

LM6211

*LM6211 Low Noise, RRO Operational Amplifier with CMOS Input and 24V
Operation*



Literature Number: JAJSA93

LM6211

CMOS 入力および 24V 動作、低ノイズ、出力フルスイング・オペアンプ

概要

LM6211 は動作電源電圧範囲が広く、入力バイアス電流が低い、広帯域、低ノイズのオペアンプです。LM6211 は 5V ~ 24V の単一電源による安定したユニティ・ゲイン、グラウンド検知 CMOS 入力段を有し、フルスイングの出力振幅を提供します。

LM6211 は高電圧、低ノイズのシステムで最適な特性を実現します。LM6211 のユニティ・ゲイン帯域は 20MHz で、入力換算電圧ノイズは 10kHz で 5.5nV/√Hz です。LM6211 はこれらの仕様をわずか 1mA の低電源電流で実現します。LM6211 の低バイアス電流は 2.3pA で出力短絡回路電流は 25mA、スルーレートは 5.6V/μs です。LM6211 の同相入力容量はわずか 5.5pF のため、広帯域の高ゲイン回路に最適です。LM6211 は広帯域 PLL 用アクティブ・ループ・フィルタのような超低入力バイアス電流で、大きな出力電圧振幅のオペアンプが必要な低ノイズ・アプリケーションに最適です。600 の高負荷での全高調波歪みは 1kHz でわずか 0.01% なので、高品質オーディオやマイク用アンプとしても理想的なソリューションです。

LM6211 のパッケージは小型 SOT パッケージのため、超小型で安価な回路基板にも実装できます。

特長

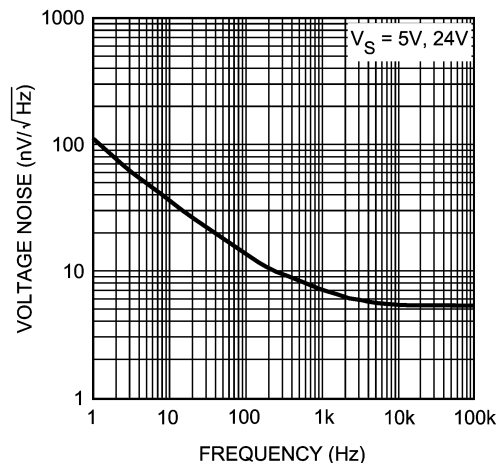
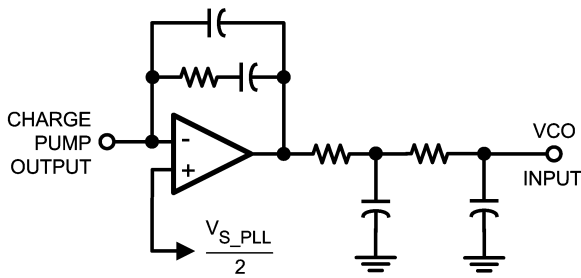
(特記のない限り、動作電源電圧は 24V です。)

電源電圧範囲	5V ~ 24V
入力換算電圧ノイズ	5.5 nV/√Hz
ユニティ・ゲイン帯域	20MHz
1/f コーナー周波数	400Hz
スルーレート	5.6V/μs
消費電流	1.05mA
低入力容量	5.5pF
周囲温度範囲	- 40 ~ 125
全高調波歪み	1kHz、600 で 0.01%
出力短絡回路電流	25mA

アプリケーション

- PLL ループ・フィルタ
- 低ノイズ・アクティブ・フィルタ
- 歪みゲージ・アンプ
- 低ノイズ・マイク用アンプ

代表的なアプリケーション



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。

ハンダ付け条件

赤外線または対流方式 (20 秒)	235
ウェーブ・ハンダ付けリード温度 (10 秒)	260

ESD 耐性 (Note 2)

人体モデル	2000V
マシン・モデル	200V

動作定格 (Note 1)

V_{IN} 差動電圧	$\pm 0.3V$
電源電圧 ($V_S = V^+ - V^-$)	25V
入出力電圧	$V^+ + 0.3V, V^- - 0.3V$
保存温度範囲	- 65 ~ + 150
接合部温度 (Note 3)	+ 150

周囲温度範囲	- 40 ~ + 125
電源電圧 ($V_S = V^+ - V^-$)	5V ~ 24V
パッケージ熱抵抗 (θ_{JA} (Note 3))	
5ピン SOT23	178 /W

5V 電気的特性 (Note 4)

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_O = V^+/2$ で保証されます。太文字表記のリミット値は最大値に適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0.5V$		0.1	± 2.5 ± 2.8	mV
TC V_{OS}	Input Offset Average Drift	$V_{CM} = 0.5V$ (Note 7)		2		$\mu\text{V}/\text{C}$
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 0.5V$ (Notes 8, 9)		0.5	5 10	pA nA
I_{OS}	Input Offset Current	$V_{CM} = 0.5V$		0.1		pA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0V \leq V_{CM} \leq 3V$ $0.4V \leq V_{CM} \leq 2.3V$	83 70	98		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to 24V, $V_{CM} = 0.5V$	85 78	98		dB
		$V^+ = 4.5V$ to 25V, $V_{CM} = 0.5V$	80	95		
CMVR	Input Common-Mode Voltage Range	CMRR ≥ 65 dB CMRR ≥ 60 dB	0 0		3.3 2.4	V
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_O = 0.35V$ to 4.65, $R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	82 80	110		dB
		$V_O = 0.25V$ to 4.75, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$	85 82	110		
V_O	Output Swing High	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		50	150 165	mV from rail
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		20	85 90	
	Output Swing Low	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		39	150 170	
		$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to $V^+/2$		13	85 90	
I_{OUT}	Output Short Circuit Current	Sourcing to $V^+/2$ $V_{ID} = 100\text{ mV}$ (Note 10)	13 10	16		mA
		Sinking to $V^+/2$ $V_{ID} = -100\text{ mV}$ (Note 10)	20 10	30		
I_S	Supply Current			0.96	1.10 1.25	mA
SR	Slew Rate	$A_V = +1$, 10% to 90% (Note 11)		5.5		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product			17		MHz
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 10\text{ kHz}$		5.5		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 1\text{ kHz}$		6.0		
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

5V 電気的特性 (Note 4) (つづき)

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_A = 25$ 、 $V^+ = 5V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_O = V^+/2$ で保証されます。太文字表記のリミット値は最大値に適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V = 2$, $R_L = 600\Omega$ to $V^+/2$		0.01		%

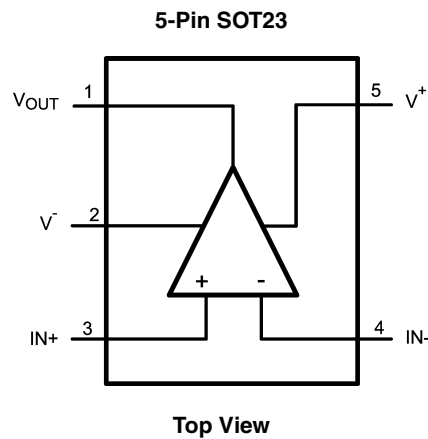
24V 電気的特性 (Note 4)

特記のない限り、すべてのリミット値は $T_A = 25$ 、 $V^+ = 24V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_O = V^+/2$ で保証されます。太文字表記のリミット値は最大値に適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 6)	Typ (Note 5)	Max (Note 6)	Units
V_{OS}	Input Offset Voltage	$V_{CM} = 0.5V$		0.25	± 2.7 ± 3.0	mV
TC V_{OS}	Input Offset Average Drift	$V_{CM} = 0.5V$ (Note 7)		± 2		$\mu V/C$
I_B	Input Bias Current	$V_{CM} = 0.5V$ (Notes 8, 9)		2	25 10	pA nA
I_{OS}	Input Offset Current	$V_{CM} = 0.5V$		0.1		pA
CMRR	Common Mode Rejection Ratio	$0 \leq V_{CM} \leq 21V$ $0.4 \leq V_{CM} \leq 20V$	85 70	105		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V^+ = 5V$ to $24V$, $V_{CM} = 0.5V$	85 78	98		dB
		$V^+ = 4.5V$ to $25V$, $V_{CM} = 0.5V$	80	98		
CMVR	Input Common-Mode Voltage Range	CMRR ≥ 65 dB CMRR ≥ 60 dB	0 0		21.5 20.5	V
A_{VOL}	Large Signal Voltage Gain	$V_O = 1.5V$ to $22.5V$, $R_L = 2 k\Omega$ to $V^+/2$	82 77	120		dB
		$V_O = 1V$ to $23V$, $R_L = 10 k\Omega$ to $V^+/2$	85 82	120		
V_O	Output Swing High	$R_L = 2 k\Omega$ to $V^+/2$		212	400 520	mV from rail
		$R_L = 10 k\Omega$ to $V^+/2$		48	150 165	
	Output Swing Low	$R_L = 2 k\Omega$ to $V^+/2$		150	350 420	
		$R_L = 10 k\Omega$ to $V^+/2$		38	150 170	
I_{OUT}	Output Short Circuit Current	Sourcing to $V^+/2$ $V_{ID} = 100$ mV (Note 10)	20 15	25		mA
		Sinking to $V^+/2$ $V_{ID} = -100$ mV (Note 10)	30 20	38		
I_S	Supply Current			1.05	1.25 1.40	mA
SR	Slew Rate	$A_V = +1$, $V_O = 18 V_{PP}$ 10% to 90% (Note 11)		5.6		V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product			20		MHz
e_n	Input-Referred Voltage Noise	$f = 10$ kHz		5.5		nV/ \sqrt{Hz}
		$f = 1$ kHz		6.0		
i_n	Input-Referred Current Noise	$f = 1$ kHz		0.01		pA/ \sqrt{Hz}
THD	Total Harmonic Distortion	$A_V = 2$, $R_L = 2 k\Omega$ to $V^+/2$		0.01		%

