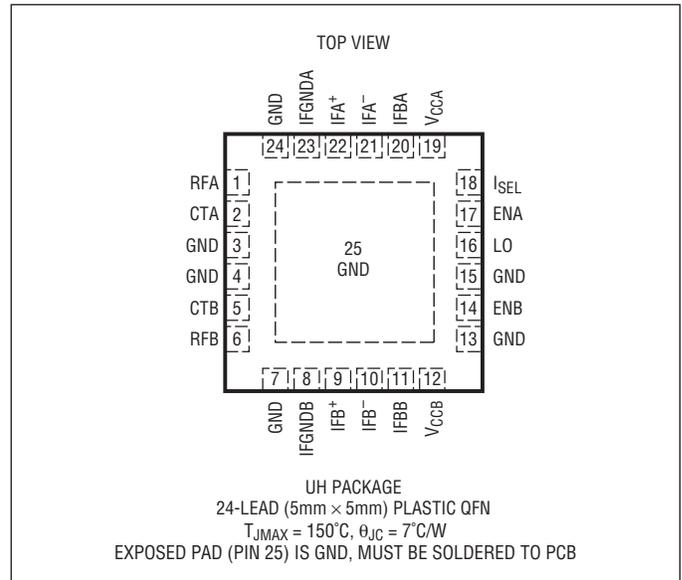
# LTC5591

## 絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧 ( $V_{CC}$ )	4.0V
IF 電源電圧 ( $V_{CCIF}$ )	5.5V
イネーブル電圧 (ENA, ENB)	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
バイアス調整電圧 (IFBA, IFBB)	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
消費電力選択電圧 ( $I_{SEL}$ )	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
LO 入力電力 (1GHz ~ 3GHz)	9dBm
LO 入力 DC 電圧	$\pm 0.1V$
RFA, RFB 入力電力 (1GHz ~ 3GHz)	15dBm
RFA, RFB 入力 DC 電圧	$\pm 0.1V$
動作温度範囲 ( $T_C$ )	-40°C ~ 105°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
接合部温度 ( $T_J$ )	150°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC5591IUH#PBF	LTC5591IUH#TRPBF	5591	24-Lead (5mm x 5mm) Plastic QFN	-40°C to 105°C

更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。  
非標準の鉛ベース仕様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。  
鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> 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/tapeandree/> をご覧ください。

## DC 電气的特性

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^{\circ}C$ 。図 1 に示すテスト回路 (Note 2)。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>電源の要件 (<math>V_{CCA}</math>、<math>V_{CCB}</math>、<math>V_{CCIFA}</math>、<math>V_{CCIFB}</math>)</b>					
$V_{CCA}$ , $V_{CCB}$ Supply Voltage (Pins 12, 19)		3.1	3.3	3.5	V
$V_{CCIFA}$ , $V_{CCIFB}$ Supply Voltage (Pins 9, 10, 21, 22)		3.1	3.3	5.3	V
Mixer Supply Current (Pins 12, 19)	Both Channels Enabled		182	218	mA
IF Amplifier Supply Current (Pins 9, 10, 21, 22)	Both Channels Enabled		200	240	mA
Total Supply Current (Pins 9, 10, 12, 19, 21, 22)	Both Channels Enabled		382	458	mA
Total Supply Current – Shutdown	ENA = ENB = Low			500	$\mu A$
<b>イネーブル・ロジック入力 (ENA, ENB) “H” = オン、“L” = オフ</b>					
ENA, ENB Input High Voltage (On)		2.5			V
ENA, ENB Input Low Voltage (Off)				0.3	V
ENA, ENB Input Current	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$	-20		30	$\mu A$
Turn On Time			0.9		$\mu s$
Turn Off Time			1		$\mu s$

5591f

## DC 電気的特性

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 。図1に示すテスト回路 (Note 2)。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
低電流モード選択ロジック入力 ( $I_{SEL}$ ) "H" = 低消費電力モード、"L" = 通常消費電力モード					
$I_{SEL}$ Input High Voltage		2.5			V
$I_{SEL}$ Input Low Voltage				0.3	V
$I_{SEL}$ Input Current	$-0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	-20		30	$\mu A$
低電流モード消費電流 ( $I_{SEL} = "H"$ )					
Mixer Supply Current (Pins 12, 19)	Both Channels Enabled		119	143	mA
IF Amplifier Supply Current (Pins 9, 10, 21, 22)	Both Channels Enabled		120	144	mA
Total Supply Current (Pins 9, 10, 12, 19, 21, 22)	Both Channels Enabled		239	287	mA

## AC 電気的特性

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2トーン IIP3 テストでは  $\Delta f = 2MHz$ )。図1に示すテスト回路 (Note 2, 3, 4)。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LO Input Frequency Range			1400 to 2100		MHz
RF Input Frequency Range	Low Side LO High Side LO		1600 to 2300 1300 to 1800		MHz MHz
IF Output Frequency Range	Requires External Matching		5 to 500		MHz
RF Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$ , 1300MHz to 2300MHz		>12		dB
LO Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$ , 1400MHz to 2100MHz		>12		dB
IF Output Impedance	Differential at 190MHz		$300\Omega    2.3pF$		R  C
LO Input Power	$f_{LO} = 1400MHz$ to 2100MHz	-4	0	6	dBm
LO to RF Leakage	$f_{LO} = 1400MHz$ to 2100MHz		<-30		dBm
LO to IF Leakage	$f_{LO} = 1400MHz$ to 2100MHz		<-30		dBm
RF to LO Isolation	$f_{RF} = 1300MHz$ to 2300MHz		>45		dB
RF to IF Isolation	$f_{RF} = 1300MHz$ to 2300MHz		>30		dB
Channel-to-Channel Isolation	$f_{RF} = 1750MHz$ to 2150MHz		>47		dB

ローサイド LO ダウンミキサ・アプリケーション:  $I_{SEL} = "L"$ 、 $RF = 1700MHz \sim 2300MHz$ 、 $IF = 190MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	RF = 1750MHz		8.7		dB
	RF = 1950MHz	7.0	8.5		dB
	RF = 2150MHz		8.0		dB
Conversion Gain Flatness	RF = 1950 $\pm$ 30MHz, LO = 1760MHz, IF = 190 $\pm$ 30MHz		$\pm 0.25$		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_C = -40^\circ C$ to $105^\circ C$ , RF = 1950MHz		-0.006		dB/ $^\circ C$
Input 3rd Order Intercept	RF = 1750MHz		26.9		dBm
	RF = 1950MHz	24.0	26.2		dBm
	RF = 2150MHz		26.2		dBm
SSB Noise Figure	RF = 1750MHz		9.4		dB
	RF = 1950MHz		9.9		dB
	RF = 2150MHz		10.8		dB

## AC 電気的特性

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2トーン IIP3 テストでは  $\Delta f = 2MHz$ )。図1に示すテスト回路 (Note 2、3)。

ローサイド LO ダウンミキサ・アプリケーション:  $I_{SEL} = "L"$ 、 $RF = 1700MHz \sim 2300MHz$ 、 $IF = 190MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SSB Noise Figure Under Blocking	$f_{RF} = 1950MHz$ , $f_{LO} = 1760MHz$ , $f_{BLOCK} = 2050MHz$ , $P_{BLOCK} = 5dBm$ $P_{BLOCK} = 10dBm$		15.5		dB
			20.2		
2RF-2LO Output Spurious Product ( $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/2$ )	$f_{RF} = 1855MHz$ at $-10dBm$ , $f_{LO} = 1760MHz$ , $f_{IF} = 190MHz$		-69		dBc
3RF-3LO Output Spurious Product ( $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/3$ )	$f_{RF} = 1823.33MHz$ at $-10dBm$ , $f_{LO} = 1760MHz$ , $f_{IF} = 190MHz$		-74		dBc
Input 1dB Compression	$f_{RF} = 1950MHz$ , $V_{CCIF} = 3.3V$ $f_{RF} = 1950MHz$ , $V_{CCIF} = 5V$		10.7		dBm
			13.9		

低消費電力モード、ローサイド LO ダウンミキサ・アプリケーション:  $I_{SEL} = "H"$ 、 $RF = 1700MHz \sim 2300MHz$ 、 $IF = 190MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	$RF = 1950MHz$		7.2		dB
Input 3rd Order Intercept	$RF = 1950MHz$		21.4		dBm
SSB Noise Figure	$RF = 1950MHz$		10.3		dB
Input 1dB Compression	$RF = 1950MHz$ , $V_{CCIF} = 3.3V$ $RF = 1950MHz$ , $V_{CCIF} = 5V$		10.7		dBm
			11.7		

ハイサイド LO ダウンミキサ・アプリケーション:  $I_{SEL} = "L"$ 、 $RF = 1300MHz \sim 1800MHz$ 、 $IF = 190MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	$RF = 1450MHz$		8.9		dB
	$RF = 1600MHz$		8.6		dB
	$RF = 1750MHz$		8.4		dB
Conversion Gain Flatness	$RF = 1600 \pm 30MHz$ , $LO = 1790MHz$ , $IF = 190 \pm 30MHz$		$\pm 0.1$		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_C = -40^\circ C$ to $105^\circ C$ , $RF = 1600MHz$		-0.007		dB/ $^\circ C$
Input 3rd Order Intercept	$RF = 1450MHz$		25.0		dBm
	$RF = 1600MHz$		24.6		dBm
	$RF = 1750MHz$		24.3		dBm
SSB Noise Figure	$RF = 1450MHz$		10.0		dB
	$RF = 1600MHz$		10.1		dB
	$RF = 1750MHz$		10.1		dB
SSB Noise Figure Under Blocking	$f_{RF} = 1600MHz$ , $f_{LO} = 1790MHz$ , $f_{BLOCK} = 1500MHz$ , $P_{BLOCK} = 5dBm$ $P_{BLOCK} = 10dBm$		16.4		dB
			21.2		
2LO-2RF Output Spurious Product ( $f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}/2$ )	$f_{RF} = 1695MHz$ at $-10dBm$ , $f_{LO} = 1790MHz$ , $f_{IF} = 190MHz$		-64		dBc
3LO-3RF Output Spurious Product ( $f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}/3$ )	$f_{RF} = 1726.67MHz$ at $-10dBm$ , $f_{LO} = 1790MHz$ , $f_{IF} = 190MHz$		-75		dBc
Input 1dB Compression	$RF = 1600MHz$ , $V_{CCIF} = 3.3V$ $RF = 1600MHz$ , $V_{CCIF} = 5V$		10.2		dBm
			13.6		

