

4GHz ~ 6GHz 高ダイナミックレンジ・ ダウンコンバーティング・ミキサ

特長

- 変換利得: 7.4dB (5250MHz時)
- IIP3: 25.9dBm (5250MHz時)
- ノイズフィギュア: 11.3dB (5250MHz時)
- 高い入力P1dB
- IF帯域幅: 最大1GHz
- 消費電力: 640mW
- シャットダウン・ピン
- 50ΩシングルエンドのRF入力およびLO入力
- LO駆動レベル: +2dBm
- LO-RF間とLO-IF間の絶縁性が高い
- 動作温度(T_C): -40°C ~ 105°C
- 小型のソリューション・サイズ
- 16ピン(4mm×4mm)QFNパッケージ

アプリケーション

- 5GHz WiMAX/WLAN レシーバ
- 4.9GHz Public Safety (公共安全) 周波数帯
- 4.9GHz ~ 6GHzの軍用通信
- 二地点間ブロードバンド通信
- レーダー・システム

LT, LTC, LTM, Linear Technology および Linear のロゴはリ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。

概要

LTC[®]5544は、600MHz ~ 6GHzの周波数範囲をカバーする高ダイナミックレンジ、高利得のパスシブ・ダウンコンバーティング・ミキサ・ファミリの1つです。LTC5544は4GHz ~ 6GHzのRFアプリケーション向けに最適化されています。最適な性能を得るためには、LO (局部発振器) 周波数を4.2GHz ~ 5.8GHzの範囲内にする必要があります。標準的なアプリケーションは、5.15GHz ~ 5.35GHzのRF入力およびローサイドLOを備えたWiMAXレシーバです。

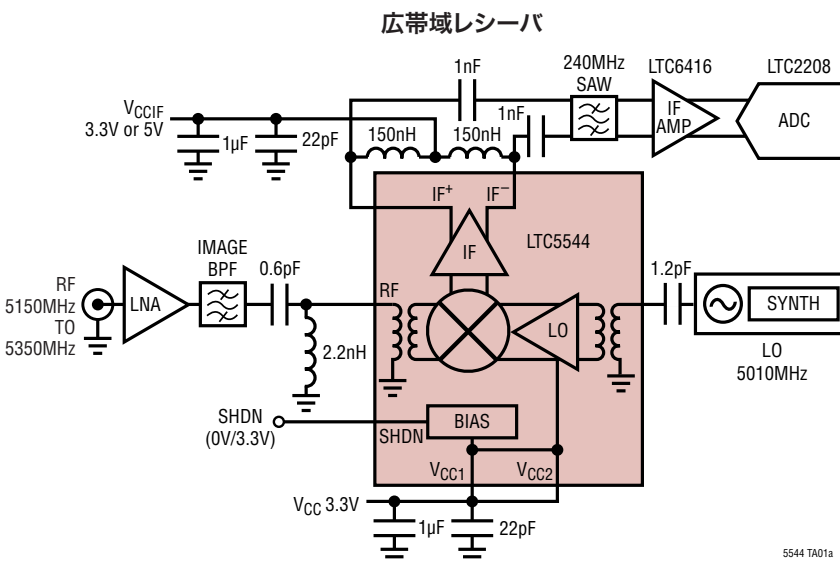
LTC5544は3.3V動作用に設計されていますが、より高いP1dBを得るために、IFアンプの電源を5Vにすることができます。

LTC5544の備える高い集積度により、全体的なソリューション・コスト、基板スペース、システム・レベルのばらつきを最小限に抑えると同時に、要求の厳しいレシーバ・アプリケーション向けに最高のダイナミックレンジを提供します。

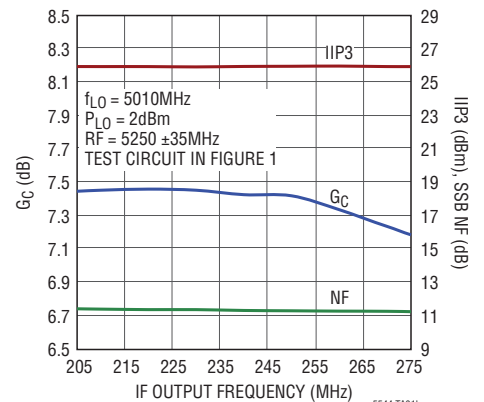
高ダイナミックレンジのダウンコンバーティング・ミキサのファミリ

製品番号	RF 範囲	LO 範囲
LTC5540	600MHz ~ 1.3GHz	700MHz ~ 1.2GHz
LTC5541	1.3GHz ~ 2.3GHz	1.4GHz ~ 2.0GHz
LTC5542	1.6GHz ~ 2.7GHz	1.7GHz ~ 2.5GHz
LTC5543	2.3GHz ~ 4GHz	2.4GHz ~ 3.6GHz
LTC5544	4GHz ~ 6GHz	4.2GHz ~ 5.8GHz

標準的応用例



広帯域変換利得、IIP3およびNFとIF出力周波数



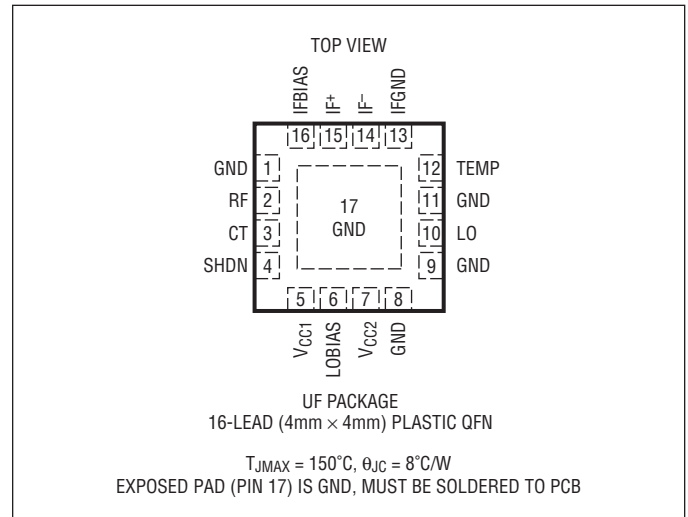
LTC5544

絶対最大定格

(Note 1)

ミキサの電源電圧 (V_{CC1} , V_{CC2})	4.0V
IF 電源電圧 (IF^+ , IF^-)	5.5V
シャットダウン電圧 (SHDN)	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
IF バイアス調整電圧 (IFBIAS)	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
LO バイアス調整電圧 (LOBIAS)	-0.3V ~ $V_{CC} + 0.3V$
LO 入力電力 (4GHz ~ 6GHz)	+9dBm
LO 入力の DC 電圧	$\pm 0.1V$
RF 入力電力 (4GHz ~ 6GHz)	+15dBm
RF 入力の DC 電圧	$\pm 0.1V$
TEMP のダイオードの連続 DC 入力電流	10mA
TEMP のダイオードの入力電圧	$\pm 1V$
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

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
LTC5544IUF#PBF	LTC5544IUF#TRPBF	5544	16-Lead (4mmx4mm) 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/tapeandree/> をご覧ください。

