

# 低消費電力オペアンプ：わずか $20\mu\text{A}$ ( $1.3\text{MHz}$ ) および $240\mu\text{A}$ ( $30\text{MHz}$ )

Aaron Schultz, Catherine Chang, Philip Karantzalis 共著

[PDFをダウンロード](#)

アナログ・デバイスズのオペアンプ・ファミリは、業界最高クラスの速度と電源電流の関係を維持しながら拡張しています。LTC6258/LTC6259/LTC6260 (シングル、デュアル、クワッド) は、 $20\mu\text{A}$ という超低電源電流に対し $1.3\text{MHz}$ の動作を、 $400\mu\text{V}$ の最大オフセット電圧とレールtoレールの入出力で実現します。LTC6261/LTC6262/LTC6263 (シングル、デュアル、クワッド) は、 $240\mu\text{A}$ というやはり低い電源電流で $30\text{MHz}$ の動作を、 $400\mu\text{V}$ の最大オフセット電圧とレールtoレールの入出力で実現します。 $1.8\text{V}\sim 5.25\text{V}$ の電源を組み合わせることで、これらのオペアンプは、低消費電力かつ低電圧で高い性能が必要とされるアプリケーションを可能にします。

## 低ノイズ・リファレンス

そのようなアプリケーションの1つが、 $1\mu\text{A}$ という低電源電流を用いたLT6656高精度シリーズ電圧リファレンスをベースとする、低ノイズ・リファレンスです。簡単なフィルタを組み合わせるだけで、LTC6258は、LT6656の実効ノイズを低減し、出力電流駆動能力を向上すると同時に、総消費電力を削減します。

図1にその構成を示します。まず、非常に低いカットオフ周波数がLT6656出力の後段に生じます ( $R_{IN1}$  および  $C_{IN1}$ 、カットオフは $5\text{Hz}$ 未満)。  $R_{IN1}$  の値を大きくすると、LTC6258の入力バイアス電流により大きなオフセット電圧が発生する可能性があります。  $R_{IN1}$  を $2.7\text{k}\Omega$ にすることで、オペアンプの公称入力オフセット電圧よりも低いオフセットになります。  $C_{IN1}$  は、大きな値とすることも小さな値とすることもでき、それに応じてフィルタリング周波数が増減します。  $C_{IN1}$  の耐圧条件は低いいため、小さい体積で比較的大きな容量になります。

この回路は、LTC6258の能力を利用して、大きい容量性負荷を駆動できます。LTC6258に大きな出力コンデンサ・バンクを付加することで、リファレンス電圧を使用する後段回路の大きなバイパスが可能となります。総合的に、LT6656とLTC6258を組み合わせたこの構成で、低ノイズ、低消費電力、大きなバイパス

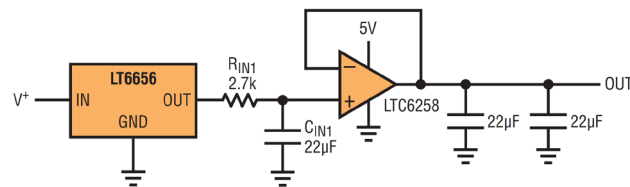


図1. 低ノイズ・リファレンス

容量のリファレンス電圧を作り出すことができます。

電圧スペクトル・ノイズ密度を図2に示します。  $10\text{kHz}$ 未満に見られるリファレンスのノイズの増加は、その後段にフィルタ ( $R_{IN1}$  および  $C_{IN1}$ ) を置くことで低減できます。ユニティ・ゲイン構成のオペアンプは、大きな $44\mu\text{F}$ の負荷がある場合でもない場合でも安定で、低周波数ノイズへの影響はわずかです。図3に、 $R_{IN1} - C_{IN1}$  フィルタとオペアンプ回路の組み合わせにおいて、 $44\mu\text{F}$ 出力コンデ

ンサがある場合とない場合の過渡応答を示します。

重要な点は、LTC6258をリファレンス回路に導入しても出力電圧の精度が大きく低下することはないことです。LT6656 Aグレードの精度は $0.05\%$ です。 $1.25\text{V}$ の場合、誤差は $\pm 625\mu\text{V}$ となります。Bグレードの場合は精度が $0.1\%$ で、誤差は $\pm 1.25\text{mV}$ となります。最大 $400\mu\text{V}$ のオフセットでLTC6258を使用すると、公称出力電圧がある程度不確定になりますが、LT6656の初期誤差の大きさの範