**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。また、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可能性がある。

**Note 2:** LTC5591 は  $-40^\circ C \sim 105^\circ C$  のケース動作温度範囲で動作することが保証されている ( $\theta_{JC} = 7^\circ C/W$ )。

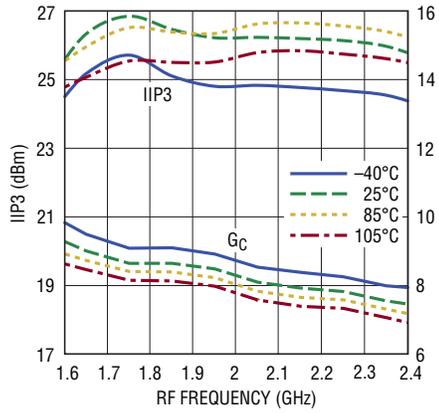
**Note 3:** SSB ノイズフィギュアは、RF 入力に小信号ノイズ源、バンドパス・フィルタ、および 6dB 整合パッドを使用し、LO 入力にバンドパス・フィルタおよび 6dB 整合パッドを使用し、その他の RF 信号を加えずに測定される。

**Note 4:** チャネル A とチャネル B 間の分離は、チャネル A に RF 入力信号を加えた状態で、チャネル B とチャネル A の相対 IF 出力電力として測定される。チャネル B の RF 入力は  $50\Omega$  で終端され、両方のミキサがイネーブルされている。

標準的 AC 性能特性 ローサイドLO

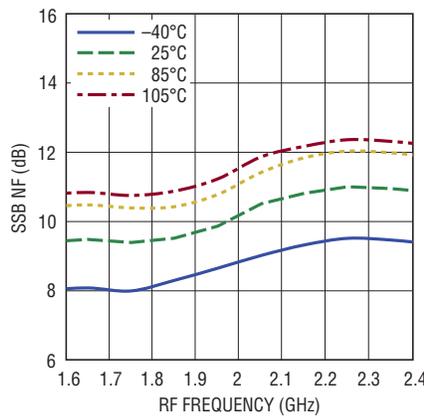
注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2 トーン IIP3 テストでは  $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 190MHz$ 。図 1 に示すテスト回路。

変換利得および IIP3 と RF 周波数



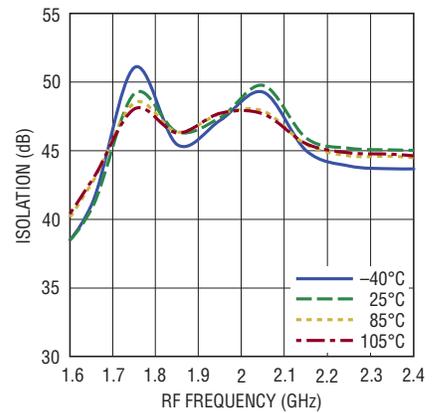
5591 G01

SSB NF と RF 周波数



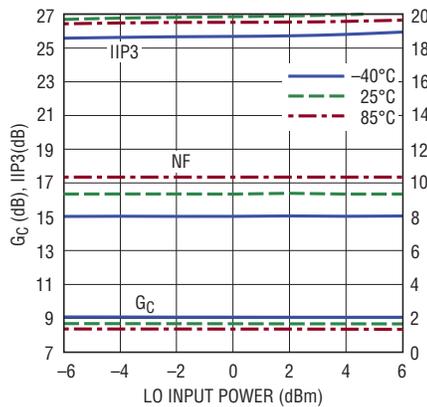
5591 G02

チャンネル分離と RF 周波数



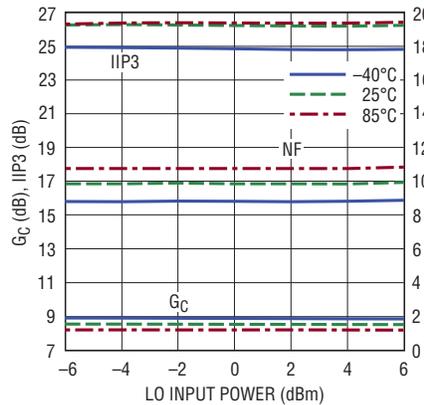
5591 G03

1750MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



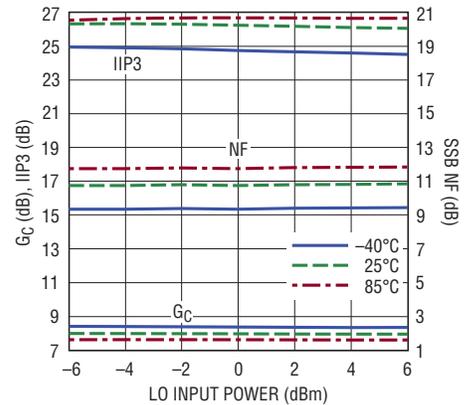
5591 G04

1950MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



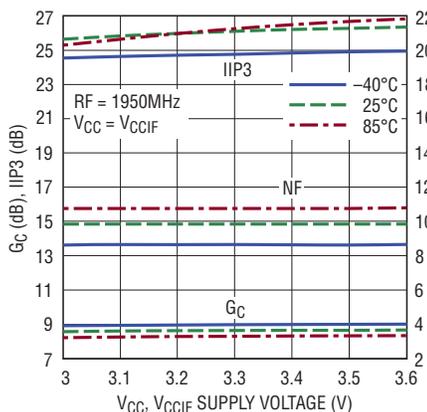
5591 G05

2150MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



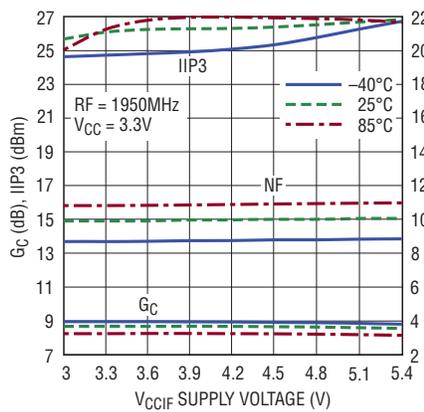
5591 G06

変換利得、IIP3 および NF と電源電圧 (単一電源)



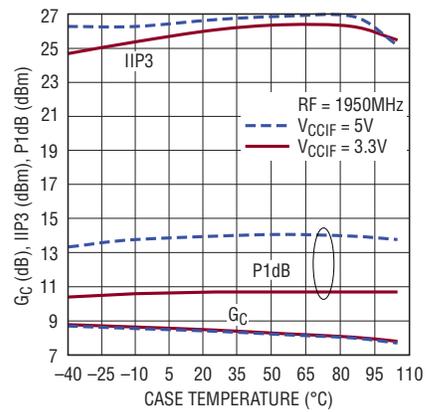
5591 G07

変換利得、IIP3 および NF と IF 電源電圧 (デュアル電源)



5591 G08

変換利得、IIP3 および RF 入力の P1dB と温度

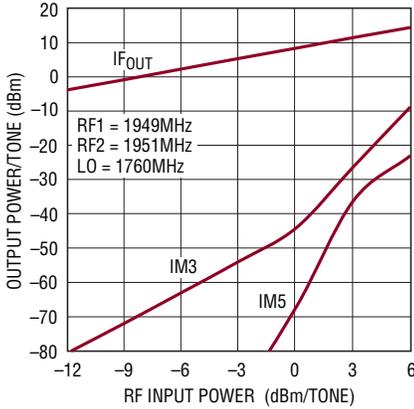


5591 G09

## 標準的 AC 性能特性 ローサイドLO(続き)

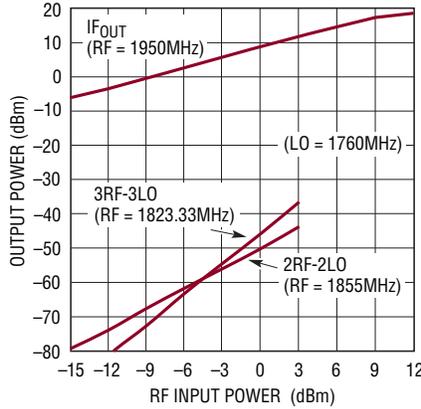
注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2トーン IIP3 テストでは  $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 190MHz$ 。図1に示すテスト回路。

