

Application Examples

Modeling a PFC controller using PLECS®

PLECS®を使用したPFCコントローラのモデリング

Dr. John Schönberger

Version: 04-13

1 はじめに

アクティブ力率改善(Power Factor Correction: PFC)は、通常パッシブAC-DCコンバータに付随する大型で高価な入力フィルタを必要とせず、コンバータが高調波規格を満たすことができるため、AC-DCコンバータで広く使用されています。このアプリケーションノートでは、単相昇圧型600WのPFCコンバータをPLECSでモデル化します。PFCコンバータの回路図を[図1](#)、コンバータの主要なパラメータを[表1](#)に示します。一般的な市販のPFC制御ICをベースにしたコントローラは、カスタムコンポーネントとしてモデル化されており、インターリーブスイッチングや周波数ディザリング機能などが含まれています。PLECSの解析ツールを使用した電流コントローラと電圧コントローラ的设计手順も示します。まず、電流ループと電圧ループのオープンループ小信号ボード線図を取得し、コントローラを設計してループゲインを評価するようにします。このアプリケーションノートにはサンプルモデルファイルが付属しており、付録Aで説明しています。さらに、コンバータシステムの動作を実証するために、PFCコンバータのシミュレーション結果を提供しています。

図1: インターリーブ昇圧型PFCコンバータの回路図

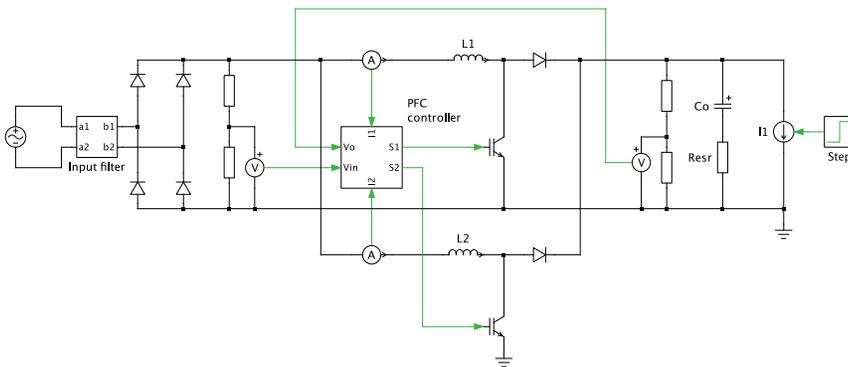


表1: PFCコンバータのパラメータ

入力AC電圧	230V _{rms} 50Hz
出力DC電圧	400V
定格出力	600W
スイッチング周波数	50kHz
リップル率 k_{ripple}	50%
L_i	2.17mH
C_o	600 μ F
入力電圧検出ゲイン	3/400
出力電圧検出ゲイン	3/400
インダクタ電流検出ゲイン	2

2 モデリング

2.1 PFCコントローラ

PFCコントローラは主に市販のPFCコントローラICのUCC28070をベースにしています[\[1\]](#)。このコントローラの主な機能は次のとおりです:

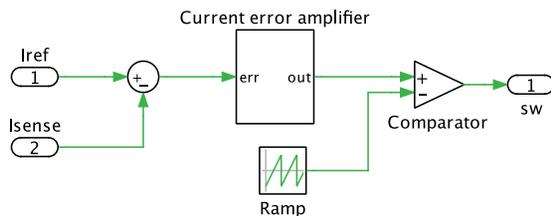
- 平均電流モード制御とインターリーブスイッチングに基づく電流制御ループ
- トランスコンダクタンスベースのエラーアンプ
- インダクタ電流のダウンスロープ信号の合成
- EMIを分散するための周波数ディザリング

PLECSを使用したPFCコントローラのモデリングについては、このセクションの以下の項で説明します。シミュレーションモデルの目的は、過負荷状態ではなく通常状態でのシステム動作を検証することであるため、過電圧保護やピーク電流制限などの保護機能はモデル化していません。

2.2 平均電流モード制御

平均電流モード制御(Average Current Mode Control: ACMC)は、昇圧されたインダクタの平均電流を、整流された主電源電圧と同じ形状のリファレンス波形に調整します。ACMCの動作原理を[図2](#)に示します。電流エラーアンプの出力はランプ波形と直接比較され、スイッチング信号が生成されます。電流エラーアンプは電流エラー信号を効果的にフィルタリングするため、平均電流モード制御はピーク電流モード制御よりもノイズに対する高い耐性を持っています。平均電流モード制御の詳細については[\[2\]](#)を参照してください。

図2: 平均電流モード制御によるスイッチング信号の生成



2.3 インダクタ電流のダウンスロープ合成

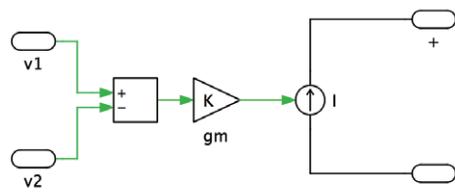
ACMCが正しく機能するためには、スイッチがオンのときの電流のアップスロープとオフのときの電流のダウンスロープを含め、インダクタ電流全体を検出する必要があります。インダクタ電流のアップスロープは、変流器(Current Transformer: CT)をスイッチと直列に配置することによって測定できます。電流のダウンスロープを測定するためにパワーダイオードと直列にCTを追加して使用する代わりに、UCC28070に実装されている合成機能を使用してダウンスロープが構築されます。

