

# LMH2100

*LMH2100 50 MHz to 4 GHz 40 dB Logarithmic Power Detector for CDMA and WCDMA*



Literature Number: JAJAS2

## LMH2100

### CDMA および WCDMA 用 50MHz ~ 4GHz 40dB 対数パワー・ディテクタ

#### 概要

LMH2100 は、CDMA および WCDMA アプリケーション環境で使用される 40dB RF パワー・ディテクタです。このデバイスの RF 周波数範囲は 50MHz ~ 4GHz です。このデバイスによって、正確な温度と、RF 入力電力 (dBm) に直線的に相関する電源補償出力電圧が得られます。回路は 2.7V から 3.3V の範囲の単一電源で動作します。

LMH2100 の RF 電力検波範囲は -45dBm ~ -5dBm であり、直接に 30dB 方向性結合器と組み合わせて使用するのに理想的です。外部抵抗およびコンデンサによって、付加的な出力信号ローパス・フィルタを実現できます。Figure (a) は、パワー・ディテクタと付加的な出力ローパス・フィルタを示しています。フィルタ周波数は  $R_S$  および  $C_S$  によって設定されます。

Figure (b) は、パワー・ディテクタと付加的な帰還型ローパス・フィルタを示しています。抵抗  $R_P$  はオプションであり、これを使用するとトランスインピーダンス・ゲイン ( $R_{TRANS}$ ) が低下します。フィルタ周波数は  $C_P/C_{TRANS}$  および  $R_P/R_{TRANS}$  によって設定されます。

デバイスは Enable = High のときにアクティブになり、それ以外の場合は低消費電力シャットダウン・モードになります。電力を節減し、外部フィルタ容量の放電を防ぐために、シャットダウン時に出力 (OUT) は高インピーダンスになります。

LMH2100 パワー・ディテクタは、小型の 0.4mm ピッチ micro SMD パッケージで提供されます。

#### 特長

40dB の dB 直線性を実現する電力検波範囲

出力電圧範囲 0.3 ~ 2V

シャットダウン

50MHz ~ 4GHz のマルチバンド動作

0.5dB の正確な温度補償

外部的に構成可能な出力フィルタ帯域幅

0.4mm ピッチ micro SMD パッケージ

#### アプリケーション

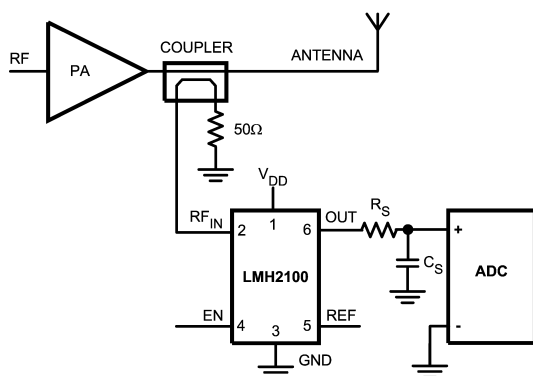
UMTS/CDMA/WCDMA RF 電力制御

GSM/GPRS RF 電力制御

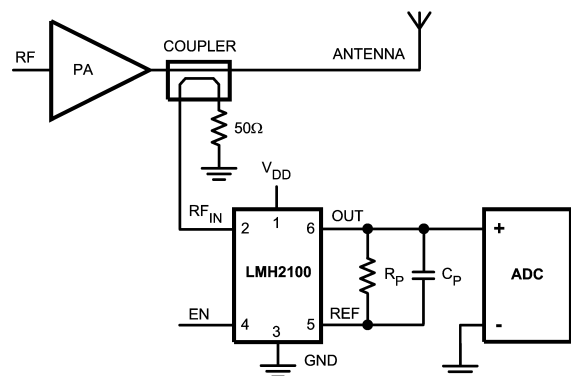
PA モジュール

IEEE 802.11b/g (WLAN)

#### 代表的なアプリケーション



(a) LMH2100 with Output RC Low Pass Filter



(b) LMH2100 with Feedback (R)C Low Pass Filter

**絶対最大定格** (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照ください。

保存周囲温度範囲	- 65 ~ 150
接合部温度 (Note 3)	150
最大リード温度 (ハンダ付け、10 秒)	260

**電源電圧**

$V_{DD} - GND$  3.6V

**RF 入力**

入力電力 10dBm

DC 電圧 400mV

イネーブル入力電圧  $V_{SS} - 0.4V < V_{EN} < V_{DD} + 0.4V$

**ESD 耐圧** (Note 2)

人体モデル 2000V

マシン・モデル 200V

帯電モデル 2000V

**動作定格** (Note 1)

電源電圧	2.7V ~ 3.3V
温度範囲	- 40 ~ + 85
RF 周波数範囲	50MHz ~ 4GHz
RF 入力電力範囲 (Note 5)	- 45dBm ~ - 5dBm
	- 58dBV ~ - 18dBV
パッケージ熱抵抗 $J_A$ (Note 3)	126.3 /W

**2.7V DC および AC 電気的特性**

特記のない限り すべてのリミット値は  $T_A = 25$ 、 $V_{DD} = 2.7V$ 、RF 入力周波数  $f = 1855MHz$  CW (無変調連続波) で保証されています。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。(Note 4)

Symbol	Parameter	Condition	Min (Note 6)	Typ (Note 7)	Max (Note 6)	Units
<b>Supply Interface</b>						
$I_{DD}$	Supply Current	Active mode: EN = High, no signal present at $RF_{IN}$	6.3 <b>5.0</b>	7.1	7.9 <b>9.2</b>	mA
		Shutdown: EN = Low, no signal present at $RF_{IN}$		0.5	0.9 <b>1.9</b>	
		EN = Low: $P_{IN} = 0$ dBm (Note 8)			<b>10</b>	
<b>Logic Enable Interface</b>						
$V_{LOW}$	EN Logic Low Input Level (Shutdown Mode)				<b>0.6</b>	V
$V_{HIGH}$	EN Logic High Input Level		<b>1.1</b>			V
$I_{EN}$	Current into EN Pin				<b>50</b>	nA
<b>RF Input Interface</b>						
$R_{IN}$	Input Resistance		46.7	51.5	56.4	$\Omega$
<b>Output Interface</b>						
$V_{OUT}$	Output Voltage Swing	From Positive Rail, Sourcing, $V_{REF} = 0V$ , $I_{OUT} = 1$ mA		15.3	23.9 <b>28.9</b>	mV
		From Negative Rail, Sinking, $V_{REF} = 2.7V$ , $I_{OUT} = 1$ mA		13.1	22.3 <b>28.3</b>	
$I_{OUT}$	Output Short Circuit Current	Sourcing, $V_{REF} = 0V$ , $V_{OUT} = 2.6V$	5.8 <b>5.2</b>	7.3		mA
		Sinking, $V_{REF} = 2.7V$ , $V_{OUT} = 0.1V$	6.2 <b>5.4</b>	8.3		
BW	Small Signal Bandwidth	No RF input signal. Measured from REF input current to $V_{OUT}$		416		kHz
$R_{TRANS}$	Output Amp Transimpedance Gain	No RF input signal, from $I_{REF}$ to $V_{OUT}$ , DC	40.7	43.3	46.7	k $\Omega$
SR	Slew Rate	Positive, $V_{REF}$ from 2.7V to 0V	3.4 <b>3.3</b>	3.9		V/ $\mu s$
		Negative, $V_{REF}$ from 0V to 2.7V	3.8 <b>3.7</b>	4.4		
$R_{OUT}$	Output Impedance (Note 8)	No RF input signal, EN = High. DC measurement		0.2	1.8 <b>4.0</b>	$\Omega$

## 2.7V DC および AC 電気的特性 (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_A = 25$ 、 $V_{DD} = 2.7V$ 、RF 入力周波数  $f = 1855\text{MHz CW}$  (無変調連続波) で保証されています。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。(Note 4)

Symbol	Parameter	Condition	Min (Note 6)	Typ (Note 7)	Max (Note 6)	Units
$I_{OUT,SD}$	Output Leakage Current in Shutdown mode	EN = Low, $V_{OUT} = 2.0V$			<b>100</b>	nA
<b>RF Detector Transfer</b>						
$V_{OUT,MAX}$	Maximum Output Voltage $P_{IN} = -5\text{ dBm}$ (Note 8)	f = 50 MHz	<b>1.69</b>	1.77	<b>1.82</b>	V
		f = 900 MHz	<b>1.67</b>	1.78	<b>1.83</b>	
		f = 1855 MHz	<b>1.57</b>	1.65	<b>1.70</b>	
		f = 2500 MHz	<b>1.47</b>	1.55	<b>1.60</b>	
		f = 3000 MHz	<b>1.38</b>	1.46	<b>1.51</b>	
		f = 3500 MHz	<b>1.25</b>	1.34	<b>1.40</b>	
		f = 4000 MHz	<b>1.16</b>	1.25	<b>1.30</b>	
$V_{OUT,MIN}$	Minimum Output Voltage (Pedestal)	No input signal	207 <b>173</b>	266	324 <b>365</b>	mV
$\Delta V_{OUT}$	Output Voltage Range $P_{IN}$ from $-45\text{ dBm}$ to $-5\text{ dBm}$ (Note 8)	f = 50 MHz	<b>1.38</b>	1.44	<b>1.49</b>	V
		f = 900 MHz	<b>1.34</b>	1.43	<b>1.46</b>	
		f = 1855 MHz	<b>1.27</b>	1.32	<b>1.36</b>	
		f = 2500 MHz	<b>1.19</b>	1.23	<b>1.27</b>	
		f = 3000 MHz	<b>1.11</b>	1.16	<b>1.19</b>	
		f = 3500 MHz	<b>1.00</b>	1.05	<b>1.10</b>	
		f = 4000 MHz	<b>0.91</b>	0.97	<b>1.01</b>	
$K_{SLOPE}$	Logarithmic Slope (Note 8)	f = 50 MHz	39.6	40.9	42.1	mV/dB
		f = 900 MHz	37.0	38.2	39.4	
		f = 1855 MHz	34.5	35.5	36.5	
		f = 2500 MHz	32.7	33.7	34.6	
		f = 3000 MHz	31.1	32.1	33.1	
		f = 3500 MHz	29.7	30.7	31.6	
		f = 4000 MHz	28.5	29.4	30.3	
$P_{INT}$	Logarithmic Intercept (Note 8)	f = 50 MHz	-50.2	-49.5	-48.8	dBm
		f = 900 MHz	-53.6	-52.7	-51.8	
		f = 1855 MHz	-53.2	-52.3	-51.4	
		f = 2500 MHz	-52.4	-51.2	-50.1	
		f = 3000 MHz	-51.2	-50.1	-48.9	
		f = 3500 MHz	-49.1	-47.8	-46.4	
		f = 4000 MHz	-47.3	-46.1	-44.9	
$t_{ON}$	Turn-On Time	No signal at $P_{IN}$ , Low-High transition EN. $V_{OUT}$ to 90%		8.2	9.8 <b>12.0</b>	$\mu\text{s}$
$t_R$	Rise Time (Note 9)	$P_{IN} = \text{No signal to } 0\text{ dBm}$ , $V_{OUT}$ from 10% to 90%		2	<b>12</b>	$\mu\text{s}$
$t_F$	Fall Time (Note 9)	$P_{IN} = 0\text{ dBm}$ to no signal, $V_{OUT}$ from 90% to 10%		2	<b>12</b>	$\mu\text{s}$
$e_n$	Output Referred Noise (Note 9)	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$ , at 10 kHz		1.5		$\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
$v_N$	Output Referred Noise (Note 8)	Integrated over frequency band 1 kHz - 6.5 kHz		100	<b>150</b>	$\mu\text{V}_{RMS}$
PSRR	Power Supply Rejection Ratio (Note 9)	$P_{IN} = -10\text{ dBm}$ , $f = 1800\text{ MHz}$	<b>55</b>	60		dB

## 2.7V DC および AC 電気的特性 (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_A = 25$ 、 $V_{DD} = 2.7V$ 、RF 入力周波数  $f = 1855\text{MHz}$  CW (無変調連続波) で保証されています。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。(Note 4)

Symbol	Parameter	Condition	Min (Note 6)	Typ (Note 7)	Max (Note 6)	Units
<b>Power Measurement Performance</b>						
$E_{LC}$	Log Conformance Error (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	-0.2 <b>-0.8</b>	0.12	1.2 <b>1.3</b>	dB
		$f = 900\text{ MHz}$	-0.4 <b>-1.0</b>	-0.06	0.2 <b>0.3</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	-0.3 <b>-0.7</b>	-0.03	0.3 <b>0.4</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	-0.2 <b>-0.8</b>	0.04	0.8 <b>1.1</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	-0.1 <b>1.0</b>	0.13	1.6 <b>1.8</b>	
		$f = 3500\text{ MHz}$	-0.036 <b>-1.0</b>	0.35	3.3 <b>3.5</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	-0.048 <b>-1.0</b>	0.65	4.6 <b>4.9</b>	
$E_{VOT}$	Variation over Temperature (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	<b>-0.63</b>		<b>0.43</b>	dB
		$f = 900\text{ MHz}$	<b>-0.94</b>		<b>0.30</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	<b>-0.71</b>		<b>0.33</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	<b>-0.88</b>		<b>0.35</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	<b>-1.03</b>		<b>0.37</b>	
		$f = 3500\text{ MHz}$	<b>-1.10</b>		<b>0.33</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	<b>-1.12</b>		<b>0.33</b>	
$E_{1\text{ dB}}$	Measurement Error for a 1 dB Input Power Step (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	<b>-0.064</b>		<b>0.066</b>	dB
		$f = 900\text{ MHz}$	<b>-0.123</b>		<b>0.051</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	<b>-0.050</b>		<b>0.067</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	<b>-0.058</b>		<b>0.074</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	<b>-0.066</b>		<b>0.069</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	<b>-0.082</b>		<b>0.066</b>	
$E_{10\text{ dB}}$	Measurement Error for a 10 dB Input Power Step (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	<b>-0.40</b>		<b>0.27</b>	dB
		$f = 900\text{ MHz}$	<b>-0.58</b>		<b>0.22</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	<b>-0.29</b>		<b>0.20</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	<b>-0.28</b>		<b>0.24</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	<b>-0.38</b>		<b>0.29</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	<b>-0.82</b>		<b>0.43</b>	
$S_T$	Temperature Sensitivity $-40^\circ\text{C} < T_A < 25^\circ\text{C}$ (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	<b>-6.5</b>		<b>8.6</b>	mdB/°C
		$f = 900\text{ MHz}$	<b>-4.7</b>		<b>14.5</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	<b>-5.1</b>		<b>11.0</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	<b>-4.3</b>		<b>13.6</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	<b>-1.5</b>		<b>15.8</b>	
		$f = 3500\text{ MHz}$	<b>0.1</b>		<b>16.9</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	<b>0.5</b>		<b>17.3</b>	
$S_T$	Temperature Sensitivity $25^\circ\text{C} < T_A < 85^\circ\text{C}$ (Note 8) $-40\text{ dBm} \leq P_{IN} \leq -10\text{ dBm}$	$f = 50\text{ MHz}$	<b>-10.5</b>		<b>0.5</b>	mdB/°C
		$f = 900\text{ MHz}$	<b>-10.5</b>		<b>2.6</b>	
		$f = 1855\text{ MHz}$	<b>-11.3</b>		<b>3.4</b>	
		$f = 2500\text{ MHz}$	<b>-10.6</b>		<b>5.8</b>	
		$f = 3000\text{ MHz}$	<b>-11.2</b>		<b>6.1</b>	
		$f = 4000\text{ MHz}$	<b>-12.9</b>		<b>5.5</b>	

## 2.7V DC および AC 電気的特性 (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は  $T_A = 25$ 、 $V_{DD} = 2.7V$ 、RF 入力周波数  $f = 1855MHz$  CW (無変調連続波) で保証されています。太字のリミット値は全動作温度範囲に適用されます。(Note 4)

Symbol	Parameter	Condition	Min (Note 6)	Typ (Note 7)	Max (Note 6)	Units
S <sub>T</sub>	Temperature Sensitivity -40°C < T <sub>A</sub> < 25°C, (Note 8) P <sub>IN</sub> = -10 dBm	f = 50 MHz	-5.4		8.6	mdB/°C
		f = 900 MHz	0.3		14.5	
		f = 1855 MHz	-3.1		11.0	
		f = 2500 MHz	-1.6		13.6	
		f = 3000 MHz	0.9		15.8	
		f = 3500 MHz	2.5		16.9	
		f = 4000 MHz	2.7		17.3	
S <sub>T</sub>	Temperature Sensitivity 25°C < T <sub>A</sub> < 85°C, (Note 8) P <sub>IN</sub> = -10 dBm	f = 50 MHz	-10.5		0.5	mdB/°C
		f = 900 MHz	-10.5		2.6	
		f = 1855 MHz	-11.3		3.3	
		f = 2500 MHz	-10.6		5.4	
		f = 3000 MHz	-11.2		6.1	
		f = 3500 MHz	-12.9		4.4	
		f = 4000 MHz	-17.8		-1.1	
P <sub>MAX</sub>	Maximum Input Power for E <sub>LC</sub> = 1 dB (Note 8)	f = 50 MHz	-9.2	-7.4		dBm
		f = 900 MHz	-10.5	-8.6		
		f = 1855 MHz	-8.2	-6.5		
		f = 2500 MHz	-7.3	-5.6		
		f = 3000 MHz	-6.3	-4.4		
		f = 3500 MHz	-6.9	-1.9		
		f = 4000 MHz	-11.1	-7.2		
P <sub>MIN</sub>	Minimum Input Power for E <sub>LC</sub> = 1 dB (Note 8)	f = 50 MHz		-38.9	-38.1	dBm
		f = 900 MHz		-43.1	-42.3	
		f = 1855 MHz		-42.2	-41.0	
		f = 2500 MHz		-40.6	-38.9	
		f = 3000 MHz		-38.7	-37.0	
		f = 3500 MHz		-35.9	-34.7	
		f = 4000 MHz		-33.5	-32.0	
DR	Dynamic Range for E <sub>LC</sub> = 1 dB (Note 8)	f = 50 MHz	29.5	31.6		dB
		f = 900 MHz	33.3	35.2		
		f = 1855 MHz	34.2	36.5		
		f = 2500 MHz	34.1	36.1		
		f = 3000 MHz	33.4	35.5		
		f = 3500 MHz	28.5	35.1		
		f = 4000 MHz	22.7	26.3		

