

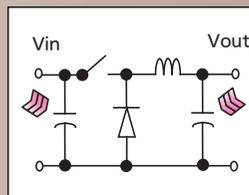
▶ 主な使用事例	2
▶ 回路使用上の注意	
1. ラッシュ電流抑制方法の説明	3
2. ラッシュ電流の抑制方法の例	4
3. 急速放電の電流抑制	5
4. OS-CONとアルミ電解コンデンサ並列接続時の注意	6
▶ 応 用	
1. OS-CONのリプル電圧低減能力	7-15
2. OS-CONの高速バックアップ能力(負荷変動用バックアップコンデンサ)	16-18
3. スイッチング電源の出力リプルが実際の画像に与える影響	19
4. OS-CONの等価回路モデル	20-22
5. ローパス・フィルタ回路での応用	23-24
6. スイッチング電源の平滑コンデンサへの応用	25-29
▶ コンデンサ選定ヒアリングシート	30

ご使用にあたって

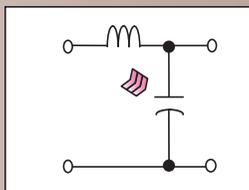
- 本ノート記載の内容は定められた条件下において、記載製品単体の性能・特性・機能などを規定するものであり、お客様の製品（機器）での性能・特性・機能などを保証するものではありません。記載製品単体の評価では予測できない不具合・事態を確認するためにも、納入仕様書を御請求、確認の上、お客様の製品で必要とされる評価・試験を必ず行ってください。
- 本掲載内容は、予告なく変更することがあります。
- 弊社の承諾なしに、本ノートの一部または全部を、転載または複製することを禁止します。

OS-CONの主な使用事例

■ 電源回路における平滑用コンデンサ

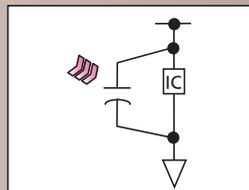


■ フィルタ回路におけるコンデンサ



■ バックアップ用コンデンサ

■ バイパスコンデンサ



回路設計におけるラインインピーダンスの低減のため、OS-CONを含め各種コンデンサは、バックアップ用途やバイパスコンデンサとして幅広く利用されています。

特に超低ESRのOS-CONは、電解コンデンサをより小さな実装面積で置き換えることができ、電源回路で主流となっているスイッチング電源においてリップルノイズを除去する平滑回路用に、また小型・デジタル化によって発生しやすいノイズを除去するフィルタ回路用に、大きく貢献しています。

OS-CONは温度特性変化も小さく、幅広い環境の中で安定した機器動作を実現しています。

これらのことからOS-CONはノイズトラブルが少なく、設計期間短縮や小型化設計を図ることができます。

1. ラッシュ電流抑制方法の説明

図1の回路でOS-CONを使用した時、ESRが極めて小さいため過大なラッシュ電流が流れる可能性があります。ラッシュ電流は10A以下に抑制してください。
OS-CONの許容リップル電流値の10倍が、10Aを超える場合は、許容リップル電流の10倍以下になるようにしてください。

1-1. DC-DCコンバータ入力回路の場合

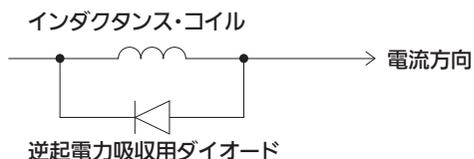
- (a) 通常、DC-DCコンバータ回路は基板ブロックの形態であり高性能小型化のため入力部に低ESRのコンデンサが用いられます。
(b) DC-DCコンバータの調整・検査時に設備から流れ込むラッシュ電流に対する配慮が必要となります。

*DC-DCコンバータの回路ブロックの電圧調整・検査時に調整・検査設備から供給される電源のインピーダンスが極めて低い時、電流リミッタ等の電流抑制機能が装備されている場合でも、OS-CONに極端に大きなラッシュ電流が流れる可能性があります。(図1参照)
*DC-DCコンバータの調整・検査設備においてラッシュ電流抑制の対応が必要となります。(P13参照)

1-2. 充電電池で駆動される回路の場合

- (a) 電池・充電電池を装備した回路の電源ラインに、高性能化・小型化のためOS-CONのような極めて低ESRのコンデンサが用いられます。

*ニッケル・カドニウム充電電池等の内部抵抗の極めて小さな電池で駆動される回路において、電源ラインに配備される低ESRコンデンサには電源ON時に極端に大きなラッシュ電流が流れる可能性があります。(図1参照)



*充電電池のラッシュ電流の抑制方法として、左図のような保護回路が用いられます。

*主な注意点

逆起電力吸収時のダイオードのピーク電流値。

1-3. 保護抵抗が無い場合のラッシュ電流

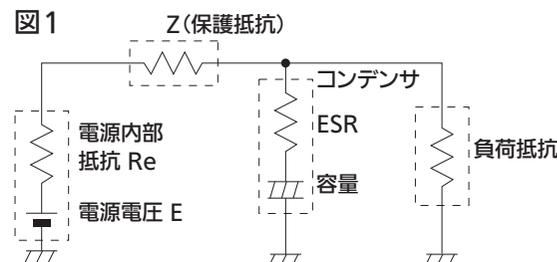
図1においてZ(保護抵抗)が無い場合で電源が $Re \approx 0\Omega$ の時、OS-CONのラッシュ電流は概略次の通りです。

$$\text{ラッシュ電流 (A)} = \frac{\text{DC供給電圧 (E)}}{\text{ESR} + Re + Z(\Omega)}$$

(例) 25SVPD10Mの場合

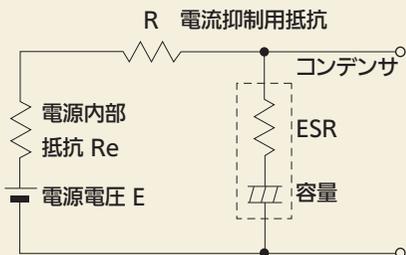
ESR=65m Ω 以下/DC供給電圧=20Vの時

$$\frac{20V}{0.065\Omega \text{以下}} = 300A \text{以上となる。}$$



2. ラッシュ電流の抑制方法の例

2-1. 抵抗方式



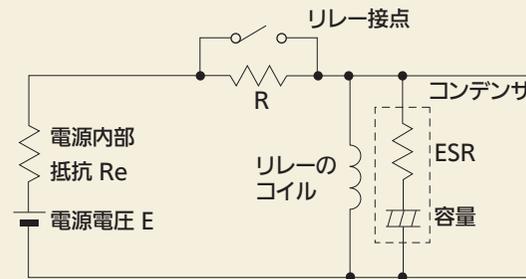
(a) ラッシュ電流は概略下記ようになります。

$$\text{ラッシュ電流 (A)} = \frac{E (V)}{R_e + ESR + R (\Omega)}$$

(b) 通常、 R_e と ESR は小さいのでラッシュ電流は主に R で決まります。

(c) この方式の場合、簡潔・明確に電流抑制を行えますが抑制用抵抗 R による電圧降下があります。

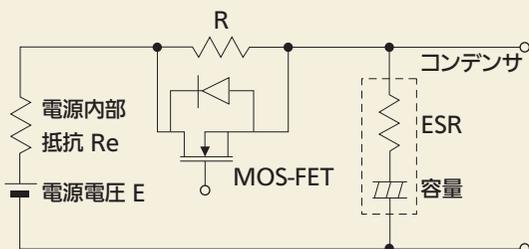
2-2. 抵抗+リレー方式



(a) ラッシュ電流は抵抗方式と全く同じですが、リレーの接点がONになってからは抑制用抵抗による電圧降下はほとんどなくなります。

(b) 注意点はコンデンサが充電し終わってから、リレー接点をONさせるように時間、または電圧設定が必要な点です。

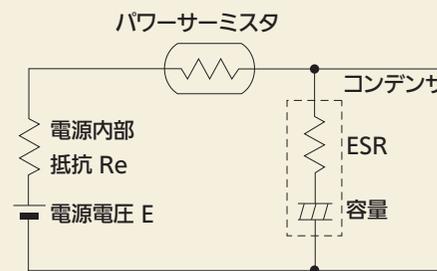
2-3. 抵抗+MOS-FET方式



(a) 抵抗方式と同様に抑制抵抗 R を用いてラッシュ電流を抑制しますが、MOS-FETがONになってからは、抑制抵抗 R による電圧降下はほとんどなくなります。

(b) 注意点は抵抗+リレー方式と同じく、コンデンサが充電し終わってから、MOS-FETをONさせるように時間、または電圧設定が必要な点です。

2-4. パワースーマスタ



(a) 市販のパワースーマスタの一例では25°Cにおいて8Ωですが130°Cでは0.62Ωとなります。

(a) パワースーマスタを上図のように接続するとSWを投入した時点では大きな抵抗値によってラッシュ電流が抑制されます。

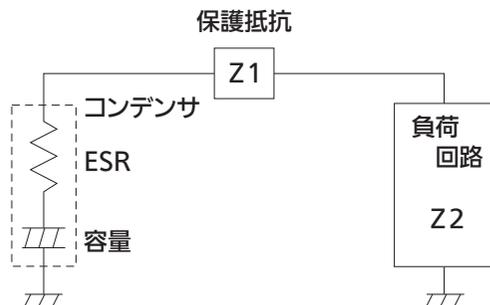
その後、出力損失(電圧降下)を軽減していきます。

(b) パワースーマスタには熱定数がありSWを切った瞬間に初期状態の大きな抵抗値には戻りません。

3. 急速放電の電流抑制

OS-CONはESRが極めて小さいので、放電時に負荷のインピーダンスが極端に小さいと瞬間的に大きな放電電流が流れる可能性があります。

OS-CONに充電された電荷を短絡放電すると極端に大きな放電電流が流れる可能性があります。



*放電の等価回路は左図のようになります。

*放電電流の概算式は次のようになります。

$$\text{放電電流 (A)} = \frac{\text{充電電圧 (V)}}{\text{ESR} + \text{Z1} + \text{Z2} (\Omega)}$$

(例) 25SVPD10Mの場合

- ・ESR=65mΩ以下
 - ・充電電圧=20V
 - ・Z1、Z2=0Ω
- } の設定時

$$\text{放電電流 (A)} = \frac{\text{充電電圧} 20\text{V}}{\text{ESR } 0.065\Omega \text{以下}} = 300\text{A以上}$$

OS-CONを急速放電動作で使用する場合は上記の概算式を目安にして、放電ピーク電流は10A以下で回路を構成してください。ただし、OS-CONの許容リップル電流値の10倍が10Aを超える場合、許容リップル電流の10倍以下としてください。

4. OS-CONとアルミ電解コンデンサ並列接続時の注意

リップル吸収用コンデンサのスペースファクター及びコストパフォーマンス改善策として、アルミ電解コンデンサとOS-CONを並列接続で使用する場合、下記内容を参考にしてください。

- (a) 並列接続された各コンデンサに流れるリップル電流は図1の基本等価回路の値を入れて求めます。
- (b) 100kHz～数MHzの周波数を対象として考えた時、図1の等価回路はおおむね図2のように簡素化できます。
(但し、コンデンサの容量値を10 μ F以上と想定した場合)

