

特長

- 電源電圧範囲:
4V~60V、絶対最大定格は70V (LTC6102)
5V~100V、絶対最大定格は105V (LTC6102HV)
- 入力オフセット: $\pm 10\mu\text{V}$ (最大)
- 入力オフセット・ドリフト: $\pm 50\text{nV}/^\circ\text{C}$ (最大)
- 高速応答: $1\mu\text{s}$ のステップ応答
- 2本の抵抗で利得を設定可能
- 低い入力バイアス電流: 3nA (最大)
- PSRR: 130dB (最小)
- 出力電流: 1mA (最大)
- 動作温度範囲: $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$
- ディスエーブル・モード (LTC6102-1のみ): $1\mu\text{A}$ (最大)
- 8ピンMSOPおよび $3\text{mm} \times 3\text{mm}$ DFNパッケージ

アプリケーション

- 電流シャント測定
- バッテリのモニタリング
- リモート・センス
- 負荷保護
- モータ制御
- 車載制御機器

LT, LTC, LTM, Linear Technology および Linear のロゴはリアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

概要

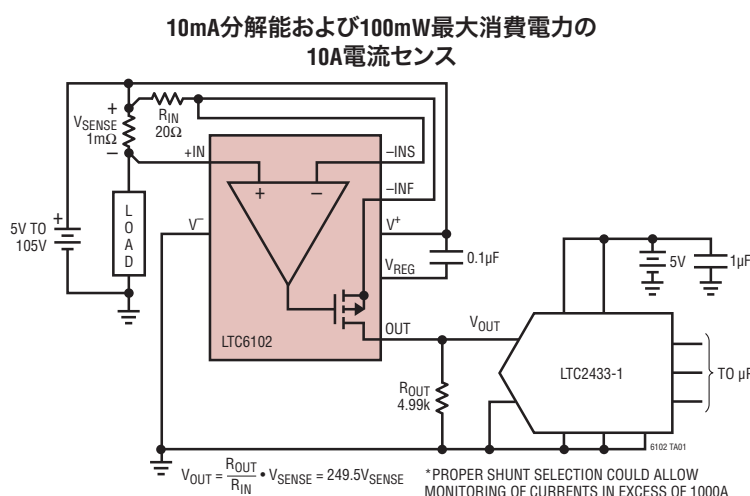
LTC®6102/LTC6102HVは、汎用性の高い、高電圧、ハイサイドの電流センス・アンプです。高い電源電圧定格により、多くのハイサイド・アプリケーションで使用可能です。また、低ドリフトと低オフセットにより、広範囲の動作条件で精度を保証します。LTC6102-1は、システムのスタンバイ電力を節約するための低消費電力ディスエーブル・モードをLTC6102に搭載したバージョンです。

LTC6102/LTC6102HVは外付けセンス抵抗(シャント抵抗)の両端の電圧により電流をモニタします。内部回路によって入力電圧を出力電流に変換するので、高い同相電圧上の小さいセンス信号をグランド基準信号に変換することができます。DCオフセットが小さいので、小さな値のシャント抵抗と大きな値の利得設定抵抗を使用できます。このため、シャントの電力損失が低減されます。

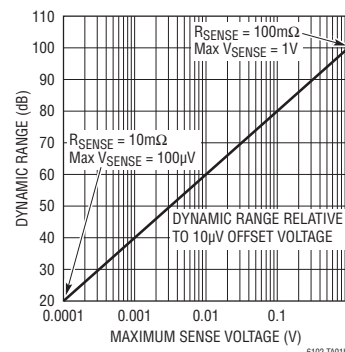
動作電源範囲が広く高精度のLTC6102は、車載から産業およびパワー・マネジメントに至る様々なアプリケーションに最適です。入力センス電圧が最大2Vなので、広範囲の電流と電圧をモニタできます。高速応答により、負荷電流警告やシャットオフ保護制御に最適です。

LTC6102の全てのバージョンは8ピンMSOPおよび $3\text{mm} \times 3\text{mm}$ DFNパッケージで供給されます。

標準的応用例



ダイナミック電流の
測定範囲



LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

絶対最大定格 (Note 1)

全電源電圧 ($V^+ \sim V^-$):

LTC6102/LTC6102-1	70V
LTC6102HV	105V

入力電圧範囲

$-INF$, $-INS$	$(V^+ - 4V) \sim (V^+ + 0.3V)$
$+IN$	$(V^+ - 20V) \sim (V^+ + 1V)$
EN	$(V^- - 0.3V) \sim (V^- + 9V)$
差動 ($-INS - +IN$), 1秒	60V

出力電圧範囲

LTC6102/LTC6102HV	$(V^- - 0.3V) \sim (V^- + 9V)$
LTC6102-1	$(V^- - 0.3V) \sim (V^- + 15V)$

入力電流

$-INF$, $-INS$	$\pm 10mA$
$+IN$	$-10mA$
EN	$\pm 10mA$

出力電流 (+1mA, -10mA)

出力短絡時間 無期限

動作温度範囲: (Note 2)

LTC6102C/LTC6102C-1/LTC6102HVC	$-40^\circ C \sim 85^\circ C$
LTC6102I/LTC6102I-1/LTC6102HVI	$-40^\circ C \sim 85^\circ C$
LTC6102H/LTC6102H-1	
LTC6102HVH	$-40^\circ C \sim 125^\circ C$

規定温度範囲: (Note 2)

LTC6102C/LTC6102C-1/LTC6102HVC	$0^\circ C \sim 70^\circ C$
LTC6102I/LTC6102I-1/LTC6102HVI	$-40^\circ C \sim 85^\circ C$
LTC6102H/LTC6102H-1	
LTC6102HVH	$-40^\circ C \sim 125^\circ C$

保存温度範囲 $-65^\circ C \sim 150^\circ C$

ピン配置

TOP VIEW DD PACKAGE 8-LEAD (3mm × 3mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 150^\circ C$, $\theta_{JA} = 43^\circ C/W$ EXPOSED PAD (PIN 9) IS V^-, MUST BE SOLDERED TO PCB *V^- FOR THE LTC6102/LTC6102HV, EN FOR THE LTC6102-1	TOP VIEW MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP $T_{JMAX} = 150^\circ C$, $\theta_{JA} = 200^\circ C/W$ *V^- FOR THE LTC6102/LTC6102HV, EN FOR THE LTC6102-1
--	--

発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LTC6102CDD#PBF	LTC6102CDD#TRPBF	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$0^\circ C$ to $70^\circ C$
LTC6102IDD#PBF	LTC6102IDD#TRPBF	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $85^\circ C$
LTC6102HDD#PBF	LTC6102HDD#TRPBF	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $125^\circ C$
LTC6102CDD-1#PBF	LTC6102CDD-1#TRPBF	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$0^\circ C$ to $70^\circ C$
LTC6102IDD-1#PBF	LTC6102IDD-1#TRPBF	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $85^\circ C$
LTC6102HDD-1#PBF	LTC6102HDD-1#TRPBF	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $125^\circ C$
LTC6102HVCDD#PBF	LTC6102HVCDD#TRPBF	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$0^\circ C$ to $70^\circ C$
LTC6102HVIDD#PBF	LTC6102HVIDD#TRPBF	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $85^\circ C$
LTC6102HVHDD#PBF	LTC6102HVHDD#TRPBF	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	$-40^\circ C$ to $125^\circ C$
LTC6102CMS8#PBF	LTC6102CMS8#TRPBF	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	$0^\circ C$ to $70^\circ C$
LTC6102IMS8#PBF	LTC6102IMS8#TRPBF	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	$-40^\circ C$ to $85^\circ C$

発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LTC6102HMS8#PBF	LTC6102HMS8#TRPBF	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C
LTC6102CMS8-1#PBF	LTC6102CMS8-1#TRPBF	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6102IMS8-1#PBF	LTC6102IMS8-1#TRPBF	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 85°C
LTC6102HMS8-1#PBF	LTC6102HMS8-1#TRPBF	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C
LTC6102HVCMS8#PBF	LTC6102HVCMS8#TRPBF	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6102HVIMS8#PBF	LTC6102HVIMS8#TRPBF	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 85°C
LTC6102HVHMS8#PBF	LTC6102HVHMS8#TRPBF	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	規定温度範囲
LTC6102CDD	LTC6102CDD#TR	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC6102IDD	LTC6102IDD#TR	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 85°C
LTC6102HDD	LTC6102HDD#TR	LCKH	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 125°C
LTC6102CDD-1	LTC6102CDD-1#TR	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC6102IDD-1	LTC6102IDD-1#TR	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 85°C
LTC6102HDD-1	LTC6102HDD-1#TR	LDYB	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 125°C
LTC6102HVCDD	LTC6102HVCDD#TR	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LTC6102HVIDD	LTC6102HVIDD#TR	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 85°C
LTC6102HVHDD	LTC6102HVHDD#TR	LCVC	8-Lead (3mm × 3mm) Plastic DFN	–40°C to 125°C
LTC6102CMS8	LTC6102CMS8#TR	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6102IMS8	LTC6102IMS8#TR	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 85°C
LTC6102HMS8	LTC6102HMS8#TR	LTCKJ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C
LTC6102CMS8-1	LTC6102CMS8-1#TR	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6102IMS8-1	LTC6102IMS8-1#TR	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 85°C
LTC6102HMS8-1	LTC6102HMS8-1#TR	LTDXZ	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C
LTC6102HVCMS8	LTC6102HVCMS8#TR	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LTC6102HVIMS8	LTC6102HVIMS8#TR	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 85°C
LTC6102HVHMS8	LTC6102HVHMS8#TR	LTCVB	8-Lead Plastic MSOP	–40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。 *温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

電気的特性 (LTC6102、LTC6102-1)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $R_{IN} = 10\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10k\Omega$ 、 $V_{SENSE}^+ = V^+$ (詳細については図1を参照)、 $V^+ = 12V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{EN} = 2.2V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V^+	Supply Voltage Range		4		60	V
V_{OS}	Input Offset Voltage (Note 3)	$V_{SENSE} = 100\mu V$ $6V \leq V^+ \leq 60V$ $V^+ = 4V$		3 5	10 25	μV μV
	Input Offset Voltage (Note 4)	$V_{SENSE} = 100\mu V$ $6V \leq V^+ \leq 60V$ $V^+ = 4V$		3 5	35 50	μV μV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Input Offset Voltage Drift (Note 3)	$V_{SENSE} = 100\mu V$ LTC6102C, LTC6102I, LTC6102C-1, LTC6102I-1 LTC6102H, LTC6102H-1	● ●	25 25	50 75	$nV/^\circ C$ $nV/^\circ C$
I_B	Input Bias Current (Note 5)	$R_{IN} = 40k$, $V_{SENSE} = 2mV$ LTC6102C, LTC6102I, LTC6102C-1, LTC6102I-1 LTC6102H, LTC6102H-1	● ●	60	3 20	pA nA nA
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_{SENSE} = 100\mu V$, $V^+ = 6V$ to $60V$	●	130 125	150	dB dB
		$V_{SENSE} = 100\mu V$, $V^+ = 4V$ to $60V$	●	120 115	140	dB dB
$V_{SENSE(MAX)}$	Input Sense Voltage Full Scale ($V^+ - V_{IN}^+$)	Error $< 1\%$, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 10k$ $6V \leq V^+ \leq 60V$ $V^+ = 4V$	● ●	2 0.8		V V
V_{OUT}	Maximum Output Voltage (LTC6102)	$V_{SENSE} = 2mV$, $R_{OUT} = 100k$ $12V \leq V^+ \leq 60V$ $V^+ = 6V$ $V^+ = 4V$	● ● ●	8 3 1		V V V
V_{OUT}	Maximum Output Voltage (LTC6102-1)	$V_{SENSE} = 2mV$, $R_{OUT} = 100k$ $V^+ = 60V$ $V^+ = 12V$ $V^+ = 4V$	● ● ●	14 11.7 3.8		V V V
I_{OUT}	Maximum Output Current	$6V \leq V^+ \leq 60V$, $R_{IN} = 1k$, $R_{OUT} = 1k$, $V_{SENSE} = 1.1V$ $V^+ = 4V$, $R_{IN} = 10\Omega$, $R_{OUT} = 1k$, $V_{SENSE} = 11mV$	● ●	1 0.5		mA mA
t_r	Input Step Response (to 2.5V on a 5V Output Step)	$\Delta V_{SENSE} = 100mV$ Transient, $6V \leq V^+ \leq 60V$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$, $I_{OUT} = 100\mu A$ $V^+ = 4V$		1		μs μs
BW	Signal Bandwidth	$I_{OUT} = 200\mu A$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$ $I_{OUT} = 1mA$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$		140 200		kHz kHz
e_N	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz		2		μV_{P-P}
I_S	Supply Current	$V^+ = 4V$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 100k$	●	275	400 475	μA μA
		$V^+ = 6V$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 100k$	●	290	425 500	μA μA
		$V^+ = 12V$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 100k$	●	300	450 525	μA μA
		$V^+ = 60V$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 100k$	●	420	575	μA
		LTC6102C, LTC6102I, LTC6102C-1, LTC6102I-1	●		650	μA
		LTC6102H, LTC6102H-1	●		675	μA
I_{DIS}	Supply Current in Disable Mode (LTC6102-1 Only)	$V_{EN} = 0.8V$, $V^+ = 12V$	●		1	μA
		$V_{EN} = 0.8V$, $V^+ = 60V$	●		18	μA
V_{ENL}	Enable Input Voltage Low (LTC6102-1 Only)		●		0.8	V

