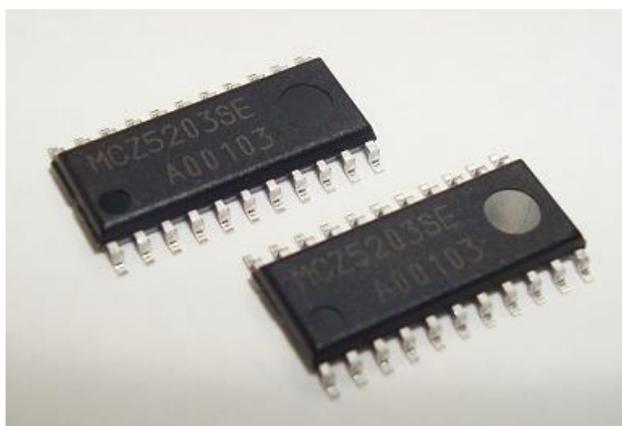


LLC電流共振
ブリッジコンバータ
制御 IC

MCZ5203SE



アプリケーションノート ver. 1.1

新電元工業株式会社

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ください。

警告		誤った取り扱いをしたときに死亡や重大な人身事故およ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とき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ください。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ください。
注意		修理や改造は、重大な事故につながりますので、絶対にやめてください。 《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ください。
		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ください。 《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ください。 《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ください。また、直ちに弊社にご相談ください。

- 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ください。
- 御使用頂く際には、仕様書の取り交わしをして頂き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強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、確認を得てください。

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

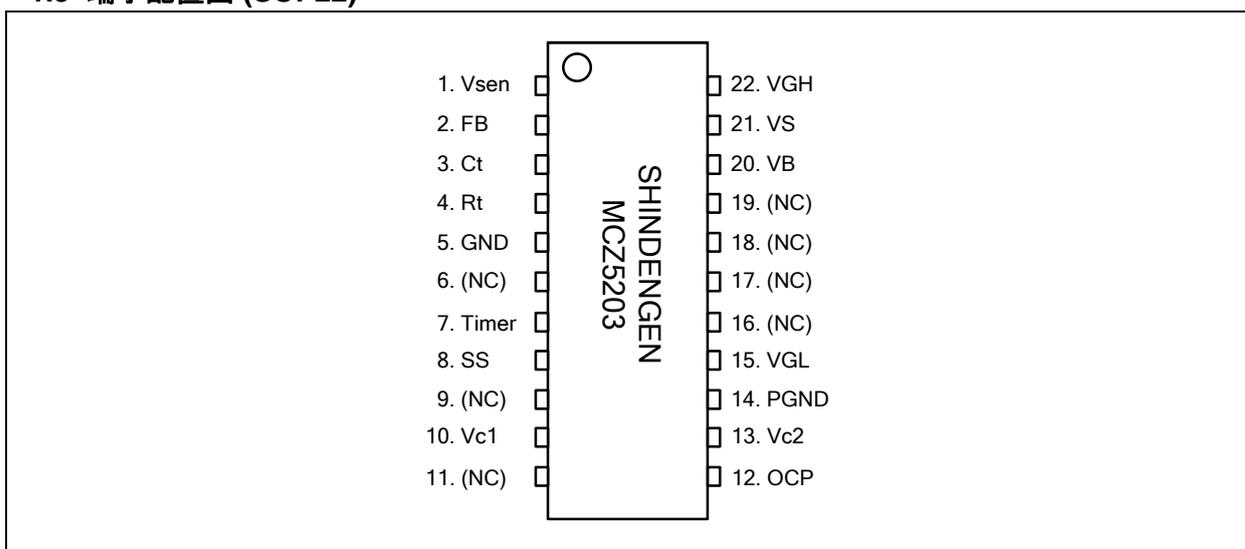
原子力制御システム、航空機器、航空宇宙機器、海底中継器、生命維持のための装置 等

 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いたしております。弊社担当営業または営業企画にお問い合わせください。

1 : 概要	
1.1: 特長	4
1.2: ブロック図 (SOP22)	4
1.3: 端子配置図	5
1.4: 各ピン機能一覧	5
1.5: 適用回路構成	6
2 : 対称型 LLC 電流共振コンバータ概略	
2.1: 特長	7
2.2: 原理回路	7
2.3: 動作波形例	7
2.4: 制御原理	8
2.5: 必要なパラメータ	8
2.6: 動作説明	9 - 10
3 : 周辺回路定数の決定	
3.1: 発振器 (R_t 抵抗値の算出)	11
3.2: Vsen ブラウンアウト保護 ($R_{vsenseL}$ 抵抗値の算出)	12
3.3: ソフトスタートタイミング (C_{ss} 容量値の算出)	12-13
3.4: 過電流保護動作 (R_{ocpdet}/R_{ocpL} 抵抗値の算出)	13-14
3.5: di/dt 保護動作	14
3.6: タイマ間欠ラッチ停止保護 (C_{timer} 容量値の算出)	15-16
3.7: ハイサイド V_{cc} 生成用ブートストラップ回路	16
3.8: ゲート駆動回路	16
4 : 回路例	
4.1: 代表回路図	17
5 : 外形寸法図	
5.1: SOP22 (MCZ5203SE)	18
備考	19

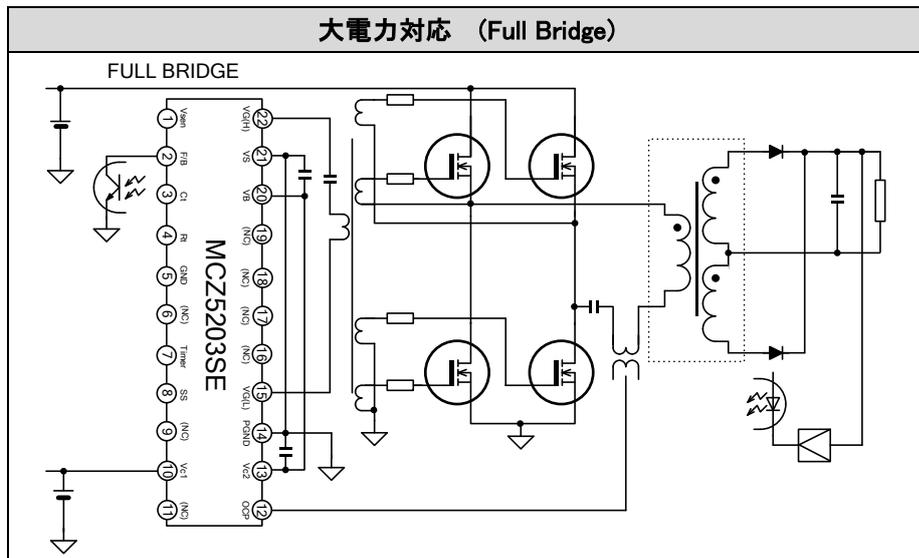
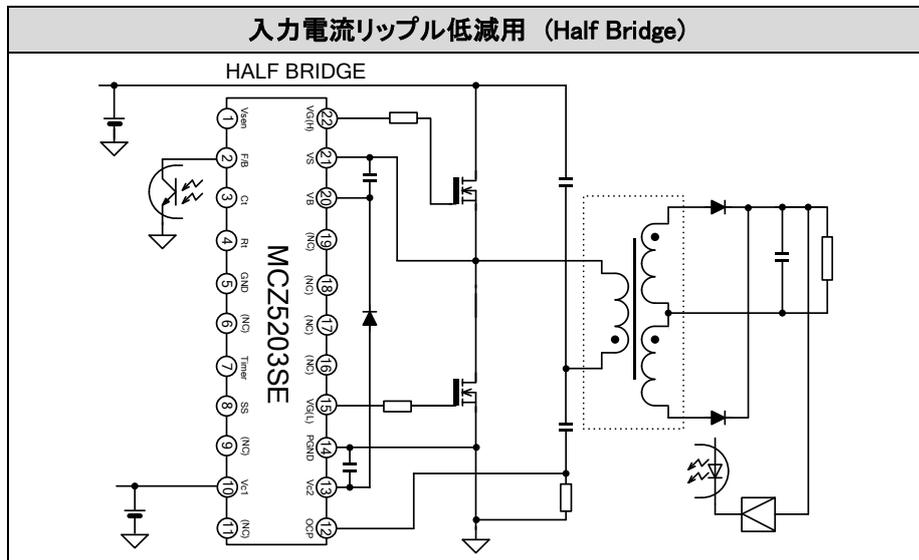
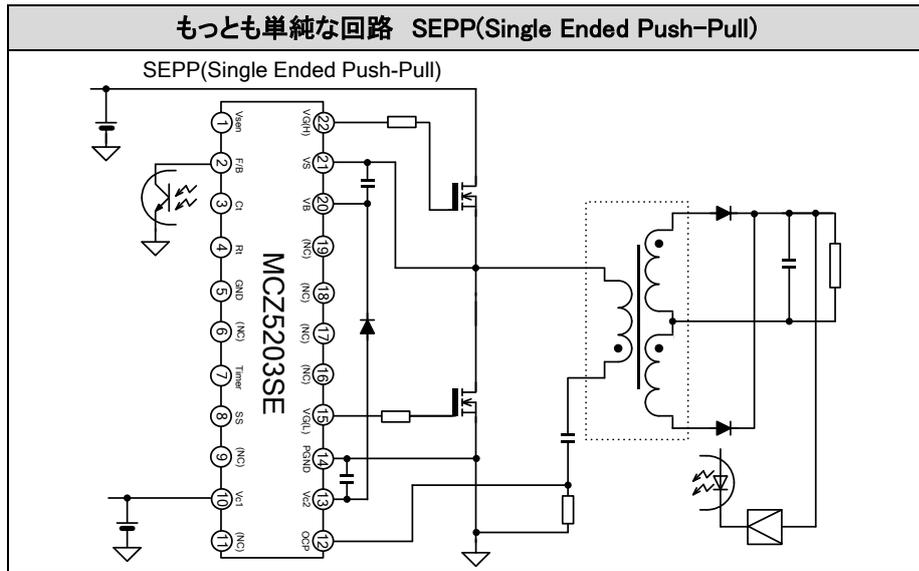
1.3 端子配置図 (SOP22)



