

Investigation on Analysis of Frequency Characteristics of Converter Circuits

Naoki HISATOMI* , Toshiji KATO* , and Kaoru INOUE*

(Received April 12, 2013)

It is necessary for a converter design to consider its frequency characteristics which determine its control and system stabilities. The frequency characteristics of input impedances and/or output impedances are indispensable to analyze stabilities of the system according to the Nyquist or the Middlebrook criterion. However, It is practically impossible to calculate frequency characteristics analytically except for limited cases because converter behaviors are basically nonlinear due to switching operations. A new numerical processing method which is based on the perturbation method by a simulator is proposed. The proposed method is applied to the buck, boost, buck-boost, Cuk, converters for their input frequency analyses. The results are compared and coincided well with measured characteristics. The proposed method is validated.

Key words : frequency characteristics, power converter, simulation, modeling, averaging analysis

キーワード : 周波数特性, コンバータ, シミュレーション, モデリング, 平均化解析

コンバータ回路の周波数特性解析法の検討

久富尚毅・加藤利次・井上馨

1. はじめに

近年, LSI 等の電子デバイスを駆動させるための直流給電システムは, point of load(POL) を含む分散給電システムが用いられている. POL は電力が一定制御されるため負性抵抗性を持つことが知られており, システムの安定性が深刻な問題となっている¹⁻⁷⁾. そのような安定性の解析には, Nyquist や Middlebrook の判別法⁸⁾ が用いられ, 入力インピーダンスや出力インピーダンスの周波数特性解析が必要となる. このように, コンバータの設計を行う際に, 入出力伝達特性, 制御出力特性, 入力インピーダンス等の各種周波数特性の算出が必要とされる

場合が多い⁹⁻¹²⁾.

しかしながら, コンバータの動作はスイッチング等により基本的に非線形であるため, 周波数特性を解析的に求めることは, 特殊な場合を除いて極めて困難である. コンバータのスイッチ動作を平均化することにより, 線形化される場合もある^{13, 14)}. しかし, 導出平均化モデルは電流, 電圧, デューティ比等に依存する場合が多く, 結局のところ, コンバータ回路の動作は非線形である場合が多い. そのため, コンバータの周波数特性を求めるには数値的処理が有用である.

本論文では, 回路シミュレータを用いて対象回路の動

* Department of Electrical Engineering, Doshisha University, Kyoto
Telephone:+81-774-65-6322, Fax:+81-774-65-6812, E-mail: nhisatomi@kairo.doshisha.ac.jp,
tkato@mail.doshisha.ac.jp, kaoinoue@mail.doshisha.ac.jp

作点付近に小信号の摂動を与えてその小信号応答を周波数解析する数値的方法、すなわちシミュレーション法を提案する。それは、次の2つの処理ステップから構成される。まず第1ステップとして、対象原回路と動作点に小信号の励起摂動信号を与えた回路の定常解析を行い、着目波形に対して2つの回路間の差分を求め、その応答信号成分を求める。第2ステップとして、それをフーリエ級数展開により周波数領域に変換して、励起信号で規格化して、所望の周波数特性を求めるものである。

本論文ではまずはじめにこのシミュレーション法について提案する。その後、提案法を降圧形、昇圧形、昇降圧形、Cukコンバータに適用してシミュレーションを行い、それらの周波数特性を求めた。さらにそれら解析結果は実験による測定結果との比較を行い、その有用性について検討を行った。

2. コンバータの周波数特性解析の必要性

2.1 コンバータにおける安定性問題の例

近年、コンバータの安定性の確保は、直流給電システム等の例があげられるように非常に重要になりつつある課題である。例えば、通信機器やパソコン等のIT機器の電源システムは、商用交流を直流に変換するAC-DCスイッチング電源と、直流電圧を変換する複数のDC-DCコンバータで構成される。従来、AC-DCスイッチング電源により、通信機器ではDC48V、パソコンではDC12Vに変換し、これをバス電圧としてDC-DCコンバータによって必要なDC電圧、例えば5Vや3.3Vなどを得ていた。しかし、このシステムでは入力と出力電圧に大きな電圧差があると、効率が悪化するためICの低電圧・大電流化に対応することが困難であった。この問題を回避するには、DC-DCコンバータをICの直近に配置され、これはPoint of Load(POL)コンバータと呼ばれている。すなわち絶縁形のDC-DCコンバータで中間電圧に変換し、これを複数の非絶縁形・小形オンボードタイプのDC-DCコンバータに分岐させる分散電源システムが採用されるようになった。

分散電源システムでは、個々のPOLは一定電圧を出力するように制御が施されるために、入力側からみると

CPL(Constant Power Load)とみなせる。CPLは動作点付近において負性インピーダンス特性の性質を持つため、多数のPOLコンバータを縦続接続すると不安定現象がしばしば見られるようになった。これは深刻な問題となっており、これまでに分散給電システムの安定性に関する様々な報告がなされている¹⁻⁷⁾。

2.2 安定性の判別法

このようなコンバータシステムの安定性は、Fig. 1に示す電源側コンバータの出力と負荷側コンバータを表したモデルに帰着する。同図より電源側コンバータの入力電圧 v_{i1} から負荷側コンバータの出力電圧 v_{o2} までの伝達関数は次式で与えられる^{6, 7)}。

$$\frac{v_{o2}(s)}{v_{i1}(s)} = \frac{A_{v1}(s)A_{v2}(s)}{1 + Z_{o1}(s)/Z_{i2}(s)} \quad (1)$$