電気的特性 (LTC6102、LTC6102-1)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $R_{IN} = 10\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10k\Omega$ 、 $V_{SENSE}^+ = V^+$ (詳細については図1を参照)、 $V^+ = 12V$ 、 $V^- = 0V$ 、 $V_{EN} = 2.2V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{ENH}	Enable Input Voltage High (LTC6102-1 Only)		2.2			V
I_{BEN}	Enable Input Pin Current (LTC6102-1 Only)	$V_{EN} = 0V$ to $9V$			8	μA
t_{ON}	Turn-On Time (LTC6102-1 Only)	$V_{EN} = 2.2V$, $V_{SENSE} = 1mV$, Output Settles to Within 1% of Final Value		500		μs
t_{OFF}	Turn-Off Time (LTC6102-1 Only)	$V_{EN} = 0.8V$, $V_{SENSE} = 1mV$, Supply Current Drops to Less Than 10% of Nominal Value		100		μs
f_S	Sampling Frequency			10		kHz

電気的特性 (LTC6102HV)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $R_{IN} = 10\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10k\Omega$ 、 $V_{SENSE}^+ = V^+$ (詳細については図1を参照)、 $V^+ = 12V$ 、 $V^- = 0V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V^+	Supply Voltage Range		5		100	V
V_{OS}	Input Offset Voltage (Note 3)	$V_{SENSE} = 100\mu\text{V}$ $6V \leq V^+ \leq 100V$ $V^+ = 5V$		3 5	10 25	μV μV
	Input Offset Voltage (Note 4)	$V_{SENSE} = 100\mu\text{V}$ $6V \leq V^+ \leq 100V$ $V^+ = 5V$		3 5	35 50	μV μV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	Input Offset Voltage Drift (Note 3)	$V_{SENSE} = 100\mu\text{V}$ LTC6102HVC, LTC6102HVI LTC6102HVVH		25 25	50 75	nV/ $^\circ\text{C}$ nV/ $^\circ\text{C}$
I_B	Input Bias Current (Note 5)	$R_{IN} = 40k$, $V_{SENSE} = 2mV$ LTC6102HVC, LTC6102HVI LTC6102HVVH		60	3 20	pA nA nA
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	$V_{SENSE} = 100\mu\text{V}$, $V^+ = 6V$ to $100V$	130 125	150		dB dB
		$V_{SENSE} = 100\mu\text{V}$, $V^+ = 5V$ to $100V$	120 115	140		dB dB
$V_{SENSE(MAX)}$	Input Sense Voltage Full Scale ($V^+ - V_{+IN}$)	Error <1%, $R_{IN} = 10k$, $R_{OUT} = 10k$ $6V \leq V^+ \leq 100V$ $V^+ = 5V$	2 1			V V
V_{OUT}	Maximum Output Voltage	$V_{SENSE} = 2mV$, $R_{OUT} = 100k$ $12V \leq V^+ \leq 100V$ $V^+ = 5V$	8 3			V V
I_{OUT}	Maximum Output Current	$6V \leq V^+ \leq 100V$, $R_{IN} = 1k$, $R_{OUT} = 1k$, $V_{SENSE} = 1.1V$ $V^+ = 5V$, $R_{IN} = 10\Omega$, $R_{OUT} = 1k$, $V_{SENSE} = 11mV$	1 0.5			mA mA
t_r	Input Step Response (to 2.5V on a 5V Output Step)	$\Delta V_{SENSE} = 100mV$ Transient, $6V \leq V^+ \leq 100V$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$, $I_{OUT} = 100\mu\text{A}$		1		μs
		$V^+ = 5V$		1.5		μs
BW	Signal Bandwidth	$I_{OUT} = 200\mu\text{A}$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$		140		kHz
		$I_{OUT} = 1mA$, $R_{IN} = 100\Omega$, $R_{OUT} = 4.99k$		200		kHz
e_N	Input Noise Voltage	0.1Hz to 10Hz		2		μV_{P-P}

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

電気的特性 (LTC6102HV)

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $R_{IN} = 10\Omega$ 、 $R_{OUT} = 10\text{k}\Omega$ 、 $V_{SENSE}^{+} = V^{+}$ (詳細については図1を参照)、 $V^{+} = 12\text{V}$ 、 $V^{-} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_S	Supply Current	$V^{+} = 5\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10\text{k}$, $R_{OUT} = 100\text{k}$		275	400 475	μA μA
		$V^{+} = 6\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10\text{k}$, $R_{OUT} = 100\text{k}$		280	425 500	μA μA
		$V^{+} = 12\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10\text{k}$, $R_{OUT} = 100\text{k}$		290	450 525	μA μA
		$V^{+} = 100\text{V}$, $I_{OUT} = 0$, $R_{IN} = 10\text{k}$, $R_{OUT} = 100\text{k}$		420	575	μA
		LTC6102HVC, LTC6102HVI			650	μA
		LTC6102HVH			675	μA
f_S	Sampling Frequency			10		kHz

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。絶対最大定格に加えて、LTC6102内の電力損失によりダイ温度が 150°C を超えないようにするため、LTC6102の出力電流は制限する必要がある。詳細については、「アプリケーション情報」の「電力損失による出力電流の制限」を参照。

Note 2: LTC6102C/LTC6102C-1/LTC6102HVCは、 $0^{\circ}\text{C} \sim 70^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。これらは $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の拡張温度範囲で性能仕様に適合するように設計され、特性が評価されており、性能仕様に適合すると予想されるが、これらの温度ではテストされないし、QAサンプリングもおこなわれない。LTC6102I/LTC6102I-1/LTC6102HVIは $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LTC6102H/LTC6102H-1/LTC6102HVHは $-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

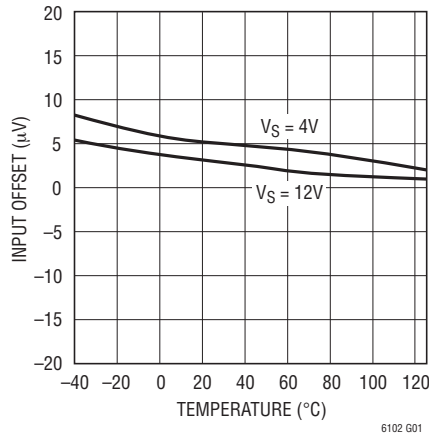
Note 3: これらのパラメータは設計によって保証されており、全数テストはおこなわれない。熱電対効果により、自動テスト時にはこれらの電圧レベルの測定は排除されている。

Note 4: リミットは全てテストされる。リミットは高速自動テストの能力によって定まる。

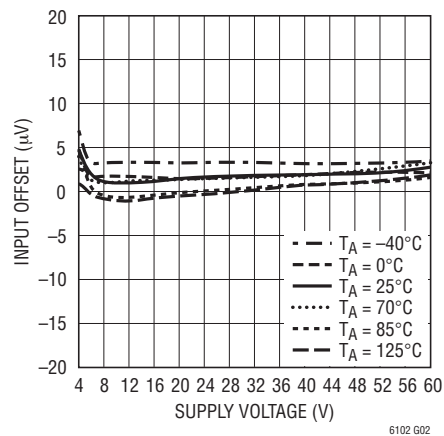
Note 5: I_S の規定値は自動テストの実際の分解能によって制限される。実際の標準的性能に関する詳細は、「標準的性能特性」を参照してください。さらに厳密な仕様については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