PLECSでは、インダクタ電流を直接測定し、変流器のゲインと同等のゲインを適用することで、インダクタ電流検出回路を理想化した手法でモデル化します。動作シミュレーションの場合、変流器とダウンスロープ合成機能の詳細は不要であり、簡略化された機能表現で十分です。

2.4 トランスコンダクタンスアンプ

UCC28070では、電圧と電流のエラーアンプ両方にトランスコンダクタンスアンプを使用しています。トランスコンダクタンスアンプは、入力電圧差に比例した電流信号を出力します。PLECSでは、[図3](#)に示すように、ゲイン(利得)ブロックと電流源(可変)ブロックを使用してトランスコンダクタンスアンプの動作モデルを作成しています。

図3: トランスコンダクタンスアンプの実装: 出力電流は $g_m(v_1 - v_2)$ に等しい



2.5 乗算器

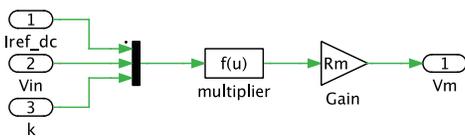
乗算器は、整流された主電源電圧 V_{in} と電圧コントローラの出力 $I_{ref\ dc}$ を乗算して、電流ループの半正弦波リファレンス電流を生成します。乗算器の出力は、終端抵抗またはゲイン抵抗 R_m によって電圧に変換される電流信号です。乗算器の出力電圧は次のように示されます：

$$V_m = 17 \mu A \cdot \frac{V_{in\ sense} (I_{ref\ dc} - 1)}{k_{vff}} \cdot R_m \tag{1}$$

PFCコントローラ内部では、 k_{vff} はピーク入力AC電圧の関数である量子化されたフィードフォワード変数です。 $V_{in} = 325V$ の動作点では、入力電圧検出回路と出力電圧検出回路のゲインが同じであると仮定すると、 k_{vff} は2.922になります [1]。

PLECSでは、乗算器は図4に示すように、式(1)を実装する関数ブロックと、乗算器の終端抵抗 R_m を表すゲインブロックを使用してモデル化されます。入力電圧は一定であると仮定されるため、フィードフォワード変数 k_{vff} は一定に保たれます。

図4: 関数ブロックとゲインブロックを使用した乗算器と終端抵抗のモデリング



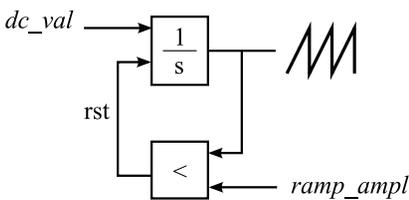
2.6 インターリーブスイッチングと周波数ディザリング

PFCコントローラは、全体的な入力電流リップルを低減するためにインターリーブスイッチングを使用しています。2つのスイッチ信号出力の位相は 180° ずれています。デューティ サイクルが0.5の場合、各インダクタの電流リップルは完全に相殺され、他のデューティサイクルでも部分的に電流リップルが相殺されるため、単一インダクタのコンバータと比較して全体的な電流リップルが減少します。ACMCを使用してインターリーブされたスイッチ信号出力をモデル化するには、スイッチング信号生成に使用するランプ信号を 180° インターリーブします。

PFCコントローラIC は、EMIスペクトルを拡散し、フィルタ要件を簡略化する周波数ディザリングも提供します。スイッチング周波数はランプ周波数から導出されるため、PLECSでは可変周波数ランプ信号によって周波数ディザリングをモデリングします。可変周波数のランプ信号を生成する簡単な方法は、図5に示すように構成されたリセット積分器を使用することです。DC入力信号 dc_val は、各スイッチング周期の開始時に計算され、スイッチング周期の終了時に積分器の出力が $ramp_ampl$ に達します。DC入力信号は次のように計算します：

$$dc_val = ramp_ampl \cdot f_s \tag{2}$$

図5: リセット積分器を使用した可変周波数のランプ信号の生成



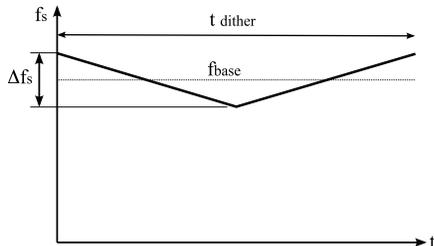
ここで、 f_s はリファレンススイッチング周波数です。可変スイッチング周波数リファレンスは、図6に示すように三角波形を使用してPLECSでモデリングされます。基本周波数、周波数偏差、ディザレートは、パラメータ f_{base} 、 Δf_s 、 t_{dither} を使用して調整されます。

リセット可能な積分器は、代数ループを作成せずに出力値に基づいて積分器をリセットできるため、C言語入力ブロックを使用してPLECSに実装されます。積分器自体は連続微分方程式として実装されます。

スイッチング周期の開始時に、C言語入力ブロックは f_s を測定し、 dc_val を計算します。積分器の値がランプ振幅のピークに達すると、積分器はリセットされ、次のスイッチング周期が始まります。インターリーブされたランプ信号をの成は、2番目のC言語入力ブロックを使用します。

dc_val を再計算する代わりに、最初のC言語入力ブロックによって算出された dc_val を使用して、各インダクタに適用されるボルト秒の積の一貫性を確保します。

