

Energy-Based Digital Control of a Ripple Correction Circuit in a Unity-Power-Factor Single-Phase AC/DC Converter

Yusuke NAKAYAMA^{*}, Yuta OTSUKA^{*}, Toshiji KATO^{*}, and Kaoru INOUE^{*}

(Received March 3, 2015)

A unity-factor AC/DC converter in single-phase has a double-frequency ripple component in the input power. Usually a large aluminum electrolytic capacitor is inserted to reduce the ripple. However, the method has size and aging problems. It is necessary to develop an alternative energy buffer circuit to absorb the ripple power. This paper proposes a digital control method of a ripple correction circuit which is a bidirectional boost chopper in parallel with the small output capacitor and absorbs the ripple current as an energy buffer. The control scheme is new and applied not only to the correction circuit but also to the main circuit because the idea is based on the energy balance discrete equation between the input and the output powers. First the proposed ripple correction method and the control scheme is described. It is based on a new multirate digital control method which has two sample rates to control its current gain for the unity power factor and to reduce the ripples from the output capacitor. Then the proposed control method is validated through simulation with Saber. Finally it is validated through experiment for its ripple reduction effects with a dSPACE-based digital control circuit where the digital control C codes are automatically generated from Simulink S-function models.

Key words : unity-power-factor AC/DC converter, ripple correction, digital control, energy-balance equation

キーワード : 高力率 AC/DC コンバータ, リップル補償, デジタル制御, エネルギー平衡方程式

高力率単相 AC/DC コンバータにおけるリップル補償回路の エネルギーベースでのデジタル制御法

中山裕輔, 大塚雄太, 加藤利次, 井上馨

1. はじめに

AC/DC コンバータにおいて, 電力を高力率に入力するために, 入力電流は電圧と同波形となるように制御される. 単相においては, 高力率とすると入力電力に電源周波数の2倍のリップルが生じるため, そのままでは出

力電力にもリップルが生じてしまう^{1,2)}. そのため負荷に直流の一定電力を供給するためには, このリップル電力をいかに蓄積処理するかが課題となっている. 一般的に出力側に平滑キャパシタを挿入してリップルの低減処理がなされるが, 電解コンデンサによる大容量のキャパシ

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

タを必要とする欠点がある。しかし、大容量の電解キャパシタは装置の小型化の支障となることに加え、リップル電流に起因する熱損失などにより、寿命が短くなる欠点がある。

そこで従来より、この平滑キャパシタの容量を低減しつつ、出力電力のリップルを処理する方法が検討されている。例えば出力にもう1段のコンバータが接続されている場合には、直流レベルのリップルを補償するようにデューティ比を制御する方式が提案されている¹⁾。しかし、2段のコンバータ構成のために、回路規模が大きくなり、変換効率の低下につながる。このような2段のコンバータ構成をとらない場合、入力電力リップルをエネルギーバッファ機能をもつ何らかの電力蓄積回路に吸収させる必要がある。そのため、その回路構成と制御法に様々な工夫が提案されている²⁻⁸⁾。

著者らは、すでに、出力キャパシタと並列にリップル補償回路を挿入し、負荷への供給に必要な外の電力すなわちリップル電力をこの回路に吸収させる回路および制御法について提案している⁹⁻¹²⁾。この回路法の利点としては、出力キャパシタに並列に回路を挿入すればよく、コンバータ回路に依存しないことである。その回路構成は双方向性のDCチョッパを用いているが⁴⁾、その制御にエネルギー概念を用いてデジタル制御している特徴がある。

提案制御法は、高効率コンバータの制御とリップル補償回路の制御の2つの制御則により構成される。前者はエネルギー平衡方程式によるエネルギーベースの考え方に基いて³⁾、入力エネルギーを出力エネルギーとリップル補償回路との和と一致させる制御である。後者は出力キャパシタの電圧を指令値に一致させるPI制御である。これら2つより過不足なエネルギーはリップル補償回路に吸収・回生される。

本論文では提案リップル補償回路の構成、そのエネルギーベースのデジタル制御原理について示す。更にSaberシミュレーションによる動作原理の検証を行う¹³⁾。最後にdSPACEシステムすなわちDSPを用いたデジタル制御による実験的検証結果について示す。

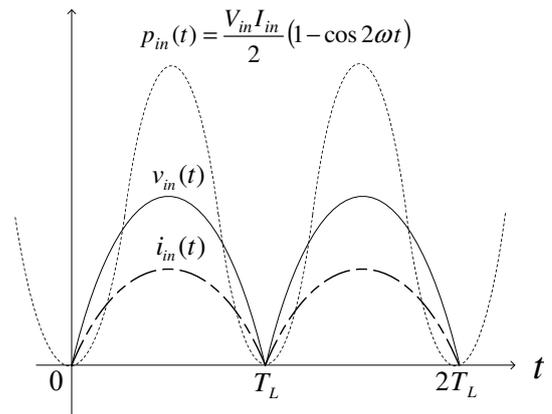


Fig. 1. Input power $p_{in}(t)$ based on input voltage $v_{in}(t)$ and current $i_{in}(t)$.

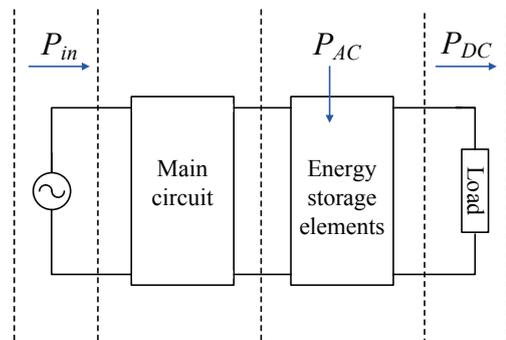


Fig. 2. Energy buffer concept.

2. リップルエネルギーのアクティブバッファ

2.1 リップル抑制のための従来法

AC/DCコンバータにおいて、入力電流を電圧と同波形になるように制御し、入力総効率を改善する効率改善形コンバータが広く用いられている。三相においては入力電力が一樣であるため、入出力間のマッチングを取ることが可能である。

しかし、単相においては、回路構成上、入力電力に電源周波数の2倍のリップルが生じ、これが負荷に影響を与え出力側にもリップルが生じてしまう。理想的な単相効率改善形コンバータの時刻 t における交流入力電圧 $v_{in}(t)$ 、電流 $i_{in}(t)$ は、それぞれの振幅を V_{in} 、 I_{in} 、電源の角周波数 ω として次式で表される。

$$v_{in}(t) = V_{in} \sin \omega t \quad (1)$$

$$i_{in}(t) = I_{in} \sin \omega t \quad (2)$$

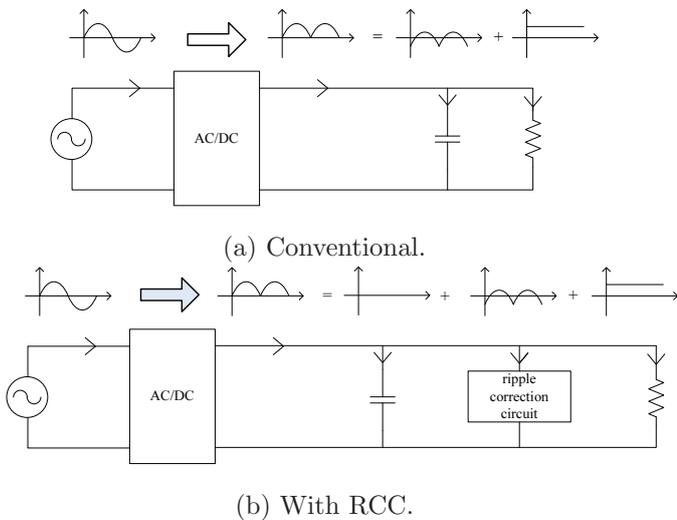


Fig. 3. Current waveforms of the proposed ripple correction circuit(RCC).

このとき、入力の瞬時電力 $p_{in}(t)$ は、以下の式になる。

$$p_{in}(t) = \frac{V_{in}I_{in}}{2}(1 - \cos 2\omega t) \quad (3)$$

式(3)より、入力に含まれるリプル成分 $p_r(t)$ は、次式となる。

$$p_r(t) = -\frac{V_{in}I_{in}}{2} \cos 2\omega t \quad (4)$$

Fig. 1 に入力の電圧、電流、瞬時電力を示すように、単相の力率改善形コンバータの入力には電源の2倍の周波数のリプルが生じる。一方で直流出力側では、一定の直流電力を出力することが望まれる。それゆえ Fig. 2 に示すように、リプルエネルギーは何らかのエネルギー蓄積素子に吸収させなければならない。

