

単一電源オペアンプの設計上の妥協点

製品の小型化及び低コスト化とバッテリー寿命の拡張・システム性能の向上という、互いに矛盾する目標のバランスを保とうとする中で、低電圧単一電源システムが選択される傾向が強くなっています。この傾向は消費者には好ましいことかもしれませんが、特定のアプリケーションに対する適切なオペアンプを選ぶ作業が難しくなっています。

単一電源動作は一般的に低電圧動作を意味しており、 $\pm 15V$ 又は $\pm 5V$ から $5V$ 又は $3V$ 単一電源に移行すると、利用可能な信号範囲が狭くなります。その結果、入力同相電圧範囲、出力電圧スイング、CMRR、ノイズ及びその他のオペアンプの限界がより重要になってきます。どの工学分野にも当てはまることですが、システム性能のある部分を改善するには他の部分を犠牲にする必要が出てきます。以下に、この観点から単一電源オペアンプ同士を比較すると共に、これらの低電圧アンプが従来の高電圧アンプとどう異なるかについても説明します。

入力段について

単一電源オペアンプを設計する時に最初に考慮すべき項目の一つに、入力同相電圧範囲があります。この点を解決しようとする方法として、レイルトゥレイル®入力能力を指定する傾向が見られます。ただし、真のレイルトゥレイル動作にはある程度の犠牲が伴います。

マキシム社の殆どの低電圧オペアンプは、入力同相電圧範囲に負の電源電圧が含まれています(表1)。しかし、正の電源電圧の入力も許容するものは一部だけとなっています。その他は正電源電圧より $1\sim 2V$ 内側までの入力電圧しか許容しません。負の電源電圧までの信号だけしか許容しないオペアンプは、グランド検出アンプと呼ばれます。両方の電源電圧までの信号を許容するアンプは、レイルトゥレイル入力アンプと呼ばれます。

V_{OS} 及び I_B について

多くのアプリケーションでは、アンプによってグランドを基準とした信号に対して $+2V/V$ 以上の利得が提供されます。こうした場合、グランド検出アンプによって信号の同相範囲に十分に対応できます。もしそうであれば、レイルトゥレイル入力のアンプよりも優れた性能を提供

できる可能性があります。標準的なレイルトゥレイル入力段では、1つではなく2つの差動入力ペアを使用します(図1)。

入力信号が片方の電源電圧から他方の電源電圧に動くにつれ、アンプは片方の入力ペアから他方の入力ペアにシフトします。これらが交差する点では、このシフトにより入力バイアス電流及びオフセット電圧の大きさや極性が変化します。一般的に、これらのオフセット電圧変化によりレイルトゥレイルアンプの歪み性能及び精度仕様が(グランド検出タイプに比べて)劣化します。オフセット電圧シフトを最小限に抑えて片方の入力ペアから他方への遷移を滑らかにするため、マキシム社ではレイルトゥレイルアンプのオフセットを同相範囲の上端と下端の両方でトリミングしています。

入力バイアス電流に起因するオフセット電圧を低減するため、設計時にオペアンプの反転ノードと非反転ノードのインピーダンスをマッチングさせてください。入力バイアス電流は通常入力オフセット電流よりも大きくなっているため、このインピーダンスマッチングはレイルトゥレイル入力アンプだけでなく全てのタイプのアンプで実行します。

この点を図で示すため、図2にオペアンプのMAX4122~MAX4129ファミリ(入力と出力の両方がレイルトゥレイル)の入力バイアス電流の変化対同相範囲のグラフを示します。入力同相電圧が $0V$ から $5V$ に増加する間の入力バイアス電流の絶対的な変化は、 $85nA$ ($-45nA$ から $+40nA$)です。これとは対照的に、入力オフセット電流の仕様は僅か $\pm 1nA$ となっています。このため、バイアス電流の大きさや符号がかなり変化しても、反転入力及び非反転入力における変化(入力オフセット電流)はほぼ同一になります。これらのノードでのインピーダンスをマッチングさせることによって、入力バイアス電流の変化によって発生するオフセット電圧を最小限に抑えることができます。

図3に、典型的な反転及び非反転オペアンプ構成でインピーダンスをマッチングさせる方法を示します。反転構成(図4)は、アンプの入力同相電圧を一定値(リファレンス電圧 V_{REF})に維持することにより入力バイアス電流の変化を排除する方法です。出力は $V_{OUT} = (-V_{IN} \times R2/R1) + V_{REF}(1 + R2/R1)$ で与えられます。 $R2 = R1$ の時、これは $V_{OUT} = -V_{IN} + 2V_{REF}$ になります。 $V_{REF} = 2V$ で V_{IN} の範囲が $0V \sim 3V$ の場合は、 V_{OUT} の範囲が $4V \sim 1V$ になります。同相範囲が固定されているため、CMRエラーも排除されます。表2は、低電圧システムに適したリファレンスのリストです。

