

アプリケーション・ノート : AN-1043

電流アンプによるBuck型DC-DCコンバータの安定化

Michael (Chongming) Qiao, Parviz Parto, Reza Amirani 著

目 次

1. 電流アンプの Buck 型コンバータへの導入	2
2. システムのループ・ゲイン	3
3. 補償回路設計の一般手順	3
4. タイプ II (PI) 補償回路の設計	4
4.1) PI 補償回路への導入	4
4.2) PI 補償回路の設計例	5
5. タイプ III (PID) 補償回路の設計	6
5.1) PID 補償回路への導入	6
5.2) PID 補償回路の設計 方法 A	7
5.3) PID 補償回路の設計例 方法 A	8
5.4) PID 補償回路の設計 方法 B	9
5.5) セラミック・コンデンサ及び PID 補償回路を用いた設計例 方法 B	11
6. 結 論	12

Buck型同期整流DC-DCコンバータは高効率であり、International RectifierではBuck型同期整流DC-DCコンバータ用に、IRU3037、IR3624、IR3628、IR3629、IR3637、IR3638などのPWM電圧モード・コントローラを開発しています。これらのコントローラの特徴の一つとして、電圧フィードバックの誤差増幅器に電流アンプ（相互コンダクタンス・アンプ）を使用している点をあげることができます。

電流アンプによるBuck型DC-DCコンバータの安定化

Buck型同期整流DC-DCコンバータは高効率なので、近年、低電力・低電圧DC-DCコンバータ用途で大きく注目されています。International Rectifier Inc.ではBuck型同期整流DC-DCコンバータ用にIRU3037、IR3624、IR3628、IR3629、IR3637、IR3638など、シングル/マルチフェーズのPWM電圧モード・コントローラの開発を行っています。

これらのコントローラの特徴の1つは、電圧フィードバック誤差増幅器に電流アンプを使用している点にあります。電流アンプは理論上、等価電圧制御された電流のソースとなります。これは入力電圧の差を特定のゲインで乗じ、出力ノードに電流を発生させます。高い出力インピーダンスを実現し、ほとんどの出力補償に対して安定しています。電流アンプは、出力短絡保護回路と内部補償が不要なので、ダイの小型化と設計の簡素化が実現されます。

このアプリケーション・ノートでは、電流アンプによるBuckコンバータの安定化の方法を説明します。この設計の狙いは、広帯域幅（高いゼロクロス周波数）と十分な位相マージンを持った、ループゲイン機能を提供することにあります。その結果として、高速な負荷応答と、良好な定常状態出力が達成されます。

1. 電流アンプのBuck型コンバータへの導入

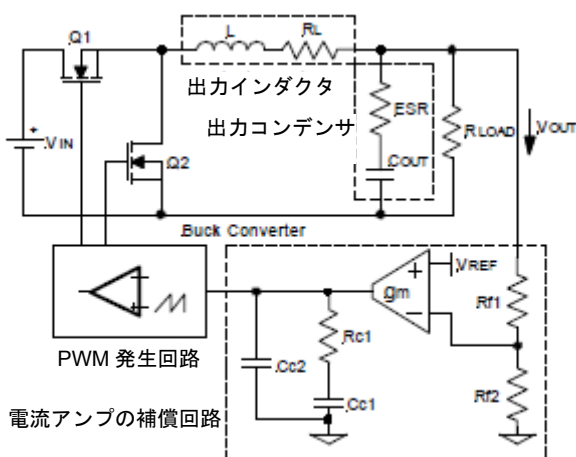


図1. 電流アンプによるBuck型コンバータの概略図

図1には電流アンプを持ったBuck型同期整流DC-DCコンバータの概略図を示します。ここでRLは

出カインダクタの直流抵抗、ESRは出力コンデンサの等価直列抵抗です。これは3つの部分で構成され、出カインダクタとコンデンサを含むBuck型同期整流DC-DCコンバータ、IRU3037のようなコントローラによるPWM発生回路や電流アンプのような基本機能ブロック、抵抗とコンデンサは電流アンプとともにシステムを安定させるための補償回路の役割を果たします。制御システムの観点から見た3つのブロックを図2に示します。

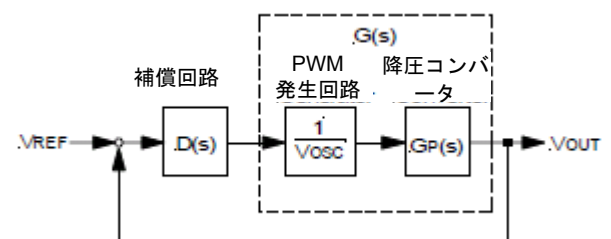


図2. 電流アンプによるBuck型コンバータの制御図

PWM発生回路の伝達関数は、基本的には $1/V_{OSC}$ であり、ここで V_{OSC} はデータシートに記される発振器の振幅電圧です。Buck型コンバータの伝達関数は次のように簡素化することができます：

$$G_P(s) = \frac{1 + ESR \times C_{OUT} \times s}{1 + s \times \left(\frac{L}{R_{Load}} + ESR \times C_{OUT} \right) + s^2 \times L \times C_{OUT}} \times V_{IN} \quad \text{--- (1)}$$

(s) は、伝達関数が周波数の関数として変化することを示すものです。

また、PWM発生回路とBuck型コンバータの伝達関数を複合して簡素化することができます。これによりBuck型コンバータのパワー段が得られ、次のように表現されます：

$$G(s) = G_P(s) \times \frac{1}{V_{OSC}} \quad \text{--- (2)}$$

パワー段の伝達関数は基本的に2次系であり、このボード線図を図3に示します。出力LCフィルタの共振により、ポールと-40dB/dec (-12dB/oct) のゲイン傾斜（図3参照）が作り出されます。LCフィルタの共振周波数は次のように表されます：

$$F_{PO} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C_{OUT}}} \quad \text{--- (3)}$$

