

*Application Note***V_{out} が V_{in} を下回ったときの昇圧動作: スタートアップ時および出力短絡保護**

Travis Wang, Shelly Xie

概要

昇圧コンバータは、入力電圧より高い DC 出力電圧を生成することができます。一般的な非同期昇圧コンバータでは、スタートアップまたは出力短絡時に出力電圧が入力を下回った場合、ハイサイドダイオードには常に順方向バイアスが印加され、電流が制御されなくなるリスクがあります。

非同期昇圧コンバータのこれらの欠点を克服するために、テキサスインスツルメンツは、スタートアップまたは出力短絡条件下でインダクタ電流を制限する目的で、複数の制御方式とトポロジを適用しています。このアプリケーションノートでは、ソフトスタートアップと出力短絡の電流制限を実現するさまざまな方法を紹介します。

目次

1はじめに.....	2
2スタートアップ.....	3
2.1ボディダイオードバス.....	3
2.2プリチャージ.....	7
2.3ダウンモード.....	8
3出力短絡保護.....	10
3.1連続再起動.....	10
3.2ヒカップ再起動.....	11
3.3整流昇圧コンバータの短絡保護動作の概要.....	13
4昇圧コンバータの起動動作の概要.....	13
5参考資料.....	13

図の一覧

図 1-1. 一般的な非同期整流昇圧コンバータ.....	2
図 2-1. ボディダイオードのリーケージバス.....	3
図 2-2. TPS61088 突入電流.....	4
図 2-3. I _{Lpeak} と、a および C _{out}	4
図 2-4. バッテリ接続の等価回路.....	4
図 2-5. 計算されたインダクタ電流.....	6
図 2-6. 突入電流波形.....	6
図 2-7. I _{Lpeak} と、L および C _{out}	7
図 2-8. TPS61088 のスタートアップ波形.....	7
図 2-9. TPS61022 上の切り替え可能なボディダイオード.....	7
図 2-10. TPS61022 のスタートアップ波形.....	8
図 2-11. TPS61299 ダウンモード動作.....	8
図 2-12. ダウンモードのハイサイド位相.....	9
図 2-13. TPS61299 スタートアップ波形.....	9
図 3-1. TPS61022 短絡開始波形.....	10
図 3-2. TPS61022 短絡解放波形.....	10
図 3-3. TPS61299 短絡開始波形.....	11
図 3-4. TPS61299 短絡解放波形.....	11
図 3-5. TPS61253A 短絡波形.....	12
図 3-6. TPS61378 短絡波形.....	12

表の一覧

表 3-1. プリチャージ、ダウン モード、ヒカップの比較.....	13
表 4-1. ハード スタートアップ、プリチャージ、ダウン モードの比較.....	13

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

一般的な非同期昇圧コンバータでは、出力電圧が入力を下回ると、負荷 (V_{out}) がハイサイド ダイオードとインダクタを経由して入力ポートに接続され、デバイスに大きな電流スパイクが発生します。図 1-1 に、 V_{out} が V_{in} を下回ったときのデバイスの動作を示します。

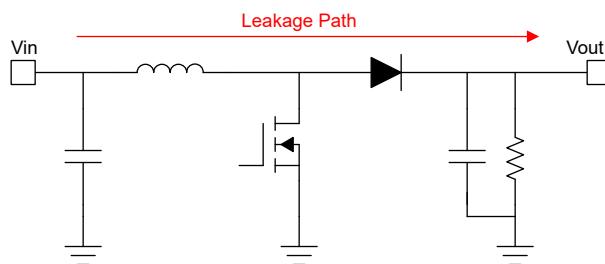


図 1-1. 一般的な非同期整流昇圧コンバータ

明らかに、図 1-1 のネットワークはインダクタ電流の制御を許可していません。スタートアップ プロセスでは、 V_{in} が接続された瞬間にダイオードが順方向バイアスになり、出力コンデンサに大きな突入電流が発生します。出力短絡の状態が発生すると、 V_{in} がリーケージ パスを介して GND に短絡し、システム全体で損傷を引き起こす可能性があります。

V_{in} が V_{out} を上回った状況でこの突入電流を抑制し、スムーズな電流制御を実現するために、TI は複数の制御方式とトポロジを適用し、スタートアップ時または出力短絡時にインダクタ電流を制限しています。このアプリケーション ノートでは、TI の同期整流昇圧の動作について説明します。この動作は、切り替え可能なボディダイオードまたは追加の絶縁型電界効果トランジスタ (ISO FET) を使用すると、スタートアップ時および出力短絡状況で V_{in} が V_{out} を上回ったときに電流を制御できます。

2 スタートアップ

2.1 ボディダイオードパス

非同期昇圧コンバータと同様に、[TPS61088](#) のような旧世代の一部の同期デバイスでは、ハイサイドスイッチのボディダイオードが原因で、 V_{in} が V_{out} を上回るときにリーケージパスをブロックできません。