表1. マキシム社低電圧オペアンプ

品名	入力電圧範囲		出力電圧スイング			電源電圧範囲 (V)	最大消費電流 (mA)	最大オフセット電圧 (mV)	帯域幅 (MHz)	スルーレート (V/ μ s)	電圧ノイズ (nV/ \sqrt Hz)	電流ノイズ (pA/ \sqrt Hz)	電圧利得/負荷		最小安定利得 (V/V)	備考
	V _{CC} -xx (V)	V _{EE} +xx (V)	V _{CC} -xx (V)	V _{EE} +xx (V)	負荷 (Ω)								(dB)	(Ω)		
MAX4124/5	-0.25	-0.25	0.24	0.125	250	2.7-6.5	0.825	0.6	26	10	22	0.4	106 84	100k 250	10	シングル、レイルトゥレイル入出力、500pFを駆動。MAX4125はシャットダウン付。
MAX4128	-0.25	-0.25	0.28	0.18	250	2.7-6.5	0.825	0.75	26	10	22	0.4	106 84	100k 250	10	デュアル、レイルトゥレイル入出力、500pFを駆動。
MAX4130/1	-0.25	-0.25	0.24	0.125	250	2.7-6.5	1.15	0.6	10	4	22	0.4	108 82	100k 250	1	シングル、レイルトゥレイル入出力、160pFを駆動。MAX4131はシャットダウン付。
MAX4132/3	-0.25	-0.25	0.28	0.18	250	2.7-6.5	1.15	0.6	10	4	22	0.4	108 82	100k 250	1	デュアル、レイルトゥレイル入出力、160pFを駆動。MAX4133はシャットダウン付。
MAX4134	-0.25	-0.25	0.28	0.18	250	2.7-6.5	1.15	0.6	10	4	22	0.4	108 82	100k 250	1	クワッド、レイルトゥレイル入出力、160pFを駆動。
MAX4122/3	-0.25	-0.25	0.24	0.125	250	2.7-6.5	0.825	0.6	5	2	22	0.4	106 84	100k 250	1	シングル、レイルトゥレイル入出力、500pFを駆動。MAX4123はシャットダウン付。
MAX4126/7	-0.25	-0.25	0.28	0.18	250	2.7-6.5	0.825	0.75	5	2	22	0.4	106 84	100k 250	1	デュアル、レイルトゥレイル入出力、500pFを駆動。MAX4127はシャットダウン付。
MAX4129	-0.25	-0.25	0.28	0.18	250	2.7-6.5	0.825	1.5	5	2	22	0.4	106 84	100k 250	1	クワッド、レイルトゥレイル入出力。
MAX4165-9	-0.25	-0.25	0.36	0.26	25	2.7-6.5	1.5	0.65	5	2	26	0.4	124 100 87	100k 1k 25	1	出力電流駆動能力80mA保証、500pFを駆動、シャットダウン時に出力はハイインピーダンス。
MAX4330-4	-0.25	-0.25	0.125	0.1	2k	2.7-6.5	0.325	0.65	3	1	28	0.26	120 95	100k 2k	1	シングル/デュアル/クワッド、300pFを駆動。MAX4331/3はシャットダウン付。
MAX4162/3/4	-0.25	-0.25	0.02 0.02	0.02 0.2	100k 10k	2.7-10	0.035	5	0.2	0.08	80		110 110	100k 10k	1	シングル/デュアル/クワッド、500pFを駆動、内部チャージポンプ。
MAX492/4/5	0	0	0.15	0.15	1k	2.7-6	0.15	0.5	0.5	0.2	25	0.1	108	1k	1	デュアル/クワッド/シングル、高精度、レイルトゥレイル/I/O。
MAX480	1	0	0.8mV	0.1mV	10k	1.6-36	0.015	70 μ V	0.02	0.012	55	0.6	112 105	100k 10k	1	低V _{OS} 及びドリフト、マイクロパワー、入出力は負電源電圧まで。
MAX478/9	1.1	-0.3	1.2	0.2	2k	2.2-36	0.017	70 μ V	0.06	0.025	49	0.01	104	50k	1	マイクロパワー、高精度。
MXL1178/9	1.1	-0.3	1.2mV	0.2mV	2k	2.2-36	17	70 μ V	0.06				106	50k	1	デュアル/クワッド、高精度。
MAX409/17/19	1.1	0	0.01	0.01	1M	2.5-10	0.0012	10	0.15	0.08	150		120	1M	10	シングル/デュアル/クワッド、超低電力。
MAX406/7/18	1.1	0	0.01	0.01	1M	2.5-10	0.0012	10	0.008 ~0.04	0.02	150		120	1M		シングル/デュアル/クワッド、超低電力。
MAX4180- MAX4187*	1.1	1.1	1.8	1.8	1.50	4.5-11	1.2	5	400	1200	2	4	66 61	1k 150	1	シングル/デュアル/クワッド、低電力、広帯域幅、高スルーレート、低歪み、SOT23-6パッケージ。
MXL1013/14	1.2	-0.3	6mV	1.2V	600	4-36	0.5	150 μ V	0.6	0.4	22	0.07	138	2k	1	デュアル/クワッド高精度。
MAX4110/12/ 14	1.3	1.2	1.3	1.2	2k	\pm 2.4~ \pm 5.25	2.7	1 typ	28	4.5	1.8	1.2	120 119	2k 600	1	シングル/デュアル/クワッド、高速、低ノイズ(<2.4nV/ \sqrt Hz)保証。
MAX473/4/5	1.7	-0.1	0.05	0.05	無負荷	2.7-6	3	1	10	17	40		110 105 90	無負荷 10k 600	1	シングル/デュアル/クワッド、広出力スイング、スルーレート15V/ μ s (min)。
MAX4212/ 13/16/18	2.25	-0.2	0.7	0.6	50	3.15-11	7	9	300	600	10	6	61 59 57	2k 150 50	1	シングル/デュアル/トリプル/クワッド、MAX4213/18はシャットダウン付(シャットダウン時に出力はハイインピーダンス)、SOT23-5パッケージ。
MAX430/2	2.5	-0.1	0.5	0.5	10k	\pm 2.5~ \pm 16.5	0.5-2	5 μ V	0.125 -0.5	0.125	0.4 μ Vp-p	0.01	150	10k	1	チョッパ安定化、内部コンデンサ。