ただし、

$A_{v1}(s)$: 電源側コンバータの入出力電圧伝達特性

$A_{v2}(s)$: 負荷側コンバータの入出力電圧伝達特性

$Z_{o1}(s)$: 電源側コンバータの出力インピーダンス

$Z_{i2}(s)$: 負荷側コンバータの入力インピーダンス

上式は、 $A_{v1}(s)$ 、 $A_{v2}(s)$ が安定であっても、 $Z_{o1}(s)$ および $Z_{i2}(s)$ の相互作用がシステムの安定性に影響することを示す。この安定性は、Middlebrookの安定判別法により簡易的に求めることができる。この方法では、位相については考慮せず、入力インピーダンス $Z_{in} = Z_{o1}$ と出力インピーダンス $Z_o = Z_{i2}$ の周波数特性の大小関係だけで安定性を判別し、 $|Z_{in}| > |Z_o|$ となれば絶対安定となる十分条件である。

また、これはNyquistの安定判別法より求めることもできる。これは、 $\frac{Z_{o1}(s)}{Z_{i2}(s)}$ を複素平面に描くことによりベクトル軌跡を求め、ベクトル軌跡が負の実軸上の点(-1, j0)の左側を通過する場合は不安定な系、右側を通過すれば安定な系と判別できる。

3. 回路シミュレーションに基づくコンバータ回路の周波数特性解析シミュレーション

コンバータ回路の周波数特性を一般的に求めるには、その非線形性のために数値手法によらなければならない、

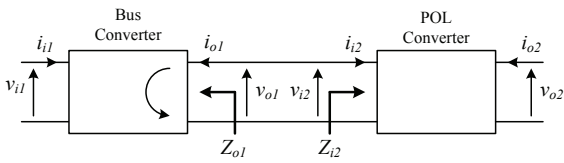


Fig. 1. Impedance condition of POL converter for stability analysis.

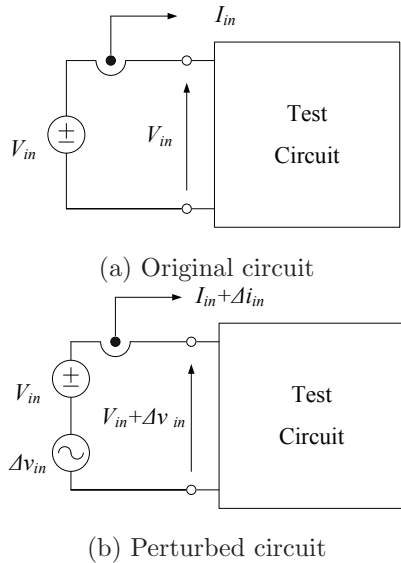
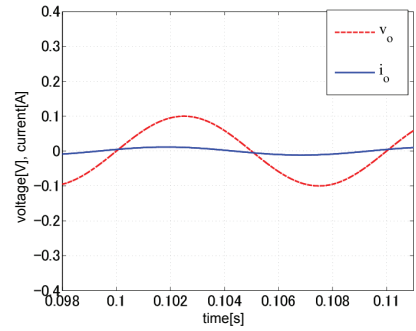


Fig. 2. Input impedance calculation by small-signal analysis.

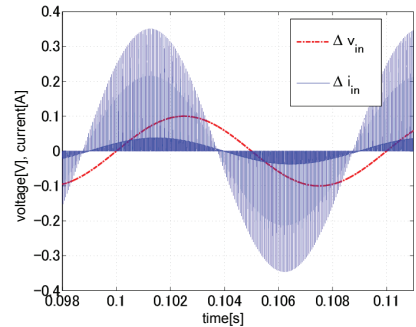
回路シミュレータによる数値シミュレーションが有用である。その方法を Fig. 2 の入力インピーダンス特性を求める例により説明する。

1. Fig. 2(a) に示すように対象とする回路の解析を行い、原回路の動作点 V_{in} に対する I_{in} を求める。
2. Fig. 2(b) に示すように動作点に摂動励起信号 Δv_{in} を与えて解析を行う。励起入力信号と応答信号に関して、原動回路と摂動回路との差の信号 Δv_{in} , Δi_{in} を求める。
3. Δv_{in} , Δi_{in} 間の振幅比および位相差より入力インピーダンス Z_{in} を求める。

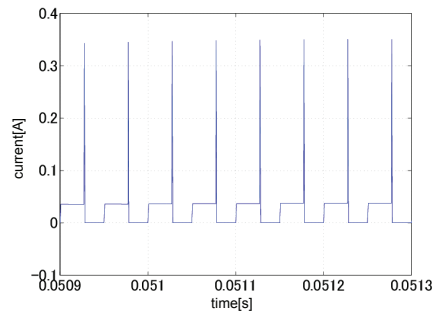
これらは一般的に非線形であるため、摂動小信号であっても動作点が変わるため、印加周波数信号毎に再計算する必要がある。また、Fig. 2 は入力インピーダンス特



(a) Averaged circuit



(b) Original circuit

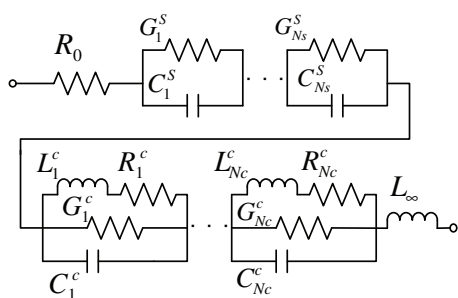


(c) Original circuit(expanded)

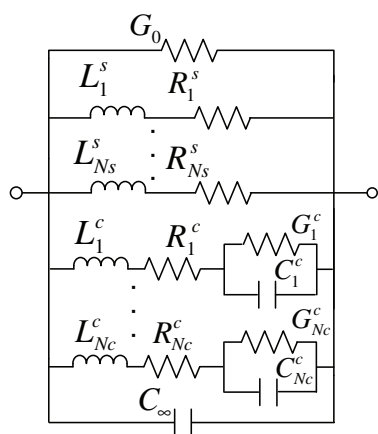
Fig. 3. Response waveforms (Δv_{in} , Δv_{in}) for a perturbation at 100Hz.