図 2-1 のネットワークでは、非同期デバイスと同じ方法でインダクタ電流を制御できません。

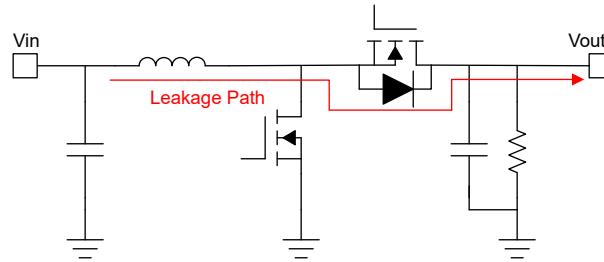


図 2-1. ボディダイオードのリーケージパス

スタートアップ状況を例に、 V_{in} が印加され、ダイオードが導通を開始すると、式 1 で状態が表されます。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -i_L \times DCR - V_o - V_D + V_{in} \\ C \frac{V_o}{dt} = i_L - i_o \end{cases} \quad (1)$$

電源またはコンバータ入力では、 V_{in} のスルーレートは入力コンデンサと入力性能によって制限されます。突入電流の時定数は V_{in} の立ち上がり時間よりもはるかに小さいため、式 2 に示すようにシステムをランプ応答と考えることができます。

$$V_{in} = a \times t \quad (2)$$

式 3 に、この期間中のインダクタ電流を示します。

$$i_L = \frac{at(DCR + R_o) - a(L - C_o R_o^2)}{(DCR + R_o)^2} + e^{-\frac{t\sigma_2}{2C_o L R_o}} \left(\cosh \left(\frac{\sigma_3}{\sigma_4} \right) - \frac{C_o L R_o \sinh \left(\frac{\sigma_3}{\sigma_4} \right) \left(\frac{DCRa C_o^2 R_o^3 + 2a C_o L R_o^2 - a L^2}{\sigma_1} + \frac{\sigma_2}{2C_o L R_o} \right)}{\sigma_4} \right) \sigma_1 \quad (3)$$

ここで、

$$\bullet \quad \sigma_1 = C_o L^2 R_o a - C_o^2 L R_o^3 a \quad (4)$$

$$\bullet \quad \sigma_2 = L + C_o D C R R_o \quad (5)$$

$$\bullet \quad \sigma_3 = \frac{t\sigma_4}{C_o L R_o} \quad (6)$$

$$\bullet \quad \sigma_4 = \sqrt{\frac{C_o^2 D C R^2 R_o^2}{4} - \frac{C_o D C R L R_o}{2} - C_o L R_o^2 + \frac{L^2}{4}} \quad (7)$$

この設計では、 $1\mu H$ インダクタンスと $25m\Omega$ DC 抵抗 (DCR) を持つインダクタを想定しています。 V_{in} のスルーレートは $20\mu s/V$ を測定し、出力キャパシタンスは $88\mu F$ を測定します。式 8 は電流を計算します。

$$i_L = 3.10e^{-7.42 \times 10^5 t} - 3.10e^{-9.62 \times 10^3 t} \cos(7.55 \times 10^4 t) + 27.09e^{-9.62 \times 10^3 t} \sin(7.55 \times 10^4 t) + 4 \times 10^{-10} \quad (8)$$

このワースト ケースは $t = 30\mu\text{s}$ のときに発生します。電流スパイクは 7.43A に達する可能性があります。図 2-2 に波形を示します。

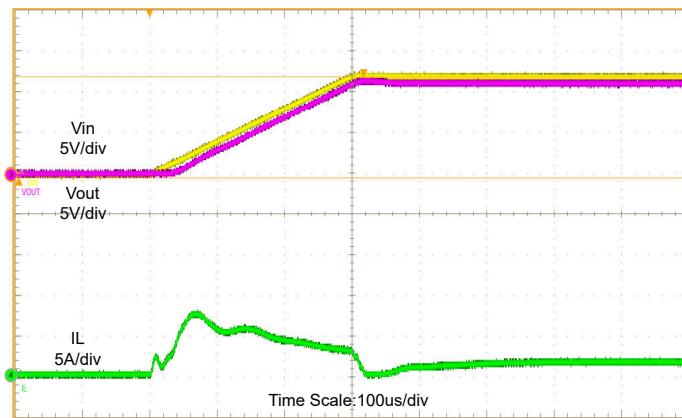


図 2-2. TPS61088 突入電流

前回の分析によると、 C_{out} が小さくなり、 V_{in} のスルーレートが遅いと、突入ピーク電流が抑制されます。他の条件が 図 2-2 のまま変化しないと仮定すると、 I_{Lpeak} と V_{in} スルーレート、および出力キャパシタンスの関係は 図 2-3 で求められます。

