

### 产品特性

精确的均方根至直流转换(10 MHz至10 GHz)  
 单端±1.0 dB动态范围: 67 dB (2.14 GHz)  
 无需巴伦或外部输入匹配  
 独立响应各类波形, 如GSM-EDGE/CDMA/W-CDMA/TD-SCDMA/WiMAX/LTE  
 对数斜率: 55 mV/dB  
 温度稳定性: <± dB(-40°C至+125°C)  
 工作温度: -55°C至+125°C  
 电源电压: 4.75 V至5.25 V  
 休眠电流: 250 μA  
 与ADL5902和AD8363引脚兼容

### 应用

功率放大器线性化/控制环路  
 发射机信号强度指示(TSSI)  
 RF仪器仪表

### 概述

ADL5906是真均方根响应功率检波器, 采用单端50 Ω源驱动时具有67 dB测量范围。易于使用的输入使该器件具有丰富的频率, 无需巴伦或其他形式的外部输入调谐即可在最高10 GHz频率下工作。

ADL5906为需要进行精确信号功率均方根值测量的各种高频系统提供了解决方案。工作频率范围为10 MHz至10 GHz, 可接受的输入信号范围为-65 dBm至+8 dBm, 支持各种峰值因子和带宽, 如GSM-EDGE、CDMA、W-CDMA、TD-SCDMA、WiMAX和基于OFDM的LTE载波。此外, 该器件在电路板的-55°C至+125°C温度范围内具有温度稳定性, 是各种通信、军事、工业和仪器仪表应用的理想选择。

### 功能框图

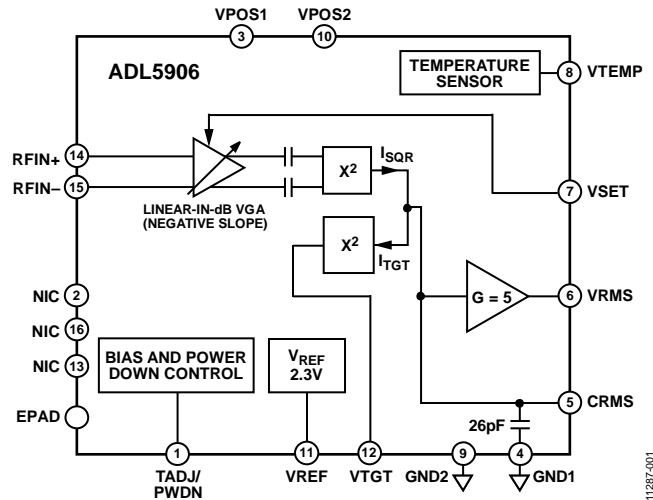


图1.

作为功率测量器件使用时, 将VRMS与VSET相连。然后, 输出便与输入均方根值的对数成比例。换言之, 读数以分贝值直接呈现, 每到十倍调整至1.1 V, 或者55 mV/dB; 安排其他斜率很容易。在控制器模式下, 施加于VSET的电压决定输入端消除设定点偏差所需的功率水平。输出缓冲器可提供高负载电流。

该器件采用5 V单电源供电, 仅需几个电容即可方便地使用, 并且能够以单端驱动, 或使用巴伦以差分输入驱动。在PWDN引脚上施加逻辑高电平即可关断ADL5906, 并使其具有250 μA的低休眠电流。25°C时, 在约1.4 μs内便可上电至68 mA的标称工作电流。

ADL5906采用4 mm x 4 mm、16引脚LFCSP封装, 与ADL5902和AD8363 TruPwr™均方根值检波器引脚兼容。这一特性使得设计人员能够为不同动态范围的设计创建单一的电路。同时提供完全填充并符合RoHS标准的评估板。

Rev. 0

Document Feedback

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781.329.4700 ©2013 Analog Devices, Inc. All rights reserved.  
 Technical Support [www.analog.com](http://www.analog.com)

ADI中文版数据手册是英文版数据手册的译文, 敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误, ADI不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性, 请参考ADI提供的最新英文版数据手册。

## 目录

产品特性 .....	1	VSET接口 .....	19
应用 .....	1	输出接口 .....	19
功能框图 .....	1	VTGT接口 .....	19
概述 .....	1	用于误差计算的偏置 .....	20
修订历史 .....	2	测量模式基本连接 .....	20
技术规格 .....	3	设置 $V_{TADJ}$ .....	20
绝对最大额定值 .....	7	设置 $V_{TGT}$ .....	21
ESD警告 .....	7	选择CRMS的值 .....	21
引脚配置和功能描述 .....	8	输出电压调整 .....	22
典型工作特性 .....	9	系统校准和误差计算 .....	24
工作原理 .....	16	利用 $V_{TEMP}$ 改善截距温漂 .....	25
平方律检波器和幅度目标 .....	16	特性说明 .....	27
RF输入接口 .....	17	评估板 .....	28
温度传感器接口 .....	17	评估板装配图 .....	29
VREF接口 .....	17	外形尺寸 .....	30
温度补偿接口 .....	18	订购指南 .....	30
掉电接口 .....	19		

## 修订历史

2013年3月—修订版0：初始版

## 技术规格

VPOS1 = VPOS2 = 5 V,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , 单端输入驱动,  $R_T = 60.4 \Omega$ , VRMS连接到VSET,  $V_{TGT} = 0.8 \text{ V}$ ,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ 。负电流值表示ADL5906从相关引脚流出电流。

表1.

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
整体功能 频率范围			10至10,000		MHz
RF输入接口 输入阻抗 共模电压	RFIN+, 引脚RFIN-(引脚14、引脚15)、交流耦合 单端驱动, 50 MHz		2500 2.5		$\Omega$ V
100 MHz $\pm 1.0$ dB动态范围 最大输入电平, $\pm 1.0$ dB 最小输入电平, $\pm 1.0$ dB 偏差与温度的关系  对数斜率 对数截距	连续波(CW)输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.35 \text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		62 2 -60  -0.8/+0.2 -0.8/+0.4 -1.3/+0.2 -1.2/+0.6 59 -64		dB dBm dBm  dB dB dB dB mV/dB dBm
700 MHz $\pm 1.0$ dB动态范围 最大输入电平, $\pm 1.0$ dB 最小输入电平, $\pm 1.0$ dB 偏差与温度的关系  对数斜率 对数截距	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.35 \text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		62 2 -60  -0.9/+0.3 -0.9/+0.4 -1.5/+0.3 -1.3/+0.7 59 -65		dB dBm dBm  dB dB dB dB mV/dB dBm
900 MHz $\pm 1.0$ dB动态范围 最大输入电平, $\pm 1.0$ dB 最小输入电平, $\pm 1.0$ dB 偏差与温度的关系  对数斜率 对数截距 连续波响应的偏差 (-45 dBm至-5 dBm)	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm 25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.35 \text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45 \text{ dBm}$ -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm -65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm 12.16 dB峰值均方根比(四载波W-CDMA)  11.58 dB峰值均方根比(LTE TM1、单载波、20 MHz带宽) 10.56 dB峰值均方根比(W-CDMA) 7.4 dB峰值均方根比(64 QAM)		63 3 -60  -0.8/+0.3 -0.9/+0.4 -1.4/+0.3 -1.4/+0.8 59 -65 -0.1  -0.2 0.05 -0.1		dB dBm dBm  dB dB dB dB mV/dB dBm dB dB dB

# ADL5906

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
1900 MHz					
±1.0 dB动态范围	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$		66		dB
最大输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		6		dBm
最小输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		-60		dBm
偏差与温度的关系	25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.35\text{ V}$				
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-0.8/+0.2		dB
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-0.8/+0.5		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-1.4/+0.2		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1.2/+0.9		dB
对数斜率	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		57		mV/dB
对数截距	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		-65		dBm
2140 MHz					
±1.0 dB动态范围	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$		67		dB
最大输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		7		dBm
最小输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		-60		dBm
偏差与温度的关系	25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.35\text{ V}$				
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-0.8/+0.3		dB
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-0.8/+0.6		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-1.3/+0.3		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1.2/+0.9		dB
对数斜率	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		56		mV/dB
对数截距	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		-65		dBm
连续波响应的偏差 (-45 dBm至-5 dBm)	12.16 dB峰值均方根比(四载波W-CDMA)		-0.1		dB
	11.58 dB峰值均方根比(LTE TM1、单载波、20 MHz带宽)		0.1		dB
	10.56 dB峰值均方根比(单载波W-CDMA)		0.1		dB
	7.4 dB峰值均方根比(64 QAM)		-0.1		dB
2600 MHz					
±1.0 dB动态范围	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$		68		dB
最大输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		8		dBm
最小输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		-60		dBm
偏差与温度的关系	25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.4\text{ V}$				
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-0.9/+0.3		dB
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1/+0.5		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-1.4/+0.3		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1.4/+0.8		dB
对数斜率	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		55		mV/dB
对数截距	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		-65		dBm
3500 MHz					
±1.0 dB动态范围	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65		dB
最大输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		5		dBm
最小输入电平, ±1.0 dB	校准于-55 dBm、-40 dBm和0 dBm		-60		dBm
偏差与温度的关系	25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 0.45\text{ V}$				
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-1.5/0		dB
	-40°C < $T_A$ < +85°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1/+0.3		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$		-1.5/0		dB
	-55°C < $T_A$ < +125°C; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$		-1.4/+0.4		dB
L对数斜率	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		52		mV/dB
对数截距	-65 dBm < $P_{IN}$ < +10 dBm; 校准于-40 dBm和0 dBm		-64		dBm

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
5800 MHz ±1.0 dB动态范围 最大输入电平, ±1.0 dB 最小输入电平, ±1.0 dB 偏差与温度的关系	CW输入, $T_A = 25^\circ\text{C}$ 校准于-50 dBm、-40 dBm和0 dBm 校准于-50 dBm、-40 dBm和0 dBm 25°C时相对于输出的偏差, $V_{TADJ} = 1\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$ $-40^\circ\text{C} < T_A < +85^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = 0\text{ dBm}$ $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ ; $P_{IN} = -45\text{ dBm}$	57 3 -54			dB dBm dBm
对数斜率 对数截距	$-65\text{ dBm} < P_{IN} < +10\text{ dBm}$ ; 校准于-40 dBm和0 dBm $-65\text{ dBm} < P_{IN} < +10\text{ dBm}$ ; 校准于-40 dBm和0 dBm	-2.4/+0 -1.4/-0.2 -3.6/+0 -2.1/-0.2	42		dB dB dB dB mV/dB dBm
输出接口 输出摆幅, 控制器模式  源/吸电流能力 上升时间 下降时间	VRMS(引脚6) 摆幅范围最小值, $R_L \geq 500\ \Omega$ 接地 摆幅范围最大值, $R_L \geq 500\ \Omega$ 接地  $P_{IN} =$ 关闭至-10 dBm, 10%至90%, $C_{RMS} = 1\text{ nF}$ $P_{IN} =$ -10 dBm至关闭, 90%至10%, $C_{RMS} = 1\text{ nF}$	0.05 3.92		10/10	V V mA $\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$
设定点输入 电压范围  输入电阻 对数比例因子 对数截距	VSET(引脚7) 对数一致性误差 $\leq 1\text{ dB}$ , 最小2.14 GHz 对数一致性误差 $\leq 1\text{ dB}$ , 最大2.14 GHz  $f = 2.14\text{ GHz}$ $f = 2.14\text{ GHz}$	3.92 0.4 72 56 -65			V V k $\Omega$ mV/dB dBm
温度补偿 输入电压范围 输入偏置电流 输入电阻	TADJ/PWDN(引脚1)  $V_{TADJ} = 0.35\text{ V}$ $V_{TADJ} = 0.35\text{ V}$	0 5 70		$V_{POS}$	V $\mu\text{A}$ k $\Omega$
基准电压源 输出电压 温度灵敏度  短路源/吸电流能力  电压调节	VREF(引脚11) $P_{IN} = -55\text{ dBm}$ 25°C $\leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$ 25°C $\leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_{LOAD} = 2\text{ mA}$	2.3 -0.12 0.07 4/0.05 3/0.05 -0.4			V mV/ $^\circ\text{C}$ mV/ $^\circ\text{C}$ mA mA %
温度基准 输出电压 温度系数 短路源/吸电流能力  电压调节	VTEMP(引脚8) $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ 25°C $\leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$ $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +25^\circ\text{C}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $I_{LOAD} = 1\text{ mA}$	1.4 4.8 4/0.05 3/0.05 -2.8			V mV/ $^\circ\text{C}$ mA mA %
RMS目标接口 输入电压范围 输入偏置电流 输入电阻	VTGT(引脚12)  $V_{TGT} = 0.8\text{ V}$	0.2 8 100		2.5	V $\mu\text{A}$ k $\Omega$
掉电接口 使能电平 禁用电平 输入偏置电流  使能时间 禁用时间	VTADJ/PWDN(引脚1) $V_{PWDN}$ 下降 $V_{PWDN}$ 提高 $V_{PWDN} = 5\text{ V}$ $V_{PWDN} = 0\text{ V}$ $V_{PWDN}$ 低电平至 $V_{RMS}$ , 10%至90%, $C_{RMS} = 1\text{ nF}$ , $P_{IN} = 0\text{ dBm}$ $V_{PWDN}$ 高电平至 $V_{RMS}$ , 90%至10%, $C_{RMS} = 1\text{ nF}$ , $P_{IN} = 0\text{ dBm}$	1.4 72 0.1 1.4 1.0		1.3	V V $\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$ $\mu\text{s}$ $\mu\text{s}$

# ADL5906

参数	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位
电源接口	VPOS1、VPOS2(引脚3、引脚10)				
电源电压		4.75	5	5.25	V
静态电流	$T_A = 25^\circ\text{C}, P_{IN} < -60 \text{ dBm}$		68		mA
	$T_A = 125^\circ\text{C}, P_{IN} < -60 \text{ dBm}$		86		mA
掉电电流	$V_{PWRDN} > 1.4 \text{ V}$		250		$\mu\text{A}$

## 绝对最大额定值

表2.