- Note 1:** 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生する可能性があるリミット値をいいます。動作定格とはデバイスが機能する条件を示しますが、特定の性能リミット値を保証するものではありません。保証されている仕様およびその試験条件については、「電気的特性」の表を参照してください。
- Note 2:** 使用した試験回路は、人体モデルに基づき 100pF のコンデンサから直列抵抗 1.5k を通して各ピンに放電されます。マシン・モデルでは、0 と 200pF を直列に接続します。
- Note 3:** 最大消費電力は、最大接合部温度 $T_{J(max)}$ 、接合部 - 周囲温度間熱抵抗 J_A 、周囲温度 T_A により決まります。ある周囲温度での最大許容消費電力 P_D は $P_D = (T_{J(max)} - T_A) / J_A$ です。すべての数値はプリント基板に直接ハンダ付けされた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極めてわずかです。
- Note 5:** 代表 (typ) 値は特性評価時におけるパラメータの標準 (norm) を表します。
- Note 6:** リミット値は 25 において製品の全数検査を行っています。動作温度範囲でのリミット値は標準統計品質管理 (SQC) 手法を用いた相関関係によって保証されています。
- Note 7:** 最低温度から最高温度までの V_{OS} の変化量を、温度変化量の合計値で割ると、オフセット電圧の平均ドリフト量が求められます。
- Note 8:** 正の電流値は、デバイスへ流れ込む電流に対応します。
- Note 9:** 入力バイアス電流は設計により保証されています。
- Note 10:** この IC は短絡保護回路内蔵で継続的にリミット電流をソースまたはシンクします。しかし、出力が短絡回路電流をドライブしている場合には、入力値が $\pm 0.3V$ 差動電圧以上にならないように注意が必要です。
- Note 11:** スルーレートは立ち上がり / 立ち下がりスルーレートの平均値です。

ピン配置図



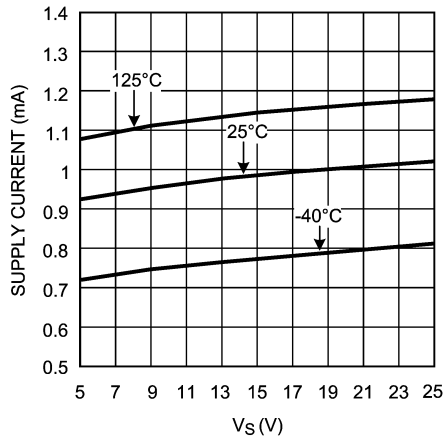
製品情報

Package	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
5-Pin SOT-23	LM6211MF	AT1A	1k Units Tape and Reel	MF05A
	LM6211MFX		3k Units Tape and Reel	

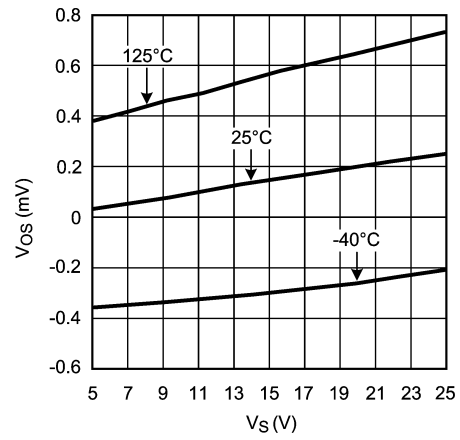
代表的な性能特性

特記のない場合、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_S = 24\text{V}$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。