標準的性能特性

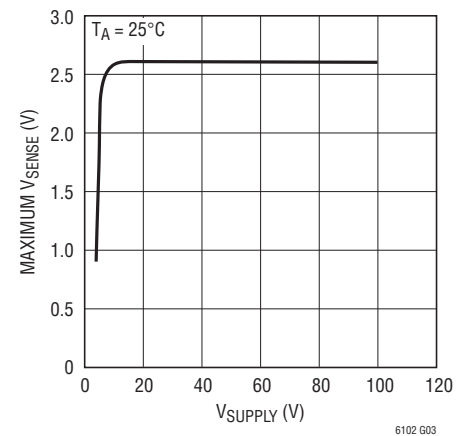
入力 V_{OS} と温度



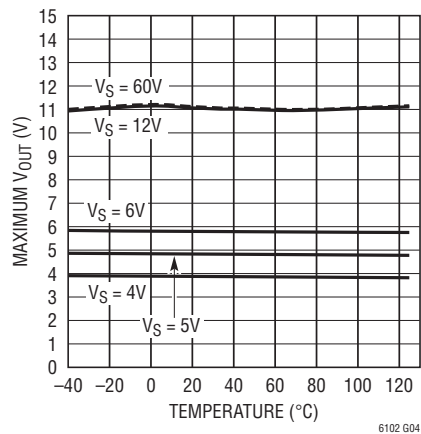
入力 V_{OS} と電源電圧



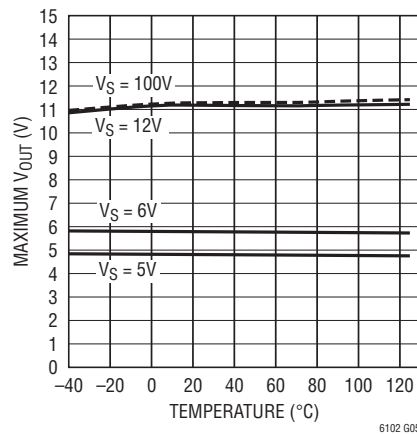
入力センス範囲



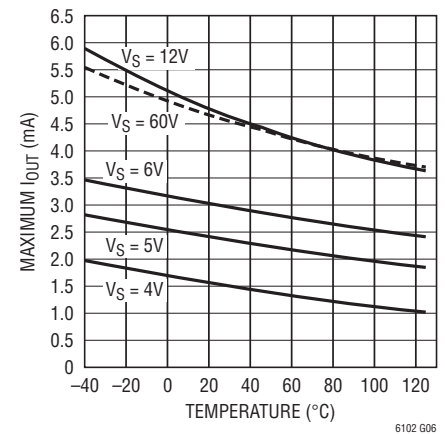
LTC6102: 最大 V_{OUT} と温度



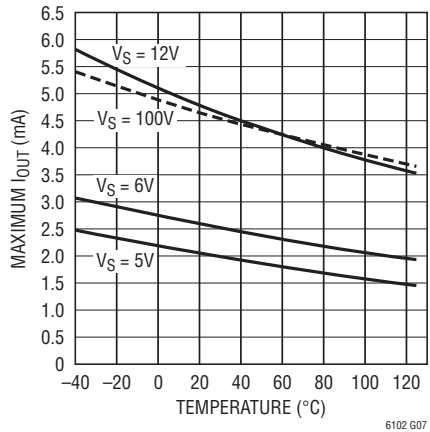
LTC6102HV: 最大 V_{OUT} と温度



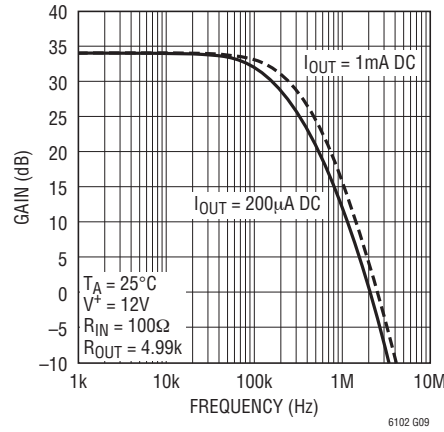
LTC6102/LTC6102-1:
最大 I_{OUT} と温度



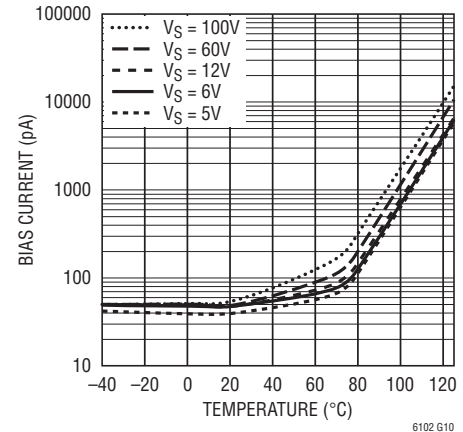
LTC6102HV: 最大 I_{OUT} と温度



利得と周波数



入力バイアス電流と温度

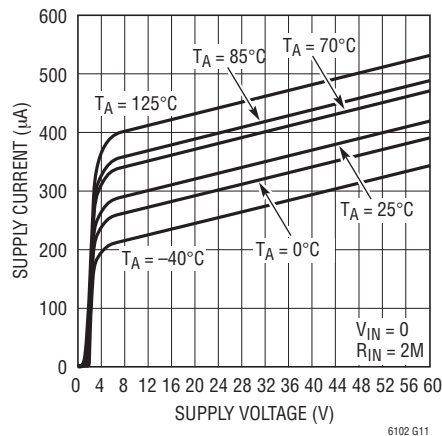


LTC6102

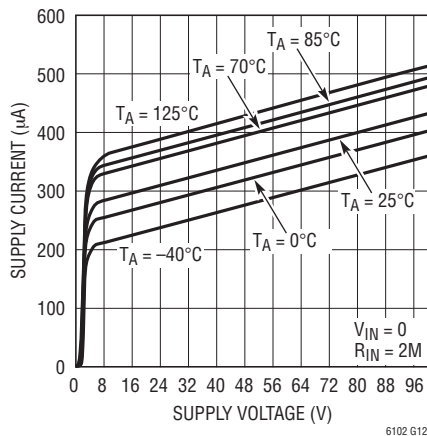
LTC6102-1/LTC6102HV

標準的性能特性

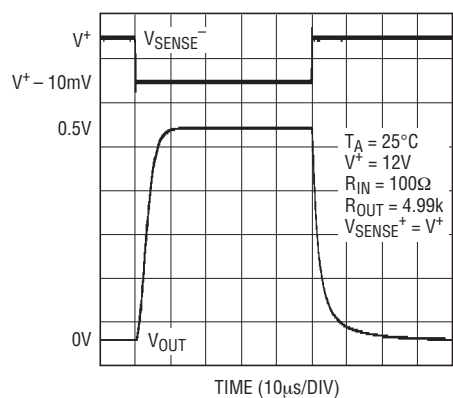
LTC6102:消費電流と電源電圧



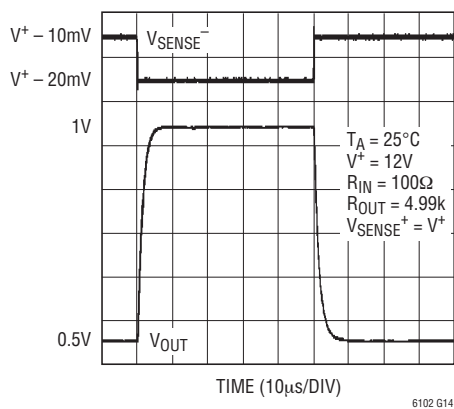
LTC6102HV:消費電流と電源電圧



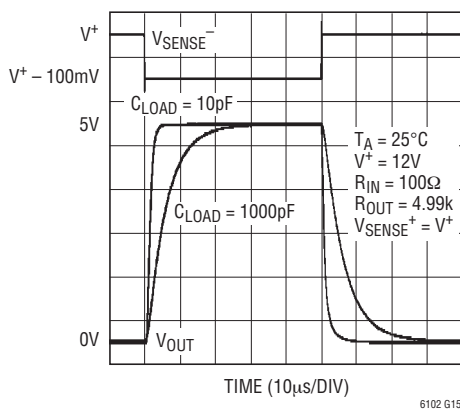
ステップ応答 0mVから10mV



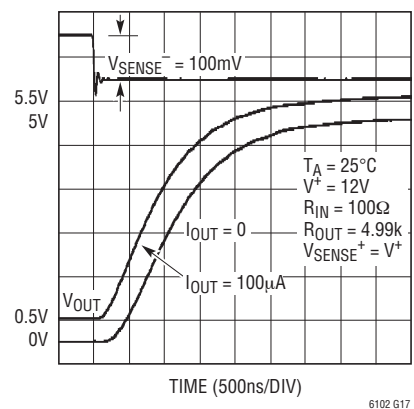
ステップ応答 10mVから20mV



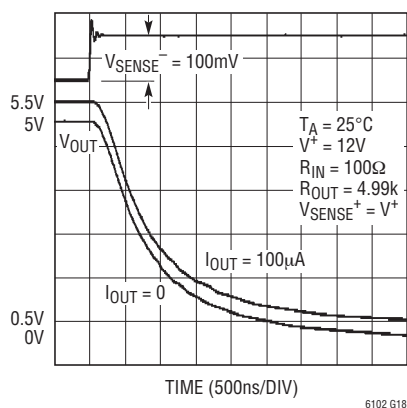
ステップ応答 100mV



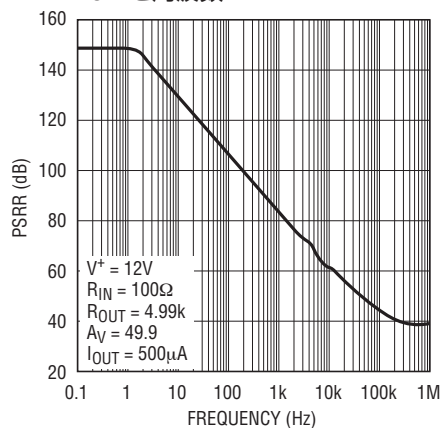
ステップ応答 立上りエッジ



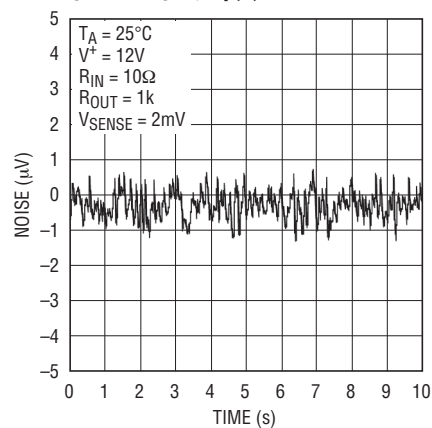
ステップ応答 立下りエッジ



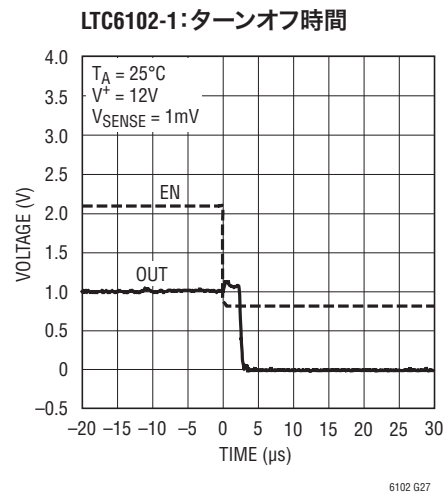
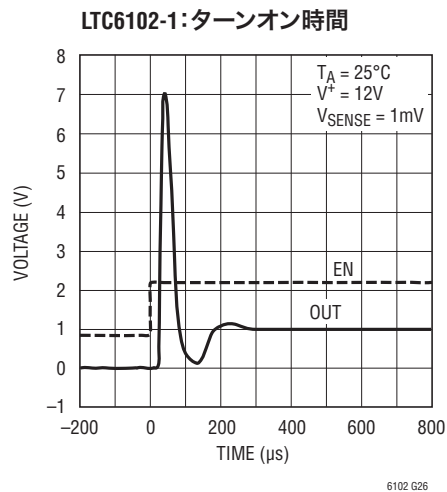
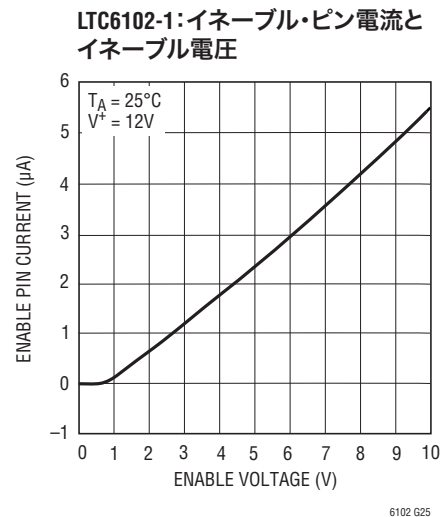
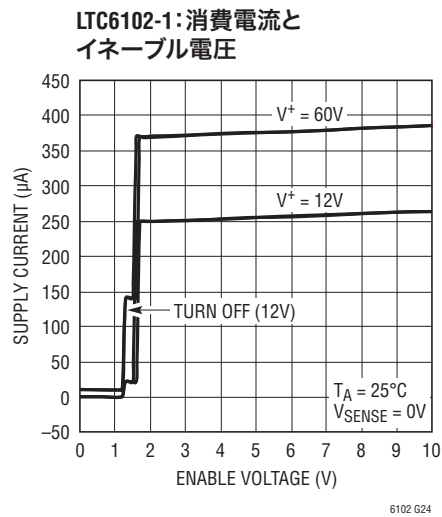
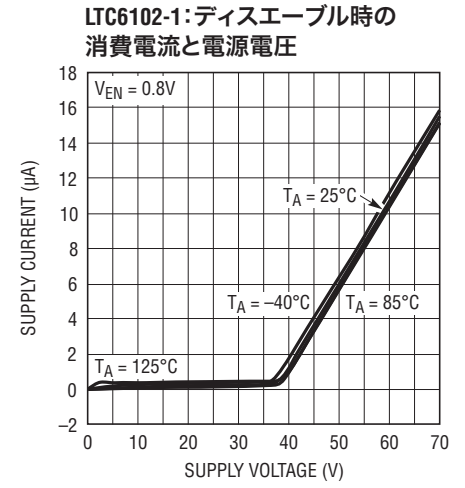
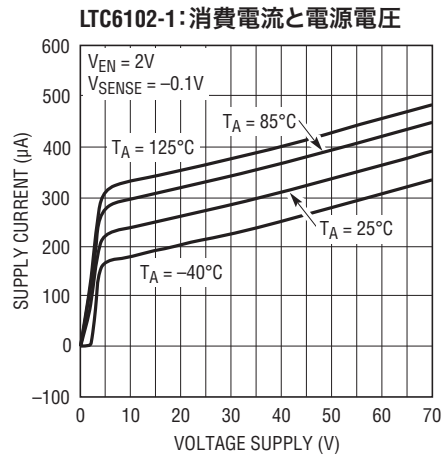
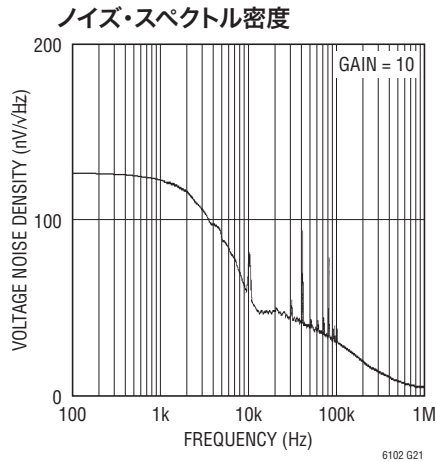
PSRRと周波数



入力を基準にした
0.1Hz~10Hzノイズ



標準的性能特性



LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

ピン機能

-INS (ピン1): アンプの反転入力。-INFに接続すると、内部のセンス・アンプは-INSを+INと同じ電位にドライブします。

-INF (ピン2): 強制入力。このピンは R_{IN} からの入力電流を伝えるので、 R_{IN} の近くで-INSに接続する必要があります。 V^+ から-INFに接続した抵抗(R_{IN})により出力電流 $I_{OUT} = V_{SENSE} / R_{IN}$ が設定されます。 V_{SENSE} は外付け R_{SENSE} の両端の電圧です。

V^- (ピン3、LTC6102/LTC6102HVのみ): 負電源。

EN (ピン3、LTC6102-1のみ): イネーブル・ピン(負電源を基準とする)。イネーブル・ピンを“H”にすると、LTC6102-1はアクティブになります。イネーブル・ピンを“L”にするかまたはフロート状態にすると、LTC6102-1はディスエーブルされます。

OUT (ピン4): オープン・ドレインの電流出力。OUTはセンス電圧に比例した電流を外付け抵抗にソースします。 I_{OUT} は-INFに流れ込む電流と同じ電流です。