AC 電気的特性

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$, $V_{CCIF} = 3.3V$, SHDN = "L", $T_C = 25^\circ C$, $P_{LO} = 2dBm$ 。図 1 に示すテスト回路。(Note 2, 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LO Input Frequency Range			4200 to 5800		MHz
RF Input Frequency Range	Low Side LO High Side LO		4200 to 6000 4000 to 5800		MHz MHz
IF Output Frequency Range	Requires External Matching		5 to 1000		MHz
RF Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$, 4000MHz to 6000MHz		>12		dB
LO Input Return Loss	$Z_0 = 50\Omega$, 4200MHz to 5800MHz		>12		dB
IF Output Impedance	Differential at 240MHz		332 Ω 1.7pF		R C
LO Input Power	$f_{LO} = 4200MHz$ to 5800MHz	-1	2	5	dBm
LO to RF Leakage	$f_{LO} = 4200MHz$ to 5800MHz, Requires C2		<-30		dBm
LO to IF Leakage	$f_{LO} = 4200MHz$ to 5800MHz		<-21		dBm
RF to LO Isolation	$f_{RF} = 4000MHz$ to 6000MHz		>38		dB
RF to IF Isolation	$f_{RF} = 4000MHz$ to 6000MHz		>29		dB

AC 電気的特性 注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $SHDN = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 2dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$ (2トーン・テストでは $-3dBm$ /トーン)。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: $RF = 4200MHz \sim 6000MHz$ 、 $IF = 240MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} - f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	RF = 4900MHz RF = 5250MHz RF = 5800MHz	6.0	7.9 7.4 6.4		dB
Conversion Gain Flatness	RF = 5250MHz $\pm 30MHz$, LO = 5010MHz, IF = 240 $\pm 30MHz$		± 0.15		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_C = -40^\circ C$ to $105^\circ C$, RF = 5250MHz		-0.007		dB/ $^\circ C$
2-Tone Input 3 rd Order Intercept ($\Delta f = 2MHz$)	RF = 4900MHz RF = 5250MHz RF = 5800MHz		25.4 25.9 25.8		dBm
2-Tone Input 2 nd Order Intercept ($\Delta f = 241MHz$, $f_{IM2} = f_{RF1} - f_{RF2}$)	$f_{RF1} = 5371MHz$, $f_{RF2} = 5130MHz$, $f_{LO} = 5010MHz$		43.2		dBm
SSB Noise Figure	RF = 4900MHz RF = 5250MHz RF = 5800MHz		10.3 11.3 12.8		dB
SSB Noise Figure Under Blocking	$f_{RF} = 5250MHz$, $f_{LO} = 5010MHz$, $f_{BLOCK} = 4910MHz$, $P_{BLOCK} = 5dBm$		16.9		dB
2RF – 2LO Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/2$)	$f_{RF} = 5130MHz$ at $-10dBm$, $f_{LO} = 5010MHz$, $f_{IF} = 240MHz$		-58.3		dBc
3RF – 3LO Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}/3$)	$f_{RF} = 5090MHz$ at $-10dBm$, $f_{LO} = 5010MHz$, $f_{IF} = 240MHz$		-77		dBc
Input 1dB Compression	RF = 5250MHz, $V_{CCIF} = 3.3V$ RF = 5250MHz, $V_{CCIF} = 5V$		11.4 14.6		dBm

ハイサイドLOダウンミキサ・アプリケーション: $RF = 4000MHz \sim 5800MHz$ 、 $IF = 240MHz$ 、 $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF}$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Conversion Gain	RF = 4500MHz RF = 4900MHz RF = 5250MHz		8.0 7.7 7.3		dB
Conversion Gain Flatness	RF = 4900MHz $\pm 30MHz$, LO = 5356MHz, IF = 456 $\pm 30MHz$		± 0.15		dB
Conversion Gain vs Temperature	$T_C = -40^\circ C$ to $105^\circ C$, RF = 4900MHz		-0.005		dB/ $^\circ C$
2-Tone Input 3 rd Order Intercept ($\Delta f = 2MHz$)	RF = 4500MHz RF = 4900MHz RF = 5250MHz		24.2 25.1 24.0		dBm
2-Tone Input 2 nd Order Intercept ($\Delta f = 241MHz$, $f_{IM2} = f_{RF2} - f_{RF1}$)	$f_{RF1} = 4779MHz$, $f_{RF2} = 5020MHz$, $f_{LO} = 5140MHz$		39.8		dBm
SSB Noise Figure	RF = 4500MHz RF = 4900MHz RF = 5250MHz		10.7 11.0 11.7		dB
2LO – 2RF Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}/2$)	$f_{RF} = 5020MHz$ at $-10dBm$, $f_{LO} = 5140MHz$, $f_{IF} = 240MHz$		-55		dBc
3LO – 3RF Output Spurious Product ($f_{RF} = f_{LO} - f_{IF}/3$)	$f_{RF} = 5060MHz$ at $-10dBm$, $f_{LO} = 5140MHz$, $f_{IF} = 240MHz$		-75		dBc
Input 1dB Compression	RF = 4900MHz, $V_{CCIF} = 3.3V$ RF = 4900MHz, $V_{CCIF} = 5V$		11.3 14.5		dBm

LTC5544

DC 電气的特性 注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $SHDN = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 。図1に示すテスト回路。(Note 2)

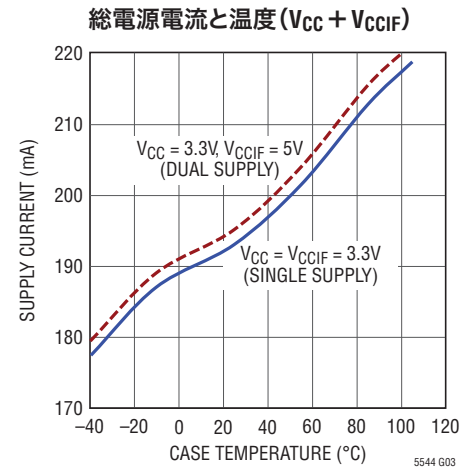
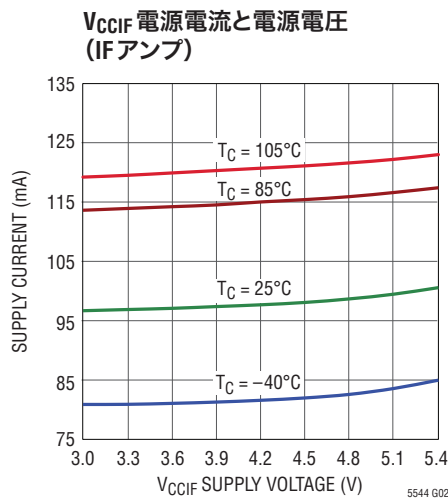
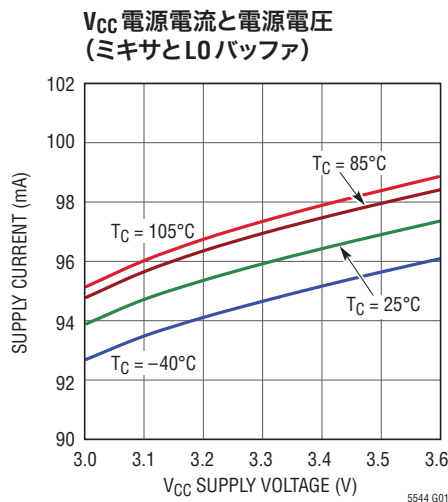
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
電源の要件 (V_{CC}、V_{CCIF})					
V_{CC} Supply Voltage (Pins 5 and 7)		3.1	3.3	3.5	V
V_{CCIF} Supply Voltage (Pins 14 and 15)		3.1	3.3	5.3	V
V_{CC} Supply Current (Pins 5 + 7)			96	116	mA
V_{CCIF} Supply Current (Pins 14 + 15)			98	122	
Total Supply Current ($V_{CC} + V_{CCIF}$)			194	238	
Total Supply Current – Shutdown	$SHDN = High$			500	μA
シャットダウンのロジック入力 ($SHDN$) “L”=On、“H”=Off					
$SHDN$ Input High Voltage (Off)		3.0			V
$SHDN$ Input Low Voltage (On)				0.3	V
$SHDN$ Input Current	$-0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	-20		30	μA
Turn On Time			0.6		μs
Turn Off Time			0.6		μs
温度センス・ダイオード (TEMP)					
DC Voltage at $T_J = 25^\circ C$	$I_{IN} = 10\mu A$ $I_{IN} = 80\mu A$		726.1 782.5		mV mV
Voltage Temperature Coefficient	$I_{IN} = 10\mu A$ $I_{IN} = 80\mu A$		-1.73 -1.53		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の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 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 6dB 整合パッドを使用し、IF 出力にバンドパス・フィルタを使用し、その他の RF 信号を与えずに測定される。

