

用代码 MC1496CH/D 订购本文件

# MC1496, B

## 平衡调制/解调器

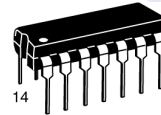
半导体  
技术数据

## 平衡调制/解调器

这些器件设计用于输出电压是一个输入电压（信号）和一个开关函数（载波）乘积的场合。典型应用包括抑制载波和调幅、同步检波、调频检波、相位检波和斩波应用。更多设计信息请阅读安森美 AN531 的应用说明。

- 优异的载波抑制：典型-65dB@0.5兆赫  
典型-50dB@10兆赫
- 可调增益和信号处理
- 平衡输入和输出
- 高共模抑制比：典型为-85分贝。

该器件包含 8 个有源晶体管。



P 后缀  
塑料封装  
外壳 646

D 后缀  
塑料封装  
外壳 751A  
(SO-14)

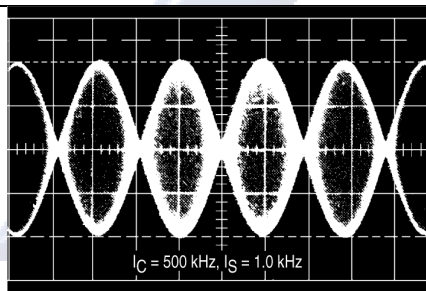
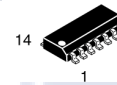


图 1. 抑制载波输出波形

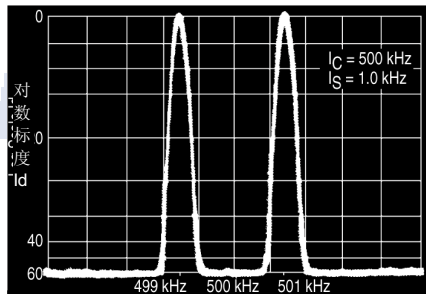


图 2. 抑制载波频谱

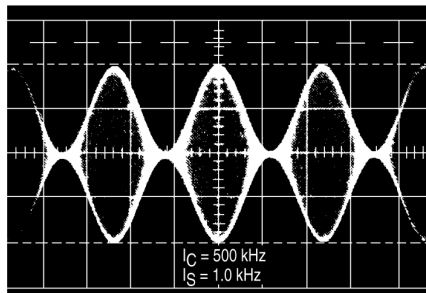


图 3. 幅度调制输出波形

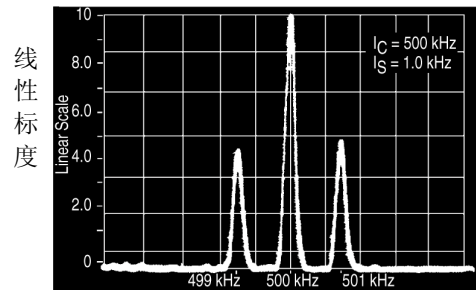
### 管脚连接图



### 订购信息

器件	工作温度范围	封装
MC1496D	T <sub>A</sub> =0°C 至 +70°C	SO-14
MC1496P		塑料 DIP
MC1496BP	T <sub>A</sub> =-40°C 至 +125°C	塑料 DIP

### 图 4. 幅度调制频谱



## MC1496,B

最大额定值 (T<sub>A</sub>=25°C, 除非另外规定)

额定值	符号	值	单位
外加电压 (V6- V8, V10-V1,V12-V8,V12-V10,V8-V4 V8-V1,V10-V4,V6-V10,V2-V5,V3-V5)	ΔV	30	Vdc
差动输入信号	V8-V10 V4-v1	+5.0 ± (5+15R <sub>e</sub> )	Vdc
最大偏置电流	I <sub>5</sub>	10	mA
结至空气热阻 塑料双列直插封装	R <sub>θJA</sub>	100	°C/W
工作温度范围	T <sub>A</sub>	0 至+70	°C
保存温度范围	T <sub>stg</sub>	-65 至+150	°C

注: 需要时可提供 ESD 数据。

电气特性 (V<sub>CC</sub>=12Vdc, V<sub>EE</sub>=-8.0Vdc, I<sub>5</sub>=1.0mAdc, R<sub>L</sub>=3.9kΩ, R<sub>e</sub>=1.0kΩ, T<sub>A</sub>=T<sub>low</sub> 至 T<sub>high</sub>, 所有输入输出特性均为单端, 除非另有规定)

特性	图	注	符号	最小值	典型值	最大值	单位
载波馈通 V <sub>C</sub> =60mVrms 正弦波, 失调 电压调节为 0 V <sub>C</sub> =300mVpp 方波, 失调电 压调节为 0 失调电压未调节	5	1	V <sub>CFT</sub>	- - - -	40 140 0.04 20	- - 0.4 200	μVrm  mVrms
载波抑制 f <sub>s</sub> =10kHz,300mVrms f <sub>c</sub> =500kHz,60mVrms 正弦波 f <sub>c</sub> =10kHz,60mVrms 正弦波	5	2	V <sub>CS</sub>	40 -	65 50	- -	DB k
互导纳带宽 (大小) (R <sub>L</sub> =50Ω) 载波输入端, V <sub>C</sub> =60mVrms 正弦波 f <sub>c</sub> =1.0kHz, 300mVrms 正弦波 信号输入端, V <sub>S</sub> =300mVrms 正弦波  V <sub>C</sub>  =0.5Vdc	8	8	BW <sub>3dB</sub>	- -	300 80	- -	MHz
信号增益 (V <sub>S</sub> =100mVrms, f=1.0kHz; V <sub>C</sub>  =0.5Vdc)	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	-	V/V
信号单端输入阻抗信号端, f=5.0MHz 并行输入电阻 并行输入电容	6	-	r <sub>ip</sub> C <sub>ip</sub>	- -	200 2.0	- -	kΩ pF
单端输出阻抗 f=10MHz 并行输出电阻 并行输出电容	6	-	r <sub>op</sub> C <sub>ip</sub>	- -	40 5.0	- -	kΩ pF
输入失调电流 I <sub>bs</sub> = $\frac{I1+I4}{2}$ ; I <sub>bs</sub> = $\frac{I8+I10}{2}$	7	-	I <sub>bs</sub> I <sub>bc</sub>	- -	12 12	30 30	μA
输入偏置电流 I <sub>ios</sub> =I1-I4; I <sub>ioc</sub> =I8-I10	7	-	I <sub>ios</sub>    I <sub>ioc</sub>	- -	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
输入失调电流平均温度系数 (T <sub>A</sub> =-55°C 至+125°C)	7	-	TC <sub>lio</sub>	-	2.0	-	nA/°C
输出失调电流(I6-I9)	7	-	I <sub>ioo</sub>	-	14	80	μA
输出失调电流平均温度系数 (T <sub>A</sub> =-55°C 至+125°C)	7	-	TC <sub>looo</sub>	-	90	-	nA/°C
信号端口共模输入摆幅, f <sub>s</sub> =1.0kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	V <sub>PP</sub>
信号端口共模增益, f <sub>s</sub> =1.0kHz, V <sub>C</sub>  =0.5Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
共模静态输出电压 (管脚 6 或管脚 9)	10	-	V <sub>out</sub>	-	8.0	-	V <sub>PP</sub>
差动输出电压摆幅	10	-	V <sub>out</sub>	-	8.0	-	V <sub>PP</sub>
电源电流 I6+I12 I14	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	- -	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
直流功率损耗	7	5	P <sub>D</sub>	-	33	-	mW

