

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

概要

MAX931~MAX934は2%精度のリファレンスを内蔵した、シングル/デュアル/クワッドの、マイクロパワー、低電圧コンパレータで、この類のICの中では最も消費電力の少ない製品です。これらの製品の消費電流は、全温度範囲にわたって4 μ A以下(MAX931)、また1.182V \pm 2%の電圧リファレンス、プログラマブルヒステリシス、シンク/ソース能力のあるTTL/CMOSコンパチの出力を備えています。

MAX931~MAX934は、+2.5V~+11Vの単一電源(または \pm 1.25V~ \pm 5.5Vのデュアル電源)で動作し、各コンパレータの入力電圧範囲は負電源電圧から正電源電圧の1.3V以内まで拡大されているため、3V及び5Vの単一電源アプリケーションに適しています。

MAX931~MAX934の出力段はユニークな構造をとっており、連続的に40mAの電流をソースすることができます。また通常、コンパレータのロジックステートが変化する時に起こる電源でのグリッチを取り除いたため、寄生フィードバックを最小限に抑え、使い易くなっています。

MAX931(シングル)及びMAX932/MAX933(デュアル)は、フィードバック回路無しで、また複雑な計算をする必要なく、HYST端子と2個の抵抗を使用するだけで簡単にヒステリシスを加えることができます。

同等の電源要求で、より精度の高いものが必要なアプリケーションには、MAX921~MAX924のデータシートを参照して下さい。これらの製品は1%精度のリファレンスを内蔵しています。

品名	2%精度のリファレンス内蔵	コンパレータ数	内部ヒステリシス	パッケージ
MAX931	○	1	○	8-Pin DIP/SOP/ μ MAX
MAX932	○	2	○	8-Pin DIP/SOP/ μ MAX
MAX933	○	2	○	8-Pin DIP/SOP/ μ MAX
MAX934	○	4	—	16-Pin DIP/SOP

アプリケーション

バッテリー駆動システム
スレッシュولد検出器
ウインドコンパレータ
発振回路
アラーム回路

特長

- ◆ 超低自己消費電流：4 μ A max(MAX931の全拡張温度範囲)
- ◆ 電源電圧：
単一電源：+2.5V~+11V
デュアル電源： \pm 1.25V~ \pm 5.5V
- ◆ 入力電圧範囲：負電源電圧まで可能
- ◆ 内部バンドギャップリファレンス：1.182V \pm 2%
- ◆ 可変ヒステリシス
- ◆ TTL/CMOSコンパチの出力
- ◆ 伝播遅延：12 μ s(10mVオーバドライブ時)
- ◆ スwitchングでのクローバ電流無し
- ◆ 連続ソース電流：40mA
- ◆ 省スペースの μ MAXパッケージで提供

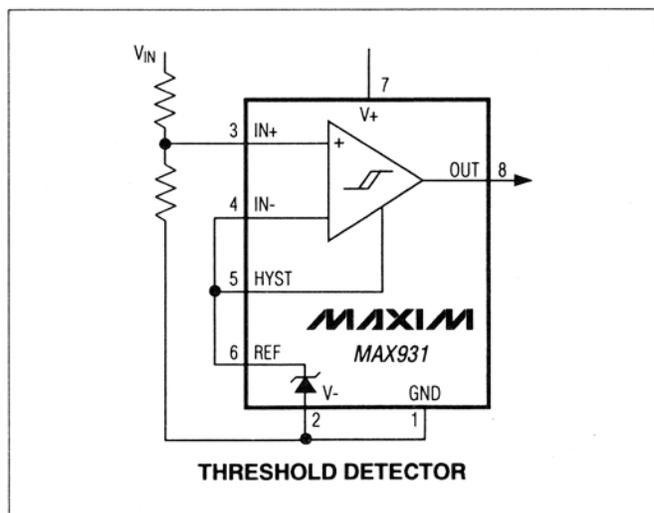
型番

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX931CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX931CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX931CUA	0°C to +70°C	8 μ MAX
MAX931EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX931ESA	-40°C to +85°C	8 SO

Ordering Information continued on last page.

For similar devices guaranteed over the military temp. range, see the MAX921-MAX924 data sheet. The MAX931, MAX933, and MAX934 are pin-compatible with the 1% accurate MAX921, MAX923, and MAX924, respectively. The MAX932 and MAX922 are not pin-compatible.

標準動作回路



超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+ to V-, V+ to GND, GND to V-	-0.3V, +12V
Inputs	
Current, IN+, IN-, HYST	20mA
Voltage, IN+, IN-, HYST	(V+ + 0.3V) to (V- - 0.3V)
Outputs	
Current, REF	20mA
Current, OUT	50mA
Voltage, REF	(V+ + 0.3V) to (V- - 0.3V)
Voltage, OUT_ (MAX931/934)	(V+ + 0.3V) to (GND - 0.3V)
Voltage, OUT_ (MAX932/933)	(V+ + 0.3V) to (V- - 0.3V)
OUT_ Short-Circuit Duration (V+ ≤ 5.5V)	Continuous

Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)	
8-Pin Plastic DIP (derate 9.09mW/°C above +70°C)	727mW
8-Pin SO (derate 5.88mW/°C above +70°C)	471mW
8-Pin μ MAX (derate 4.1mW/°C above +70°C)	330mW
16-Pin Plastic DIP (derate 10.53mW/°C above +70°C)	842mW
16-Pin SO (derate 8.70mW/°C above +70°C)	696mW
Operating Temperature Ranges:	
MAX93_C_	0°C to +70°C
MAX93_E_	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—5V Operation

(V+ = 5V, V- = GND = 0V, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER REQUIREMENTS						
Supply Voltage Range	(Note 1)		2.5		11	V
Supply Current	IN+ = IN- + 100mV	MAX931, HYST = REF	TA = +25°C	2.5	3.2	μ A
			C/E temp. ranges		4	
		MAX932, HYST = REF	TA = +25°C	3.1	4.5	
			C/E temp. ranges		6	
		MAX933, HYST = REF	TA = +25°C	3.1	4.5	
			C/E temp. ranges		6	
MAX934	TA = +25°C	5.5	6.5			
	C/E temp. ranges		8.5			
COMPARATOR						
Input Offset Voltage	VCM = 2.5V				±10	mV
Input Leakage Current (IN-, IN+)	IN+ = IN- = 2.5V, C/E temp. ranges			±0.01	±5	nA
Input Leakage Current (HYST)	MAX931, MAX932, MAX933			±0.02		nA
Input Common-Mode Voltage Range			V-		V+ - 1.3	V
Common-Mode Rejection Ratio	V- to (V+ - 1.3V)			0.1	1.0	mV/V
Power-Supply Rejection Ratio	V+ = 2.5V to 11V			0.1	1.0	mV/V
Voltage Noise	100Hz to 100kHz			20		μ V _{RMS}
Hysteresis Input Voltage Range	MAX931, MAX932, MAX933		REF - 0.05		REF	V
Response Time	TA = +25°C, 100pF load	Overdrive = 10mV		12		μ s
		Overdrive = 100mV		4		

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—5V Operation (continued)

(V+ = 5V, V- = GND = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Output High Voltage	C/E temp. ranges, I _{OUT} = 17mA		V+ - 0.4			V
Output Low Voltage	C/E temp. ranges, I _{OUT} = 1.8mA	MAX932, MAX933	V- + 0.4			V
		MAX931, MAX934	GND + 0.4			
REFERENCE						
Reference Voltage	C temp. range		1.158	1.182	1.206	V
	E temp. range		1.147		1.217	
Source Current	T _A = +25°C		15	25		μA
	C/E temp. ranges		6			
Sink Current	T _A = +25°C		8	15		μA
	C/E temp. ranges		4			
Voltage Noise	100Hz to 100kHz			100		μVRMS

Note 1: MAX934 comparators work below 2.5V, see *Low-Voltage Operation* section for more details.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS—3V Operation