2トーンIF出力電力、IM3およびIM5とRF入力電力



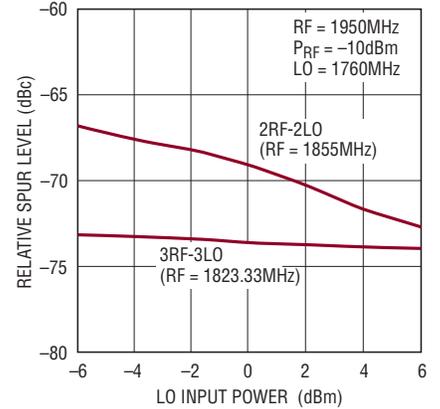
5591 G10

シングルトーンIF出力電力、2×2および3×3スプリアスとRF入力電力



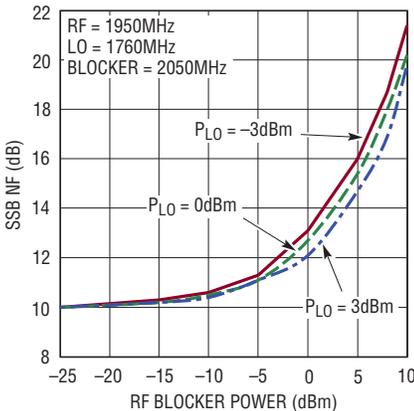
5591 G11

2×2および3×3スプリアスとLO入力電力



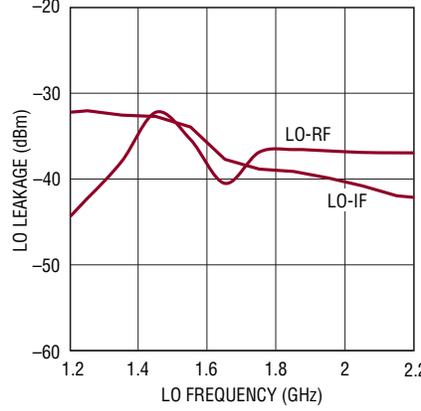
5591 G12

SSBノイズフィギュアとRFブロッカレベル



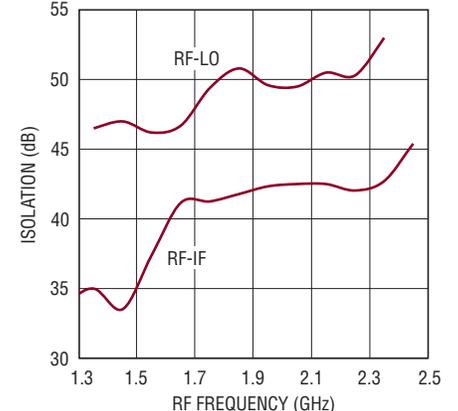
5591 G13

LOリークとLO周波数



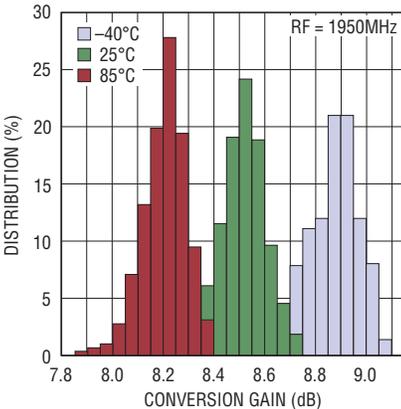
5591 G14

RF分離とRF周波数



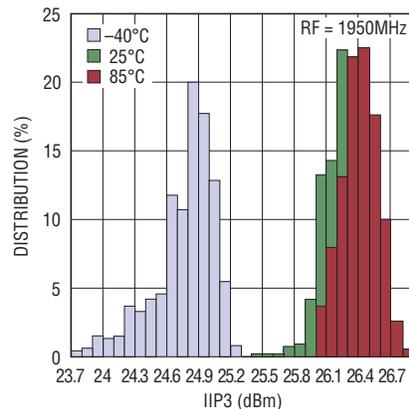
5591 G15

変換利得の分布



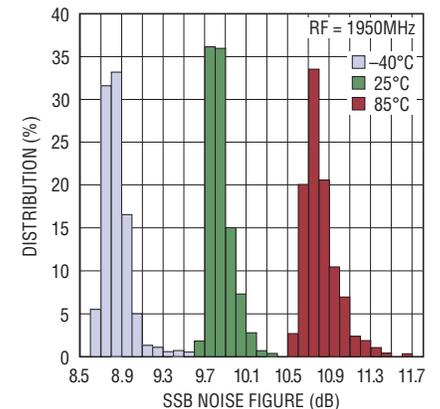
5591 G16

IIP3の分布



5591 G17

SSBノイズフィギュアの分布

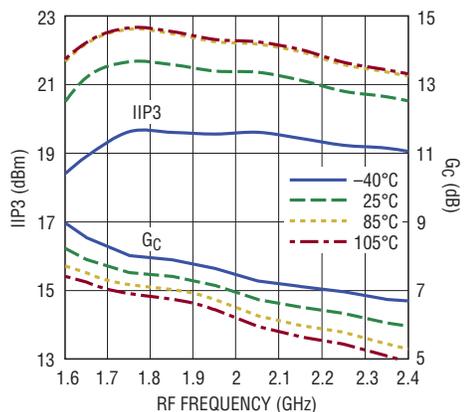


5591 G18

標準的 AC 性能特性 低消費電力モード、ローサイド LO

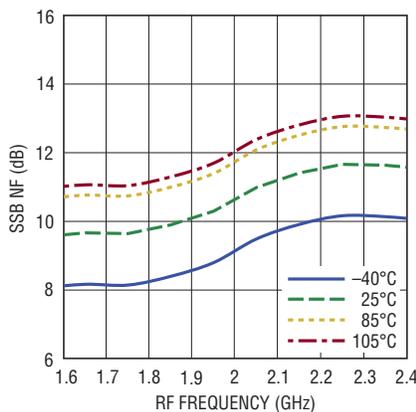
注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "H"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2 トーン IIP3 テストでは  $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 190MHz$ 。図 1 に示すテスト回路。

変換利得および IIP3 と RF 周波数



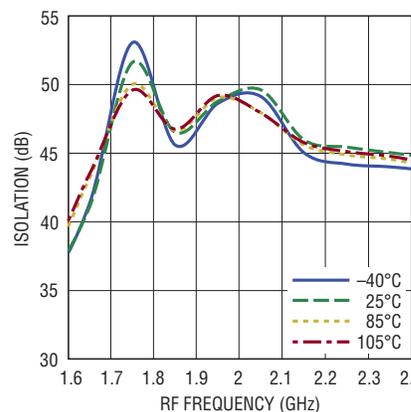
5591 G19

SSB NF と RF 周波数



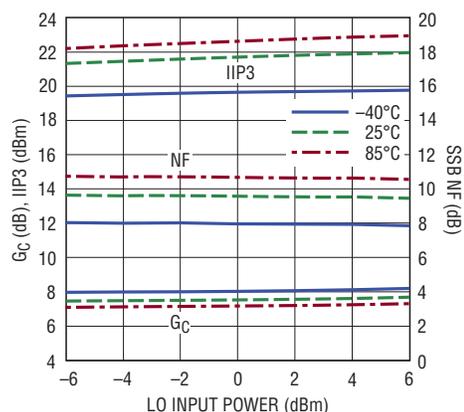
5591 G20

チャンネル分離と RF 周波数



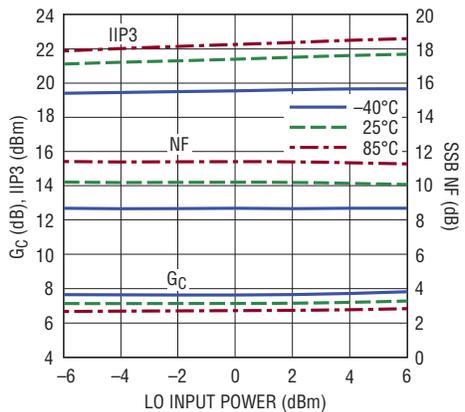
5591 G21

1750MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



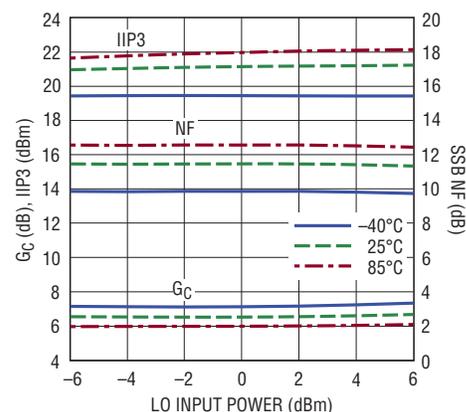
5591 G22

1950MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



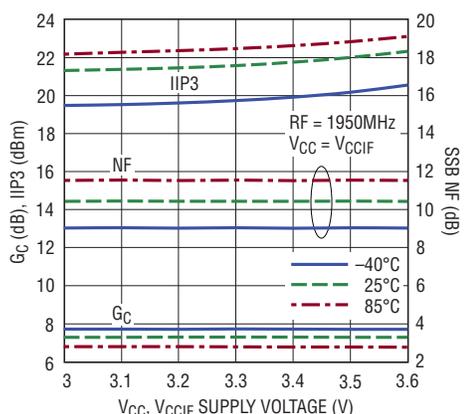
5591 G23

2150MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



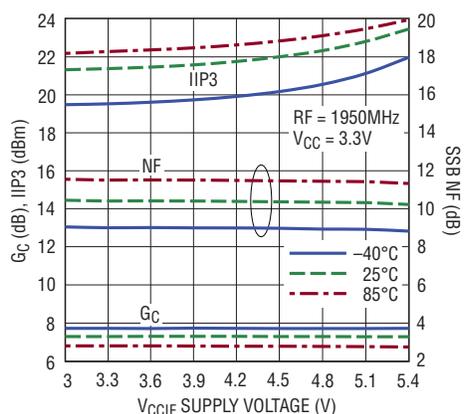
5591 G24

変換利得、IIP3 および NF と 電源電圧 (単一電源)



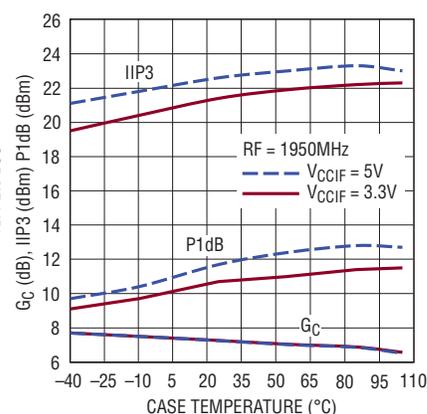
5591 G25

変換利得、IIP3 および NF と IF 電源電圧 (デュアル電源)



5591 G26

変換利得、IIP3 および RF 入力 P1dB と温度

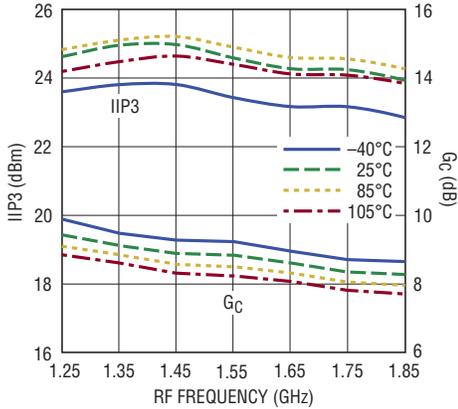


5591 G27

## 標準的 AC 性能特性 ハイサイドLO

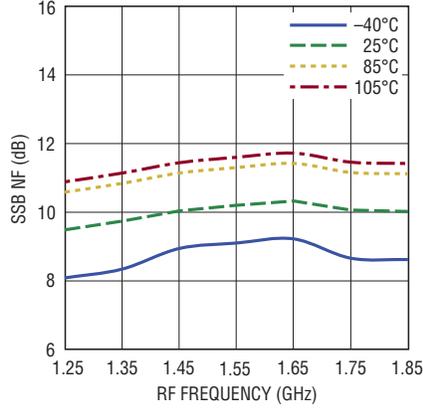
注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2トーン IIP3 テストでは  $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 190MHz$ 。図1に示すテスト回路。