1.4 各ピン機能一覧

端子番号 SOP22	記号	内容
1	Vsen	入力電圧監視用端子 入力低電圧保護、リモート ON/OFF、ソフトスタートリセットを行います
2	F/B	発振器の周波数変調用 F/B 入力端子 F/B 信号のオープン検出機能を持っています
3	Ct	発振器用コンデンサ(Ct)接続端子 外付けコンデンサにより休止期間や各動作周波数を決定
4	Rt	発振器の抵抗(Rt)接続端子 外付け抵抗により最低発振周波数を決定
5	GND	制御系 GND 端子
6, 9, 11	(NC)	空きピン
7	Timer	異常検出時の間欠動作タイマ用コンデンサ(Ctimer)接続端子 OCP、OVP 等の異常時の間欠動作時間を決定
8	SS	ソフトスタート用コンデンサ(Css)接続端子 外付けコンデンサによりソフトスタート動作時間を決定
10	Vc1	制御回路の電源供給端子。耐圧 35V Vc1 ≥ 13.5V で動作開始、Vc1 ≤ 8.4V で停止します
12	OCP	過電流検出および di/dt 保護機能(共振はずれ検出)用端子 +0.345V を検出して動作周波数を高くします。±0.06V の立ち下がりで di/dt(共振はずれ)を検出して動作周波数を高くします。
13	Vc2	ドライバ用電源出力端子 内部 10V 安定化電源(ドライバの電源)の出力端子
14	P-GND	下側ドライバ電源端子 GND と同電位にしてください
15	VG(L)	下側ドライバの出力端子 下側 MOSFET のゲート駆動用
16, 17, 18, 19	(NC)	ピン間距離確保のため空きピン
20	VB	上側ドライバの電源端子 Vc2 端子から外付けダイオードにより生成されたハイサイド Vcc 電位
21	VS	上側ドライバの基準電源端子 上側 MOS のソース及び下側 MOS のドレインに接続
22	VG(H)	上側ドライバの出力端子 上側 MOSFET のゲート駆動用

1.5 適用回路構成



2 対称型 LLC 電流共振コンバータ概略

2.1 特長

ブリッジ構成をもつ複合電流共振コンバータはその高い電力変換効率と低ノイズ特性から電子機器への搭載が急激に進んでいる。図 1 に示す通り、一次側共振系が L/L/C の直列接続からなり、「LLC コンバータ」と一般的に呼ばれている。主スイッチング素子の Turn ON は必ずゼロ電流から始まり無損失、Turn OFF は付加された、或いはスイッチング素子の寄生容量成分とインダクタンスの共振により ZVS 動作でスイッチング損失が極端に小さく、かつサージ電圧・電流が発生しない特長を有する。

- 主スイッチング素子両端電圧は入力電圧 V_{bulk} にクランプされ、サージ電圧が発生しない
- スイッチ素子の turn off 電流は負荷によらずほぼ一定で、高電圧入力且つピーク負荷状態においても増大しない。さらに、パターン等の寄生インダクタンス成分によるサージ電圧発生が極小のため、電圧マージンを安定して確保できる
- トランスは正負対称に励磁されるため利用効率が高く、磁気飽和余裕が非常に大きい
- 主共振電流は連続した正弦波状の電流となりリング成分が非常に少ない
- 整流ダイオード電流は半波正弦波状となり trr の影響を受けにくい
- 整流ダイオードの両端電圧は出力電圧或いはその 2 倍にクランプされ、入出力条件によらず一定
- 適正に設計された共振条件においては広範囲な負荷変化に対し周波数変化が非常に小さく多出力コンバータを構成した場合非常に良好なクロスレギュレーション特性を示す

2.2 原理回路(SEPP)

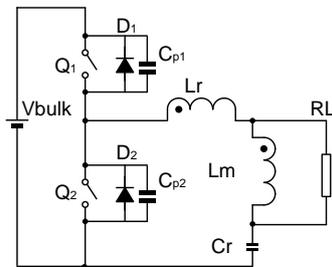


図 1. LLC 基本回路構成

L_r : 第 1 の共振インダクタンス
 L_m : 第 2 の共振インダクタンス
 (励磁インダクタンス成分)
 C_r : 共振容量
 $C_{p1/2}$: ZVS 共振容量
 Q_1/Q_2 : 主スイッチング素子
 D_1/D_2 : 転流ダイオード
 R_L : 負荷抵抗