(V+ = 3V, V- = GND = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
POWER REQUIREMENTS						
Supply Current	IN+ = (IN- + 100mV)	MAX931, HYST=REF	T _A = +25°C	2.4	3.0	μA
			C/E temp. ranges		3.8	
		MAX932, HYST=REF	T _A = +25°C	3.4	4.3	
			C/E temp. ranges		5.8	
		MAX933, HYST=REF	T _A = +25°C	3.4	4.3	
			C/E temp. ranges		5.8	
MAX934	T _A = +25°C	5.2	6.2			
	C/E temp. ranges		8.0			
COMPARATOR						
Input Offset Voltage	V _{CM} = 1.5V				±10	mV
Input Leakage Current (IN-, IN+)	IN+ = IN- = 1.5V, C/E temp. ranges			±0.01	±1	nA
Input Leakage Current (HYST)	MAX931, MAX932, MAX933			±0.02		nA

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

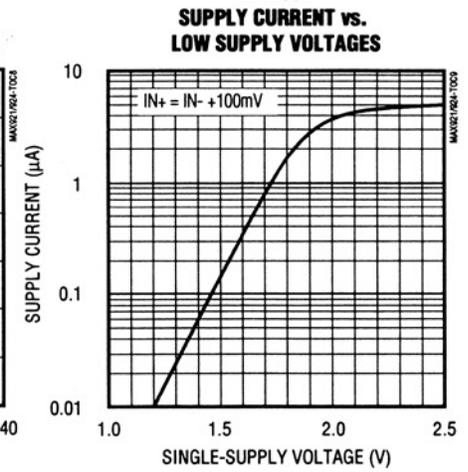
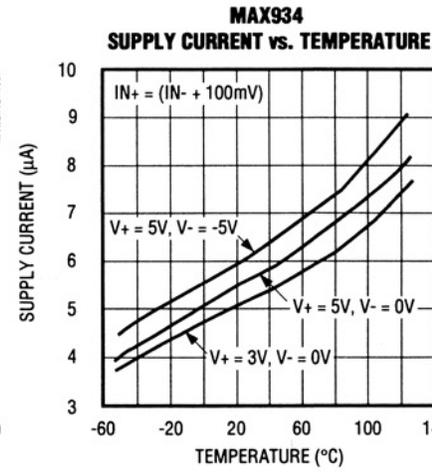
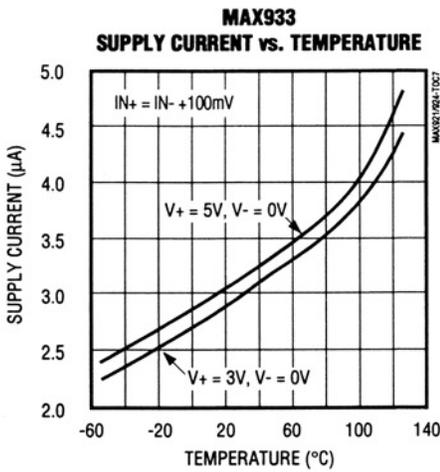
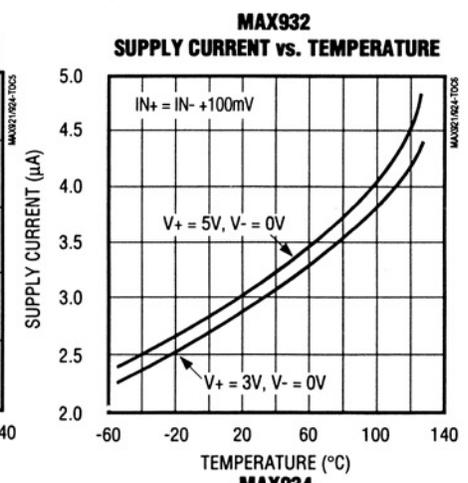
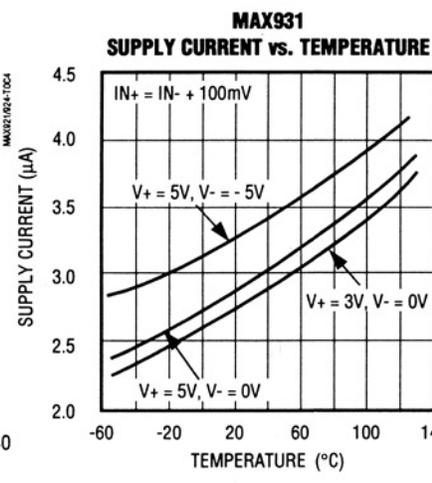
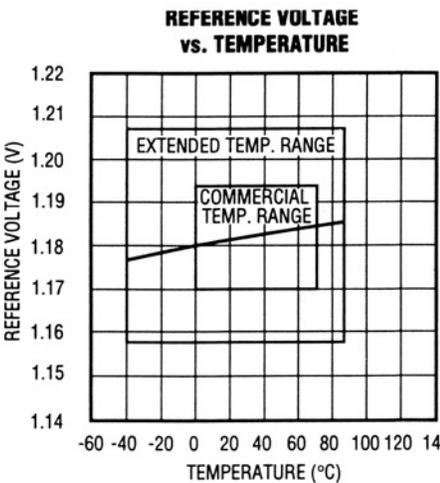
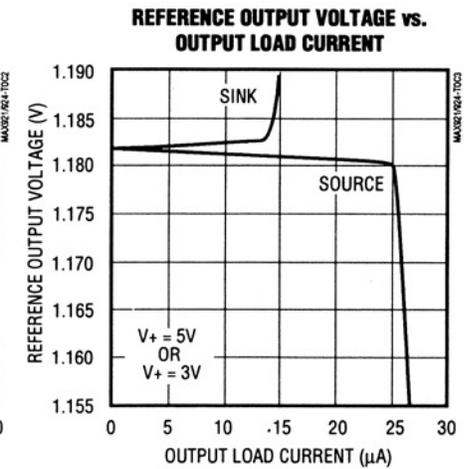
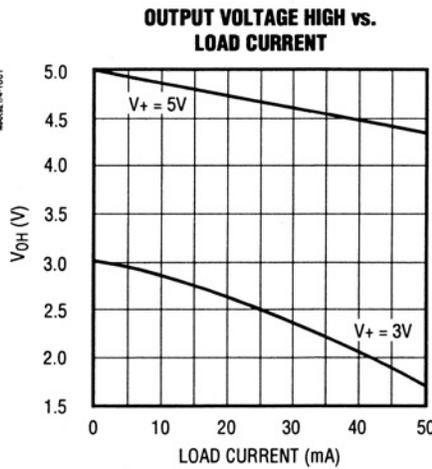
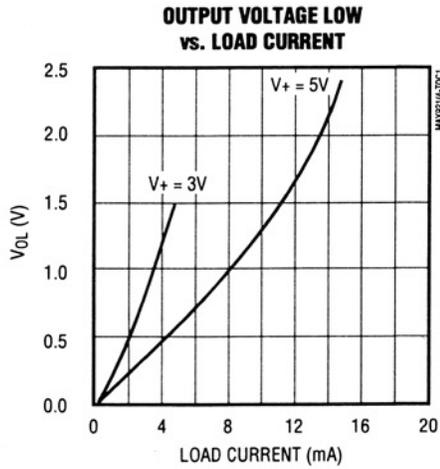
ELECTRICAL CHARACTERISTICS—3V Operation (continued)

(V+ = 3V, V- = GND = 0V, T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Common-Mode Voltage Range			V-		V+ - 1.3	V
Common-Mode Rejection Ratio	V- to (V+ - 1.3V)			0.2	1	mV/V
Power-Supply Rejection Ratio	V+ = 2.5V to 11V			0.1	1	mV/V
Voltage Noise	100Hz to 100kHz			20		μV _{RMS}
Hysteresis Input Voltage Range	MAX931, MAX932, MAX933		REF - 0.05		REF	V
Response Time	T _A = +25°C, 100pF load	Overdrive = 10mV		14		μs
		Overdrive = 100mV		5		
Output High Voltage	C/E temp. ranges, I _{OUT} = 10mA		V+ - 0.4			V
Output Low Voltage	C/E temp. ranges, I _{OUT} = 0.8mA	MAX932, MAX933	V- + 0.4			V
		MAX931	GND + 0.4			
REFERENCE						
Reference Voltage	C temp. range		1.158	1.182	1.206	V
	E temp. range		1.147		1.217	
Source Current	T _A = +25°C		15	25		μA
	C/E temp. ranges		6			
Sink Current	T _A = +25°C		8	15		μA
	C/E temp. ranges		4			
Voltage Noise	100Hz to 100kHz			100		μV _{RMS}