* 開発中。1997年4月以降発売予定。

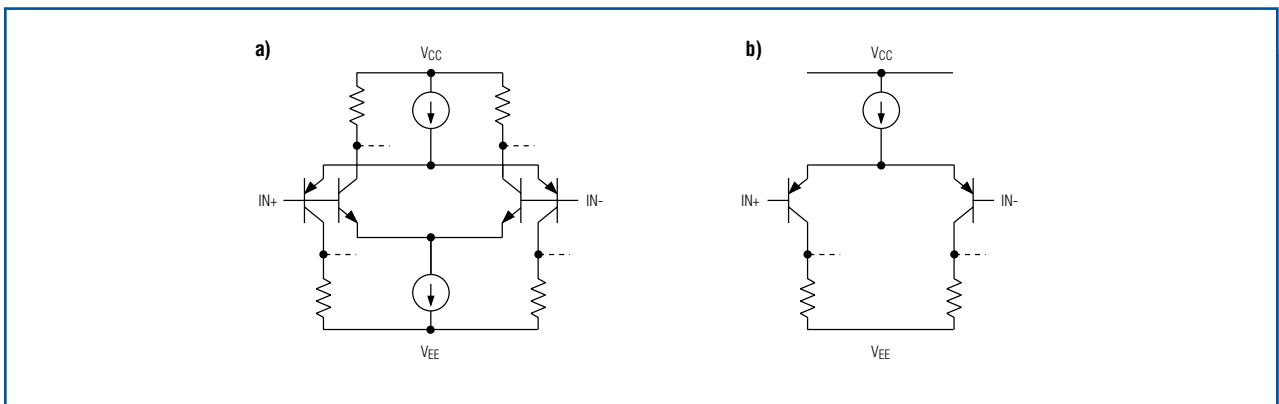


図1. レイルトゥレイル入力段(a)は、2つの差動ペアを備えているのに対して、標準的なグラウンド検出入力段(b)では1つだけです。

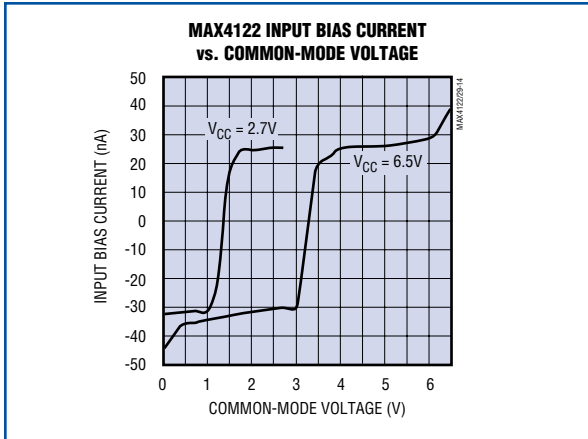


図2. レイルトゥレイル入力アンプの入力同相電圧が片方の電源電圧から他方の電源電圧まで変化するにつれ、入力バイアス電流の極性と大きさの両方が変化します。

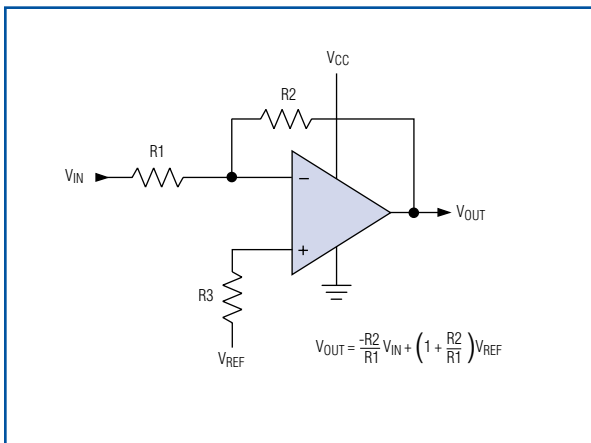


図4. 入力同相電圧を一定に維持することにより、反転アンプ構成の同相除去エラーを排除できます。

スルーレート

グラウンド検出アンプの代わりにレイルトゥレイル入力アンプを使用すると、スルーレートにも悪影響が及ぶ可能性があります。グラウンド検出アンプは入力段がシンプルなために多くのスルーレート強化回路技法を利用できますが、2ペアのレイルトゥレイル入力を備えたアンプではそれは不可能です。例えば、MAX4212ファミリのオペアンプ(表1)はグラウンド検出入力に備えているため、僅か7mA (max)の消費電流でスルーレート600V/μs及び帯域幅300MHzを実現しています。これらのアンプがもしレイルトゥレイル入力段を備え、その他の仕様が全て同じとすると、スルーレートは数分の1に低下します。

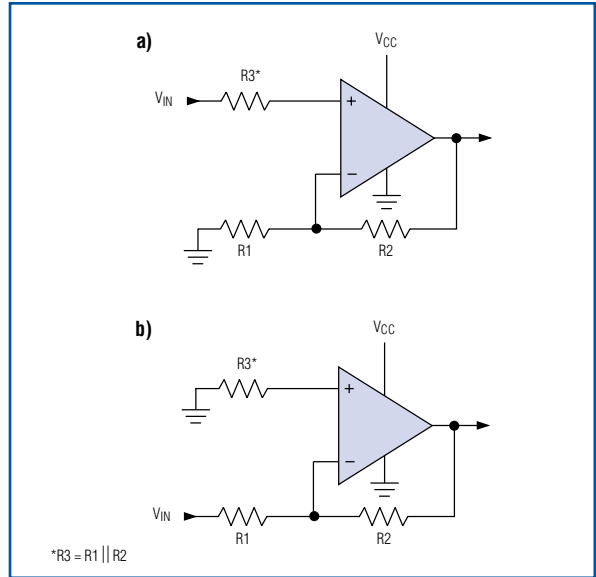


図3. 非反転(a)及び反転(b)構成のいずれにおいても、反転ノードと非反転ノードの抵抗をマッチングさせることにより、入力バイアス電流に起因するオフセットエラーを最小限に抑えることができます。

