

Application Note

LC フィルタの設計



Jennifer Bruzon

概要

一般に、出力電力が 10W を超える大出力の Class-D アンプでは、アンプの出力にフィルタが必要です。このフィルタはパッシブ構成で、各出力端子にインダクタとコンデンサの両方を使用します。したがって、これは LC フィルタと呼ばれます。最終アプリケーションで求められる音質、効率、EMC/EMI 要件、コストを満たすには、適切な LC フィルタを選定することが重要です。このアプリケーションレポートでは、最終システムの設計目標を達成するために、Class-D アンプ向けの LC フィルタ コンポーネントを選択する際に役立つ情報を提供します。

目次

1 LC フィルタの設計.....	2
1.1 Class-D 出力構成.....	2
1.2 Class-D 変調方式.....	4
1.3 Class-D 出力 LC フィルタ.....	6
1.4 高性能 Class-D オーディオ向けインダクタの選択.....	18
1.5 コンデンサに関する検討事項.....	28
1.6 関連資料.....	40
2 リファレンス.....	41
3 リファレンス.....	42
4 改訂履歴.....	43

商標

Coilcraft™ is a trademark of Coilcraft, Inc.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 LC フィルタの設計

一般に、出力電力が 10W を超える大出力の Class-D アンプでは、アンプの出力にフィルタが必要です。このフィルタはパッシブ構成で、各出力端子にインダクタとコンデンサの両方を使用します。したがって、これは LC フィルタと呼ばれます。最終アプリケーションで求められる音質、効率、EMC/EMI 要件、コストを満たすには、適切な LC フィルタを選定することが重要です。このアプリケーション レポートでは、最終システムの設計目標を達成するために、Class-D アンプ向けの LC フィルタ コンポーネントを選択する際に役立つ情報を提供します。

1.1 Class-D 出力構成

TI の一部の Class-D オーディオ アンプは、単一デバイスで複数の出力構成をサポートしています。これにより、最終アプリケーションで高いレベルの柔軟性を実現できます。表 1 に、産業用とスピーカ用途向けの TI の Class-D デバイスの例を示します。ここでは、LC フィルタの設計に影響を及ぼす出力構成、電力レベル、電源電圧の範囲を示します。

表 1-1. TI Class-D オーディオ アンプの例

仕様	TAS2120	TAS2320	TAS5830
出力構成	BTL (モノラル)	BTL (モノラル)	BTL (ステレオ) /PBTL (モノラル)
出力電力	1 x 8.4W	1 x 15W	2 x 60W
ピーク電流	5.1A (昇圧)	4.1A	8A
PVDD 範囲	2.5V~15 V	2.5V~15 V	4.5V30V
アーキテクチャ	開ループ、デジタル入力	開ループ、デジタル入力	閉ループ、デジタル入力

1.1.1 ブリッジ接続負荷 (BTL)

ブリッジ接続負荷 (BTL) は、Class-D アンプで最も一般的な出力構成です。BTL 構成は、1 つのアンプが負荷の一端を駆動し、もう 1 つのアンプが最初のアンプから反転した信号を出力して負荷の他端を駆動します。そのため、負荷の一端をアンプ出力に接続し、他端をグランドに接続するシングルエンド構成と比べて、所定の電源電圧に対して負荷の両端における電圧スイングは 2 倍になります。 $P = V^2/R$ のため、負荷での電圧スイングが 2 倍になると、電力は 4 倍になります。そのため、BTL 負荷構成では、同じ電源電圧からのシングルエンド構成と比べて、負荷への電力供給が 4 倍になります。

負荷の両側がそれぞれ駆動されるため、負荷はグランドリファレンスになりません。したがって、負荷にかかる電圧は、グランドに対して差動で測定する必要があります。TAS5830 は、BTL 出力構成で動作する TI デバイスの一例です。

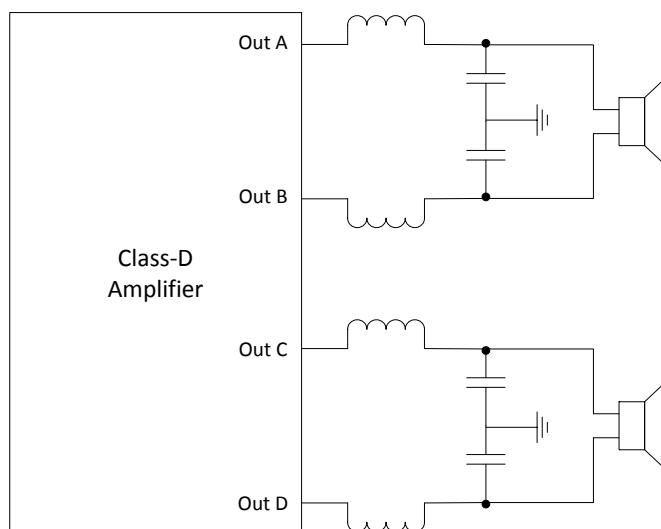


図 1-1. ステレオ (2 チャンネル) BTL Class-D アンプ

1.1.2 並列ブリッジ接続負荷 (PBTL)

並列ブリッジ結合負荷 (PBTL) は、ステレオ BTL アンプの出力を単一のモノラル チャンネルに並列に接続する出力構成です。最大出力電圧スイングは BTL 出力構成と同じですが、各出力が負荷電流を共有するため、最大電流が増加しています。多くの場合、同じ電源電圧の BTL と比較して、低インピーダンス負荷をより高い出力電力で駆動できます。BTL に比べて、アンプの電流制限は 2 倍になりました。たとえば、[TAS5825](#) の電流制限は 7.5A、電力出力はチャンネルあたり 38W、PBTL モードの場合、電流制限は 15A、電力出力は 65W です。

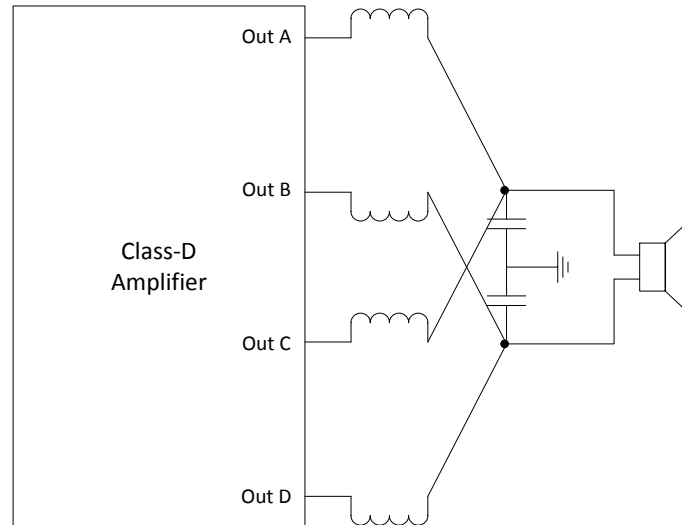


図 1-2. モノラル PBTL Class-D アンプ

1.1.3 シングルエンド (SE)

シングルエンド (SE) 構成では、BTL および PBTL 構成のように位相差のある状態で動作する 1 対の出力ではなく、1 つの出力のみを使用して負荷を駆動します。このため、BTL と比べると、信号スイングの半分になり、合計出力電力は 1/4 しか得られません。ただし、この構成では、[図 1-3](#) に示すように、1 つのステレオ BTL アンプで 4 チャンネルを構成できます。また [TAS5827](#) のような一部のアンプは、1× BTL チャンネルと 2× SE チャンネルを組み合わせ、1 つのデバイスで 2.1 オーディオシステムをサポートすることもできます。

Class-D アンプの PWM 変調に起因して、LC フィルタの後段には、 $PVDD/2$ の DC 電圧または電源電圧の半分が発生します。SE モードでは、スピーカがグラウンドリファレンスになっているため、スピーカの両端に DC 電圧が印加されないように、DC ブロッキング コンデンサを使用するか、スピーカを $PVDD/2$ に基準とする方法が必要です。

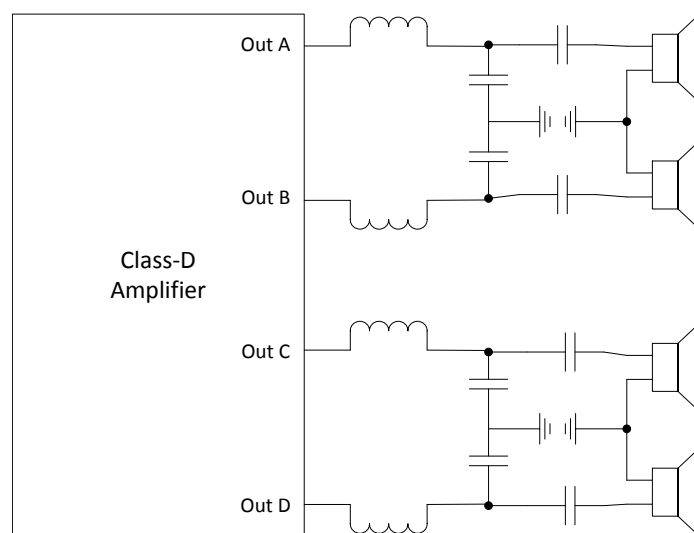


図 1-3. 4 つのシングルエンド出力

1.2 Class-D 変調方式

このセクションでは、アナログ信号を PWM 信号に変換して、出力ブリッジの MOSFET を駆動する方法について説明します。ほとんどの Class-D アンプは、変調手法が AD (従来型) か BD 変調かで分類できます。

1.2.1 AD (従来型) 変調

従来のスイッチング方式 (AD 変調) は矩形波のデューティ サイクルを変調することで、その平均成分を入力アナログ信号に対応させます。BTL 出力 (図 1-4 を参照) は互いに反転した関係になります。AD 変調の出力には、有意なコモン モードスイッチング成分は含まれません。ただし、PWM スwitching の平均値に起因するコモン モード DC 電圧が存在します。負荷の両端にこの DC 電圧レベルが印加されるため、負荷における消費電力には影響しません。この DC 電圧は、PVDD/2 または電源電圧の半分です。TPA312xD2 ファミリーは AD 変調を採用しています。

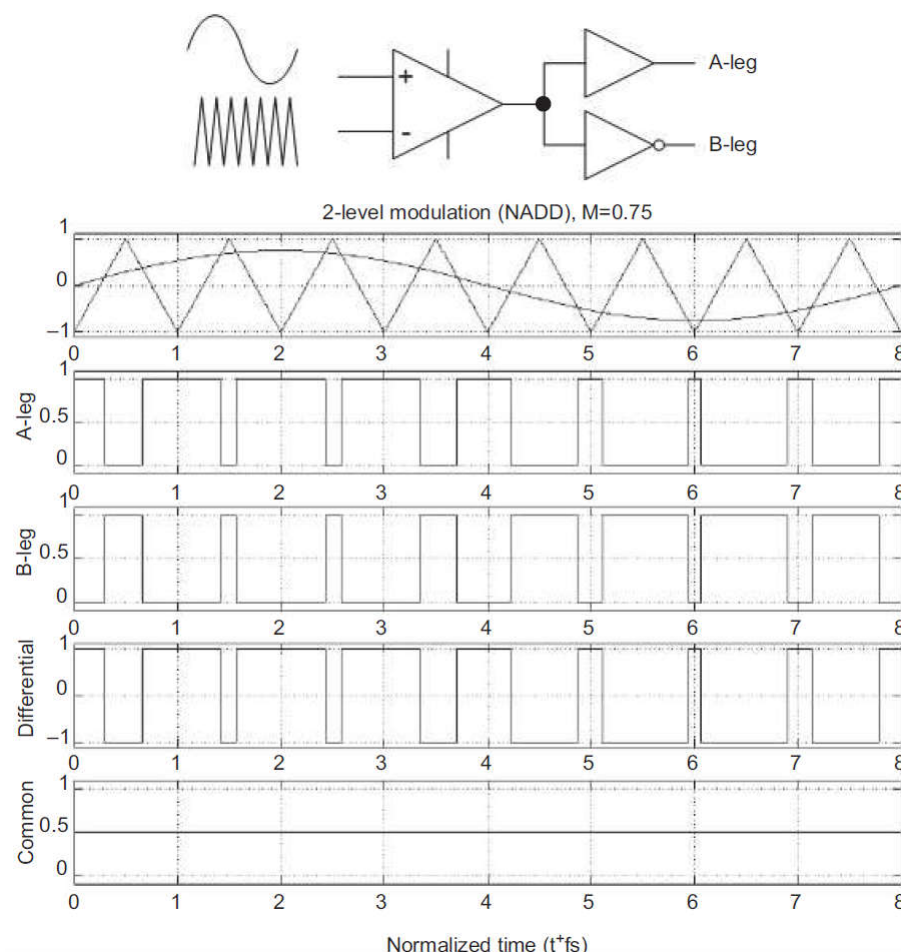


図 1-4. AD (従来型) 変調

スイッチング波形はほぼ差動なので、A レッグと B レッグに BTL 接続された負荷にはスイッチング波形全体が印加されます。アイドル時、アンプは公称 PWM 周波数かつ 50% のデューティ サイクルで負荷に対するスイッチングを行います。これにより、負荷に大きな電流が流れ、消費電力が発生します。優れた効率を得るには、この電流を小さい残留リップルに低減するため LC フィルタが必要です。

一般に、AD 変調 Class-D アンプでは、リップル電流が小さいほど電力損失が減少し、出力 FET の $R_{DS(on)}$ 全体での I^2R 損失が減少するため、効率が向上します。

1.2.2 BD 変調

BD 変調スイッチング方式は、出力信号の差のデューティ サイクルを変調することで、その平均成分を入力アナログ信号に対応させます。BTL 出力 (図 1-5 を参照) は互いに反転した関係になりません。BD 変調の出力には、有意なコモン モ

ード成分が含まれます。一部の TAS 変調は、BD 変調用に構成することもできます。[TAS2120](#)、[TAS2320](#)、[TAS5830](#) などの TI のデジタル入力デバイスの一部は、デフォルトで BD 変調を使用しています。