V^- (ピン5): 負電源。

V_{REG} (ピン6): 内部の安定化された電源。0.1 μ F以上のコンデンサを V_{REG} から V^+ に接続します。 V_{REG} は外部回路をドライブするようには設計されていません。

V^+ (ピン7): 正電源。電源電流はこのピンを通して流れます。

+IN (ピン8): アンプの非反転入力。センス抵抗のシステム負荷端に接続する必要があります。+INピンには、大きな入力電圧過渡やセンス抵抗の誤った切断への対処を目的として5k Ω の直列抵抗が内蔵されています。このピンは、-INSピンを20V下回る電圧に無期限、または-INSピンを60V下回る電圧に最大1秒まで耐えることができます(「絶対最大定格」を参照)。

露出パッド (ピン9、DFNのみ): V^- 。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

ブロック図

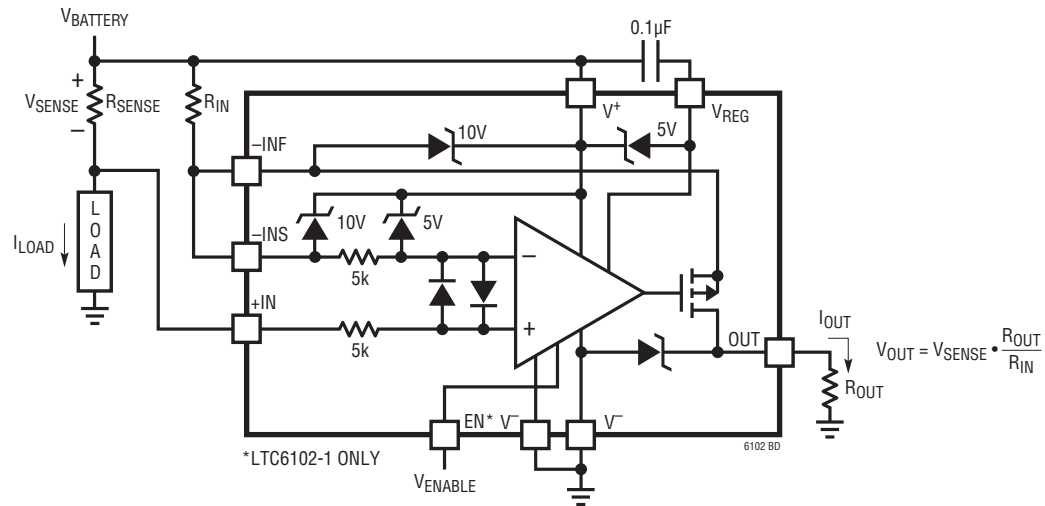


図1. ブロック図と標準的接続

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

アプリケーション情報

LTC6102のハイサイド電流センス・アンプ(図1)はユーザーが選択したセンス抵抗を通して流れる電流を正確にモニタします。センス電圧はユーザーが選択した利得で増幅され、正電源からグラウンドを基準にした出力にレベルがシフトされます。出力信号はアナログで、そのまま使うか、または出力フィルタで処理して使うことができます。

動作原理

内部センス・アンプのループは $-INS$ の電位が $+IN$ と同じになるように強制します。外部抵抗(R_{IN})を $-INS$ と V^+ の間に接続すると、 R_{SENSE} 両端のセンス電圧と同じ電圧を R_{IN} 両端に強制します。対応する電流(V_{SENSE}/R_{IN})が R_{IN} に流れます。センス・アンプの高インピーダンス入力はこの入力電流を流さないなので、この電流は $-INF$ ピンと内部MOSFETを通して出力ピンに流れます。

OUTから V^- に抵抗を接続することにより、この出力電流を電圧に変換することができます。出力電圧は $V_O = V^- + I_{OUT} \cdot R_{OUT}$ となります。

便利な利得構成

GAIN	R_{IN}	R_{OUT}	V_{SENSE} AT $V_{OUT} = 5V$
200	49.9 Ω	10k	25mV
500	20 Ω	10k	10mV
1000	10 Ω	10k	5mV
4990	1 Ω	4.99k	1mV

外付け電流センス抵抗の選択

外付けセンス抵抗(R_{SENSE})は電流センス・システムの機能に大きな影響を与えるので、注意して選択します。

最初に、抵抗の電力損失について検討します。システムの負荷電流により、 R_{SENSE} で熱損失と電圧損失の両方が生じます。そのため、測定に必要な入力ダイナミックレンジを確保しながら、センス抵抗をできるだけ小さくします。入力ダイナミックレンジは最大入力信号と精確に再現される最小信号の差であり、LTC6102の内部アンプの入力DCオフセットによって主に制限されることに注意してください。さらに、ピーク負荷条件でも V_{SENSE} がLTC6102またはセンス抵抗で規定されている最大センス電圧を超えないように R_{SENSE} は十分小さくする必要があります。一例として、アプリケーションによっては最大センス電圧が100mVでなければならないことがあります。このアプリケーションではピーク負荷で20A流れると予想される場合、 R_{SENSE} が5m Ω を超えないようにします。

最大 R_{SENSE} の値が決まったら、最小センス抵抗の値は要求される分解能またはダイナミックレンジによって設定されます。このセンス・アンプによって精確に表わすことができる最小信号は入力オフセットによって制限されます。一例として、LTC6102の標準入力オフセットは3 μ Vです。最小電流が1mAだと、3m Ω のセンス抵抗は V_{SENSE} を3 μ Vに設定します。これは入力オフセットと同じ値です。センス抵抗を大きくすると所定の負荷電流に対するセンス電圧が上昇するのでオフセットによる誤差が減少します。

この例では、5m Ω の R_{SENSE} を選択すると、ダイナミックレンジが最大になり、ピーク負荷(20A)でセンス抵抗両端の電圧が100mVになるシステムを示していますが、入力オフセットによる誤差はわずか0.6mAの負荷電流に相当する値です。

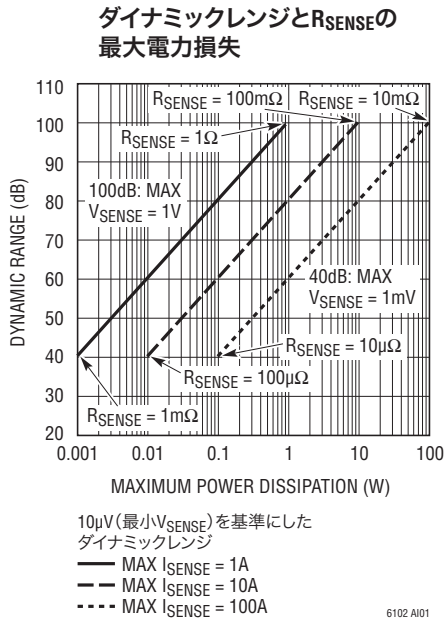
ピーク電力損失は2Wです。0.5m Ω のセンス抵抗を採用すると実効電流誤差は6mA(フルスケールの0.03%)となり、ピーク・センス電圧は20Aで10mVに減少し、損失はわずか200mWになります。

LTC6102はオフセットが小さく、それに対応してダイナミックレンジが大きいので、その点では他のソリューションより柔軟性があります。標準オフセットが3 μ Vなので、最大300mVに制限されているセンス電圧に対してダイナミックレンジが100dBとなり、2Vの最大入力に許されれば116dBを超えます。

前の例では大きな出力ダイナミックレンジが必要であると仮定しています。大きなダイナミックレンジを必要としない回路では、LTC6102の広い入力範囲を使って、センス抵抗のサイズを小さくすることができるので、電力損失が減少し、信頼性が向上します。たとえば、60dBのダイナミックレンジを必要とする100Aの回路では、ほとんどの電流センス・ソリューションの入力オフセットとドリフトは、最小入力に100 μ Vを超えるようにセンス電圧がフルスケールで少なくとも100mVになるようにシャントを選択する必要があります。こうすると、フルスケールの電力損失は10Wを超えてしまいます。電力損失がそのように大きいと、電源に大きな負荷を負わせ、熱設計の頭痛の種となることがあります。さらに、センス抵抗内の発熱はその精度と信頼性を低下させるおそれがあります。

アプリケーション情報

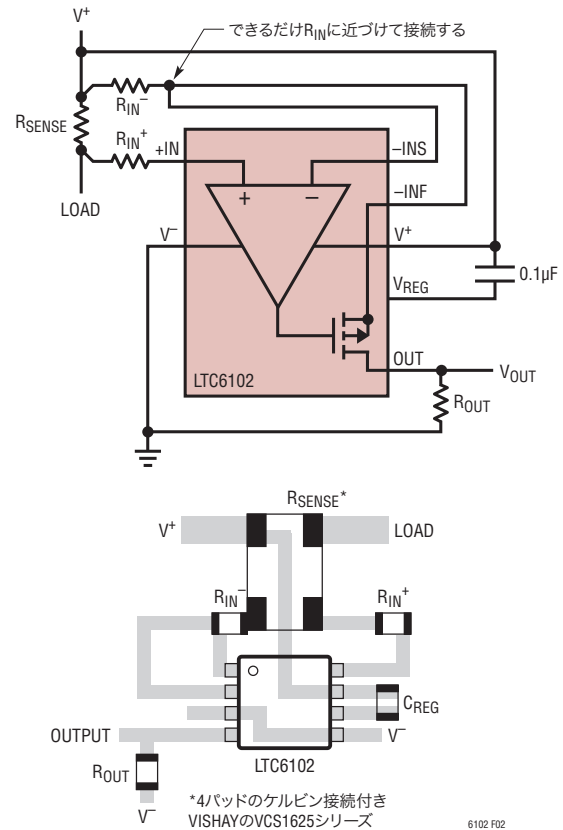
対照的に、LTC6102はダイナミックレンジが大きいので、はるかに小さなセンス抵抗を使用することができます。LTC6102では最小センス電圧を10 μ Vより低い値に下げることが可能です。そうすればピーク・センス電圧が10mVになり、100 $\mu\Omega$ のセンス抵抗の電力損失は100Aでわずか1Wになります。特殊なセンス抵抗を使えば、同じシステムで、LTC6102の入力範囲を超えることなく、シャントを損傷することなしに、1000Aを超えるピーク電流が可能になります。



センス抵抗の接続

非常に低消費電力のアプリケーションを除き、全てのアプリケーションでケルビン接続を使って+INと-INSをセンス抵抗に接続します。高電流が流れる半田接続やPCボードの相互配線には比較的大きな抵抗があるので、大きな測定誤差を生じることがあります。1オンス銅の10mm×10mm平方のトレースは約0.5m Ω あります。この小さな相互配線を通るわずか2Aの電流により1mVの誤差が生じます。これにより100mVの信号に1%の誤差が生じます。同じ相互配線に10Aの負荷電流が流れると同じ100mVの信号に5%の誤差が生じます。温度による銅抵抗の変化(これは0.4%/°Cを超えます)によって追加の誤差が生じます。センス・トレースを高電流経路から離すことにより、この誤差を何桁も減らすことができます。ケルビン・

センス端子を内蔵したセンス抵抗により最良の結果が得られます。推奨する手法を図2に示します。LTC6102は電流が-INSに流れ込むようなケルビン入力構造を備えていることに注意してください。-INSピンと-INFピンはできるだけ R_{IN} の近くで接続します。こうすると、寄生直列抵抗が減るので、 R_{IN} をわずか1 Ω にすることができ、非常に小さな利得誤差で高利得設定を使用することができます。



外付け入力抵抗(R_{IN})の選択

外付け入力抵抗(R_{IN})は電流センス回路のトランスコンダクタンスを制御します($I_{OUT} = V_{SENSE}/R_{IN}$)。たとえば、 $R_{IN} = 100$ ならば、 $I_{OUT} = V_{SENSE}/100$ なので、 $V_{SENSE} = 100mV$ のとき $I_{OUT} = 1mA$ になります。

アプリケーション情報

出力電流を制限しながら必要な分解能が得られるように R_{IN} を選択します。低い電源電圧では、 I_{OUT} は1mAまで可能です。予想される最大センス電圧で $I_{OUT} = 1\text{mA}$ になるように R_{IN} を選択することにより、最大の出力ダイナミックレンジが使用可能になります。出力ダイナミックレンジは、実際の最小出力信号とともに、最大許容出力電流 (Note1) と最大許容出力電圧の両方によって制限されます。要求されているダイナミックレンジがもっと小さい場合、 R_{IN} をそれに従って大きくし、出力電流と電力損失を減らすことができます。ダイナミックレンジが非常に広いシステムで小さいセンス電流の高精度な分解能が必要になる場合、 R_{SENSE} 両端に接続されたショットキー・ダイオードなど (図3) 別の方法で最大電流が制限されていれば、小さな R_{IN} を使うことができます。これにより、結果が制限されるため高電流測定精度が下がりますが、低電流測定の分解能が上がります。この手法は時々生じる大きなバースト電流を無視できる場合役立ちます。

