

Application Examples

Design of a TL431-Based Controller for a Flyback Converter

Dr. John Schönberger

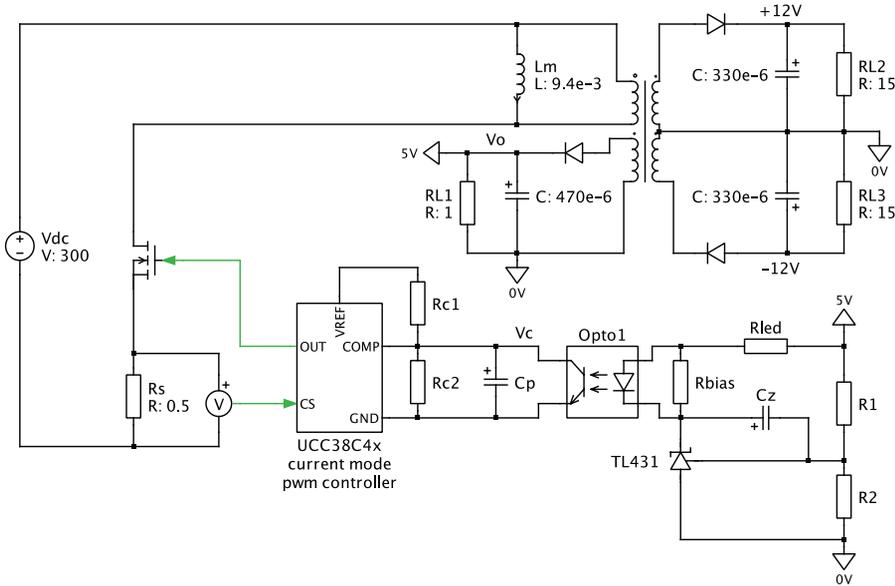
TL431ベースのフライバックコンバータ用コントローラ的设计

Version: 12-11

1 はじめに

TL431は、絶縁型電源の制御回路で一般的に使用される基準電圧源です。通常、高精度の基準電圧を供給するために使用しますが、オンボードのエラーアンプを利用することでアナログコントローラとして構成することもできます。本稿では、TL431ベースのフライバックコンバータ用電圧コントローラ的设计について紹介します。回路を[図1](#)に示します。

図1: TL431をType 2電圧コントローラとして構成した電流制御フライバックコンバータの回路図



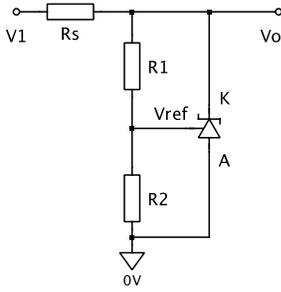
フライバックコンバータは、2つの制御ループで構成しています。ピーク電流モード制御に基づく外側の電流制御ループは、UCC38C4x電流制御PWM変調器を使用して実現します。外側の電圧制御ループは、電源電圧制御ループで一般的に使用するType 2コントローラです。電圧制御回路は、5V巻線の出力電圧を調整し、入力ステージと出力ステージ間の絶縁を維持するためのフォトカプラを備えています。

電圧コントローラは、±12V巻線のさまざまな負荷条件で測定した5V出力電圧を調整する必要があり、これにより5V巻線の電圧偏差が生じます。±12V巻線の負荷抵抗は、15~7.5Ω間で変化します。電圧コントローラ設計の出発点は、ボード線図として表されるコンバータの開ループ伝達関数 $\frac{V_o(s)}{V_c(s)}$ の計算です。次に、Type 2コントローラは、十分に高速で安定した閉ループ過渡応答を提供できるように周波数領域で設計します。

本稿では、TL431ベースのType 2電圧コントローラ的设计例と検証手順を紹介します。PLECSの小信号解析ツールは、システムの開ループおよび閉ループのボード線図の計算に使用します。本稿にはPLECS小信号解析ツールの使用方法と、システム全体の動作を示すためのサンプルモデルを添付しています。これらのモデルはFlyback_tl431.zipに収録しています。

2 TL431

図2: TL431を使用して任意の基準電圧を生成



2.1 TL431レギュレータ

TL431は、[図2](#)に示すように、任意の基準電圧を提供するように構成できる調整可能なシャントレギュレータです。出力電圧は、2つの外付け抵抗を使用して V_{ref} から36Vまでの任意の値に設定できます。出力電圧は次のように表します:

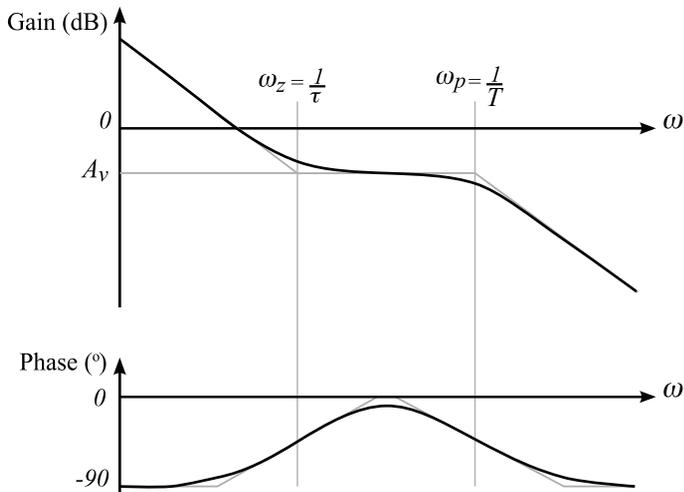
$$V_o = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (1)$$

ここで、 V_{ref} はオンボードの2.5V基準電圧源です。

2.2 TL431 Type 2エラーアンプ

TL431は一般的に調整可能な基準電圧源として使用しますが、オンボードのエラーアンプはオペアンプとして構成できるため、電圧基準と制御アプリケーションの両方に使用できます。エラーアンプの1MHzユニティゲイン帯域幅は、ほとんどの電源電圧制御ループに十分すぎるほどです。

図3: Type 2コントローラのボード線図



Type 2コントローラの周波数応答は、[図3](#)のボード線図として示しています。低周波数では、Type 2コントローラはPIコントローラに似ており、積分動作により 0° に極を持ち、比例動作により ω_z にゼロを持ちます。ただし、Type 2コントローラには、スイッチングリップルを軽減するために使用する ω_p の高周波極が含まれています。Type 2コントローラの伝達関数は次のように与えられます:

$$C(s) = k_p \left(\frac{1 + s\tau}{s\tau} \right) \left(\frac{1}{1 + sT} \right) \tag{2}$$

$$= k_p \frac{1 + s\tau}{s^2\tau T + s\tau} \tag{3}$$

図3からわかるように、Type 2のコントローラは、ゲイン A_p 、ゼロ周波数 ω_z 、極周波数 ω_p の3つのパラメータによって特徴付けられます。これらのパラメータは、次のように伝達関数の項を計算するために使用します。

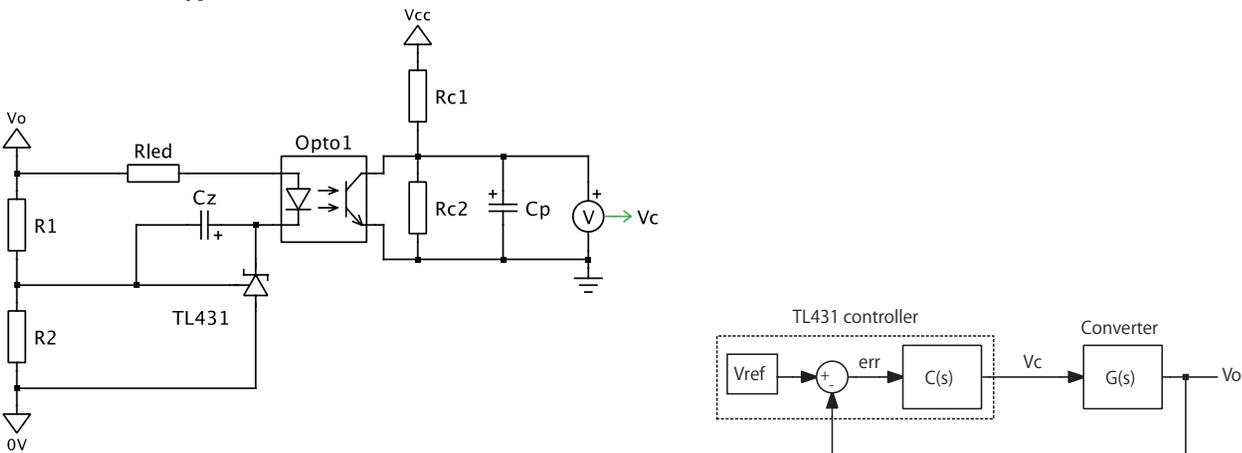
$$k_p = 10^{\frac{4v}{20}} \tag{4}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_z} \tag{5}$$

$$T = \frac{1}{\omega_p} \tag{6}$$

図4では、TL431がType 2コントローラとして構成されていることを示しています。図4(a)に示すコントローラ回路には、絶縁フィードバックを提供するフォトカプラが含まれています。制御電圧 V_c を生成するために、単一のプルアップ抵抗または R_{c1} 、 R_{c2} で構成する抵抗分割器を使用します。抵抗分圧器を使用すると、 V_c の最大制限を設定できるため、起動電流を制限するのに役立ちます。等価小信号コレクタ抵抗 R_c は $R_{c1} || R_{c2}$ に相当します。