出力コンデンサのESRとキャパシタンスがシステムにゼロを1つ導入します。このゼロは次のように表されます：

$$F_{ZO} = \frac{1}{2 \times \pi \times ESR \times C_{OUT}} \quad \text{--- (4)}$$

ここで F_{ZO} は特性パラメータであり、選択されるコンデンサの特徴に依存します。電解コンデンサの場合、通常、 F_{ZO} は数kHzの範囲となります。

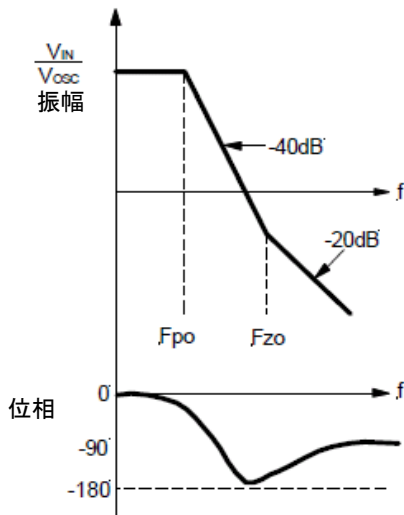


図3. Buck型コンバータのパワー段のボード線図

2. システムのループゲイン

システムのループゲインは、クローズド・ループに沿った伝達関数の結果として定義されます。図2から、ループゲインは次のように定義されます：

$$H(s) = D(s) \times \frac{1}{V_{OSC}} \times G_p(s) = D(s) \times G(s) \quad \text{--- (5)}$$

希望するループゲインとパワー段のボード線図を図4に示します。ここで F_o は、ループゲインが1 (0dB)になる周波数で定義されるゼロクロス周波数です。一般的に F_o は、スイッチング周波数の1/10~1/5の範囲で選択することができます。 F_o はダイナミック負荷応答の速さを決定するもので、 F_o が高いほどダイナミック負荷応答が高速となります。 F_o 近辺のループゲインの傾斜率は、システムの安定性を確保するためには-20dB/dec (-6dB/oct) とする必要があります。位相マージンを図4に示します。通常、安定したシステムを実現するには、 F_o での位相マージンを45°以上にします。

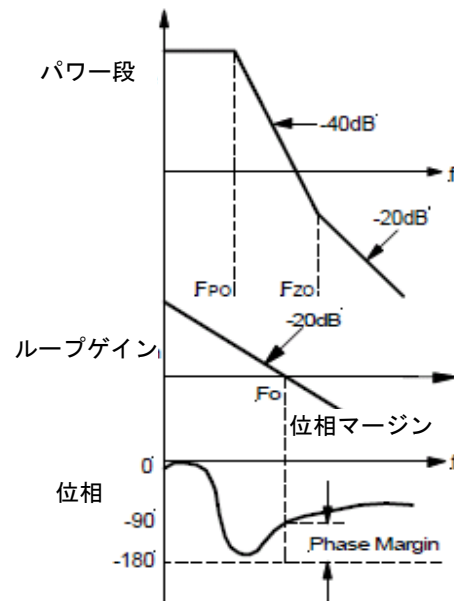


図4. 希望ループゲインによるボード線図

3. 補償回路設計の一般手順

十分に高いゼロクロス周波数と適切な位相マージンを持った希望のループゲインを実現するには、補償回路を設計する必要があります。その一般的な手順を以下に示します：

手順1：入出力電圧などのシステム・パラメータを集め、スイッチング周波数を決定します。

手順2：パワー段のポールとゼロを決定します。

手順3：ゼロクロス周波数と補償の種類を決定します。補償の種類は、表1に示すゼロクロス周波数の位置及び出力コンデンサの特徴によって決定されます。

補償回路の種類	ゼロクロス周波数の位置	一般的な出力コンデンサ
タイプII (PI)	$F_{PO} < F_{ZO} < F_o < f_s/2$	電解、タンタル
タイプIII (PID) 方法A	$F_{PO} < F_o < F_{ZO} < f_s/2$	タンタル、セラミック
タイプIII (PID) 方法B	$F_{PO} < F_o < f_s/2 < F_{ZO}$	セラミック

表1. 補償の種類とゼロクロス周波数の位置

手順4：選択した補償回路のゼロとポールの希望位置を決定します。

手順5：選択した補償回路の実際のパラメータ（抵抗とコンデンサ）を計算します。抵抗とコンデンサは、計算値に極力近くなるように標準カタログから選択します。

4. タイプII (PI)補償回路の設計

4.1) PI補償回路への導入

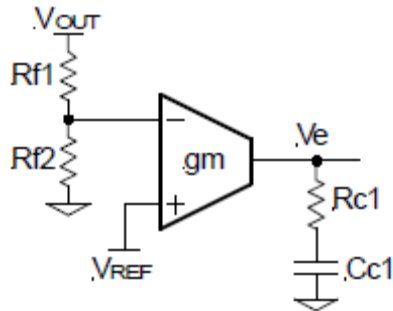


図5. PI補償回路の構成

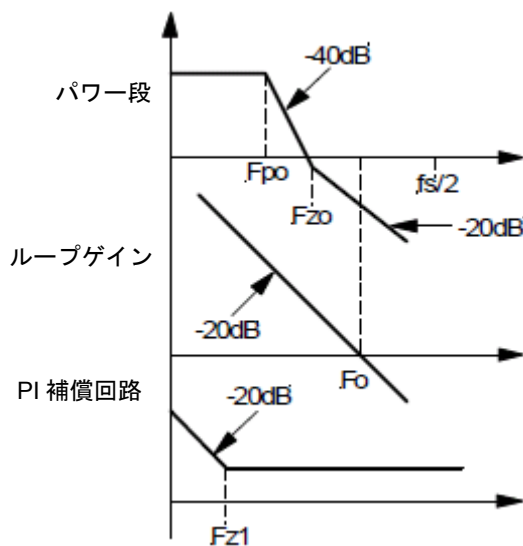


図6. Buck型コンバータのパワー段、ループゲイン、PI補償回路のボード線図

低コストなので出力コンデンサに電解コンデンサが使用されるケースが多く、ESR (F_{z0})により発生するゼロは数kHzです。スイッチング周波数が数百kHzである場合、ゼロクロス周波数 F_0 はスイッチング周波数の1/10程度に設定され、 F_0 は次のような位置となります：