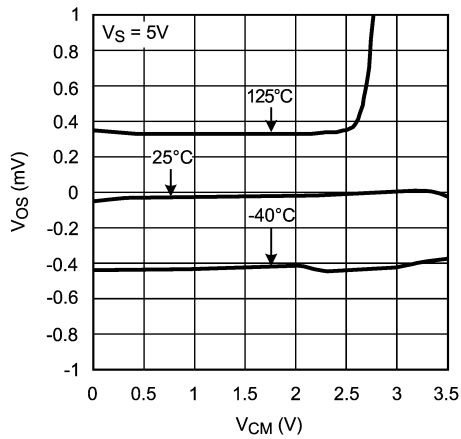
Supply Current vs. Supply Voltage



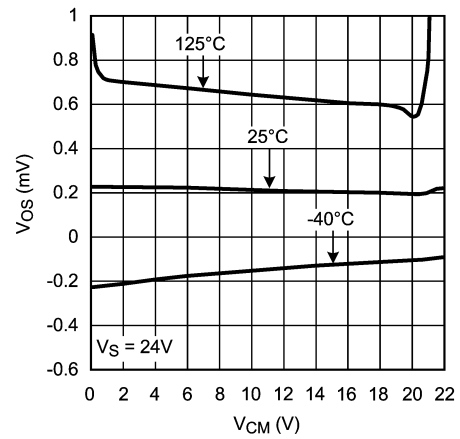
V_{OS} vs. Supply Voltage



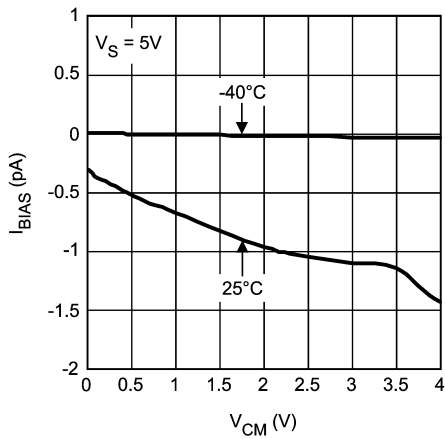
V_{OS} vs. V_{CM}



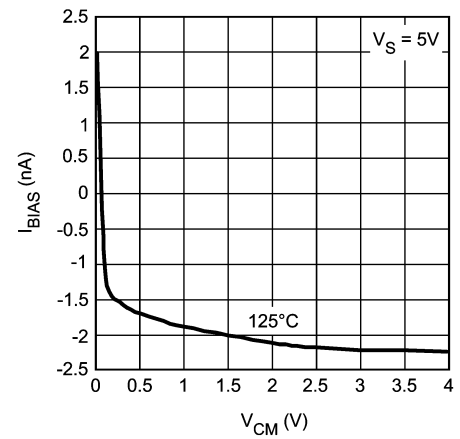
V_{OS} vs. V_{CM}



Input Bias Current vs. V_{CM}

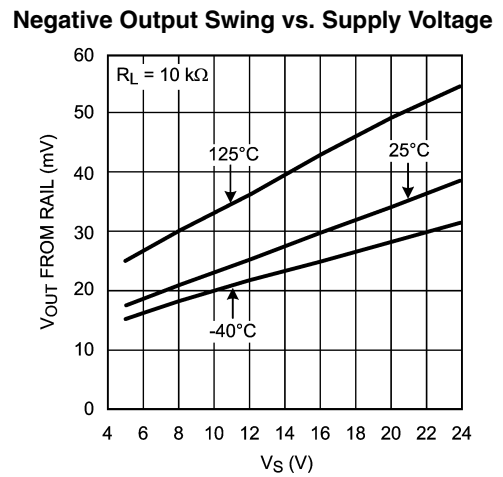
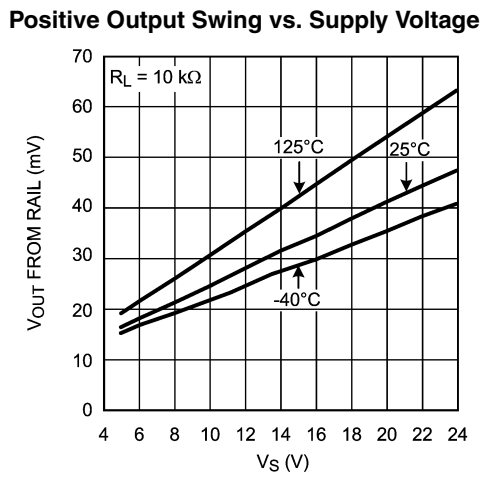
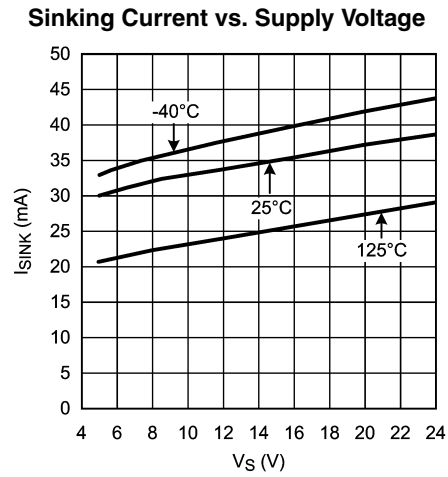
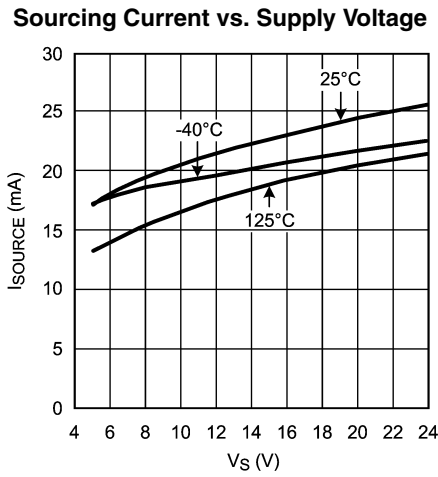
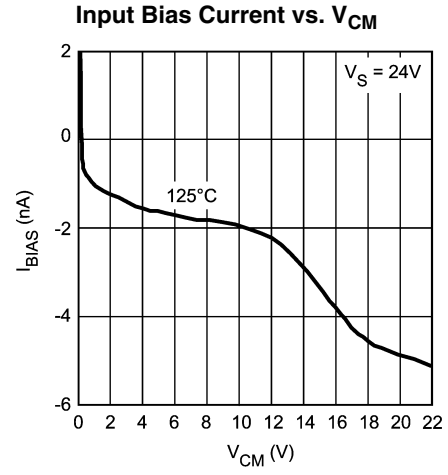
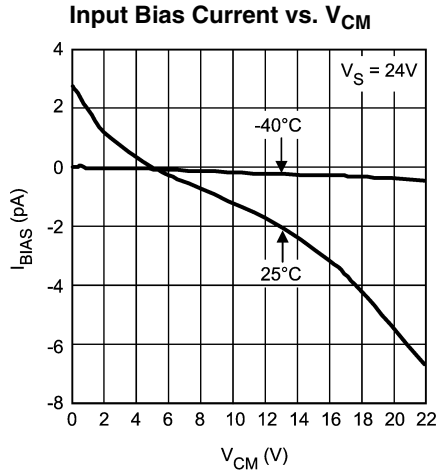


Input Bias Current vs. V_{CM}



代表的な性能特性

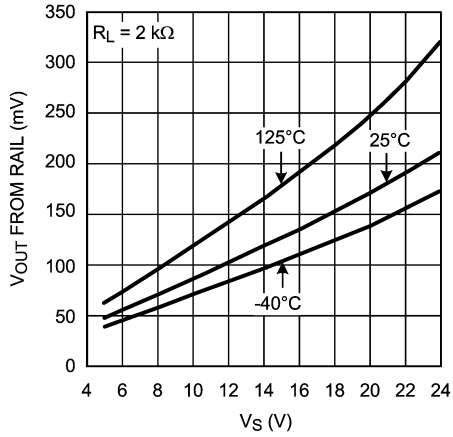
特記のない場合、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_S = 24\text{V}$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。(つづき)



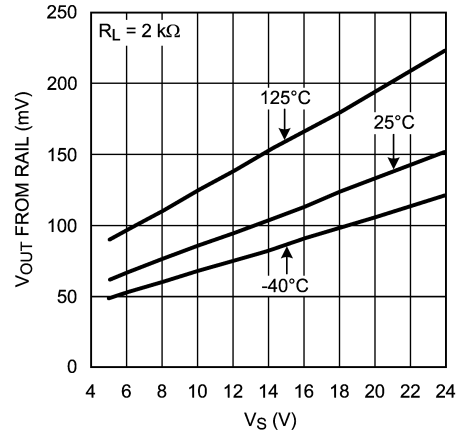
代表的な性能特性

特記のない場合、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_S = 24\text{V}$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0\text{V}$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。(つづき)

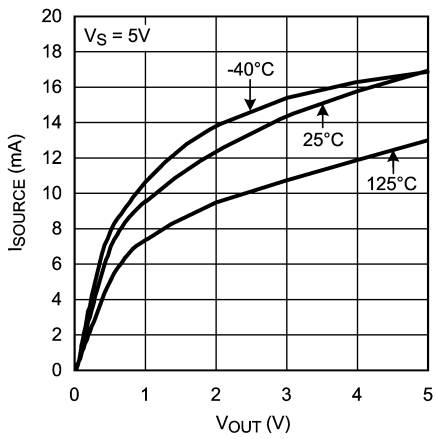
Positive Output Swing vs. Supply Voltage



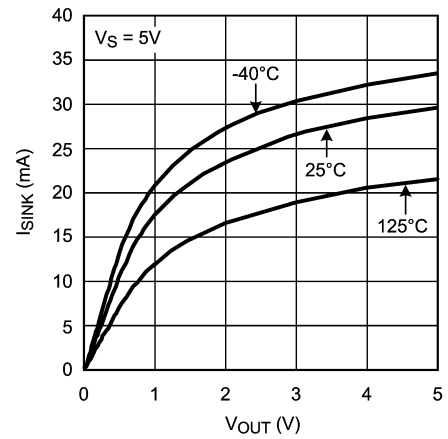
Negative Output Swing vs. Supply Voltage



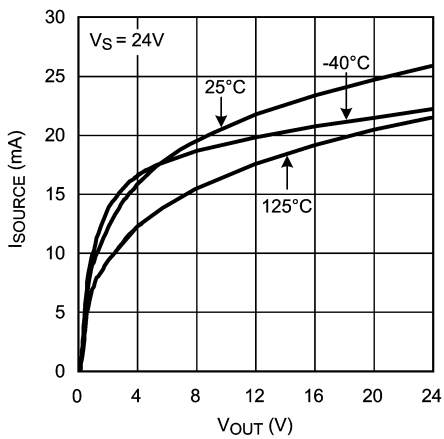
Sourcing Current vs. Output Voltage



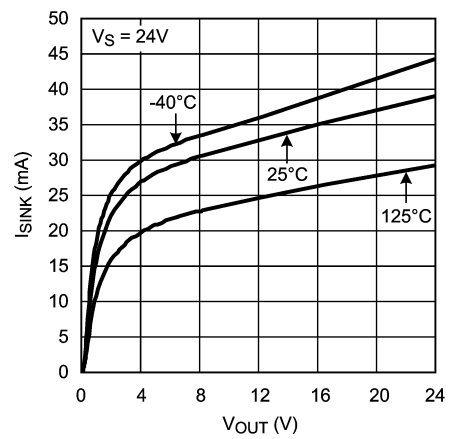
Sinking Current vs. Output Voltage



Sourcing Current vs. Output Voltage



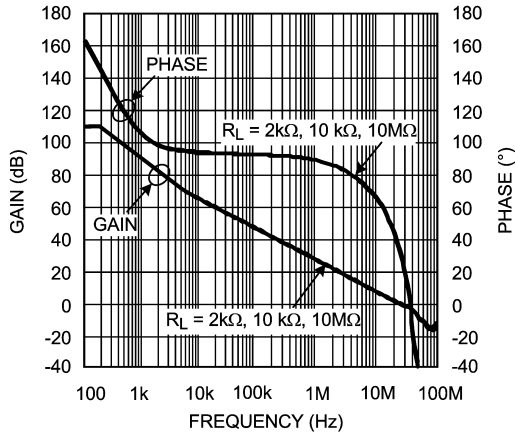
Sinking Current vs. Output Voltage



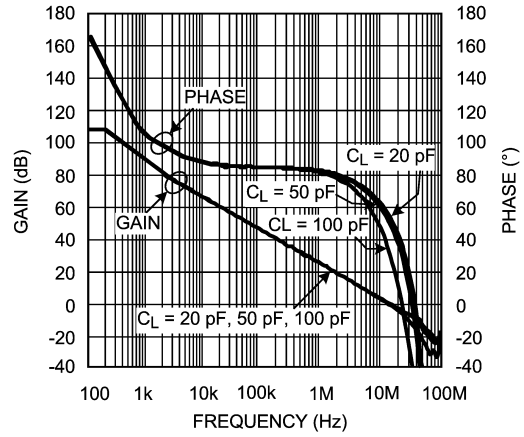
代表的な性能特性

特記のない場合、 $T_A = 25$ 、 $V_S = 24V$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。(つづき)

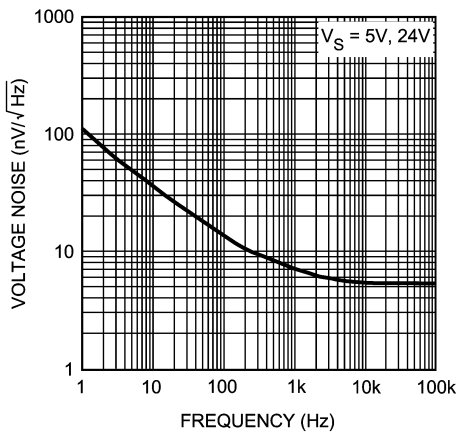
Open Loop Gain and Phase with Resistive Load



