

## 降圧コンバータ RC スナバ回路

### 概要

降圧コンバータ（DCDC コンバータ）における RC スナバの設計および効果について説明しています。

## 目次

概要 .....	1
目次 .....	2
1. 降圧コンバータの動作におけるスパイク電圧およびリングング対策（スナバ回路） .....	4
1.1. 降圧コンバータ動作とスパイク電圧およびリングング発生メカニズム .....	4
1.2. RC スナバ回路によるスパイク電圧、リングング対策 .....	5
1.3. RC スナバ回路定数の検討 .....	6
2. シミュレーションによる RC スナバ回路の検証 .....	7
2.1. スナバ回路なしでの電圧波形 .....	7
2.2. スナバ回路挿入および効果 .....	9
2.2.1. スナバ回路定数 .....	9
2.2.2. スナバ回路の効果 .....	10
2.2.3. スパイク電圧に対するスナバ効果 .....	11
3. その他 .....	12
3.1. ハイサイド MOSFET Q <sub>1</sub> .....	12
3.2. ローサイド MOSFET Q <sub>2</sub> .....	13
製品取り扱い上のお願い .....	15

## 目次

図 1.1 降圧スイッチングコンバータの回路.....	4
図 1.2 $Q_1$ ターンオン直後の等価回路.....	4
図 1.3 スナバ回路動作.....	5
図 2.1 降圧コンバータシミュレーション回路.....	7
図 2.2 $Q_2$ スパイク電圧シミュレーション～寄生インダクタンス条件変更.....	7
図 2.3「図 2.2(C)」の拡大～スパイク電圧発生タイミング.....	8
図 2.4 RC スナバ挿入回路.....	9
図 2.5 容量特性と $C_p$ の求め方.....	9
図 2.6 $Q_2$ スパイク電圧シミュレーション～スナバ回路挿入効果.....	10
図 2.7 $Q_2$ スパイク電圧シミュレーション～スナバ回路有無による差異.....	11
図 3.1 降圧コンバータ回路におけるゲートドライブ用抵抗.....	12
図 3.2 $Q_2$ スパイク電圧シミュレーション～ハイサイドのゲートドライブ差異による変化.....	12
図 3.3 インピーダンスマッチング回路.....	14

### 1. 降圧コンバータの動作におけるスパイク電圧およびリングング対策（スナバ回路）

スイッチング回路で電流を突然遮断すると浮遊インダクタンスや自己インダクタンスによって電圧が急上昇し問題になる場合があります。対策としては配線の浮遊インダクタンスを削減することが最も重要ですが、ここではその他の対策として用いられるスナバ回路について説明します。

本アプリケーションノートでは、降圧型 DC/DC コンバータ回路（以下“降圧コンバータ”と略す）を事例として、スイッチング動作時に発生するスパイク電圧の削減や高周波リングング動作の制動対策としての RC スナバ回路について説明します。

#### 1.1. 降圧コンバータ動作とスパイク電圧およびリングング発生メカニズム

降圧コンバータの基本回路を図 1.1 に示します。その動作は、以下のとおりです。

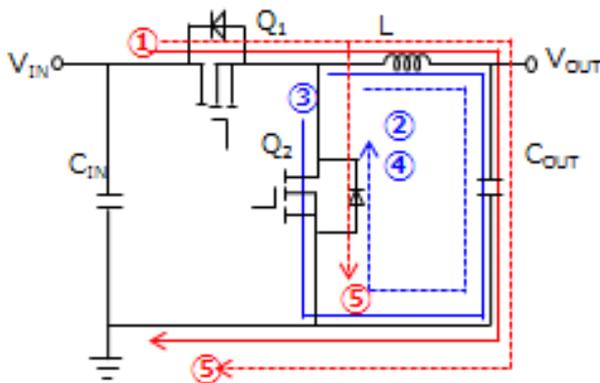


図 1.1 降圧スイッチングコンバータの回路

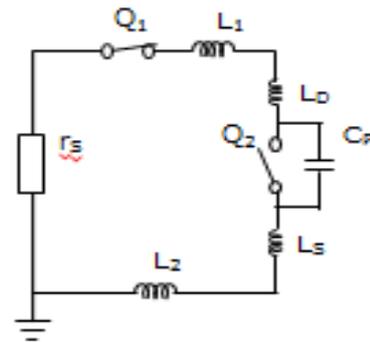


図 1.2 Q<sub>1</sub> ターンオン直後の等価回路

(1) 降圧コンバータの基本動作（下記説明における①～⑤の各通電電流は、図1.1の①～⑤の電流に同じです。）

- ① Q<sub>1</sub>がオンしインダクタンスLを通して出力コンデンサC<sub>OUT</sub>に充電されます。
- ② Q<sub>1</sub>がオフすると、Q<sub>2</sub>のボディダイオードを介して環流電流（L - C<sub>OUT</sub> - Q<sub>2</sub> ボディダイオードのループ）が流れます。（Q<sub>1</sub>およびQ<sub>2</sub>共にMOSFET動作は、オフ状態のデッドタイム期間となります。）
- ③ Q<sub>2</sub>がオンし、L-C<sub>OUT</sub>-Q<sub>2</sub>（ソースからドレイン）のルートで電流が流れます。（Q<sub>2</sub>は同期整流動作）
- ④ Q<sub>2</sub>がターンオフし、再びQ<sub>2</sub>のボディダイオードへ還流電流が流れます。（デッドタイム期間）
- ⑤ Q<sub>1</sub>がターンオンし、インダクタンスLへの電流とともにQ<sub>2</sub>ボディダイオードへの逆回復電流が流れます。

Q<sub>2</sub>のボディダイオード電流が消滅後、①の動作となり、①～⑤の動作を繰り返します。

なお、降圧コンバータの場合、入力電圧V<sub>IN</sub>に対して出力電圧V<sub>OUT</sub>は、Q<sub>1</sub>のオンデューティで決定されます。

$$V_{OUT} \approx \text{Duty}(Q_1) \times V_{IN} \quad \text{Duty}(Q_1): Q_1 \text{のオンデューティ}$$

