

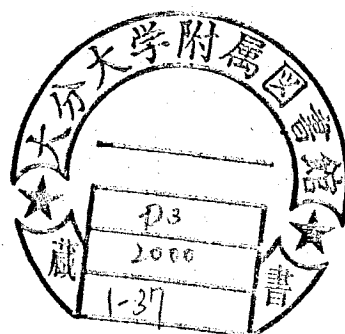
負荷電流フィードフォワード制御を用いたスイッチング方式

DC-DC コンバータの動特性に関する研究

大分大学大学院工学研究科

博士後期課程

博士論文



2000年 9月

金丸 祥二

目 次

	頁
まえがき	1
第 1 章 序論	6
1. 1 スイッチング電源の特徴	6
1. 2 基本構成	10
1. 2. 1 PWM コンバータ	10
1. 2. 2 共振形コンバータ	17
1. 3 スイッチング電源への要求条件と課題	20
第 2 章 PWM コンバータの動特性	26
2. 1 状態平均化法	26
2. 1. 1 状態平均化方程式	27
2. 1. 2 静特性	31
2. 1. 3 動特性	32
2. 2 降圧形コンバータの動特性	32
2. 2. 1 状態平均化方程式	32
2. 2. 2 小振幅変動時の動特性	36
2. 2. 3 負荷変動時の過渡応答	42

第 3 章 負荷電流フィードフォワード制御	54
3. 1 回路構成	56
3. 2 動作解析	56
3. 2. 1 周波数領域での解析	56
3. 2. 2 時間領域での解析	61
3. 3 フィードフォワードパラメータの最適化	65
3. 4 有効制御範囲	70
第 4 章 容量性負荷に対するフィードフォワード制御の効果	81
4. 1 回路構成	81
4. 2 動作解析	83
4. 3 容量性負荷に対するフィードフォワード制御の効果	85
4. 4 安定性	97
第 5 章 結論	101
謝辞	103
文献	104

まえがき

スイッチング電源は、今では大部分の電子機器の電源として使用されており、電源といえばスイッチング電源を指すと言われるほどの状況となっている[1]。この最大の要因は、近年の携帯電話、ノートパソコン、携帯端末などの移動型の携帯機器はもとより、家電製品、FA 機器、通信機器などの電子機器の小形・軽量化の流れにある。従来、直流安定化電源としてはリニア方式（あるいはドロップ方式といわれる）の電源が一般的であったが、スイッチング方式の電源が 1970 年代に産業機器用電源として開発されて以来、パワー半導体の発展と相俟って、その特徴である小形・軽量、高効率である点が認められ、時代のニーズと合致し急速に普及するに至っている。従来のリニア方式はトランジスタなどの半導体デバイスを能動領域で動作させ、その等価抵抗による電力損失により出力を所定レベルに保とうとするため原理的に変換効率が低く、また損失による発熱を放散させるための放熱器が必要となり、電源装置の小形化が困難である。一方、スイッチング方式は、スイッチ素子として半導体デバイスを用いてオン・オフの時比率を制御し、スイッチング動作により出力を所定のレベルに変換するものであり、半導体デバイスが飽和領域と遮断領域で動作するため、半導体スイッチにおける電力損失が少なく電力変換効率が高い。また、スイッチング周波数を高めることによって、リアクトル、トランスなどの磁気部品および平滑コンデンサを小形・軽量化できるなど優れた特徴を有している[2],[3]。

現在、このように普及してきたスイッチング電源に対して、さらなる軽薄短小化、高効率化はもちろん、スイッチング動作に伴う高周波ノイズの低減および高調波規制を含めた電磁環境の整合性(EMC)対策が求め

られている[11],[14]。さらに、近年、スイッチング電源の過渡特性が注目されてきている[15]。これは地球規模での環境問題に端を発した省電力化の要求に応じて、電子機器の動作に応じてきめ細かく電力制御すること起因している。電子機器の省電力化および小形・軽量化のために、これらの電子機器に使用されるICは大規模・高集積化、省電力化の方向へと向かっている。そのため、消費電力が電圧の二乗に比例し、動作電圧を下げることで省電力に有効であることから動作電圧は低下し、一方で高集積化、高速動作化により動作電流は増加し、低電圧・大電流化している。また、省電力のために非動作中の回路部の電力遮断や動作に応じた適正動作クロックへの切替による電力低減により、IC自体、あるいは電子機器の動作電流が短時間に大きく変動するものが現れてきた[6]-[8]。このため、電源からみたこれら電子機器の負荷条件は短時間で大きく変動するようになり、低電圧化により許容される電圧変動範囲が狭まっていることも加わり、負荷の急変に対する電源電圧の過渡的な応答特性が注目されるようになってきた。

負荷の変動に対応する電源出力の過渡特性は、電源の電力出力部のインピーダンスとレギュレータの制御方法により決定される。過渡応答をよくするには、電力出力部の固有のインピーダンスが小さいこと、つまり、出力コンデンサの等価直列インダクタンス(ESL)と等価直列抵抗(ESR)ができるだけ小さく、そして出力フィルタの特性インピーダンスが小さいことが望ましい[9],[10]。従って、この電力出力部のインピーダンスが高い場合には、これらの要素によって過渡応答の特性がほとんど決定され、制御方法による改善の余地は少ない。逆に、インピーダンスを低く抑えることができれば制御方法により改善が可能となる。そのため、

過渡応答を改善する基本的な方法は、出力コンデンサの ESL と ESR を小さくし、フィードバック制御における一巡伝達関数のクロスオーバー周波数をできるだけ高くし、帯域を広げかつ安定性を保つ位相補償 [3], [11]–[13] を含むフィードバック系の構築にある。しかしながら、許容される電圧変動幅は益々小さくなり電源の負荷変動時の過渡特性に対する要求は非常に厳しいものとなっており、DC-DC コンバータは基本的に 2 次系の遅れを伴うため、通常の電圧フィードバック制御のみではこの要求に応えることは困難となってきた。そこで、電圧フィードバック制御に加え、負荷電流フィードフォワード制御を併用する手法が幾つか提案されている。これらは、いずれも電流モード制御のコンバータについての報告 [14]–[16] であり、一般に広く用いられている電圧モード制御のコンバータについては、十分な検討がなされていない。