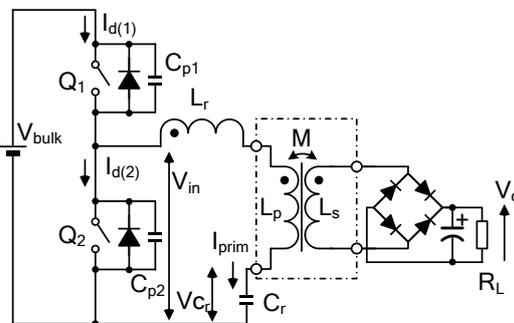


図 2. DC/DC コンバータ構成

2.3 動作波形例

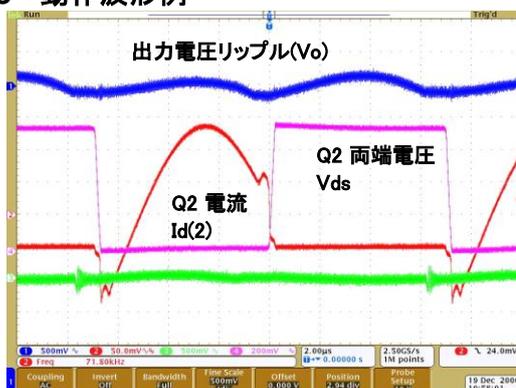


図 3. V_{ds} / I_{drain} / V_o ripple

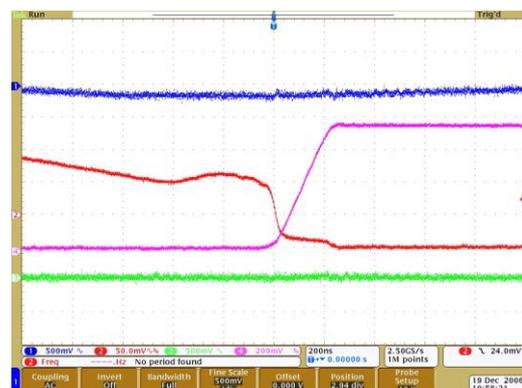


図 4. turn off 期間拡大波形

2.4 制御原理

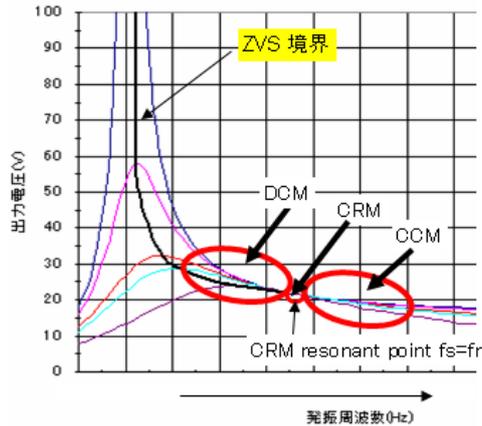


図 5. 出力電圧対周波数特性

出力電圧と周波数の関係を図に示す。通常の LLC コンバータは共振周波数よりも高い領域で使用される。図で言うと ZVS 境界の右側領域である (Above Resonance region)。入力電圧が下がる方向及び負荷電力が増大する方向においては発振周波数を下げ、その反対の条件においては発振周波数を上げるように制御をかけることで出力電圧を安定化できることが分かる。

2.5 必要なパラメータ

表 1. 本 IC 周辺回路定数決定に必要なパラメータ

Vc1	Vcc 印加電圧	15~22V を推奨 (起動にはワーストケースで 14V 必要、耐圧は 35V)。
Vbulkreset	BrownOut 保護電圧 閾値	入出力及び Vc1 のシーケンスタイミングにより共振はずれ状態に陥ることを抑制する BrownOut 保護設定電圧。コンバータ制御範囲と保持時間から決定される。
fmin	最低発振周波数	SS リセット入力電圧時における最大負荷抵抗条件での共振周波数を考慮して設定される。
fmax	最高発振周波数	最高入力最小負荷条件での制御範囲と ZVS 条件より設定される。
tss	ソフトスタート時間	所望の起動ソフトスタート時間より決定される。
ttimer	間欠保護動作間隔	特に多出力負荷で低電圧出力ライン短絡時電流制限間欠動作周期により決定される。

表 2. 推奨周辺部品定数

RvsenseH	BrownOut 保護電圧 検出抵抗高電位側	$I_{sense} \leq \pm 0.2\mu A$ であり、トータル 3Mohm 程度を推奨。 高電圧印加対応品必要。
Ct	発振タイミング容量	fmin / fmax / fss / fovp / DT を決定するコンデンサ容量値。 680pF~1000pF 付近を推奨。
RocpH	電流検出端子上側 フィルタ抵抗	過電力保護機能用共振電流検出電圧フィルタ抵抗。RocpL とで分割し閾値の微調整も行う。10ohm 推奨。
CocpL	電流検出端子 フィルタ容量	過電力保護機能用共振電流検出電圧フィルタコンデンサ。 10000pF 程度。
Rfb	I(F/B)電流制限抵抗	I(F/B)を制限して fmax を決定。 1.5kohm 推奨。

表 3. 算出式より決定される部品定数

RvsenseL	BrownOut 保護電圧 検出抵抗低電位側	所望の Vbulk 時に 1.4V typ. になるように RvsenseH との分割比より算出。
Rt	発振タイミング抵抗	fmin を決定する抵抗値。
Rocpdet	主電流検出抵抗	過電力保護機能用共振電流検出抵抗。
RocpL	電流検出端子下側 フィルタ抵抗	過電力保護機能用共振電流検出電圧フィルタ抵抗。RocpH とで分割し閾値を微調整も行う。
Css	ソフトスタート時間 設定容量	tss から算出し、ソフトスタート時間を決定する。
Ctimer	間欠保護動作間隔 設定容量	ttimer から算出し、間欠保護動作タイミングを決定する。

2.6 動作説明

電源 ON(モード A):

通常入力電圧 V_{bulk} が印加されている時 ($V_{sen} > 1.4V$, 推奨: $V_{sen} > 1.5V$)、 V_{c1} に $13.5V$ 以上が印加されると Oscillator は発振を開始します。

発振開始時周波数は C_t で規定される f_{ss} であり、ソフトスタート時間 t_{ss} を経過した後に出力が安定化されて通常動作周波数に落ち着きます。通常入出力条件での動作周波数は共振系 L/C 及び負荷状態で決定されますが、周波数が最大になる連続動作、つまり入力電圧が最大で出力負荷が最小の条件において f_{max} (最高動作周波数) は $300kHz$ 以内に設定して下さい。

電源 ON(モード B):

V_{c1} が先に印加された状態で入力電圧 V_{bulk} が印加されると、まず $V_{sen} > 1.1V$ typ. で IC は f_{ss} でゲート出力開始、 $V_{sen} > 1.4V$ typ. で通常動作、モード A と同じくソフトスタート期間が終わると安定化周波数に落ち着きます。

電源 OFF(モード A):

V_{bulk} が印加された状態で V_{c1} の供給が停止した場合 (Remote OFF など)、通常動作から V_{c1} が UVLO 下限 ($8.4V$ typ.) を切った時点で瞬時に動作は停止します。

電源 OFF(モード B):

V_{c1} が印加され続けた状態で V_{bulk} の供給が停止した場合 (入力 AC 電圧の瞬低など)、発振周波数は最低 f_{min} まで下がっていき、 V_{sen} 電圧が $V_{sen} < 1.4V$ typ. で瞬間に f_{ss} へと引き上げられ、共振はずれモードへの突入を回避し、その後 $V_{sen} < 0.7V$ typ. でゲート出力は停止します。