参数	额定值
电源电压VPOS1、VPOS2	5.25 V
输入平均RF功率 <sup>1</sup>	21 dBm
等效电压，正弦波输入	2.51 V峰峰值
内部功耗	550 mW
$\theta_{JC}^2$	10.6°C/W
$\theta_{JB}^2$	35.3°C/W
$\theta_{JA}^2$	57.2°C/W
$\Psi_{JT}^2$	1.0°C/W
$\Psi_{JB}^2$	34°C/W
最高结温	150°C
工作温度范围	-55°C至+125°C
存储温度范围	-65°C至+150°C
引脚温度(焊接, 60秒)	300°C

1 这是针对长持续时间。持续时间远小于1秒时，可以偏离此电平而不会造成损害。

2 无气流，裸露焊盘焊接到4层JEDEC板。

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，并不能以这些条件或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

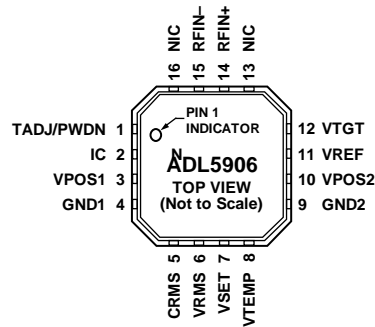
### ESD警告



#### ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

## 引脚配置和功能描述



- NOTES**
1. NIC = NO INTERNAL CONNECTION. DO NOT CONNECT TO THIS PIN.
  2. THE EXPOSED PAD REQUIRES A GOOD THERMAL AND ELECTRICAL CONNECTION TO THE GROUND OF THE PRINTED CIRCUIT BOARD (PCB).

图2. 引脚配置

表3. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	说明
1	TADJ/PWDN	温度补偿/关断。这是一个双功能引脚，用于控制电压小于1.0 V时的温度斜率补偿，以及/或在电压大于1.4 V时关断器件。温度补偿电压一般通过将此引脚经过一个电阻分压器连接到VREF来设置(更多信息参见“设置 $V_{TADJ}$ ”部分)。等效电路见图46。
2, 13, 16	NIC	内部不连接。请勿连接到这些引脚。这些引脚不在内部连接。
3, 10	VPOS1, VPOS2	电源。这些引脚内部短路，因此必须连接到同一5 V电源。各引脚的电源还须通过100 pF和100 nF电容进行去耦，这些电容应尽可能靠近相应的引脚。
4, 9	GND1, GND2	地。通过低阻抗路径将GND1和GND2连接到系统地。
5	CRMS	RMS均值电容。在CRMS与地之间连接一个RMS均值电容。详情参见“选择 $C_{RMS}$ 的值”部分。等效电路见图48。
6	VRMS	RMS输出。测量模式下，此引脚直接或通过一个电阻分压器(当斜率提高时)连接到VSET。控制器模式下，此引脚用于驱动电压可变衰减器(VVA)或可变增益放大器(VGA)的增益控制输入。等效电路见图48。
7	VSET	设定点输入。测量模式下，此引脚直接或通过一个电阻分压器连接到VRMS。控制器模式下，施加于此引脚的电压设置所需RF输入电平的分贝值以平衡自动功率控制环路。等效电路见图47。
8	VTEMP	25°C的温度传感器输出1.4 V，系数为4.8 mV/°C。等效电路见图43。
11	VREF	基准电压输出。此基准电压源的标称值为2.3 V。此基准输出电压可用于设置TADJ/PWDN和VTGT引脚的电压。等效电路见图44。
12	VTGT	RMS目标电压。施加于此引脚的电压设置VGA(同时也是RMS平方电路)输出端的目标RF输入。推荐的 $V_{TGT}$ 电压为0.8 V。 $V_{TGT}$ 提高到0.8 V以上会降低ADL5906的RMS精度。 $V_{TGT}$ 降低到0.8 V以下可提高峰值因子极高的信号的RMS精度，但会降低ADL5906的检测范围。等效电路见图49。
14, 15	RFIN+, RFIN-	RF输入。RF输入一般以单端方式施加，RF输入信号交流耦合到RFIN+，RFIN-交流耦合到地。等效电路见图42。
EPAD		器件下方的裸露焊盘(EPAD)同样内部接地，需要通过良好的散热和电气路径连接到印刷电路板(PCB)的地。



### 典型工作特性

VPOS1 = VPOS2 = 5 V, 单端输入驱动, VRMS连接到VSET,  $V_{TGT} = 0.8 \text{ V}$ ,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ ,  $T_A = +25^\circ\text{C}$ (绿色)、 $-55^\circ\text{C}$ (淡蓝)、 $-40^\circ\text{C}$ (蓝色)、 $+85^\circ\text{C}$ (红色)、 $+105^\circ\text{C}$ (橙色)、 $+125^\circ\text{C}$ (黑色)。误差指所示校准点的斜率和截距。除非另有说明, 输入RF信号为正弦波(CW)。

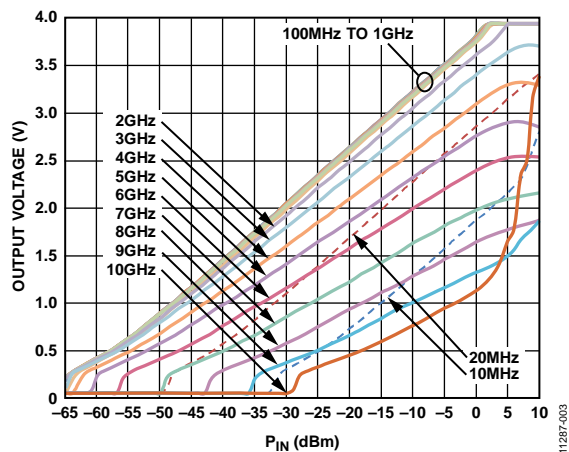


图3. 25°C时典型 $V_{RMS}$ 、输入功率(dBm)及频率(10 MHz至10 GHz)的关系

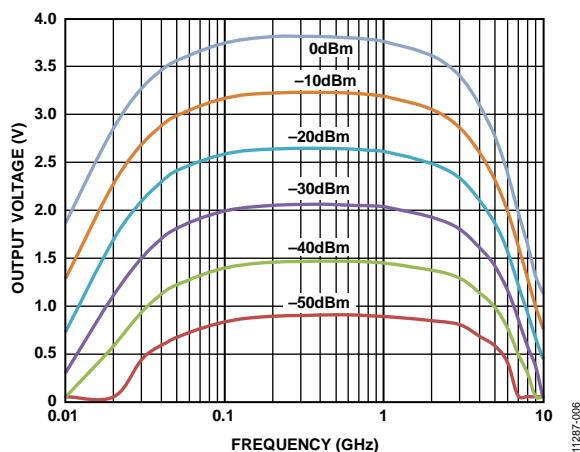


图6. 6种RF输入电平下典型VRMS与频率的关系

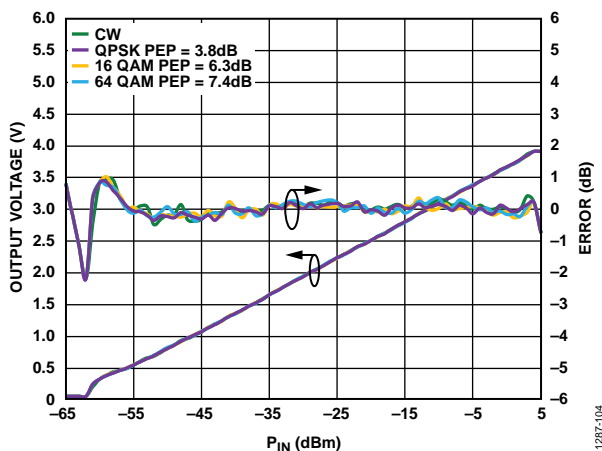


图4. 相对于CW线性基准的误差与信号调制的关系 (QPSK、16 QAM、64 QAM), 频率 = 900 MHz,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ , 三点校准于0 dBm、-40 dBm和-55 dBm

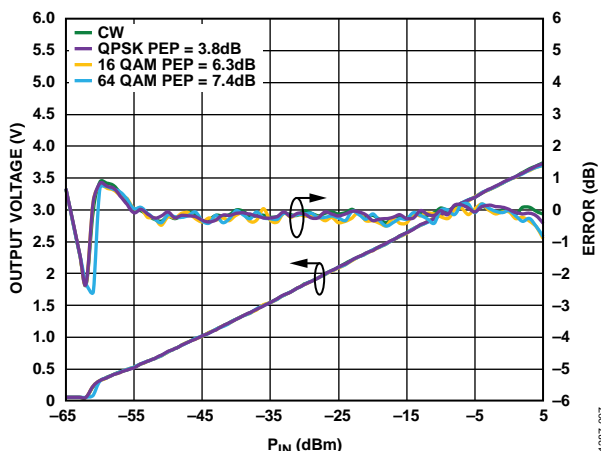


图7. 相对于CW线性基准的误差与信号调制的关系 (QPSK、16 QAM、64 QAM), 频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ , 三点校准于0 dBm、-40 dBm和-55 dBm

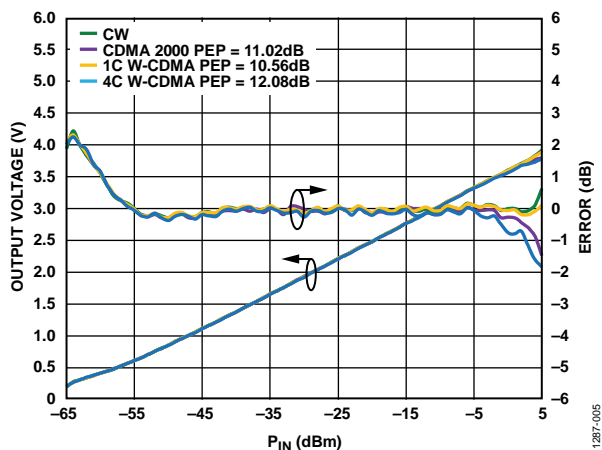


图5. 相对于CW线性基准的误差与信号调制的关系 (CDMA 2000、单载波W-CDMA、四载波W-CDMA), 频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ , 三点校准于0 dBm、-40 dBm和-55 dBm

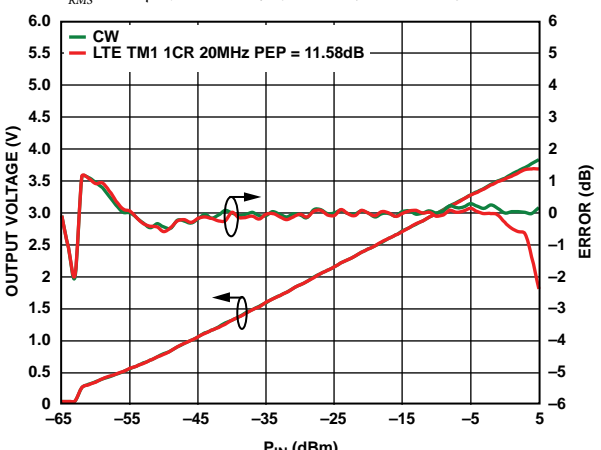


图8. 相对于CW线性基准的误差与信号调制的关系 (LTE TM1单载波、20 MHz), 频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 0.1 \mu\text{F}$ , 三点校准于0 dBm、-40 dBm和-55 dBm

# ADL5906

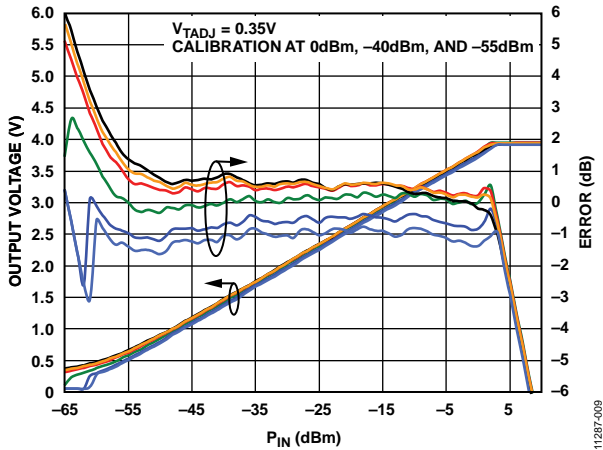


图9.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(100 MHz)

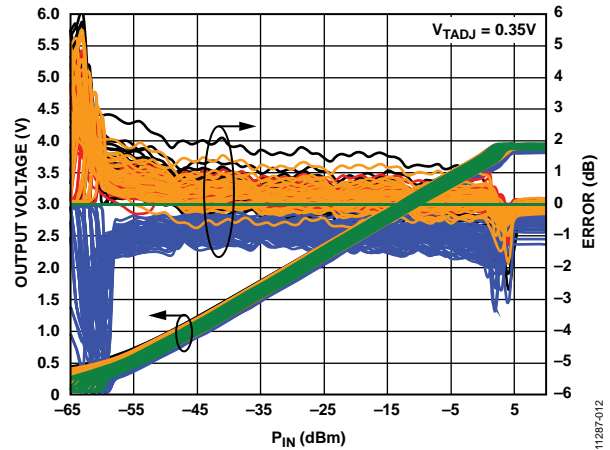


图12. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(100 MHz)

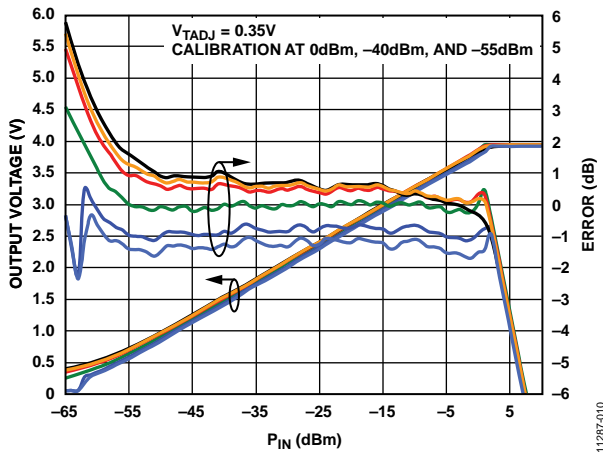


图10.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(700 MHz)

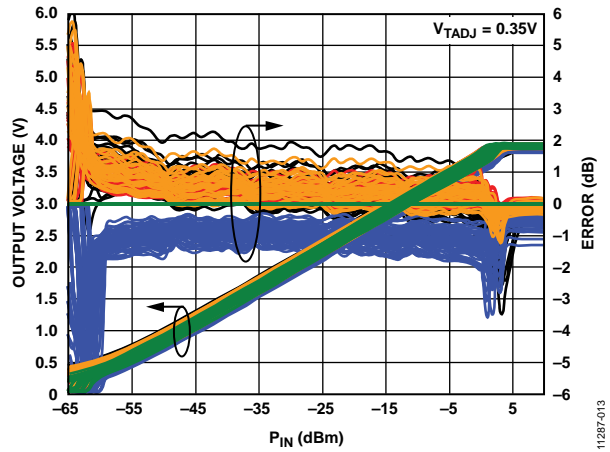


图13. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(700 MHz)

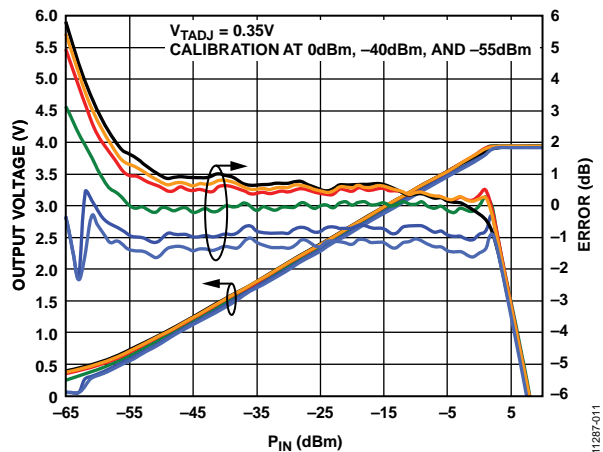


图11.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(900 MHz)