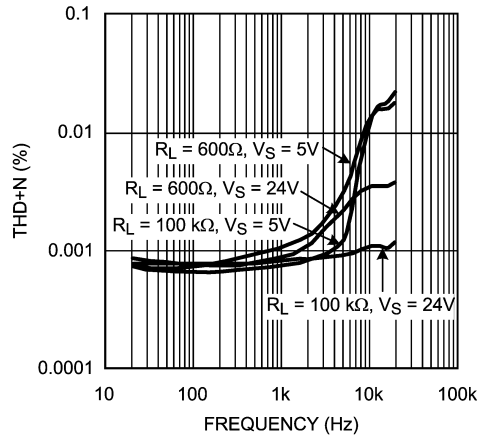
Open Loop Gain and Phase with Capacitive Load



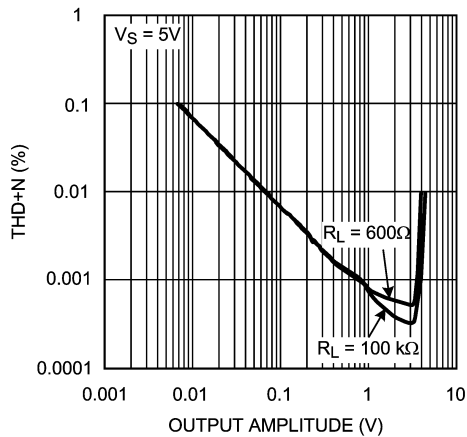
Input Referred Voltage Noise vs. Frequency



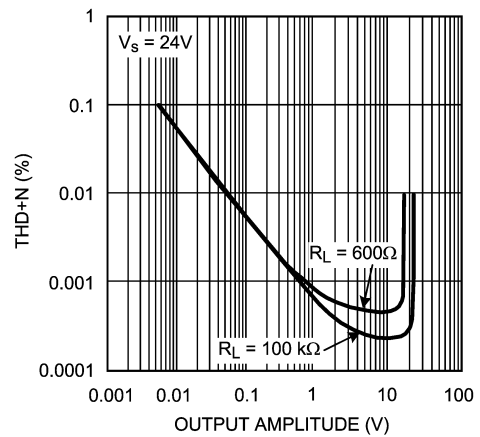
THD+N vs. Frequency



THD+N vs. Output Amplitude



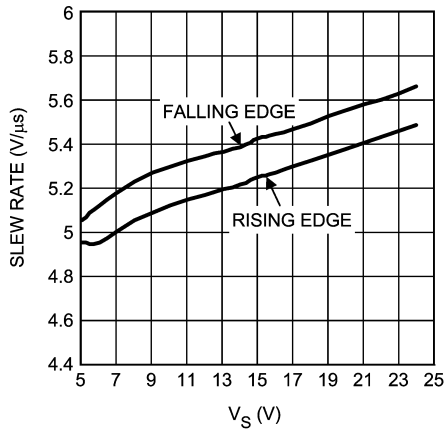
THD+N vs. Output Amplitude



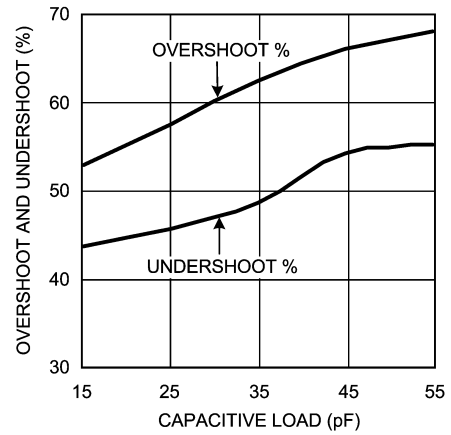
代表的な性能特性

特記のない場合、 $T_A = 25$ 、 $V_S = 24V$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。(つづき)

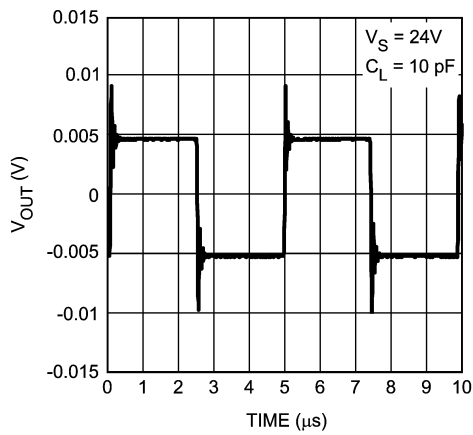
Slew Rate vs. Supply Voltage



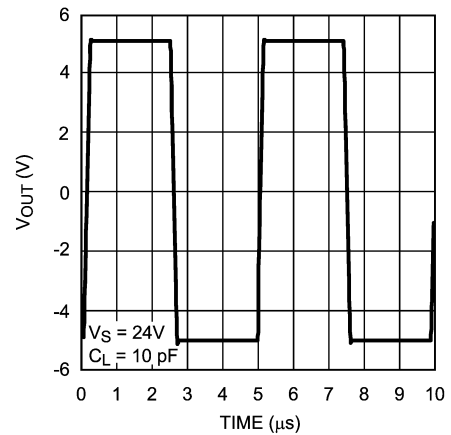
Overshoot and Undershoot vs. Capacitive Load



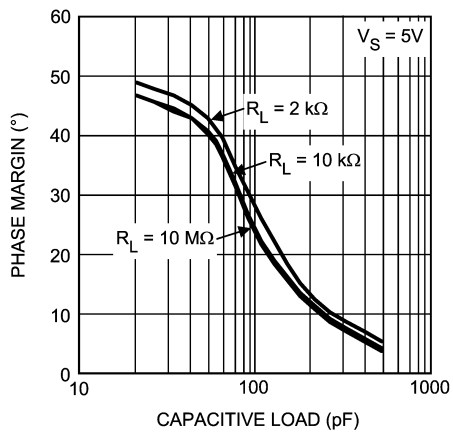
Small Signal Transient Response



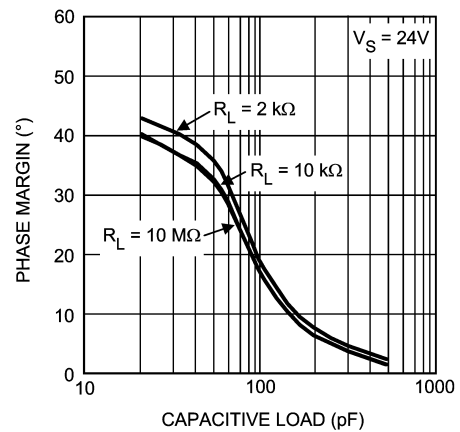
Large Signal Transient Response



Phase Margin vs. Capacitive Load (Stability)



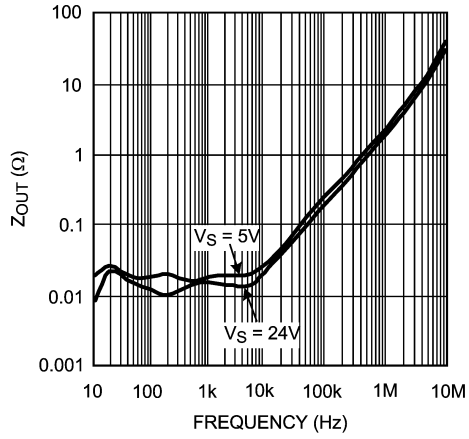
Phase Margin vs. Capacitive Load (Stability)



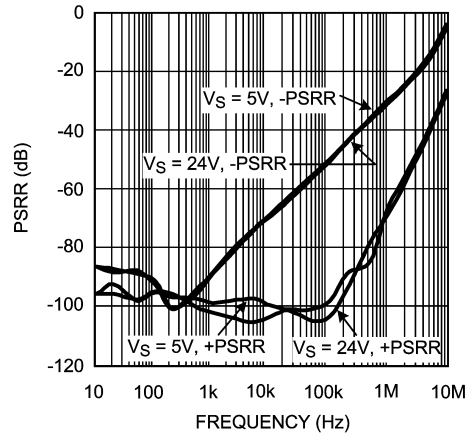
代表的な性能特性

特記のない場合、 $T_A = 25$ 、 $V_S = 24V$ 、 $V^+ = V_S$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{CM} = V_S/2$ です。(つづき)

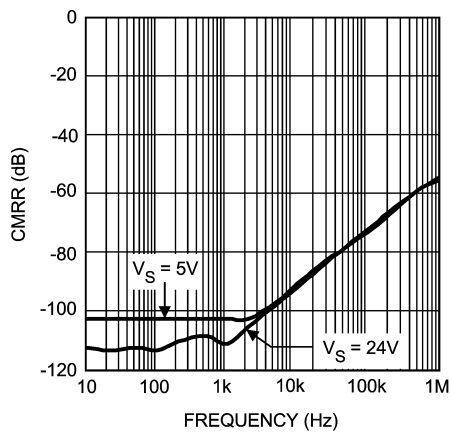
Closed Loop Output Impedance vs. Frequency



