

コントロール IC、IR2151、IR2152 及び IR2155 の 最適ドロップング抵抗値の選定方法

By Tick Houk

はじめに

IR2155、IR2151 及び IR2152 は電子蛍光灯安定器用にターゲットを絞って設計された高耐圧 IC です。これらのデバイスは一般的な CMOS555 のタイマー回路によく似た発振器と高耐圧ハーフブリッジ MOS 型ゲートドライバを内蔵しています。

外付け回路は素子及び蛍光灯の立ち上がりをコントロールし、ゲートドライバ出力のハイサイドとローサイドの間のデットタイムを定格 $1.2 \mu s$ に致しました。

図1は IR2155 をメインのバラストコントローラとして用いた蛍光灯安定器の代表的回路を示します。ハーフブリッジの出力はタイミング部品である R_T 及び C_T (デューディサイクル50%時)により決められる周波数で発振し、電圧ドロップング $R1$ により素子の供給電圧フィルタコンデンサ $C1$ がチップの立ち上がり時の低電圧遮断電圧 ($UVL0$)、しきい電圧 ($UVCC+$) を超えて電荷されるとセルフスタートします。

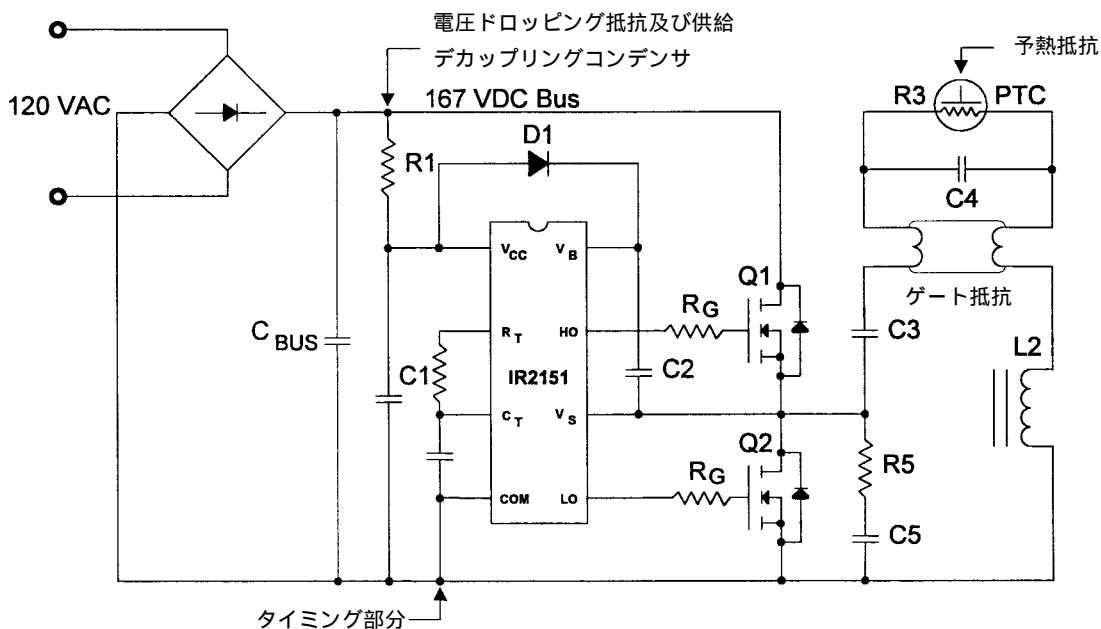


図1 IR2155 を用いた電子蛍光灯安定器

蛍光灯フィラメントの予熱は正の温度係数(PTC)抵抗 R3 によります。R3 は初めは低い値を示しています。抵抗温度が上昇するにつれ、スタート用コンデンサ C4 の電圧は点燈に十分な電圧まで上昇します。いったん蛍光灯が点燈すると、ビーム電流のコントロールはハーフブリッジ出力周波数、直流バス電圧及びシリーズ共振負荷フィルタ部分である C3 と L2 により行われます。

電圧ドロップ抵抗 R1 の最適値及び定格を決定するために重要なことは R1 を過渡的に流れる総入力電流を把握することです。

これらの電流に含まれるものは次のとおりです。

- 1 IR2155 自体の消費電流 IQCC
- 2 パワー MOSFET のゲートスイッチングに必要な電流(dQG/dt)
- 3 チップにより RT 抵抗へ供給される電流 VCC
- 4 素子内の高圧レベルシフティング電流
- 5 素子の内蔵電源 - グラウンドツェナークランプダイオードの印加電圧を適切に調整するための電流

第一に考慮する対象は素子の消費電流であり、通常室温で 400 μ A です。この電流は低い温度係数 (-1000ppm/以下) をもち、IQCC の低下はジャンクション温度が 25 から 125 へ上昇する場合、10% 以下です。この温度係数に加えて考慮する必要があるのはこの電流の製造上のバラツキです。(バラツキの2要因についてはデータシートの電気的特性に記述しています。) また素子消費電流は $UVCC + <VCC < VCLAMP$ ということから、供給電圧から相対的に独立しています。ここで、VCLAMP は内蔵電源 - グラウンドツェナークランプ電圧 (室温での典型的値 15.4V) です。