図1

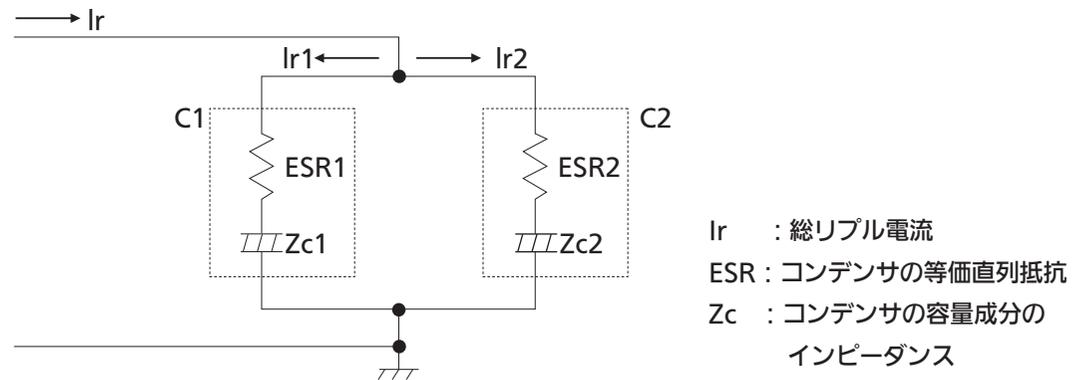
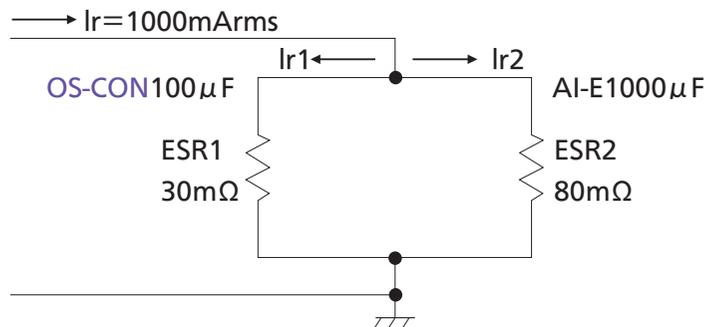


図1の各 Z_c は100kHz以上の周波数領域において10 μ F以上であればインピーダンスが極めて小さくなるので省略でき実際に流れるリップル電流値は図2のようになります。

図2



- (c) このようにOS-CONは容量値が1/10にもかかわらず総リップル電流の73%が流れることとなります。
- (d) OS-CONとアルミ電解コンデンサの並列接続での使用は、OS-CONに多くのリップル電流が流れますので定格リップル電流に十分余裕をもったOS-CONを選定してください。

リップル電流値算出式

$$I_{r1} = I_r \times \frac{ESR_2}{ESR_1 + ESR_2} = 1000\text{mA} \times \frac{80\text{m}\Omega}{30\text{m}\Omega + 80\text{m}\Omega} \approx 727\text{mA}_{\text{rms}}$$

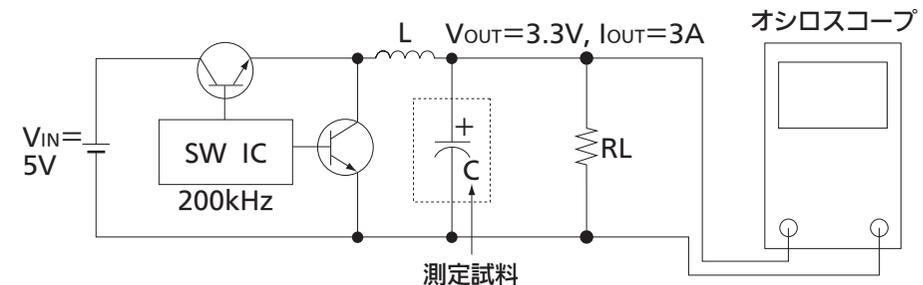
1. OS-CONのリプル電圧低減能力

スイッチング電源は小型化指向ですが、コンデンサは基板内で大きな面積を占める部品のひとつです。しかも、コンデンサは一般的に使用温度によって特性が大きく変化するため、使用温度範囲を考慮した選定が必要です。そこで、広範囲な使用温度範囲でのOS-CONの高い周波数でのリプル電圧低減能力を以下の実験で説明します。

1-1. 同等リプル電圧におけるコンデンサ員数の違い

(a) 実験内容

一般的なチョップ方式スイッチング電源を用いて、周囲温度が25℃、-20℃、70℃の場合において、出力側平滑回路のコンデンサに、OS-CON・低インピーダンスアルミ電解コンデンサ・低ESRタンタルコンデンサを接続し、出力リプル電圧を比較します。



- (1) 上図出力側平滑コンデンサ (C) にOS-CON・100 μ F/6.3V (6SVP100M・ ϕ 6.3mm \times 6mm) を使用して、各周囲温度でのリプル電圧を測定。(表3参照)
- (2) OS-CON・100 μ F/6.3Vを使用した時と同等のリプル電圧となるように、各周囲温度にて、低インピーダンスアルミ電解コンデンサ・低ESRタンタルコンデンサを選択し測定。(表3参照)
- (3) 25℃時の条件で同等数の出力側平滑コンデンサで、-20℃、70℃におけるリプル電圧を測定し、その変化量から平滑コンデンサのESR変化率を算出。(表2参照)

(b) 実験結果

表1 各温度におけるコンデンサ実装面積比
(リプル電圧を同一レベルとした時)

周囲温度	OS-CON	アルミ電解コンデンサ	タンタルコンデンサ
25℃	1	7.15	1.46
-20℃	1	16.7	1.46
70℃	1	4.77	1.46

表2 25℃を基準としたESR変化率 (※)

周囲温度	OS-CON	アルミ電解コンデンサ	タンタルコンデンサ
25℃	1	1	1
-20℃	1.14	3.03	1.27
70℃	0.952	0.587	0.85

$$\text{※ESR変化率} = \frac{\text{周囲温度時のリプル電圧} \times \text{周囲温度時の発振周波数}}{\text{25℃時のリプル電圧} \times \text{25℃時の発振周波数}}$$

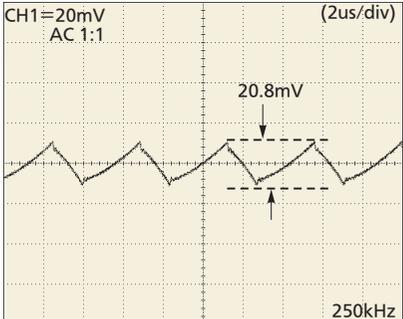
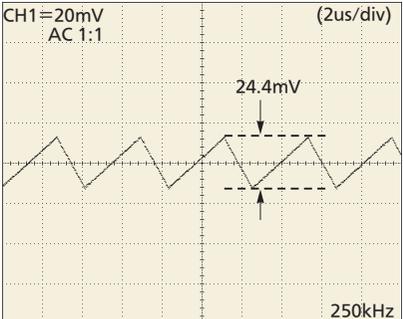
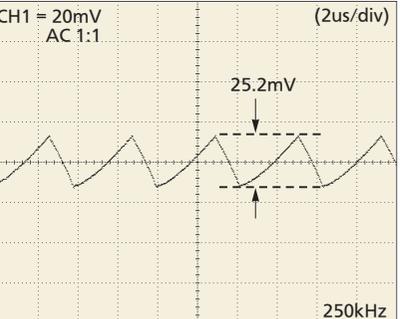
この結果からも、OS-CONがいかに温度特性に優れているかがわかります。

表 3 25°Cでの各コンデンサ測定比較

周囲温度	25°C		
コンデンサの種類	OS-CON	アルミ電解コンデンサ	タンタルコンデンサ
容量/電圧	100 μ F/6.3V	680 μ F/6.3V	100 μ F/10V
サイズ(※1)(mm)	6.6×6.6	10.5×10.5	7.5×4.5
員数			
実装面積比	1	7.15	1.46
発振周波数	200kHz		
リップル電圧	22.8mV	23.8mV	24.8mV
Fig	<p>Fig1</p>	<p>Fig2</p>	<p>Fig3</p>

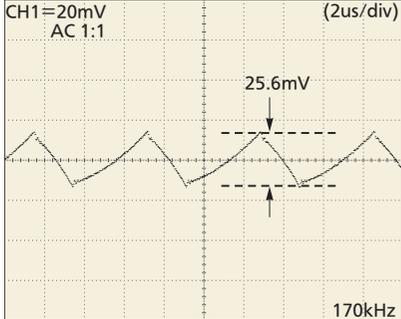
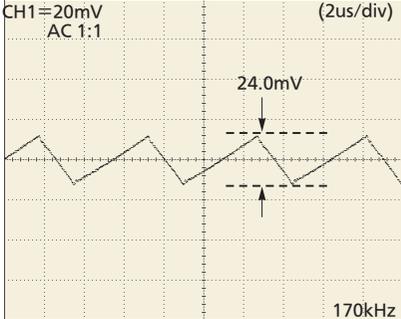
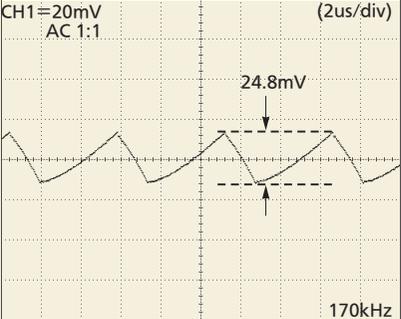
※1 Ta以外は素子径ではなく座板寸法が最大寸法。

表4 -20℃での各コンデンサ測定比較

周囲温度	-20℃		
コンデンサの種類	OS-CON	アルミ電解コンデンサ	タンタルコンデンサ
容量/電圧	100 μ F/6.3V	680 μ F/6.3V	100 μ F/10V
サイズ(※1) (mm)	6.6×6.6	10.5×10.5	7.5×4.5
員数			
実装面積比	1	16.7	1.46
発振周波数	250kHz		
リップル電圧	20.8mV	24.4mV	25.2mV
Fig	<p>Fig4</p> 	<p>Fig5</p> 	<p>Fig6</p> 

※1 Ta以外は素子径ではなく座板寸法が最大寸法。

表5 70℃での各コンデンサ測定比較

周囲温度	70℃		
コンデンサの種類	OS-CON	アルミ電解コンデンサ	タンタルコンデンサ
容量/電圧	100 μ F/6.3V	680 μ F/6.3V	100 μ F/10V
サイズ(※1)(mm)	6.6×6.6	10.5×10.5	7.5×4.5
員数			
実装面積比	1	4.77	1.46
発振周波数	170kHz		
リップル電圧	25.6mV	24.0mV	24.8mV
Fig	<p>Fig7</p> <p>CH1=20mV AC 1:1</p> <p>(2μs/div)</p> <p>25.6mV</p> <p>170kHz</p> 	<p>Fig8</p> <p>CH1=20mV AC 1:1</p> <p>(2μs/div)</p> <p>24.0mV</p> <p>170kHz</p> 	<p>Fig9</p> <p>CH1=20mV AC 1:1</p> <p>(2μs/div)</p> <p>24.8mV</p> <p>170kHz</p> 

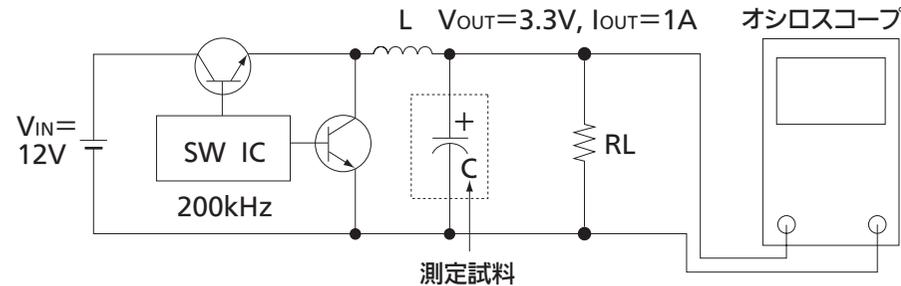
※1 Ta以外は素子径ではなく座板寸法が最大寸法。

1-2. 耐久性試験前後のリプル電圧の違い

(a) 実験内容

チョップパ方式のスイッチング電源を用いて、出力側平滑回路のコンデンサに、OS-CON・低インピーダンスアルミ電解コンデンサを接続し、それぞれ耐久性試験(125℃×定格電圧印加×1,000h)投入前後の出力リプル電圧を比較。

リプル電圧測定は25℃、0℃、-20℃の周囲温度の中で実施。



$$\text{出力リプル電圧(概略)} = \frac{\text{コイルに流れるリプル電流}}{\text{コンデンサのESR}}$$

試料: OS-CONは56 μ F/10V(10SVPD56M・ ϕ 6.3mm×L6mm)、低インピーダンスアルミ電解コンデンサは、330 μ F/10V(ϕ 10mm×L10mm)を使用。