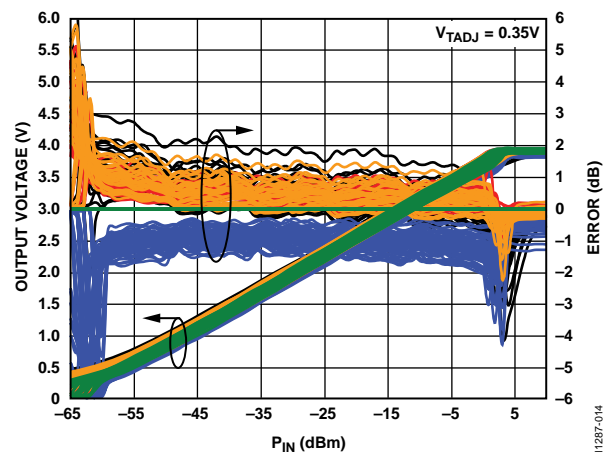


图14. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(900 MHz)

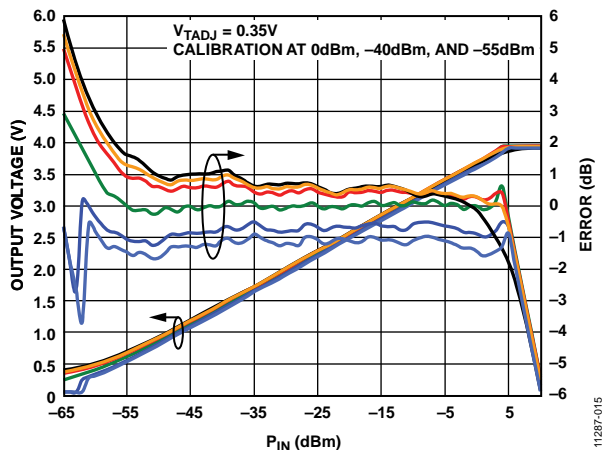


图15.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(1.9 GHz)

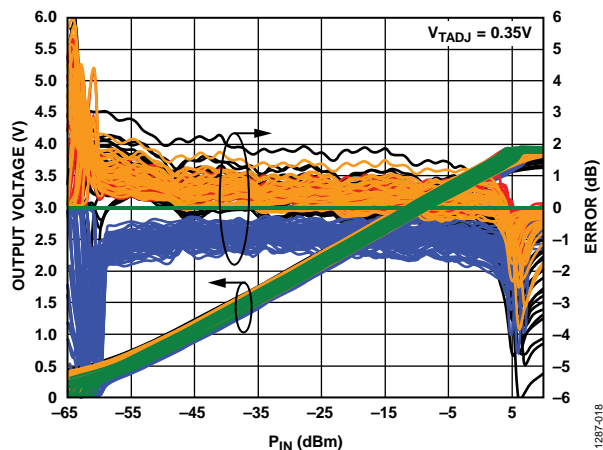


图18. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(1.9 GHz)

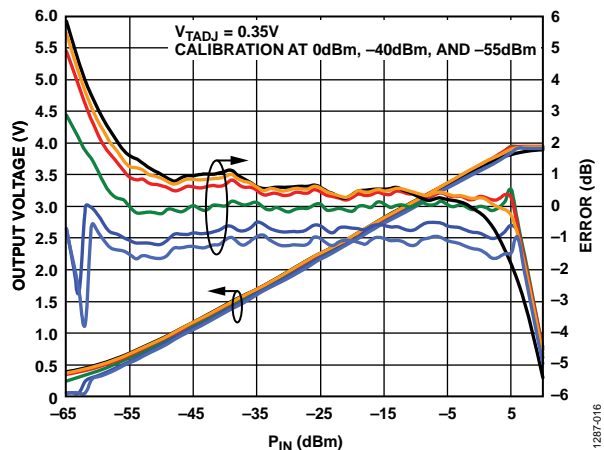


图16.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(2.14 GHz)

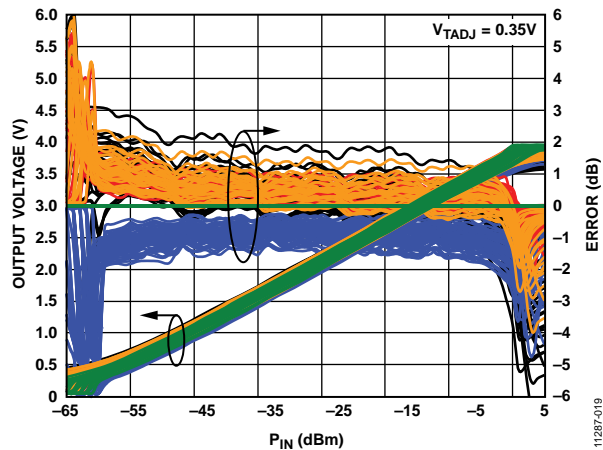


图19. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(2.14 GHz)

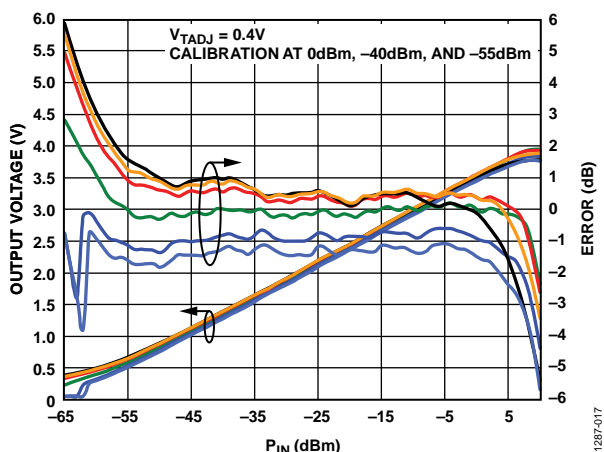


图17.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(2.6 GHz)

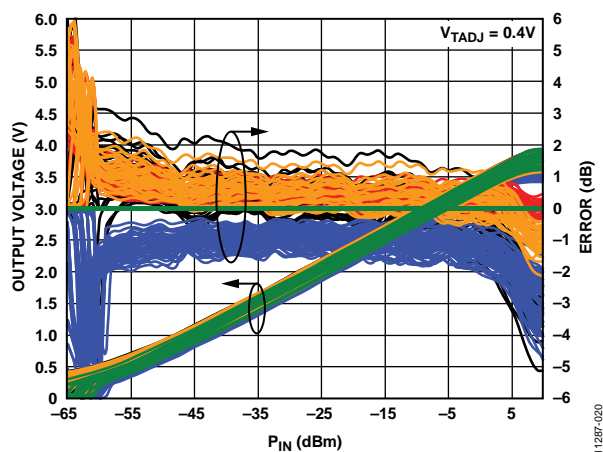


图20. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(2.6 GHz)

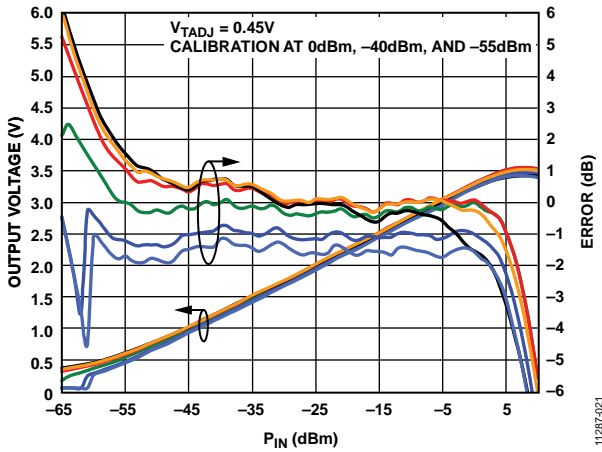


图21.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(3.5 GHz)

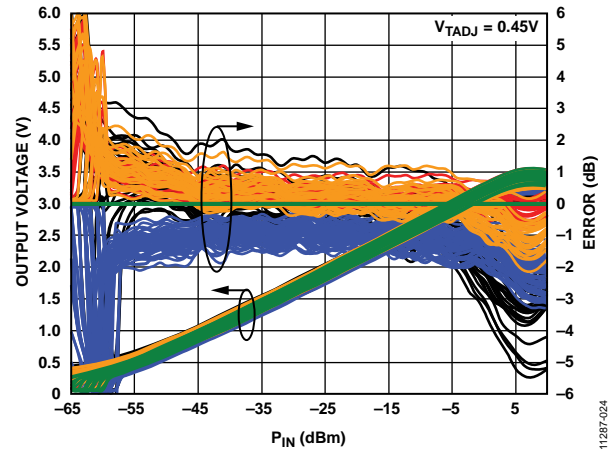


图24. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(3.5 GHz)

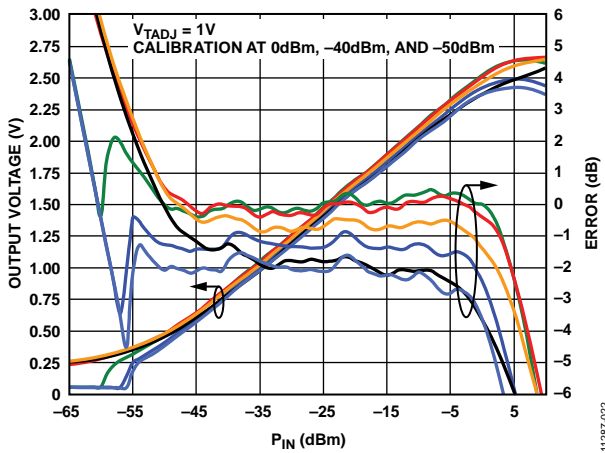


图22.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(5.8 GHz)

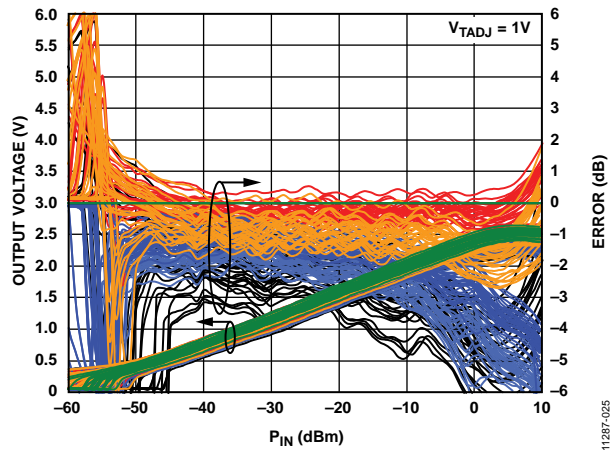


图25. 25°C时相对于 $V_{RMS}$ 的对数一致性误差分布与输入电平和温度的关系(5.8 GHz)

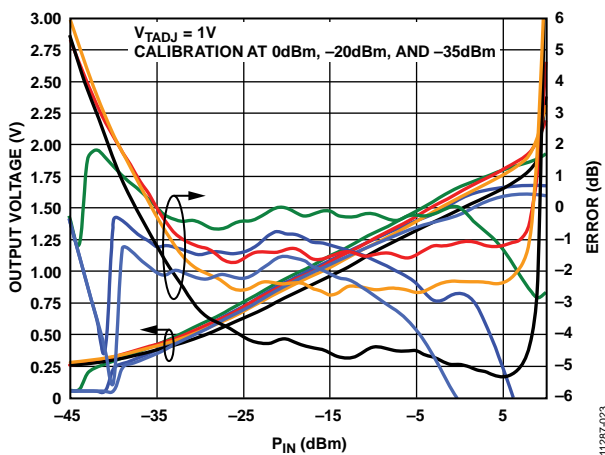


图23.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(8 GHz)

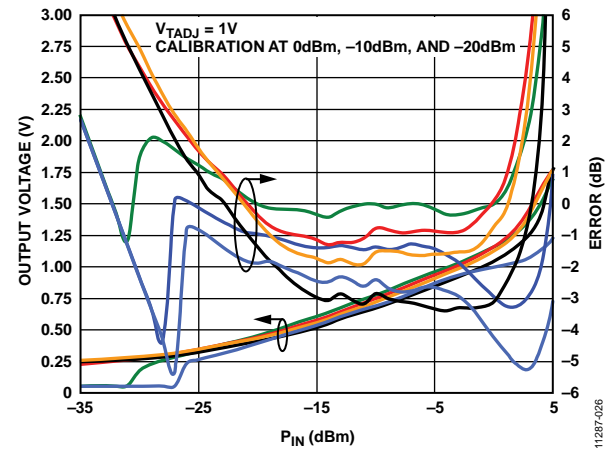


图26.  $V_{RMS}$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系(10 GHz)

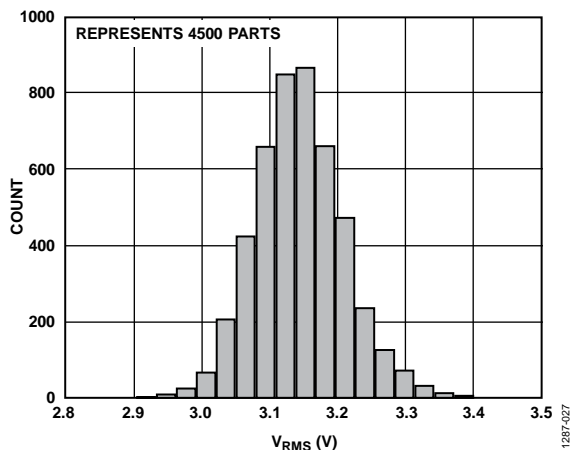


图27.  $V_{RMS}$  的分布 ( $P_{IN} = -10$  dBm, 900 MHz)

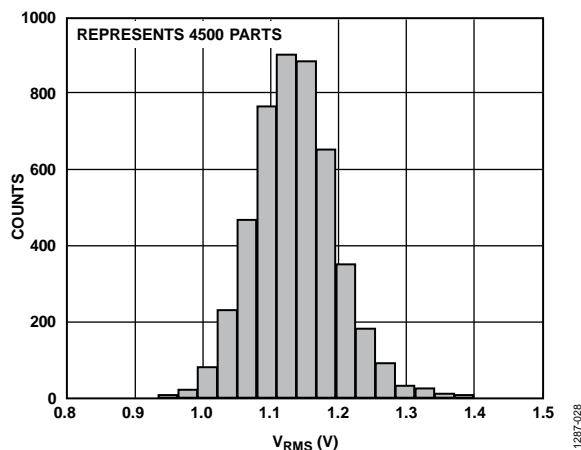


图28.  $V_{RMS}$  的分布 ( $P_{IN} = -45$  dBm, 900 MHz)