図2. バッファのノイズ密度

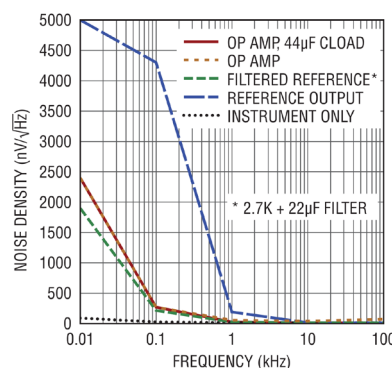
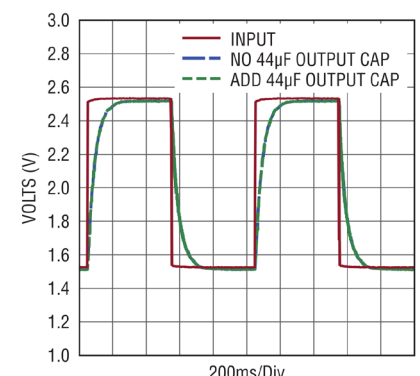


図3. リファレンス・バッファの過渡応答



圈内に十分に収まります。測定された電源電流消費量は、21 $\mu$ Aです。

## 多用途サイン波

5Vの低消費電力オペアンプを使用して歪みが-100dBcのサイン波を生成することを期待する人はいません。それにもかかわらず、LTC6258を使用するバンドパス・フィルタは、使いやすい低消費電力発振器と組み合わせて、低コスト、低電圧、そして極めて低消費電力のサイン波を生成できます。

## アクティブ・フィルタ・コンポーネント

図4のバンドパス・フィルタは、入力にACカップリングしています。そのため、LTC6258の入力は、負荷をそれ以前の段に置いて絶対コモンモード電圧を生成することはありません。RA1およびRA2を用いた簡単な抵抗分圧器は、LTC6258バンドパス・フィルタにバイアスを提供します。オペアンプ入力を一定の電圧に固定することは、コモンモードの変動に伴って生じる可能性のある歪みを低減するのに役立ちます。

このフィルタの中心周波数は10kHzです。正確な抵抗値と容量値は、最小抵抗ノイズと最小合計電源電流のどちらを重視するかによって、上下いずれかの方向に調整できます。この方法は、帰還ループの電流を減少することで低消費電流となるよう最適化されています。コンデンサC2およびC3は、当初は4.7nF以上で抵抗も低い値でしたが、1nFおよびより高い抵抗に置き換え、消費電流が小さくなるよう最適化されています。

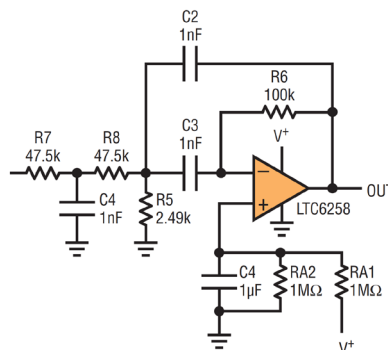


図4. 10kHzバンドパス・フィルタ

消費電力に次いで、しかし決して劣ることのない重要性を持った帰還インピーダンスの側面は、オペアンプのレールtoレール出力段の負荷です。負荷が1k $\Omega$ ~10k $\Omega$ のインピーダンスのように大きい場合は、オープン・ループ・ゲインが大きく低下し、バンドパス・フィルタの精度に影響を与えます。データシートによれば、100k $\Omega$ から10k $\Omega$ になった場合、 $A_{VOL}$ は5分の1になります。C2およびC3を小さくすることは可能ですが、その場合はR6が大きくなり、出力ノイズが増加します。

このバンドパス・フィルタの目標とするQは約3であり中程度です。高Qではなく中程度のQであれば5%のコンデンサを使用できます。Qを高くするには、より高精度のコンデンサが必要で、また、10kHzでのオープン・ループ・ゲインを、帰還インピーダンス負荷で得られるものよりも大きな値にする必要性がかなり高くなります。当然、中程度のQでは高Qの場合に比べ高調波の減衰は小さくなります。