それぞれのESRが、OS-CON38m Ω (実力)、低インピーダンスアルミ電解コンデンサ180m Ω (実力)であり、OS-CONと同等のリプル電圧とするために、低インピーダンスアルミ電解コンデンサを4個使用。

(1) 試料の規格

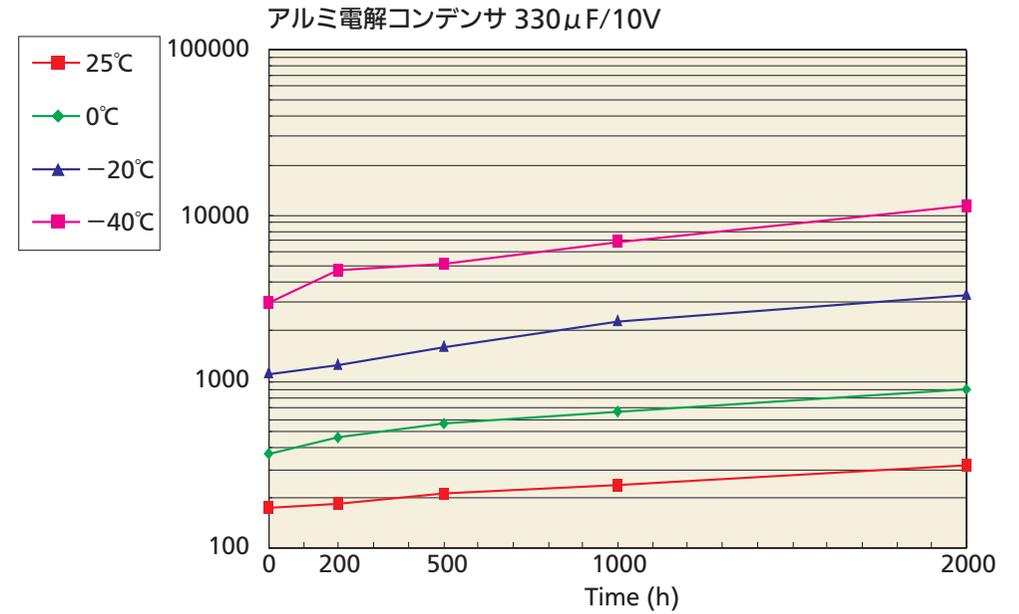
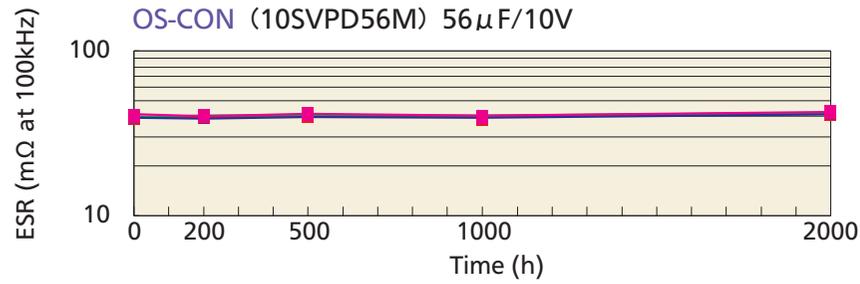
	OS-CON	アルミ電解コンデンサ
容量/電圧	56 μ F/10V	330 μ F/10V
ESR	45m Ω	300m Ω
カテゴリ温度範囲	-55℃~+125℃	-40℃~+125℃
耐久性	125℃×2,000h	125℃×2,000h
サイズ(mm)	 ϕ 6.3×L6	 ϕ 10×L10

(2) 試料のESR変化

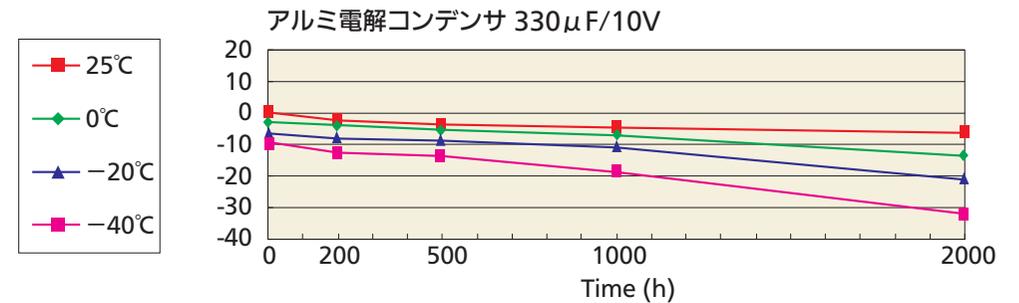
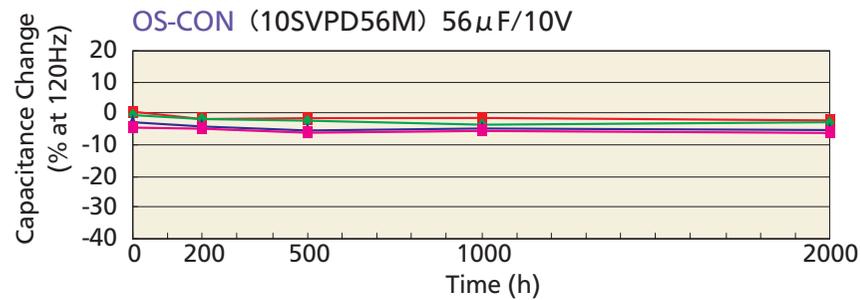
測定時の周囲温度	OS-CON		アルミ電解コンデンサ	
	初期値	125℃×10V印加 ×1,000h後の値	初期値	125℃×10V印加 ×1,000h後の値
25℃	38m Ω	40m Ω	180m Ω	231m Ω
0℃	39m Ω	41m Ω	369m Ω	663m Ω
-20℃	38m Ω	40m Ω	907m Ω	2,212m Ω

(2) 耐久性 (125°C×10V印加)

[ESR]



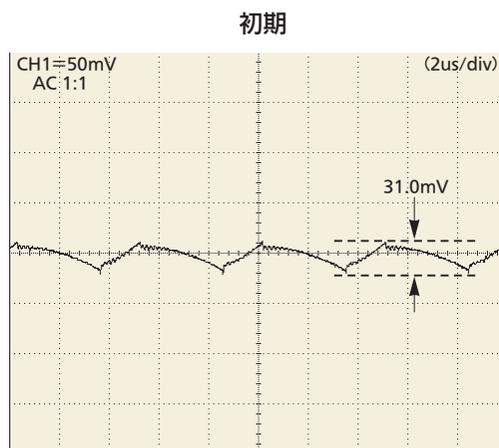
[静電容量]



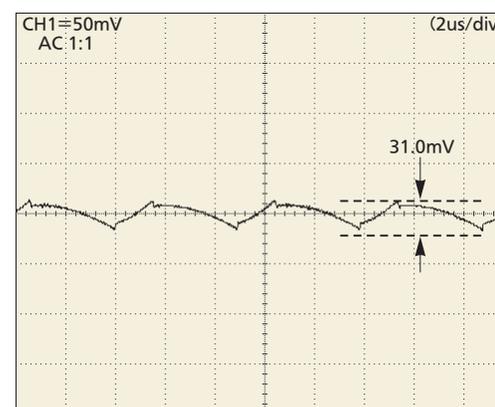
(b) 実験結果

(1) 25°Cでのリップル電圧波形の比較

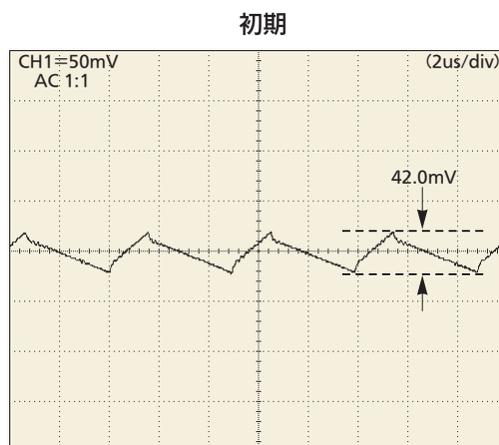
OS-CON(10SVPD56M)
56 μ F/10V×1個



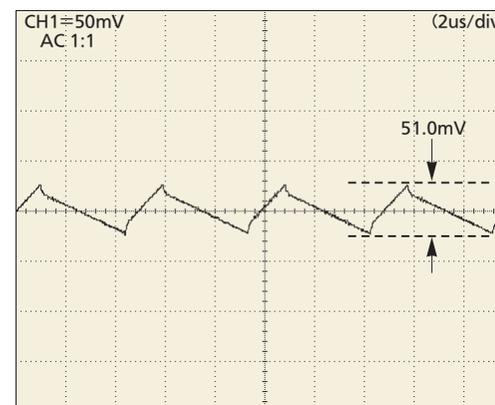
耐久試験後(125°C×10VE印加×1000h)



アルミ電解コンデンサ
330 μ F/10V×4個



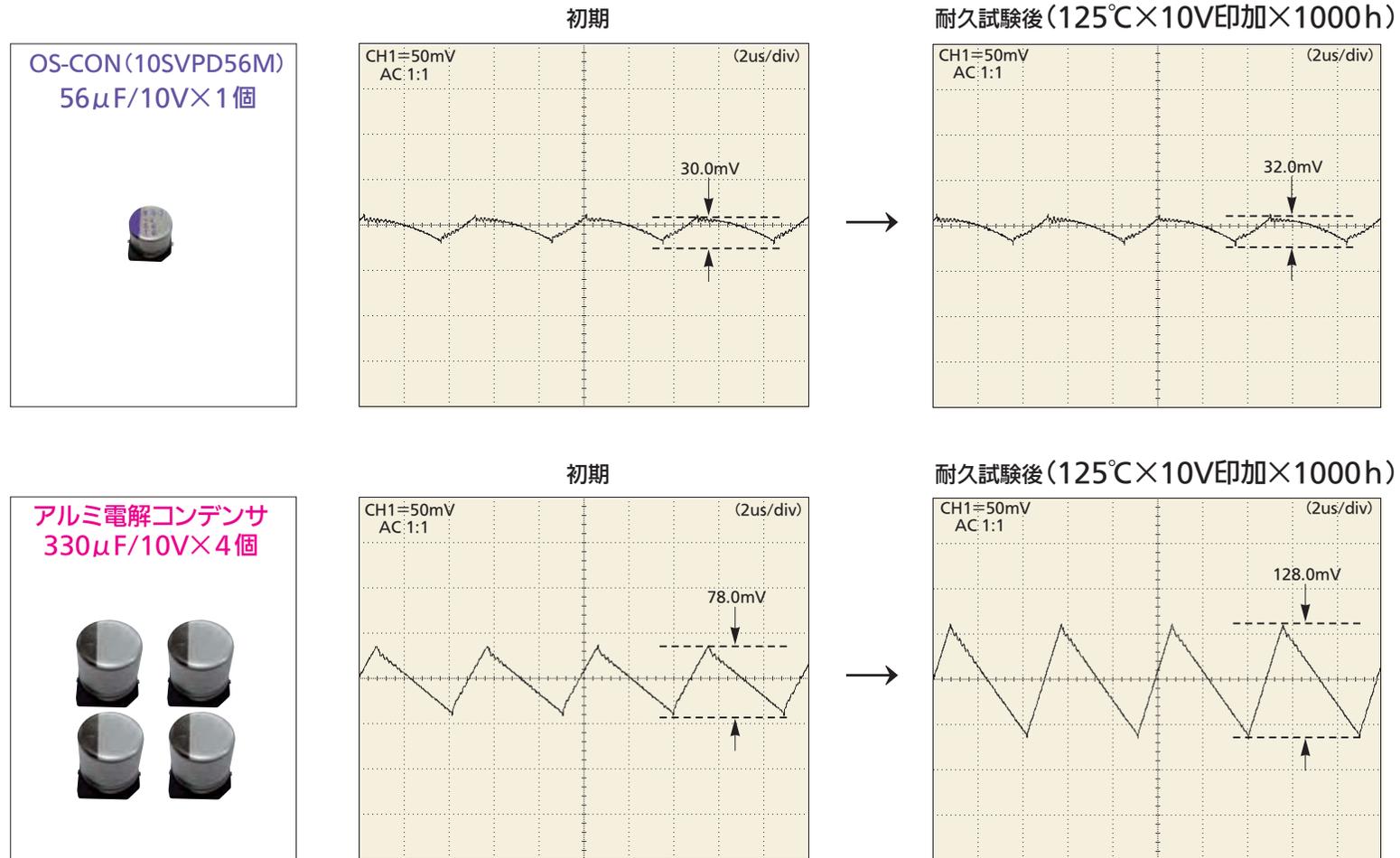
耐久試験後(125°C×10VE印加×1000h)