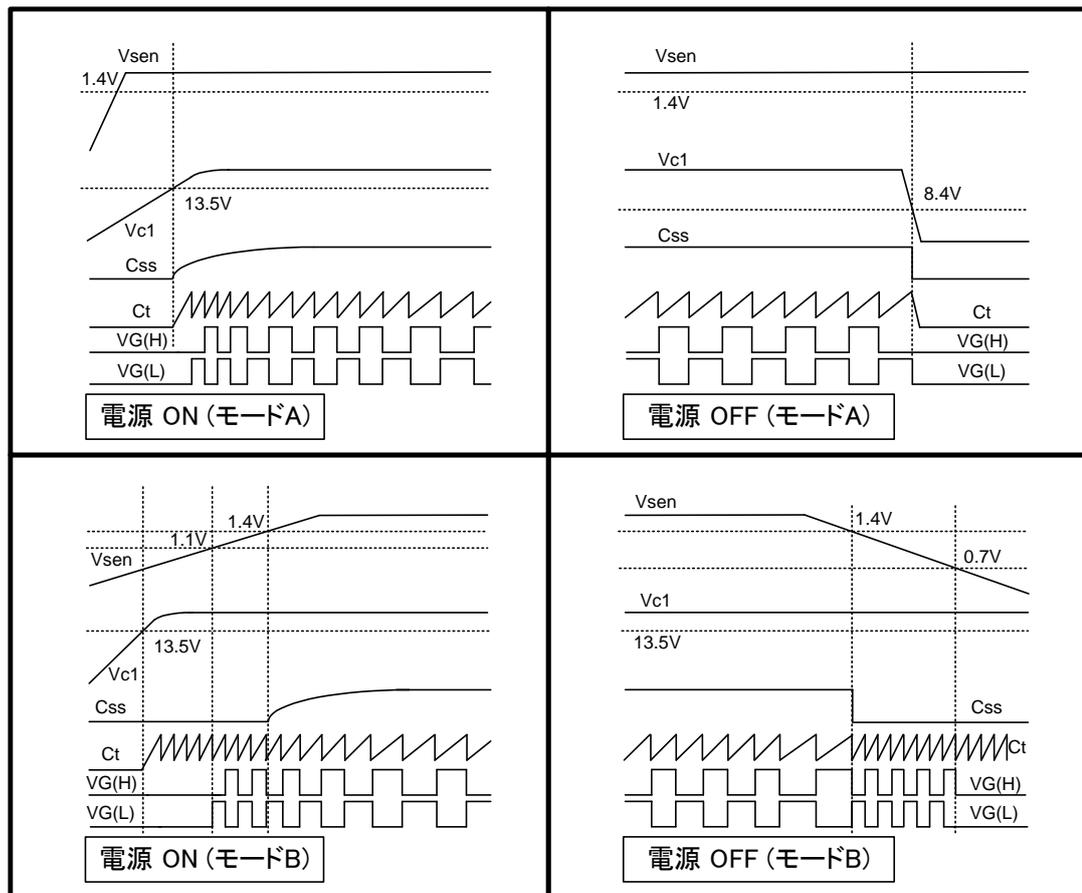


図 6. 電源動作シーケンス

異常動作時:

入出力条件がコンバータ共振系の制御範囲を超えた場合 Feed Back はかからず、周波数は C_t 及び R_t で設定された f_{min} (最低発振周波数)となります。その際 F/B open 保護回路が動作してその状態が続く、 C_{timer} によって決定される時間 t_{timer} を経過すると発振は停止します。間欠発振周波数で規定される時間がたつと再び発振開始、同じ状態のままであればその動作を計 2 回繰り返した後ラッチ停止します。ラッチ停止を解除するには V_{c1} を再投入して下さい。

一次側共振電流を検出して OCP 端子に加えられる電圧が $V_{ocp}(+)$ (0.345V typ.)を超えた場合には発振周波数は瞬時に引き上げられます。 $V_{ocp}(+)$ を超える状態が続いた場合にも F/B open と同じく、 C_{timer} は充電され続け、間欠発振動作モードとなり 2 回目にラッチ停止となります。ラッチ停止を解除するには V_{c1} を再投入して下さい。

また、OCP 端子に加えられる電圧が OCP マスク中に $V_{didt}(\pm 0.06V \text{ typ.})$ を超えて、OCP マスク後に $V_{didt}(\pm 0.06V \text{ typ.})$ を下回った場合、瞬時にゲート出力を OFF して DT 後に反対のゲート出力を ON します。この場合は、 C_{timer} は充電されません。

参考:

上記に示した通り F/B open 検出保護機能と V_{sen} 電圧検出機能のために V_{c1} に 14V 以上印加した状態でも V_{bulk} が低い状態ではコンバータは通常動作しません。 V_{bulk} をゼロ電圧付近からゆっくりと立ち上げてコンバータを動作させるには図 7 に示すように

- 1) V_{c1} から V_{sen} 端子へ抵抗 R_{sen1} を接続し、1.5V 以上を印加して
- 2)F/B 端子と GND 間に抵抗 R_{fb1} 10k Ω 程度を接続し、F/B open 保護機能を禁止する

ようにして下さい。

但しこれはあくまでも検討用接続であり、1)を施した状態で V_{bulk} の ON/OFF を行わないで下さい。Below Resonance Region (共振はずれ)動作が続いて MOSFET へ多大なストレスが加わってしまいます。

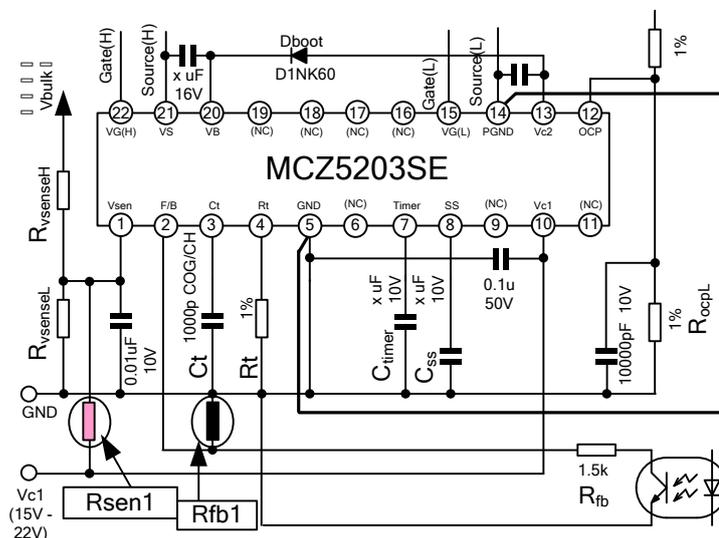


図 7. IC 周辺基本回路図

3 周辺回路定数の決定

3.1 発振器 (Rt 抵抗値の算出)

本 IC の出力である主 SW の VG(L),VG(H)はオシレーター(以下、OSC)用コンデンサ Ct の充放電により決定されます。VG(L),VG(H)出力は Ct の充電時に出力され、VG(L),VG(H)出力が交互に出力するため、主 SW が交互に ON/OFF します。また、Ct の放電時間は VG(L),VG(H)出力が同時に OFF するデットタイム(以下、DT)になります(図 8 参照)。なお、duty 調整の為、充電電流に依存しない固定の DT を設けています。Ct の充電開始後、ゲート出力開始までに固定の DT 遅れ 140ns(typ)が含まれています。

本 IC は周波数、ONduty 変調タイプです。周波数は F/B 端子電流により変動し、ONduty は発振周波数に合わせて変動します(図 9 参照)。軽負荷時に ONduty が小さくなることで全周波数範囲において ZVS が確保できます。

最低発振周波数は Ct 端子のコンデンサ容量と Rt 端子の外付け抵抗によって決定されます。制御特性線形性と消費電力を考慮し IF/B 最大電流は 3mA、連続動作時最高周波数 fmax は 300kHz 以下を推奨いたします。また、ソフトスタート動作時の発振周波数は Ct により変化し、Ct=1000pF の場合 fss=185kHz になります。

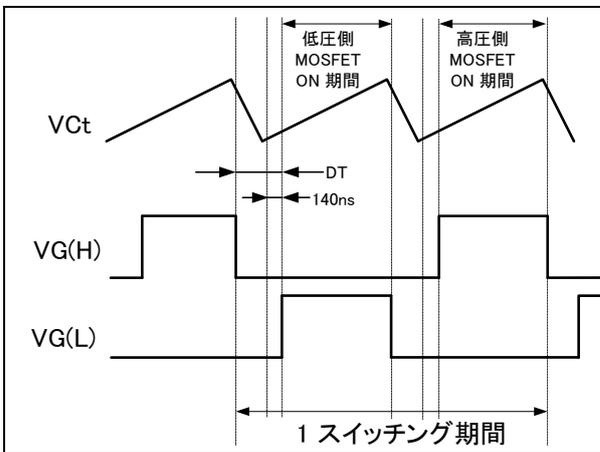


図 8. V(Ct) 及び VG(H)、VG(L)