## MC1496,B

## 总体工作信息

## 载波馈通

载波馈通定义为只加载波时（信号电压为 0），载波频率的输出电压。

载波零点，通过调节偏置调整电位器（图 5 中 R1），以平衡差动放大器的电流获得。

## 载波抑制

载波抑制定义为，对指定载波和信号电平，每个边带输出同载波输出的比值。

如图 22 所示，载波抑制很大程度依赖于载波输入电平。低载波值不会完全打开上部开关器件，导致低信号增益，从而导致低载波抑制。高于载波最佳载波电平会造成不必要的载波馈通，使载波抑制特性变坏。MC1496 特性，是在 60mVrms 正弦波载波输入信号下得到。这一电平提供了在载波频率在 500KHz 附近的最佳载波抑制，通常推荐用于平衡调制器。

载波馈通与信号电平  $V_s$  独立。这样工作在大信号电平下，载波抑制效果最好。但必须在信号输入晶体管对中保持线性工作模式，否则调制信号的谐波会产生，并作为被抑制载波的假边带而出现在器件输出端。这一要求给出了输入信号幅度的上限（见图 20）。注意，图 22 建议了最优的载波电平，能使保载波抑制良好，且假边带最小。

为减小载波馈通，对于更高频率，电路布局是十分重要的。为防止载波输入输出引线之间的电容耦合，屏蔽可能是必需的。

## 信号增益和最大输入电平

低频的信号增益（单端）被定义为电压增益，

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{RL}{R_e + 2r_e} \quad \text{其中 } r_e = \frac{26\text{mV}}{15(\text{mA})}$$

一个固定的直流电平加在载波输入端上以完全导通两个上部晶体管，截止另两个晶体管（ $V_c = 0.5\text{Vdc}$ ）。这实际上形成了一个共射-共基差动放大器。

线性工作需要信号输入低于由  $R_E$  和偏置电流  $I_5$  决定的临界值。

$$V_s \leq 15R_E \quad (\text{电压峰值})$$

注意在图 10 的测试电路中， $V_s$  相应于峰值为 1.0V 的最大值。

## 共模摆幅

共模摆幅是可能加到信号差动放大器两基极的电压，不使电流源饱和，或不使差动放大器自身饱和，而使电压摆动作用于上部器件。摆幅取决于所选的具体电路和偏置情况。

## 功率损耗

在集成电路封装内的功耗  $P_D$  是各个端口电压电流乘积的总和。如设  $V_{12}=V_6$ ,  $I_5=I_6=I_{12}$ , 忽略基极电流，则  $P_D=2 I_5 (V_6V_{14}) + I_5 (V_5-V_{14})$  其中下标对应管脚号。

## 设计公式

以下是电路工作与其它电源电压和输入条件下所需的设计方程的部分列表。

## A 工作电流

内部偏置电流由管脚 5 的情况设定。假设对所有晶体管

$$I_5 = I_6 = I_{12}$$

$$I_B \ll I_C$$

则，

$$R_5 = \frac{V_{-\phi}}{15} - 500\Omega \quad \text{其中: } R_5 \text{ 是管脚 5 和地之间的电阻。}$$

在  $T_A = +25^\circ\text{C}$  时  $\phi = 0.75$

MC1496 在  $I_5 = 1.0\text{mA}$  时测定特性，这也是建议值。

## B 共模静态输出电压

$$V_6 = V_{12}, = V_+ - I_5 R_L$$

## 偏置

MC1496 需要三个由外部设置的直流偏置电压。建立这三个电平的指导原则是保持每个晶体管的集电极-基极偏压至少为 2.0V，同时不超过绝对最大额定值表中给出的电压。

$$30\text{Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2\text{Vdc}$$

$$30\text{Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7\text{Vdc}$$

$$30\text{Vdc} \geq \{(V_1, V_4) - (V_5)\} \geq 2.7\text{Vdc}$$

前述情况基于以下近似：

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

流入管脚 1, 4, 8 和 10 的偏置电流是晶体管的基极电流。如果外部偏置分压器设计载有 1.0mA 或更大的电流的话，通常可以忽略它。

## 互导纳带宽

载波互导纳带宽是器件前向互导纳的 3.0dB 带宽，定义为：

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o(\text{每边带})}{v_s(\text{信号})} \quad | V_o = 0$$

信号互导纳带宽是器件前向互导纳的 3.0dB 带宽，定义为：

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o(\text{信号})}{v_s(\text{信号})} \quad | V_c = 0.5\text{Vdc}, V_o = 0$$

### MC1496,B

#### 耦合和旁路电容

电容 C1 和 C2(图 5)应选择使得在载频处电抗小于  $5.0\Omega$ 。

#### 输出信号

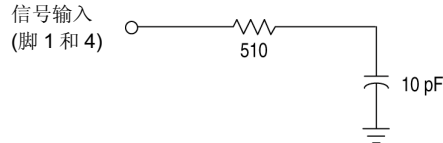
在平衡或单端时输出信号从管脚 6 和 12 处得到。图 11 显示了在单端连接时，因为载波和调制信号变化而形成的两个输出边带的电平。