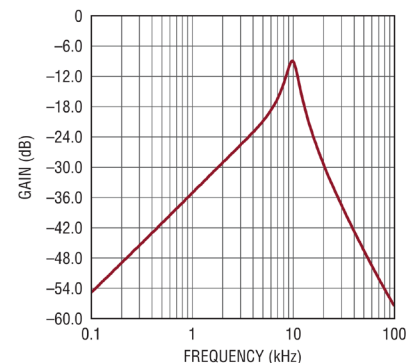


図5. バンドパス・フィルタのゲイン/位相と周波数の関係

## 発振器を追加

低消費電力サイン波ジェネレータは、矩形波をバンドパス・フィルタに入力することで得ることができます。詳細な回路図を図6に示します。LTC6906マイクロパワー抵抗設定発振器は10kHzの矩形波に簡単に構成でき、バンドパス・フィルタの入力抵抗で生じる比較的穏当な負荷を駆動できます。10kHzでのLTC6906の電源電流は32.4 $\mu$ Aです。

図7に、LTC6906の出力とバンドパス・フィルタの出力を示します。サイン波のHD2は-46.1dBc、HD3は-32.6dBcです。出力は、1.34V<sub>p-p</sub>~1.44V<sub>p-p</sub>で、正確なレベルは、オペアンプの10kHzでのオープン・ループ・ゲインが有限であることから、わずかに変動します。合計消費電流は3Vレールの場合、55 $\mu$ A未満です。

## その他の強化機能

図8にオプションの強化機能を示します。低消費電力リファレンスは、非常に低い電源電流で動作するLTC6906と

図6. LTC6906 TimerBlox®入力を使用した10kHz発振器回路

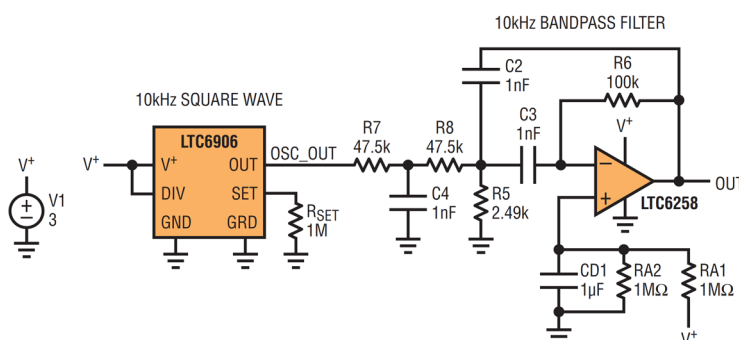
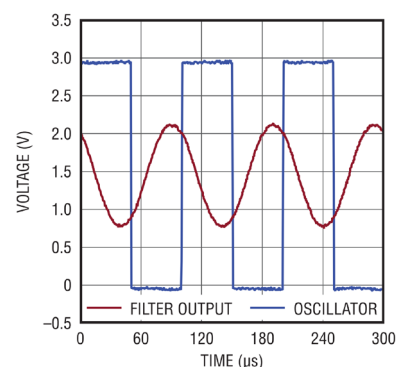


図7. 電圧波形発振器とフィルタの出力



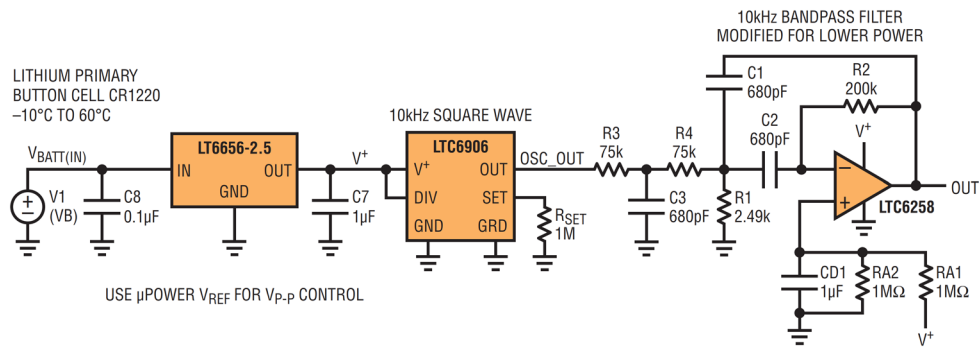


図8. レギュレーションされた電源を使用する発振器とフィルタ

LTC6258の機能を利用します。このリファレンスは、バッテリー入力から2.5Vを供給します。2.5V固定の電源により、入力電圧が変動する場合でも出力電圧の振幅は安定化します。更に、より低いコンデンサ値とより高い抵抗値にすることで、LTC6258の負荷を更に下げ、消費電力を削減しフィルタ精度を向上できます。