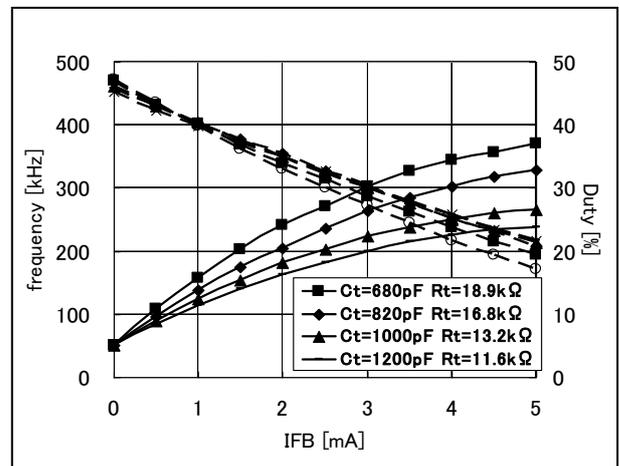


図 9. Fsw/DT 対 F/B 端子電流特性

fmin と Ct から Rt の初期値 Rt(init)は近似的に式(1)より算出されます。
 この後 Rt に実定数を代入して式(2)より fmin を最終確認して下さい。
 式(1)、(2)は Ct=680pF、Rt=18.9kΩ 時の近似式になります。
 実定数での詳細特性は、特性仕様書の Rt vs f(0)のグラフでご確認ください。

$$R_{t(init)} = \left(\frac{1}{2 \times f_{min}} - \frac{C_t \times 1.88}{4.2 \times 10^{-3}} \right) \times \frac{2.52}{C_t \times 1.88} \quad [\text{ohm}] \quad \text{---(1)}$$

$$f_{min} = \frac{1}{2 \times \left(\frac{1.88 \times C_t \times R_t}{2.52} + \frac{C_t \times 1.88}{4.2 \times 10^{-3} - 2.52 / R_t} \right)} \quad [\text{Hz}] \quad \text{---(2)}$$

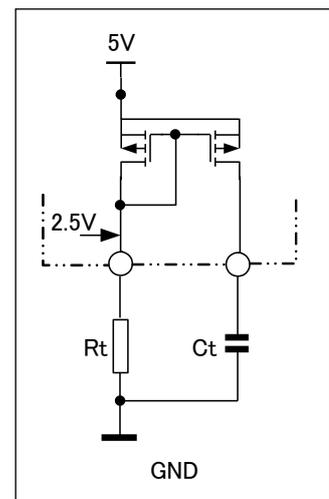


図 10. Ct / Rt 内部ブロック

3.2 Vsen ブラウンアウト保護(RvsenseL 抵抗値の算出)

Vsen 端子は入力電圧を監視し、その値に応じてゲートドライブパルス出力の禁止、周波数の急変を行います。この機能により Vc1 が印加されたままでの入力 Vbulk 投入時或いは入力電圧の瞬低および瞬断時などにコンバータが Below Resonance Mode (いわゆる共振はずれ) 動作に突入することを防ぎます。電圧と各出力のタイミングは図 12 を参考にしてください。

高電位側 Vbulk 検出抵抗 RvsenseH は 3Mohm を推奨。Vsen 端子 sink 電流は 0.2uA が必要です。式(3)で所望の Brown Out 保護電圧閾値 Vbulkreset から初期値 RvsenseL(init)を算出し、その後式(4)に実定数を代入して Vbulkreset の値を最終確認して下さい。

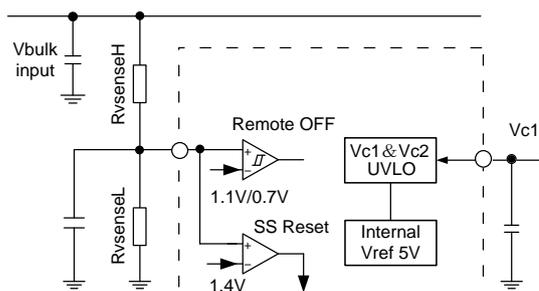


図 11. Vsense 内部回路/周辺回路

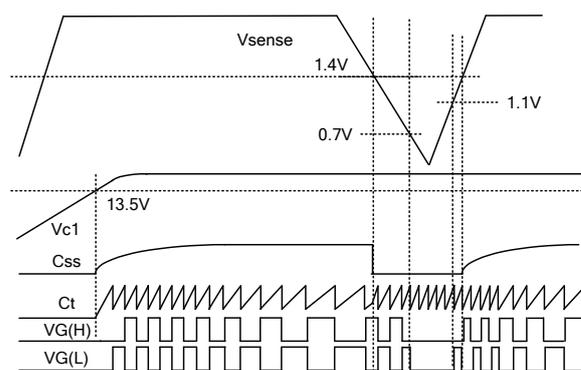


図 12. Vsense ブラウンアウトタイミング

$$R_{\text{vsenseL (init)}} = \frac{1.4 \times R_{\text{vsenseH}}}{V_{\text{bulkreset}} - 1.4} \quad [\text{ohm}] \quad \text{---(3)}$$

$$V_{\text{bulkreset}} = \frac{R_{\text{vsenseH}} + R_{\text{vsenseL}}}{R_{\text{vsenseL}}} \times 1.4 \quad [\text{Vdc}] \quad \text{---(4)}$$

尚、RvsenseH を単独で持った場合には AC240V(PFC 停止)時 約 40mW を消費しますが(3Mohm)、PFC コンバータに絶対値検出 OVP 機能がある時、過電圧検出抵抗の midpoint から Vsen 電圧を取ることも可能です。この場合には Vsen 機能による検出抵抗損失増加分はゼロにできます。Vsen 端子と GND 間にはノイズ吸収用に 3300pF~10000pF 程度を接続してください。

3.3 ソフトスタートタイミング(Css 容量値の算出)

Vc1 投入から fmin に落ち着く時間を tss として式(5)によりソフトスタートタイミングコンデンサ容量初期値 C_{ss}(init)を算出します。実定数 C_{ss} を式(6)に代入して t_{ss} を再確認して下さい。C_{ss}=4.7uF (t_{ss}=200msec)時の SS 端子電圧と発振周波数特性を図 13 に示します。

なお、式(5)および(6)は、図 13 の測定条件で(a)点より算出した近似式となります。

$$C_{\text{ss}(init)} = t_{\text{ss}} \times 23 \times 10^{-6} \quad [\text{F}] \quad \text{---(5)}$$

$$t_{\text{ss}} = \frac{C_{\text{ss}}}{23 \times 10^{-6}} \quad [\text{sec}] \quad \text{---(6)}$$

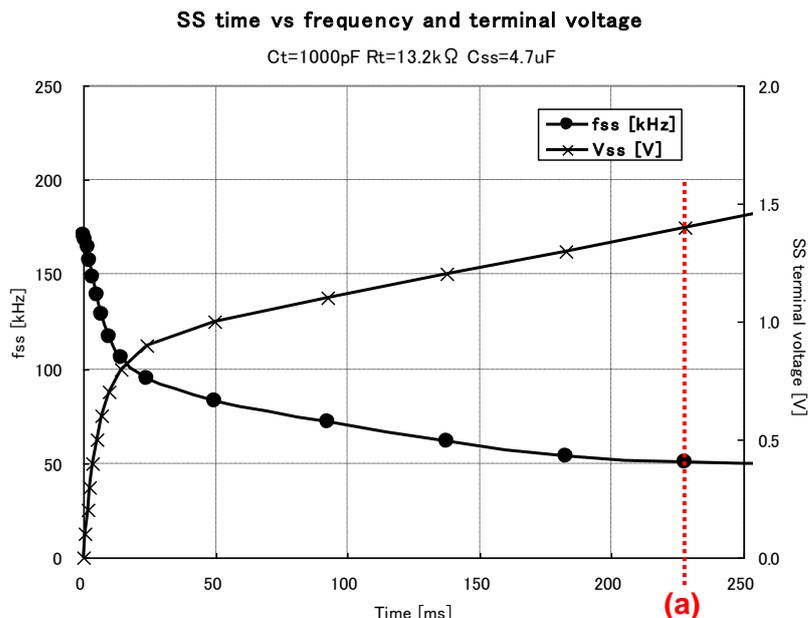


図 13. SS 端子電圧 / 発振周波数特性

3.4 過電流保護動作 (Rocpdet / RocpL 抵抗値の算出)