$$F_{po} < F_{z0} < F_0 < fs/2$$

図5に示すPI補償回路を使用することができます。全体として、パワー段、希望ループゲイン、PI補償回路のボード線図を図6に示しました。

PI補償回路は下記の位置に1つのゼロを持ちます：

$$F_{z1} = \frac{1}{2\pi \times R_{c1} \times C_{c1}} \quad \text{--- (6)}$$

抵抗 R_{f1} と R_{f2} は、出力電圧を決定するために使用します。出力電圧は次のようになります：

$$\frac{V_{REF}}{V_{OUT}} = \frac{R_{f2}}{R_{f1} + R_{f2}} \quad \text{--- (7)}$$

分圧抵抗による出力電圧は、誤差増幅器のピンに直接接続することができます。

$$V_{OUT} = V_{REF}$$

抵抗 R_{c1} はゼロクロス周波数 F_0 を決定します。

これは次のように計算することができます：

$$R_{c1} = \frac{2\pi \times F_0 \times L \times V_{OSC}}{ESR \times V_{IN} \times gm} \times \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_{f2}}$$

上記式を式(7)と複合すると、次のようになります：

$$R_{c1} = \frac{2\pi \times F_0 \times L \times V_{OSC}}{ESR \times V_{IN} \times gm} \times \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} \quad \text{--- (8)}$$

PI補償回路のゼロ F_{z1} を F_{po} の75%に設定します：

$$F_{z1} = \frac{1}{2\pi \times R_{c1} \times C_{c1}} = 0.75 \times F_{po} \quad \text{--- (9)}$$

補償コンデンサ C_{c1} は次のように計算されます：

$$C_{c1} = \frac{1}{0.75 \times 2\pi \times F_{po} \times R_{c1}} = \frac{\sqrt{L \times C_{OUT}}}{0.75 \times R_{c1}} \quad \text{--- (10)}$$

実際は、図7に示すようにRCネットワークと並列にコンデンサ C_{c2} が追加されることもあります。

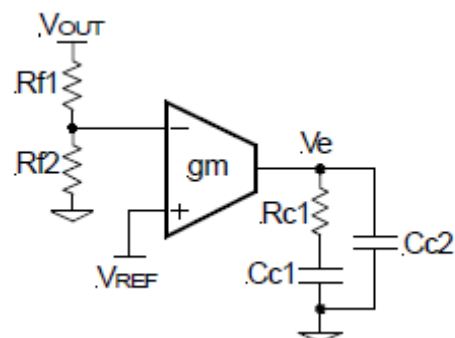


図7. ポールが1つ追加されたPI補償回路

追加されたコンデンサ C_{c2} の第2のポール F_{p2} は、次のようになります：

$$F_{P2} = \frac{1}{2\pi \times R_{C1} \times \frac{C_{C1} \times C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}}} \quad \text{--- (11)}$$

このポール F_{p2} をスイッチング周波数 f_s の半分に設定すると、コンデンサ C_{c2} が得られます：

$$F_{P2} = \frac{f_s}{2}$$

$$C_{C2} = \frac{1}{\pi \times R_{C1} \times f_s - \frac{1}{C_{C1}}} = \frac{1}{\pi \times R_{C1} \times f_s} \quad \text{--- (12)}$$

4.2) PI補償回路の設計例

IRU3037制御のBuck型コンバータの応用例を図8に示します。

手順1：入出力電圧などのシステム・パラメータを集め、スイッチング周波数を決定します。

入力電圧	5V
出力電圧	3.3V
出力電流	10A
スイッチング周波数	200kHz
出カインダクタ	3.3 μ H
出カコンデンサ	2200 μ F ESR=18m Ω
発振器の振幅ランプ電圧	$V_{OSC}=1.25V$
基準電圧	$V_{REF} = 1.25V$
相互コンダクタンスゲイン	$g_m=0.6mA/V$ or 0.6m mho