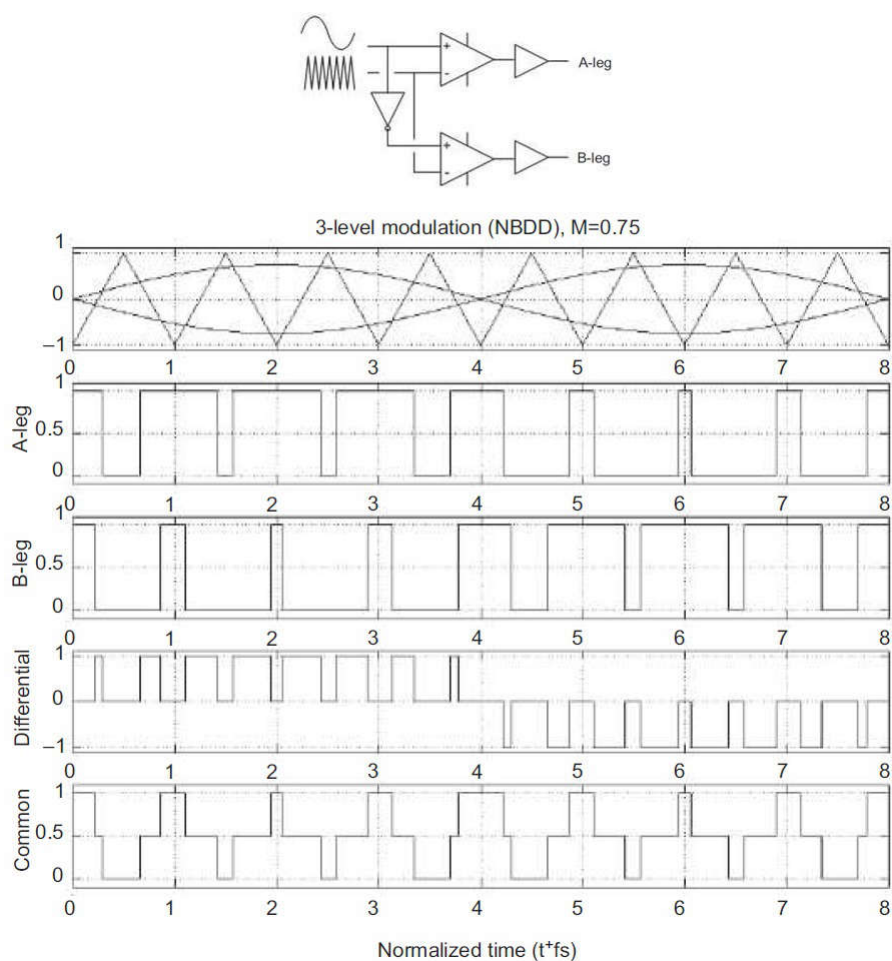


図 1-5. BD 変調

1.3 Class-D 出力 LC フィルタ

1.3.1 出力 LC フィルタの周波数応答特性

2 次 Class-D LC 出力フィルタの周波数応答は、インダクタとコンデンサの部品値を選択する上で非常に重要です。LC フィルタの応答は、スピーカの負荷インピーダンスによっても変化します。負荷インピーダンスは、出力 LC フィルタのダンピング比を決定し、過減衰、臨界減衰、不足減衰に分類されます。また、アプリケーションのスピーカの負荷インピーダンスの変動を理解し、予測される負荷変動に合わせて L と C の値を選択することも重要です。理想的には、LC フィルタの値は、臨界減衰、フラットな通過帯域、および位相応答が得られるように選択します。2 次ローパス フィルタの部品を選択する際の 2 つの検討事項は、カットオフ周波数と Q 係数 (またはダンピング比) です。

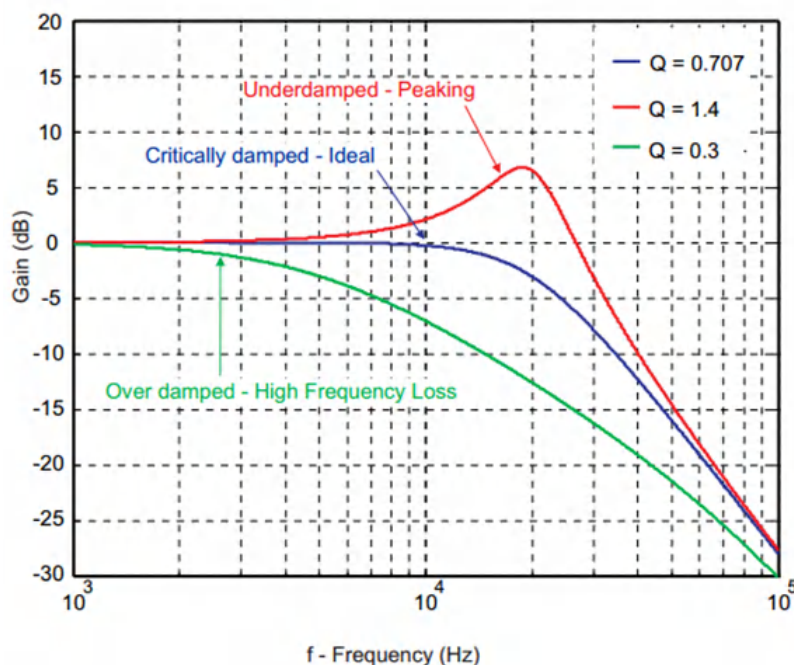


図 1-6. Q が周波数応答に及ぼす影響

TI では、パスバンドと位相応答がフラットであるため、2 次バターワース ローパス フィルタを使用することを推奨しています。TI では、図 1-6 に示す不足減衰フィルタ応答など、過度にピークを迎える LC フィルタの使用は推奨していません。一般に、高周波におけるピークは、人の聴覚に影響を及ぼすだけでなく、一部のアンプでは過電流などの保護回路をトリガすることもあります。ただし、過減衰フィルタを使用すると、オーディオ帯域内の高周波オーディオ コンテンツが減衰します。

1.3.2 Class-D BTL 出力 LC フィルタ ポロジ

Class-D アンプの場合、変調方式に応じて主に 2 つのフィルタ タイプが使用されます。Type-1 フィルタは、AD 変調アンプにのみ使用される差動フィルタです。Type-2 フィルタは、主に BD 変調に使用される同相フィルタです。

表 1-2 に、各フィルタ タイプと、それに対応するシングルエンド等価回路を示します。この回路は、このセクションの後半で周波数応答とダンピングを解析する際に使用します。シングルエンド等価回路を使用すると、各フィルタ タイプの計算が容易になります。

表 1-2. Class-D フィルタ タイプとその SE 等価回路

Class-D BTL フィルタ タイプ					
Type-1		Type-2		ハイブリッド	
Type-1 シングルエンド等価		Type-2 シングルエンド等価		ハイブリッド シングルエンド等価	
Class-D 変調:	AD	Class-D 変調:	BD または AD (セクション 1.3.7 を参照)	Class-D 変調:	AD
フィルタ タイプ:	差動	フィルタ タイプ:	同相モード	フィルタ タイプ:	ハイブリッド
C _{BTL} = 差動ブリッジ接続負荷コンデンサ C _g = グランドに対するシングルエンド コンデンサ R _{BTL} = 差動負荷インピーダンス L _{BTL} = 直列インダクタ					

1.3.3 シングルエンドフィルタの計算

解析を容易にするために、各フィルタタイプのシングルエンド等価回路を使用することが目的のため、シングルエンドフィルタの周波数応答を把握しておく必要があります。

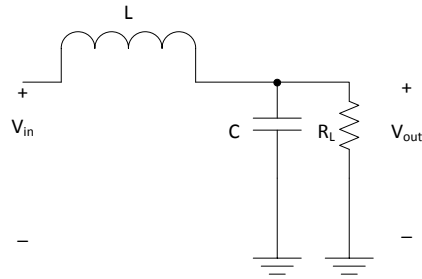


図 1-7. シングルエンド LC フィルタ

図 1-7 に示すシングルエンド LC フィルタの式は次のとおりです。

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} \quad \text{Cutoff frequency of single – ended LC filter} \quad (1)$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{Conversion between radians and frequency in hertz} \quad (2)$$

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{Quality Factor Q} \quad (3)$$

$$\zeta = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times R_L \sqrt{\frac{C}{L}}} \quad \text{Damping Ratio} \quad (4)$$

通常、フィルタの設計では、すでに説明したように、バターワース応答の臨界減衰を達成するフィルタを設計することが望ましい方法です。このタイプのフィルタでは、 $Q = 0.707 = 1/\sqrt{2}$ です。前述のカットオフ周波数と品質係数の式に $Q = 1/\sqrt{2}$ を代入すると、目的のカットオフ周波数 ω_0 が既知であるとした場合、臨界減衰系の L および C 値を求めることができます。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \quad \text{Inductor value for critically damped Butterworth filter} \quad (5)$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \quad \text{Capacitor value for critically damped Butterworth filter} \quad (6)$$

1.3.4 Type-1 フィルタ解析

Type-1 フィルタは、AD 変調 Class-D アンプ向けに設計された差動フィルタです。AD 変調の出力には有意なコモンモード成分が含まれないため、解析に必要なのは差動モードのみとなります。図 1-8 に示す AD 変調 LC フィルタの差動 BTL 成分 (C_{BTL} および R_{BTL}) は、シングルエンド等価回路に簡素化できます。

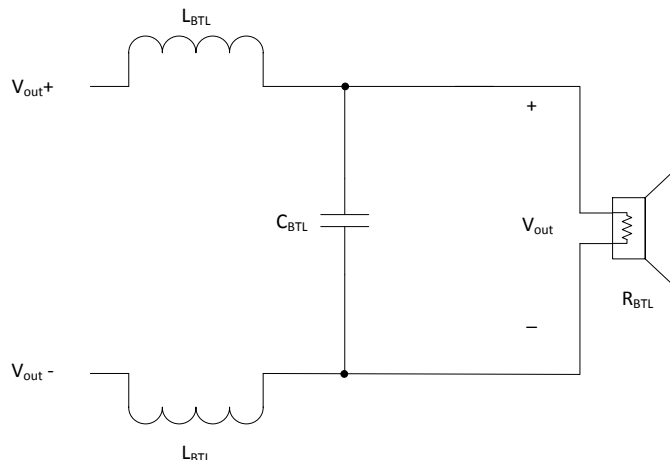


図 1-8. AD 変調用 Type-1 フィルタ

回路図から見ると、図 1-9 に示すように、Type-1 フィルタは等価なコモンモードフィルタに分割できます。コモンモードモデルではコンデンサが直列に配置されるため、 C_{BTL} を 2 倍にスケーリングする必要があります。

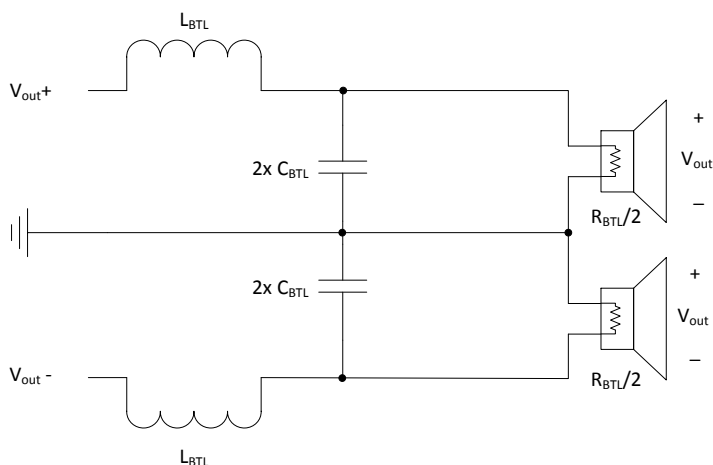


図 1-9. Type-1 フィルタ等価回路

これで、図 1-10 に示すようにシングルエンド等価回路を描くことができます。元のフィルタとシングルエンド等価回路の違いは、 C_{BTL} が 2 倍になり、 R_{BTL} が $1/2$ になっている点です。

シングルエンド等価回路を使用してフィルタ部品の値を求める場合、 $C_{BTL} = C/2$ になります。

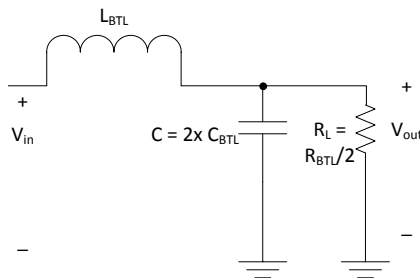


図 1-10. Type-1 シングルエンド等価回路

1.3.4.1 Type-1 周波数応答の例

セクション 1.3.3 の式を使用して、目標帯域幅を 40kHz、スピーカ負荷を 4Ω とするフィルタを設計します。

L 値および C 値は、次式によって算出できます。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{\frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25 \mu\text{H}$$

最も近い標準インダクタ値は $10\mu\text{H}$ です。

$$L_{BTL} = L = 10 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times \frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4 \mu\text{F}$$

$$C_{BTL} = \frac{C}{2} = 0.70 \mu\text{F} \approx 0.68 \mu\text{F}$$

コンデンサの標準値は $0.68\mu\text{F}$ です。

上記の計算で得られた標準的なインダクタとコンデンサの値を使用すると、 4Ω に対する Q 係数は次のようになります。

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{2 \times C_{BTL}}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.36 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.737 \quad (7)$$

目標 Q が $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ となり、カットオフ周波数は次のようになります。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{BTL} \times 2 \times C_{BTL}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.36 \times 10^{-6})}} = 43156 \text{ Hz}$$

カットオフ周波数でのピーク (dB) は次のとおりです。

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20 \log_{10} Q = -2.65 \text{ dB}$$

伝達関数 (式 8) を使用して、異なるスピーカ負荷に対して選択した LC フィルタの周波数応答をプロットすると、異なるスピーカ負荷における LC フィルタの応答を視覚的に評価できます。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{\text{BTL}}}{R_{\text{BTL}}/2} \times 2 \times C_{\text{BTL}} + s^2} \quad (8)$$

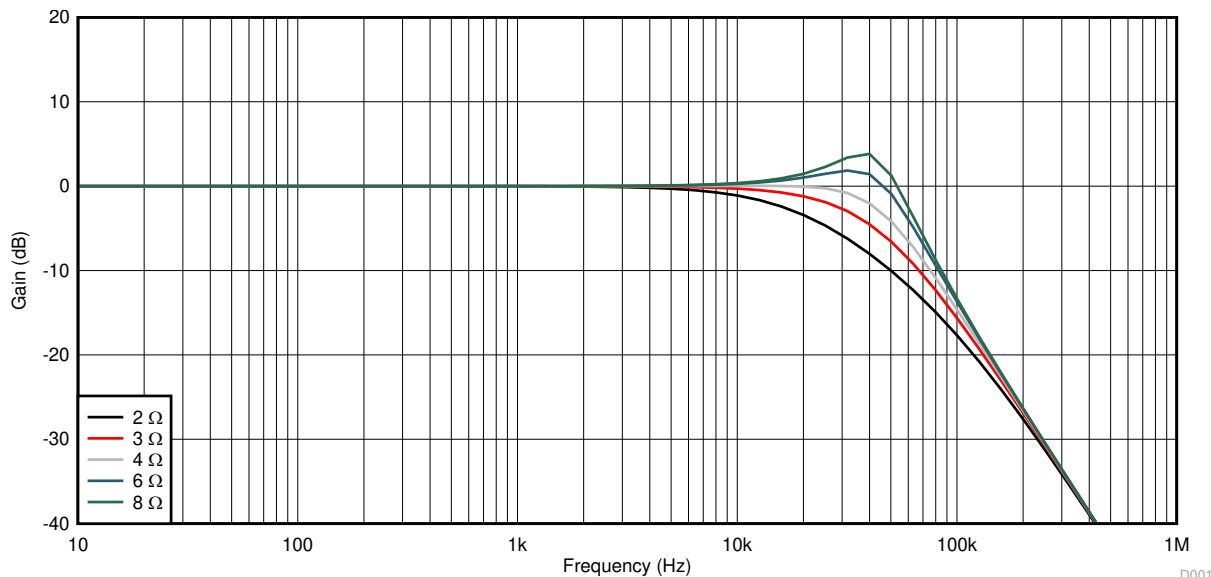


図 1-11. $C_{\text{BTL}} = 0.68\mu\text{F}$ 、 $L_{\text{BTL}} = 10\mu\text{H}$ での Type-1 LC フィルタ応答

1.3.5 Type-2 フィルタ解析

Type-2 Class-D フィルタは、BD または AD 変調アンプ用に設計されたコモン モード フィルタです。Type-2 フィルタはコモン モードであるため、シングルエンド等価形式に簡単に変換できます。図 1-12 に示す、コモン モードの LC フィルタの BTL 成分 C_g と差動負荷 R_{BTL} は、シングルエンド等価回路に簡略化できます。