出力段について

低電圧設計ではレイルトゥレイル出力段を必要としないことはありますが、殆どの場合ダイナミックレンジを大きくするためにレイルトゥレイル出力段を必要とします。大部分のアプリケーションではオペアンプは利得を提供するため、通常では出力電圧が入力電圧より大きくなります。このため、レイルトゥレイル入力段は必ずしも要求されませんが、レイルトゥレイル出力段は通常要求されます。これらの出力段は、デュアル電源オペアンプのものとは異なっており、レイルトゥレイル出力アンプにおける回路挙動も異なります。

レイルトゥレイル出力段はコモンエミッタ構成を使用するのが一般的であり、標準的な出力段ではエミッタフォロワ構成になっています(図5)。コモンエミッタ出力段では入力から出力への電圧降下が比較的小さくなっていますが(コレクタ・エミッタ間飽和電圧1つ分、 $V_{CE(SAT)}$)、従来の標準的なエミッタフォロワ出力段は電源電圧から $V_{CE(SAT)}$ (電流ソースのため)プラス V_{BE} (出力トランジスタのため)以内には達しません。

バイポーラトランジスタの $V_{CE(SAT)}$ はトランジスタを流れる電流に依存するため、バイポーラオペアンプの出力スイングは負荷電流に依存します。このため、レイルトゥレイル性能と称していても、アンプの出力段が実際に電源電圧に達することは決してありません。例えばMAX4122で負荷が100k の場合では、正電源電圧の12mV以内まで、及び負電源電圧の20mV以内までスイングします。しかし負荷が250 Ωになると、正電源電圧の240mV以内まで、及び負電源電圧の125mV以内までしかスイングしなくなります。