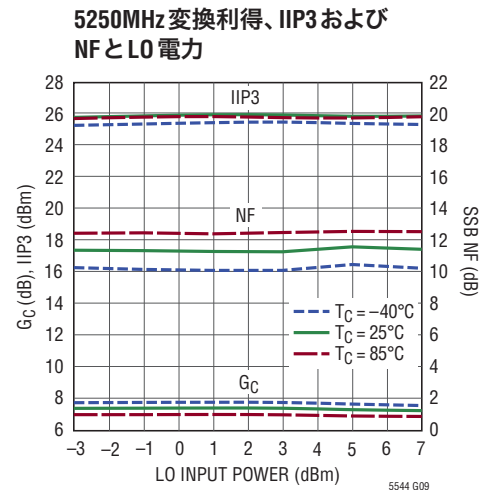
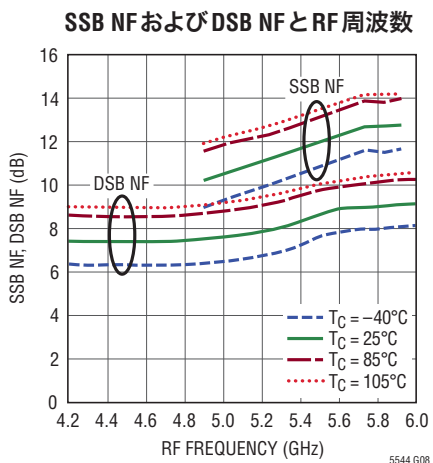
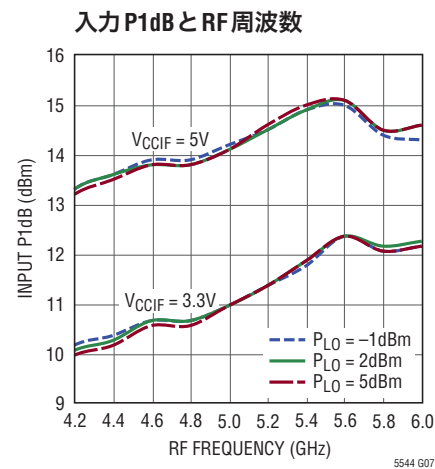
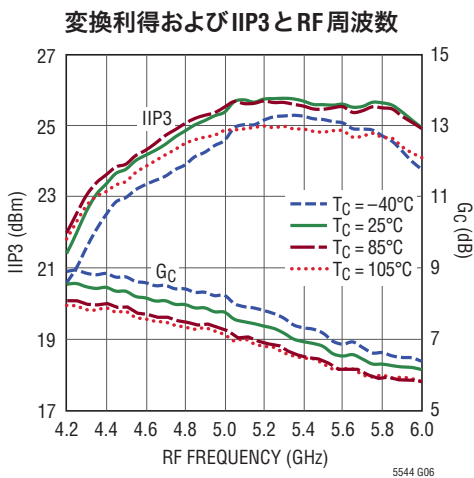
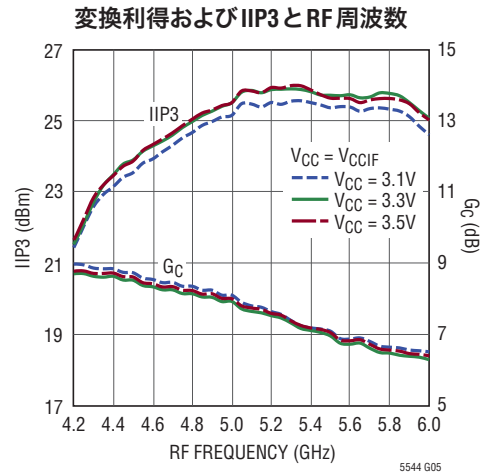
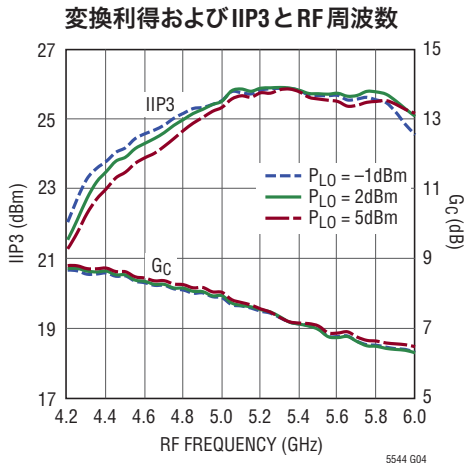
Note 2: LTC5544 は $-40^\circ C \sim 105^\circ C$ のケース温度範囲で動作することが保証されている。

標準的 DC 性能特性 $SHDN = "L"$ 、図1に示されているテスト回路。



標準的 AC 性能特性 ローサイドLO

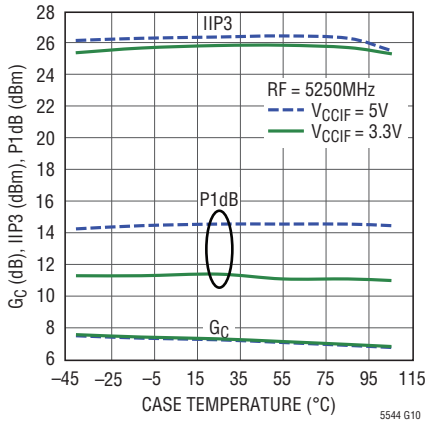
注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、SHDN = “L”、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 2dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$ (2トーン IIP3 テストでは $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$)、 $IF = 240MHz$ 。図1に示すテスト回路。



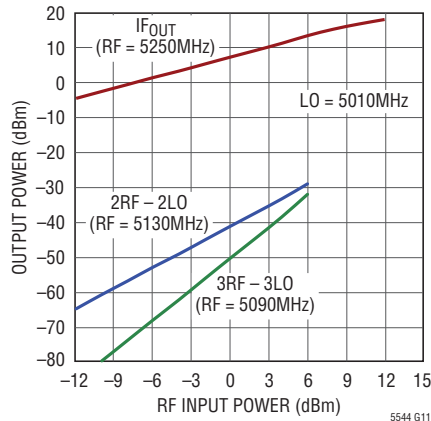
標準的 AC 性能特性 ローサイド LO (続き)

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、 $SHDN = "L"$ 、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 2dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$ (2トーン IIP3 テストでは $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$)、 $IF = 240MHz$ 。図1に示すテスト回路。