表2. IRU3037制御のBuck型コンバータのパラメータ

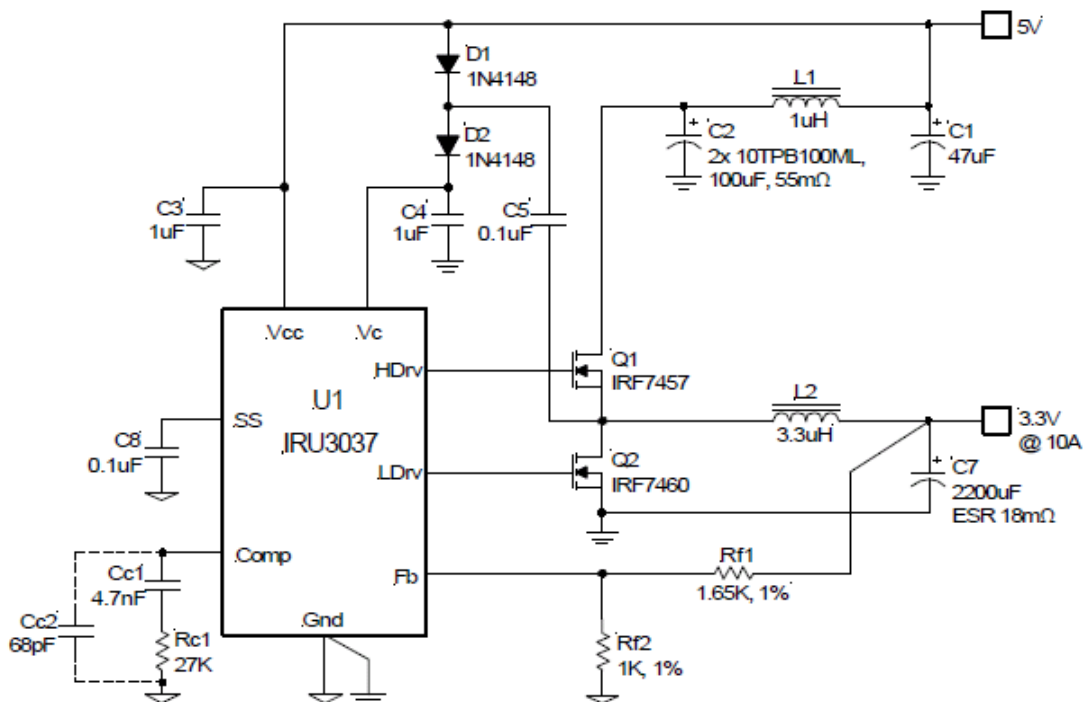


図8. PI補償回路を用いたIRU3037の応用例

手順2: パワー段のポールとゼロを決定します。出力インダクタLと出力コンデンサC_{out}により発生するポールF_{po}は次のように計算されます:

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L \times C_{OUT}}}$$

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{3.3\mu H \times 2200\mu F}} \cong 1.87kHz$$

出力コンデンサのESRにより発生するゼロF_{zo}は、次のように計算されます:

$$F_{ZO} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

$$F_{ZO} = \frac{1}{2\pi \times 18m\Omega \times 2200\mu F} \cong 4kHz$$

手順3: ゼロクロス周波数と補償の種類を決定します。希望のゼロクロス周波数F_oを選択します:

$$F_o = \frac{f_s}{5} \sim \frac{f_s}{10}$$

F_o = 20kHzを選択します。

F_{PO} < F_{ZO} < F_o < $\frac{f_s}{2}$ であることから、PI補償回路を選択します。

手順4: 選択した補償回路のゼロFz1とポールFp2の希望位置を決定します:

$$F_{Z1} = 0.75 \times F_{PO} = 0.75 \times 1.87kHz = 1.4kHz$$

追加のコンデンサCc2を選択する場合:

$$F_{P2} = \frac{f_s}{2} = 100kHz$$

手順5: 選択した補償回路の実際のパラメータ (抵抗とコンデンサ) を計算します。

式(8)からR_{c1}を計算します:

$$R_{C1} = \frac{2\pi \times F_o \times L \times V_{OCS}}{ESR \times V_{IN} \times g_m} \times \frac{V_o}{V_{REF}}$$

$$R_{C1} = \frac{2\pi \times 20kHz \times 3.3\mu H \times 1.25V}{18m\Omega \times 5V \times 0.6 \times 10^{-3}} \times \frac{3.3V}{1.25V}$$

$$= 25.3k\Omega$$

R_{C1} = 27kΩを選択します。

C_{c1}を以下で計算します:

$$C_{C1} = \frac{1}{0.75 \times 2\pi \times F_{PO} \times R_{C1}} = \frac{\sqrt{L \times C_{OUT}}}{0.75 \times R_{C1}}$$

$$C_{C1} = \frac{\sqrt{3.3\mu H \times 2200\mu F}}{0.75 \times 27k\Omega} = 4.2nF$$

C_{c1} = 4.7nF (4,700pF) を選択します。

(任意) 式(12) により第2のコンデンサC_{c2}を計算することができます:

$$C_{C2} = \frac{1}{\pi \times R_{C1} \times f_s} = \frac{1}{\pi \times 27k\Omega \times 200k} = 59pF$$

C_{C2} = 68pFを選択します。

抵抗R_{f1}とR_{f2}を計算します。抵抗R_{f2}が合理的な値となるように選択します。例えばノイズ低減の観点から、R_{f2} = 1kΩ, 1%を選択します。

$$R_{f1} = \frac{V_o - V_{REF}}{V_{REF}} \times R_{f2} = \frac{3.3V - 1.25V}{1.25V} \times 1k\Omega = 1.64k\Omega$$

R_{f1} = 1.64kΩ, 1%を選択します。

5. タイプIII (PID)補償回路の設計

5.1) PID補償回路への導入

PI補償回路では、安定性を確保するのに十分なESRを持つ出力コンデンサを想定します。出力コンデンサがセラミック・コンデンサの場合、ESRによるゼロは希望するゼロクロス周波数よりも大幅に高くなるので、図9に示すようなタイプIII (PID)補償を検討します。PID補償ネットワークのボード線図を図10に示します。

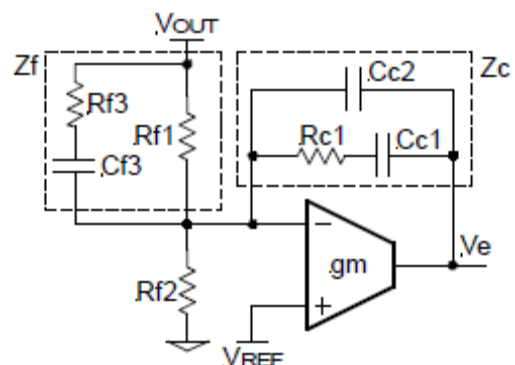


図9. PID補償ネットワーク

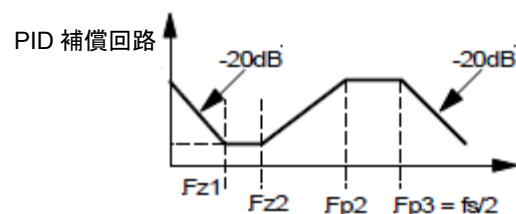


図10. PID補償回路のボード線図

PID補償回路の伝達関数は次のようになります：

$$\frac{V_e}{V_{OUT}} = \frac{1 - g_m * Z_C}{1 + g_m * Z_f + Z_f / R_{f2}} \quad \text{--- (13)}$$