図4: TL431を絶縁型Type 2コントローラとして構成



(a) フィードバックループ絶縁用フォトカプラを備えたコントローラ回路

(b) システムブロックダイアグラム

システム全体のブロック図図4(b)に示します。TL431の制御回路には、Type 2コントローラ $C(s)$ に加えて、基準電圧源と加算器が含まれていることがわかります。

TL431ベースのType 2制御回路では、比例ゲインは次のように表されます:

$$k_p = CTR \frac{R_c}{R_{led}} \tag{7}$$

ここで、 CTR はフォトカプラの電流伝達率、 R_c は R_{c1} と R_{c2} の並列組み合わせから形成される有効な小信号コレクタ抵抗です。プルダウン抵抗 R_{c2} はオプションです。これが含まれている場合、ピーク制御電圧が制限され、ひいてはピークMOSFET電流が制限されます。

低周波極はコンポーネント R_1 、 C_1 によって設定されます:

$$\omega_z = \frac{1}{R_1 C_1} \tag{8}$$

高周波極は、コンポーネント R_c 、 C_p によって設定されます:

$$\omega_p = \frac{1}{R_c C_p} \tag{9}$$

C_p はフォトカプラの出力容量である C_{opto} よりもはるかに大きいと想定されます。

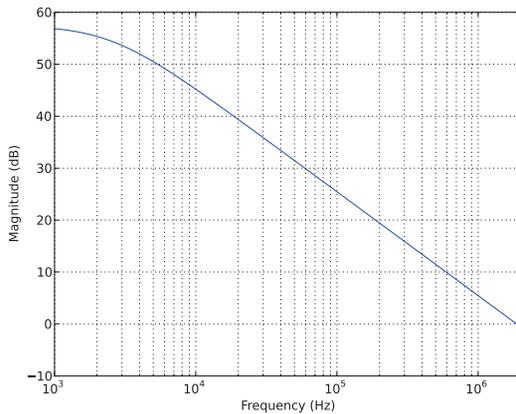
3 ICのモデリング

フライバックコンバータモデルには、TL431基準電圧源、UCC38C4x電流モードコントローラ、およびフォトカプラの3つのICが含まれています。これらを簡略化された動作モデルを使用してPLECSでモデリングします。

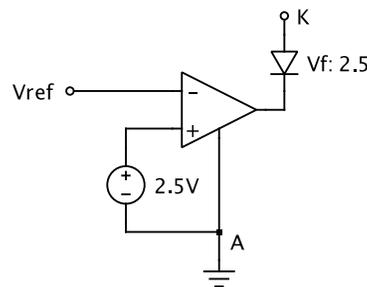
3.1 TL431モデル

実際のTL431にはエラーアンプと2.5Vの基準電圧源が含まれています[1]。TL431のPLECSモデルを図5に示します。小信号電圧ゲインは、Open-loop gainが750(57.5dB)、Cutoff frequencyが2.5e3(2.5kHz)の1次ローパスフィルタを使用して近似されます。エラーアンプの小信号電圧ゲインのボード線図を図5(a)に示します。ユニティゲイン周波数は約2MHzであることがわかります。

図5: TL431モデル



(a)小信号電圧ゲイン



(b)PLECSに実装

実際のTL431コンポーネントは真の1次特性を持っていないため、ユニティゲイン周波数は1MHzであることに注意してください。ただし、制御システムのカットオフ周波数はTL431のユニティゲイン周波数よりも約3桁低いため、この違いはシステムモデルにほとんど影響を与えません。

TL431のカソード電流対電圧特性は、生成可能な最小カソード電圧が基準電圧と等しいため、オフセットは2.5Vです。PLECSでは、図5(b)に示すようにダイオード(理想モデル)を使用してカソードオフセット電圧をモデリングします。理想ダイオードを使用しているため、電流がゼロの場合でもオフセット電圧は2.5Vになります。実際のTL431では、カソード電流が1mAでない限り、カソードオフセット電圧が2.5Vになることは保証されません。したがって、モデルの妥当性を確保するには、TL431に適切なバイアスを与える必要があります。

3.2 UCC38C4x電流モード制御ICモデル

電流コントローラのモデルは、電流モードPWMコントローラICのUCC38C4xシリーズ[2]に基づいています。内部的には、UCC38C4x変調器は、ピーク電流モードコントローラ、発振器、エラー アンプ、基準電圧発生器、低電圧ロックアウト ロジック、電流オフセットおよびスケール回路で構成されています。UCC38C4xの簡略化された動作モデルを図6に示します。

図6: UCC38C4x電流モード制御ICのPLECSモデル

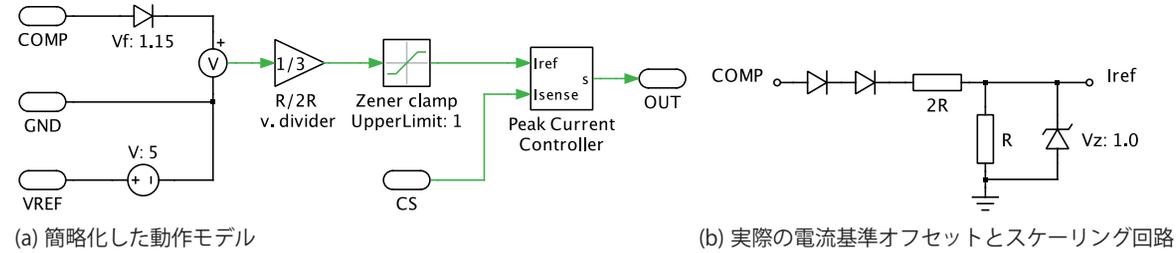


図6(a)に示すように、簡略化された動作モデルには、制御回路とコンバータの動作に直接影響を与える機能のみが含まれています。これらの機能は、ピーク電流モードコントローラ、電流オフセットとスケール回路、5V基準電圧です。オンボードのエラーアンプは、制御電圧が外部のType 2制御回路によって供給されるため、モデリングされていません。

ピーク電流コントローラのCOMPピンと I_{ref} 入力間にある実際の電流基準オフセットとスケール回路を図6(b)に示します。電流検出回路は、1.15Vの電圧降下と抵抗性分圧器で構成されています。したがって、MOSFETのピーク電流は次のように表されます:

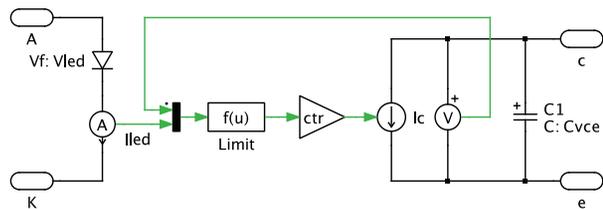
$$I_{sw} = \frac{\max(V_c - 1.15, 0)}{3R_s} \tag{10}$$

ここで、 R_s はMOSFETと直列に接続された電流検出抵抗です。

3.3 フォトカプラモデル

フォトカプラは、図7に示すように、電流源(可変)を使用してモデル化されます。線形動作領域では、コレクタ電流は $I_c = CTR \cdot I_{led}$ で表されます。飽和領域では、コレクタ電圧が負になるのを防ぐために CTR に制限が課せられます。代数ループの形成を防ぐために、コレクタ-エミッタ間の容量を表す小さなキャパシタがモデルに含まれています。

図7: PLECSのフォトカプラモデル



PLECSのフォトカプラモデルでは、簡潔にするために CTR は一定だと仮定していることに注意してください。実際のフォトカプラでは、 CTR はLEDの順電流、温度、使用年数、さらには異なる製造バッチ間でも変化します。したがって、制御回路は、 CTR の予想される最低値と最高値に合わせて設計し、テストする必要があります。

4 コントローラーの設計

4.1 コンバータの開ループ伝達関数

設計プロセスの最初のステップは、コンバータの開ループ伝達関数を取得することです。次に、電圧コントローラは、システムの開ループ応答が指定された帯域幅を満たすように設計します。

開ループシステムの伝達関数 $G(s)=\frac{V_o(s)}{V_c(s)}$ は、制御信号 V_c に外乱信号を追加し、出力電圧 V_o の応答を測定することで求められます。PLECSでは、開ループ伝達関数の計算に、AC周波数解析ツールとインパルス応答解析ツールの2つを使用することができます。インパルス応答解析ツールは、一連の正弦波外乱ではなく単一のインパルス外乱を適用するため、開ループ伝達関数を計算するためのAC周波数解析ツールよりもはるかに高速です。