標準動作特性

($V_+ = 5V$, $V_- = GND$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

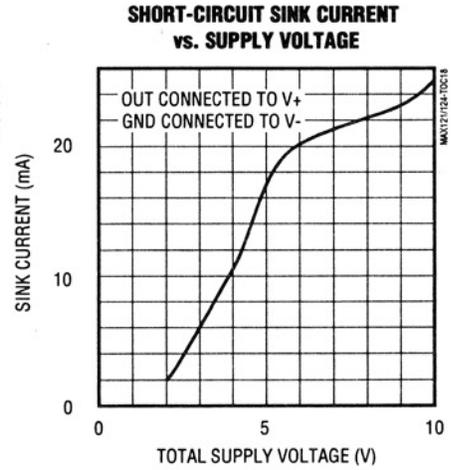
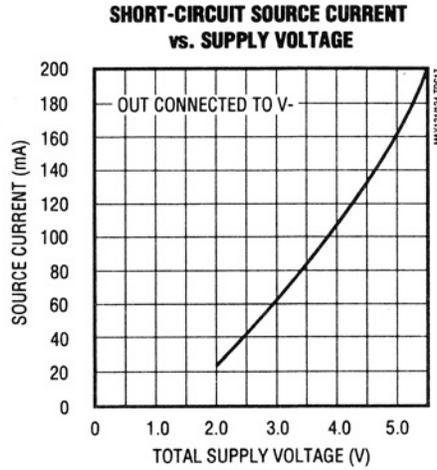
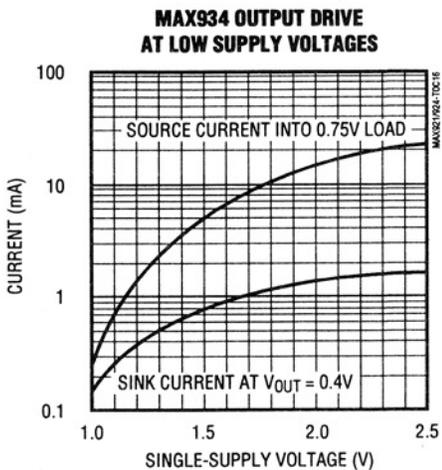
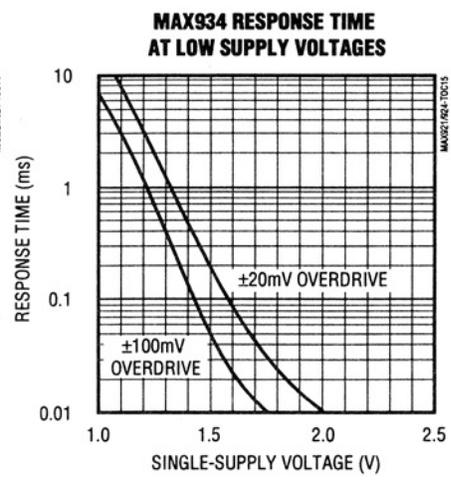
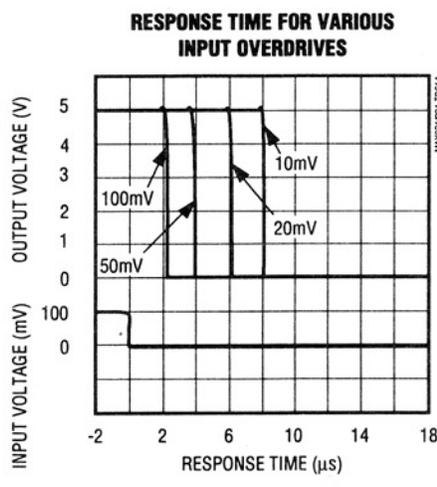
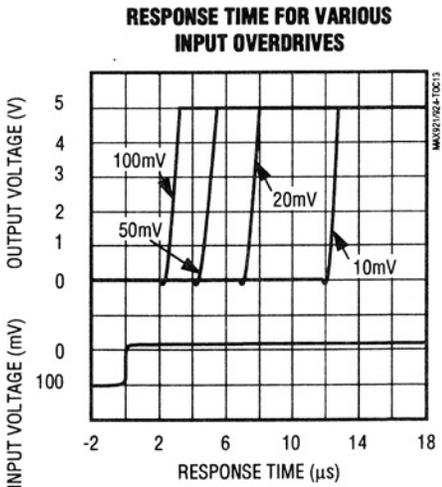
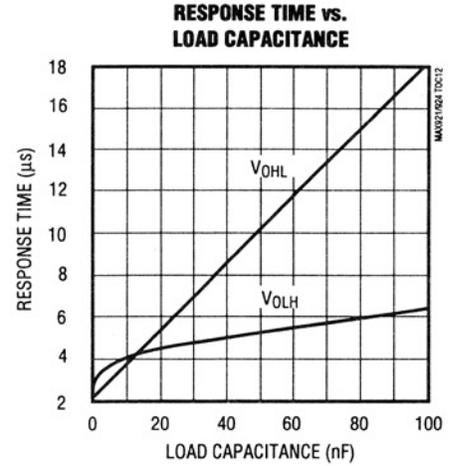
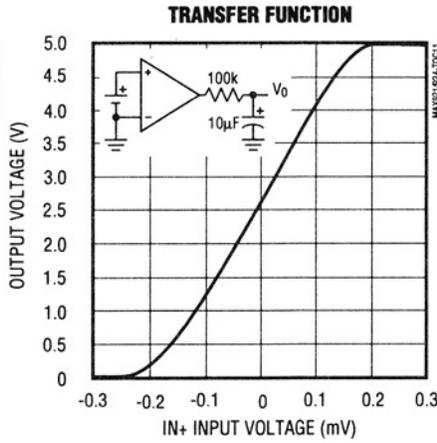
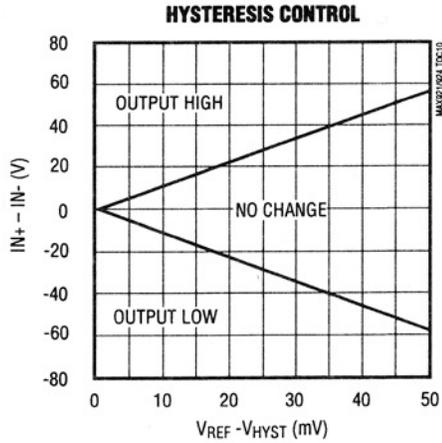


超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

標準動作特性 (続き)

($V_+ = 5V$, $V_- = GND$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

端子説明

端 子			名 称	機 能
MAX931	MAX932	MAX933		
1	—	—	GND	グランド。単一電源動作時にはV-に接続。出力振幅はV+~グランド。
—	1	1	OUTA	コンパレータA出力。シンク&ソース電流。V+~V-の電圧振幅。
2	2	2	V-	負電源。単一電源動作時にはグランドに接続(MAX931)。
3	—	—	IN+	非反転コンパレータ入力
—	3	3	INA+	コンパレータAの非反転入力
4	—	—	IN-	反転コンパレータ入力
—	4	—	INB+	コンパレータBの非反転入力
—	—	4	INB-	コンパレータBの反転入力
5	5	5	HYST	ヒステリシス入力。使用しない場合は、REFに接続。入力電圧範囲はV _{REF} ~(V _{REF} -50mV)。
6	6	6	REF	リファレンス出力。V-に対して1.182V。
7	7	7	V+	正電源
8	—	—	OUT	コンパレータ出力。シンク&ソース電流。V+~グランドの電圧振幅。
—	8	8	OUTB	コンパレータB出力。シンク&ソース電流。V+~V-の電圧振幅。

端 子	名 称	機 能
MAX934		
1	OUTB	コンパレータB出力。シンク&ソース電流。V+~グランドの電圧振幅。
2	OUTA	コンパレータA出力。シンク&ソース電流。V+~グランドの電圧振幅。
3	V+	正電源
4	INA-	コンパレータAの反転入力
5	INA+	コンパレータAの非反転入力
6	INB-	コンパレータBの反転入力
7	INB+	コンパレータBの非反転入力
8	REF	リファレンス出力。V-に対して1.182V。
9	V-	負電源。単一電源動作時にはグランドに接続。
10	INC-	コンパレータCの反転入力
11	INC+	コンパレータCの非反転入力
12	IND-	コンパレータDの反転入力
13	IND+	コンパレータDの非反転入力
14	GND	グランド。単一電源動作時にはV-に接続。
15	OUTD	コンパレータD出力。シンク&ソース電流。V+~グランドの電圧振幅。
16	OUTC	コンパレータC出力。シンク&ソース電流。V+~グランドの電圧振幅。