**Note 1:** 絶対最大定格は、それを超えるとデバイスが破壊される可能性があるリミット値を示します。動作定格はデバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能を保証するものではありません。保証規格およびその試験条件については、「電気的特性」を参照してください。

**Note 2:** 人体モデル適用規格 MIL-STD-883, Method 3015.7  
マシン・モデル適用規格 JESD22-A115-A (ESD MM std of JEDEC)  
電場 (界) 誘導帯電モデル適用規格 JESD22-C101-C (ESD FICDM std. of JEDEC)

**Note 3:** 最大消費電力は、 $T_{J(MAX)}$ 、 $J_A$  の関数として求めることができます。ある周囲温度での最大許容消費電力  $P_D$  は  $(T_{J(MAX)} - T_A) / J_A$  です。数値はすべて PC 基板に直接ハンダ付けされているパッケージに適用されます。

**Note 4:** 「電気的特性」の値は、記載温度の工場出荷試験条件にのみ適用されます。工場試験条件で生じる自己発熱は、 $T_J = T_A$  となる程度にきわめてわずかです。「電気的特性」には、自己発熱により  $T_J > T_A$  となる条件下で保証されるパラメータ性能値は記載されていません。

**Note 5:** インピーダンスが 50 のとき、dBV = dBm + 13 の電力

**Note 6:** リミット (Max および Min) 値はすべて試験または統計解析により保証されています。

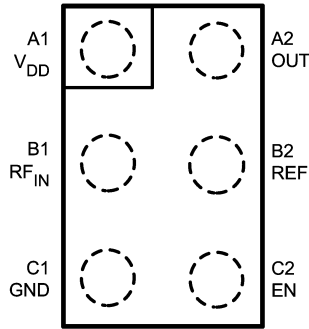
**Note 7:** 代表 (typ) 値は特性評価時におけるパラメータの標準値 (norm) を表します。実際の代表値は、経時的に変化するとともに、アプリケーションや構成にも依存します。この代表値はテストされた値ではなく、出荷済みの製品材料に対する保証値ではありません。

**Note 8:** すべてのリミット値は、設計によって、および限定された数のサンプルに対して実行された測定によって保証されています。リミット値は、平均値 ± 3 シグマを表します。代表値は、統計的平均値を表します。

**Note 9:** このパラメータは、設計や特性評価によって保証されており、製造工程ではテストされません。

ピン配置図

6 - Bump micro SMD



Top View

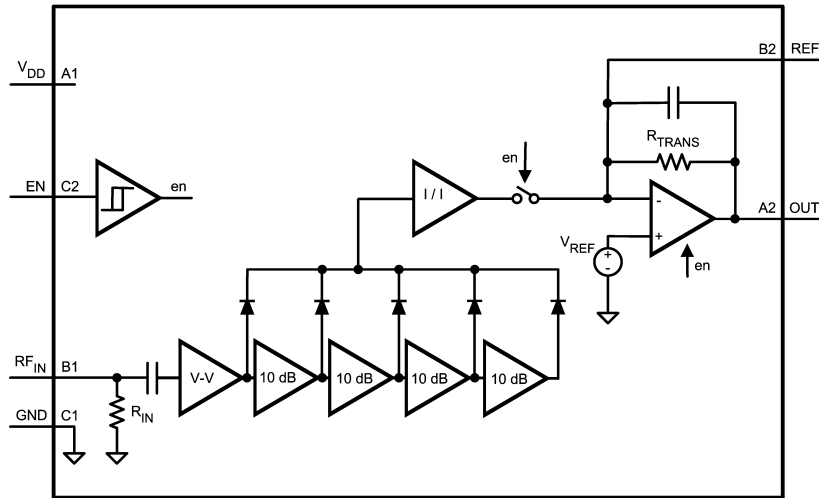
ピン説明

	micro SMD	記号	説明
電源	A1	V <sub>DD</sub>	正電源電圧
	C1	GND	電源グラウンド
論理入力	C2	EN	デバイスは EN = High のときにイネーブルにされ、EN = Low のとき低電力シャットダウン・モードに移行します。
アナログ入力	B1	RF <sub>IN</sub>	デバイスへの RF 入力信号。内部的に 50 Ω で終端。
出力	B2	REF	リファレンス出力、差動出力測定用 (ペDESTALなし)。出力アンプの反転入力ピンに接続されます。
	A2	OUT	グラウンド基準電位デテクタ出力電圧 (dB 直線性)

製品情報

Package	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
6-Bump micro SMD	LMH2100TM	J	250 Units Tape and Reel	TMD06BBA
	LMH2100TMX		3k Units Tape and Reel	

ブロック図

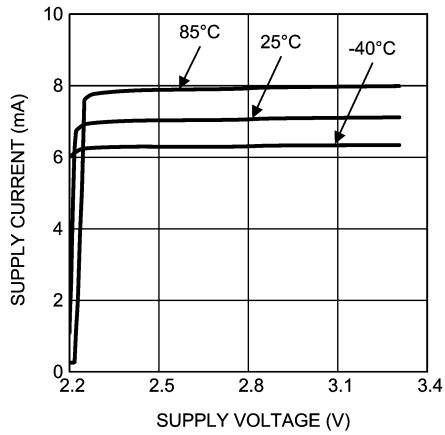


LMH2100

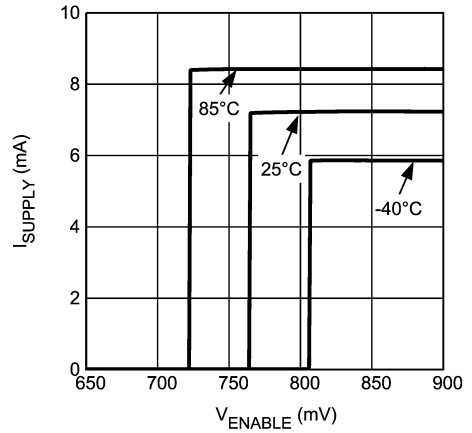
代表的な性能特性

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

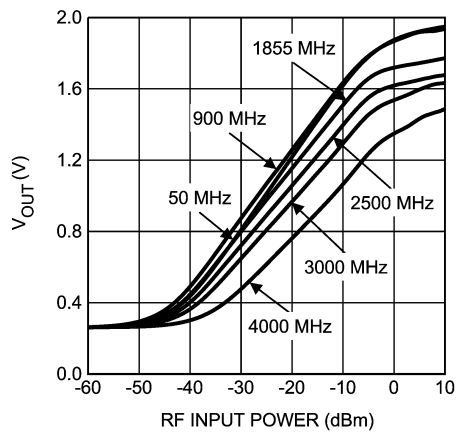
Supply Current vs. Supply Voltage



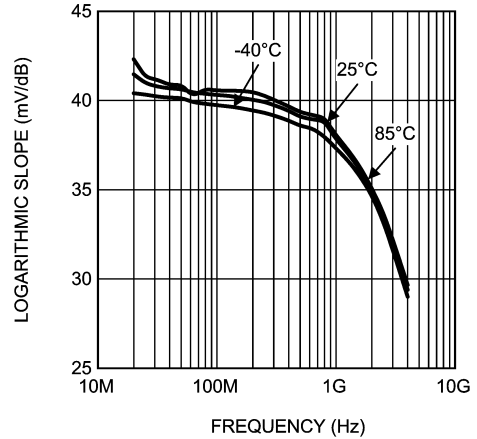
Supply Current vs. Enable Voltage



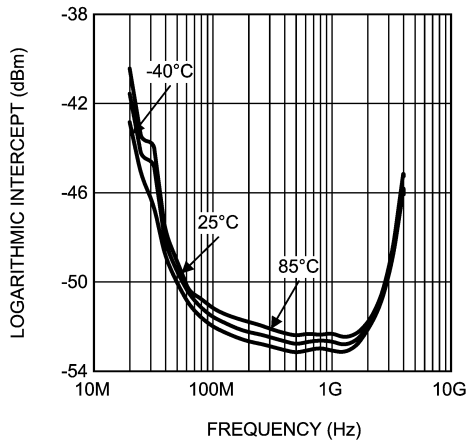
Output Voltage vs. RF input Power



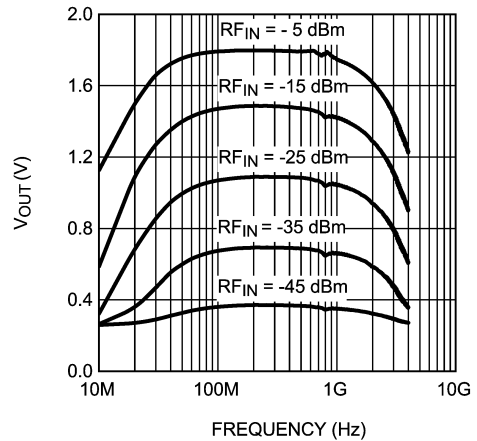
Log Slope vs. Frequency



Log Intercept vs. Frequency



Output Voltage vs. Frequency

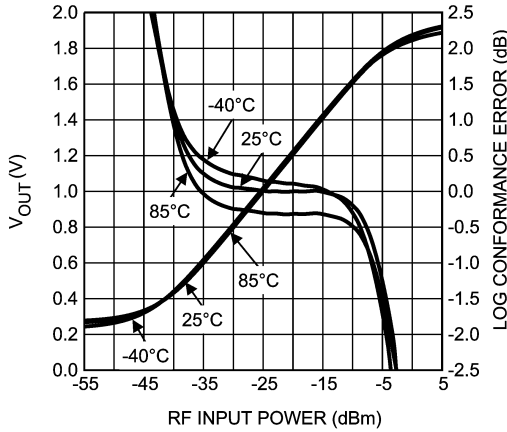




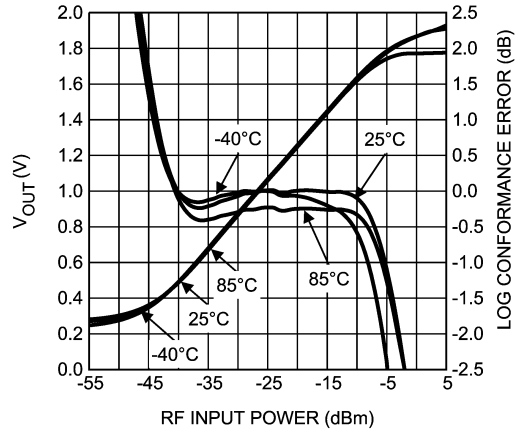
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

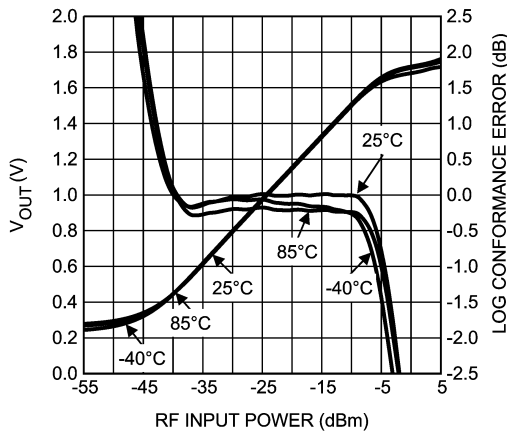
Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 50 MHz



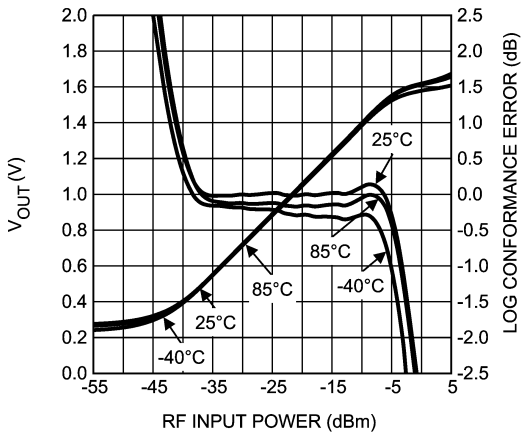
Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 900 MHz



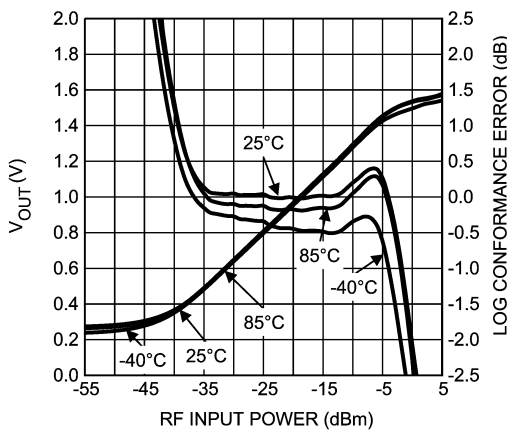
Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 1855 MHz



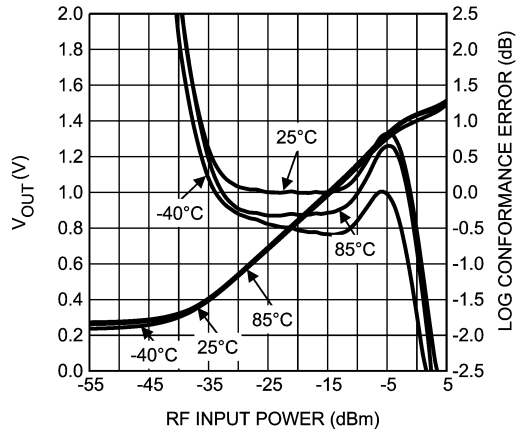
Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 2500 MHz



Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 3000 MHz



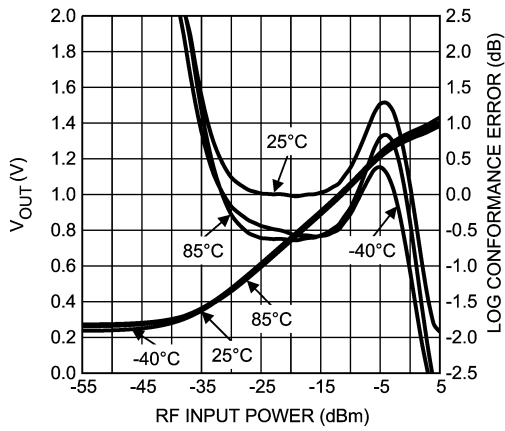
Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 3500 MHz



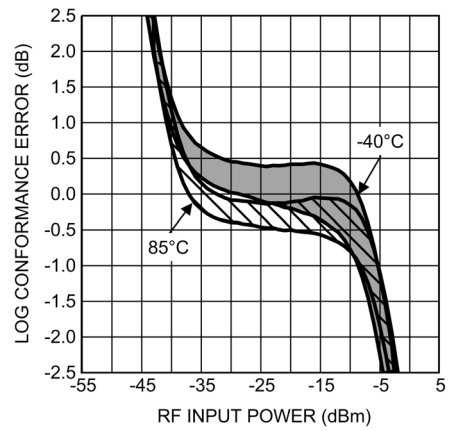
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

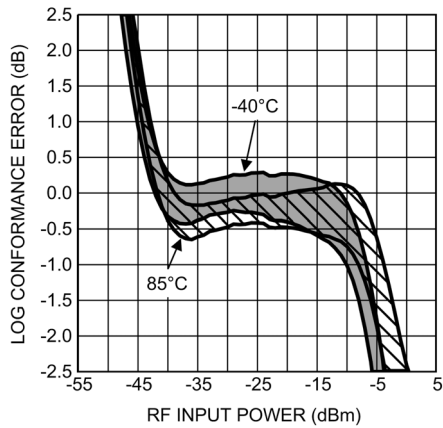
**Mean Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power at 4000 MHz**



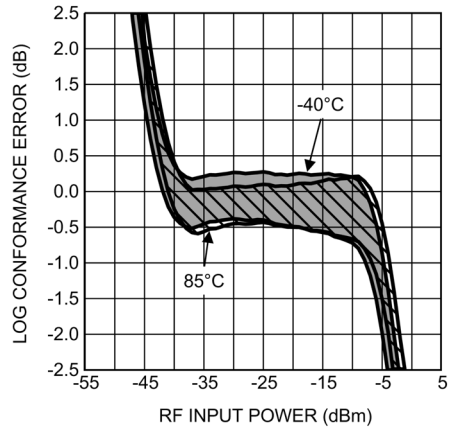
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 50 MHz**