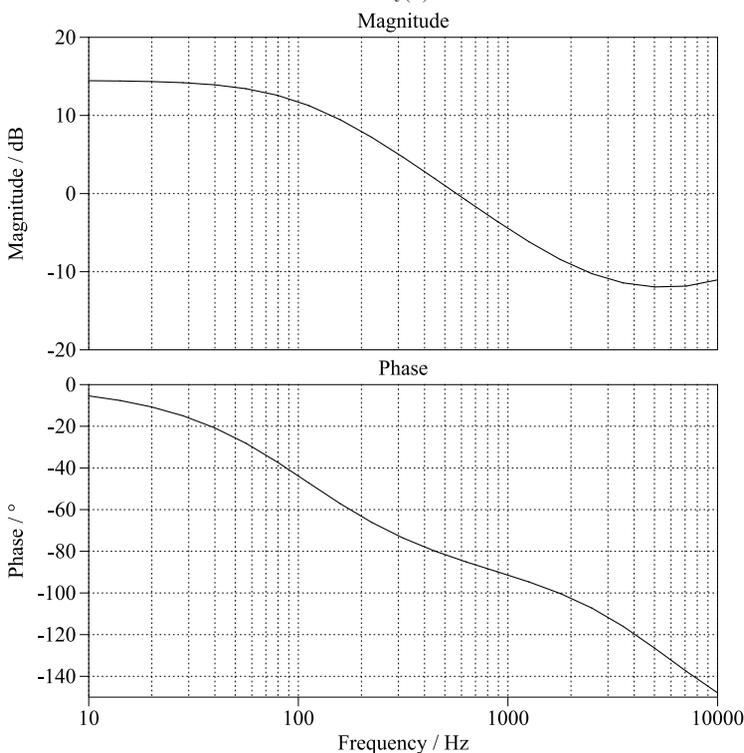
インパルス応答解析を実行する前に、定常動作点を摂動することによって小信号解析が実行されるため、公称負荷で5Vの出力電圧を生成するために必要な制御電圧を見つける必要があります。定格制御電圧は、目的の出力電圧が得られるまで開ループシミュレーションモデルで制御電圧を調整することで簡単に決定できます。

定格負荷が最小負荷条件であると仮定し、±12V巻線に15Ωの抵抗、5V巻線に1Ωの抵抗がある場合、制御電圧は1.96Vであることがわかります。最小および最大負荷条件の制御電圧を表1に示します。制御電圧をこの値に設定してインパルス応答解析を実行すると、図8に示すボード線図が生成されます。電流制御コンバータは、最大1kHzの1次特性を示すことがわかります。

表1: 5Vを生成するために必要な定格制御電圧

負荷抵抗(±12V巻線)	V_c
15 Ω	1.96
7.5 Ω	2.22

図8: 開ループコンバータの伝達関数 $G(s)=\frac{V_o(s)}{V_c(s)}$ のボード線図



注意

インパルス応答解析ツールを構成するには、小信号外乱コンポーネントを制御電圧信号の定数と直列に配置する必要があります。小信号応答コンポーネントも出力電圧に接続する必要があります。基本設定パラメータでは、システム周期を $1/f_s$ (f_s はスイッチング周波数)に設定する必要があります。インパルス応答解析を実行する前に定常解析が収束するのを助けるために、基本設定パラメータにいくつかの初期化周期を入力する必要があります。インパルス応答解析を実行したら、ボード線図をcsvファイルに保存して、その後の閉ループゲインの計算に役立てます。

4.2 コントローラの仕様

Type 2コントローラのコントローラ仕様は、 k_p, f_z, f_p で指定できます。これらの仕様と開ループコンバータのボード線図を使用して、Type 2の伝達関数を計算し、コントローラを設計することができます。このセクションで示すコントローラ設計は、考えられる唯一の設計ソリューションではありません。これは、高速な過渡応答と安定した閉ループシステムを提供する1つの設計にすぎません。

比例ゲイン k_p は、閉ループシステムのカットオフ周波数を特定の値に設定するためにType 2コントローラが提供しなければならない中帯域電圧ゲインを計算することによって決定されます。カットオフ周波数 f_c は、電圧の変動に対して高速応答するために800Hzに選択されます。また、 k_p は、セクション4.5で説明する最小ゲイン基準を満たすこともできます。

図8の振幅プロットから、振幅応答を0dBまたはユニティゲインにするためには、コントローラが f_c で3dBのゲインを提供する必要があります。式(4)を用いると、 k_p は1.4と計算されます。

ゼロ周波数 f_z は、コンバータの低周波極をキャンセルするために100Hzに選択されます。コントローラの極周波数 f_p は、スイッチングリップルを適切に減衰させるために5kHzに選択されます。

4.3 コントローラの設計

- 1 制御回路を設計する最初のステップは、基準電圧を5Vに設定することです。式(1)を使用し、抵抗分圧器のバイアス電流を0.25mAにすると、抵抗 R_1 と R_2 は10k Ω と計算されます。
- 2 TL431は、規定の基準電圧2.5V[1] を供給するために、最小バイアス電流が1mAである必要があります。抵抗器 R_{led} は、TL431に2mAの最大バイアス電流 $I_{led\ max}$ を供給するように計算されます。最大バイアス電流は、TL431のカソード-アノード電圧 V_k が最小値の2.5Vのときに発生します。これにより、 R_{led} を次のように計算できます：

$$R_{led} = \frac{V_o - V_{led} - V_{k\ min}}{I_k} = 725\ \Omega \quad (11)$$

- 3 式(7)を使用して、小信号コレクタ抵抗 R_c を計算し、必要な k_p を達成します：

$$R_c = \frac{k_p R_{led}}{CTR} = 812\ \Omega \quad (12)$$

R_c は800 Ω に選択され、 $R_{c1} = R_{c2} = 1600\ \Omega$ を設定することで実装されます。UCC38C4xの V_{ref} は5Vであるため、式(10)に従って、ピーク制御電圧は2.5Vに制限され、ピークMOSFET電流は0.9Aに制限されます。

