

車載用アプリケーション技術資料

～入力保護用デバイス～

Rev.2.1

目次

はじめにお読みください.....	3
0. はじめに.....	4
1. 背景	4
2. 逆接続保護	5
2-1. 逆接続保護の概要	5
2-2. ダイオードを用いた逆接続保護.....	5
2-3. PchMOSFET を用いた逆接続保護.....	6
2-4. 逆接続保護と逆電流保護の違い.....	6
3. 理想ダイオード	7
3-1. 理想ダイオードの概要 (MF2003SV / MF2007SW)	7
3-2. 当社理想ダイオードの動作.....	7
3-2-1. 基本動作 (MF2003SV)	7
3-2-2. 基本動作 (MF2007SW)	7
3-3. 当社理想ダイオードの特性と機能.....	8
3-3-1. 順方向特性 (MF2003SV / MF2007SW)	8
3-3-2. 入力逆接続対策 (MF2003SV / MF2007SW)	8
3-3-3. 並列接続 (MF2003SV / MF2007SW)	9
3-3-4. クランキング対策 (MF2003SV)	10
3-3-5. アクティブクランプ (MF2003SV)	11
3-3-6. 暗電流対策 (MF2003SV / MF2007SW)	11
4. 車載規格について	12
4-1. 車載規格の概要.....	12
4-2. ISO7637-2.....	12
4-2-1. Pulse1.....	13
4-2-2. Pulse2a.....	14
4-2-3. Pulse3a.....	15
4-2-4. Pulse3b.....	16
4-3. ISO16750-2.....	17
4-3-1. 重畳交流電圧試験.....	18
4-3-2. 電源電圧の緩速増減	22
4-3-3. 電源電圧の瞬時低下	22
4-3-4. 電圧低下時のリセット挙動	24
4-3-5. 始動プロファイル.....	24
4-3-6. ロードダンブ	26

はじめにお読みください

1. ご採用に際しては、別途仕様書をご請求の上、ご確認をお願いいたします。
2. 本資料に記載されている当社製品の品質水準は、一般的な信頼度が要求される標準用途を意図しています。
その製品の故障や誤動作が直接生命や人体に影響を及ぼすような極めて高い品質、信頼度を要求される特別、特定用途の機器、装置にご使用の場合には必ず事前に当社へご連絡の上、確認を得て下さい。当社製品の品質水準は以下のように分類しております。
【標準用途】
コンピュータ、OA等の事務機器、通信用端末機器、計測器、AV機器、アミューズメント機器、家電、
工作機器、パーソナル機器、産業用機器等
【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、海底中継機器、生命維持のための装置、システム等
3. 当社は品質と信頼性の向上に絶えず努めていますが、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。
4. 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。
製品のご購入に際しましては事前に当社または特約店へ最新の情報をご確認下さい。
5. 本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。
6. 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。
7. 本資料に記載されている製品が、外国為替及び外国貿易管理法に基づき規制されている場合、輸出には同法に基づく日本国政府の輸出許可が必要です。
8. 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。

0. はじめに

本資料は主に車載 ECU の入力部保護に使用するデバイスの必要性や保護の方法、保護用デバイスの種類について説明しています。また、ISO7637-2、ISO16750-2 に対して当社デバイスの使用例を載せていますので、参考としてご活用ください。

1. 背景

自動車の電子化は進み、走行や運転の補助、事故を未然に防ぐシステムなどに様々な ECU が搭載されています。ECU 搭載数は車種によって差はありますが 20~30 個とも言われており、今後も完全自動運転化などで ECU の搭載数が増えることや高機能化、冗長化などの要求も増えてきます。また、ECU の搭載数が増えていくことでスペースの問題が発生し ECU は小型化が求められます。他にも単純に ECU を増やすのではなく、複数の ECU を統合ということもあります。こうした中で ECU は、統合や高機能化による消費電流の増加や部品点数増加への対応が求められています（図 1）。

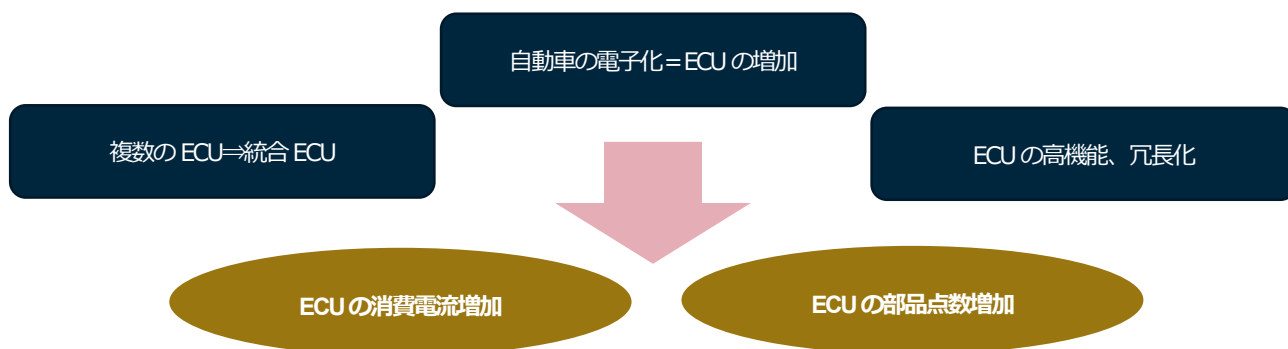


図 1 今後の車載 ECU で想定される事象

消費電流の増加、搭載部品増加について、搭載される部品の中で入力保護部に着目したとき、これまで使用してきた部品では ECU の仕様を満足できないことも考えられます。ECU の仕様を満足できない例としては、部品の発熱、低入力電圧時の ECU 動作不良、ECU サイズなどが挙げられます。いずれの例も使用する部品のスペック、サイズが影響するため、新たな部品の検討が必要になってくることが考えられます（図 2）。

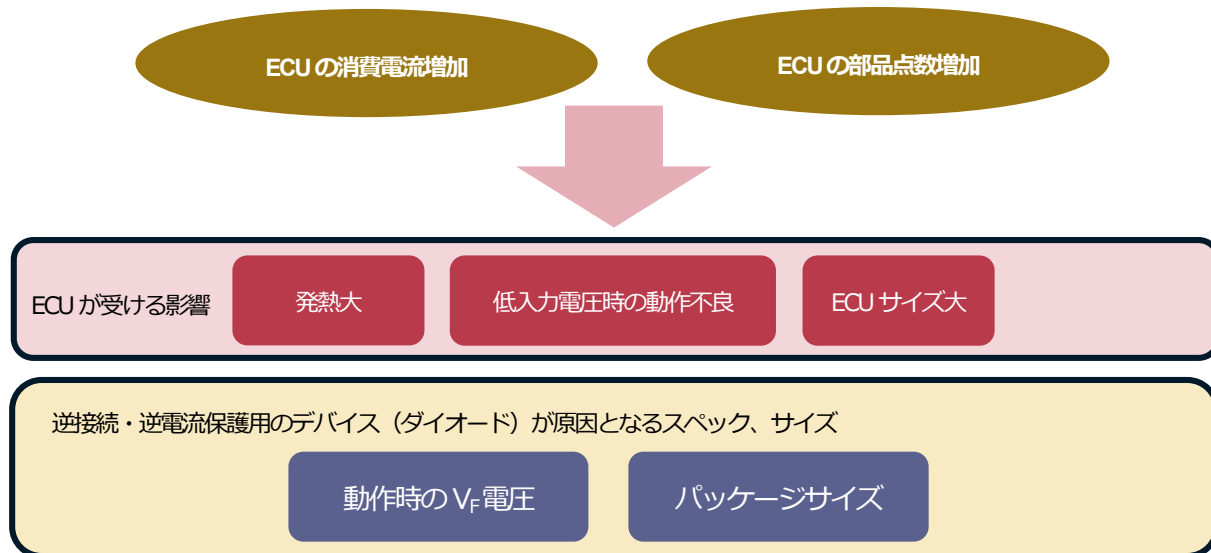


図 2 今後の車載 ECU で想定される問題点

なお、本資料では入力保護部の逆接続、逆電流保護用として使われるダイオードや低損失で小型化が実現できる理想ダイオード、サージ吸収用のデバイスについて説明していきます。

ここまで車載 ECU に絡めた内容になっていますが、逆接続、逆電流保護用のデバイスを必要とする機器は他にもあり、問題点は共通していますので、用途が異なる場合でも参考資料としてお使いください。

2. 逆接続保護

2-1. 逆接続保護の概要

決められた極性を入力として動作する車載 ECU などの機器は必ずしも正しい極性でバッテリーなどの入力源が接続されるとは限りません。したがって、接続される側の機器には誤接続されたことを想定した対策が必要となります。この対策を一般的に逆接続保護と言い、対策を施すことでその機器が壊れないようにします。なお、本資料では保護をする方法の一部を紹介しますが、本資料で紹介しない他の逆接続保護の方法も存在します。

2-2. ダイオードを用いた逆接続保護

従来、ダイオードを用いた逆接続保護が使われています。ダイオードの順方向特性（A → K の向きに電圧を掛けると電流が流れる特性）と逆方向特性（K → A の向きに電圧を掛けても電流が流れない特性）を活かした方法で、一般ダイオード、ファストリカバリダイオード、ショットキーバリアダイオードが使われます。

使用するダイオードは、機器の使用温度範囲や動作電圧範囲などによって逆電流特性 I_R が低リークであること、低 V_F であることが求められる場合があるため、ダイオードの選定には注意が必要です。特に V_F には注意が必要で、 V_F の値が大きいダイオードを選定してしまうと機器の動作電圧下限値付近における誤動作や停止を引き起こしてしまうことが考えられます。また、消費電流によっては導通損失（ $V_F \times$ 消費電流）による自己発熱や煽り熱が機器内部に影響を及ぼすこともあります（図3）。このようなことを起こさない対策として低 V_F のダイオードを選定するのが一般的ですが、消費電流が大きくなってしまえば低 V_F のダイオードでも仕様が満足できないということも考えられるため、2-3項のような逆接続保護の方法をとる場合があります。

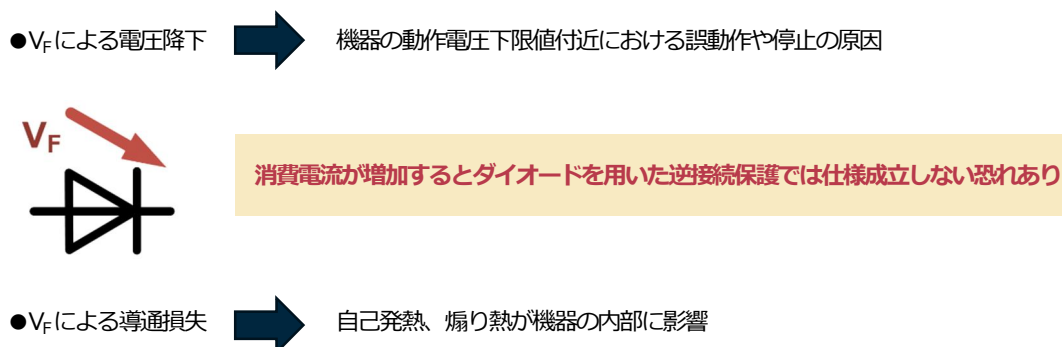


図3 ダイオードによる逆接続保護のデメリット

他にも車載 ECU で求められる規格（例として ISO7637-2、ISO16750-2）を考慮したうえで TVS との組合せからダイオードを選定してください。図4と図5はTVSとダイオードの組合せ例となります。

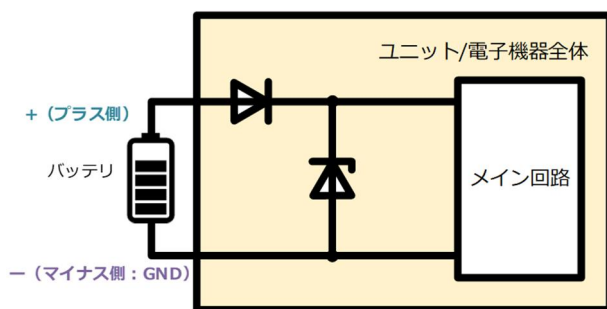


図4 高耐圧 Di + 片方向 TVS での回路保護例

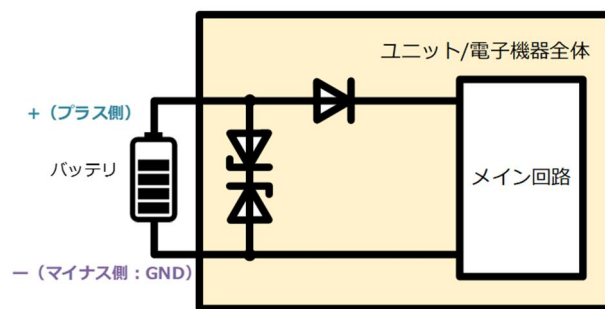


図5 双方向 TVS + SBD での回路保護例

2-3. PchMOSFETを用いた逆接続保護

消費電流が大きく増加してしまうとダイオードを用いた逆接続保護では仕様成立しない恐れがあるため、電圧降下が小さく、低損失な逆接続保護が必要になります。その方法の一つとして PchMOSFET を用いた逆接続保護があります。PchMOSFET はダイオードと異なりゲート端子を制御することで ON / OFF 動作をさせるデバイスですが、図 6 のような接続をすることで逆接続保護として使用することができます。

PchMOSFET を使用するメリットは選定する PchMOSFET で変わってきますが、ON 抵抗 (R_{on}) の低い製品を選定することで電圧降下を小さく、導通損失を少なく、発熱も抑えることができます。また、ダイオードと比較してパッケージの小型化も実現できる可能性があります。

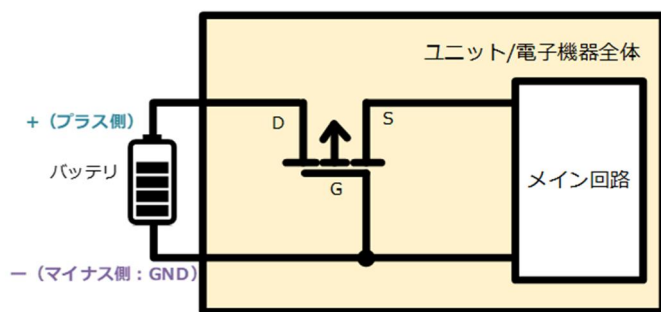


図 6 PchMOSFETでの回路保護例

●SBD 逆接続保護の電圧降下、損失例

条件：消費電流 3A $V_F=0.45V$

電圧降下：0.45V 導通損失：1.35W

●PchMOSFET 逆接続保護の電圧降下、損失例

条件：消費電流 3A $R_{ON}=50m\Omega$

電圧降下：0.15V 導通損失：0.45W

ただし、PchMOSFET はダイオードのような片方向の特性（ $A \rightarrow K$ の向きに電圧を掛けると電流が流れる順方向特性）ではなく、ゲート ON 時は両方向（ドレイン $\rightarrow$ ソース、ソース $\rightarrow$ ドレイン）に導通する特性のため、逆電流を防止することができませんので注意が必要です（図 7）。ダイオードでは仕様成立せず、逆接続保護と逆電流を防止しなければならない機器に対しては後述する理想ダイオードを使用した方法が必要になります。

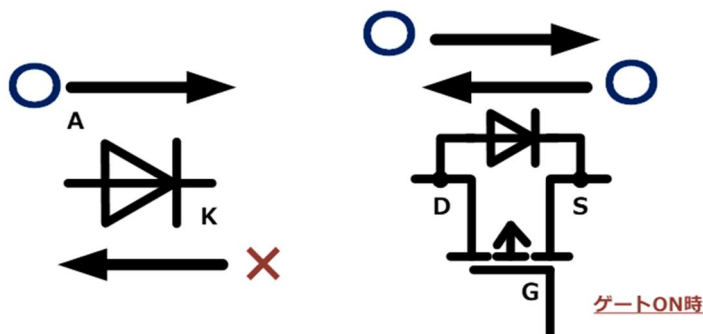


図 7 PchMOSFETによる保護回路のデメリット

PchMOSFET はゲート ON 時、両方向（ドレイン $\rightarrow$ ソース、ソース $\rightarrow$ ドレイン）に導通します。

逆電流保護が必要な場合は別途検出回路を設けるなどの対策をとるか、後述する理想ダイオードを使用してください。

2-4. 逆接続保護と逆電流保護の違い

機器の仕様によっては逆電流に対する保護が求められることがあります。逆接続保護にダイオードを使用する場合は、高温時などのリーク電流を考慮していれば逆電流保護が求められていても別の対策をとる必要はありませんが、PchMOSFET を使用した逆接続保護の場合は、逆電流保護の対策が別途必要になります。このように逆接続保護の対策が出来ていれば必ず逆電流保護も出来るということにはなりませんので、逆電流保護が必要な場合は、選定するデバイスに注意してください。

3. 理想ダイオード

3-1. 理想ダイオードの概要 (MF2003SV / MF2007SW)

前述の通り電子機器の多機能化に伴う大電流化によりダイオードの電圧降下 (V_F) や発熱の増加が懸念され、大電流での電圧降下や発熱を抑えられる逆接続保護・逆電流防止用素子が求められます。そこで、低 V_F ・低損失・低発熱を可能とし、逆接続保護・逆電流防止機能を備えた理想ダイオード IC (MF2003SV / MF2007SW) を製品化しました。

3-2. 当社理想ダイオードの動作

3-2-1. 基本動作 (MF2003SV)

MF2003SV は、PchMOSFET と制御回路を内蔵し、低損失なダイオード動作 (理想ダイオード動作) を実現したデバイスです。図8のように、順方向「Batt → LOAD」に電流を流し、逆方向「LOAD → Batt」には電流を流しません。

制御回路内のコンパレータで VIN と OUT の電圧を比較し、ゲートを制御して PchMOSFET を ON / OFF させて、Batt - LOAD 間を導通 / 遮断させています。

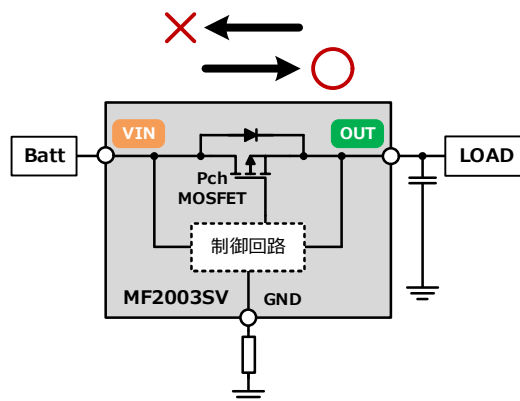


図8 MF2003SV概略図

3-2-2. 基本動作 (MF2007SW)

①MF2007SW は、NchMOSFET と組み合わせて、低損失なダイオード動作 (理想ダイオード動作) が可能です。図9のように、順方向「Batt → LOAD」に電流を流し、逆方向「LOAD → Batt」には電流を流さない動作となります。IC内では VIN と OUT の電圧を比較し、ゲートを制御して NchMOSFET を ON / OFF させて、Batt - LOAD 間を導通 / 遮断させています。

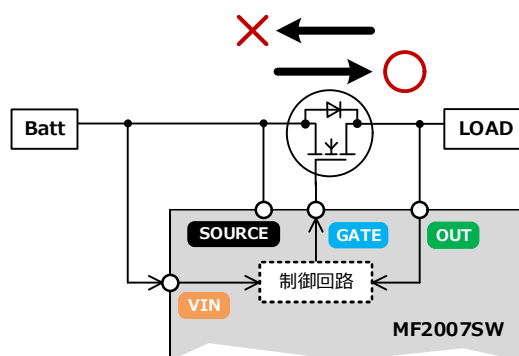


図9 MF2007SW理想ダイオードタイプの概略図

②MF2007SW は図10のように、ハイサイドの外部 NchMOSFET を ON / OFF するための制御 IC となります。MF2007SW の IC 内では SOURCE 端子電位を基準電位として、チャージポンプ (Charge Pump) が働きます。チャージポンプから GATE に駆動信号が出力され、外部 NchMOSFET を ON / OFF させます。

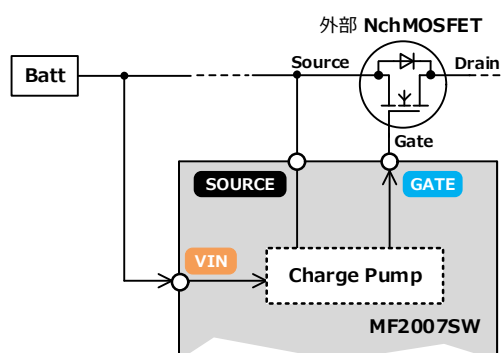


図10 MF2007SW外部 NchMOSFET の接続図

3-3. 当社理想ダイオードの特性と機能

3-3-1. 順方向特性 (MF2003SV / MF2007SW)

MF2003SV

順方向特性は従来のダイオード V_F と比べ、MF2003SV を使用することにより、PchMOSFET の ON 抵抗 (R_{on}) による電圧降下が低いため、低損失・低発熱を実現できます。図 11 は MF2003SV の V_F - I_F 特性図になります。PchMOSFET の R_{on} を V_F に換算しています。図 11 では、15A クラスの当社ショットキーバリアダイオード (SBD) と比較しています。4A 以下で使用する場合、D15FR4ST より MF2003SV の V_F が低く、損失や発熱は小さくなります。

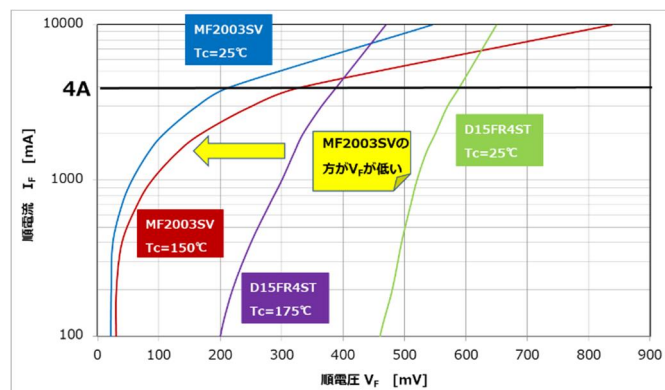


図 11 MF2003SV の V_F - I_F 特性図

図 12 は回路動作させた時の特性になります。SBD は当社の代表的な D15FR4ST と D30FDC4S (30A クラス) で比較しました。D30FDC4S と MF2003SV を比較すると 5A 以下であれば、MF2003SV の方が損失は小さくなります。D15FR4ST と比較すると、出力電流 5A の条件では MF2003SV の方が、42% 損失が小さくなります。また、MF2003SV は D15FR4ST と D30FDC4S に比べて外形サイズが小さいため、小型化が実現できます (図 13)。

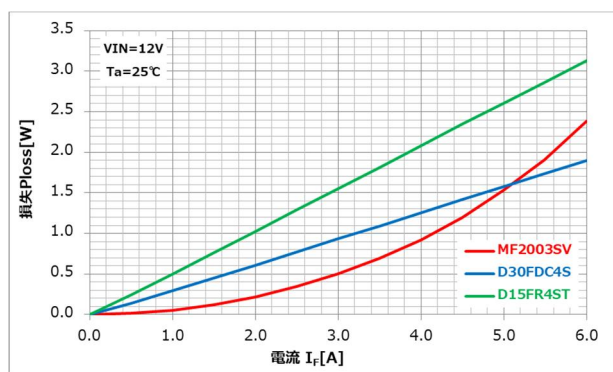


図 12 MF2003SV と SBD の損失特性比較

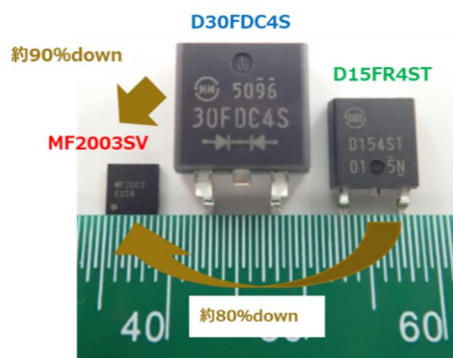


図 13 MF2003SV 外形サイズ比較

MF2007SW

MF2007SW については選定する MOSFET によって、理想ダイオードとしての V_F と回路損失は MF2003SV より低くなります。

3-3-2. 入力逆接続対策 (MF2003SV / MF2007SW)

バッテリー逆接続時 ($V_{IN} < 0V$) の対策については、MF2003SV と MF2007SW で動作が異なります。

MF2003SV

MF2003SV は、右図紫色矢印のように GND 端子から内蔵 PchMOSFET のゲートを制御する向きに電流が流れます。その際、PchMOSFET の V_{GS} は + 側電位となりますので、PchMOSFET は OFF し続けます。また、IC 内部の逆接続保護用 MOSFET が OFF することで「GND 端子 → VIN 端子」の経路でも電流を流さないため、逆接続時のバッテリーショートを防ぎます。また、GND 端子と IC 内 GND はショートされずに、IC 内に電源が供給されません。そのため、制御回路が働かず、内蔵 PchMOSFET の誤 ON も防ぎます (図 14)。

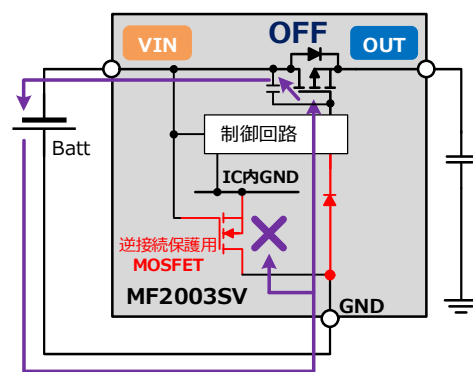


図 14 MF2003SV の入力逆接続対策

MF2007SW

MF2007SW は、図 15 の紫色矢印の経路で GND 端子より IC 内へ電流が流れて急速放電用 MOSFET を ON させるので、外部 NchMOSFET は OFF となります。同時に、MF2007SW は GND 端子と IC 内 GND の間に逆接続保護用 NchMOSFET を配置しています (図 16)。入力逆接続時には逆接続保護用 MOSFET が OFF するので、「GND 端子 → VIN 端子」の経路で電流を流さないため、逆接続時のバッテリーショートを防ぎます。GND 端子と IC 内 GND はショートされずに、IC 内に電源が供給されません。そのため、制御回路が働かないために GATE 電圧は立ち上がりえず、外部 NchMOSFET の誤 ON も防ぎます。

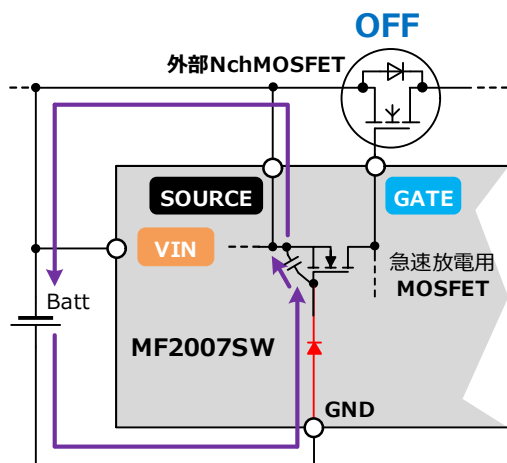


図 15 MF2007SW の入力逆接続対策 1

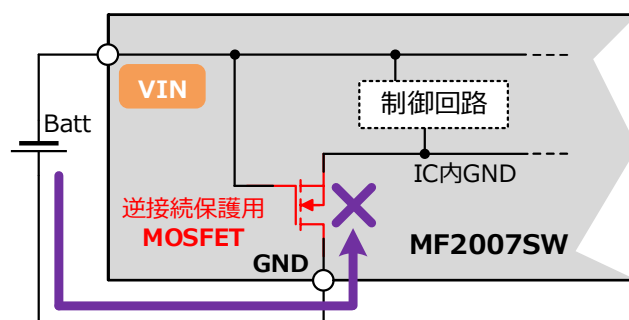


図 16 MF2007SW の入力逆接続対策 2

3-3-3. 並列接続 (MF2003SV / MF2007SW)

ダイオードを並列接続して使用する場合、同じ製品であっても順電圧 V_F にはバラツキがあり、それぞれのダイオードに流れる電流に不均衡が生じることを考慮しなければなりません。特に、温度が高くなると V_F は下がるため、より V_F が低い方に電流が多く流れ、電流分担の不均衡が生じます。一方、MOSFET は温度が高くなると ON 抵抗 (R_{on}) は大きくなります。並列接続する場合、 R_{on} のバラツキがあっても、ダイオードに比べて電流分担の不均衡は小さくなります。

MF2003SV

MF2003SV は図 17 の通り、並列接続を容易に実現できます。図 18 が、MF2003SV のそれぞれの温度上昇特性となります。ほぼ均等に電流分担がされますので、温度上昇差が小さくなります。並列接続によって大きな電流への対応も可能となります。

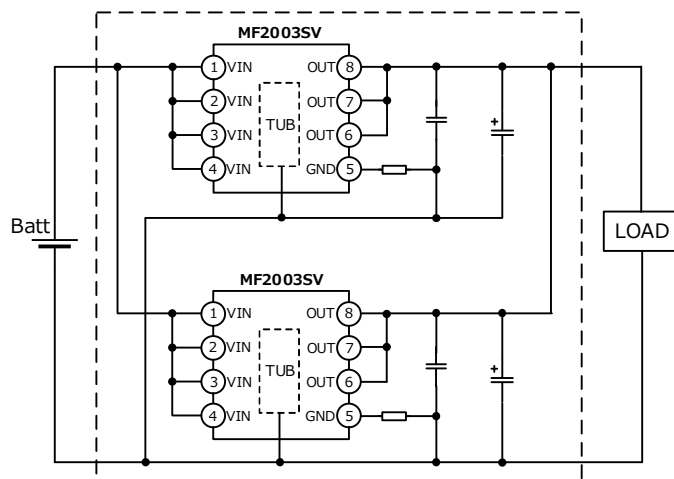


図 17 MF2003SV の並列接続図

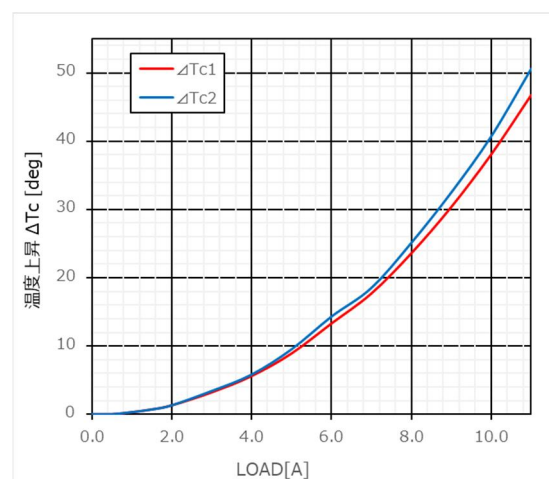


図 18 MF2003SV の並列接続での温度上昇

MF2007SW

図 19 の通り、MF2007SW は外部 MOSFET を並列に接続することで実現可能です。それぞれの MOSFET の温度上昇特性は図 20 の通りです。ほぼ均等に電流分担がされますので、温度上昇差が小さくなります。MOSFET を並列接続することによって大きな電流への対応も可能となります。

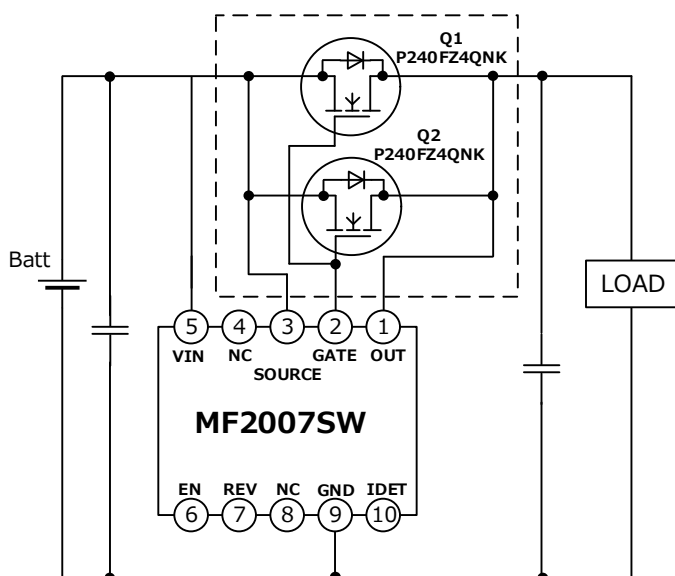


図 19 MF2007SW 使用時の FET 並列接続例

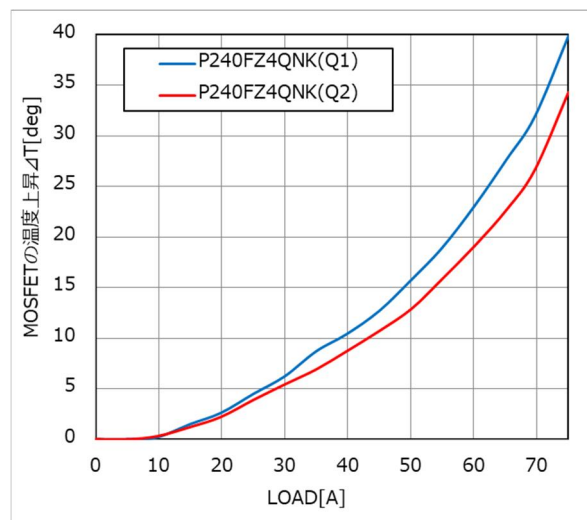


図 20 MF2007SW の並列接続での温度上昇

3-3-4. クランキング対策 (MF2003SV)

MF2003SV は入力電圧が低い場合にも、PchMOSFET を ON できるようにするためクランキング対策をしています。

図 21 は MF2003SV 内蔵 MOSFET の入力電圧による R_{on} 特性です。入力電圧が約 3 V 以上で PchMOSFET を ON できていることが分かります。

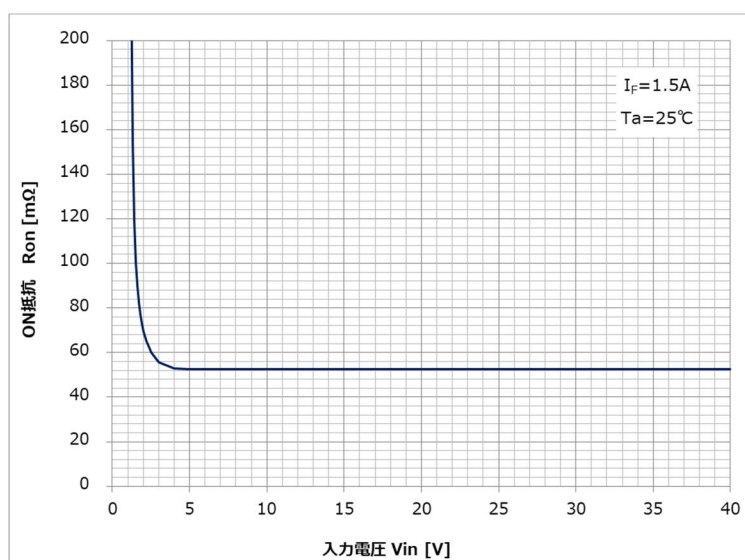


図 21 MF2003SV 内蔵 MOSFET の V_{in} による R_{on} 特性

3-3-5. アクティブクランプ (MF2003SV)

アクティブクランプは、入力側の急峻な変動による負サージ電圧への対策として、PchMOSFET の V_{ds} を保護するための機能です。図 22 のように、VIN 端子に高周波・負サージパルスを印加した場合、PchMOSFET の V_{ds} 電圧 (OUT - VIN 端子間電圧) がアクティブクランプ動作開始電圧 40V に達すると、クランプ動作が働きます。PchMOSFET の V_{ds} 電圧をクランプするので、PchMOSFET の V_{ds} 耐圧オーバーを防ぎます。このとき、OUT 端子に接続したコンデンサは十分充電されているので、OUT の低下が抑えられ、 $V_{ds} = 40V$ 以下になると、クランプ動作が解除されます。

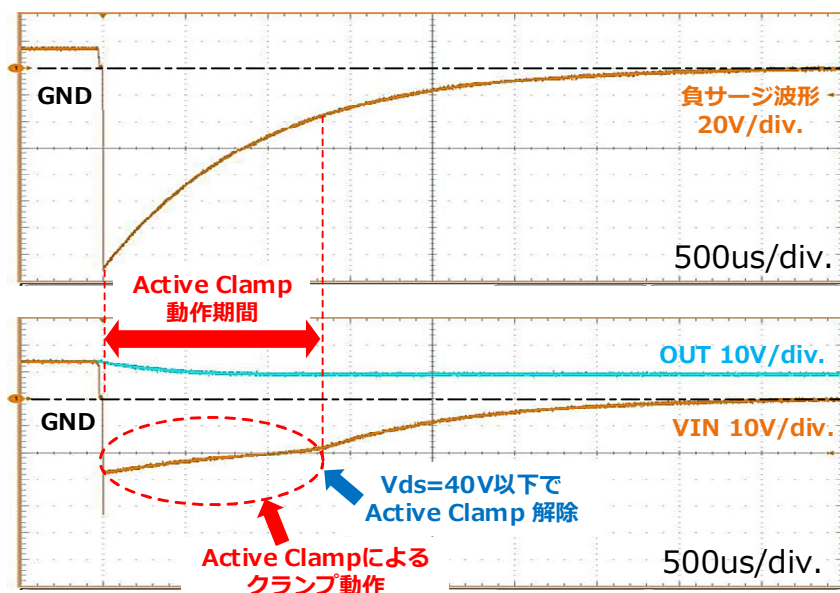


図 22 MF2003SV アクティブクランプ動作例

3-3-6. 暗電流対策 (MF2003SV / MF2007SW)

理想ダイオードの回路構成は制御 IC を備えているため、MOSFET が OFF した状態でも消費電流 (暗電流) が発生します。この暗電流対策として、MF2003SV 及び MF2007SW では、以下のような IC 消費電流の低減機能を有しています。

- ・ MF2003SV : IC 内の消費電流は、3 μ A 以下を実現します。
- ・ MF2007SW : IC 内の消費電流は、スタンバイモード (EN = LOW) にすることで 5 μ A 以下を実現します。

4. 車載規格について

4-1. 車載規格の概要

車載電装品は、エンジン始動時のバッテリー電圧降下、入力電圧の瞬停、サージ等、不安定条件での正常動作が求められます。本章では、当社製品の MF2003SV、MF2007SW、TVS、および MOSFET を使用した理想ダイオード回路に於いて、上記のような不安定条件での動作を確認するため、ISO7637-2 および ISO16750-2 を基に各種サージ印加試験を実施した結果を以降に記載しています。

4-2. ISO7637-2

ISO 7637-2 は、過度妨害に対するイミュニティの試験方法を規定しています。スイッチの開閉などの過渡的な動作に伴って、車両の公称 12 V や 24 V の直流電圧値に変動が生じる可能性を想定した試験となります。本項では Pulse1、2a、3a、3b、を実施しました。試験を実施した回路図、および波形測定点を図 23、図 24 に示します。

※部品定数、負荷条件、実装基板の放熱性能やパターン引き回しにより、IC や TVS の発熱、挙動が異なりますので、本資料は参考資料としてお使いください。

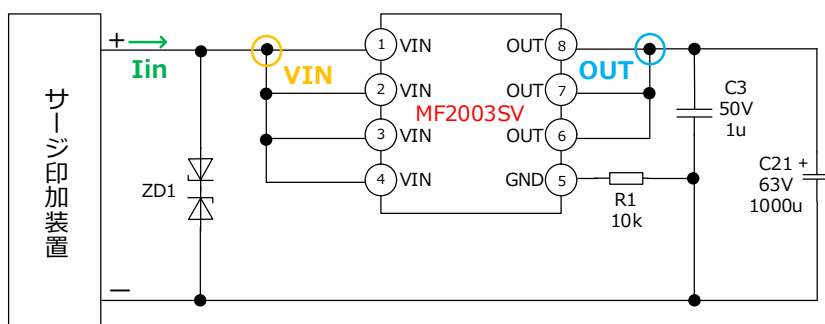


図 23 MF2003SV 回路図

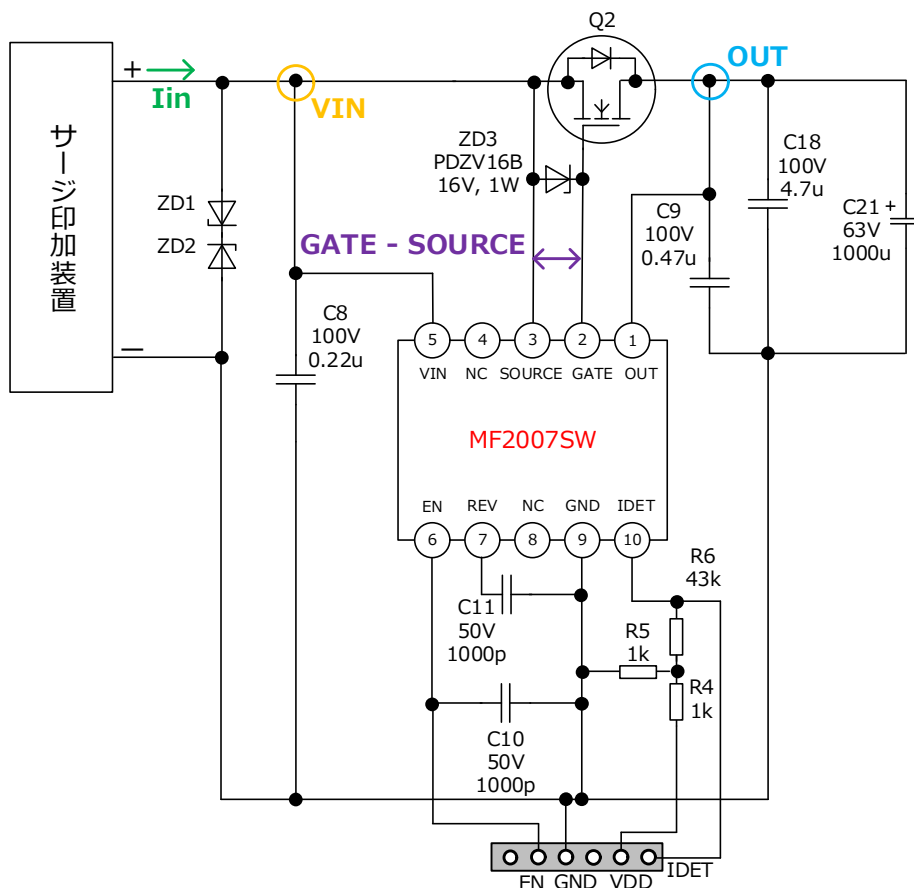


図 24 MF2007SW 回路図

4-2-1. Pulse1

Pulse1 は誘導性負荷への電源が遮断された時、電源ラインに発生する逆電圧サージ（負サージ）を模擬しています。

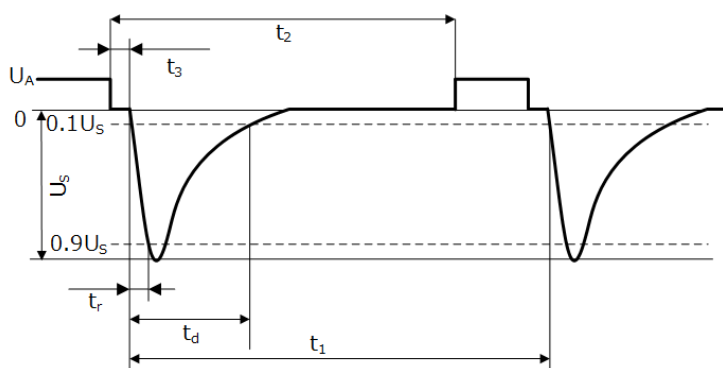
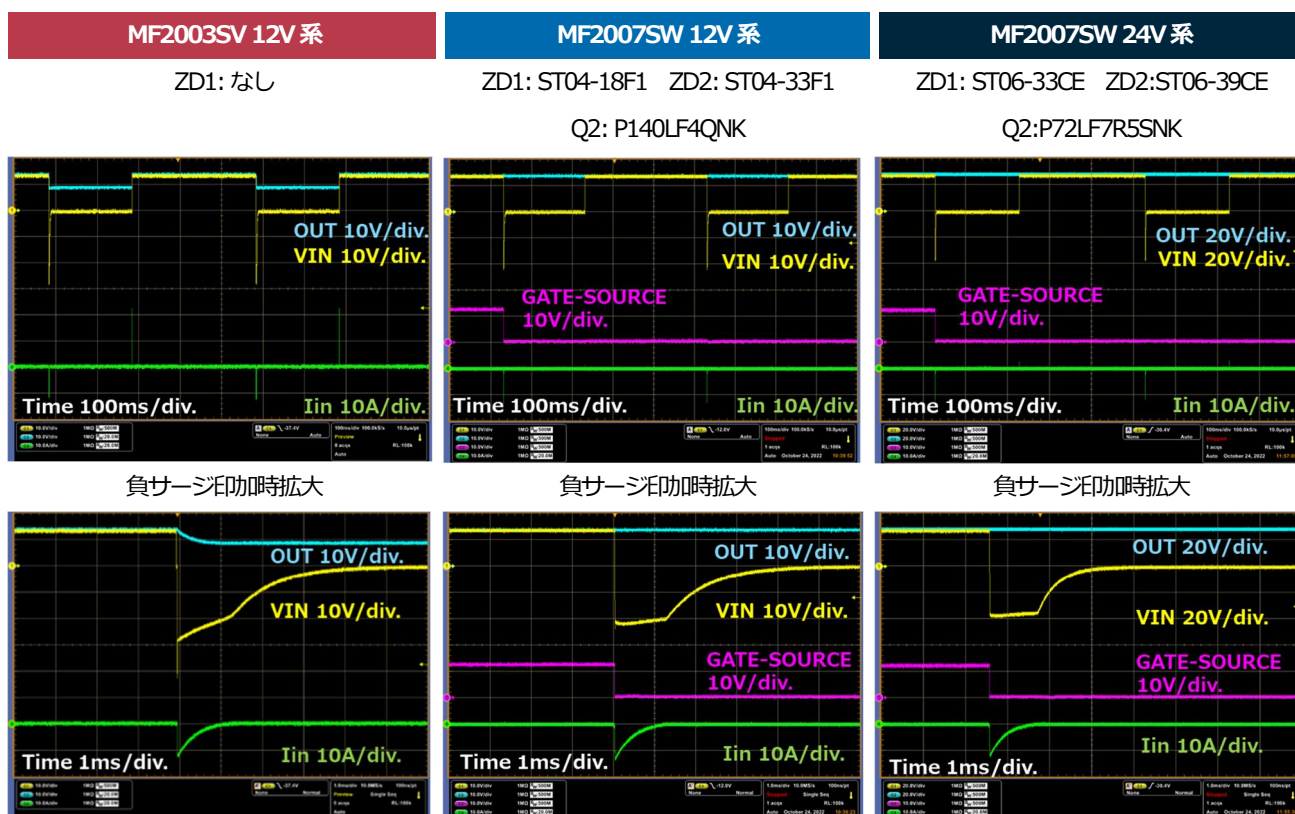


図 25 Pulse1 模式図

表 1 Pulse1 試験条件

	12V 系	24V 系
U_A	13.5V	27V
U_S	-150V	-600V
R_i	10 Ω	50 Ω
t_d	2ms	1ms
t_r	1 μ s	3 μ s
t_1	0.5 s	
t_2	200 ms	
t_3	<100 μ s	

※ R_i は試験装置の内部抵抗の値



負サージ電圧が印加された場合、出力側から入力側への逆電流を防止します。入力復帰時は出力コンデンサに電荷を供給するので、突入電流が確認できます。

★MF2003SV

アクティブクランプ機能（3-3-5 参照）を有しており、VIN - OUT 間電圧を内蔵 PchMOSFET の耐圧以下にクランプします。

★MF2007SW

TVS で VIN - GND 間電圧を IC の耐圧以下にクランプする必要があります。上記試験例は、12V 系では ZD1 に ST04-18F1、ZD2 に ST04-33F1 を使用し、24V 系では ZD1 に ST06-33CE、ZD2 に ST06-39CE を使用した結果になります。

4-2-2. Pulse2a

Pulse2a は、DUT と並列の大きな負荷が遮断された場合、ワイヤーハーネスのインダクタンスにより電源ラインに発生する一次的な過電圧（正サージ）を模擬します。本試験は出力側の電解コンデンサ（C21）は未実装で実施しました。

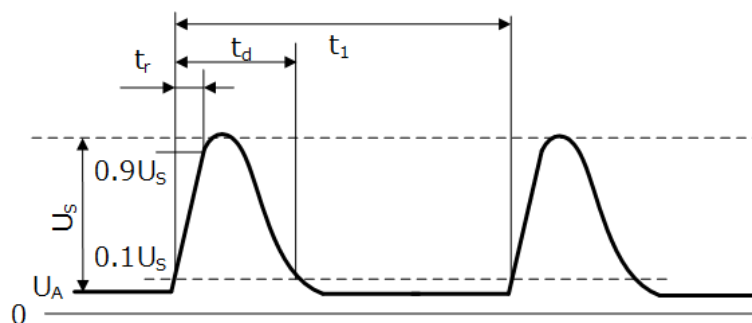


図 26 Pulse2a 模式図

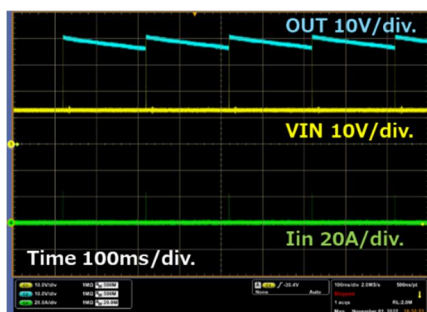
表 2 Pulse2a 試験条件

	12V 系	24V 系
U_A	13.5V	27V
U_s	112V	
R_i	2Ω	
t_d	0.05ms	
t_r	1μs	
t_1	0.2s	

※ R_i は試験装置の内部抵抗の値

MF2003SV 12V 系

ZD1: DL04-33F1

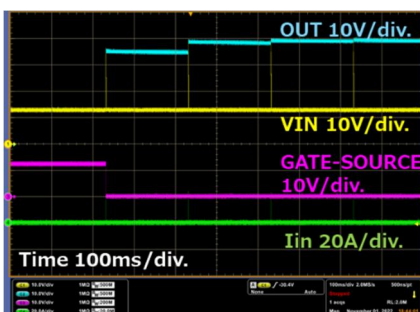


正サージ（1パルス目）印効時拡大

MF2007SW 12V 系

ZD1: DL04-33F1

Q2: P140LF4QNK

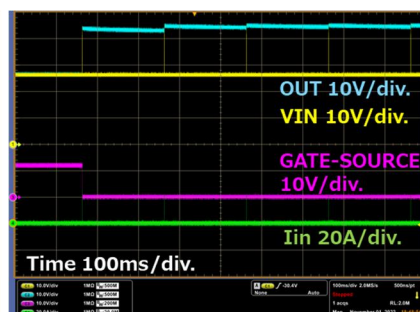


正サージ（1パルス目）印効時拡大

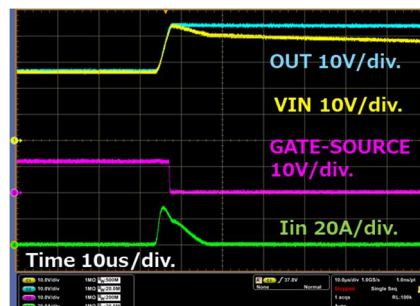
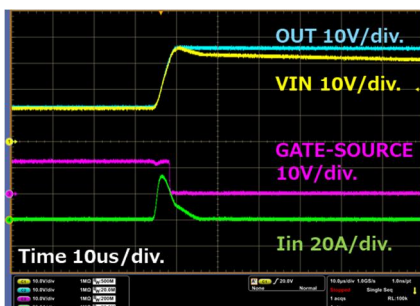
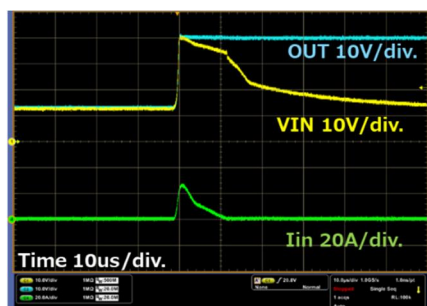
MF2007SW 24V 系

ZD1: ST06-33CE ZD2:ST06-39CE

Q2: P98LF6QNK



正サージ（1パルス目）印効時拡大



正サージの立ち上がりでは、MOSFET は ON していますが、立下りの期間では $OUT > VIN$ となることで、MOSFET は OFF しています。そのため、OUT は VIN のピーク電圧 (U_s 値) を保持します。

★MF2003SV

VIN の絶対最大定格範囲内にクランプする必要があります。上記試験は、当社 TVS の DL04-33F1 を使用した結果になります。

★MF2007SW

VIN の絶対最大定格と、外部 NchMOSFET の V_{DS} 耐圧以内にクランプする必要があります。上記試験例は、12V 系では当社 TVS の DL04-33F1 を、24V 系では ZD1 に ST06-33CE、ZD2 に ST06-39CE を使用した結果になります。

4-2-3. Pulse3a

Pulse3a は、電源ラインのスイッチ開閉の際、配線間の容量やインダクタンスによって発生するパルスのバーストを模擬します。Pulse3a は負極性のパルスです。本試験は、出力側のコンデンサ（C21）と TVS ダイオード（ZD1）は未実装で実施しました。

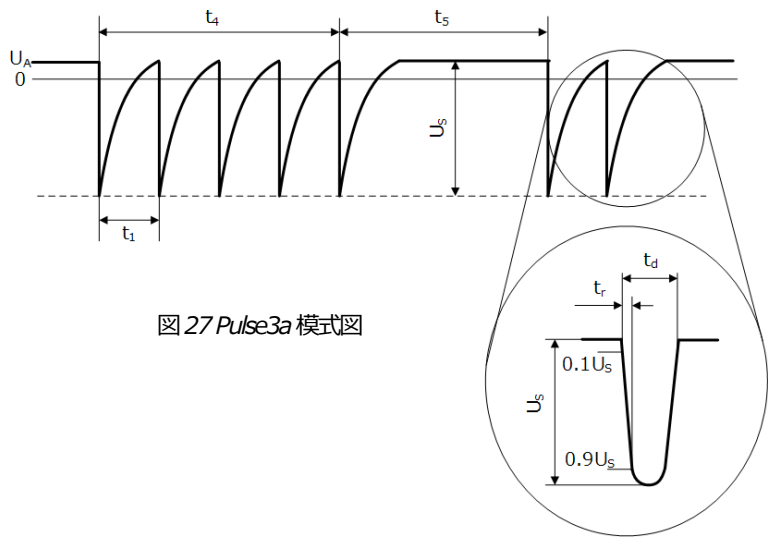
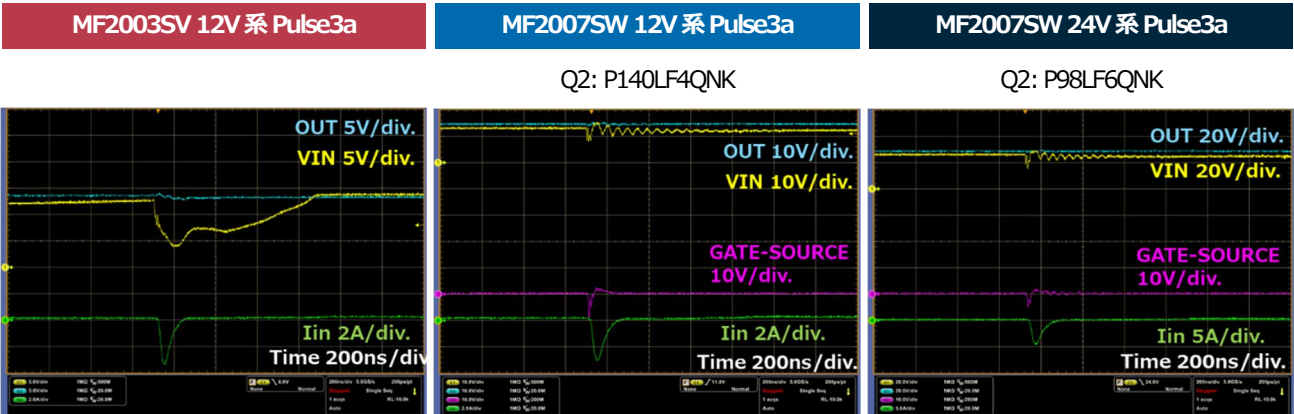


図 27 Pulse3a 模式図

表 3 Pulse3a 試験条件

	12V 系	24V 系
U_A	13.5V	27V
U_S	-220V	-300V
R_i	50Ω	
t_d	150ns ± 45ns	
t_r	5ns ± 1.5ns	
t_1	100us	
t_4	10ms	
t_5	90ms	

※ R_i は試験装置の内部抵抗の値



★MF2003SV / ★MF2007SW

Pulse3a はパルス幅が狭小で、回路の容量によりサージが吸収されるため、VIN が IC の絶対最大定格以内に収まっています。回路の容量が小さい等で、絶対最大定格を超えたサージが入力される場合は、TVS を追加してください。例えば、12V 系では DL04-33F1、24V 系では ST06-39CE を推奨します。

4-2-4. Pulse3b

Pulse3b は、電源ラインのスイッチ開閉の際、配線間の容量やインダクタンスによって発生するパルスのバーストを模擬します。Pulse3b は正極性のパルスです。本試験は、出力側のコンデンサ (C2) と TVS ダイオード (ZD1) は未実装で実施しました。

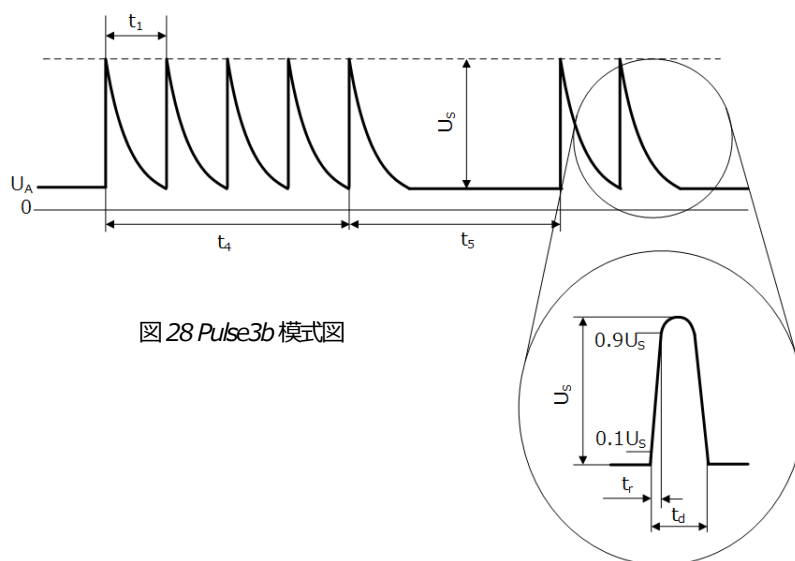


図 28 Pulse3b 模式図

表 4 Pulse3b 試験条件

	12V 系	24V 系
U_A	13.5V	27V
U_S	150V	300V
R_i	50Ω	
t_d	150ns ± 45ns	
t_r	5ns ± 1.5ns	
t_1	100us	
t_4	10ms	
t_5	90ms	

※ R_i は試験装置の内部抵抗の値

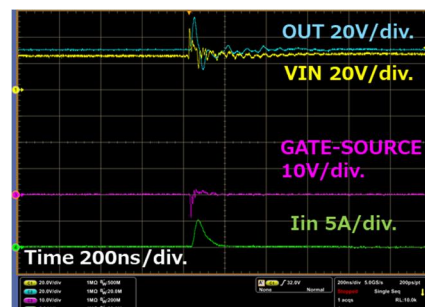
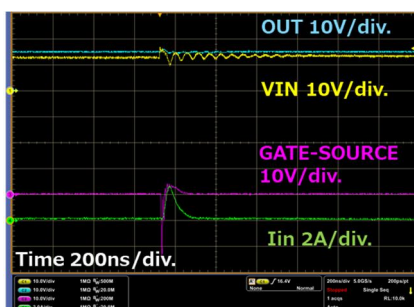
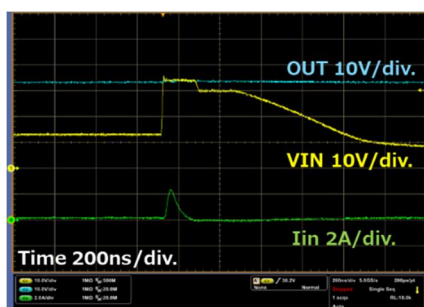
MF2003SV 12V 系 Pulse3b

MF2007SW 12V 系 Pulse3b

MF2007SW 24V 系 Pulse3b

Q2: P140LF4QNK

Q2: P98LF6QNK



★MF2003SV / ★MF2007SW

Pulse3b はパルス幅が狭小で、回路の容量によりサージが吸収されるため、VIN が IC の絶対最大定格以内に収まっています。回路の容量が小さい等で、絶対最大定格を超えたサージが入力される場合は、TVS を追加してください。例えば、12V 系では DL04-33F1、24V 系では ST06-39CE を推奨します。

4-3. ISO16750-2

ISO16750-2 は、車両搭載機器に対する電氣的負荷の電圧変動イミュニティについて記載しています。本項では ISO16750-2 を参考にした電源電圧変動試験を行い、MF2003SV および MF2007SW の挙動を確認しました。試験を実施した回路図、および波形測定点は図 29、図 30 の通りです。

※部品定数、負荷条件、実装基板の放熱性能やパターン引き回しにより、IC や TVS の発熱、挙動が異なりますので、本資料は参考資料としてお使いください。

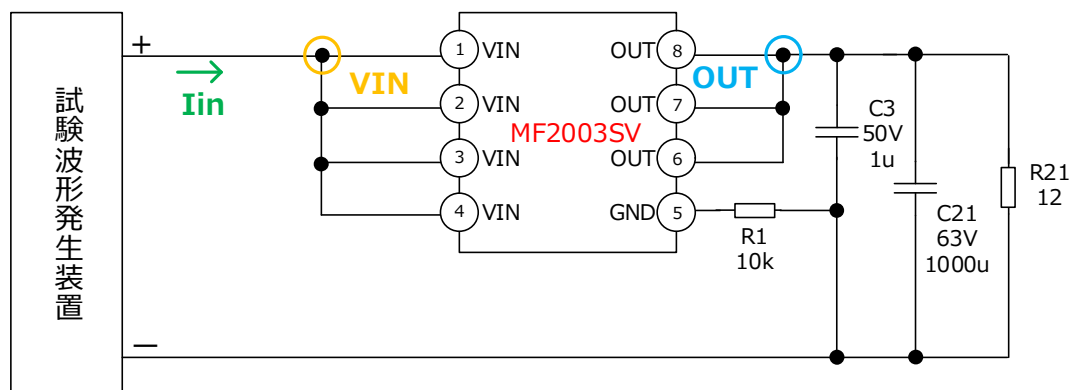


図 29 MF2003SV 回路図

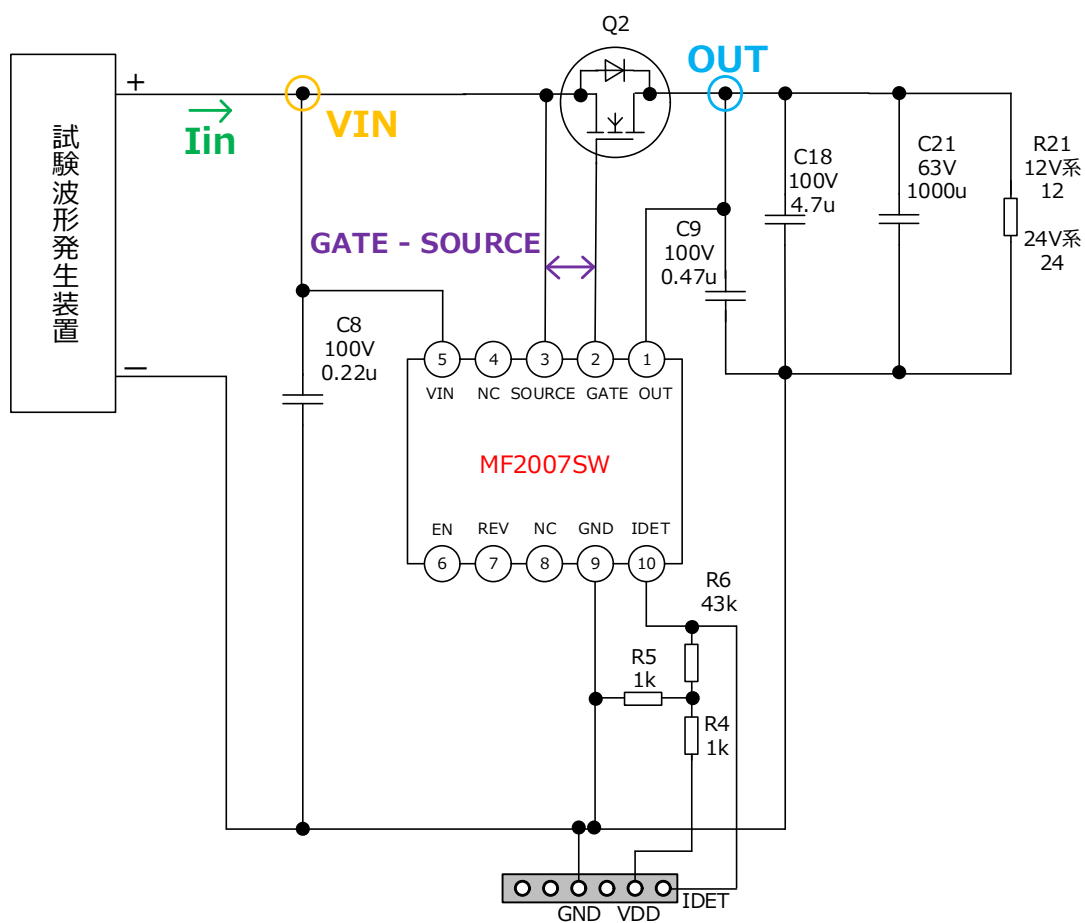


図 30 MF2007SW 回路図

4-3-1. 重畳交流電圧試験

本試験は、オルタネータに起因するリップルのような、直流電源に残留する交流成分の影響を評価します（図 31）。重畳する交流の周波数を、60 秒かけて 50Hz から 25kHz まで掃引します。その後 60 秒かけて、25kHz から 50Hz まで掃引します。最大電圧（ U_{Smax} ）および交流成分の振幅（ U_{pp} ）の条件を表 5 に示します。

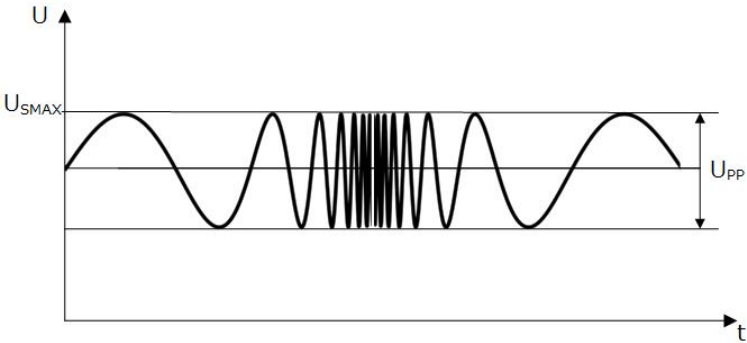
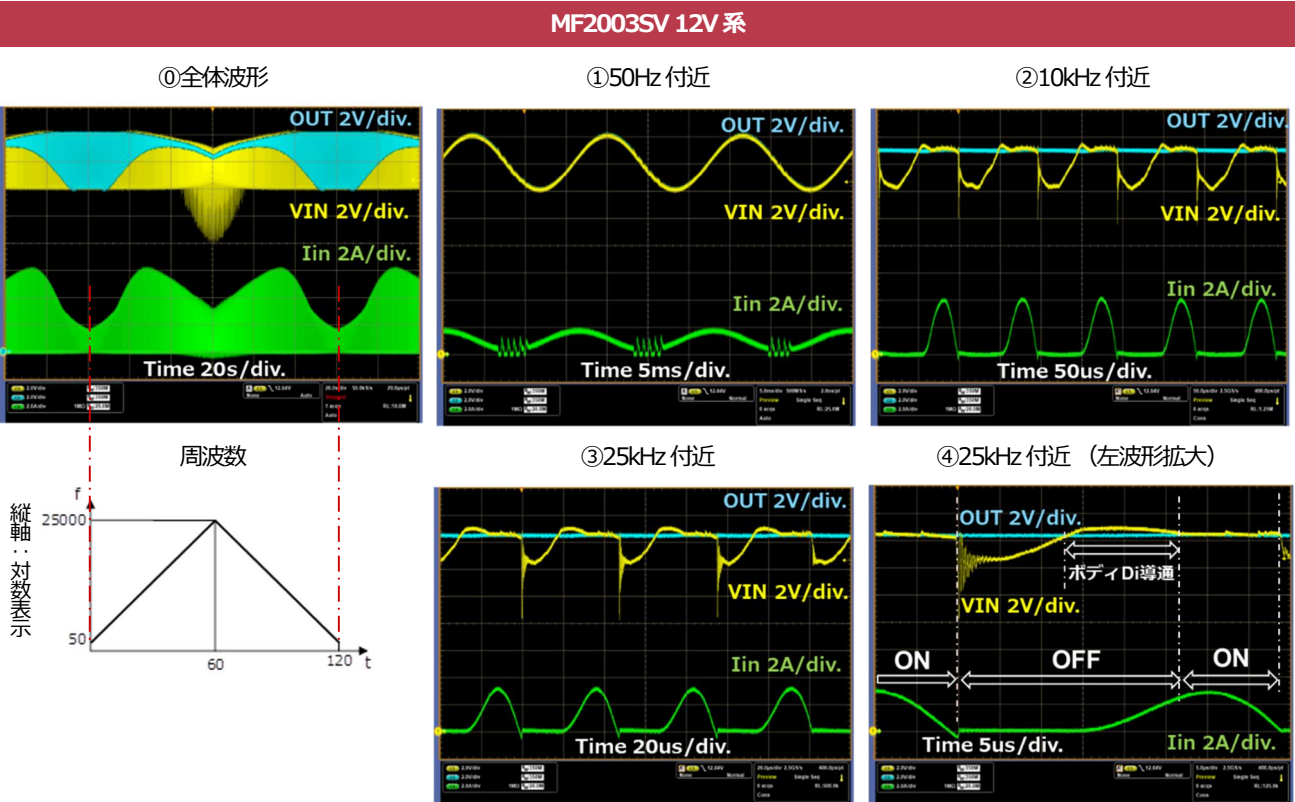


図 31 重畳交流試験波形模式図

表 5 重畳交流試験条件

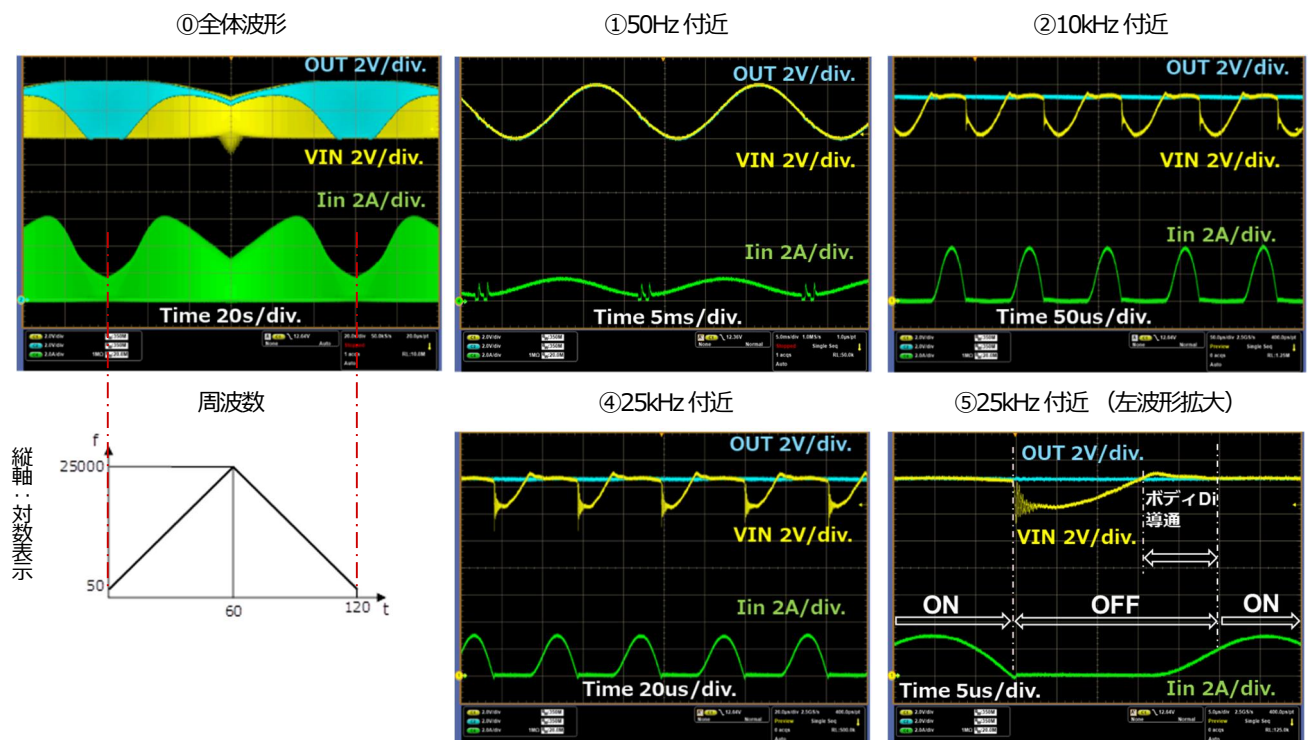
	12V 系	24V 系
U_{Smax}	16V	32V
U_{pp}	4V	10V



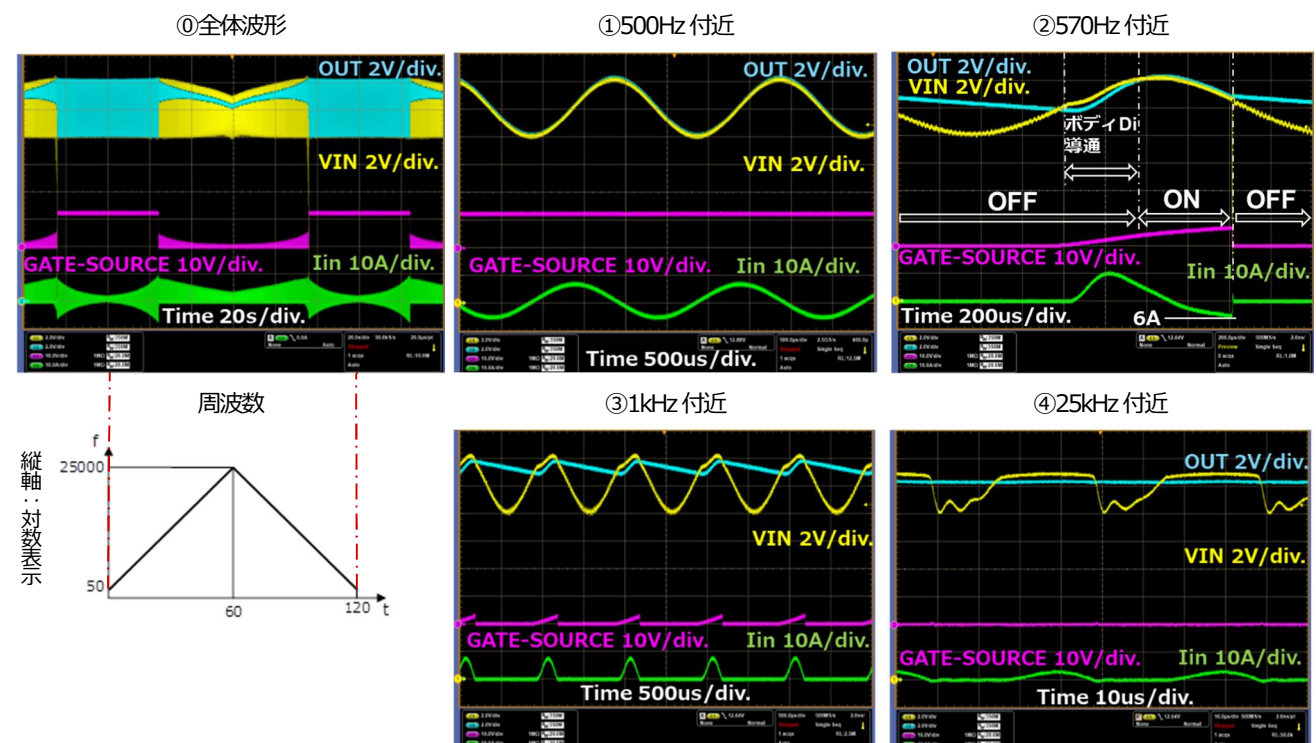
MF2003SV での重畳交流電圧印加試験結果は上図の通りです。①が全帯域で、①～④が各帯域での拡大波形となります。

「①50Hz 付近」、「②10kHz 付近」の拡大波形が示す通り、逆電流を防いでいることが確認できます。

「④25kHz 付近の拡大」波形から VIN が低下して $OUT > VIN$ となると内蔵 PchMOSFET が OFF し、逆電流を防いでいることが分かります。IC の仕様によりターン OFF 遅延時間がありますので、逆電流は僅かに発生します。VIN が上昇し $VIN > OUT$ となると、IC のターン ON 遅延時間により、MOSFET が ON するまでの期間は、ボディダイオード経路で電流が流れます。その際、 $VIN - OUT$ の電位差はボディダイオードの V_{body} となりますが、MOSFET が ON すると、 $VIN - OUT$ の電位差は小さくなります。

MF2003SV 12V 系 R1=1k Ω 

GND 抵抗の推奨最小値である R1=1k Ω での試験結果を示します。R1=10k Ω 時と比較して、ターン ON/OFF 応答が速くなるため、ボディダイオード導通期間が短くなります。特に「⑤25kHz 付近」で発生する逆電流も小さくなります。

MF2007SW 12V 系 Q2 : P140LF4QNK Ron=1.2m Ω Qg=96nC

MF2007SW の場合は、外部 NchMOSFET によって重畳交流電圧印加試験での挙動が変わります。上記結果は、P140LF4QNK での試験結果を示しています。①が全帯域で、②～④が各帯域での拡大波形となります。

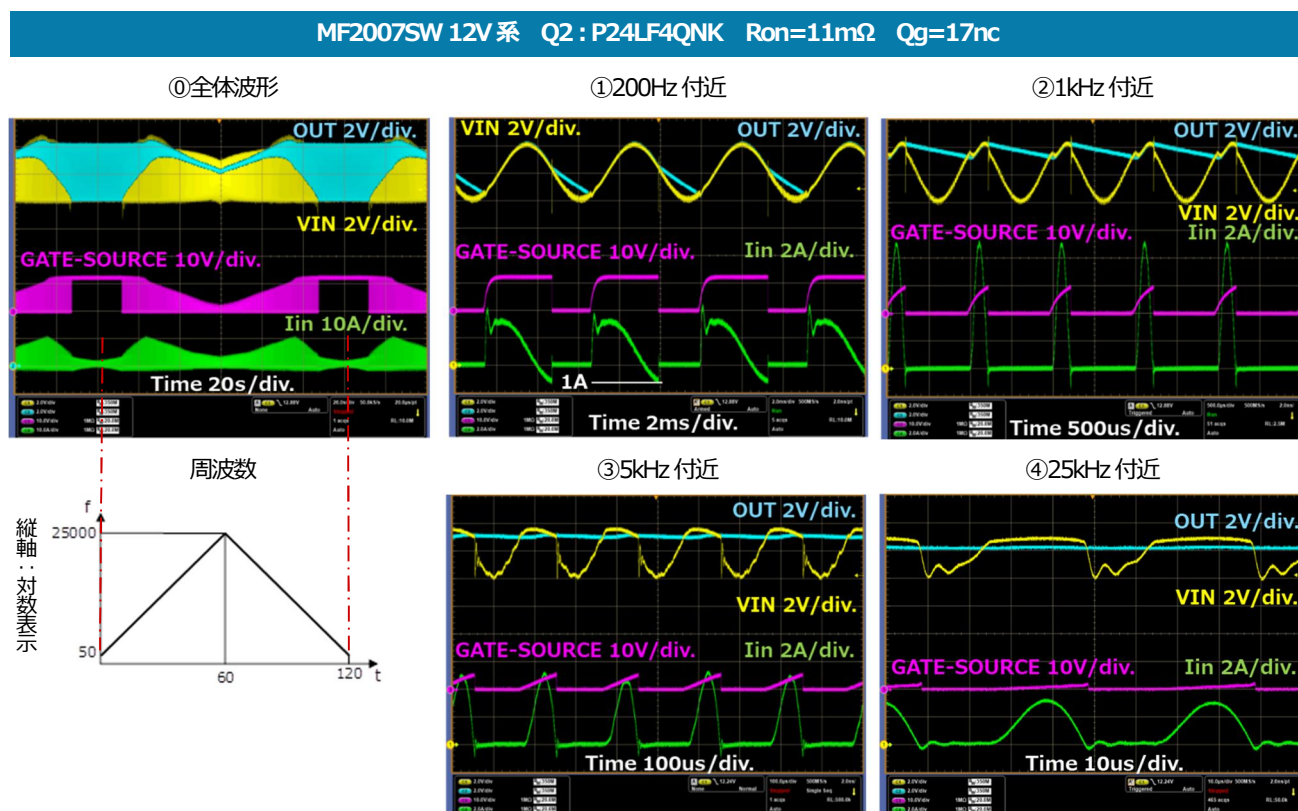
「①全体波形」より、50～600Hz 付近で逆電流が発生していることが分かります。

「②570Hz 付近」の拡大波形では、MOSFET の ON/OFF 動作を示しています。OUT - VIN の電位差が逆電流保護閾値（13mV）以上となったタイミングで、逆電流保護が働いて MOSFET が OFF します。MOSFET が P140LF4QNK の場合は逆電流が 6A 程度流れます。

VIN が上昇し $V_{IN} > V_{OUT}$ となると、ターン ON 遅延時間により ON するまでの期間は、MOSFET のボディダイオード経路で電流が流れます。その際、VIN - OUT の電位差はボディダイオードの V_{SD} となりますが、MOSFET が ON すると、VIN - OUT の電位差は小さくなります。

①50-500Hz 付近では、OUT - VIN の電位差が逆電流保護閾値以下のため、MOSFET が常に ON し、逆電流が流れます。

「③1kHz 付近」から「④25kHz 付近」では、MOSFET が ON 状態になる前に VIN が低下し始めるため、常に OFF の状態となり、逆電流は発生しません。その際、MOSFET のボディダイオード経路で電流が流れます。



上記結果は、P24LF4QNK での試験結果を示しています。

「①全体波形」より、全帯域に渡り P140LF4QNK と比較して逆電流が小さくなっていることが分かります。

「①200Hz 付近」の波形から外部 NchMOSFET が ON / OFF 動作していることが分かります。OUT - VIN の電位差が逆電流保護閾値（13mV）以上となったタイミングで、逆電流保護が働いて MOSFET が OFF します。MOSFET が P24LF4QNK の場合は逆電流が 1A 程度流れます。P24LF4QNK は P140LF4QNK より ON 抵抗(Ron)が高いため、逆電流が小さくなります。

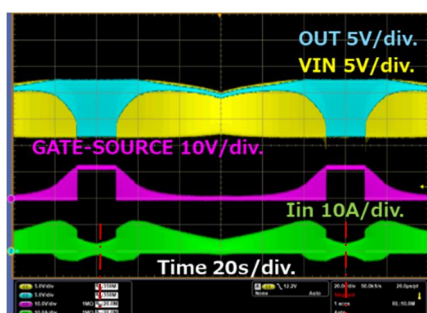
また、P24LF4QNK のゲート全電荷量 Qg は、P140LF4QNK よりも小さいので、GATE の充電が速く、高い周波数でも ON することが可能となります。

P140LF4QNK の「③1kHz 付近」の波形（前ページ）では MOSFET は ON していませんが、P24LF4QNK では「②1kHz 付近」でも MOSFET が ON していることが分かります。同じ周波数でも MOSFET によって挙動が異なることが確認できます。

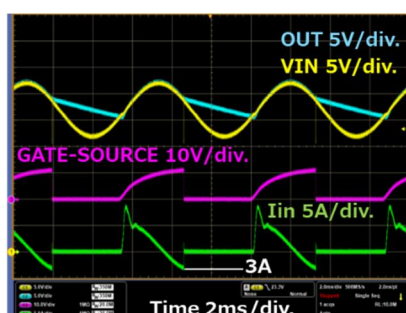
「③5kHz 付近」から「④25kHz 付近」では、MOSFET が ON 状態になる前に VIN が低下し始めるため、常に OFF の状態となり、逆電流は発生しません。その際、MOSFET のボディダイオード経路で電流が流れます。

MF2007SW 24V 系 Q2 : P98LF6QNK $R_{on}=2.6m\Omega$ $Q_g=96nc$

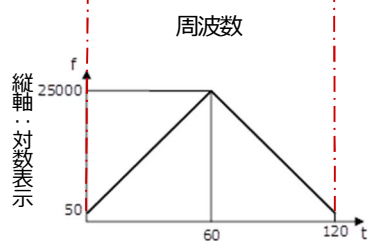
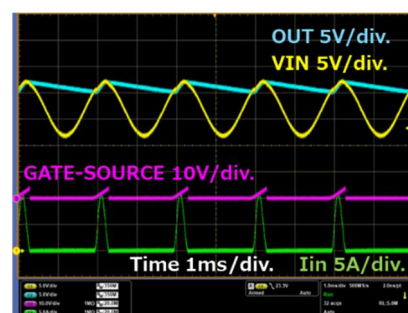
①全体波形



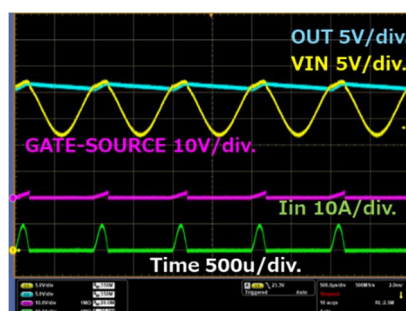
①150Hz 付近



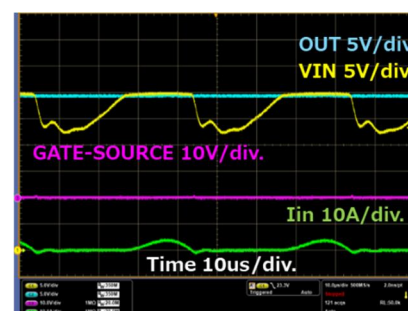
②500Hz 付近



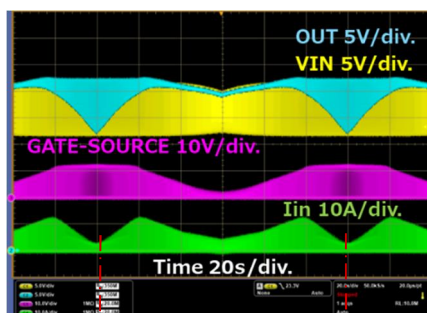
③1kHz 付近



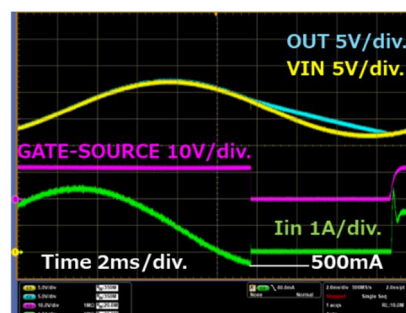
④25kHz 付近

MF2007SW 24V 系 Q2 : P18LF6QNK $R_{on}=22m\Omega$ $Q_g=17nC$

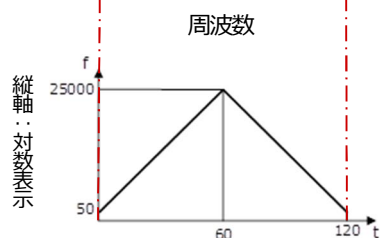
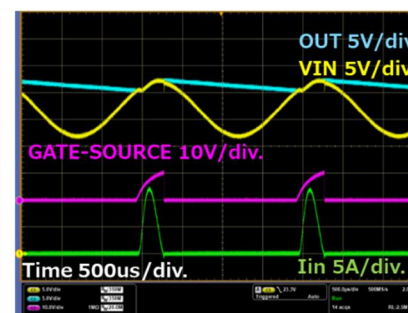
①全体波形



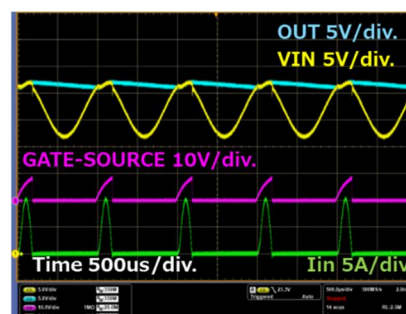
①50Hz 付近



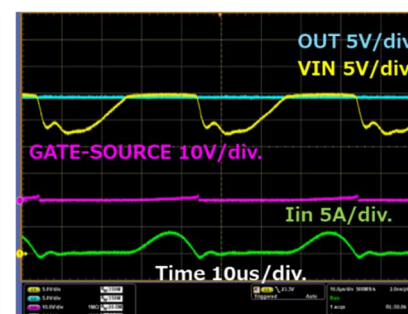
②500Hz 付近



③1kHz 付近



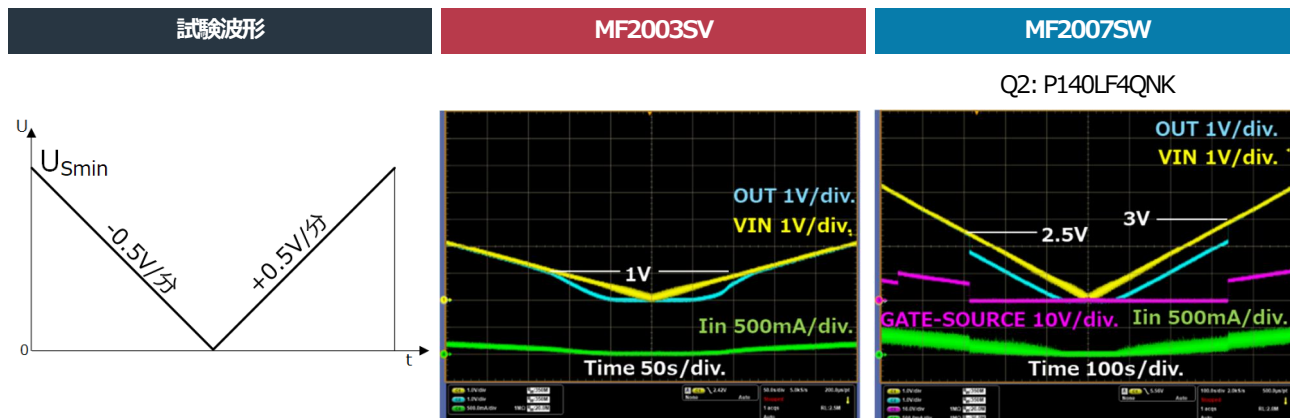
④25kHz 付近



24V 系の重畳交流電圧印加試験に於いても、12V 系の試験と同様な挙動になります。MOSFET の R_{on} と Q_g によって逆電流の値と、発生する周波数が異なります。

4-3-2. 電源電圧の緩速増減

本試験はバッテリー電圧が緩やかに低下、もしくは緩やかに上昇した際の影響を評価します。 U_{Smin} (6V) から、0.5V/分の dV/dt で 0V まで入力電圧を降下させ、その後同様の速度で U_{Smin} まで入力電圧を上昇させます。



★MF2003SV

入力電圧 (VIN) が約 1V 以下まで下がった際に、内蔵 PchMOSFET の ON を維持できなくなるため、ボディダイオード経由で電流を流す動作となります。VIN が約 1V まで上昇すると、MOSFET が ON します。

★MF2007SW

入力電圧 (VIN) が約 2.5V 以下まで下がった際に、外部 NchMOSFET が OFF するためボディダイオード経由で電流を流す動作となります。VIN が約 3V まで上昇すると、MOSFET が ON します。

4-3-3. 電源電圧の瞬時低下

本試験では、車両の他の電源ラインで短絡が生じた場合の、一時的な電圧低下 (100ms) の影響を確認します。12V 系の場合は U_{Smin} (6V) から 4.5V、24V 系の場合は U_{Smin} (10V) から 9V まで電源電圧を低下させます (図 32)。

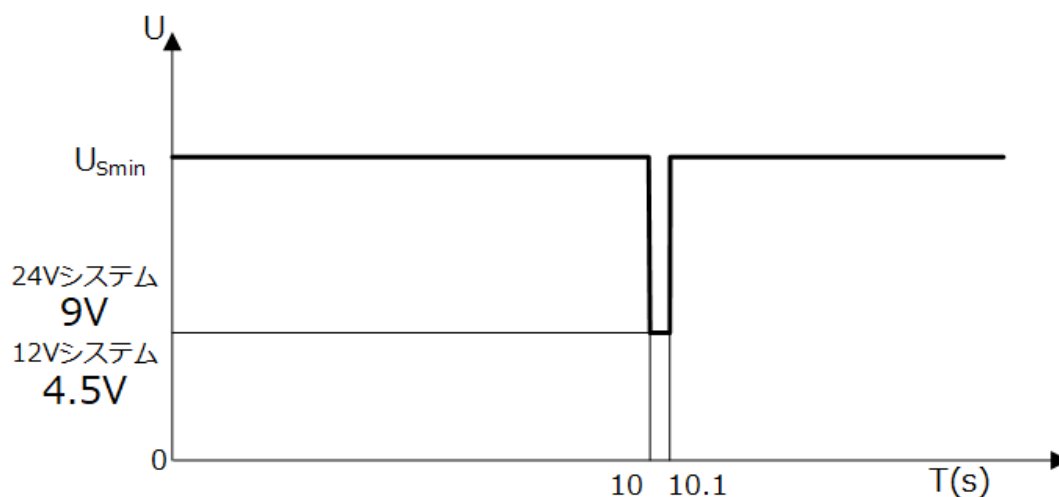
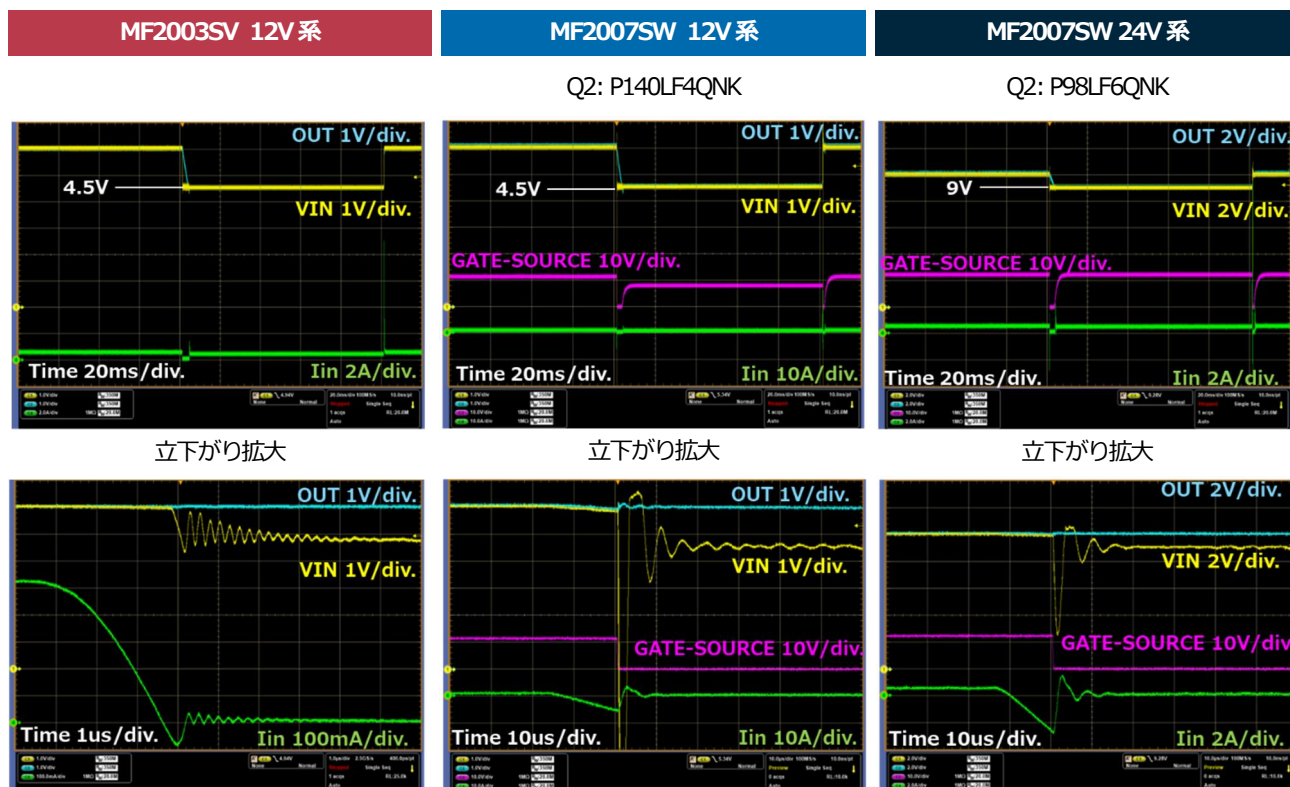