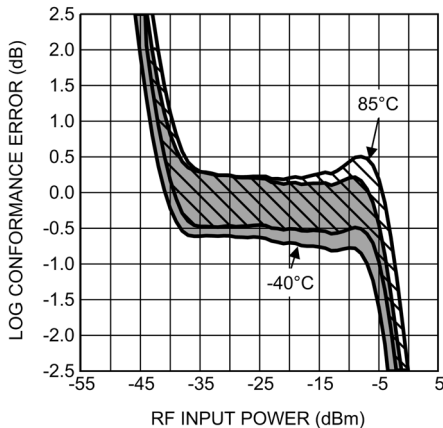
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 900 MHz**



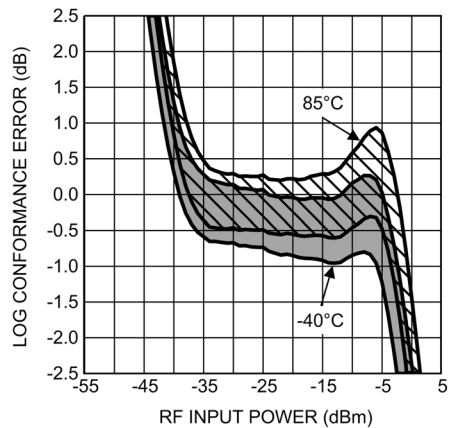
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 1855 MHz**



**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 2500 MHz**



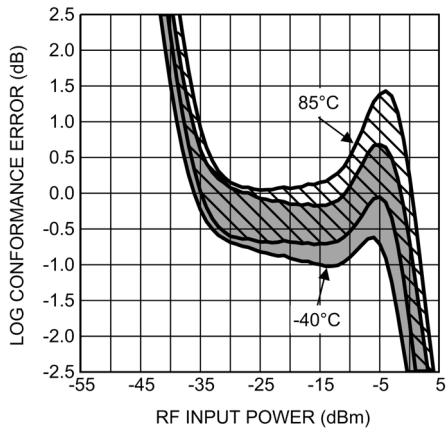
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3000 MHz**



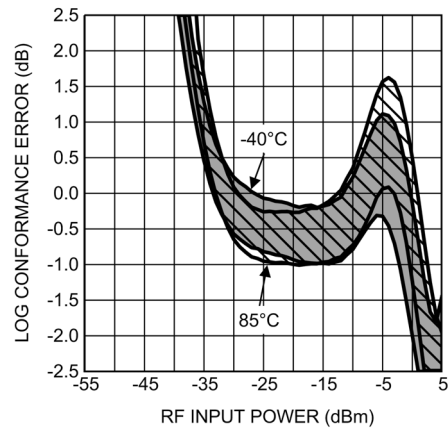
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

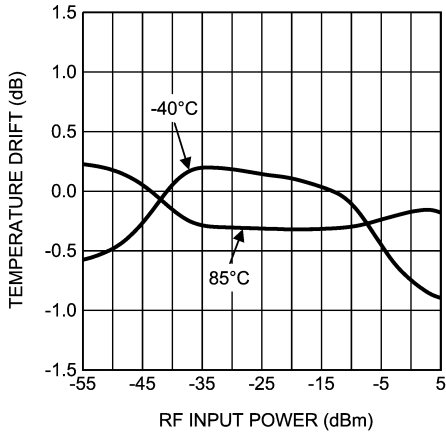
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3500 MHz**



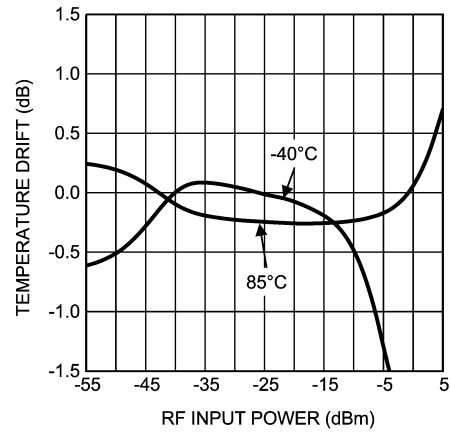
**Log Conformance Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 4000 MHz**



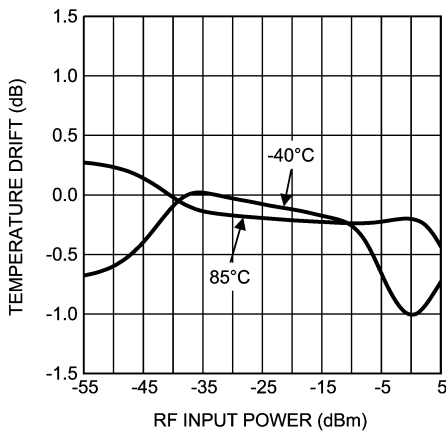
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 50 MHz**



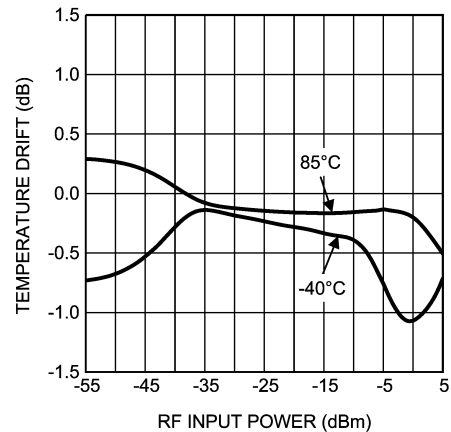
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 900 MHz**



**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 1855 MHz**



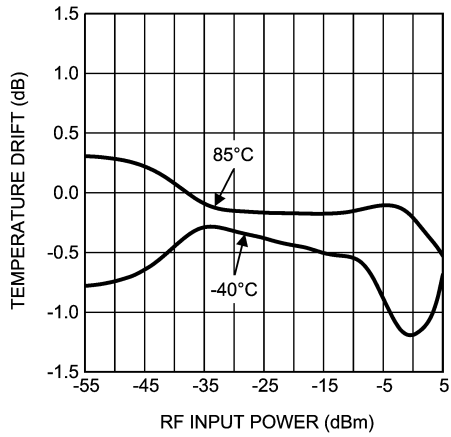
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 2500 MHz**



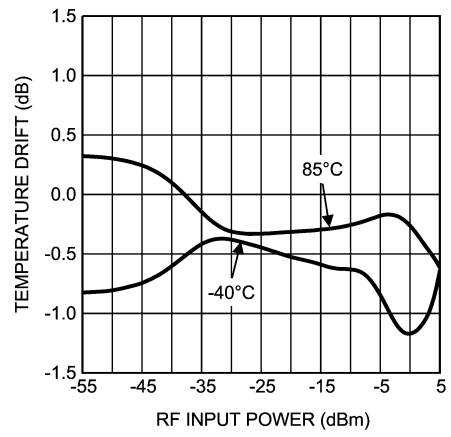
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

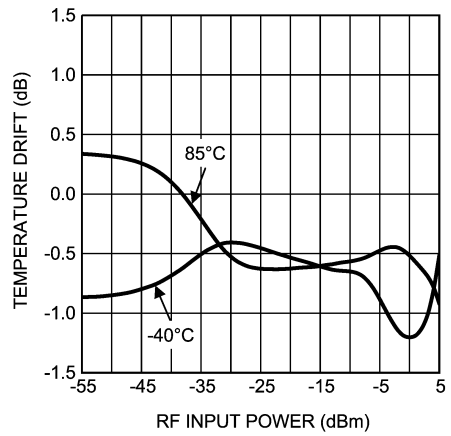
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 3000 MHz**



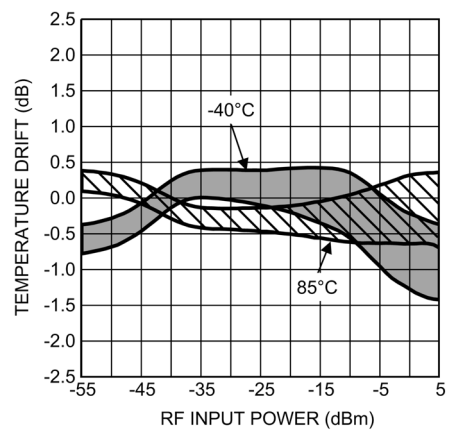
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 3500 MHz**



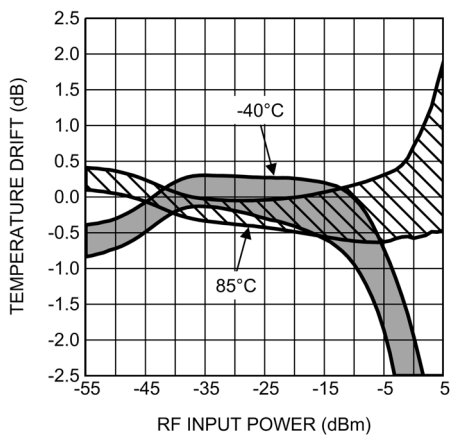
**Mean Temperature Drift Error vs. RF Input Power at 4000 MHz**



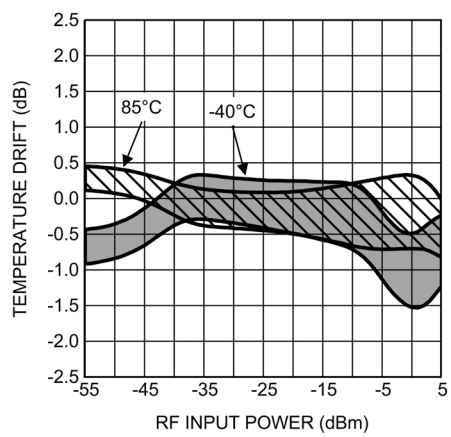
**Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 50 MHz**



**Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 900 MHz**



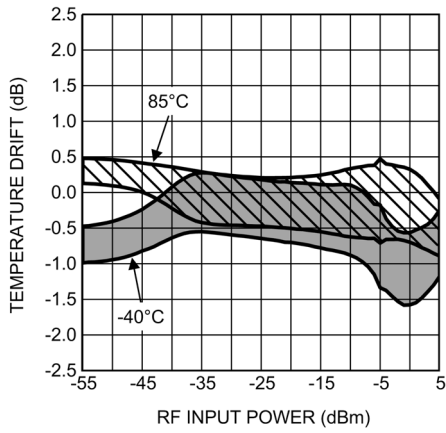
**Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 1855 MHz**



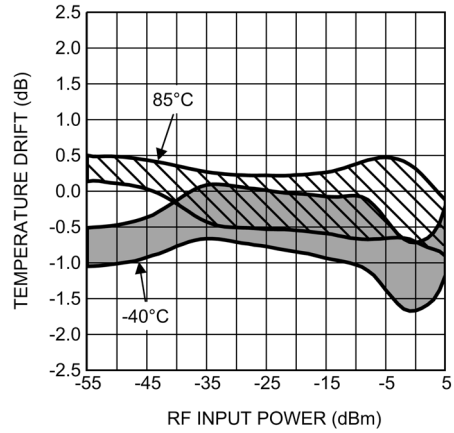
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

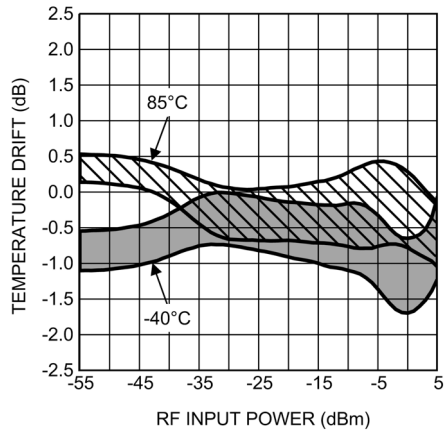
Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 2500 MHz



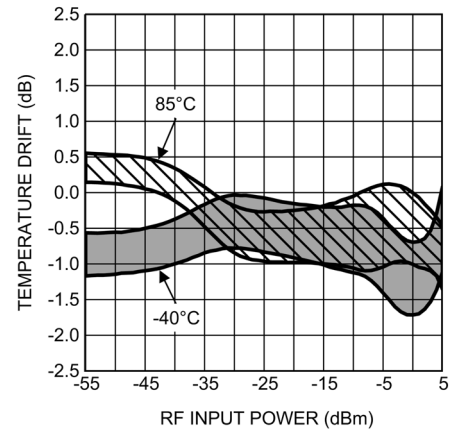
Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3000 MHz



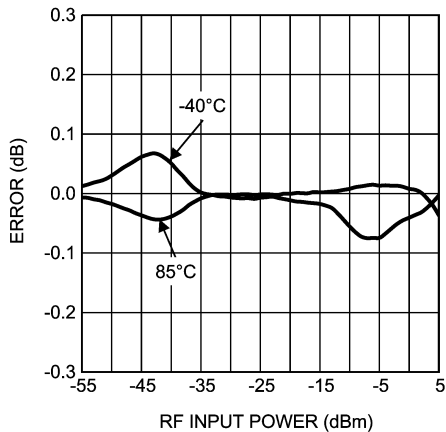
Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3500 MHz



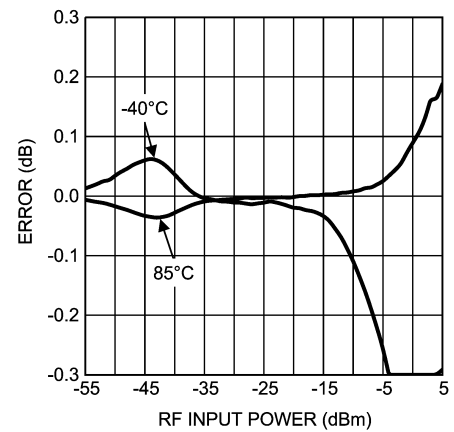
Temperature Drift Error (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 4000 MHz



Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 50 MHz



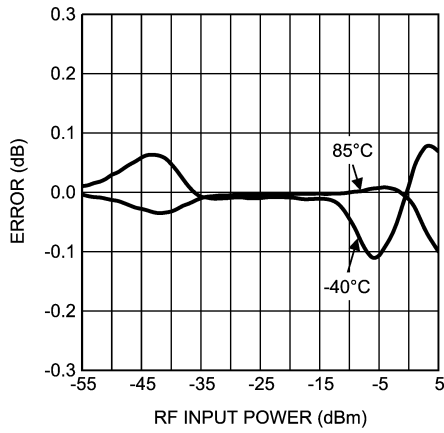
Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 900 MHz



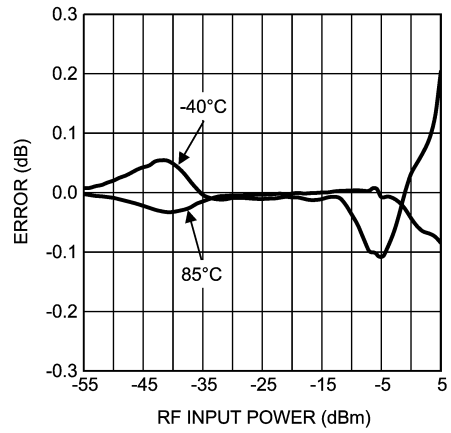
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

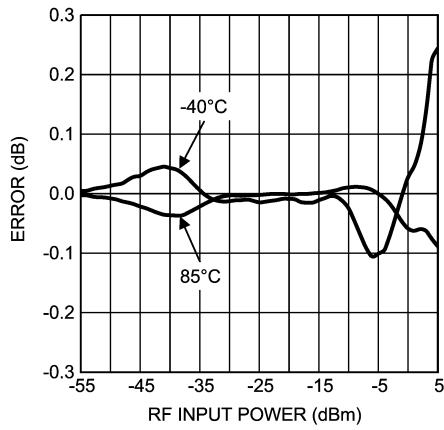
**Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 1855 MHz**



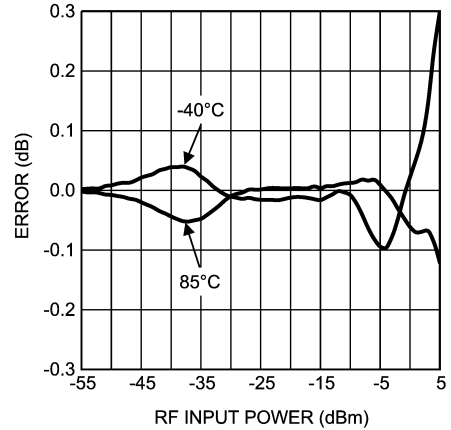
**Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 2500 MHz**



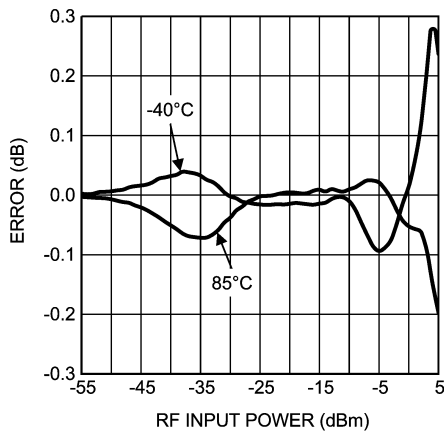
**Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 3000 MHz**