図6: 周波数デジリングのパラメータ



3 システム設計

3.1 出力キャパシタのサイズ

出力キャパシタのサイズは、入力ステージからのAC電力の流入によって誘発される電圧変動を公称DC出力電圧の2%に制限するように決定されます。したがって、出力されるDC電圧は396~404Vの範囲に調整されます。[付録C](#)に詳述している手法を使用すると、DC静電容量は597 μ Fと計算されます。

3.2 インダクタの設計

インダクタは連続導通モード(Continuous Conduction Mode: CCM)で動作するように設計されています。CCMでは、インダクタ電流は連続しており、ゼロに達しませんが、固定スイッチング周波数で動作するPFCコンバータでは、主電源電圧のゼロクロッシングにより瞬間的な導通の不連続が発生する場合があります。

インダクタンスは、各インダクタのピーク電流リップルを次のように定義される制限値にするように計算します:

$$\Delta I_L = \frac{k_{ripple} \cdot \hat{I}_i}{n} \quad (3)$$

ここで、 \hat{I}_i は全負荷時のピーク入力電流、 k_{ripple} はリップル係数、 n はインダクタ数です。電流リップル係数0.5が選択されるのは、インダクタのサイズ、インダクタのコア損失、入力フィルタのカットオフ周波数の間で適切な妥協点が得られることが示されているためです[3]。

[式3](#)のピーク入力電流は次のように計算されます:

$$\begin{aligned} \hat{I}_i &= \frac{2P_o}{\hat{V}_i} \\ &= 3.69A \end{aligned} \quad (4)$$

このように、 $k_{ripple}=0.5$ および $n=2$ の場合、式(3)を解くと $\Delta I_L=0.922A$ が得られます。

[付録D](#)で導出された式を使用して、最悪の条件下で最大電流リップルを ΔI_L に制限するようにインダクタンスを計算します:

$$L = \frac{V_{dc}}{4 \Delta I_L f_s} \quad (5)$$

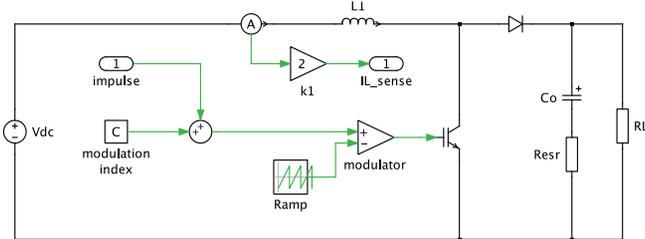
$f_s=50kHz$ 、 $V_{dc}=400V$ の最悪ケースのインダクタンスを計算すると、 $L=2.17mH$ になります。

4 コントローラの設計

4.1 電流コントローラ

Type2エラー補償に基づく電流コントローラは、まずオープンループ電流制御モードで動作するコンバータの周波数応答を取得することによって設計されます。オープンループ電流コントローラは、内部変調ループの変調指数を、目的の出力電流(固定値に設定)を生成するすることによって実現されます。オープンループ電流の周波数応答を得るための回路を図7に示します。

図7: オープンループ電流制御モードで周波数応答を取得するための回路。変調指数にインパルスを追加し、検出した電流出力で応答を確認。

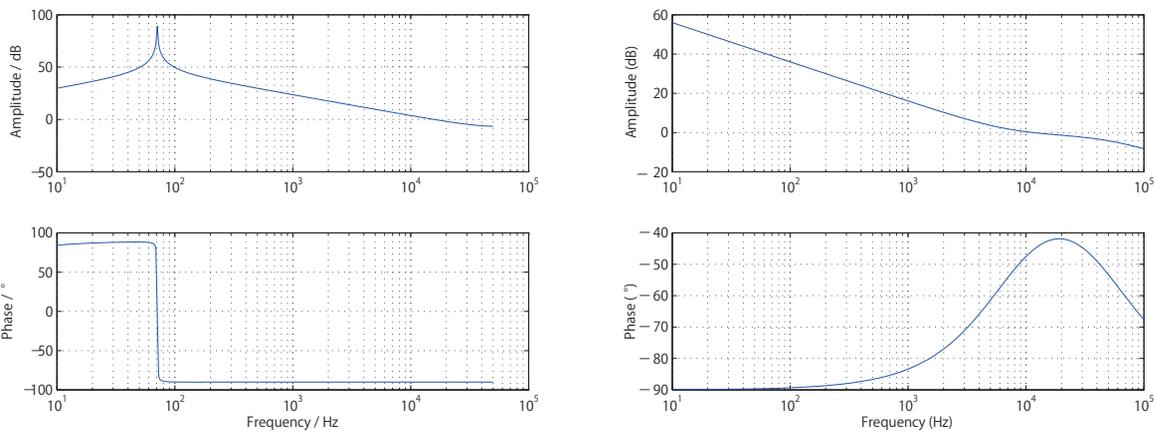


周波数応答は、PLECSのインパルス応答解析ツールを使用して取得します。インパルスを変調指数と加算することによって入力摂動が適用され、出力応答は検出された電流出力から得られます。各昇圧インダクタの電流ごとに個別のコントローラが使用されるため、単一の昇圧インダクタを流れる電流が測定されます。

解析を実行するには、回路の定常動作点を設定する必要があります。単一の昇圧インダクタは出力電力の半分のみを処理するため、負荷は2分の1の300Wに減少します。これは最大電流リップルが発生する入力電圧であるため、入力整流器は200VのDC電圧源に置き換えられます。次に、modulation index(変調指数)を調整して400Vの出力電圧を生成します。