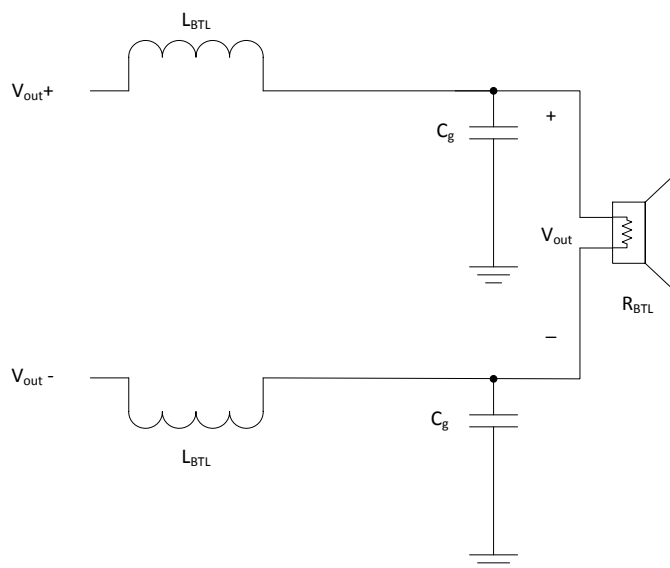


図 1-12. BD または AD 変調用 Type-2 フィルタ

回路図から見ると、図 1-13 に示すように、Type-2 フィルタは等価なコモン モード フィルタに分割できます。

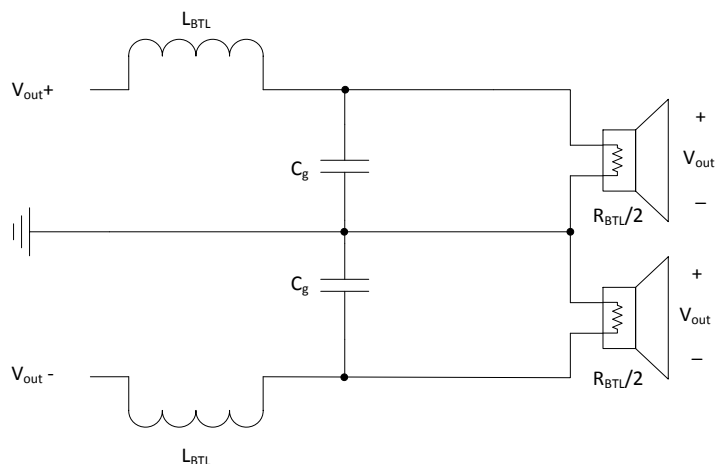


図 1-13. Type-2 フィルタ等価回路

これで、シングルエンド等価回路を描くことができます。シングルエンド解析における唯一の違いは、 R_{BTL} が $1/2$ になる点です。

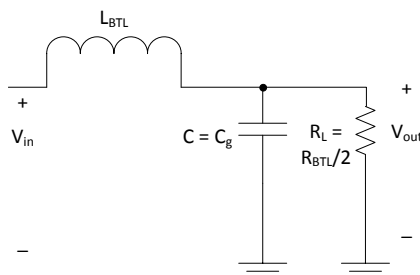


図 1-14. Type-2 フィルタ、シングルエンド等価回路

1.3.5.1 Type-2 周波数応答の例

セクション 1.3.3 の式を使用して、目標帯域幅を 40kHz、スピーカ負荷を 4Ω とするフィルタを設計します。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{R_{BTL}/2 \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25 \mu\text{H}$$

最も近い標準インダクタ値は $10\mu\text{H}$ です。

$$L_{BTL} = L = 10 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times R_{BTL}/2 \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4 \mu\text{F}$$

$$C_g = C = 1.4 \mu\text{F} \approx 1.5 \mu\text{F}$$

コンデンサの標準値は $1.5\mu\text{F}$ です。

上記の計算で得られた標準的なインダクタとコンデンサの値を使用すると、 4Ω に対する Q 係数は次のようになります。

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{C_g}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.5 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.775$$

目標 Q が $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ となり、カットオフ周波数は次のようになります。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{BTL} \times C_g}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.5 \times 10^{-6})}} = 41093 \text{ Hz}$$

カットオフ周波数でのピーク (dB) は次のとおりです。

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20 \log_{10} Q = -2.22 \text{ dB}$$

以下の伝達関数を使用して、異なるスピーカ負荷に対して選択した LC フィルタの周波数応答をプロットすると、異なるスピーカ負荷における LC フィルタの応答を視覚的に評価できます。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{BTL}}{R_{BTL}/2} + L_{BTL} \times C_g + s^2} \quad (9)$$

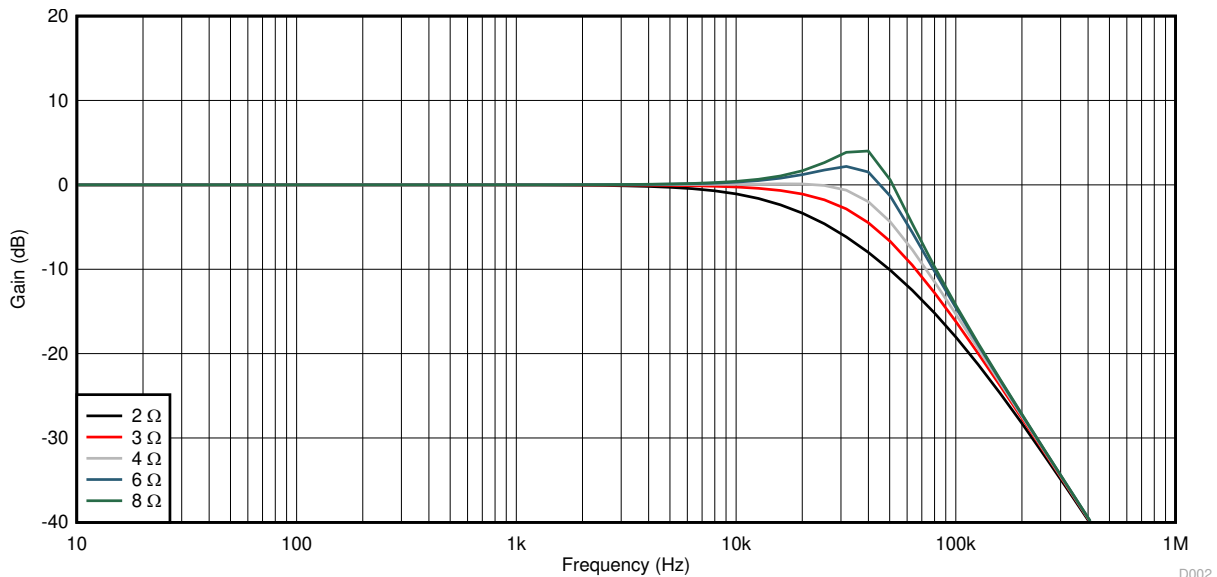


図 1-15. $C_g = 1.5 \mu\text{F}$ 、 $L_{BTL} = 10 \mu\text{H}$ での Type-2 LC フィルタ応答

1.3.6 AD 変調用ハイブリッドフィルタ

一部のアプリケーションでは、AD 変調アンプとして、Type-1 フィルタと Type-2 フィルタを組み合わせたハイブリッド フィルタを使用すると効果的な場合があります。Type-1 フィルタに C_g を追加することで、グラウンドへの高周波デカップリングが改善されます。これは、アンプの AD PWM 変調が完全に差動ではないためです。この構成では、TI は $C_g = 0.1 \times C_{BTL}$ を推奨しています。

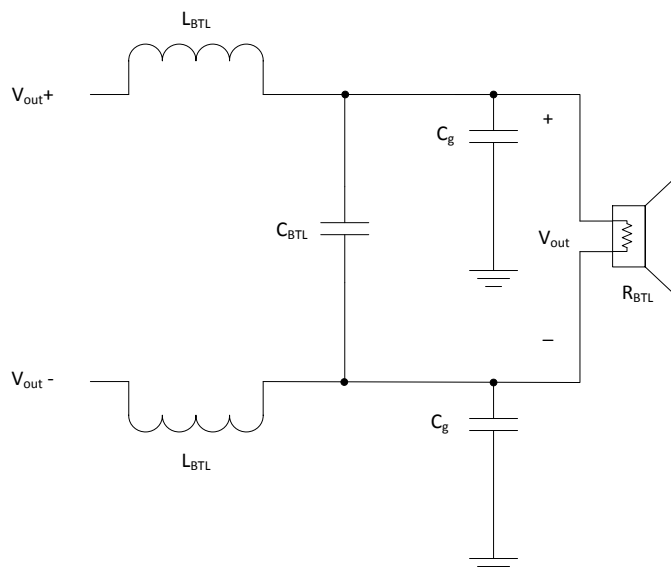


図 1-16. AD 変調用ハイブリッドフィルタ

これまでの Type-1 フィルタと Type-2 フィルタの説明から、ハイブリッドフィルタのシングルエンド等価回路を容易に導出できます。

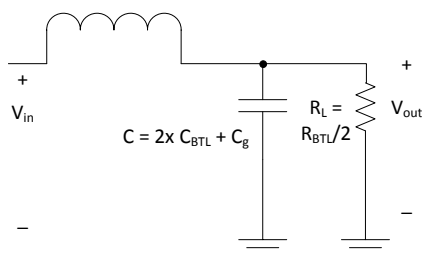


図 1-17. ハイブリッドフィルタ シングルエンド等価回路

1.3.6.1 ハイブリッドフィルタの周波数応答の例

セクション 1.3.3 の式を使用して、目標帯域幅を 40kHz、スピーカ負荷を 4Ω とするフィルタを設計します。

$$L = \frac{R_L \times \sqrt{2}}{\omega_0} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$L = \frac{\frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}}{2\pi f_0} = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi \times 40000} = 11.25 \mu\text{H}$$

最も近い標準インダクタ値は 10μH です。

$$L_{BTL} = L = 10 \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} \text{ where } R_L = \frac{R_{BTL}}{2}, R_{BTL} = 4 \Omega, \omega_0 = 2\pi f_0, \text{ and } f_0 = 40 \text{ kHz}$$

$$C = \frac{1}{\omega_0 \times R_L \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi f_0 \times \frac{R_{BTL}}{2} \times \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi \times 40000 \times 2\sqrt{2}} = 1.4 \mu F$$

$$C = 2 \times C_{BTL} + C_g \text{ where } C_g \approx \frac{2 \times C_{BTL}}{10}$$

$$C = 2 \times C_{BTL} + \frac{2 \times C_{BTL}}{10} = 1.4 \mu F$$

$$C_{BTL} = \frac{C}{2.2} = 0.63 \mu F \text{ and } C_g = \frac{2 \times C_{BTL}}{10} = 0.12 \mu F$$

標準的なコンデンサ値は 0.63μF と 0.12μF です。

上記の計算で得られた標準的なインダクタとコンデンサの値を使用すると、4Ω に対する Q 係数は次のようになります。

$$Q = R_L \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_{BTL}}{2} \sqrt{\frac{2.2 \times C_{BTL}}{L_{BTL}}} = 2 \sqrt{\frac{1.38 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}}} = 0.743$$

目標 Q が $1/\sqrt{2} \approx 0.707$ となり、カットオフ周波数は次のようになります。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \times C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{BTL} \times 2.2 \times C_{BTL}}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(10 \times 10^{-6}) \times (1.38 \times 10^{-6})}} = 42843 \text{ Hz}$$

カットオフ周波数でのピーク (dB) は次のとおりです。

$$\text{Peaking}(\omega_0) = 20 \log_{10} Q = -2.58 \text{ dB}$$

以下の伝達関数を使用して、異なるスピーカ負荷に対して選択した LC フィルタの周波数応答をプロットすると、異なるスピーカ負荷における LC フィルタの応答を視覚的に評価できます。

$$H_{\text{Diff}}(s) = \frac{V_{\text{OUT}}(s)}{V_{\text{IN}}(s)} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L_{BTL}}{R_{BTL}/2} + L_{BTL} \times 2 \times C_{BTL} + C_g + s^2} \quad (10)$$

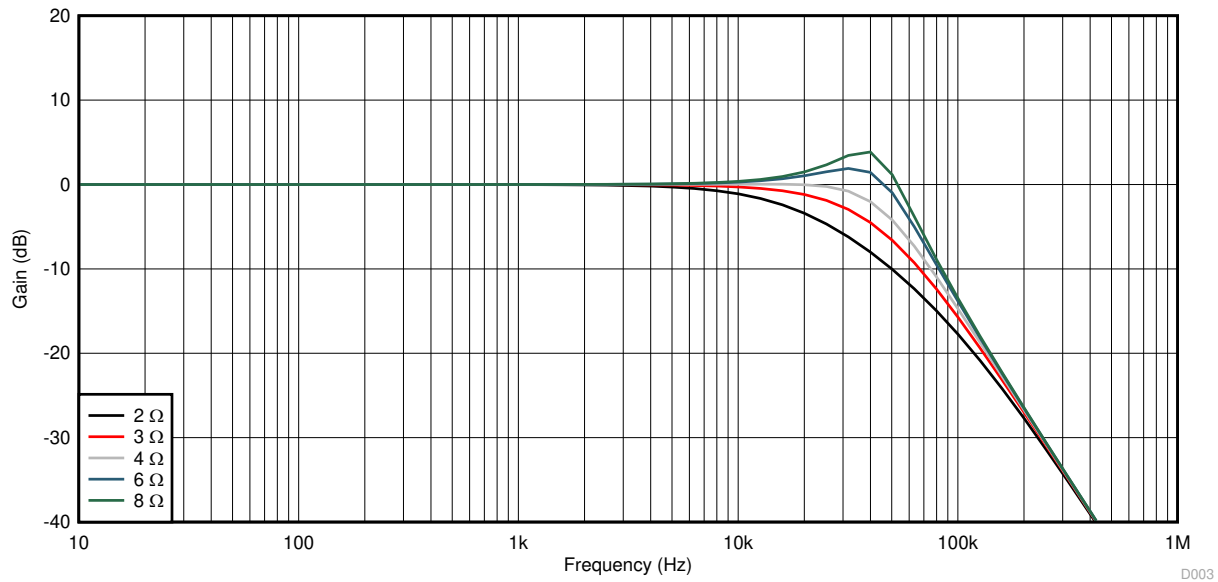


図 1-18. $C_{BTL} = 0.63 \mu\text{F}$ 、 $C_g = 0.12 \mu\text{F}$ 、 $L_{BTL} = 10 \mu\text{H}$ でのハイブリッド LC フィルタ応答

1.3.7 Type-1 または Type-2 フィルタを使用した AD 変調

Type-2 フィルタの C_g コンデンサはグランドを介して共通ノードを共有しているため、差動信号に対してコンデンサが直列に接続されているように見え、差動信号が受ける容量値は $C_g / 2$ になります。したがって、 C_g 容量値を適切に選択すると、差動フィルタが必要な AD 変調 Class-D アンプにも Type-2 を使用できます。Type-1 から Type-2 への変換には、 C_{BTL} を 2 倍にスケーリングする必要があります。つまり、同じフィルタ カットオフ周波数とダンピング係数の場合、 $C_g = 2 \times C_{BTL}$ になります。