## 自励発振LEDドライバ

LEDの点滅は、クロックやデューティ・サイクルを簡単に制御できるマイクロプロセッサを検討するアプリケーションです。実際、電流制限出力でLEDを直接駆動するマイクロプロセッサで、直接的な方法のほとんどが可能であり、ドレインにLEDおよび電流制限抵抗を備えたMOSFETを追加することでより多くの電流が可能です。ただし、こうした例は、回路を追加せずにLED電流（LEDの輝度）を制御する手段を提供するわけではありません。そして、もちろん、マイクロプロセッサを用いる場合、コード・バージョンの制御とメンテナンス、開発プラットフォーム、プログラミング・ステップという負荷が製造時に追加されます。

図9に、デジタル合成周波数は使用せずにONのLED電流を制御するLED点滅器を示します。R2とR3は、電源電圧を分圧したコピーをリファレンスとして正側端子に供給します。オペアンプは、この電圧をLEDのON動作時に検出抵抗 $R_{SENSE}$ に印加します。

図9の回路は、エッジ検出をLTC6258のSHDNピンの使用と組み合わせています。C2は高速の $V_C$ ゲート駆動動作を信号 $V_C$ にACカップリングします。そのため、M1のゲート電圧がLED ONの開始時に増加すると、 $V_C$ は突然上昇します。 $V_C$ はSHDNに接続されます。SHDNピンの立上がりエッジがLTC6258をイネーブルしますが、これは既に帰還回路を通じてLED電流を駆動しているため、その状態を維持します。しかし、M1がオンの間、M3もオンになり、その結果、 $V_C$ がSHDNの閾値未満になるまでR9と連携して緩やかにC2を充電します。閾値未満になると、アクティブ・ローのシャットダウンが起動し、LTC6258はオフになります。負に低下する $V_C$ 電圧が再度C2を通じて給電され、低下する $V_C$ およびSHDNピンの電圧は、回路を「LED OFF」状態に一定時間維持します。M3はオフになり、C2は $V_C$ が再度LTC6258をアクティブにできるほどハイになるまで放電します。

マイクロプロセッサやLTC6992が1個のMOSFETおよび抵抗と組み合わせてオン・オフ機能を提供できるのに、このような回路を作り上げるのは多少奇妙に思われるかもしれません。しかし、こうした回路では、LED電流の制御ができません。図9の回路では、検出抵抗両端の電圧が制御されています。LED電圧はLEDの駆動電流とは無関係です。オン・

オフ、つまり点滅の生成は、一握りの低コスト部品を追加すれば実現できます。

興味深いのは、この方法では、電源がR2およびR3を通じてリファレンスに給電している限り、LED電流は電源に依存する点です。電源はオンとオフのサイクルの時間に影響を与えます。電源が回路のエッジ検出および緩和部分に給電しているためです。電源が低下すると、LED電流が低下し、サイクル時間は増加します。この動作変化は、バッテリー駆動のLED点滅アプリケーションにおいて寿命予測に役立ちます。あるいは、LT6656のようなリファレンスを用いてLEDおよびM1分岐を除く全回路に給電することで、LEDの輝度や点滅頻度を一定にすることもできます。

検出抵抗の電圧とSHDNピン電圧を図10に示します。前述のように、SHDNの電圧は $V_C$ に接続され、ゲート駆動は前述のようにC2を介して結合しています。

$R_F$ および $C_F$ の部品は、エッジを大幅に低速化します。この大幅な遅延が加わることは必須ではありませんが、SHDNピンが非アクティブなハイになった後にデバイスがパワーアップ・シーケンスに入った場合に発生するヒックを緩和するのに役立ちます。47 $\mu$ sの時定数 ( $R_F \cdot C_F$ ) は、点滅の時間スケール (数十～数百ms) では重要ではありません。47 $\mu$ sは、C2とその抵抗に関連する時定数よりはるかに小さい値です。