表2. マキシム社低電圧リファレンス

品名	出力電圧 (V)	入力電圧範囲 (V)	温度ドリフト (ppm/°C max)	最大初期精度、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ (% F.S.)	最大自己消費電流 (μA)	最大ノイズ、 $0.1\text{Hz} \sim 10\text{Hz}$ ($\mu\text{Vp-p, typ}$)	パッケージ ¹	温度範囲 ²	特長
MAX6120	1.2	2.4 ~ 11	100 (30 typ)	1	58	10	SOT23, SOP	E	ローコスト、マイクロパワー、3端子リファレンス
MAX6520	1.2	2.4 ~ 11	50	1	70	10	SOT23, SOP	E	ローコスト、マイクロパワー、3端子リファレンス、低ドリフト
ICL8069	1.2	> V_{OUT}	10 ~ 100	2	50	5 (10Hz ~ 10kHz)	TO-52, TO-92, SOP	C, E, M	マイクロパワー、2端子リファレンス
MAX6125	2.5	2.7 ~ 12.0	50	1	130	15	SOT23, SOP	E	ローコスト、低ドロップアウト、3端子リファレンス
MAX872	2.5	2.7 ~ 20	40	0.2	10	60	DIP, SOP	C, E	超低電力、超低ドロップアウト高精度リファレンス、 $V_{\text{CC}} = V_{\text{OUT}} + 200\text{mV}$
MAX873	2.5	4.5 ~ 18	7 ~ 20	0.06 ~ 0.1	280	16	DIP, SOP	C, E, M	低電力/ドリフト、REF43のアップグレード品
MX580	2.5	4.5 ~ 30	10 ~ 85	0.4 ~ 3	1.5mA	60	TO-52, SOP	C, M	低ドリフトバンドギャップリファレンス
MX584	2.5	4.5 ~ 30	5 ~ 30	0.05 ~ 0.3	1mA	50	TO-99, DIP, SOP, CERDIP	C, M	低ドリフトプログラマブルリファレンス
MAX6141	4.096	4.7 ~ 12.6	50	1	130	25	SOT23, SOP	E	ローコスト、低ドロップアウト、3端子リファレンス
MAX676	4.096	4.5 ~ 18	1 ~ 3	0.02	10mA	1.2	DIP/SOP/CERDIP	C, E, M	SOPパッケージで最低の温度ドリフト、超低長期ドリフト、低ドロップアウト
MAX874	4.096	4.3 ~ 20	40	0.2	10	60	DIP, SOP	C, E	超低電力、超低ドロップアウト高精度リファレンス、 $V_{\text{CC}} = V_{\text{OUT}} + 200\text{mV}$
MAX6145	4.5	4.7 ~ 12.6	50	1	130	30	SOT23, SOP	E	ローコスト、低ドロップアウト、3端子リファレンス
MAX6160	可変 1.23 ~ 12.40	$V_{\text{OUT}} + 0.2$	50	1	130	15	SOT23, SOP	E	可変、ローコスト、低ドロップアウト、3端子リファレンス

1 パッケージ: DIP = デュアルインラインパッケージ; PLCC = プラスチックリードレスチップキャリア(クワッドバック); FP = フラットパック
2 温度範囲: C = 0 ~ +70、E = -40 ~ +85、M = -55 ~ +125

CMOS出力段の場合、MOSFETのドレイン・ソース電圧がバイポーラのトランジスタのコレクタ・エミッタ電圧と類似しており、MOSFETのオン抵抗とチャネル電流の積に起因します。このため、MOSFET出力段の出力電圧スイングもやはり負荷の関数となります。

利得対負荷

レイルトゥレイルアンプの共通エミッタ段は入出力電圧降下を小さくするだけでなく、エミッタフォロワ段とはこの他にも重要な点で異なります。共通エミッタ段は電圧利得を提供すると共に、出力インピーダンスが比較的高くなっています。これに対してエミッタフォロワ段は電圧利得が1で、出力インピーダンスが低くなっています。このため、レイルトゥレイルオペアンプでは一般的に出力ノードを補償ネットワークに含めますが、これに対して標準的なオペアンプでは補償を前段で行います。このためレイルトゥレイルオペアンプでは利得が負荷電流に依存するようになり、容量性負荷を駆動する時に不安定になることがあります。

これらのレイルトゥレイル出力の特性はオペアンプを注意深く設計することによって抑制できますが、トレードオフとしてエミッタフォロワ出力段を持つオペアンプよりも消費電流が大きくなる傾向があります。MAX4122 ~

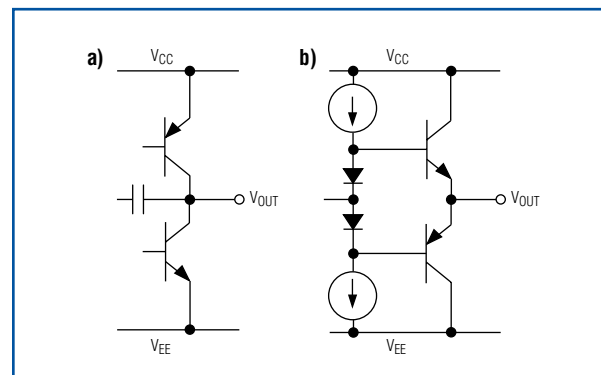


図5. レイルトゥレイル出力段(a)は共通エミッタ構成になっており、標準的な出力段(b)はエミッタフォロワ構成になっています。

MAX4129ファミリのオペアンプは、容量性負荷を駆動する能力が高くなっています(表1)。これらのアンプは入出力がレイルトゥレイルで出力は500pFを駆動しても安定なため、正しく終端処理されていないケーブル及びアナログデジタルコンバータの容量性入力を駆動する場合に役立ちます。大きな容量性負荷を駆動する能力を備えたこれらのアンプ構造のために、重い抵抗性負荷があっても良好な大信号電圧利得を保持できます。