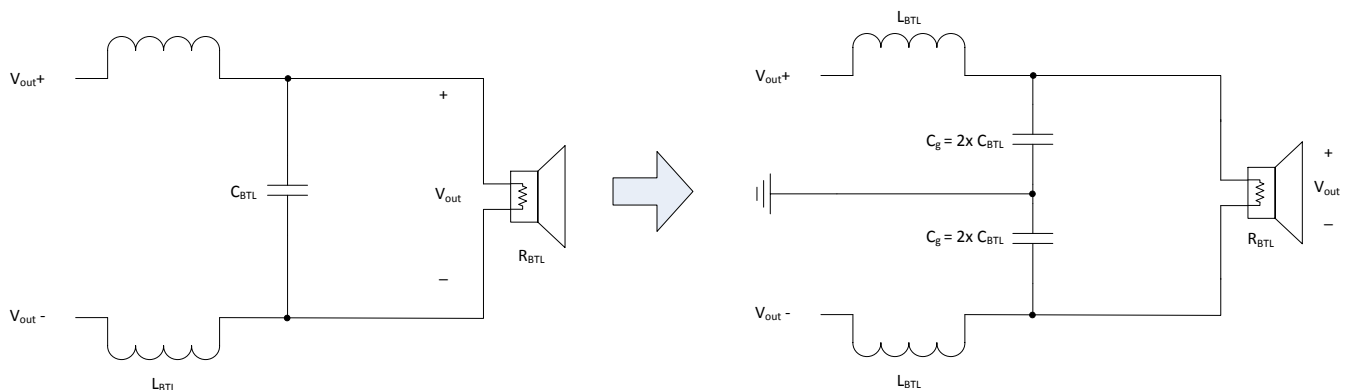


図 1-19. Type-1 AD 変調フィルタの Type-2 への変換

1.3.8 LC フィルタ クイック選択ガイド

以下の表に示すフィルタ部品は、前述の Type-2 フィルタ構成に基づいています。表のパラメータは、インダクタとコンデンサの値を選択する際の LC フィルタ応答の指標です。Q は、フィルタのダンピングと高周波でのピーキングが発生しているかどうかを示します。 f_0 はフィルタの共振カットオフ周波数で、フィルタの帯域幅を示します。20kHz でのピーキングは、オーディオ帯域内のフィルタの平坦性を表す指標です。Class-D アンプの PWM 周波数に基づき、フィルタがキャリアの基本周波数をどのくらい減衰させるのかを評価することを推奨します。減衰量を大きくすると、キャリアの信号干渉のリスクを最小限に抑えることができます。

表 1-3. フィルタ部品 - $R_{BTL} = 8 \Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz での ピーキング (dB)	L_{BTL} (μH)	C_g (μF)	400kHz での 減衰 (dB)	600kHz での 減衰 (dB)
0.708	60	-0.051	15	0.47	-33	-41

表 1-3. フィルタ部品 - $R_{BTL} = 8 \Omega$ (続き)

Q	f_0 (kHz)	20kHz での ピーキング (dB)	L_{BTL} (μ H)	C_g (μ F)	400kHz での 減衰 (dB)	600kHz での 減衰 (dB)
0.196	73	0.927	10	0.47	-29	-37

表 1-4. フィルタ部品 - $R_{BTL} = 6 \Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz での ピーキング (dB)	L_{BTL} (μ H)	C_g (μ F)	400kHz での 減衰 (dB)	600kHz での 減衰 (dB)
0.639	49	-0.408	15	0.68	-36	-44
0.639	61	0.122	10	0.68	-33	-40
0.777	88	0.067	7	0.47	-26	-34

表 1-5. フィルタ部品 - $R_{BTL} = 4 \Omega$

Q	f_0 (kHz)	20kHz での ピーキング (dB)	L_{BTL} (μ H)	C_g (μ F)	400kHz での 減衰 (dB)	600kHz での 減衰 (dB)
0.791	50	-0.429	10	1.0	-36	-44
0.756	60	0.067	7	1.0	-33	-40

1.4 高性能 Class-D オーディオ向けインダクタの選択

1.4.1 インダクタの直線性

Class-D アンプの出力 LC フィルタに使用されるインダクタのインダクタンス対電流特性は、全高調波歪み (THD) 性能に大きな影響を及ぼす可能性があります。

理想的なインダクタは、流れる電流の大きさに関係なく、指定されたインダクタンス値を維持します。ただし、実際のインダクタは、電流が大きくなるにつれてインダクタンスが減少します。ある時点で、電流レベルがインダクタを飽和させ、インダクタンスが大幅に低下します。多くの場合、これは I_{sat} として指定されます。インダクタの直線性は電流の関数であるため、低インピーダンス負荷ではインダクタの歪みは大きくなります。

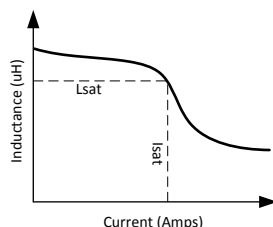


図 1-20. 標準的なインダクタの飽和曲線

I_{sat} 電流定格におけるインダクタンスの変化率は、メーカーやインダクタのタイプによって異なることに注意してください。一部のメーカーでは、インダクタンスが 30% 以上変化した時点が I_{sat} と規定しています。このインダクタを LC Class-D フィルタで使用する際に、 I_{sat} の定格範囲付近まで使用すると、音質が非常に低下します。

インダクタの直線性の影響を示すため、超低歪みの TPA3251 アンプを使用してさまざまなインダクタをテストしました。表 1-6 に、高性能 Class-D オーディオ アンプ向けに優れた直線性仕様を持つ 4 つの異なるインダクタから収集されたデータを示します。

インダクタンスは、TPA3251 アンプの公称 PWM スイッチング周波数である 600kHz のテスト信号を使用して、1A の電流また 20A の電流で測定しました。各インダクタの 10 個のサンプルについて、インダクタンスの平均変化率を計算しました。

表 1-6. 10 個のインダクタ サンプルでのインダクタンスの平均変化率

メーカー	部品番号	公称インダクタンス	インダクタンスの平均変化 (1A ~ 20A)
Würth	7443630700	7μH	0.94%
Würth	74436301000	10μH	1.38%
Coilcraft	MA5173-AE	7μH	1.16%
Coilcraft	MA5172-AE	10μH	1.55%

上記のデータから、Würth からの 10μH インダクタは、Coilcraft の 10μH インダクタよりも直線性に優れています。Würth の 7μH と 10μH の各インダクタは同じコアに巻かれていることにも注意してください。同様に、Coilcraft の 7μH と 10μH も同じコアに巻かれています。一般に、特定のコア材料、サイズ、形状に対してインダクタンスが大きいほど (ワイヤの巻数が多いほど)、インダクタの直線性は低くなります。

表 1-6 でテストしたインダクタは、その後 TPA3251 評価基板に実装し、全高調波歪み + ノイズ (THD +N) 特性を評価しました。

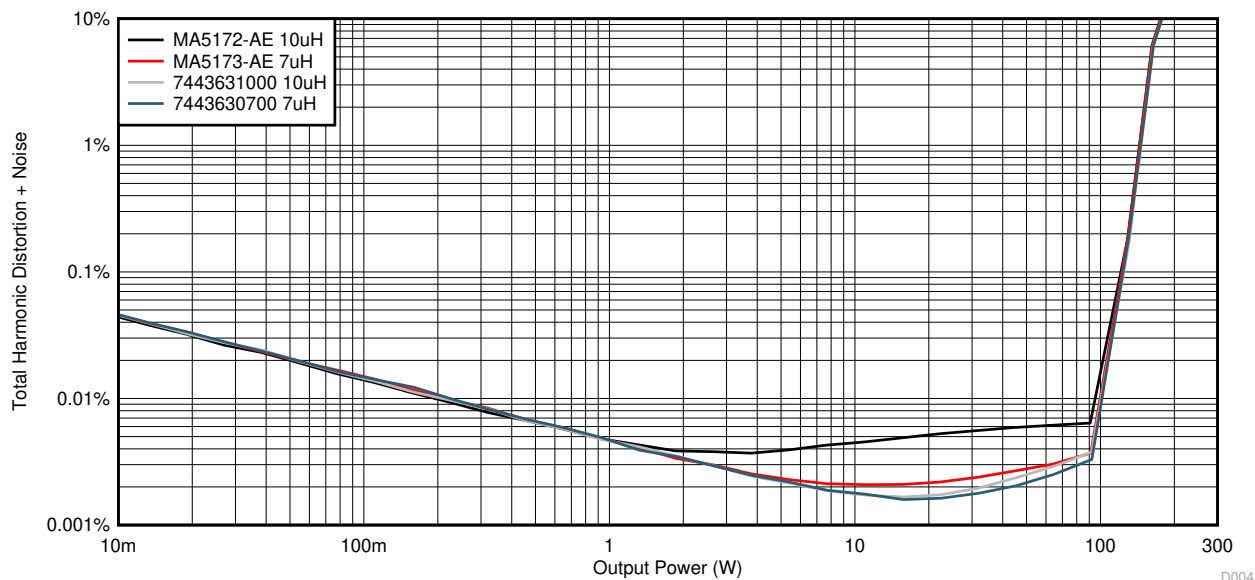


図 1-21. TPA3251EVM における THD+N 対出力電力 (4 Ω)

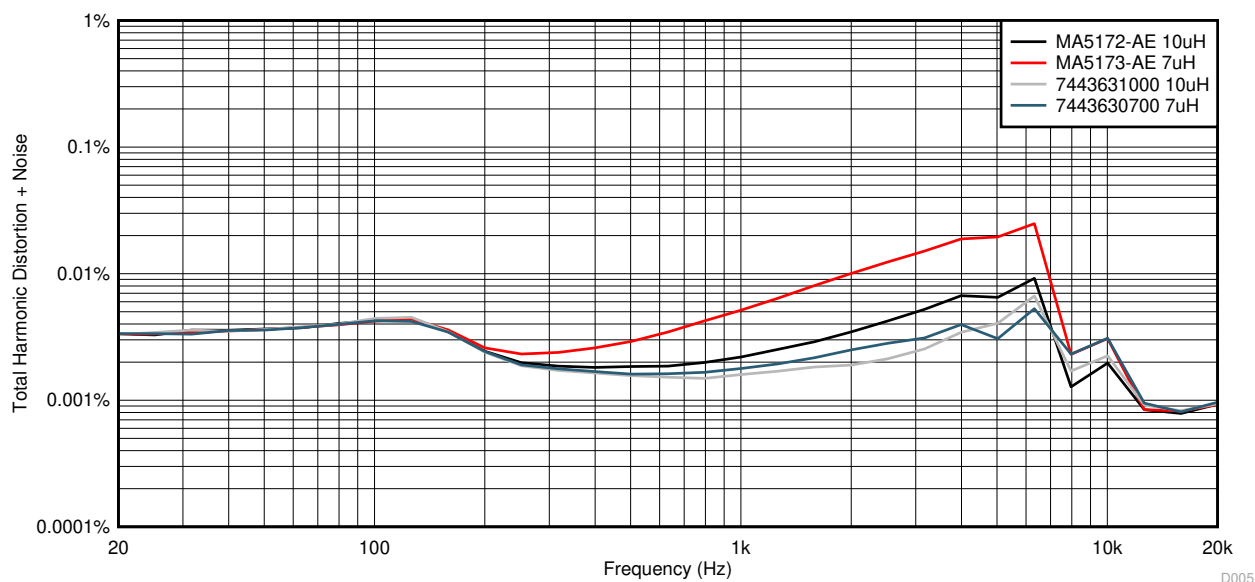


図 1-22. TPA3251EVM における THD +N 対信号周波数 (20W、4 Ω)

図 1-21 では、直線性に優れたインダクタで中出力領域の THD +N 性能が向上しています。Würth インダクタを使用した場合、10 μ H と 7 μ H はどちらも非常に性能が高く、理想的なアンプの特性曲線に近い状態です。THD +N プロットが右肩下がりになっているように、歪み性能は、クリッピングまでほぼノイズフロアに制限されています。直線性に優れたインダクタを使用すると、出力信号の高調波成分がノイズの支配的要因になる前に、アンプのノイズフロアをより正確に把握することができます。

図 1-22 では、1kHz ～ 6kHz の範囲で THD +N 対周波数性能が大幅に向上しています。これは、人の可聴帯域幅のちょうど中間にあるため、人の耳の最も敏感な周波数領域と考えられています。

LC フィルタの設計が、THD の許容値が高いアンプをベースとしている場合や、アンプのネイティブ THD がこれより大きい場合は Coilcraft™ の 10 μ H が適切な候補となる可能性があります。最終的には、システム設計者はインダクタの直線性、コスト、サイズを比較して選択を行う必要があります。

1.4.2 リプル電流

リップル電流は、Class-D アンプの出力インダクタを流れる交流電流として定義されます。AD 変調で動作する BTL または PBTL アンプの位相のずれにより、LC フィルタが存在しない場合、負荷の端子間に PWM 信号がそのまま印加されます。これにより、高周波電流が負荷を通過し、消費電力の増加と効率の低下を招き、スピーカを損傷させる恐れがあります。

LC フィルタを使用し、特にアンプの PWM スwitching 周波数に対して LC フィルタのカットオフ周波数を低く設定すると、リップル電流が低減され、LC フィルタ通過後の残留リップル電圧はごくわずかになります。LC フィルタのリアクタンスにより、残りのリップルが除去されるため、理想的には電力消費はありません。スピーカのボイス コイルのインダクタンスにより、リップル電流をさらに低減できます。

また、出力 FET の $R_{DS(on)}$ と出力インダクタの DCR での損失を低減するため、BD 変調アンプと AD 変調アンプの両方においてリップル電流の低減が求められます。BTL 構成では、出力ブリッジの両側でリップル電流に起因する総消費電力を考慮する必要があります。

インダクタを流れるリップル電流は次のように定量化されます。

$$di / dt = v / L \quad (11)$$

ここで、

- di/dt = インダクタ電流の変化率
- v = インダクタの両端電圧
- L = インダクタンス

1.4.2.1 単一電源 Class-D アンプのリップル電流の計算

アイドル時、Class-D アンプの PWM デューティ サイクルは 50% です。これにより、アイドル時のアンプの最大リップル電流が計算可能になります。

AD 変調と BD 変調の各 Class-D アンプは、アイドル時に LC フィルタの後段で $PVDD/2$ の同相電圧を生成します。これは、デューティサイクルの 50% の PWM スwitching 波形の平均値であるためです (図 1-23 と図 1-24 を参照)。

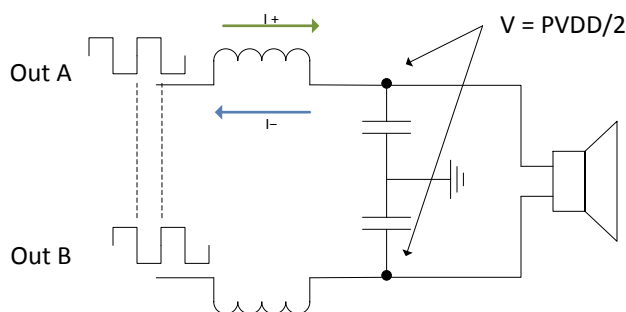


図 1-23. $PVDD/2$ 同相電圧

したがって、PWM 電圧が $PVDD/2$ に達すると、実際には出力インダクタ両端の電圧の極性が反転します。インダクタ両端の最大電圧は $PVDD/2$ で、最小電圧は $-PVDD/2$ です (図 1-25 を参照)。