#### 负电源

$V_{EE}$  只能为直流。接入一个  $V_{EE}$  串联的高频扼流圈能增强内部电流源的稳定性。

#### 信号端口稳定性

在一定的驱动电源阻抗下可能会产生振荡的现象，此时应在每个输入端用短引线直接连接一个 RC 抑制网络。这样会减小引起振荡的源调谐电路的 Q 值。



对低频应用的另一种方法是在输入端串联  $1.0K\Omega$  电阻（管脚 1, 4）。此时的输入电流漂移可能引起严重的载波抑制性能下降。

### 测试电路

图 5. 载波阻止和抑制

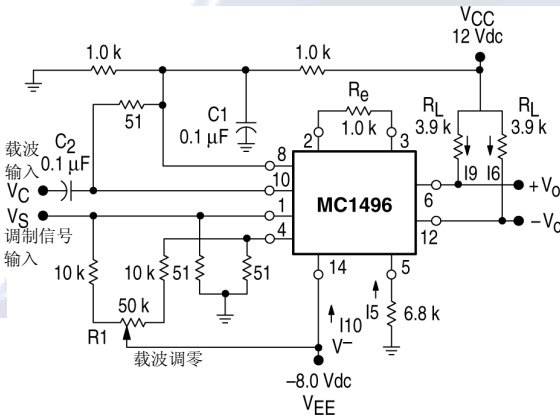
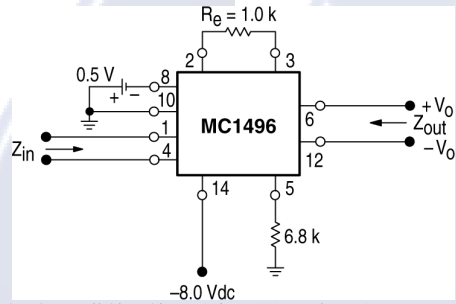


图 6. 输入—输出阻抗



注：可能需要屏蔽输入输出引线以进行正常测试

图 7. 偏置和失调电流

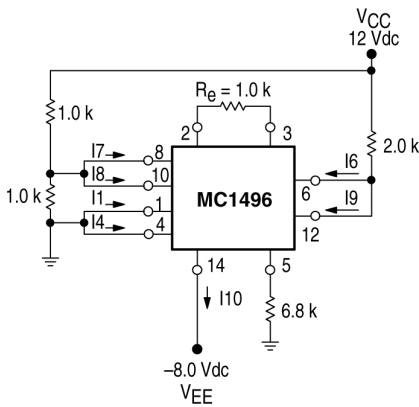
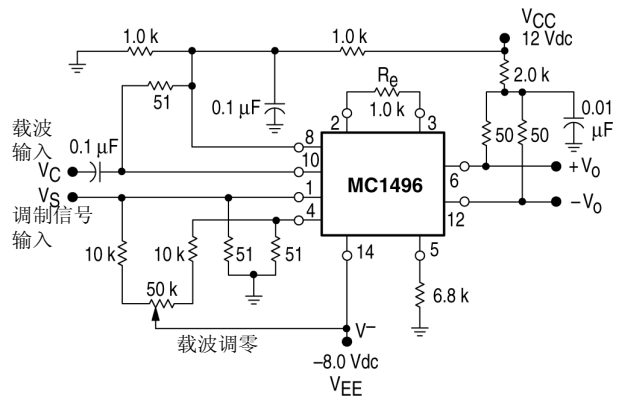


图 8. 跨导带宽



MC1496,B

图 9. 共模增益

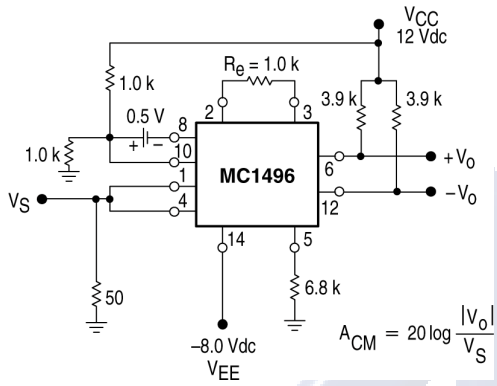
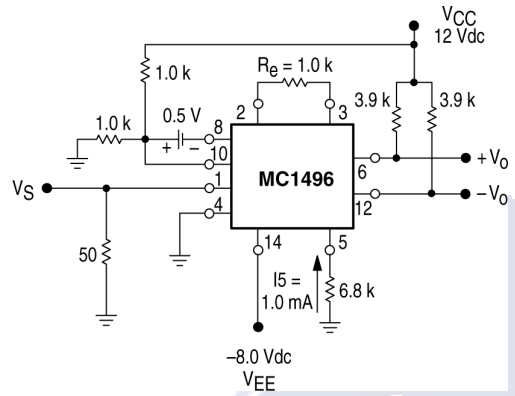


图 6. 信号增益和输出摆幅



典型特性

典型特性由图 5 所示电路下获得  $f_c=500\text{kHz}$  (正弦波),  $V_C=600\text{mVrms}$ ,  $f_s=1.0\text{kHz}$ ,  $V_S=300\text{mVrms}$ ,  $T_A=25^\circ\text{C}$ , 除非另有规定。