LTC6261/LTC6262/LTC6263 オペアンプの高いMHz/mA比は、従来のフィルタ回路を活性化します。ここで説明する2つのフィルタ例は、これまで不可能であった性能を低消費電力で実現します。

帯域幅が広く電源電流が小さいため、ポータブル・アプリケーションなどの低消費電力アプリケーションでのアクティブ・フィルタの展開が可能になります。例えば、図11に示す2次ベッセル・フィルタは、周波数ドメインのロールオフの急峻性が弱くなるのと引き換えに、クリーンな過渡応答を提供します。

$V_{REF}$ を高インピーダンスの抵抗分圧器から引き出す場合は、そのリファレンス電圧が非常に低い周波数まで確実に安定するよう、大きなコンデンサが必要となります。この反転アンプ構成を使用する場合、正側のオペアンプ入力のリファレンスは、全周波数で良好な「ACグラウンド」であることが必要です。

周波数応答 (図 12) は、2 ポールの予想されたロールオフと 3dB ポイント付近の穏やかなドループを示します。過渡応答は図 13 に示すように、非常にクリーンです。

パスバンドの大きさが最大限にフラットな応答は、バターワース・フィルタを用いることで可能です。1つのアンプ回路に対するロールオフを最大化するために、フィルタの前段にRC段が追加されています。追加段を使用することで計算が複雑になりますが、手に負えないほどではありません。

周波数応答（図15）は、3ポールの予想されたロールオフ、広いプラトー、急峻なロールオフを示しています。また、図16に示すように、過渡応答にはわずかなリングングが含まれます。

これらのオペアンプがこの帯域幅およびノイズ性能で低電源電流であることから、ポータブル・オーディオ機器において通常の電流のごく一部しか消費せずに優れた忠実度を実現することが可能になります。アクティブ・フィルタの場合と同様、ポータブル・オーディオ機器のヘッドフォン・ドライバを再検討することは、LTC6261のユニークな機能を考えれば、合理的な企てです。





表 1. 電力効率の高いレールtoレール入出力オペアンプ

|              | GBW    | アンプごとの $I_s$ | GBW効率 (MHz/mA) | SR効率 (V $\mu$ s/mA) | $e_n$ 効率<br>((nV $\sqrt$ Hz)• $\sqrt$ mA) |
|--------------|--------|--------------|----------------|---------------------|-------------------------------------------|
| LTC6258/9/60 | 1.3MHz | 20 $\mu$ A   | 65             | 12                  | 38                                        |
| LTC6255/6/7  | 6.5MHz | 65 $\mu$ A   | 100            | 24                  | 5.5                                       |
| LTC6261/2/3  | 30MHz  | 240 $\mu$ A  | 125            | 29                  | 13                                        |
| LTC6246/7/8  | 180MHz | 1mA          | 180            | 90                  | 4.2                                       |
| LTC6252/3/4  | 720MHz | 3.5mA        | 206            | 80                  | 5.1                                       |

ポータブル・デバイスにおける1つの重要な懸念事項は、バッテリーの消耗です。大音量で音楽を再生することや、リスナーの音楽的嗜好は、ほとんどの場合バッテリーの消耗に影響しますが、デバイスの最終使用は、設計者の制御の範囲外です。しかし、静止電流はそうではありません。デバイスの時間の多くはアイドル状態で費やされるため、バッテリーを絶えず消耗する静止電流は重要です。LTC6261の低静止電流は、バッテリーの放電時間を増加します。

ヘッドホン・スピーカのインピーダンスは32 $\Omega$ ~300 $\Omega$ であり、その応答性は1mWあたり80dB~100dB SPL以上です。1mWあたり90dB SPLのヘッドホン・スピーカを考えると、110dB SPLに達するには100mWが必要です。32 $\Omega$ の場合、RMS電流は56mA、電圧は1.8Vとなり、120 $\Omega$ の場合は29mAおよび3.5Vとなります。