PSRR vs. Frequency



CMRR vs. Frequency



アプリケーション・ノート

LM6211 の特長

高電源電圧、低消費電力

LM6211 は 5V ~ 24V までの電源電圧での動作を保証しています。この広い動作電源電圧で、LM6211 は消費電流が 1mA で安定しており、20MHz の広帯域を提供します。電源電圧の動作範囲が広いため、LM6211 は小型計測機器から工業用制御機器にいたるまで広範囲なアプリケーションに対応します。

低入力換算ノイズ

LM6211 の平坦帯域入力換算電圧ノイズは 5.5nV/ Hz と非常にわずかです。1/f コーナー周波数も非常に低く、およそ 400Hz です。CMOS 入力段により微小入力電流 (2pA) および超低入力換算電流ノイズ (0.01pA/ Hz) を提供します。これらの特性により LM6211 は信号忠実度を維持し、オーディオ、ワイヤレスまたはセンサなどのアプリケーションに最適です。

低入力バイアス電流および高入力インピーダンス

LM6211 では CMOS 入力段を採用しているため超高入力インピーダンス、超低入力バイアス電流 (2pA)、微小入力換算電流ノイズ (0.01pA/ Hz) が得られます。このレベルの性能は数ナノアンペア程度の微小電流を扱うセンサ用アプリケーションのオペアンプには不可欠です。この場合、オペアンプは一般的には数十 M のソースインピーダンスのセンサによってドライブされます。したがって、オペアンプにはより高いインピーダンスが必要になります。

低入力容量

LM6211 は高耐圧の CMOS 回路設計には小さな入力容量を使用しています。低入力容量は閉ループ・ゲインを高く設定した場合に必要な大きな値の帰還抵抗をドライブする場合に非常に有効です。一般的には、高い電圧の CMOS 入力段の場合には入力容量が大きいため、標準的なゲイン構成で使用すると、帰還抵抗と相互作用し新たにポールを形成します。この余分なポールはゲインピークを起しアンプの安定性を損ないます。しかし、LM6211 は入力容量が比較的小さく、大きな抵抗を使用できるため、安定性を損なうことなく大きなゲインを提供します。したがって、LM6211 は広帯域、低入力換算ノイズ、低入力容量を必要とする広帯域のトランスインピーダンス増幅器に最適です。

RRO、グラウンド検知と電流制限機能

LM6211 はフルスイング出力であるため、最大の出力ダイナミックレンジを提供します。これは広帯域 VCO をドライブするアクティブ・ループ・フィルタを必要とする広帯域 PLL シンセサイザのように、大きな出力振幅が要求されるアプリケーションには特に重要です。同相入力範囲には単一電源でグラウンドでの直接検知を可能にする負電源レールが使用されています。LM6211 は出力電流をおよそ 25mA (ソース)、38mA (シンク) に制限する短絡保護回路を内蔵しているため、短絡回路負荷を無限大にドライブできます。しかし、短絡回路の負荷をドライブする場合には、入力が絶対最大差動入力電圧の $\pm 0.3V$ 差動電圧以上にならないように注意してください。

小型パッケージ

LM6211 のパッケージは小型で PCB (プリント基板) の省スペースが図れるため、さらに小型でコンパクトな電子製品の設計が可能です。信号源とオペアンプ間のトレースが長いと信号パスがノイズの影響を受けやすくなります。小さなパッケージを用いることによって、LM6211 を信号源により近く配置できるため、ノイズを抑えシグナル・インテグリティ (信号品質) を高められます。

オペアンプ回路の安定性

安定性と容量性負荷

LM6211 はユニティ・ゲインでおおよそ 100pF の適度の容量性負荷に対しても安定しています。つまり、ユニティ・ゲイン・バッファ構成の回路で使用した場合、LM6211 は容量性負荷がおおよそ 100pF を超えない限り発振を抑制します。容量性負荷が大きい場合、オペアンプの位相マージンが大幅に減り発振が起こります。オペアンプは帯域を犠牲にするかまたは電源電流を上げない限り、大きい容量性負荷に対して安定した設計ができないからです。したがって、大きい容量性負荷をドライブするには LM6211 を外付けで補正する必要があります。

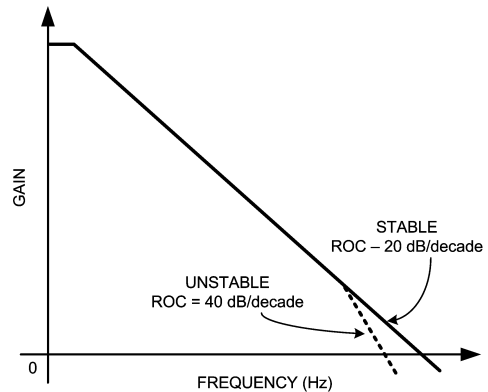


FIGURE 1. Gain vs. Frequency for an Op Amp

オペアンプは理想的にはドミナント・ポールが DC の近くにあると、周波数で見るとそのゲインが 20dB/decade で減衰します。レート・オブ・クロージャ (ROC) として知られるこの減衰率が、オペアンプのユニティ・ゲイン帯域で 20dB/decade を維持できれば、そのオペアンプは安定しているといえます。しかし、オペアンプの出力に大きな容量が加えられると、オペアンプの出力インピーダンスと作用してユニティ・ゲイン周波数 (Figure 1) の周波数応答に新たなポールを形成します。これにより ROC が 40dB/decade まで増大し、回路が不安定になります。

そのような場合には回路の安定性を確保するためにさまざまな手法が用いられます。いずれの手法も周波数応答を変更して ROC を 20dB/decade に戻すことによって、安定性を確保する点は共通しています。

アプリケーション・ノート (つづき)

ループ補正

Figure 2 は「ループ」補正として知られる補正手法で、帰還ループ内に RC 帰還回路を設けて非反転のアンプ回路を安定させる回路です。小さな値の直列抵抗 R_S を接続してアンプ出力を負荷容量 C_L から分離し、小さな容量の C_F を帰還抵抗に沿って挿入して高周波で C_L をバイパスします。

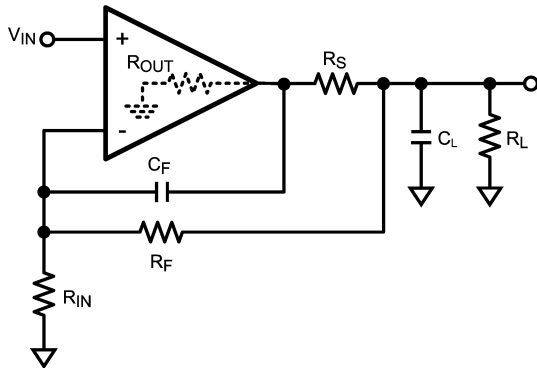


FIGURE 2. In the Loop Compensation

R_S と C_F の値は C_F がゼロの場合、 C_L のポールの周波数と同じである値で決まります。これは伝送時に二番目のポールの影響がゼロの存在によって補正され、ROC が 20dB/decade に維持されることを意味しています。Figure 2 の回路の R_S と C_F の値は計算式 1 で計算できます。Table 1 の R_S と C_F の値は C_L の値を変えた場合に安定性を維持するために必要な値およびそれに対応する予想位相余裕です。 R_F と R_{IN} を 10k とすると、 R_L は 2k で、 R_{OUT} は 60 とします。

$$R_S = \frac{R_{OUT} R_{IN}}{R_F}$$

$$C_F = \left(\frac{R_F + 2R_{IN}}{R_F^2} \right) C_L R_{OUT} \quad (1)$$

TABLE 1.

C_L (pF)	R_S (Ω)	C_F (pF)	Phase Margin ($^\circ$)
250	60	4.5	39.8
300	60	5.4	49.5
500	60	9	53.1

しかし、この手法では負荷容量に関係なく回路の安定性は得られても、帯域が犠牲になります。ここでは回路の閉ループ帯域は R_S と C_F によって制限されます。

外付け抵抗による補正

アプリケーションによっては帯域を損なわずに容量性負荷をドライブすることが不可欠な場合があります。この場合、ループ補正は現実的ではありません。Figure 3 は補正の簡単な回路です。抵抗 R_{ISO} を負荷容量と出力の間に接続します。これにより回路の伝達関数をゼロにすれば、負荷容量により形成されたポールの影響を相殺して安定性を確保します。

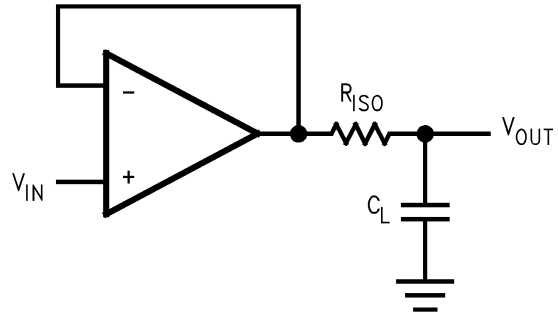


FIGURE 3. Compensation By Isolation Resistor

R_{ISO} の値は C_L の値および任意の性能により決定します。安定性を得るには 5 ~ 50 で通常は十分です。 R_{ISO} の値を大きくするとシステムのリングングとオーバーシュートを抑えられますが、回路の出力振幅と短絡回路電流が制限されます。