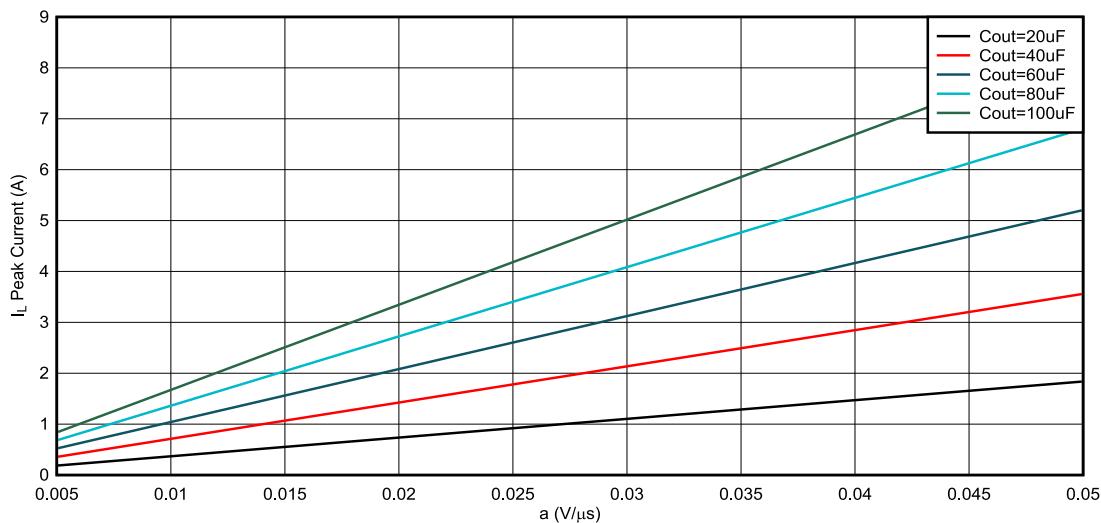


図 2-3. I_{Lpeak} と、 a および C_{out}

物理的なスイッチでバッテリ入力を接続する場合は、入力コンデンサ、バッテリの内部抵抗、および物理的な接触点の抵抗を考慮する必要があります。

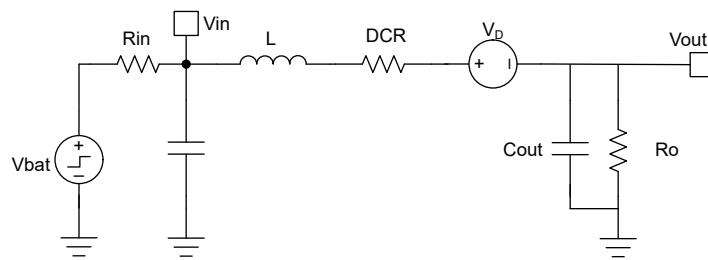


図 2-4. バッテリ接続の等価回路

図 2-4 では、バッテリの内部抵抗と物理的な接触点の抵抗を R_{in} として示し、 V_{bat} はバッテリの開放電圧を示しています。ダイオードの順方向電圧は一定の値として小さく維持され、突入電流には影響しません。VD を無視すると、状態式は式 9 のように表すことができます。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{in} - i_L \times DCR - V_o \\ C_{in} \frac{dV_{in}}{dt} = (V_{bat} - V_{in}) / R_{in} - i_L \\ C_o \frac{dV_o}{dt} = i_L - V_o / R_o \end{cases} \quad (9)$$

この期間のインダクタ電流は式 10 によって求められます。

$$i_L = \frac{V_{bat}}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{LV_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} + \frac{C_o R_o^2 V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} L R_{in} V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_o L R_o V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} DCR R_{in} V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} R_{in} R_o V_{bat}\sigma_1}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} C_o L R_{in} R_o V_{bat}\sigma_3}{DCR + R_{in} + R_o} - \frac{C_{in} C_o DCR R_{in} R_o V_{bat}\sigma_2}{DCR + R_{in} + R_o} \quad (10)$$

ここで、

$$\cdot \quad \sigma_1 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (11)$$

$$\cdot \quad \sigma_2 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} z(n) e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (12)$$

$$\cdot \quad \sigma_3 = \sum_{n=0 \text{ to } 3} z(n)^2 e^{tz(n)} / \sigma_{4(n)} \quad (13)$$

$$\cdot \quad \sigma_{4(n)} = L + C_{in} DCR R_{in} + C_o DCR R_o + C_{in} R_{in} R_o + C_o R_{in} R_o + 2C_{in} L R_{in} z(n) + 2C_o L R_o z(n) + 2C_{in} C_o DCR R_{in} R_o z(n) + 3C_{in} C_o L R_{in} R_o z(n)^2 \quad (14)$$

ここで、 $z(1)$ 、 $z(2)$ 、 $z(3)$ は次の解です。

$$- \quad (C_{in} C_o L R_{in} R_o) z^3 + (C_{in} C_o DCR R_{in} R_o + C_o L R_o + C_{in} L R_{in}) z^2 + (C_o R_{in} R_o + C_{in} R_{in} R_o + C_o DCR R_o + C_{in} DCR R_{in} + L) z + R_o + R_{in} + DCR = 0 \quad (15)$$

このシステムは、 $2\mu H$ インダクタンス（寄生インダクタンスを含む）と $8m\Omega$ DCR を持つインダクタンスを想定しています。このバッテリは、 $4V$ の開放電圧を供給します（通常は単一リチウム バッテリの使用）。入力容量は $44\mu F$ を測定します。 R_o はオープンのままで、 R_{in} は $30m\Omega$ を測定します。出力キャパシタンスは $4 \times 22\mu F$ で構成されます。突入電流は V_{out} が上昇する前にピーク値に達します。DC バイアス効果には計算は必要ありません。式 16 はインダクタ電流を求めます。

$$i_L = 3.10e^{-7.42 \times 10^5 t} - 3.10e^{-9.62 \times 10^3 t} \cos(7.55 \times 10^4 t) + 27.09e^{-9.62 \times 10^3 t} \sin(7.55 \times 10^4 t) + 4 \times 10^{-10} \quad (16)$$