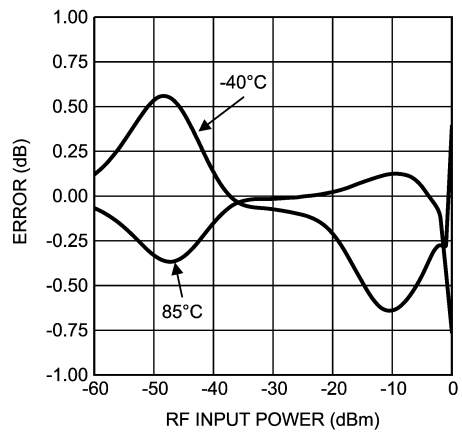
**Error for 1 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 3500 MHz**



**Error for 1 dB Input Power step vs. RF Input Power at 4000 MHz**



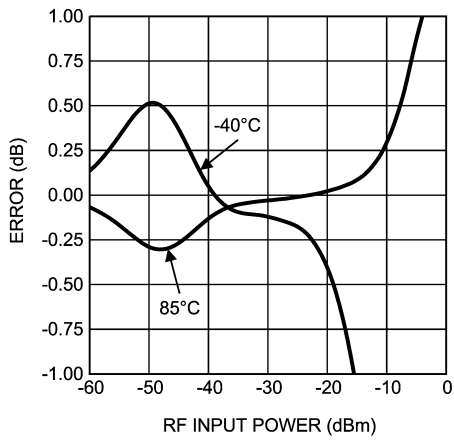
**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 50 MHz**



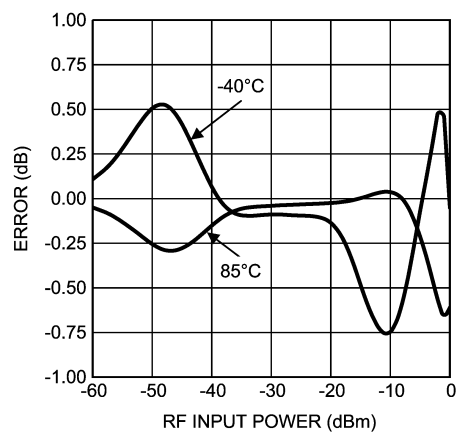
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

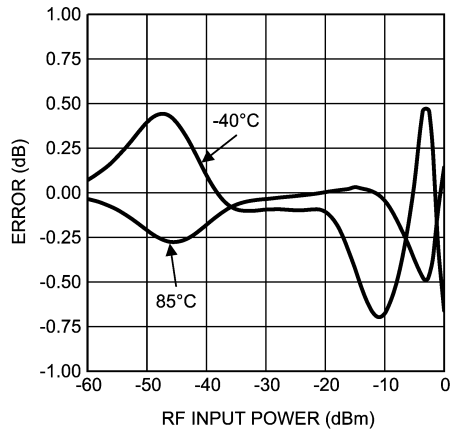
**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 900 MHz**



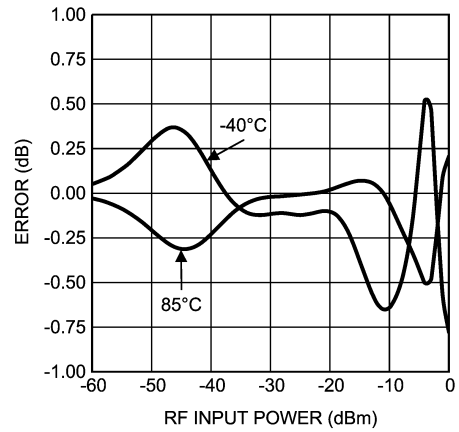
**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 1855 MHz**



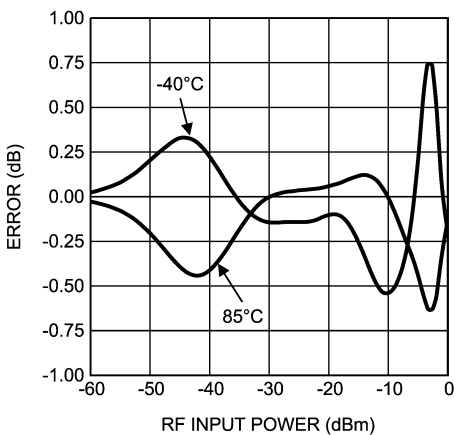
**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 2500 MHz**



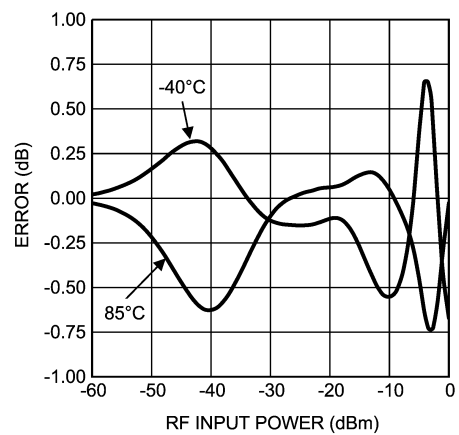
**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 3000 MHz**



**Error for 10 dB Input Power Step vs. RF Input Power at 3500 MHz**



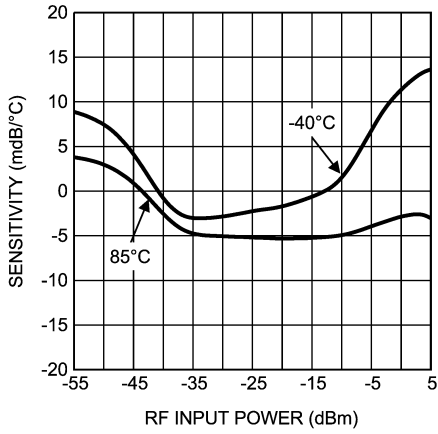
**Error for 10 dB Input Power step vs. RF Input Power at 4000 MHz**



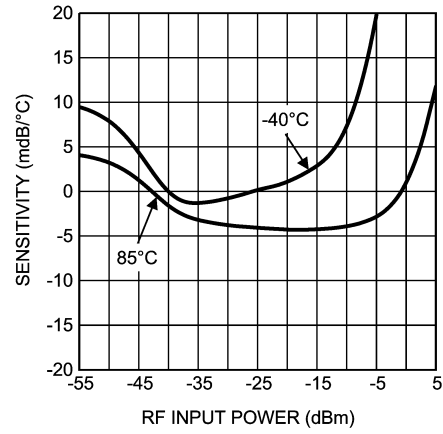
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

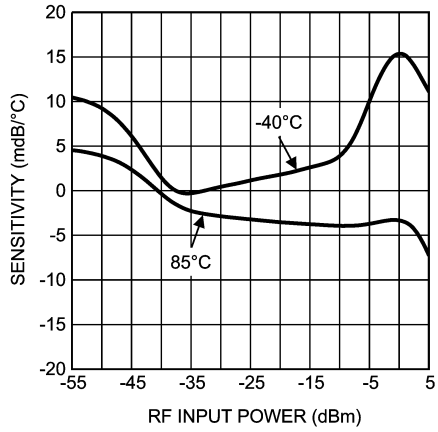
Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 50 MHz



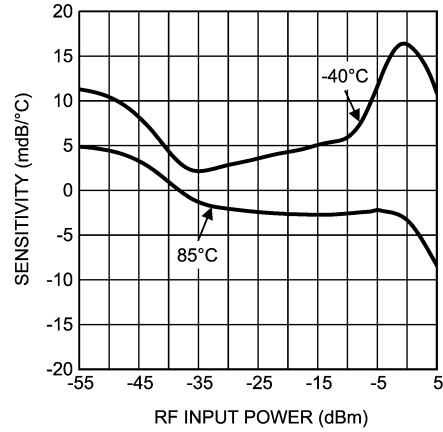
Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 900 MHz



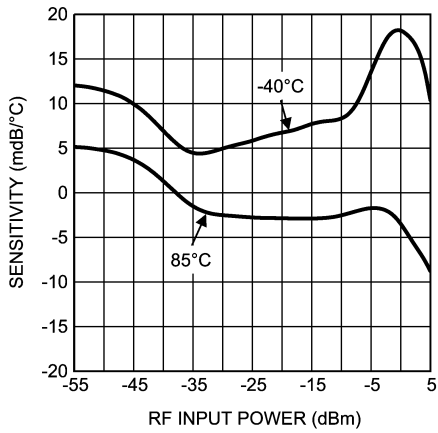
Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 1855 MHz



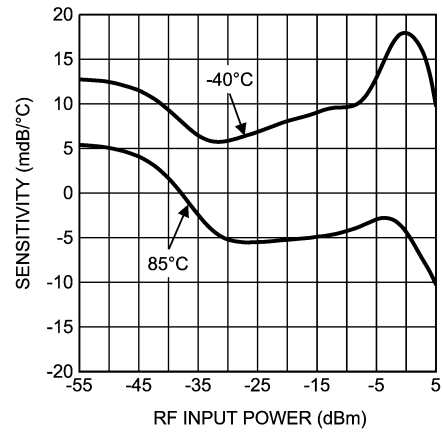
Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 2500 MHz



Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 3000 MHz



Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input Power at 3500 MHz

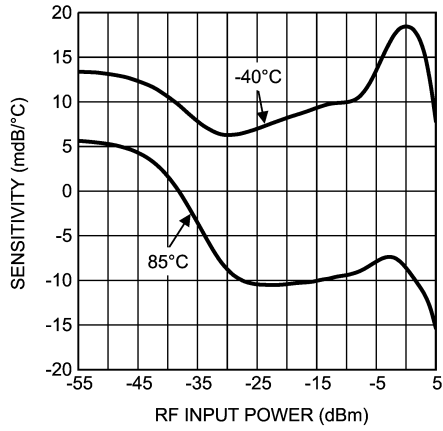




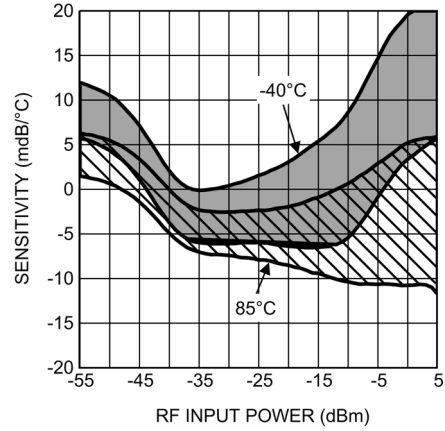
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

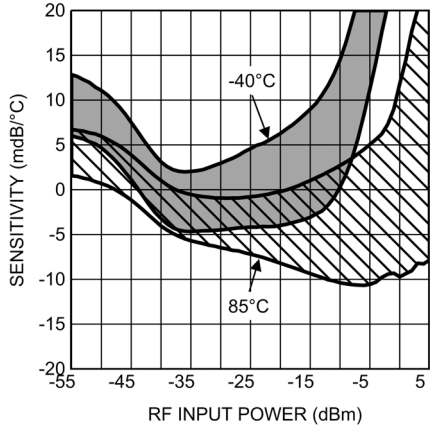
Mean Temperature Sensitivity vs. RF Input power at 4000 MHz



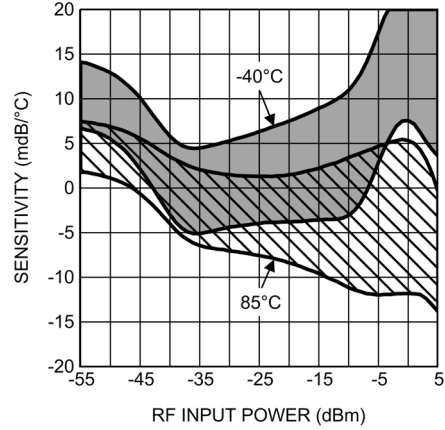
Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 50 MHz



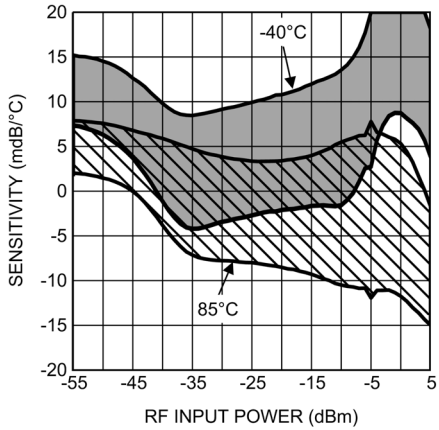
Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 900 MHz



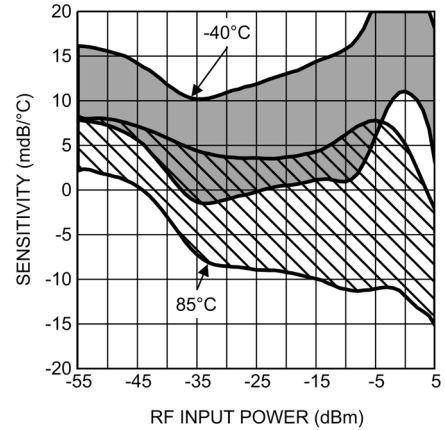
Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 1855 MHz



Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 2500 MHz



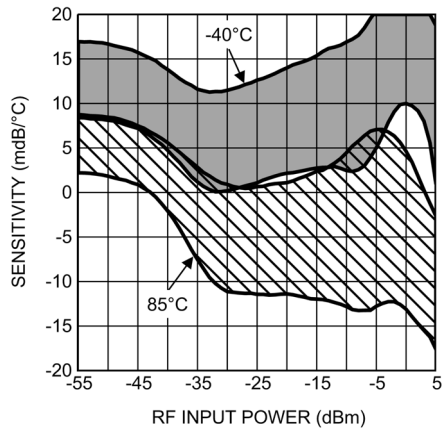
Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3000 MHz



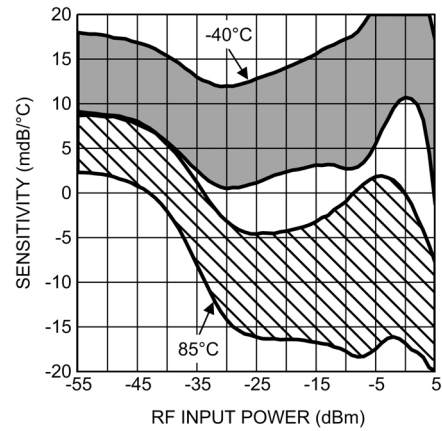
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

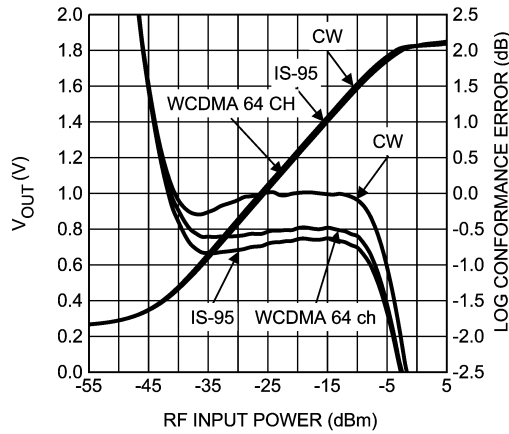
**Temperature Sensitivity (Mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 3500 MHz**



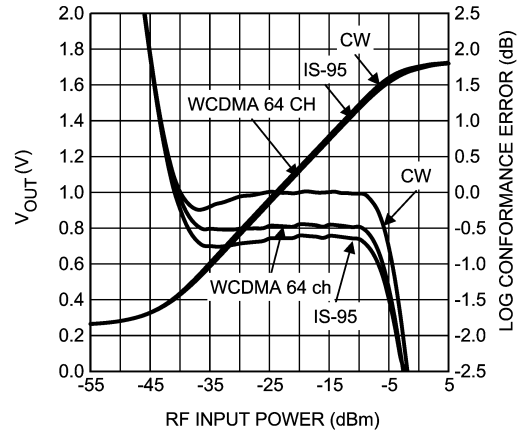
**Temperature Sensitivity (mean  $\pm$  3 sigma) vs. RF Input Power at 4000 MHz**



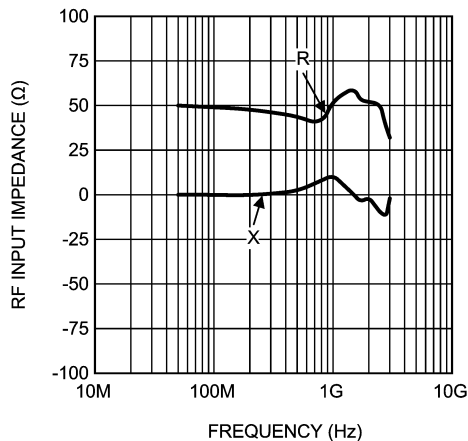
**Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power for Various Modulation Types at 900 MHz**



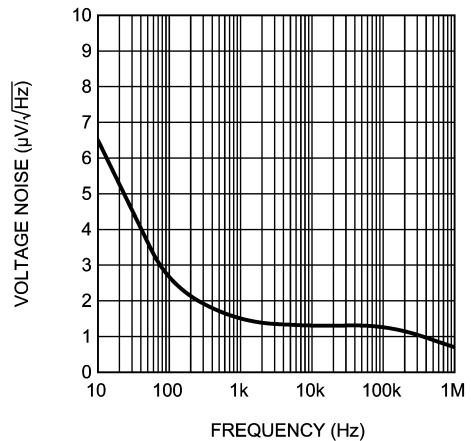
**Output Voltage and Log Conformance Error vs. RF Input Power for Various Modulation Types at 1855 MHz**