性の例であったが、励起信号の入力と応答信号の検出場所を適切に選べば、希望の特性を求めることができる。

後述する定電圧制御による降圧形コンバータに提案法を適用した結果を Fig. 3 に示す。シミュレータは Synopsys 社の Saber を用いた。Fig. 3(a) は平均化回路における、100Hz 振幅 0.1V の摂動入力励起信号 Δv_{in} とその入力応答電流 Δi_{in} である。Fig. 3(b) は、平均化していない原回路での同電圧・電流波形である。応答電流波形がパルス状でわかりにくいため、これを拡大した波形が Fig. 3(c) である。



(a) Series type



(b) Parallel type

Fig. 4. Foster type equivalent circuits.

この応答信号を高速フーリエ変換 (FFT) して、振幅および位相を求め、さらに励起信号による規格化により、励起周波数での特性を求めることができる。所望の周波数特性は、この過程を必要な周波数帯域で摂動周波数を変化させていくことで求めることができる。

4. 回路パラメータの測定とシミュレーションモデルの作成法

4.1 回路素子の周波数特性の測定およびモデルの合成

コンバータに含まれるインダクタ、キャパシタ、抵抗等の各素子は、MHz 程度までの帯域を考えると単一の集中定数素子ではなく、周波数特性をもつ分布定数回路となる。しかしこれらを分布定数として数値処理すると効率的でないため、低次元化された集中定数素子の組み合わせによる等価回路モデルで近似する。すなわちインピーダンスおよびアドミタンス特性をそれぞれ Fig. 4 に示した Foster 形回路により、VECTFIT 法を用いて等価

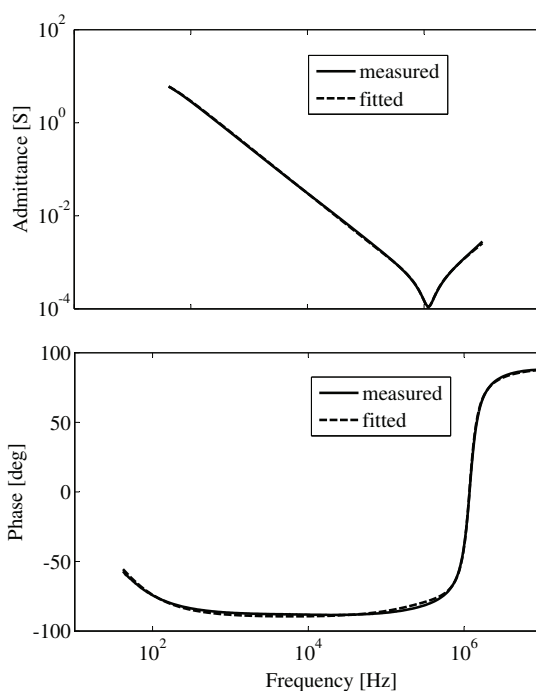


Fig. 5. Frequency-characteristics of an inductor of 500 μ H.

Table 1. Parameters of an inductor of 500 μ H..

	C_∞	G_0
	37.24pF	0.117mS
n	L_n^s	R_n^s
1	8.829mH	6.92k Ω
2	8.385mH	0.239k Ω
3	0.562mH	94.35m Ω

回路モデルの近似合成した。

周波数特性の測定には、Agilent Technologies 社製の 4294A プレシジョン・インピーダンス・アナライザーを使用し、測定の周波数帯は 2MHz までとし、スイッチング周波数の第 50~100 次高調波まで考慮した。そのパラメータ合成の例をインダクタについて、 $L=500\mu$ H の周波数特性を Fig. 5、パラメータを Table 1 に示す。また、キャパシタについて、 $C=470\mu$ F の周波数特性を Fig. 6、パラメータを Table 2 に示す。いずれも 4 次の集中定数

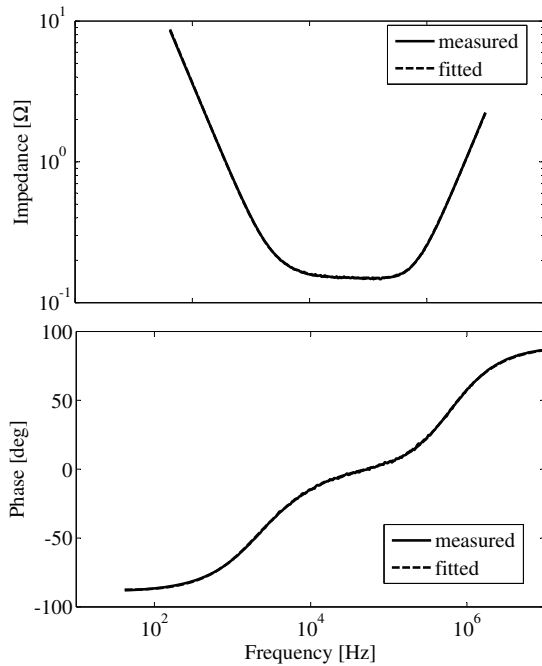


Fig. 6. Frequency-characteristics of a capacitor of $470\mu\text{F}$.

Table 2. Parameters of a capacitor of $470\mu\text{F}$.

	L_∞	R_0
	35.38nH	0.142Ω

n	C_n^s	G_n^s
1	74.67μF	80.65S
2	2.431mF	56.75S
3	0.44mF	2.993mS

等価回路により周波数特性が合致するように合成されている。このような等価回路を以下のコンバータ回路に使用したすべてのインダクタおよびキャパシタに対してあらかじめ等価回路を合成しておいて、周波数特性解析を行った。

5. コンバータ主回路・制御回路およびその特性測定実験システムの構成

例として、定電圧制御による降圧形コンバータの入力インピーダンス特性の計測システムの構成を Fig. 7 に

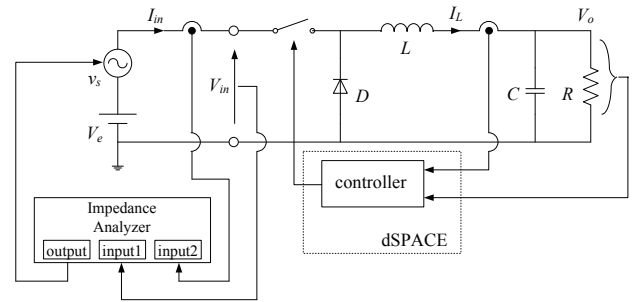


Fig. 7. Experimental system setup of a buck converter with the state feedback control.