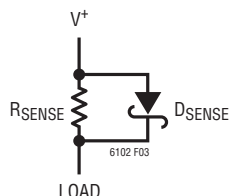


図3. ショット・ダイオードが最大入力電圧を制限するので、オーバーレンジを生ずることなく小さい入力の分解能を上げることができる

R_{IN} のPCボードのレイアウトを設計するとき、特に小さな値の R_{IN} の場合注意してください。すべてのトレースと相互配線のインピーダンスにより R_{IN} の実効値が増加し、利得誤差が生じます。銅抵抗の大きな温度ドリフトにより (この影響を減らすための適切な対策がとられていない場合) 温度範囲にわたって利得が変化することに注意することが重要です。

トレース抵抗の利得に対する影響をさらに制限し、これらの回路の精度を最大にするため、LTC6102はケルビン入力を使って設計されています。反転端子 (−INS) は帰還パス (−INF) から分離されています。動作時、これらの2つのピンを一緒に接続する必要があります。−INSへの電流は (25°Cで標準60pAの) 入力バイアス電流だけになるように、LTC6102

は設計されています。 R_{IN} からの電流は大半が−INFに流れ込み、LTC6102を通して、OUTピンを経て R_{OUT} に流れます。利得誤差を最小限に抑えるため、−INSは−INFから分離した経路で R_{IN} にできるだけ近いポイントへ配線します。さらに、 R_{IN} の電位の高い方の端子を R_{SENSE} (または任意の入力電圧源) の正端子に直接接続します。最高の精度を得るため、 R_{IN} は10Ω未満であれば4端子抵抗にします。

外付け出力抵抗 (R_{OUT}) の選択

出力抵抗 (R_{OUT}) により、出力電流がどのように電圧に変換されるかが決まります。 V_{OUT} は単純に $I_{OUT} \cdot R_{OUT}$ です。

出力抵抗を選択するには、最大出力電圧について最初に検討する必要があります。出力によってドライブされる回路が入力電圧を制限しない場合、最大出力電圧がLTC6102の最大出力電圧定格を超えないように R_{OUT} を選択する必要があります。後続の回路が入力範囲の制限されたバッファまたはADCであれば、 R_{OUT} は $I_{OUT}(\text{MAX}) \cdot R_{OUT}$ がこの回路の最大許容入力範囲より小さくなるように選択する必要があります。

さらに、出力インピーダンスは R_{OUT} で決定されます。ドライブされる回路の入力インピーダンスが十分大きければ、ほとんどどんな出力インピーダンスでも許容できます。ただし、ドライブされる回路の入力インピーダンスが比較的小さいか、または (ADCの場合そうなることがあるように) 電流スパイクが流れる場合、出力の精度を維持するため、 R_{OUT} の値を下げる必要があるかもしれません。一例として、ドライブされる回路の入力インピーダンスが R_{OUT} の100倍だとすると、 V_{OUT} の精度は次のように1%だけ低下します。

$$V_{OUT} = I_{OUT} \cdot \frac{R_{OUT} \cdot R_{IN(\text{DRIVEN})}}{R_{OUT} + R_{IN(\text{DRIVEN})}}$$

$$= I_{OUT} \cdot R_{OUT} \cdot \frac{100}{101} = 0.99 \cdot I_{OUT} \cdot R_{OUT}$$

誤差源

電流検出システムはアンプと抵抗を使って利得を得て、結果をレベルシフトします。したがって、出力は抵抗の整合とともに利得や入力オフセットなどのアンプの特性に依存します。

アプリケーション情報

理想的には、回路の出力は次のようになります。

$$V_{OUT} = V_{SENSE} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}; V_{SENSE} = R_{SENSE} \cdot I_{SENSE}$$

この場合、唯一の誤差は抵抗の不整合に起因しますが、これは利得誤差だけを生じます。

アンプのDCオフセット電圧 (V_{OS}) による出力誤差 (E_{OUT})

$$E_{OUT}(V_{OS}) = V_{OS} \cdot (R_{OUT}/R_{IN})$$

アンプのDCオフセット電圧はセンス電圧 (V_{SENSE}) の値に直接加わります。この誤差は非常に小さく (標準 $3\mu V$)、妥当な値の R_{IN} では無視できます。図4を参照してください。非常に大きなダイナミックレンジの場合、このオフセットはドリフトが非常に小さいので、システムで調整することができます。

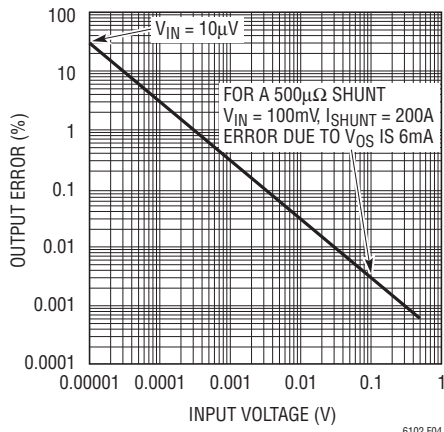


図4. LTC6102の標準入力オフセットによる出力誤差と入力電圧

バイアス電流 $I_B(+)$ と $I_B(-)$ による出力誤差 (E_{OUT})

LTC6102の入力バイアス電流は非常に小さなものです。ただし、非常に高い分解能を得るには、またはリークにより I_B が増加する高い温度では、この電流もかなり大きくなることがあります。

バイアス電流 $I_B(+)$ は内部オペアンプの正入力に流れ込みます。 $I_B(-)$ は負入力に流れ込みます。

$$E_{OUT}(I_{BIAS}) = R_{OUT} \cdot (I_B(+) \cdot (R_{SENSE}/R_{IN}) - I_B(-))$$

$I_B(+) \approx I_B(-) = I_{BIAS}$ なので、 $R_{SENSE} \ll R_{IN}$ ならば次のようになります。

$$E_{OUT}(I_{BIAS}) \approx -R_{OUT} \cdot I_{BIAS}$$

たとえば、 I_{BIAS} が $1nA$ で R_{OUT} が $10k\Omega$ だと、出力誤差は $-10\mu V$ です。

$R_{SENSE} \approx R_{IN}$ であるアプリケーションでは、 $I_B(+)$ により R_{SENSE} に電圧オフセットが生じ、 $I_B(-)$ による誤差をキャンセルし、 $E_{OUT}(I_{BIAS}) \approx 0mV$ になることに注意してください。 $R_{SENSE} < R_{IN}$ であるアプリケーションでは、外付け抵抗 $R_{IN}(+) = (R_{IN} - R_{SENSE})$ が図5に示されているように接続されていると、バイアス電流誤差を同様に減らすことができます。両方の状態で次のようになります。

$$E_{OUT}(I_{BIAS}) = \pm R_{OUT} \cdot I_{OS}; I_{OS} = I_B(+) - I_B(-)$$

上述のように R_{IN}^+ を追加すると回路のダイナミックレンジが最大になります。それほど敏感でない設計では R_{IN}^+ は不要です。

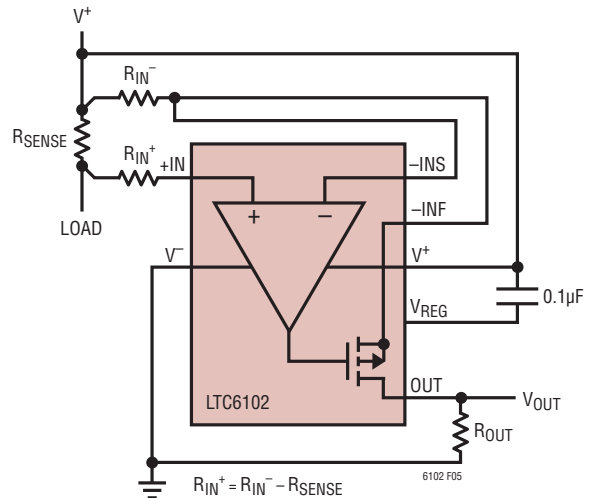


図5. 2番目の入力Rにより入力バイアス電流による誤差が最小限に抑えられる

クロック・フィードスルー、入力バイアス電流

LTC6102は自動ゼロ調整回路を使って、温度、センス電圧、および電源電圧の全範囲でほとんどゼロのDCオフセットを実現しています。自動ゼロ調整に使われるクロックの周波数は標準で $10kHz$ です。クロック・フィードスルーという用語はオペアンプの出力スペクトルでのこのクロック周波数の可視性を示すのに広く使われています。LTC6102のような自動ゼロ調整されたアンプのクロック・フィードスルーは一般に2種類あります。

アプリケーション情報

クロック・フィードスルーの最初の形式は内部サンプリング・コンデンサのセトリングによって生じ、入力を基準にしています。つまり、アンプの内部ループの利得だけ乗算されます。この形式のクロック・フィードスルーは入力ソース抵抗の大きさや利得設定抵抗の大きさに依存しません。LTC6102の残留クロック・フィードスルーは10kHzで入力を基準にして1μV_{RMS}未満です。

クロック・フィードスルーの第二の形式は、アンプの入力オフセット電圧のサンプリングとホールディングのあいだに生じる少量の電荷注入によって生じます。電流スパイクはアンプの入力端子のインピーダンスと掛け合わされ、内部オペアンプの内部ループ利得だけ増幅されて出力に現れます。この形式のクロック・フィードスルーを減らすには、値の小さな利得設定抵抗を使い、入力のソース抵抗を最小限に抑えます。

入力バイアス電流はオペアンプの入力ピンに流れ込むDC電流として定義されています。上述の第二の形式のクロック・フィードスルーを生じる同じ電流スパイクは、平均すると、70°C以下ではオペアンプのDC入力バイアス電流を左右します。

温度が上昇すると、入力のESD保護ダイオードのリークが両方の入力の入力バイアス電流を正方向に増加させますが、電荷注入によって生じる電流は比較的一定に保たれます。70°Cを超える温度ではリーク電流が支配的となり、正負両方のピンの入力バイアス電流が正方向（ピンに流れ込む方向）になります。

電力損失による出力電流の制限

LTC6102は1mAを超える電流を連続して出力ピンに供給することができます。この電流はR_{IN}を通して流れ、-INFピンを介して電流センス・アンプに入ります。出力電流によるLTC6102内での電力損失は次のとおりです。

$$P_{OUT} = (V_{-INF} - V_{OUT}) \cdot I_{OUT}$$

$$V_{-INF} \approx V^+ \text{なので、} P_{OUT} \approx (V^+ - V_{OUT}) \cdot I_{OUT}$$

静止時消費電流による電力損失もあります。

$$P_Q = I_S \cdot V^+$$

全電力損失は出力電流損失と静止時電力損失の和です。

$$P_{TOTAL} = P_{OUT} + P_Q$$

最大消費電流と最大出力電流では、全電力損失が100mWを超えることがあります。このため、LTC6102のダイがかなり発熱します。LTC6102への損傷を防ぐため、アプリケーションごとに最大予想電力損失を計算します。この数値に2頁のパッケージの項目に記されているθ_{JA}の値を掛けて、最大予想ダイ温度を求めることができます。この温度が150°Cを超えないようにする必要があります。そうしないと性能が低下するおそれがあります。

一例として、MSOPパッケージのLTC6102が55V±5Vの電源でバイアスされ、80°Cでの出力電流が1mAだとすると以下のようになります。

$$P_Q(\text{MAX}) = I_{DD}(\text{MAX}) \cdot V^+(\text{MAX}) = 39\text{mW}$$

$$P_{OUT}(\text{MAX}) = I_{OUT} \cdot V^+(\text{MAX}) = 60\text{mW}$$

$$T_{RISE} = \theta_{JA} \cdot P_{TOTAL}(\text{MAX})$$

$$T_{MAX} = T_{AMBIENT} + T_{RISE}$$

$$T_{MAX} < 125^\circ\text{C} \text{でなければならない}$$

$$P_{TOTAL}(\text{MAX}) \approx 99\text{mW} \text{であり、最大ダイ温度は} 100^\circ\text{C} \text{になる}$$

この同じ回路を125°Cで動作させる必要がある場合、最大ダイ温度は145°Cに上昇します。（消費電流は温度に比例する（したがってP_Qも温度に比例する）ことに注意してください。「標準的性能特性」を参照してください。）DDパッケージのθ_{JA}はMSOPパッケージのθ_{JA}より小さいので、同じ電力レベルでダイ温度が大きく下回ることに注意してください。