過電流保護(OCP)動作はパルスバイパルスで上側 MOEFET のドレイン電流を検出して動作させます。OCP の閾値は+0.345V です。検出閾値電圧は十分に低く、電流検出抵抗の無効な電力損失は抑制できます。OCP 端子電圧が閾値に達すると、図 14 の過電流検出ポイントから Ct の充電を早めて周波数を上げ、同時に Timer 端子のコンデンサ C_{timer} を充電します。(Timer 充電は 3.6 項を参照下さい。)

下側 MOSFET の OCP 検出機能は搭載していませんが、上側 MOSFET が OCP 動作すると次の下側 MOSFET は約 $f_{min} \times 1.8$ 倍の周波数になります。OCP 動作時に下側 MOSFET を約 $f_{min} \times 1.8$ 倍の周波数にすることにより、MOSFET 等へのストレスを低減いたします。なお、その次の上側 MOSFET の発振周波数は OCP 検出閾値に到達しなければ、FB により決定する通常動作による発振周波数となります。OCP 端子電圧は図 15 における Rocpdet によって検出される電圧を RocpH と RocpL で分割した値となります。C116 はフィルタ用コンデンサです。C116 は 10000pF 程度を推奨します。

なお、電源設計上の注意点として、後述します 3.5 の di/dt 保護機能により、通常動作における I_{pk} よりも OCP レベルを著しく高く設計いたしますと、di/dt 検出しきい値も同時に高くなる為、通常電源動作時に di/dt 保護機能が働いて出力電圧が低下する場合がございます。

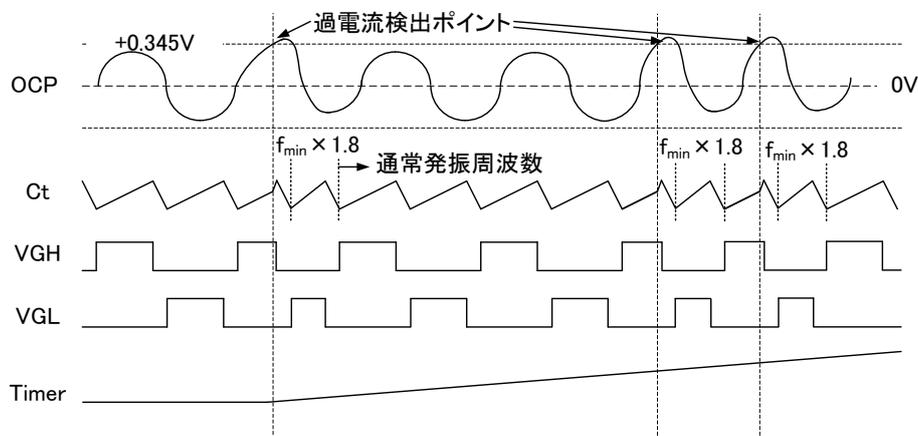


図 14. OCP タイミングチャート

[Rocpdet / RocpL 抵抗値の算出方法]

RocpH=10[Ω]とした場合、所望の OCP 動作電流閾値 Ipk より共振電流検出抵抗 Rocpdet を式(7)にて決定し、式(8)より RocpL(init)を算出します。実定数を RocpL に代入して式(9)より過負荷検出電流閾値 Ipk(th)を確認してください。

RocpH は、OCP 端子流出電流(180μA typ.)を考慮して 10[Ω]~47[Ω]程度を推奨します。RocpH および RocpL の抵抗値を大きくする場合には、OCP 端子流出電流による OCP 端子電圧の持ち上がりを考慮した定数の決定を行ってください。

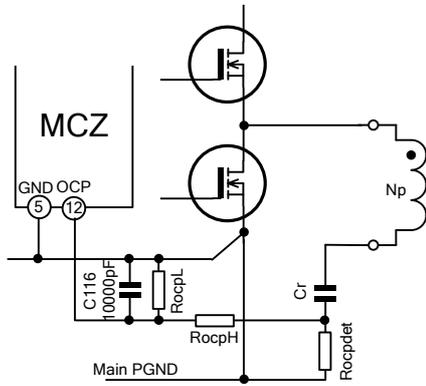


図 15. OCP 端子周辺基本回路

$$R_{ocp\ det} > \frac{0.345}{I_{pk}} \quad [\text{ohm}] \text{-----(7)}$$

$$R_{ocpL(\text{init})} = \frac{0.345 \times 10}{I_{pk} \times R_{ocp\ det} - 0.345} \quad [\text{ohm}] \text{-----(8)}$$

$$I_{pk(\text{th})} = \frac{10 + R_{ocpL}}{R_{ocpL} \times R_{ocp\ det}} \times 0.345 \quad [\text{A}] \text{-----(9)}$$

MCZ5203 は LowsideMOS の OCP 機能が無いため、2 次側出力を半波で出力するときはトランスの極性指定が必要になります。

また、本 IC では MOSFET のスイッチングによって発生するノイズによる OCP 誤動作防止のために、図 16 のように Ct 充電開始から 600ns までを OCP マスクしています。よって Ct 充電開始から 600ns は OCP 検出しません。また、ランダムに入るノイズによる誤動作防止のため OCP 端子に内部フィルタを内蔵しています。このフィルタの遅れにより、OCP 検出~Ct 急速充電まで約 500ns の遅れが生じます。

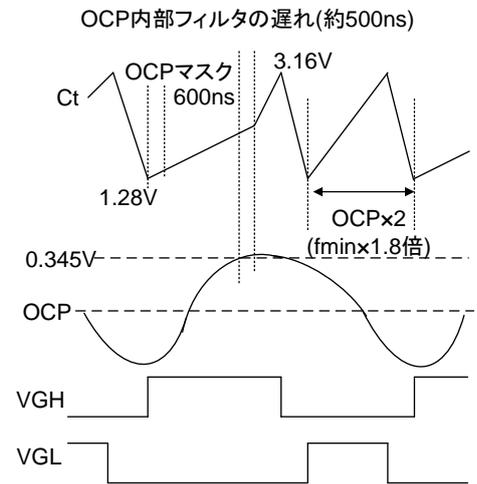


図 16. OCP 動作シーケンス

3.5 di/dt 保護機能

MCZ5203 は di/dt 保護機能(共振はずれ検出)を搭載しています。di/dt 保護機能はパルスバイパルスで両方向の MOSFET ドレイン電流をモニタし、OCP 端子で検出しています。di/dt 検出の閾値は±60mV です。Hi side では OCP マスク期間中に OCP 端子電圧が 60mV を超えた後、Ct の同じ周期中に 60mV 以下になった時に Ct を強制反転します。Low side では OCP マスク期間中に OCP 端子電圧が -60mV を下回った後、Ct の同じ周期中に -60mV 以上になった時に Ct を強制反転します。なお、di/dt 保護機能による Timer 端子のコンデンサ充電は行いません。

電源設計上の注意点として、OCP レベルを著しく高く設定すると di/dt 検出レベルも同時に高くなるため、通常の電源動作時に di/dt 保護が動作し、出力電圧が低下することがあります。

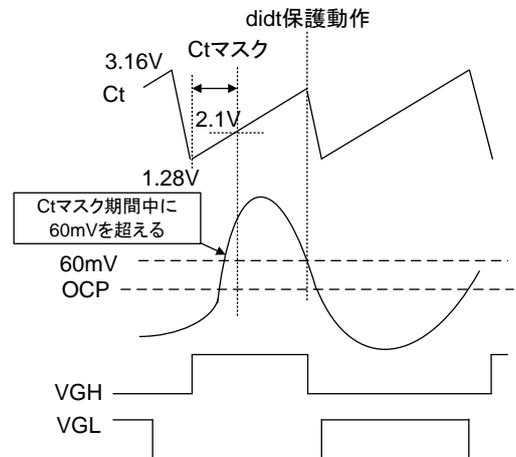


図 17. di/dt 動作シーケンス

3.6 タイマ間欠ラッチ停止保護(C_{timer} 容量値の算出)