オープンループ利得対出力スイング

全てのオペアンプに共通していますが、レイルトゥレイル出力アンプの場合もオープンループ利得は出力電圧スイングの関数です。このため、レイルトゥレイル出力アンプを評価する場合、出力電圧及び負荷の両方を指定する必要があります。マキシム社では利得の仕様をこの方法で指定していますが、全てのメーカーがデータシートにこのデータを記載しているわけではありません。例えば、あるオペアンプにはオープンループ利得が106dBで250 の負荷を電源電圧の125mV以内まで駆動する能力があるとしても、これら全ての能力を同時に発揮できるとは限りません。MAX4122 ~ MAX4129のデータシートでは「電気的特性」の表で大信号電圧利得及び出力電圧スイングが規定されています(図6)。これらの素子の電圧利得対出力電圧及び負荷のグラフを図7に示します。

チャージポンプオペアンプ

MAX4162オペアンプファミリでは、標準的なレイルトゥレイル出力段の問題に対して新しいアプローチを採用しています。これらのオペアンプは従来通りのエミッタフォロワ出力段を備えていますが、出力段をバイアスする内部電源を生成するためのチャージポンプコンバータを内蔵しています。このチャージポンプコンバータは、アンプの他の段にも電源を供給しています。このため、入力段は標準的なグランド検出構成になっていますが、入力はグランドから V_{CC} までスイングできます。このファミリの仕様を表1に示します。各素子の消費電流は

僅か35 μ A(チャージポンプコンバータを含む)ですが、帯域幅200kHzを実現しています。消費電流が低いにもかかわらず、これらの素子は20k 及び500pFという比較的重い負荷を駆動できるようになっています。

チャージポンプの付加により標準的な入出力構造が採用できるため、これらのアンプはレイルトゥレイルオペアンプに比べて優れた性能を発揮します。チャージポンプオペアンプは同相除去比が非常に良く、入力トランジスタのペアは1つだけであることから、入力ペア同士の切り換えに起因するオフセット電圧の変化の心配もありません。さらに、従来通りのエミッタフォロワ出力段になっており、比較的重い抵抗性負荷があってもオープンループ利得を大きく取れます。また、大きな容量性負荷を駆動する場合でもアンプの安定性を維持できます。

一般的な問題

単一電源動作ではノイズ、バイアス及び歪みの問題も悪化します。

ノイズ

単一電源アプリケーションは一般的に低電圧のため、システムの信号雑音比を維持するためには設計の際にノイズを低減する必要があります。問題は、低電圧動作は殆どの場合低電力動作でもあり、消費電流が小さくなるとアンプのノイズが増加する傾向があります。他の条件が同じ場合は、アンプのノイズを小さくするために電力消費を大きくする必要があります。

DC電気的特性

(特に指定がない場合は、 $V_{CC} = +2.7V \sim +6.5V$ 、 $V_{EE} = 0V$ 、 $V_{CM} = 0V$ 、 $V_{OUT} = V_{CC} / 2$ 、 R_L は $V_{CC} / 2$ に接続、 $\overline{SHDN} \geq 2V$ (又はオープン)、 $T_A = +25$)

パラメータ	条件		MIN	TYP	MAX	単位
大信号電圧利得	$V_{CC} = 2.7V$	$V_{OUT} = 0.25V \sim 2.45V$, $R_L = 100k\Omega$	92	104		dB
		$V_{OUT} = 0.4V \sim 2.3V$, $R_L = 250\Omega$	72	80		
	$V_{CC} = 5V$	$V_{OUT} = 0.25V \sim 4.75V$, $R_L = 100k\Omega$	94	106		
		$V_{OUT} = 0.4V \sim 4.6V$, $R_L = 250\Omega$	75	84		
出力電圧スイング	MAX4122/ MAX4123/ MAX4124/ MAX4125	$R_L = 100k\Omega$	$V_{CC} - V_{OH}$	12	20	mV
			$V_{OL} - V_{EE}$	20	25	
	$R_L = 250\Omega$	$V_{CC} - V_{OH}$	240	290		
		$V_{OL} - V_{EE}$	125	170		
	MAX4126/ MAX4127/ MAX4128/ MAX4129	$R_L = 100k\Omega$	$V_{CC} - V_{OH}$	15	30	
			$V_{OL} - V_{EE}$	25	40	
	$R_L = 250\Omega$	$V_{CC} - V_{OH}$	280	330		
		$V_{OL} - V_{EE}$	180	230		