3.3V電源と1個のLTC6261アンプを考えた場合、100mWを生み出すには駆動

能力が不十分です。しかし、180°位相のずれたアンプを2個組み合わせると、100mW以上の供給電力に必要な駆動能力を実現できます。このブリッジ駆動回路を複製することで、左右両方に給電できます。この駆動回路図を図17に示します。

LTC6263は1つの小型パッケージに4個のアンプを内蔵しています。左右いずれかを駆動できる2アンプLTC6262のデータを図18および図19に示します。2個のアンプの1V<sub>p,p</sub>入力無負荷時の基本的消費電流は、500 $\mu$ Aです。

図17に示したソリューションは、初段のクローズドループ・ゲインが1.5の反転ゲイン段と後続の反転段で構成されています。反転段を組み合わせることで、シングルエンド入力から差動出力へのゲインが3となっています。500mV<sub>p,p</sub>入力の場合、出力は1.5V<sub>p,p</sub> (0.75V max または0.53V<sub>RMS</sub>) となります。50 $\Omega$ の場合、500mV入力での供給電力は約5.6mWとなります。1V<sub>p,p</sub>入力時には、

回路の供給電力は22.5mWです。なお、LTC6261の出力の振幅は負荷のある場合にレールtoレールに近付けることができます。

実験室でこの回路を最初に構築したときは数百Hzの周波数で大きなトーンが生じました。電圧がしっかりと固定されていないために、正側入力が必要しも全周波数にわたって「ACグラウンド」として良好に接地されていないことがわかりました。電圧を固定する必要性は、両電源よりはむしろ単電源を使用する場合に生じます。単電源の場合、V<sub>M</sub>は接地されておらず、反転トロポジが適切に機能できるよう、中間レールの電圧が生じます。V<sub>M</sub>を生成する抵抗分圧器は大きな抵抗値(例えば2つの470k $\Omega$ を直列接続)を持ち、電源電流の追加を最小限に抑えます。大きなコンデンサにより、低周波数での強力な接地が可能になります。実際、大きなコンデンサ(1 $\mu$ F、これは470k $\Omega$ の抵抗と並列に接続されポールを形成します)を追加すると、不可解な歪みトーンがなくなります。

図 14. 3次バターワース・フィルタ

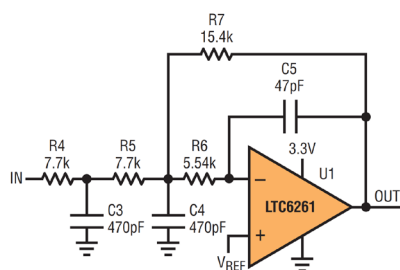


図 15. 3次バターワースの周波数応答

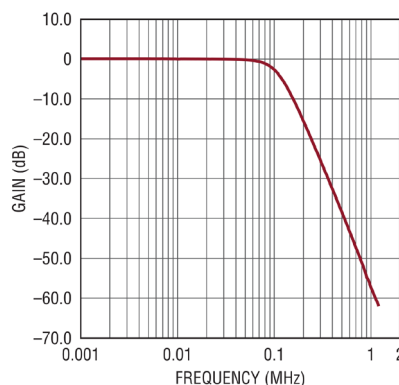
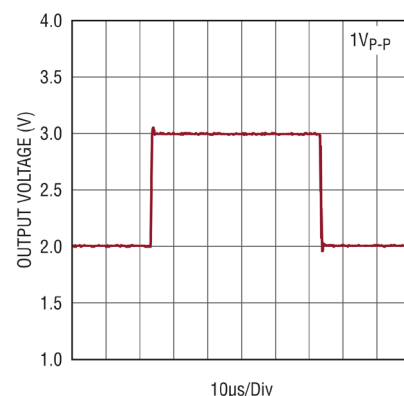