(2) スパイク電圧およびリングング現象

前記⑤の動作過程で、寄生インダクタンスおよび容量により共振回路が形成され過渡的にスパイク電圧あるいはリングング現象が発生します。⑤の、Q<sub>1</sub>がオン状態、Q<sub>2</sub>がオフ状態への移行段階では、C<sub>IN</sub>は非常に大きく短絡状態、Lも大きくオープン状態と見なすことができますので、図1.1は、図1.2に置き換えることができます。

ここで寄生容量C<sub>p</sub>は主としてQ<sub>2</sub>のC<sub>OSS</sub>、寄生インダクタンスL<sub>1</sub>、L<sub>2</sub>、L<sub>D</sub>、L<sub>S</sub>は各配線およびQ<sub>1</sub>、Q<sub>2</sub>のインダクタンス成分ですが、この合計をL<sub>p</sub>としますとC<sub>p</sub>-L<sub>p</sub>-r<sub>S</sub>でLCR直列共振回路を構成することになります。（ここでr<sub>S</sub>は、C<sub>IN</sub>のESR、Q<sub>1</sub>のオン抵抗などですが、非常に小さいため無視することができます。）従いまして、C<sub>p</sub>（Q<sub>2</sub>のC<sub>OSS</sub>）およびL<sub>p</sub>（配線インダクタンス）による共振現象としてスパイク電圧およびリングングは定義することができます。この共振現象を抑制するために有効なRCスナバ回路について、以下検討します。

### 1.2. RC スナバ回路によるスパイク電圧、リングング対策

1.1.項で記述しましたように降圧コンバータでは、スイッチ素子のターンオンの際、スパイク電圧およびリングング電圧が発生することがあります。この対策の1つであるRCスナバ回路について説明します。

スナバ回路とは、電流の遮断時に生じる過渡的な電圧を吸収あるいは緩和する保護回路のことで、機械的なスイッチだけでなく、トランジスタやダイオードがスイッチングする際に発生するスパイク電圧を抑制し、スイッチング素子自身や周囲の電子部品の保護やスイッチングノイズの低減を図ります。コンデンサと抵抗の直列回路で構成され、スパイク電圧発生素子と並列に接続します。

図1.3に降圧コンバータにRCスナバを挿入した簡略回路図を示します。RCスナバ回路は、スイッチング時のスパイク電圧の吸収やリングングの緩和を行うとともに、スナバコンデンサ $C_{SNB}$ への充放電過程でスナバ抵抗 $R_{SNB}$ が電力損失を生じます。このスパイク電圧、リングングの抑制効果と電力損失のトレードオフ関係<sup>(注1)</sup>を考慮して定数決定を行う必要があります。

(注1：2者が相反する関係にあること)

RCスナバ回路の充放電経路について図1.3に示します。1.1.(2)項で記述したとおり $Q_1$ がターンオンする際、 $Q_2$ の両端にリングング現象を伴うスパイク電圧が発生します。この時、 $V_{IN} \rightarrow Q_1 \rightarrow$ スナバの経路(図1.3(a))でスナバコンデンサ $C_{SNB}$ にこのスパイク電圧が充電されることにより、ピーク電圧およびリングングが抑制されます。

次に $Q_1$ がオフすると $L - C_{OUT} - Q_2$ ボディダイオードのループで電流が流れますが(1.1.(1)②項参照)、同時にスナバコンデンサ $C_{SNB}$ に充電されていた電荷はスナバ回路- $L - C_{OUT}$ のループ(図1.3(b)放電経路)で放電されます。

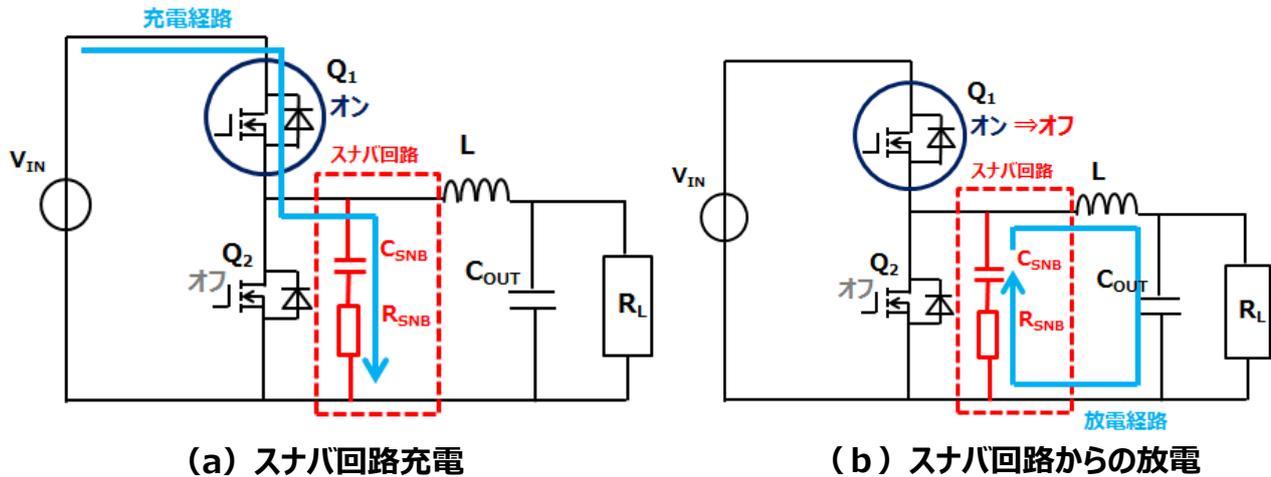


図 1.3 スナバ回路動作

### 1.3. RC スナバ回路定数の検討

RC スナバ回路のスナバコンデンサ  $C_{SNB}$  およびスナバ抵抗  $R_{SNB}$  の定数は、降圧コンバータの共振条件から決定します。

#### a. 共振回路条件の確認

RCスナバ回路定数は、スパイク電圧およびリンギング（共振）が発生するループに含まれるインダクタンス、寄生容量およびリンギング周波数から考える必要があり、以下にその手順を示します。なお、リンギング現象は、図1.2の等価回路に沿って発生していると仮定しています。

##### ① リンギング周波数 $f_p$

リンギング周波数  $f_p$  は、スナバ回路を付けていない状態の実際の波形から測定します。

（寄生容量  $C_p$  および浮遊インダクタンス  $L_p$  が分かっている場合は  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_p C_p})$  から計算できます。）