変換利得および IIP3 と RF 周波数



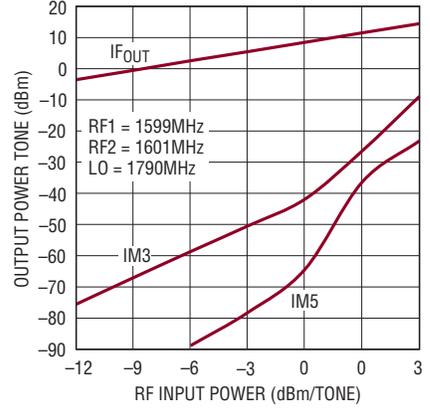
5591 G28

SSB NF と RF 周波数



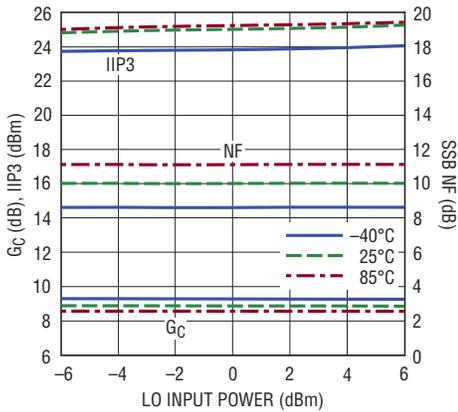
5591 G29

2トーン IF 出力電力、IM3 および IM5 と RF 入力電力



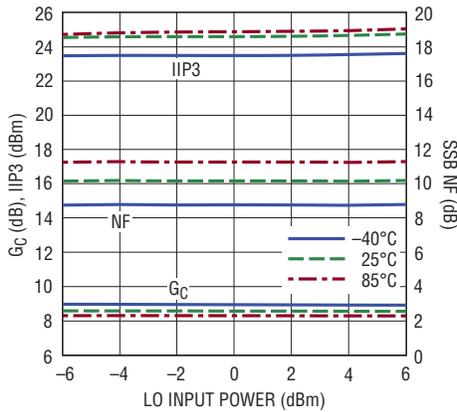
5591 G30

1450MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



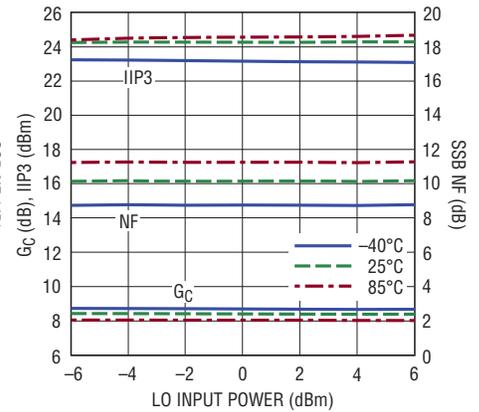
5591 G31

1600MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



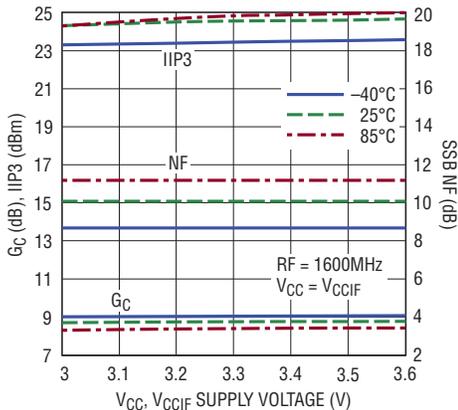
5591 G32

1750MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 入力電力



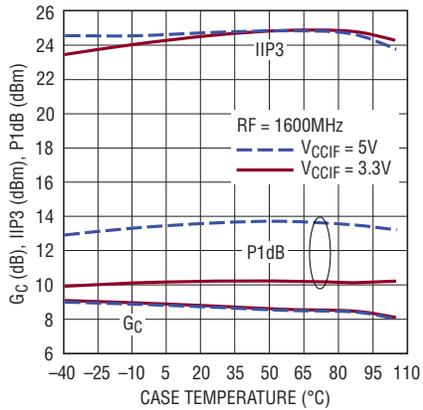
5591 G33

変換利得、IIP3 および NF と電源電圧 (単一電源)



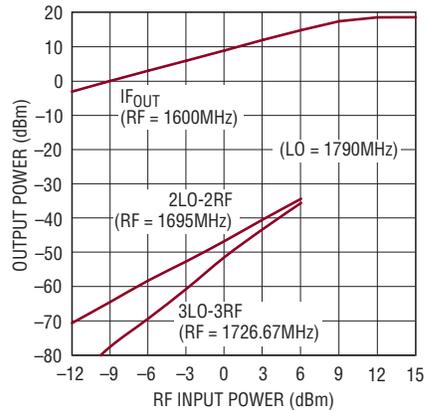
5591 G34

変換利得、IIP3 および RF 入力の P1dB と温度



5591 G35

シングルトーン IF 出力電力、2 × 2 および 3 × 3 スプリアス と RF 入力電力

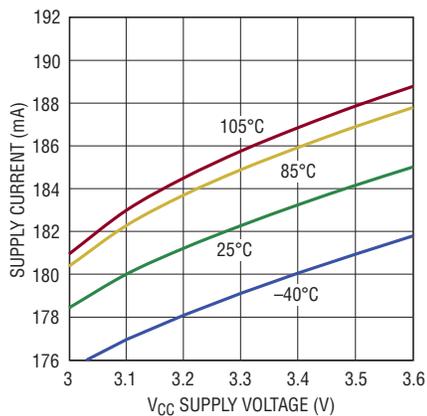


5591 G36

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

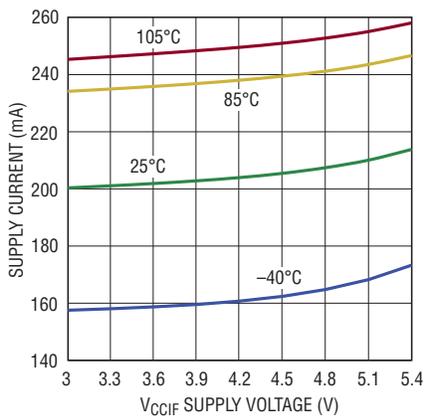
I<sub>SEL</sub> = "L"

**V<sub>CC</sub> 電源電流と電源電圧**  
(ミキサおよびLOアンプ)



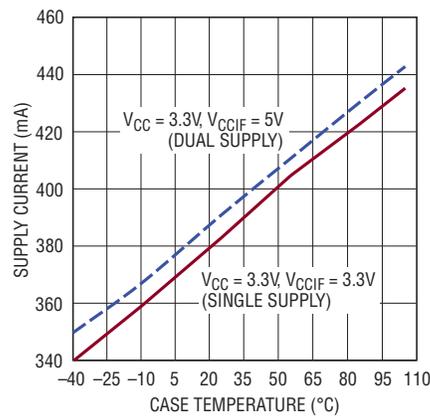
5591 G37

**V<sub>CCIF</sub> 電源電流と電源電圧**  
(IFアンプ)



5591 G38

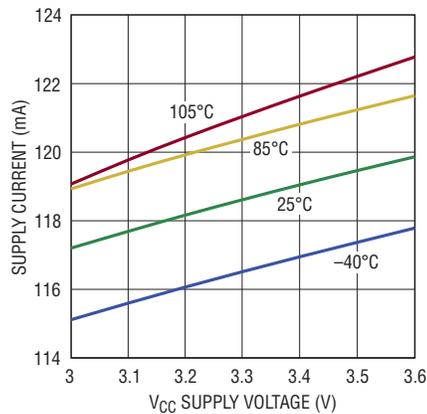
**総電源電流と温度 (V<sub>CC</sub> + V<sub>CCIF</sub>)**



5591 G39

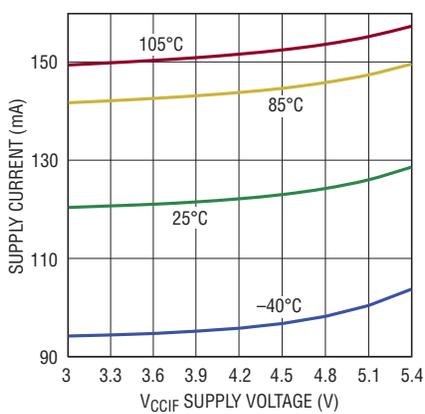
I<sub>SEL</sub> = "H"

**V<sub>CC</sub> 電源電流と電源電圧**  
(ミキサおよびLOアンプ)



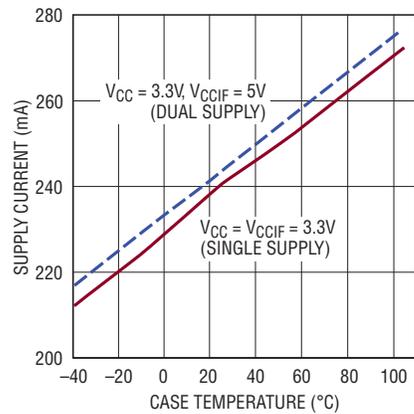
5591 G40

**V<sub>CCIF</sub> 電源電流と電源電圧**  
(IFアンプ)



5591 G41

**総電源電流と温度 (V<sub>CC</sub> + V<sub>CCIF</sub>)**



5591 G42

## ピン機能

**RFA、RFB (ピン1、6) :** チャンネルAおよびチャンネルBのシングルエンドRF入力。これらのピンは内部でRF入力トランスの1次側に接続されており、グランドに対して小さいDC抵抗があります。**RF入力にDC電圧が存在するときに内蔵のトランスが損傷しないように、直列DCブロッキング・コンデンサを使用します。** LO入力を1.4GHz~2.1GHzの0±6dBm信号源でドライブし、チャンネルをイネーブルするとき、RF入力のインピーダンスは整合します。

**CTA、CTB (ピン2、5) :** チャンネルAおよびチャンネルBのRFトランスの2次側センタータップ。IIP3性能を最適化するため、これらのピンにはグランドへのバイパス・コンデンサが必要な場合があります。各ピンは内部で生成される1.2Vの電圧でバイアスされており、グランドおよびV<sub>CC</sub>からはDC分離する必要があります。

**GND (ピン3、4、7、13、15、24、露出パッド・ピン25) :** 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、グランドへの電気的接続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。