本論文では、負荷急変時の出力電圧の過渡特性の改善を図るため、フィードフォワード信号として負荷電流の微分値を用いる方式を提案し [17]、一般的な電圧モード制御の降圧形 DC-DC コンバータに適用した場合について定量的な解析と実験を行い、出力電圧フィードバックと負荷電流フィードフォワードの複合制御における負荷変動時の出力電圧の過渡特性を明らかにすると共にその有用性を示している [18]–[21]。

第 1 章は序論であり、スイッチング電源の特徴を述べ、従来より広く用いられている PWM コンバータと近年実用化されている共振形コンバータについて概説し、最近、特にコンバータの特性として過渡特性が重要視され始めた背景について述べる。

第 2 章では、本研究の解析に用いた状態平均化法について概説し、降圧形コンバータについて、この方法を用いて小信号の変位に対する動特

性解析を行なった結果を示した。また、負荷がステップ状に大きく変動した場合の出力電圧の過渡応答について、簡易モデルを用いて出力コンデンサの ESL, ESR の影響を整理した。さらに、その際の状態平均化法による過渡応答の解析法について述べた。

第 3 章では、負荷急変時に生じる出力電圧の過渡応答の改善を目的として、負荷電流の微分値を用いたフィードフォワード制御を併用する方式を提案した。この負荷電流フィードフォワード制御を、一般的な位相補償回路を有する電圧モード制御の降圧形 DC・DC コンバータに適用した場合について検討し、出力電圧フィードバックと負荷電流フィードフォワードの複合制御における負荷変動時の出力電圧の過渡特性を明らかにした。負荷電流変動の検出には電力損失が少なく絶縁が容易な電流トランスを使用しており、電流トランスの励磁インダクタンス及び 2 次側の電流－電圧変換抵抗で決まる微分特性の最適化を図るために、出力電圧の偏差を二乗積分した性能指数を過渡応答改善の指標として導入し、最適フィードフォワードの設計方法を示した。また、PWM 制御の時比率の飽和現象に起因するフィードフォワード制御の有効な制御範囲と負荷の変化速度に対応する負荷電流スルーレートとの関係を定量的に明らかにした。

第 4 章では、より一般的な負荷条件の場合について負荷電流フィードフォワード制御の効果を検証した。電源の出力と負荷の間には、物理的な接続のために抵抗、インダクタンスなどの寄生要素を持つラインインピーダンスが存在する。これらのラインインピーダンスは、負荷急変時の電圧変動をより悪化させる。一般にこの負荷条件の急変に対応するために、負荷と並列に大容量のキャパシタ（バルクキャパシタ）が接続さ

れている。負荷電流フィードフォワード制御を適用した降圧形 DC-DC コンバータにおいて、負荷に大容量のバルクキャパシタが並列接続された一般的な容量性負荷に関し、負荷変動に対する出力電圧の過渡特性について考察した。フィードフォワード制御の制御パラメータを最適に設計することにより過渡特性が改善されることを実験及び解析により確認し、バルクキャパシタがフィードフォワード制御の過渡特性の改善度、及び安定性に与える影響について明らかとした。

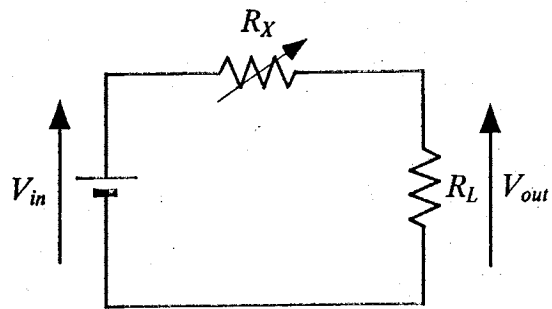
第5章は以上の研究を総括した結論である。

第1章 序 論

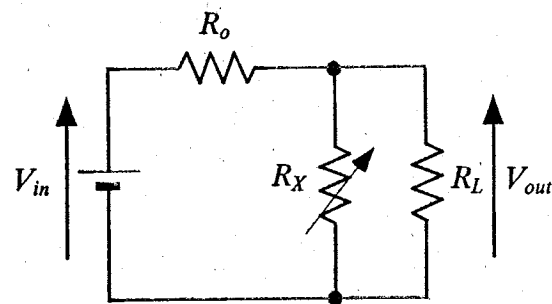
直流安定化電源には，大きく分けて従来より用いられているリニア方式と近年広く用いられているスイッチング方式の2つの方式がある。スイッチング電源は直流安定化電源の動作方式の一種であり，スイッチング方式により出力電圧の安定化を図るものである。スイッチング方式は，リニア方式がトランジスタなどの半導体デバイスを能動領域で動作させるのに対して，スイッチ素子として半導体デバイスを用いてオン・オフの時比率を制御し，スイッチング動作により出力を所定のレベルに変換するものである。半導体デバイスが，飽和領域と遮断領域で動作するため，半導体スイッチにおける電力損失が少なく電力変換効率が高い。また，スイッチング周波数を高めることによって，リアクトル，トランスなどの磁気部品および平滑コンデンサを小型・軽量化できる。これらの特長により，現在では，スイッチング方式のコンバータが，リニア方式に代わって，あらゆる電子機器に使用されてきている。本章では，このスイッチング方式を用いたスイッチング電源について，その特徴，基本的な回路方式と特性，及び最近の電源に要求される特徴的な事項について概説する。

1.1 スwitchング電源の特徴^{[2],[3]}

リニア方式のレギュレータには，図 1.1(a)，(b)の動作原理図で示す直列制御方式と並列制御方式の2通りがある。両方式とも図中で示す可変抵抗器 R_x により，その抵抗を連続的に変化させて出力電圧 V_{out} を調整するものである。トランジスタなどの半導体素子を能動領域で動作させる