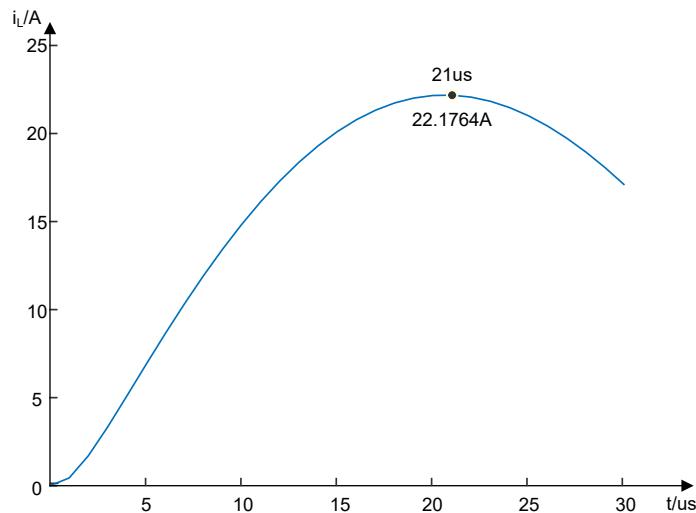


図 2-5. 計算されたインダクタ電流

図 2-5 は、計算された i_L を示します。 $t = 21\mu s$ のとき、インダクタ電流はピークに達します。電流スパイクは 22.176A に達する可能性があります。図 2-6 に実際の波形を示します。

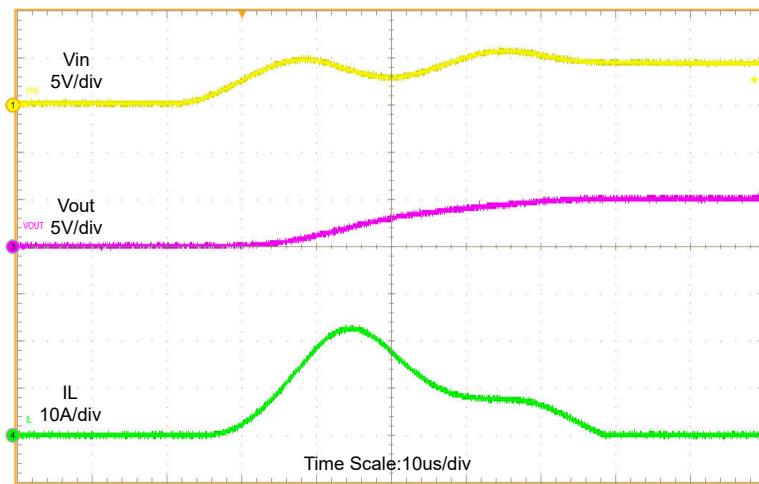


図 2-6. 突入電流波形

前回の解析で、 L が大きく、 C_{out} が小さいとピーク電流が抑制されることが明らかになっています。その他の条件が 図 2-5 と同じであると仮定すると、図 2-7 は、 I_{Lpeak} とインダクタンスおよび出力キャパシタンスの関係を示しています。

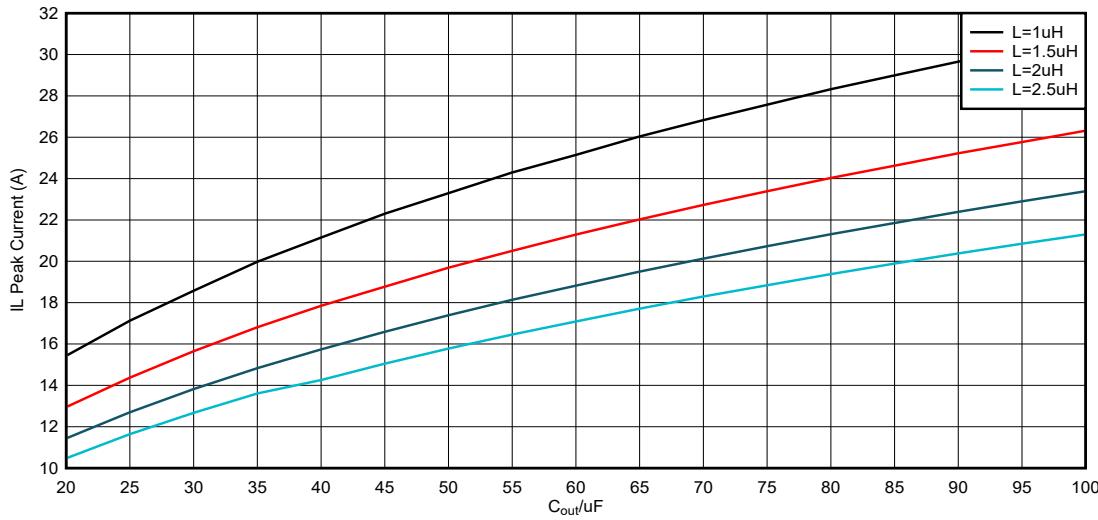


図 2-7. I_{Lpeak} と、 L および C_{out}

V_{out} が V_{in} に達すると、デバイスは昇圧モードを使用して起動できます。図 2-8 に、スタートアップ波形を示します。EN がハイになると、デバイスのリファレンス電圧は目標値に達するまで上昇を開始します。適切な制御ループを使用すると、出力電圧は基準値に従い、目標値まで上昇します。