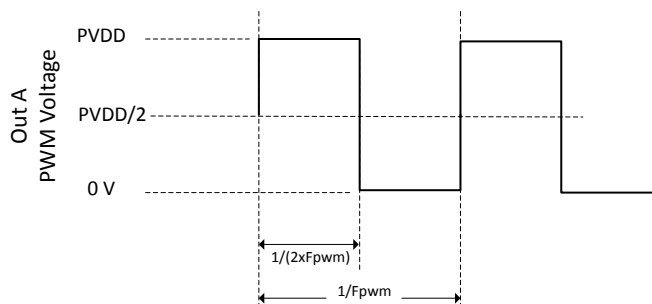


図 1-24. PWM 電圧波形

これらのことから、インダクタの電圧波形と電流波形が導出されます。

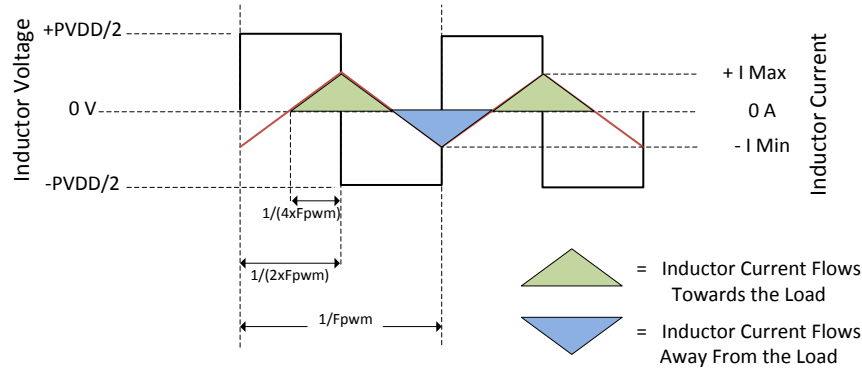


図 1-25. インダクタの電圧と電流

アイドル時、インダクタを流れる正負の電流は対称である必要があり、ゼロを中心に推移します。そうでなければ、スピーカの両端に DC オフセットが発生し、負荷に一定の平均電流が流れ続けます。図 1-25 の灰色の部分、電流の方向を示します。

図 1-25 と式 12 を使用して、アイドル時のピークリップル電流を計算できます。

$$I_{\text{Ripple, Peak}} = \frac{PVDD/2}{L} \Delta t$$

$$I_{\text{Ripple, Peak}} = \frac{PVDD}{2 \times L} \times \frac{1}{4 \times f_{\text{PWM}}}$$

$$I_{\text{Ripple, Peak}} = \frac{PVDD}{8 \times L \times f_{\text{PWM}}} \quad (12)$$

インダクタンスを大きくすると出力リップル電流が減少し、一般的に効率が向上します。

1.4.3 最小インダクタンス

一部のアンプでは、出力側に最小インダクタンスが必要となります。この仕様は、過電流 (OC) の発生時にアンプの信頼性を確保するために重要です。

BTL アンプの出力がインダクタなしで誤ってグラウンドに短絡した場合、PWM 出力信号が Low から High に遷移すると、出力電流は直ちに非常に高いレベルまで急増します。標準的な OC 保護が作動するまでに遅延があるため、短絡発生時に出力電流が許容制限を超え、出力段が損傷する可能性があります。

インダクタを使用すると、短絡発生時の出力電流の変化率はインダクタンスによって制限されます。したがって、電流が損傷レベルを超える前に OC 保護回路を作動させることができます。

例

TPA3251 デバイスで、出力がグラウンドに短絡しているとします。この短絡発生時に、LC フィルタの負荷側は通常の PVDD/2 ではなく、グラウンド電位にあります。したがって、アンプの PWM 出力が High に遷移すると、インダクタの両端の電圧は PVDD 電源電圧の全電圧となります。

「TPA3251 175W ステレオ、350W モノラル、PurePath™ HD、アナログ入力電力段データシート」に記載されているように、規定の最小インダクタンスは 5μH です。OC 電流保護の応答時間は 150ns です。公称電源電圧が 36V の場合、OC 保護が有効になる前の電流の最大上昇値を計算できます。

$$di = \frac{PVDD}{L} \times \text{OC Response Time}$$

$$1.08 \text{ A} = \frac{36 \text{ V}}{5 \times 10^{-6}} \times 150 \times 10^{-9} \quad (13)$$

出力に 5μH インダクタンスがあるため、電流の最大上昇は 1.08A です。

電流の立ち上がりを抑制することにより、出力短絡発生時の過大電流からアンプを保護します。

1.4.4 コア損失

コア損失は、インダクタのコアにおける寄生消費電力です。コア損失は磁気損失とも呼ばれ、アンプの電力を消費し、追加の熱を発生させ、効率を低下させます。インダクタは、使用されるコア材料にすべてのエネルギーを蓄積するのが理想ですが、コア内の誘導渦電流による電力損失は常に発生します。コア損失は、スイッチング周波数、コア材料、スイッチング電流によって変化します。

図 1-26 に、インダクタのコア損失の等価モデルを示します。

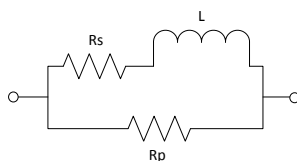


図 1-26. インダクタのコア損失モデル

R_s はインダクタの DC 抵抗 (DCR) に相当する直列抵抗であり (この抵抗は巻線の多さに起因します)、 L は公称インダクタンス値、 R_p はコア損失または磁気損失をモデル化した並列抵抗です。

上記のモデルから明らかなように、インダクタ両端の電圧が一定の場合、 R_p が大きいほど、抵抗 R_p の消費電力は小さくなります。コア損失の計算と理論に関して多くの資料が存在しますが、 R_p を測定してコア損失を推定できる高品質な LCR メーターを使用すると、さまざまなインダクタを比較することができます。

コア損失は動作パラメータの関数であるため、アンプの条件をシミュレートするように LCR を設定することが重要です。たとえば、テスト信号周波数をアンプの PWM 周波数に設定し、アイドル時のピークリップル電流に等しいバイアス電流を印加する必要があります。これらの条件で、 R_p の比較測定を行うことができます。

例

Agilent E4980A LCR メーターで 10 個のインダクタを測定しました。LCR メーターは、600kHz、2V のテスト信号と 1A の DC 電流でインダクタをテストしました。 R_p と誘電正接を測定しました。次にインダクタを TPA3251EVM に取り付け、アンプが 600kHz のアイドル スwitching 状態で PVDD 電源を測定しました。

表 1-7. 10 個のインダクタでの R_p 、誘電正接、アイドル電力の測定結果

インダクタ	公称インダクタンス (μH)	1A (μH) のインダクタンス	1A での R_p (kΩ)	1A での誘電正接	PVDD アイドル電力 (W)
1	7	7.355	4.28	0.0064	1.0944
2	10	10.63	8.58	0.0047	0.9072
3	7	6.688	1.1	0.0227	2.2248
4	10	9.05	1.5	0.0227	1.692
5	7.3	7.38	1.04	0.0266	3.7944
6	10	9.42	0.568	0.062	3.2832
7	10	11.59	1.08	0.04	3.1608
8	7.6	7.16	0.494	0.055	4.7232
9	8.2	8.82	2.6	0.0126	1.4544
10	7	7.626	3.54	0.0081	1.188

このデータから、 R_p の測定値が高いほど、PVDD レールからの消費電力が抑えられ、システム効率が向上することは明らかです。インダクタ 1 と 5 の測定インダクタンスはほぼ同じですが、アイドル時の消費電力はインダクタ 5 のほうが 3 倍以上高くなっています。インダクタンスとリップル電流が同一であるため、この消費電力はコア損失に起因すると考えられます。また、PVDD の消費電力はアイドル時に測定されており、インダクタの DCR による損失が最小限に抑えられることにも注意してください。

1.4.5 DC 抵抗 (DCR)

インダクタ DCR (R_s) 図 1-26 は、インダクタの巻線に使用される銅線の直列電気抵抗です。この抵抗は DC で測定されるため、周波数に依存するインダクタのインピーダンスが測定値に影響を与えることはありません。

DCR は通常非常に小さいものですが、大出力電流時は、DCR がオーディオ信号に対して著しい電力損失を発生させる可能性があります。DCR に起因する損失は、直列抵抗であるため、計算は簡単です。

$$\text{Power}_{\text{DCR}} = I_{\text{OUT}}^2 \times \text{DCR}(\Omega) \quad (14)$$

Class-D アンプの場合、負荷と負荷抵抗の両端の信号電圧が測定可能であるため、インダクタを流れる電流の計算は簡単です。インダクタ DCR は測定することも、データシートから測定することもできます。

BTL アンプでは、負荷に対して 2 つのインダクタ (出力ブリッジの各側に 1 つのインダクタ) が直列に接続されていることに注意してください。したがって、1 つの BTL チャンネルの DCR 電力損失は、1 つのインダクタのみの損失の 2 倍になります。

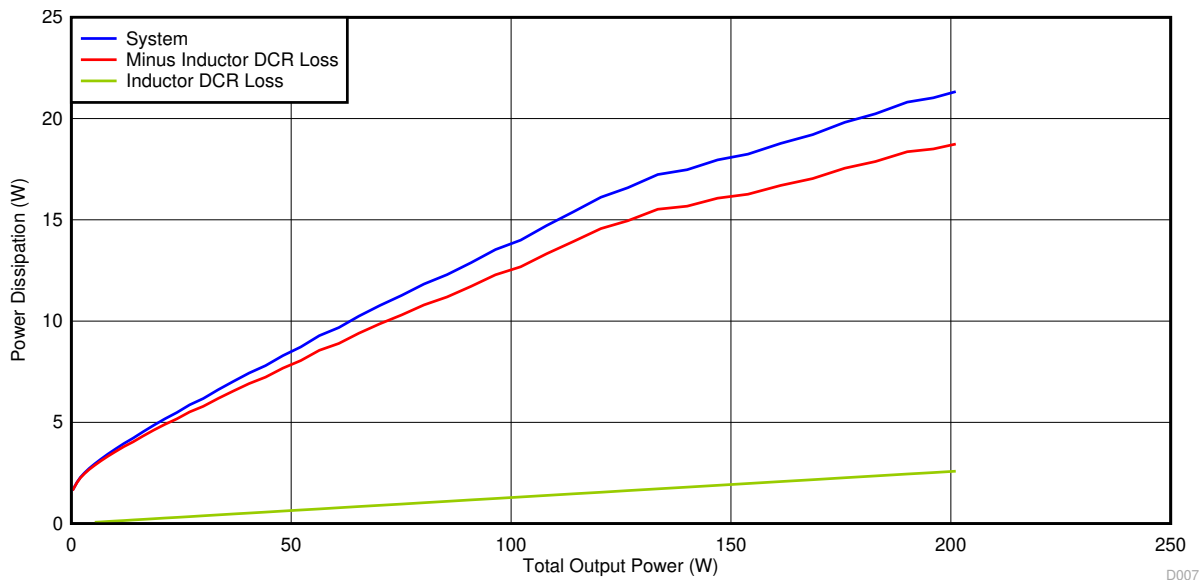


図 1-27. インダクタ DCR PVDD = 30V、600kHz、2× BTL、4 Ω での TPA3251 の消費電力

図 1-27 に、2× BTL 構成での TPA3251 アンプの消費電力と合計出力電力との比較を示します。システム曲線は、システムの合計消費電力を示します。インダクタの DCR 損失曲線は、DCR 損失のみに起因するインダクタの消費電力の計算値を示しています。

インダクタの DCR 損失からシステム全体の消費電力を減算することで、実際のデバイスの消費電力をより的確に推定できます。この曲線には、*Minus Inductor DCR Loss* というラベルが付いています。コア損失は考慮されていないことに注意してください。

1.4.6 TPA3251 デバイスを使用したインダクタの検討

TPA3251 アンプは、高出力と優れたオーディオ性能を備えているため、インダクタ性能を評価するテスト プラットフォームとして使用しました。当然のことながら、これまでに説明したインダクタの特性だけで、非常に幅広い性能の違いが確認できました。

注

TPA32xx ファミリのデバイスでは、消費電力、性能、フィルタのカットオフ周波数との間のバランスに基づいて、 $7\mu\text{H} \sim 10\mu\text{H}$ を推奨インダクタンス範囲としています。このため、テストしたインダクタのほとんどはこのインダクタンス範囲内のものです。

以下のテストは、TPA3251 デバイスを $4\ \Omega$ 負荷の $2\times$ BTL 出力に設定した状態で実施しました。PWM スイッチング周波数は 600kHz、PVDD 電源は 36V に設定されています。

LCR メーターによる測定項目は次のとおりです。

- インダクタンス測定 (600kHz で 1A および 7A の電流)
- 1A、 R_S での直列抵抗
- 1A、 R_P での並列抵抗
- 1A での誘電正接

TPA3251 アンプと組み合わせて、以下の条件でインダクタをテストしました。

- THD+N 対電力特性
- 20 W での THD+N 対周波数
- アイドル時の PVDD 消費電力
- チャンネルあたり 20W での PVDD 消費電力

1.4.6.1 結果

表 1-8. 各種インダクタの結果

LCR インダクタのテスト - 600kHz、2V テスト信号									TPA3251 のテスト - 36V、600kHz、4Ω、2× BTL チャネル	
メーカー	型番	公称インダクタンス (μH)	1A (μH) のインダクタンス	7A (μH) のインダクタンス	Δ L、1 ~ 7A (%)	1A での R _S (mΩ)	1A での R _P (kΩ)	1A での誘電正接	PVDD アイドル電力 (W)	20W/CH (W) での PVDD 電力
CoilCraft	MA 10uH	10	10.63	10.64	0.09	187	8.58	0.0047	0.9072	48.348
CoilCraft	MA 7uH	7	7.355	7.366	0.15	179	4.28	0.0064	1.0944	48.456
CoilCraft	MSS1278-103	10							1.9368	48.96
CoilCraft	MSS1278T-682	6.8							2.3904	48.888
CoilCraft	XAL1010-103MEB	10							2.448	52.992
CoilCraft (デュアル インダクタ)	UA8013-AL	7							2.556	48.888
CoilCraft (デュアル インダクタ)	UA8014-AL	10							1.6776	48.384
TDK	B82559A5682A20	6.8							1.8792	47.952
TDK	B82559A7103A20	10							1.5192	47.808
Toko	DFEG12060-8R2M	8.2	8.82	7.78	-13.37	423	2.6	0.0126	1.4544	48.456
Toko	FDA1254-H-8R0	8							2.0304	48.24
Würth	7443551730	7.3	7.38	6.5	-13.54	774	1.04	0.0266	3.7944	51.408
Würth	7443556680	6.8							4.4928	50.256
Würth	7443557760	7.6	7.16	5.95	-20.34	1486	0.494	0.055	4.7232	51.624
Würth	7443630700	7	6.688	6.684	-0.06	577	1.1	0.0227	2.2248	49.248
Würth	7443631000	10	9.05	9.05	0	777	1.5	0.0227	1.692	48.672
Würth	74435561100	10	11.59	10.9	-6.33	1748	1.08	0.04	3.1608	50.04
Würth	74435571100	10	9.42	8.32	-13.22	2180	0.568	0.062	3.2832	50.904
Sagami	7G13A-100M-R	10							1.4832	48.384
Sagami	7G14C-100M-R	10							1.5264	48.816
Sagami	7G14A-100M-R	10							1.3536	48.024
Sagami	7G13C-100M-R	10							1.5984	48.24
Sagami	7G14J-100M-R	10							1.2168	48.024