图 11. 边带输出和载波电平关系曲线

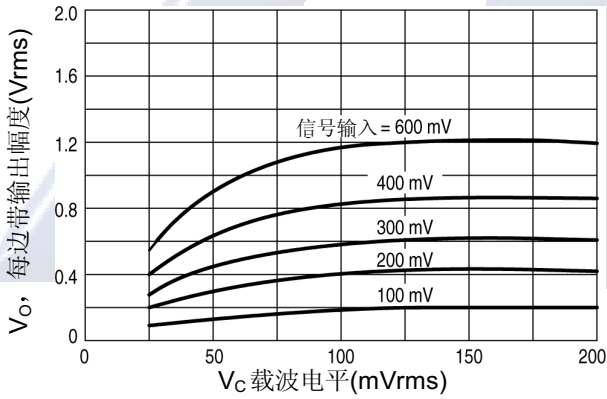


图 12. 信号口并行等效输入电阻与频率的关系曲线

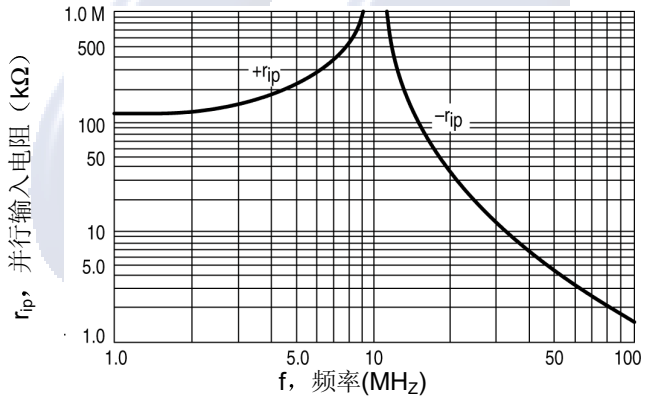


图 13. 信号端口并行——等效输入电容和频率关系曲线

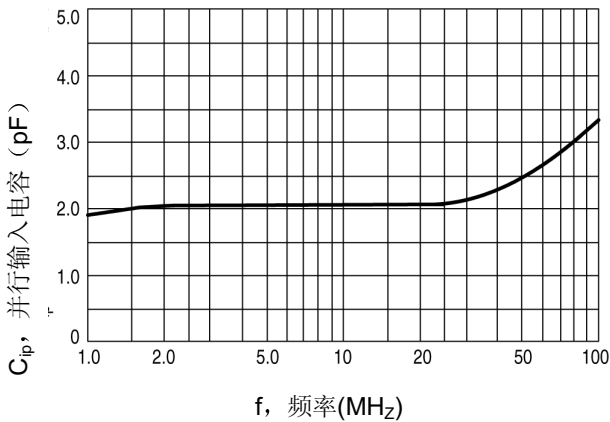
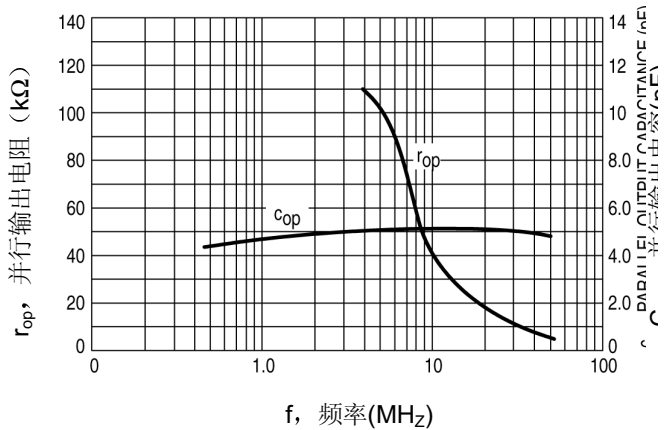


图 14. 单端输出阻抗和频率关系曲线

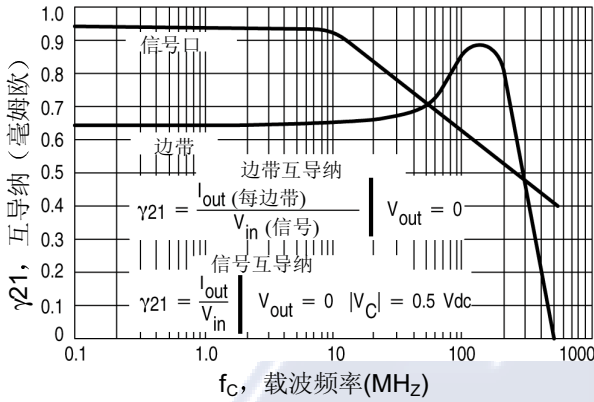


### MC1496,B

#### 典型特性

典型特性由图 5 所示电路获得  $f_c=500\text{kHz}$  (正弦波),  $V_C=600\text{mVrms}$ ,  $f_s=1.0\text{kHz}$ ,  $V_S=300\text{mVrms}$ ,  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,除非另有规定。

图 15. 边带和信号口互导纳与频率关系曲线



(标准测试电路)