安定性と入力容量

アプリケーションによっては、例えば I-V 変換、トランスインピーダンスのフォトダイオード増幅や電流出力 DAC の出力バッファ、またはオペアンプ入力時の容量性負荷などにより安定性が悪くなる場合があります。オペアンプをドライブするソースの容量、オペアンプの入力容量および寄生容量が入力の負荷になります。容量 C_{IN} が帰還回路網と相互作用し回路の閉ループゲインでピーキングを発生させ、これによって回路が不安定になります。

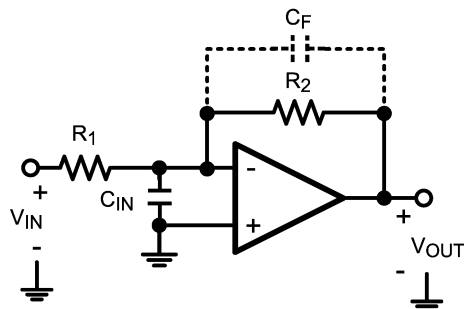


FIGURE 4. Compensating for Input Capacitance

このピーキングは帰還コンデンサ C_F を Figure 4 のように追加すれば除去できます。これにより帰還回路網、閉ループ応答のポールをゼロにし、安定性を保ちます。 C_F の最適値は式 2 で求められます。最も簡単な方法は 90 位相余裕に $C_F = (R_1/R_2)C_{IN}$ を選択します。しかし、この方法は帯域を大幅に制限します。

代表的なアプリケーション

PLL 用アクティブ・ループ・フィルタ

一般的な位相同期回路、または PLL は信号の位相で見限り負帰還ループを生成することで機能しています。PLL の基本回路構成は、位相検波器、ループ・フィルタ、電圧制御発振器 (VCO) といった 3 つの主なコンポーネントで構成されています。位相検波器は PLL 出力の位相を基準信号の位相と比較してループ・フィルタに位相差信号送り、負帰還を実施します。ループ・フィルタは位相差信号を平均化 (またはローパス・フィルタを適用) し、VCO に DC 電圧を印加します。入力された制御電圧を元に VCO が発振周波数を調整することで基準信号との調相動作を行います。ループ・フィルタの特性が周波数範囲、ロック時間、位相ノイズなど PLL の多くの仕様に影響を与えます。

ループ・フィルタはノイズの影響を非常に受けやすいため、その設計には通常受動部品だけを使用することを推奨します。ディスクリートなトランジスタやオペアンプなどの能動デバイスは回路に大きなノイズを発生させるので、PLL の帯域内の位相ノイズが大きくなります。しかし、ナショナル セミコンダクターの LMX2430 などの比較的新しい高速 PLL の電源電圧は 3V 以下なので、PLL の位相検波器の出力を制限できます。そのような回路に受動ループ・フィルタを使用すると、VCO に入力される DC 電圧は数ボルトに制限されます。これにより VCO つまり PLL が機能する周波数範囲が制限されます。セットアップ・ボックスや基地局などのように PLL の周波数に広い動作範囲が必要なアプリケーションでは、このレベルの特性では不十分で、その特性を補うために有効な増幅が要求され、そのためにアクティブ・ループ・フィルタが必要になります。

アクティブ・ループ・フィルタは一般的にはゲインを得るためのオペアンプ、および 3 または 4 ボールの RC フィルタで構成されます。オペアンプの非反転型入力は固定値、通常は PLL のミッド・サブライにバイアスされます。一方で帰還回路網はローパス・フィルタにゲインおよび 1 ボールまたは 2 ボールを提供します。Figure 5 は代表的なアクティブ・ループ・フィルタを示しています。

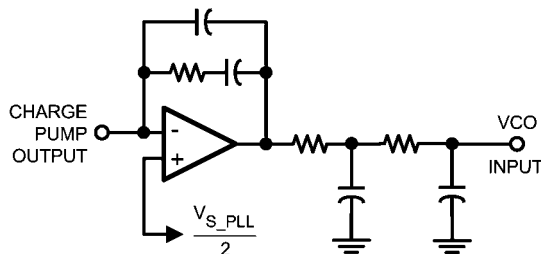


FIGURE 5. A Typical Active Loop Filter

PLL ループ・フィルタに使用されるオペアンプにある一定の性能特性が必要です。低入力換算電圧ノイズと低入力換算電流ノイズは基本的な要件です。この二つはフィルタのノイズに直接影響を与え、ひいては PLL の位相ノイズに影響を及ぼすからです。低入力バイアス電流もまた重要です。それはバイアス電流が「基準スプリアス」のレベル、つまり位相検波器の出力時のミスマッチおよび漏れにより発生した PLL の周波数スペクトラムの不要成分が影響を受けるためです。入出力の振幅が大きいとオペアンプのバイアスの柔軟性が増すので有効になります。オペアンプは PLL の出力段が VCO の入力範囲に効果的にマップされるようにバイアスされます。

CMOS 入力は、超低入力バイアス電流 (2pA) および低入力換算電圧ノイズ (5.5 nV/ Hz) なので、LM6211 はその点でも PLL アクティブ・ループ・フィルタのオペアンプとしては理想的なオペアンプです。LM6211 にはグラウンド感知入力段、フルスイング出力段があり、動作電源電圧は 5V ~ 24V のため、多種多様なアクティブ・ループ・フィルタの設計に広範な選択肢を提供します。

Figure 7 は LM6211 を LMX2430 と併用した RF シンセサイザの特性を示しています。LMX2430 で PLL 出力を検知し、それを内部の基準クロックと比較して、電流スパイクの位相誤差を出力します。LM6211 は位相誤差を平均化し、DC 電圧を VCO に提供するループ・フィルタを作成するために使用します。VCO は DC 電圧の入力時に決められた周波数で正弦波を生成します。その回路は他の受動ループ・フィルタに比べてかなり高く、2GHz もの出力信号周波数を生成します。類似の受動ループ・フィルタに比べて、LM6211 を使用しても Figure 6 のループ帯域のエッジを除いては、PLL の位相ノイズはそれほど変わりません。ループ・ゲインのピーキングが予想されますが、ロックタイムを短縮するために、意図的にループ・フィルタの帯域を広くして位相マージンを低くしているからです。

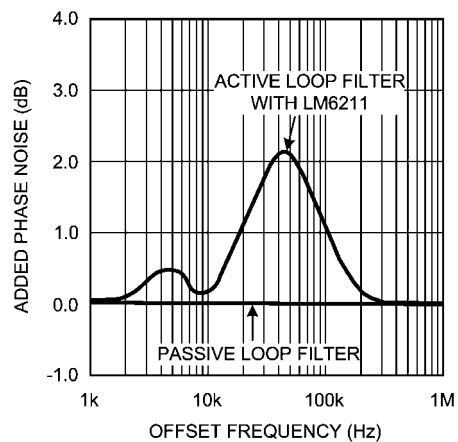


FIGURE 6. Effect of LM6211 on Phase Noise of PLL

代表的なアプリケーション (つぎ)