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

詳細

MAX931~MAX934は、超低消費電力の1.182Vリファレンスとコンパレータを様々な組合わせた形で構成されています。“標準動作回路”の項にはMAX931の構成図が、また図1a~図1cにはMAX932/MAX933/MAX934の構成図が示されています。

各コンパレータは40mAまでの連続電流ソース能力があり、ユニークな出力段を備えているため、出力トランジション中に起こるクローバグリッチを無くすことができ、このため不安定な状態を引き起こしやすい寄生フィードバックを最小限に抑え、また回路のボードレイアウトが最適化されていない場合でも優れた性能を実現できます。

MAX931/MAX932/MAX933は内部ヒステリシスを備えているため、容易にヒステリシスを付加することができます。また外部のポジティブ・フィードバックを使った回路より、高速なヒステリシスを提供し消費電流も少なくなっています。

電源と入力信号範囲

MAX931~MAX934は+2.5V~+11Vの単一電源で動作します。MAX931/MAX934では出力ドライバのグランドが独立

しているため、±1.25V~±5.5Vのデュアル電源でも動作します。単一電源でMAX931/MAX934を動作させる場合は、V-をグランドに接続して下さい。この場合も最大電源電圧は+11Vです。

正常なコンパレータ動作が可能な入力電圧範囲は、負電源(V-)から正電源の1V以内(V+-1V)です。また保証共通モード入力電圧はV-~(V+-1.3V)です。しかし素子にダメージを与えること無く印加できる入力信号は、電源電圧範囲の上下300mV以内となっています。

±5Vで動作するMAX931/MAX934は、バイポーラ入力信号を監視する際TTL/CMOSコンパチとなっており、MAX932/MAX933は+5V電源で動作する際TTLコンパチとなっています。

低電圧動作：V+=1V(MAX934のみ)

最小保証動作電圧は2.5V(または±1.25V)です。全電源電圧が2.5V以下になると、精度、消費電流とも低下します。MAX934のコンパレータは全電源電圧1Vでも動作し続けますが、リファレンスは2.2V以下では機能しません。MAX934のコンパレータが2V以下で動作可能な一方、MAX931/MAX932/MAX933のコンパレータは2.5V以下の電源電圧では動作しません。

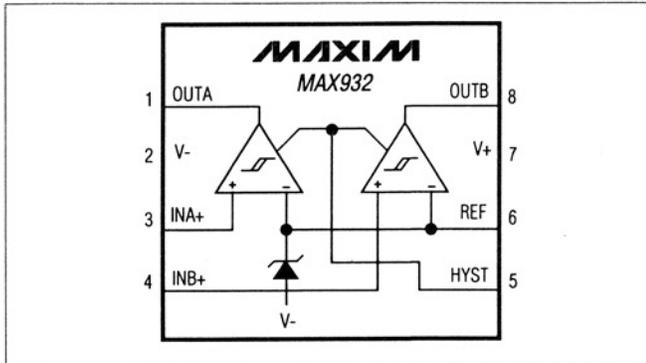


図1a. MAX932ファンクションダイアグラム

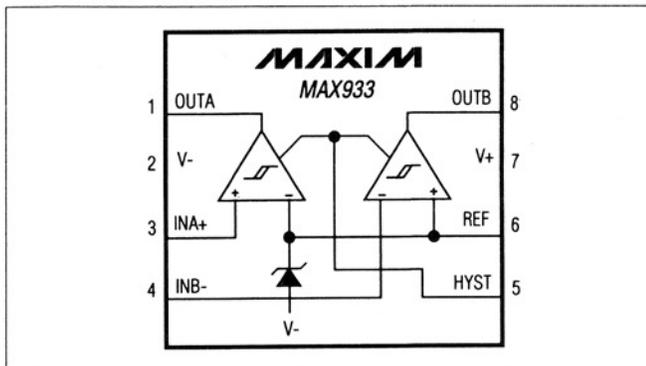


図1b. MAX933ファンクションダイアグラム

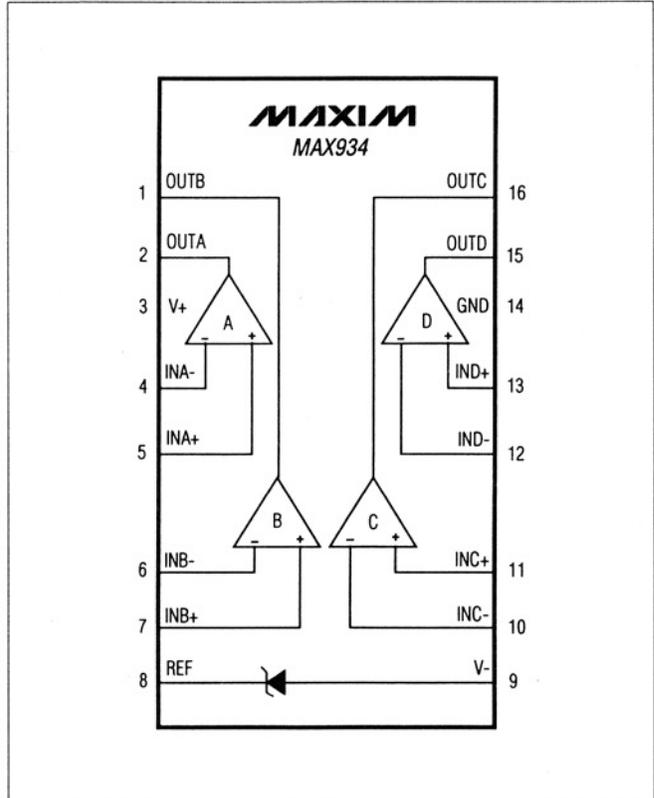


図1c. MAX934ファンクションダイアグラム

低電源電圧動作時、コンパレータの出力ドライブ能力は低下し、伝播遅延も増加します(“標準動作特性”を参照)。有効な入力電圧範囲は負電源から正電源電圧の約1V以内まで拡張されておりますが、これは高電圧動作のものより僅かに正電源電圧に近くなっています。2.5V以下の電源動作が見込まれる場合には、全温度範囲及び全電源電圧範囲でプロトタイプの実験をして下さい。

コンパレータ出力

100mVのオーバドライブにおける伝播遅延は、 $3\mu\text{s}$ (typ)です。“標準動作特性”の項に、オーバドライブの大きさや伝播遅延の関係のグラフが示されています。

MAX931/MAX934の出力振幅は V_+ からグランドまでのため、 $+5V \pm 10\%$ の電源を使用することによりTTLコンパチが保証されます。また負電源は、出力振幅には影響を与えないため、 $0V \sim -5V \pm 10\%$ の範囲をとることが可能です。

MAX932/MAX933はグランド端子を備えておらず、出力振幅は $V_+ \sim V_-$ の範囲をとります。 V_- をグランドに、 $V_+ = +5V$ に接続することで、TTLコンパチになります。

MAX931~MAX934はユニークな設計方法を採用しているため、自己消費電流を μA レベルに維持しながら、40mAを越えるソース電流能力及び5mA以上のシンク電流能力を備えています。しかしパッケージの最大消費電力を越えない範囲であれば、この出力は短いパルスに対して100mA($V_+ = +5V$)をソーシングできます。この出力段は、トランジション期間のクローバスイッチング電流を発生しないため、電源を通してのフィードバックを最小限に抑え、バイパス無しで十分な安定性が得られます。

電圧リファレンス

内部バンドギャップ電圧リファレンスは、 $V_- + 1.182V$ の出力を備えています。この出力はGNDではなく V_- を基準としており、 $0^\circ\text{C} \sim +70^\circ\text{C}$ の温度範囲での精度は $\pm 2\%$ 、またソーシング/シンク能力はそれぞれ $15\mu\text{A}$ (typ)、 $8\mu\text{A}$ (typ)となっています。このREF出力はバイパスしないで下さい。1%精度のリファレンスを必要とするアプリケーションに対しては、MAX921~MAX924のデータシートを参照して下さい。