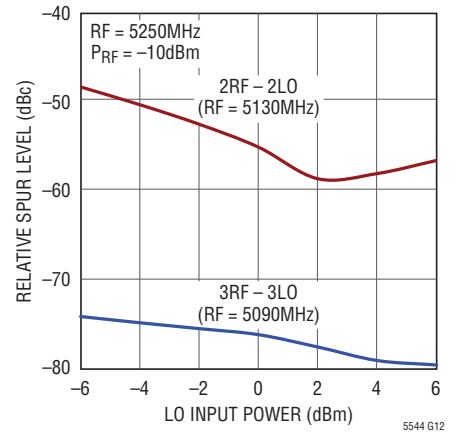
変換利得、IIP3 および RF 入力の P1dB と温度



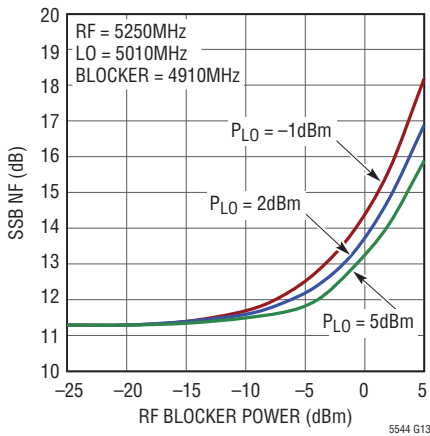
シングルトーン IF 出力電力、2×2 および 3×3 のスパークと RF 入力電力



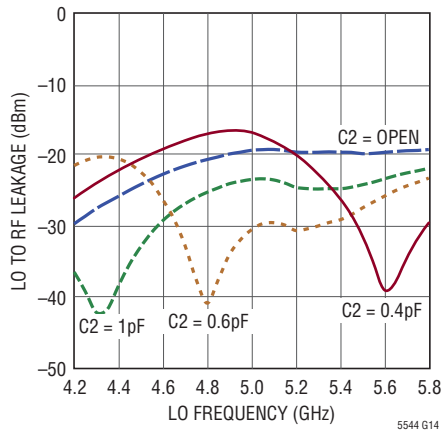
2×2 および 3×3 のスパークと LO 電力



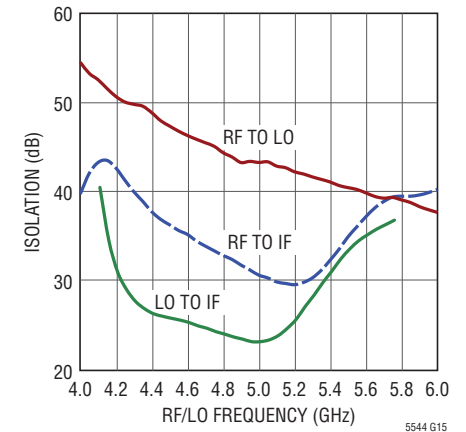
SSB ノイズフィギュアと RF ブロッカ・レベル



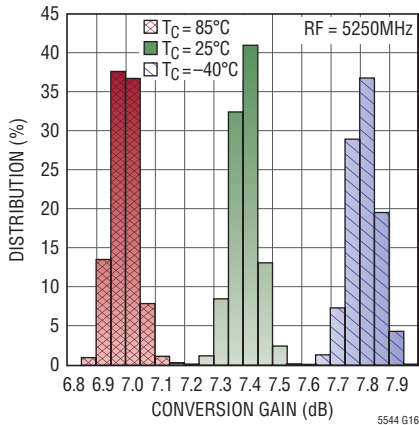
LO-RF 間のリークと LO 周波数



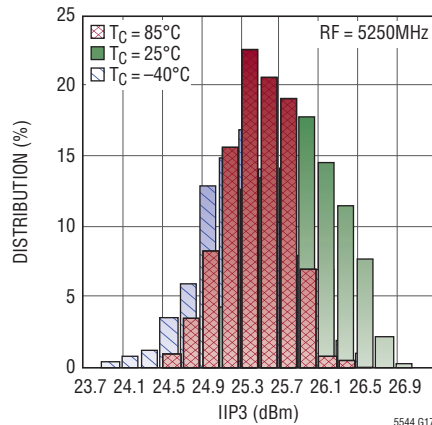
RF/LO の絶縁性



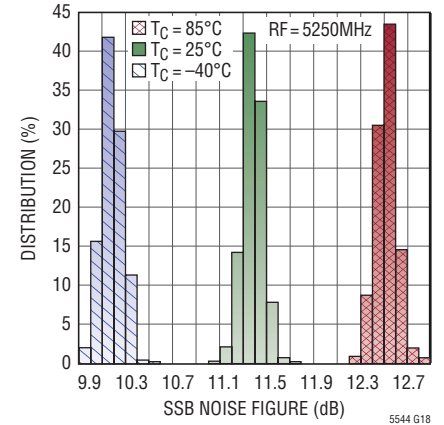
5250MHz での変換利得の分布



5250MHz での IIP3 の分布



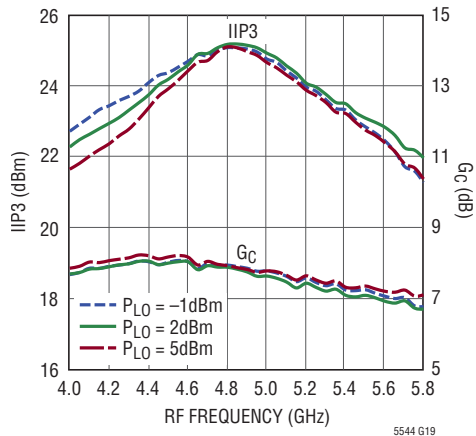
5250MHz での SSB NF の分布



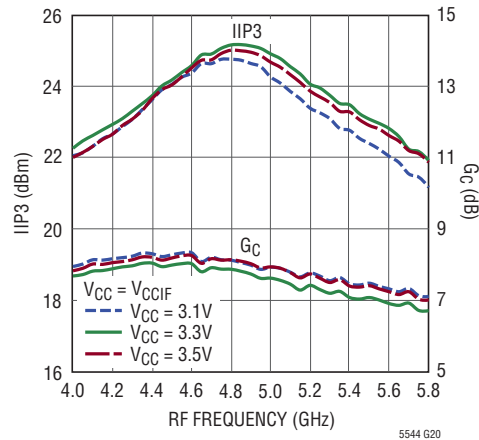
標準的 AC 性能特性 ハイサイド LO

注記がない限り、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $V_{CCIF} = 3.3V$ 、SHDN = "L"、 $T_C = 25^\circ C$ 、 $P_{LO} = 2dBm$ 、 $P_{RF} = -3dBm$ (2トーン IIP3 テストでは $-3dBm$ /トーン、 $\Delta f = 2MHz$)、 $IF = 240MHz$ 。図1に示すテスト回路。