图 16. 载波抑制和温度关系曲线

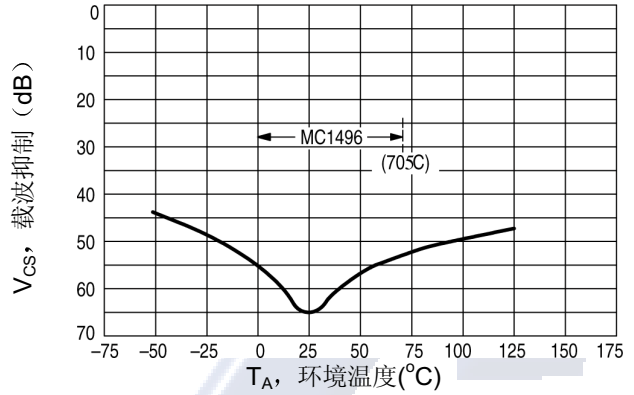


图 17. 信号口频率响应

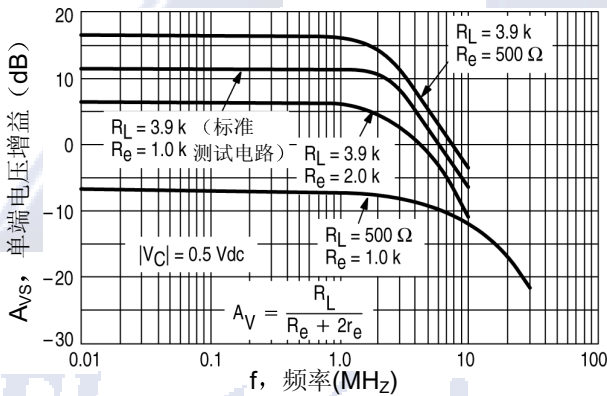


图 18. 载波抑制和频率关系曲线

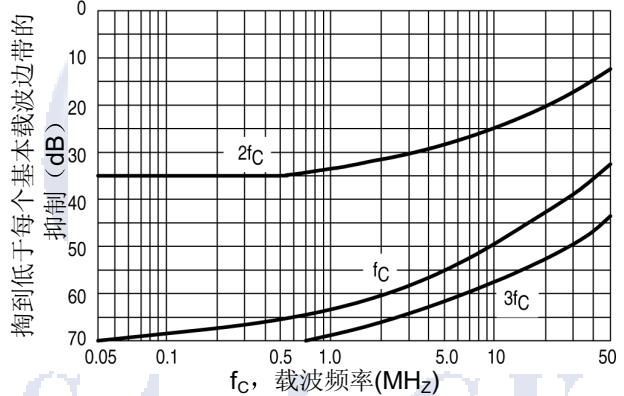


图 19. 载波馈通与频率关系曲线

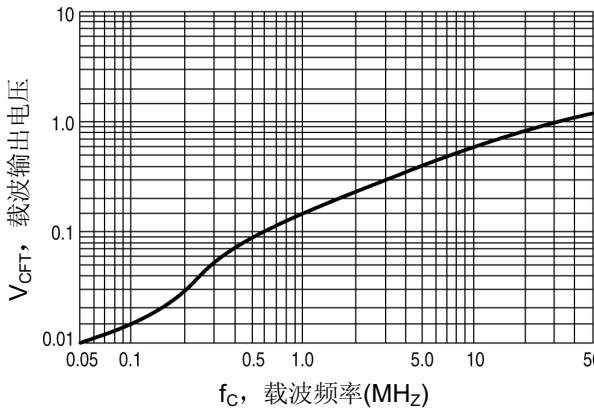
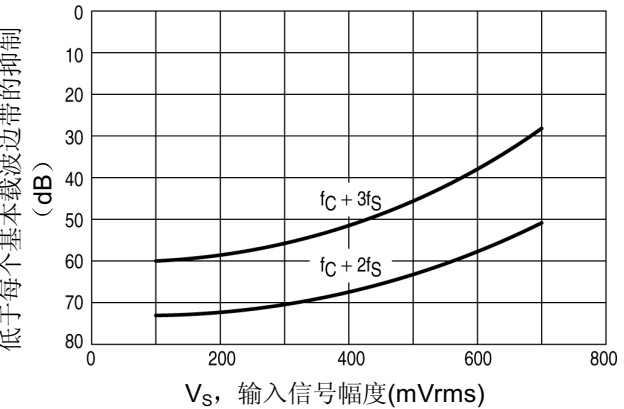


图 20. 边带谐波抑制和输入信号电平关系曲线





MC1496,B

图 21. 载波谐波边带抑制和载波频率关系曲线

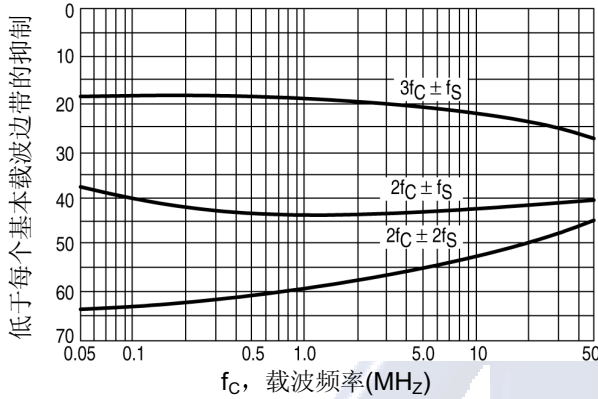
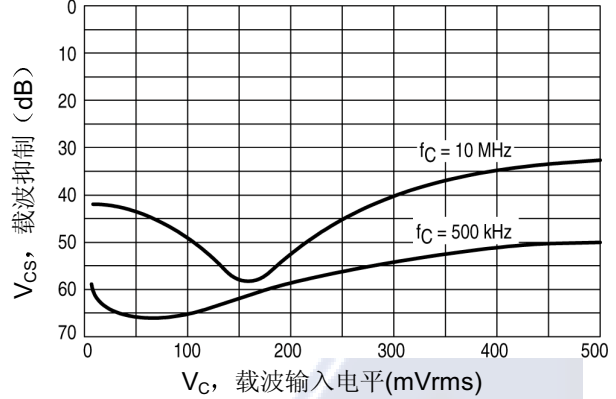


图 22. 载波抑制与载波输入电平关系曲线



工作信息

图 23 显示了单片平衡调制电路 MC1496。

这一电路包含了由带双电流源的标准差动放大器驱动的 4 高位差动放大器。输出集电极交叉耦合，故产生了两输入电压的全波平衡乘积现象。也就是说输出信号是一个常数乘以两输入信号的乘积。

线性交流信号乘积现象的数学分析指出输出频谱只由两输入频率的和与差组成。这样，该器件可用于平衡调制器，双平衡混频器，乘积检波、倍频器，以及其它需要这一输出信号特性的应用。

低位的差动放大器发射极连到封装管脚上，这样可以使用外部发射极电阻。同样，外部负载电阻可用于器件输出端。

信号电平

4 高位差动放大器可工作在线性或饱和状态下。低位差分放大器一般工作在线性状态下。

对在两输入口低电平工作时，输出信号会包含和

和差频分量，幅度是输入信号幅度乘积的函数。对载波输入端高电平工作和调制信号输入端线性工作时，输出信号会包括调制信号频率与载波基频及奇次潜波的和、差频分量。输出幅度为常数乘以调制信号幅度。载波信号幅度变化不会出现在输出端。

差动放大器的线性信号处理能力定义良好。在没有发射极电压下降的情况下，线性工作最大输入电压峰值大约 25mV。高位差动放大器发射极内部相连，对所有情况，该电压加至载波输入端。

因为低位差动放大器对外部发射极电阻有所规定，它的线性信号处理范围可由用户控制。线性工作的最大输入电压由下式近似：

$$V = (I_5) (R_E) V \text{ 峰值电压。}$$

上式可用于计算在给定输入电压幅度下的最小  $R_E$  值。

图 23. 电路原理图

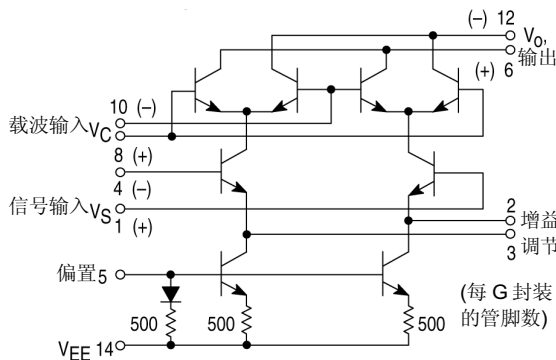
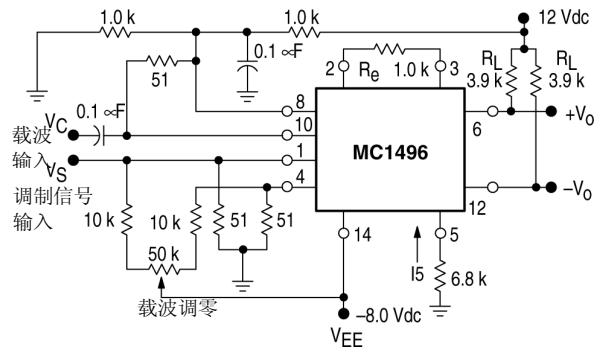