ノイズ

これらのコンパレータは非常に高いゲインを備えていますが、有効なゲインはノイズによって制限されます(標準動作特性の“伝達関数”のグラフを参照)。入力電圧がコンパレータのオフセット電圧に近づくにつれ、出力は上下にバウンスし始め、これは $V_{IN} = V_{OS}$ の時ピークにな

ります(グラフのローパスフィルタは伝達関数を見やすくするため、このバウンスを平均化しています)。従ってこのコンパレータの広帯域ピークトゥピークのノイズは 0.3mV あたりになります。また電圧リファレンスは 1mV に近いピークトゥピーク・ノイズを備えているため、コンパレータとリファレンスを組合せて使用する場合には、ピークトゥピーク・ノイズは併せて約 1mV です。もちろんこれは各部品のRMSノイズよりかなり高い値です。出力からリファレンス端子への容量結合を避けるためレイアウトには際細の注意を払って下さい。クロストークによりリファレンスの実際のノイズはかなり増加します。

アプリケーション情報

ヒステリシス

ヒステリシスは、上限のスレッシュホールドを増加させ、下限のスレッシュホールドを減少させることにより、コンパレータのノイズマージンを増加させます(図2参照)。

ヒステリシス(MAX931/MAX932/MAX933)

MAX931/MAX932/MAX933にヒステリシスを加えるためには、REFとHYST間に抵抗 R_1 を接続し、また、HYSTと V_- 間に抵抗 R_2 を接続して下さい(図3)。ヒステリシスが不要な場合は、HYSTをREFに接続して下さい。ヒステリシスが加えられた場合、上限のスレッシュホールドは下限のスレッシュホールドが減少するのと同じ量だけ増加します。ヒステリシス帯域幅(上限と下限のスレッシュホールドの差、 V_{HB})はREFとHYST間の電圧差の約2倍です。HYST入力は、最大電圧をREF、最小電圧を($\text{REF} - 50\text{mV}$)に調整できます。従って、REFとHYSTの差が最大値 50mV をとる場合、ヒステリシス帯域幅は $100\text{mV}(\text{max})$ になります。次の式を用いて、 R_1 と R_2 を求めて下さい。

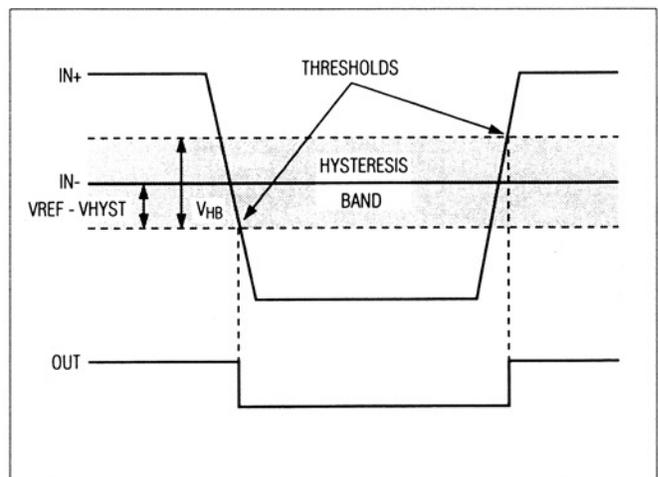


図2. スレッシュホールドのヒステリシスバンド

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

$$R1 = \frac{V_{HB}}{(2 \times I_{REF})}$$

$$R2 = \frac{\left(1.182 - \frac{V_{HB}}{2}\right)}{I_{REF}}$$

ここで I_{REF} (リファレンスによるソース電流)はREFのソース能力を越えない値で、かつ、HYST入力電流より顕著に大きくなければなりません。通常は、 $0.1\mu\text{A} \sim 4\mu\text{A}$ が適当です。R2に $2.4\text{M}\Omega$ が選択されると($I_{REF} = 0.5\mu\text{A}$)、R1と V_{HB} の関係式は以下ようになります。

$$R1 (\text{k}\Omega) = V_{HB}(\text{mV})$$

MAX932/MAX933のヒステリシスがこの方法で与えられた場合、同じヒステリシスが両コンパレータに加えられます。

ヒステリシス(MAX934)

図4に図示されているように、ヒステリシスは2個の抵抗でポジティブ・フィードバックを使用して設定できます。この回路は通常MAX931/MAX932/MAX933のHYST端子を使用した回路より消費電流が多く、高フィードバックインピーダンスによりヒステリシスを遅くします。設計手順は以下のようになっています。

1. R3の値の選択。IN+の漏れ電流は 1nA 以下($+85^\circ\text{C}$ まで)のため、R3を流れる電流を 100nA 近辺とし、それでも依然高精度を維持します。トリップポイントでのR3の電流は、 $V_{REF}/R3$ 、つまり $R3=11.8\text{M}\Omega$ の場合 100nA です。従って $10\text{M}\Omega$ がR3の適当な値です。
2. ヒステリシス電圧(V_{HB})、上限及び下限のスレッシュホールド間の電圧の選択。ここでは $V_{HB} = 50\text{mV}$ を選択します。

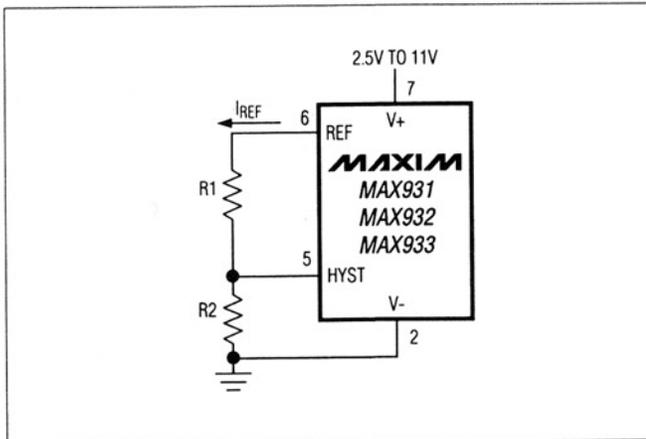


図3. HYSTの設定方法

3. R1の計算。

$$R1 = R3 \times \frac{V_{HB}}{V+}$$

$$= 10\text{M} \times \frac{0.05}{5}$$

$$= 100\text{k}\Omega$$

4. V_{IN} の立上がりのスレッシュホールド電圧(V_{THR})の選択。ここでは $V_{THR} = 3\text{V}$ を選びます。

5. R2の計算

$$R2 = \frac{1}{\left[\frac{V_{THR}}{(V_{REF} \times R1)} - \frac{1}{R1} - \frac{1}{R3}\right]}$$

$$= \frac{1}{\left[\frac{3}{(1.182 \times 100\text{k})} - \frac{1}{100\text{k}} - \frac{1}{10\text{M}}\right]}$$

$$= 65.44\text{k}\Omega$$

1%で適当な値は $64.9\text{k}\Omega$ です。

6. 次の式でスレッシュホールド電圧の値を確認して下さい。 V_{IN} の立上がり:

$$V_{THR} = V_{REF} \times R1 \times \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}\right)$$

V_{IN} の立下がり:

$$V_{THF} = V_{THR} - \frac{(R1 \times V+)}{R3}$$

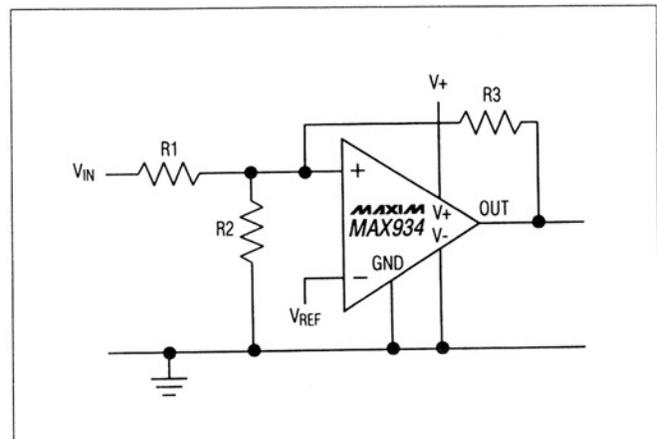


図4. 外部からのヒステリシス

ボードレイアウトとバイパス

電源インピーダンスが低い場合、電源バイパスコンデンサは不要ですが、電源インピーダンスが高い場合、または電源のリード線が長い場合は、 $0.1\mu\text{F}$ のバイパスコンデンサを使用して下さい。不安定な状態を引き起こしやすい入力と出力間の浮遊容量を減少させるため、信号のリード線の長さは最小限にして下さい。またリファレンス出力はバイパスしないで下さい。