図 16. バターワース・フィルタの過渡応答



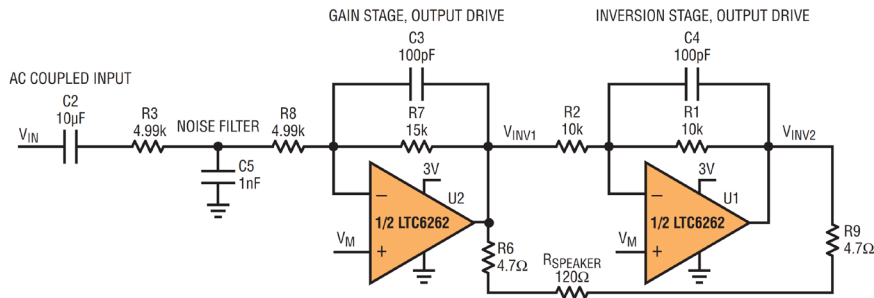


図17. オーディオ・ヘッドフォン・ブリッジ・ドライバ

低静止電流にもかかわらず、このドライバは、ヘッドフォン負荷に対し低歪みの信号を供給します。振幅が十分に高い場合には、オペアンプの出力がクリップされるため、歪みは急激に増加します。クリッピングは、出力トランジスタの電流ゲインがなくなり始めるため、負荷が大きいとそれだけ早く発生します。

## まとめ

ここで示したアプリケーションは、LTC6258/LTC6259/LTC6260およびLTC6261/LTC6262/LTC6263のオペアンプ・ファミリで使用できるユニークな機能の組み合わせを活用したものです。これらのデバイスは低静止電流であっても、それによって、電力をより消費する部品のために通常確保されているレベルで機能できる能力を減じることはありません。レールtoレールの入出力、シャットダウン、パッケージの選択なども、これらのデバイスの多用途性に追加される特徴です。

## 著者について

Aaron Schultz

Aaron Schultz ([aaron.schultz@analog.com](mailto:aaron.schultz@analog.com)) のこれまでのキャリアは多様で、システム・エンジニアリングの領域で、設計とアプリケーションに関する多くの役割を担ってきました。バッテリー管理、太陽光発電、調光用の LED 駆動回路、低電圧かつ大電流に対応する DC/DC 変換、高速の光ファイバ通信、先進的な DDR3 メモリの研究開発、カスタム・ツールの開発、妥当性検証、基本的なアナログ回路といった広範な分野を対象としています。ただ、こうしたキャリアの半分以上は電力変換に関する業務が占めており、その専門性はジェネラリストとしての特性にも価値を与えています。現在は、LPS 事業部門でアプリケーション・エンジニア

アリング・マネージャを務めています。学歴としては、カーネギー・メロン大学 (1993年) とマサチューセッツ工科大学 (1995年) を卒業。趣味はジャズピアノの演奏です。

Catherine Chang

Catherine Chang は、アナログ・デバイセズ (カリフォルニア州ミルピタス) でリニア製品/ソリューションを担当するアプリケーション・エンジニアです。2016年に入社しました。センサー向けのシグナル・コンディショニング回路を構成するゼロドリフト・アンプ、電流検出アンプ、その他の高精度オペアンプを担当しています。スタンフォード大学で電気工学の学士号と修士号を取得しています。

Philip Karantzalis

Philip Karantzalis. 1973年以来、アナログ信号回路およびシステムのテストと設計に従事。1986年アナログ・デバイセズに入社。シグナル・コンディショニング・グループに所属し、データ・アクイジション、RF 変調器/復調器・ミキサー、ADC、高精度テスト・システム向けにベースバンド信号設計を担当。現在、アナログ・デバイセズの高精度システム・グループでシニア・アプリケーション・エンジニアとして勤務。ニューヨーク市のRCAインスティテュート・オブ・エレクトロニクスを卒業後、サンフランシスコ州立大学で高等数学を専攻。

図18. 様々な負荷でのLTC6262ブリッジ・ドライバのTHDおよびノイズと周波数の関係

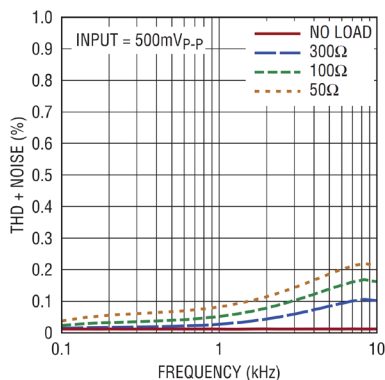


図19. 1kHz時の様々な負荷でのLTC6262ブリッジ・ドライバのTHDおよびノイズと振幅の関係