图 24. 典型调制电路



## MC1496,B

图 25. 电压增益和输出频率

载波输入信号 (V <sub>C</sub> )	近似电压增益	输出信号频率 (S)
低电平直流	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left( \frac{KT}{q} \right)}$	f <sub>M</sub>
高电平直流	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f <sub>M</sub>
低电平交流	$\frac{R_L V_C (rms)}{2\sqrt{2} \left( \frac{KT}{q} \right) (R_E + 2r_e)}$	f <sub>C</sub> ±f <sub>M</sub>
高电平交流	$\frac{0.637R_L}{R_E + 2r_e}$	f <sub>C</sub> ±f <sub>M</sub> , 3f <sub>C</sub> ±f <sub>M</sub> , 5f <sub>C</sub> ±f <sub>M</sub> , ……

- 注： 1. 假定对所有情况均为低电平调制信号 V<sub>M</sub>。V<sub>C</sub>是载波输入电压。  
 2. 当输出信号包括多频率时，给出的增益表达式是对两个有用输出 f<sub>C</sub>+f<sub>M</sub>和 f<sub>C</sub>-f<sub>M</sub>的幅度而言。  
 3. 所有增益表达式都针对单端输出情况。对差动输出连接，每个式子乘 2。  
 4. R<sub>L</sub>为负载电阻  
 5. R<sub>E</sub>为在 2, 3 脚之间的发射极电阻。  
 6. r<sub>e</sub>为晶体管动态发射极电阻，25C 时，  

$$r_e \approx \frac{26mV}{I_5(mA)}$$
  
 7. K 为波尔兹曼常数，T 为开尔文温标，q=电子电量  

$$26mV \text{ 室温下} \approx \frac{KT}{q}$$

从调制信号输入端到输出端的增益是设计者最关心的 MC1496 增益参数。只有在低位差动放大器工作在线性状态时这个增益才是重要的，不过这已包括：该器件的绝大部分应用。

如前所述，高位 4 差动放大器能工作在线性或饱和状态下。在低电平调制信号输入及如下载波输入条件下，已经得到近似增益表达式：

- 1) 低电平直流
- 2) 高电平直流
- 3) 低电平交流
- 4) 高电平交流

增益汇总在图 25 中，与输出信号中包含的频率分量列在一起。

### 应用信息

MC1496 的基本应用是双边带抑制载波调制。这一应用的建议电路图在本数据表的标题页上。

在一些应用中，可能需要用单直流电压源代替双电源来为 MC1496 供电。图 26 显示了用单 12V 直流电源的平衡调制器设计。这个电路的性能同双电源调制器近似。

### AM 调制器

图 27 所示电路经小改动就可作为幅度调制使用。

从抑制载波到 AM 工作所需的变化仅为调节载波调零电位器以在输出信号中获得适量的输出载波。

但图 27 所示抑制载波调零电路没有足够的调节范围。因此，为 AM 工作，调制器要改变调零电路中两个电阻值，如图 28 所示。

### 乘积检波器

MC1496 是一个理想的 SSB 乘积检测器（见图 29）。

乘积检波器有 3.0 微伏的灵敏度，在中频 9.0MHz 时动态范围为 90dB。

检波器带宽覆盖整个高频范围。在工作于低至 50KHz 的低中频时，管脚 8 和 10 之间的 0.1μF 电容应增大到 1.0μF，同样，管脚 12 处的输出滤波器应适应特定的中频和音频放大器输入阻抗。

在所有 MC1496 应用中，管脚 2, 3 之间的发射极电阻用来调节电路增益、灵敏度和动态范围。

这一电路也可用作 AM 检波器，只要在载波输入端接入载波，在 SSB 输入端接入 AM 信号。

载波信号可从中频信号提取，或本地产生。载波信号可以经过或未经调制，只要它的电平高到足以饱和高位 4 差动放大器



### MC1496,B

若载波是已调的，建议用 300mVrms 输入。

#### 双平衡混频器

MC1496 能用作双平衡混频器，不管在宽带或调谐窄带输入输出网络中。

本地振荡信号从载波输入口进入，推荐幅度为 100mVrms。

图 30 显示了具有宽带输入，调谐输出的混频器。

#### 倍频器

在 MC1496 两个输入加入相同频率信号即可成为倍频器。

图 31 和 32 分别画出了宽带倍频器和调谐输出甚高频 (VHF) 倍频器。

#### 相位检波和 FM 检波

MC1496 能作为相位检波器，在两输入端输入高电平信号。当两输入频率相同时 MC1496 的输出是两信号相位差的函数。

FM 检测器可以用相位检波原理。在一个输入端加上调谐电路，使两输入信号的相位差是频率的函数。MC1496 会提供是输入信号频率的函数的输出信号。

### 典型应用

图 26. 平衡调制器 (12V 直流单电源)