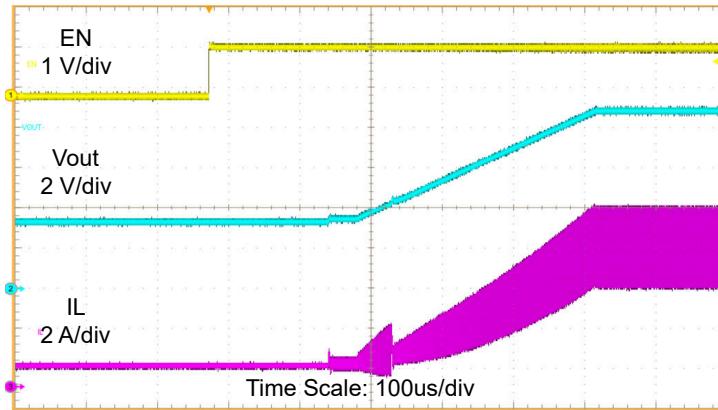


図 2-8. TPS61088 のスタートアップ波形

2.2 プリチャージ

プリチャージフェーズという名前で、一部の昇圧デバイスはハイサイド MOSFET の飽和特性を使用して、 V_{out} が V_{in} に達する前に連続的に出力コンデンサを充電します。TPS61022 を例にとると、このデバイスにはハイサイド MOSFET の内部スイッチがあります。このスイッチを使用すると、MOSFET はボディダイオードの方向を変更し、 V_{in} が V_{out} を上回るときの突入電流を阻止できます。

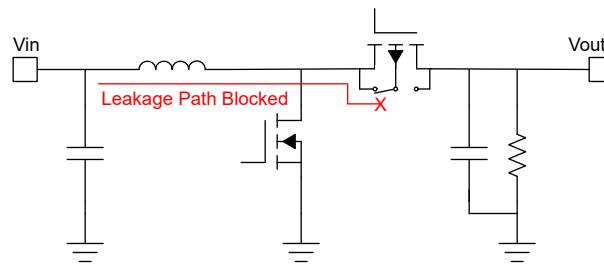


図 2-9. TPS61022 上の切り替え可能なボディダイオード

プリチャージフェーズに入ると、ハイサイド MOSFET が飽和領域に入る間ローサイドスイッチがシャットオフされます。このプロセス中、ソースは SW に切り替わります。飽和 MOSFET は、ゲート電圧によって電流が制御される電流源として機能します。したがって、出力コンデンサは制限された電流で充電されます。[図 2-10](#) に、スタートアップ時の TPS61022 のデバイスの動作を示します。

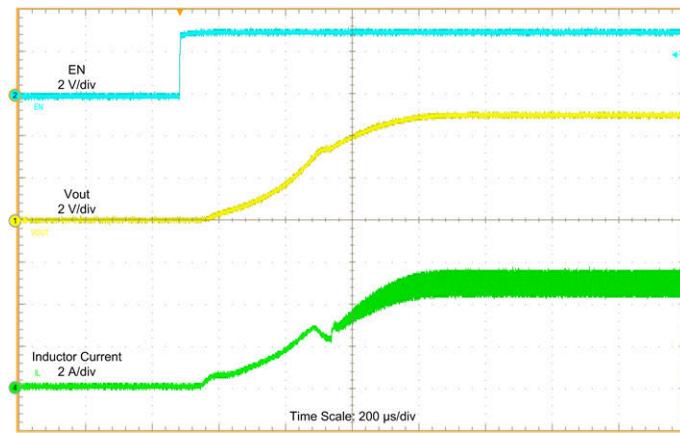


図 2-10. TPS61022 のスタートアップ波形

出力電圧が入力電圧に達すると、TPS61022 は昇圧スタートアップ モードに移行します。デバイスはスイッチングを開始し、出力電圧は目標値に達するまで上昇します。

2.3 ダウン モード

TPS61299 は、TPS61022 とプリチャージ方式が異なります。[TPS61299](#) は、ダウン モードというスイッチング充電方式を適用して、出力電圧が入力電圧を下回ったときに出力を充電します。電流制御を行うには、ボルト秒バランスを実装できるように、入力より高い電圧を生成する必要があります。

TPS61299 は、PMOS ダウン モードの代表例として機能します。[TPS61022](#) などのプリチャージ デバイスと同様に、TPS61299 はソースを SW ピンに切り替えて、前述の突入電流をブロックします。[図 2-11](#) に、TPS61299 のダウン モード動作を示します。

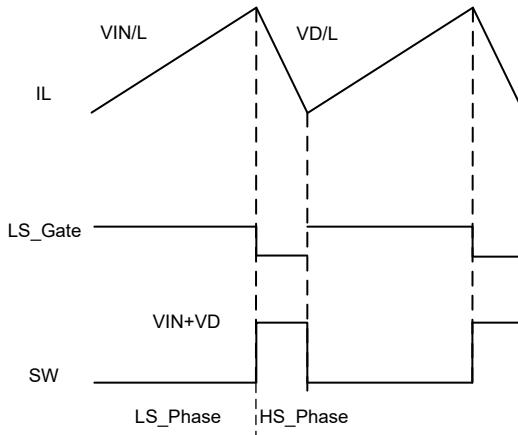


図 2-11. TPS61299 ダウン モード動作

昇圧モードのスイッチング プロセスと同様に、ダウン モードのスイッチング サイクルはローサイド位相とハイサイド位相に分割されます。ローサイド位相の間は、ローサイドスイッチがオンになり、インダクタ電流が VIN/L のスロープで増加します。そして、ハイサイド位相では、ハイサイドスイッチがゲートを入力に接続する間、ローサイドスイッチがオフになります。[図 2-12](#) に示すように、インダクタ電流はゲートコンデンサを充電し、SW ピンの電圧を上昇させます。