**IFGNDB、IFGNDA (ピン8、23) :** IFアンプのDCグランド・リターン。このピンはグランドに接続して、IFアンプのDC電流経路を完成させる必要があります。チップ・インダクタを使用してLO-IF間とRF-IF間のリークを調整できます。各ピンの標準DC電流は100mAです。

**IFB<sup>+</sup>、IFB<sup>-</sup>、IFA<sup>-</sup>、IFA<sup>+</sup> (ピン9、10、21、22) :** チャンネルBおよびチャンネルAのIFアンプのオープン・コレクタ差動出力。これらのピンはインピーダンス整合インダクタを介してDC電源に接続するか、トランスのセンタータップに接続する必要があります。各ピンに流れ込む標準DC消費電流は50mAです。

**IFBB、IFBA (ピン11、20) :** IFアンプのバイアス調整ピン。これらのピンで、チャンネルBおよびチャンネルAの内蔵IFバッファ電流を個別に調整できます。これらのピンの標準DC電圧は2.2Vです。これらのピンは、使用しない場合、グランドおよびV<sub>CC</sub>からDC分離する必要があります。

**V<sub>CCB</sub>およびV<sub>CCA</sub> (ピン12、19) :** LOバッファおよびバイアス回路の電源電圧ピン。これらのピンは近くに配置したバイパス・コンデンサを使って3.3Vの安定化電源に接続する必要があります。ピン当たりの標準消費電流は91mAです。

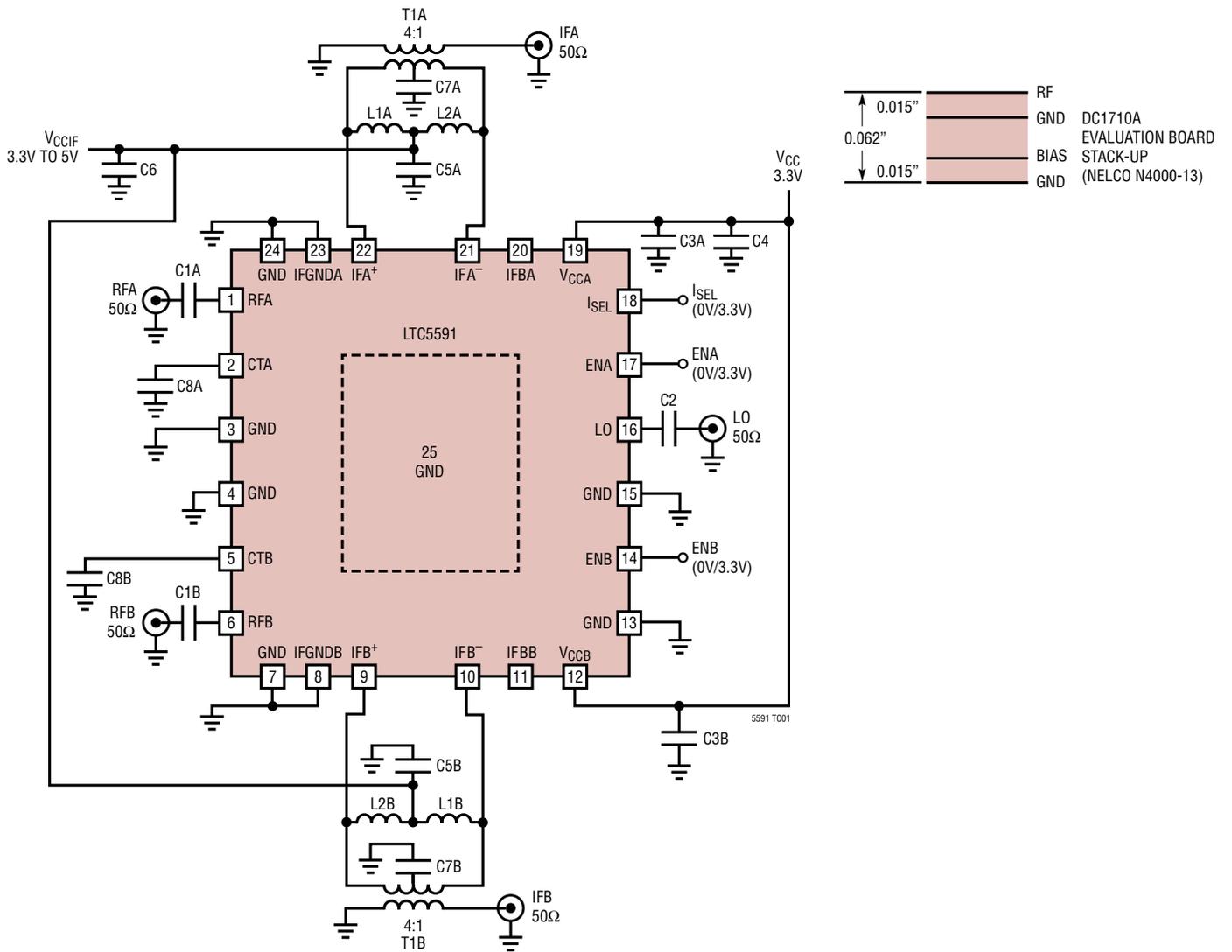
**ENB、ENA (ピン14、17) :** イネーブル・ピン。これらのピンで、チャンネルBおよびチャンネルAを個別にイネーブルできます。印加電圧が2.5Vより高いと関連のチャンネルが作動しますが、0.3Vより低い電圧ではチャンネルがディスエーブルされます。標準の入力電流は10μA未満です。これらのピンはフロート状態にはなりません。

**LO (ピン16) :** シングルエンドのローカル発信器入力。このピンは内部でLO入力トランスの1次側に接続されており、グランドに対して小さいDC抵抗があります。**LO入力にDC電圧が存在するときに内蔵のトランスが損傷しないように、直列DCブロッキング・コンデンサを使用します。** LO入力はENAおよびENBの全ての状態に対して内部で50Ωに整合しています。

**I<sub>SEL</sub> (ピン18) :** 低電流の選択ピン。このピンを“L”(<0.3V)にすると、両方のミキサ・チャンネルが通常の電流レベルでバイアスされ、最適なRF性能が得られます。2.5Vより高い電圧を印加すると両方のチャンネルが低電流で動作するので、低消費電力で適度な性能が得られます。このピンはフロート状態にはなりません。



## テスト回路



L1、L2とIF周波数	
IF (MHz)	L1, L2 (nH)
140	270
190	150
240	100
300	56
380	33

REF DES	VALUE	SIZE	VENDOR
C1A, C1B, C8A, C8B	2.7pF	0402	AVX
C2	4.7pF	0402	AVX
C3A, C3B, C5A, C5B	22pF	0402	AVX
C4, C6	1μF	0603	AVX
C7A, C7B	1000pF	0402	AVX
L1, L2	150nH	0603	Coilcraft
T1A, T1B	TC1-1W-7ALN+		Mini-Circuits

図1. 標準のテスト回路図 (IF:190MHz)

## アプリケーション情報

### はじめに

LTC5591は共通のLO入力信号によってドライブされる2つの同じミキサ・チャンネルで構成されています。各高直線性ミキサはパッシブ二重平衡ミキサ・コア、IFバッファ・アンプ、LOバッファ・アンプ、およびバイアス/イネーブル回路で構成されています。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。ミキサは消費電力を削減するためにそれぞれ独立してシャットダウンできます。また、性能と消費電力の間のトレードオフを可能にする低電流モードを選択できます。RF入力とLO入力はシングルエンドで、内部で50Ωに整合しています。ローサイドまたはハイサイドのLOインジェクションを使うことができます。IF出力は差動です。図1に示す評価回路は、50ΩシングルエンドIF出力を実現するためにIF出力整合とIFトランスを利用しています。評価用ボードのレイアウトを図2に示します。

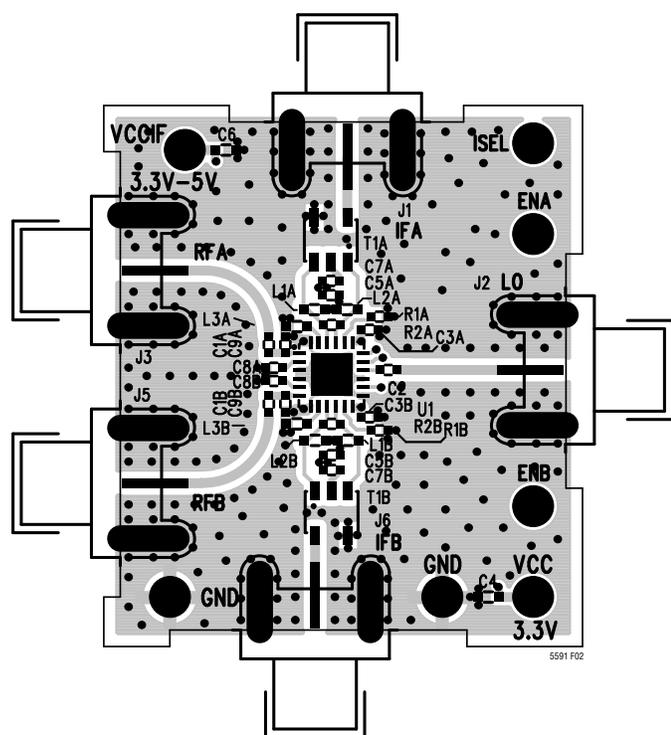


図2. 評価用ボードのレイアウト

### RF入力

チャンネルAとチャンネルBのRF入力は同一です。チャンネルAのRF入力は、図3に示すように内蔵トランスの1次巻線に接続されています。外付けコンデンサC1AをRF入力に直列に接続すると、50Ωの整合が得られます。RFトランスの1次側は内

部でDC接地されているので、信号源にDC電圧が存在する場合、C1AはDCブロッキングのためにも必要です。1次側のDC抵抗は約3.6Ωです。

RFトランスの2次巻線はチャンネルAのパッシブ・ミキサ・コアに内部で接続されています。トランス2次側のセンタータップは、バイパス・コンデンサC8Aと接続できるようにピン2(CTA)に接続されています。C8Aの値を調整すると特定のRF動作周波数でのチャンネル間分離を改善することができますが、変換利得、直線性、およびノイズ性能にわずかに影響します。異なるC8Aの値でのチャンネル間分離性能を図4に示します。C8Aを使用する場合は、適切な高周波デカップリングになるようにピン2から2mm以内に配置します。CTAピンの公称DC電圧は1.2Vです。

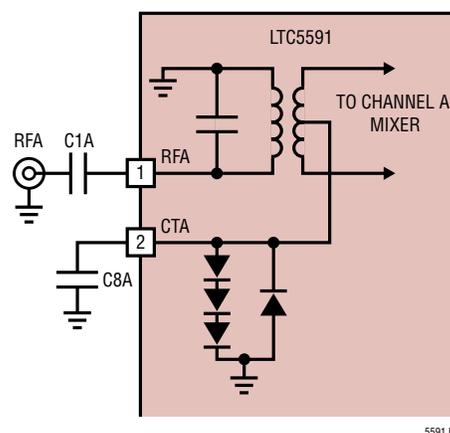


図3. チャンネルAのRF入力回路図

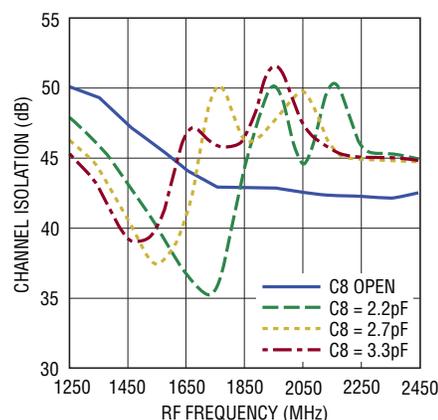


図4. チャンネル間分離とC8の値

## アプリケーション情報

RF入力を適切に整合させるには、適切なLO信号をLO入力に与える必要があります。広帯域の入力整合はC1A = 2.2pFで得られます。1.4GHz、1.75GHzおよび2GHzのLO周波数の場合、測定された入力リターン損失を図5に示します。これらのLO周波数はLOの範囲の低位、中位、および高位の値に対応しています。C1Aは1つの値で1.3GHz～2.3GHzのRF帯をカバーするのに適していますが、図5に示すようにRF入力インピーダンスはLO周波数に依存します。

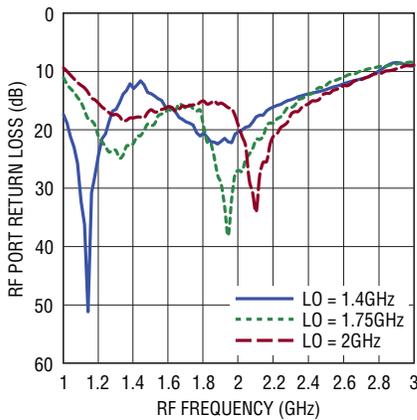


図5. RFポートのリターン損失

RF周波数に対するRF入力インピーダンスと入力反射係数の値を表1に示します。このデータの基準面はICのピン1であり、外部整合は行わず、LOは1.75GHzでドライブします。

表1. RF入力インピーダンスとS11 (ピン1、外部整合なし、f<sub>LO</sub> = 1.75GHz)

周波数 (GHz)	RF入力インピーダンス	S11	
		振幅	位相
1.0	25.3 + j34.6	0.51	100.8
1.2	33.7 + j38.7	0.46	88.1
1.4	43.8 + j38.6	0.39	76.8
1.6	56.0 + j33.5	0.31	62.3
1.8	48.1 + j9.1	0.09	96.4
2.0	38.5 + j21.4	0.27	104.6
2.2	40.1 + j28.3	0.32	91.8
2.4	44.0 + j34.7	0.35	79.6
2.6	52.1 + j40.7	0.37	65.3
2.8	64.1 + j44.1	0.38	51.2
3.0	78.8 + j42.0	0.38	37.5

## LO入力

LO入力は、図6に示すように内蔵トランスの1次巻線に接続されています。外付けの直列コンデンサC2をLOポートに付加すると50Ωのインピーダンス整合が得られます。LOトランスの1次側は内部でDC接地されているので、LO信号源にDC電圧が存在する場合、このコンデンサはDCブロッキングのためにも必要です。1次側のDC抵抗は約4.1Ωです。

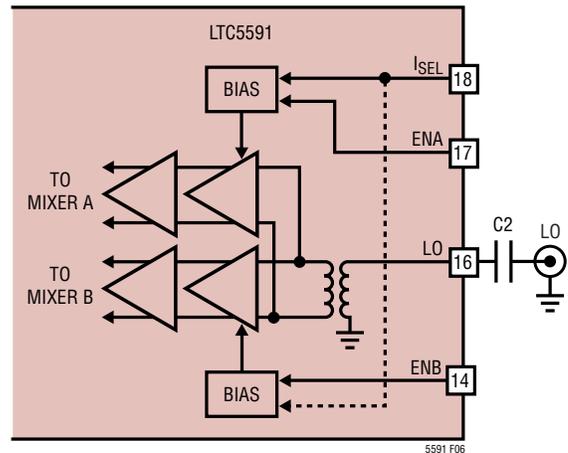


図6. LO入力の回路図

トランスの2次側は、チャンネルAとチャンネルBの一对の高速リミット差動アンプをドライブします。LTC5591のLOアンプは1.4GHz～2.1GHzのLO周波数に最適化されています。ただし、性能は低下しますが、この周波数範囲外のLO周波数を使用することもできます。

V<sub>CC</sub>が印加されると、チャンネルの一方または両方がディスエーブルされている場合でも、LOポートは常に50Ωに整合します。このことは、ミキサが異なる動作状態間で切り替わるときにLO信号源の周波数可変範囲を減らすのに役立ちます。異なる

## アプリケーション情報

る動作モードでのLOポートのリターン損失を図7に示します。

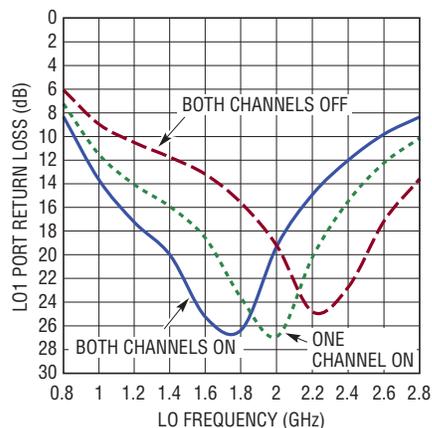


図7. LO入力のリターン損失

リミット・アンプは±6dBmの入力電力範囲で優れた性能を発揮しますが、公称LO入力レベルは0dBmです。周波数に対するLO入力インピーダンスと入力反射係数の値を表2に示します。

表2. LOの入力インピーダンスと周波数  
(ピン16、外部整合なし、ENA = ENB = “H”)

周波数 (GHz)	入力 インピーダンス	S11	
		振幅	位相
1.0	39.4 + j46.4	0.47	75.5
1.2	55.3 + j40.8	0.36	61.4
1.4	61.9 + j26.8	0.25	52.6
1.6	56.5 + j16.1	0.16	59.5
1.8	47.6 + j14.0	0.14	91.6
2.0	41.6 + j18.0	0.21	103.9
2.2	38.4 + j23.5	0.29	101.5
2.4	37.1 + j30.7	0.36	93.3
2.6	38.4 + j38.3	0.42	83.3
2.8	42.0 + j47.6	0.47	72.2
3.0	48.6 + j56.1	0.49	61.8

## IF出力

チャンネルAとチャンネルBのIFアンプは同じです。チャンネルAのIFアンプには、図8に示すように差動オープン・コレクタ出力(IFA<sup>+</sup>およびIFA<sup>-</sup>)、DCグランド・リターン・ピン(IFGNDA)、および内部バイアス調整用のピン(IFBA)があります。IF出力は電源電圧(V<sub>CCIFA</sub>)でバイアスする必要があり、電源電圧は整合しているインダクタL1AおよびL2Aを介して印加します。

あるいは、IF出力はトランス(T1A)のセンタータップを介してバイアスすることもできます。L1AおよびL2Aの共通ノードはトランスのセンタータップに接続できます。各IF出力ピンには約50mAのDC消費電流(合計100mA)が流れます。必要に応じて、外付け負荷抵抗R2Aを使用してインピーダンス整合を改善できます。

IFGNDA (ピン23)は接地する必要があります。接地しないと、アンプにDC電流が流れません。一部のアプリケーションでは、インダクタL3AによってLO-IF間とRF-IF間のリーク性能が改善されることがありますが、それ以外は必要ありません。インダクタはDCの抵抗が小さいものにします。L3AのDC抵抗が高いとIFアンプの消費電流が減少し、そのためRF性能が低下します。

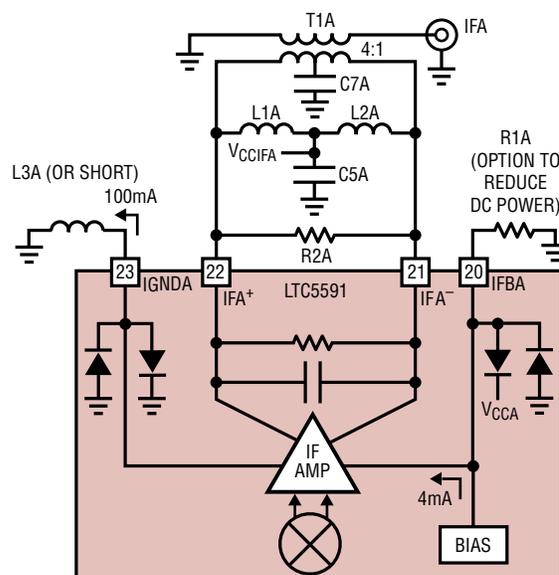


図8. バンドパス整合構成でのIFアンプの回路図

最適なシングルエンド性能を得るには、外付けのIFトランスまたはディスクリートのIFバラン回路を介して差動IF出力を結合する必要があります。評価用ボードでは(図1および図2参照)、インピーダンス変換と差動からシングルエンドへの変換のために4:1のIFトランスを使用しています。IFトランスを取り去り、差動フィルタまたはアンプを直接ドライブすることも可能です。

## アプリケーション情報

IF周波数では、2.3pFと300Ωの並列接続としてIF出力インピーダンスをモデル化できます。ボンディングワイヤのインダクタンスを含む等価小信号モデルを図9に示します。周波数に依存する差動IF出力インピーダンスを表3に示します。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効果を含みます。