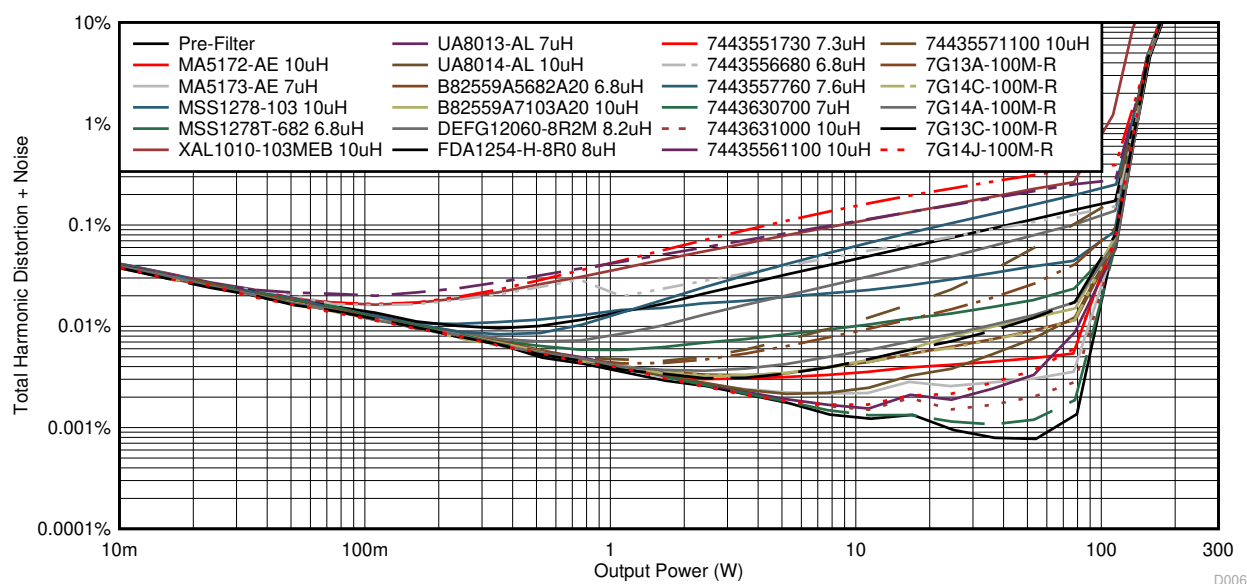


図 1-28. TPA3251 の THD +N 対出力電力 (各種インダクタ使用、600kHz、36V、4Ω)

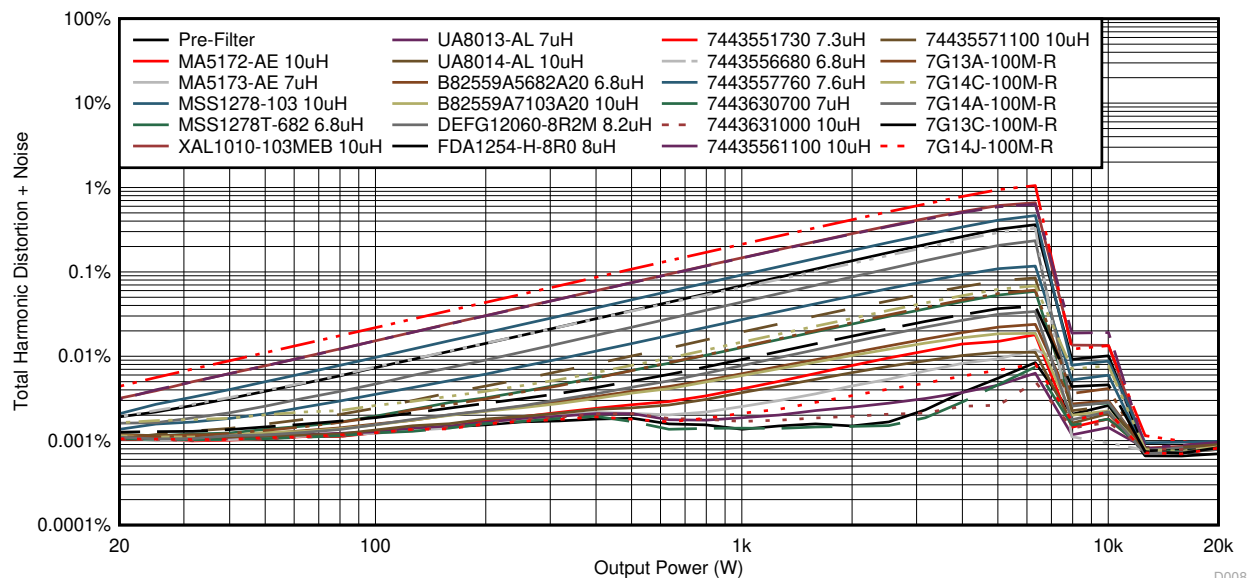


図 1-29. TPA3251 の THD +N 対周波数 (各種インダクタ 20W、600kHz、36V、4Ω)

TPA3251 デバイスを用いたテストの結果、高性能 Class-D オーディオに適したインダクタがいくつか特定されました。目標とする出力電力や最終アプリケーションの性能目標を満たしていれば、これらのインダクタはすべて TPA32xx Class-D アンプ ファミリに適しています。

推奨インダクタについては、実施したテストに基づき、オーディオ性能、コア損失、DCR、サイズを 5 段階で評価しました (1 が低、5 が高)。

表 1-9. TPA32xx Class-D ファミリの推奨インダクタ

インダクタンス (μH)	部品番号	メーカー	オーディオ性能 (1~5)	コア損失 (1 ~ 5)	DCR (1 ~ 5)	サイズ (1 ~ 5)
10	MA5172-AE	CoilCraft	2	1	5	4
7	MA5173-AE	CoilCraft	4	1	4	4
10	UA8014-AL	CoilCraft	1	3	1	1
7	UA8013-AL	CoilCraft	3	5	1	1
10	7443631000	Würth	5	3	2	5
7	7443630700	Würth	5	4	2	5
10	7G14J-100M-R	Sagami	4	2	3	3

1.4.6.2 まとめ

TPA3251 デバイスを使用したインダクタ研究の結果から、インダクタが音質とシステムの総消費電力に重要な役割を担っていることは明らかです。システム全体の性能は、インダクタンス値、DCR、直線性、およびコア損失などの要因に依存するため、特定のアプリケーションの設計目標に基づいて、これらを考慮する必要があります。

TPA32xx ファミリのデバイスでは、性能重視のアプリケーションに 7-μH インダクタが適しています。これは、より高いインダクタンスと比べて直線性が高く、一般に歪み特性が向上するためです。ただし、より電力効率の高いシステムの場合、性能にわずかなペナルティがあるものの、リップル電流を低減できる 10-μH のほうが適切な場合があります。

どちらの場合も、コア損失と DCR を考慮する必要があります。10μH のインダクタは、リップル電流が減少するために低出力時の消費電力が改善される場合がありますが、DCR が高い場合、リップル電流が大きい 7μH のインダクタよりも大電流時の損失が大きくなる可能性があります。

1.5 コンデンサに関する検討事項

LC フィルタのフラットな周波数応答を維持し、歪みを最小化して、最高の音質を実現するには、コンデンサ部品の選択は非常に重要です。コンデンサには、フィルム、セラミック、電解など、さまざまなタイプがあります。このセクションでは、大出力 Class-D オーディオ アンプアプリケーション用のコンデンサを選択する際の主なパラメータとトレードオフについて説明します。

テキサス インストルメンツの Class-D オーディオ アンプと組み合わせて使用する際の推奨コンデンサについては、デバイス評価基板 (EVM) および評価基板のユーザーガイドを参照してください。

1.5.1 Class-D 出力電圧の概要

Class-D 出力 LC ローパス フィルタのコンデンサは、アンプの周波数応答にとって極めて重要です。

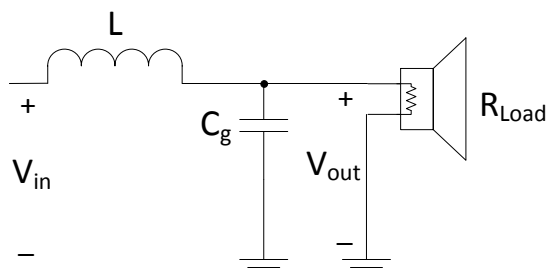


図 1-30. Class-D SE フィルタ - AD または BD モード

温度、電圧、電流、またはその他の要因による静電容量の変化は、コーナー周波数の位置に影響を与え、最終的には音質にも影響を与えます。

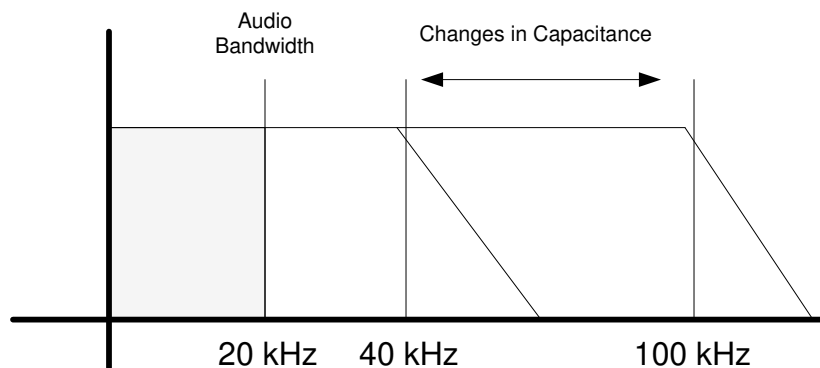


図 1-31. LC フィルタの周波数応答

適切なコンデンサを選択するために、[図 1-32](#) に Class-D LC フィルタ後のオーディオ正弦波信号とそれに対応する電圧を示します。

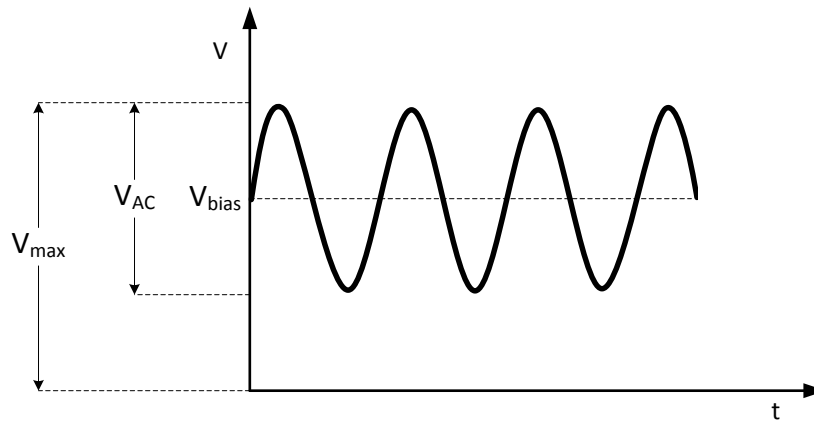


図 1-32. Class-D LC フィルタ出力

パラメータ	説明	値	単位
$V_{\max}$ (1)	最大ピーク電圧	—	VDC
V_{bias} (2)	DC バイアス電圧	—	VDC
V_{AC} (3)	ピーク ツー ピーク AC 電圧	—	V _{PP}

- (1) $V_{\max}$ は、AC および DC 出力電圧を含む最大ピーク電圧です。
 (2) V_{AC} は、AC オーディオ電圧です。
 (3) V_{bias} は、ほとんどの単一電源 Class-D アンプに見られる DC オフセット電圧です。バイアス電圧は、電源電圧の半分です。BTL アプリケーションでは、スピーカの両端で DC 電圧が相殺されます。シングルエンド アプリケーションでは、DC 電圧を遮断するため AC カップリング コンデンサが必要です。

1.5.1.1 リップル電圧

リップル電圧は、インダクタの充放電サイクルに起因します。リップル電圧は、正弦波出力に重畳した三角波として現れます。LC フィルタ内のコンデンサは、このリップルをフィルタリングして、オーディオ信号を平滑化する役割を担います。このリップル電圧がコンデンサの両端に印加されると、コンデンサに AC 電流が生じ、消費電力が発生します。コンデンサの定格がこの電流を許容できる範囲でない場合、過熱の恐れがあります。

1.5.1.2

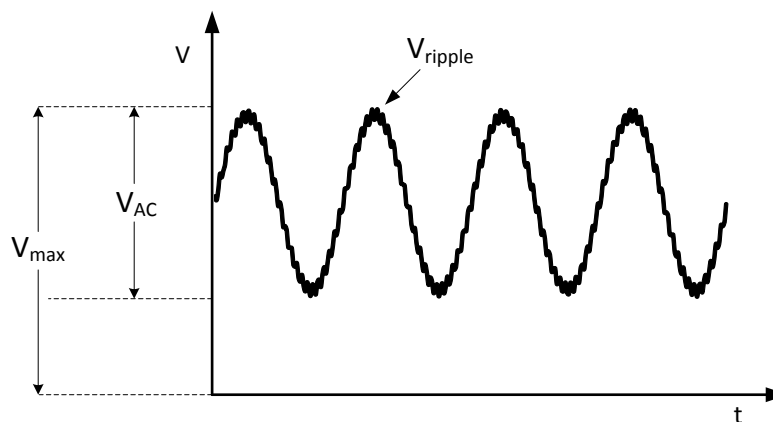


図 1-33. リップルを含む Class-D LC フィルタ出力

パラメータ	説明	値	単位
$V_{\max}$	最大ピーク電圧	—	V _{DC}
V_{AC}	ピーク ツー ピーク AC 電圧	—	V _{PP}
V_{ripple}	リップル電圧	—	V _{PP}

1.5.2 コンデンサの定格および仕様

コンデンサが音質に及ぼす影響を最小限に抑えるため、コンデンサを選定するときに考慮する必要のあるいくつかの重要なパラメータを以下に示します。

コンデンサ メーカーは、システム内でコンデンサを安全に使用するための、多くの定格および仕様を提供しています。このセクションでは、コンデンサに関連する定格と仕様、Class-D オーディオ信号におけるコンデンサの使用方法について簡単に説明します。

コンデンサの一般的なパラメータをまとめた表を表 1-10 に示します。コンデンサの構造と誘電体素材の違いにより、パラメータの重要性はコンデンサの種類によって異なります。

表 1-10. コンデンサの定格および仕様

パラメータ	説明
容量	電荷の蓄積能力の特性を示すコンデンサの主要な機能パラメータ。使用可能な静電容量値は、仕様、定格電圧、サイズによって異なります。部品間の静電容量のばらつきは、各メーカーのデータシートに記載されています。
最大電圧 (V_{MAX}) または定格電圧	コンデンサを安全に使用するための絶対ピーク電圧 (DC、AC、またはパルス)。これは、オーディオ信号、スイッチングリップル、電圧オーバーシュートなど、コンデンサにかかる最大電圧です。
最大温度上昇 (定格 AC 電圧、AC 電流印加時)	コンデンサで発生する熱に対して許容される、最大 AC rms 電圧または AC 電流この定格は通常、正弦波を基準としているため、AC 信号のみの測定値となります。許容値より高い電圧または電流が印加されると、コンデンサの過熱と損傷につながる可能性があります。
パルス立ち上がり時間 (dv/dt) またはピーク電流 (I_{peak})	高速な電圧変化で生じるピーク電流に対するコンデンサの耐性を定義します。一般に、マイクロ秒あたりのボルト数 (V/ μ s) 単位で表されます。これは、定格 AC 電圧と似ていますが、パルスや方形波などの波形に対するものです。パルス立ち上がり時間は、電圧ではなく、ピーク電流で規定されることがあります。通常、パルス立ち上がり時間は、フィルムタイプのコンデンサでは構造上重要となりますが、他のタイプのコンデンサでは関連性が低いいため、記載されていない場合もあります。100kHz 未満のほとんどの LC フィルタ アプリケーションでは、パルス立ち上がり時間を超えることはありません。
等価直列抵抗 (ESR)	コンデンサ内部の電力損失を示す、コンデンサの直列抵抗。これは、リード内の抵抗と誘電体内の損失の合計です。ESR は、コンデンサの温度上昇を引き起こす AC リップル電流による電力損失の算出に使用されます。
誘電正接 (DF)	特定の周波数における、コンデンサのリアクタンスに対する純粋な抵抗損失の比率。ESR と同様に、コンデンサの電力損失を算出する方法の一つです。
誘電体材料	コンデンサ内の 2 つの導体を絶縁する素材。
実装	コンデンサを基板上に半田付けするために必要な実装形態。表面実装 (SMT) またはスルー ホールのいずれか。