LTC6102HVは105Vまでの電圧で 사용할 수 있습니다。この追加電圧により、所定の電流レベルでもっと大きな電力を損失します。このため、高い周囲温度では許容出力電流がさらに制限されます。

LTC6102は必要ならば少なくとも1mAを出力に供給するように設計されており、条件によってはもっと多く供給できることに注意してください。適切なセンス抵抗および入力抵抗と（入力にフォールト状態が発生しそうであれば）外部クランプを選択して、最大出力電流を制限するように注意する必要があります。

アプリケーション情報

出力のフィルタリング

出力電圧 (V_{OUT}) は単純に $I_{OUT} \cdot Z_{OUT}$ です。このためフィルタリングは簡単です。望みのフィルタ応答を得るため、要求される Z_{OUT} を発生する任意の回路を使うことができます。たとえば、 R_{OUT} に並列に接続したコンデンサによりローパス応答が得られます。このコンデンサは出力から不要なノイズを減らし、マルチプレクサやADCなどのスイッチング回路をドライブしながら、出力を安定に保つための蓄電装置としても役立ちます。出力抵抗に並列に接続されたこの出力コンデンサにより出力応答に次の周波数でポールが生じます。

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{OUT} \cdot C_{OUT}}$$

便利な式

$$\text{Input Voltage: } V_{SENSE} = I_{SENSE} \cdot R_{SENSE}$$

$$\text{Voltage Gain: } \frac{V_{OUT}}{V_{SENSE}} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$$

$$\text{Current Gain: } \frac{I_{OUT}}{I_{SENSE}} = \frac{R_{SENSE}}{R_{IN}}$$

$$\text{Transconductance: } \frac{I_{OUT}}{V_{SENSE}} = \frac{1}{R_{IN}}$$

$$\text{Transimpedance: } \frac{V_{OUT}}{I_{SENSE}} = R_{SENSE} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_{IN}}$$

入力センス範囲

LTC6102の入力は $V^+ \sim (V^+ - 2V)$ で動作することができます。これにより、 V_{SENSE} の範囲が広がるだけでなく、入力リファレンスを正電源と別にもできます (図6)。 V_{BAT} と V^+ の差は「電気的特性」の表に記載されている入力センス電圧範囲を超えてはならないことに注意してください。

V^+ を超える電圧のモニタとレベル変換

入力電圧の負端子が LTC6102 の入力センス範囲内であれば、LTC6102 は、その電源より高い電圧をモニタするように構成することができます。図7は、センス抵抗の電位の高い方の端子の代わりに電位の低い方の端子に LTC6102 の電源ピンを接続した回路を示しています。LTC6102 は、 $-INS$ ピンと $-INF$ ピンを $+IN$ (これは V^+ に短絡されています) の数マイクロボルト以内にサーボ制御するように動作します。LTC6102 の入力センス範囲は V^+ を含んでいるので、回路は正しく動作します。 R_{SENSE} 両端の電圧は LTC6102 によって R_{IN} 両端の電

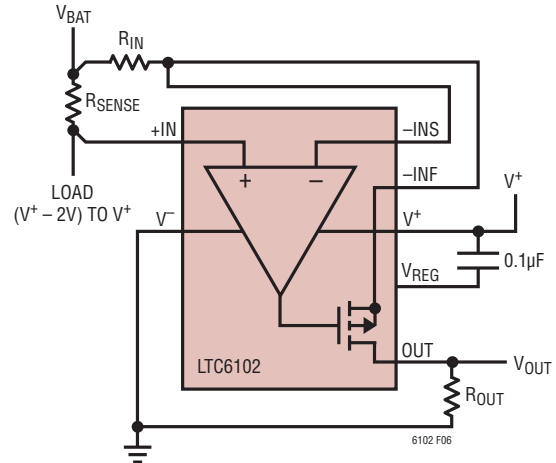


図6. 負荷電源 (V_{BAT}) とは別に電力を供給される V^+

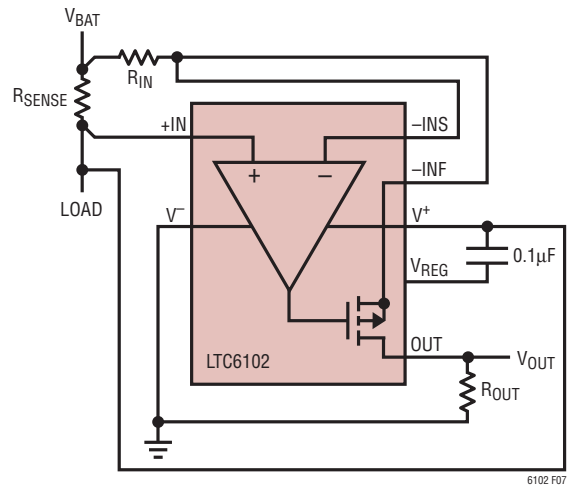


図7. 負荷と一緒にモニタされる LTC6102 の消費電流

圧に保持されるので、 V_{SENSE}/R_{IN} が R_{OUT} に流れます。この場合、LTC6102 の消費電流が R_{SENSE} を流れるので、それもモニタされます。

この回路では R_{SENSE} 両端の電圧は LTC6102 のセンス範囲に制約されないため、 V_{SENSE} は許容センス電圧に比べて大きくなることがあります。これにより、 V_{SENSE}/R_{IN} が許容出力電流を超えないように R_{IN} が選択されていれば、非常に大きな電圧のセンスが容易になります。利得はなお R_{OUT}/R_{IN} で制御されるので、入力信号を出力に変換するとき、増幅と減衰のどちらでも入力信号に適用することができます。最後に、図8に示されているように、入力はセンス抵抗ではなく電圧源で

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

アプリケーション情報

もかまいません。この回路により、LTC6102の全電源範囲にわたって、 R_{OUT}/R_{IN} によって設定されるシンプルな利得制御を維持しながら、多様な入力信号の変換が微小なオフセット誤差だけで可能になります。この場合も、 I_{OUT} が許容出力電流を超えないように R_{IN} を選択する限り、非常に大きな電圧をセンスすることができます。たとえば、 $R_{IN} = 1k$ では V_{IN} は1Vまで可能で、 $R_{IN} = 10k$ では10Vまで可能です。最大入力が10V、最大出力が5Vの場合、 $R_{IN} = 10k$ および $R_{OUT} = 5k$ であれば、LTC6102HVは最大100Vの同相電圧で V_{IN} を V_{OUT} に変換することができます。大きな入力抵抗が使われる場合、同様の抵抗を+INに直列に使うと、入力バイアス電流による誤差が減少します。

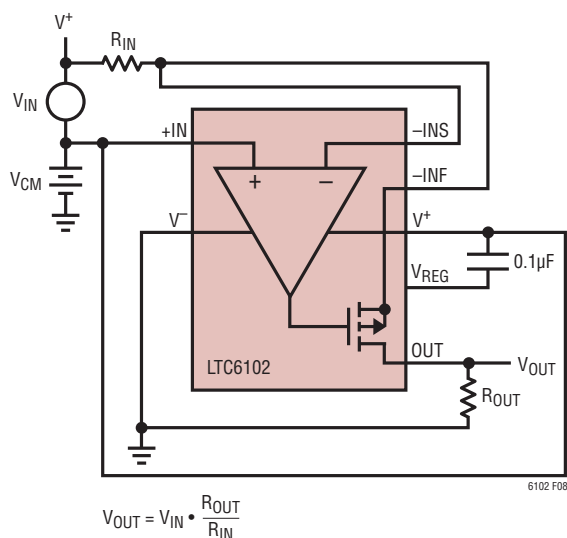


図8. 電圧レベルシフト回路

逆電源電流

アプリケーションによっては、動作時に逆電源のフォールトが予想されるため、逆極性の電源でテストされることがあります。LTC6102は電源の極性の外部での反転に対して内部では保護されていません。この状態で生じるおそれのある損傷を防ぐには、ショットキー・ダイオードを V^- に直列に追加します(図9)。これにより、LTC6102を流れる逆電流が制限されます。このダイオードはデバイスへの電源電圧を V_D だけ実質的に低下させるので、LTC6102の低電圧性能が制限されることに注意してください。

さらに、LTC6102の出力が、逆電源状態で実質的にそれを高電圧に短絡するデバイスに配線される場合(ESD保護クランプを介する場合など)、LTC6102の出力を抵抗またはショットキー・ダイオードを介して接続します(図10)。

応答時間

LTC6102は回路の保護や信号の送信のため、高速で入力に応答するように設計されています。この応答時間は2つの形態(遅延と速度)で外部回路による影響を受けます。

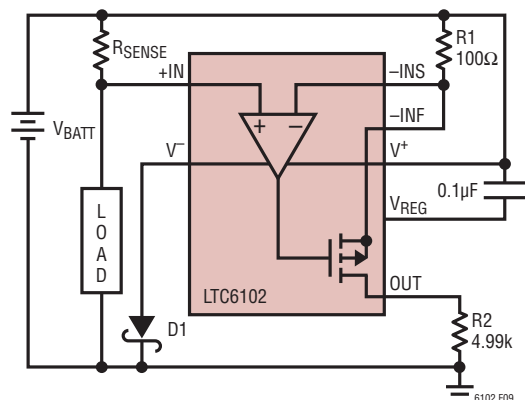


図9. ショットキー・ダイオードによる逆電源時の損傷の防止

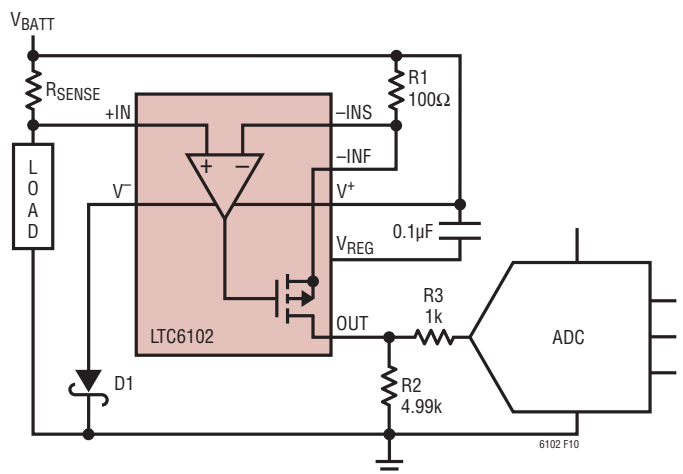


図10. 追加の抵抗R3による逆電源時の出力保護

アプリケーション情報

出力電流が非常に少なく入力過渡が生じると、出力電圧が変化し始めるまでに遅延が生じる可能性があります。これは、 R_{SENSE} を大きくするか、または R_{IN} を小さくして、最小出力電流を増やすことにより減らすことができます。増加した出力電流の影響が、このデータシートの「標準的性能特性」のステップ応答の各グラフに示されています。これらのグラフは初期出力電流を基準にして示されていることに注意してください。

速度も外部回路による影響を受けます。この場合、入力が非常に急速に変化すると、内部のアンプは内部ループを閉じるため内蔵出力FET (図1) のゲートをスルーします。その結果、 R_{IN} と内蔵FETに電流が流れます。この電流のスルーレートは入力抵抗 (R_{IN}) とともにアンプとFETの特性によって決まります。小さな R_{IN} を使うと出力電流をもっと急速に増加することができ、出力の応答時間が短くなります。これには最大出力電流を大きくする効果もあります。大きな R_{OUT} を使うと、 $V_{OUT} = I_{OUT} \cdot R_{OUT}$ なので応答時間も短くなります。 R_{IN} を小さくしても、 R_{OUT} を大きくしても、両方とも回路の電圧利得を大きくする効果があります。

帯域幅

広い帯域幅をLTC6102に要求するアプリケーションでは、注意して R_{IN} を選択します。汎用オペアンプの場合、所定の利得での速度を決めるのに利得帯域幅積が使われます。利得は外付け抵抗によって決まり、利得帯域幅積はアンプの固有特性です。LTC6102の場合も、帰還抵抗が内部FET特性によって決まること以外は同じことが言えます。帰還インピーダンスはおおよそ内部MOSFETの g_m の逆数です。 $-INF$ へ流れ込む電流が増加するにつれ、インピーダンスが減少します。1mAでは、MOSFETのインピーダンスは10k Ω 程度です。 R_{IN} により、内部ループの閉ループ利得が $1/(R_{IN} \cdot g_m)$ に設定されます。帯域幅が $GBW \cdot (R_{IN} \cdot g_m)$ に制限され、最大帯域幅は約2MHzになります。これは特性曲線に示されており、2つの入力条件で「利得と周波数」が示されています。MOSFETの精確なインピーダンスは入力電流、プロセス、および容量と相関関係があるので決定するのが困難であり、低電流と高電流では特性が非常に異なります。ただし、 R_{IN} の値が小さく、 I_{OUT} の値が小さいと、一般に閉ループ帯域幅が狭くなるのは明らかです。最高速度を得るには、 I_{OUT} と閉ループ利得の両方を最大にするように V_{SENSE} と R_{IN} を選択します。理論的には、最大帯域