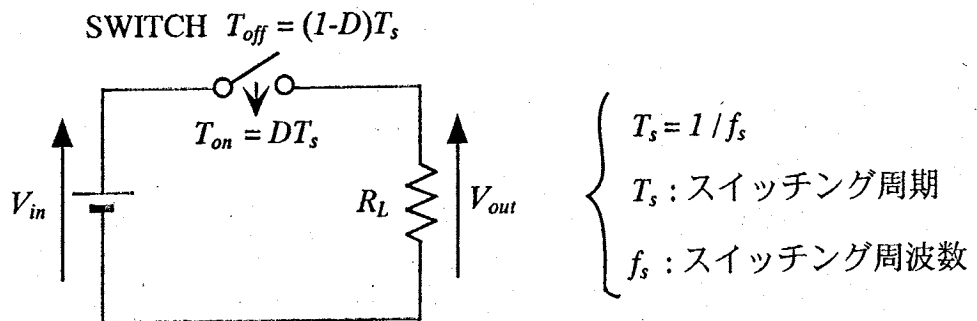
(a) 直列制御方式



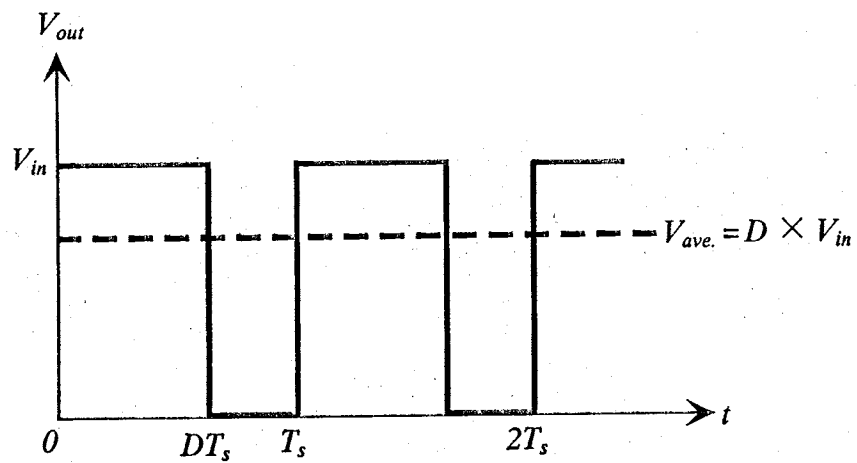
(b) 並列制御方式

図1.1 リニア方式の動作原理

ことにより等価的に可変抵抗としている。そのため、原理的に等価抵抗による電力損失により出力を所定レベルに保とうとするため変換効率が低く、また損失による発熱を放散させるための放熱器が必要となり、電源装置の小形化が困難である。一方、スイッチングレギュレータは半導体デバイスをスイッチ素子としてオン・オフの時比率を制御し、出力を安定化させる電源方式である。図 1.2(a), (b)にスイッチングレギュレータの動作原理図を示す。スイッチは周期的にオン、オフを繰り返す。入力電圧が V_{in} [V] で周期 T_S , オン期間 DT_S , オフ期間 $(1-D) T_S$ とすると、抵抗の両端の出力には図 1.2(b)に示すような電圧が生じる。ここで D は、 $D = T_{on} / T_S$ で定義しスイッチのオン期間の割合を示し、時比率、あるいは通流率(duty ratio)と言われる。この出力電圧を平均すると $V_{ave.} = DV_{in}$ [V] となり、時比率 D に比例すること分かる。入力エネルギーの出力側への伝達をスイッチ動作で時間的に制御し、平均出力として所定のレベルに調整する方法がスイッチングレギュレータである。この方式では、原理的には損失は生じない。このスイッチとして、近年進歩の著しい MOSFET, IGBT[3],[23],[36]などの半導体デバイスが用いられている。半導体デバイスはスイッチとして、飽和領域と遮断領域で動作するため、半導体スイッチにおける電力損失が少なく、スイッチング方式はリニア方式に比べ電力変換効率が低い。また、スイッチング出力を平均化するために平滑用のリアクトル、コンデンサ及び、場合によっては電氣的絶縁用のトランスが用いられるが、これらのリアクトル、トランスなどの磁気部品および平滑コンデンサは、スイッチング周波数を高めることによって、小型・軽量化できる。そのため、リニア方式が出力電圧のリプルが小さく、電源自体からの発生ノイズも小さく、かつ過渡応答が速いと



(a) 基本回路



(b) 出力電圧

図1.2 スイッチング方式の動作原理

いう長所をもっているものの、スイッチング方式の軽量・小形、高効率である点が近年発展の著しいデジタル機器のニーズに合致しており、スイッチング電源はリニア方式に代わって、あらゆる電子機器に使用されてきている。これらの両方式の比較結果をまとめたものを表 1.1 に示す。

表 1.1 スイッチング方式とリニア方式の比較

項目	スイッチング方式	リニア方式
効率	高い	低い
寸法	小形	大形
重量	軽い	重い
リップル	大	小
不要輻射	有	無
過渡応答	普通	速い
回路	複雑	簡単

1. 2 基本構成

1. 2. 1 PWM コンバータ

スイッチング電源は、電力調整部のスイッチングレギュレータと、それに起動回路、過電流・過電圧保護回路、ノイズフィルタなどの機能を付加したものである。このスイッチングレギュレータの基本構成を図 1.3 に示す。DC-DC コンバータは、電源の主要な部分を占めている直流電圧を所定のレベルに変換するスイッチング方式の電力変換器である。出力電圧が帰還回路によって検出され、基準電圧と比較されてその誤差電圧が増幅される。その誤差電圧によってパルス幅変調（PWM: pulse-width modulation）回路は駆動回路を通して半導体スイッチのオン・オフ時間比を変調させ、誤差電圧を抑えるように出力電圧を調整する。