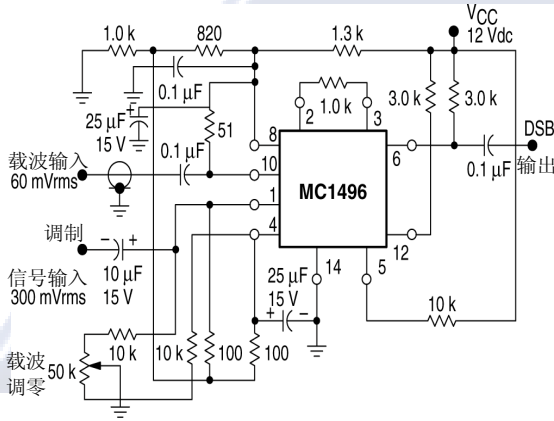


图 27. 平衡调制——解调器

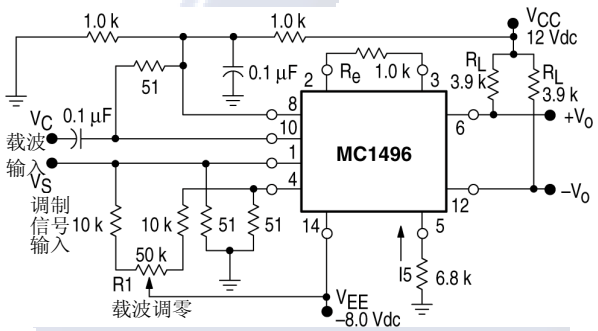


图 28. AM 调制电路

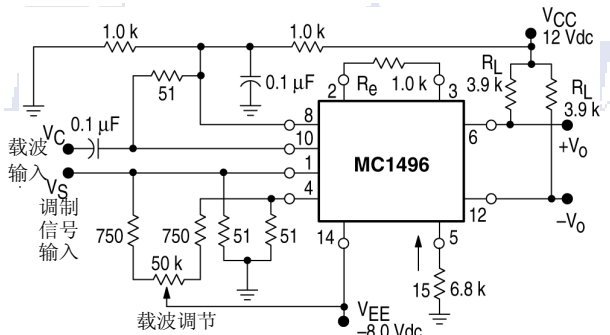
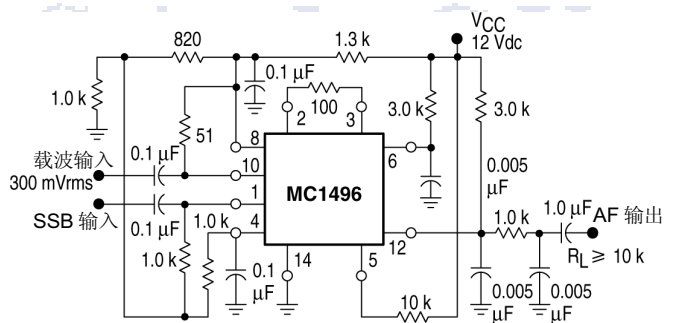
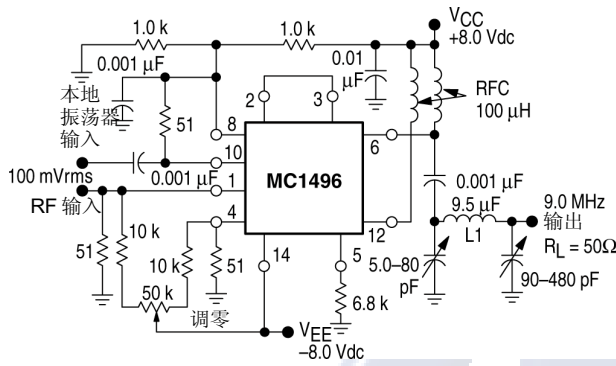


图 29. 乘积检波器 (12V 直流单电源)



MC1496,B

图 30. 双平衡混频器 (宽带输入, 9.0MHz 调谐输出)



L1=44 匝 AWG28 号漆包线, 绕在 Micrometals 的 44-6 型环型磁心上。

图 31. 低频倍频器

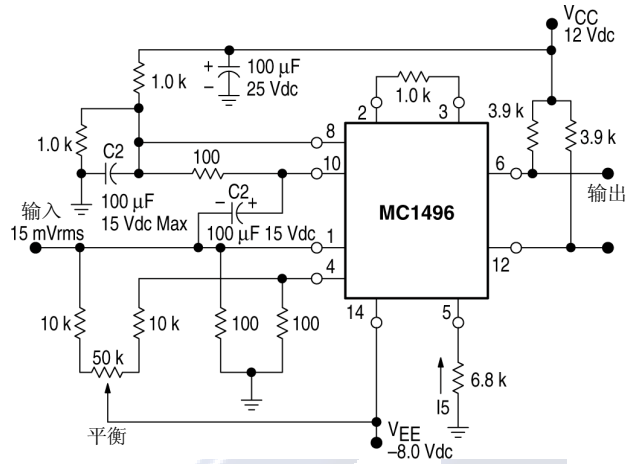
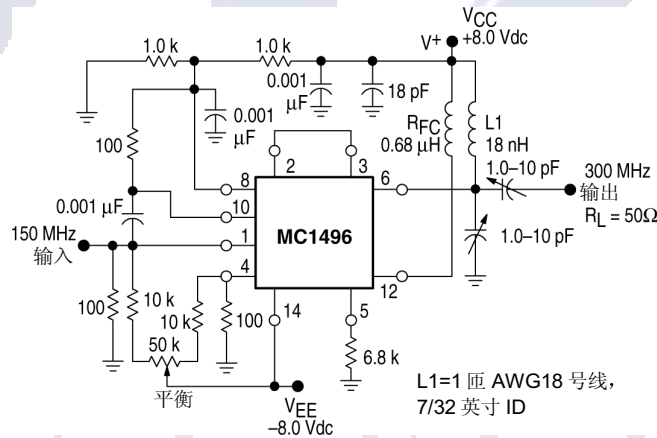
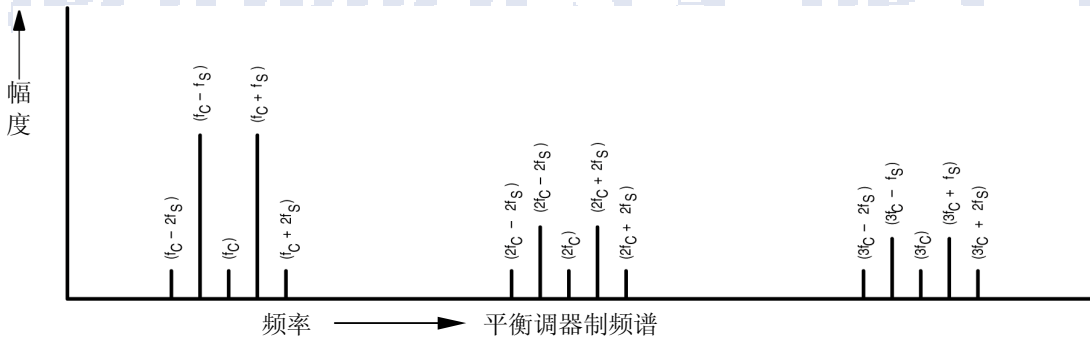