幅は $V_{IN} = 10VDC$ および $R_{IN} = 10k$ の場合に実現され、 $I_{OUT} = 1mA$ および1に近い閉ループ利得になります。ただし、実際のアプリケーションではこれは可能ではないかもしれません。MOSFETの g_m は、 I_{OUT} のピーク値ではなく、平均(つまりDC)値によって決まることに注意してください。DC電流を小さなAC入力に加えると、帯域幅を広げるのに役立ちます。

V_{REG} のバイパス

LTC6102は内部バイアス用に内部で安定化された V^+ に近い電源を備えています。これを電源または外部回路のバイアス・ピンとして使うことは意図されていません。0.1 μF のコンデンサを V_{REG} ピンと V^+ ピンの間に接続します。このコンデンサは最高の性能を得るためLTC6102のすぐ近くに配置します。大きな電源過渡が生じるアプリケーションでは、さらに過渡を抑えるため、このバイパス・コンデンサと並列に6.8Vツェナー・ダイオードを使うことができます。

イネーブル・ピンの動作

LTC6102-1には、デバイスを低消費電力のデイスエーブル状態にすることができるイネーブル・ピンがあります。イネーブル・ピンは V^- を基準にしたロジック入力ピンで、 V^+ の電圧に関係なく標準TTLロジックレベルに対応します。イネーブル・ピンを“H”にすると、デバイスはアクティブになります。イネーブル・ピンをフロート状態にするかまたは“L”にすると、デバイスはデイスエーブルされて消費電流が非常に少なくなります。“H”にすると、イネーブル・ピンに数マイクロアンペアの入力バイアス電流が流れます。

使用可能な外部ロジック電源がなければ、イネーブル・ピンは大きな値の抵抗を介して V^+ 電源まで引き上げることができます。イネーブル・ピンの電圧は、(ツェナー・ダイオードと同様の機能をする)内蔵のESD保護回路によってクランプされます。長期の信頼性が低下しないように、この抵抗は、抵抗を流れる電流が数マイクロアンペア以下になるような大きさにする必要があります。実用的な目的として、抵抗を流れる電流を最小限に抑えて電力を節約します。抵抗値はイネーブル・ピンの入力バイアス電流要件によって制限されます。図11に、2.7Mのプルアップ抵抗を使用して60V電源での電流を20 μA 以下に制限したLTC6102-1を示します。これは入力バイアス電流要件を十分に満たしています。

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

アプリケーション情報

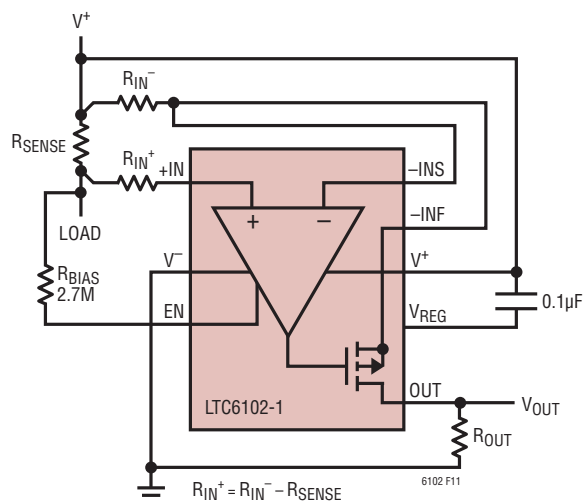


図11

起動電流

デバイスがパワーオンまたはイネーブル(LTC6102-1)されるとき、LTC6102の起動電流は3つの要素からなります。1つ目はV_{REG}バイパス・コンデンサ(公称0.1μF)を充電するのに必要な電流です。V_{REG}電圧はV⁺電圧を約4.5V下回る電圧まで充電されるので、これは非常に大きな起動電流を必要とする可能性があります。2つ目の要素はLTC6102アンプのアクティブ消費電流で、起動時には通常動作時よりもあまり大きくありません。3つ目の要素はLTC6102の出力電流で、起動と同時に出力を一時的に“H”にドライブすることがあります。これにより、数ミリアンペアの出力電流(ほとんどが入力抵抗R_{IN}によって制限される)が出力抵抗やLTC6102の出力制限ESD回路に流れ込みます。これは一時的な状態で、LTC6102アンプが正常な閉ループ動作に安定すると解消されます。

LTC6102-1がディスエーブルされると内部アンプもシャットダウンします。これは0.1μFコンデンサの放電速度が非常に遅くなることを意味しています。これはLTC6102-1がディスエーブルされて電力が節約される場合に有効になります。なぜなら、0.1μFコンデンサの再充電には起動時に消費される全電力のかなりの部分が使われるからです。図12に、LTC6102-1が室温でシャットダウンした後の0.1μFコンデンサの放電速度を示します。

LTC6102-1が短時間ディスエーブルされるシステムでは、V_{REG}バイパス・コンデンサが大きく放電することがないので、起動電力(したがって平均電力)を低減することができます。V_{REG}コンデンサの充電に要する時間も短縮され、LTC6102-1をより速く起動させることができます。

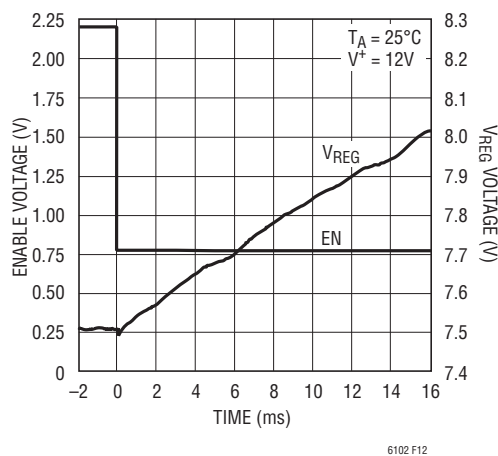
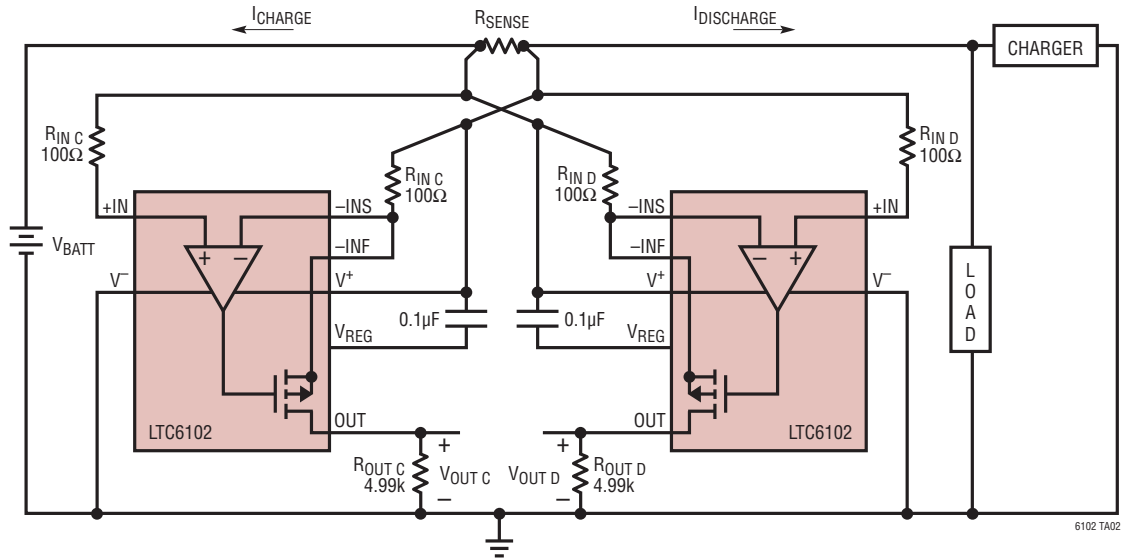


図12. LTC6102-1のディスエーブル時にバイパス・コンデンサが放電中のV_{REG}電圧

標準的応用例

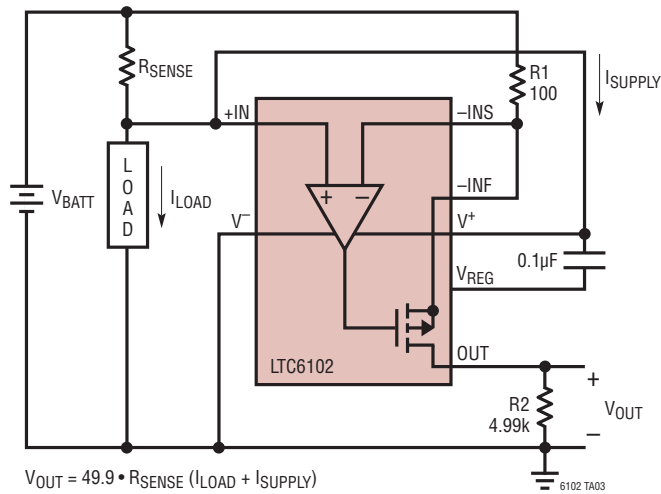
別個の充電出力/放電出力付き双方向電流センス回路



放電: $V_{OUT D} = I_{DISCHARGE} \cdot R_{SENSE} \left(\frac{R_{OUT D}}{R_{IN D}} \right)$ WHEN $I_{DISCHARGE} \geq 0$

充電: $V_{OUT C} = I_{CHARGE} \cdot R_{SENSE} \left(\frac{R_{OUT C}}{R_{IN C}} \right)$ WHEN $I_{CHARGE} \geq 0$

LTC6102は自己の消費電流をモニタする



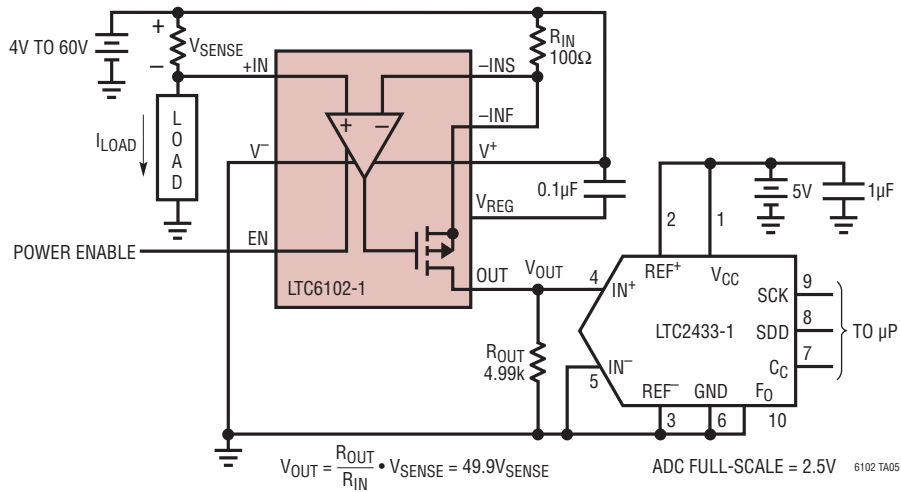
$V_{OUT} = 49.9 \cdot R_{SENSE} (I_{LOAD} + I_{SUPPLY})$