- 4 C_z は式(8)から計算し、ゼロ周波数 f_z を設定します：

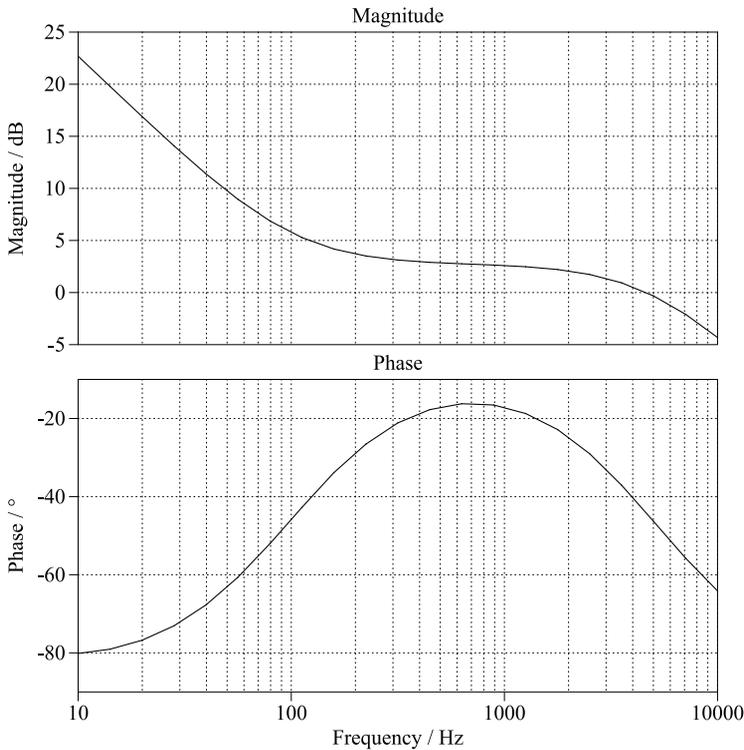
$$C_z = \frac{1}{2\pi f_z R_1} = 159\ nF \quad (13)$$

5 C_p は式(9)から計算し、極周波数 f_p を設定します:

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_p R_c} = 40 \text{ nF} \quad (14)$$

6 コントローラ的设计を検証するために、コントローラの開ループモデルでAC周波数解析を実行します。結果のボード線図を図9に示します。周波数応答は、セクション4.6で説明しているように、閉ループゲインを計算するためにcsvファイルに保存します。

図9: Type 2コントローラの周波数応答



4.4 コントローラのバイアスを検証

セクション4.3に示す設計手順では、Type 2コントローラのパラメータ k_p 、 f_z 、 f_p が正しく設定されていますが、Type 2制御回路のバイアス電流をチェックして、必要な最小制御電圧を生成し、TL431に十分なカソード電流が流れることを確認する必要があります。図4(a)に示す回路では、バイアス電流 I_{led} と I_c は、部品 R_{led} 、 R_{c1} 、 R_{c2} によって設定されます。

最小負荷では、十分なコレクタ電流がフォトカプラを流れ、 V_{ce} を $V_{c\ min}$ (1.96Vと測定された)まで引き下げる必要があります。フォトカプラLEDに最大電流が流れるとピークコレクタ電流が生成され、TL431が最小出力電圧の2.5Vを供給すると最大LED電流が誘導されます。セクション4.3のステップ2では、TL431の最小出力電圧でのLED電流が2mAに設定されました。したがって、 $V_{c\ min}$ を生成するために必要なLED電流が2mA未満であれば、最小制御電圧の要件を満たすことができます。

$$I_{led} = \frac{V_{ref} - 2V_{c\ min}}{2R_c CTR} = 0.14 \text{ mA} \quad (15)$$

したがって、最小の制御電圧を生成できます。必要なLED電流が $I_{led\ max}$ より大きい場合、TL431のカソード電圧を2.5V未満に下げる必要がありますが、これは不可能です。