結果

	初期	耐久性試験後
OS-CON	31mVp-p	31mVp-p
アルミ電解コンデンサ	42mVp-p	51mVp-p

(2) 0°Cでのリップル電圧波形の比較



結果

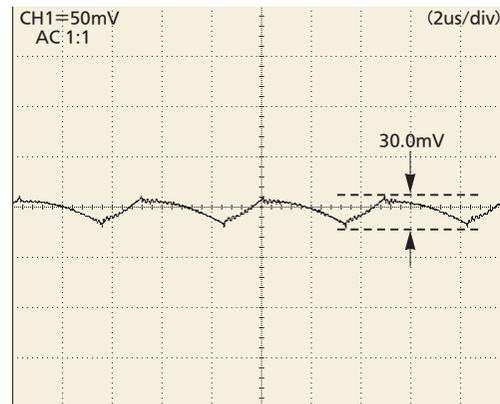
	初期	耐久性試験後
OS-CON	30mVp-p	32mVp-p
アルミ電解コンデンサ	78mVp-p	128mVp-p

(3) -20℃でのリップル電圧波形の比較

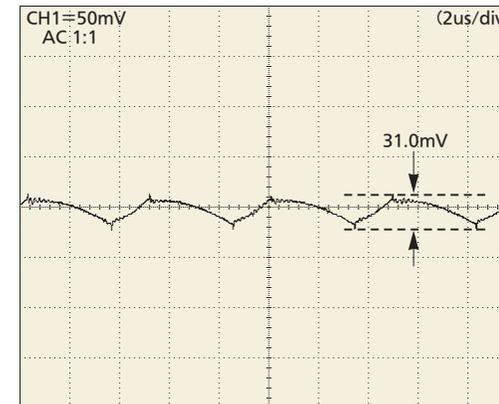
OS-CON(10SVPD56M)
56 μ F/10V×1個



初期



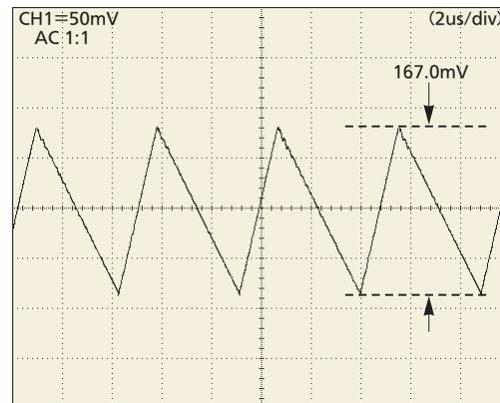
耐久試験後(125℃×10V印加×1000h)



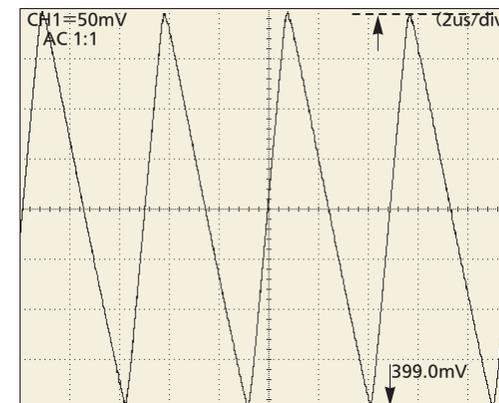
アルミ電解コンデンサ
330 μ F/10V×4個



初期



耐久試験後(125℃×10V印加×1000h)



結果

	初期	耐久性試験後
OS-CON	30mVp-p	31mVp-p
アルミ電解コンデンサ	167mVp-p	399mVp-p

2. OS-CONの高速バックアップ能力（負荷変動用バックアップコンデンサ）

最近の電子機器に用いられるIC、特にMPUでは処理スピードの高速化が計られる一方、使用電圧を下げパターン間隔を狭めて集積度を高めています。低電圧化にともない負荷電流は、新しいMPUが開発されるごとに増加しています。

高速で大きな負荷変動に伴う負荷電流の急変は、電源ラインの電圧変動を引き起こし、MPU誤動作の直接的原因となります。

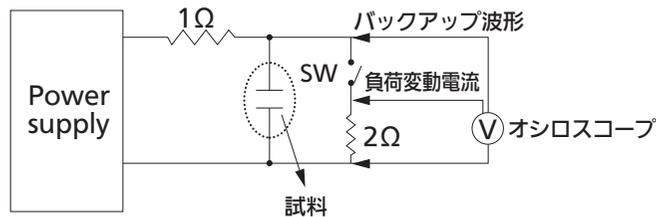
高速負荷変動用には低ESRで大容量のコンデンサが求められています。

低ESRコンデンサの中でOS-CONが最も容量が出せ、この点でOS-CONはバックアップ用コンデンサとして最適です。

OS-CONの優れたバックアップ能力と、他のコンデンサとの比較評価結果を以下に説明します。

2-1. テスト条件

テスト回路

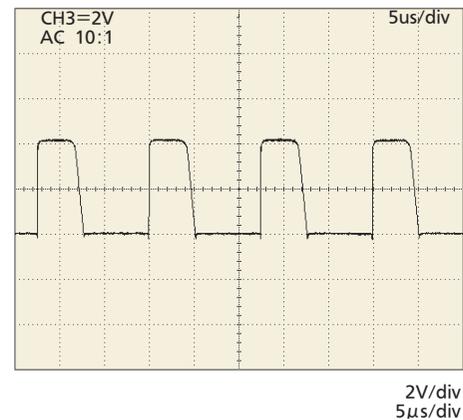


負荷条件

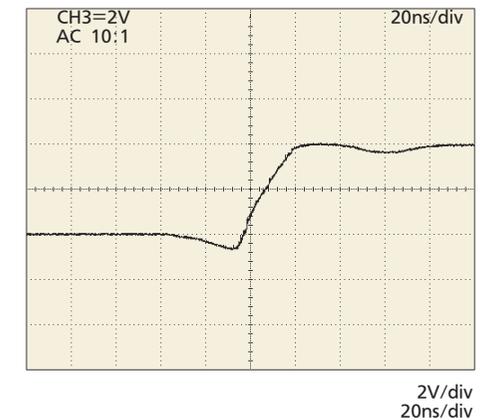
内容	条件
負荷幅	5μs
周期	12.5μs
立上り時間	20ns
負荷変動電流	2A
印加電圧	4V
電源インピーダンス	1Ω

(a) 電子負荷スイッチング波形

全体波形



立ち上がり波形



バックアップ用のコンデンサは次式で求められます。

$$\Delta V = \frac{\Delta I \times \Delta t}{C} \times \frac{T - \Delta t}{T} + \Delta I \times \text{ESR}$$

ΔV : ACノイズ (V)

ΔI : 負荷変動電流 (A)

Δt : 負荷幅 (s)

C : 容量 (F)

ESR : 等価直列抵抗 (Ω)

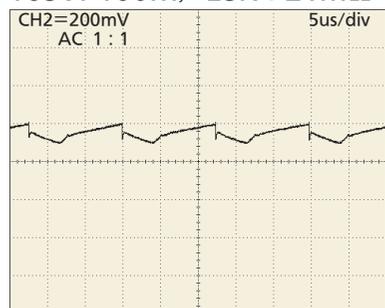
T : 周期 (s)

2-2. テスト結果

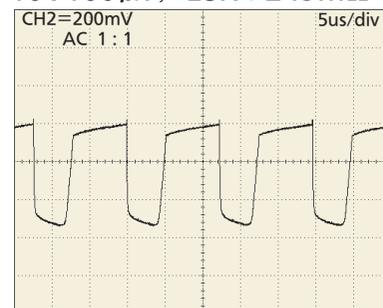
(a) 同容量での比較

同容量で比較すると電源ラインの電圧変動はOS-CONの104mVに対し、低インピーダンス電解コンデンサでは548mV（OS-CONの約5.3倍）、低ESRタンタルコンデンサでは212mV（OS-CONの約2倍）となります。

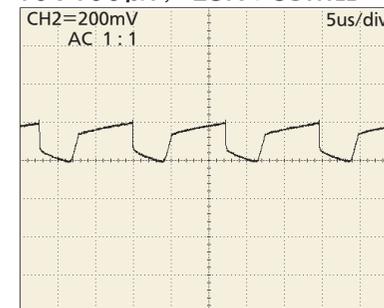
OS-CON

16SVP100M, ESR : 21m Ω  $\Delta V = 104\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

低Zアルミ電解コンデンサ

10V100 μ F, ESR : 245m Ω  $\Delta V = 548\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

低ESRタンタルコンデンサ

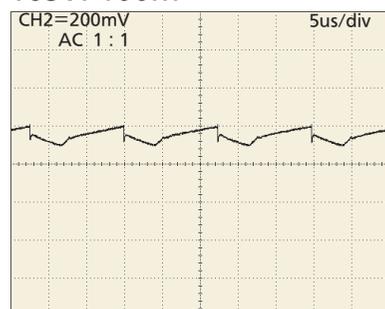
10V100 μ F, ESR : 85m Ω  $\Delta V = 212\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

(b) 同程度の負荷変動となるコンデンサの選択

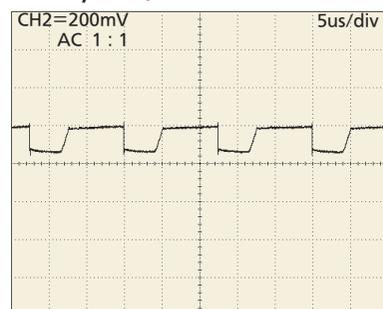
16SVP100Mと同程度の電圧変動とするためには、低インピーダンス電解コンデンサでは1,500 μ F以上、低ESRタンタルコンデンサでは220 μ F \times 2pcs以上が必要です。

OS-CON

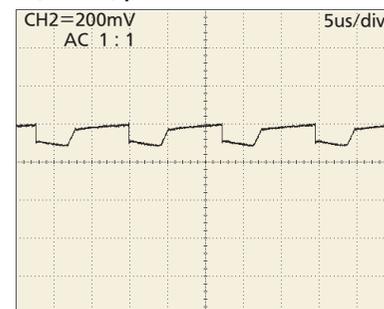
16SVP100M

 $\Delta V = 104\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

低Zアルミ電解コンデンサ

10V1,500 μ F $\Delta V = 128\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

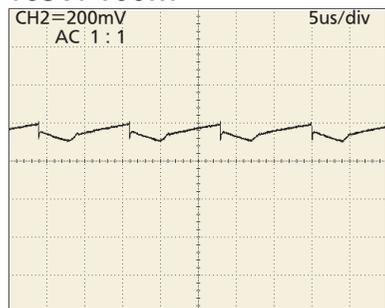
低ESRタンタルコンデンサ

10V220 μ F \times 2 $\Delta V = 116\text{mV}$ 200mV/div
5 μ s/div

(c)(b)のコンデンサを低温（ -20°C ）で使用した場合の比較

低温で比較した場合OS-CONは変化がないのに対し、低インピーダンス電解コンデンサでは約3.2倍、低ESRタンタルコンデンサでは約1.2倍に電圧変動が増加します。