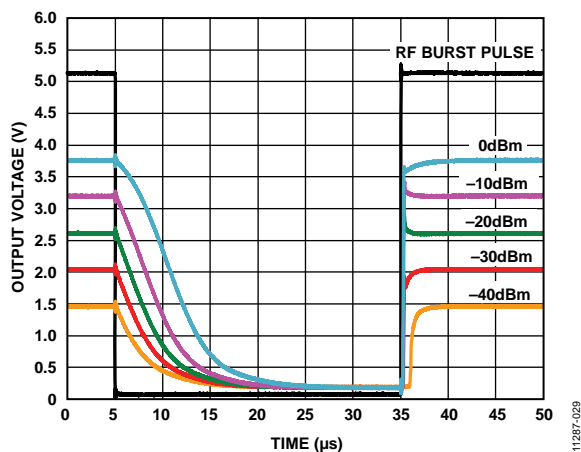


图29. 对RF突发输入的输出响应(载波频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 1$  nF)

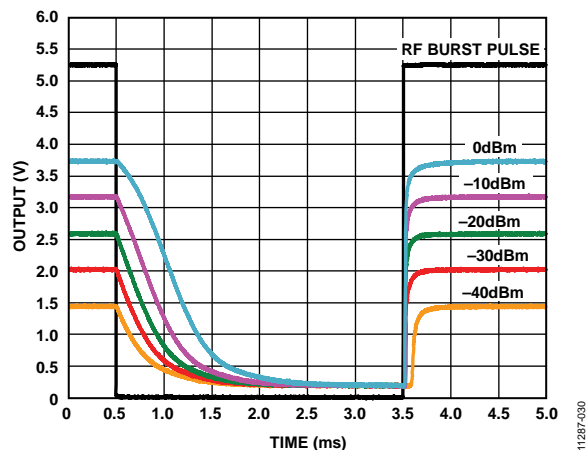


图30. 对RF突发输入的输出响应(载波频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 0.1$   $\mu$ F)

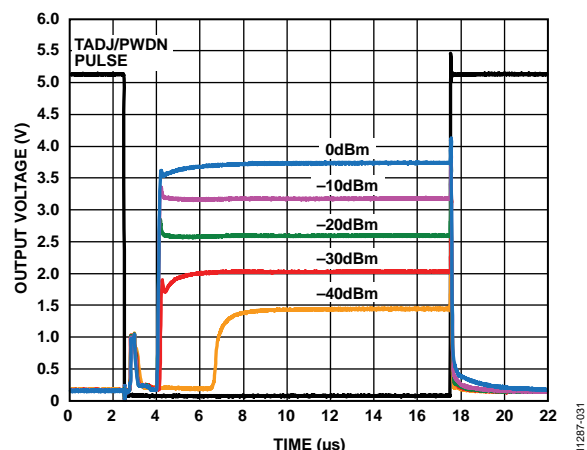


图31. 掉电模式下不同RF输入电平时的输出响应(载波频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 1$  nF)

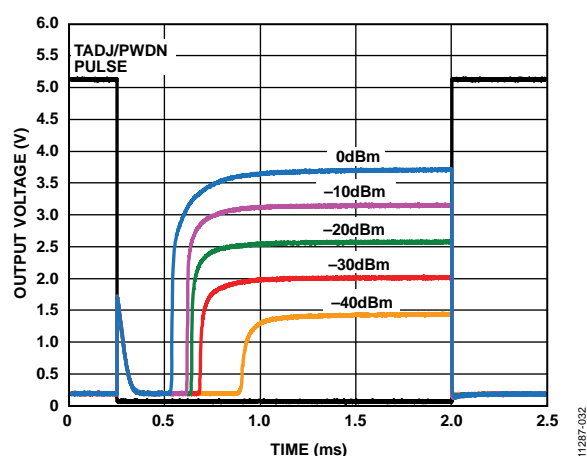


图32. 掉电模式下不同RF输入电平时的输出响应(载波频率 = 2.14 GHz,  $C_{RMS} = 0.1$   $\mu$ F)

# ADL5906

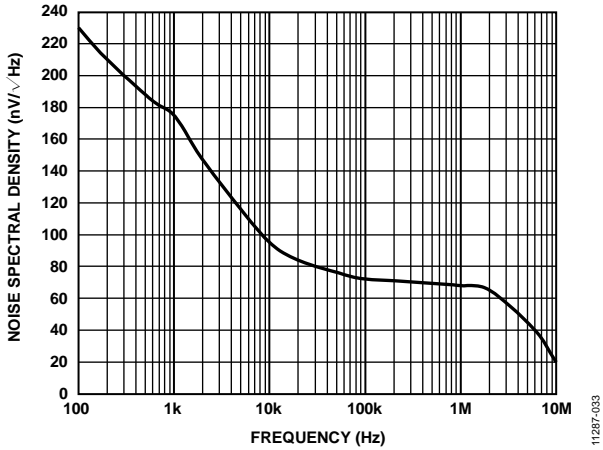


图33.  $V_{RMS}$  的噪声谱密度,  $P_{IN} = -10$  dBm、 $-35$  dBm和 $-60$  dBm (NSD与 $P_{IN}$ 的关系无变化),  $CRMS = 0.1 \mu F$

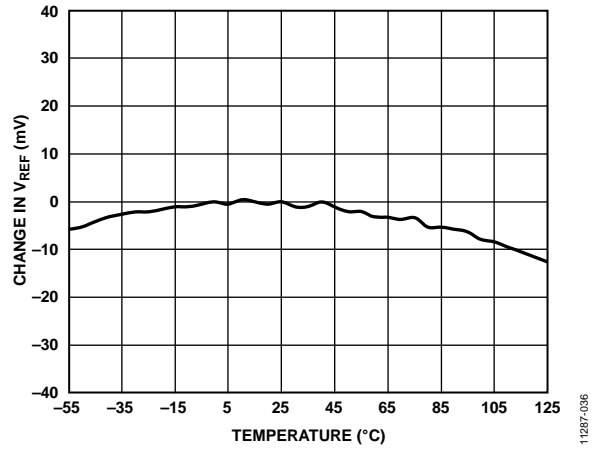


图36.  $V_{REF}$  变化与温度的关系(相对于 $25^\circ C$ ,  $P_{IN} = -40$  dBm)

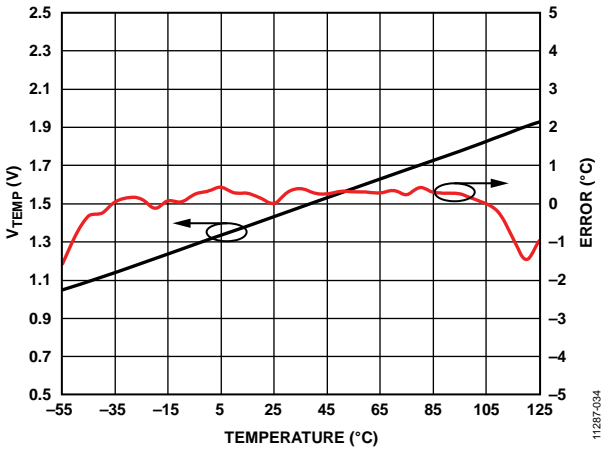


图34. 相对于直线的 $V_{TEMP}$ 和线性度误差与温度的关系(典型器件)

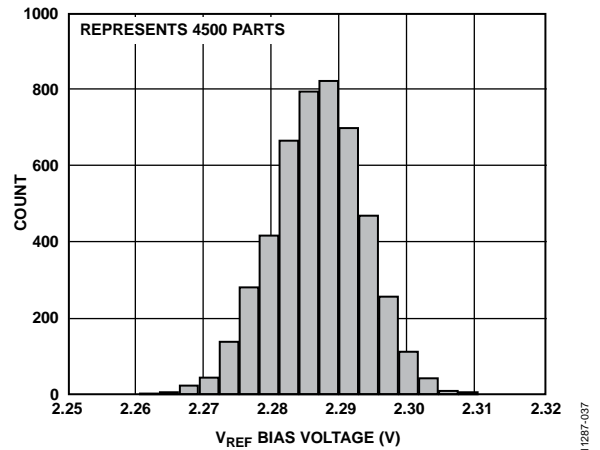


图37.  $25^\circ C$ 时 $V_{REF}$ 的分布, 无RF输入

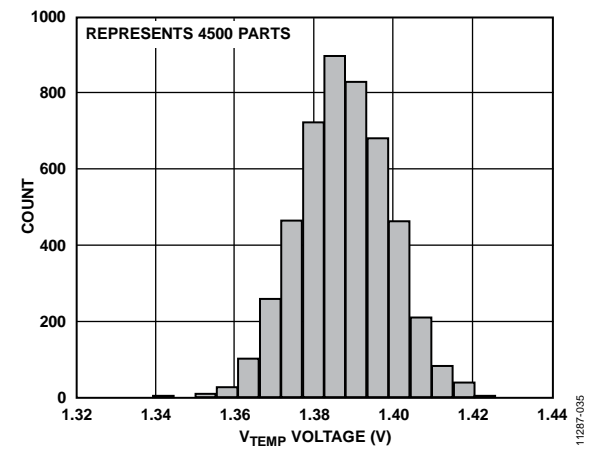


图35.  $25^\circ C$ 时 $V_{TEMP}$ 的分布, 无RF输入

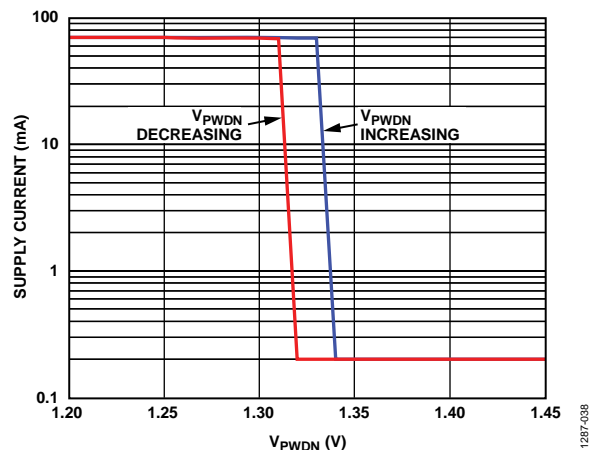


图38. 电源电流与 $V_{PDN}$ 的关系

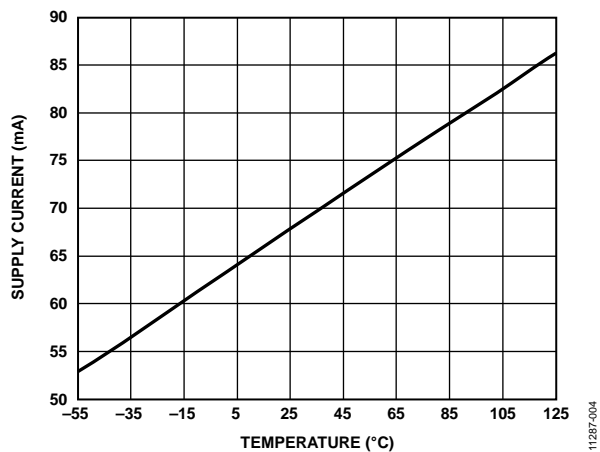


图39. 电源电流与温度的关系

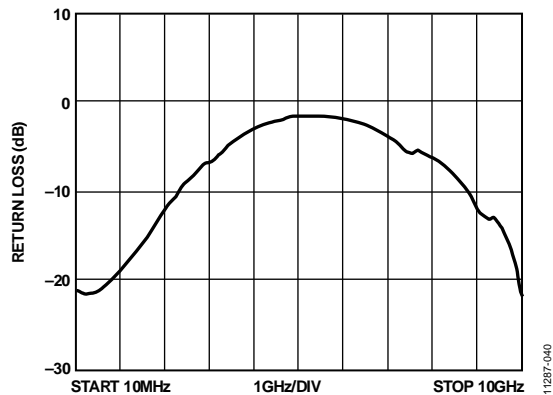


图40. RF输入端口的回损(10 MHz至10 GHz)

## 工作原理

ADL5906在功能上与ADL5902几乎相同，但频率范围更宽(10 MHz至10 GHz)。它是一款真均方根响应检波器，频率为2.14 GHz时，其测量范围为67 dB；频率高达5.8 GHz时，其测量范围大于57 dB。它与ADL5902和AD8363引脚兼容。在整个动态范围内，传递函数峰峰值纹波小于±0.3 dB。在-40°C至+125°C的温度范围和高达3.5 GHz的频率范围内，RMS输出测量的温度稳定性引起的误差典型值小于±1 dB。该器件能够精确测量具有高峰值均方根值比(峰值因子)的波形。

ADL5906包括一个高性能自动增益控制(AGC)环路。如图41所示，AGC环路由宽带宽可变增益放大器(VGA)、平方律检波器、幅度目标电路和输出驱动器组成。

本数据手册使用如下规则来区分引脚名称与该引脚上的信号：

- 引脚名称全大写，例如：CRMS、VSET、VRMS。
- 信号名称或与该引脚相关的值表示为引脚助记符加上上下标，例如： $C_{RMS}$ 、 $V_{SET}$ 、 $V_{RMS}$ 。

### 平方律检波器和幅度目标

VGA增益表示为：

$$G_{SET} = G_0 e^{-(V_{SET}/V_{GNS})} \quad (1)$$

其中：

$G_0$ 为基本固定增益。

$V_{GNS}$ 是定义增益斜率(每V电压的dB变化)的调整电压。增益随 $V_{SET}$ 提高而降低。

VGA输出为：

$$V_{SIG} = G_{SET} \times RF_{IN} = G_0 \times RF_{IN} e^{-(V_{SET}/V_{GNS})} \quad (2)$$

其中， $RF_{IN}$ 为施加于ADL5906输入引脚的交流电压。

VGA的输出 $V_{SIG}$ 施加于一个宽带平方律检波器。该检波器提高RF输入信号的真均方根响应，与波形无关。检波器输出 $I_{SQR}$ 是一个平均值为正的波动电流。 $I_{SQR}$ 与内部产生的电流 $I_{TGT}$ 之差由 $C_F$ 与连接到求和节点CRMS引脚的外部电容的并联组合积分。 $C_F$ 是一个片内26 pF滤波器电容，CRMS(连接到CRMS引脚的外部电容)可用来任意增加均值时间，同时减少响应时间。当AGC环路处于均衡状态时，

$$Mean(I_{SQR}) = I_{TGT} \quad (3)$$

此均衡仅在如下条件下发生：

$$Mean(V_{SIG}^2) = V_{TGT}^2 \quad (4)$$

其中， $V_{TGT}$ 是VTGT引脚上的电压。此引脚可方便地通过一个分压器连接到VREF引脚，从而建立约40 mV的目标RMS电压 $V_{ATG}(V_{TGT} = 0.8 \text{ V})$ 。