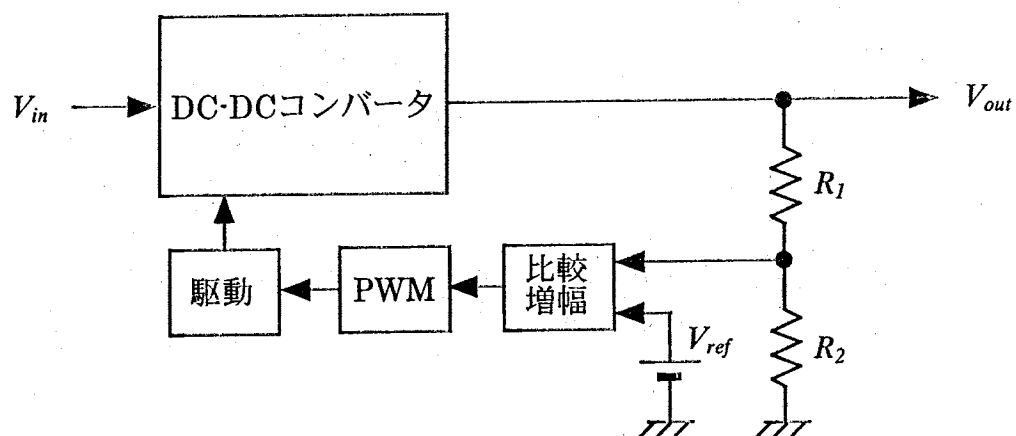


図1.3 スイッチングレギュレータの基本構成

この DC-DC コンバータには、構成する半導体スイッチ素子（トランジスタ、ダイオードなど）とエネルギー蓄積素子（リアクトル、コンデンサ）の接続の位置関係により種々の方式があるが、特に図 1.4(a)～(d)に示す 4 つの回路方式（降圧形、昇圧形、昇降圧形、Cuk コンバータ）が代表的なものである。以下これらの基本的なコンバータ回路について、リアクトル電流が連続する場合の動作を考え、入出力電圧の関係を求める。簡単のためスイッチは理想的なスイッチとし、その他のすべての回路素子の内部抵抗は無視する。また、入力電圧を V_i 、出力電圧を V_o 、リアクトルを流れる電流 I_L とし、リアクトル及びコンデンサの値は十分大きく、リアクトル電流とコンデンサ電圧に含まれるリップルは十分小さいと仮定する。

(1) 降圧形

図 1.4(a)に降圧形コンバータの回路を示す。スイッチがオンのときリアクトルに流入するエネルギー $(V_i - V_o) I_L T_{on}$ とスイッチがオフのときに負荷に放出されるエネルギー $V_o I_L T_{off}$ は、定常状態では等しいので、

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} = \frac{T_{on}}{T_s} = D \quad (1.1)$$

の入出力電圧の関係が得られる。時比率 D が 1 より小さく、直流電圧を降圧させる変換器となる。

(2) 昇圧形

図 1.4(b)に昇圧形コンバータの回路を示す。スイッチがオンのときリアクトルに流入するエネルギー $V_i I_L T_{on}$ とスイッチがオフのときに負荷に放出されるエネルギー $(V_o - V_i) I_L T_{off}$ は、定常状態では等しいので、

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_{on} + T_{off}}{T_{off}} = \frac{T_s}{T_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.2)$$

の入出力電圧の関係が得られる。時比率 $(1-D)$ が 1 より小さいため、直流電圧を昇圧させる変換器となる。

(3) 昇降圧形

図 1.4(c) に昇降圧形コンバータの回路を示す。スイッチがオンのときリアクトルに流入するエネルギー $V_i I_L T_{on}$ とスイッチがオフのときに負荷に放出されるエネルギー $V_o I_L T_{off}$ は、定常状態では等しいので、

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{T_{on}}{T_{off}} = \frac{D}{1-D} \quad (1.3)$$

の入出力電圧の関係が得られる。時比率 $D=0.5$ を境にして、0.5 以下で降圧、0.5 を超えると昇圧の直流電圧変換器となる。

(4) Cuk コンバータ

図 1.4(d) に Cuk コンバータの回路を示す。Cuk コンバータでは、リアクトルの代わりにコンデンサをエネルギー蓄積に用いる。ここで、リアクトル L_1 , L_2 の値は十分大きく、それぞれを流れる電流 I_{L1} , I_{L2} のリップルは無視できるものとする。スイッチがオフのとき、コンデンサ C_1 に充電される電荷 $I_{L1} T_{off}$ とスイッチがオンのときコンデンサ C_1 より放電される電荷 $I_{L2} T_{on}$ は、定常状態では等しいので、

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{T_{off}}{T_{on}} = \frac{1-D}{D} \quad (1.4)$$

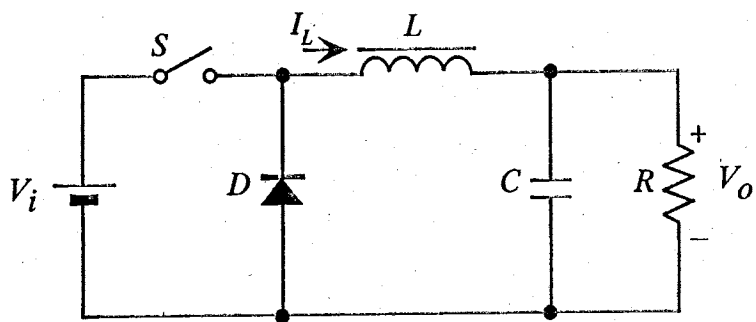
さらに、リアクトルを流れる電流 I_{L1} , I_{L2} は、それぞれ入出力電流の平均値 I_i , I_o に等しくなること、また、入出力電力が等しいことより

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I_i}{I_o} = \frac{I_{L1}}{I_{L2}} = \frac{T_{on}}{T_{off}} = \frac{D}{1-D} \quad (1.5)$$

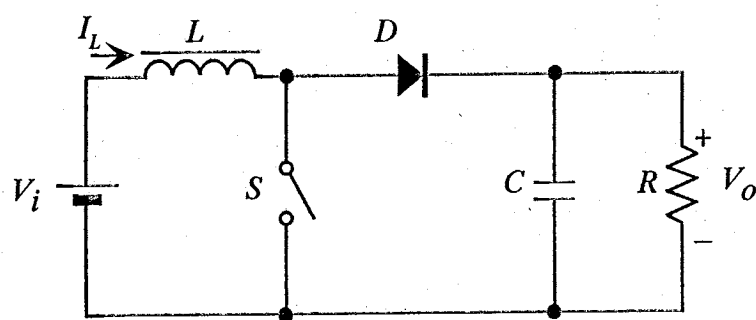
の入出力電圧の関係が得られる。昇降圧形と同じ電圧変換比となる。

これらの基本的なコンバータには双対関係があり、リアクトル及びコンデンサの値が十分大きく、電流連続モードではリアクトル電流とコンデンサ電圧に含まれるリップル成分は無視できると仮定し、各コンバータのリアクトルとコンデンサをそれぞれ直流電流源と直流電圧源に等価的に置き換えた図 1.5 の各回路^[23]より理解できる。この図に示すように降圧形と昇圧形には双対関係があり、また、これらの 2 回路を縦続接続した昇降圧形と Cuk コンバータの間にも双対関係がある^[22]。

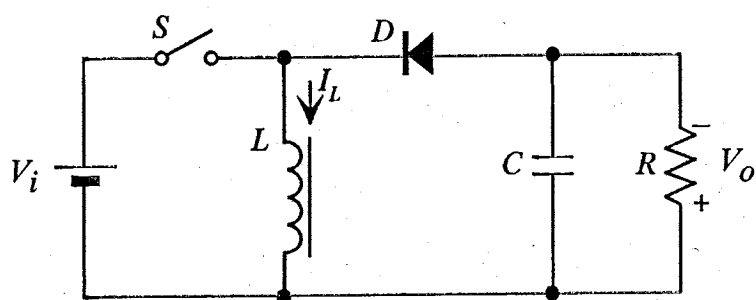
これらのコンバータでは、スイッチを流れる電流とスイッチにかかる電圧の波形が矩形波であるが、高効率・低ノイズ化のために、共振回路を用いてスイッチを流れる電流、またはスイッチにかかる電圧波形を正弦波形の一部として動作させる共振形コンバータも使用されてきている。共振形コンバータに対して、先の矩形波でスイッチが駆動するコンバータは、PWM コンバータと称される。



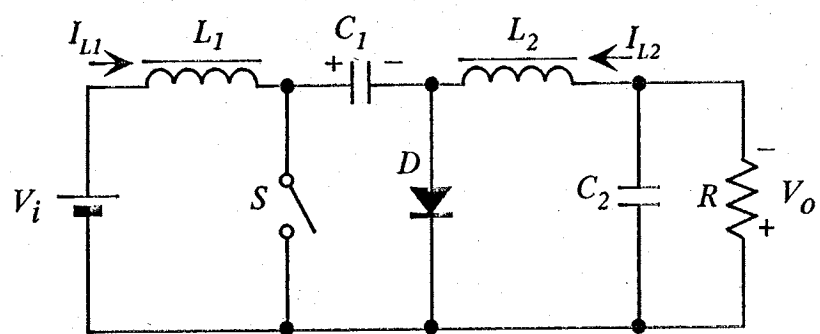
(a) 降压形



(b) 昇圧形



(c) 昇降压形



(d) Cukコンバータ

図1.4 基本的なDC-DCコンバータの回路

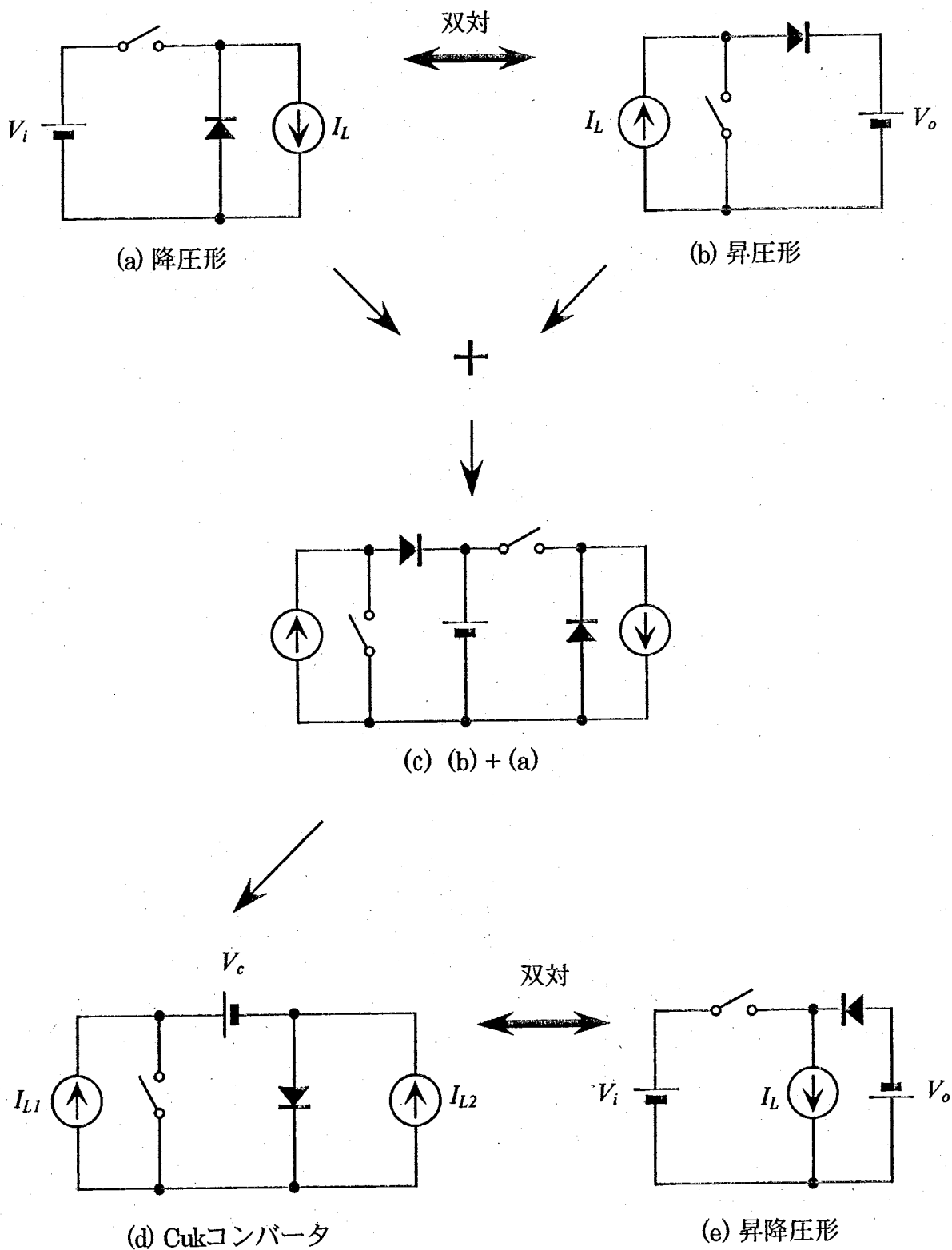
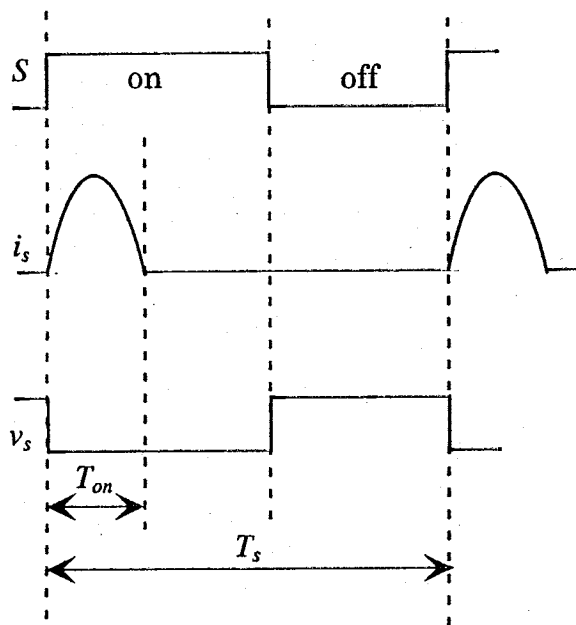
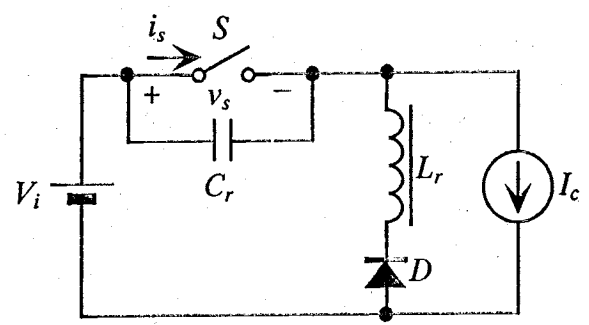
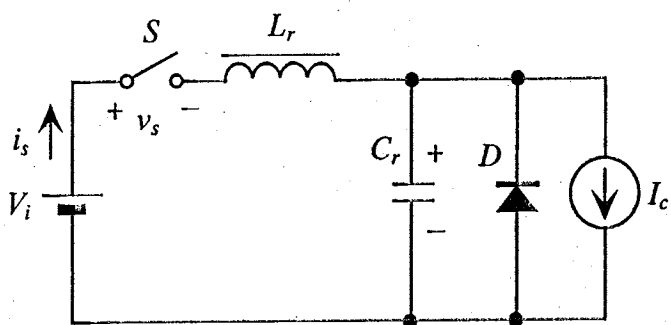