コンデンサをすぐに選択できるように、最初に次の点を考慮します。

- 静電容量 - LC フィルタの標準インダクタンスが $7\mu\text{H}$ または $10\mu\text{H}$ であるため、コンデンサ値を $0.68\mu\text{F}$ または $0.47\mu\text{F}$ にすると、73kHz 付近のコーナー周波数が得られ、TPA32xx Class-D アンプの帯域幅を最大化できます。

インダクタンス (μH)	制限容量 (μF)	コーナー周波数 (kHz)
$7\mu\text{H}$	$0.68\mu\text{F}$	72.9kHz
$10\mu\text{H}$	$0.47\mu\text{F}$	73.4kHz

- コンデンサのタイプ – ほとんどの大出力オーディオ アプリケーションでは、メタライズド フィルム (MF) コンデンサまたはセラミック コンデンサを使用します。温度、電圧、電流、周波数に対して最高のオーディオ性能を実現するため、セラミック コンデンサよりもメタライズド フィルム コンデンサなどを使用することを推奨します。セラミック コンデンサは、サイズの制約が非常に厳しいアプリケーションに使用することができ、信頼性を確保するために十分な検証が必要になります。ただし、音質は低下するおそれがあります。
- 電圧定格 – AC 電圧と DC 電圧の要件は、メタライズド フィルムとセラミック コンデンサで異なります。コンデンサのタイプに応じて、以下の該当するセクションを参照してください。
 - メタライズド フィルム コンデンサ – メタライズド フィルム コンデンサは、セラミック コンデンサと異なり、静電容量の電圧ディレーティングの影響を受けにくくなります。ただし、構造上、薄膜層の損傷を防ぐため、電圧スルーレート (dv/dt) 制限 (またはピーク許容電流) があります。

50V のピーク ツー ピークのオーディオ出力と、LC フィルタのコーナー周波数が約 73kHz である場合、スルーレートは約 $23\text{V}/\mu\text{s}$ になります。マージンを確保するため、推奨される最小 dv/dt は $100\text{V}/\mu\text{s}$ です。一般に、ほとんどのメタライズド フィルム コンデンサは、オーディオ信号のスルーレート要件を満たします。

- セラミックコンデンサ - 目安として、セラミックコンデンサでは、定格電圧に対する動作電圧の割合と同じ割合で静電容量値が低下します。

$$C_{\text{derated}} = C_{\text{rated}} \times (1 - V_{\text{applied}} / V_{\text{rated}})$$

たとえば、100V 定格のコンデンサに 50V を印加すると、静電容量は約 50% 減少します。ほとんどのコンデンサベンダは、正確なディレーティングを把握できるように、静電容量対電圧特性を公開しています。

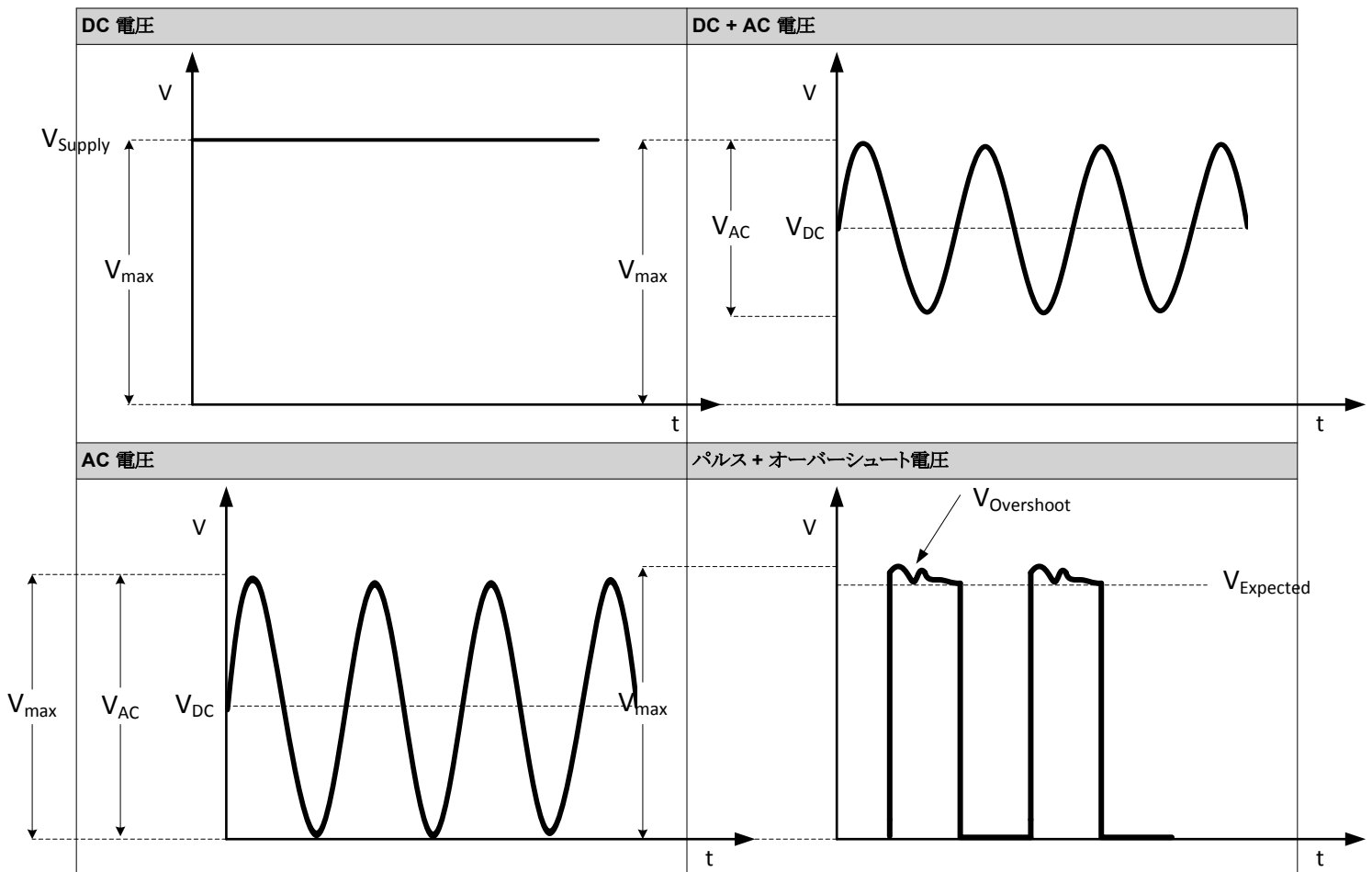
LC フィルタの周波数特性の変化を防ぐため、セラミックコンデンサには 150V 以上の電圧定格が必要です (250V を推奨)。

- 等価直列抵抗 (ESR) – 特定の周波数におけるコンデンサの等価 AC 抵抗は、コンデンサ内部での電力損失の原因となります。大出力オーディオアプリケーションでは、コンデンサの損失を低減するために ESR を低くすることが非常に重要です。低周波数では、ESR のピーク値を 1Ω にすることを推奨します。周波数が高くなるほど、さらに低い ESR 値にします。ほとんどのコンデンサメーカーが提供している ESR 対周波数特性のグラフを参照してください。
- 最大温度上昇 (定格 AC 電圧と AC 電流印加時) – 誘電体電力損失 (ESR) による温度上昇を許容範囲に抑えることができる最大 AC 電流。大出力オーディオアプリケーションでは、コンデンサに流れる AC リップル電流が著しく増大する可能性があるため、この点を考慮することが重要です。

1.5.2.1 最大電圧または定格 DC 電圧

最大定格電圧は、コンデンサの端子間の絶対最大電圧です。この最大値には、AC 信号、DC オフセット、リンギングによるオーバーシュートが含まれます。

単一電源の Class-D アンプでは、電源の半分の DC オフセットを持つ AC 電圧が発生します。オーディオを表す際に最も適しているのが、「DC + AC 電圧」と「AC 電圧」です。



式 15 を使用して、コンデンサの両端の最大電圧を算出します。

$$V_{\text{Cap_max}} = \frac{V_{\text{Supply}}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \times \sqrt{P_{\text{Max}} \times R_{\text{Load}}} \quad (15)$$

パラメータ	説明	単位
$V_{\text{Cap_max}}$	LC フィルタ コンデンサの最大ピーク電圧	VDC
V_{Supply}	電源電圧	VDC
P_{Max}	最大出力電力	W
R_{Load}	負荷抵抗	Ω

1.5.2.2 ESR と誘電正接

等価直列抵抗 (ESR) と誘電正接は、コンデンサ内の損失を算出する方法で、実質的には同等のものです。ESR または誘電正接を使用して電力損失を算出するには、[セクション 1.5.2.3](#) を参照してください。

ESR は、理想的なコンデンサと直列の抵抗として表されます。ESR を使用すると、コンデンサ内の損失を簡単に算出することができます。[図 1-34](#) に ESR 抵抗を示します。

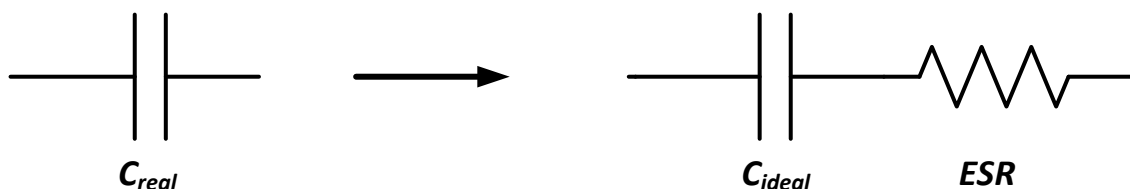


図 1-34. 等価直列抵抗

誘電正接は少し異なる測定値であり、主にコンデンサの品質を比較するために使用されます。これは、ESR と容量性リアクタンスの比です。誘電正接には、誘電体材料のリアクタンスに起因する損失が含まれているため、さまざまな種類のコンデンサを比較することで、どのコンデンサの損失が小さいかを容易に把握することができます。

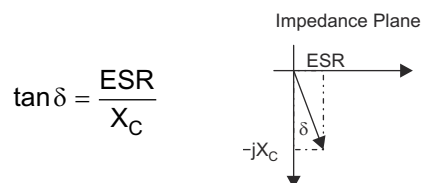


図 1-35. 誘電正接

誘電正接が小さいほど、電力損失も小さくなります。

1.5.2.3 最大温度上昇 (定格 AC 電圧、AC 電流印加時)

コンデンサ メーカーは、コンデンサの過熱を防ぐため、最大温度上昇または最高動作温度を規定しています。便宜上、ほとんどのメーカーでは、最大温度制限に対応する AC 電圧または電流の制限値を設定しています。通常、最大 RMS 電圧および電流は、周波数に対するグラフで示します。AC 電圧および電流を制限することで、消費電力を抑え、コンデンサの過熱を防ぐことができます。

オーディオ LC フィルタ アプリケーションの場合、AC 電圧と電流による損失は、インダクタの充電および放電サイクルによるリップル電圧に起因します。充電および放電サイクルの周波数は、Class-D のスイッチング周波数に一致します。

電力損失と温度上昇を推定するには、まず式 12 に示すリップル電流の計算値を使用し、次に以下の式でコンデンサの電力損失を算出します。

注

ESR または誘電正接を使用してコンデンサを流れる AC 電圧および電流による温度上昇を計算することを推奨します。

ESR

$$P_{\text{losses}} = \frac{V_{\text{ripple}}^2}{\text{ESR}} = I_{\text{ripple}}^2 \times \text{ESR}$$

(16)

パラメータ	説明	単位
P_{losses}	コンデンサの消費電力	W
V_{ripple}	RMS リップル電圧	V_{RMS}
I_{ripple}	RMS リップル電流	I_{RMS}
ESR	等価直列抵抗	Ω

注

ESR の値は、リップル電流と同じ周波数のものを使用します。

誘電正接

$$P_{\text{losses}} = V_{\text{ripple}}^2 \times 2\pi \times f \times C \times \tan \delta$$

(17)

パラメータ	説明	単位
P_{losses}	コンデンサの消費電力	W
V_{ripple}	RMS リップル電圧	V_{RMS}
f	リップル周波数	Hz
C	容量	F
$\tan \delta$	誘電正接	-

注

誘電正接の値もリップル電流と同じ周波数のものを使用します。

自己発熱によるコンデンサの温度上昇は、式 16 と式 17 で計算された消費電力とコンデンサのデータシートの熱係数から計算できます。通常、消費電力に対する温度上昇の比として表される熱係数があります。熱係数は通常、コンデンサのサイズと表面積を考慮して規定されています。

$$\text{Thermal Coefficient} = \Delta^\circ\text{C} / \text{W} \quad (18)$$

式 18 は、「消費電力 1W ごとに、 $\Delta^\circ\text{C}$ の温度変化が発生する」という意味です。

注

オーディオにおける重要性

コンデンサを流れる大きなリップル電流のため、大出力オーディオ アプリケーションでは定格 AC 電圧または電流が非常に重要です。データシートで選択したコンデンサの能力を確認して、最悪条件下での温度を測定してください。

1.5.2.4 パルス立ち上がり時間 (dv/dt) またはピーク電流 (I_{peak})

パルス立ち上がり時間またはピーク電流は、パルス状 (非周期的) の波形の定格 AC 電圧の代わりに使用されることが多く、メタライズド フィルム コンデンサ (MFC) では温度よりも重要な意味を持っています。

MFC コンデンサの構造と材料の特性上、高い電圧立ち上がり時間 (dv/dt) またはピーク電流の影響を受けやすくなります。パルス立ち上がり時間 (dv/dt) を超えると、コンデンサの恒久的な損傷や静電容量の損失が発生する可能性があります。

インダクタの電圧リップルの立ち上がり時間を計算し、コンデンサのデータシートに記載されている値よりも小さくなるようにします。

$$V_{\text{Cap_max}} = \frac{V_{\text{Supply}}}{2} + \frac{\sqrt{2}}{2} \times \sqrt{P_{\text{Max}} \times R_{\text{Load}}} \quad (19)$$

パラメータ	説明	単位
V _{Cap_max}	LC フィルタ コンデンサの最大ピーク電圧	V _{DC}
V _{Supply}	電源電圧	V _{DC}
P _{Max}	最大出力電力	W
R _{Load}	負荷抵抗	Ω

$$\text{Max Pulse Rise Time} = 2\pi \times f \times V_{\text{Cap_max}} \quad (20)$$

パラメータ	説明	単位
V _{max}	最大ピーク電圧	V _{DC}
V _{AC}	ピーク ツー ピーク AC 電圧	V _{pp}
V _{ripple}	リップル電圧	V _{pp}

1.5.3 コンデンサの種類

このセクションでは、各タイプのコンデンサで考慮する必要のある詳細と重要なパラメータについて説明します。

1.5.3.1 コンデンサのタイプの選択

コンデンサには、さまざまな素材と製造技術が存在します。ここでは、コンデンサの 3 つの主要なカテゴリの概要を示します。ただし、同じカテゴリであっても特性が大きく異なることがあります。コンデンサのデータシートを参照して、コンデンサの実際の性能と動作を判断してください。

表 1-11 は、コンデンサの主要なパラメータを比較したものです。各タイプのトレードオフの概要を簡単に把握できます。高電圧 Class-D アンプでは、メタライズド フィルム コンデンサが最も一般的であり、電解コンデンサは LC フィルタにはほとんど使用されません。