由于平方律检波器在电气特性上完全相同且精密匹配，因此工艺和温度相关的差异得以有效消除。

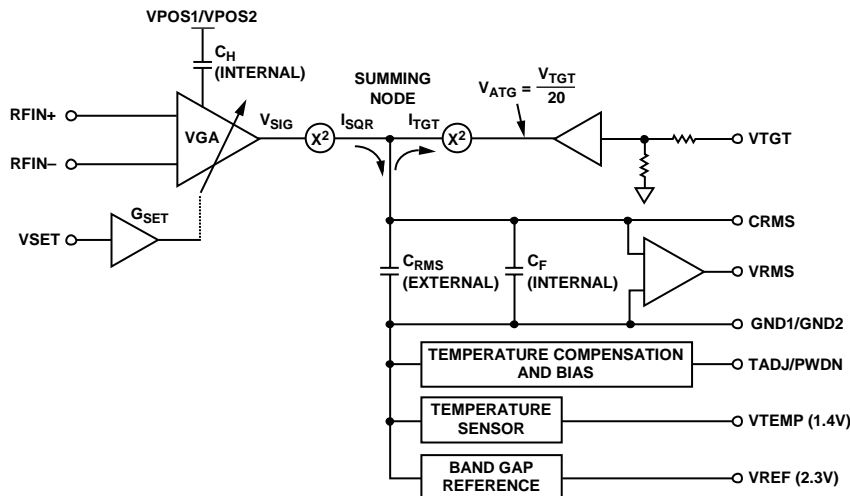


图41. 简化架构详情



通过改变VGA设定点来求解上述恒等式，可得到：

$$RMS(V_{SIG}) = \sqrt{\text{Mean}(V_{SIG}^2)} = \sqrt{(V_{ATG})^2} = V_{ATG} \quad (5)$$

代入公式2中的 $V_{SIG}$ 值可得：

$$RMS(G_0 \times RF_{IN} e^{-(V_{SET}/V_{GNS})}) = V_{ATG} \quad (6)$$

以测量器件连接时， $V_{SET} = V_{RMS}$ 。将 $V_{RMS}$ 求解为 $RF_{IN}$ 的函数：

$$V_{RMS} = V_{SLOPE} \times \log_{10}(RMS(RF_{IN})/V_Z) \quad (7)$$

其中：

$V_{SLOPE} = 1.12 \text{ V}/10\text{倍}$  (或 $56 \text{ mV}/\text{dB}$ ， $2.14 \text{ GHz}$ 时)。

$V_Z$ 为截止电压。

当 $RMS(RF_{IN}) = V_Z$ 时，意味着 $V_{RMS} = 0 \text{ V}$ ，因为 $\log_{10}(1) = 0$ 。如果ADL5906无灵敏度限制，这将使截距成为输入，迫使 $V_{RMS} = 0 \text{ V}$ 。

多数应用中，AGC环路通过设定点接口和VSET引脚闭合。测量模式下，VRMS直接连接到VSET(更多信息参见“测量模式基本连接”部分)。控制器模式下，一个控制电压施加于VSET，VRMS引脚通常驱动放大或衰减系统的控制输入。这种情况下，VSET引脚电压在ADL5906的RF输入端产生一个信号幅度，并通过反馈平衡系统。

## RF输入接口

图42显示了ADL5906中的RF输入连接。两个内部 $2.5 \text{ k}\Omega$ 电阻连接在RFIN+与RFIN-之间，主要用于设置输入阻抗。在偏置电阻的中心点，各引脚内部建立大约为电源电压一半的直流电平。RFIN+或RFIN-引脚可用作单端RF输入引脚。信号耦合电容连接在输入信号与RFIN+/RFIN-引脚之间。在很宽的工作频率范围内，从所需输入端连接到一个外部 $60.4 \text{ }\Omega$ 电阻产生 $50 \text{ }\Omega$ 等效阻抗。RF将另一输入引脚交流耦合到公共地。输入耦合电容的内部和外部电阻形成的输入信号高通转折频率为：

$$f_{HIGHPASS} = 1/(2 \times \pi \times 50 \times C) \quad (8)$$

其中，C的单位为法拉， $f_{HIGHPASS}$ 的单位为赫兹。

输入耦合电容的值必须足够大，以便让目标输入信号频率通过，并确定频率响应的下限。RFIN+和RFIN-也可利用一个巴伦以差分方式驱动。

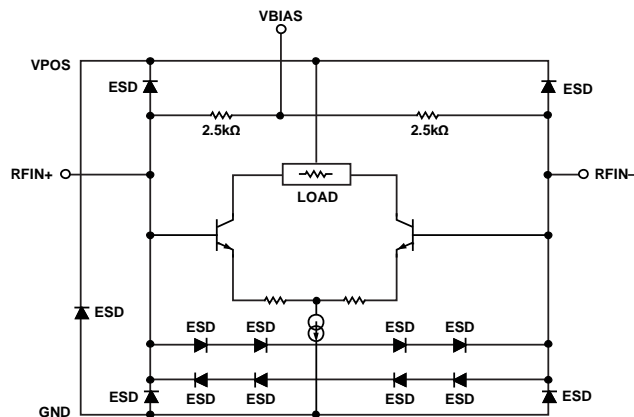


图42. RF输入

RF输入端采用了充分的ESD保护，这种保护会限制ADL5906的最大可能输入。

## 温度传感器接口

ADL5906提供一路温度传感器输出，其输出电压的调整系数约为 $4.8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ 。 $25^\circ\text{C}$ 时，输出最大能够提供 $4 \text{ mA}$ 的源电流和 $50 \text{ }\mu\text{A}$ 的吸电流。可将一个外部电阻连接在VTEMP与GND之间，以提供额外的吸电流能力。 $25^\circ\text{C}$ 时的典型输出电压约为 $1.4 \text{ V}$ 。

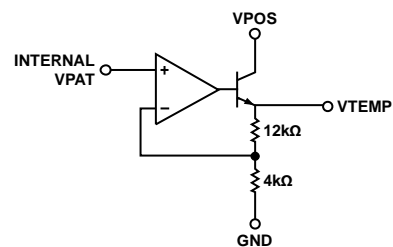


图43. TEMP接口原理示意图

## VREF接口

VREF引脚为用户提供内部产生的基准电压。VREF电压是不随温度而变化的 $2.3 \text{ V}$ 基准电压，最大能够提供 $4 \text{ mA}$ 的源电流和 $50 \text{ }\mu\text{A}$ 的吸电流。可将一个外部电阻连接在VREF与GND之间，以提供额外的吸电流能力。此引脚上的电压可用来驱动TADJ/PWDN和VTGT引脚。

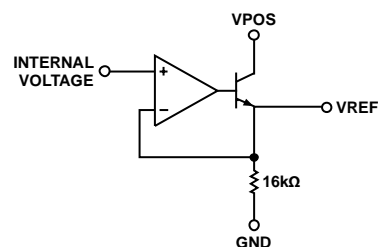


图44. VREF接口原理示意图

# ADL5906

## 温度补偿接口

ADL5906具有一个TADJ引脚，它能够利用与ADL5902相同的专有技术来优化温度性能。像ADL5902一样，ADL5906的引脚1具有双功能(TADJ/PWDN)，但PWDN功能经过重新设计，可以由低至1.8 V的CMOS逻辑驱动。有关掉电接口的更多信息，参见“掉电接口”部分。

为实现最佳性能，输出温漂必须利用TADJ引脚进行补偿。补偿的绝对值随频率和VTGT而变化。关于常用频率下的推荐VTADJ值，参见“设置VTADJ”部分。

ADL5906的温度补偿与ADL5902相比，一个区别是 $V_{TADJ}$ 调整的是检波器的斜率，而在ADL5902中，调整的则是截距。调整斜率对锁定温漂有利，因此可在大部分频率下产生平行的误差曲线。任何剩余的截距温漂可在采样VRMS后于数字域中降低，因为在最高大约5.8 GHz的频率下，截距温漂的重复性相当好(参见“利用VTEMP改善截距温漂”部分)。

设置值需要权衡，优化动态范围的某一方面可能意味着其他输入幅度的温漂性能不是最佳。此外，施加于VTGT引脚的电压不同也会影响温漂。性能曲线所示的TADJ电压全部是在VTGT为0.8 V下确定。对于与标称0.8 V相差不大的VTGT值，以及在最高大约5 GHz的频率下，这些TADJ电压应该是实现最佳温漂补偿的一个很好的起点。

利用 $V_{TADJ}$ 补偿器件的温漂可提供很大的灵活性。在给定输入功率下、对于动态范围的一个子集或在不同于数据手册所示的温度范围下，如果用户要求温漂最小，可以逐步改变 $V_{TADJ}$ ，同时监控 $V_{RMS}$ 在目标频率和幅度下随温度的变化。在给定功率和频率下实现最低温漂的最佳 $V_{TADJ}$ 是输出移动最小的 $V_{TADJ}$ 。

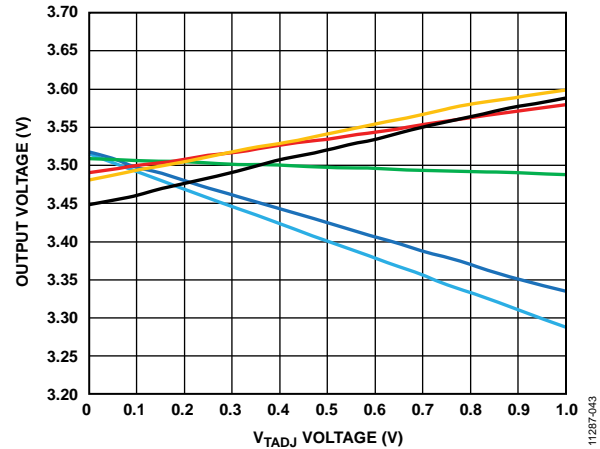


图45.  $V_{TADJ}$ 在不同温度、2.14 GHz、0 dBm下的效应

在器件温度接近25°C时，改变 $V_{TADJ}$ 对VRMS只有非常小的影响，但当温度远离25°C时，补偿电路的影响越来越大。

必须注意，斜率是相对于温度进行调整。其轴心点是在低输入功率水平下，因此，输入信号电平越大，VRMS输出移动越多。也就是说，接近最大输入功率时，温漂降低最多。这对大多数功率测量情况是有利的，因为较大功率下的误差更多表现为不利影响。

TADJ/PWDN引脚具有70 kΩ的标称输入电阻，可以从外部源方便地驱动，或者从VREF被电阻分压器衰减的值驱动。评估板示意图中显示了这些电阻(见图63)。 $V_{TADJ}$ 的电压范围是0 V至约1.0 V，因为器件掉电的逻辑阈值是约1.3 V。

## 掉电接口

图46显示了TADJ/PWDN接口的简化原理图。

25°C时ADL5906的静态电流和掉电电流分别为大约68 mA和250  $\mu$ A。双功能引脚TADJ/PWDN连接到温度补偿电路和掉电电路。温度补偿电路仅响应0 V至1 V的电压。当此引脚上的电压大于约1.4 V时，器件完全掉电。图38显示了此特性与 $V_{\text{PWN}}$ 的关系。内置70 k $\Omega$ 接地电阻的TADJ/PWDN引脚在1.8 V时的吸电流约为26  $\mu$ A，3.3 V时47  $\mu$ A，5 V时72  $\mu$ A。因此，用于禁用ADL5906的信号源必须具有足够大的电流能力。图31显示了不同RF输入电平下的典型响应时间。 $C_{\text{RMS}} = 1$  nF时，输出在约12  $\mu$ s内达到其稳态值的1 dB范围内，但基准电压达到最高精度所需的时间短得多。此唤醒响应随输入耦合和 $C_{\text{RMS}}$ 的值而改变。

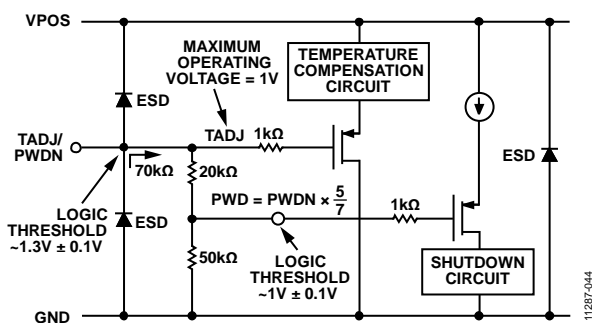


图46. TADJ/PWDN接口原理示意图

## VSET接口

VSET接口具有72 k $\Omega$ 的高输入阻抗。VSET上的电压转化为内部电流，用于设置内部VGA增益。VGA衰减控制约为18 dB/V。

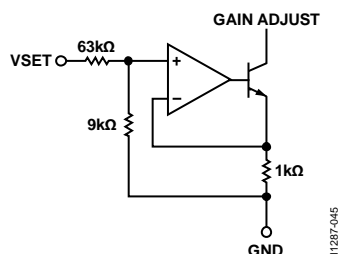


图47. VSET接口原理示意图

## 输出接口

ADL5906内置具有上拉和下拉能力的轨到轨输出驱动器。与复杂波形所需的典型均方根响应相比，电平转换电路和输出放大器的速度非常快。本质上，从CRMS引脚到VRMS输出的输出级仅是一个直流信号，因为依据定义， $V_{\text{RMS}}$ 应当是单个RMS值。VRMS引脚可提供最多10 mA的源电流和吸电流。

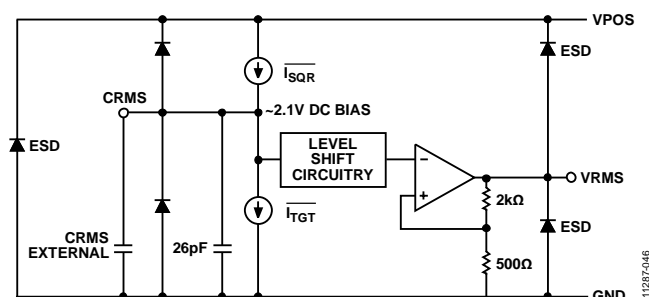


图48. VRMS接口原理示意图

## VTGT接口

目标电压可利用外部源设置，或通过一个电阻分压器将VREF引脚(标称值2.3 V)连接到VTGT引脚。VTGT引脚上的电压为0.8 V时，VGA必须提供以平衡AGC反馈环路RMS电压为0.8 V  $\times$  0.05 = 40 mV rms。本数据手册中的大部分特性信息是在 $V_{\text{TGT}} = 0.8$  V下获得。可以使用比这更高或更低的电压，但这样做会提高或降低内部平方单元的增益，导致截距相应地增加或减少。这也会影响灵敏度和可用测量范围，器件对不同载波调制方案的灵敏度也会受影响。随着 $V_{\text{TGT}}$ 降低，平方电路会产生更多的噪声。在低输入信号幅度下，这种噪声会明显出现在输出响应中。随着 $V_{\text{TGT}}$ 提高，调制引起的测量误差会增加，温漂一般会降低。选择 $V_{\text{TGT}}$ 值为0.8 V是这些特别折中的结果。