Timer 端子コンデンサ C_{timer} は OVP、OCP、F/B オープン検出機能が働いた時に充電され、さらに異常信号が入り続け前述の保護機能が働き続けると、Timer 端子電圧が $V_{timer}(3V \text{ typ.})$ に達して間欠動作モードになります。間欠動作モード中に異常信号が無くなると正常発振に戻りますが、この間欠発振モードが 2 回カウントされると IC がラッチ停止します。ラッチリセットは $V_{c1} < 8V$ です。また、ラッチカウンタのリセット機能を搭載しております。ラッチカウンタリセット条件は以下の2つです。(図 18 参照)

- ① $V_{ss} = 2.6V$ ② Timer refresh 時

この機能により、電源が正常に機能するとラッチカウンタは 0 になります。

OCP 動作が働くと、Timer 端子は C_t の 8 周期間 Timer の充電を行います。Timer 充電電流は $215\mu A$ typ. です。OCP 検出時には C_t の 15 周期間中は FB OPEN 検出は行いません。(図 19 参照) また、 di/dt 検出時は Timer 充電を行いません。

ソフトスタート動作状態時 ($V_{sen} > 1.4$, $V_{ss} < 1.3V$) に C_{timer} は $20\mu A$ で充電されます。負荷短絡起動時などの異常状態時の負荷を軽減することが出来ます。ただし、起動・切断時や入力瞬低・瞬断時に V_{sen} 電圧がしきい値付近をまたぐ状態が長く続いた場合 ($V_{sen} > 1.4$, $V_{ss} < 1.3V$)、 C_{timer} が $20\mu A$ で充電し続け Timer 端子電圧が V_{timer} に達して間欠動作モードになる場合があります。このような状態が想定される仕様の場合、Timer-GND 間にパラに抵抗を接続してください。 C_{timer} が $10\mu F$ の場合、抵抗は $100k\Omega$ 程度となります。ただし、Timer 充電時間や間欠動作時間が変化しますので確認が必要です。

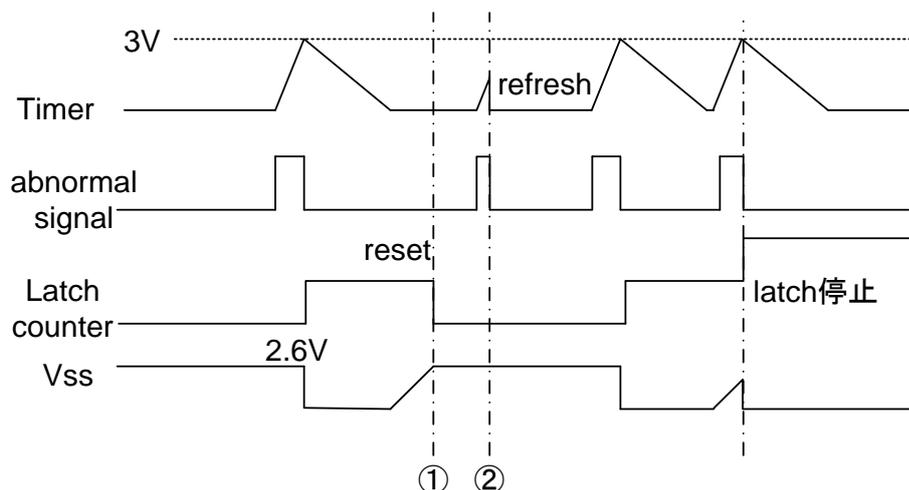


図 18. タイマ機能動作シーケンス

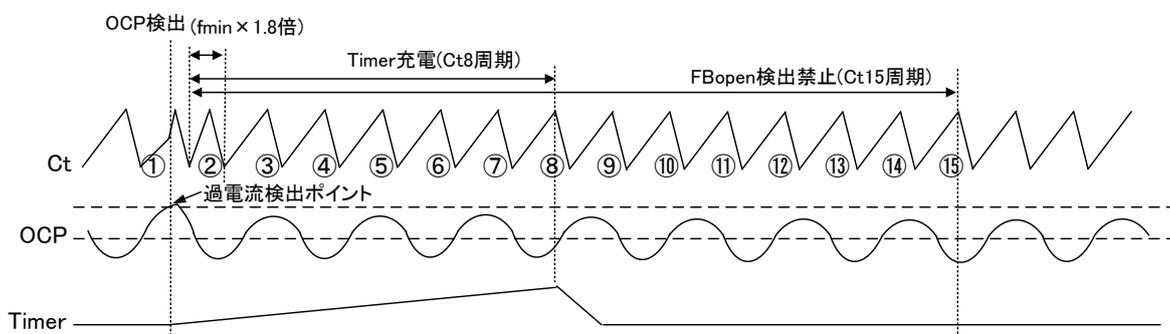


図 19. OCP でのタイマ動作シーケンス

OCPLレベルを超えるピーク負荷状態が連続する場合で、且つ負荷短絡異常時ラッチ停止の必要が無い場合には Timer 端子を GND 電位に接続してください。ラッチ停止しない、ピークリミット OCP 及び fmin による周波数制限のみの動作となります。

$$C_{timer} = \frac{t_{timer1} \times 215}{3} \times 10^{-6} \quad [F] \quad \text{---(10)}$$

間欠周期 timer1 : tb = 1 : (20+tss) であり、
 Ctimer=4.7uF / Ccss=2.2uF の場合 timer=70msec , tb=1.5sec となります

3.7 ハイサイド Vcc 生成用ブートストラップ回路

ハイサイド MOSFET 駆動用フローティング電源 (VB) は、図 20 に示すように Vc2 端子 10V レギュレータ出力コンデンサを電圧源として高圧側へ向かうダイオード Dboot とフローティング平滑コンデンサ Cboot によるブートストラップ回路により生成されます。外付け Dboot による Boot Strap 回路採用によりローサイドとハイサイド Vcc の電位差が最小限に保たれ、過渡的にも安定した駆動用電源が供給できます。Cboot には MLCC を用い、その値は 0.1uF-1uF を推奨します。また Dboot には高速かつソフトリカバリー特性を持った 600V 耐圧以上のものを用いてください。新電元製 D1NK60 或いは D1FK60(面実装)を推奨いたします。

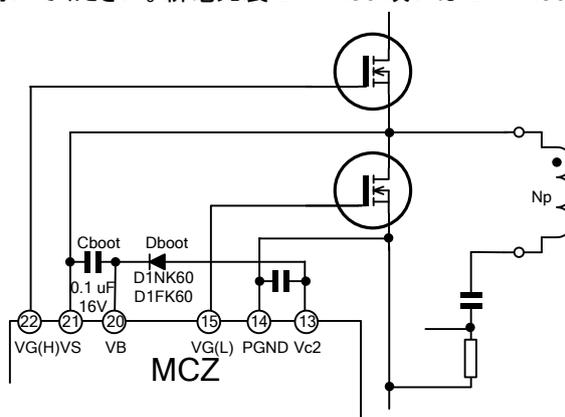


図 20. Boot Strap ハイサイド Vcc 生成回路

3.8 ゲート駆動回路

ゲートドライバ駆動電流は Vc2=10V で 0.18A(吐き出し) / 0.53A(引き抜き)typ.です。この値は高圧側・低圧側 MOSFET Gate 駆動パルス電流が信号系誤動作を引き起こさないように抑えられています。通常用いられる Qg=50nC クラスの MOSFET や CoolMOS(F20F60C3M 等)を十分高速にドライブできる値です。一般的に用いられる駆動回路の例を図 21 に示します。図 21 A) の場合の駆動インピーダンスは下式で表わされます。

$$RON(Qa)+R121 = 56 + R121 \text{ (吐き出し)}$$

$$RON(Qb)+R122 = 19 + R122 \text{ (引き抜き)}$$

電荷引き抜きダイオード D112/113 を用いる場合には小容量ショットキーダイオードなどを用い、スナッチャーリカバリーダイオードは使わないように注意してください。推奨ダイオード例として 新電元製 D1NS4(アキシヤル)や DG1S4(面実装)があります。