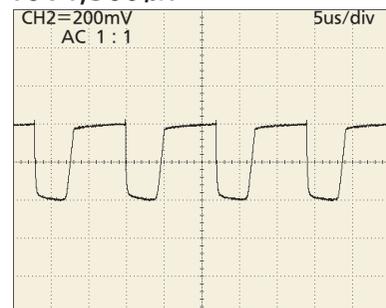
OS-CON
16SVP100M



$\Delta V = 104\text{mV}$

200mV/div
5 μs /div

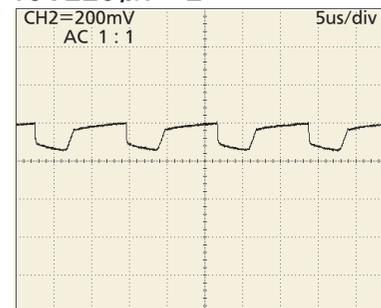
低Zアルミ電解コンデンサ
10V1,500 μF



$\Delta V = 404\text{mV}$

200mV/div
5 μs /div

低ESRタンタルコンデンサ
10V220 $\mu\text{F} \times 2$



$\Delta V = 144\text{mV}$

200mV/div
5 μs /div

3. 電源ラインのノイズが実際の画像に与える影響

OS-CONの優れたノイズ低減効果が画像にどのような影響を与えるか、つまりデジタルノイズがアナログ信号にいかに関与するかを下記に紹介します。

(a) 監視カメラの画像への影響

監視カメラの電源ラインのフィルタ回路のコンデンサにOS-CONと低インピーダンスアルミ電解コンデンサをそれぞれ接続し、温度を変化させ、実際の画像に与える影響を比較しました。初期では共に変化しませんでしたので、耐久性試験後のコンデンサで比較しました。

耐久性試験後（105℃×16V印加×2000h）写真の比較

OS-CON ; SVPシリーズ

20V/22 μ F サイズ ϕ 6.3×L6.0mm

初期ESR : 42 m Ω (25℃)

42 m Ω (-20℃)

耐久試験後ESR : 45 m Ω (25℃)

45 m Ω (-20℃)



写真1 25℃



写真3 -20℃



ガンマ値調整(3.0)

低インピーダンスアルミ電解コンデンサ

16V/100 μ F サイズ ϕ 6.3×L6.0mm

初期ESR : 303 m Ω (25℃)

1,080 m Ω (-20℃)

耐久試験後ESR : 418 m Ω (25℃)

1,640 m Ω (-20℃)



写真2 25℃



写真4 -20℃



ガンマ値調整(3.0)

(b) 結果

(1) OS-CON搭載の画像 : 25℃から-20℃まで画像にまったく異常は見られませんでした。

(2) 低インピーダンスアルミ電解コンデンサ搭載の画像 : ESRの影響により、-20℃付近では全体が白くなり、画像に縦縞が入っています。通常写真では判りづらいので、写真のガンマ値を調整したものを掲載しています。赤線枠内に縦縞を見ることができます。

4. OS-CONの等価回路モデル

近年では、回路設計の短縮のために回路シミュレーションを利用される場が増えてきていますが、電圧精度の厳しいCPU等においては、より正確さを求めるため、パターンの抵抗成分やインダクタンス成分も考慮してシミュレーションを行っています。その中でバックアップアップ用のコンデンサについても、特性がより実測に近いかたちでのシミュレーションモデルが求められています。

4-1. 従来の等価回路の問題点

従来の電源回路のシミュレーションでは、図1にあうような理想コンデンサの等価回路にてシミュレーションが行われていました。リップル電圧やリップル電流を確認する目的では殆ど問題にはなりません。CPUの負荷変動等、より精度の高いシミュレーションを行うには物足りなく、実回路とシミュレーション結果の差が大きくなることがあります。これはコンデンサのESRや容量の周波数特性が反映されてないからです。

4-2. より高度なシミュレーションのための等価回路

当社では等価回路を図2のように作成しました。これによりコンデンサが測定結果に近い周波数特性をもつようになり、回路の実動作に近いシミュレーションを行いたい場合に利用できるようにしました。

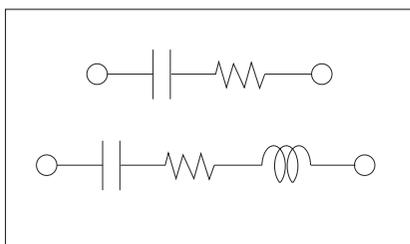


図1 従来の等価回路

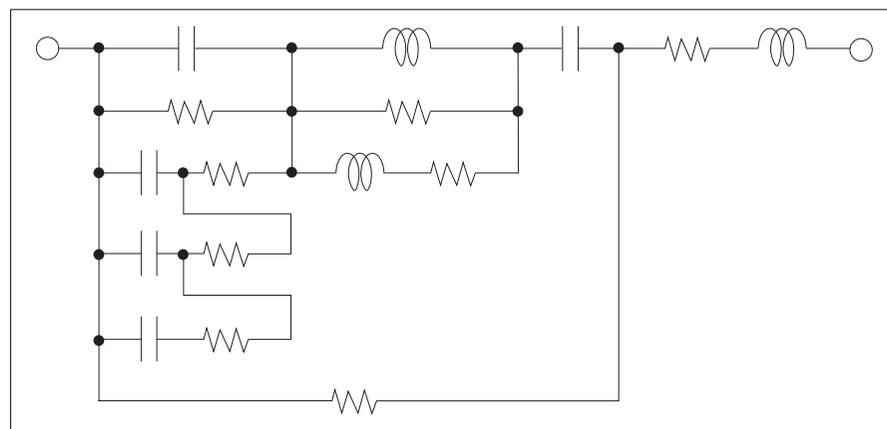
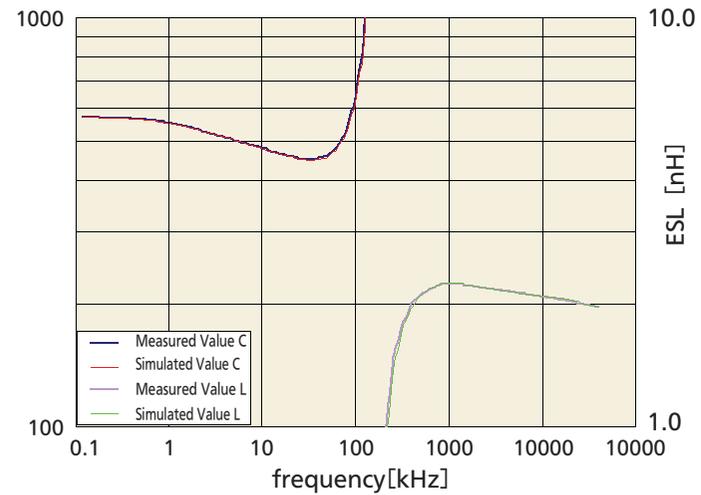
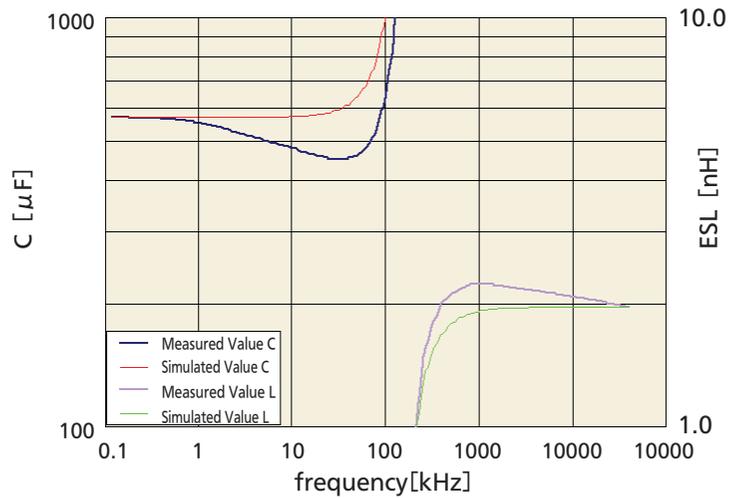
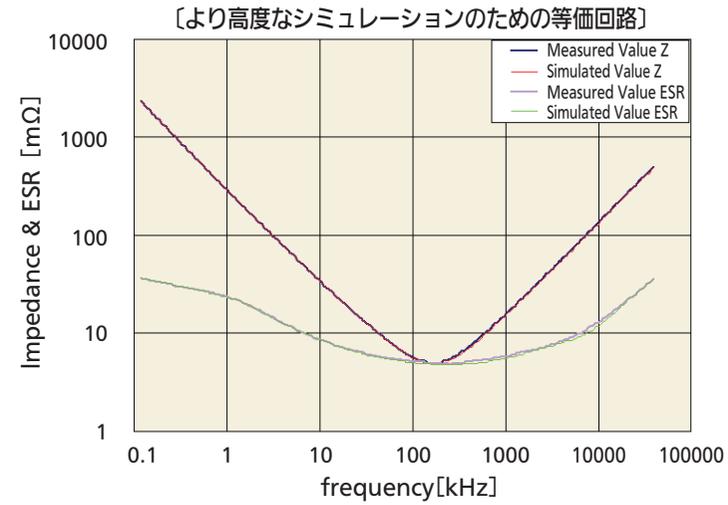
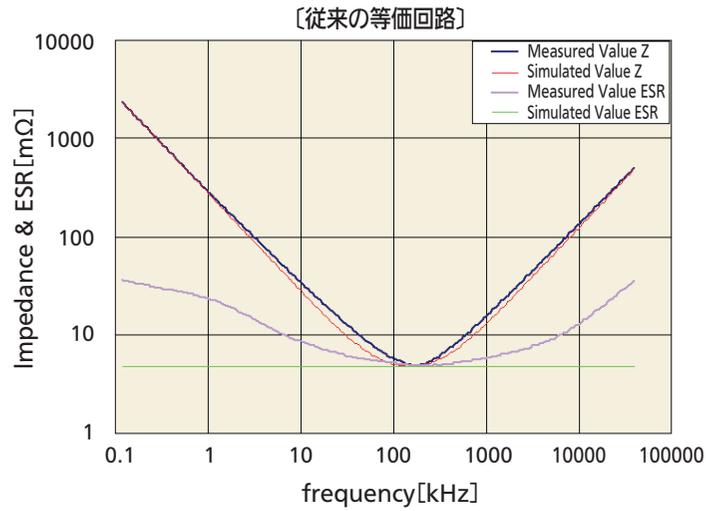


図2 より高度なシミュレーションのための等価回路

●実測とシミュレーションの周波数特性の比較



Model: 2SEPC560MW(2.5V-560μF)

