
擬似共振電源用
制御IC

MS1003SH

MS1004SH Application Note

アプリケーション ノート

『製品及び製品仕様は、お断りなく変更する場合があります。ご了承下さい。』

新電元工業株式会社

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

使用上の注意

このたびは、弊社製品をご使用いただき誠にありがとうございます。

当 IC をご使用の際は、お客様の安全を確保するため下記の警告ならびに注意を必ず守ってご使用下さい。

警告		誤った取り扱いをした時に死亡や重大な人身事故及び大きな物的損害に結びつく危険性のあるもの。
注意		誤った取り扱いをした時に軽傷に結びつく恐れ、または軽微な物損事故に結びつく恐れのあるもの。

警告		当 IC は、一般電子機器（事務機器・通信機器・計測機器・家電製品等）に使用されることを意図しております。誤動作や事故が直接人体や生命を脅かす恐れのある医療器、航空宇宙機、列車、輸送機器（車載、船舶等）、原子力等の制御機器には使用しないで下さい。一般電子機器以外にご使用になる場合は弊社までご相談下さい。
注意		修理や改造は、重大な事故につながりますので、絶対にやめて下さい。 《感電、破壊、火災、誤動作等の危険があります。》
		異常時は出力端子に過大電圧が発生したり、電圧低下となる場合があります。異常時の、負荷の誤動作や破壊等を想定した保護対策（過電圧保護、過電流保護等の保護対策）を最終機器に組み込んで下さい。
		入力端子、出力端子の極性を確認し誤接続の無いことを確認してから通電して下さい。 《保護素子が切れたり、発煙・発火の原因になります。》
		決められた入力電圧を必ず守っていただくとともに、入力ラインに必ず保護素子を挿入して下さい。 《異常時には発煙・発火の危険があります。》
		使用中に故障または、異常が発生した時は、すぐに入力を遮断して電源を停止させて下さい。また、直ちに弊社にご相談下さい。

- 本資料に記載されている内容は、製品改良などのためお断りなしに変更することがありますのでご了承下さい。
- 御使用頂く際には、仕様書の取り交わしをして頂けます様お願いします。
- ここに記載されたすべての資料は正確かつ信頼し得るものでありますが、これらの資料の使用によって起因する損害または特許権その他権利の侵害に関しては、当社は一切その責任を負いません。
- 本資料によって第三者または当社の特許権その他権利の実施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。
- 本資料の一部または全部を当社に無断で転載または複製することを堅くお断りいたします。

 当社は、品質と信頼性の向上に絶えず努めていますが、半導体製品はある確率で故障が発生したり、誤動作する場合があります。必要に応じ、安全性を考慮した冗長設計、延焼防止設計、誤動作防止設計等の手段により結果として人身事故、火災事故、社会的な損害等が防止できるようご検討下さい。

 本資料に記載されている当社半導体製品は、特別に高い品質・信頼性が要求され、その故障や誤動作が直接人命を脅かしたり、人体に危害を及ぼす恐れのある機器あるいはシステムに用いられることを目的として設計、製造されたものではありません。下記の特別用途、特定用途の機器、装置にご使用の場合には必ず当社へご連絡の上、確認を得て下さい。

特別用途

輸送機器（車載、船舶等）、基幹用通信機器、交通信号機器、防災/防犯機器、各種安全機器、医療機器 等

特定用途

原子力制御システム、航空機器、航空宇宙機器、海底中継器、生命維持のための装置 等

 なお、IC 製品に関しては、特別用途・特定用途に限らず、連続運転を前提として長期製品寿命を期待される機器、装置にご使用される場合に関しては当社へお問い合わせ下さい。

当社は IC 製品を安全に使っていただくために回路支援をしています。弊社担当営業または営業企画にお問い合わせ下さい。

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

目次

1:概要	...	4	4:各端子の機能	...	17
1.1:はじめに	...	4	4.1:Z/C 端子	...	17
1.2:特徴	...	4	4.2:F/B 端子	...	17
1.3:用途	...	4	4.3:GND 端子	...	17
1.4:外形寸法図	...	4	4.4:OCL 端子	...	17
1.5:基本構成回路	...	5	4.5:VG 端子	...	17
2:ブロック図	...	6	4.6:VCC 端子	...	17
2.1:ブロック図	...	6	4.8:Vin 端子	...	17
2.2:端子名称	...	6	5:設計方法	...	18
3:回路動作	...	7	5.1:設計フローチャート	...	18
3.1:起動	...	7	5.2:メンテナンス参考設計条件	...	19
3.1.1:起動回路	...	7	5.3:メンテナンス設計計算式	...	19
3.1.2:ソフトスタート	...	8	5.4:各動作点を確認する	...	21
3.1.3:バイアスアシスト	...	8	5.4.1:式中の記号	...	22
3.2:発振動作	...	9	5.4.2 谷飛び開始電力を 求める計算式	...	22
3.2.1:オントリガ回路	...	9	5.4.3 谷飛び解除電力を 求める計算式	...	22
3.2.2:擬似共振動作	...	9	5.4.4 オートバースト開始・解除 電力を求める計算式	...	24
3.2.3:ソフトドライブ	...	10	5.4.5 垂下点電力を 求める計算式	...	24
3.2.4:谷飛び動作	...	10	5.5 各端子の設計	...	27
3.2.5:出力電圧制御	...	11	5.5.1 Z/C 端子(1 番端子)周辺	...	27
3.3:バーストモード発振動作	...	11	5.5.2 F/B 端子(2 番端子)周辺	...	29
3.3.1:オートバースト(自動スタンバイ)機能	...	11	5.5.3 OCL 端子(4 番端子)周辺	...	30
3.3.2:スーパースタンバイモード	...	13	5.5.4 VG 端子(5 番端子)周辺	...	31
3.4:保護機能	...	14	5.5.5 VCC 端子(6 番端子)周辺	...	32
3.4.1:VCC 過電圧保護ラッチ(OVP)	...	14	5.5.6 共振コンデンサの設定	...	34
3.4.2:過電流保護(OCP)	...	14	6:参考回路	...	35
3.4.3:過負荷保護(タイマーラッチ)	...	15	6.1:回路図	...	35
3.4.4:VCC-GND 短絡保護	...	16	6.2:参考回路設計事例	...	35
3.4.5:リーディングエッジブランク	...	16			
3.4.6:オントリガ誤動作防止回路	...	16			
3.4.7:過熱保護(TSD)	...	16			

1：概要

1.1 はじめに

近年、急速に求められている省電力化に応えるため微少負荷領域の効率を改善するスーパースタンバイモードを備えた MS1003SH、MS1004SH を開発しました。

MS1003SH、MS1004SH は、従来に比べ待機時の入力電力を削減し様々な機能を IC に内蔵することで少ない外付け部品でより使いやすく簡単に電源設計を行うことができる高機能 IC です。

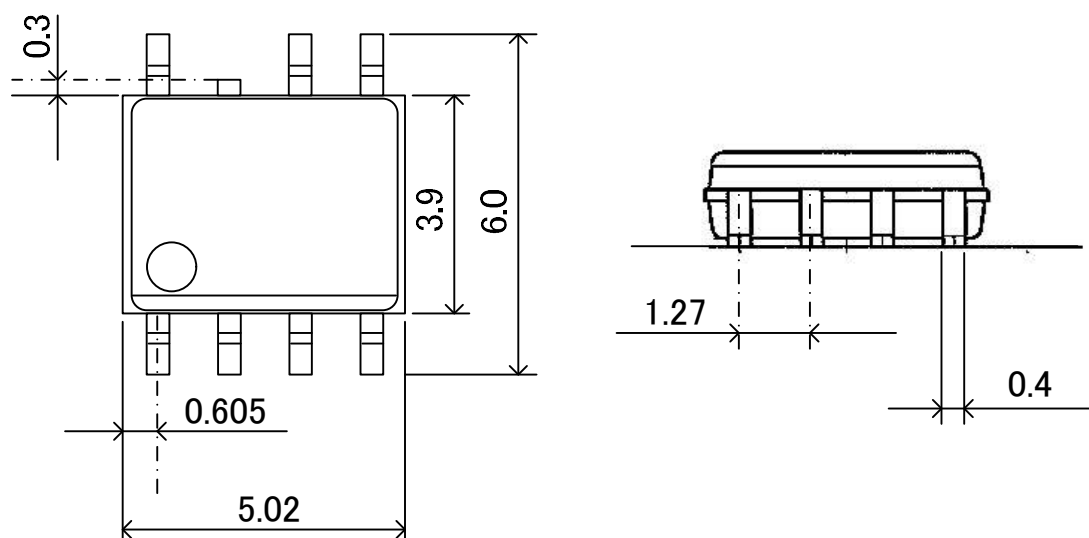
1.2 特徴

- 1) 擬似共振動作により高効率・低ノイズ化に寄与
- 2) 4STEP ソフトスタート機能内蔵
- 3) 起動抵抗が不要な起動回路を内蔵し、起動回路での損失を大幅に削減
- 4) 自動谷飛び機能により発振周波数の上昇を抑制し軽負荷時効率を改善
- 5) 部品追加なしに軽負荷領域の効率を改善するオートバースト機能
- 6) 微少負荷領域の効率を改善するスーパースタンバイモードを装備
- 7) ノイズに有利なソフトドライブ回路を内蔵
- 8) 過熱保護・過電圧保護・過負荷保護（タイマーラッチ）内蔵
- 9) 1 次電流制限回路に入力電圧依存補正回路内蔵させ部品点数を削減
- 10) 起動回路バイアスアシスト機能内蔵
- 11) VCC-GND 短絡保護機能内蔵
- 12) 小型化に有利な SOP8/7J パッケージを採用

1.3 用途

テレビ・レコーダー・白物家電などの待機電力の削減が求められる電源

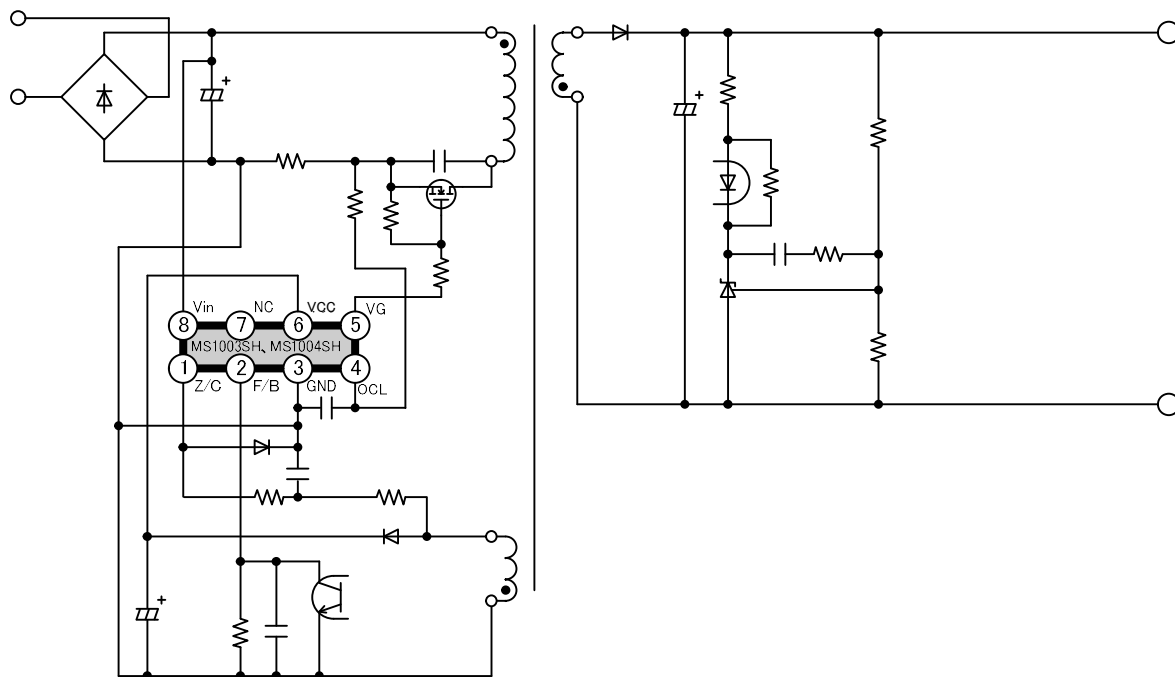
1.4 外形寸法図 単位：mm



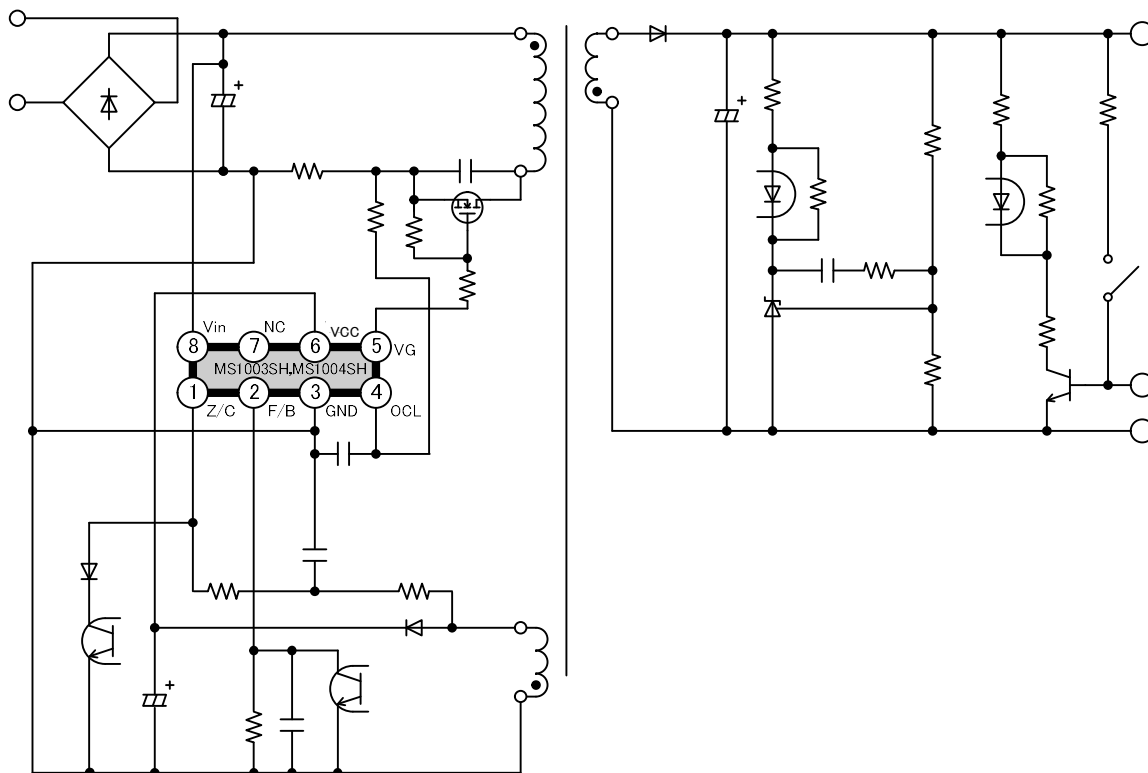
SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