LTC6102

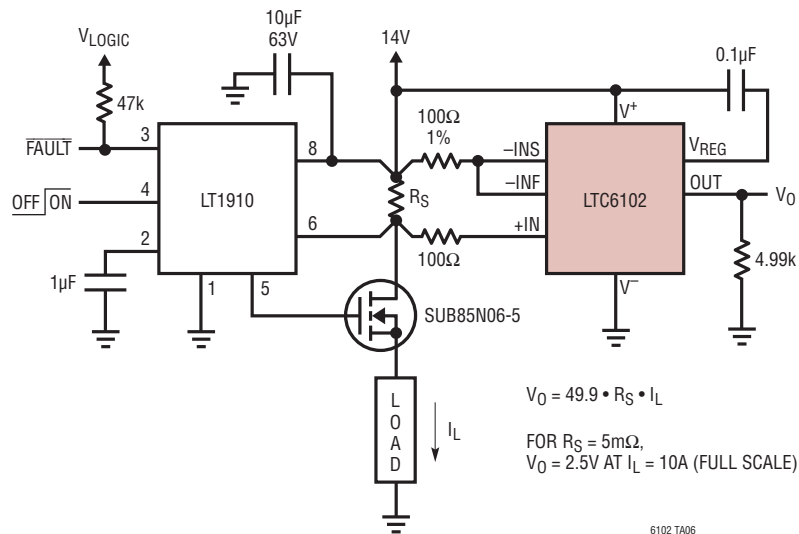
LTC6102-1/LTC6102HV

標準的応用例

LTC2433 ADCへの16ビット分解能の一方方向出力

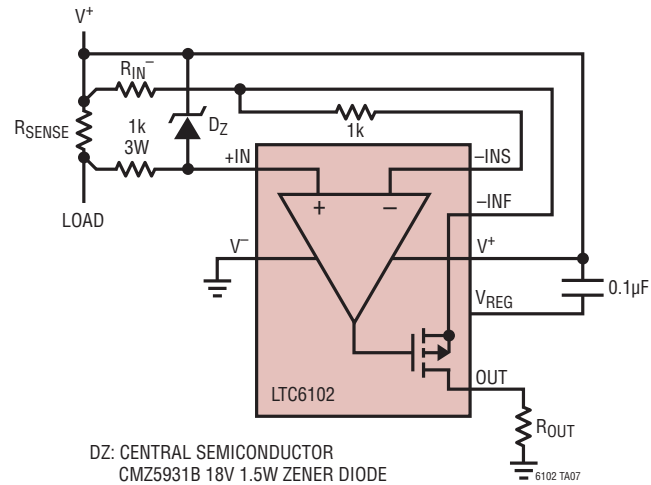


電流モニタ付きインテリジェント・ハイサイド・スイッチ



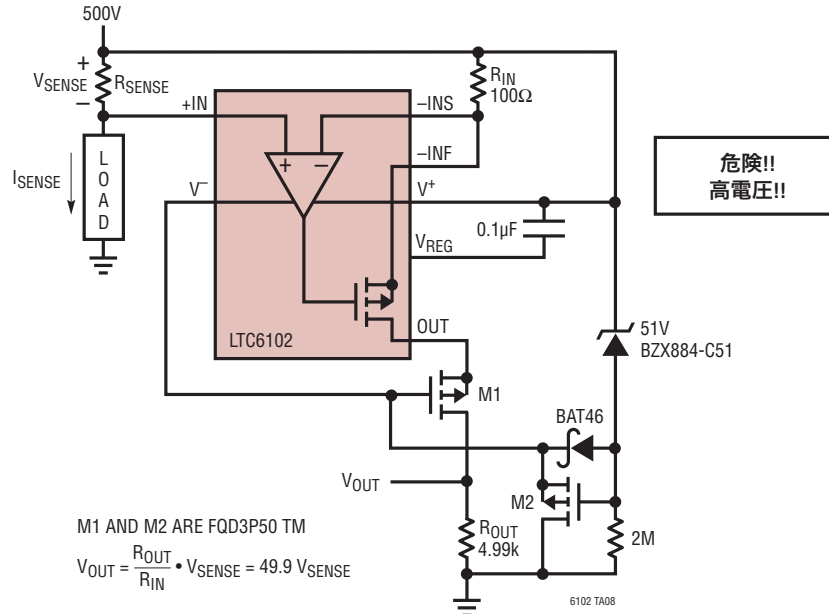
標準的応用例

入力過電圧保護



シンプルな500V電流モニタ

危険!致命的な高電圧が発生 — 要注意

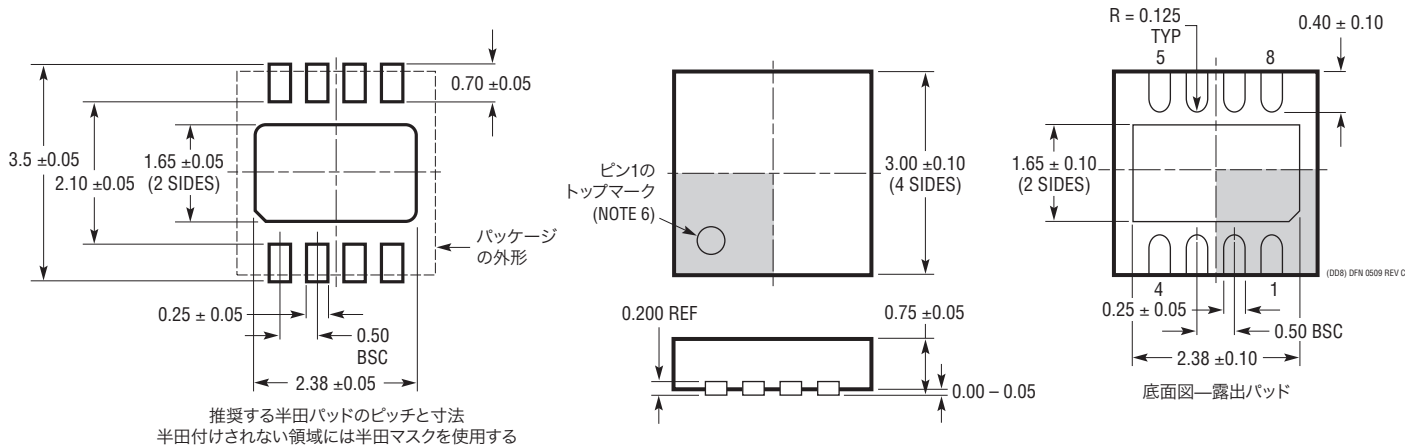


LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

パッケージ

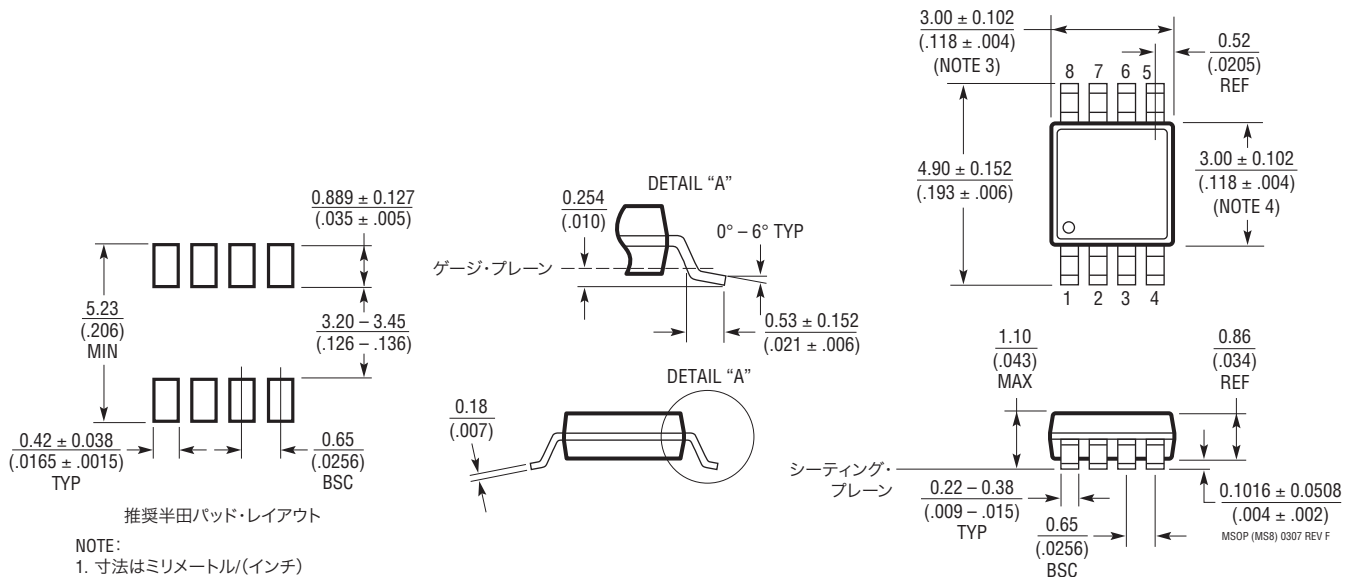
DDパッケージ 8ピン・プラスチックDFN (3mm × 3mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1698 Rev C)



NOTE:

- 図はJEDECのパッケージ外形MO-229のバリエーション (WEED-1) になる予定
- 図は実寸とは異なる
- 全ての寸法はミリメートル
- パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで0.15mmを超えないこと
- 露出パッドは半田メッキとする
- 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

MS8パッケージ 8ピン・プラスチックMSOP (Reference LTC DWG # 05-08-1660 Rev F)



NOTE:

- 寸法はミリメートル/(インチ)
- 図は実寸とは異なる
- 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
- 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
- リードの平坦度 (成形後のリードの底面) は最大0.102mm (0.004")であること

6102fd

改訂履歴 (Rev D よりスタート)

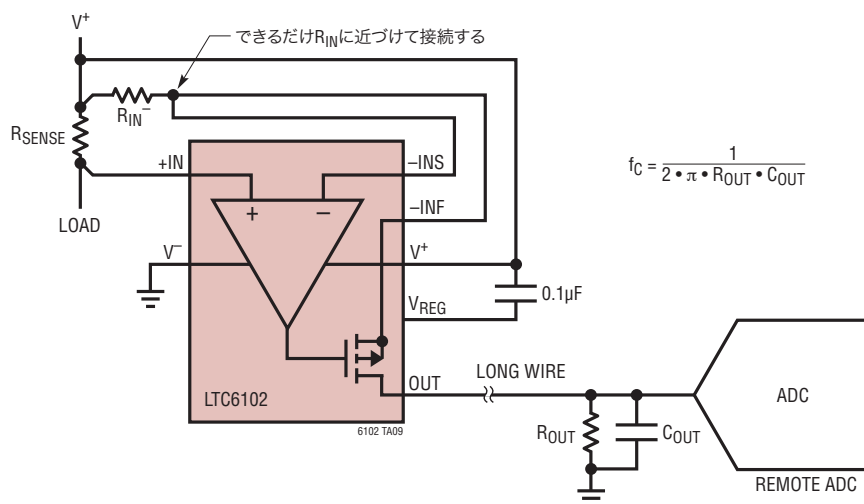
REV	日付	概要	ページ番号
D	8/10	グラフ21の更新	8

LTC6102

LTC6102-1/LTC6102HV

標準的応用例

シンプルなノイズ・フィルタを使ったリモート電流センス



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT [®] 1636	レール・トゥ・レール入出力マイクロパワー・オペアンプ	V_{CM} は V_{EE} を44V上回る、消費電流:55µA、シャットダウン機能
LT1637/LT1638/ LT1639	シングル/デュアル/クワッド、レール・トゥ・レール、 マイクロパワー・オペアンプ	V_{CM} は V_{EE} を44V上回る、スルーレート:0.4V/µs、帯域幅:>1MHz、 アンプ1個当りの消費電流:<250µA
LT1787/LT1787HV	高精度の双方向ハイサイド電流センス・アンプ	2.7V~60Vで動作、オフセット:75µV、消費電流:60µA
LTC1921	デュアル-48V電源とヒューズ・モニタ	±200V過渡保護、3個の状態表示用オプトアイソレータをドライブ
LT1990	高電圧、利得を選択可能な差動アンプ	同相電圧: ±250V、マイクロパワー、ピンで選択可能な利得 = 1、10
LT1991	利得を選択可能な高精度差動アンプ	2.7V~±18V、マイクロパワー、ピンで選択可能な利得 = -13~14
LTC2050/LTC2051/ LTC2052	シングル/デュアル/クワッドのゼロドリフト・オペアンプ	オフセット:3µV、ドリフト:30nV/°C、入力は V^- まで伸びる
LTC4150	クーロン・カウンタ/バッテリー・ガス・ゲージ	電荷の量と極性を表示
LT6100	利得を選択可能なハイサイド電流センス・アンプ	4.1V~48Vで動作、ピンで選択可能な利得:10、12.5、20、25、40、50V/V
LTC6101/ LTC6101HV	SOT-23の高電圧ハイサイド電流センス・アンプ	4V~60V/5V~100Vで動作、外付け抵抗で設定される利得
LTC6103	デュアル、ハイサイド、高精度電流センス・アンプ	4V~60V、利得を設定可能、8ピンMSOP
LTC6104	双方向ハイサイド高精度電流センス・アンプ	4V~60V、利得を設定可能、8ピンMSOP
LT6105	高精度レール・トゥ・レール入力電流センス・アンプ	入力 V_{CM} は V^- を44V上回る値から0.3V下回る値まで、 2.85V~36Vで動作
LT6106	低コスト、ハイサイド高精度電流センス・アンプ	2.7V~36V、利得を設定可能、SOT23
LT6107	SOT-23の高温度ハイサイド電流センス・アンプ	2.7V~36V、-55°Cと150°Cで完全にテスト済み

6102fd