この動作点でオープン電流ループのインパルス応答解析を実行すると、図8(a)に示す周波数応答が得られます。キャパシタとインダクタの共振周波数を超えると、周波数応答は誘導特性を持つことがわかります。ゲインの傾きは-20dB/decade、位相シフトは-90°です。

図8: 電流ループのボード線図



(a) Open-loop system

(b) Current controller

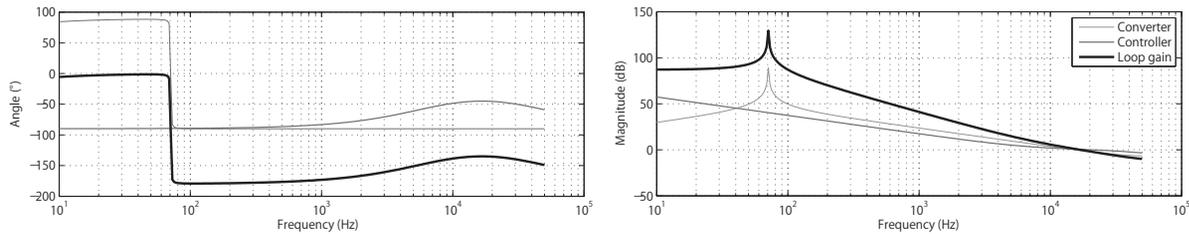
電流コントローラを設計するには、高速な電流応答を実現するために、電流ループのユニティゲイン帯域幅を $f/3 = 16.67\text{kHz}$ に設定します。この周波数では、オープンループ電流ゲインは-0.6dBです。したがって、ユニティループゲインを実現するために、電流エラー補償ゲインは0.6dBに設定されます。ユニティゲイン周波数では、位相マージンは45°に設定されており、立ち上がり時間とセトリングタイムのバランスが適切になります。

この位相マージンを実現するために、Type2補償器の中心は $f_s/3$ にあり、位相シフトは付録Eで説明されているk係数を用いる手法を使用して正確に -45° に設定されます。この昇圧値を達成するために必要なk係数は2.414であり、ゼロと極の位置はそれぞれ6.91kHzと40.2kHzになります。

Type2補償器のコンポーネント値を計算すると、 $R_1=10.1k\Omega$ 、 $C_1=2.15nF$ 、 $C_2=0.369nF$ になります。Type2の相互コンダクタンスベースのエラー補償方程式は付録Fに示されています。電流コントローラのボード線図を図8(b)に示します。

電流コントロールループのクローズドループ応答を予測するには、オープンループコンバータとコントローラの振幅と位相の応答を追加してループゲインを取得します。電流ループのループゲインを図9に示します。

図9: クローズドループ応答を予測するための電流制御システムのループゲイン。



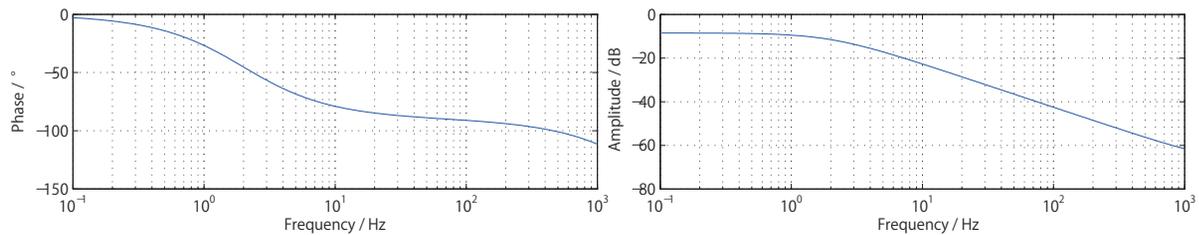
4.2 電圧コントローラ

電圧コントローラを設計するには、オープンループ電圧制御モードで動作するコンバータの小信号周波数応答が必要です。コンバータは、制御変数であるリファレンス電流を固定値に設定して出力電圧を400Vに設定することにより、オープンループ電圧制御モードで動作します。インパルス応答解析ツールを使用すると、リファレンス電流信号を外乱(摂動)し、出力電圧検出回路での応答を観察することによって、コンバータの周波数応答が得られます。

インパルス応答解析は、 $P_o=600W$ 、 $V_{in}=200V$ 、 $V_o=400V$ の動作点で実行されます。簡単にするために、内部電流ループは単一の昇圧位相レグから形成します。単一のブースト昇圧レグの出力電流を2倍にし、指定されたリファレンス電流に対して正しい合計電流を生成するため、電流センサのゲインは半分になります。電流リップルを低減するために、昇圧インダクタンスが2倍になります。

オープン電圧ループの周波数応答を図10に示します。システムには2Hzで一次極があることがわかります。電流ループのユニティゲイン周波数より低い場合、電流ループは理想電流源として動作し、コンバータをRC回路で近似することができます。

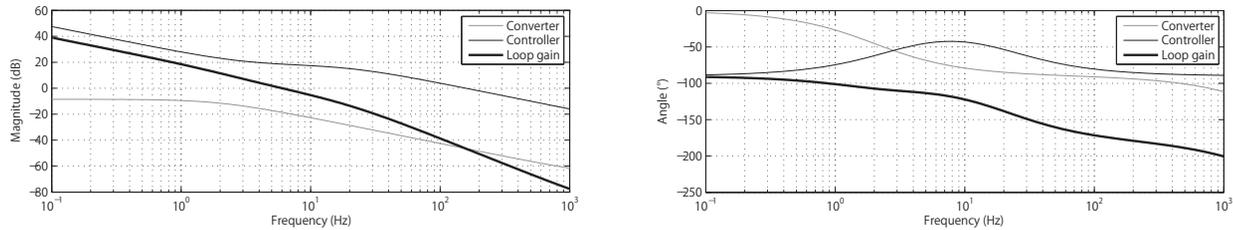
図10: オープンループ電圧コントローラを備えたコンバータの周波数応答。



電圧コントローラにはType2補償も使用しています。電圧コントローラの設計要件は、負荷のステップ変化に対する高速応答を確保するために、可能な限り高いユニティゲイン周波数を提供することです。出力電圧リップルの増幅を任意の値2%に制限するには、クロスオーバー周波数での位相マージンが少なくとも 45° で、100Hzでの減衰が $-34dB$ 未満である必要があります。100Hzの出力電圧のリップルが電圧制御ループと連動した場合、電流リファレンス信号が歪み、入力電流に3次高調波電流が発生します。

位相シフトが唯一の設計制約ではないため、k係数による設計手法は電圧コントローラの設計には使用しません。位相マージン制約に加えて、クローズドループシステムは100Hz減衰制約を満たし、可能な限り高い帯域幅とDCゲインを持つ必要があります。コントローラの設計は、予測されたループゲインに基づいて極とゼロの位置を反復することによって最適化されます。設計目標は、次のコントローラのパラメータで達成されます: $A_v=18\text{dB}$ 、 $f_c=3\text{Hz}$ 、 $f_p=20\text{Hz}$ 。Type2補償コントローラのボード線図と、結果として得られるループゲインを図11に示します。ループゲインプロットから主要なパフォーマンス特性を測定すると、電圧制御ループの単位ゲイン周波数は 60 Hz、位相マージンは 65°、100Hzでの減衰は-38dBであることがわかります。

図11: 電圧ループの周波数応答



付録Fに記載されている手順を使用すると、相互コンダクタンスアンプのコンポーネント値は、 $R_1=17.6\text{k}\Omega$ 、 $C_1=668\text{nF}$ 、 $C_2=118\text{nF}$ と計算されます。

4.3 乗算器ゲイン

抵抗 R_m で設定される乗算器のゲインは、乗算器の最大負荷時出力電圧を $V_m=3.7\text{V}$ に制限するように計算されます。これにより、インダクタの平均ピーク電流は1.85Aに設定され、合計平均ピーク入力電流は3.7Aになります。式(1)を変形して R_m を求めると次の式が得られます。

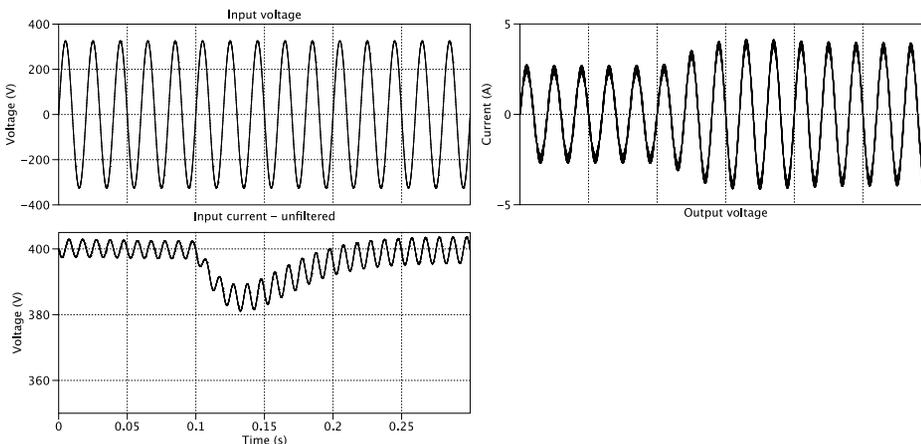
$$R_m = \frac{k_{vff} V_m}{17\mu\text{A} \cdot V_{in\text{ sense}} (I_{ref} - 1)} \tag{6}$$

$V_{in\text{ sense}}=325 \cdot \frac{3}{400}$ 、 $I_{ref\text{ dc}}=4$ のピーク出力電力で解くと、 $R_m=87.0\text{k}\Omega$ となります。

5 シミュレーション結果

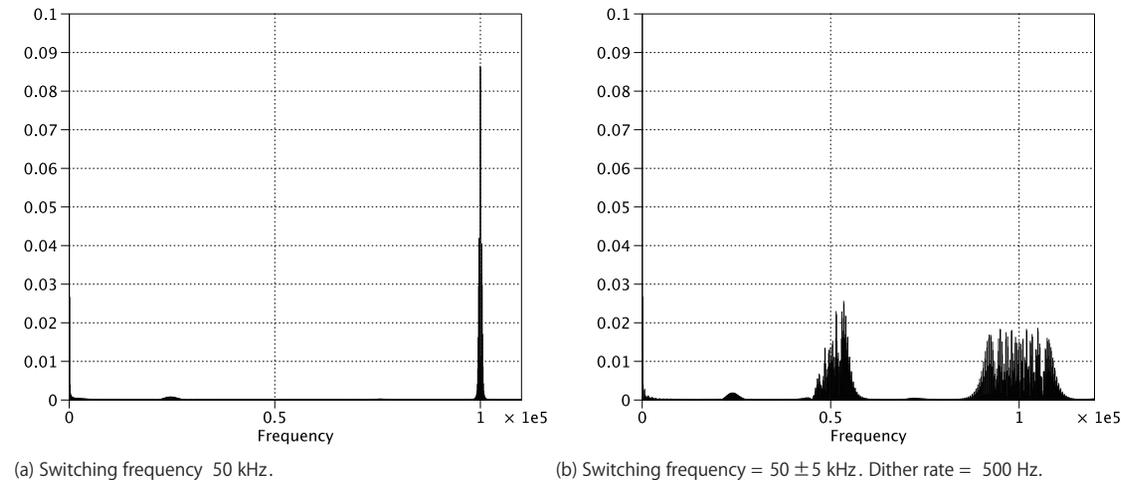
定電流負荷を供給するPFCコンバータシステムのシミュレーション結果を図12に示します。 $t=0.1$ 秒で負荷電流が1.0Aから1.5Aに増加し、出力電圧が低下します。電圧コントローラはリファレンス電流を増加させることでエラーを補償し、システムは0.15秒以内に安定します。

図12: $t=1.5$ 秒における1.0~1.5Aの負荷電流のステップ変化に対するコンバータの応答。



フィルタリングされていない入力電流の周波数スペクトルを図13に示します。スイッチング周波数が50kHzの定周波の場合、インターリーブスイッチングにより100kHzで高調波電流が発生します。図13(a)に示すように、100kHzの高調波電流のピーク振幅は86mAです。

図13: フィルタリングしていない入力電流の周波数スペクトル。値はアンペア単位です。



周波数ディザリングの効果は図13(b)に示されています。スイッチング周波数は、500 Hzのレートで50kHzの基本周波数から±5kHz変化します。ディザリングの不鮮明効果により、100kHz付近の電流高調波のピーク振幅が18mAまで大幅に減少していることがわかります。

6 まとめ

PLECS は、電気システムと制御システムの結びつきをモデリングするのに有効なプログラムです。このアプリケーションノートでは、PLECSの**解析ツール**を使用してPFC昇圧コンバータをモデリングし、設計しました。PFCコンバータモデルには、入力電流リップルを低減するためのインターリーブスイッチングと、高周波の電流高調波を拡散するための周波数ディザリングが含まれています。PFCコンバータの電流および電圧コントローラの設計は、PLECSの**インパルス応答解析ツール**が補助します。このツールを使用して、電流ループと電圧ループのオープンループ伝達関数を取得し、位相マージンの制約などの設計仕様を満たすようにコントローラを設計しました。PLECSの**AC周波数解析ツール**を使用して、コントローラの伝達関数を取得し、ループゲインを計算して、システムのクローズドループパフォーマンスを予測できるようになりました。シミュレーション結果はコンバータの動作を示しており、付属のモデルファイルは任意のPFCコンバータ設計に使用および適応できます。

7 付録

A シミュレーションファイル - PLECS Blockset

このアプリケーションノートには、ボード線図の生成とPLECS Blocksetを使用したPFCシステムのシミュレーションに使用した完全なサンプルファイルが付属しています。

- *Iloop_impulse.mdl*: オープンループ電流制御モードでコンバータの周波数応答を取得
- *Vloop_impulse.mdl*: オープンループ電圧制御モードでコンバータの周波数応答を取得
- *Type2_Icontroller.mdl*: 電流コントローラの周波数応答を取得
- *Type2_Vcontroller.mdl*: 電圧コントローラの周波数応答を取得

- *Type2_controller_bode.m*: 電流または電圧コントローラのボード線図を生成します。
- *bode_add_blockset.m*: コンバータとコントローラのボード線図を追加してループゲインを推定するヘルパ関数
- *plbode.m*: モデルに対してユーザが変更できるボード線図を生成するためのヘルパ関数
- *PFC_f_50.mdl*: スイッチング周波数が50kHzの定周波を備えた完全なシミュレーションモデル
- *PFC_f_dither.mdl*: スイッチング周波数50kHz(±50kHz)の完全なシミュレーションモデル

オープンループ電流制御モードでコンバータのボード線図を出力するには、ファイル*Iloop_impulse.plecs*を開き、**インパルス応答解析**ツールを実行します。周波数範囲10Hz～100kHzで101ポイントで計算された結果は、*Iconverter*という名前の構造体に格納されます。オープンループ電圧制御モードのコンバータにも同じプロセスを使用できます。

Type2電流コントローラのボード線図を生成するには、関数を実行します:

```
Icontroller=type2_controller_bode('Type2_Icontroller', [10 100e3], 101)
```

同じプロセスを使用して、電圧コントローラの周波数応答を取得できます。

ループゲインのボード線図は、生成された周波数応答を関数呼び出しで追加することによって取得します:

```
bode_add_blockset(Iconverter, Icontroller)
```

B シミュレーションファイル - PLECS Standalone

このアプリケーションノートには、ボード線図の生成とPLECS Standaloneを使用したPFCシステムのシミュレーションに使用した完全なサンプルファイルが付属しています。