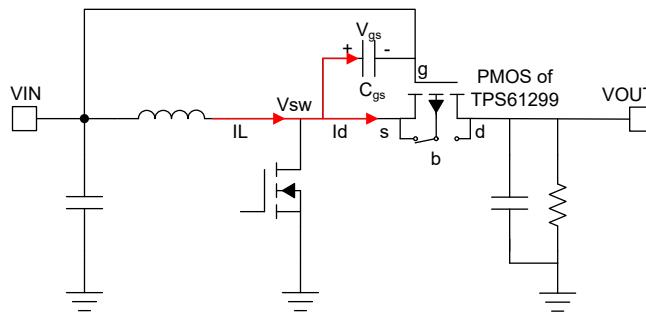


図 2-12. ダウン モードのハイサイド位相

V_{gs} が上昇すると、ハイサイドが飽和領域に入り、 I_d で出力コンデンサを充電します。電流 I_g は、 I_d が I_L と一致するまで C_g の充電を続け、 V_{sw} を上昇させます。この時点で、式 17 によって SW ピンの電圧が得られます。

$$V_{sw} = V_{gs} + V_{in} \quad (17)$$

この SW 電圧が V_{in} より高くなると、ボルト秒バランスを実装でき、デバイスを昇圧モードと同じように制御できるようになります。図 2-13 に、TPS61299 のスタートアップ波形を示します。

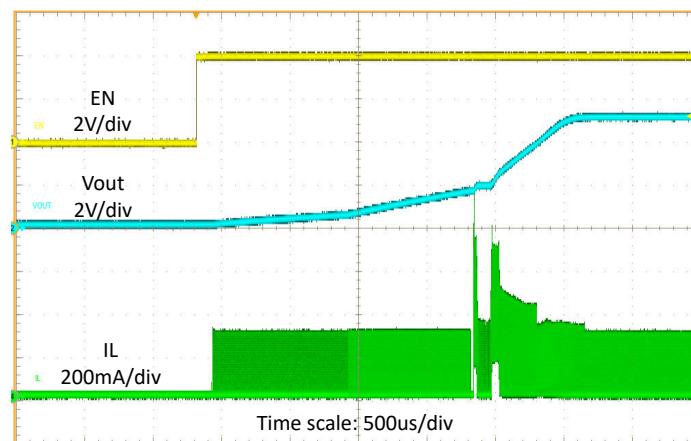


図 2-13. TPS61299 スタートアップ波形

ダウン モード デバイスは、低 V_{in} スタートアップ機能のプリチャージの欠点を克服します。プリチャージ デバイスの場合、ハイサイド スイッチの V_{gs} は、入力電圧から電源電圧を受け取り、これを超えることはできません。入力電圧が、スイッチがチャネルを形成するのに十分なレベルに達していない場合、デバイスは起動できません。ただし、 V_{gs} が入力電流ではなくインダクタ電流で充電されている場合、ダウン モード デバイスははるかに低い入力電圧で起動できます。このため、ダウン モード デバイスは低 V_{in} 製品に最適です。

また、NMOS をハイサイド スイッチとして使用する大電流デバイスの場合、プリチャージを印加することはできません。NMOS 上側スイッチの場合、インターフェイスを反転させるためには、入力電圧より高いゲート電圧が必要です。スイッチングを行わないと、ブートストラップ コンデンサを充電できず、ゲート電圧が供給できなくなります。

ただし、プリチャージ デバイスと比較すると、ダウン モード デバイスの効率は低くなります。ダウン モードの電力損失は式 18 に示され、プリチャージの電力損失は式 19 で得られます。明らかに、ダウン モード デバイスでは、ハイサイド MOSFET 両端の電圧が高いため、プリチャージ デバイスよりも損失が大きくなるという問題があります。

$$P_{loss} = (V_{gs} + V_{in} - V_o)I_o \quad (18)$$

$$P_{loss} = (V_{in} - V_o)I_o \quad (19)$$

3 出力短絡保護

V_{in} が V_{out} を上回るもう一つの状況は、出力が短絡した場合や、電流制限が作動したときに電圧降下が発生する場合です。一部のデバイスは、 V_{out} が V_{in} を下回り続けている場合は連続的にスタートアップ手順にとどまることができます。短絡が解消されると、これらのデバイスは即座に再起動されます。他の部品はシャットダウンし、成功するまで断続的に再起動が試行されます（ヒップ動作と呼ばれます）。この章では、TI の同期整流昇圧デバイスが採用している出力短絡保護方法について説明します。

3.1 連続再起動

3.1.1 プリチャージによる連続再起動

出力短絡状況では、TPS61022 はスタートアップ時と同じように動作します。 V_{in} が V_{out} を下回ると、デバイスはスイッチングを停止し、電流制限が発生するプリチャージモードに移行します。

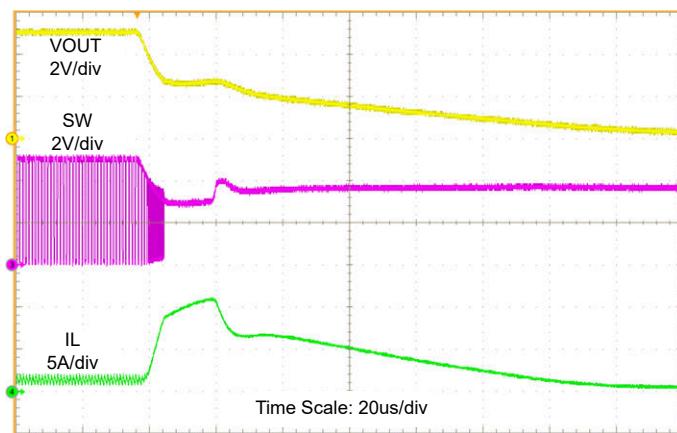


図 3-1. TPS61022 短絡開始波形

短絡が解消され、デバイスを再起動できるようになるまで、プリチャージが継続的に維持されます。

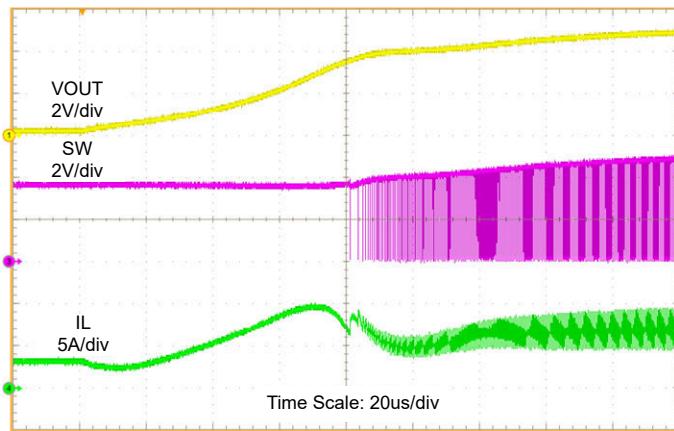


図 3-2. TPS61022 短絡解放波形

3.1.2 ダウン モードによる連続再起動

ダウン モード スタートアップ機能を備えた TI の昇圧デバイスは、出力短絡条件時のスタートアップ方法を多重化します（TPS61299）。出力電圧が入力を下回ると、デバイスはダウン モードに移行します。 I_{LIMIT} は、 V_{out} が 0.5V を下回るまでインダクタ電流を制限します。その後、ソフトスタートアップ電流制限が適用され、電流ピークが 350mA にクランプされます。図 3-3 に、出力短絡動作を示します。

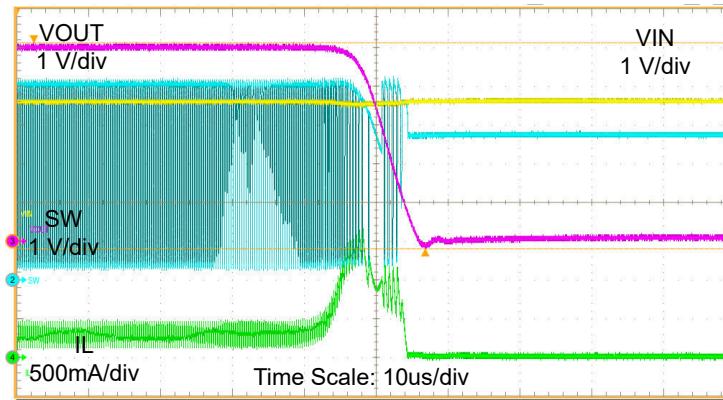


図 3-3. TPS61299 短絡開始波形

短絡が解消され、デバイスを起動できるまで、デバイスはダウン モード スタートアップ手順のままになります。

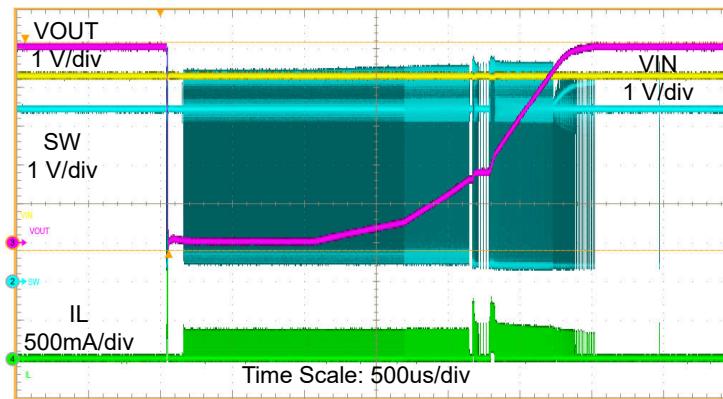


図 3-4. TPS61299 短絡解放波形

3.2 ヒップ再起動

プリチャージ モードやダウン モードなどの電流制限方式とは異なり、TPS61253A や TPS61378 などの一部のデバイスでは、ヒップという SCP 方式を適用しています。この方式は、出力短絡状態が検出されたときにデバイスをシャットダウンし、短絡が解消されるまで断続的に再起動することを目的とします。

3.2.1 プリチャージによるヒップ再起動

TPS51253A は、短絡保護のためにプリチャージヒップ方式を採用しています。Vout が Vin を下回ると、ハイサイドスイッチがゲートを Vin に接続し、ボディダイオードの方向を切り替えて突入電流をブロックします。Vsw は Vin を上回ることがあり、IL はゼロに達するまで低下する可能性があります。シャットダウン セッションの後、デバイスは 1A の電流制限を適用した 1ms のプリチャージによる再起動を試みることができます。再起動は、出力短絡が解放され、デバイスを起動できるようになるまで、20ms ごとに繰り返すことができます。図 3-5 に、出力短絡動作を示します。

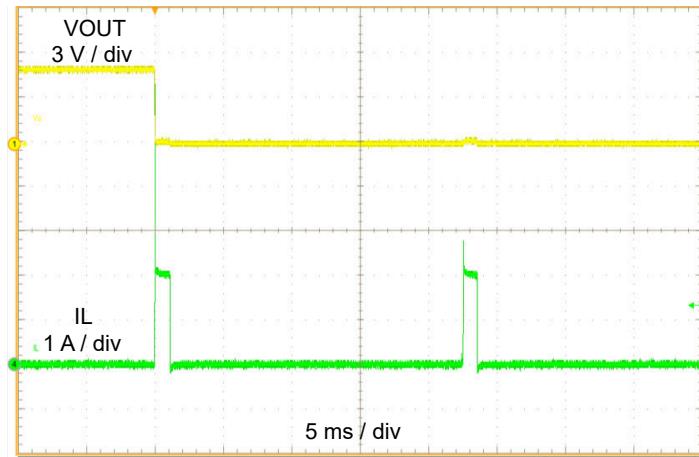


図 3-5. TPS61253A 短絡波形

3.2.2 ダウン モードによるヒップ再起動

TPS61253A と同様に、[TPS61378](#) も出力短絡が発生するとシャットダウンします。シャットダウン セッションの後、デバイスは 1.8ms にわたってダウン モードの再起動を試みます。再起動の試行は、出力短絡が解消され、デバイスを起動できるようになるまで 67ms ごとに繰り返されます。図 3-6 に、出力短絡動作を示します。

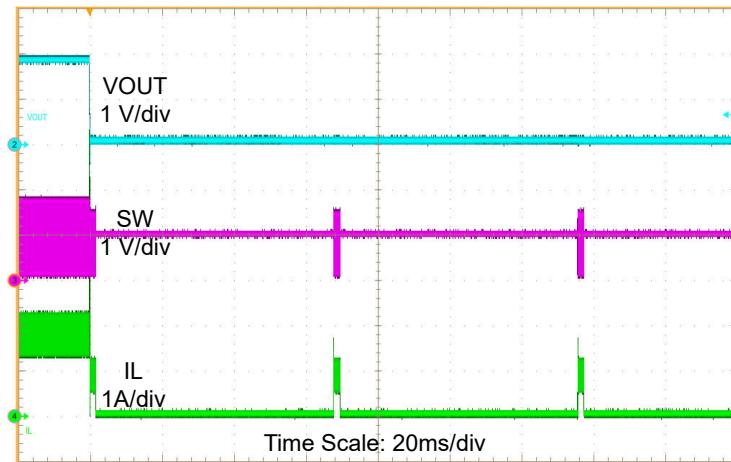


図 3-6. TPS61378 短絡波形

ヒップ デバイスは、連続再起動デバイスと比較して再起動の頻度が低く、したがって平均損失は小さくなり放熱性能が改善されます。

3.3 整流昇圧コンバータの短絡保護動作の概要

表 3-1 は、3 つの短絡保護動作の性能を比較したものです。

表 3-1. プリチャージ、ダウン モード、ヒップの比較

	リリース後に再起動	電力損失
プリチャージ	即座	$V_{in}I_{SCP}$ (20)
ダウン モード	即座	$(V_{GS} + V_{in})I_{SCP}$ (21)
ヒップ	$< t_{wait}$ (20ms ~ 80ms)	$\frac{V_{in}I_{SCP}t_{reboot}}{t_{wait}}$ (22)

結論として、短絡が解消されたときに高速回復を必要とするデバイスには、プリチャージまたはダウン モードのデバイスが使用できます。出力短絡状態で温度上昇を優先するアプリケーションでは、ヒップ モードが利点となり、電力損失を低減できます。

4 昇圧コンバータの起動動作の概要

表 4-1 は、3 つの起動動作のパフォーマンスを比較したものです。

表 4-1. ハード スタートアップ、プリチャージ、ダウン モードの比較

	電圧低下	電力損失	出力短絡時の再起動
ハード スタートアップ	該当なし	該当なし	該当なし
プリチャージ	制御	$(V_{in} - V_o)I_o$ (23)	制御
ダウン モード	制御	$(V_{GS} + V_{in} - V_o)I_o$ (24)	制御

結論として、突入電流を優先しない大電流能力を備えた低成本のデバイスでは、ハード スタートアップを使用できます。頻繁に再起動し、起動時に電力損失を優先する必要があるデバイスでは、プリチャージが活用され、効率が向上します。単三 (AA) 電池を入力として使用するアプリケーションでは、ダウン モード デバイスが活用され、最小スタートアップ電圧において明確な利点を得られます。

5 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、[『TPS61088 10-A 統合型同期整流昇圧コンバータ』データシート](#)
2. テキサス インスツルメンツ、[『TPS61022 0.5V 超低入力電圧の 8A 昇圧コンバータ』データシート](#)
3. テキサス インスツルメンツ、[『TPS61299 95nA 静止電流、5.5V 昇圧コンバータ、入力電流制限および高速過渡性能付き』データシート](#)
4. テキサス インスツルメンツ、[『TPS61253A/TPS61253E 1.2mm × 1.3mm WCSP、3.8MHz、5V、4A 昇圧コンバータ』データシート](#)
5. テキサス インスツルメンツ、[『TPS61378-Q1 負荷切断機能搭載、25µA 静止電流、同期整流昇圧コンバータ』データシート](#)

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默示保証、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、明示的または默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、(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 © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月