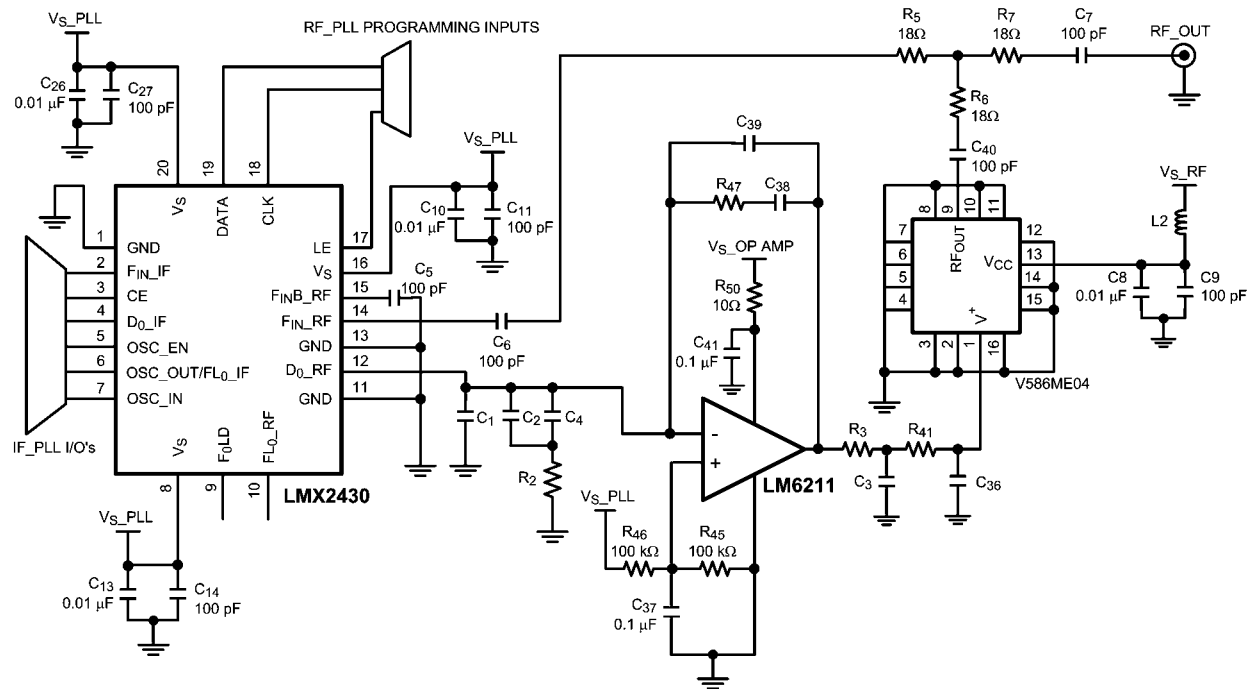


FIGURE 7. LM6211 in the Active Loop Filter for LMX2430

ADC 入力ドライバ

高性能オペアンプの一般的なアプリケーションはADCドライバで、センサとアクチュエータにより生成されたアナログ信号をADCに送ってデジタル信号に変換し、その後の処理を行います。このアプリケーションでの重要な仕様は、ADC入力をドライブして低入力換算電圧ノイズと低入力換算電流ノイズに対応し得る十分な高スルーレートです。オペアンプをADCに使用する場合、オペアンプのノイズがADCのダイナミックレンジに影響を与えないことが非常に重要です。LM6211は入力換算電圧ノイズと入力換算電流ノイズが小さいため、このアプリケーションにはまさに最適なソリューションを提供します。LM6211は、例えばナショナル セミコンダクターの12ビットADCであるADS121021に使用できます。100kHzの広い帯域で、100mVの最大入力信号振幅に対してゲイン10を提供しても、ADC入力時の平均ノイズはわずか

44.6 μ Vrmsです。したがってADCのダイナミックレンジは、有効ビット数(ENOB)で計測すると、入力信号のゲイン10に増幅した場合でわずか0.3ビット劣化するだけです。低入力バイアス電流と高入力インピーダンスによりセンサの負荷を防止すれば、測定システムが広いレンジで機能します。

Figure 8は油圧システムの油圧監視回路です。この回路ではLM6211は圧力センサからの誤差電圧を感知する役割を果たしています。2つのLM6211アンプを用いて誤差信号を検知する差動アンプを構成し、それをゲイン100で増幅し、ADC入力に伝達します。ADCは誤差電圧を圧力に変換して表示しDACをドライブします。DACは抵抗ブリッジセンサをドライブする電圧を変更します。これは圧力測定回路のゲインの制御に使用され、センサの範囲を最良の分解能が得られるように変更します。

代表的なアプリケーション (つづき)

オーディオ・プリアンプ

低入力換算電圧ノイズ、低電源電圧と低消費電流、低高調波歪みのもとでは、LM6211はオーディオのアプリケーションにも最適です。ユニティ・ゲインの広帯域幅で大きなゲインが得られるため、0.001%未滿の歪みで600程度の負荷をドライブするプリアンプの設計にも使用できます。Figure 10 ~ 11に2つのアンプ回路を示しています。Figure 10は反転アンプで、10kの帰還抵抗 R_2 と1kの入力抵抗 R_1 が使われているため、ゲイン -10が得られます。Figure 11は非反転アンプで、 R_1 と R_2 は同じ値でゲインは11です。これらの回路では、結合コンデンサ C_{C1} によって回路にゲインがかかる時の低周波数が決まり、一方帰還コンデンサ C_F によってゲインが下がる時の周波数が決まります。Figure 12はFigure 10の回路の周波数応答を示したものです。 C_F はFigure 10と違う値を使用しています。

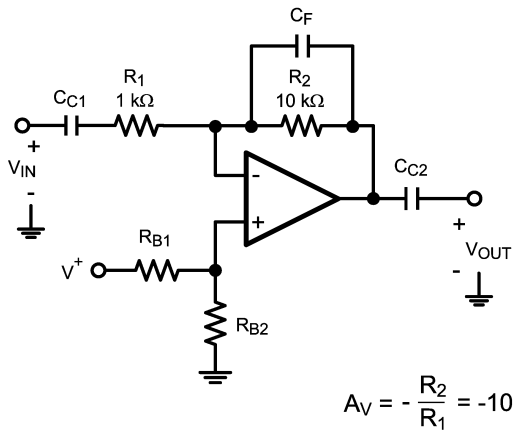


FIGURE 10. Inverting Audio Amplifier

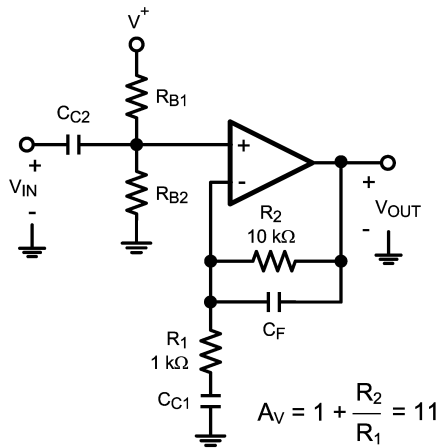


FIGURE 11. Non-Inverting Audio Preamplifier

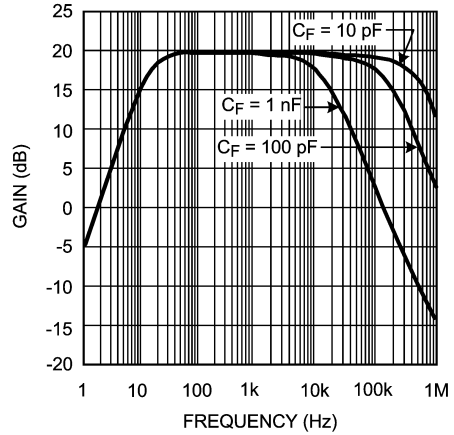


FIGURE 12. Frequency Response of the Non-Inverting Preamplifier

トランスインピーダンス・アンプ

トランスインピーダンス・アンプは微小入力電流を電圧に変換します。この電流は通常フォトダイオードで生成されます。トランスインピーダンス・ゲインは出力電圧と入力電流の比で測定され、大きく広帯域な値となります。この回路では数 nA レンジの電流を扱うので、低ノイズ特性であることが不可欠です。LM6211はCMOS入力のオペアンプで、入力バイアスの非常に低い電流であるとともに広帯域と低ノイズを特長とするため、トランスインピーダンスのアプリケーションに最適です。

トランスインピーダンス・アンプは入力をドライブする電流源をもとに設計されています。フォトダイオードは最も一般的な容量電流源で、微小電流を容易に検知可能な電圧に変換するトランスインピーダンス・ゲインが必要です。フォトダイオードとアンプのゲインは回路が必要とする速度と精度に基づいて選択します。速度が速い回路には低容量のダイオードと速度の早いアンプが必要です。高感度の回路には高感度のフォトダイオードと高ゲインが要求されます。代表的なトランスインピーダンス・アンプをFigure 13に示します。アンプの出力電圧は $V_{OUT} = -I_{IN}R_F$ の式で求められます。アンプの出力振幅に制限があるので、 I_{IN} のすべての値が検知できるように R_F を選択してください。

LM6211のゲイン帯域積(20MHz)が大きいので、広帯域で高ゲインを実現します。フルスイング出力振幅の24V電源電圧により、広範囲な入力電流の検知と増幅が可能です。微小入力電流ノイズと低入力電圧ノイズのCMOS入力段により、LM6211は広帯域で高忠実度の増幅を実現します。これらの特性によりLM6211は広帯域トランスインピーダンス・アンプが必要なシステムに最適です。

代表的なアプリケーション (つづき)

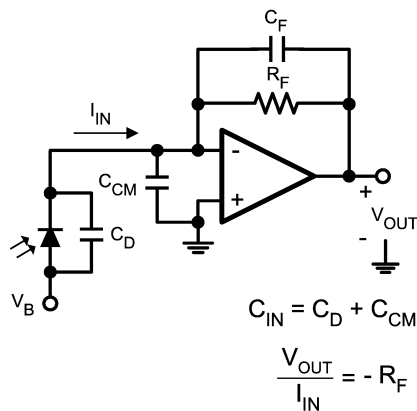
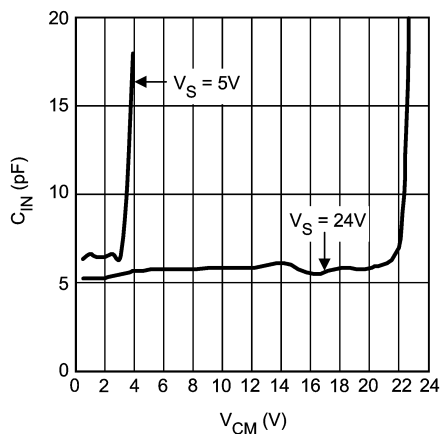