第二の重要なポイントはパワー MOSFET (あるいは IGBT) のゲートチャージに依存します。ハーフブリッジ出力の、単サイクルをみると (図2参照) 各パワー MOSFET 或いは IGBT のゲートはサイクル毎に充電され、そして放電されています。これは電圧ドロップ抵抗 R1 を通過し、パワートランジスタゲートで消費される総電流が

$$I_G = 2Q_G(f_{out}) \quad (1)$$

となることを意味します。

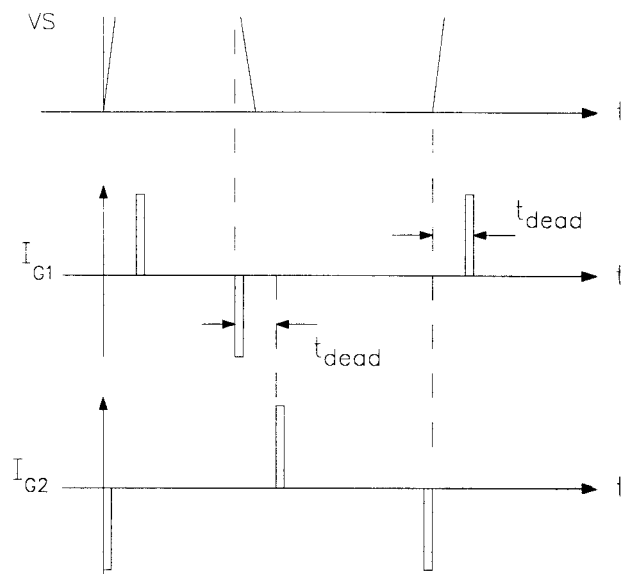
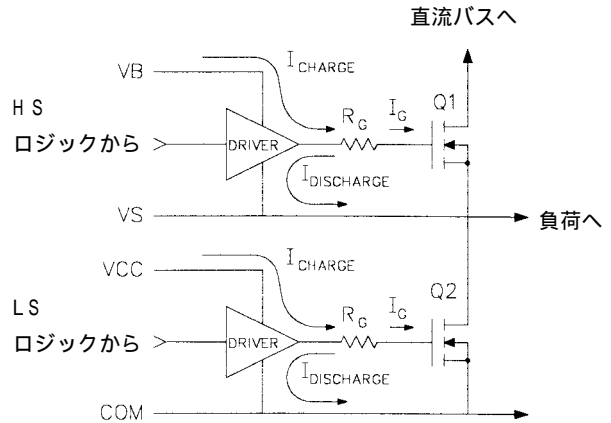


図2 パワー MOSFET 及び IGBT ゲートスイッチング電流

ここで、 f_{out} は出力周波数です。パワー MOSFET 或いは IGBT のゲート電流放電中に素子へ電流が流れ込んでも、この電流は供給ピンを通過しないということは注目すべき点です (IC ゲートドライバ出力段を經由してパワートランジスタのゲートキャパシタンスを通り、パワートランジスタのソースへ還流するローカルループ電流となります)。従って R1 を通過する総電流から除外出来ます。

第三の電流成分はタイミング抵抗 RT が高く CT が $1/3V_{cc}$ しい値から $2/3V_{cc}$ しい値へ充電している時に

ICからRTへ流れます。CTの平均電圧は $1/2V_{CC}$ であり、RTでのデューティサイクルは50%であるため、この電流は

$$I_{RT} = 0.25(V_{CC})/R_T \quad (2)$$

となります。

パワーMOSFETあるいはIGBTのゲート放電電流はR1へ流入する総電流へは含まれないのと同様、RTが低く、かつCTが放電中の場合、RT端子を通過してICへ帰還する電流はローカルループ電流であり、チップI_{QCC}へは含まれません。

第四の電流成分はパルス状の電流です。この電流は高電圧レベルシフティングトランジスタへ流入しグラウンドレベルと同電位のロジック回路からセット(オン)とリセット(オフ)信号を伝え、フローティングハイサイドドライバへ伝達します。(図3参照)。ロジック回路がハイサイドドライバに対しオンを命令すると、対応するレベルシフトトランジスタ中に低電圧ドロップ現象が見られます(V_S は低い)。電流パルス振幅は約10mAであり、動作時間は通常200nsです。本電流はIC低電圧供給バイパスコンデンサから流れ、ブートストラップダイオードを通過してVBピンへ流入します。

逆にロジック回路がハイサイドドライバに停止命令するとこのレベルシフトトランジスタ中に高電圧ドロップが起きます(V_S は直流バス電圧とほぼ同じで、高圧側パワートランジスタはオン)。この場合、電流パルス振幅は約20mA、接続時間は一般に200nsです。この電流はフローティング供給ブートストラップコンデンサからVBピンへ流入します。