**RF Input Impedance vs. Frequency (Resistance & Reactance)**



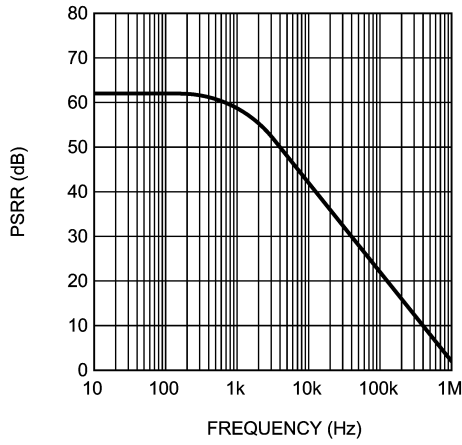
**Output Noise Spectrum vs. Frequency**



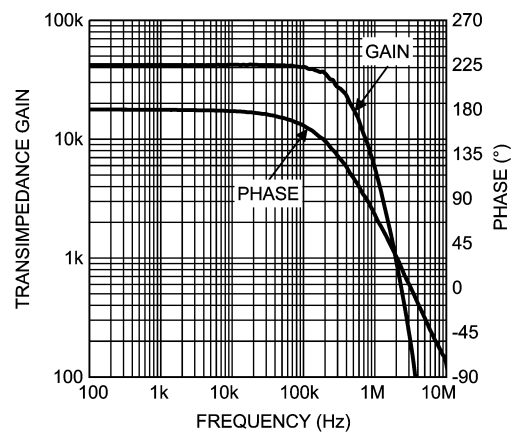
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $V_{DD} = 2.7V$ 、 $T_A = 25$  の条件下で、限定された数のサンプルで測定されています。

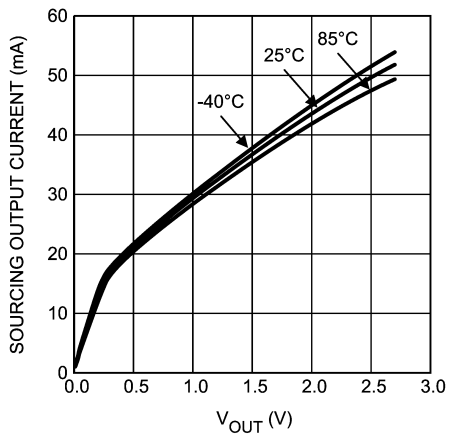
Power Supply Rejection Ratio vs. Frequency



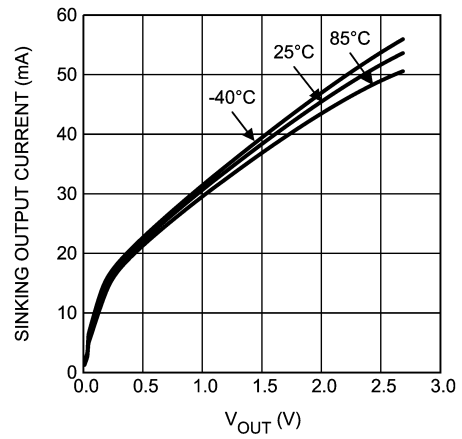
Output Amplifier Gain & Phase vs. Frequency



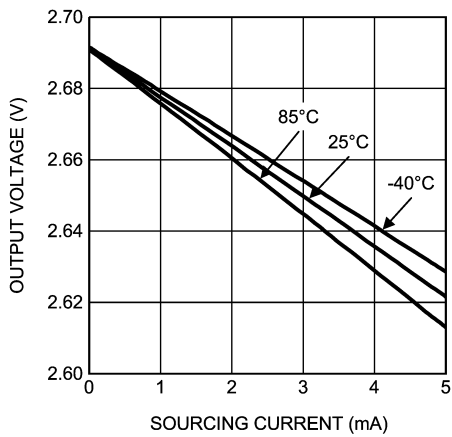
Sourcing Output Current vs. Output Voltage



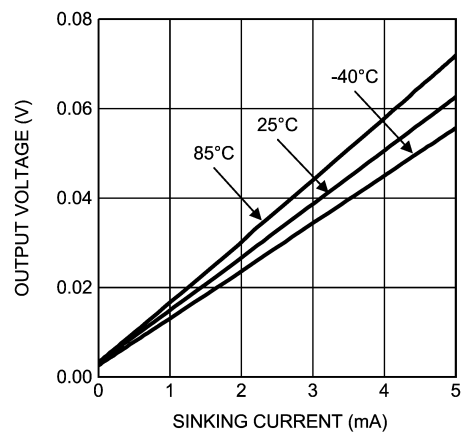
Sinking Output Current vs. Output Voltage



Output Voltage vs. Sourcing Current



Output Voltage vs. Sinking Current



## アプリケーション情報

LMH2100 は、電力測定システムでの使用に適した多用途の対数 RF パワー・ディテクタです。LMH2100 は特に、CDMA および UMTS アプリケーションに適しています。このデバイスは、印加された RF 電力の測定値に対応する DC 電圧を生成します。

「アプリケーション情報」のセクションでは、LMH2100 の動作を解説し、正確な測定を実行できるしくみを説明します。このほかに、インタフェース・オプションの概要と、接続される回路、および LMH2100 の推奨レイアウトを示します。

### 1.0 RF パワー・ディテクタの機能およびアプリケーション

このセクションでは、RF パワー・ディテクタの機能上の動作と代表的なアプリケーションについて説明します。セクション 1.1 では、RF パワー・ディテクタの主要な電気的特性に沿って、RF パワー・ディテクタに共通する機能と、LMH2100 ログ（対数）ディテクタに特長的な機能について説明します。セクション 1.2 では、LMH2100 の 2 つの重要なアプリケーションについて説明します。

### 1.1 RF パワー・ディテクタの機能

RF パワー・ディテクタは、入力ピンに印加された信号の RF 電力レベルに対応する DC 出力電圧を生成するデバイスです。パワー・ディテクタには多くの種類があり、それぞれ特定のアプリケーションに適した一定の特性を備えています。このセクションでは、パワー・ディテクタの主な特性を概観し、主要なタイプのパワー・ディテクタを紹介します。また、LMH2100 の機能上の動作について詳しく説明します。

#### 1.1.1 RF パワー・ディテクタの主な特性

パワー・ディテクタは、アプリケーション内部の信号の電力を正確に測定するために使用されます。したがって、実現可能な測定精度は、そのデバイスが持つ、RF 入力電力から DC 出力電圧への変換機能の精度と安定性に依存します。

RF ディテクタは、精度を決定するいくつかの特性によって分類されます。

- 温度安定性
- ダイナミック・レンジ
- 波形依存性
- 伝達関数の形状

各特性については後で詳しく説明します。

一般に、RF パワー・ディテクタの伝達関数は、わずかに温度依存性があります。大部分のアプリケーションは室温で較正されているため、この温度ドリフトは電力測定の精度を低下させます。そのようなシステムでは、温度ドリフトは、全体的なシステム電力測定誤差の重大な要因となります。伝達関数の温度安定性は、パワー・ディテクタの種類によって異なります。一般に、RF 周波数で動作する半導体デバイス（ダイオード、トランジスタ）を 1 つまたは少数のみ持つパワー・ディテクタが、最高の温度安定性を得られます。

パワー・ディテクタのダイナミック・レンジは、デバイスが正確に再現可能な出力信号を生成する入力電力範囲です。何を正確と見なすかは、デバイスの精度に適用される基準によって判断されます。従って、デバイスのダイナミック・レンジは常に、特定の電力測定精度との関係で決まります。この精度は通常、特定の事前定義された関係（例えば、対数パワー・ディテクタの場合の dB 直線性、二乗平均論理型ディテクタの場合の「二乗検波」伝達（入力 RF 電圧から DC 出力電圧へ）など）からその伝達関数がどの程度逸脱しているかによって表されます。ログ（対数）ディテクタでは多くの場合、ダイナミック・レンジは、その伝達関数が理想的な dB 直線性に従っていて、誤差が  $\pm 1$  dB 以下であるような電力範囲として指定されます。ここでも、実現可能なダイナミック・レンジは、パワー・ディテクタの種類によって大きく異なります。

平均電力とは、その定義の通り、信号の平均的なエネルギーの大きさであり、信号の形状とは直接に関係しません。つまり、0 dBm の正弦波に含まれる電力と 0 dBm の方形波または 0 dBm の WCDMA 信号に含まれる電力は同じです。これらの信号はすべて、同じ平均電力を持ちます。しかし、パワー・ディテクタ内部の検波メカニズムによっては、前述の各波形に対して、その平均電力レベルが同じでも若干異なる出力信号を生成する場合があります。その理由は、パワー・ディテクタによっては、信号電力の定義式（信号の二乗平均）を厳密に実装していない場合があることです。パワー・ディテクタの多くのタイプは、ピーク検出と平均電力検出を組み合わせることで実行しています。多様な波形を示し、各波形に対して別々に較正を行うのが実際のでないアプリケーションに対しては、ディテクタの応答が波形に依存しないほうが望ましい場合があります。

ディテクタに接続する ADC に必要な分解能は、RF 入力電力から DC 出力電圧へのディテクタの伝達関数の形状によって決まります。全体の電力測定誤差は、ディテクタによってもたらされる誤差と、ADC による量子化誤差の組み合わせです。量子化誤差が全体的な伝達精度に及ぼす影響は、Figure 1 に示すように、ディテクタの伝達関数の形状に強く依存しています。

アプリケーション情報 (つぎ)

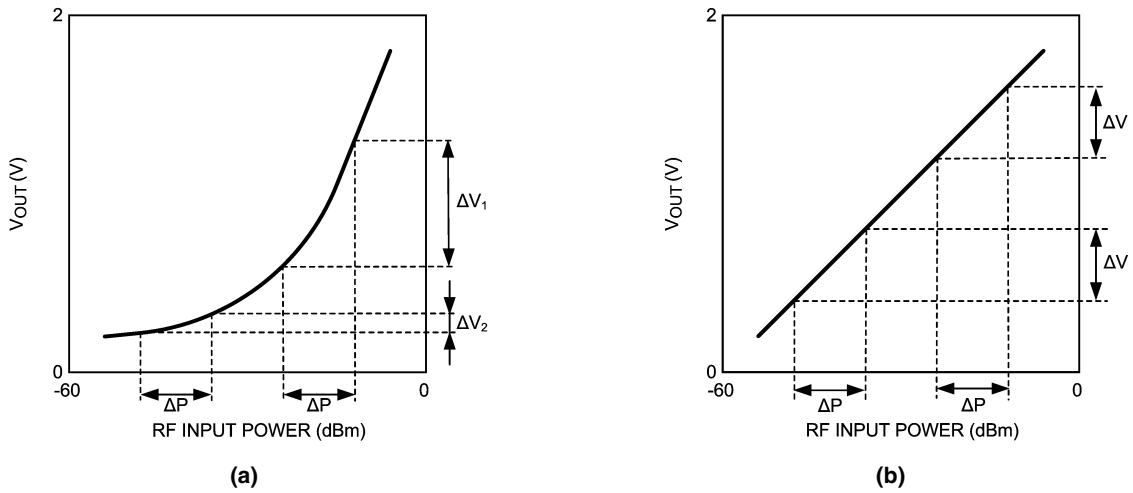


FIGURE 1. Convex Detector Transfer Function (a) and Linear Transfer Function (b)

Figure 1 は、ディテクタの伝達関数を 2 つの異なる方法で表したものです。両方のグラフとも、横軸上の入力電力は dBm 単位で示されています。これは、大部分のアプリケーションで電力精度要件が dBm (または dB) 単位で指定されるためです。左側のグラフではディテクタの伝達関数の形状は凸形で、右側のグラフでは線形 (dB 単位) です。ディテクタの伝達関数の勾配 (つまりディテクタの変換ゲイン) は、全体の測定誤差に対する量子化誤差の影響においては非常に重要です。ディテクタの伝達関数の勾配が緩やかな場合、入力電力の変化 ( $P$ ) によるディテクタ出力電圧の変化は小さいため、量子化誤差が相対的に大きくなります。一方、ディテクタの伝達関数の勾配が急な場合、同じ入力電圧の変化に対応する出力電圧の変化は大きくなります。そのため量子化誤差は相対的に小さくなります。左側の伝達関数は低い入力電力レベルでは勾配が非常に小さいため、量子化誤差は相対的に大きくなります。そのため、この領域で正確な電力測定を行うには、高分解能の ADC が必要です。他方、高い入力電力レベルでは、曲線の勾配が急なため、量子化誤差は非常に小さくなります。この領域で正確な電力測定を行うには、低分解能の ADC で十分です。右側の曲線は、測定対象の電力範囲の全体にわたって勾配が一定なので、特定の測定精度を得るために必要な ADC 分解能は一定です。そのため、一般には右側の対数線形曲線が適用される場合に、特定の電力測定精度を得るために必要な ADC 分解能が最も低くなります。

1.1.2 RF パワー・ディテクタのタイプ

前述の 4 つの特性に基づいて、パワー・ディテクタは 3 つのタイプに区分されます。

- ダイオード・ディテクタ
- (平方) 二乗平均ディテクタ
- ログ (対数) ディテクタ

この 3 つのタイプのディテクタについて、以降のセクションで説明します。各タイプについて長所と短所を示します。

ダイオード・ディテクタ

ダイオードは、最も単純なタイプの RF ディテクタの 1 つです。Figure 2 に示すように、ダイオードは RF 入力電圧を整流電流に変換します。この単方向性電流がコンデンサを充電します。抵抗器およびコンデンサの RC 時間定数によって、整流した (検出した) 信号に適用されるフィルタリングの量が決まります。

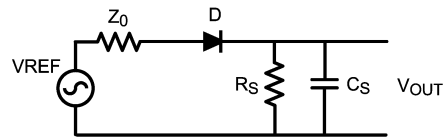


FIGURE 2. Diode Detector

長所と短所は以下のように要約できます。

- ダイオード・ディテクタは、RF 周波数で動作する半導体デバイスが 1 つだけで構成されるため、一般に温度安定性が優れています。
- ダイオード・ディテクタのダイナミック・レンジはあまり大きくありません。入力電力が下がったとき、RF 入力電力から出力電圧への変換ゲインが、非常に低いレベルまで急激に低下します。このタイプのディテクタでは一般に、実現可能なダイナミック・レンジは 20 ~ 25dB です。
- ダイオード・ディテクタの応答は波形依存です。この依存性のために、例えば 0dBm の WCDMA 信号に対する出力電圧は、0dBm の無変調キャリアに対する出力電圧と異なります。これは、ダイオードが平均電力ではなくピーク電力を測定するためです。ピーク電力と平均電力の関係は波形に依存します。
- ダイオード・ディテクタの伝達関数の形状のために、その出力電圧を読み取る ADC には高い分解能が必要になります。特に、低い入力電力レベルでは、十分な電力測定精度を得るために、非常に高い ADC 分解能が必要とされます (Figure 1 の左側を参照)。

(平方) 二乗平均ディテクタ

このタイプのディテクタは、ピーク対平均電力比の変動が大きい IRF 変調済み信号の電力測定に特に適しています。その理由は、このタイプのディテクタは、ダイオード・ディテクタのようにピーク電力に基づくのではなく、平均電力を直接測定してそれに基づいて動作するからです。

## アプリケーション情報 (つづき)

長所と短所は以下のように要約できます。

- (平方)二乗平均ディテクタ ((R)MS ディテクタ) の温度安定性は、ダイオード・ディテクタとほぼ同じです。回路の小さな部分だけが RF 周波数で動作し、残りの部分は低周波数で動作します。
- (R)MS ディテクタのダイナミック・レンジは限られています。ダイナミック・レンジの下限は、内部デバイス・オフセットによって制限されています。
- (R)MS ディテクタの応答は波形非依存です。これは、使用する信号のピーク対平均電力の変動が大きいアプリケーションにおいて、他のタイプのディテクタとの比較で重要な長所となります。例えば、(R)MS ディテクタでは、0dBm の WCDMA 信号に対する応答と 0dBm の無変調キャリアに対する応答は基本的に同じです。
- (R)MS ディテクタの伝達関数の形状はダイオード・ディテクタと多くの類似性があり、したがって ADC の分解能の要件に関して同様の短所があります (Figure 1 の左側を参照)

### ログ (対数) ディテクタ

ログ (対数) ディテクタの伝達関数は dB 直線性の応答を示します。つまり出力電圧は、RF 電力 (dBm) に比例して変化します。これは、通信規格の多くが伝送の電力レベルを dBm 単位でも指定するので利点となります。

長所と短所は以下のように要約できます。

- ログ (対数) ディテクタの伝達関数の温度安定性は、一般に、ダイオード・ディテクタおよび (R)MS ディテクタより劣っています。これは、回路の多くの部分が RF 周波数で動作するためです。
- ログ (対数) ディテクタのダイナミック・レンジは通常、他のタイプのディテクタよりはるかに大きくなります。
- ログ (対数) ディテクタは一種のピーク検出を実行するため、その応答はダイオード・ディテクタと同様に波形依存です。
- ログ (対数) ディテクタは、その伝達関数の形状のために、ADC 分解能の要件が最も低くなります (Figure 1 の右側を参照)。

### 1.1.3 LMH2100 の特性

LMH2100 は、ダイナミック・レンジが約 40dB の対数 RF パワー・ディテクタです。LMH2100 は、このダイナミック・レンジとその対数動作によって、CDMA および UMTS アプリケーション用の無線伝送電力制御をはじめとする多くのアプリケーションに最適のデバイスとなっています。LMH2100 の周波数範囲は 50MHz ~ 4GHz なので、種々のアプリケーションに対応できます。