図1.5 基本的なDC-DCコンバータ回路の相互関係

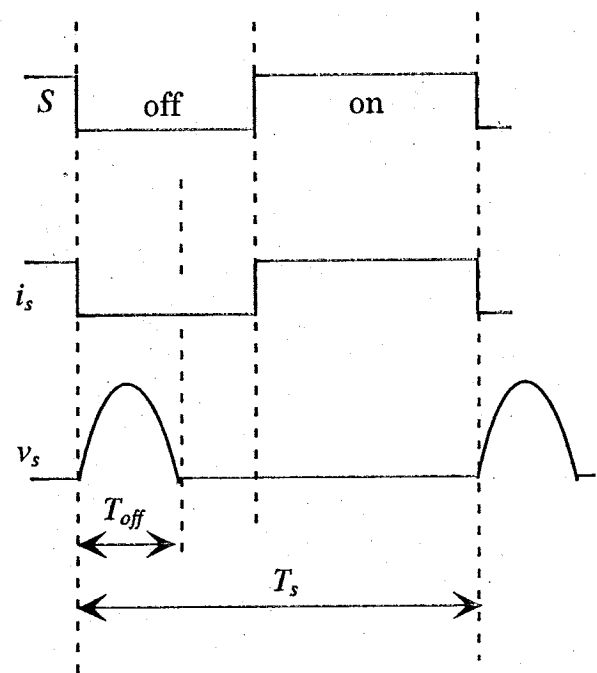
1. 2. 2 共振形コンバータ [24]・[28]

PWM コンバータでは、スイッチを流れる電流とスイッチにかかる電圧の波形が矩形波となっているため、スイッチ素子の立上り、立下りおよび蓄積時間によりスイッチング時にスイッチ素子による電圧と電流の重なりが生じるため、スイッチング損失となり、高周波化を妨げる要因となっている。この改善策として新たにスイッチに共振回路を結合し、スイッチを流れる電流またはスイッチにかかる電圧の波形を正弦波にしてスイッチング損失を低減しようとする共振形コンバータが実用化されてきている。共振形コンバータは、スイッチ素子を流れる電流あるいはそれにかかる電圧を共振波形もしくはその一部とし、これが零のときにオン・オフを行うもので、原理的にスイッチング損失は発生しない。このようなスイッチング動作の違いより、PWM コンバータはハードスイッチング方式、一方の共振形コンバータはソフトスイッチング方式のコンバータとも称されている。共振形コンバータの回路形態は一般に PWM スイッチと共振回路を組み合わせて共振スイッチ [24]・[26] という概念を用いて議論される。共振スイッチには図 1.6 に示すように電流共振スイッチと電圧共振スイッチとがあり、前者はスイッチと共振用インダクタが直列に接続され、後者はスイッチと共振用コンデンサが並列に接続される。ここでは、電流共振スイッチについて簡単に動作の説明を行う。

図 1.6 の電圧、電流波形に示すように、スイッチがターンオンされるとスイッチに直列に接続された共振インダクタとキャパシタにより共振回路が形成され、スイッチを流れる電流は零から正弦波状に上昇する。この電流はピークに達するとまた徐々に零に減少する。スイッチのターンオフは電流が零になった後に行われる。このように、スイッチは零電



(a) 電流共振スイッチ



(b) 電圧共振スイッチ

図1.6 共振スイッチの回路と原理波形

流でターンオン・オフされるので、零電流スイッチングと呼ばれている。零電流スイッチングでは、スイッチング時に電圧と重なる電流が小さいため、電流と電圧の重なりによって生じるスイッチング損失が低減される。さらに、電流共振スイッチでは寄生インダクタンスが共振回路に取り込まれるため、ターンオフ電圧サージが低減される。このようにスイッチにかかる電流波形が正弦波の一部となるコンバータは電流共振形コンバータと呼ばれている。

共振形コンバータはスイッチング損失が小さいという利点の他、急峻な電圧変化、及び電流変化を伴わないためにスイッチングノイズが小さいという特長を有しているが、以下のような問題点もある。