これらの電流パルスの平均値は高電圧ドロッピング抵抗R1により供給され、次の式で示される動作周波数に依存します。

$$I_{AVE} = (10\text{mA} + 20\text{mA})(200\text{ns})f_{out} \quad (3)$$

動作周波数が上昇するに従い、電流パルスのデューティサイクルは上昇し(これは単サイクル時間が短くなりますが、電流パルス時間は一定のため)、平均電流値は上がります。

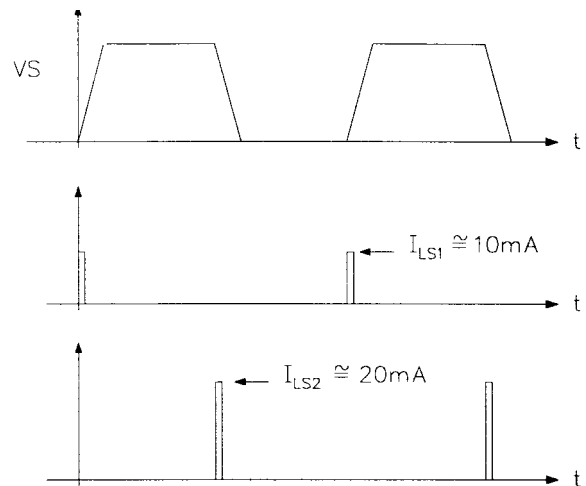
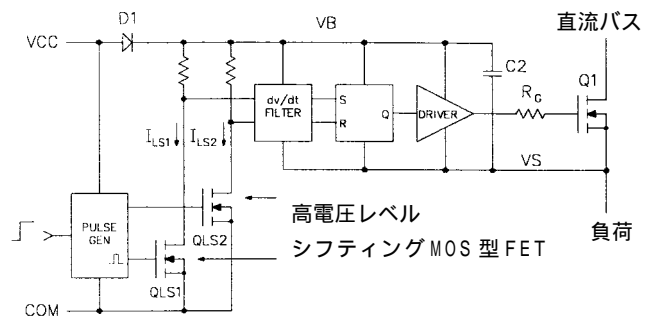


図3 IR2155内のレベルシフティング電流

第五の電流成分は高電圧ドロッピング抵抗から供給され、IC内の15.4Vクランプツェナーへ流入します。ここで重要なことはこのツェナーへ流入する電流の最低レベルを維持することであり、これによりパワーMOSFET 或いはIGBTへのゲート電圧が低下を防ぎ、アンダーボルテッジロックアウト回路の誤動作リセットするのを避けることができます(この回路はハーフブリッジの出力時のスイッチングを止め、その結果ランプの明るさが低く調整不良となります)。このツェナークランプの最低電流レベルは高い必要はなく(ツェナーダイオード単体は最低100μA、最高5mAで確実に15.4Vにバイアスします)実際には他の供給電流成分の総和を越えるガードバンドを示すにすぎません。

従って、高電圧ドロップ抵抗を流れる電流の総和は

$$I_{TOT} = I_{QCC} + 2Q_G(f_{OUT}) + 0.25(V_{CC})/RT + (10mA + 20mA)(200nsec)f_{OUT} + I_{CLAMP} \quad (4)$$

一例

20w のコンパクト蛍光灯安定器を例にとります。安定器は整流した交流 120V ラインにて 30kHz (RT は 24、CT は 1nF) で動作し、パワー MOSFET として、IRF624 を使用します。安定器は周囲温度 $0 < T_A < 100$ の間で動作する必要があるとします。

- a) IR2155 のデータシートから、 I_{QCCMAX} は 12V、25 で 1.0mA となります。この電流はやや負の温度係数をもつため、 $T_A = T_j = 0$ において最大値 1.10mA と仮定します。
- b) IR624 のデータシートから Q_{GMAX} は 14nC であり、従って式(4)の 2 項目は 0.840mA です。
- c) IR2155 データシートから V_{CCMAX} は 16.8V であり、従って式(4)の 3 項目は 0.175mA です。
- d) 30kHz のスイッチング周波数において、内蔵レベルシフティング電流パルスによる電流は 0.180mA です。
- e) 最後に I_{CLAMP} の値として 500 μ A を選択します。その理由として

- 1) 式(4)の他の電流成分の総和に対し十分なガードバンドである。
- 2) 内蔵 15.4V 電源 - グラウンドツェナークランプダイオードを確実にバイアスするのに十分な電流である。

高電圧ドロップ抵抗 R_1 を通過すべき電流の総和は従って

$$I_{TOT} = 1.10mA + 0.840mA + 0.175mA + 0.180mA + 0.500mA = 2.795mA$$

となります。

ライン電圧 120VAC の場合、従って整流直流バス電圧が 167V であり、IC 及び IC の周辺部品全ての必要電流を満たす R_1 の最大値は

$$R_1 = (167 - 15.4) / 2.795mA = 54k$$

となります。

連続運転ワット損が $0.516W((V_{BUS})^2/R_1)$ の場合、 R_1 の定格は 1W が望ましい (この定格電力は通常温度 T が 70 での仕様であり、 $70 < T_{RESISTOR} < 150$ での熱抵抗約 75 /W によりディレーティングされます)。