### バンドパスIF整合

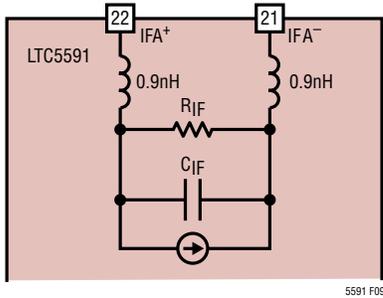


図9. IF出力の小信号モデル

図1および図8に示すバンドパスIF整合の構成は、90MHz～500MHzの範囲のIF周波数に最適です。抵抗R2Aは帯域幅を広げる場合にIF出力抵抗を減らすために使用できます。また、インダクタL1AおよびL2Aは目的のIF周波数で内部のIF出力容量と共振します。L1A、L2Aの値は次式で算出できます。

$$L1A = L2A = \frac{1}{[(2\pi f_{IF})^2 \cdot 2 \cdot C_{IF}]}$$

ここでC<sub>IF</sub>は内部のIF容量です(表3に記載)。

表3. IF出力インピーダンスと周波数

周波数 (MHz)	差動出力インピーダンス (R <sub>IF</sub>    X <sub>IF</sub> (C <sub>IF</sub> ))
90	321    -j769 (2.3pF)
140	307    -j494 (2.3pF)
190	300    -j364 (2.3pF)
240	292    -j286 (2.3pF)
300	285    -j225 (2.4pF)
380	276    -j177 (2.4pF)
500	264    -j122 (2.6pF)

いくつかのIF周波数に対するL1AとL2Aの値を図1の表に示します。バンドパスIF整合の、測定されたIF出力のリターン損失を図10に示します。

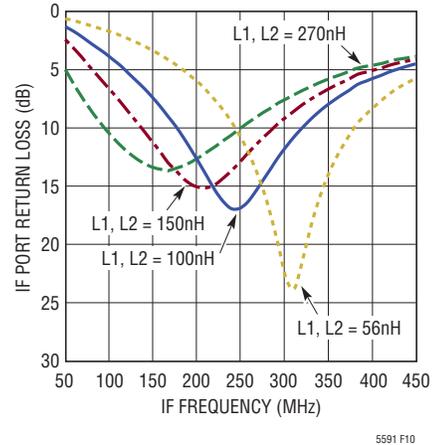


図10. バンドパス整合構成のIF出力のリターン損失

### ローパスIF整合

90MHzより低いIF周波数では、インダクタンス値が過度に高くなるので、図11に示すローパス・トポロジーを推奨します。このトポロジーでは、RF-IF間およびLO-IF間の分離も改善できます。V<sub>CCIFA</sub>は4:1トランスのセンタータップを介して供給されます。ローパス・インピーダンス変換は、(内部のR<sub>IF</sub>およびC<sub>IF</sub>と並列の)分流素子R2AおよびC9A、および直列のインダクタL1AおよびL2Aによって実現されます。抵抗R2Aは帯域幅を広げる場合にIF出力抵抗を減らすために使用されますが、変換利得を最大にする場合は取り除くことができます。50Ωへの最終的なインピーダンス変換はトランスT1Aによって行われます。R2AとC9AをオープンにしたローパスIF整合のIF出力の

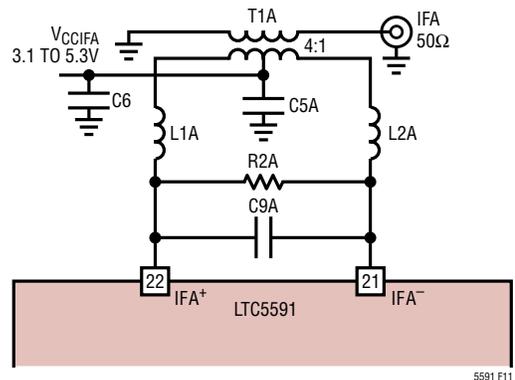


図11. ローパス整合構成のIF出力

## アプリケーション情報

リターン損失の測定値を図12に示します。LTC5591 デモ・ボード(図2参照)は、小さな変更を加えるだけでこの整合トポロジーに対応するレイアウトになっています。

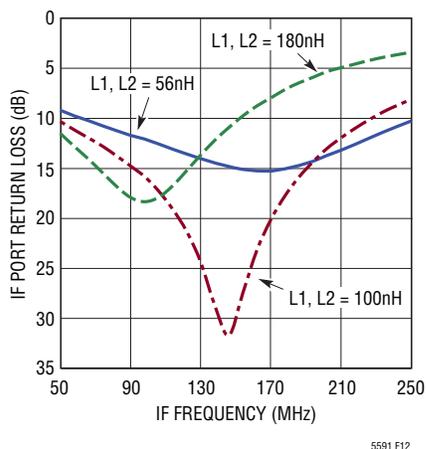


図12. ローパス整合構成のIF出力のリターン損失

### IFアンプのバイアス

IFアンプは $V_{CCIF} = 3.3V$ で優れた性能を発揮するので、 $V_{CC}$ および $V_{CCIF}$ に単一の電源を使用できます。 $V_{CCIF} = 3.3V$ では、ミキサのRF入力のP1dBは出力電圧振幅によって制限されます。P1dBを高くするには、この場合、抵抗R2A(図8)を使用すると出力インピーダンスが小さくなり、それによって電圧振幅を小さくすることができるので、P1dBを改善できます。P1dBを改善すると、その代わり変換利得が低くなります。

$V_{CCIF}$ が5Vまで増加すると、P1dBは3dBを超えて増加しますが、その代償として消費電力が高くなります。 $V_{CCIF}$ の値が3.3Vおよび5Vの場合、1950MHzでのミキサのP1dB性能を表4に示します。変換利得を最大にするには、特に $V_{CCIF} = 3.3V$ を使用する場合に、L1AおよびL2AをQの大きい巻線チップ・インダクタにすることを推奨します。低コストの多層チップ・インダクタで置き換えることもできますが、変換利得はわずかに低下します。

表4.  $V_{CCIF} = 3.3V$ と5Vでの性能比較  
(RF = 1950MHz、ローサイドLO、IF = 190MHz、ENA = ENB = “H”)

$V_{CCIF}$ (V)	R2A ( $\Omega$ )	$I_{CCIF}$ (mA)	$G_C$ (dB)	P1dB (dBm)	IIP3 (dBm)	NF (dB)
3.3	Open	200	8.5	10.7	26.2	9.9
	1k	200	7.4	11.5	26.5	9.9
5	Open	207	8.4	13.9	26.7	10.1

IFアンプのDC消費電流を減らすためにIFBAピン(ピン20)を使用できますが、IIP3が犠牲になります。ピン20の公称DC電圧は2.1Vで、最適な性能を得るにはこのピンをオープンのままにしておきます。内部バイアス回路はIFアンプに対して4mAの基準電流を生成しますが、これによりIFアンプには約100mAが流れます。図8に示すように、抵抗R1Aをピン20に接続すると基準電流の一部をグラウンドに分流できるので、IFアンプの電流が減少します。例えば、 $R1A = 470\Omega$ にすると1.4mAがピン20から分流し、IFアンプの電流が35%減少して約65mAになります。2つのチャンネルを両方イネーブルしたときのRF性能とIFアンプ電流の合計値を表5にまとめます。

表5. IFアンプ電流減少時のミキサの性能

RF = 1950MHz、ローサイドLO、IF = 190MHz、 $V_{CC} = V_{CCIF} = 3.3V$

R1A, R1B	$I_{CCIF}$ (mA)	$G_C$ (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
Open	200	8.5	26.2	10.7	9.9
3.3k $\Omega$	176	8.4	25.7	10.8	9.9
1.0k $\Omega$	151	8.1	24.7	10.9	9.9
470 $\Omega$	130	7.9	23.7	10.9	9.9

RF = 1600MHz、ハイサイドLO、IF = 190MHz、 $V_{CC} = V_{CCIF} = 3.3V$

R1A, R1B	$I_{CCIF}$ (mA)	$G_C$ (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
Open	200	8.6	24.6	10.2	10.2
3.3k $\Omega$	176	8.4	24.3	10.4	10.3
1.0k $\Omega$	151	8.1	23.5	10.6	10.3
470 $\Omega$	130	7.9	22.7	10.5	10.3

## アプリケーション情報

### 低電流モード

2つのミキサ・チャンネルはISELピンを使用して両方とも低電流モードに設定できます。これにより、RF性能の低下が許容される場合に低電流モードの動作を柔軟に選択できます。ISELピンのインタフェースの簡略回路図を図13に示します。ISELを“L”(<0.3V)に設定すると、両方のチャンネルが公称DC電流で動作します。ISELを“H”(>2.5V)に設定すると、両方のチャンネルのDC電流が減少し、このため消費電力が減少します。低消費電力モードと通常消費電力モードでの性能比較を表6に示します。

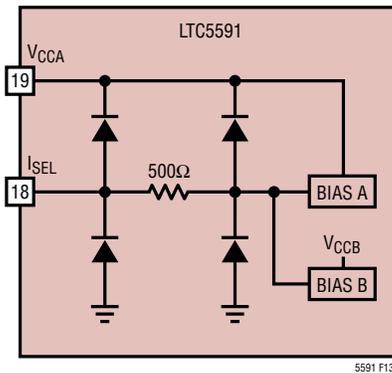


図13. ISELインタフェースの回路図

表6. 異なる消費電力モード間の性能比較  
RF = 1950MHz、ローサイドLO、IF = 190MHz、ENA = ENB = “H”

ISEL	ITOTAL (mA)	Gc (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
Low	382	8.5	26.2	10.7	9.9
High	239	7.2	21.4	10.7	10.3

### イネーブル・インタフェース

ENAピンのインタフェースの簡略回路図を図14に示します(ENBも同一)。チャンネルAをイネーブルするには、ENA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、イネーブル・ピンをVCCに直接接続することができます。イネーブル・ピンの電圧は電源電圧(VCC)より0.3V高い値を決して超えないようにしてください。もし超えた場合は、電源電流がESDダイオードを通して流れ込み、デバイスを傷めるおそれがあります。