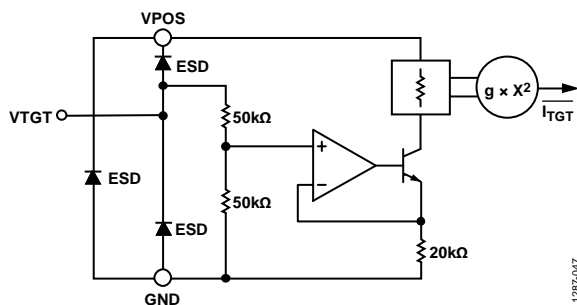


图49. VTGT接口

## 用于误差计算的偏置

误差曲线所用的斜率和截距是利用对工作范围中央收集到的数据执行线性回归得到的系数计算。典型工作特性部分中的误差曲线以两种形式显示：相对于理想线的误差和相对于25°C输出电压的误差。相对于理想线的误差是 $V_{RMS}$ 与理想直线拟合 $V_{RMS}$ 的dB差；理想 $V_{RMS}$ 是通过检波器线性范围内的线性回归拟合计算，通常是在25°C下。dB误差计算公式如下：

$$Error (dB) = (V_{RMS} - Slope \times (P_{IN} - P_Z)) / Slope \quad (9)$$

其中，PZ是x轴截距，表示为相对于1 mW(产生0 V输出的输入幅度，如果该输出是可能的)的dB数。

相对于理想线的误差衡量的不是绝对精度，因为它是利用各器件的斜率和截距计算得到。然而，它可验证线性度以及温度和调制对器件响应的影响。此类图的实例如图9所示。形成理想线的斜率和截距是25°C时CW调制下的斜率和截距。图4、图5、图7和图8显示了不同常用形式的调制下相对于理想CW线的误差。假设各器件在室温下进行校准，那么这种误差计算方法就是准确的。

对于第二种曲线形式，25°C对应的VRMS减去给定输入幅度和温度下的VRMS电压，然后除以25°C时的斜率，从而获得误差(单位dB)。此类曲线并未提供有关器件线性dB性能的任何信息，只是显示VRMS随温度变化的dB等效值(假设在25°C时校准)。从任何一个特定校准点计算误差时，此误差形式都是准确的。假设使用足够多的校准点，那么它在曲线所示的整个范围内都是准确的。图12显示了这种类型的曲线。

图34的误差计算与 $V_{RMS}$ 曲线的误差计算相似。 $V_{TEMP}$ 函数随温度变化的斜率和截距通过如下公式确定和应用：

$$Error (°C) = (V_{TEMP} - Slope \times (Temp - T_Z)) / Slope \quad (10)$$

其中：

$V_{TEMP}$ 是该温度下TEMP引脚的电压。

Slope典型值为4.8 mV/°C。

Temp是ADL5906的环境温度(单位为摄氏度)。

$T_Z$ 是x轴截距，单位为摄氏度(导致 $V_{TEMP}$ 为0 V的温度，如果这是可能的)。

## 测量模式基本连接

ADL5906的基本连接电路如图51所示。ADL5906要求标称5 V的单电源供电。电源连接到VPOS1和VPOS2电源引脚。各引脚应利用两个电容去耦，电容值应等于或接近于图51所示的值。这些电容应尽可能靠近VPOS引脚。三个不连接引脚(NIC)内部无连接。这些引脚保持不连接。

外部60.4 Ω电阻结合ADL5906的较高RF输入阻抗，提供宽带50 Ω匹配。此电阻与RFIN+之间应放置一个交流耦合电容。利用相同值的电容将RFIN-输入交流耦合到地。要在10 MHz以下频率工作，耦合电容至少必须为100 pF。

将VRMS引脚连接到VSET引脚，ADL5906即处于测量模式。在测量模式下，输出电压与均方根输入信号电平值的对数成比例。

## 设置 $V_{TADJ}$

如“工作原理”所述，将一个电压施加于TADJ引脚，可补偿输出温漂。补偿电压随频率而变化。TADJ引脚的电压可从一个连接到VREF引脚的电阻分压器轻松获得。表4给出了-55°C至+125°C工作范围内的推荐VTADJ电压和电阻分压器值。选择电阻值应注意，既不能从VREF引脚吸取太多电流( $I_{OUTMAX} = 4 \text{ mA}$ )，也不能过大，以至于 $V_{TADJ} = 1 \text{ V}$ 时的最大偏置电流(14 μA)影响由此产生的电压。

$V_{TADJ}$ 功能是对ADL5906的输出斜率进行温度补偿。“利用 $V_{TEMP}$ 改善截距温漂”部分说明了如何进一步提高ADL5906的温度稳定性。

表4. 推荐的 $V_{TADJ}$ 电压

频率	$V_{TADJ}$ (V)	R9 (Ω)	R12 (Ω)
10 MHz至2.14 GHz	0.35	1500	270
2.6 GHz	0.4	1500	316
3.5 GHz	0.45	1500	365
5.8 GHz	1.0	1540	1200
8 GHz	1.0	1540	1200
10 GHz	1.0	1540	1200

## 设置 $V_{TGT}$

如“工作原理”部分所述， $V_{TGT}$ 上的电压设置为0.8 V是实现出色RMS精度与最大动态范围折中的结果。 $V_{TGT}$ 上的电压可利用电阻分压器从VREF引脚获得，如图51所示。像选择设置 $V_{TADJ}$ 电压的电阻一样，设置 $V_{TGT}$ 的电阻值必须合理，既不能从VREF吸取太多电流，也不能引起偏置电流误差。此外还应注意VREF必须提供用来产生 $V_{TADJ}$ 和 $V_{TGT}$ 电压的总电流。图51和表4给出的值产生的最大VREF电流为1.7 mA。此电流远低于VREF最大额定电流4 mA。

## 选择 $C_{RMS}$ 的值

$C_{RMS}$ 为内部均方根计算提供均值功能。 $C_{RMS}$ 使用最小值时，对脉冲波形的响应时间最短，但会在输出电压信号中留下明显的输出噪声。同样的道理，大滤波器电容会降低输出噪声，但响应时间会受影响。

在响应时间不太重要的应用中，可以将一个相对较大的电容放在 $C_{RMS}$ 引脚上。图51中使用0.1  $\mu\text{F}$ 的值。对于大多数信号调制方案，此值可确保出色的RMS测量一致性和低残余输出噪声。 $C_{RMS}$ 不存在最大电容限值。

图50显示ADL5906由单载波W-CDMA信号驱动时，输出噪声如何随 $C_{RMS}$ 而变化(测试型号TM1-64、峰值包络功率 = 10.56 dB、带宽 = 3.84 MHz)。

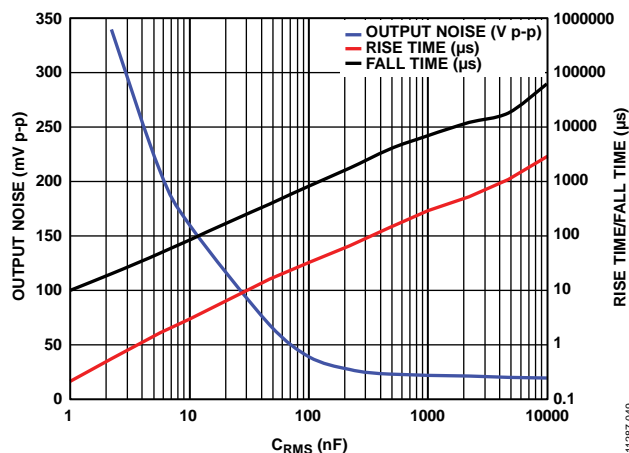


图50. 输出噪声、上升和下降时间与 $C_{RMS}$ 电容的关系，单载波W-CDMA (TM1-64)、2.14 GHz、 $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$

图50还显示了 $C_{RMS}$ 值如何影响响应时间。为测量此时间，将一个2.14 GHz、0 dBm的RF突发脉冲施加于ADL5906，然后测量10%至90%上升时间和90%至10%下降时间。

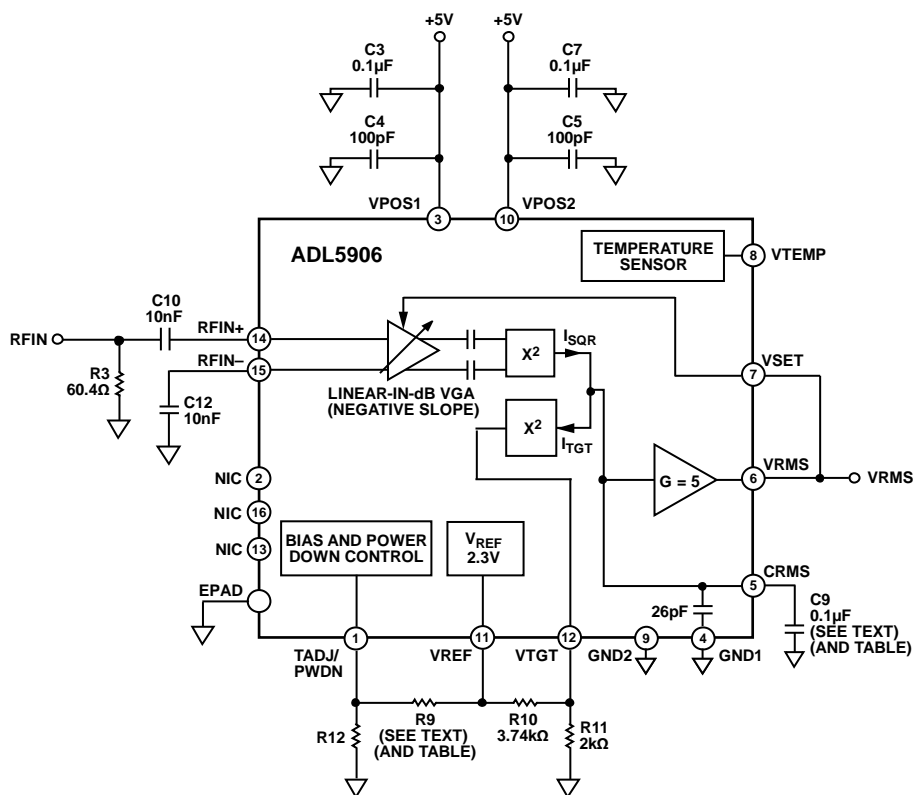


图51. 测量工作模式下的基本连接

# ADL5906

表5. 不同调制方案下的推荐最小C<sub>RMS</sub>值

调制/标准	峰值包络功率比 (dB)	载波带宽 (MHz)	C <sub>RMSMIN</sub> (nF)	输出噪声 (mV p-p)	上升/下降时间(μs)
QPSK, 5 MSPS(SQR COS滤波器、α = 0.35)	3.8	5	1	84	0.2/10
QPSK, 15 MSPS(SQR COS滤波器、α = 0.35)	3.8	15	1	42	0.2/10
64 QAM, 1 MSPS(SQR COS滤波器、α = 0.35)	7.4	1	10	265	3/85
64 QAM, 5 MSPS(SQR COS滤波器、α = 0.35)	7.4	5	1	380	0.2/10
64 QAM, 13 MSPS(SQR COS滤波器、α = 0.35)	7.4	13	1	205	0.2/10
W-CDMA, 单载波, TM1-64	10.56	3.84	1	820	0.2/10
W-CDMA四载波, TM1-64, TM1-32, TM1-16, TM1-8	12.08	18.84	1	640	0.2/10
LTE, TM1, 单载波, 20 MHz(2048 QPSK子载波)	11.58	20	1	140	0.2/10

表5给出了常用调制方案下的推荐最小C<sub>RMS</sub>值。使用较低的电容值会导致RMS测量误差。同时显示了输出响应时间。如果表5所示的输出噪声过高，可通过如下方式予以降低：

- 提高C<sub>RMS</sub>
- 在ADL5906的输出电压被模数转换器(ADC)采样后，实施一个均值算法。

表5中的值是依据实验确定的最小容值，对于特定信号类型，它可确保良好的RMS精度。测试从C<sub>RMS</sub>引脚上的一个较大电容值(例如10 μF)开始。对于固定输入功率水平(例如-10 dBm)，记下V<sub>RMS</sub>的值。然后逐步降低C<sub>RMS</sub>的值(可利用按钮式电容来实现)，直到V<sub>RMS</sub>的值开始偏离其原始值(这表明RMS计算的精度在下降，C<sub>RMS</sub>变得太小)。

一般而言，随着载波的峰均比提高，所需的最小RMS均值电容值会提高。所需的最小C<sub>RMS</sub>也会随着载波带宽降低而提高。对于窄带载波，V<sub>RMS</sub>输出的噪声谱一般也较窄。相对较窄的频谱曲线要求较大的C<sub>RMS</sub>值，以降低均值功能的低通转折频率，并确保RMS计算有效。

## 输出电压调整

ADL5906的标称线性输出电压范围为0.3 V至3.7 V。V<sub>RMS</sub>箝位至约3.9 V的最大电压，这有助于提高下降沿建立速度，因为V<sub>RMS</sub>输出更接近标称线性dB输出范围0.3 V至3.7 V。在0 V至3.9 V最大输出范围内，斜率可通过附加电阻根据需要进行调整，如图52所示。

如果仅使用ADL5906 RF输入功率范围的一部分(例如-10 dBm至-60 dBm)，可提高调整率，使该缩小的输入范围适合ADL5906的可用输出摆幅(0 V至3.9 V)。

只需在输出引脚上增加一个分压器，便可降低输出摆幅，如图52的A侧所示。ADL5906与0 V至2.5 V输入范围的ADC接口时，需要降低输出调整率。

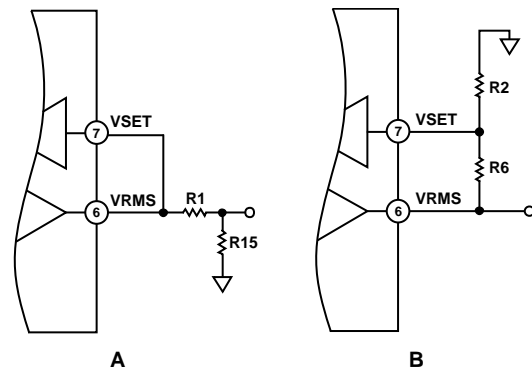


图52. 降低和提高斜率

输出电压摆幅可利用与设置运算放大器在同相模式下的增益相似的技术来提高(参见图52的B侧)，VSET引脚等效于运算放大器的反相输入。

VRMS连接到VSET时，ADL5906的标称传递函数为：

$$V_{RMS} = Slope \times (P_{IN} - Intercept)$$

例如，在3.5 GHz时，如果PIN等于0 dBm，则标称输出电压等于0.052 V/dB × (0 dBm - (-64 dBm)) = 3.328 V。

要利用电阻分压器下调此电压，选择R15的值后，利用下式计算R1：

$$R1 = R15 \times \left( \frac{V_{RMS}}{V_{RMS}} - 1 \right) \quad (11)$$

要上调此电压，选择R2的值后，利用下式计算R6：

$$R6 = (R2 \parallel R_{IN}) \left( \frac{V'_{RMS}}{V_{RMS}} - 1 \right) \quad (12)$$