LMH2100 の伝達関数は正確に温度補償されています。そのため、広い温度範囲にわたって正確な測定が可能になります。さらに、LMH2100 は、50 の入力終端によって、方向性結合器に簡単に接続できます。出力範囲は、ADC 入力範囲に適合するように調整できます。パルス条件で使用するときは、ディテクタを省電力シャットダウン・モードに切り換えることができます。

## 1.2 RF パワー・ディテクタのアプリケーション

RF パワー・ディテクタは、広範なアプリケーションに使用できます。ここでは 2 つのアプリケーションについて説明します。最初の例では LMH2100 を伝送電力制御ループの中で使用しており、2 番目のアプリケーションでは電圧定在波比 (VSWR) を測定します。

### 1.2.1 伝送電力制御ループ

伝送電力制御ループ回路の主な長所は、伝送電力がパワーアンプ (PA) ゲイン制御関数における変化 (温度ドリフトによる変化など) に影響されなくなることです。制御ループを使用すると、PA の伝達関数は全体の伝達関数から除去されます。代わりに、全体の伝達関数はパワー・ディテクタによって決定されます。したがって、全体の伝達関数の精度は、RF ディテクタの精度によって決まります。LMH2100 は、伝達関数の温度安定性が優れているため、このアプリケーションに特に適しています。

Figure 3 は、代表的な伝送電力制御システムのブロック図を示しています。PA の出力電力は、LMH2100 によって方向性結合器を通じて測定されます。LMH2100 の測定された出力電圧はフィルタリングされ、その後、ベースバンド・チップ内の ADC によってデジタル化されます。ベースバンド・チップは、RF VGA のゲイン制御信号をそれに応じて変更することによって PA 出力電力レベルを調整します。50 の入力インピーダンスを使用すれば、LMH2100 は、追加の外付けのアッテネータを必要とせずに、30dB の方向性結合器に直接接続できます。適切な結合係数をもつ方向性結合器を選択することによって、種々の PA 出力範囲に合わせて設定を調整できます。

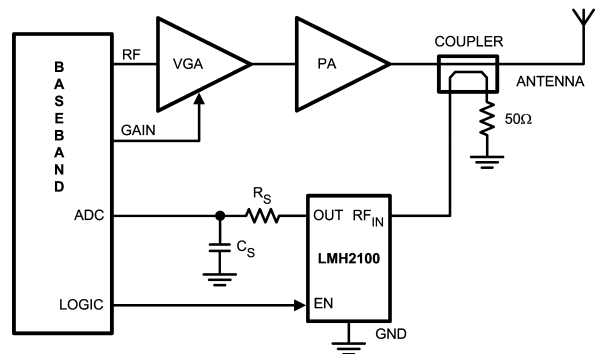


FIGURE 3. Transmit Power Control System

### 1.2.2 電圧定在波比の測定

RF システム内の伝送では、リンクのトランスミッタ側とレシーバ側の終端が、適切な特性インピーダンスによって整合されている必要があります。しかし、無線伝送システム内では、アンテナの終端の整合を実現できることは稀です。伝送された電力のうちアンテナで反射される部分が PA に向かってバウンスされ、PA とアンテナの間の伝送ラインで定在波を発生することがあります。この定在波が許容範囲を超えて、PA を損壊する可能性があります。電圧定在波比 (VSWR) 測定はそのような条件を検出するために使用します。これは、トランスミッタの損傷を防ぐためのアラーム機能として作用します。

VSWR は、伝送ライン上の特定の点における最大電圧を最小電圧で割った比です。

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

ここで  $\Gamma = V_{REFLECTED} / V_{FORWARD}$  は、反射係数を表します。

アプリケーション情報 (つづき)

したがって、VSWRを決定するには、順方向（伝送方向）と反射の両方の電力レベルを測定する必要があります。これは、2つのLMH2100 RFパワー・ディテクタをFigure 4のように使用することによって実現できます。PAとアンテナの間の伝送ライン上で順方向電力波と反射電力波を分離するために方向性結合器を使用します。結合器の一方の二次出力は順方向電力波に比例する信号を提供し、他方の二次出力は反射電力波に比例する信号を提供します。これらの信号を測定する2つのRFディテクタの出力は、ディテクタの出力信号からVSWRを計算するマイクロコントローラまたはベースバンド・チップに接続されます。

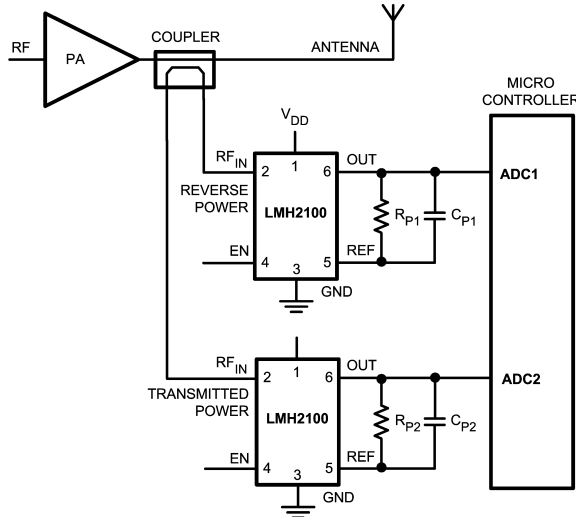


FIGURE 4. VSWR Application

2.0 正確な電力測定

パワー・ディテクタによって得られる電力測定の精度は、パワー・ディテクタ自体の精度だけでなく、パワー・ディテクタをアプリケーションに統合する方法によっても左右されます。多くのアプリケーションでは、パワー・ディテクタによって提供される固有の精度以上にシステム全体の精度を改善するために、何らかのキャリブレーション方法が採用されています。例えば、ログ（対数）ディテクタでは、キャリブレーションによって電力測定システム全体から対数の傾きと対数の切片のデバイス間のばらつきを取り除いて、電力測定精度を改善することができます。

このセクションでは、キャリブレーションの技法によって、電力測定システムの精度をパワー・ディテクタ自体の固有の精度以上に改善する方法を説明します。ここでは、対数パワー・ディテクタ、特にLMH2100を使用する電力測定システムを中心に説明しますが、一般的な概念は他のパワー・ディテクタにも適用できます。これ以外に電力測定精度に影響を与える要素（パワー・ディテクタ出力信号を読み取るADCの分解能など）は、基本的にパワー・ディテクタに帰するものではないので、ここでは考慮しません。

2.1 電力測定のコセ

電力測定システムは一般に、異なる機能を持つ特長な2つの部分から構成されます。

- 1つはディテクタで、入力に印加された(RF)信号の電力レベルに対応するDC出力信号(電圧)を生成します。
- もう1つは「概算器」で、測定したディテクタの出力信号をディテクタの入力の信号電力レベルを表す(デジタル)数値に変換します。

この概念上の構成の概略をFigure 5に示しています。

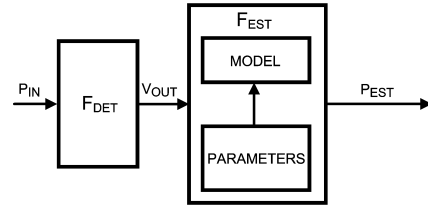


FIGURE 5. Generic Concept of a Power Measurement System

概算器の核は、通常、ディテクタの出力電圧をデジタル化した信号を受け取るソフトウェア・アルゴリズムとして実装されます。概算器によるディテクタ出力電圧から数値出力への変換  $F_{EST}$  は、ディテクタによる(RF)入力電力からDC出力電圧への変換  $F_{DET}$  の逆数と同じでなければなりません。電力測定システムが理想的なシステムである場合、つまり、ディテクタまたは概算器によって測定結果に誤差が持ち込まれない場合、測定された電力  $P_{EST}$  (概算器の出力) と実際の入力電力  $P_{IN}$  は同じになります。その場合、測定誤差  $E$ 、つまり2つの値の差は0となります。

$$E = P_{EST} - P_{IN} = 0$$

$$\Leftrightarrow P_{EST} = F_{EST}[F_{DET}(P_{IN})] = P_{IN}$$

$$\Leftrightarrow F_{EST}(V_{OUT}) = F_{DET}^{-1}(V_{OUT})$$

上の式から、 $F_{EST}$  伝達関数を  $F_{DET}$  伝達関数の逆関数になる設計が考えられます。

実際には、下記のような条件のために、電力測定誤差は0にはなりません。

- ディテクタの伝達関数は種々のランダム誤差の影響を受けるため、ディテクタの出力電圧は不確実となります。ディテクタの伝達関数が正確にはわかりません。
- ディテクタの伝達関数は、複雑すぎて実際の概算器に実装できないことがあります。

概算器の役割は入力電力  $P_{IN}$  を概算することで、言い換えると、電力測定誤差が平均して最小になるような出力  $P_{EST}$  を以下の情報に基づいて生成することです。

1. 完全に正確ではないディテクタ出力電圧  $V_{OUT}$  の測定値
2. ディテクタの伝達関数  $F_{DET}$  に関する情報。例えば、伝達関数の形状、存在する誤差のタイプ(デバイス間のばらつき、温度ドリフト)など。

ディテクタの出力信号の不確実性を最小限にし(つまり精度の高いパワー・ディテクタを選択する)、ディテクタの伝達関数について可能な限り正確な情報を概算器に組み込むと、全体の測定精度が最大になるのは明らかです。

ディテクタの伝達関数に関する情報は、ディテクタの伝達関数を表す数学的モデルに要約されます。これは以下の要素で構成されます。

- ディテクタの伝達関数を表す式
- この式の中のパラメータの値

モデル内のパラメータの値はさまざまな方法で取得できます。値は厳密に制御された環境でディテクタの伝達関数を測定することによって取得できます(パラメータ抽出)。パラメータ値がデバイスごとに別々に決定されるならば、デバイス間のばらつきのような誤差は測定システムから除去されます。

## アプリケーション情報 (つづき)

ディテクタの動作条件 (温度など) がキャリブレーション時の動作条件 (室温など) と大幅に異なる場合に誤差が発生する可能性があります。以降のセクションでは、電力測定誤差の基準として一般に使用される、対数適合誤差、温度ドリフト誤差、温度感度および差分電力誤差について説明し、電力測定用の単純な概算器の例を示します。

### 2.2 対数適合誤差

実現可能な最も単純な電力測定システムは、おそらく、ログ (対数) ディテクタの伝達関数が入力電力と出力電圧の間の完全な dB 直線性の関係として次のようにモデル化されるシステムです。

$$V_{OUT,MOD} = F_{DET,MOD}(P_{IN}) = K_{SLOPE}(P_{IN} - P_{INTERCEPT})$$

ここで、 $K_{SLOPE}$  は対数の傾きを表し、 $P_{INTERCEPT}$  は対数の切片を表します。このモデルに基づく概算器が実装するのはモデル式の逆関数で、次の式で表されます。

$$P_{EST} = F_{EST}(V_{OUT}) = \frac{V_{OUT}}{K_{SLOPE}} + P_{INTERCEPT}$$

この結果生じる電力測定誤差、対数適合誤差は、下記の値と等しくなります。

$$\begin{aligned} E_{LCE} = P_{EST} - P_{IN} &= \frac{V_{OUT}}{K_{SLOPE}} - (P_{IN} - P_{INTERCEPT}) \\ &= \frac{V_{OUT} - V_{OUT,MOD}}{K_{SLOPE}} \end{aligned}$$

一般に、対数適合誤差の主な原因は、以下の通りです。

- 実際のディテクタの伝達関数の、理想的な対数からの偏差 (伝達関数が dB 直線性を示さない)。
- ささまざまな環境条件間でのディテクタ伝達関数のドリフト。最も重要な条件は温度です。 $K_{SLOPE}$  および  $P_{INTERCEPT}$  は、通常、室温についてのみ規定されています。
- (室温における) 伝達関数のデバイス間でのばらつき。

最後の要素はキャリブレーションによって、つまり、対数の傾きおよび対数の切片が個々のディテクタのデバイスごとに (室温で) 規定されている場合に、簡単に除去されます。これは、ディテクタの伝達関数の対数線形領域の中の一連の異なる電力レベルについて、ディテクタ出力電圧を (室温で) 測定することによって実現できます。次に傾きおよび切片を線形回帰法によって決定できます。

このタイプの誤差とディテクタ伝達関数との関係の例を Figure 6 に示しています。

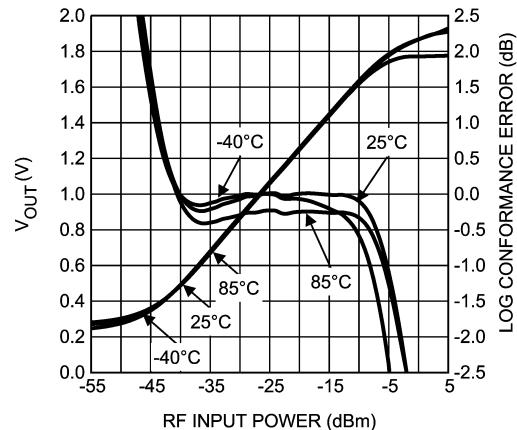


FIGURE 6. LOG-Conformance Error and LOG-Detector Transfer Function

ディテクタのダイナミック・レンジの中心部では、対数適合誤差は (特に室温では) 大きくありません。この領域では、伝達関数は dB 直線性の関係に近接しており、 $K_{SLOPE}$  および  $P_{INTERCEPT}$  は室温測定に基づいて決定されます。極度に高温または低温のとき、領域の中心部における誤差は、ディテクタの伝達関数の温度ドリフトのために少し大きくなります。ディテクタのダイナミック・レンジの上端および下端に近づく誤差が急激に大きくなります。ここでディテクタが飽和状態になり、その伝達関数は理想的な対数線形モデルから大幅に逸脱しはじめます。ディテクタのダイナミック・レンジは通常、対数適合誤差が指定の量より小さい電力範囲として定義されます。多くの場合、 $\pm 1$  dB の誤差が基準として使用されます。

### 2.3 温度ドリフト誤差

誤差の最初の要因、つまり理想的な対数線形モデルからの逸脱が除去されれば、より正確な電力測定システムを実現できます。これは、ディテクタのモデルとして、前のセクションで使用した理想的な対数線形伝達関数ではなく、室温で実際に測定されたディテクタ伝達関数を使用すれば可能となります。

このようなディテクタには次の式を使用します。

$$V_{OUT,MOD} = F_{DET}(P_{IN}, T_0)$$

ここで、 $T_0$  は、キャリブレーション中の温度 (室温) を表します。対応する概算器の伝達関数はこの逆関数で、次の式で表されます。

$$P_{EST} = F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0]$$

この式で、 $V_{OUT}(T)$  は、動作温度  $T$  で測定されたディテクタ出力電圧を表します。

発生する測定誤差は、温度変化に伴うディテクタ伝達関数のドリフトによるものだけであり、これは次のように表すことができます。

$$\begin{aligned} E_{DRIFT}(T, T_0) = P_{EST} - P_{IN} &= F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] - P_{IN} \\ &= F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] - F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T] \end{aligned}$$

残念ながら、さまざまな温度でのディテクタ伝達関数の逆数を取る必要があるために、この式はあまり実用的ではありません。しかし、通常はドリフト誤差は小さいので、 $V_{OUT}(T)$  と  $V_{OUT}(T_0)$  の差はわずかです。したがって、以下の近似式を適用できます。



アプリケーション情報 (つづき)

$$E_{DRIFT}(T, T_0) \approx E_{DRIFT}(T_0, T_0) + (T - T_0) \frac{\partial}{\partial T} \{F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] - F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T]\}$$

以下の条件を考慮すれば、この式は容易に簡素化できます。

- キャリブレーション温度  $E(T_0, T_0)$  でのドリフト誤差は 0 に等しい (定義により)。
- 概算器の伝達関数  $F_{DET}(V_{OUT}, T_0)$  は温度に関係せず、概算器出力の温度による変化は  $V_{OUT}$  の温度依存性のためにだけ発生する。
- 実際のディテクタ入力電力  $P_{IN}$  は温度依存ではない (この式との関係において)。
- $V_{OUT}$  に対する概算器伝達関数の導関数は、ディテクタ伝達関数の対数線形領域 (考慮対象の領域) の約  $1/K_{SLOPE}$  と等しい。

これを使うと、次の式が得られます。

$$\begin{aligned} E_{DRIFT}(T, T_0) &\approx (T - T_0) \frac{\partial}{\partial T} F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] \\ &= (T - T_0) \frac{\partial V_{OUT}(T)}{\partial T} \frac{\partial}{\partial V_{OUT}} F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] \\ &\approx \frac{V_{OUT}(T) - V_{OUT}(T_0)}{K_{SLOPE}} \end{aligned}$$

この式は、前に求めた対数適合誤差の式に非常によく似ています。唯一の違いは、この式では、理想的な対数線形モデルの出力ではなく、キャリブレーション温度での実際のディテクタ出力電圧が、動作温度でのディテクタ出力電圧から差し引かれることです。