表 1-11. コンデンサのタイプの比較

	メタライズド フィルム	セラミック	電解
一般的な名称/バリエーション	メタライズド フィルム コンデンサ (MFC)、ポリプロピレン、ポリエステル	積層セラミック コンデンサ (MLCC)	アルミニウム、タンタル、POSCAP
静電容量範囲	100pF ~ 10μF	1.5nF ~ 47μF	0.1μF ~ 3F
最大 DC 定格電圧範囲	40V ~ 2000V、温度に依存	6.3 V ~ 2500V	1.4 V ~ 500V
極性	なし	なし	あり
実装	スルーホール (標準)、表面実装 (オプション)	表面実装、スルーホール	スルーホール
サイズ	小型	最小	大型
温度の許容誤差	秀	良	不良
ライフタイム	許容する	許容する	制限付き
故障モード	自己発熱	短絡	
価格	高	\$\$	低
Class-D アプリケーションに推奨	あり、100W 以上の大電力	あり、100W 未満の小電力	なし
オーディオ歪み	秀	最悪	良

表 1-12 に、各コンデンサのタイプの静電容量の変化の主要因の概要を示します。

表 1-12. コンデンサ タイプの許容差の比較

	メタライズド フィルム	セラミック	電解
全体で安定	電圧/温度	—	電圧
温度 (-55°C ~ 85°C)	5% 未満	X5R、 ⁽¹⁾ ±15%	20% 未満
温度 (-55°C ~ 125°C)	5% 未満	X7R ⁽¹⁾ : ±15%	20% 未満
周波数	2.5% 未満	10% 未満	50% 未満
DC バイアス電圧	2% 未満	20% ~ 80% の間 (コンデンサの定格電圧に依存)	2% 未満

(1) セラミック文字コード – X = 下限 -55°C、5 = 85°C、7 = 125°C、R = 温度範囲内での容量変化

表 1-13 に、各コンデンサの主要な信頼性パラメータを示します。これらは、コンデンサの電流および電圧能力を考慮する際に重要なパラメータです。

表 1-13. コンデンサの信頼性パラメータの比較

	メタライズド フィルム	セラミック	電解
許容電流 (RMS)	最高	高	高、最大 4A
パルス立ち上がり時間 (dv/dt)	超過した場合、信頼性に懸念	通常は問題なし	通常は問題なし
等価直列抵抗 (ESR)	最小 ESR、1Ω 未満		
誘電正接 (1kHz)	最低、< 0.008 (< 0.01%)	小、0.01 ~ 0.05	最高、0.08~0.2

1.5.3.2 メタライズド フィルム コンデンサ

表 1-14 に、メタライズド フィルム コンデンサの選択に重要なパラメータを示します。

表 1-14. フィルム コンデンサの主要パラメータ

パラメータ	説明
パルス立ち上がり時間 (dv/dt)	高速な電圧変化で生じるピーク電流に対するコンデンサの耐性を定義します。一般に、マイクロ秒あたりのボルト数 (V/μs) 単位で表されます。一般に、フィルム タイプのコンデンサでは、大電流によってコンデンサの薄膜金属構造との接続部が損傷する可能性があるため、パルス立ち上がり時間が重要です。
AC 電圧定格	コンデンサで発生する熱に対して許容される、最大 AC rms 電圧または AC 電流
温度係数	フィルム コンデンサの温度係数は、セラミック コンデンサよりもはるかに優れており、温度変化に対して通常 3% 未満です。

1.5.3.2.1 AC 電圧定格または電流定格

ほとんどのフィルム コンデンサ メーカーは、コンデンサの安全な AC 動作範囲を示す AC 定格電圧または AC 定格電流のグラフを公開しています。コンデンサの消費電力と発熱を制限するため、AC 電圧定格または電流定格が設定されています。

AC 電圧定格または電流定格は、波形の AC 成分のみを対象としています。このパラメータでは DC バイアスは考慮されませんが、AC + DC 電圧は最大定格の DC 電圧パラメータを超えないようにする必要があります。

図 1-36 および図 1-37 のグラフに、2 つの異なるコンデンサの定格 AC 電圧を示します。どちらも DC 電圧定格は 250V ですが、AC 電圧の特性は大きく異なる点に注意してください。図 1-36 の Kemet コンデンサは、図 1-37 の Vishay コンデンサよりも高い AC 電圧に対応できます。

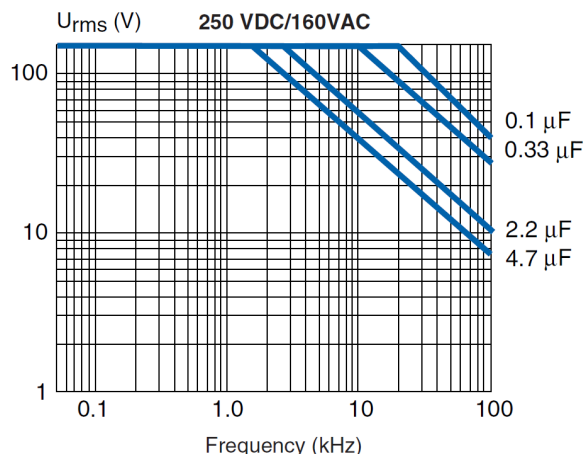


図 1-36. Kemet PHE426HB7100JR06 コンデンサ

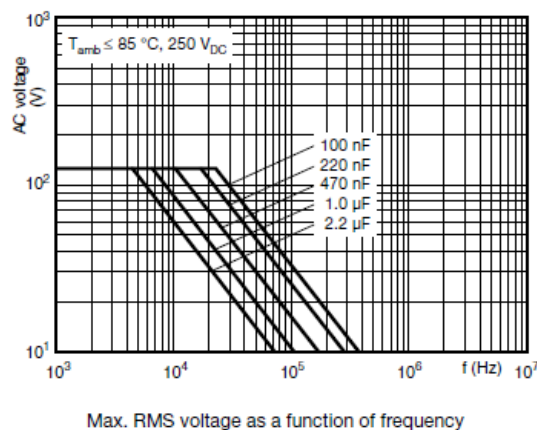
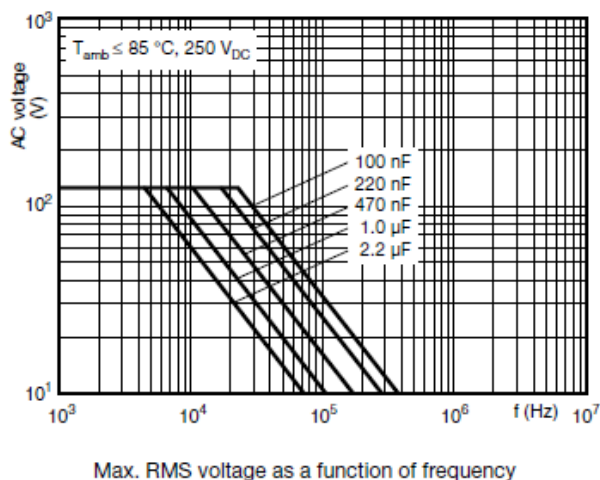


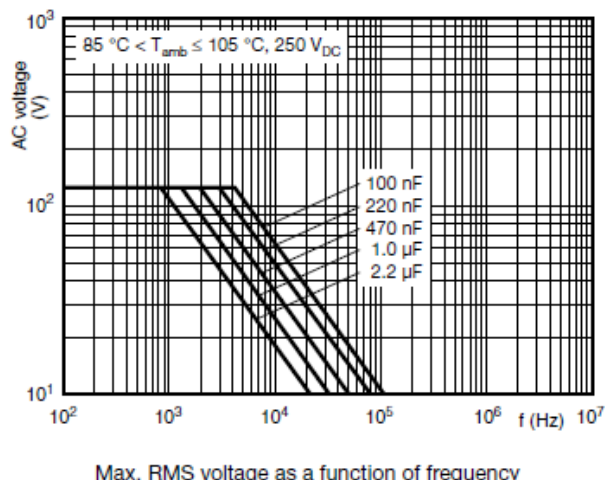
図 1-37. Vishay MMKP383 コンデンサ

ほとんどのフィルム コンデンサの定格電圧は温度にも依存します。メーカーは、85°C を超える温度に対して 2 つのグラフまたはデレーティングの計算式を提供しています。



Max. RMS voltage as a function of frequency

図 1-38. AC 定格電圧が 85°C 未満



Max. RMS voltage as a function of frequency

図 1-39. AC 電圧定格が 85°C ~ 105°C

1.5.3.2.2 温度係数

温度に対する静電容量の変化は、X7R タイプのセラミック コンデンサよりも、はるかに優れており、温度変化に対して通常 4% 未満です。図 1-40 に、Vishay のフィルム コンデンサのデータシートから取得したグラフを示します。このグラフは、公称静電容量と周囲温度に対する容量の変化をパーセンテージで示しています。

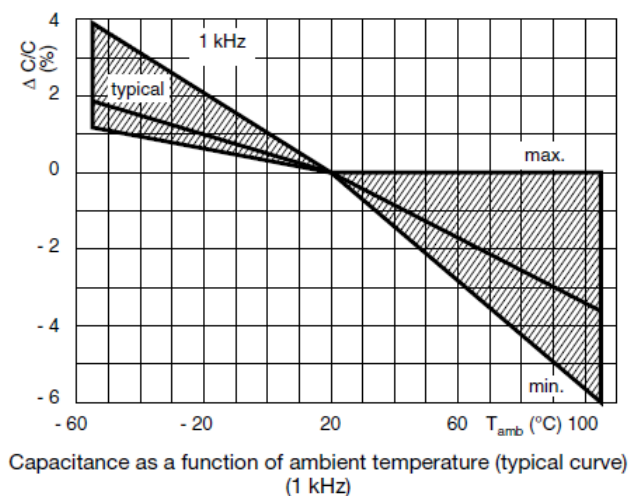


図 1-40. フィルム コンデンサの温度係数

1.5.3.3 セラミック コンデンサ

セラミック コンデンサは、現在の電子機器で最も標準化されている部品の 1 つです。しかし、セラミック コンデンサは構造や素材によってまったく異なる挙動を示すことがあるため、注意が必要です。表 1-15 に、セラミック コンデンサの選択に重要なパラメータを示します。

表 1-15. メタライズド セラミック コンデンサを選択するためのパラメータと説明

パラメータ	説明
サイズ	セラミックは小型でパッケージも小さいため、スペースに制約のあるアプリケーションに有利です。
DC バイアス電圧	セラミック コンデンサの容量は、DC 電圧の上昇に伴い減少します (AC ではありません)。
温度係数	セラミック コンデンサには、温度係数を示す標準の文字コードがあります。タイプ X7R のセラミック コンデンサは、温度に対して容量が $\pm 15\%$ 変化します。
AC リップル電圧と自己発熱	コンデンサで発生する熱に対して許容される、最大 AC rms 電圧または AC 電流データシートには必ず記載されているとは限りませんが、ほとんどのメーカーは、自己発熱による温度上昇を $10^{\circ}\text{C} \sim 20^{\circ}\text{C}$ に抑えることを求めています。
信頼性	セラミック素材は脆いため、振動や基板のたわみによってクラックが発生しやすくなります。

1.5.3.3.1 サイズ

小型サイズは、セラミックの最大の利点の 1 つですが、静電容量と定格電圧が増加すると、コンデンサのサイズが大きくなります。

たとえば、X7R タイプ、 $1\mu\text{F}$ 、定格 200V のコンデンサは、標準化された大型の 2225 表面実装パッケージ サイズで提供されています。

パラメータ	値	単位
容量	1	μF
定格電圧	200	VDC
温度係数	X7R	—
標準サイズ	2225 または 3640	—

セラミック コンデンサ メーカーは、表面実装とリード線付きのパッケージを提供しています。また、電圧、温度、周波数の変動に対してより安定した静電容量を実現するさまざまな誘電体材料を提供しています。

1.5.3.3.2 DC バイアス電圧

セラミック コンデンサでは、DC バイアス電圧を考慮することが重要です。これは、印加される DC 電圧によって静電容量が変化するためです。DC バイアス電圧特性は、セラミック コンデンサの誘電特性に起因します。

コンデンサ メーカーは、図 1-41 のグラフのように、印加された DC 電圧に対する静電容量の変化を示すグラフを提供しています。このグラフを使用して、DC バイアス電圧での静電容量が許容範囲内であることを確認します。

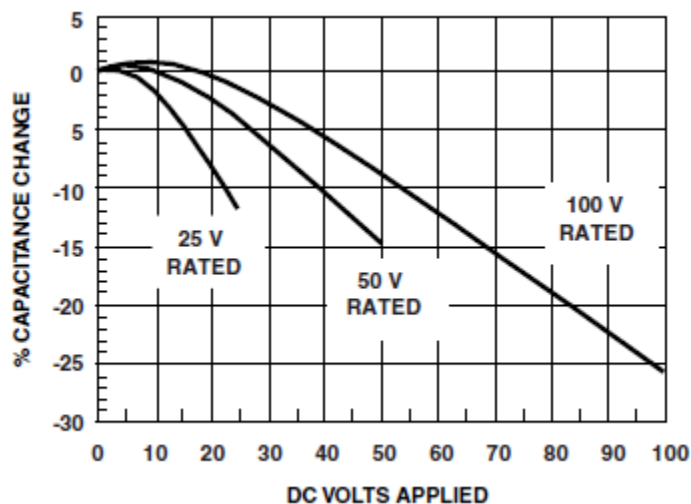


図 1-41. セラミック コンデンサの静電容量の変化と DC 電圧との関係

1.5.3.3.3 温度係数

IEC または EIA II 規格のセラミック コンデンサは、定義上、高い体積効率 (小型) を利用したフィルタ アプリケーションでの使用を目的としています。業界では、温度に対する静電容量の許容変化率を示す文字コード規格を採用しています。

コードは 3 文字から構成されています。各文字の意味は次のとおりです。

- 最初の文字 – 最低動作温度
- 2 番目の文字 – 最高動作温度
- 3 番目の文字 – 温度範囲内での静電容量の変化

たとえば、X7R というコードは、次のような意味になります。「-55°C から 125°C までの範囲で、静電容量の値は 15% から -15% まで変化する可能性がある」

X 7 R

残りのコード オプションを表 1-16 に示します。

表 1-16. 残りのコード オプション

最低温度コード	最高温度コード	温度範囲内での容量変化率
X = -55°C	4 = 65°C	P = $\pm 10\%$
Y = -30°C	5 = 85°C	R = $\pm 15\%$
Z = 10°C	6 = 105°C	S = $\pm 22\%$
	7 = 125°C	T = 22% ~ -33%
	8 = 150°C	U = 22% ~ -56%
	9 = 200°C	V = 22% ~ -82%

最高の性能を得るため、サイズの制約からセラミック コンデンサが優先されるアプリケーションでは、X7R コードのセラミック コンデンサを推奨します。

1.5.3.3.4 信頼性

標準的なセラミック コンデンサは脆く、柔軟性がないため、振動や基板のたわみにより損傷を受けやすくなっています。振動が激しいアプリケーションや基板のたわみが発生するアプリケーションの場合は、コンデンサ ベンダに問い合わせて、最善のソリューションを確認してください。

1.6 関連資料

Class-D LC Filter Designer (LCFILTER-CALC-TOOL) にアクセスするには、次のリンクを使用します。([SLAC729](#))。

2 リファレンス

3 リファレンス

4 改訂履歴

Changes from Revision A (November 2016) to Revision B (June 2026)	Page
---	------

- | | |
|--------------------------------------|-------------------|
| • 表 1-1 を追加..... | 2 |
| • ドキュメント全体にわたって表、図、相互参照の採番方法を更新..... | 2 |
-

Changes from Revision * (October 2016) to Revision A (November 2016)	Page
--	------

- | | |
|--|--------------------|
| • 「関連資料」セクションに、LCFILTER-CALC TOOL へのリンクを追加 | 40 |
|--|--------------------|
-

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月