標準アプリケーション

自動オフ電源

図5に、電源能力40mAの自動パワーオフ機能の構成図が示されています。コンパレータの出力はスイッチ付き電源出力です。10mAの電流負荷で $V_{\text{BATT}} - 0.12\text{V}(\text{typ})$ の電圧を出力しますが自己消費電流は僅か $3.5\mu\text{A}$ です。この回路はMAX931の持つ4つの特長、つまり、 $2.5\mu\text{A}$ 消費電流、内部リファレンス、ヒステリシス、高電流出力特性を利用して構成されたものです。図中に示された値の部品を使用して、3個の抵抗による電圧分圧器により $\pm 50\text{mV}$ の最大ヒステリシスがプログラミングされ、 $\text{IN}+$ 入力電圧が約100mVに設定されます。また、これにより $\text{IN}+$ の立下がりのトリップスレッシュホールドが約50mVになります。

RC時定数により、パワーダウンが起こる前のOUT端子の最大パワーオン時間が決まります。この時間のおおよその値は $R \times C \times 4.6(\text{秒})$ で与えられます。

例： $2\text{M}\Omega \times 10\mu\text{F} \times 4.6 = 92(\text{秒})$

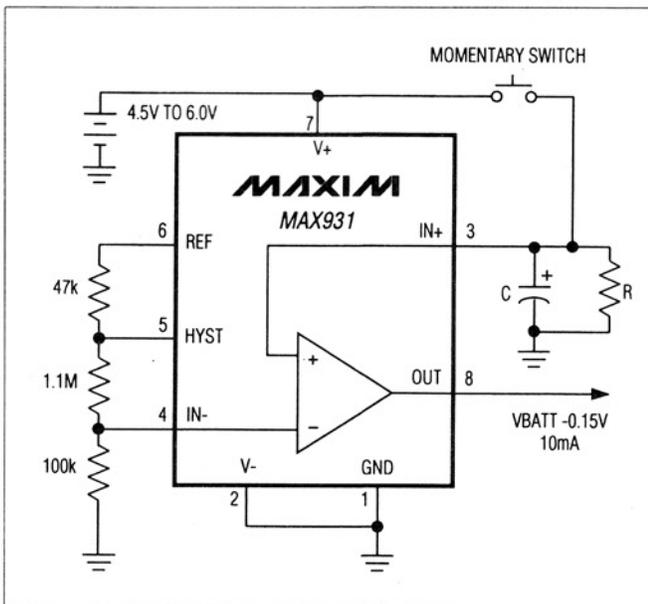


図5. $2.5\mu\text{A}$ 自己消費電流での自動パワーオフスイッチ動作

実際の時間は、コンデンサの漏れ電流と回路に与えられた電圧により変化します。

ウインド検出器

MAX933はウインド検出器を構成するのに最適です(低電圧/過電圧検出器)。図6に、4.5Vの低電圧、5.5Vの過電圧スレッシュホールドを検出する場合に使用する部品の値とその構成図が図示されています。R1、R2、R3の値を変化させることによって異なったスレッシュホールドを選んで下さい。電源電圧がスレッシュホールドに近い場合の出力におけるチャタリングを防ぐため、ヒステリシスがR4とR5により加えられています。OUTAは、アクティブローの低電圧表示をし、OUTBはアクティブローの過電圧表示をします。2つの出力をAND接続することによりアクティブハイのパワーグッド信号が得られます。

設計手順は以下の通りです。

1. 必要なヒステリシスレベルを選び、ヒステリシス(MAX931/MAX932/MAX933)の項の式によりR4とR5の値を計算する。ここでは $\pm 5\text{mV}$ のヒステリシスがコンパレータ入力に加えられています($V_{\text{H}} = V_{\text{HB}}/2$)。つまり入力抵抗分圧器により V_{IN} に加えられるヒステリシスは、より大きくなるということです。
2. R1の選択。INB-の漏れ電流は通常1nA以下です。従ってR1を流れる電流は、スレッシュホールド精度を保つために100nA以上でなければなりません。R1には10M Ω までの値の抵抗を使用できますが、通常100k Ω ~1M Ω の範囲が適当です。ここではR1=294k Ω を選びます。

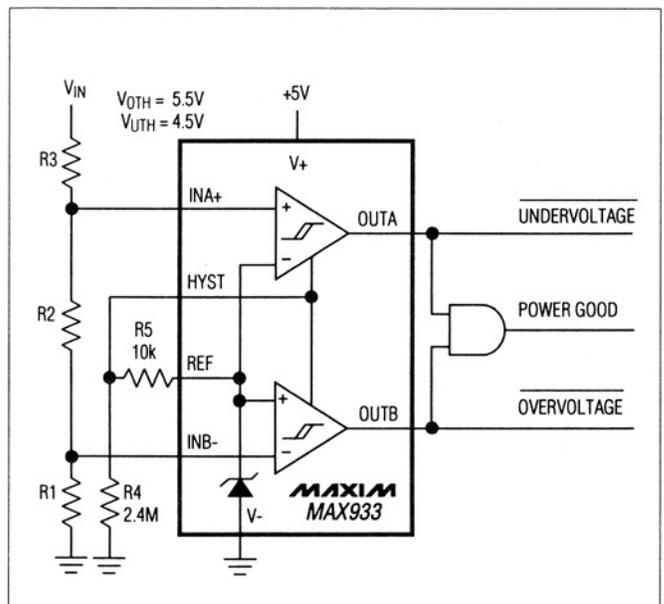


図6. ウインド検出

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

3. R2+R3の計算。V_{IN}の立上がり時の過電圧スレッシュヨルドは5.5Vです。計算式は以下のようになります。

$$\begin{aligned} R2 + R3 &= R1 \times \left(\frac{V_{OTH}}{V_{REF} + V_H} - 1 \right) \\ &= 294k \times \left(\frac{5.5}{(1.182 + 0.005)} - 1 \right) \\ &= 1.068M\Omega \end{aligned}$$

4. R2の計算。V_{IN}の立下がり時の低電圧スレッシュヨルドは4.5Vです。計算式は以下のようになります。

$$\begin{aligned} R2 &= (R1 + R2 + R3) \times \frac{(V_{REF} - V_H)}{V_{UTH}} - R1 \\ &= (294k + 1.068M) \times \frac{(1.182 - 0.005)}{4.5} - 294k \\ &= 62.2k\Omega \end{aligned}$$

R2=61.9kΩ(1%標準値)の抵抗値を選択します。

5. R3の計算。

$$\begin{aligned} R3 &= (R2 + R3) - R2 \\ &= 1.068M - 61.9k \\ &= 1.006M\Omega \end{aligned}$$

R3=1MΩ(1%標準値)の抵抗値を選択します。

6. 抵抗値の確認。計算式は以下のようになり、上の例を評価して下さい。

過電圧スレッシュヨルド:

$$\begin{aligned} V_{OTH} &= (V_{REF} + V_H) \times \frac{(R1 + R2 + R3)}{R1} \\ &= 5.474V. \end{aligned}$$

低電圧スレッシュヨルド:

$$\begin{aligned} V_{UTH} &= (V_{REF} - V_H) \times \frac{(R1 + R2 + R3)}{(R1 + R2)} \\ &= 4.484V, \end{aligned}$$

ここでヒステリシス電圧V_H = V_{REF} × R5/R4

バーグラフレベルゲージ

MAX931シリーズは、高出力ソース能力を備えているためLEDドライブ用に適しています。図7に簡単な4段階のレベル検出器が図示されています。フルスケールのスレッシュヨルド(全LEDがオン)は、V_{IN}=(R1+R2)/R1で与えられ、その他のスレッシュヨルドはフルスケールの3/4、1/2、1/4で与えられます。また出力抵抗によりLEDへの電流が制限されています。