I_{led} に相当するTL431のカソード電流も検証する必要があります。2.5Vの基準電圧を生成するためには、カソード電流を少なくとも1mAにする必要があります。制御電圧が最大値のとき、最大負荷で最小のカソード電流が流れます。 $V_{c,max} = 2.22$ Vを式(15)に代入すると、最小LED電流が満たされていないことがわかります。したがって、カソード電流に追加のバイアス電流を追加する必要があります。これは、 V_o とTL431のカソード間か、フォトカプラのLEDの両端に直接抵抗器を接続することで実現できます。フォトカプラLEDの両端に接続された1k Ω の抵抗により、TL431にはさらに1mAのカソードバイアス電流が供給されます。このバイアス抵抗は、理想的なカソード電流対電圧特性であるため、TL431モデルの機能を変更することはありません。しかしながら、実際の回路ではこれを見捨てるべきではありません。

4.5 最小ゲイン基準

最小ゲイン基準が存在するのは、 R_c/R_{led} の比率が小さい場合、 V_c を $V_{c,min}$ に引き下げるためには I_{led} が非常に大きくなければならないためです。最小ゲイン基準は抵抗値とは無関係ですが、 k_p と R_c/R_{led} の比率に依存します。

最小ゲイン基準は次のとおりです：

$$k_p \geq 0.5 \frac{V_{cc} - V_{c,min}}{V_o - V_{led} - 2.5} \quad (16)$$

$R_{c1} = R_{c2}$ と仮定します。プルダウン抵抗 R_{c2} を使用しない場合、スケール係数0.5は省略されます。 $V_{cc} = V_o = 5$ V、 $V_{c,min} = 1.96$ Vの場合、 k_p の最小ゲイン基準は1.05、つまり0.44dBです。図8を参照すると、これにより最小閉ループ帯域幅が約600Hzに制限されていることがわかります。

4.6 ループゲインの計算

TL431コントローラは、図4(b)に示すように、コンバータ $G(s)$ と直列に接続されているカスケードコントローラ $C(s)$ として機能します。システムの閉ループ伝達関数は、次のように与えられます：

$$H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (17)$$

分母の式 $1 + C(s)G(s)$ は、固有方程式として知られています。この項がゼロの場合、閉ループ応答は不安定になります。したがって、安定性の要件は：

$$C(s)G(s) \gg -1 \quad (18)$$

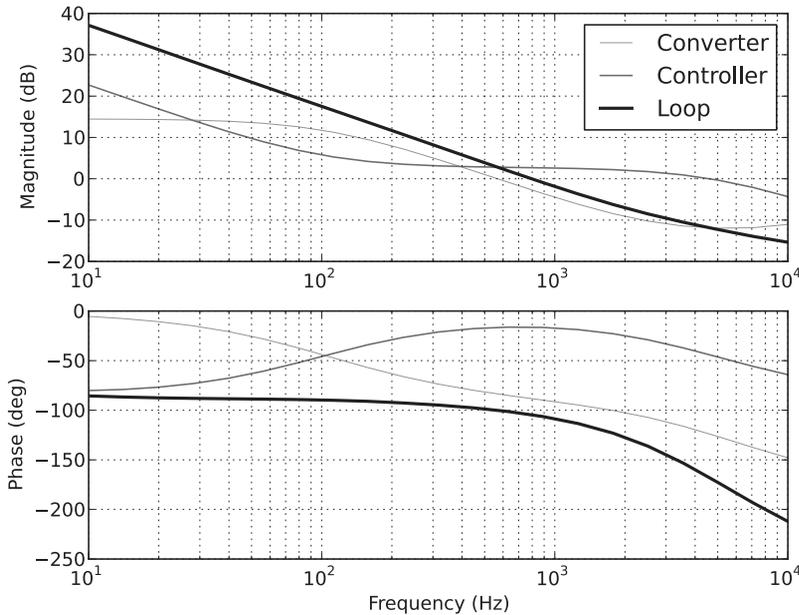
これはナイキスト安定判別法として知られています。コンバータとコントローラの周波数応答の積である $C(s)G(s)$ は、ループゲインと呼ばれます。ループゲインと不安定な-1ポイント間の距離は、閉ループシステムの安定性の尺度として使用します。

閉ループの安定性は、ゲインと位相マージンの観点からループゲイン応答から測定されます。ゲインマージンは、ループゲイン位相が-180°である周波数における振幅応答と0dBの差です。位相マージンは、ループゲイン振幅応答が0dBとなる周波数における位相応答と-180°の差です。通常、安定した周波数応答を実現するには、位相マージンが45°以上、ゲインマージンが10dB以上である必要があります。

ループゲインは、csvファイルに保存されているコンバータとコントローラの振幅と位相の応答を加算することで計算できます。ループゲインを計算するためのMatlab関数とPython関数の例は、添付ファイルを参照してください。