誤差増幅器のゲインは、下記条件の下では相互コンダクタンス g_m とは独立しています：

$$g_m * z_f \gg 1 + \frac{Z_f}{R_{f2}} \quad \text{及び} \quad g_m * Z_C \gg 1$$

したがって次のようになります：

$$\frac{V_e}{V_{OUT}} = \frac{Z_C}{Z_f}$$

図9に従って Z_C と Z_f を置き替えると、伝達関数は次のように表現されます：

$$D(s) = \frac{1}{s * R_{f1} * (C_{C1} + C_{C2})} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2\pi * F_{z1}}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi * F_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2\pi * F_{p2}}\right) \left(1 + \frac{s}{2\pi * F_{p3}}\right)} \quad \text{--- (14)}$$

補償回路は2つのゼロと3つのポールを持ちます。

$$F_{z1} = \frac{1}{2\pi * R_{C1} * C_{C1}} \quad \text{--- (15)}$$

$$F_{z2} = \frac{1}{2\pi * C_{f3} * (R_{f1} + R_{f3})} \quad \text{--- (16)}$$

$$F_{P1} = 0$$

$$F_{P2} = \frac{1}{2\pi * R_{f3} * C_{f3}} \quad \text{--- (17)}$$

$$F_{P3} = \frac{1}{2\pi * R_{C1} * \frac{C_{C1} * C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}}} \quad \text{--- (18)}$$

タイプIII補償回路は、希望のゼロクロス周波数と十分な位相マージンを確保するために、通常、 F_{z1} , F_{z2} , F_{P2} , F_{P3} の位置を選択することで設計されます。 $g_m * Z_C > 1$ の場合、式(13)の極性が変わり、 180° の位相シフトが起き、システムが不安定になります。したがって、 Z_C は慎重に選択する必要があります。検証の結果、下記の制約に従います：

$$R_{C1} \gg \frac{2}{g_m} \quad (\text{強制})$$

$$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} > \frac{1}{g_m} \quad (\text{望ましい}) \quad \text{--- (19)}$$

ここで $R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3}$ は、 R_{f1} , R_{f2} , R_{f3} の並列抵抗。

5.2) PID補償回路の設計 方法A

ESRによるゼロが、スイッチング周波数の半分に満たない場合、つまり $F_{PO} < F_o < F_{ZO} < f_s/2$ である場合、次の設計方法を用いることができます。

はじめに、PIDのゼロを出カインダクタとコンデンサにより発生する共振ポールの75%に設定します：

$$F_{Z1} = 75\% * F_{PO} \quad \text{--- (20)}$$

PIDの第2のゼロを、出カインダクタとコンデンサにより発生する共振ポールちょうどに設定します：

$$F_{Z2} = F_{PO} \quad \text{--- (21)}$$

PIDの第2ポールを出カコンデンサESRにより発生するゼロに設定します：

$$F_{P2} = F_{ZO} \quad \text{--- (22)}$$

PIDの第3ポールをスイッチング周波数の半分に設定します：

$$F_{P3} = f_s/2 \quad \text{--- (23)}$$

図11はパワー段と提案されるPID補償回路のボード線図です：

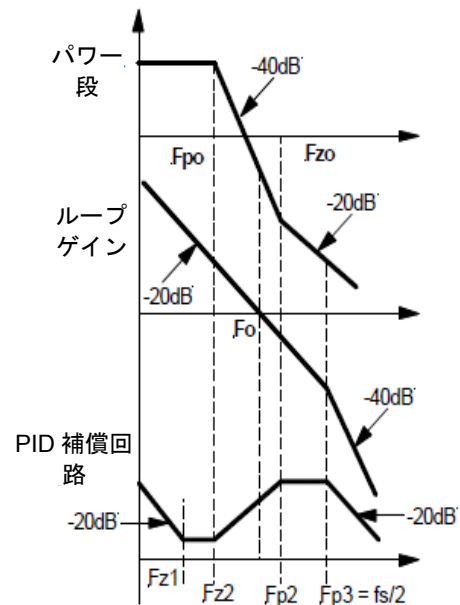


図11. Buck型コンバータのパワー段、希望ループゲイン、PID補償回路 方法Aのボード線図

ここから
ゼロクロス周波数の位置を基に C_{f3} を計算します：

$$C_{f3} = \frac{V_{OSC} * 2\pi * F_o * L * C_{OUT}}{V_{IN} * R_{C1}} \quad \text{--- (24)}$$