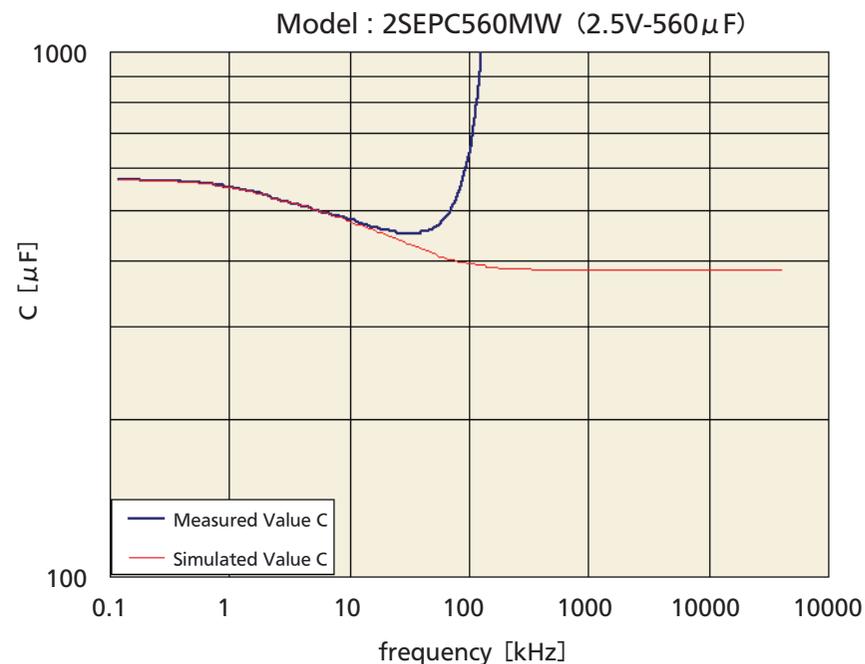
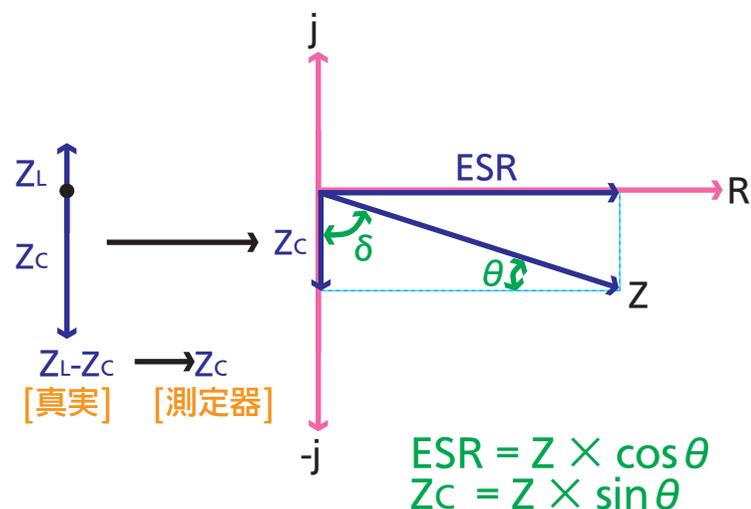
4-3. 容量の周波数特性

コンデンサの測定において容量の周波数特性は、共振点付近から正常な値が測定できません。

これはインピーダンスアナライザやLCRメータ等の測定器が電圧信号を印加し、電流との位相差から容量を算出しているからです。この位相差は容量のインピーダンス Z_c とインダクタンスのインピーダンス Z_L の差分で決まります。周波数が低い時には " $Z_c \gg Z_L$ " となり、インダクタンスの影響は殆どありませんが、周波数が高くなるにつれて Z_L の影響を受けるようになり、共振点付近($Z_c \approx Z_L$)から位相差が少なくなったり、方向が変わったりして、容量の測定はできなくなります。

しかし、今回作成した等価回路により容量の周波数特性が推測可能となります。つまり、等価回路のインダクタンスを全て0にして計算すれば、容量の周波数特性を見ることができます。図7はその計算結果をグラフ化したものです。このコンデンサの共振点は190kHzで、その1/10の周波数付近から Z_L の影響を受けています。

インピーダンス成分



5. ローパス・フィルタ回路での応用

電源ラインのノイズを取り除く手段として、下図のようなローパスフィルタを用いることがあります。

近年、電源で主流となっているスイッチング電源は、小型・高効率である反面、大きなノイズ源となっている場合が少なくありません。また、デジタル回路はノイズが発生しやすく、ノイズに弱いアナログ回路が混在する装置では、ほとんど、アナログ回路の電源ラインに、これらのローパスフィルタを接続し、アナログ回路への高周波ノイズの進入を防いでいます。

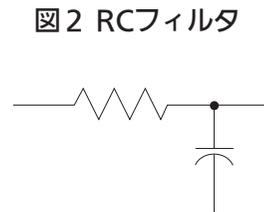
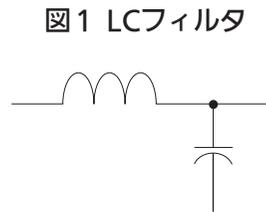
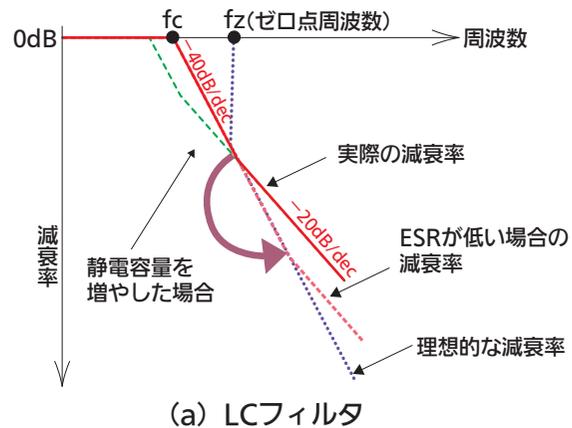
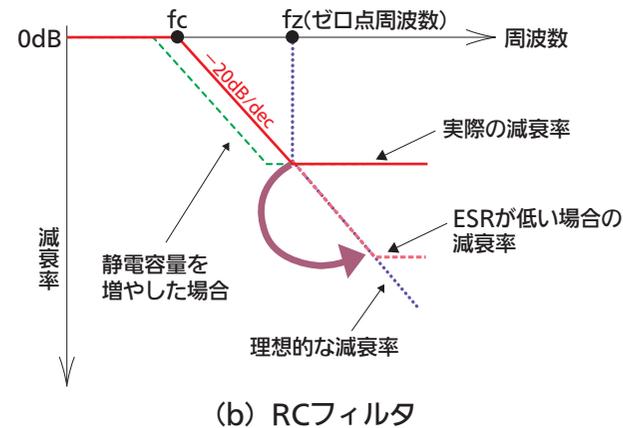


図3 実際の減衰率



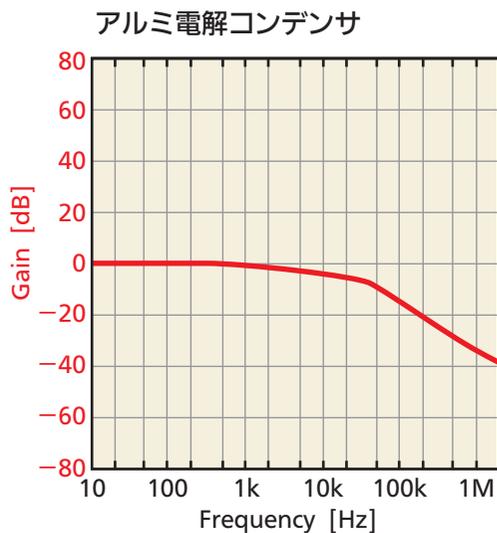
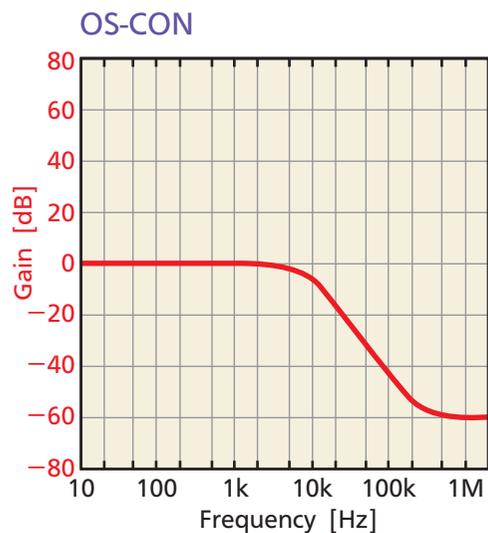
- (a) フィルタの減衰効果は、コンデンサのESRが低いほど理想的な減衰率に近づきます。
 (b) コンデンサの場合、静電容量とESR成分でゼロ点(f_z)が発生するため、ゼロ点周波数よりも高い周波数では、+20dB/decで減衰効果をキャンセルしてしまいます。
 (c) LCフィルタの場合：-40dB/decが-20dB/decに。
 RCフィルタの場合：-20dB/decが0に。(減衰効果なし)
 (d) コンデンサの静電容量を増やしても、ノイズカット効果がでない現象は、このゼロ現象が影響していることが少なくありません。
 OS-CONはESRが非常に小さいため、このローパスフィルタにもっとも効果的です。



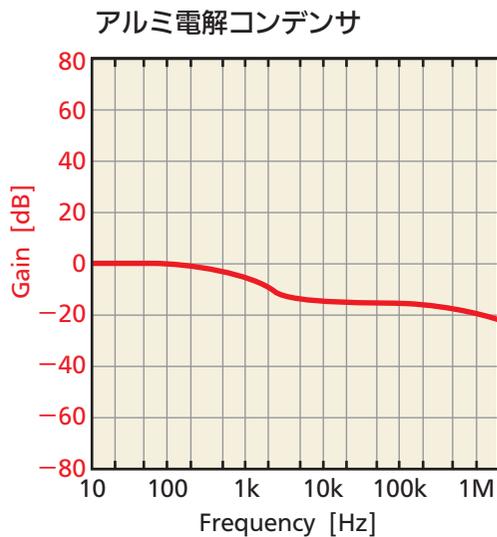
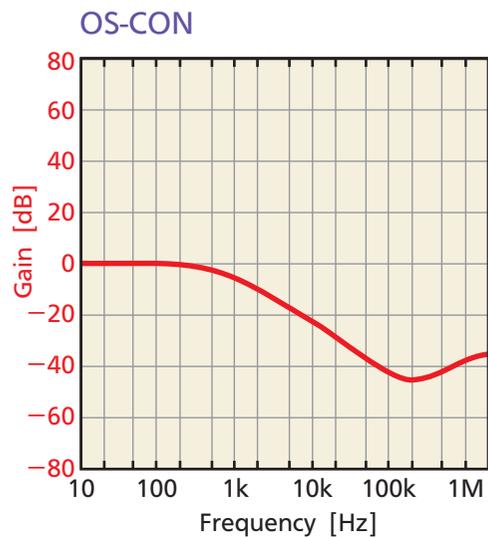
次頁で下記のOS-CONとアルミ電解コンデンサを使用して実際の減衰効果を比較します。

OS-CON(20SEP33M)	アルミ電解コンデンサ
20V/33uF, ESR=37mΩ(実測値)	10V/33uF, ESR=1410mΩ(実測値)

5-1. LCフィルタ (L=10uH)



5-2. RCフィルタ (R=5.6Ω)



アルミ電解コンデンサと比較し、OS-CONの方が高周波領域までどちらも減衰効果が大きくなっています。

今回は常温での測定結果ですが、低温下（0℃以下）では、アルミ電解コンデンサの極端なESR増加と比べ、OS-CONのESRは変化が少く、フィルタの減衰効果に影響しないので、効果の差はさらに大きくなります。

6. スイッチング電源の平滑コンデンサへの応用

スイッチング電源の出力平滑コンデンサには、出力リップル電圧を抑えるため、等価直列抵抗（ESR）の低いコンデンサが求められています。しかし、ESRが低いコンデンサは、出力電圧の異常発振と呼ばれる現象が発生することがあります。

出力電圧の異常発振は、制御方式や降圧型、昇圧型などのトポロジーによっても変わります。出力電圧発振のメカニズムとその対処方法について、電圧制御モードで降圧型スイッチングレギュレータの例を以下で説明します。

6-1. 出力電圧の異常発振

スイッチング電源は、出力電圧を安定化させるために通常負帰還回路を持っています。

出力電圧と基準電圧Vrefの誤差を誤差増幅器で増幅し、PWMコンパレータでデジタル信号に変換し、スイッチQ1をオンオフします。

入力電圧Vinは、スイッチQ1で矩形波となり、それをコイルLとコンデンサCoutで平滑することで、直流の出力電圧Voutを得て、LおよびCoutは2次のローパスフィルタを形成していることになります。

出力LCフィルタの周波数応答性は図2のボード線図で表されます。

誤差増幅器は負帰還回路であるため、もともと位相が180度遅れています。したがって、出力LCフィルタの位相遅れと誤差増幅器の位相遅れが重なり、360度位相遅れが発生すると、出力電圧が発振することになります。