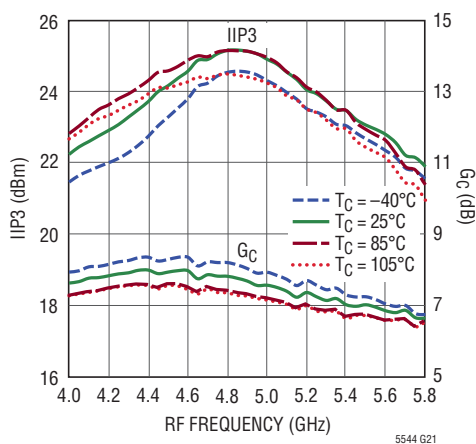
変換利得および IIP3 と RF 周波数



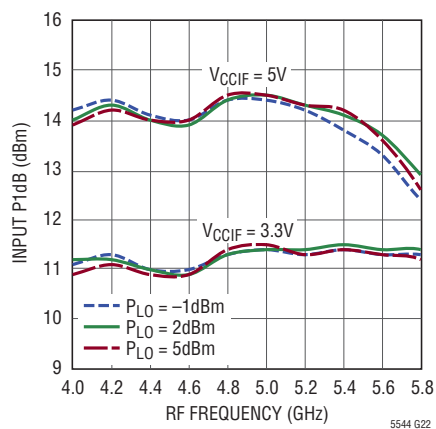
変換利得および IIP3 と RF 周波数



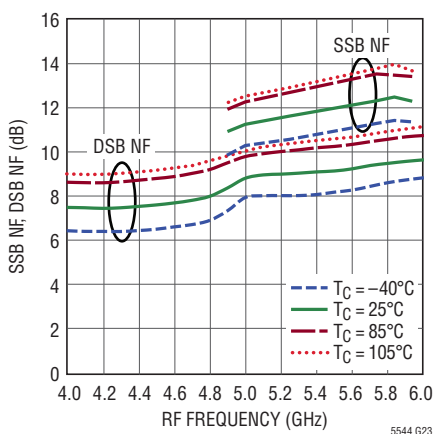
変換利得および IIP3 と RF 周波数



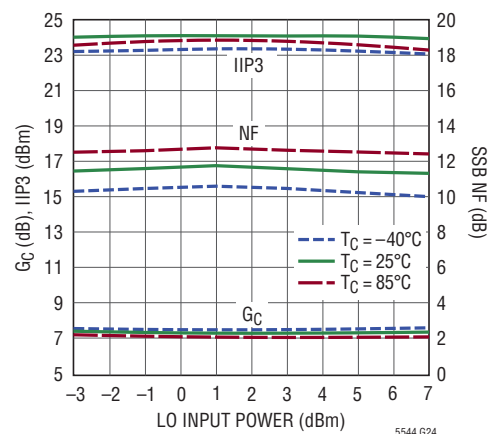
入力 P1dB と RF 周波数



SSB NF および DSB NF と RF 周波数



5250MHz での変換利得、IIP3 および NF と LO 電力



ピン機能

GND (ピン1、8、9、11、露出パッド・ピン17) : グラウンド。これらのピンはプリント回路基板のRFグラウンド・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、グラウンドへの電気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2) : RF信号のシングルエンド入力。このピンは内部でRF入力トランスの1次側に接続されており、グラウンドへの小さい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入力が4.2GHz~5.8GHzの2dBm±5dBのソースでドライブされる限り、RF入力はインピーダンス整合しています。

CT (ピン3) : RFトランスの2次側センタータップ。このピンにはグラウンドへのバイパス・コンデンサが必要になることがあります。「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。このピンには内部で発生させた1.2Vのバイアス電圧があります。グラウンドおよびV_{CC}からDC絶縁する必要があります。

SHDN (ピン4) : シャットダウン・ピン。この入力電圧が0.3Vより低いと、デバイスはイネーブルされます。この入力電圧が3Vより高いと、デバイスはディスエーブルされます。SHDNピンの標準入力電流は10μA未満です。このピンはフロート状態にしてはなりません。

V_{CC1} (ピン5) および V_{CC2} (ピン7) : LOバッファおよびバイアス回路の電源電圧ピン。これらのピンは内部で接続されてお

り、外部で3.3Vの安定化電源に接続し、バイパス・コンデンサをピンの近くに配置する必要があります。標準消費電流は96mAです。

LOBIAS (ピン6) : このピンによってLOバッファの電流を調整することができます。標準DC電圧は2.2Vです。

LO (ピン10) : 局部発振器のシングルエンド入力。このピンは内部でRF入力トランスの1次側に接続されており、グラウンドへの小さい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・コンデンサを使用する必要があります。**

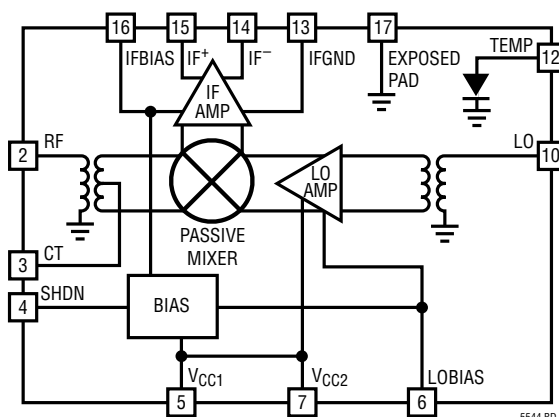
TEMP (ピン12) : 温度センス・ダイオード。このピンはダイオードのアノードに接続されています。このダイオードを使って電流を強制して電圧を測定することにより、ダイの温度を測定することができます。

IFGND (ピン13) : IFアンプのDCグラウンド・リターン。このピンをグラウンドに接続してIFアンプのDC電流経路を完成させる必要があります。標準DC電流は98mAです。

IF⁻ (ピン14) および IF⁺ (ピン15) : 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、または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49mAです。

IFBIAS (ピン16) : このピンにより、IFアンプの電流を調整することができます。標準DC電圧は2.1Vです。

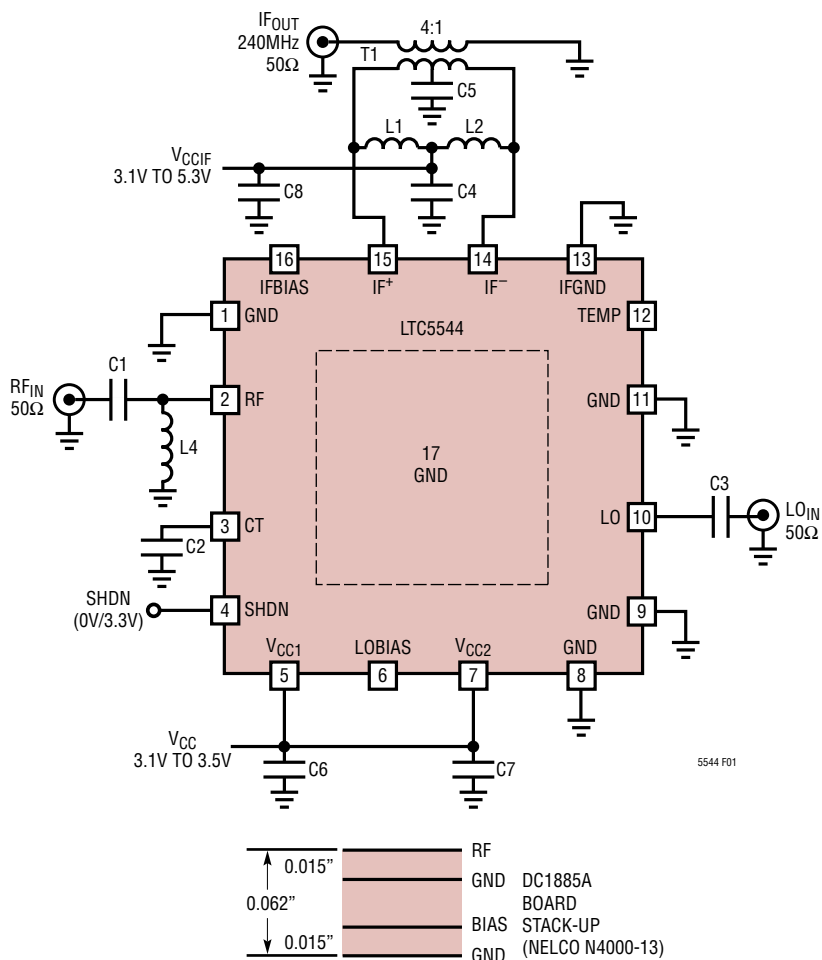
ブロック図



GND ピンは図示されていない

5544 BD

テスト回路



L1、L2とIF周波数	
IF (MHz)	L1,L2 (nH)
140	220
190	150
240	150
305	82
380	56
456	39

REF DES	値	サイズ	注釈
C1	0.6pF	0402	AVX ACCU-P
C2	開放	0402	
C3	1.2pF	0402	AVX ACCU-P
C4, C6	22pF	0402	AVX
C5	1000pF	0402	AVX
C7, C8	1μF	0603	AVX
L1, L2	150nH	0603	Coilcraft 0603CS
L4	2.2nH	0402	Coilcraft 0402HP
T1	TC4-1W-7ALN+		Mini-Circuits