示す。コンバータの制御部は、dSPACE を用い I/O ライブラリにそれぞれ、電圧プローブ、電流センサである HIOKI 製クランプオンプローブ 3276 を接続することで dSPACE 内にコンバータの出力電圧およびインダクタ電流を取り込み、PWM 信号を出力している。コンバータのスイッチング周波数は 20kHz とした。

スイッチ、ドライブ設計においては、コンバータのインピーダンス計測が目的であるためスイッチ、ダイオードに関しては極力 ON 抵抗が小さい MOSFET の東芝製 2SK2391, 東芝製 5GLZ47 を用いた。MOSFET の内部抵抗は、 $66\text{m}\Omega$ である。MOSFET:2SK2391 は、スイッチの安定的な駆動に際して、ゲート、ソース間に 10V 以上の電圧が必要不可欠である。そのため、DS1103 から出力された PWM 信号の増幅および逆電流の防止を目的とし、ドライブ回路 HCNW3120 を用いた。この HCNW3120 は、 $15\sim 30\text{V}$ といった出力動作電圧範囲を持っているので、 18V 直流電源を繋げ PWM 信号を low レベル 0V , high レベル 18V に増幅させた信号を MOSFET のゲートに送っている。この時、MOSFET は入力容量が大きいため、配線に含まれたインダクタ成分との共振によるノイズがスイッチ動作の誤動作の要因となる可能性がある。そこで、ドライブ回路と MOSFET 間にノイズ対策のためのゲート抵抗を挿入している。

インピーダンスアナライザは nF 社製の ZGA5920 を用いた。インピーダンスアナライザから出力される正弦波測定信号は、同機器が内部において電流を導通させることができないため、回路に直列に印加させることは不

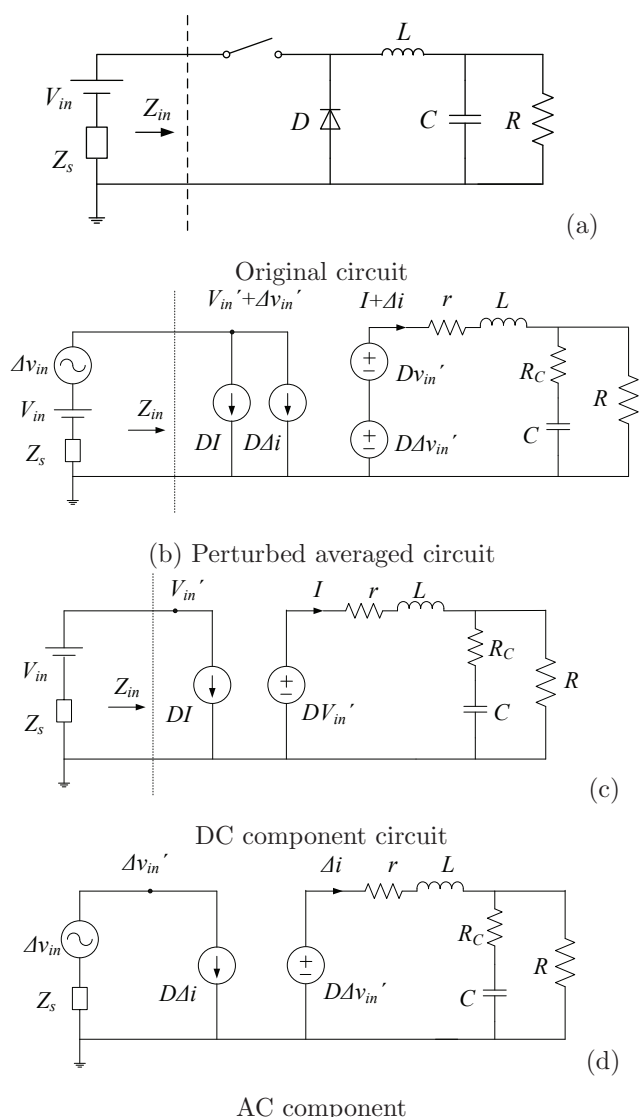


Fig. 8. Input impedance calculation of buck converter with open-loop control.

可能となる．そこで，主電源である nF 社製のバイポーラ電源 BP4610 に正弦波測定信号を入力し，電源内で直流電圧に重畳させることで可能とした．インピーダンスアナライザの入力端子 1 には電圧プローブ，入力端子 2 には HIOKI 製クランプオンプローブ 3276 の電流センサを接続した．

Table 3. Parameters of buck converter with open-loop control.

Parameter	value
Input voltage V_{in}	6V
Output voltage v_o	3V
Inductance L	500 μ H
Capacitance C	330 μ F
Load resistance R	30 Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Duty ratio D	0.5

6. 周波数特性解析例

6.1 降圧形コンバータ

提案手法を様々なコンバータに適用して周波数特性解析を行い，実験による測定結果と比較することで有用性の検証を行った．まず，降圧形コンバータについて開ループ形，状態フィードバック定電圧制御形と PI 制御形の 3 種類の制御回路について入力インピーダンス特性の解析および実験を行い，有用性の検証を行った．実験および解析の際，摂動励起信号の電圧は電源直流電圧 6V の 5% に対応した 0.3V の振幅に設定した．以下の例についても摂動小信号はすべて 5% とした．

6.1.1 開ループ降圧形コンバータ

Fig. 8(a) に示す開ループ降圧形コンバータの入力インピーダンス特性を解析する．その回路パラメータを Table 3 に示す．平均化回路の入力に摂動励起信号を印加した Fig. 8(b) に示す回路より解析的特性を求めることができる．すなわち，同回路を Fig. 8(c) に示す直流成分のみの回路と Fig. 8(d) に示す交流成分のみの回路に分けられる．この場合は線形であるため各周波数毎に回路方程式を解析的に解くことで周波数特性を求めることができる．

Fig. 8(d) に対する回路方程式は (2)，(3)，(4) 式となる．

$$(r + sL) \Delta i = D(\Delta v_{in} - D(sL_s + R_s) \Delta i) - \Delta v_o \quad (2)$$

$$sC \Delta v_c = \frac{\Delta v_o - \Delta v_c}{R_c} \quad (3)$$

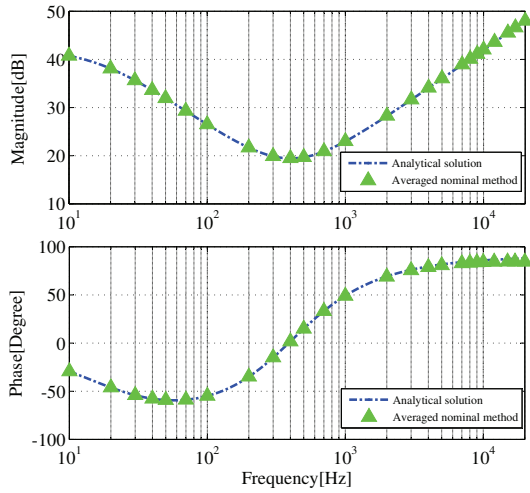


Fig. 9. Input impedance characteristics of buck converter with open-loop control .

$$sC\Delta v_c + \frac{\Delta v_o}{R} = \Delta i \quad (4)$$

一方、インピーダンス特性のの振幅 $|Z_{in}|$ および位相 θ は (5), (6) 式となる.

$$|Z_{in}| = \left| \frac{\Delta v_{in} - (sL_s + R_s) \Delta i}{D\Delta i} \right| \quad (5)$$

$$\theta_{in} = \tan^{-1} \frac{I_m(Z_{in})}{R_e(Z_{in})} \quad (6)$$

周波数特性は、(2)~(4) 式より計算した値を (5), (6) 式に代入することで求められる.

次に、シミュレーションにより以下の 3 種類の回路モデルで周波数特性を求めた.

1. 平均化モデル (Averaged nominal model) : L, C, R について単一集中素子モデルを用いた平均化回路による解析
2. 平均化詳細モデル (Averaged precise model) : L, C, R について周波数特性を考慮した等価回路モデルを用いた平均化回路の解析
3. PWM モデル (PWM model) : L, C, R について周波数特性を考慮した等価回路モデルを用いた原回路の解析

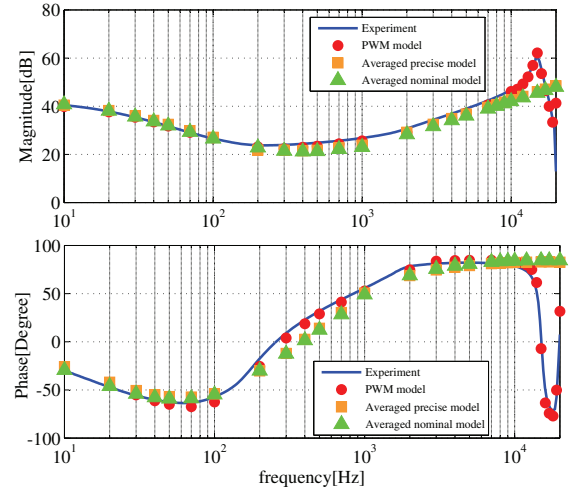


Fig. 10. Input impedance characteristics of buck converter with open-loop control.

まず Fig. 9 において、▲で示す AN モデルの結果と破線で示す解析の結果との比較を行った. 両者は本来等価なものであったが、それらの一致により、提案シミュレーション法の妥当性が確認できる. さらに Fig. 10 において上述の 3 種類の回路モデルによるシミュレーション結果を実験結果と比較した. 平均化モデルの結果を▲, 平均化詳細モデルの結果を■, PWM モデルの結果を●, 実験結果を実線で示す. 以下の他の例についても、それぞれのモデルによるシミュレーションおよび実験結果を同一の記号によって示す. 平均化モデルの結果は、300~1kHz 間付近の低周波帯域およびスイッチング周波数の半分の 10kHz 以降でずれが生じており、平均化詳細モデルの結果も同様である. これらモデルは平均化されているため、もともとスイッチング周波数の半分程度しか有効性がない. また 300~1kHz 間付近のずれは、平均化回路による解析のために動作点がずれることが原因と考えられる. これらに対して PWM モデルは、スイッチ近傍まで実験結果とほぼ一致しており、この回路においてこのモデルが有用である.

6.1.2 状態フィードバック定電圧制御による降圧形コンバータ

Fig. 11 の定電圧制御による降圧形コンバータの入力インピーダンス特性を求める. デューティの制御則は次

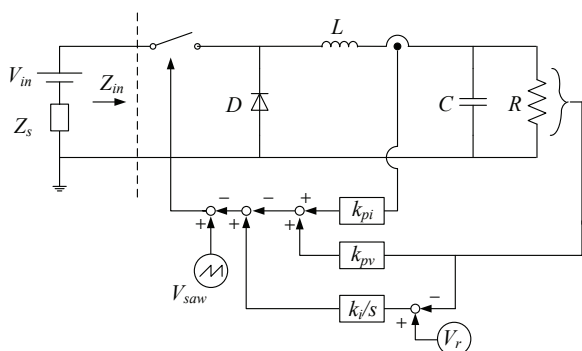


Fig. 11. Input impedance calculation of buck converter with the state feedback control.

Table 4. Parameters of buck converter with the state feedback control.

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	6V
Reference voltage V_r	3V
Inductance L	500 μ H
Capacitance C	330 μ F
Load resistance R	30 Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Propotional gain k_{pi}	1.5221
Propotional gain k_{pv}	-0.357
Integral gain k_i	285.0276

式であり、回路および制御パラメータを Table 4 に示す。

$$d = -k_{pi}i - k_{pv}v_o + \frac{k_i(V_{ref} - v_o)}{s} \quad (7)$$

この例では平均化を行っても、デューティ比が電圧電流に依存して線形化されないために、解析的特性を求めることができない。したがって、3種類の回路モデルによりシミュレーションのみを行い、実験結果と比較した。Fig. 12 に示す平均化モデルの結果は、スイッチング周波数の半分の 10kHz あたり以降でずれが生じており、平均化詳細モデルについても同様である。これらに対して、PWM モデルは、スイッチ近傍まで実験結果とほぼ一致し、このモデルが有用である。

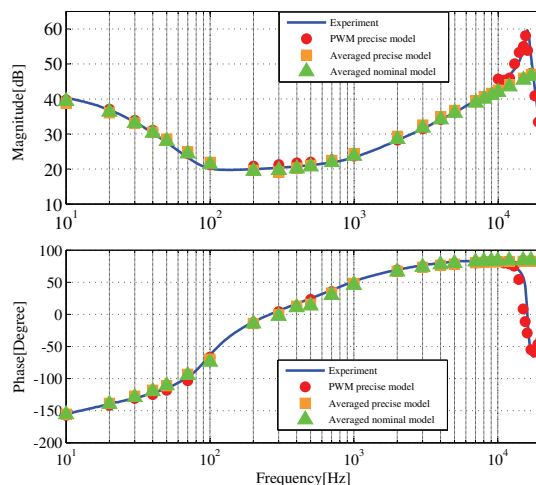


Fig. 12. Input impedance characteristics of buck converter with the state feedback control.

6.1.3 PI 制御による降圧形コンバータ

Fig. 13 に示す PI 制御による降圧形コンバータの入力インピーダンス特性を解析する。デューティの制御則は次式であり、回路および制御パラメータを Table 5 に示す。

$$d = (V_{ref} - v_o) \left(k_{pv} + \frac{k_i}{s} \right) \quad (8)$$

この回路も非線形であるため、3種類の回路モデルによりシミュレーションを行い、実験結果と比較した。Fig. 14 に示す平均化モデルの結果は、400~1kHz および 10kHz 以降の周波数帯においてずれが生じている。平均化詳細モデルの結果は、振幅については 10kHz 以降の周波数帯においてずれが生じ、位相は 300~2kHz 間および 10kHz 以降の周波数帯でずれが生じている。PWM モデルは、スイッチ周波数まで実験結果とほぼ一致している。

6.2 PI 制御による昇圧形コンバータ

Fig. 15 に示す PI 制御による昇圧形コンバータの入力インピーダンス特性を解析する。デューティの制御則は次式であり、回路および制御パラメータを Table 6 に示す。

$$d = (V_{ref} - v_o) \left(k_{pv} + \frac{k_i}{s} \right)$$

この回路も非線形であるため、3種類の回路モデルによりシミュレーションを行い、実験結果と比較した。Fig. 16 に示す平均化モデルの結果は、動作点がずれのため、

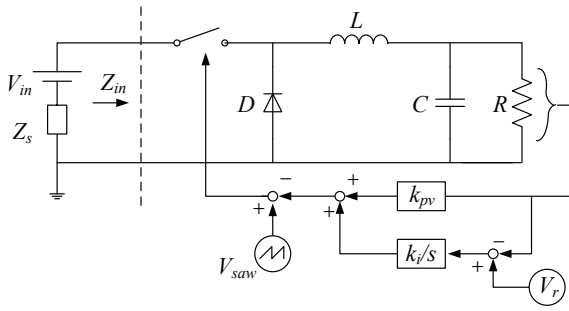


Fig. 13. Input impedance calculation of buck converter with PI control.

Table 5. Parameters of buck converter with PI control.

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	6V
Reference voltage V_r	3V
Inductance L	$500\mu\text{H}$
Capacitance C	$330\mu\text{F}$
Load resistance R	30Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Proportional gain k_{pv}	0.05
Integral gain k_i	30

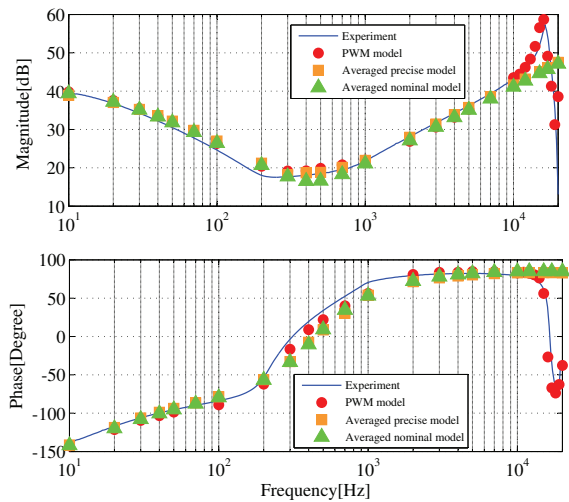


Fig. 14. Input impedance characteristics of buck converter with PI control.

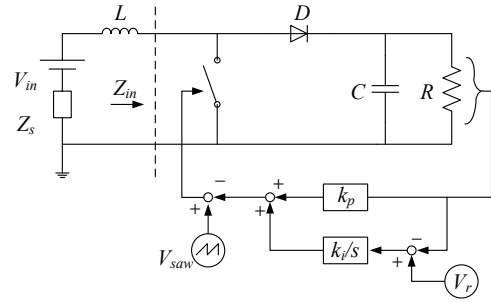


Fig. 15. Input impedance calculation of boost converter with PI control.