- (1) スwitchング・オン時あるいはオフ時のパルス幅は共振回路によって決まるため、パルス幅制御を行うためには、スイッチング周波数を変化する必要がある。このため、平滑フィルタは最低スイッチング周波数に対して設計する必要があり、平滑フィルタの小形・軽量化に制限がある。
- (2) スwitchング損失を低減するために共振現象を利用しているため、スイッチにかかる電圧あるいはスイッチを流れる電流が大きくなる。
- (3) 零電圧あるいは零電流スイッチングが可能な負荷範囲に制限があり、共振回路が並列共振の場合には軽負荷時に、直列共振の場合には重負荷時に無損失スイッチングが達成できなくなる。

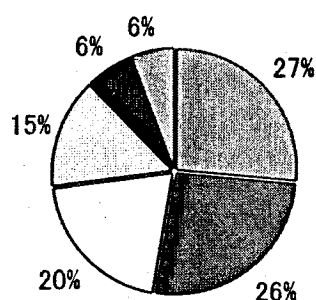
1. 3 スイッチング電源への要求条件と課題

スイッチング電源は、現在情報機器や通信機器を始めとするあらゆる電子機器に広く使用されている。日本電子機械工業会の資料^[1]によると、現在、スイッチング電源は電子機器に使用されている電源市場の8割以上を占める（推定値）。また、その使用用途も表 1.2 に示すように広範囲にわたっており、直流電源を必要とする機器には必ずと言ってよいほど使われている状況にある。図 1.7 のスイッチング電源の市場分野別需要から分かるように、通信機器、制御機器、コンピュータ機器などでの使用例が多い。このようにスイッチング電源が広く普及してきた要因は、特に小型・軽量で高効率である点にある。現在でも、携帯電話、携帯端末、ノートパソコンなどのモバイル機器の発展は、電源のなお一層の小形・軽量、高効率化を促しており、スイッチング電源の小形・軽量、高効率化は常なる課題となっている。

これらの電源にとっての永遠のテーマのほかに、近年、重要視され始めた課題の一つに電源の過渡特性が挙げられる。これは省電力化のために電子機器が機器の動作に応じて電力を適性に制御していることに起因する。これら電子機器の省電力化および小形・軽量化のために、電子機器に使用される IC は大規模・高集積化、省電力化の方向へと向かった。そのため、消費電力が電圧の二乗に比例するので、IC の動作電圧を下げることで省電力に有効であることから動作電圧は低下してきている。他方、高集積化、あるいは高速動作化により IC 単体としての動作電流は増加傾向にある。従って、低電圧・大電流化の方向にある。また、省電力のために非動作中の回路部の電力遮断や動作に応じた適正な動作クロックへの切り替えによる電力の適正化により、IC 自体、あるいは電子機器

表 1.2 スイッチング電源の用途分類^[1]

産業用機器	コンピュータ機器	汎用コンピュータ、サーバ、ワークステーション、パソコン等各種コンピュータ機器 記憶装置、ディスプレイ、プリンタ、ATM、POS 等周辺端末装置
	通信機器	電子交換機、伝送装置、宅内機器等有線通信装置 移動体通信機器、送受信機器等無線通信機器 放送機器、テレメータ等通信応用機器
	制御機器	FA 制御機器、ロボット、NC 装置、電力制御装置、半導体製造装置等制御機器
	計測機器	アナライザ、オシロスコープ、半導体テスト等各種計測機器
	医療機器	CT、MRI、超音波診断装置、血液分析器、心電図測定器等各種医療機器
	その他	自動車用、LED 表示装置、実験用等その他機器
	事務機器	ワープロ、複写機、ファクシミリ等事務機器
民生用機器	AV 機器	テレビ、ビデオ ゲーム機、カラオケ デジタルオーディオ、ディスクプレーヤ、電子楽器
	その他	アダプタ電源、住宅設備機器、他



注・セットメーカーの内製及び海外メーカーの輸入品は除く。
医療機器・その他は計測・制御機器に含まれている。
・(社)日本電子機械工業会による 1997 年
についての分析結果

販売金額：2,585 億円

■ 通信機器 (688億円)	■ 計測・制御機器 (675億円)
□ コンピュータ機器 (527億円)	□ 民生用機器 (380億円)
■ 事務機器 (163億円)	■ 輸出 (153億円)

図 1.7 スイッチング電源の市場分野別需要 (販売金額による) ^[1]

の動作電流が短時間に大きく変動するものも現れた。このため、これらの電子機器に電力を供給する電源の負荷条件は大きく急変することになり、電源電圧の過渡的な応答特性が注目されるようになってきた。これらの関係を図 1.8 に示す。電源に対する負荷の条件は、変動幅が大きくかつ急変することに加え、低電圧化により電圧に許容される変動範囲は狭まっており、動的負荷変動に対する出力電圧精度を満足させることは非常に難しくなっている。

この典型的な負荷の例が、近年のパソコンの高性能な CPU である [6]・[8]。最近のほとんどのパソコンでは、スイッチング電源がリニア方式の電源に比べ効率の点で有利であるため、マザーボード上に CPU 専用のローカル電源として配置され用いられている。一例として、インテル社の CPU の電源に対する要求仕様を表 1.3 [29]・[32] に示す。表から分かるように、年々動作電圧が低下する一方で動作電流は増加している。低電圧、大電流の供給能力を電源に要求している。さらに要求仕様の中に電流の変化勾配の規定（出力電流供給特性）が盛り込まれるようになってきており、負荷の過渡変動に対する出力電圧の応答特性が重要視されている。この負荷変動が電源設計を難しくしていることを理解するために、急変する負荷電流が銅箔の厚さ $35\mu\text{m}$ 、パターン幅 1mm のプリント基板上の配線を流れた場合の配線 [33]・[34] による電圧降下について、いくつかの仕様の異なる CPU を対象として試算してみる。結果を表 1.4 に示す。Pentium II プロセッサ（ 450MHz ）の場合、スリープモードの 1A からフル稼働時の最大 13.6A まで最大勾配 $20\text{A}/\mu\text{sec}$ の動作電流がこのプリント基板の配線パターンを流れたとすると、長さ 10mm あたり 7nH のインダクタンス成分により 140mV の電圧降下が生じることになる。この値は CPU の電源電