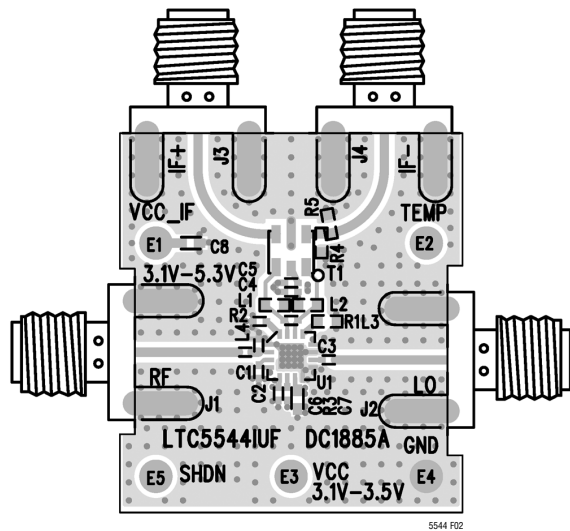
Note: IF = 250MHz ~ 500MHz では、T1 に TC4-1W-17LN+ を使用してください。

図1. ダウンミキサの標準テスト回路図(IF:240MHz)

アプリケーション情報

はじめに

LTC5544は高直線性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/シャットダウン回路で構成されています。各ピンの機能の説明については、「ブロック図」のセクションを参照してください。RF入力とLO入力はシングルエンドです。IF出力は差動です。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用することができます。図1に示す評価回路では、バンドパスIF出力整合とIFトランスを使って50Ω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。



アプリケーション情報

表1. RF入力のインピーダンスとS11(ピン2、外部整合なし、LO入力は5GHzでドライブ)

周波数 (GHz)	入力インピーダンス	S11	
		振幅	位相
4.0	85.8 + j54.1	0.44	34.8
4.2	89.2 + j45.6	0.41	31.2
4.4	90.9 + j41.3	0.40	29
4.6	95.9 + j33.6	0.38	23.2
4.8	91.4 + j17.1	0.31	15.6
5.0	72.9 + j10.7	0.21	20.1
5.2	66.7 + j24.1	0.25	43.6
5.4	70.8 + j29.1	0.29	40.9
5.6	73.1 + j26.2	0.28	36.6
5.8	69.2 + j23.9	0.25	39.9
6.0	67.3 + j25.7	0.26	43.7

LO入力

図5に示されているミキサのLO入力回路は、バラン・トランス、およびミキサ・コアをドライブする2段高速リミット差動アンプによって構成されています。LTC5544のLOアンプは4.2GHz～5.8GHzのLO周波数範囲に最適化されています。この周波数範囲より上または下のLO周波数を使うことができますが、性能が低下します。

ミキサのLO入力は、内蔵トランスの1次巻線に接続されています。1.2pFの直列コンデンサ(C3)によって50Ω整合が実現されています。測定されたLO入力のリターン損失を図6に示します。

LOアンプはVCC1およびVCC2(ピン5とピン7)によって給電されます。デバイスがイネーブルされると(SHDN = “L”)、内

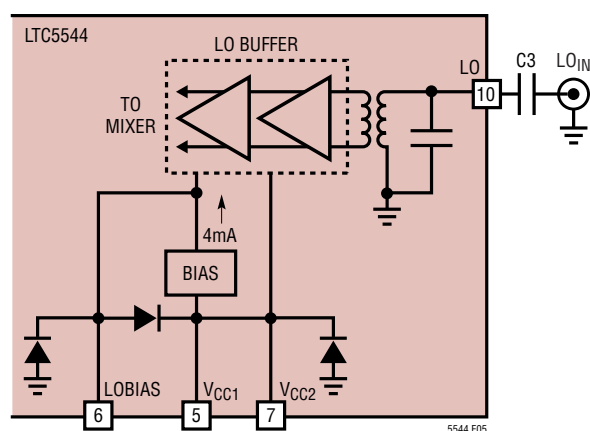


図5. LO入力の回路図

部バイアス回路が安定化された4mAの電流をアンプのバイアス入力に与え、それによりアンプは約90mAのDC電流を流します。この4mAの基準電流はLOBIAS(ピン6)にも接続されているので、アンプのDCバイアス電流を特殊なアプリケーション向けに変更することができます。推奨アプリケーション回路ではLOアンプのバイアスを変更する必要がないので、このピンは開放回路のままにしておきます。

リミット・アンプは±3dBの入力電力範囲で優れた性能を与えますが、公称LO入力レベルは+2dBmです。+5dBmを超えるLO入力電力を使用できますが、性能がわずかに低下します。

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入力インピーダンスと周波数(ピン10、外部整合なし)

周波数 (GHz)	入力インピーダンス	S11	
		振幅	位相
4.0	22.7 + j14.7	0.42	140.2
4.2	24.4 + j18.6	0.41	129.9
4.4	28.2 + j22.5	0.39	118.1
4.6	33.2 + j25.3	0.35	106.7
4.8	39.7 + j26.4	0.30	95
5.0	47.4 + j24.3	0.24	82.1
5.2	52.2 + j16.9	0.16	73.3
5.4	52 + j9.4	0.09	72.7
5.6	49.9 + j3.8	0.04	88.8
5.8	47.7 - j1	0.03	-156.5
6.0	44.2 - j6.2	0.09	-129.4

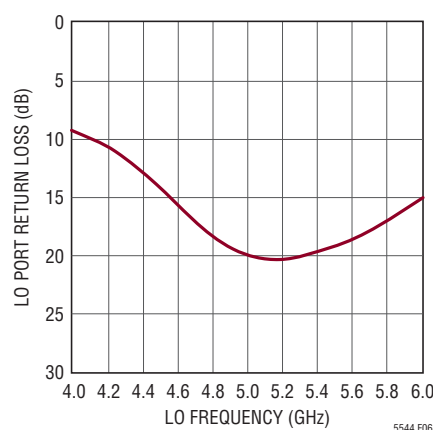


図6. LO入力のリターン損失

アプリケーション情報

IF出力

図7に示すように、IFアンプには差動オープン・コレクタ出力 (IF⁺およびIF⁻)、DCグラウンド・リターン・ピン (IFGND)、および内部バイアス調整用のピン (IFBIAS) があります。IF出力は電源電圧 (V_{CCIF}) でバイアスする必要があり、電源電圧は整合インダクタL1およびL2を介して印加されます。あるいは、IF出力はトランス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。L1およびL2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49mAのDC電源電流 (合計98mA) が流れます。IFGND (ピン13) 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。最高の変換利得を得るため、特にV_{CCIF} = 3.3Vの場合は、L1とL2にはQの高い巻線チップ・インダクタを推奨します。低コストの積層チップ・インダクタで置き換えることもできますが、性能がわずかに低下します。インダクタL3を通して接地すると、アプリケーションによってはLO-IFとRF-IFのリーク性能が改善されることがありますが、それ以外は不要です。L3はDC抵抗が大きいため、IFアンプの電源電流が減少し、そのためRF性能が低下します。