従来は Fig. 3(a) のように出力側に大容量の電解キャパシタを接続し、リップルの低減を行ってきた。図中の上部の波形は矢印の電流波形に対応する。しかし、大容量の電解キャパシタは体積が大きく小型化の妨げになることと、リプル電流に起因する熱損失などにより寿命が短くなる欠点がある。そこで、この出力キャパシタの容量を低減しつつ、出力側に発生するリップルを処理する様々なリップル補償制御法が検討されている。本論文では Fig. 3(b) に示すように、エネルギーバッファ機能をもつリップル補償回路を負荷に並列接続している。

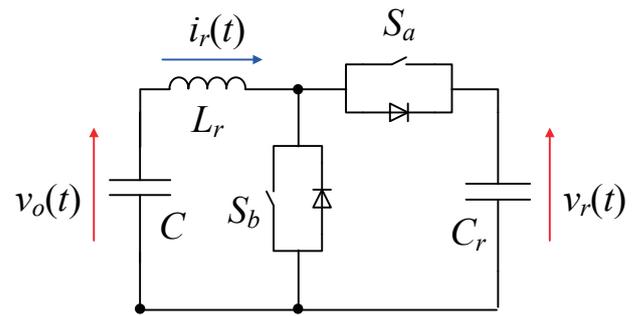


Fig. 4. The proposed ripple correction circuit(RCC).

2.2 リプル成分を吸収させるアクティブバッファ概念

本論文では出力キャパシタと並列にエネルギーバッファ機能を持つリップル補償回路(以下 RCC)を接続するワン・コンバータ方式ならびにエネルギーベースのデジタル制御原理を提案する。RCCとして Fig. 4 に示す双方向性 DC/DC コンバータを採用している。RCC のスイッチングによって充放電を制御することで、キャパシタの容量を低下させてもリップルを吸収することができる。

回路構成は主回路としてブリッジ整流回路の後に昇圧形 DC/DC チョップパを接続したものをとり、出力キャパシタの両端に RCC を並列接続した構成でリップル補償を行う。その制御原理は整流器出力後のコンバータ入力電流 $i_{in}(t)$ の整流半波波形の周期 $T_L (= 1/(2f_L) = 8.33\text{m})[\text{sec}]$ とスイッチ周期 $T_S (= 41.6\mu)[\text{sec}]$ との2重のサンプル時間を持つマルチレートデジタル制御を用い、制御電流ゲインを決定し、システム全体を高効率かつ出力キャパシタ C と補償キャパシタ C_r に蓄えられるエネルギーを所望の値にするものである。

RCC の具体的回路を Fig. 4 に示すが、双方向性コンバータを用いている。この制御には、 S_1 と S_2 を相補的に ON, OFF させて出力キャパシタの電圧過不足分を RCC により吸収させる PI 制御を用いている。以上のデジタル制御原理に基づき、入力電圧と電流を同位相にしたとき、出力キャパシタに発生するリップル電流分を RCC に分流させ、そこで吸収させるものである。そのため出力キャパシタには負荷変動による補正電流分のみが流れるため、定常的には電流はゼロとなり容量をかなり削減できる。以下、提案デジタル制御原理について示す。

3. RCC を接続した単相 AC/DC 力率改善コンバータの制御設計

3.1 入出力間のエネルギーバランスによる入力電流振幅の計算

Fig. 5(a) に単相 AC/DC コンバータ主回路を示し、また RCC 回路を接続した AC/DC コンバータの全体の回路構成は Fig. 5(b) に示す。Fig. 5(b) について高力率制御を以下で示す。入力電圧 $v_{in}(t)$ と入力電流 $i_{in}(t)$ の位相を同位相にするために制御電流ゲイン $k(t)$ を考える。

$$i_{in}(t) = k(t)v_{in}(t) \quad (5)$$

電圧制御ループ内で高速かつ安定な制御が行われるエネルギーベースのデジタル制御原理について以下に示す。電圧制御ループは負荷の電力に応じて出力電圧の制御を行う。具体的には式 (5) の比例要素 $k(t)$ は入力周期 T_L 秒毎に変化し、電流指令値の決定を行う。Fig. 5(b) の RCC を含んだ入出力間のエネルギー平衡方程式は、キャパシタ C の電圧、RCC のキャパシタ C_r の電圧、インダクタ L_r の電流値、負荷での消費電力をそれぞれ $v_o(t)$ 、 $v_r(t)$ 、 $i_r(t)$ 、 P とすると以下となる。

$$\frac{1}{2}C \frac{d}{dt} \{v_o^2(t)\} + \frac{1}{2}C_r \frac{d}{dt} \{v_r^2(t)\} + k^2(t) \frac{1}{2}L \frac{d}{dt} \{v_{in}^2(t)\} + \frac{1}{2}L_r \frac{d}{dt} \{i_r^2(t)\} = k(t)v_{in}^2(t) - P \quad (6)$$

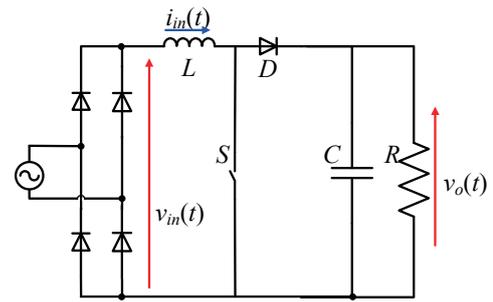
さらに、インダクタ L 、 L_r に蓄えられるエネルギーはキャパシタ C 、 C_r に蓄えられるエネルギーに比べて十分に小さいのでこれらを無視して近似すると以下となる。

$$\frac{1}{2}C \frac{d}{dt} \{v_o^2(t)\} + \frac{1}{2}C_r \frac{d}{dt} \{v_r^2(t)\} \simeq k(t)v_{in}^2(t) - P \quad (7)$$

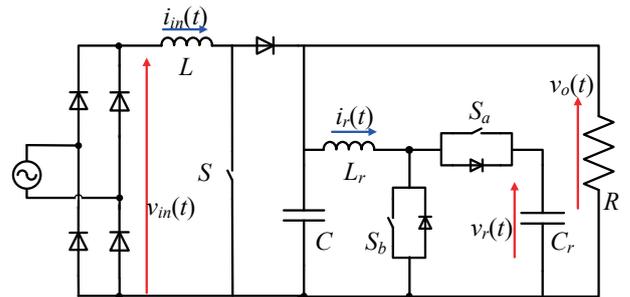
上式を電源電圧を全波整流した周期 T_L のサンプル時間 $t = (n-1)T_L, nT_L$ で離散化し、入力正弦波電圧 $v_{in}(t)$ の振幅を V_{in} とすると、入出力間のエネルギー平衡方程式は以下となる。

$$\frac{1}{2}C(v_o^2[n+1] - v_o^2[n]) + \frac{1}{2}C_r(v_r^2[n+1] - v_r^2[n]) = T_L(k[n] \frac{V_{in}^2}{2} - P) \quad (8)$$

ここで状態変数 $x[n]$ を 2 つのキャパシタ C と C_r の電圧の二乗値の和として、またその定常値を X として定



(a) Without RCC.



(b) With RCC.

Fig. 5. AC/DC diode-bridge converter.

義し、さらに積分器による補助変数 $\sigma_1[n]$ を以下に定義する。

$$v_o^2[n] + \frac{C_r}{C} v_r^2[n] \equiv x[n] \quad (9)$$

$$V_o^2 + \frac{C_r}{C} V_r^2 \equiv X \quad (10)$$

$$\sigma_1[n+1] = X - x[n] + \sigma_1[n] \quad (11)$$

すると式 (8) は以下となる。

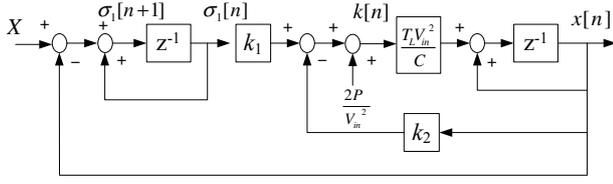
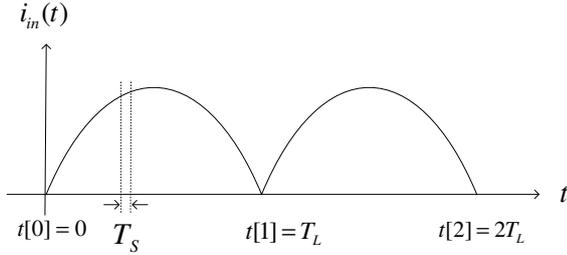
$$\frac{1}{2}C(x[n+1] - x[n]) = T_L(k[n] \frac{V_{in}^2}{2} - P) \quad (12)$$

すなわち

$$x[n+1] = x[n] + \frac{T_L}{C}(k[n]V_{in}^2 - 2P) \quad (13)$$

システムの状態方程式は次式となる。

$$\begin{bmatrix} x[n+1] \\ \sigma_1[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[n] \\ \sigma_1[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_L}{C}V_{in}^2 \\ 0 \end{bmatrix} k[n] + \begin{bmatrix} -\frac{2T_L}{C} \\ X \end{bmatrix} \quad (14)$$

Fig. 6. Multirate sample control with T_L and T_s .Fig. 7. Multirate sample control with T_L and T_s .