其中：

$R_{IN}$ 是VSET的输入电阻(72 kΩ)。

$V'_{RMS}$ 是所需的最大输出电压。

$V_{RMS}$ 是调整前的标称最大输出电压(参见图9至图26)。

选择R1、R2、R6和R15时，应注意VRMS引脚的电流驱动能力和VSET引脚的输入电阻。所选的电阻不能过小，否则将从VRMS引脚吸取过大电流(VRMS引脚最大可提供10 mA电流)。另一方面，R2太大也会造成问题。如果所选的R2值与VSET引脚的输入电阻(72 kΩ)相容，此输入电阻(随器件不同而略有差异)将影响相应的斜率和输出电压。一般而言，应确保R2的值至少比VSET的输入电阻小10倍。因此，R6和R2的值必须在1 kΩ到5 kΩ范围内。R1和R15必须使用类似的值。

另外，还必须考虑输出摆幅的器件和频率差异，以及ADL5906输出级的最大输出电压(3.9 V)。“典型工作特性”部分已清楚地显示主要频段的VRMS器件间分布(参见图12至图14、图18至图20、图24和图25)。表6中的电阻值(基于3.5 GHz工作模式而计算)是保守选择的结果，确保所需的输出电压摆幅绝不会超过ADL5906的输出摆幅(上调时)或0 V至2.5 V ADC的输入范围(下调时)。每种情况所得到的标称最大电压比所需最大值低100 mV，以便补偿器件间差异和电阻容差。

表6. 3.5 GHz时的输出电压范围调整示例

所需输入范围(dBm)	斜率提高		斜率降低		新斜率(mV/dB)	标称最大输出电压(V)
	R6 (Ω)	R2 (Ω)	R1 (Ω)	R15(Ω)		
0 to -60	274	2000			59	3.8
-10 to -50	681	2000			70	3.8
0 to -60			787	2000	37	2.4
-10 to -50			348	2000	44	2.4

## 系统校准和误差计算

图53显示了2.14 GHz时ADL5906的实测传递函数，其中包含两条曲线：输出电压与输入电平的关系和线性误差与输入电平的关系。输入电平在-65 dBm至+5 dBm范围内变化时，输出电压在约0.25 V至约3.9 V范围内变化。

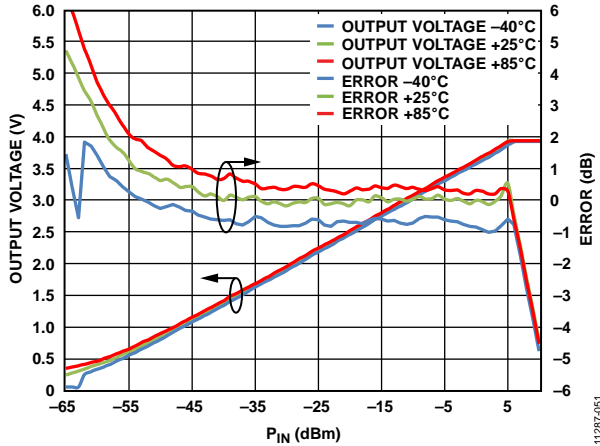


图53. 2.14 GHz  $V_{RMS}$  和对数一致性误差 (+25°C、-40°C和+85°C时，使用0 dBm和-40 dBm两点校准)

由于斜率和截距随器件而不同，因此必须执行电路板级校准以实现高精度。理想输出电压的公式可以表示为：

$$V_{RMS(IDEAL)} = Slope \times (P_{IN} - Intercept) \quad (13)$$

其中：

Slope是输出电压的变化除以输入功率的变化(dB)。

Intercept是输出电压等于0 V时计算所得的输入功率水平(注意，Intercept是一个外推的理论值，不是实测值)。

一般而言，校准是在设备制造期间执行，方法是将两个或更多已知信号电平施加于ADL5906输入端，然后测量对应的输出电压。校准点必须在器件线性工作范围内。

采用两点校准时，斜率和截距计算如下：

$$Slope = (V_{RMS1} - V_{RMS2}) / (P_{IN1} - P_{IN2}) \quad (14)$$

$$Intercept = P_{IN1} - (V_{RMS1} / Slope) \quad (15)$$

执行设备校准，算出斜率和截距，并将其存储在非易失性存储器中后，就可以利用一个公式根据检波器的输出电压计算未知输入功率。

$$P_{IN}(Unknown) = (V_{RMS(MEASURED)} / Slope) + Intercept \quad (16)$$

对数一致性误差是指此直线与检波器实际性能的差异。

$$Error(dB) = (V_{RMS(MEASURED)} - V_{RMS(IDEAL)}) / Slope \quad (17)$$

图53显示了+25°C、-40°C和+85°C时该误差的曲线(使用0 dBm和-40 dBm两点校准)。依据定义，25°C时校准点(本例中是-40 dBm和0 dBm)的误差等于0 dB。

在该两点校准误差图上，可明显看到传递函数的残余非线性，这可通过增加校准点数目来降低。图54显示了三点校准的校准后误差图。使用多点校准时，传递函数被分为多段，每段都有自己的斜率和截距。施加多个已知功率水平(本例中是三个)，并测量多个电压。设备工作时，检波器的实测电压首先用于确定要使用哪一组存储的斜率和截距校准系数。然后将适当的斜率和截距值代入公式16，计算未知功率水平。

选择校准点时，不要求各点之间的间隔距离相等，校准点数量亦无限制。但是，使用的校准点越多，则校准时间越长。

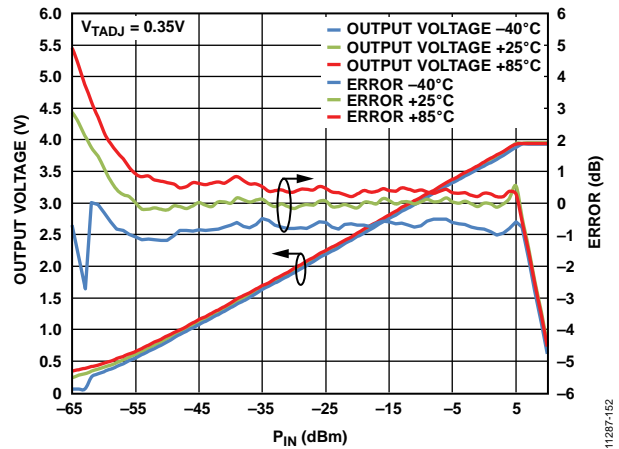


图54. 2.14 GHz  $V_{RMS}$  和对数一致性误差 (+25°C、-40°C和+85°C时，使用0 dBm、-40 dBm和-55 dBm三点校准)

图54中，-40°C和+85°C误差图是利用+25°C时的斜率和截距值产生。这与批量生产环境下的设备校准是一致的，因为在这种环境下，多温度校准是不切实际的。



## 利用 $V_{TEMP}$ 改善截距温漂

在 $V_{TEMP}$ 和 $V_{RMS}$ 均由ADC数字化的应用中， $V_{TEMP}$ 电压可用来进行进一步改善ADL5906的温漂。

如图54所示，在2140 MHz时，虽然斜率不随温度而变化，但ADL5906的截距却随温度而略有变化(+85°C约为+0.3 dB，-40°C时约为-0.8 dB)。在大多数功率下，截距的这种变化不随输入功率而变化。表7列出了在100 MHz至5.8 GHz的频率范围内 $V_{RMS}$ 的平均温度系数(单位为mV/°C)。此温度系数通过下式计算：

$$TC_{VRMS} = (DRIFT_{VRMS}/\Delta_{TEMP}) \times Slope \quad (18)$$

$DRIFT_{VRMS}$ 是在0 dBm的输入功率水平下，从环境温度变化到-40°C或+85°C时 $V_{RMS}$ 的额定漂移(用dB表示，见表1)。

$\Delta_{TEMP}$ 等于+65°C(冷漂移，即+25°C - (-40°C))或+60°C(热漂移，即+85°C - +25°C)。Slope是 $V_{RMS}$ 的额定斜率(见表1)。

例如，在2.14 GHz时，热漂移的 $TC_{VRMS}$ 可计算如下：

$$TC_{VRMS} = (0.3 \text{ dB}/60^\circ\text{C}) \times 56 \text{ mV}/\text{dB} = 0.28 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

所用的斜率值也可以是器件校准期间计算出的斜率，这将使结果略微更精确，因为不同器件的斜率略有差异。

表7还列出了 $V_{TEMP}$ 温度传感器输出的典型温度系数。要计算特定频率下需要的适当补偿量，应计算 $V_{TEMP}$ 权重系数，即 $V_{TEMP}$ 和 $V_{RMS}$ 的温度系数之比。表7同样给出了这些权重系数。

使用表7所示的数据， $V_{RMS}$ 的调整值( $V_{RMS}'$ )可通过下式计算：

$$V_{RMS}' = V_{RMS} - \left( \frac{V_{TEMP} - V_{TEMP25}}{\text{Weighting Factor}} \right) \quad (19)$$

其中：

$V_{TEMP25}$ 等于环境温度下系统校准期间 $V_{TEMP}$ 的实测电压。

$V_{TEMP}$ 等于正常工作时 $V_{TEMP}$ 的电压。

图55至图62显示了在100 MHz至5.8 GHz的频率范围内，当应用该温度补偿算法时， $V_{RMS}'$ 与输入电平和温度的典型关系图。

从系统校准和工作角度看，实现这一算法唯一需要的额外测量是在校准期间(即环境温度下)测量和存储 $V_{TEMP}$ ，并在工作期间测量 $V_{TEMP}$ 。实现该算法所需的所有其他信息(即 $V_{RMS}$ 的标称温漂和 $V_{TEMP}$ 的温漂)均基于数据手册的典型规格。

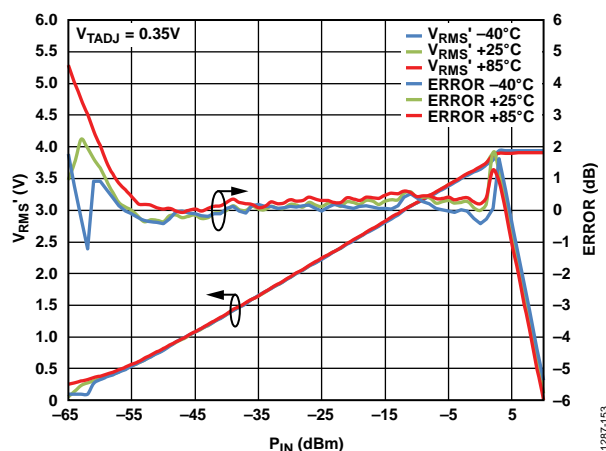


图55.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (100 MHz, 使用 $V_{TEMP}$ 截距补偿)

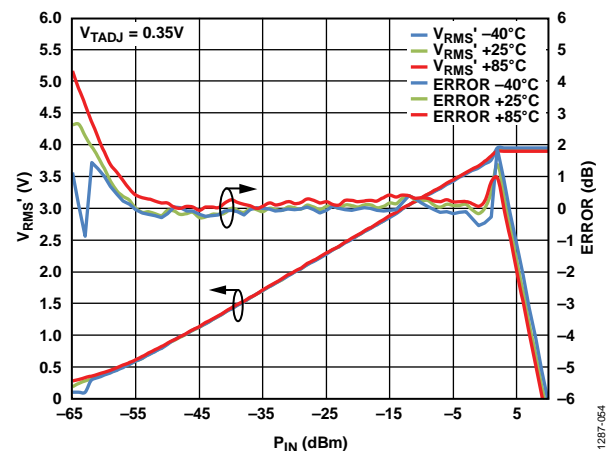


图56.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (700 MHz, 使用 $V_{TEMP}$ 截距补偿)

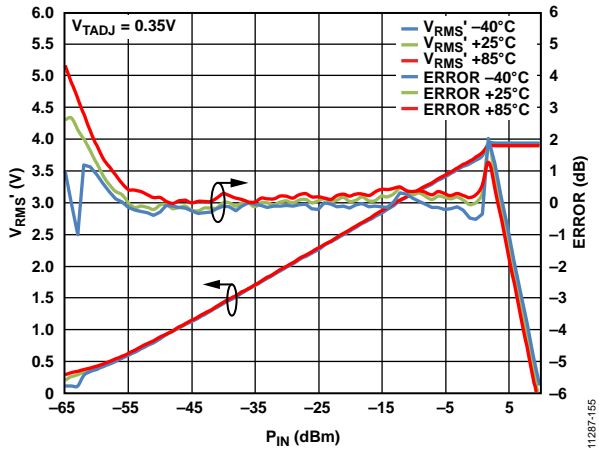


图57.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (900 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

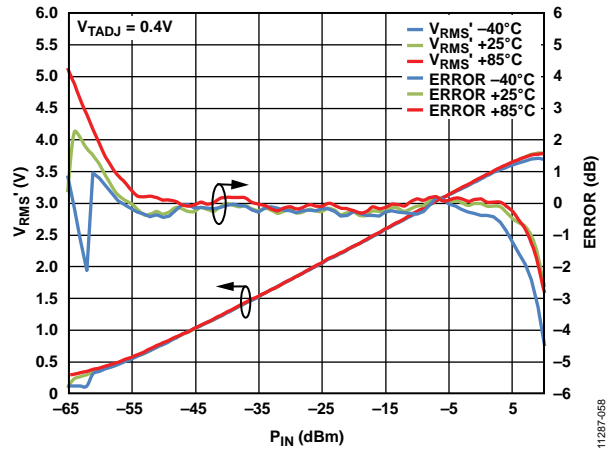


图60.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (2600 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