図6. 大信号電圧利得の仕様を適正に定めるには、負荷と出力電圧スイングの両方を指定する必要があります。出力電圧スイングは、駆動される負荷の関数です。

LARGE-SIGNAL GAIN vs. OUTPUT VOLTAGE

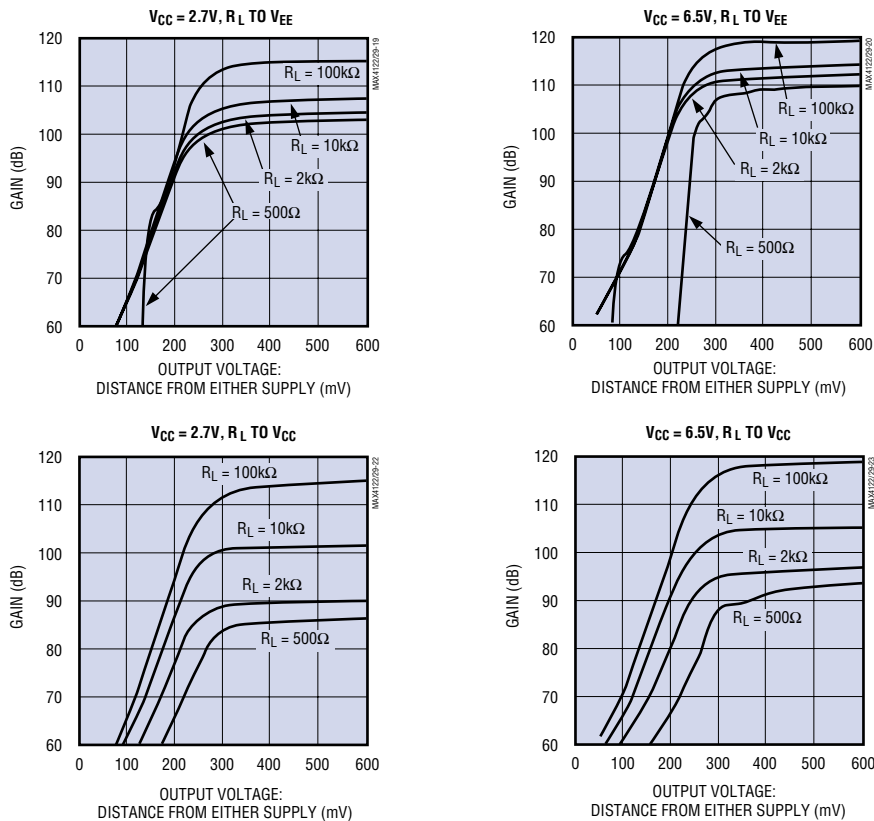


図7. これらのグラフは、レイルトゥレイル出力アンプの利得の負荷及び出力電圧スイングに対する依存関係を示しています。

オペアンプのノイズを評価するには、全てのノイズソース(入力電圧ノイズ、入力電流ノイズ及び利得設定抵抗の熱ノイズ)について考慮してください。図8は、電圧フィードバックオペアンプのノイズソースを示しています。C1は、オペアンプの反転入力の浮遊容量です。C2は、高い周波数におけるノイズ利得及び信号帯域幅を制限します。R1/R2は、標準的な利得設定抵抗です。R3は、反転入力と非反転入力から見た抵抗のバランスを取っています。

低周波数におけるノイズ利得は、 $1 + R2/R1$ で与えられます(図9)。ノイズ利得は周波数 $1/2 R1C1$ で最初のゼロに達し、その後はC2によるポールまで6dB/オクターブで増加し続けます。このポール($1/2 R2C2$)で、ノイズ利得は平坦で $1 + C1/C2$ に等しくなっています。次に、ノイズ利得はアンプのオープンループ利得で妨げられ、6dB/オクターブ(アンプのオープンループ利得の標準シングルポール・ロールオフ)でロールオフします。

入力電圧ノイズ、非反転電流ノイズ及びR3に起因するノイズは閉ループ帯域幅全体にわたって積分され、それに回路のノイズ利得が掛けられるため、(ノイズ利得と

オープンループ利得のプロットに示すように)ユニティゲインクロスオーバー周波数の低いオペアンプを選ぶことによって回路ノイズを最小限に抑えることができます。反転入力の場合、電流ノイズとR1及びR2による熱ノイズは、信号帯域幅($1/2 R2C2$)のみで積分されます。コンデンサC2は電流フィードバックオペアンプでは存在しないため、このタイプではノイズは閉ループ信号帯域幅の全域で積分されます。

歪み

アンプのループ利得は、入力から出力への伝達関数の非直線性に起因する歪みを小さくする働きがあります。アンプの利得は高周波数では低下するため、アンプの高調波歪みが増加します。

このように、与えられた周波数におけるオペアンプの高調波性能は、リニア領域において最大のループ利得で動作する時に良くなります。図4(信号反転とオフセットを導入)及び図10(オフセットだけ導入して信号反転はなし)に示すように、これは通常の場合出力を電源電圧から離れたところへバイアスするという意味を意味します。