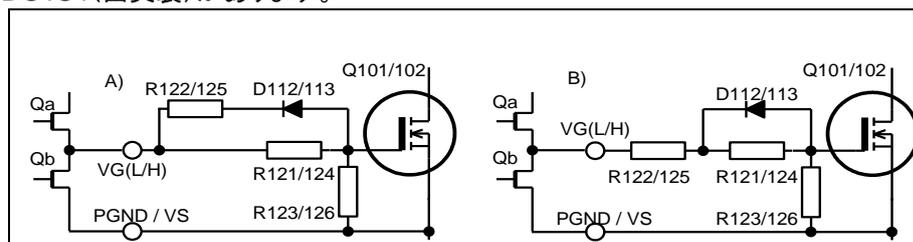


図 21.ゲート駆動回路

4 回路例

4.1 代表回路图

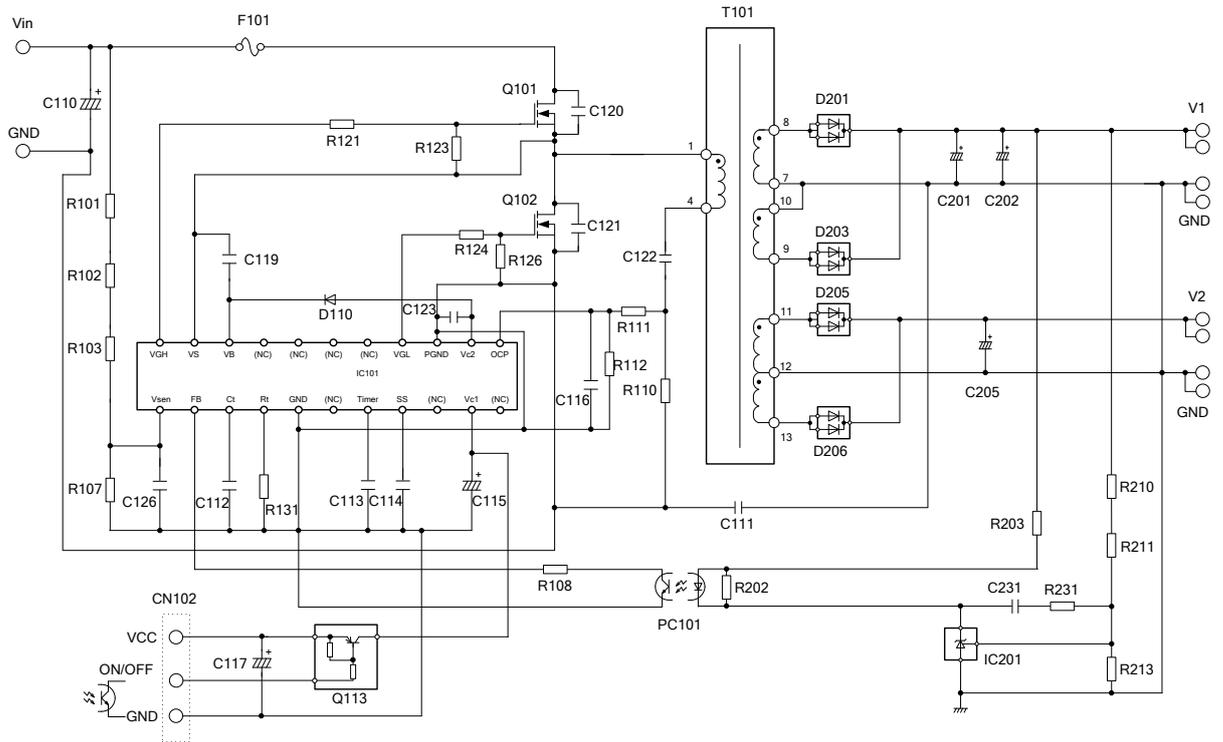
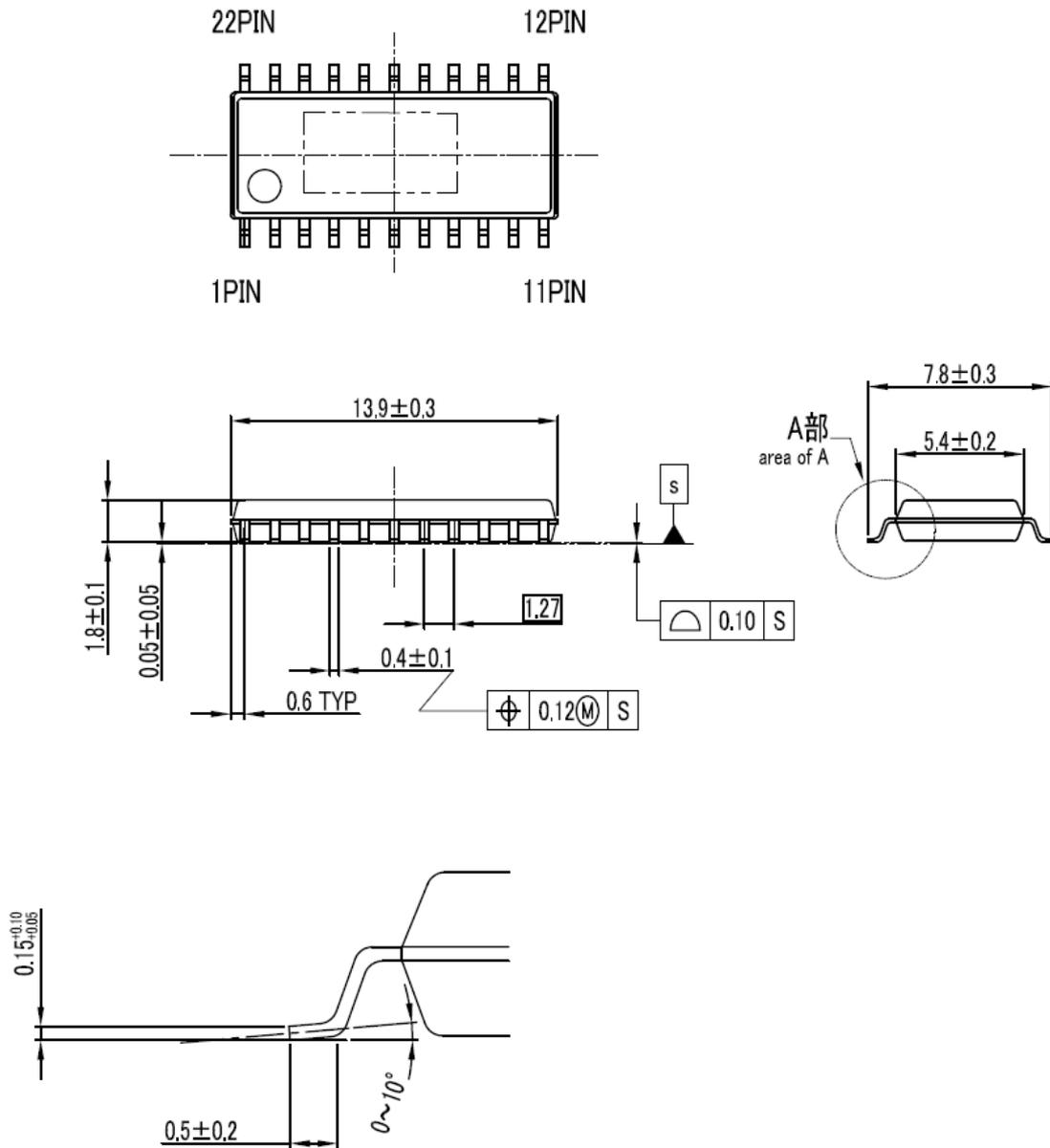


图 22. 代表回路图

5 外形寸法図(正式寸法に関しては納入仕様書をご覧ください)

5.1 SOP22 (MCZ5203SE)



A部詳細図
Detail area of A

Units : mm

Notes: