

# サーバ・ファーム向けの12V/100A Hot Swap設計

Dan Eddleman

クラウド・サービスを提供するデータ・センタが速度と容量を増すにつれて、バックプレーン電源は、Hot Swap部品の性能限界に挑戦するほどの電流を供給することを要求されます。Hot Swapソリューションにより、他の基板に分配している電力に支障をきたすことなく、通電中のバックプレーンとの間で基板の挿抜が可能です。標準的なHot Swapソリューションでは、直列に接続したMOSFETを使用して、バックプレーンと基板の間の電力の流れを管理します。これは、グリッチやフォルトによってシステムの他の部分への電力供給が中断しないようにするためです。

堅牢なHot Swapソリューションの課題は、電流への要望が高まるにつれて何倍にも大きくなります。負荷電流が100Aになると、電力損失の要件を決定するだけではもはや不十分です。設計者はMOSFETの安全動作領域 (SOA) に対して細心の注意を払い、複数の検出抵抗を対象とするケルビン電流検出技術を理解する必要があります。この記事では、LTC4218 Hot Swapコントローラをベースにした12V/100Aソリューションの例を使用して、これらの課題に対処する方法を示します。

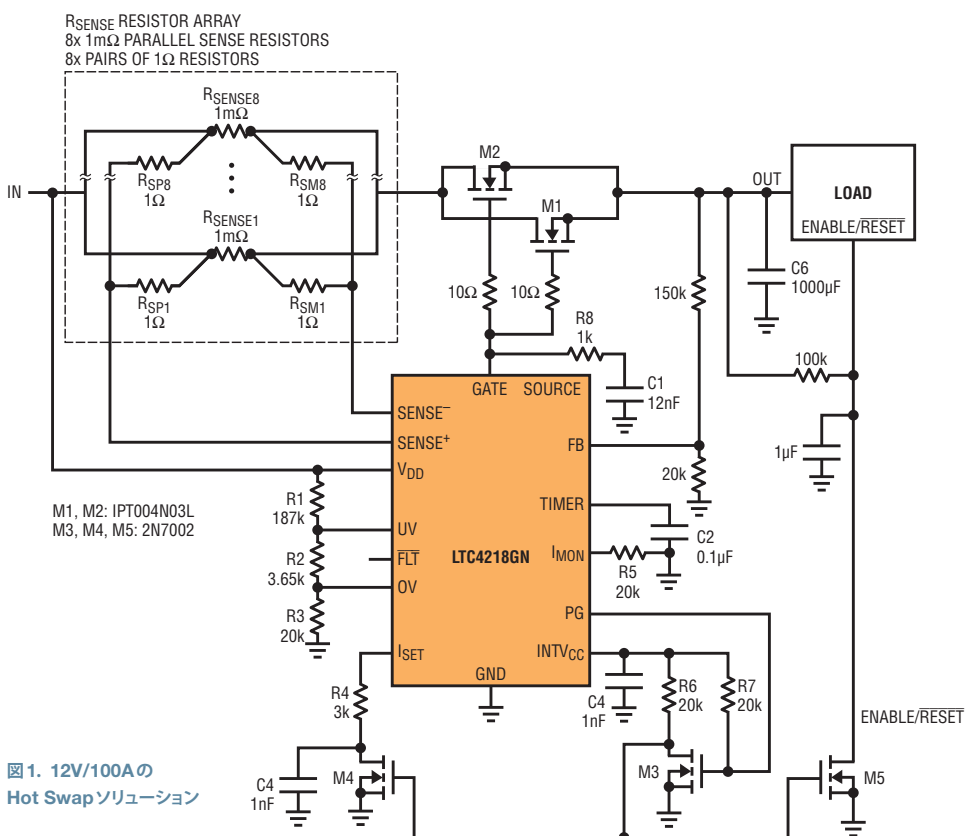
## 12V/100AのHot Swap設計

最大1000 $\mu$ Fのバイパス容量を搭載し、最大100Aの負荷電流を流し、12Vのバックプレーン電源に活線挿入される基板へ供給する電力を管理しているLTC4218 Hot Swapコントローラを図1に示します。

MOSFET M1およびM2での電力損失が過剰にならないように100Aの負荷電流をサポートするには、電力が出力に完全に供給されるまで、PG (パワーグッド) 信号によって負荷を無効にしておくことが必要です。これを実現するには、通常はHot SwapコントローラのPG信号を使用して下流の回路のRESET信号を制御します。図1の回路で、有効な負荷抵抗が起動時 (PGが“L”のとき) に10 $\Omega$ より大きい場合、出力は正常に起動します。起動時に出力抵抗が低い場合 (出力短絡フォルト時などに発生する場合あり)、LTC4218はこの状態を検出し、直列接続のMOSFETをオフにします。

起動時には、PG信号が“H”に切り替わるまで、LTC4218のISETピンをR4を介して“L”にしておくことにより、回路の電流制限しきい値は減少します。R4の3kの抵抗により、電流制限しきい値は、通常動作時の電流制限値のおよそ13%まで減少します。起動時にそのレベルを超える余分な電流を流し込む何らかのフォ

ルト状態が生じると、TIMERピンの回路が作動してMOSFETはオフになります。(PGピンが“L”になると、比較的小型の部品M3、M4、R6、R7、およびC4は連携して動作するので、R4の3kの抵抗は実質的にISETとグランドの間に接続されます。)



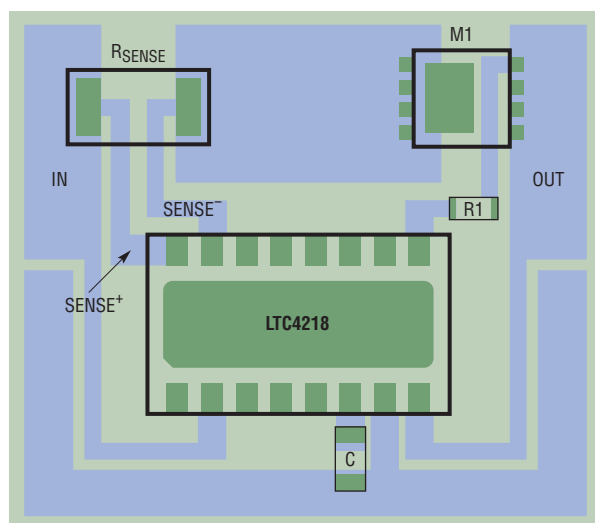


図2. 検出抵抗が1個のケルビン検出

起動時の出力電圧上昇速度は、LTC4218の24 $\mu$ Aプルアップ電流がC1とMOSFET M1およびM2のゲートに流れ込むことによって設定されます。結果として、出力電圧上昇速度は2V/msになります。負荷回路はPG信号によって無効になるので、起動時の電流は、図1のC6で表されるHot Swap回路の下流の容量を充電する専用の電流になります。1000 $\mu$ Fの容量の電圧を2V/msの割合で増加するには、1000 $\mu$ F  $\cdot$  (2V/ms)=2Aの電流が必要です。これは、R4によって設定された起動時の電流制限しきい値である16A（通常動作時の電流制限値の13%）よりはるかに低い値です。これにより、電流検出時の誤差の余裕を大きくとることができます。起動時に短時間でもこの電流制限しきい値を超えると、フォルト状態であることが出力で分かります。また、LTC4218はMOSFET M1およびM2をオフすることによって応答します。

### MOSFETの安全動作領域

このアプリケーションでは、SOA全体をM1またはM2単独で満たすことができます。MOSFETのドレイン/ソース間電圧がかなり大きくなる起動フォルト時または出力過負荷フォルト時に、電流とSOAがMOSFET間で均等に分配されると思い込むのは考慮不足です。どちらのMOSFETも、アプリケーション全体のSOAをサポートできるようにすることが必要です。

他方では、MOSFETが通常動作時に完全に導通すると、その動作は抵抗と同様になるので、電流がより均等に分配されるとみなしても安全です。このアプリケーションでは、2つのMOSFETが使用される目的は、通常動作時の電力損失を低減するためであり、一時的な安全動作領域要件を満たすためではありません。電流が100Aのとき、1m $\Omega$ のMOSFET 1個で損失する電力は、 $I^2R = (100A)^2 \cdot 1m\Omega = 10W$ です。電流を50Aずつ均等に分担する場合、各MOSFETで消費する電力はさらに適度になり、 $I^2R = (50A)^2 \cdot 1m\Omega = 2.5W$ です。

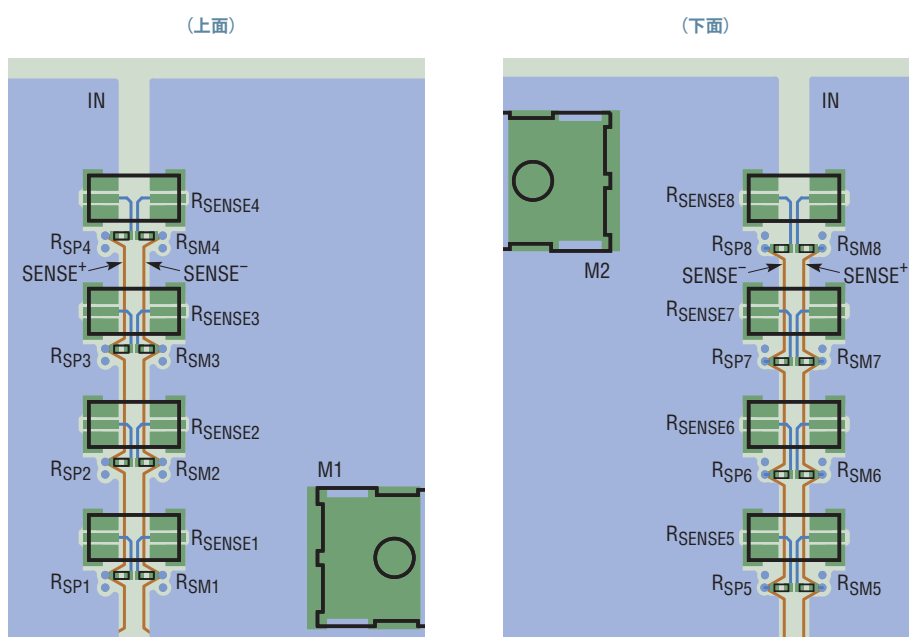
### 複数の検出抵抗を使用した適切なケルビン検出

これらの電流レベルでは、検出抵抗に生じる電圧を適切にモニタすることが困難になる可能性があります。LTC4218の15mVの電流検出しきい値を使用する場合、電流制限値が100Aの場合、検出抵抗を0.15m $\Omega$ 未満にすることが要求されるので、ケルビン検出方式では、通常は並列抵抗を使用して実現しました。

Hot Swap（または他の電流検出）アプリケーションで1個の検出抵抗を使用する場合、ICの検出ピンと検出抵抗の間に独立した低電流ケルビン・トレースを使用するのは一般的な方法です。電流検出抵抗へのケルビン接続のレイアウト例を図2に示します。検出抵抗とLTC4218のSENSE+ピンおよびSENSE-ピンの間を低電流のケルビン検出経路で直接結ぶと、抵抗性のPCB銅配線が大電流が流れるときに生じる電圧降下による誤差がなくなります。

ただし、この100Aアプリケーションでは、複数の並列検出抵抗を使用して検出抵抗を実装することが必要です。8個の1m $\Omega$ 抵抗を並列に接続するのが妥当です。こうすると、標準的な電流制限値が $8 \cdot (15mV/1m\Omega) = 120A$ となり、100Aを超える適度な余裕がある電流を負荷に供給できるからです。

図3. 8個の並列抵抗のケルビン検出レイアウトでは、基板の上面と下面を使用する



現代のサーバーが使用する負荷電流は、Hot Swap 設計回路に新たな課題をもたらします。懸念される2つの領域は、MOSFETの安全動作領域と、複数の検出抵抗を対象とするケルビン検出技術です。ここに示した 12V/100A LTC4218 Hot Swap コントローラ・ソリューションは、特にこうした設計の要点を考慮しています。

とは言っても、検出抵抗の数を増やせばその分だけレイアウトの課題も増えます。図2に示す1個の抵抗向けのレイアウトは、もはや十分ではありません。検出抵抗間で電流が均等に分配されることは滅多にありません。大電流アプリケーションで、値の小さいいくつかの検出抵抗間で電流に50%の差が見られることは珍しくありません。抵抗の配置をMOSFET M1およびM2に近づけるほど、検出抵抗を遠くに配置した場合より負荷電流のバランスが良くなります。これは、プリント基板の銅プレーンには、検出抵抗と直列に接続すると現われる有限の抵抗があるからです。可能であれば、プリント基板の上面と下面に同じ数の検出抵抗を配置するレイアウトを推奨します。こうすることで、最も遠い検出抵抗に到達するまでに必要な銅プレーンを流れる横方向電流によって生じる寄生の電圧降下が最小限に抑えられます。

最適なプリント基板レイアウトにした場合でも、個々の1mΩ抵抗両端で検出された電圧を平均化するために、抵抗回路網を使用することが必要です。この12V/100Aのアプリケーションでは、図1に示すように、LTC4218のSENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンを、1Ω抵抗の列を使用して8個の1mΩ検出抵抗に接続します。SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピンの間で生じる電圧は、1mΩの検出抵抗両端の全電圧の平均値なので、実質的に8個の1mΩ抵抗によるケルビン検出になります。レイアウトの一例を図3に示します。

#### 実験室での結果

計算や回路シミュレーションは、もちろんベンチテストの代わりにはなりません。特に大電流のHot Swapソリューションを扱う場合はそれが当てはまります。図4にこの設計回路のオシロスコープ波形を示します。まず、100Ωの抵抗接続点まで起動し、その後、ENABLE/RESET信号が“H”に切り替わると、100A負荷ステップが流れます。このセットアップでのENABLE/RESET信号が駆動するのは電子負荷ボックスの4VのON信号であり、図1に示すM5およびR10からの12Vレベルではないことに注意してください。

図4の波形は、フォルトが存在しない場合、正常動作の標準的な波形です。12Vの入力電源が最初に立ち上がります。次に、LTC4218は1000μFの出力コンデンサを2V/msの割合で充電します。最後に、ENABLE/RESET出力が“H”に切り替わり、MOSFET M1およびM2が完全に導通したことを通知すると、100A負荷が導通します。

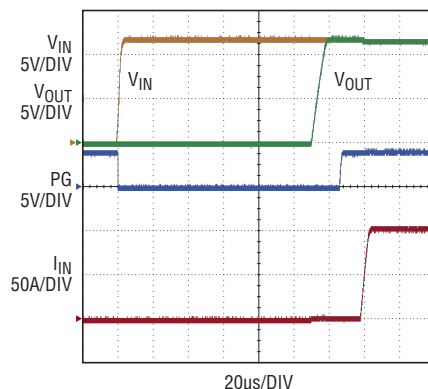


図4. 通常の起動

図5は、出力短絡が発生したときにLTC4218がMOSFET M1およびM2をオフしていることを示しています。入力電圧が上昇してから100ms後に、回路は出力ノードを充電し始めます。LTC4218は、充電電流を起動時の電流制限しきい値である16Aに制限し、短絡を素早く検出します。このソリューションは適切に応答して負荷への電力を遮断し、システム内にある他の部品に混乱（や損傷）が発生しないようにします。

#### まとめ

Hot Swapソリューションの設計者は、長年にわたり、増加の一途をたどる電源電流によって突きつけられる新たな課題に絶えず対処しなければならませんでした。大電流に起因する電力損失要件など、課題によっては新しいものもありますが、今日の電流レベルでは、MOSFETの安全動作領域や、複数の検出抵抗を対象とするケルビン検出技術など、いくつかの新しい設計回路の課題が表に現れてきます。ここに示した12V/100A LTC4218 Hot Swapコントローラ・ソリューションは、特にこうした設計の要点を考慮しています。■

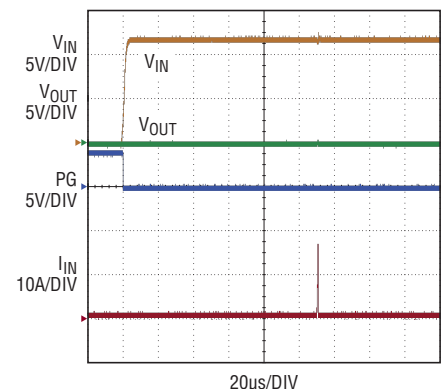


図5. 短絡状態での起動