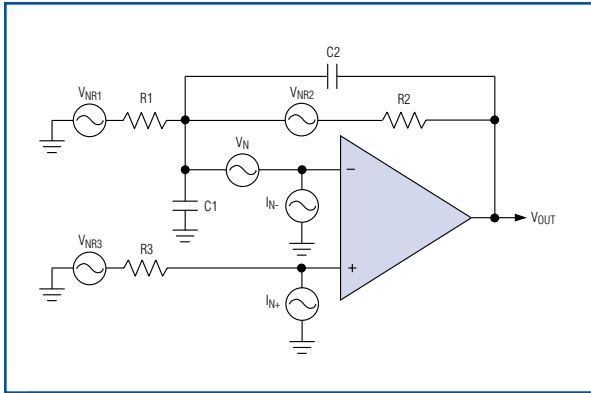


図8. 電圧フィードバックオペアンプにおける主要なノイズ源を示しています。

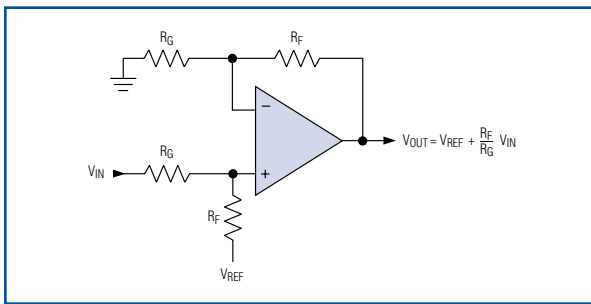


図10. この回路は、入力信号に利得とオフセットの両方を提供することにより、出力電圧は電源電圧から離れたところへバイアスしています。

図4に示す反転法は、入力同相電圧を一定に維持することにより、同相非直線性を排除しています。この機能は、レイルトゥレイル入力アンプにおいて特に有用です。これらのアンプでは、(入力段が片方の入力ペアから他方にシフトするとき)同相入力の変化によって非直線性が生じるためです。

再び出力段に焦点を当てます。負荷が軽い場合は、利得が負荷電流の関数であるため、レイルトゥレイルアンプの高調波性能が改善されます。アンプの電圧の偏位も歪みに影響します。どんなアンプでも、負荷が大きな電圧偏位を要求しない時の方が良好に動作します(内部ノードがあまり遠くにずれずにリニア領域に留まるためです)。アンプのスルーレートはフルパワー帯域幅に関係していますが、これも高調波歪みに影響します。アンプをフルパワー帯域幅以上の周波数で動作させると、スルーレートの制限のために著しい非直線性を生じます。

第2電源の生成

高性能単一電源オペアンプは一般的になりつつありますが、最高の性能を得るにはデュアル電源アンプを選択しなければならない場合があります。デュアル電源タイプ

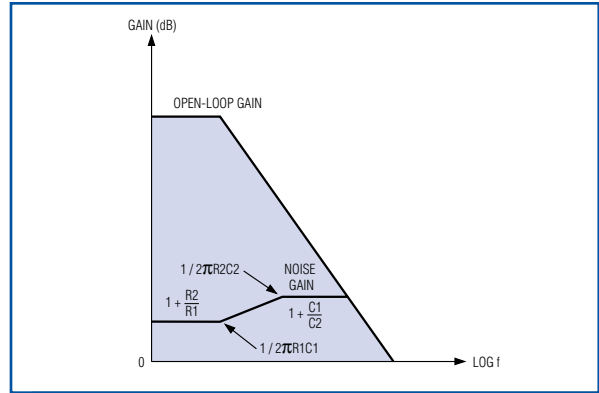


図9. このグラフは、図8のアンプのノイズ利得とオープンループ利得を示しています。

は歴史が長いために選択肢の幅が広く、また単一電源タイプのような設計上の制限がありません。

既存の正電源から負電源を生成する方法は多くあります。スイッチングレギュレータが最も柔軟性に富んでいますが、チャージポンプ電圧コンバータはシンプル、小型かつ安価という特長を備えています。チャージポンプコンバータはインダクタでなく外部コンデンサを使用して電圧変換を行うため、入力電圧の整数倍の電圧(-VIN、+2VIN等)を提供する方法として優れています。出力電圧は通常は安定化されていませんが、負荷電流が比較的小さければ、出力電圧は入力の整数倍の近傍に留まります。

チャージポンプコンバータは自己消費電流が非常に小さいため、軽負荷における効率が極めて高くなります。図11に示すチャージポンプコンバータは、入力と大きさが同じで極性が逆の負電圧を生成するように構成されています。内部発振器の周波数はピン接続で13kHz、100kHz又は250kHzに設定できるため、設計時に自己消費電流、チャージポンプのコンデンサ容量及び出力電圧リップルの間のバランスを取ることができます。

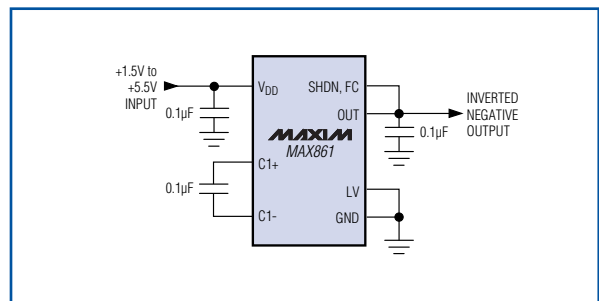


図11. シンプル、小型、安価なチャージポンプコンバータは正電源電圧から負電源電圧を簡単に生成できます。