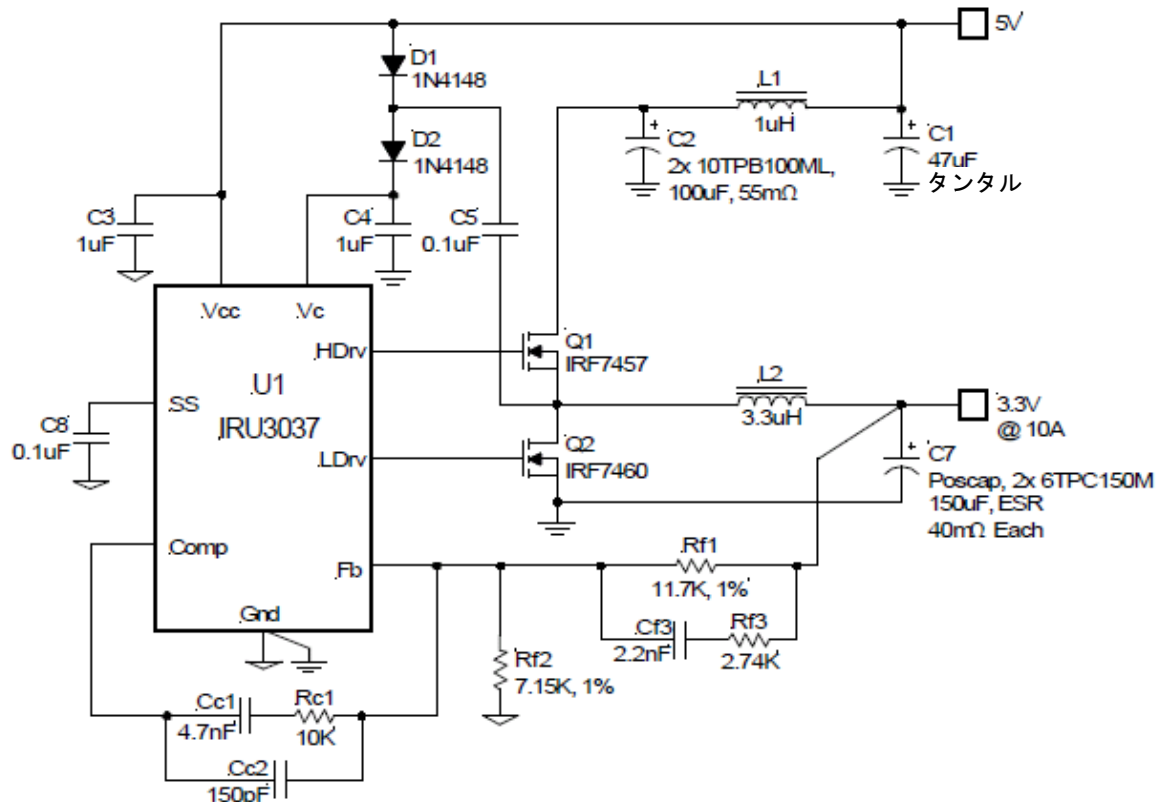


図12. PID補償回路 方法Aを用いたIRU3037制御のBuck型コンバータの例

5.3) PID補償回路の設計例 方法A

手順1: 入出力電圧など、図12に示すシステム・パラメータを集め、スイッチング周波数を決定します。セクション4.2との違いは出力コンデンサが変更された点のみです。出力コンデンサは 2 x 150 μ Fで、それぞれ40m Ω です。ESRの合計は:

$$ESR = 40\text{m}\Omega \div 2 = 20\text{m}\Omega$$

コンデンサ合計は:

$$C_{OUT} = 2 \times 150\mu\text{F} = 300\mu\text{F}$$

手順2: パワー段のポールとゼロを決定します。

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L} \times C_{OUT}}$$

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{3.3\mu\text{H}} \times 300\mu\text{F}} \cong 5\text{kHz}$$

ESRによるゼロ:

$$F_{ZO} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}} = \frac{1}{2\pi \times 20\text{m}\Omega \times 2 \times 150\mu\text{F}}$$

$$F_{ZO} = 26.5\text{kHz}$$

手順3: ゼロクロス周波数と補償の種類を決定します。希望のゼロクロス周波数を選択します。

$$F_o \leq \frac{f_s}{5} \sim \frac{f_s}{10}$$

$F_o=30\text{kHz}$ を選択し、 $F_{PO} < F_{ZO} < F_o < f_s/2$ となれば、セクション4.2のPI補償回路を選択することができます。

$F_o=15\text{kHz}$ 、 $F_{PO} < F_o < F_{ZO} < f_s/2$ と仮定すると、方法AのPID補償回路を選択します。

手順4: 選択した補償回路のゼロとポールの希望位置を決定します。次を選択します:

$$F_{Z1} = 0.75 \times F_{PO} = 3.75\text{kHz}$$

$$F_{Z2} = F_{PO} = 5\text{kHz}$$

$$F_{P2} = F_{ZO} = 26.5\text{kHz}$$

$$F_{P3} = \frac{f_s}{2} = \frac{200\text{kHz}}{2} = 100\text{kHz}$$

手順5：選択した補償回路の実際のパラメータ（抵抗とコンデンサ）を計算します。

$R_{C1} \gg \frac{2}{g_m}$ となるように R_{C1} を選択します。

$$\frac{2}{g_m} = \frac{2}{0.6m \text{ mho}} \cong 3.3k\Omega$$

$R_{C1}=10k\Omega$ を選択します。

$F_{Z1}=0.75 \times F_{P0}$ 、ならびに $F_{P3}=f_s/2$ と設定して C_{C1} と C_{C2} を計算します：

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \times F_{Z1} \times R_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 3.75kHz \times 10k\Omega} = 4.2nF$$

$C_{C1}=4.7nF(4,700pF)$ を選択します。

$$C_{C2} \cong \frac{1}{2\pi \times F_{P3} \times R_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 100kHz \times 10k\Omega} = 159pF$$

$C_{C2} = 150pF$ を選択します。

式(24)でコンデンサ C_{f3} を計算します：

$$C_{f3} = \frac{V_{OSC} \times 2\pi \times F_O \times L \times C_{OUT}}{V_{IN} \times R_{C1}}$$

$$C_{f3} = \frac{1.25V \times 2\pi \times 15kHz \times 3.3\mu H \times 300\mu F}{5V \times 10k\Omega} \cong 2.3nF$$

$C_{f3}=2.2nF(2,200pF)$ を選択します。

$F_{P2}=F_{Z0}$ 及び $F_{Z2}=F_{P0}$ を設定し、 R_{f3} と R_{f1} を計算します：

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \times C_{f3} \times F_{P2}} = \frac{1}{2\pi \times 2.2nF \times 26.5kHz} = 2.73k\Omega$$

$R_{f3}=2.74k\Omega$ を選択します。

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \times C_{f3} \times F_{Z2}} - R_{f3}$$

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \times 2.2nF \times 5kHz} - 2.74k\Omega = 11.7k\Omega$$

$R_{f1}=11.7k\Omega$ を選択します。

R_{f2} を計算します：

$$R_{f2} = \frac{V_{REF}}{V_{OUT} - V_{REF}} \times R_{f1}$$

$$R_{f2} = \frac{1.25V}{3.3V - 1.25V} \times 11.7k\Omega = 7.13k\Omega$$

$R_{f2}=7.15k\Omega$, 1% を選択します。

次を確認します：

$$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} = 11.7k\Omega \parallel 7.15k\Omega \parallel 2.74k\Omega$$

$$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} = 1.7k\Omega > 1/g_m = 1.6k\Omega$$