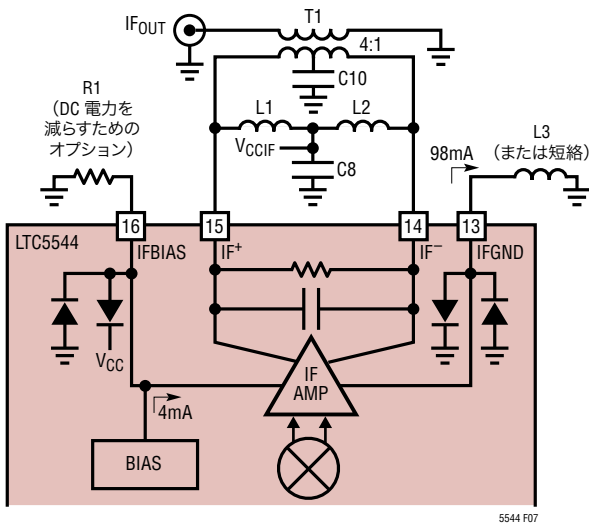


図7. トランスをベースにしたバンドパス整合構成でのIFアンプの回路図

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 balan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。

IF出力インピーダンスは、IF周波数では1.7pFのコンデンサと並列接続された332Ωのインピーダンスとしてモデル化できます。等価小信号モデルを図8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要素の影響を含みます。

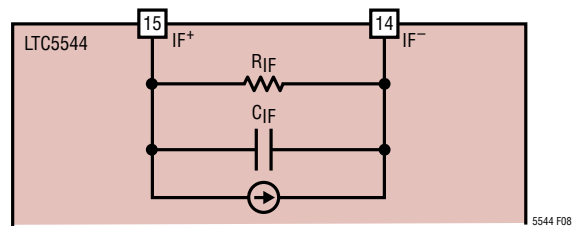


図8. IF出力の小信号モデル

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 _{IF} X _{IF} (C _{IF}))
90	351 -j707 (2.5pF)
140	341 -j494 (2.3pF)
190	334 -j441 (1.9pF)
240	332 -j390 (1.7pF)
300	325 -j312 (1.7pF)
380	318 -j246 (1.7pF)
456	304 -j205 (1.7pF)

トランスをベースにしたバンドパスIF整合

IF出力は、図1と図7に示されているバンドパスIF整合を使って、最小40MHzまたは最大500MHzのIF周波数に整合させることができます。L1とL2は内部IF出力容量を伴って望みのIF周波数で共振します。L1、L2の値は次のように計算されます。

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

ここでC_{IF}は内部のIF容量です (表3に記載)。

異なるさま周波数に対するL1とL2の値を図1の表に示します。

アプリケーション情報

ディスクリートのIFバランによる整合

多くのアプリケーションで、IFトランスを図9に示されているディスクリートのIFバランで置き換えることができます。望みのIF周波数で180°の位相シフトを実現し、50Ωのシングルエンド出力を与えるには、L5、L6、C13およびC14の値を以下の式を使って計算します。インダクタL7は、内部容量C_{IF}をキャンセルするのに使われており、バイアス電圧をIFピンに与えます。C15はDCブロッキング・コンデンサです。

$$L5, L6 = \frac{\sqrt{R_{IF} \cdot R_{OUT}}}{\omega_{IF}}$$

$$C13, C14 = \frac{1}{\omega_{IF} \cdot \sqrt{R_{IF} \cdot R_{OUT}}}$$

$$L7 = \frac{|X_{IF}|}{\omega_{IF}}$$

これらの式は妥当な出発点を与えますが、通常、回路を作成してテストした後で部品の値を調整する必要があります。上述の計算で、L7の寄生要素を考慮することにより、少ない反復回数で最終ソリューションを得ることができます。

ディスクリートのIFバランによる整合を採用した場合とトランス・ベースのIF整合を採用した場合のLTC5544の標準的性能を図10に示します。456MHzのIF周波数では、ディスクリート・バランの実際の部品の値は次のとおりです。

$$L5, L6 = 36\text{nH}, L7 = 82\text{nH} \text{ および } C13, C14 = 3.3\text{pF}$$

トランスをベースにしたバンドパスIF整合構成とディスクリートのバランによるIF整合構成(456MHzのIF周波数)で測定されたIF出力リターン損失を図11に示します。ディスクリートのバランは、バラン・トランスよりも挿入損失が少なくすみませんが、ディスクリートのバランのIF帯域幅はトランスよりも狭くなります。

IFアンプのバイアス

IFアンプはV_{CCIF} = 3.3Vで優れた性能を与えるので、V_{CC}電源とV_{CCIF}電源を共通にすることができます。V_{CCIF}を5Vに上げると、RF入力のパワーは3dB以上増加しますが、代償として消費電力が大きくなります。V_{CCIF}の値が3.3Vおよび5Vのときの、5250MHzでのミキサの性能を表4に示します。

表4. V_{CCIF} = 3.3Vおよび5Vでの性能比較 (RF = 5250MHz、ローサイドLO、IF = 240MHz)

V _{CCIF} (V)	I _{CCIF} (mA)	G _c (dB)	P1dB (dBm)	IIP3 (dBm)	NF (dB)
3.3	98	7.4	11.4	25.9	11.3
5.0	101	7.4	14.6	26.5	11.4

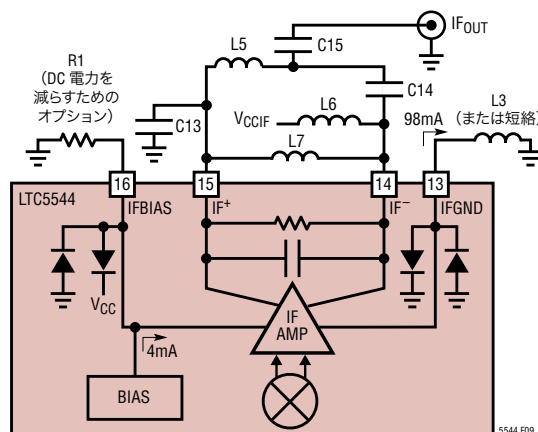


図9. ディスクリートのIFバランを使用したIFアンプの回路図

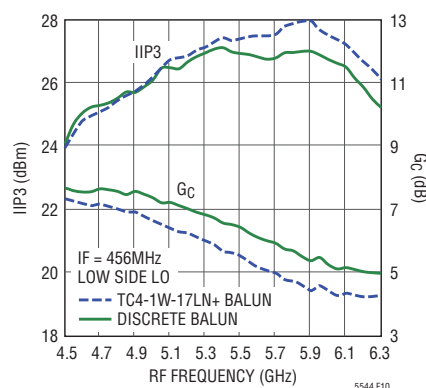


図10. 変換利得およびIIP3とRF周波数

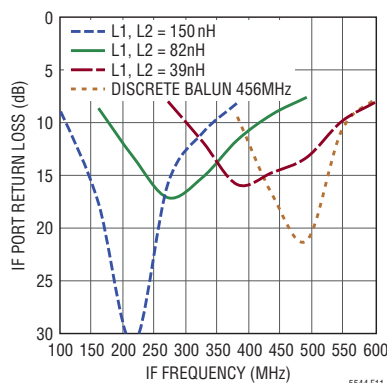


図11. IF出力のリターン損失

アプリケーション情報

IFアンプのDC消費電流を減らすためにIFBIASピン(ピン16)を使用できますが、代償として性能が低下します。最適性能を得るには、このピンを開放回路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98mAが流れます。図7に示されているように、抵抗R1をピン16に接続すると、リファレンス電流の一部をグラウンドに分流することができるので、IFアンプの電流が減少します。例えば、 $R1 = 1k\Omega$ にすると1.5mAがピン16から分流し、IFアンプの電流が40%減少して約59mAになります。ピン16の公称開放DC電圧は2.1Vです。5250MHzでのRF性能とIFアンプの電流の関係を表5に示します。

表5. IFアンプの電流が減少したときのミキサの性能
($RF = 5250MHz$ 、ローサイドLO、 $IF = 240MHz$ 、 $V_{CC} = V_{CCIF} = 3.3V$)