Figure 7 は、ドリフト誤差の例を示しています。

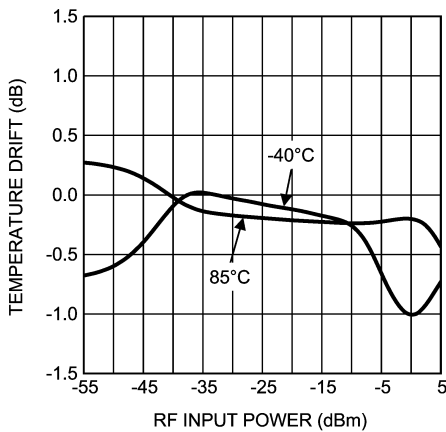


FIGURE 7. Temperature Drift Error of the LMH2100 at  $f = 1855$  MHz

定義に従って、キャリブレーション温度では温度ドリフト誤差は 0 です。さらに、対数適合誤差との主な違いが、検出範囲の上端および下端の近くで観察されます。ディテクタの飽和レベルが相対的に温度非依存であるため、ドリフト誤差は、急速に大きくなるのではなく、入力電力レベルが高いときと低いときに小さい値になります。

実際のアプリケーションでは、概算器のアルゴリズムとしてディテクタの伝達関数の正確な逆関数を使用できない場合があります。例えば、必要とされるメモリ量が多すぎる場合や、工場出荷時のキャリブレーションに時間がかかりすぎる場合です。しかし、理想的な対数線形モデルと組み合わせて、検出範囲の上端および下端 (偏差が最大になる) のいくつかのデータ・ポイントを追加的に使用すれば、それだけで電力測定誤差を大幅に減らすことができます。

2.4 温度補償

アプリケーションで動作温度が測定される場合、電力測定誤差をさらに減らすことができます。そのためには、概算器で使用するディテクタ・モデルを、ディテクタの温度依存性を組み込むように拡張する必要があります。

ディテクタの伝達関数は、通常、温度の変化に伴ってゆるやかに変動 (出力電圧は温度変化に伴って徐々に変化) するので、温度はほとんどの場合、1 次または 2 次多項式によって次のように適切にモデル化されます。

$$V_{OUT,MOD} = F_{DET}(P_{IN}, T_0) \{1 + (T - T_0)TC_1(P_{IN}) + (T - T_0)^2 TC_2(P_{IN}) + O(T^3)\}$$

ディテクタの温度依存性を補償するために必要とされる概算器の温度依存性も、同様の方法で近似化できます。

$$\begin{aligned} P_{EST} &= F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] \{1 + (T - T_0)S_1[V_{OUT}(T)] + (T - T_0)^2 S_2[V_{OUT}(T)] + O(T^3)\} \\ &\approx F_{DET}^{-1}[V_{OUT}(T), T_0] \{1 + (T - T_0)S_1[V_{OUT}(T)]\} \end{aligned}$$

最後の近似式は、通常は 1 次の温度補償の精度で十分であるという事実から導かれます。したがって、このセクションの残りの部分では、1 次補償に重点を置いて説明します。2 次またはより高次の補償でも同様の方法を利用できます。

理想的にいえば、測定システムをさまざまな温度と入力電力レベルで校正して温度感度  $S_1$  を決定すれば、温度ドリフトを完全に除去することができます。しかし、これは高いコストがかかるため、実際のアプリケーションでは通常不可能です。代替策として、概算器で個々のデバイスの温度感度ではなく、平均温度ドリフトを使用します。この方法によって、製造中にさまざまな温度でキャリブレーションを行わなくても、温度ドリフトのシステム関連の (再現性のある) 成分を除去することが可能になります。残りは、デバイスごとに異なるランダム温度ドリフトです。Figure 8 にその概念を示しています。左側のグラフは、多数のデバイスについて、特定の入力電力レベルでのドリフト誤差と温度の関係を図で表したものです。

## アプリケーション情報 (つづき)

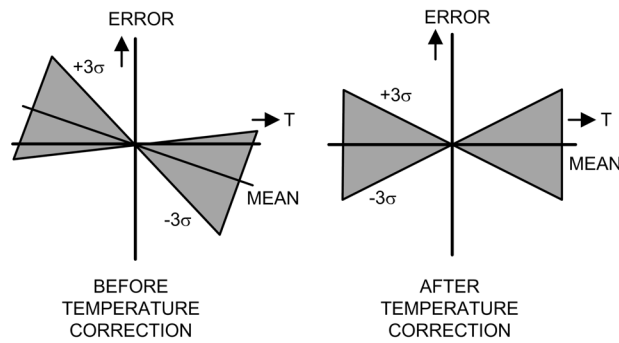


FIGURE 8. Elimination of the Systematic Component from the Temperature Drift

平均ドリフト誤差は、再現性のある (システム関連の) 誤差の成分を表し、平均  $\pm 3$  という制限は、システム関連の成分とランダム誤差の成分の合計を表します。当然、ドリフト誤差はキャリブレーション温度  $T_0$  では 0 でなければなりません。ドリフト誤差のシステム関連の成分が概算器に組み込まれている場合、合計のドリフト誤差は、Figure 8 の右側のグラフに示しているように、ランダム成分のみの誤差と等しくなります。この方法で温度ドリフト誤差を大幅に削減できるのは、以下のような場合だけです。

- システム関連の誤差の成分が、ランダム誤差の成分より先はるかに大きい (そうでない場合、その違いは無視できる程度です)。
- 動作温度が十分な精度で測定される。

温度補償が効果を持つためには、温度感度  $S_1$  に適切な値を指定することが不可欠です。このパラメータを決定するためには、次の 2 通りの方法があります。

- 動作温度範囲の全体にわたって使用する単一の値を決定する。
- 動作温度範囲をセグメントに分割し、セグメントごとに異なる値を使用する。

最初の方法でも、測定温度の数を増やすと抽出される温度感度の精度が高くなります。次に、温度への直線回帰を使って、温度ドリフト誤差の線形モデルの 2 つのパラメータ、1 次温度感度  $S_1$  および  $T_0$  における電力推定のベストフィット (室温) 値  $F_{DET}[V_{OUT}(T), T_0]$  を決定することができます。全温度範囲にわたる誤差を最小にするには、モデルの室温におけるドリフト誤差がキャリブレーション温度で 0 にならない可能性があります (これは厳密な定義と一致しません)。

2 番目の方法はこの欠点がありませんが、より複雑です。実際には、温度範囲のセグメント化は、異なるセグメント (25 以下の温度のセグメントと、25 以上の温度のセグメント) に対して 1 次モデルだけを使用する高次の温度補償の 1 つの形式です。平均の (または代表的な) 温度感度は、システム関連のドリフト誤差成分の補償に使用される値です。Figure 9 は、2 つのセグメントの温度ドリフト誤差を、温度補償なしの場合と温度補償後の場合で示しています。補償後の場合、システム関連の成分は完全に除去されています。残りのランダム誤差の成分は、0 を中心とした偏差となります。-40 でのランダム成分は、85 でのランダム成分よりやや大きくなっています。

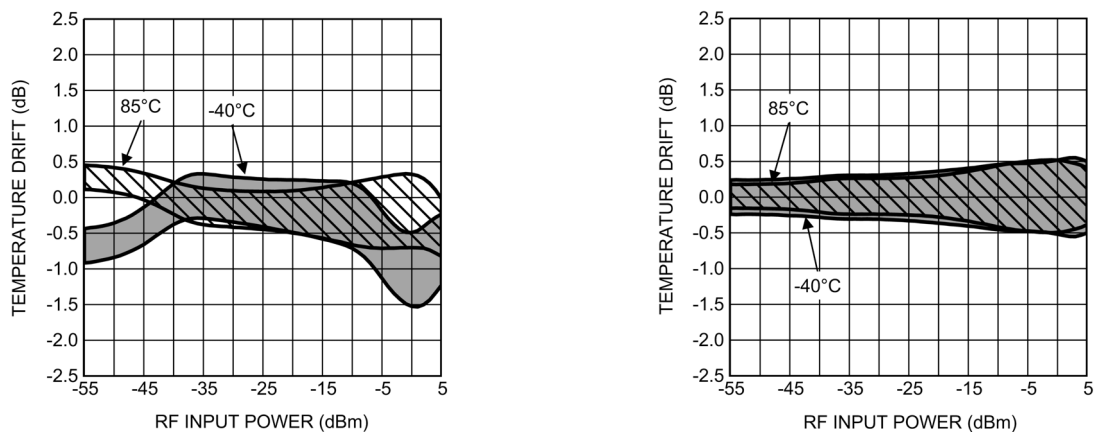


FIGURE 9. Temperature Drift Error without and with Temperature Compensation

アプリケーション情報 (つづき)

実際の電力測定システムでは、次の2つの理由から、通常、最大電力レベルを中心とする狭い範囲のみ温度補償を適用します。

- さまざまな通信規格が、干渉を制限するために、この範囲で最高の精度を要求している。
- 温度感度それ自体は電力レベルの関数であり、電力レベルごとに異なる温度感度を用意することは非現実的である。

データシート内の表は、入力電力レベル - 10dBm (ディテクタのダイナミック・レンジの上端近く) における上記2つのセグメントの温度感度を示しています。代表値は、キャリブレーションのために使用する平均値を表します。

2.5 差分電力誤差

多くの第3世代通信システムは、基地局およびモバイル・ユニットを通る電力制御ループを含んでおり、このループがその両方に対して、伝送電力レベルを頻繁に、小刻みに (通常は 1dB ごとに) 更新することを要求します。そのようなアプリケーションでは、伝送電力の実際の変動が要求される電力変動に十分に近いくとが重要です。

入力電力の変動に対するディテクタの精度を示すデータシート内の誤差測定値は、 $E_{1dB}$  (入力電力の 1dB の変動) および  $E_{10dB}$  (10dB 単位での変動、または連続する 10 回の 1dB 単位の変動) です。温度は電力変化の途中では変化しないと想定できるため、

差分誤差は2つの電力レベルにおけるドリフト誤差の差に等しいと考えられます。

$$E_{1dB}(P_{IN},T) = E_{DRIFT}(P_{IN}+1dB,T) - E_{DRIFT}(P_{IN},T)$$

$$E_{10dB}(P_{IN},T) = E_{DRIFT}(P_{IN}+10dB,T) - E_{DRIFT}(P_{IN},T)$$

上記式のいずれか (または両方) の電力レベルがディテクタのダイナミック・レンジの範囲外であるとき、ステップ誤差が大幅に増えることに注意してください。 $E_{10dB}$  でこの状況になるのは、 $P_{IN}$  が、ダイナミック・レンジの最大入力電力  $P_{MAX}$  より 10dB 小さい値をさらに下回る場合です。

3.0 ディテクタのインタフェース

LMH2100 の最高性能を引き出すには、すべてのピンを適切な方法で周辺の回路に接続する必要があります。ここでは、デバイスの適切な動作を保证するための、LMH2100 の各ピンの電氣的接続のガイドラインおよび要件について説明します。はじめにブロック図を示し、各ピンの機能について詳しく説明します。次に、ピンごとに電氣的インタフェースの詳細を説明します。特に重点を置くのは、出力フィルタリング・オプションと、ADC とのシングル・エンド・インタフェースと差動インタフェースの違いです。

3.1 LMH2100 のブロック図

LMH2100 のブロック図を Figure 10 に示しています。

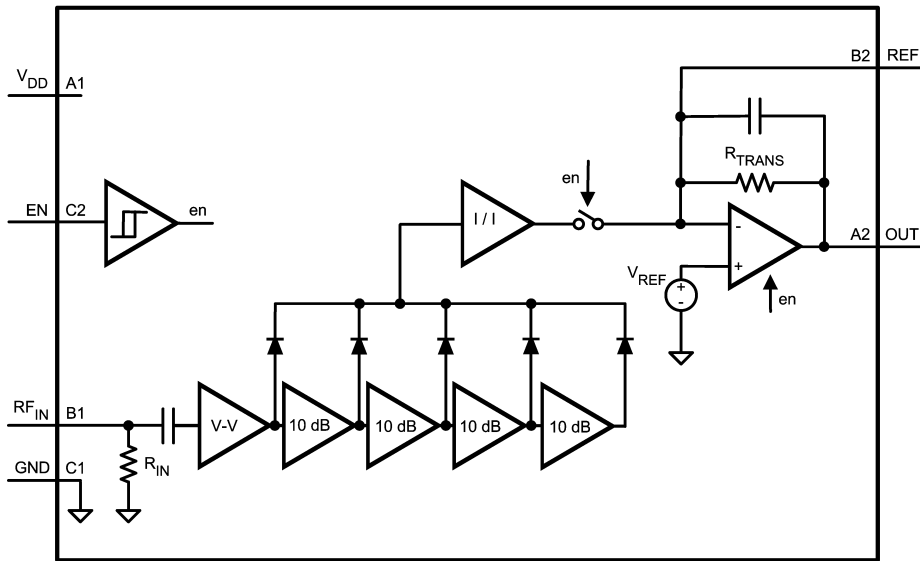


FIGURE 10. Block Diagram of the LMH2100

LMH2100 の核となっているのは、4つのゲイン段から構成され、段階的に圧縮するログ (対数) ディテクタです。各飽和段には約 10dB のゲインがあり、約 10dB のディテクタのダイナミック・ゲインを実現します。5つのダイオード・セルは、実際の検波を実行し、RF信号をDC電流に変換します。このDC電流は、その後、出力でトランスインピーダンス・アンプに供給され、出力電圧に変換されます。また、アンプはディテクタ出力信号をバッファリングし、フィルタを適用します。シャットダウン時に OUT と GND の間のフィルタリング・コンデンサの放電を防ぐために、シャットダウン時に開いてデバイスの高いインピーダンス出力を実現するためのスイッチがアンプ入力に挿入されています。

3.2 RF 入力

RF デバイスは一般に 50 の特性インピーダンスを使用します。この標準に適合するために、LMH2100 は 50 の入力インピーダンスを備えています。50 以外の特性インピーダンスを使用すると、「電氣的特性」の表記載の値を基準にして対数の切片がシフトします。この切片のシフトは、次の式から求めます。

$$P_{INT-SHIFT} = 10 \text{ LOG} \left( \frac{2 R_{SOURCE}}{R_{SOURCE} + 50} \right)$$

切片は、 $R_{SOURCE} > 50$  では高い電力レベルにシフトし、 $R_{SOURCE} < 50$  では低い電力レベルにシフトします。

## アプリケーション情報 (つぎ)

## 3.3 シャットダウン

電力を節減するために、LMH2100を低電力シャットダウン・モードに切り換えることができます。デバイスはENがHigh ( $V_{EN} > 1.1V$ ) のときアクティブになり、ENがLow ( $V_{EN} < 0.6V$ ) のとき低電力シャットダウン・モードになります。この状態で、LMH2100の出力は高インピーダンス・モードに切り換えられます。シャットダウン機能を使用する場合、絶対最大定格を超えないように注意する必要があります。 $V_{DD}$  より400mV高い入力またはGNDより400mV低い入力をイネーブルする電圧を強制するとデバイスが損傷し、それ以降の動作が保証されなくなります。電源電圧がLow (オフ) の状態でイネーブルENがHighに (シャットダウン・モードからアクティブ・モードに) 切り換えられたときにも絶対最大定格を超えることがあります。これは常に避けなければなりません。デバイスを保護するために可能な解決策として、100k 抵抗をイネーブル入力と直列に追加する方法があります。

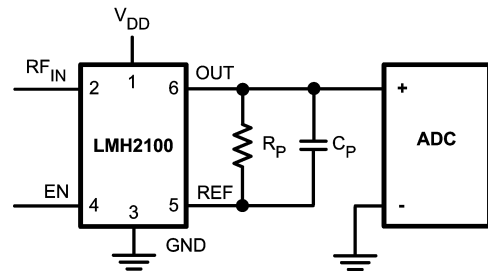
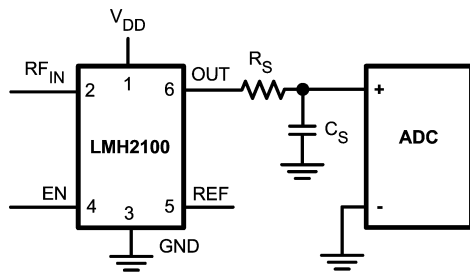


FIGURE 11. Low Pass Output Filter and Low Pass Feedback Filter

システム要件に応じてどちらかのフィルタリング手法を選択できます。ローパス出力フィルタには、LMH2100がシャットダウンにされたとき出力電圧を保つという利点があります。これについては3.4.3で詳しく説明します。帰還型フィルタでは、シャットダウンの際に抵抗  $R_P$  がコンデンサ  $C_P$  を放電し、それによってデバイスの出力電圧を変化させます。

ローパス出力フィルタの欠点は、直列抵抗  $R_S$  が出力駆動能力を制限することです。そのため、ADC入力インピーダンスが  $R_S$  よりも十分に大きくないと、ADCが読み取る電圧が不正確になることがあります。その場合、ADC入力を通る電流によって、フィルタ抵抗  $R_S$  の両端で誤差電圧が発生します。帰還型ローパスフィルタにはこの欠点がありません。

OUTとREFの間に外付け抵抗を追加すると、デバイスの伝達ゲイン (対数の傾きおよび対数の切片) が減少します。内部フィードバック抵抗はトランスインピーダンス・アンプのゲインを設定します。

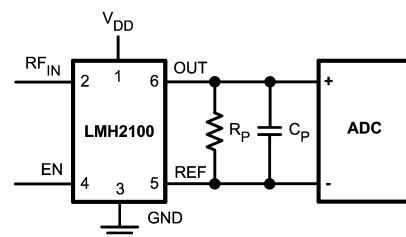
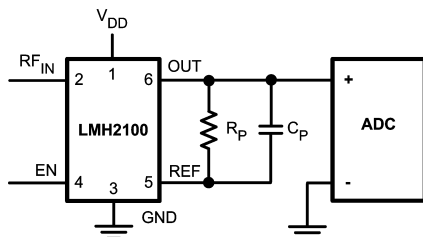