- *Iloop_impulse.plecs*: オープンループ電流制御モードでコンバータの周波数応答を取得
- *Vloop_impulse.plecs*: オープンループ電圧制御モードでコンバータの周波数応答を取得
- *Type2_Icontroller.plecs*: 電流コントローラの周波数応答を取得
- *Type2_Vcontroller.plecs*: 電圧コントローラの周波数応答を取得
- *bode_add.m*: コンバータとコントローラのボード線図を追加し、MATLABを使用してループゲインを推定する関数
- *bode_add.py*: コンバータとコントローラのボード線図を追加し、Pythonを使用してループゲインを推定するヘルパ関数
- *PFC_f_50.plecs*: スイッチング周波数が50kHzの定周波を備えた完全なシミュレーションモデル
- *PFC_f_dither.plecs*: スイッチング周波数50kHz(±50kHz)の完全なシミュレーションモデル

オープンループ電流制御モードでコンバータのボード線図を出力するには、ファイル*Iloop_impulse.plecs*を開き、**シミュレーションメニュー** -> **解析ツール**から**インパルス応答解析**ツールを実行します。結果は、周波数範囲10Hz～100kHzで101ポイントで計算されます。結果のボード線図をCSVファイルとして保存します。Type2電流コントローラのボード線図を取得するには、ファイル*Type2_Icontroller.plecs*を開き、**AC周波数解析**ツールを実行します。コントローラのボード線図を別のCSVファイルとして保存します。

電流制御ループのループゲインを計算するには、コンバータとコントローラの保存されている周波数応答を追加し、MATLABやPythonを使用して結果をプロットします。ファイル*bode_add.m*と*bode_add.py*はループゲインを計算するために使用します。

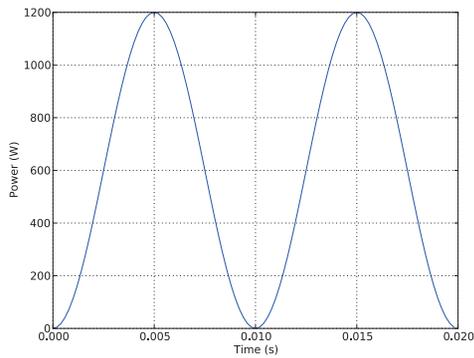
*Vloop_impulse.plecs*および*Type2_Vcontroller.plecs*ファイルには、インパルス応答解析およびAC周波数解析が定義されており、電圧制御ループのループゲインを電流制御ループと同じ方法で計算できます。

C 出力フィルタの容量計算

入力電圧と電流は両方とも正弦波であるため、入力ステージからDCキャパシタに流れる電力は、単相AC電力になります。AC電源には大きなリップル成分があり、[図14](#)に示すように100Hzの周波数で0～2πの間で振幅します。AC電力の式は次のようになります:

$$P_{ac}(t) = P_{dc}(1 - \cos(2\omega t)) \quad (7)$$

図14: PFCの入力ステージを流れるAC電力



出力コンデンサのサイズは、変動するAC入力電力によって生じる出力電圧リップルを制限するように設定されます。[式\(7\)](#)を積分してエネルギーを求めると、次の式が得られます:

$$E(t) = \frac{P_{dc}}{2\omega} \sin(2\omega t) \quad (8)$$

エネルギーのピーク変動は、[式\(8\)](#)を $2\omega t = \pm \frac{\pi}{2}$ で評価することによって得られ、次のようになります:

$$\Delta E = \frac{P_{dc}}{\omega} \quad (9)$$

キャパシタのサイズは、[式\(9\)](#)をキャパシタのエネルギー方程式 $\Delta E = 0.5C\Delta V^2$ と等式化することで決定します。静電容量は、電圧偏差制限の関数として次のように表すことができます:

$$C = \frac{2P_{dc}}{\omega(V_{max}^2 - V_{min}^2)} \quad (10)$$

D 昇圧インダクタの設計

昇圧インダクタのサイズは、ピークリップル電流を指定した値 $\Delta I_L = k_{ripple} \hat{I}_i$ に制限するように決定します。連続導通モード(CCM)では、ターンオフ周期中に式 $\Delta v = \frac{\Delta I_L}{\Delta t}$ を適用してインダクタンスを計算できます。これにより、次のインダクタンスの方程式が得られます:

$$L = \frac{(V_{dc} - \hat{V}_i)d'}{\Delta I_L f_s} \quad (11)$$

ここで、

- d' はオフ時間の比率であり、 $1-d$ に相当します。
- f_s はスイッチング周波数です。
- \hat{V}_i はピーク入力電圧です。

L 対 d の正規化されたグラフをプロットすると、

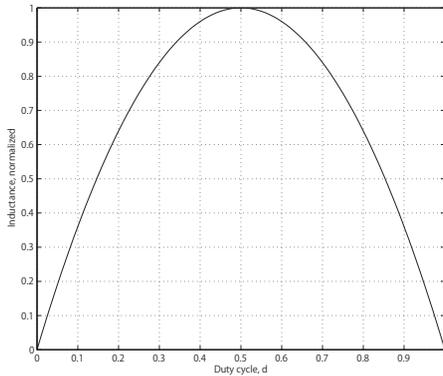
$$d = 1 - \frac{\hat{V}_i}{V_{dc}} \quad (12)$$

の場合、最悪のインダクタンス値は $d=0.5$ のときに得られることがわかります。最悪の場合のインダクタンスの式は、[式\(12\)](#)と最悪ケースの d を代入することにより、[式\(11\)](#)から得られます:

(13)

$$L = \frac{V_{dc}}{4\Delta I_L f_s}$$

図15: CCMにおける正規化された昇圧インダクタンスとデューティサイクル



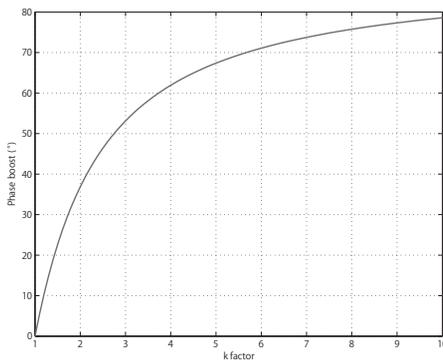
E k係数を使用したType2補償器の設計

ゼロと極の位置を選択するためのk係数アプローチにより、適切な位相ブーストを得るために反復するのではなく、中帯域位相ブーストを正確に決定することができます[4]。中帯域周波数 f_1 での位相ブーストは次のように計算します:

$$\text{boost} = 2 \tan^{-1}(k) - 90^\circ \quad (14)$$

位相ブーストは図16にkの関数としてグラフで示されます。

図16: Type2補償器の位相ブーストとk係数



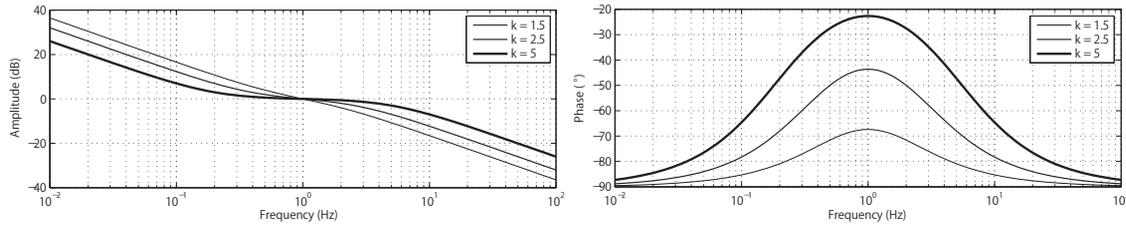
極とゼロの位置は次のように計算します:

$$f_z = \frac{f_1}{k} \quad (15)$$

$$f_p = k \cdot f_1 \quad (16)$$

図17は、異なるk値がType2補償器の振幅と位相のプロットに与える影響を示しています。

図17: k係数がType2補償のゲインと位相に与える影響



F 相互コンダクタンスアンプの方程式

Type2コントローラのボード線図を図18に示します。また、相互コンダクタンスアンプを使用した実装を図19に示します。

図18: Type2補償器のボード線図

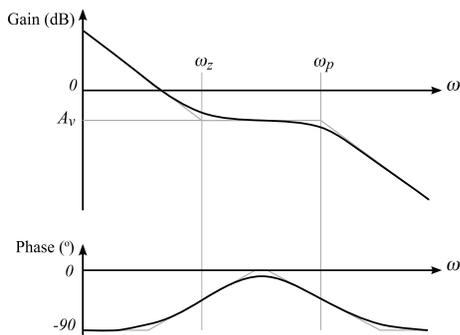
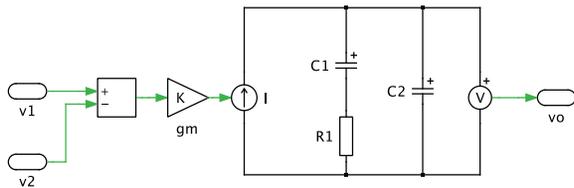


図19: 相互コンダクタンスアンプを使用したType2コントローラ



回路を確認すると、中帯域のゲインは抵抗によって決まることがわかります。したがって、抵抗は次のように計算されます:

$$R_1 = \frac{k}{g_m} \tag{17}$$

ここで、中帯域ゲインkは、 $k = 10 \frac{dB}{dB}$ を使用してゲイン A_v (dB)から計算されます。

ゼロと極の位置を設定するキャパシタ容量値を計算するには、伝達関数が必要です。この伝達関数は次のように表されます:

$$\frac{v_o}{v_{err}} = g_m \frac{sR_1C_1 + 1}{s^2R_1C_1C_2 + s(C_1 + C_2)} \tag{18}$$

分子と分母をゼロとみなす、 ω_z と ω_p が求められます:

$$\omega_z = \frac{1}{R_1C_1} \tag{19}$$

$$\omega_p = \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2} \quad (20)$$

R_1 、 ω_z と ω_p は既知のため、 C_1 と C_2 は次のように計算されます:

$$C_1 = \frac{1}{R_1 2\pi f_z} \quad (21)$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_p R_1 - \frac{1}{C_1}} \quad (22)$$

8 参考文献

- [1] “UCC28070 interleaving continuous mode PFC controller data sheet,” www.ti.com.
- [2] L. Dixon, “Average current mode control of switching power supplies,” www.ti.com/litv/pdf/slva079.
- [3] M. Pieniz, J. Pinheiro, and H. Hey, “An investigation of the boost inductor volume applied to pfc converters,” in *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, 2006.
- [4] H. D. Venable, “The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis,” in *POWERCON*, March 1983.

改訂履歴:

04-13

初版



☎ +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



☎ +81 3 5282 7047

+81 3 5282 0808

✉ ADVAN AUTOMATION CO.,LTD Mail

1-9-5 Uchikanda, Chiyoda-ku

Tokyo, 101-0047

Japan

@ info-advan@adv-auto.co.jp

<https://adv-auto.co.jp/>

アドバンオートメーションへの連絡方法:

Phone

Fax

Email

Web

Application Examples

© 2002–2014 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。