図 32 電源電圧の瞬時低下波形模式図



★MF2003SV

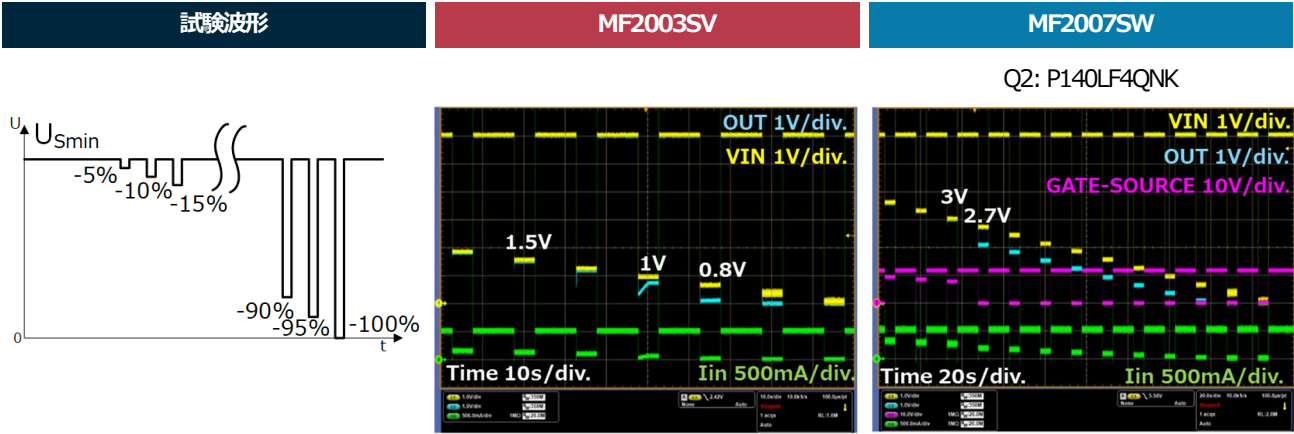
VIN が 4.5V まで低下した際、逆電流保護が働き MOSFET が OFF します。VIN 電圧が復帰した際は、MOSFET が ON します。

★MF2007SW

VIN が 4.5V まで低下した際、逆電流保護が働き MOSFET が OFF します。VIN 電圧が復帰した際は、MOSFET が ON します。

4-3-4. 電圧低下時のリセット挙動

本試験は、電圧低下時の DUT のリセット挙動を確認します。最初に電源電圧を、 U_{Smin} (6V) から 5%引き下げ、5 秒間維持した後に U_{Smin} まで引き上げ 10 秒以上維持します。次に U_{Smin} から 10%引き下げ、この電圧を 5 秒間維持した後に U_{Smin} まで引き上げ 10 秒以上維持します。引き下げる電圧を 5%ずつ増加させていき最終的に 0V に引き下げられるまで試験を続けます。



★MF2003SV

入力電圧 (VIN) が約 1V 以下まで下がった際に、MOSFET が OFF するためボディダイオード経由で電流を流す動作となります。

★MF2007SW

入力電圧 (VIN) が約 2.7V 以下まで下がった際に、MOSFET が OFF するためボディダイオード経由で電流を流す動作となります。

4-3-5. 始動プロファイル

本試験では、セルモータの動作によって引き起こされる図 33 のような電圧変動の影響を確認します。波形のパラメータを表 6 に示します。

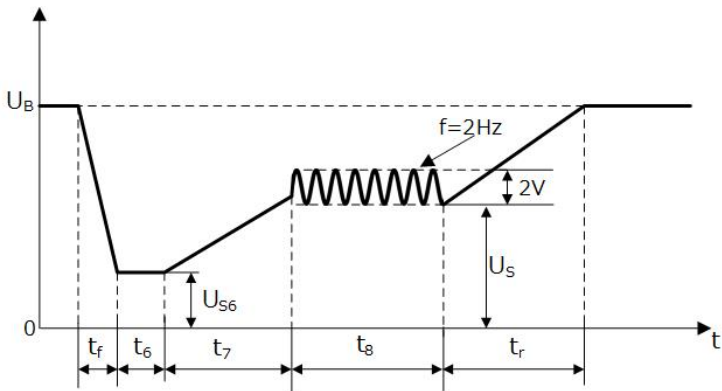
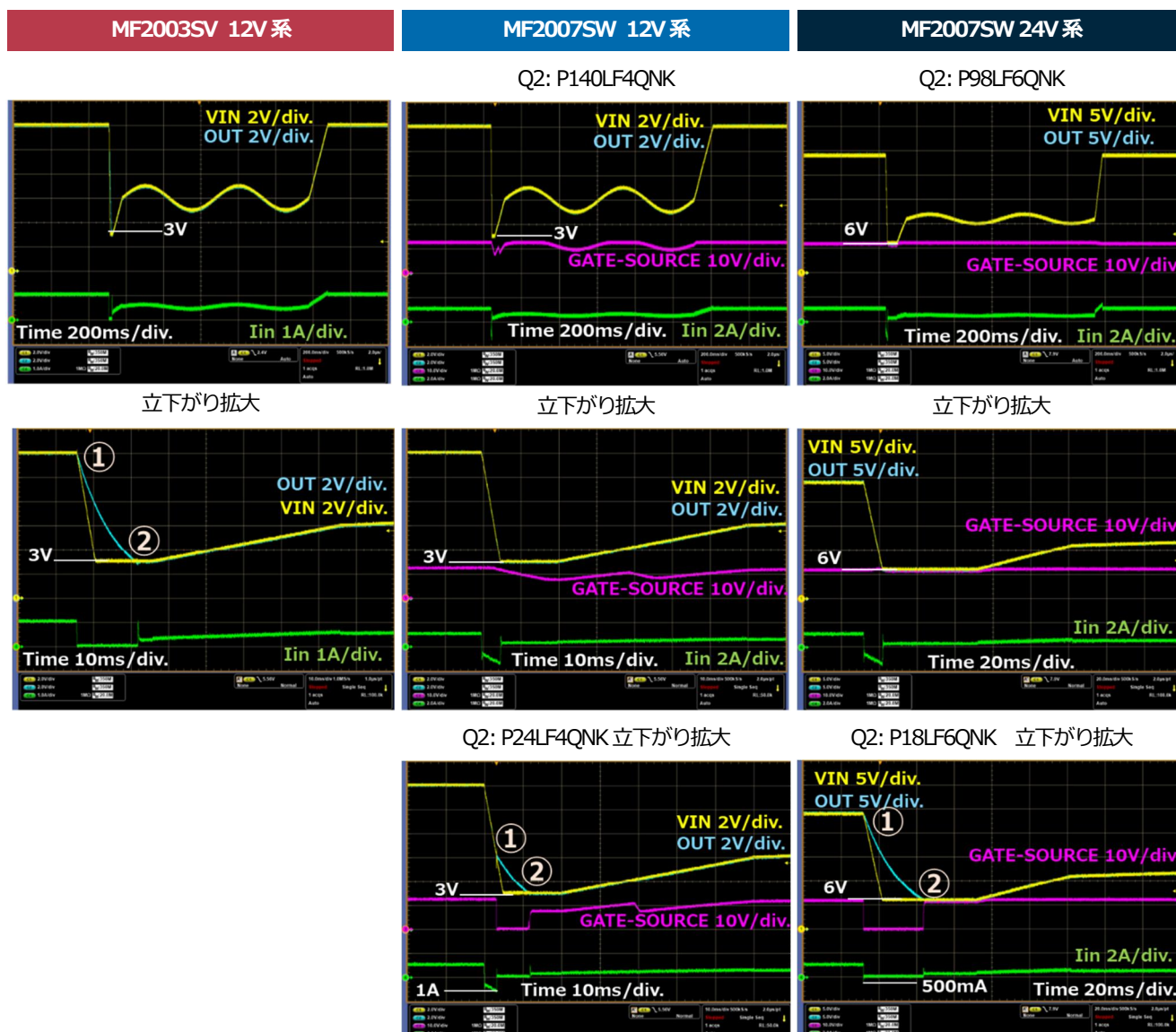


図 33 始動プロファイル波形模式図

表 6 始動プロファイル試験条件

	12V 系	24V 系
U_B	12V	24V
U_{S6}	3V	6V
U_s	5V	10V
t_f	5ms	10ms
t_6	15ms	50ms
t_7	50ms	50ms
t_8	1000ms	1000ms
t_r	100ms	40ms



始動プロファイル試験では、 t_f と t_6 以外は、MOSFETはON状態です。 t_f と t_6 での動作概要を後述します。

★MF2003SV

VINが低下した際、OUTとの電位差が発生することにより逆電流保護が働きMOSFETがOFFします（拡大波形の①）。負荷条件によって、OUTがVINを下回る拡大波形②のタイミングでMOSFETがONします。

★MF2007SW

12V系（P140LF4QNK）と24V系（P98LF6QNK）の試験では、 U_{S6} （12V系：3V、24V系：6V）までVINが低下した際、MOSFETがONしています。P140LF4QNKとP98LF6QNKは R_{on} が低いため、OUT - VINの電位差が逆電流保護閾値（13mV）に達しないことが理由です。

一方で、12V系（P24LF4QNK）と24V系（P18LF6QNK）の試験では、VINが低下した際、逆電流保護が働きMOSFETがOFFします（拡大波形の①）。P24LF4QNKとP18LF6QNKは R_{on} が高いため、OUT - VINの電位差が逆電流保護閾値（13mV）に達することが理由です。

重畳交流電圧印加試験と同様に、使用するMOSFETにより挙動が変わります。 R_{on} の高いMOSFETを使用することで、逆電流が小さくなります。

4-3-6. ロードダンプ

ロードダンプ試験は、オルタネータの動作中にバッテリーが切り離された時に発生する過大な正サージの影響を確認します。

TEST A はオルタネータにロードダンプ抑制回路がない場合の波形を、TEST B はある場合の波形を模擬しています。本資料記載データ確認時は出力側のコンデンサ (C21) と負荷抵抗 (R21) は未実装で実施しました。

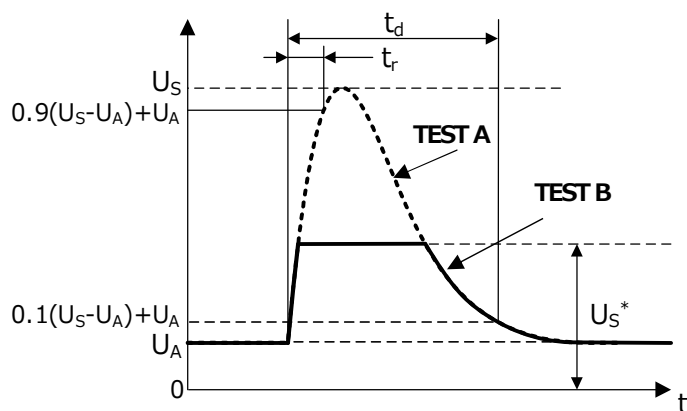


図 34 ロードダンプ波形模式図

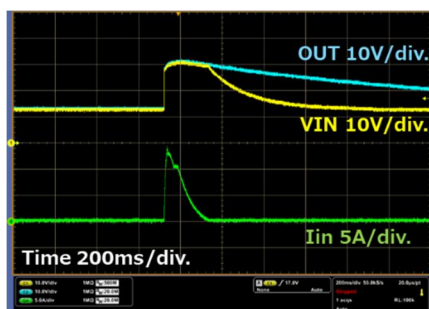
表 7 ロードダンプ試験条件

	12V 系	24V 系
U_A	14V	28V
U_S	101V	202V
U_S^*	35V	65V
R_i	4Ω	8Ω
t_d	400ms	350ms
t_r	10ms	

※ R_i は試験装置の内部抵抗の値

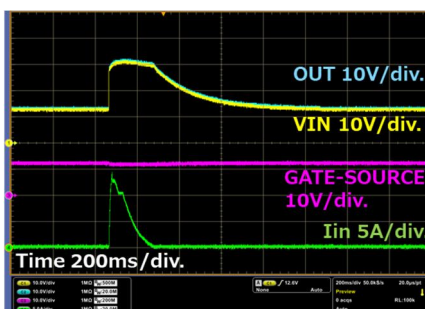
MF2003SV 12V 系 TEST A

ZD1: ST70-27FZ



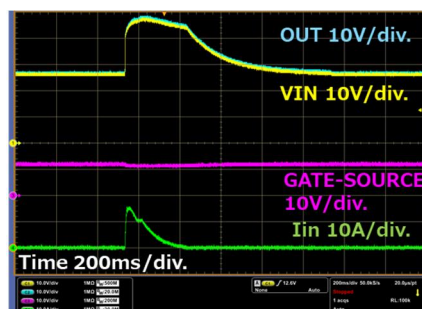
MF2007SW 12V 系 TEST A

ZD1: ST70-27FZ



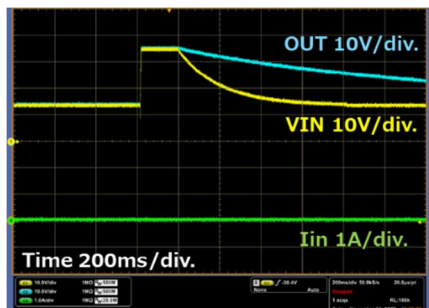
MF2007SW 24V 系 TEST A

ZD1: ST60-40MF



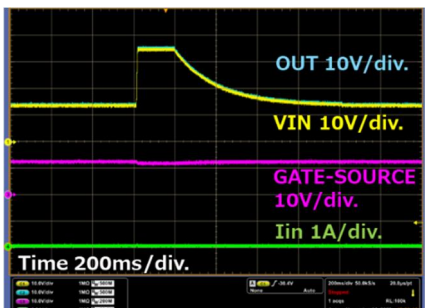
MF2003SV 12V 系 TEST B

ZD1: なし



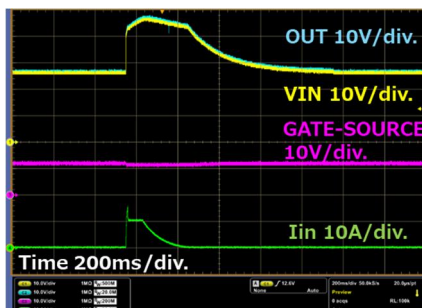
MF2007SW 12V 系 TEST B

ZD1: なし



MF2007SW 24V 系 TEST B

Q2: P98LF6QNK ZD1: ST60-40MF



ロードダンプ試験については、IC および外部 MOSFET の絶対最大定格以下にサージを抑えられるような TVS を選定してください。ただし、12V 系の TEST B については、IC (MF2003SV 及び MF2007SW) の絶対最大定格以下のサージとなりますので、TVS は不要となります。