1.5 基本構成回路

(1) スーパースタンバイ機能未使用（オートスタンバイのみ使用時の回路例）

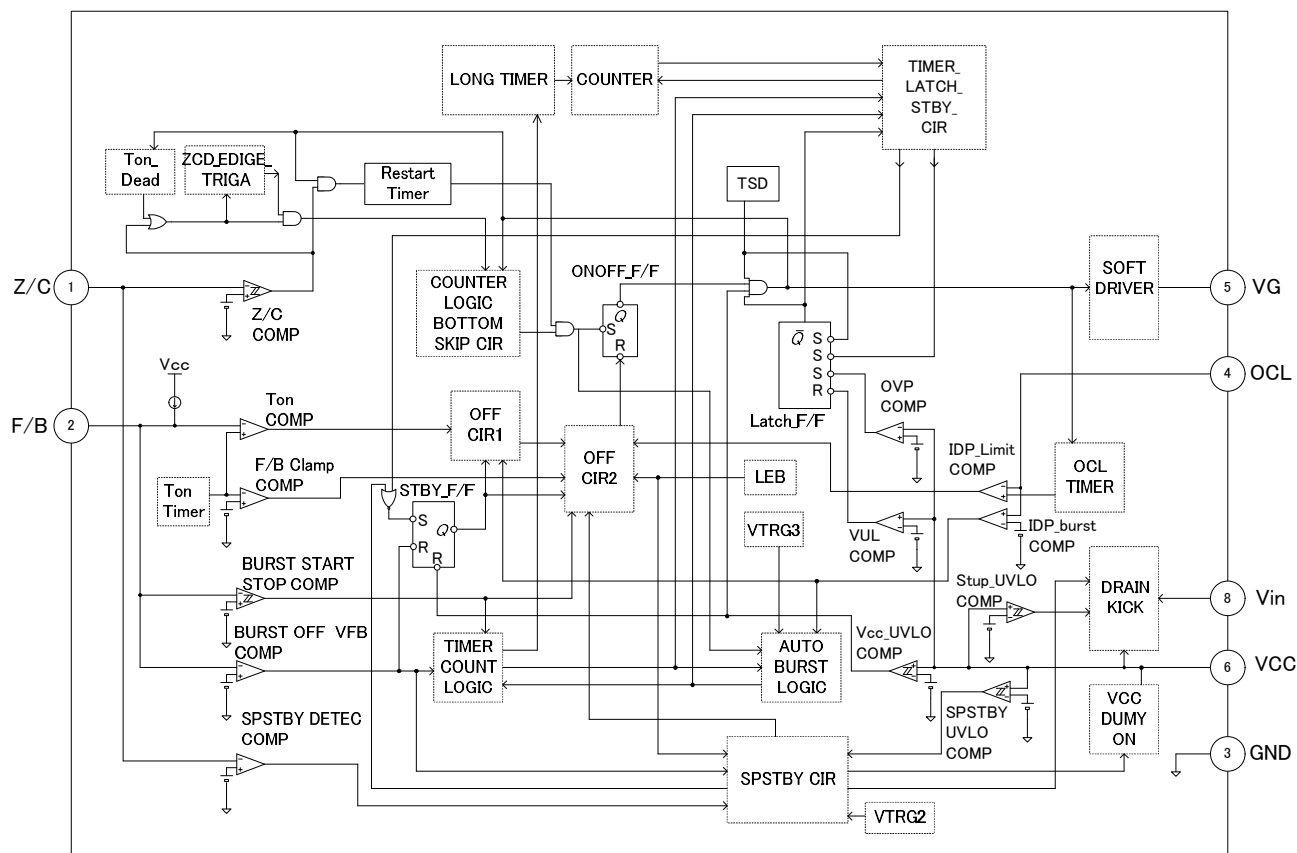


(2) スーパースタンバイ機能使用

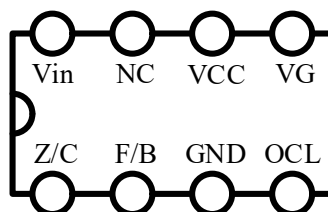


2 : ブロック図

2.1 ブロック図



2.2 端子名称

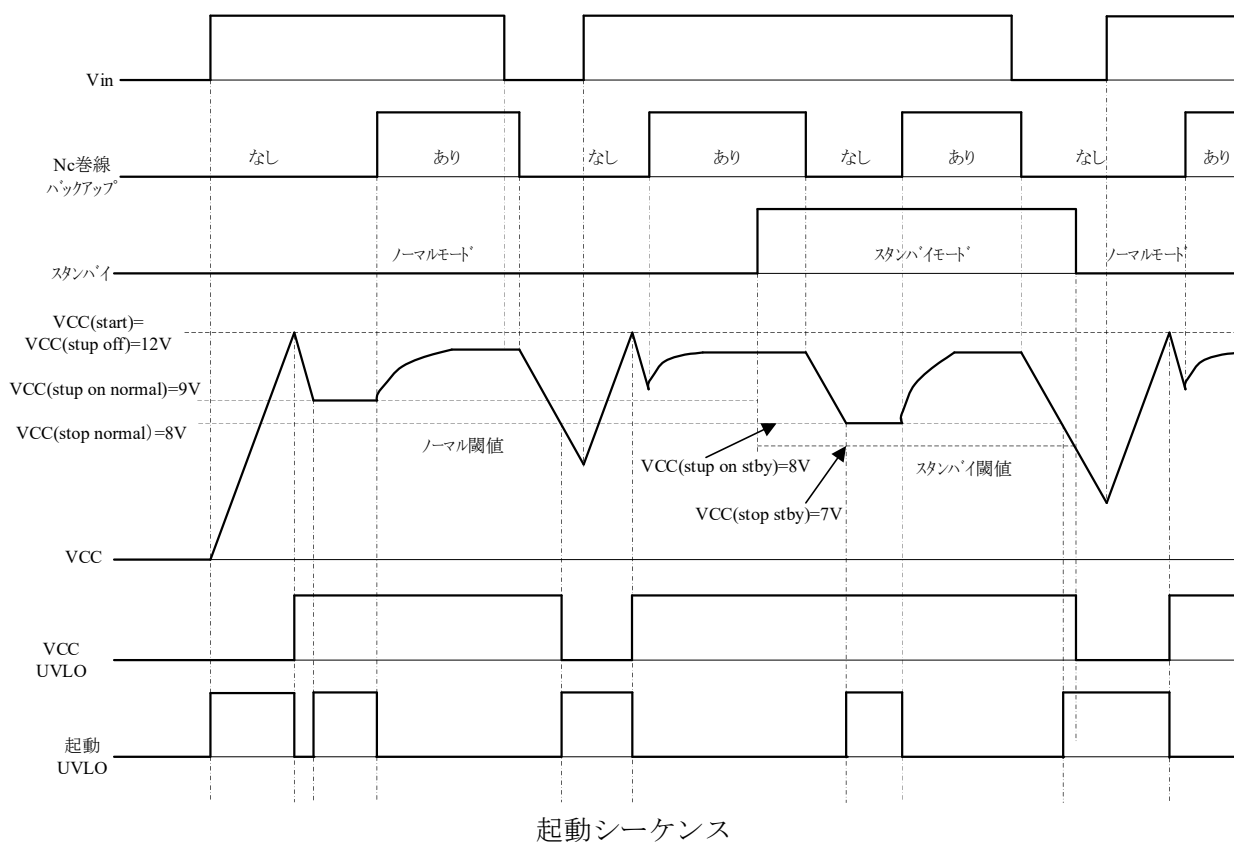


端子番号	記号	端子名称
1	Z/C	ゼロ電流検出端子
2	F/B	フィードバック端子
3	GND	グラウンド端子
4	OCL	オーバカレントリミット端子
5	VG	VG 端子
6	VCC	VCC 端子
7	NC	NO CONNECT
8	Vin	Vin 端子

3：回路動作

3.1 起動

起動シーケンスは下図ようになります。



3.1.1 起動回路

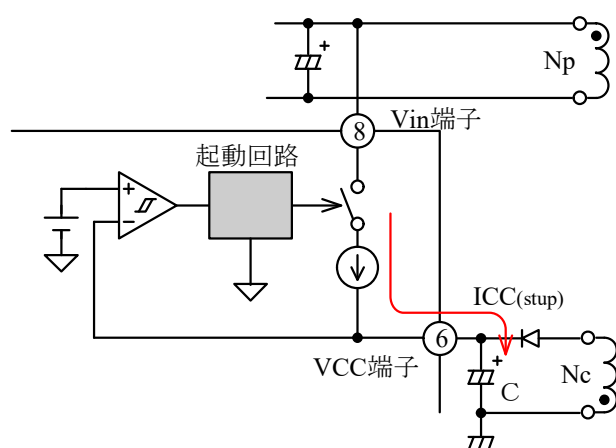
起動抵抗を必要としない起動回路を内蔵していますので部品点数が少なく簡単に動作させることができます。右図は、起動回路略図です。

起動するまでは、 V_{in} 端子から V_{CC} 端子へ起動回路電流 $I_{CC(stup)}$ により右図 C を充電します。

V_{CC} 電圧が発振開始電圧 $V_{CC(start)}=12V(typ)$ に達すると発振が開始され、起動回路がオフし起動回路電流 $I_{CC(stup)}$ を止めます。 V_{CC} 端子は、 $V_{CC(start)}$ で発振開始し、発振停止電圧 $V_{CC(stop stby)}=7V(typ)$ もしくは $V_{CC(stop normal)}=8V(typ)$

で発振停止するヒステリシスを持ち、また V_{CC} 電圧をアシストする機能を持っていますので安全に起動させることができます。

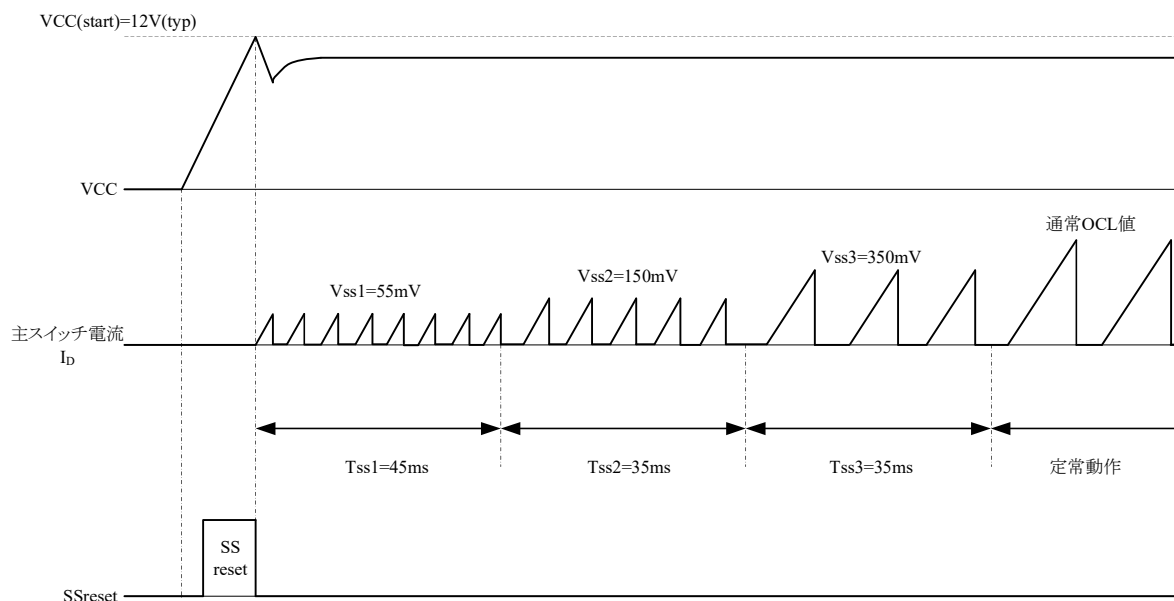
バイアスアシスト機能については、3.1.3 項を参照してください。



3.1.2 ソフトスタート

起動時には、OCL レベルが 4 段階に変わり、それに伴って主スイッチング(SW)素子に流れる電流は段階的に増加します。この動作により主スイッチング素子に流れる電流の包絡線は 4step の形状になりソフトに立ち上がります。

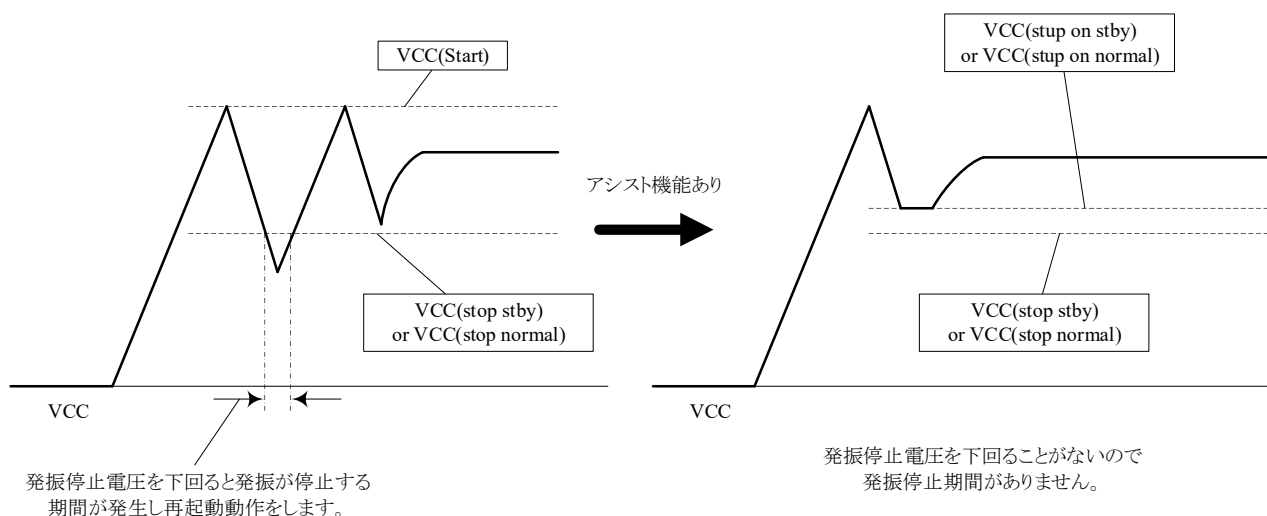
ソフトスタートの時間は Tss1～Tss3 で規定され、時間設定は IC 内部で決定しています。



3.1.3 バイアスアシスト

起動時において、発振開始直後に電圧が下がる過程で発振停止電圧 $VCC(stop\ stby)=7V(typ)$ もしくは $VCC(stop\ normal)=8V$ を下回り発振停止してしまわないように VCC へエネルギーを供給するアシスト機能が内蔵されています。この機能により、起動の失敗がありません。

下図は、この機能による VCC の起動略図です。



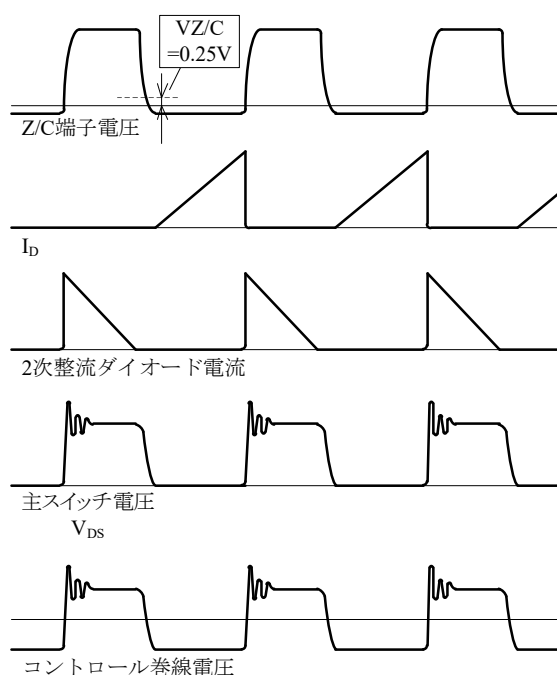
3.2 発振動作

3.2.1 オントリガ回路

右図のように Z/C 端子電圧が立ち下がり(ネガティブエッジ)のゼロ検出電圧 $V_{Z/C}=0.25V(\text{typ})$ に達するとゲート信号を出し、主スイッチング素子をオンさせます。

エネルギー放出タイミングをコントロール巻線 (Nc)から検出し、主スイッチング素子をオンすることで電流臨界動作を行っています。

Z/C 端子電圧が Hi から Low への移行時に検出するネガティブエッジ検出を採用することでノイズの影響を最小限に抑えています。また、 $V_{Z/C}=0.25V$ に対して $50mV$ のヒステリシスをもたせることにより、さらに耐ノイズ性を高めています。

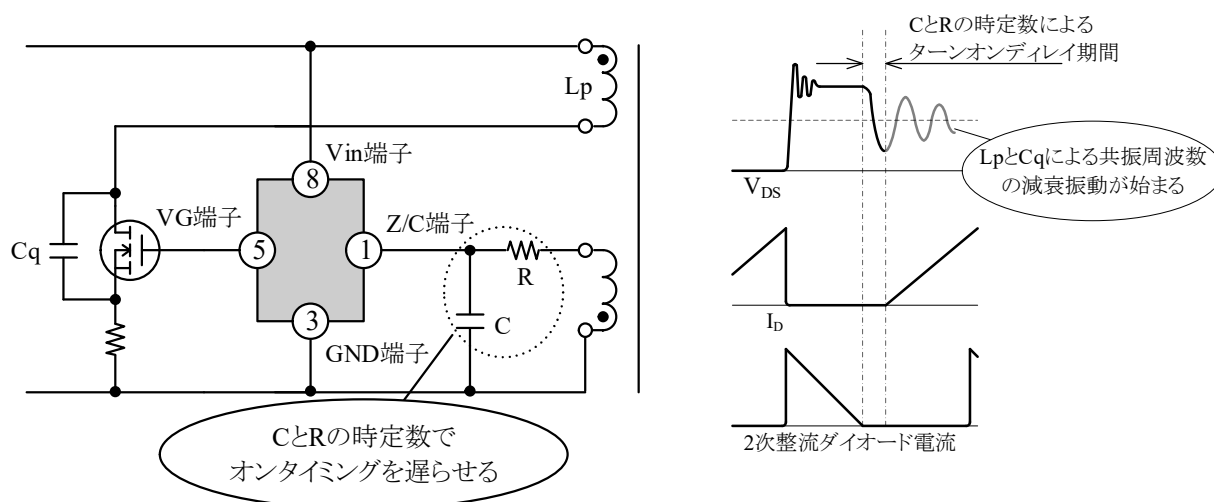


3.2.2 擬似共振動作

主スイッチング素子のドレインソース間に右図のように共振コンデンサを付加した回路において、2次側ダイオード電流が $0A$ になったときにメイントランスの1次インダクタンス L_p と共振コンデンサ C_q による共振周波数での減衰振動が始まります。

Z/C 端子に接続される右図 CR 時定数を調整することにより、減衰振動電圧の谷点で主スイッチング素子をターンオンさせることができます。

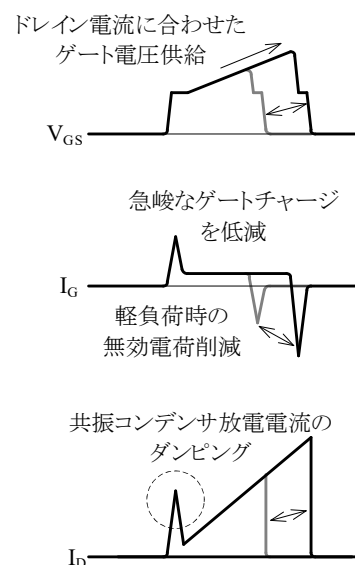
これにより、ターンオンロスを低減することができます。



3.2.3 ソフトドライブ

ソフトドライブ回路により、ゲートドライブ電圧はオン直後に主スイッチング素子のゲートしきい値を少し越えるトリガ電圧を与えます。その後、定電流駆動とする事で必要以上のゲート電圧供給を抑制しています。

この動作によりゲートチャージ電圧による損失低減及び共振コンデンサ放電電流ピークを抑制し、ノイズを低減させます。



3.2.4 谷飛び動作

MS1003SH、MS1004SH は、スイッチング周期を監視しており、スイッチング周期が谷飛び開始周期 $T(\text{bottom skip start}) = 7.5\mu\text{s}(\text{typ})$ 以下になると

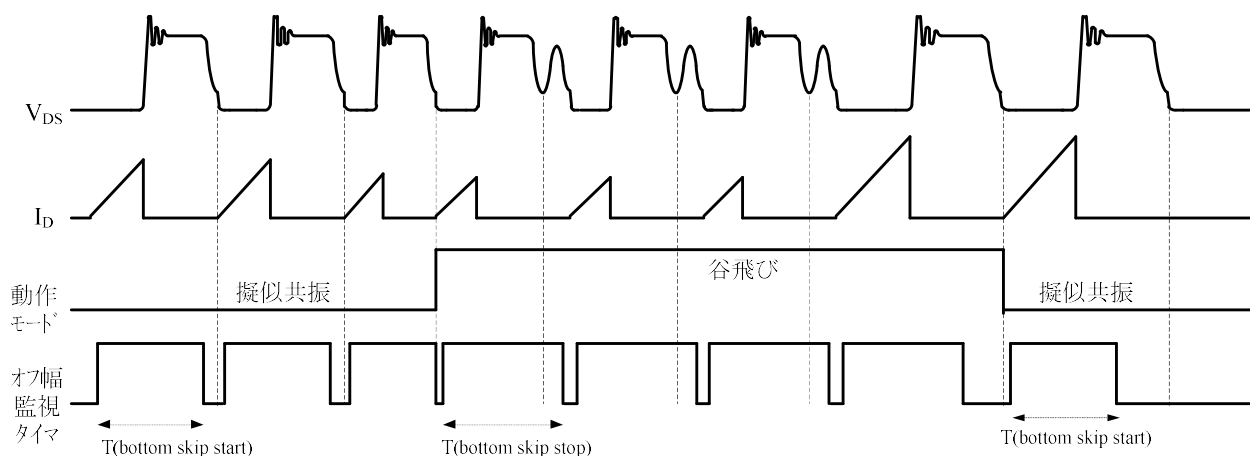
MS1003SH は、通常の擬似共振モードから 1 回谷飛びモード（谷点 2 回目オン）

MS1004SH は、通常の擬似共振モードから 2 回谷飛びモード（谷点 3 回目オン）

へ切替る事によりオフ時間を

MS1003SH は、共振 1 周期分 MS1004SH は、共振 2 周期分

延長し周波数上昇を抑える機能を持っています。オフ時間を共振谷飛びモードに切り替わると周期監視タイマー時間に変更され、オンしてから 1 回目の電圧谷点までの時間が、谷飛び停止周期 $T(\text{bottom skip stop}) = 13\mu\text{s}(\text{typ})$ 以上となった時に通常の擬似共振動作に戻ります。この様にヒステリシスを確保する事により波形バタつきや音鳴きの対策を行っています。



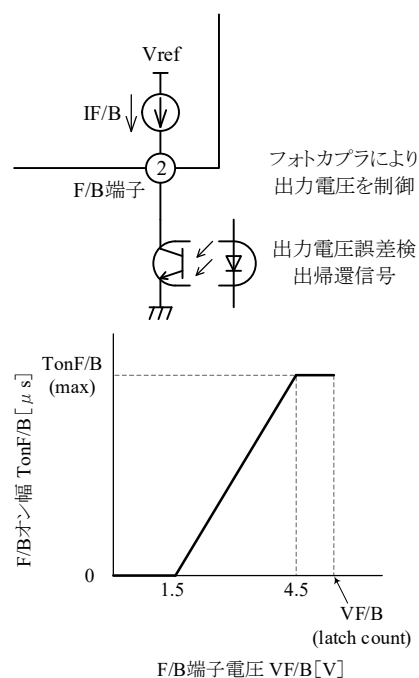
MS1003SH のシーケンス図

3.2.5 出力電圧制御

MS1003SH、MS1004SH は、F/B 端子電圧 $V_{F/B}$ に比例したオン幅 $T_{onF/B}$ で出力電圧を制御しています。

$V_{F/B}$ が 1.5V の時に $T_{onF/B}$ が最小となり、 $V_{F/B}$ が 4.5V の時に $T_{onF/B}$ が最大となるようにリニアに制御されます。F/B 端子からは $I_{F/B}$ を流出しており、F/B-GND 端子間に外部接続されるフォトカプラトランジスタのインピーダンスが、2 次側出力検出回路からの制御信号により変化することで、主スイッチング素子のオン幅を制御し定電圧化しています。

また、F/B 端子にはラッチカウント開始電圧 $V_{F/B}(\text{latch count})=4.6\text{V}(\text{typ})$ が設定されており、この電圧以上になるとタイマーが動作し始めます。この状態をラッチカウント $T(\text{latch count})=2\text{s}(\text{typ})$ 維持すると IC はラッチ停止します。



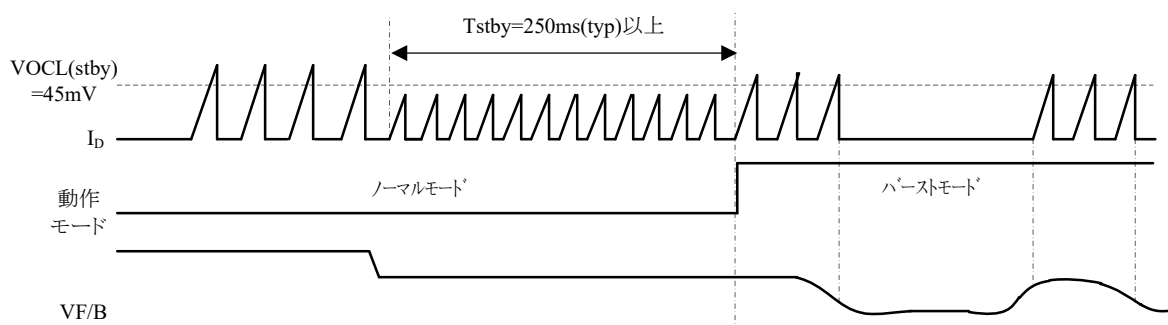
3.3 バーストモード発振動作

3.3.1 オートバースト(自動スタンバイ)機能

MS1003H・MS1004SH は、ノーマルモードとバーストモードを自動で切り替える事で、スタンバイ用の外付部品を追加する事なく、スタンバイ時の低消費電力化が実現できます。

1) ノーマルモードからバーストモードへの切り替え動作

負荷が軽くなり、ドレイン電流を電流検出している OCL 端子電圧 VO_{CL} が、スタンバイ切替電圧 $VO_{CL}(\text{stby})=45\text{mV}(\text{typ})$ 以下の状態を、スタンバイ切替時間 $T_{stby}=250\text{ms}(\text{typ})$ 以上継続させると、ノーマルモードからバーストモードへ自動で切り替わります。



2) バーストモード制御

バーストモードでは、ドレイン電流を OCL 端子で検出しスタンバイ電流しきい値電圧 $V_{TH}(stby)=60mV(typ)$ に毎パルス制限することにより、発振を制御します。

出力電圧の制御は、ノーマルモード時のリニア制御から VF/B が発振開始電圧 $VF/B(stby\ start)=1.8V(typ)$ で発振開始し、発振停止電圧 $VF/B(stby\ stop)=0.8V(typ)$ で発振が停止する制御に変わります。この制御により出力電圧にリップルを持たせて間欠発振を行い、単位時間当たりのスイッチング損失を削減する事でスタンバイ時の消費電力低減を行っています。

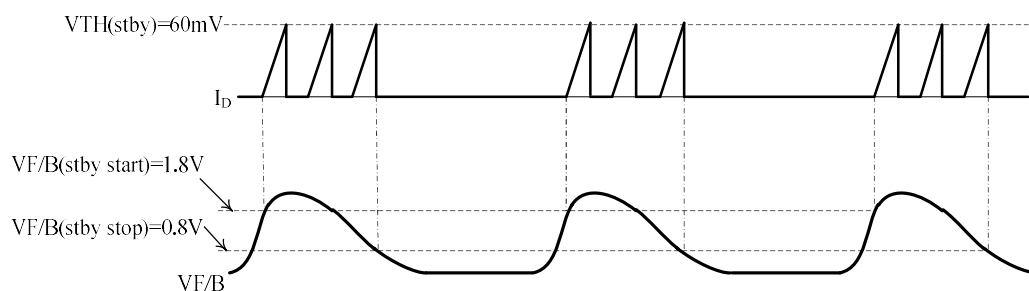
又、ノーマルモード時のしきい値に対して下記のしきい値の切り替えを行っています。

◆発振停止電圧、起動回路 ON 電圧は、それぞれノーマルモードから 1V しきい値が下がります。

$$VCC(stop\ normal)=8V(typ) \rightarrow VCC(stop\ stby)=7V(typ)$$

$$VCC(startup\ on\ normal)=9V(typ) \rightarrow VCC(startup\ on\ stby)=8V(typ)$$

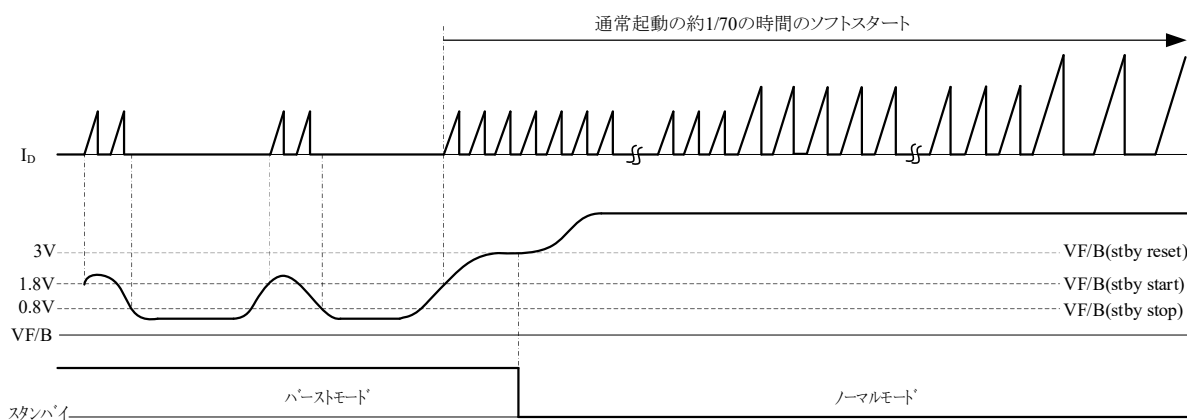
これにより、スタンバイ時の VCC 設定の調整をし易くする事で更なる消費電力の削減が可能になります。



3) バーストモードからノーマルモードへの切り替え

負荷が重くなり VF/B が上昇し、スタンバイ解除 F/B 電圧 $VF/B(stby\ reset)=3V(typ)$ を越えると、ノーマルモードへ自動切り替えを行います。

バーストモードからノーマルモードへ切り替るとスタンバイ時に切り替えていた各しきい値が戻ると共に通常起動の約 1/70 の時間 ($T_{ss}(stby\ return)_{1,2,3}$) にソフトスタートがかかり、切り替え時の波形バタツキ等を抑えています。



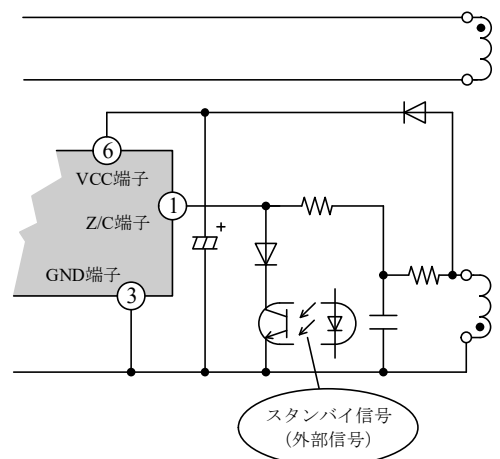
3.3.2 スーパースタンバイモード

スーパースタンバイモードは、微少負荷領域における電源損失を最小限に抑えることができる間欠発振モードです。この機能を使うことにより入力電力を低く抑えることができます。

1) ノーマルモード・オートバーストモードからスーパースタンバイモードへの切り替え

ノーマルモード・オートバーストモードからスーパースタンバイモードへの切り替えは Z/C 端子電圧の外部クランプを信号により停止し、SP スタンバイ切替 Z/C 電圧 $V_{Z/C(sp\ stby)}=3V(\text{typ})$ 以上印加することで行います。

スーパースタンバイモードに切り替わると制御 IC が VCC 電圧を SP スタンバイ発振開始 VCC 電圧 $V_{CC(sp\ stby\ start)}=8.7V(\text{typ})$ まで速やかに下げる事で、スムーズな直接制御から間接制御への切り替えを実現しています。



◆ スタンバイ信号オン (フォトカプラ点灯) :

Z/C 端子電圧クランプ ⇒ ノーマルモード or オートバーストモード

◆ スタンバイ信号オフ (フォトカプラ消灯) :

Z/C 端子電圧クランプ停止 ⇒ スーパースタンバイモード

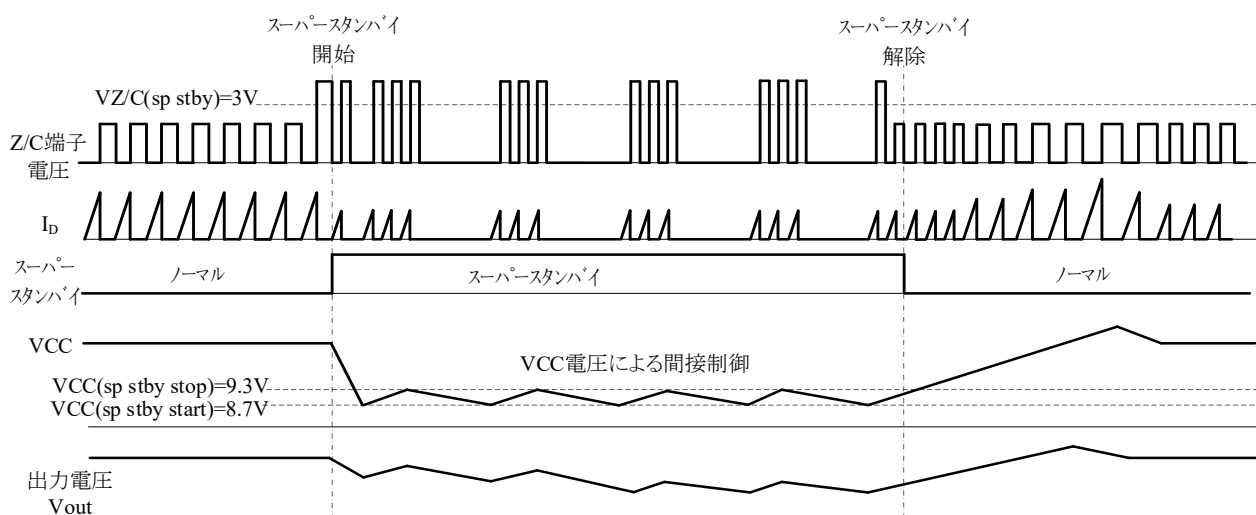
2) スーパースタンバイ制御

スーパースタンバイモードでは、F/B 端子による直接制御から VCC 端子による間接制御に切り替わります。

SP スタンバイ発振開始 VCC 電圧 $V_{CC(sp\ stby\ start)}=8.7V(\text{typ})$

SP スタンバイ発振停止 VCC 電圧 $V_{CC(sp\ stby\ stop)}=9.3V(\text{typ})$

通常動作時の VCC より低い電圧で制御するため、出力電圧はレギュレーション電圧より低い電圧に制御されますので、フィードバックフォトカプラは動作せず、消費電力が低減できます。



SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

3) スーパースタンバイモードからノーマルモードへの切り替え

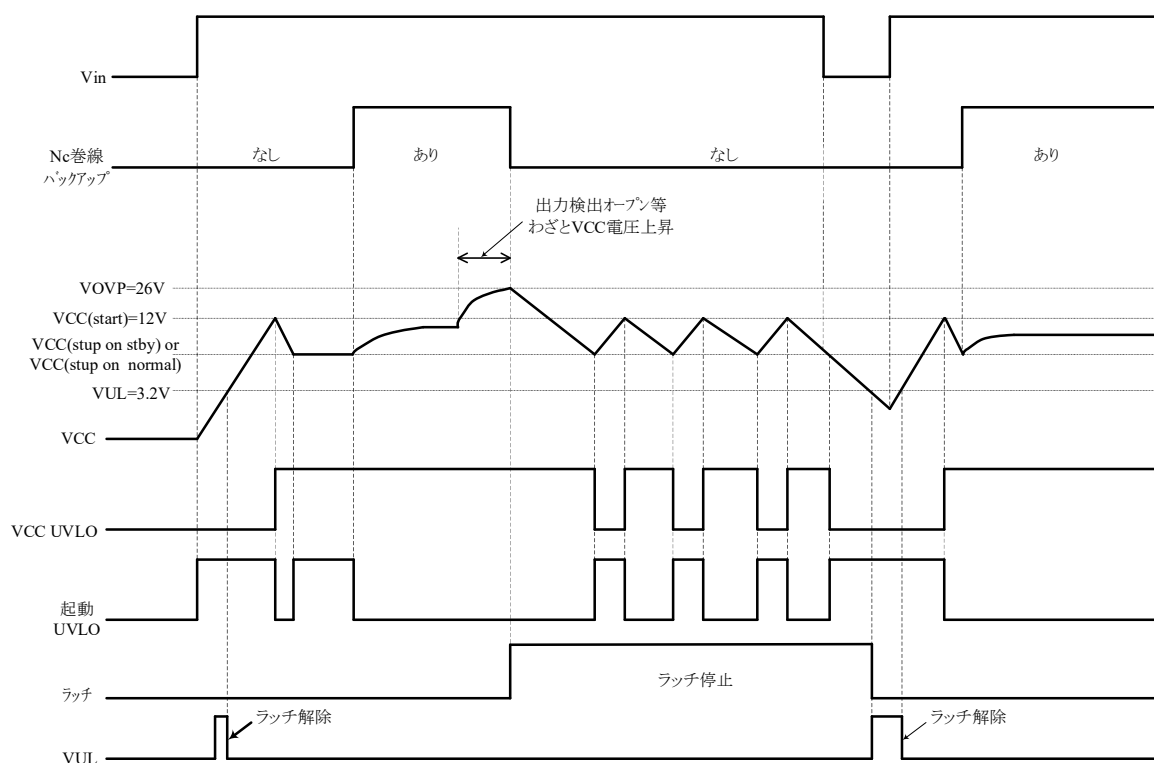
スーパースタンバイモードの解除はZ/C端子電圧を外部信号により3V以下にクランプする事で行います。

3.4 保護機能

3.4.1 VCC 過電圧保護ラッチ(OVP)

MS1003SH、MS1004SH には過電圧保護回路 (OVP) が搭載されています。

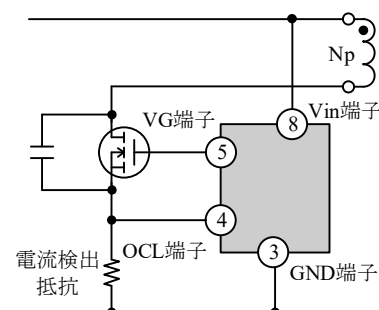
VCC 電圧が過電圧ラッチ電圧 $VOVP=26V(\text{typ})$ 以上でラッチし、間接的に2次側出力の過電圧保護を行っています。ラッチ解除は VCC 電圧をラッチ解除電圧 $VUL=3.2V(\text{typ})$ 以下に一旦下げることで行います。



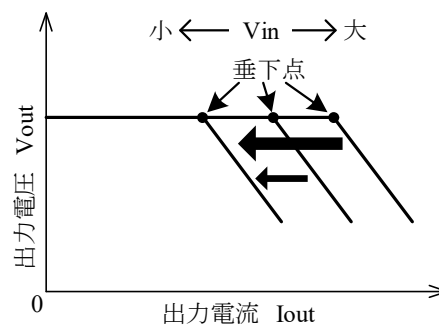
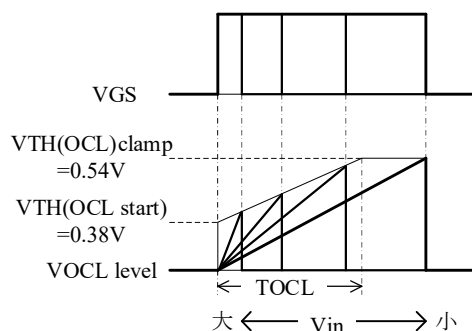
3.4.2 過電流保護(OCP)

OCL-GND 端子間に電流検出抵抗を接続することで主スイッチング素子のソース電流を検出し、オン幅によって決定されるしきい値電圧により、パルス・バイ・パルス動作で主スイッチング素子の電流制限を行います。

この電流制限保護機能には、入力電圧依存を補正する機能が内蔵されており、IC 内部の OCL しきい値を時間とともに $V_{TH}(\text{OCL start})=0.38V(\text{typ}) \Rightarrow V_{TH}(\text{OCL clamp})=0.54V(\text{typ})$ にリニアに変化させています。主スイッチング素子のドレイン電流の傾斜(di/dt)は、入力電圧に比例することから、入力電圧が高くなるとより小さな I_{DP} で OCL しきい値に達するようになり垂下が補正されます。



SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.



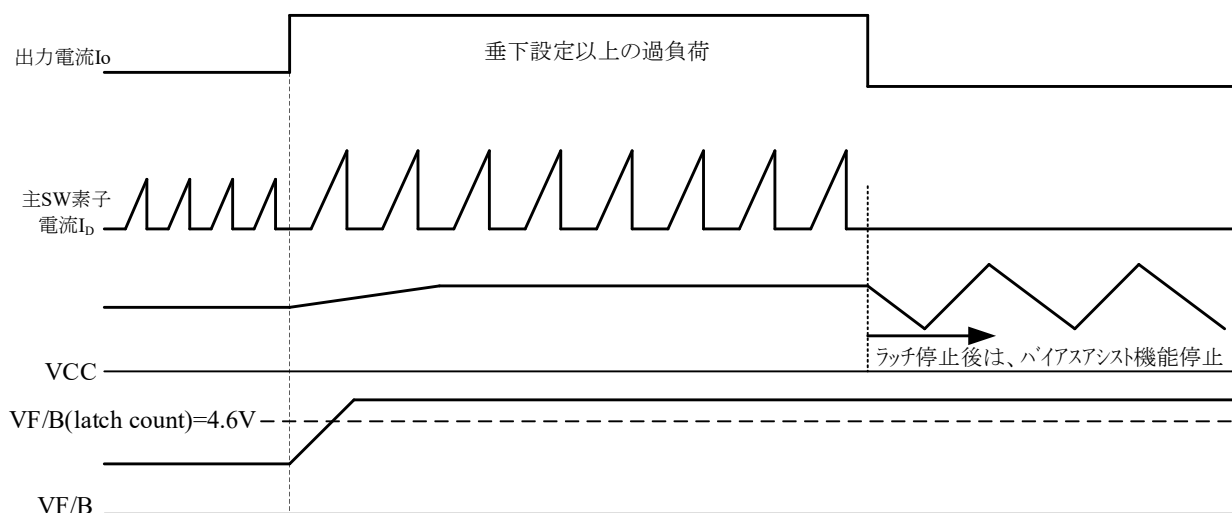
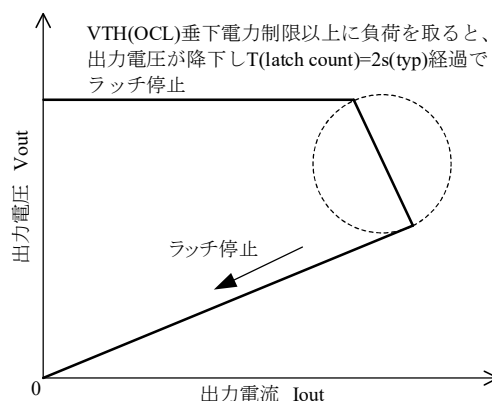
3.4.3 過負荷保護(タイマーラッチ)

過負荷タイマーラッチ機能は、F/B 端子電圧 $V_{F/B}$ が $V_{F/B(latch count)}=4.6V$ 以上となる状態を $T(latch count)=2s$ 以上継続カウントした時にラッチ停止する保護機能です。

過電流リミット $V_{TH(OCL)}$ で設定された垂下電力以上の電力を取ると、保護による電力制限により、出力電圧が下がり始めるため、 $V_{F/B}$ は制御範囲を超えて電圧が上昇し、 $V_{F/B}$ が $V_{F/B(latch count)}=4.6V$ 以上になります。この電圧を検出する事によりタイマーのカウントが始まります。

$T(latch count)=2s$ 以上を継続カウントしラッチ停止する事で過負荷状態が継続する事を防止し、2s というロングタイマーにより誤検出を防止しています。

カウント中は $V_{F/B}$ が $V_{F/B(latch count)}=4.6V$ 未満となるか、VCC 電圧がラッチ解除電圧 $V_{UL}=3.2V$ 以下になればカウントがリセットされます。また、ラッチ停止後は IC の発熱を軽減させるため起動回路のバイアスアシスト機能を停止させます。



3.4.4 VCC-GND 短絡保護

VCC-GND を短絡すると、起動回路に電流が流れ続けるため IC が発熱してしまいます。この状態を回避するため短絡時に VCC 電流 I_{CC} を低減する機能が内蔵されています。このことにより短絡時の過大な発熱を抑えることができます。

3.4.5 リーディングエッジブランク

MS1003SH、MS1004SH には主スイッチング素子がオンしてから一定時間ドレイン電流検出回路からのトリガ信号を受け付けない期間を設定し、ノイズマージンを上げる機能“リーディングエッジブランク TLEB=300ns”を搭載しています。

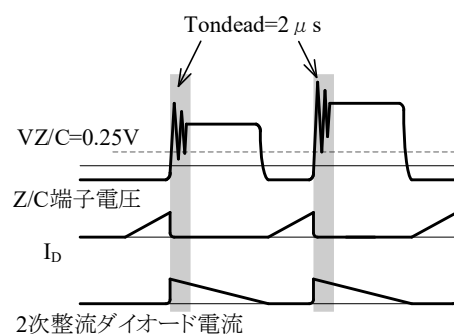
これにより、主スイッチング素子がオンする瞬間のゲートドライブ電流や、共振コンデンサの放電電流による誤検出を防ぎます。

3.4.6 オントリガ誤動作防止回路

起動・負荷短絡時には、出力電圧が設定電圧より極端に小さくなるので、出力電圧に比例したコントロール巻線電圧も非常に小さい値となり、オフ時のリングング電圧によりオントリガタイミングを誤検出し、電流臨界点よりはやくオンしてしまう可能性があります。

起動・負荷短絡時のオントリガ誤動作防止回路を内蔵しています。

この機能は、IC 内部主スイッチング素子がオフしてからオントリガを禁止する期間 $T_{ondead}=2\mu s$ を設けることで、オフ時のリングング電圧による誤検出を防止します。



3.4.7 過熱保護(TSD)

MS1003SH、MS1004SH には過熱保護回路(サーマルシャットダウン TSD)が搭載されています。

IC が $150^{\circ}C$ (typ)になるとラッチし、発振動作を停止します。

ラッチ解除は VCC 端子電圧を V_{UL} 以下に一旦下げることで行います。

4：各端子の機能

4.1 Z/C 端子

Z/C 端子は、Nc 巻線電圧を検出しターンオン信号を出す端子です。次の機能を持ちます。

- 1) ゲートオントリガ
- 2) オントリガ誤動作防止 (Tondead)
- 3) 谷飛び機能
- 4) スーパースタンバイモード ⇄ ノーマルモードの切り替え

4.2 F/B 端子

F/B 端子は、定電圧制御におけるオン幅を決定する端子です。次の機能を持ちます。

- 1) F/B 端子電圧に対するオン幅を決定 (ゲートオフトリガ)
- 2) 無制御時のラッチ停止保護動作

4.3 GND 端子

IC のグラウンド基準となる端子です。

4.4 OCL 端子

検出抵抗を用いて 1 次電流制限をする端子です。次の機能を持ちます。

- 1) 最大 1 次電流ピーク値を決定 (パルスバイパルス方式)
- 2) 4 step ソフトスタート時の 1 次電流ピーク値を決定
- 3) オートバースト (自動スタンバイ) 時の 1 次電流ピーク値を決定
- 4) リーディングエッジブランク機能

4.5 VG 端子

ゲート電圧を出力する端子です。ソフトドライブ機能を持ちます。

4.6 VCC 端子

IC の電源端子です。次の機能を持ちます。

- 1) UVLO 機能
- 2) VCC 過電圧保護 (OVP ラッチ)
- 3) VCC バイアスアシスト
- 4) 起動回路のオン・オフ
- 5) ラッチ動作解除
- 6) VCC-GND 短絡保護
- 7) スーパースタンバイ時の間接制御動作

4.8 Vin 端子

入力コンデンサの正側へ接続し、IC を起動させる端子です。

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

5：設計方法

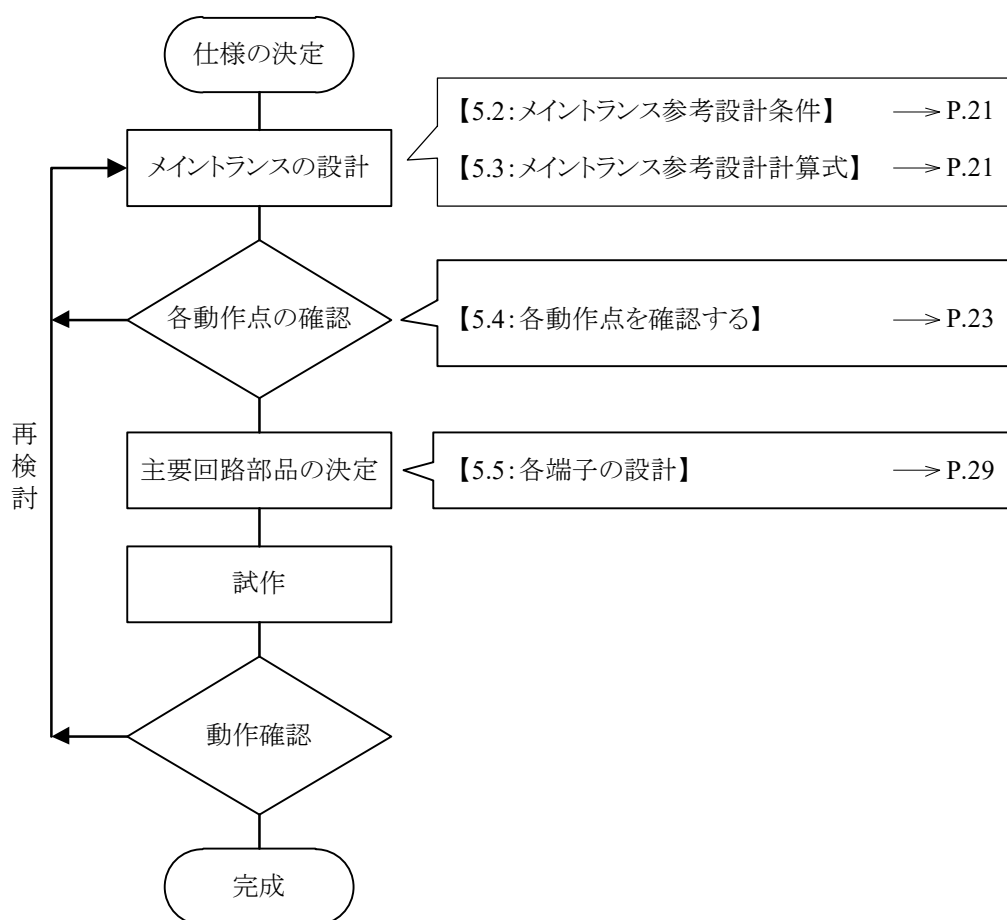
本項の設計方法は、電氣的な設計方法の一例です。

絶縁材料、絶縁構成、構造などについては、必要に応じ公的機関の定める安全基準に沿って設計してください。以下に計算式で使われているパラメータの単位系を一覧にしていますのでご参照ください。

・本項の計算式で取り扱う単位一覧

名称	単位	名称	単位
電圧	V (ボルト)	時間	s (秒)
電流	A (アンペア)	長さ	mm (ミリメートル)
電力	W (ワット)	面積	mm ² (平方ミリメートル)
コンデンサ容量	F (ファラッド)	電流密度	A/mm ² (アンペア パー 平方ミリメートル)
インダクタンス	H (ヘンリー)	磁束密度	mT (ミリテスラー)
抵抗	Ω (オーム)	巻数	Turn (ターン)

5.1：設計フローチャート



5.2 : メイントランス参考設計条件

参考値はあくまで目安です。負荷条件などにより調整してください。

名称	記号	単位	参考値
入力電圧範囲	V_{AC}	[V]	85～276
効率	η	-	0.80～0.85
最低発振周波数	$f_{(min)}$	[kHz]	35～50
オンデューティ比	D	-	0.4～0.6
共振コンデンサ容量	C_q	[pF]	100～3300
コントロール巻線電圧	V_{NC}	[V]	15～20
磁束密度変化	ΔB	[mT]	250～300
巻線電流密度	α	[A/mm ²]	4～6

※共振コンデンサの容量について、設定する共振コンデンサ容量に対して主 SW 素子の出力容量(C_{oss})が無視できない場合は“共振コンデンサ容量+ C_{oss} ”を C_q としてください。

5.3 : メイントランス設計計算式

1	最低直流入力電圧	$V_{DC(min)} = 1.2 \cdot V_{AC(min)}$	[V]
2	最大直流入力電圧	$V_{DC(max)} = \sqrt{2} \cdot V_{AC(max)}$	[V]
3	最大発振周期	$T_{(max)} = \frac{1}{f_{(min)}}$	[s]
4	最大オン幅	$t_{on(max)l} = \frac{D}{f_{(min)}}$	[s]
5	最大オフ幅	$t_{off(max)} = \frac{N_{S1} \cdot V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l}}{N_p \cdot (V_{O1} + V_{F1})} + tq$	[s]
6	擬似共振期間	$tq = \pi \cdot \sqrt{L_p \cdot C_q}$	[s]
7	最大負荷電力	$P_{O(max)} = V_o \cdot I_{O(max)}$	[W]
8	最大出力電力 (目安)	$P_L = 1.2 \cdot P_{O(max)}$	[W]
9	主 SW 素子ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{2 \cdot P_L}{\eta \cdot V_{DC(min)} \cdot D}$	[A]

10	一次巻線インダクタンス	$L_p = \frac{V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l}}{I_{DP}}$	[H]
11	一次巻線数	$N_p = \frac{V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l} \cdot 10^9}{\Delta B \cdot Ae}$	[Turn]
12	コアギャップ	$lg = \frac{4 \cdot \pi \cdot Ae \cdot N_p^2 \cdot 10^{-10}}{L_p}$ ※Ae : コアの断面積	[mm]

※ギャップ lg はセンターギャップの値とします。

※ここで lg が 1mm 以上になった場合は、トランスコアサイズ、発振周波数などを見直して再設計を検討してください。

13	制御系出力巻線数	$N_{S1} = \frac{N_p \cdot (V_{O1} + V_{F1}) \cdot \left(\frac{1}{f_{(min)}} - t_{on(max)l} - tq \right)}{V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l}}$	[Turn]
14	非制御系出力巻線数	$N_{S2} = N_{S1} \cdot \frac{V_{O2} + V_{F2}}{V_{O1} + V_{F1}}$	[Turn]
15	コントロール巻線数	$N_c = N_{S1} \cdot \frac{V_{NC} + V_{FNC}}{V_{O1} + V_{F1}}$	[Turn]

※13 式～15 式で使われている記号

制御系巻線 出力電圧 1	V_{O1}	制御系巻線出力 整流ダイオード順方向電圧	V_{F1}
非制御系巻線 出力電圧 2	V_{O2}	非制御系巻線出力 整流ダイオード順方向電圧	V_{F2}
コントロール巻線 出力電圧 1	V_{NC}	コントロール巻線出力 整流ダイオード順方向電圧	V_{FNC}

※コントロール巻線電圧 V_{NC} のレギュレーションが悪い場合は低めに設定し、スーパースタンバイ機能を効果的に利用するためには高めの電圧設定にします。

16	一次巻線サイズ	$A_{NP} = \frac{2 \cdot \sqrt{D} \cdot Po}{\alpha \cdot \sqrt{3} \cdot \eta \cdot V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l} \cdot f_{(min)}}$	[mm ²]
17	二次巻線サイズ	$A_{NS} = \frac{2 \cdot I_o \cdot \sqrt{1 - D - (tq \cdot f_{(min)})}}{\alpha \cdot \sqrt{3} \cdot (t_{off(max)} - tq) \cdot f_{(min)}}$	[mm ²]

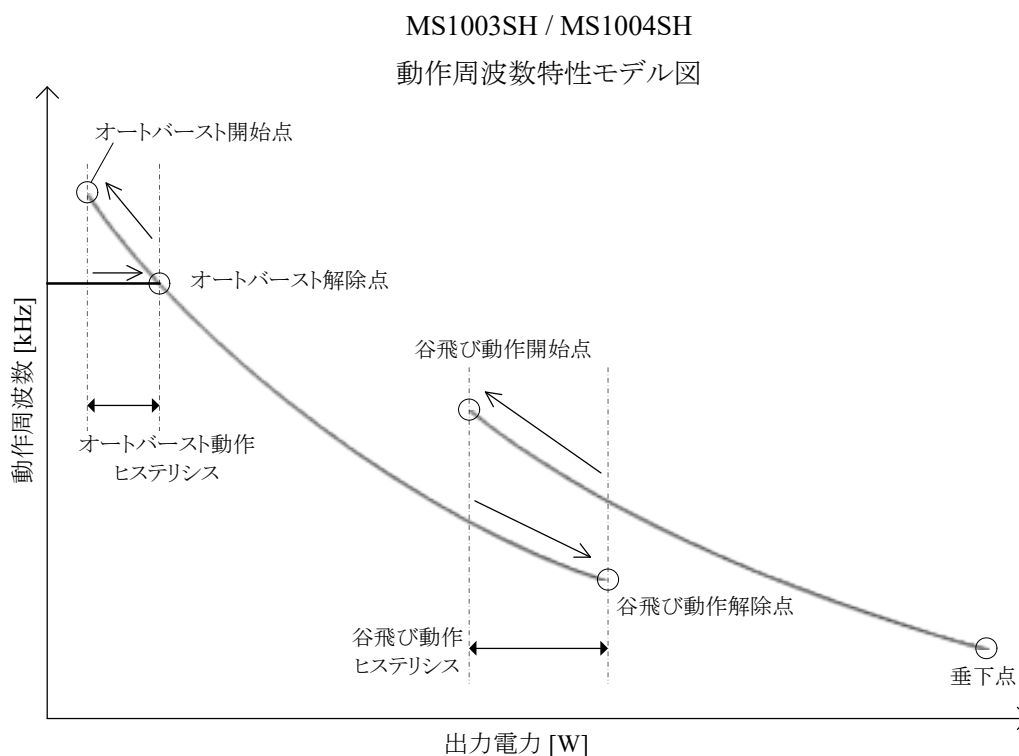
※Nc 巻線は取り扱いなどの理由から、 $A_{NC}=0.2\text{mm}^2$ 以上を推奨しています。

5.4 : 各動作点を確認する

MS1003SH・MS1004SH は、制御 IC がもつ機能によって発振周波数が変化する動作変曲点をもっています。

それぞれの動作点を求めることで試作電源における動作を予測します。

下図は出力電力に対する動作周波数特性のモデル図です。各動作点を把握することで変曲点の電力やヒステリシス幅、垂下点の目安を知ることができます。



本項で、算出する動作点は、上図の丸印のポイントです。

- ・ 谷飛び動作開始点及び谷飛び動作解除点
- ・ オートバースト開始点及びオートバースト解除点
- ・ 垂下点

これらの動作点を算出することにより

“待機状態において十分スタンバイ動作になっているかどうか。”

“谷飛び動作ヒステリシスは十分確保できているか。”

“垂下点は、出力に対して十分に余裕あるか。”

を確認します。

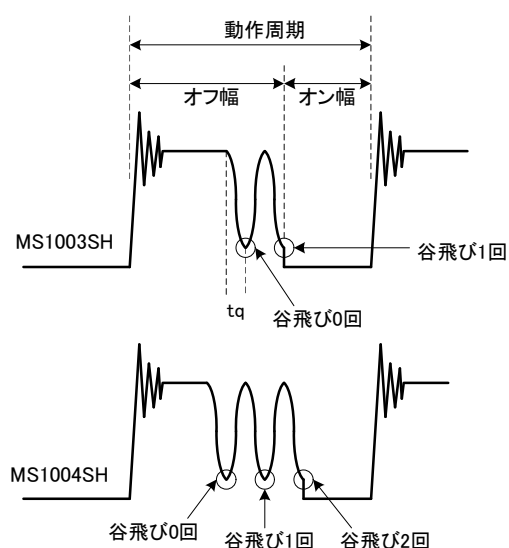
5.4.1 式中的変数について

名称	記号	単位
設定した直流入力電圧	V_{DC}	[V]
各条件時のオン幅	t_{on}	[s]
各条件時のオフ幅	t_{off}	[s]
各条件時の 主 SW 素子ピーク電流値	I_{DP}	[A]
各条件時の出力電力	P_o	[W]
1 次電流検出抵抗	$R(ocl)$	[Ω]
OCL 端子オートバースト時 しきい値電圧	V_{burst}	[V]
OCL 端子電流検出しきい値電圧	$V_{th(ocl)}$	[V]

右図にスイッチング(SW)波形のモデル図を示します。

谷飛び回数や t_q は右図に明記してあります。

その他の記号は 5.3 項及び仕様書に準じます。



スイッチング波形モデル図

5.4.2 谷飛び開始電力を求める計算式

18	オン幅	$t_{on} = \frac{Np \cdot (T_{(bottom_skip_start)} - tq) \cdot (V_{O1} + V_{F1})}{N_{S1} \cdot V_{DC} + Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})}$	[s]
19	オフ幅	$t_{off} = T_{(bottom_skip_start)} - t_{on}$	[s]
20	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{V_{DC} \cdot t_{on}}{Lp}$	[A]
21	谷飛び開始電力	$Po = \frac{V_{DC}^2 \cdot t_{on}^2 \cdot \eta}{2 \cdot Lp \cdot T_{(bottom_skip_start)}}$	[W]

ここで求められる谷飛び開始電力が、5.4.3 項で求められる谷飛び解除電力より大きくなってしまふ場合にはヒステリシスが十分に確保できていないことを意味しています。

再度、トランスの再設計を行って下さい。

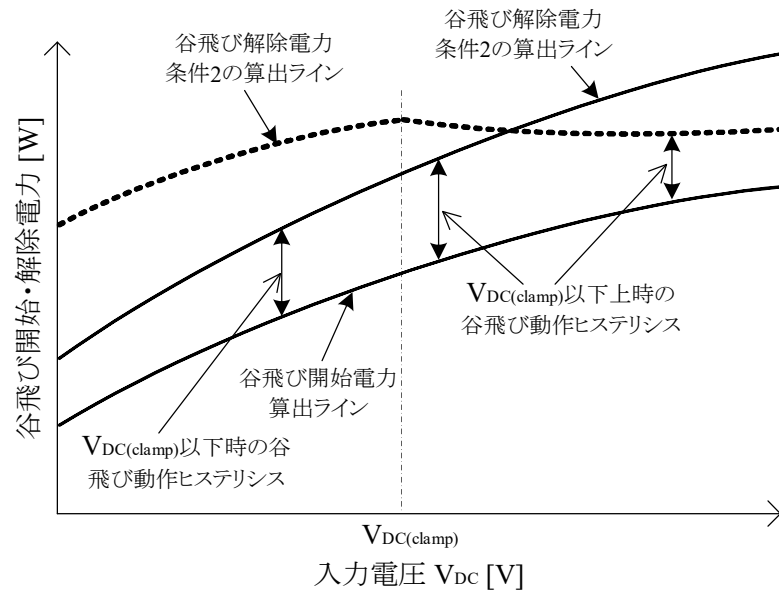
5.4.3 谷飛び解除電力を求める計算式

谷飛びを解除する条件は[条件 1]と[条件 2]があり、”[条件 1]の 25 式 谷飛び解除電力 1” と ”[条件 2]の 30 式 谷飛び解除電力 2 または 34 式 谷飛び解除電力 3” のどちらか小さい方の電力値が谷飛び解除電力となります。

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

([条件 2]の値は算出したい入力電圧によって谷飛び解除電力 2 または谷飛び解除電力 3 のどちらか一方で谷飛び解除電力 1 と比較します。)

下図は、それぞれの関係を示した入力電圧に対する谷飛び開始・解除電力のモデル図です。



[条件 1]動作周波数が、 $T(\text{bottom_skip_stop})$ を満足する条件

※式中にある係数 A は、MS1003SH の場合には“1”、MS1004SH には“2”を代入します。

22	オン幅	$ton = \frac{Np \cdot (T_{(\text{bottom_skip_stop})} - tq) \cdot (V_{O1} + V_{F1})}{N_{S1} \cdot V_{DC} + Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})}$	[s]
23	オフ幅	$toff = T_{(\text{bottom_skip_stop})} + 2A \cdot tq - ton$	[s]
24	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{V_{DC} \cdot ton}{Lp}$	[A]
25	谷飛び解除電力 1	$Po = \frac{V_{DC}^2 \cdot ton^2 \cdot \eta}{2Lp \cdot (T_{(\text{bottom_skip_stop})} + 2A \cdot tq)}$	[W]

[条件 2]谷飛びしている動作モードにおいて OCL 端子の電流検出しきい値電圧に達する条件
この条件においては、 $V_{th(ocl)}$ が入力電圧によって変化しますので最初に $V_{th(ocl)}$ 変曲点における入力電圧 $V_{DC(clamp)}$ を算出し、 $V_{DC(clamp)}$ 以下であれば 1)項、 $V_{DC(clamp)}$ 以上であれば 2)項の計算式で算出します。 $V_{th(ocl)}$ 変曲点の入力電圧は、以下の式で求めます。

26	$V_{th(ocl)}$ 変曲点の入力電圧	$V_{DC(clamp)} = \frac{Lp \cdot V_{th(ocl)clamp}}{TOCL \cdot R_{(ocl)}}$	[V]
----	------------------------	--	-----

1) $V_{DC} < V_{DC(clamp)}$ の場合

※式中にある係数 A は、MS1003SH の場合には“1”、MS1004SH には“2”を代入します。

27	オン幅	$ton = \frac{Lp \cdot Vth_{(OCL)clamp}}{V_{DC} \cdot R_{(OCL)}}$	[s]
28	オフ幅	$toff = \frac{V_{DC} \cdot N_{S1} \cdot ton}{Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})} + (2A + 1) \cdot tq$	[s]
29	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{Vth_{(OCL)clamp}}{R_{(OCL)}}$	[A]
30	谷飛び解除電力 2	$Po = \frac{V_{DC} \cdot Vth_{(OCL)clamp} \cdot \eta \cdot ton}{2 \cdot R_{(OCL)} \cdot (ton + toff)}$	[W]

2) $V_{DC} > V_{DC(clamp)}$ の場合

※式中にある係数 A は、MS1003SH の場合には“1”、MS1004SH には“2”を代入します。

31	オン幅	$ton = \frac{Vth_{(OCLstart)}}{\frac{V_{DC} \cdot R_{(OCL)}}{Lp} - \frac{(Vth_{(OCL)clamp} - Vth_{(OCLstart)})}{T_{(ocl)}}}$	[s]
32	オフ幅	$toff = \frac{V_{DC} \cdot N_{S1} \cdot ton}{Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})} + (2A + 1) \cdot tq$	[s]
33	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{V_{DC} \cdot ton}{Lp}$	[A]
34	谷飛び解除電力 3	$Po = \frac{V_{DC}^2 \cdot ton^2 \cdot \eta}{2 \cdot Lp \cdot (ton + toff)}$	[W]

5.4.4 オートバースト開始・解除電力を求める計算式

式中の V_{burst} には、仕様書に記載されている“電気的・熱的特性_自動スタンバイ”の項目に記載されている“VOCL(stby)”または“VTH(stby)”を代入して求めます。

オートバースト開始電力を求める場合 $V_{burst} = VOCL(stby) = 45mV$ を代入します。

オートバースト解除電力を求める場合 $V_{burst} = VTH(stby) = 60mV$ を代入します。

※式中にある係数 A は、MS1003SH の場合には“1”、MS1004SH には“2”を代入します。

35	オン幅	$ton = \frac{Lp \cdot Vburst}{V_{DC} \cdot R_{(OCL)}}$	[s]
36	オフ幅	$toff = \frac{V_{DC} \cdot N_{S1} \cdot ton}{Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})} + (2A + 1) \cdot tq$	[s]
37	主 SW 素子ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{Vburst}{R_{(OCL)}}$	[A]
38	Auto バースト開始・解除電力	$Po = \frac{V_{DC} \cdot Vburst \cdot \eta \cdot ton}{2 \cdot R_{(OCL)} \cdot (ton + toff)}$	[W]

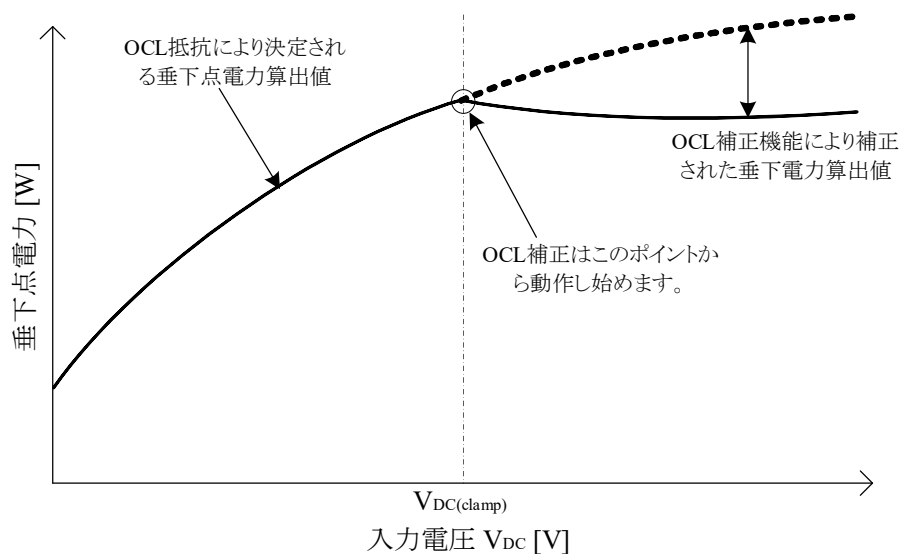
5.4.5 垂下点電力を求める計算式

Vth(ocl)は入力電圧によって変化しますので、最初に Vth(ocl)変曲点における入力電圧 VDC(clamp)を算出し、VDC(clamp)以下であれば 1)項、VDC(clamp)以上であれば 2)項の計算式で算出します。

Vth(ocl)変曲点の入力電圧 は、5.4.3 項と同じ以下の式で求めます。

26	Vth(ocl)変曲点の入力電圧	$V_{DC(clamp)} = \frac{Lp \cdot Vth_{(OCL)clamp}}{TOCL \cdot R_{(OCL)}}$	[V]
----	------------------	--	-----

下図は、入力電圧と垂下点電力の関係をモデル化した図です。



SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

1) $V_{DC} < V_{DC(clamp)}$ の場合

39	オン幅	$ton = \frac{Lp \cdot Vth_{(OCL)clamp}}{V_{DC} \cdot R_{(OCL)}}$	[s]
40	オフ幅	$toff = \frac{V_{DC} \cdot N_{S1} \cdot ton}{Np(V_{O1} + V_{F1})} + tq$	[s]
41	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{Vth_{(OCL)clamp}}{R_{(OCL)}}$	[A]
42	垂下点電力	$P_L = \frac{V_{DC}^2 \cdot ton^2 \cdot \eta}{2 \cdot Lp \cdot (ton + toff)}$	[W]

2) $V_{DC} > V_{DC(clamp)}$ の場合

43	オン幅	$ton = \frac{Vth_{(OCLstart)}}{\frac{V_{DC} \cdot R_{(OCL)}}{Lp} - \frac{(Vth_{(OCL)clamp} - Vth_{(OCLstart)})}{TOCL}}$	[s]
44	オフ幅	$toff = \frac{V_{DC} \cdot N_{S1} \cdot ton}{Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})} + tq$	[s]
45	主 SW 素子 ピーク電流値	$I_{DP} = \frac{V_{DC} \cdot ton}{Lp}$	[A]
46	垂下点電力	$P_L = \frac{V_{DC}^2 \cdot ton^2 \cdot \eta}{2 \cdot Lp \cdot (ton + toff)}$	[W]
47	垂下点時の $Vth_{(ocl)}$	$Vth_{(ocl)} = \frac{(Vth_{(OCL)clamp} - Vth_{(OCLstart)})}{TOCL} \cdot ton + Vth_{(OCLstart)}$	[V]

各動作点の算出値は、目安となります。

電源効率 フィルタ回路 制御 IC 信号遅れ などの様々な要因から実際の電源特性と一致するものではありませんのでご注意ください。

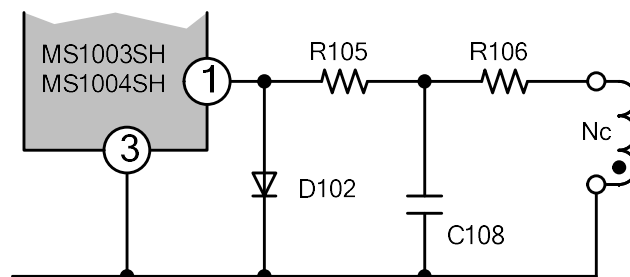
5.5 各端子の設計

5.5.1 Z/C 端子(1 番端子)周辺

本項で紹介している動作モード切り替え回路は、2 次側より信号をもらうフォトカプラを使った回路です。2 次側回路構成については”6：参考回路図”をご参照ください。

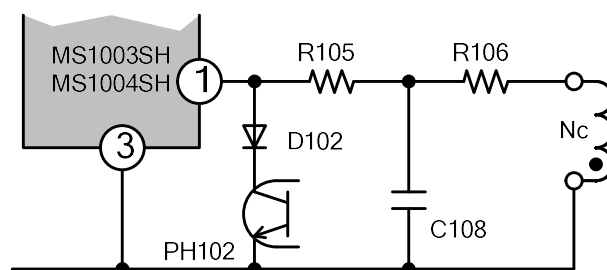
(1) 基本回路

ノーマルモードのみ使用する最も簡単な回路構成です。オートバーストモードは動作しますので最も簡単にスタンバイ対応電源を構成できます。



(2) スーパースタンバイモードを使う回路

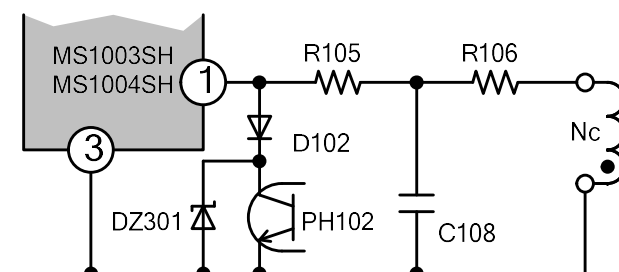
右図は、スーパースタンバイモードを使う時の基本回路です。Z/C 端子を High レベルと Low レベルに切り替えができるようフォトカプラを付加した回路です。フォトカプラがオン時にノーマルモード、オフ時にスーパースタンバイモードで動作します。



Z/C 端子が十分に Low レベルになるようにフォトカプラ電流を設定する必要があります。

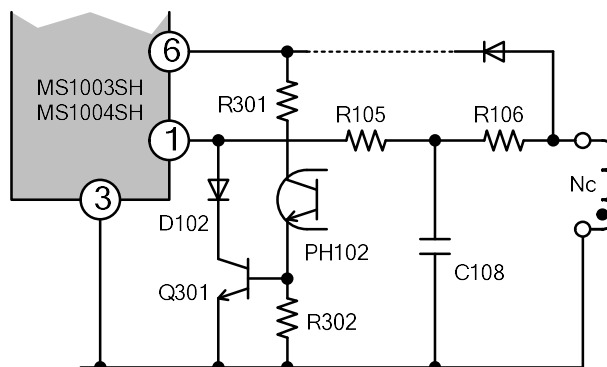
◆この回路構成におけるアブノーマル対策回路

フォトカプラ PH102 の絶縁破壊が問題になる場合には右図のようにツェナダイオード DZ301 で保護します。



(3) 少ない電流でフォトカプラを動作させる回路

フォトカプラを動作させるための電力を減らした回路です。オートバーストモードにおいて PH102 を動作させる電力が低減できるため(2)の回路よりもオートバーストモード時の効率がやや改善します。

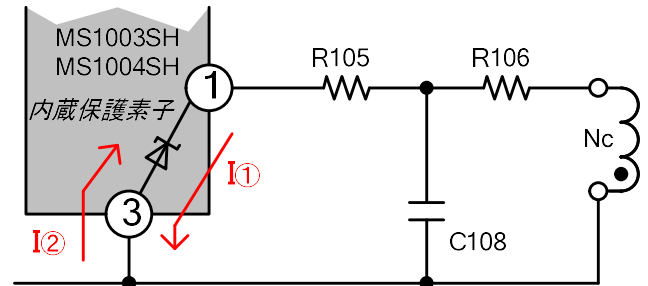


(4) 各部品の設定方法

1)R105+R106

Z/C 端子の絶対最大定格は $\pm 5\text{mA}$ となっています。Z/C 端子(1 番端子)-GND 端子(3 番端子)間には保護用ツェナダイオードが内蔵されており、このダイオードによって絶対最大定格電流が決定されます。抵抗値は、この電流値を超えないように設定しなければなりません。

右図は、基本回路に内蔵保護素子(保護用ツェナダイオード)を書き加えたモデル回路です。この内蔵保護素子に流れる電流を $I_{①} \cdot I_{②}$ とします。 $I_{①}$ は、Nc 巻線出力がプラス電圧の時に流れる電流、 $I_{②}$ は、Nc 巻線出力がマイナス電圧の時に流れる電流です。



この $I_{①} \cdot I_{②}$ を、絶対最大定格以下に設定する必要があります。通常設計においては絶対最大定格の 80% マージン($\pm 4\text{mA}$)以下になるように抵抗値を設定します。

R105+R106 の抵抗値を求める計算式を以下に示します。

48	Nc 巻線の+側電圧を考慮した場合の抵抗値	$R105 + R106 \geq \frac{\frac{Nc \cdot (V_{O1} + V_{F1})}{N_{S1}} - VCL(H)}{I_{①}}$	[Ω]
49	Nc 巻線 -側電圧を考慮した場合の抵抗値	$R105 + R106 \geq \frac{\frac{Nc \cdot V_{DC(max)}}{N_p} - VCL(L)}{-I_{②}}$	[Ω]

VCL(H)及び VCL(L)は、保護用ツェナダイオードである内蔵保護素子のクランプ電圧で、仕様書において規定されています。

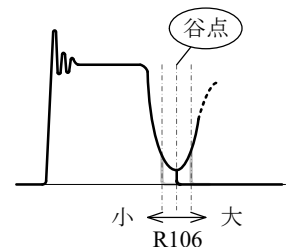
また、(1)項の基本回路構成を使用する場合、 $I_{①}$ の電流は D102 へ流れるため 48 式を考慮する必要はありません。

2)R106 と C108

擬似共振期間 t_q を設定する部品です。

実機波形を見ながら擬似共振谷点となるように調整してください。

	設計初期値
C108	100pF
R106	1k Ω 以上



また、50 式の通り C108 の両端に掛かる最大電圧が計算されます。算出値を参考に C108 の耐圧を決定してください。

50	C108 の両端に掛かる最大電圧 V_{C108}	$V_{C108} = (V_{O1} + V_{F1}) \frac{Nc}{N_{S1}} + V_{DC(max)} \frac{Nc}{N_p}$	[V]
----	-----------------------------	---	-----

3)D102

Z/C 端子を Low レベルにしノーマルモード動作させるためのダイオードです。

3.2.1 項のようにオントリガは Z/C 端子電圧が $V_{Z/C}=0.25V(\text{typ})$ になった時を検出していますので $V_{Z/C}$ 以下になってしまうようなダイオードは使用できません。従って、 $V_{Z/C}$ を十分に確保できる V_F をもつダイオードを使用してください。また、逆回復時間(t_{rr})が短い高速ダイオード(FRD)を選択します。

5.5.2 F/B 端子(2 番端子)周辺

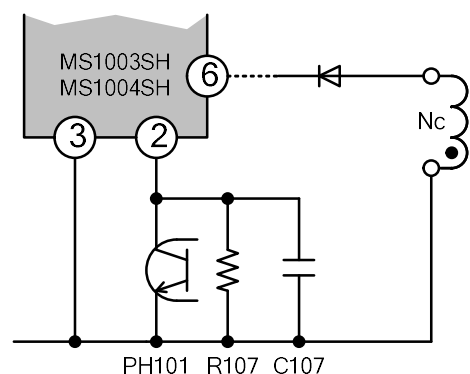
(1) 基本回路

右図が、基本回路になります。

PH101 は、定電圧制御用のフォトカプラ、R107 と C107 はノイズ対策部品です。

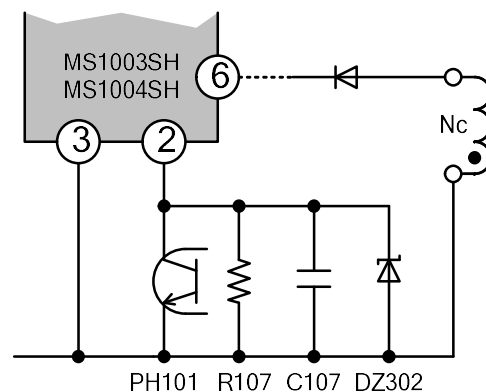
C107 は $470pF \sim 2200pF$ 程度ですが、設計初期値として $1000pF$ としてください。

R107 は、 $39k\Omega \sim 47k\Omega$ が設定値となりますが、通常は $47k\Omega$ 固定としてください。 $39k\Omega$ 以下ではタイマーラッチ機能が無効になる可能性がありますので注意してください。



(2) アブノーマル対策回路

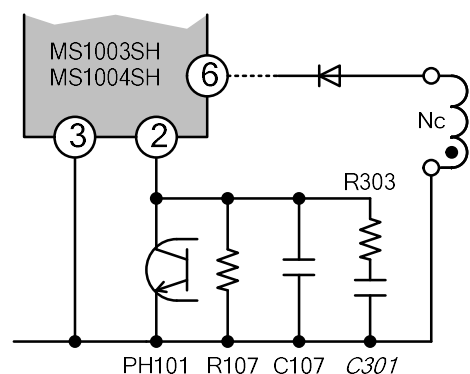
ショート試験において、PH101 の絶縁破壊が問題になることがあります。その場合には右図のようにツェナダイオードで保護してください。10V 以上のツェナダイオードであれば通常動作において IC 機能への影響はありません。



(3) F/B 端子の位相補償について

C107 は、ノイズ対策用としてではなくフィードバック応答を調節する役割もあります。しかし、電力の大きな電源や多出力電源では 2 次側制御回路の位相補償だけでは対応出来ない場合があります。

このような場合には、右図のように F/B-GND 間に回路を付加してください。この方法によってハンチング等が対策できる場合があります。下表を参考に定数を決定してください。



	設計初期値
R303	4.7k Ω
C301	0.1 μ F

(4) F/B 端子への付加回路について

セット負荷の設定条件などから電源回路に回路を付加する場合、タイマーラッチ機能が無効化されないよう考慮してください。電源性能に悪影響を及ぼしますのでタイマーラッチを無効化するような使い方はご遠慮ください。

5.5.3 OCL 端子(4 番端子)周辺

(1) 基本回路

右図が基本回路となります。

1 次電流検出を行う R104 及び R103 と C106 によるフィルタ回路から構成されています。

R104 : 5.4 項で求められる抵抗値

C106 : 設計初期値として 220pF

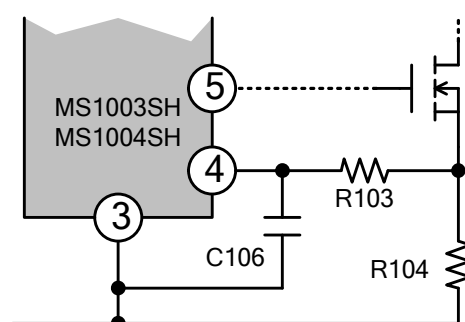
設計値は、220pF～3300pF

R103 : 設計初期値として 100 Ω

設計値は 100～470 Ω

となります。

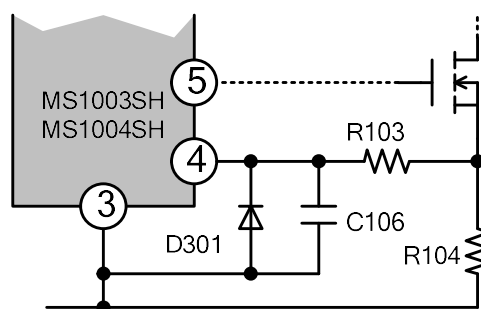
スイッチングノイズが大きく、誤動作を誘発する場合には定数を大きくして対策します。



(2) 出力電力が大きな場合の対策回路

大きな出力電力時などスイッチングノイズが大きな場合では、OCL 端子に大きなマイナス電圧がかかる場合があります。MS100xSH シリーズは単電源用制御 IC なので、誤動作のみならず IC を壊してしまう場合があります。

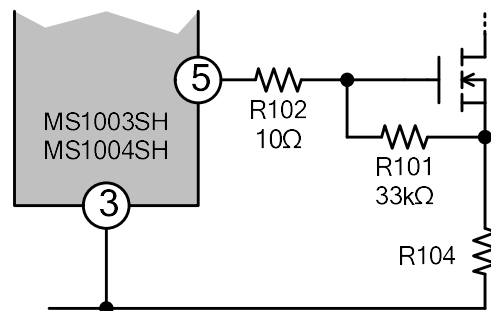
下図は、マイナス電圧が印加されないように対策した回路です。この対策により OCL 端子を保護することができます。付加ダイオード D301 は、VF の小さいもの (VF が 0.7V 以下のショットキーバリアダイオード) を選び、出来るだけ端子直近に接続します。



5.5.4 VG 端子(5 番端子)周辺

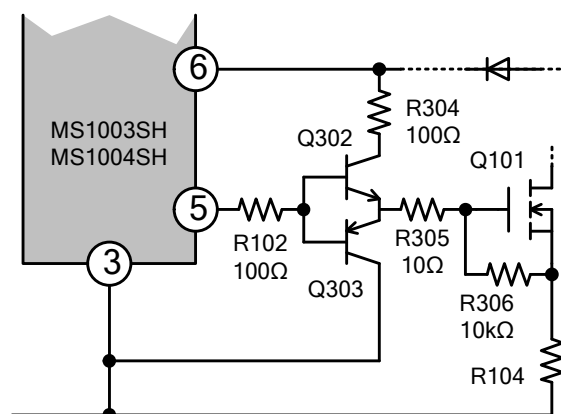
(1) 基本回路

VG 端子は、スイッチング信号を出力する端子で主 SW 素子が電圧駆動素子であれば使用することができます。右図は基本構成回路図です。初期設計値としてゲート抵抗 R102 は 10Ω 、ゲートソース間の抵抗 R101 は $33k\Omega$ を使用してください。



(2) 駆動回路が必要な回路

MS100x シリーズの主 SW 素子駆動能力は仕様書に記載されている電気的・熱的特性”ソフトドライブ”の項目に記載されている規格値になります。従って、(1)項の基本回路で VG 端子が直接駆動できない主 SW 素子を使用する場合には右図のような VG 端子と主 SW 素子の間に駆動能力を上げる回路が必要になります。定数設定は、右図を参考に決定してください。主 SW 素子のゲート全電荷量 “Qg” を目安にすると駆動回路の有無が判断できます。



主 SW 素子の $Q_g < 21nC$	駆動回路なし
主 SW 素子の $Q_g > 21nC \sim 25nC$	駆動回路必要

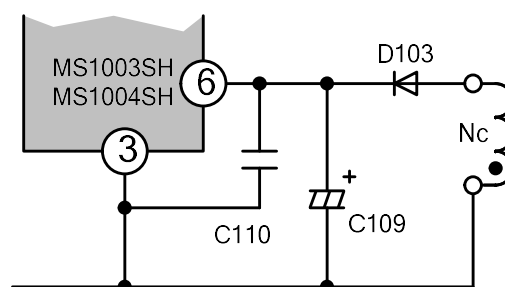
5.5.5 VCC 端子(6 番端子)周辺

(1) 基本回路

右図が基本回路です。Nc 巻線出力を整流する D103 と C109、VCC-GND 間のノイズ対策部品 C110 で構成されます。

D103 には逆回復時間(trr)が短い高速ダイオード (FRD)を選択します。

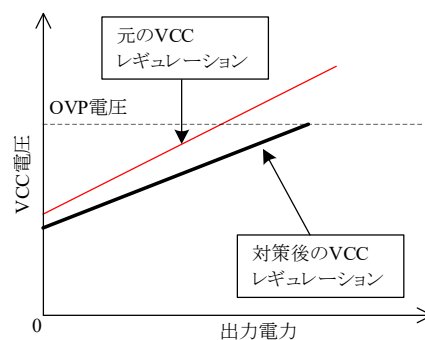
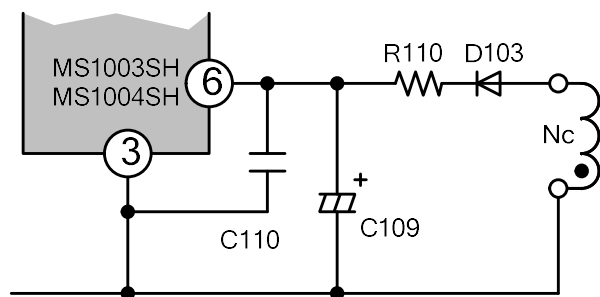
C110 には周波数特性のよいコンデンサを使用し、 $0.22\mu F$ 前後で設計してください。



(2) VCC 電圧のレギュレーションが悪い場合の対策回路①

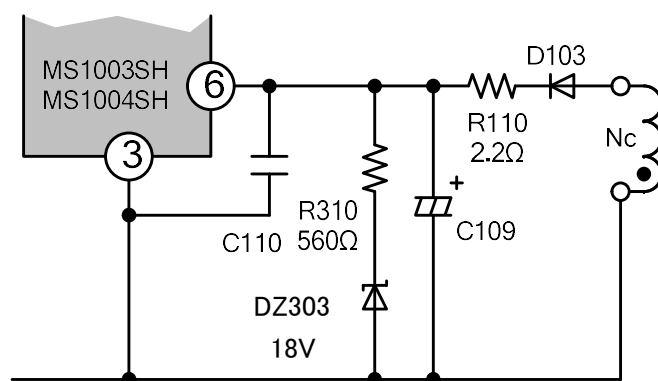
負荷仕様など設計条件によって、VCC 電圧のレギュレーションが悪い場合は下左図のように R110 を追加します。レギュレーションを改善する最も安価な対策方法になります。下右図は、出力電力に対する VCC 電圧のレギュレーションのモデル図です。赤線は、(1)項の基本構成における VCC 電圧レギュレーションです。この対策により、黒線へ改善できます。

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.



(3) VCC 電圧のレギュレーションが悪い場合の対策回路②

(2)項より対策効果の高い対策回路は下図となります。

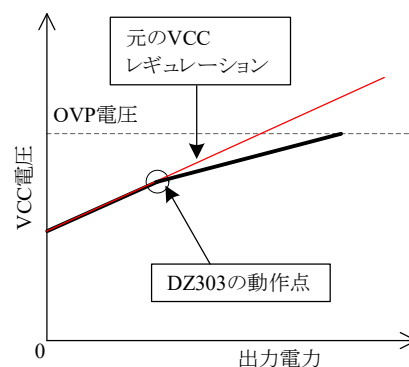


	初期設計値	推奨値
R310	560Ω	220Ω～1kΩ
DZ303	18V	16V～22V

R310 の損失量にはご注意ください。

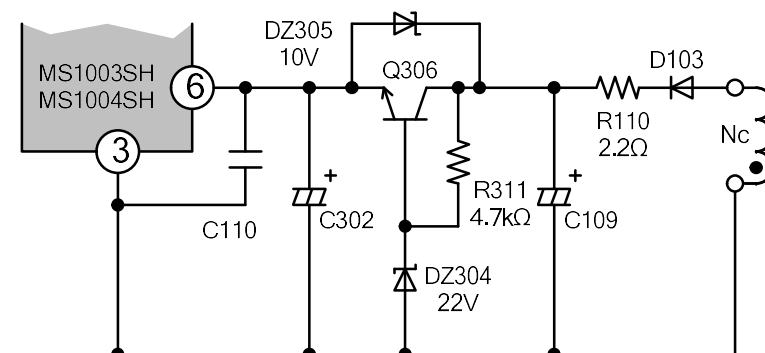
この対策により、右図のように赤線に対して黒線のようにレギュレーションが改善します。

DZ303 の電圧設定値は、右図の DZ303 の動作点になります。また、この対策回路はスーパースタンバイモードにおいて損失がありませんのでスーパースタンバイモードを使用する場合に最も有効な回路です。



(4) VCC 電圧のレギュレーションが悪い場合の対策回路③

上記(2)(3)項で対策できない場合は、下図のようなドロップ回路を VCC の安定化に使用します。
下図の定数を参考に設計してください。

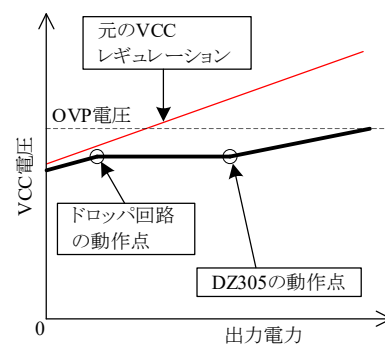


DZ304 は、Q306 の EB 間耐圧が 5V の場合は 22V

Q306 の EB 間耐圧が 7V の場合は 20V～22V を選択してください。

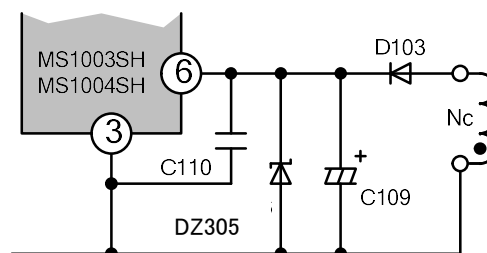
この対策によって、「DZ304 のツェナ電圧」+「Q306 の V_{BE} 」の電圧に VCC を安定化させます。ただし、上図のように DZ305 を付加しないと VCC 端子の OVP を利用することができませんので、正しく OVP が動作するように DZ305 のツェナ電圧を設定してください。

右図は、上図の対策を行った VCC レギュレーションモデル図です。ドロップ回路が動作し安定化、DZ305 が動作し OVP 電圧になる特性となります。



(5) アブノーマル対策回路

ショート試験において VCC 端子の破壊が問題になる場合は、右図のようにツェナダイオード (DZ305) で保護してください。30V 以上のツェナダイオードであれば通常動作において IC 機能への影響はありません。



5.5.6 共振コンデンサの設定

共振コンデンサの容量設定について特別な制限はありませんが、実使用上 100pF～3300pF の範囲で決定するようにしてください。

(1) 比較的大きい容量を選ぶ条件

- ・入力電圧が低い仕様など、擬似共振谷点が 0V に近くスイッチング損失が非常に小さいことが予想される場合。
- ・雑音端子ノイズが大きい場合。
- ・主 SW 素子の耐圧に対してサージ電圧が大きくマージンがとれない場合。

(2) 比較的小さい容量を選ぶ条件

- ・主 SW 素子の発熱が大きい場合。
- ・待機電力を少しでも小さくしたい場合。

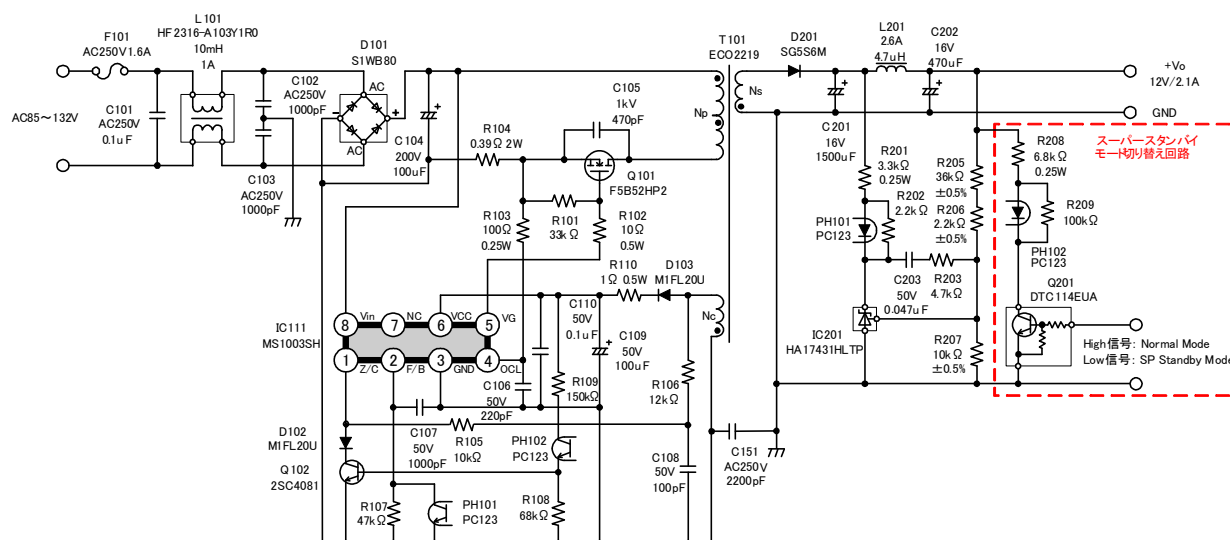
以下に、共振コンデンサの容量を変更した場合に電源性能への影響を表に示します。

項目	共振コンデンサ容量を小さくする	⇔	共振コンデンサ容量を大きくする
主 SW 素子のピーク電圧	高くなる	⇔	低くなる
垂下点電力	大きくなる	⇔	小さくなる
主 SW の発熱	小さくなる	⇔	大きくなる
ターンオン直後の主 SW 素子電流値	小さくなる	⇔	大きくなる
同じ出力電力条件での主 SW ピーク電流値	小さくなる	⇔	大きくなる
出力電圧のレギュレーション	悪くなる	⇔	良くなる
VCC 電圧のレギュレーション	悪くなる	⇔	良くなる
電源効率	良くなる	⇔	悪くなる
ノイズ	悪くなる傾向	⇔	良くなる傾向

電源性能の最適化において、共振コンデンサ容量の変更はトレードオフになるものが多いので容量変更のメリット・デメリットをよく検討して定数を決定してください。また、トランスの再設計においてトレードオフが改善する場合があります。電源性能の最適化においては、トランスの再設計も考慮するようにしてください。

6 : 参考回路

6.1 回路図



後述の6.2項より算出した計算値により設計した回路です。
計算値と実機では効率や応答系による結果の違い、
ICのしきい値のばらつき・各部品温度ドリフトなどの要因があり
同じ数値になりません。計算値はあくまで参考値となります。
参考回路においては、OCL抵抗(R_{OCL})について実機と計算値の
ズレから $0.37\Omega \rightarrow 0.39\Omega$ ・トランスのインダクタンス値は
トランスメーカー情報より $AL\text{-value}=140$ 時のインダクタンス値は
 0.656mH となり 0.647mH から変更しています。

6.2 参考回路設計事例

6.1項の参考回路の設計例を紹介します。

(1) 入出力仕様及び使用トランス

制御 IC	MS1003SH
入力仕様	AC85~132V
出力仕様	12V/2.1A
トランス	ECO2219 (TDK 製)

(2) 初期設定値一覧

$V_{DC}(\min)$	102V	D	0.47	C_q	470pF
$V_{DC}(\max)$	187V	P_o	25.2W	P_L	$1.2 \times P_o$ [W]
$f(\min)$	50kHz	η	0.85	A_e	46.4mm^2
V_{O1}	12V	V_{NC}	15V	ΔB	300mT
V_{O1} 整流ダイオード V_{F1}				0.8V	
V_{NC} 整流ダイオード V_{FNC}				0.6V	

※D(オンデューティ比)の設定について

D 値は、主に主スイッチング(SW)素子の耐圧と主 SW 素子の発熱によって決定されます。

以下に、D 値を変更した場合の特性変化一覧を示しますので参考にして下さい。

D(オンデューティ比)	小さくする	⇔	大きくする
主 SW 素子にかかる電圧	低くなる	⇔	高くなる
主 SW 素子のピーク電流値	増える	⇔	減る
主 SW 素子のスイッチング損失	増える	⇔	減る
主 SW 素子の導通損	増える	⇔	減る
動作周波数変動	小さくなる	⇔	大きくなる

(3) 1 次インダクタンス値と主 SW ピーク電流値を求める。

$$4 \text{ 式 } t_{on(max)l} = \frac{0.47}{50 \times 10^3} = 9.4 \mu s \quad \text{及び}$$

$$9 \text{ 式 } I_{DP} = \frac{2 \times 25.2 \times 1.2}{0.85 \times 102 \times 0.47} = 1.484 A \quad \text{を 10 式に代入。}$$

$$10 \text{ 式 } L_p = \frac{102 \times 9.4 \times 10^{-6}}{1.484} = 0.646 mH$$

(4) 1 次巻線数を求める

$$4 \text{ 式 } t_{on(max)l} = \frac{D}{f_{(min)}} = \frac{0.47}{50 \times 10^3} = 9.4 \mu s \quad \text{を 11 式に代入します。}$$

$$11 \text{ 式 } N_p = \frac{V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l} \cdot 10^7}{\Delta B \cdot Ae} = \frac{102 \times 9.4 \times 10^{-6} \times 10^7}{300 \times 0.464} = 68.88 \text{ Turn}$$

計算結果を整数化して、 $N_p = 68 \text{ Turn}$ とします。

(D を大きい方へ修正する場合は、切り上げます。ここでは、D を小さい方へ修正しようとしたため切り下げて整数化しています。)

(5) 制御系出力巻線数を求める

$$6 \text{ 式 } tq = 3.14 \cdot \sqrt{0.646 \times 10^{-3} \times 470 \times 10^{-12}} = 1.73 \mu s$$

$$13 \text{ 式 } N_{s1} = \frac{(12 + 0.6) \times 68 \times \left(\frac{1}{50 \times 10^3} - 9.4 \times 10^{-6} - 1.73 \times 10^{-6} \right)}{102 \times 9.6 \times 10^{-6}} = 7.76 \text{ Turn}$$

計算結果を整数化して、 $N_{s1} = 8 \text{ Turn}$ とします。

(D を大きい方へ修正する場合は、切り下げます。ここでは、D を小さい方へ修正しようとしたため切り上げて整数化しています。)

(6) コントロール巻線数を求める

$$15 \text{ 式 } N_c = 8 \times \frac{15 + 0.8}{12 + 0.6} = 10.03 \text{ Turn}$$

計算結果を整数化して、 $N_c = 10 \text{ Turn}$ とします。

(電圧を高め修正したい場合は切り上げます。低めに修正したい場合は切り下げます。)

(7) トランス設計の再計算

トランス設計には、小数を整数化する作業が入ることや抵抗値・インダクタンス値など計算値と同じにはならないことから実際設計値は初期設計からずれます。

ここで、ズレを修正するとともに OCL 抵抗 $R_{(OCL)}$ ・トランスコアギャップを決定します。

1) 主 SW ピーク電流値の修正 及び OCL 抵抗 $R_{(OCL)}$ を決定する。

(3)項で求めた主 SW ピーク電流値と $V_{TH(OCL)clamp}$ の関係から $R_{(OCL)}$ を求めます。

$$R_{(OCL)} = \frac{0.54}{1.484} = 0.3638 \Omega$$

抵抗値を合わせるため $R_{(OCL)}$ を 0.37Ω (例えば $0.22 \Omega + 0.15 \Omega$)とします。

その結果、主 SW ピーク電流値は、 $I_{DP} = \frac{0.54}{0.37} = 1.46 \text{ A}$ へ変更となります。

2) コアギャップを決定しインダクタンス値を修正する。

トランスメーカーコアギャップを指定するには、5.3 項 12 式の計算式で求められる値を指定してもよいですが、インダクタンス係数 "AL-value" を利用することが一般的です。AL-value は、 $\left[\frac{nH}{N^2} \right]$ の単位をもつ NI-limit や磁気飽和条件とともにトランスコアの性能を決定する重要なパラメータのひとつです。

ここでは、AL-value = 140 としてインダクタンス値の修正をします。

(トランスメーカーによって標準となっている AL-value の種類は異なりますので、詳しくは各トランスメーカーにお問い合わせください。)

$$\text{AL - value} = \frac{nH}{N^2} \text{ ですから、} 140 \times 68^2 = 647360 \text{ nH です。}$$

インダクタンス値 L_p を 0.647 mH と修正します。

3) 初期設計値の修正

1)項・2)項の I_{DP} と L_p の修正値から初期設定値は以下のように修正されます。

$$10 \text{ 式より } t_{on(max)1} = \frac{L_p \cdot I_{DP}}{V_{DC(min)}} = \frac{0.647 \times 10^{-3} \times 1.46}{102} = 9.26 \mu s$$

$$6 \text{ 式より } tq = 3.14 \cdot \sqrt{0.647 \times 10^{-3} \times 470 \times 10^{-12}} = 1.73 \mu\text{s}$$

$$5 \text{ 式より } t_{off(max)} = \frac{8 \times 102 \times 9.26 \times 10^{-6}}{68 \times (12 + 0.6)} + 1.73 \times 10^{-6} = 10.55 \mu\text{s}$$

$$\text{従って、オンデューティ比 } D = \frac{t_{on(max)l}}{t_{on(max)l} + t_{off(max)}} = \frac{9.26}{9.26 + 10.55} = 0.467$$

$$\text{最低発振周波数は、} f_{(min)} = \frac{1}{t_{on(max)l} + t_{off(max)}} = \frac{1}{9.26 + 10.55} = 50.48 \text{kHz}$$

$$9 \text{ 式より } P_L = \frac{I_{DP} \cdot \eta \cdot V_{DC(min)} \cdot D}{2} = \frac{1.46 \times 0.85 \times 102 \times 0.467}{2} = 29.56 \text{W}$$

このことから $P_L = 1.173 \cdot P_{O(max)}$ 最大電力の 1.173 倍が垂下点電力である事がわかります。

$$\text{また } \Delta B \text{ は、11 式より } \Delta B = \frac{V_{DC(min)} \cdot t_{on(max)l} \cdot 10^7}{Np \cdot Ae} = \frac{102 \times 9.26 \times 10^{-6} \times 10^7}{68 \times 0.464} = 299.35 \text{mT}$$

この結果より ΔB が問題ないかどうかを確認できます。

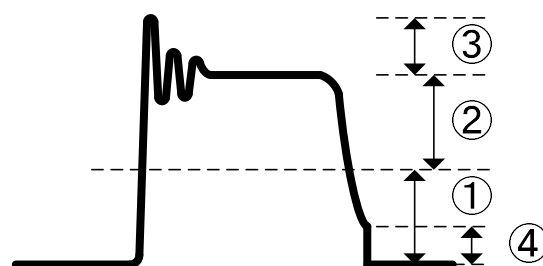
・修正したパラメータの一覧

f(min)	50.48kHz	D	0.467	ΔB	299.4mT
Lp	0.647mH	tq	1.73 μ s	PL	1.173 $\times$ Po [W]
Np	68Turn	Ns1	8Turn	Nc	10Turn

この修正値が問題ないかどうかを確認してください。特に、PL が大きすぎないか(出力電流が大きすぎないか)または小さすぎないか(負荷に対して十分余裕があるか)、 ΔB は飽和するような条件になっていないかを確認してください。

(8) 主 SW 素子にかかる電圧の推定

トランス設計が確定すれば、主 SW 素子の耐圧を推定し選定した主 SW 素子の耐圧が問題ないか予測できます。下図は、主 SW 素子のオフ時波形モデル図です。①～④を計算することで主 SW 素子の最大値を計算することができます。



SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

①V_{DC} 電圧

入力コンデンサ電圧と同じです。

最大値は“2 式”で求められる値で、今回の場合 186.7V となります。

②フライバック電圧

トランスのフライバック電圧です。

$\frac{Np \cdot (V_{O1} + V_{F1})}{N_{S1}}$ で求められます。 $\frac{68 \cdot (12 + 0.6)}{8} = 107.1V$ となります。

③サージ電圧

リーケージインダクタンスによるサージ電圧です。仕様やトランスによって変化します。

今回は、最大 150V と推定してみます。

最終的に実機による確認が必要となる項目です。

④擬似共振谷点電圧

この電圧が高いほどスイッチング損失が大きくなりますので確認します。

①－②＝④ となります。

今回の場合、186.7V－107.1V＝79.6V となります。

以上より、主 SW 素子の最大電圧は 186.7V＋107.1V＋150V＝443.8V となります。

500V 耐圧の MOSFET であれば 90% マージン(450V)以下で使用できると判断できます。

耐圧が不足する場合には、MOSFET の耐圧を大きくするか D (オンデューティ比)を小さくして再設計を行います。

逆に、擬似共振の効果を最大限活かすには D (オンデューティ比)を大きくして設計します。

(9) 動作点の確認

動作点の確認では、6.2 (7)-3)項で修正された初期設計値で計算します。

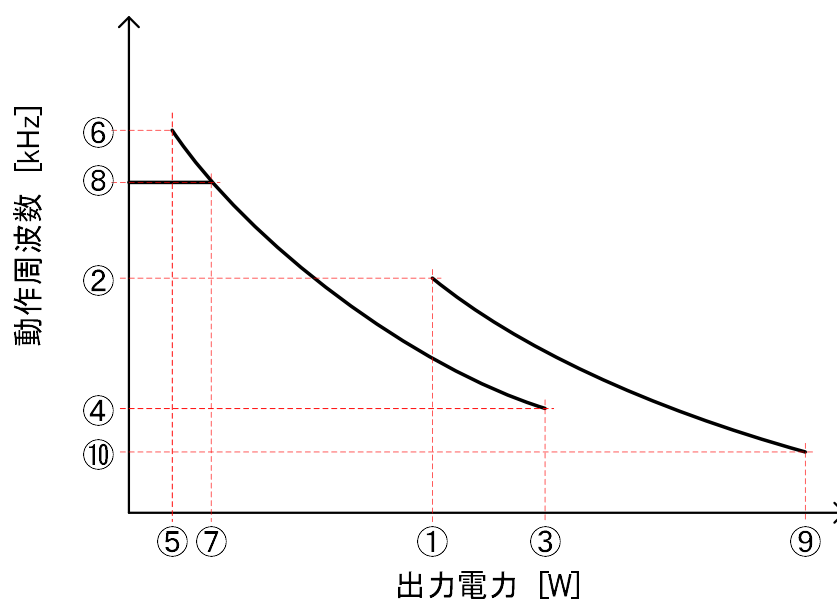
参考電源の動作点を 5.4 項に従って算出します。

本項では、入力電圧：DC120V で計算した結果を以下に示します。

①	谷飛び開始電力	9.33W
②	谷飛び開始時動作周波数	133.3kHz
③	谷飛び解除電力 [条件 1]25 式より谷飛び解除電力 1・・・16.23W $DC120V=V_{DC} < V_{DC(clamp)}=129.4V$ となるため [条件 2]-1)30 式より谷飛び解除電力 2・・・26.77W 谷飛び解除電力 1<谷飛び解除電力 2 となり 谷飛び解除電力 1 が谷飛び解除電力。	16.23W
④	谷飛び解除時動作周波数・・・ 谷飛び解除電力 1 における 22 式と 23 式より算出。	60.74kHz
⑤	オートバースト開始電力	0.62W
⑥	オートバースト開始直前動作周波数	151.86kHz
⑦	オートバースト解除電力	1.03W
⑧	オートバースト解除直後動作周波数	141.87kHz
⑨	垂下点電力値 $DC120V=V_{DC} < V_{DC(clamp)}=129.4V$ と なるため 30 式より算出。	31.8W
⑩	垂下点時動作周波数	54.3kHz

下図は、それぞれの動作点を示した出力電力に対する動作周波数特性モデル図です。

①～⑩までの動作点の条件を確認します。



SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

MS1003SH / MS1004SH

アプリケーションノート Ver.5.0

制作：マーケティング部 営業支援課

作成日：2025 年 10 月 1 日

CAT.No.AN_ MS1003-04SH_50_jp

新電元工業株式会社

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.

SHINDENGEN ELECTRIC MFG. CO., LTD.