FIGURE 12. Single Ended and Differential Application

## 3.4 出力とリファレンス

このセクションでは、ディテクタの出力電圧のリプルを減らすために適用できるフィルタリング手法について説明します。また、LMH2100をADCに接続するための2つのトポロジーについても説明します。

## 3.4.1 フィルタリング

LMH2100の出力電圧は、RF入力ピンに印加されたRF信号の大きさを表します。通常、印加されたRF信号にはAM変調が含まれ、それがディテクタの出力電圧の低周波リプルの原因になります。例えば、CDMA信号は、多くの振幅変動を含みます。出力信号のフィルタリングを使ってこのリプルを除去できます。フィルタリングは、ローパス出力フィルタまたは帰還型ローパスフィルタのどちらかによって実現できます。これらの2つの手法をFigure 11に示しています。

ローパス出力フィルタのフィルタリングは、抵抗  $R_S$  およびコンデンサ  $C_S$  によって実現されます。このフィルタの -3dB帯域幅は、式  $f_{-3dB} = 1/2 R_S C_S$  から求めます。帰還型ローパスフィルタの帯域幅は、内部抵抗  $R_{TRANS}$  と並列の外付け抵抗  $R_P$ 、および内部コンデンサ  $C_{TRANS}$  と並列の外付けコンデンサ  $C_P$  によって決定されます (Figure 13を参照)。帰還型フィルタの -3dB帯域幅は、式  $f_{-3dB} = 1/2 (R_P/R_{TRANS}) (C_P + C_{TRANS})$  によって求められます。内部抵抗およびコンデンサによって設定された帯域幅 (OUTとREFの間に外付け部品が接続されていないとき) は、 $f_{-3dB} = 1/2 R_{TRANS} C_{TRANS} = 450kHz$  と等しくなります。

## 3.4.2 ADCとのインタフェース

LMH2100をシングル・エンドまたは差動トポロジーによってADCに接続できます。シングル・エンド・トポロジーでは、LMH2100の出力をADCの入口に接続します。リファレンス・ピンは接続しません。差動トポロジーでは、LMH2100の出力ピンとリファレンス・ピンの両方をADCに接続します。Figure 12にこのトポロジーを示しています。

## アプリケーション情報 (つづき)

差動ポロジータには、内部リファレンス電圧の温度ドリフトが補償されるという利点があります。これは、LMH2100 のトランスインピーダンス・アンプの図 (Figure 13) によって説明できます。

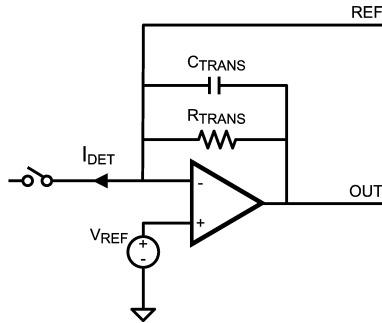


FIGURE 13. Output Stage of the LMH2100

アンプの出力は、検波電流  $I_{DET}$  と抵抗  $R_{TRANS}$  の積にリファレンス電圧  $V_{REF}$  を加えることによって設定されます。

$$V_{OUT} = I_{DET} R_{TRANS} + V_{REF}$$

$I_{DET}$  は、RF 入力電力に比例する検波電流を表します。この式は、 $V_{REF}$  での温度変化が出力  $V_{OUT}$  でも発生していることを示しています。シングル・エンド・トポロジータの場合、出力は ADC に接続される唯一のピンです。したがって、シングル・エンドの ADC 電圧は次のようになります。

$$\text{シングル・エンド: } V_{ADC} = I_{DET} R_{TRANS} + V_{REF}$$

差動ポロジータでは、リファレンス・ピンも接続します。この値はリファレンス電圧  $V_{REF}$  の値です。ADC は、 $V_{OUT} - V_{REF}$  を次のように読み取ります。

$$\text{差動: } V_{ADC} = V_{OUT} - V_{REF} = I_{DET} R_{TRANS}$$

この式には、リファレンス電圧  $V_{REF}$  は含まれていません。したがって、このリファレンス電圧での温度変化は ADC によっては測定されません。

### 3.4.3 シャットダウン状態での出力動作

LMH2100 は、電力の節減のため、電力測定を実行するわずかな時間だけアクティブにするパルス・モードでの使用が可能です。それ以外の時間は、低電力シャットダウン・モードになります。この方法を利用するアプリケーションは、一般に、LMH2100 がシャットダウン状態のときも含めて常に出力値が取得できることを要件としています。しかしアクティブ・モードでのセトリング時間があまり大きくならないようにしなければなりません。これは、後述のように、LMH2100 とローパス出力フィルタを組み合わせる (Figure 11 の左側を参照) ことで実現できます。

アクティブ・モードでは、フィルタ・コンデンサ  $C_S$  が LMH2100 の出力電圧まで充電されます。LMH2100 はこのモードでは迅速なセトリングを可能にするために、出力インピーダンスを低くします。シャットダウン・モードでは、コンデンサはこの電圧を維持します。したがって、シャットダウン中には、どの電流パスを通る  $C_S$  の放電も避ける必要があります。シャットダウン時に LMH2100 の出力インピーダンスが高くなります。そのため放電電流はコンデンサのトップ・プレートから、 $R_S$  を通じて、また、LMH2100 の OUT ピンから GND へと流れることができません。これは、出力アンプの内部シャットダウン・メカニズムおよび Figure 13 に示すスイッチによって実現されます。さらに、ADC からの放電パスが形成されないように、ADC 入力インピーダンスも高くするよう保証する必要があります。

## 4.0 ボード・レイアウトの推奨事項

他の RF デバイスの場合と同様に、ボード・レイアウトに十分な注意が必要です。ボード・レイアウトが適切に設計されていないと、不要な信号が検出されやすくなったり、干渉が拾われたりすることがあります。このセクションでは、LMH2100 の適切なボード・レイアウトのガイドラインを示します。

電気信号 (電圧 / 電流) は、トレースまたは伝送ラインを通過するために一定の時間を必要とします。そのため、ジェネレータ側とディテクタ側で RF 電圧レベルが異なることがあります。これは、RF ストリップラインの場合だけでなく、PCB 上のすべてのトレースでも起こります。その場合に、PCB 上の異なる場所またはトレースで、信号の RF 周波数サイクルにおける位相が異なることになります。位相の違い (例えば、隣接するライン間の電圧位相の違い) の結果、寄生容量または誘導性結合のために、ライン間でクロストークが発生する場合があります。このクロストークは、PCB 上のすべてのトレースが共振の影響を受けやすいため、さらに大きくなります。共振周波数は、トレースの形状によって異なります。トレースの長さが干渉信号の波長の 1/4 またはその倍数に一致するとき、トレースは特に干渉の影響を受けやすくなります。

## 4.1 電源ライン

LMH2100 の PSRR はゼロではないので、電源の変動のために出力が変動する可能性があります。これは特に、回路の他の部分からの RF 入射や、PA のオン / オフ切り替えによって発生します。

### 4.1.1 正電源 ( $V_{DD}$ )

電源ラインを介した LMH2100 への RF 干渉の入射を最小にするためには、 $V_{DD}$  と GND に接続している PCB トレース間の位相差を最小にする必要があります。そのための適切な方法は、RF への両方の接続を短絡させることです。これは  $V_{DD}$  と GND の間に小さなデカップリング・コンデンサを置くことによって実現できます。デカップリング・コンデンサは、Figure 14 に示すように、LMH2100 の  $V_{DD}$  ピンと GND ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。コンデンサ自体の共振周波数は、アプリケーションで使用される最大の RF 周波数より大きくなければなりません。なぜならコンデンサはその共振周波数以上ではインダクタとしてはたらくからです。

## アプリケーション情報 (つづき)

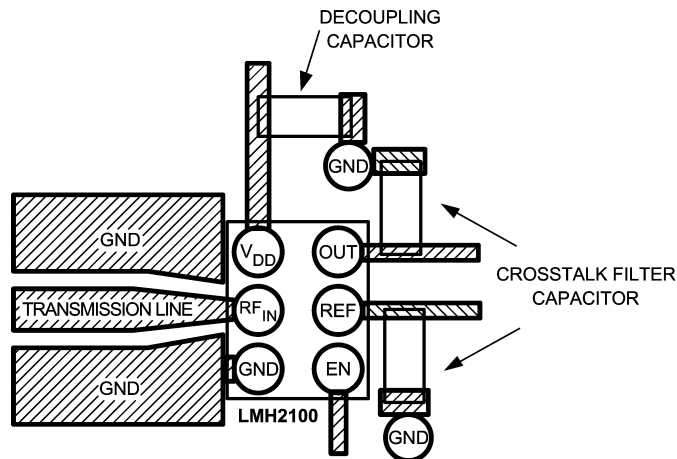


FIGURE 14. Recommended Board Layout

PA スwitchングによる低周波電源電圧の変動によって、出力電圧のリプルが発生することがあります。LMH2100 は、低周波数では 60dB の電源電圧除去比を持っています。

## 4.1.2 グラウンド (GND)

LMH2100 は、ノイズおよび他の妨害信号の影響を受けないグラウンド・プレーンを必要とします。RF グラウンド・リターン・パスを他のグラウンドから隔離することが重要です。これは RF 入力が必要な電圧スイングを処理するからです。電力レベルが 0dBm になると、内部 50  $\Omega$  入力抵抗上で 0.6V<sub>pp</sub> を超える電圧スイングが発生します。その結果、電源に向かって大きな RF リターン電流が生成されます。したがって、RF グラウンド・リターン・パスを設計内の他の回路で使用しないことを推奨します。RF パスは、ループせずに、電源に直接に戻るようルーティングする必要があります。

## 4.2 RF 入力インタフェース

LMH2100 は RF アプリケーションで使用するよう設計されており、50  $\Omega$  の特性インピーダンスを持っています。このインピーダンスを実現するために、LMH2100 の入力は、50  $\Omega$  伝送ラインを介して接続する必要があります。伝送ラインは、マイクロストリップ構成または (グラウンド付き) コプレーナ導波路 (GCPW) 構成を使って PCB 上に簡単に形成できます。このセクションでは、両構成について概略を説明します。マイクロストリップまたは GCPW 伝送ラインの設計の詳細については、マイクロウェーブ設計者ハンドブックを参照してください。

## 4.2.1 マイクロストリップ構成

伝送ラインを作成する 1 つの方法は、マイクロストリップ構成を使用することです。構成の断面図を Figure 15 に示しています。この図では 2 層の PCB を想定しています。

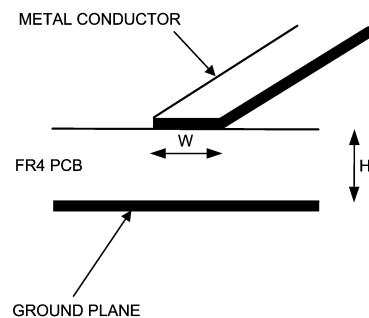


FIGURE 15. Microstrip Configuration

導体 (トレース) は、PCB の上面に配置されます。PCB の底面は全面にわたって銅箔のグラウンド・プレーンになっています。マイクロストリップ伝送ラインの特性インピーダンスは、幅 W、高さ H、誘電率  $\epsilon_r$  の関数です。

ボードの高さや誘電率などの特性は、伝送ラインの寸法に大きな影響を与えます。50  $\Omega$  の伝送ラインを使用すると、トレースの幅が大きくなりすぎて実用的ではありません。例えば、標準的な厚さ 1.6mm の RF4 ボードを使用するとき、トレース幅は 2.9mm になります。6 バンプ micro SMD パッケージのパッド幅は 0.24mm なので、これは LMH2100 には使用できません。伝送ラインの幅を 2.9mm から 0.24mm までテーパリングする必要があります。このテーパリングのために、ボードの周波数伝達関数に大きな反射および共振が発生することがあります。

## 4.2.2 GCPW 構成

(グラウンド付き) コプレーナ導波路 (GCPW) 構成の伝送ラインでは、トレース幅との関係においては、より柔軟な設計が可能です。GCPW 構成では、上面に一定の間隔 (S) でグラウンドによって囲まれた導体が配置されます。Figure 16 は、この構成の断面図を示しています。PCB の底面はグラウンド・プレーンです。PCB の両側のグラウンド・プレーンは、複数のビアによってしっかりと相互接続する必要があります。伝送ラインの特性インピーダンスは、主に幅 W および距離 S によって決定されます。反射を最小にするために、中心トレースの幅 W をパッケージ・パッドのサイズに合わせる必要があります。その後、適切なギャップ幅 S を選択することによって、要求される特性インピーダンスの値を実現できます。

## アプリケーション情報 (つづき)

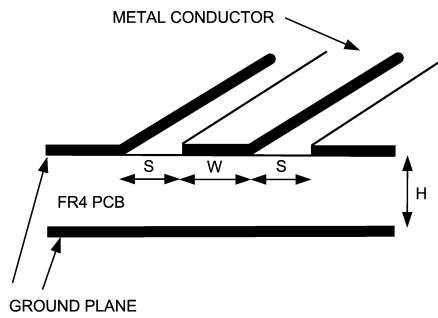


FIGURE 16. GCPW Configuration

## 4.3 リファレンス REF

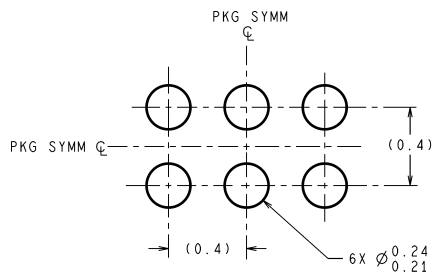
3.4.2 に示すように、内部リファレンス電圧の温度ドリフトを補償するためにリファレンス・ピンを使用できます。REF ピンはトランスインピーダンス・アンプの反転入力に直接接続されます。そのため、RF 信号と他のスプリアス信号は出力に直接結合します。REF ピンとグラウンドの間に小さなコンデンサを接続することによって RF 信号の混入を防止することができます。Figure 14 に示すように、コンデンサは REF ピンの近くに配置しなければなりません。

## 4.4 出力 OUT

OUT ピンは、特に高電力レベルで RF 入力からのクロストークの影響を受けやすくなります。出力と  $V_{DD}$  の間に ESD ダイオードを接続すればクロストークを修正できますが、出力電圧に不要かつ不正確な DC 成分が追加されることがあります。

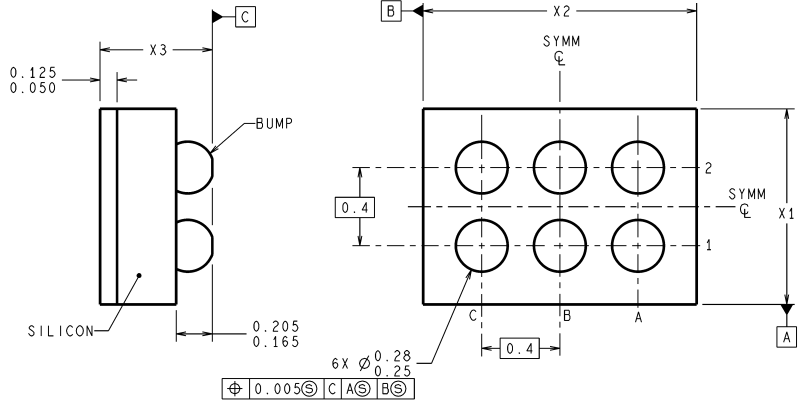
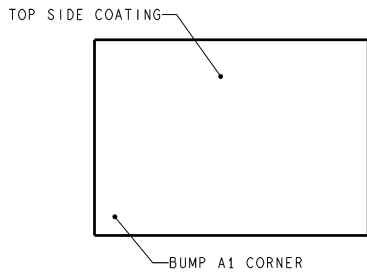
ボード・レイアウトでは、ディテクタの入力  $RF_{IN}$  とディテクタの出力の間のクロストークを最小にする必要があります。出力と正電源電圧 ( $V_{DD}$  ピン) または GND の間に追加のコンデンサを接続することによってクロストークを防ぐことができます。最適の性能を実現するには、このコンデンサを LMH2100 の OUT ピンの可能な限り近くに配置しなければなりません。

外形寸法図 単位は millimeters



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS  
DIMENSIONS IN ( ) FOR REFERENCE ONLY

LAND PATTERN RECOMMENDATION



TMD06XXX (Rev B)

**6-Bump micro SMD**  
**NS Package Number TMD06BBA**  
**X1=0.840 ± 0.030 mm, X2=1.240 ± 0.030 mm, X3=0.600 ± 0.075 mm**



このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務は負いかねます。ナショナル セミコンダクター社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター社の製品の販売が使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

#### 生命維持装置への使用について

ナショナル セミコンダクター社の製品は、ナショナル セミコンダクター社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクターのロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2008 National Semiconductor Corporation  
製品の最新情報については [www.national.com](http://www.national.com) をご覧ください。

## ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

[www.national.com/jpn/](http://www.national.com/jpn/)

# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは承認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated  
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

## 弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

### 1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

### 2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
    - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
  4. 機械的衝撃
    - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
  5. 熱衝撃
    - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
  6. 汚染
    - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
    - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上