$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} < 1/g_m$ である場合、元に戻ってさらに大きい R_{C1} を選択します。

5.4) PID補償回路の設計 方法B

セラミック・コンデンサを選択した場合、コンデンサのESRによるゼロは、 $F_{Z0} > f_s/2$ のようなスイッチング周波数のオーダーとなり、方法Aの補償回路は適していません。補償計算は、リードラグ補償（方法B）に基づいて行うことができます。

パワー段、ループゲイン、PID補償回路方法B、及び位相のボード線図を図13に示します。

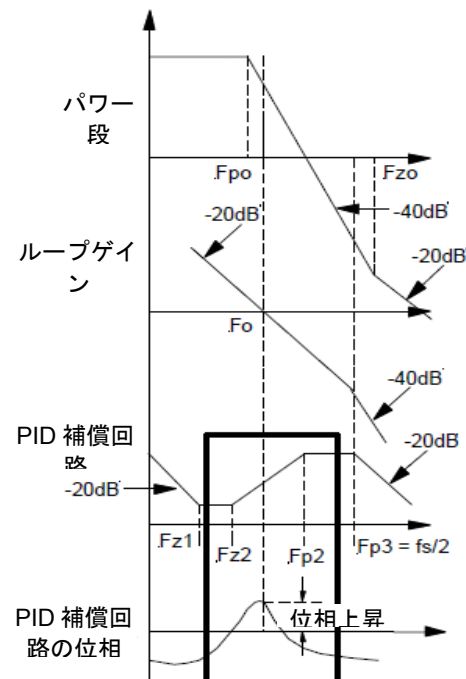


図13. PID補償回路 方法Bを用いた Buck型コンバータのボード線図

図13の太線部分では、PID補償回路はリードラグ補償としてみる事ができます。リードラグ補償では、次式の周波数において最大の位相上昇が得られることが知られています。

$$F = \sqrt{F_{P2} \times F_{Z2}} \quad \text{--- (25)}$$

最大の位相ゲインが生成されます。つまり：

$$\theta_{MAX} = \text{Sin}^{-1} \left(\frac{F_{P2} - F_{Z2}}{F_{P2} + F_{Z2}} \right) \quad \text{--- (26)}$$

設計手法の1つとして、ゼロクロス周波数で起きる最大の位相上昇を設定できます。つまり：

$$F_o = \sqrt{F_{P2} \times F_{Z2}} \quad \text{--- (27)}$$

仮に θ_{MARGIN} が希望する位相マージンで、 60° が一般値とします。パラメータ ϕ がゼロクロス周波数におけるパワー段の位相です。PID補償回路からの必要な位相の上昇は下記で設定されます：

$$\theta_{MAX} = \theta_{MARGIN} - \phi \quad \text{--- (28)}$$

なぜなら $\phi=0$ 及び $\theta_{MAX}=\theta_{MARGIN}$ となるからです。

PID補償回路の第2のゼロ F_{Z2} は、次の式から計算できます：

$$F_{Z2} = F_o \times \sqrt{\frac{1 - \text{Sin} \theta_{MAX}}{1 + \text{Sin} \theta_{MAX}}} \quad \text{--- (29)}$$

補償回路の第2のポール F_{P2} は次式から得られます：

$$F_{P2} = F_o \times \sqrt{\frac{1 + \text{Sin} \theta_{MAX}}{1 - \text{Sin} \theta_{MAX}}} \quad \text{--- (30)}$$

補償回路のこの他のゼロとポールは次式で設定できます：

$$F_{Z1} < F_{Z2} \text{ 及び } F_{Z1} < F_{P0} \text{ により } F_{Z1} \text{ を選択} \quad \text{--- (31)}$$

$$F_{P3} = F_s / 2 \quad \text{--- (32)}$$

ゼロクロス周波数の位置を基に C_{f3} を計算します：

$$C_{f3} = \frac{2\pi \times F_o \times L \times C_{OUT}}{R_{C1}} \times \frac{V_{OSC}}{V_{IN}} \quad \text{--- (33)}$$