状態フィードバック定数 k_1 , k_2 を用いてシステムを安定制御するが、これらは電流ゲイン $k[n]$ の制御系を考慮した下記の状態方程式より定められる。

$$k[n] = k_1 \sigma_1[n] - k_2 x[n] + \frac{2P}{V_{in}^2} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} x[n+1] \\ \sigma_1[n+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_L}{C} V_{in}^2 k_2 & \frac{T_L}{C} V_{in}^2 k_1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x[n] \\ \sigma_1[n] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ X \end{bmatrix} \quad (16)$$

式 (16) より特性方程式を求めると以下となる。

$$\delta \equiv \frac{T_L}{C} V_{in}^2 \quad (17)$$

$$z^2 + (-2 + k_2 \delta)z + (-1 - k_2 \delta + k_1 \delta) = 0 \quad (18)$$

極をデッドビート制御により設定すると、 k_1 , k_2 は以下となる。

$$\left. \begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{\delta} = \frac{C}{T_L V_{in}^2} \\ k_2 &= \frac{2}{\delta} = \frac{2C}{T_L V_{in}^2} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

ここで式 (15) には回路上で理想的に損失がない場合に求まる電流ゲインの値を足し、フィードフォワード補償を

行っている。以上より Fig. 6 に示す制御ブロックから入力電流ゲイン $k[n]$ が T_L のサンプル周期で更新される。

3.2 状態平均化法によるデューティ比の導出

電流ゲインに基づく入力電流の制御法について示す。Fig. 5(b) の主回路の昇圧形コンバータにおいてスイッチ S が ON 時の状態は、

$$v_{in}(t) = L \frac{d}{dt} i_{in}(t) \quad (20)$$

次にスイッチ S が OFF 時の状態は、

$$v_{in}(t) = L \frac{d}{dt} i_{in}(t) + v_o(t) \quad (21)$$

スイッチ S が ON 時のデューティ比 $d(t)$ として式 (20) にかき、式 (21) に OFF 時のデューティ比 $1 - d(t)$ をかけ、両式をたすと、式 (22) となる。

$$v_{in}(t) = L \frac{d}{dt} i_{in}(t) + (d - 1)v_o(t) \quad (22)$$

この式 (22) を先ほどの T_L ベースでの離散化と異なり、Fig. 7 に示すようにマルチレートのスィッチ周期 T_s ベースのサンプル時間 $t\{m\} = (m - 1)T_s, mT_s$ で離散化すると以下となる。

$$\frac{d}{dt} \{i_{in}(t)\} = \frac{v_{in}(t) + (d(t) - 1)v_o(t)}{L} \quad (23)$$

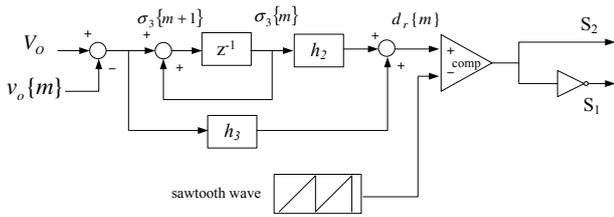
$$\begin{aligned} i_{in}\{m+1\} &= i_{in}\{m\} \\ &+ \frac{T_s}{L} \{v_{in}\{m\} + (d\{m\} - 1)v_o\{m\}\} \end{aligned} \quad (24)$$

この式 (24) よりデューティ比 $d\{m\}$ を求める。ただし $i_{in}\{m+1\}$ が未知数であるため、これを定義する必要がある。そこで電流指令値 i_{ref} 、積分器による補助変数 $\sigma_2\{m\}$ を定義する。

$$i_{ref}\{m\} = k[n] V_{in} \sin 2\pi f_L t\{m\} \quad (25)$$

$$\sigma_2\{m+1\} = (i_{ref}\{m\} - i_{in}\{m\}) + \sigma_2\{m\} \quad (26)$$

ここで式 (25) の $\sin 2\pi f_L t\{m\}$ は理想的な正弦波であり、半周期分の値を記憶して、デジタル合成している。そこで、この理想的な正弦波を用いて式 (25) より $i_{in}\{m+1\}$ の定義を行う。積分ゲインを h_1 とし、式 (24) より積分補

Fig. 8. Duty ratio controller of the switch S_1 and S_2 .