Table 6. Parameters of boost converter with PI control.

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	4V
Reference voltage V_r	8V
Inductance L	$500\mu\text{H}$
Capacitance C	$330\mu\text{F}$
Load resistance R	30Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Proportional gain k_{pv}	0.05
Integral gain k_i	20

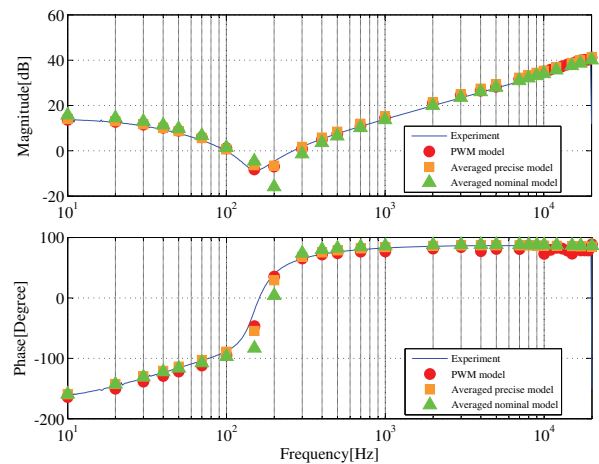


Fig. 16. Input impedance characteristics of boost converter with PI control.

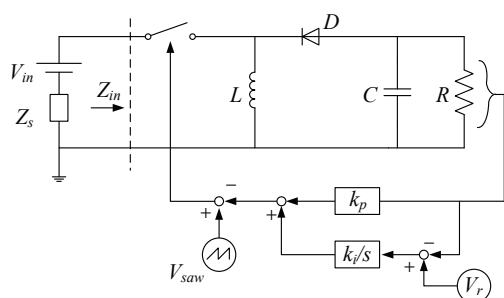


Fig. 17. Input impedance calculation of buckboost converter with PI control.

100~300Hz 間の周波数帯においてずれが生じている。平均化詳細モデルの結果は、スイッチ近傍まで実験結果とほぼ一致している。さらに PWM モデルの結果は、さらによく一致している。

6.3 PI 制御による昇降圧形コンバータ

Fig. 17 に示す PI 制御による昇降圧形コンバータの入力インピーダンス特性を解析する。デューティの制御則は次式であり、回路および制御パラメータを Table 7 に、シミュレーションおよび実験の比較結果を Fig. 18 に示す。

$$d = (V_{ref} - v_o) \left(k_{pv} + \frac{k_i}{s} \right)$$

平均化モデルおよび平均化詳細モデルの結果は、200~1kHz 間および 7kHz 以降の周波数帯においてずれが生じている。PWM モデルの結果は、スイッチ近傍まで実験結果と比べてほぼ一致している。

6.4 PI 制御による Cuk コンバータ

Fig. 19 に示す PI 制御による Cuk コンバータの入力インピーダンス特性を解析する。デューティの制御則は次式のとおりであり、回路および制御パラメータを Table 8 に示す。

$$d = (V_{ref} - v_o) \left(k_{pv} + \frac{k_i}{s} \right)$$

この場合、PWM モデルのみによりシミュレーションを行い、実験と比較を行った。Fig. 20 において、シミュレーション結果は、2kHz 以降でわずかなずれが生じているが、それ以外の領域ではほぼ一致している。インダ

Table 7. Parameters of buckboost converter with PI control.

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	9V
Reference voltage V_r	3V
Inductance L	500 μ H
Capacitance C	330 μ F
Load resistance R	30 Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Proportional gain k_{pv}	0.05
Integral gain k_i	30

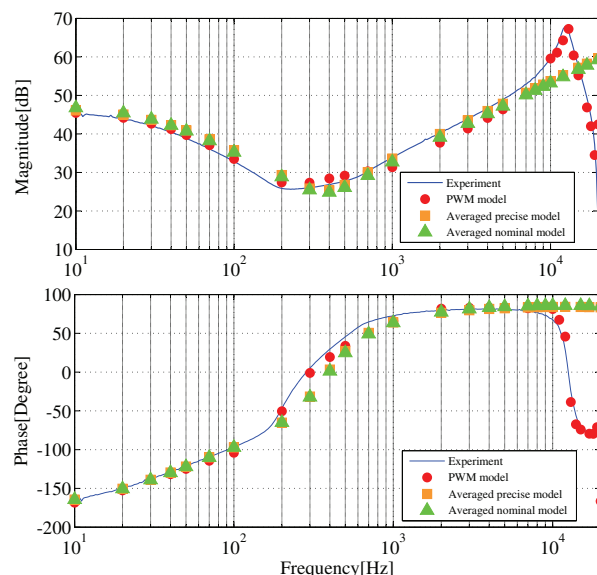


Fig. 18. Input impedance characteristic of buckboost converter with PI control.

クタやキャパシタ等の周波数特性はモデルに組み込んでいるが、さらにシミュレーション精度を上げていくためには、電源や寄生の成分の特性もより詳細にモデル中に組み込んでいく必要がある。

7. おわりに

コンバータの周波数特性は、スイッチングや制御に伴う非線形性のために、解析的に導出するのは困難であり、数値処理が有用である。そのため本論文では、回路シミュ

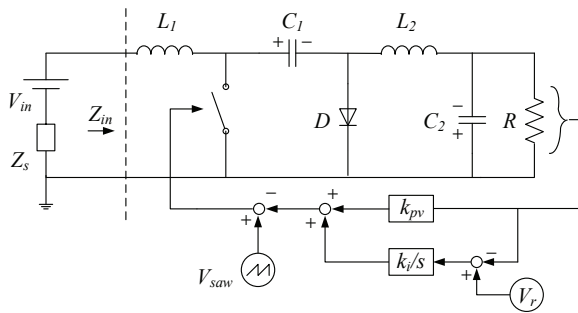


Fig. 19. Input impedance calculation of Cuk converter with PI control.