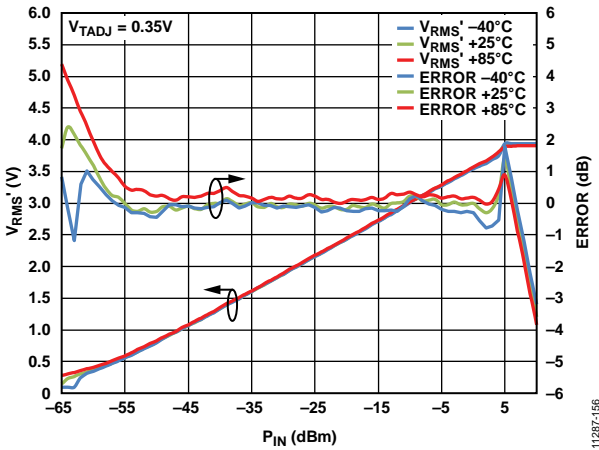


图58.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (1900 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

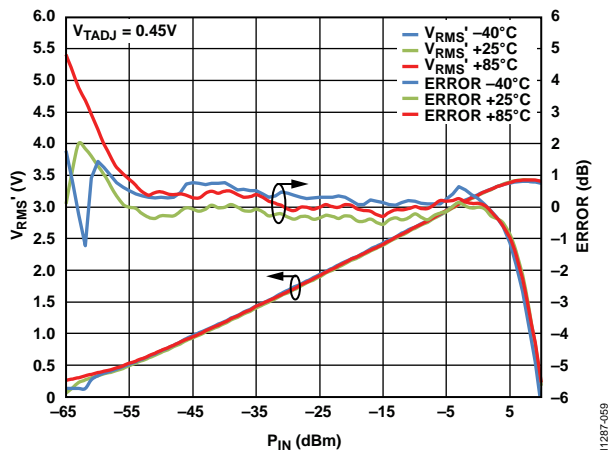


图61.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (3500 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

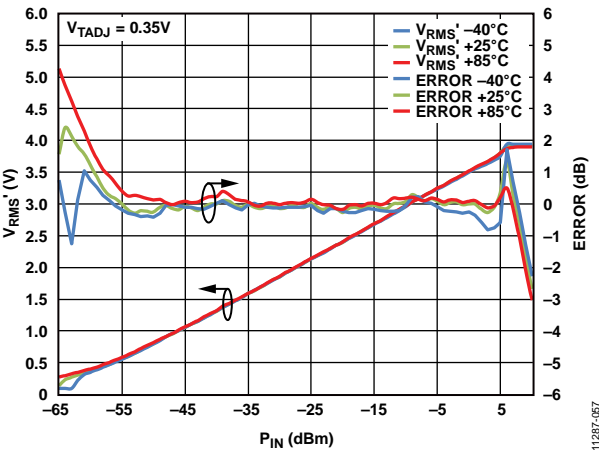


图59.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (2140 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

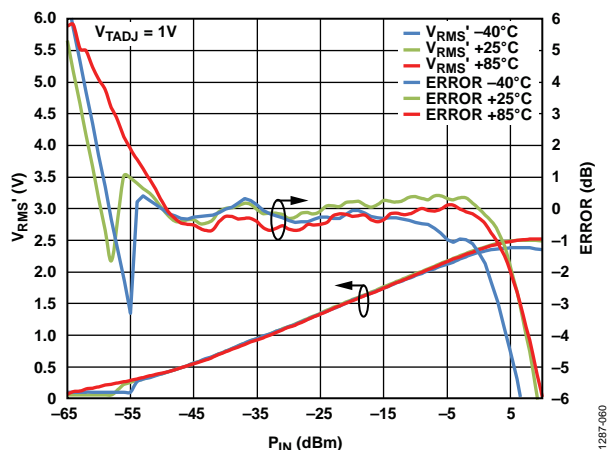


图62.  $V_{RMS}'$  和对数一致性误差与输入电平和温度的关系 (5800 MHz, 使用  $V_{TEMP}$  截距补偿)

表7. 使用 $V_{TEMP}$  补偿截距温漂的比例因子

频率 (MHz)	$TC_{VRMS}$ , $-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+25^{\circ}\text{C}$ , $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ (mV/ $^{\circ}\text{C}$ )	$TC_{VRMS}$ , $25^{\circ}\text{C}$ 至 $85^{\circ}\text{C}$ , $P_{IN} = 0 \text{ dBm}$ (mV/ $^{\circ}\text{C}$ )	$TC_{VTEMP}$ (mV/ $^{\circ}\text{C}$ )	$V_{TEMP}$ 权重系数, $-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+25^{\circ}\text{C}$ ( $TC_{VTEMP}/TC_{VRMS}$ )	$V_{TEMP}$ 权重系数, $+25^{\circ}\text{C}$ 至 $+85^{\circ}\text{C}$ ( $TC_{VTEMP}/TC_{VRMS}$ )
100	0.72615	0.19667	4.8	6.61017	24.40678
700	0.81692	0.295	4.8	5.87571	16.27119
900	0.72615	0.295	4.8	6.61017	16.27119
1900	0.70154	0.19	4.8	6.84211	25.26316
2140	0.68923	0.28	4.8	6.96429	17.14286
2600	0.76154	0.275	4.8	6.30303	17.45455
3500	1.2	0	4.8	4	$\infty$
5800	1.2393 <sup>1</sup>	0.0804 <sup>1</sup>	4.8	5.99417	85.287

<sup>1</sup>  $TC_{VRMS}$  基于  $P_{IN} = -10 \text{ dBm}$  时的温漂。

### 特性说明

有关特性测试如何完成的说明，参见 [ADL5902](#) 数据手册。

# ADL5906

## 评估板

ADL5906-EVALZ是一款配置齐全的4层FR4评估板。正常工作时需使用5 V/100 mA电源。5 V电源必须连接VPOS和GND

测试环路。RF输入信号施加于SMA连接器(RFIN)。电压输出至SMA连接器(VOUT1)或测试环路(VOUT)。评估板的配置选项如表8所示。

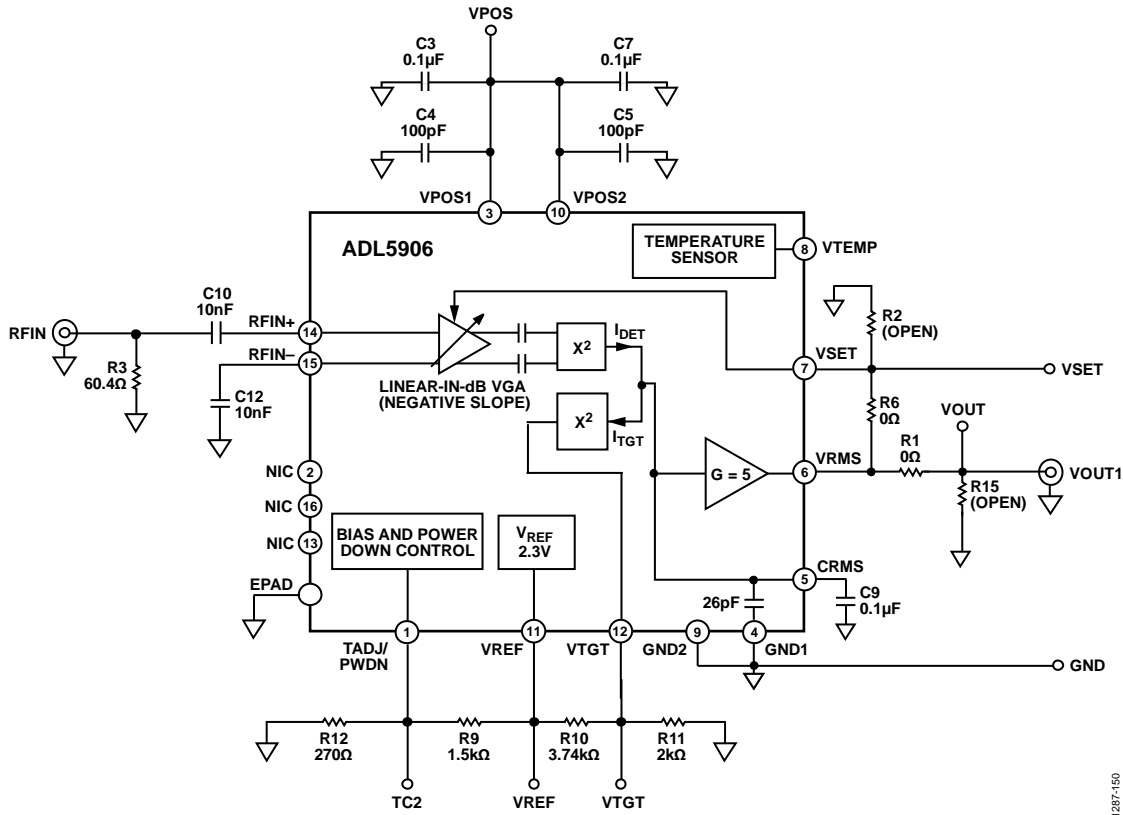


图63. 评估板原理图

表8. 评估板配置选项

元件	功能/注释	默认值
RFIN, R3, C10, C12	RF输入。评估板配置为RFIN+引脚(引脚14)单端驱动。电容C10和C12设置为足够大的值,从而覆盖器件的整个频率范围。如果不需要在10 MHz以下的频率工作,可以降低这些电容的值。	RFIN = SMA连接器, C10 = C12 = 10 nF, R3 = 60.4 Ω
VTGT, R10, R11	VTGT接口。R10和R11设置为向VTGT提供从VREF获得的0.8 V电压。如果去掉R10和R11,可以将一个外部电压施加于VTGT测试点。	VTGT = 黑色测试环路, R10 = 3.74 kΩ, R11 = 2 kΩ, VTGT = 0.8 V
VPOS, GND, C3, C4, C5, C7	电源接口和去耦。将评估板的电源施加于VPOS和GND测试环路。各电源引脚的标称电源去耦包括一个100 pF电容和一个0.1 μF电容, 100 pF电容应靠近引脚放置。	VPOS = 红色测试环路, GND = 黑色测试环路, C3 = C7 = 0.1 μF, C4 = C5 = 100 pF

元件	功能/注释	默认值
VOUT, VOUT1, VSET, R1, R2, R6, R15	输出接口。测量模式下，VRMS引脚的一部分电压经由R6(一般设置为0 Ω)反馈到VSET引脚。利用R2和R6形成的分压器降低反馈到VSET的VRMS部分电压，可提高 $V_{RMS}$ 的斜率幅度。电阻R1和R15可用于降低输出斜率。 控制器模式下，R6必须开路。这种模式下，ADL5906可控制可变增益放大器(VGA)或电压可变衰减器(VVA)的增益。将一个设定点电压施加于VSET测试环路，VRMS测试环路或SMA连接器驱动VGA/VVA的增益控制输入。	VOUT = 黑色测试环路， VOUT1 = SMA连接器， VSET = 黑色测试环路， R1 = R6 = 0 Ω，R15 = R2 = 开路
C9	RMS均值电容。RMS均值电容的值应根据输入信号的峰均比、要求的输出响应时间和残余输出噪声设置。	C9 = 0.1 μF
TC2, R9, R12	TADJ/PWDN接口。TADJ/PWDN引脚控制斜率温度补偿和/或关断器件。评估板配置如下：VTADJ通过电阻分压器(R9、R12)连接到VREF。可以去掉此分压器(或简单地过载)，将一个电压施加于TC2测试点，以便将外部电压施加于VTADJ引脚。	TC2 = 黑色测试环路， R9 = 1.5 kΩ，R12 = 270 Ω， VTADJ = 0.35 V

### 评估板装配图

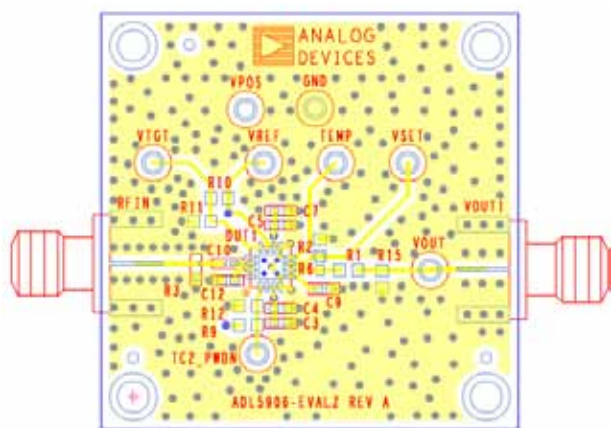


图64. ADL5906评估板布局布线(顶端)

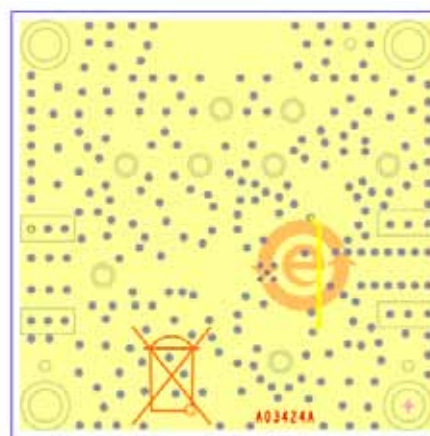
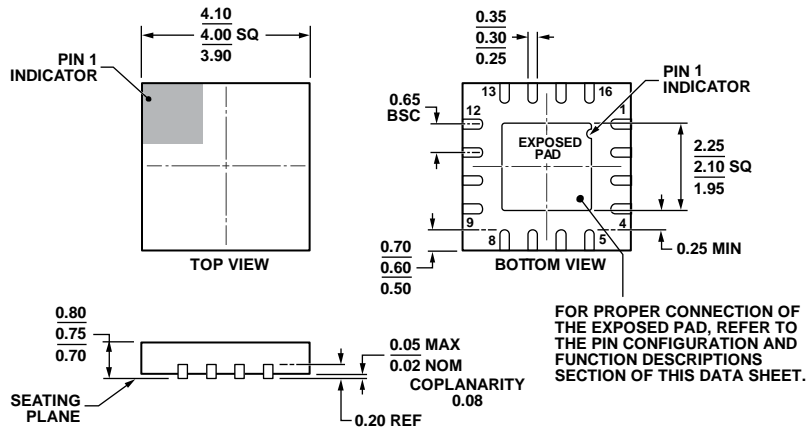


图65. ADL5906评估板布局布线(底端)

# ADL5906

## 外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGC.

图66. 16引脚引脚架构芯片级封装[LFCSP\_WQ]  
4 mm x 4 mm, 超薄体  
(CP-16-23)  
尺寸单位: mm

111998-A

## 订购指南

型号 <sup>1</sup>	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量
ADL5906ACPZN-R2	-40°C至+105°C	16引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-16-23	250
ADL5906ACPZN-R7	-40°C至+105°C	16引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-16-23	1,500
ADL5906SCPZN-R2	-55°C至+125°C	16引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-16-23	250
ADL5906SCPZN-R7	-55°C至+125°C	16引脚引线框芯片级封装[LFCSP_WQ]	CP-16-23	1,500
ADL5906-EVALZ		评估板		

<sup>1</sup> Z = 符合RoHS标准的器件。

注释

**ADL5906**

**注释**