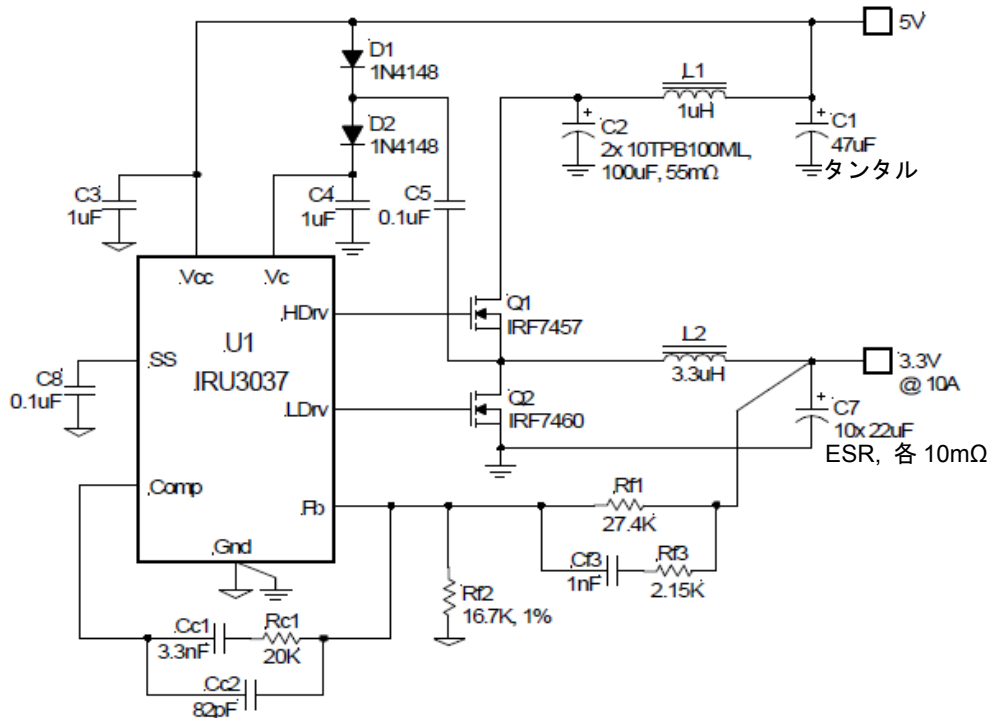


図 14. セラミック・コンデンサ及びPID補償回路 方法Bを用いた IRU3037 制御の Buck 型コンバータの例

5.5) セラミック・コンデンサ及びPID補償回路を用いたIRU3037の設計例 方法B

手順1: 図14のシステム・パラメータを集め、スイッチング周波数を決定します。セクション4.2との違いは、出力コンデンサが22μF, ESR=10mΩのセラミック・コンデンサ×10個である点です。

キャパシタンスC_{OUT}の合計は:

$$C_{OUT} = 10 \times 22\mu F = 220\mu F$$

$$ESR = 10m\Omega / 10 = 1m\Omega$$

手順2: パワー段のポールF_{po}とゼロF_{zo}を決定します。

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L} \times C_{OUT}}$$

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{3.3\mu H} \times 220\mu F} \cong 5.9kHz$$

$$F_{ZO} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

$$F_{ZO} = \frac{1}{2\pi \times 1m\Omega \times 220\mu F} \cong 723kHz$$

手順3: ゼロクロス周波数と補償の種類を決定します。ゼロクロス周波数F_oは次で選択します:

$$F_o = \frac{f_s}{10} = \frac{200kHz}{10} = 20kHz$$

F_{po} < F_o < f_s/2 << F_{zo}であることから、リードラグ (方法B) に基づいてPID補償を選択します。

手順4: PID補償回路のゼロとポールの希望位置を決定します。希望位相マージンは次のようになります:

$$\theta_{MAX} = \theta_{MARGIN} = 60^\circ$$

次に:

$$F_{Z2} = F_o \times \sqrt{\frac{1 - \sin\theta_{MAX}}{1 + \sin\theta_{MAX}}} \cong 5.36kHz$$

$$F_{P2} = F_o \times \sqrt{\frac{1 + \sin\theta_{MAX}}{1 - \sin\theta_{MAX}}} \cong 74kHz$$

F_{z1} < F_{z2} 及び F_{z1} < F_{po} を選択します。

F_{z1} = 0.5 × F_{z2} = 0.5 × 5.36kHz = 2.68kHzを選択します。

F_{p3} = f_s/2 = 100kHzを選択します。

手順5: 実際のパラメータに基づいて、補償回路の抵抗とコンデンサを計算します。R_{C1}を選択します。

$$R_{C1} \gg 2/g_m = 2/0.6m \text{ mho} = 3.3k\Omega$$

R_{C1} = 20kΩを選択します。

C_{C1}を計算します:

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \times F_{Z1} \times R_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 2.68kHz \times 20k\Omega} \cong 3nF$$

C_{C1} = 3.3nF(3,300pF)を選択します。

C_{C2}を計算します:

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \times F_{P3} \times R_{C1}} = \frac{1}{2\pi \times 100kHz \times 20k\Omega} \cong 80pF$$

C_{C2} = 82pFを選択します。

ゼロクロス周波数の位置を基にC_{f3}を計算します:

$$C_{f3} = \frac{2\pi \times F_o \times L \times C_{OUT}}{R_{C1}} \times \frac{V_{OSC}}{V_{IN}}$$

$$C_{f3} = \frac{2\pi \times 20kHz \times 3.3\mu H \times 220\mu F}{20k\Omega} \times \frac{1.25V}{5V} \cong 1.14nF$$

C_{f3} = 1nF(1,000pF)を選択します。

R_{f3}を計算します:

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \times C_{f3} \times F_{P2}} = \frac{1}{2\pi \times 1nF \times 74kHz} \cong 2.15k\Omega$$

R_{f3} = 2.15kΩを選択します。

R_{f1}を計算します:

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \times C_{f3} \times F_{Z2}} - R_{f3}$$

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \times 1nF \times 5.36kHz} - 2.15k\Omega \cong 27.5k\Omega$$

R_{f1} = 27.4kΩ, 1%を選択します。

直流レギュレーションについて、次を計算します：

$$R_{f2} = \frac{V_{REF}}{V_O - V_{REF}} \times R_{f1} - \frac{1.25V}{3.3V - 1.25V} \times 27.4k\Omega \cong 16.7k\Omega$$

$R_{f2} = 16.7k\Omega$, 1%を選択します。

次を確認します：

$$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} = 27.4k\Omega \parallel 16.7k\Omega \parallel 2.15k\Omega = 1.8k\Omega$$

$$R_{f1} \parallel R_{f2} \parallel R_{f3} > 1/g_m = 1.6k\Omega$$

結論

Buckコンバータ用の電流アンプに基づく制御ループ設計を提案しました。出力コンデンサの電解コンデンサ及びタンタル・コンデンサを使ったBuck型コンバータの大半において、シンプルなタイプII (PI) 補償回路を使用することができます。セラミック・コンデンサの場合は通常、タイプIII (PID) 補償回路が必要となります。

このアプリケーション・ノートではIRU3037制御回路を例として取り上げていますが、ここで提案する設計手法はマルチフェーズBuck型コンバータなど、これ以外のIC応用にも適用することができます。

References

- [1] D. Maksimovic, R. Erickson, "Advances in Averaged Switch Modeling and Simulation" 2.4MB slides from 3 hour tutorial seminar presented at the IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 1999, Charleston, South Carolina.