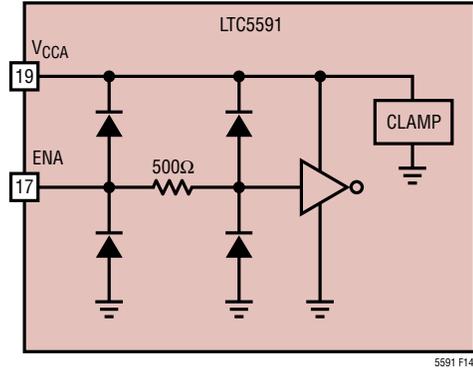


図14. ENAインタフェースの回路図

イネーブル・ピンは“H”または“L”にしておく必要があります。フロート状態のままにしておくと、デバイスのオン/オフ状態が不確定になります。イネーブル・ピンにスリーステート状態が生じる可能性がある場合は、プルアップ抵抗またはプルダウン抵抗を使用する必要があります。

### 電源電圧のランプ

電源電圧が高速でランプすると、内部のESD保護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最大定格を超える電源電圧トランジェントが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7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用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7. IF出力スプリアス・レベル(dBc)

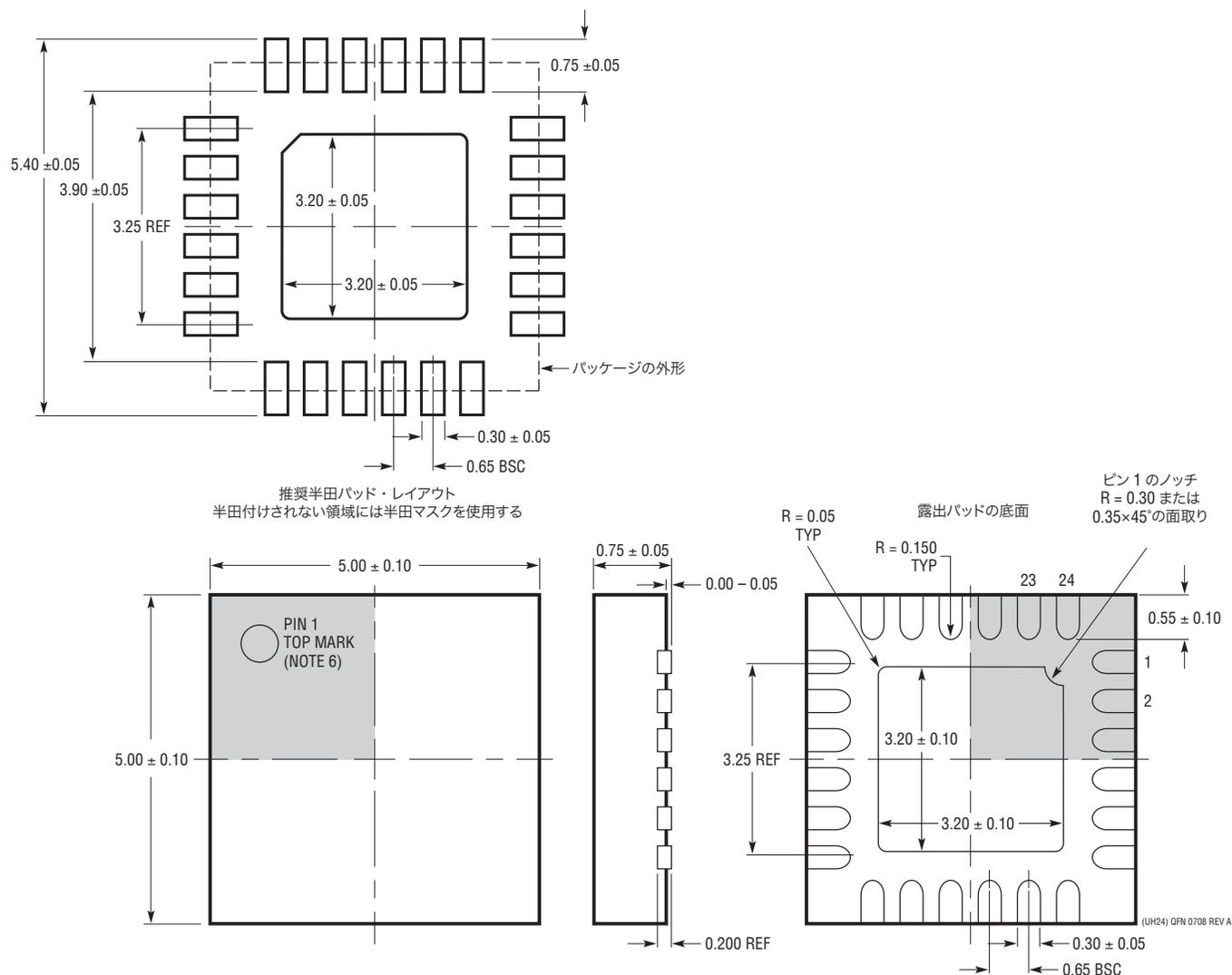
RF = 1950MHz、PRF = -3dBm、PLO = 0dBm、PIF 190MHz、ローサイドLO、VCC = 3.3V、VCCIF = 3.3V、ENA = ENB = “H”、ISEL = “L”、TC = 25°C

		N									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
M	0		-41	-54	-64	-84	-66	-74	-75	-81	-84
	1	-49	0	-56	-42	-68	-77	-75	-70	*	-92
	2	-82	-83	-70	-77	*	*	*	*	*	*
	3	*	-88	*	-71	*	*	*	*	*	*
	4	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
	5	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
	6		*	*	*	*	*	*	*	*	*
	7			*	*	*	*	*	*	*	-84

\*-100dBcより小さい

## パッケージ

UHパッケージ  
24ピン・プラスチック QFN (5mm × 5mm)  
(Reference LTC DWG # 05-08-1747 Rev A)



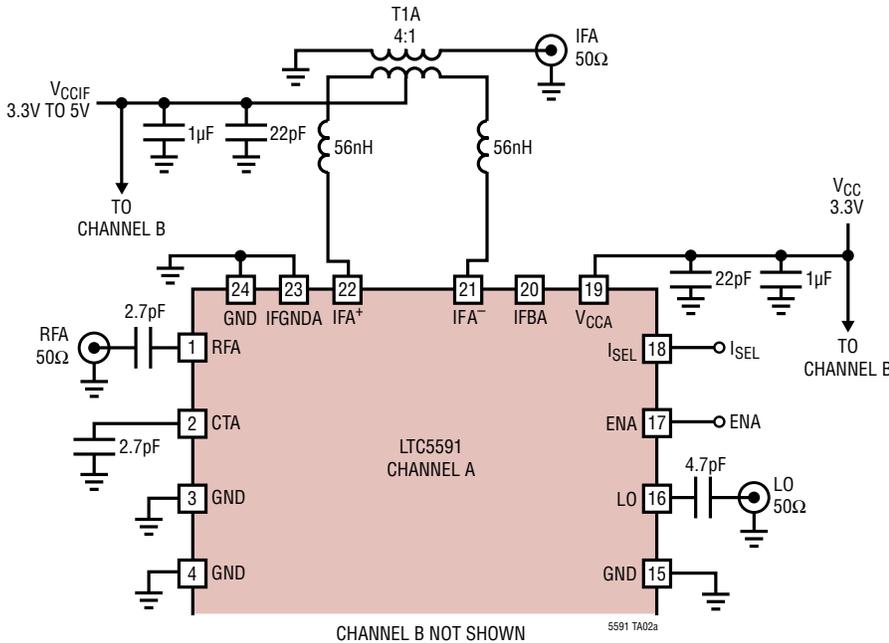
## NOTE:

1. 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
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 0.20mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのパイン 1 の位置の参考に過ぎない

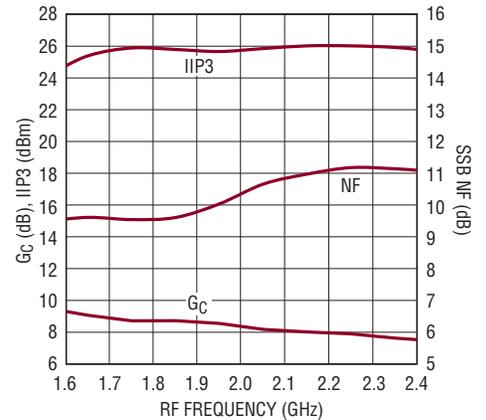
# LTC5591

## 標準的応用例

ローパスIF整合、ローサイドLO、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $ENA = ENB = "H"$ 、 $I_{SEL} = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 0dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$  (2トーンIIP3テストでは $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$ )、 $IF = 190MHz$



変換利得、IIP3およびSSB NFとRF周波数



5591 TA02b

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<b>インフラストラクチャ</b>		
LT5527	400MHz~3.7GHz、5Vダウンコンバーティング・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ダウンコンバーティング・ミキサ	利得:2.9dB、IIP3:1950MHzで24.7dBm、NF:1950MHzで11.7dB、3.3V/82mA電源
LTC6416	2GHz、16ビットADCバッファ	OIP3:300MHzまで40.25dBm、プログラム可能な高速リカバリ出力クランプ
LTC6412	31dBのリニアアナログ制御VGA	OIP3:240MHzで35dBm、連続利得範囲:-14dB~17dB
LTC5540/LTC5541/LTC5542/LTC5543	600MHz~4GHzダウンコンバーティング・ミキサファミリ	利得:8dB、IIP3:>25dBm、NF:10dB、3.3V/200mA電源
LT5554	超低歪みIFデジタルVGA	OIP3:200MHzで48dBm、利得範囲:2dB~18dB、利得ステップ:0.125dB
LT5578	400MHz~2.7GHzアップコンバーティング・ミキサ	OIP3:900MHzで27dBm、1.95GHzで24.2dBm、RFトランス内蔵
LT5579	1.5GHz~3.8GHzアップコンバーティング・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
<b>RFパワー検出器</b>		
LT5534	ダイナミックレンジが60dBの50MHz~3GHzログRFパワー検出器	全温度範囲で±1dBの出力変動、応答時間:38ns、ログリニア応答
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、消費電力:1.5mA
LTC5583	6GHzデュアルRMSパワー検出器、VSWRを測定	40MHz~6GHz、ダイナミックレンジ:最大60dB、チャンネル間分離:>40dB、VSWR測定用差動出力
<b>ADC</b>		
LTC2285	14ビット、125MspsデュアルADC	SNR:72.4dB、SFDR:>88dB、消費電力:790mW
LTC2185	超低消費電力16ビット、125MspsデュアルADC	SNR:76.8dB、消費電力:185mW/チャンネル
LTC2242-12	12ビット、250Msps ADC	SNR:65.4dB、SFDR:78dB、消費電力:740mW

5591f