レベルシフタ

図8に±5Vのバイポーラ入力からTTL信号に変換する回路が示されています。10kΩの抵抗はコンパレータ入力を保護し、実際の回路動作には影響を与えません。

2段階の低電圧検出

図9はMAX932の2段階入力電圧検出を示しています。V_{IN}がLOW及びFAILスレッシュヨルドより高い時、出力は“ハイ”になります。スレッシュヨルドの計算はウインド検出器での計算に類似しています。

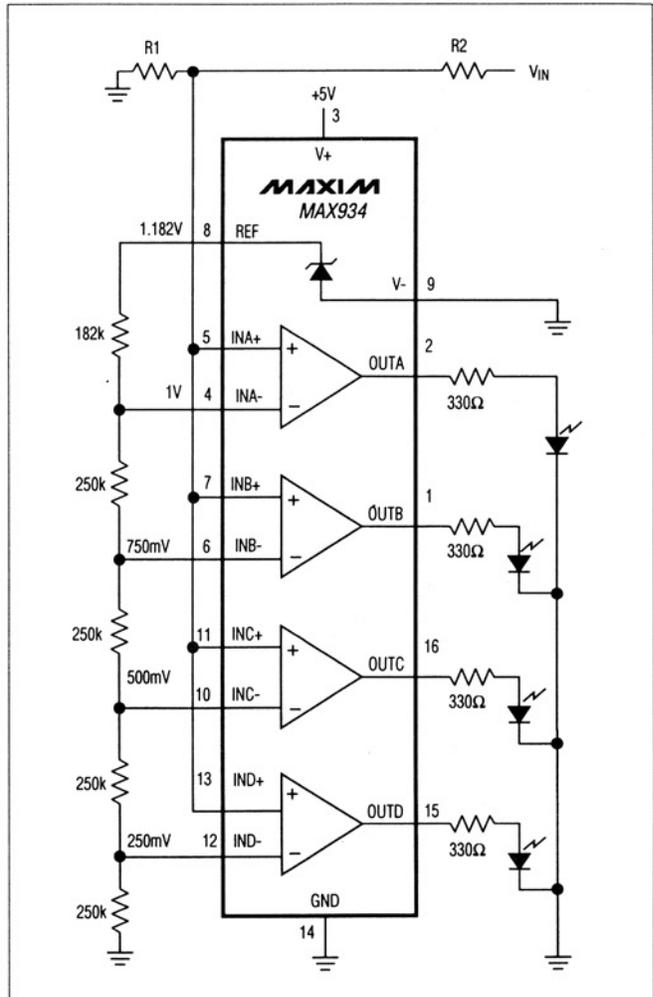


図7. バーグラフレベルゲージ

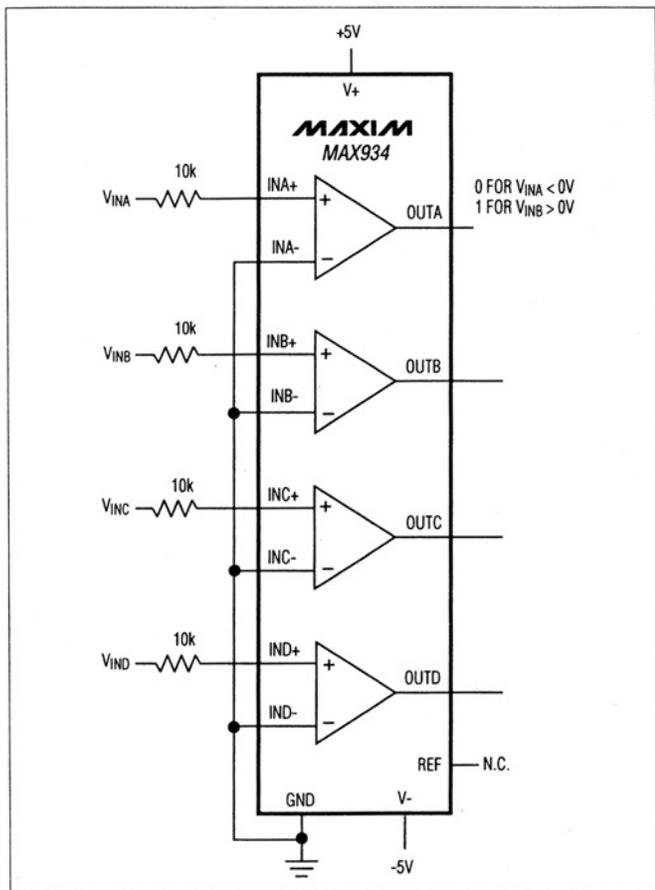


図8. レベルシフタ：±5V入力からのCMOS出力

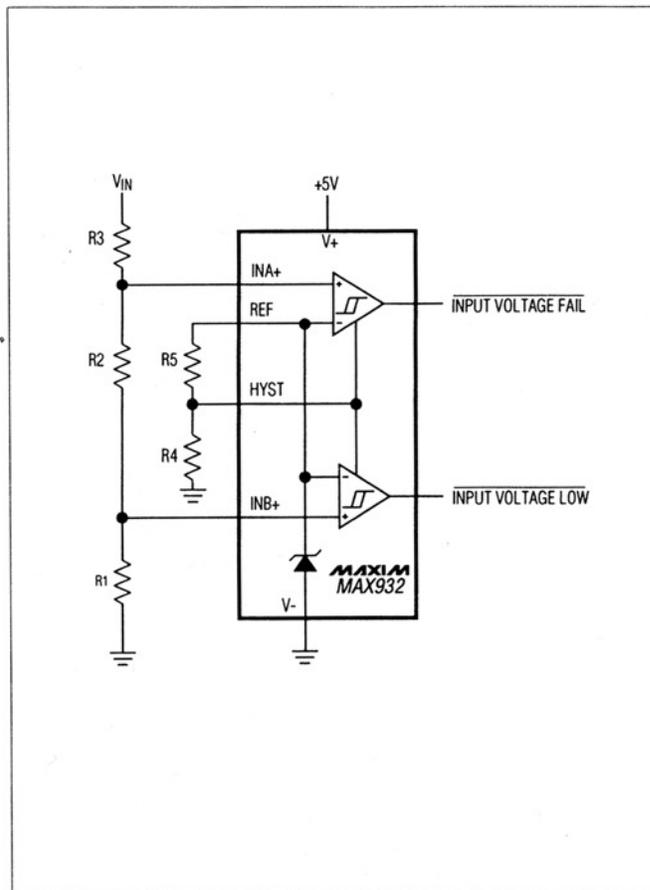
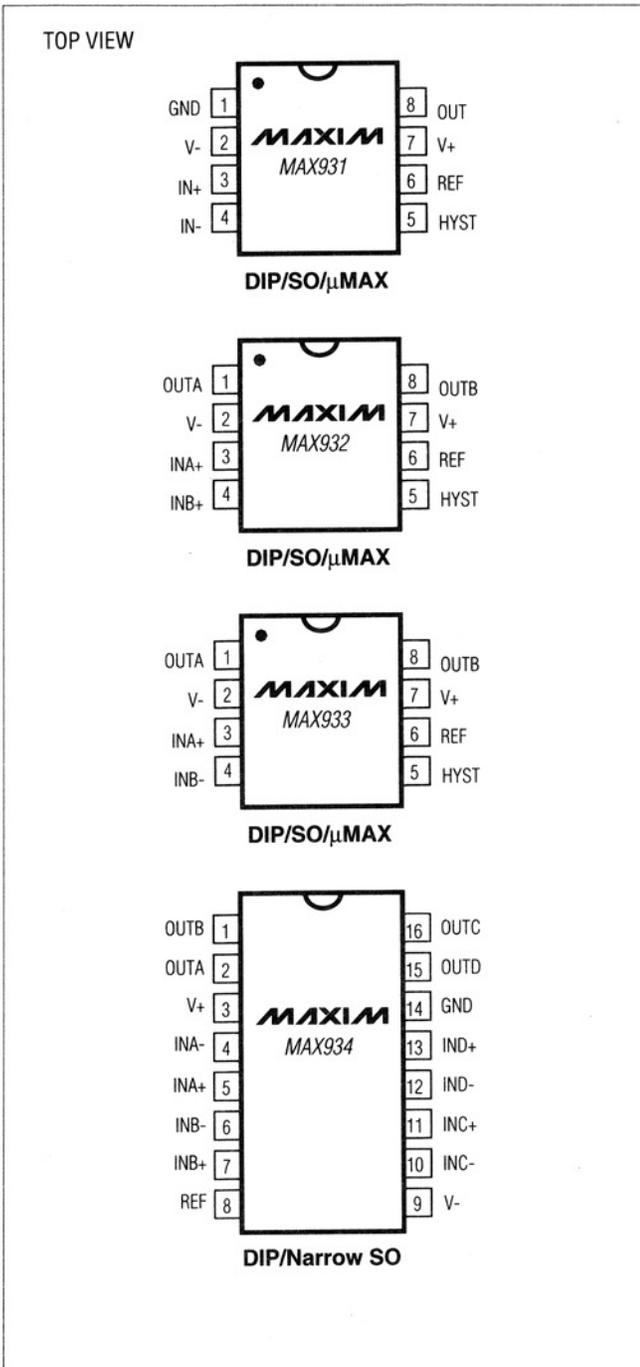