LCフィルタの減衰率は -40dB/dec 、カットオフ周波数は $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ で、図2の点線のような利得（Gain）と位相（Phase）になります。理想的なLCフィルタは位相が180度遅れ、そのままでは発振しますが、実際の周波数特性は実線のように、ある周波数以上でGainが -40dB/dec から -20dB/dec の減衰率に、Phaseが90度遅れとなるまで進みます。これは、Coutの容量値とESRによって一次進み回路が形成されているためで、そのゼロ点周波数 $\frac{1}{2\pi C_{out} ESR}$ 以降で、Gain減衰率が $+20\text{dB}$ 、 $+90$ 度の位相進みが加わるからです。ところが、ESRが低いコンデンサを使用すると、より高周波数帯域まで理想的なLCフィルタとなり、Phaseが180度近くまで遅れ発振しやすくなります。

一般的な負帰還回路で出力電圧の発振を防止するには、位相余裕が30度~40度以上あることが必要と考えられています。位相余裕とは、Phaseの下限値が -180 度からどれだけ離れているかを示す数値で、位相余裕が小さくなればなるほど、構成部品の特性バラツキや温度変化によって発振する可能性が高いと言えます。

図1 スイッチング電源の概略制御ブロック

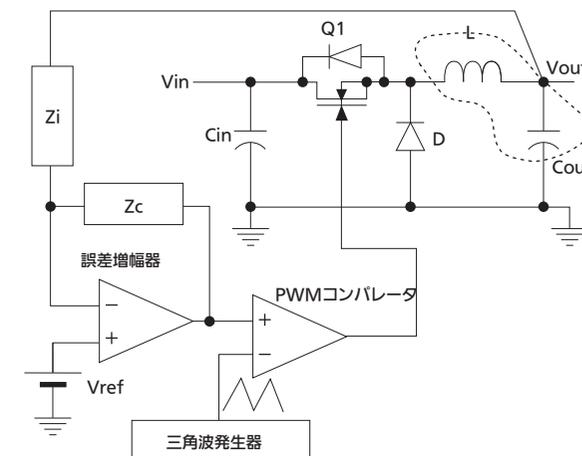
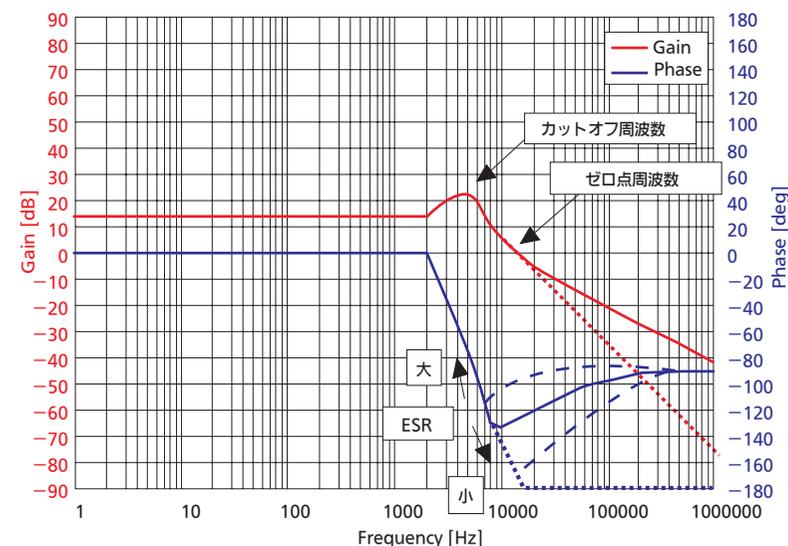


図2 LCフィルタの周波数特性



6-2. 発振の防止方法

誤差増幅器の帰還回路にて位相補償を行うことで、出力電圧の発振を防止することができます。

位相補償回路には様々な種類がありますが、電圧抑制モードのスイッチング電源において、下記のような位相補償回路を用いるのが最も効果的とされています。

図3：②および④で一次進み回路を形成。①および③で一次遅れ回路を形成。
これらの定数を調整することにより、出力LCフィルタの周波数特性でPhaseが最下限を示す周波数帯域で、位相進みが発生するような位相補償を行い、負帰還回路全体の位相遅れを改善します。

図4：調整例。図2の出力LCフィルタの位相は約10kHz付近で最下点となるため、その周波数で位相進みを約30度持たせてあります。このため、例えLCフィルタの位相遅れが180度近くになっても約30度の位相余裕を確保でき、出力電圧の発振を防止できます。

図3 電圧制御モードの位相補償回路

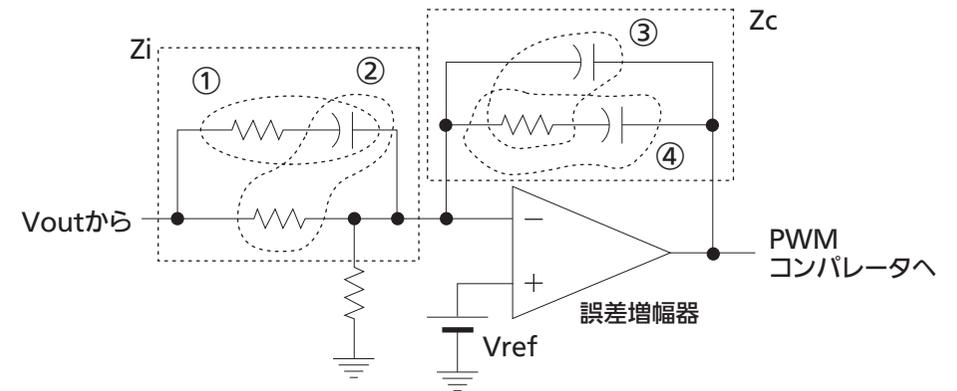
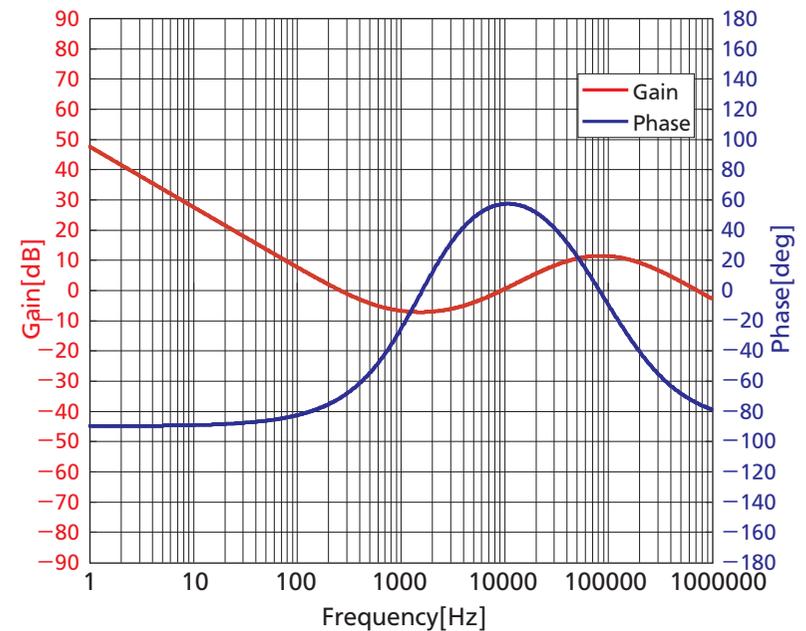
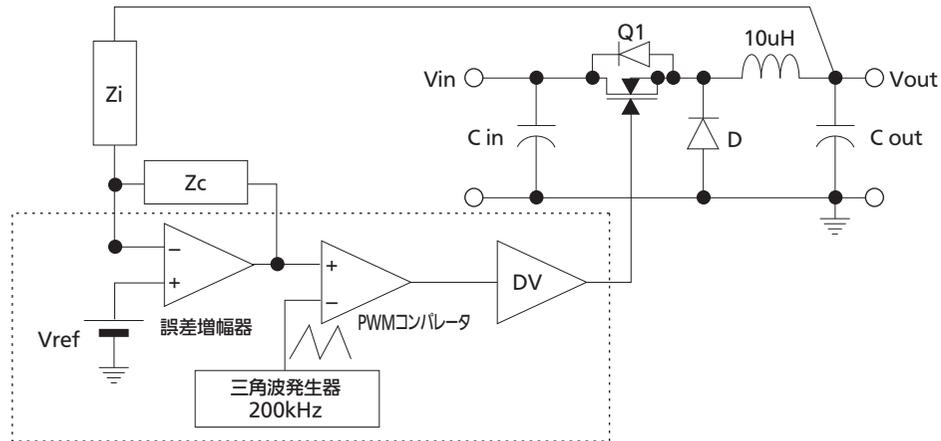


図4 位相補償回路の周波数特性



6-3. 発振防止の具体的な設計事例

図5 降圧型DC-DCコンバータの具体的な設計例



【仕様】

- ・入力電圧 (Vin) : 5V
- ・出力電圧 (Vout) : 3.3V
- ・出力電流 (Iout) : 3.2A
- ・出力リップル電圧 (Vripple) : 20mVp-p

出力リップル電圧を20mVp-pとするために、必要な出力コンデンサのESRを以下で求めます。

$$ESR < V_{\text{ripple}} / ((V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) / L * V_{\text{out}} / V_{\text{in}} / f_{\text{osc}}) = 35.7\text{m}\Omega$$

そこで、以下のコンデンサを選定。

(a) OS-CON

6SVP100M 1並列 φ6.3×L6mm ESR=32mΩ ※ESRは実測値です。

(b) アルミ電解コンデンサ

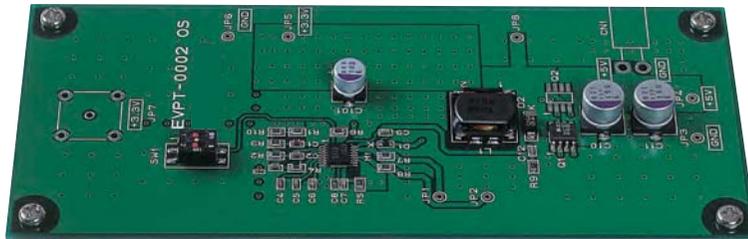
6V/680uF 3並列 φ10×L8mm ESR=128mΩ/個 トータルESR=43mΩ

写真1 上記コンデンサを使用した測定用評価基板

最適な位相補償回路を施せば、OS-CONを使用することにより、アルミ電解コンデンサに比べ、大幅に小型化できることを以下で説明します。

写真1 評価基板

OS-CON



アルミ電解コンデンサ



6-4. アルミ電解コンデンサ時の設計例

アルミ電解コンデンサを使用した場合、出力LCフィルタの周波数特性（図6）は、位相補償を行う必要がないほどに十分な位相余裕があります。したがって、位相補償回路は図7の回路で充分となります。