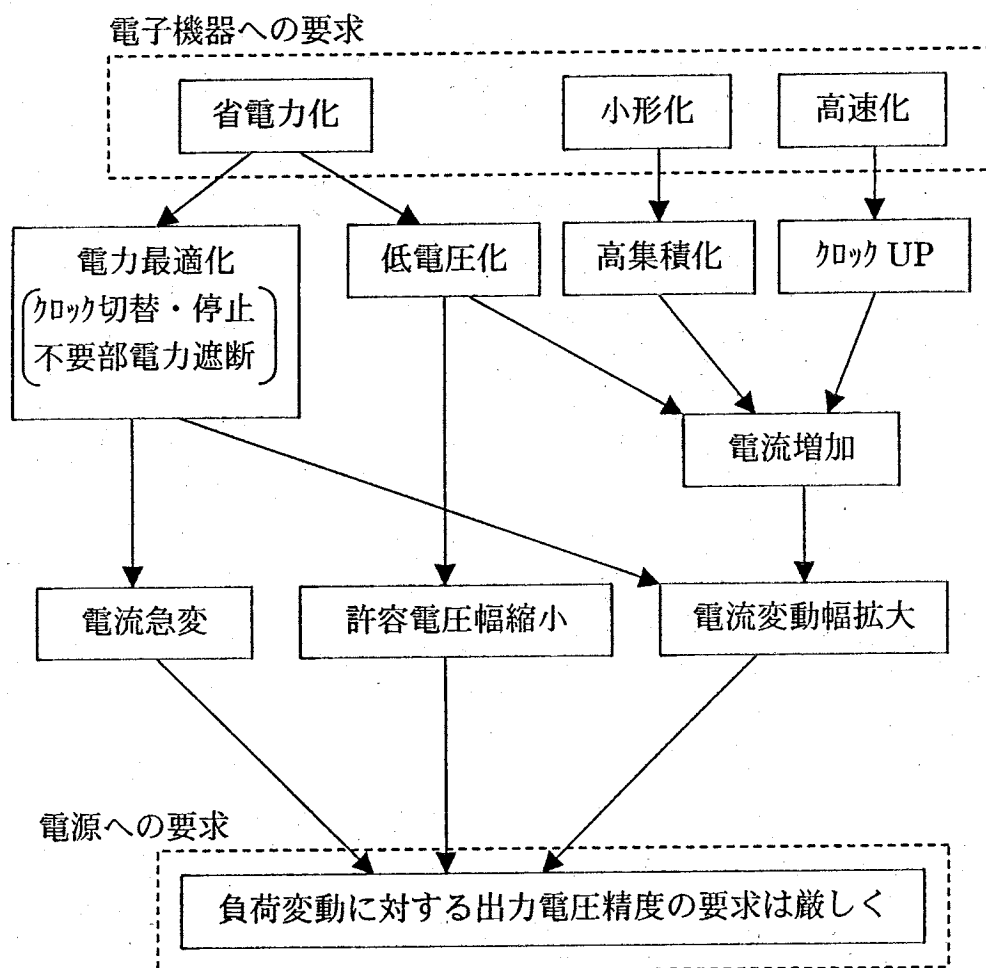


図 1.8 電子機器への要求と電源への要求との関係

表 1.3 CPU の供給電流・電圧規定の例[29]・[32]

CPU	クロック	供給電流 (MAX.)	供給電圧	出力電流供給 特性
486DX2	66MHz	1.2A	$5 \pm 0.25\text{V}$ ($\pm 5\%$)	規定なし
486DX4	100MHz	1.5A	$3 \pm 0.3\text{V}$ ($\pm 10\%$)	規定なし
Pentium (MMX)	233MHz	6.5A	Core : $2.7 - 2.9\text{V}$ ($2.8\text{V} \pm 3.57\%$) I/O : $3.135 - 3.6\text{V}$ ($3.3\text{V} - 5\%, +9.09\%$)	規定なし
Pentium Pro	150MHz	9.9A	$2.945 - 3.255\text{V}$ ($3.1\text{V} \pm 5\%$)	30A/ μs
Pentium II	450MHz	13.6A	Core : $1.9 - 2.1\text{V}$ ($2.0\text{V} \pm 5\%$) Cash: $3.135 - 3.465\text{V}$ ($3.3\text{V} \pm 5\%$)	20A/ μs (当初 30A/ μs)
Pentium III	<600MHz	17.8A	2 V typ.	20A/ μs
	700 —733MHz	14.6A	1.65 V typ.	
	1.13GHz	23.0A	1.80 V typ.	

表 1.4 分配パスでの電圧降下の試算

	電圧規定		電流変化		*分配パスでの電圧降下 (試行計算値)	
	規定値	許容幅	幅	スレート	抵抗分 による	インダクタンス分 による
486DX2	$5.0\text{V} \pm 5\%$	$\pm 250\text{mV}$	10A	—	50mV	—
PentiumPro	$3.1\text{V} \pm 5\%$	$\pm 155\text{mV}$	10A	30A/ μs	50mV	210mV
Pentium II	$2.0\text{V} \pm 5\%$	$\pm 100\text{mV}$	13A	20A/ μs	65mV	140mV

*分配パス：銅箔の厚さ 35mm，幅 1mm のプリント基板パターン

長さ 10mm 当たり[33]

⇒ 抵抗：5m Ω ，インダクタンス：7nH

圧の 7% にも当たり、わずかな配線がかなりの電圧変動要因となり、電源設計を困難にすることが推測できる。

負荷条件の変化による出力電圧の過渡応答は、スイッチング電源の帰還増幅器の周波数特性と出力フィルタの LC の特性によって決定されるため、従来の電圧フィードバック制御のみでは過渡応答の規定を満たすことは安定性、出力リップルなどの特性とトレードオフの関係があるため、容易な問題ではない。

本論文では、電源に対する動的負荷変動時の定電圧精度の規定が非常に厳しくなっている点に着目し、負荷急変時の出力電圧の過渡特性の改善を図るため、フィードフォワード信号として負荷電流の微分値を用いるフィードフォワード制御方式を提案し、一般的な電圧モード制御の降圧形 DC-DC コンバータに適用した場合について定量的な解析と実験を行い、出力電圧フィードバックと負荷電流フィードフォワードの複合制御における負荷変動時の出力電圧の過渡特性を明らかにすると共にその有用性を示す。