図9. 2段階の低電圧検出

超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

ピン配置



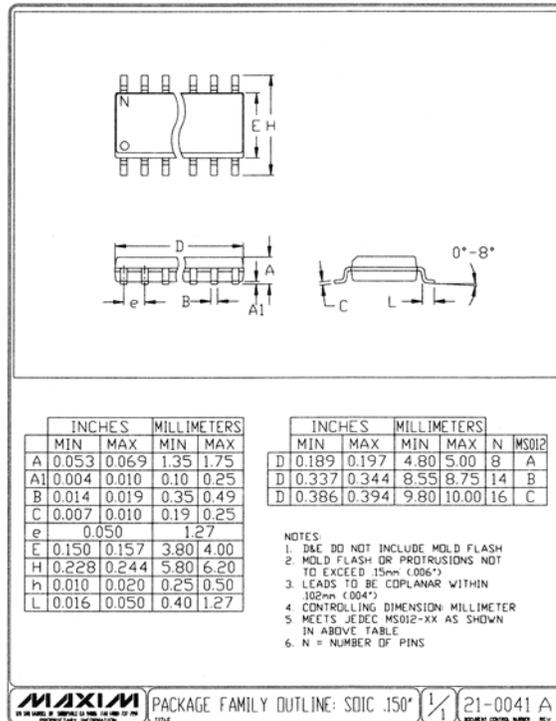
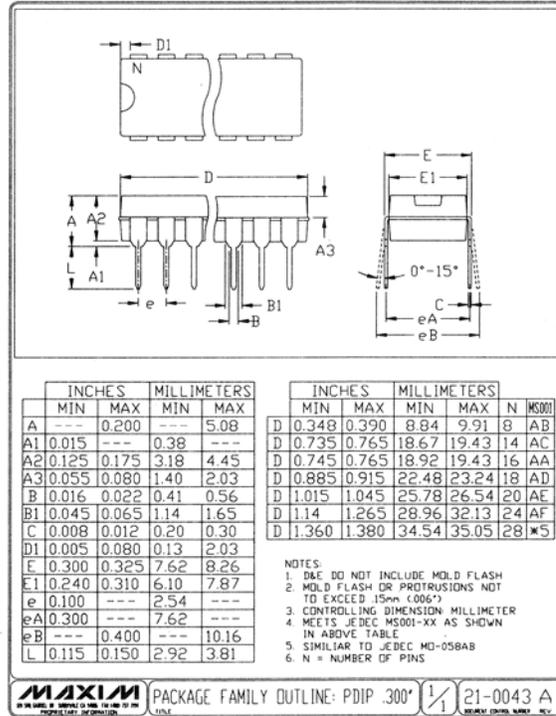
型番(続き)

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX932 CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX932CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX932CUA	0°C to +70°C	8 μ MAX
MAX932EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX932ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX933 CPA	0°C to +70°C	8 Plastic DIP
MAX933CSA	0°C to +70°C	8 SO
MAX933CUA	0°C to +70°C	8 μ MAX
MAX933EPA	-40°C to +85°C	8 Plastic DIP
MAX933ESA	-40°C to +85°C	8 SO
MAX934 CPE	0°C to +70°C	16 Plastic DIP
MAX934CSE	0°C to +70°C	16 Narrow SO
MAX934EPE	-40°C to +85°C	16 Plastic DIP
MAX934ESE	-40°C to +85°C	16 Narrow SO

For similar devices guaranteed over the military temp. range, see the MAX921-MAX924 data sheet. The MAX931, MAX933, and MAX934 are pin-compatible with the 1% accurate MAX921, MAX923, and MAX924, respectively. The MAX932 and MAX922 are not pin-compatible.

パッケージ

(このデータシートに掲載されているパッケージ仕様は、最新版が反映されているとは限りません。最新のパッケージ情報は、<http://japan.maxim-ic.com/packages>をご参照下さい。)

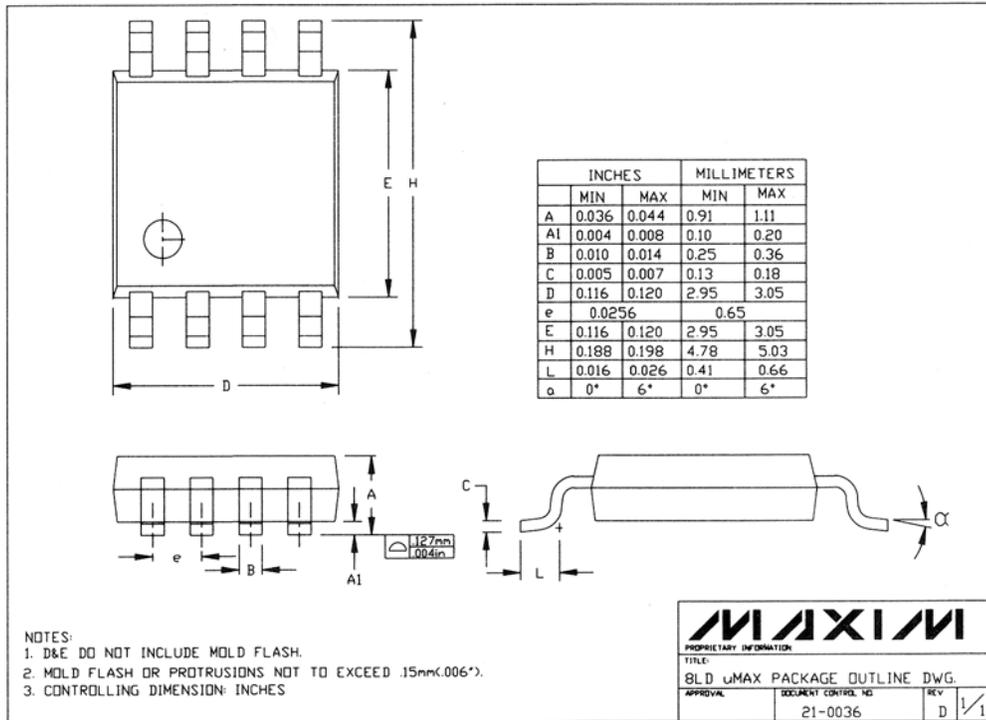


超低消費電力、低コスト 2%のリファレンス内蔵コンパレータ

MAX931-MAX934

パッケージ(続き)

(このデータシートに掲載されているパッケージ仕様は、最新版が反映されているとは限りません。最新のパッケージ情報は、<http://japan.maxim-ic.com/packages>をご参照下さい。)



販売代理店

マキシム・ジャパン株式会社

〒169 東京都新宿区西早稲田3-30-16 (ホリゾン1ビル)
TEL. (03) 3232-6141 FAX. (03) 3232-6149

マキシム社では全体がマキシム社製品で実現されている回路以外の回路の使用については責任を持ちません。回路特許ライセンスは明言されていません。マキシム社は随時予告なしに回路及び仕様を変更する権利を保留します。

Maxim Integrated Products, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA 94086(408)737-7600