图 32. 150 到 300MHz 倍频器



L1=1 匝 AWG18 号线, 7/32 英寸 ID



定义

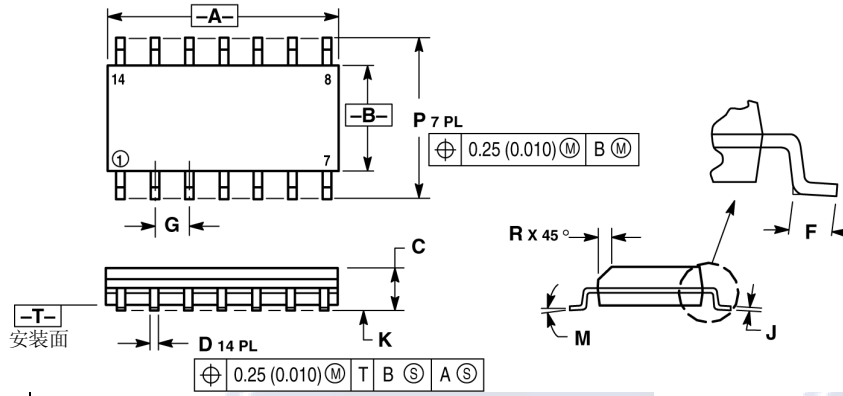
$f_c$  基本载波  
 $f_s$  调制信号  
 $f_c + f_s$  基本载波边带

$f_c \pm n f_s$  基本载波边带谐波  
 $n f_c$  载波谐波  
 $n f_c + n f_s$  载波谐波边带

MC1496,B

外形尺寸

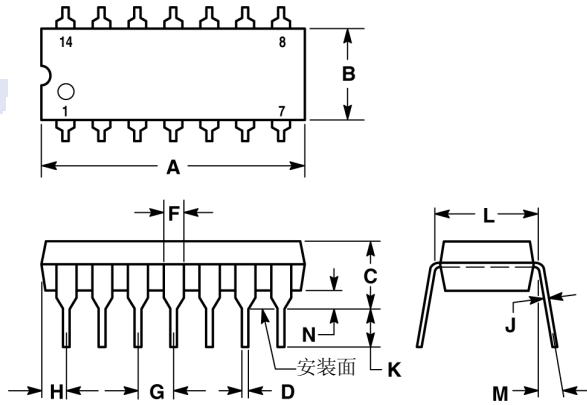
D 后缀  
塑料封装  
外壳 751A-03  
(SO-14)  
版本 F



- 注:
1. 标注尺寸和公差按 ANSI Y14.5M, 1982
  2. 控制尺寸: 毫米。
  3. 尺寸 A 和 B 不包括模压突起部。
  4. 最大模压突起 0.15(0.006)每边。
  5. 尺寸 D 不包括挡块突出部分。在最大材料条件下, 挡块允许超过尺寸 D 的大小, 总共应为 0.127(0.005)。

尺寸	毫米		英寸	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27BSC		0.050BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019


P 后缀  
塑料封装  
外壳 646-06  
版本 L



- 注:
1. 最大材料条件下, 引线应在安装面上真实位置的 0.13(0.005)半径范围内。
  2. 尺寸 L 为平行引线的中心间距离。
  3. 尺寸 B 不包括模压毛边
  4. 可选择圆角

尺寸	英寸		毫米	
	最小值	最大值	最小值	最大值
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100BSC		2.54BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300BSC		7.62BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

## MC1496,B

安森美半导体及  为半导体元件工业有限公司 (SCILLC) 的注册商标。SCILLC 有权不经通知变更其产品。SCILLC 对其产品是否适合特定用途不作任何保证、声明或承诺；SCILLC 亦不承担因应用或使用任何产品或电路而引起的任何责任，并特此声明其不承担任何责任，包括但不限于对附带损失或间接损失的赔偿责任。「典型」参数会因不同的应用而变化。所有操作参数，包括「典型」参数，须经客户的技术专家按其每一应用目的鉴定核准方可生效。SCILLC 并未在其专利权或他人权利项下转授任何许可证。SCILLC 产品的设计、应用和使用授权不含以下目的：将其产品用于植入人体的任何物体或维持生命的其他器件，或可因其产品的缺陷而引致人身伤害或死亡的其他任何应用。买方保证，如其为此等未经授权的目的购买或使用 SCILLC 的产品，直接或间接导致任何人身伤害或死亡的索偿要求，并从而引起 SCILLC 及其管理人员、雇员、子公司、关联方和分销商的责任，则买方将对该公司和人员进行赔偿，使该公司和人员免于由此产生的任何索偿、损失、开支、费用及合理的律师费，即使该索偿要求指称 SCILLC 的设计或制造其产品中有过失。SCILLC 是一家平等机会 / 无歧视行为的雇主。

## 出版物订购信息

## 北美资料受理处:

安森美半导体资料分发中心  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 美国  
电话: 303-675-2175 或 800-344-3860 美国/加拿大免费电话  
传真: 303-675-2176 或 800-344-3867 美国/加拿大免费电话  
电子邮件: ONlit@hibbertco.com  
传真回复热线: 303-675-2167 或 800-344-3810 美国/加拿大免费电话

北美技术支持: 800-282-9855 美国/加拿大免费电话

## 欧洲: 安森美半导体资料分发中心 - 欧洲服务部

德国 电话: (+1)303-308-7140(星期一至星期五, 下午 2:30-下午 7:00, CET 时间)  
电子邮件: ONlit-german@hibbertco.com  
法国 电话: (+1)303-308-7141(星期一至星期五, 下午 2:00-下午 7:00, CET 时间)  
电子邮件: ONlit-french@hibbertco.com  
英国 电话: (+1)303-308-7142(星期一至星期五, 中午 12:00-下午 5:00, GMT 时间)  
电子邮件: ONlit@hibbertco.com

欧洲免费电话\*: 00-800-4422-3781

\* 可在德国、法国、意大利和英国使用

## 中/南美洲:

西班牙 电话: 303-308-7143(星期一至星期五, 上午 8:00-下午 5:00, MST 时间)  
电子邮件: ONlit-spanish@hibbertco.com

## 亚洲/太平洋地区: 安森美半导体资料分发中心 - 亚洲服务部

电话: 303-675-2121(星期二至星期五, 上午 9:00-下午 1:00, 香港时间)  
001-800-4422-3781: 香港/新加坡免费电话  
电子邮件: ONlit-asia@hibbertco.com

## 日本: 安森美半导体 日本客户服务中心

4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, 日本 141-0031  
电话: 81-3-5740-2745  
电子邮件: r14525@onsemi.com

安森美半导体网址: <http://onsemi.com.cn>

若需要其他信息, 请与您当地的销售代表联系。



安森美半导体

MC1496CH/D