図6 AL-E時のLCフィルタ周波数特性

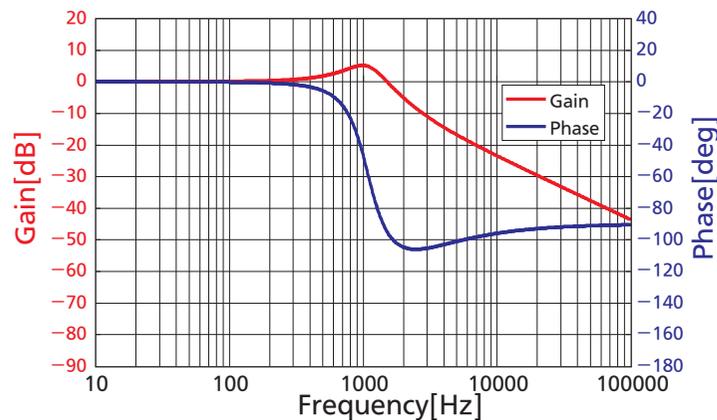


図7 AL-E時の位相補償回路

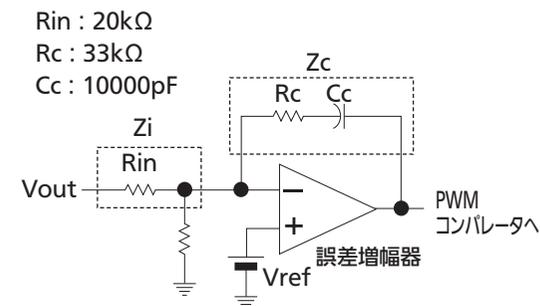


図7の位相補償回路（正確には位相補償を行っていない）を用いることによって、図8のような総合周波数特性になり、十分な位相余裕があります。

図8 AL-E時の総合周波数特性

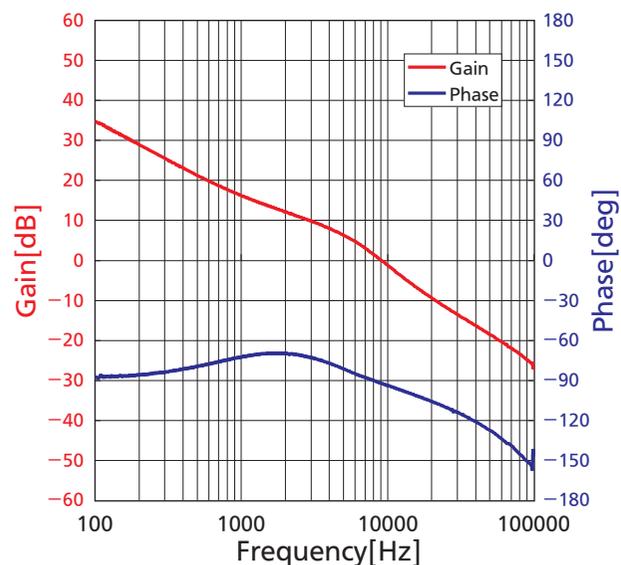
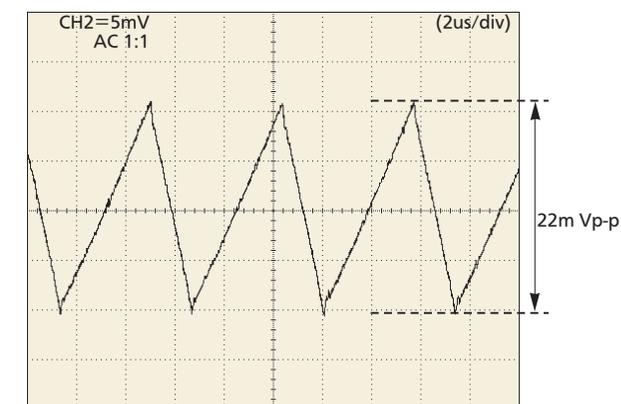


図9 AL-E時の出力リップル電圧波形



6-5. OS-CON時の設計例

アルミ電解コンデンサを使用した電源回路から、位相補償回路を変更せずにOS-CONに置換えると、出力電圧は発振してしまいます（図10）。

これは、ESRの低いOS-CONに変更したことで、出力LCフィルタの周波数特性が、アルミ電解コンデンサを使用した図6から、図11のように変化しているにもかかわらず、位相補償回路を変更しなかったために位相余裕がなくなったためです。

図10 発振している出力電圧波形

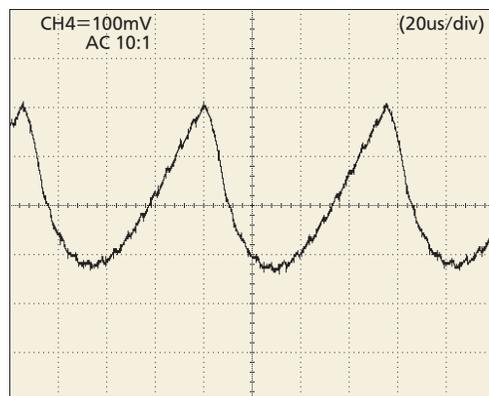


図11 OS-CON時のLCフィルタ周波数特性

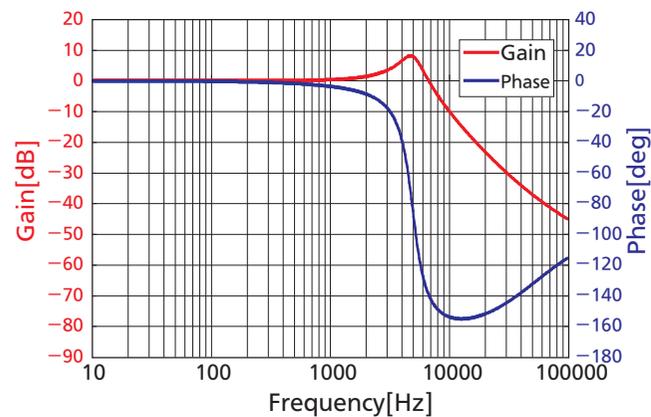


図12 OS-CON時の位相補償回路

Rin1 : 20k Ω Cin : 4700pF Cc1 : 330pF
Rin2 : 680 Ω Rc : 3.3k Ω Cc2 : 33000pF

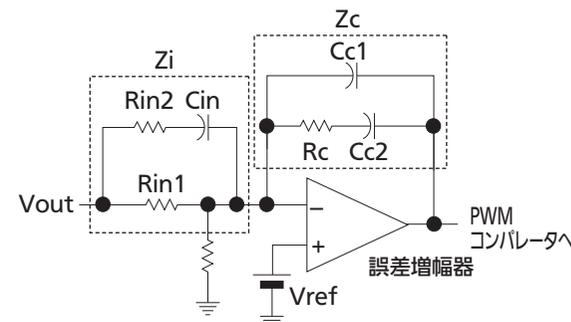


図11のように、LCフィルタの位相余裕がほとんどない場合は、図12のような位相補償回路を用いることにより、適正な位相補正を行うことができます。

これは、位相遅れが深くなった分を、図12中のZi、Zcで位相進みを形成させて、位相遅れを解消するためです。

これにより、総合周波数特性は図13のようになり、位相余裕も充分であり、出力リップル電圧波形（図14）もアルミ電解コンデンサの場合とほぼ同じになります。

図13 OS-CON時の総合周波数特性

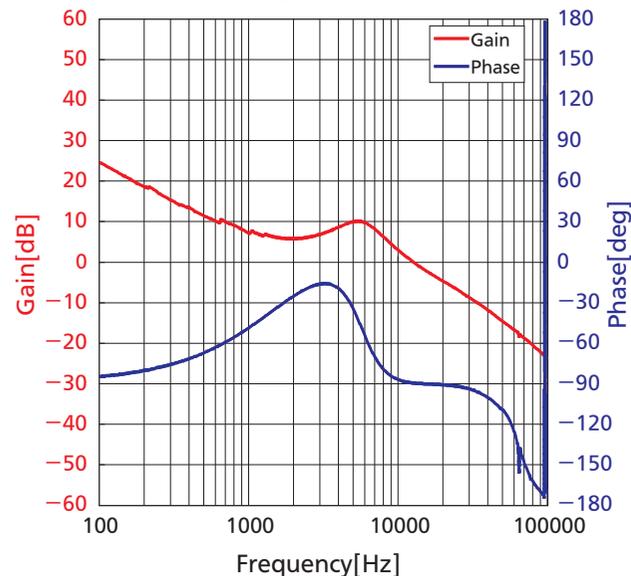
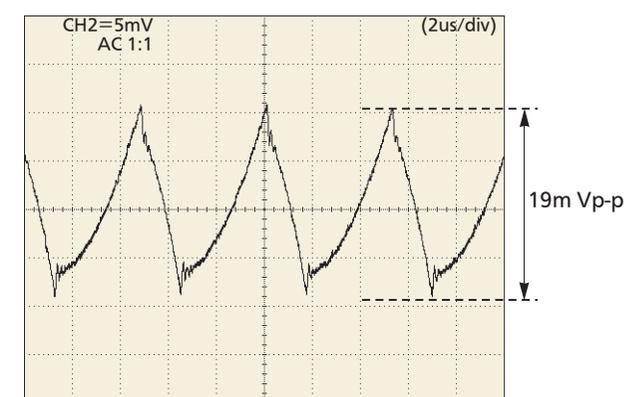


図14 OS-CON時の出力リップル電圧波形

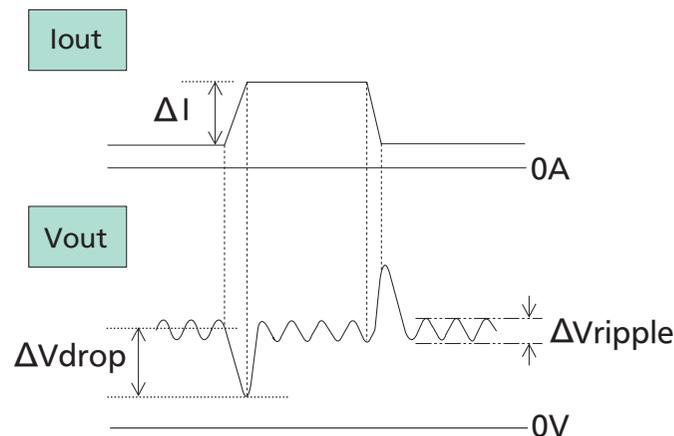


会社名		用途	電源/フィルタ/パソコン/カップリング/ その他()		
部署名		装置	PC/PC周辺/オーディオ/通信機/車載/ その他()		
お名前		高さ制限	mm	実装形態	リードタイプ 面実装
TEL					
FAX					
E-mail					

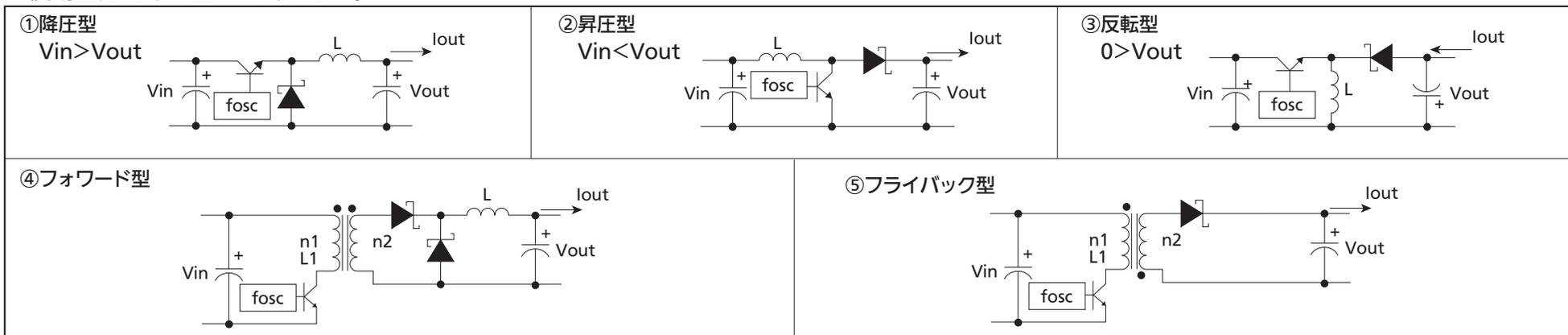
必須項目

Option

項目	記号	数値	単位	項目	記号	数値	単位
スイッチング周波数	fosc		kHz	電流変化	ΔI		A
入力電圧	Vin		V	電圧降下	ΔV_{drop}		mV
出力電圧	Vout		V	コントロールIC			
出力電流	Iout		A				
リップル電圧	ΔV_{ripple}		mVp-p				
使用環境温度	Ta		°C				
一次インダクタンス値	L1		μH				
インダクタンス値	L		μH				
巻き数比	n1 : n2		:				



◆使用回路を○で囲んでください。



下記WEBから設計支援ツールをダウンロードいただけます。
<http://industrial.panasonic.com/jp/>