Table 8. Parameters of Cuk converter with PI control.

Parameter	Value
Input voltage V_{in}	30V
Reference voltage V_r	6V
Inductance L_1	1mH
Inductance L_2	1mH
Capacitance C_1	220 μ F
Capacitance C_2	470 μ F
Load resistance R	30 Ω
Switching frequency f_s	20kHz
Proportional gain k_{pv}	0.05
Integral gain k_i	30

レータを用いて対象回路の動作点付近に小信号の摂動を与えてその小信号応答を周波数解析するシミュレーション法を提案した。

提案手法の有用性を検証するために、まず平均化モデルを用いた線形な回路の例で、原理的に等価なシミュレーション結果と解析結果の比較を行った。これらは一致し、提案シミュレーション法の妥当性を確認した。次に非線形な降圧形、昇圧形、昇降圧形、Cuk コンバータ回路について、入力インピーダンス特性をシミュレーションにより求め、実験と比較した。その結果、平均化モデルおよび平均化詳細モデルは、平均化に伴って動作点のずれが生じる解析例が多くみられたため、本適用例においてはあまり有用性は見られなかった。これに対し、PWM

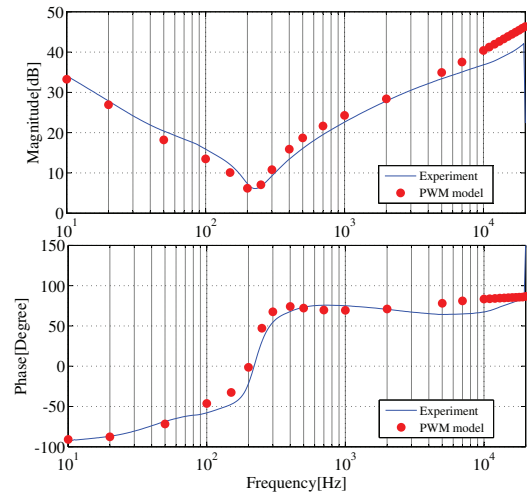


Fig. 20. Input impedance characteristics of Cuk converter with PI control.

モデルの結果は、いずれの例についてもスイッチ近傍までほぼ一致した。そのためコンバータ回路は、スイッチ動作を伴うため、精度を必要とする場合は MHz 程度の回路素子の周波数特性を考慮し PWM モデルとして解析するのが妥当である。さらにシミュレーション精度を上げていくためには、電源や寄生の成分の特性もより詳細にモデル中に組み込んでいく必要がある。平均化モデルはその前段階の設計に使用するとその簡便さを活用できる。

本論文においては、入力インピーダンスのみを検証したが、出力インピーダンスや制御出力特性等の種々の特性も適切な小信号の摂動とその応答信号を求めることにより求めることができる。今後、提案手法を様々なコンバータやインバータの周波数特性の解析に適用し、各種の電力変換システムの設計や安定性の解析に活用していきたい。

参考文献

- 1) 安部征哉, 広川正彦, 二宮保, “オンボード分散給電システムにおけるバスコンバータの最適設計について”, 電子情報通信学会論文誌 B, **J91-B**, 793-800 (2008).
- 2) 安部征哉, 広川正彦, 財津俊行, 二宮保, “オンボード分散給電システムにおける安定化設計”, 電子情報通

- 信学会論文誌 B, **J89-B**, 638–645 (2006).
- 3) 久永光司, 原田耕介, “中間バスコンバータを用いた分散給電システムにおける系の安定性について”, 信学技報 EE2003-20, 19–24 (2003).
 - 4) 久永光司, 原田耕介, “中間バスコンバータを用いた分散給電システムにおける系の安定性について (第2報)”, 信学技報 EE2003-58, 7–12 (2004).
 - 5) 久永光司, 長尾道彦, 原田耕介, “中間バスを有する電子通信機器用分散給電システムの系の安定性について”, 電子情報通信学会論文誌 B, **J90-B**, 519–529 (2007).
 - 6) 竹島昌俊, 安部征哉, 遠藤久仁, 平岡靖史, 丸山雅人, 二宮保, “各種 DC-DC コンバータの縦続接続システムの安定性解析について”, 電子情報通信学会技術研究報告. EE, 電子通信エネルギー技術 EE2005-81, 121–126 (2006).
 - 7) X.Feng and F.C.Lee, “On-line measurement on stability margin of DC distributed power system”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, **2**, 1190–1196 (2000).
 - 8) R.D.Middlebrook, “Input filter considerations in design and application of switching regulators”, IEEE Trans. on Power Electronics, **22**, 1402–1409 (2007).
 - 9) J.Sun and M.Chen, “Analysis and mitigation of interactions between PFC converters and the AC source”, Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International, **1**, 99–104 (2004).
 - 10) J.Sun, M.Chen, K.J.Karimi, “Aircraft power system harmonics involving single-phase PFC converters”, IEEE Transactions on aerospace and electronic systems, **44**, 99–104 (2004).
 - 11) J.Sun, M.Chen, K.J.Karimi, “Input impedance analysis of single-phase PFC converters”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, **1**, 361–367 (2003).
 - 12) M.Chen and J.Sun, “Low-frequency input impedance modeling of boost single-phase PFC converters”, IEEE Trans. on Power Electronics, **22**, 1402–1409 (2007).
 - 13) 加藤利次, 所圭太郎, “スイッチングコンバータの平均化回路の一般的導出法”, 同志社大学理工学研究報告, **35(3/4)**, 340–350 (1995).
 - 14) 加藤利次, 所圭太郎, “スイッチングリップルを考慮した電力変換器の平均化解析法”, 電気学会論文誌 D, **114**, 1257–1262 (1994).