FIGURE 13. Photodiode Transimpedance Amplifier

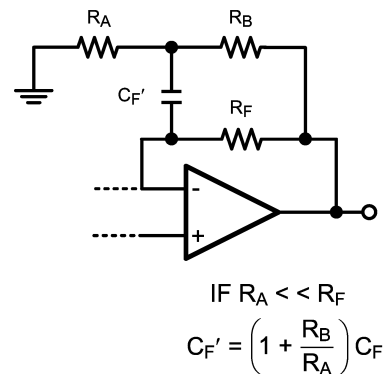
トランスインピーダンス・アンプの設計にはアンプ・ゲイン帯域積 A_0 、アンプ入力容量 C_{CM} 、フォトダイオード容量 C_D 、任意のトランスインピーダンス・ゲイン R_F 、アンプ出力振幅のパラメータを使用します。アンプの出力振幅で実現可能な R_F を選択すると、これらの値で任意のトランスインピーダンス・ゲインと最大限フラットな周波数応答のアンプを設計することができます。LM6211 の V_{CM} 同相入力容量を Figure 14 に示します。

FIGURE 14. Input Common-Mode Capacitance vs. V_{CM}

最大限フラットな応答を得るのに重要な部品は帰還コンデンサ C_F です。アンプ入力部分の容量 C_{IN} と帰還抵抗 R_F の組み合わせると位相遅れが生じ、それがゲインピークを招いて回路が不安定になります。 C_{IN} は通常は単に C_D と C_{CM} の合計です。帰還コンデンサ C_F は回路のノイズ・ゲインにポール f_p を形成し、それによって R_F と C_{IN} の組み合わせで形成されたノイズ・ゲイン f_z のゼロをニュートラルにします。ポールの最適な配置を行うと、 C_F により形成されたノイズ・ゲインのポールはアンプのユニティ・ゲインが得られるまでゲインの傾きが 20dB/decade になるため、回路の安定性が確保されます。 Figure 16 に示すように、 f_p はノイズ・ゲインがオペアンプの開ループ・ゲインと交差するポイントと一致するように配置します。この場合、 f_p はトランスインピーダンス・アンプの総合 3dB 周波数です。 C_F の値には式 2 で得られた値を入れます。 C_F の値が大きいと帯域が大幅に狭くなり、反対にその値が小さいとゲイン・ピークを抑えられず、安定性の維持が難しくなります。

$$C_F = \frac{1 + \sqrt{1 + 4\pi R_F C_{IN} A_0}}{2\pi R_F A_0} \quad (2)$$

C_F を式 2 で計算すると極端に小さい値 ($< 1\text{pF}$) になる場合があります。これは特に高速アプリケーションでよく見られます。このような場合に、合理的な値を得るには Figure 15 の回路を使用するのが現実的です。この回路では、 C_F' の容量は有効な帰還容量 C_F の $(1 + R_B/R_A)$ 倍です。ここでは大きな値のコンデンサを使用してこの回路で小さくて有効な容量を得ることができます。

FIGURE 15. Modifying C_F

例えば、 0.5pF の C_F が必要なのに 5pF のコンデンサしか入手できない場合、 R_B と R_A を $R_B/R_A = 9$ になるように選択します。これにより 5pF の C_F を 0.5pF の C_F' に転用できます。この関係は $R_A \ll R_F$ の場合に可能です。

代表的なアプリケーション (つぎ)

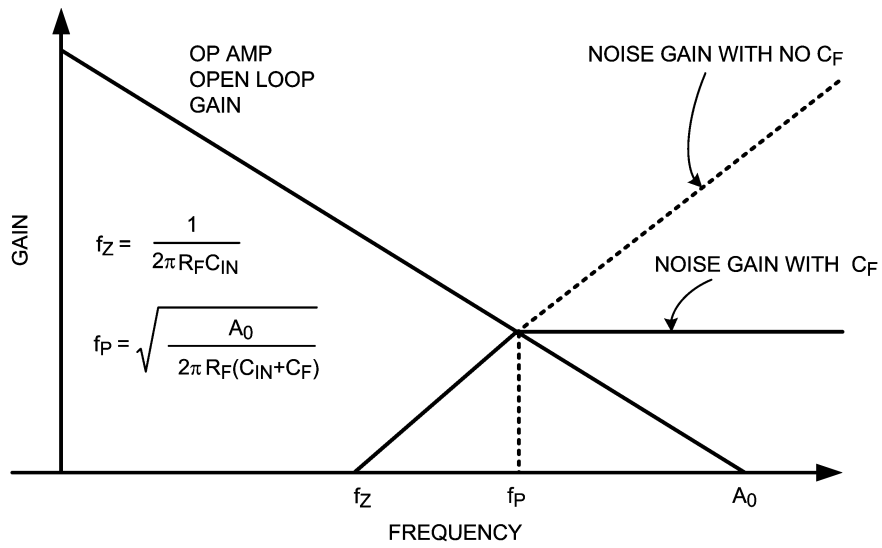


FIGURE 16. Method for C_F selection

センサのインタフェース

LM6211 はの低入力バイアス電流、低入力換算ノイズはセンサのインタフェースに最適です。これらの回路は数 μV 程度の電圧や nA 以下の電流を検知する必要があるため、オペアンプは低電圧ノイズで低入力バイアス電流である必要があります。代表的なアプリケーションとしては赤外線 (IR) の温度測定、熱電対アンプ、pH 電極バッファなどがあります。Figure 17 は IR 放射の強度測定に使用される代表的な回路の例で、離れた物体の温度の計測にも利用されます。IR センサは I に比例した電圧を生成し、それが IR センサに放射された IR 放射の強度です。Figure 17 に示すように、 K は IR センサ (V_{IN}) の放射強度 I に対する電圧の比例定数です。抵抗値 R_A と R_B はこの電圧の増幅に必要な高ゲインを得るために選択された値で、 C_F は高周波ノイズを除去するために追加されたものです。

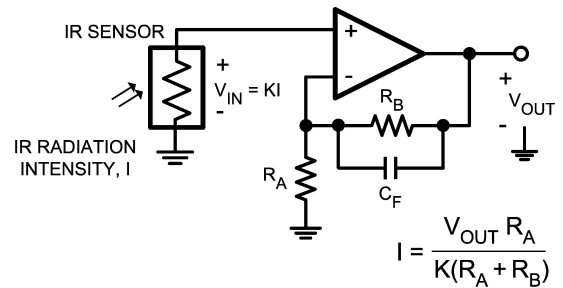
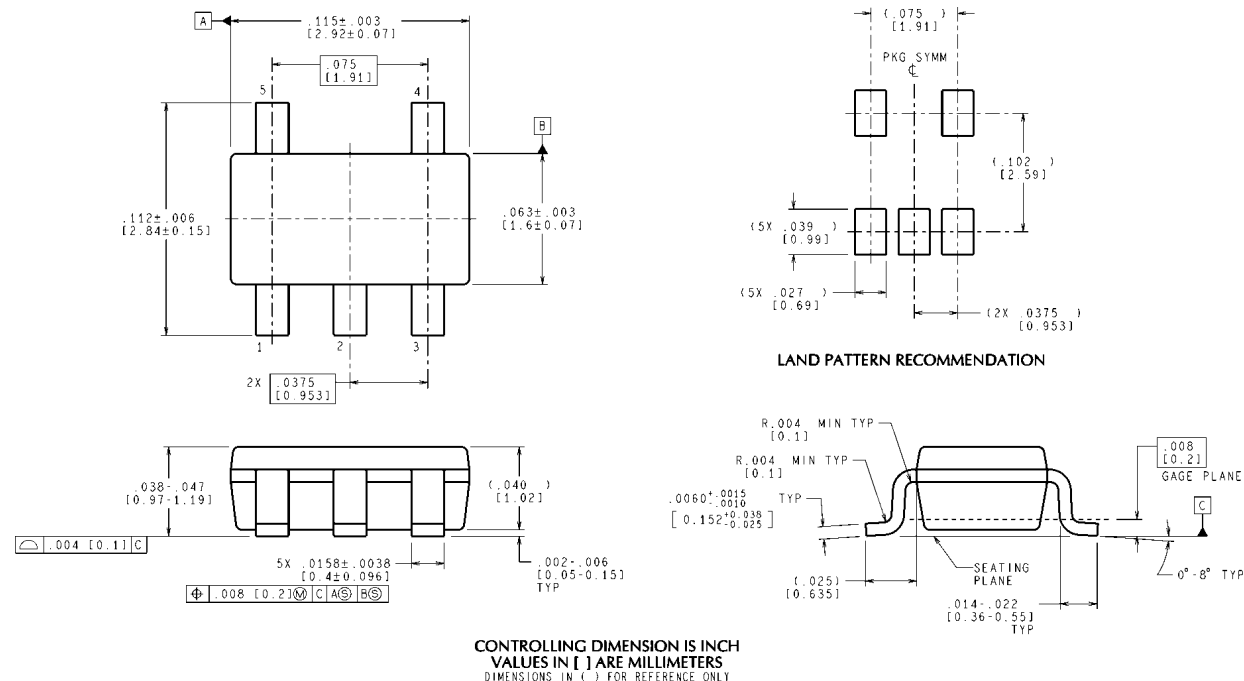


FIGURE 17. IR Radiation Sensor

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



5-Pin SOT23
NS Package Number MF05A

MF05A (Rev D)

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の目的への適合性、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 © 2007 National Semiconductor Corporation
製品の最新情報については 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/

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との間に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おりません。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、保証もしくは是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もありません。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もありません。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