計算した電圧制御ループのループゲインを図10に示します。カットオフ周波数は、設計値の800Hzと等しいことがわかります。ゲインマージンは13dB、位相マージンは70°で、システムが安定していることを示しています。

図10: フライバックコンバータの電圧制御ループのループゲイン



ループゲインは、AC周波数解析を使用して決定することもできます。添付ファイルには、この手法を示すためのサンプルファイルが付属しています。ループゲインスイープを高速化するには、シミュレーション -> シミュレーション・パラメータ -> 初期化から最終動作点を保存する必要があります。これにより、各AC周波数解析の開始時に実行される定常解析の収束速度が高速化されます。

5 まとめ

TL431は、絶縁型コンバータ制御アプリケーションでアナログコントローラとしても機能する、一般的に使用される電圧発生器です。制御機能と電圧基準発生器を組み合わせることで、低コストのコントローラ実装が可能になります。TL431ベースのType 2コントローラの最小ゲイン制限により、閉ループシステムの最小カットオフ周波数が制限されます。

本稿では、フライバックコンバータ用のType 2コントローラの設計と実装について紹介しました。TL431、フォトカプラ、電流モード制御ICの動作モデルはPLECSで作成しました。PLECSに内蔵されている小信号ツールに基づくType 2電圧制御回路の設計手順を紹介しました。インパルス応答解析ツールを使用してコンバータの開ループ周波数応答を計算し、AC周波数解析ツールを使用してコントローラの開ループ周波数応答を計算しました。ループゲインを予測するために周波数応答を追加しました。ループゲインからゲインマージンと位相マージンを測定し、閉ループシステムの安定性を予測しました。

6 参考文献

- [1] “TL431 programmable shunt regulator,” www.fairchildsemi.com.
- [2] “UCC38C4x BiCMOS low power current-mode PWM controller,” www.ti.com.

7 付録

A シミュレーションファイル - PLECS Standalone

- *Flyback_openloop_resp.plecs*: インパルス応答解析ツールを使用して、電流制御コンバータの開ループ周波数応答を取得するモデル。結果は手動でcsvファイルに保存する必要があります。
- *TL431_controller_sweep.plecs*: AC周波数解析ツールを使用してType 2コントローラの周波数応答を取得するモデル。結果は手動でcsvファイルに保存する必要があります。
- *bodeadd_csv.m*: コンバータとコントローラの周波数応答を加算して、MATLABでループゲインボード線図を計算します。これはcsvファイルに保存されます。
- *bodeadd_csv.py*: 上記の関数をPythonプログラミング言語で実装します。
- *Flyback_closedloop.plecs*: 過渡応答を検証するためのフライバックコンバータとコントローラの完全なモデル。このモデルでは、AC周波数解析ツールを使用して閉ループゲインを取得することもできます。

B シミュレーションファイル - PLECS Blockset

- *Flyback_openloop_resp.mdl*: インパルス応答解析ツールを使用して、電流制御コンバータの開ループ周波数応答を取得するモデル。結果は構造体としてMATLABワークスペースに書き込まれます。
- *TL431_controller.mdl*: linmod関数を用いてType 2コントローラの伝達関数を計算するモデル。周波数応答の構造体が返されます。
- *bode_type2_controller.m*: Type 2制御回路のボード線図を計算するためのヘルパ関数。
- *plbode.m*: ボード線図を生成するためのヘルパ関数。
- *bodeadd.m*: MATLABワークスペースに構造体として保存されているコンバータとコントローラの周波数応答を追加して、ループゲインボード線図を計算します。
- *Flyback_closedloop.mdl*: 過渡応答を検証するためのフライバックコンバータとコントローラの完全なモデル。

改訂履歴:

12-11

初版

plexim

☎ +41 44 533 51 00

+41 44 533 51 01

✉ Plexim GmbH

Technoparkstrasse 1

8005 Zurich

Switzerland

@ info@plexim.com

<http://www.plexim.com>

Pleximへの連絡方法:

Phone

Fax

Mail

Email

Web

KESCO KEISOKU ENGINEERING SYSTEM

計測エンジニアリングシステム株式会社

<https://kesco.co.jp>

Application Examples

© 2002–2013 by Plexim GmbH

このマニュアルに記載されているソフトウェアPLECSは、ライセンス契約に基づいて提供されています。ソフトウェアは、ライセンス契約の条件の下でのみ使用またはコピーできます。Plexim GmbHの事前の書面による同意なしに、このマニュアルのいかなる部分も、いかなる形式でもコピーまたは複製することはできません。

PLECSはPlexim GmbHの登録商標です。MATLAB、Simulink、およびSimulink Coderは、The MathWorks, Inc.の登録商標です。その他の製品名またはブランド名は、それぞれの所有者の商標または登録商標です。