##### ② 寄生容量 $C_p$

$Q_2$  の  $C_{OSS}$  を共振ループの寄生容量  $C_p$  とします。当該MOSFETの技術資料から  $C_{OSS}@V_{in}$ （入力電圧）値を読み取ってください。（データシートに記載がない場合：補足1 参照）

##### ③ 寄生インダクタンス $L_p$

寄生容量  $C_p$  とリンギング周波数  $f_p$  から寄生インダクタンス  $L_p$  は、式(1)から求められます。

$$L_p = \frac{1}{(2\pi f_p)^2 \times C_p} \quad \text{式(1)}$$

（補足2 参照）

#### b. スナバ抵抗 $R_{SNB}$ の設定

スナバ回路で最大限の効果およびスナバからの悪影響（スナバからの反射）を最小限にするために回路側とスナバ側のインピーダンスは同等レベルにするのが一般的であり、スナバ抵抗  $R_{SNB}$  は、共振回路の特性インピーダンス  $Z$  あるいはこれに近い値を使用します。

$$R_{SNB} = \text{特性インピーダンス } Z = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad \text{式(2)}$$

（補足3 参照）

また、リンギング周波数  $f_p$  が分かっている場合、式(3)で求めることもできます。

$$R_{SNB} = 1/(2\pi \times f_p \times C_p) = 2\pi \times f_p \times L_p \quad \text{式(3)}$$

#### c. スナバコンデンサ $C_{SNB}$ の設定

前述しましたとおり、スナバコンデンサ  $C_{SNB}$  の容量値は大きいほうが効果はありますが、電力損失（注2）とのトレードオフ関係があるので、一般的には電力損失を考慮して、寄生容量  $C_p$  の 1~4 倍程度が使用されます。

#### （注2）RC スナバ回路による電力損失

スナバコンデンサ  $C_{SNB}$  の充放電が、各スイッチング周期間に完了する場合、RCスナバ回路による電力損失は、充電および放電における  $R_{SNB}$  の電力消費と等しくなります。従って、

$$P_{SNB} = (1/2 \times C_{SNB} \times V_{IN}^2 \times f_{sw}) \times 2 = C_{SNB} \times V_{IN}^2 \times f_{sw} \quad \text{--- 式(4) となります。}$$

ここで、 $P_{SNB}$ ：RCスナバ回路の電力損失（ $R_{SNB}$  で消費）、 $f_{sw}$ ：降圧コンバータ回路のスイッチング周波数

なお、 $R_{SNB}$  が接続されず  $C_{SNB}$  のみの場合、充電時はエネルギーの転送のみで消費はされませんので電力損失は、式(4)の半分となります。

### 2. シミュレーションによる RC スナバ回路の検証

シミュレーションによって降圧コンバータのスパイク電圧およびリンギング電圧を確認し、RC スナバ回路効果の検証をします。シミュレーションでの確認なので実回路とは異なる場合があります。

#### 2.1. スナバ回路なしでの電圧波形

$V_{IN}/V_{OUT}=12V/5V$  の 50W の降圧コンバータにスイッチング素子として東芝 U-MOSVIII-H シリーズの 30V/38A 製品を使用した図 2.1 の回路例に沿ってシミュレーションを実施します。(スイッチング周波数は 250kHz)

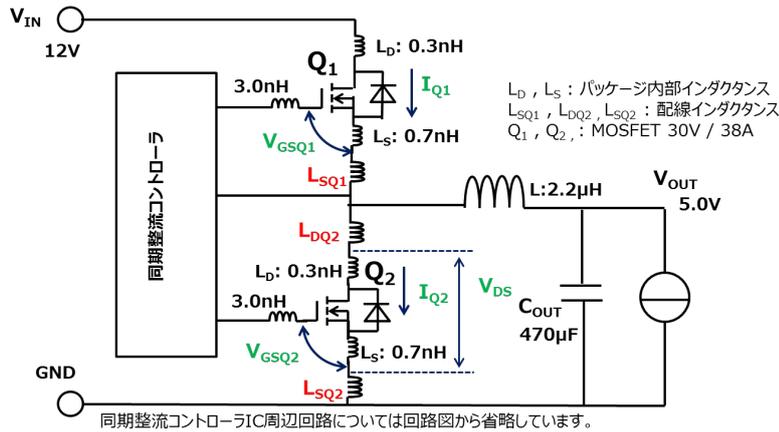


図 2.1 降圧コンバータシミュレーション回路

#### (1) スパイク電圧およびリンギング

図 2.1 の回路では、 $Q_2$  のドレイン・ソース間スパイク電圧は、 $Q_1$  がオンすることで  $Q_2$  がダイオード環流モードから逆回復動作時の電流変化 ( $di/dt$ ) と  $V_{IN}-Q_1-Q_2-GND$  ループのインダクタンスによって発生します。このリンギングを伴うスパイク電圧は、寄生インダクタンスが大きいほど大きくなり、リンギングは寄生インダクタンスおよび  $Q_2$  の容量  $C_{OSS}$  により決定されます。

寄生インダクタンスの違いによるスパイク電圧の違いを図 2.2 示します。

- (a) 寄生インダクタンス無 :  $V_{IN}-Q_1-Q_2-GND$  のループのインダクタンスが全くない場合
- (b) 素子寄生インダクタンス有 :  $Q_1, Q_2$  寄生インダクタンスのみで配線インダクタンスがない場合  
(  $(L_D=0.3nH + L_S=0.7nH) \times 2$  素子 )
- (c) 素子 + 配線インダクタンス :  $Q_1, Q_2$  寄生インダクタンスおよび配線インダクタンスの両方がある場合  
(  $(L_D=0.3nH + L_S=0.7nH) \times 2$  素子 +  $L_{SQ1}, L_{DQ2}, L_{SQ2}$  (各 2nH) )

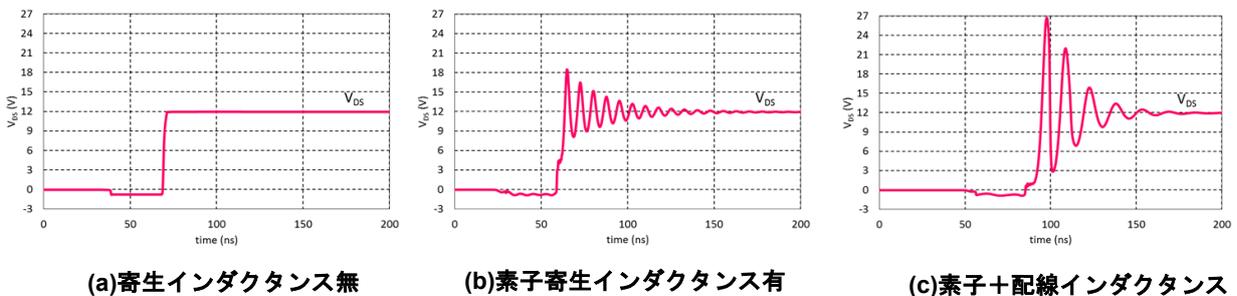


図 2.2  $Q_2$  スパイク電圧シミュレーション～寄生インダクタンス条件変更

### (2)スパイク電圧発生メカニズム

大きなスパイク電圧が発生した図 2.2(c)の波形で、スパイク発生のタイミングを確認しました。(図 2.3 参照)

図 2.1 の回路で、 $Q_1$  がオンすると  $Q_2$  のボディダイオードは、環流モードから逆回復動作に入ります。この逆回復タイミングにおける再結合動作の電流変化( $di/dt$ )と  $V_{IN}$ - $Q_1$ - $Q_2$ -GND ループのインダクタンスによって  $v_{Spike}=L \times di/dt$  ( $v_{Spike}$ : スパイク電圧  $L$ : 素子+配線インダクタンス) のスパイク電圧が発生します。

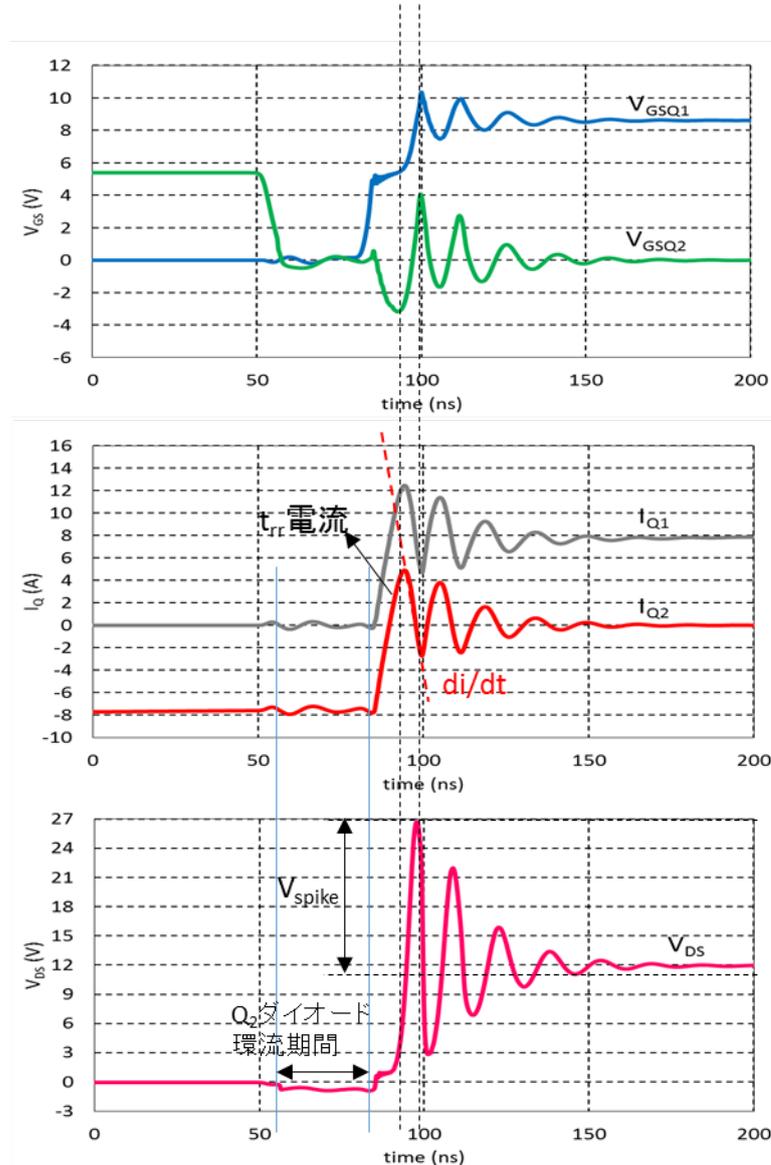


図 2.3「図 2.2(C)」の拡大～スパイク電圧発生タイミング

### 2.2. スナバ回路挿入および効果

#### 2.2.1. スナバ回路定数

図 2.4 に RC スナバを挿入したシミュレーション回路を示します。まず、スナバ回路定数を求めます。

実応用では、リングング波形の周波数を観測して寄生インダクタンスや容量を算出しますが（1.3.a. 参照）、ここでは寄生インダクタンスは図 2.4 のとおりトータル 7nH( $Q_2$  のパッケージ内部インダクタンス  $L_D+L_S$  を除く)、寄生容量は MOSFET の  $C_{OSS}$  として進めます。

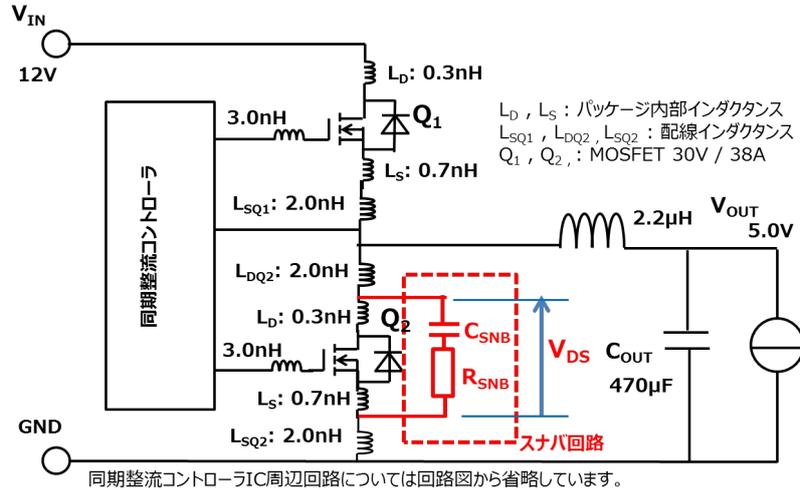


図 2.4 RC スナバ挿入回路

(1) 寄生インダクタンス  $L_P=7nH$

(2) 寄生容量  $C_P$

$C_P$ は $Q_2$ の $C_{OSS}$ としますが、入力電圧 $V_{IN}$ が印加された状態での $C_{OSS}$ を使用します。今回は、 $V_{IN}=12V$ ですので技術資料より、 $C_{OSS}(=C_P)=650pF@V_{DS}=12V$ となります。（図2.5参照）

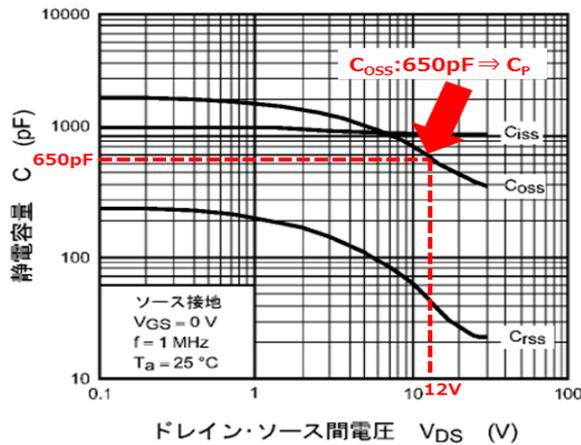


図 2.5 容量特性と  $C_P$  の求め方

### (3)スナバ抵抗 $R_{SNB}$ の検討

スナバ抵抗 $R_{SNB}$ は、1.3.b.より共振回路の特性インピーダンス $Z$ とします。

$$R_{SNB} = \text{特性インピーダンス } Z = \sqrt{\frac{L_P}{C_P}}$$

$L_P=7\text{nH}$ ,  $C_P=650\text{pF}$  を代入すると  $R_{SNB} \approx 3.3\Omega$  となります。

( $L_P$  は  $Q_2$  のパッケージ内部インダクタンス  $L_D+L_S$  を除いています。)

### (4) スナバコンデンサ $C_{SNB}$ の検討

一般的に、寄生容量  $C_P$  の 1~4 倍程度を使用しますので、基準値を  $C_{SNB}=650\text{pF}$  として検証します。

## 2.2.2. スナバ回路の効果

$R_{SNB}=3.3\Omega$ ,  $C_{SNB}=650\text{pF}$  を標準条件に設定し、おのこの条件を変えてスパイク電圧およびリングの発生状況を確認しました。

(1)  $C_{SNB}$  を大きくするとスパイク電圧およびリング電圧は低減します。

(2)  $R_{SNB}$  が大きすぎるとスナバの抑制効果が低下、小さすぎると高周波発振などの動作を呈します。最適値が、特性インピーダンス前後に存在します。

このように適切なスナバ回路定数は、スパイク電圧の低下およびリング現象の早期減衰という結果を導き出すことができます。

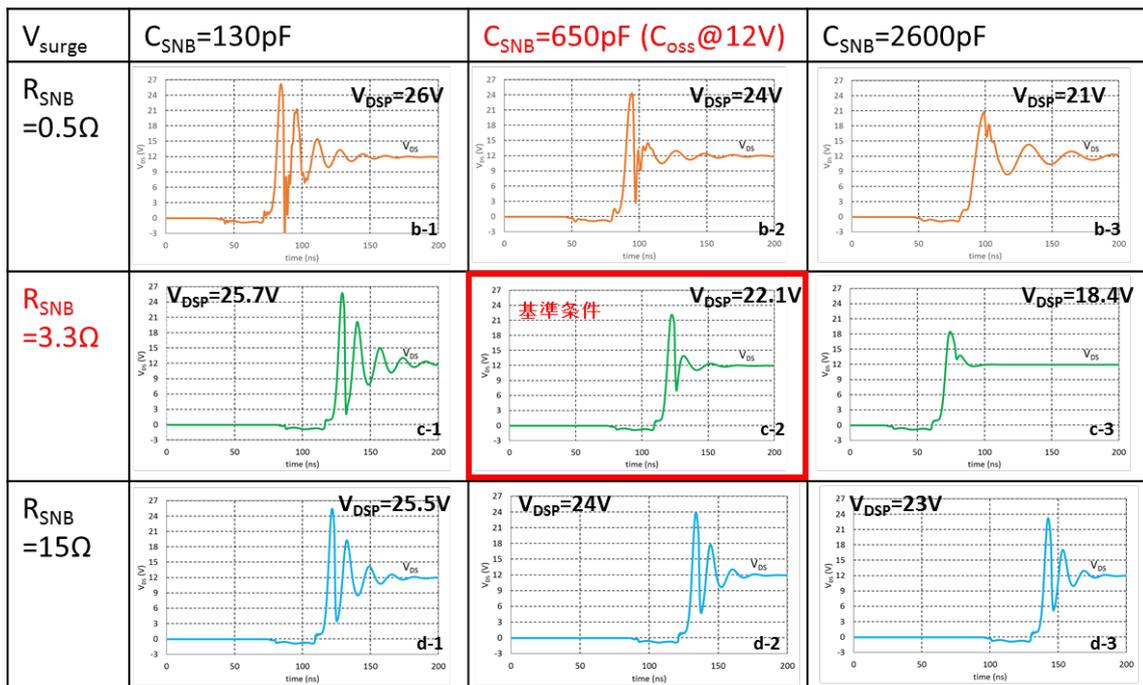
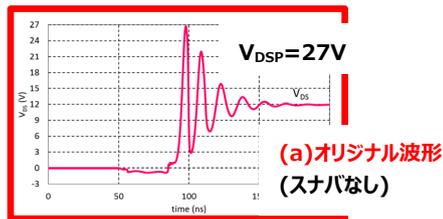


図 2.6  $Q_2$  スパイク電圧シミュレーションへスナバ回路挿入効果

### 2.2.3. スパイク電圧に対するスナバ効果

スパイク電圧発生メカニズムについては、2.1.(2)に記載したとおり、ボディダイオード逆回復電流の再結合期間( $t_{rr2}$ )の  $di/dt$  と寄生インダクタンスにより発生しております。スパイク電圧を低減するためには寄生インダクタンスが変わらないとすると、この  $di/dt$  を小さくする必要があります。図 2.7 にスナバ有無による、この  $di/dt$  とスパイク電圧の差異を示します。スナバ電流（スナバ充電電流）が逆回復電流に加算され  $di/dt$  が緩やかになり、スパイク電圧のピーク値が低減します。図 2.7 の事例では次のとおりとなります。

- スナバ無 :  $V_{DSP} = 2.04A/ns \times 7nH + 12V = 26.3V$  (シミュレーション結果 : 図 2.6 (a)参照 27V)
- $650pF + 3.3\Omega$  :  $V_{DSP} = 1.35A/ns \times 7nH + 12V = 21.5V$   
(シミュレーション結果 : 図 2.6 (c-2)参照 22.1V)

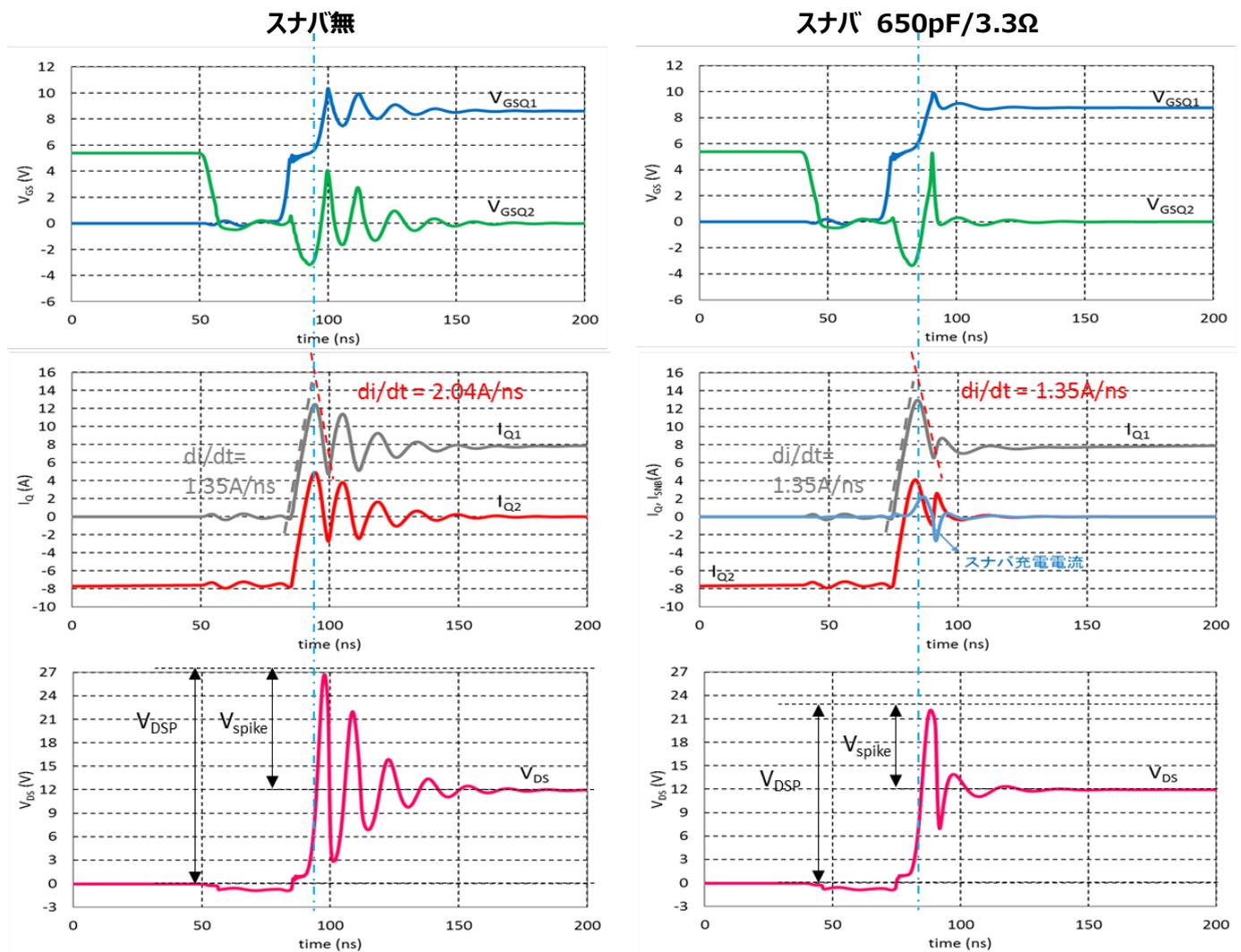


図 2.7 Q<sub>2</sub> スパイク電圧シミュレーション～スナバ回路有無による差異

### 3. その他

スパイク電圧を出さないためには配線のインダクタンスを極力削減することが重要です。降圧コンバータでは、RC スナバ以外に下記のような素子の選択やドライブ条件設定も対策になります。

#### 3.1. ハイサイド MOSFET Q<sub>1</sub>

(1) ハイサイド側 MOSFET Q<sub>1</sub> のターンオン速度は、遅い方がスパイク電圧やリングの抑制をおこなうことができます。ターンオン速度を遅くするには、ゲート電荷量とりわけ  $Q_{sw}$  (注3) が大きい製品を選択あるいはゲートドライブ用抵抗 R<sub>G</sub> を大きく設計するなどがあります。しかしながら、スイッチング損失が増加するというトレードオフ関係に有りますので、ローサイド側 Q<sub>2</sub> のスパイク電圧発生状況と素子損失の見極めが必要です。

(注3 : MOSFET のスイッチング特性に影響を及ぼす V<sub>th</sub>~ミラー電圧 V<sub>g(plateau)</sub>の電荷量)

#### (2) Q<sub>1</sub> のゲート抵抗 R<sub>GQ1</sub> の検証

図 3.1 の回路で、Q<sub>1</sub> のゲート抵抗 R<sub>GQ1</sub>=0Ωおよび 50Ωを挿入したときのスパイクおよびリング電圧の比較を図 3.2 に示します。挿入ゲート抵抗を増加することにより Q<sub>1</sub> のスイッチングスピードが遅くなり、逆回復電流の di/dt が緩やかになり、スパイク電圧のピーク値が抑えられています。

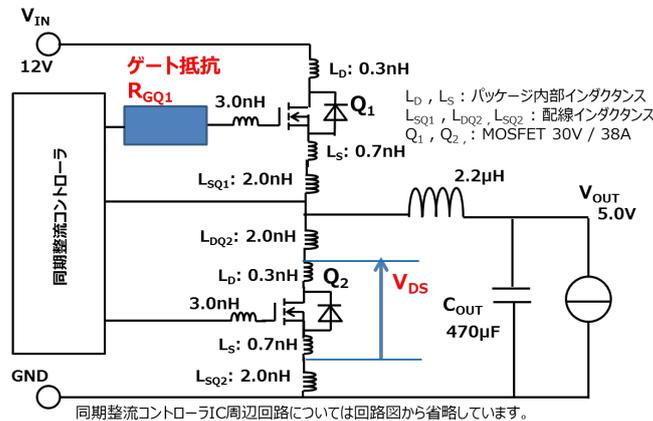


図 3.1 降圧コンバータ回路におけるゲートドライブ用抵抗

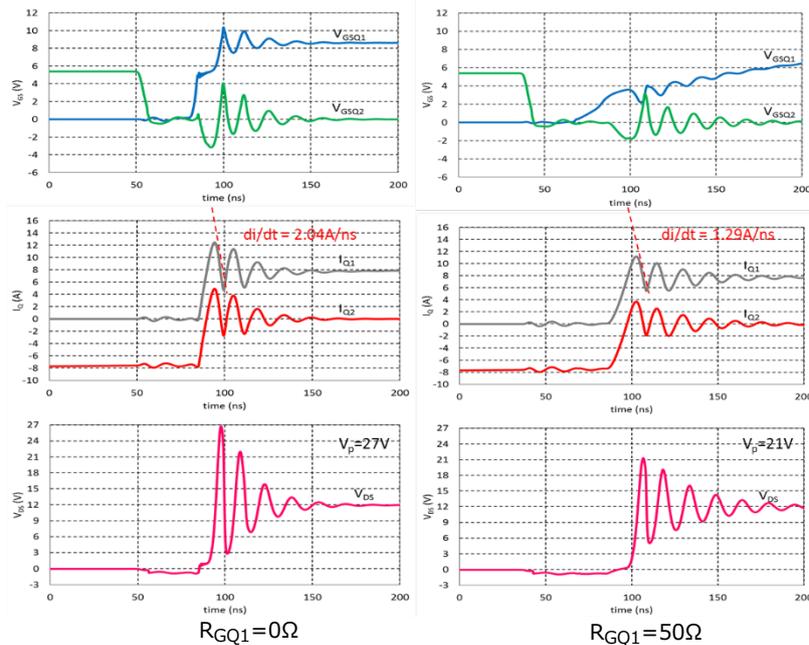


図 3.2 Q<sub>2</sub> スパイク電圧シミュレーション~ハイサイドのゲートドライブ差異による変化

### 3.2. ローサイド MOSFET Q<sub>2</sub>

ボディダイオードの逆回復電荷量が少なくソフトリカバリ性能に優れる製品を選択します。一般的に低耐圧 MOSFET(耐圧 V<sub>DSS</sub>=60~100V 以下)は、逆回復電荷量が少なくソフトリカバリ性能も優れます

また、東芝 U-MOSVIII-H や U-MOSIX-H シリーズは、構造的に内部に RC スナバ回路機能があり、良好な特性を示します。

#### 《 補足資料 》

##### 補足 1. MOSFETの容量算出

降圧コンバータ回路で、ローサイドMOSFETのC<sub>OSS</sub>@V<sub>IN</sub> (入力電圧) 値がデータシートにない場合、下記方法で実測によって算出することができます。

##### 方法 1.

ローサイドMOSFETのドレイン・ソース間にコンデンサC<sub>PO</sub>を接続しリング周波数が1/2になるようなC<sub>PO</sub>の容量値を求めます。MOSFETの寄生容量C<sub>p</sub>は、このC<sub>PO</sub>の1/3となります。

$$C_p = C_{PO}/3$$

$f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  であり、周波数を1/2にするためには (C<sub>p</sub>+C<sub>PO</sub>) がC<sub>p</sub>の4倍になります。

(C<sub>p</sub>+C<sub>PO</sub>) = 4C<sub>p</sub> 従いまして、C<sub>p</sub>はC<sub>p</sub>=C<sub>PO</sub>/3となります。

##### 方法 2.

リング周波数f<sub>p</sub>を実測波形から求めます。次にローサイドMOSFETのドレイン・ソース間にコンデンサC<sub>PO</sub>を接続し、この時のリング周波数f<sub>PO</sub>を求めます。f<sub>p</sub>とf<sub>PO</sub>の比をmとし、 $f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC_p})$ 、 $f_{PO} = 1/(2\pi\sqrt{L(C_p + C_{PO})})$  であることから

$$C_p = C_{PO}/(m^2 - 1) \text{ として求められます。}$$

##### 補足 2. 寄生インダクタンス確認

寄生容量C<sub>p</sub>が分からない場合は、下記方法で寄生インダクタンスL<sub>p</sub>を求めることができます。

リング周波数f<sub>p</sub>を測定します。次にローサイドMOSFETのドレイン・ソース間にコンデンサC<sub>PO</sub>を接続し、この時のリング周波数f<sub>PO</sub>を測定します。

f<sub>p</sub>、f<sub>PO</sub> は下記の式で表されます。

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}$$

$$f_{PO} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p (C_p + C_{PO})}}$$

上記の式を変形すると、下記(A),(B)で表されます。

$$\frac{1}{f_p^2} = 4\pi^2 L_p C_p \dots (A)$$

$$\frac{1}{f_{PO}^2} = 4\pi^2 L_p (C_p + C_{PO}) \dots (B)$$

上記 (B)と(A)の差から L<sub>p</sub> を求めることができます。

$$\frac{1}{f_{PO}^2} - \frac{1}{f_p^2} = 4\pi^2 L_p C_{PO}$$

$$L_p = \frac{\frac{1}{f_{PO}^2} - \frac{1}{f_p^2}}{4\pi^2 C_{PO}}$$

### 補足 3. インピーダンスマッチングによるスナバ抵抗の設定

RCスナバ回路の効果を最大限に引き出すことおよびスナバ回路からの反射を最小限にするために共振回路とRCスナバのインピーダンスを同等レベルに設定することが有効です。(インピーダンスマッチング (注4))

この場合はスナバ抵抗 $R_{SNB}$ を特性インピーダンスに設定します。

$$\text{特性インピーダンス } Z = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}}$$

また、特性インピーダンスは  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_p C_p})$  より

- $Z = 1/(2\pi \times f_p \times C_p)$  あるいは
- $Z = 2\pi \times f_p \times L_p$  と表すこともできます。

他方、スナバ回路をリングングの制動として考えるとR,L,C共振回路の減衰係数 $\zeta$ が1以上になるような $R_{SNB}$ の値に設定すればよいことになります。  $C_{SNB}$ が $C_p$ に対して大きい場合、 $L_p$ 、 $C_p$ および $R_{SNB}$ は、並列共振回路を構成することになりますので

$$\text{減衰係数} : \zeta = (1/2R_{SNB}) \times \sqrt{(L_p/C_p)}$$

減衰抵抗を $\zeta \geq 1$ とすると

$$R_{SNB} \leq (1/2) \times \sqrt{(L_p/C_p)}$$

となります。共振ループは寄生インダクタンスの位置や大きさによって共振ループが変わる可能性がありますので並列共振になるのか直列共振になるのかについても注意が必要です。

以上より、スナバ用抵抗は、共振回路の特性インピーダンスを中心にその1/2~2倍程度の幅で最適な値を選択されることをお勧めします。

#### (注4) インピーダンスマッチング

インピーダンスマッチングとは、信号を送り出す側と信号を受ける側のインピーダンスを同じにすることです。その効果として、

- ① 図3.3の回路で $R_S$ が信号側のインピーダンス、 $R_L$ が負荷側のインピーダンスとすると負荷の消費電力（負荷に伝わる電力）は $R_S = R_L$ の時に最大になります。
- ② 高周波や高速のパルスを伝送する場合、信号の反射が問題になります。信号源と負荷側のインピーダンスを一致させることで反射が起こらないようにします。

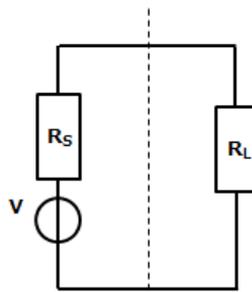


図 3.3 インピーダンスマッチング回路

## 製品取り扱い上のお願い

株式会社東芝およびその子会社ならびに関係会社を以下「当社」といいます。

本資料に掲載されているハードウェア、ソフトウェアおよびシステムを以下「本製品」といいます。

- 本製品に関する情報等、本資料の掲載内容は、技術の進歩などにより予告なしに変更されることがあります。
- 文書による当社の事前の承諾なしに本資料の転載複製を禁じます。また、文書による当社の事前の承諾を得て本資料を転載複製する場合でも、記載内容に一切変更を加えたり、削除したりしないでください。
- 当社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体・ストレージ製品は一般に誤作動または故障する場合があります。本製品をご使用頂く場合は、本製品の誤作動や故障により生命・身体・財産が侵害されることのないように、お客様の責任において、お客様のハードウェア・ソフトウェア・システムに必要な安全設計を行うことをお願いします。なお、設計および使用に際しては、本製品に関する最新の情報（本資料、仕様書、データシート、アプリケーションノート、半導体信頼性ハンドブックなど）および本製品が使用される機器の取扱説明書、操作説明書などをご確認の上、これに従ってください。また、上記資料などに記載の製品データ、図、表などに示す技術的な内容、プログラム、アルゴリズムその他応用回路例などの情報を使用する場合は、お客様の製品単独およびシステム全体で十分に評価し、お客様の責任において適用可否を判断してください。
- 本製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、またはその故障や誤作動が生命・身体に危害を及ぼす恐れ、膨大な財産損害を引き起こす恐れ、もしくは社会に深刻な影響を及ぼす恐れのある機器（以下“特定用途”という）に使用されることは意図されていませんし、保証もされていません。特定用途には原子力関連機器、航空・宇宙機器、医療機器（ヘルスケア除く）、車載・輸送機器、列車・船舶機器、交通信号機器、燃焼・爆発制御機器、各種安全関連機器、昇降機器、発電関連機器などが含まれますが、本資料に個別に記載する用途は除きます。特定用途に使用された場合には、当社は一切の責任を負いません。なお、詳細は当社営業窓口まで、または当社 Web サイトのお問い合わせフォームからお問い合わせください。
- 本製品を分解、解析、リバースエンジニアリング、改造、改変、翻案、複製等しないでください。
- 本製品を、国内外の法令、規則及び命令により、製造、使用、販売を禁止されている製品に使用することはできません。
- 本資料に掲載してある技術情報は、製品の代表的動作・応用を説明するためのもので、その使用に際して当社及び第三者の知的財産権その他の権利に対する保証または実施権の許諾を行うものではありません。
- 別途、書面による契約またはお客様と当社が合意した仕様書がない限り、当社は、本製品および技術情報に関して、明示的にも黙示的にも一切の保証（機能動作の保証、商品性の保証、特定目的への合致の保証、情報の正確性の保証、第三者の権利の非侵害保証を含むがこれに限らない。）をしておりません。
- 本製品、または本資料に掲載されている技術情報を、大量破壊兵器の開発等の目的、軍事利用の目的、あるいはその他軍事用途の目的で使用しないでください。また、輸出に際しては、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」等、適用ある輸出関連法令を遵守し、それらの定めるところにより必要な手続を行ってください。
- 本製品の RoHS 適合性など、詳細につきましては製品個別に必ず当社営業窓口までお問い合わせください。本製品のご使用に際しては、特定の物質の含有・使用を規制する RoHS 指令等、適用ある環境関連法令を十分調査の上、かかる法令に適合するようご使用ください。お客様がかかる法令を遵守しないことにより生じた損害に関して、当社は一切の責任を負いかねます。