R1 (kΩ)	I _{CCIF} (mA)	G _c (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
開放	98	7.4	25.9	11.4	11.3
4.7	89	7.2	25.7	11.5	11.4
2.2	77	6.9	25.2	11.6	11.5
1.0	59	6.3	23.8	11.3	11.6

($RF = 5250MHz$ 、ハイサイドLO、 $IF = 240MHz$ 、 $V_{CC} = V_{CCIF} = 3.3V$)

R1 (kΩ)	I _{CCIF} (mA)	G _c (dB)	IIP3 (dBm)	P1dB (dBm)	NF (dB)
開放	98	7.3	24.0	11.4	11.7
4.7	89	7.0	23.8	11.4	11.9
2.2	77	6.6	23.5	11.4	12.2
1.0	59	5.8	22.6	11.3	12.4

シャットダウンのインタフェース

SHDNピンのインタフェースの簡略回路を図12に示します。デバイスをディスエーブルするには、SHDNピンの電圧を3.0Vより高くする必要があります。シャットダウン機能が不要なら、SHDNピンをGNDに直接接続します。SHDNピンの電圧は電源電圧(V_{CC})より0.3V以上高くならないようにしてください。電源電圧より0.3V以上高くなると、電源電流がESDダイオードを通してソースされ、デバイスを傷めるおそれがあります。

SHDNピンは“H”または“L”にする必要があります。フロートさせたままにすると、デバイスのオン/オフ状態が不確定になります。SHDNピンにスリーステート状態が生じる可能性がある場合、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。

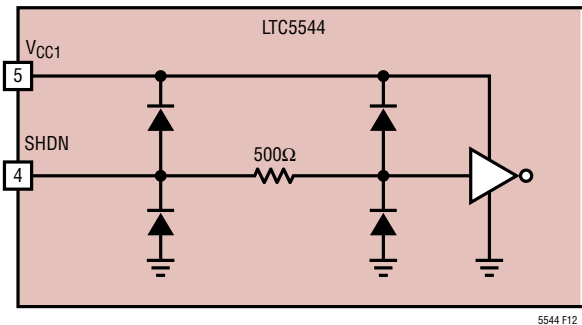


図12. シャットダウン入力回路

温度ダイオード

LTC5544はチップの温度を測定するためにピン12(TEMP)にダイオードを内蔵しています。ピン12は内部ESDダイオードのアノードに接続されています。このダイオードのカソードは内部グラウンドに接続されています。一定のDC電流をピン12に注入し、そのDC電圧を測定することにより、チップの温度を測定できます。ダイオードの電圧と温度係数の関係は、TEMPピンに $10\mu A$ の電流が注入される場合、約 $-1.73mV/^{\circ}C$ になります。ピン12に $10\mu A$ と $80\mu A$ の電流が注入されたときの標準的な温度-電圧特性を図13に示します。

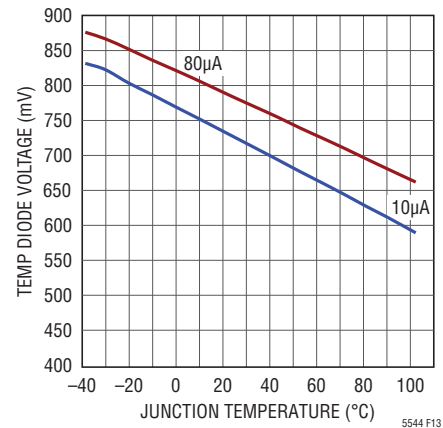


図13. TEMPのダイオードの電圧と接合部温度(T_j)

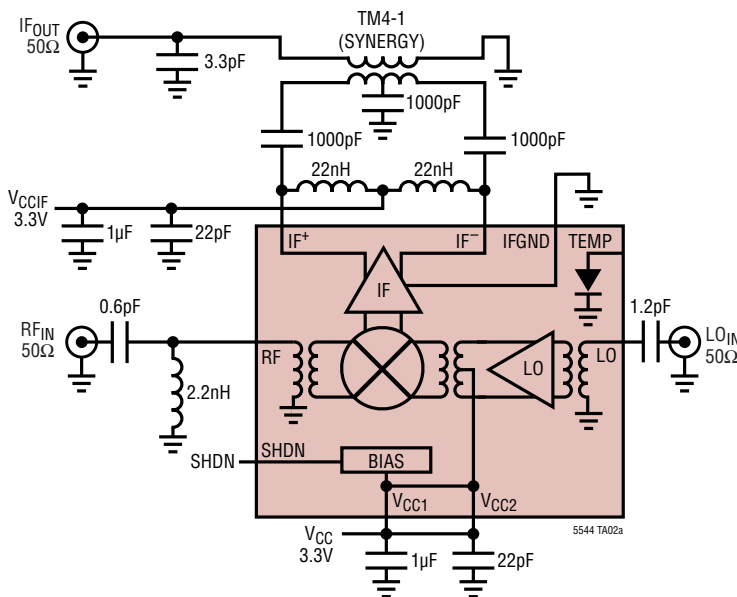
電源電圧のランプ

電源電圧が高速でランプすると、内部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。

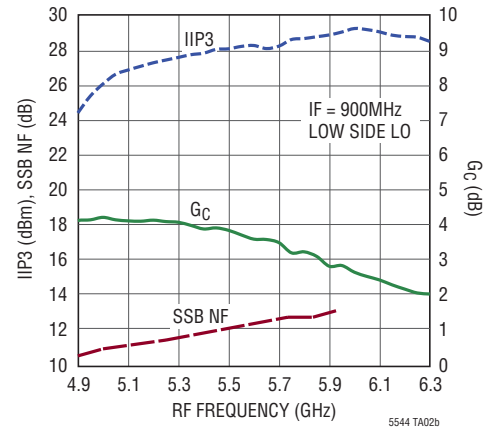
LTC5544

標準的応用例

900MHzでのIF出力整合



変換利得、IIP3およびNFとRF周波数



関連製品

製品番号	説明	注釈
インフラストラクチャ		
LTC554X	600MHz～6GHzの3.3Vダウンコンバーティング・ミキサ	利得:8dB、IIP3:26dBm、NF:10dB、3.3V/200mA電源
LT [®] 5527	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
LTC559x	600MHz～4.5GHzデュアル・ダウンコンバーティング・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・ダウンコンバーティング・ミキサ	利得:2dB、IIP3:26.8dBm、NF:1950MHzで11.7dB、3.3V/180mA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 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、連続調整可能な利得範囲:-14dB～17dB
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	OIP3:27dBm(900MHz)、24.2dBm(1.95GHz)、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
LTC5588-1	200MHz～6GHzのI/Q変調器	OIP3:2.14GHzで31dBm、ノイズフロア:-160.6dBm/Hz
RFパワー検出器		
LTC5587	12ビットADC搭載の6GHz RMS検出器	ダイナミックレンジ:40dB、精度:全温度範囲で±1dB、電源電流:3mA、500ksp/s
LT5581	6GHz低消費電力RMS検出器	ダイナミックレンジ:40dB、精度:全温度範囲で±1dB、電源電流:1.5mA
LTC5582	40MHz～10GHzのRMSパワー検出器	ダイナミックレンジ:57dB、精度:全温度範囲で±0.5dB、直線性誤差:±0.2dB
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、精度:全温度範囲で±0.5dB、チャンネル間分離:>50dB
ADC		
LTC2208	16ビット、130Msps ADC	ノイズフロア:78dBFS、SFDR:250MHzで>83dB
LTC2285	デュアルの14ビット、125Msps低消費電力ADC	SNR:72.4dB、SFDR:88dB、消費電力:790mW
LTC2268-14	デュアルの14ビット、125Mspsシリアル出力ADC	SNR:73.1dB、SFDR:88dB、消費電力:299mW

5544f