償を加え、デューティー比 $d\{m\}$ を求めると以下となる.

$$d\{m\} = 1 + \left(\frac{L}{T_S} (i_{ref}\{m+1\} - i_{in}\{m\}) - v_{in}\{m\} \right) / v_o\{m\} + h_1 \sigma_2\{m\} \quad (27)$$

この $d\{m\}$ と周期 T_S で高さ 1 ののこぎり波とを比較しデューティー比を決定することで PWM を行い、入力電圧と電流を同位相かつ、 C 、 C_r の電圧の二乗値の和が所望の値となるように制御する. 前述の入力電流ゲイン $k[n]$ はサンプル周期 T_L で更新されるが、スイッチングはサンプル周期 T_s によって更新される. 2つの異なる周期でデジタル制御されるマルチレート制御によって主回路の制御則が構築される.

3.3 リプル補償回路の PI 制御

RCC の具体的な回路は Fig. 4 に示すように、双方向性コンバータとなっている. S_1 が ON, S_2 が OFF の場合の昇圧モード, S_1 が OFF, S_2 が ON の場合の降圧モードという双方向に電流を流せる双方向性 DC/DC コンバータの特性を利用することによってリップル電力の吸収, 回生を補償キャパシタ C_r で行っている.

RCC の制御は上述の AC/DC コンバータ主回路における制御とは独立している. Fig. 5(b) の RCC を接続した AC/DC 昇圧形コンバータにおいて, 入出力間のエネルギーバランスによる入力電流振幅の計算と状態平均化法により算出したデューティ比を用いて PWM を行い, メインスイッチ S のスイッチングを行う. この制御により, 出力キャパシタ C と RCC における補償キャパシタ C_r の 2 個のキャパシタの入出力エネルギーが制御できている. そのため RCC においては出力電圧が直流指令値 V_o となるように PI 制御を行うことにより, 負荷への過不足の電力, すなわちリップル電力は全て RCC へと分流す

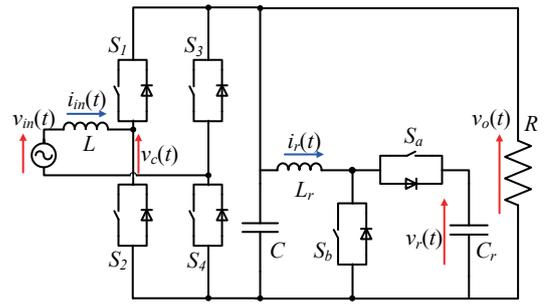


Fig. 9. AC/DC full-bridge converter with RCC.

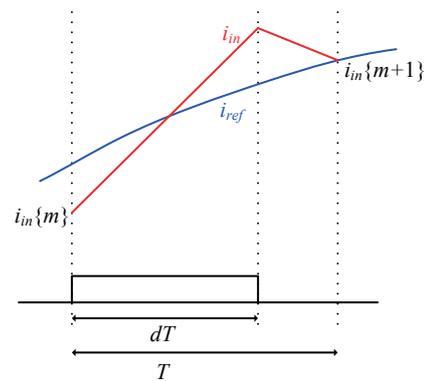


Fig. 10. Duty ratio control of RCC.

るようになる. 具体的には出力電圧 v_o が指令値 V_o より大きいとき S_1 が OFF, S_2 が ON となるように, S_1 と S_2 を相補的に ON, OFF させている. 状態フィードバック定数を h_2 , h_3 とし, 積分器による補助変数 $\sigma_3\{m\}$ を式 (28) のように定義する. すると S_2 のデューティー比 $d_r\{m\}$ は式 (29) で求められ, Fig. 8 に示すデューティー比制御系が構成される. このデューティー比のこぎり波を比較することによって PWM 制御を行う.

$$\sigma_3\{m+1\} = V_o - v_o\{m\} + \sigma_3\{m\} \quad (28)$$

$$d_r\{m\} = h_2 \sigma_3\{m\} + h_3 (V_o - v_o\{m\}) \quad (29)$$

3.4 RCC の汎用性

以上の二つの制御則は独立して設計されており, RCC は多様な主回路に接続して使える汎用性をもつ. 汎用性の検討のために主回路を変更した場合を考える. Fig. 9 に示すフルブリッジ形主回路に対して RCC を接続した場合, 主回路のスイッチング制御を変更するだけでよい. コンバータ部入力電圧 v_c と出力電圧 v_o の関係をスイッ

チ部のデューティ比 d を用いて定義する.

$$v_c = dv_o(-1 \leq d \leq 1) \quad (30)$$

するとインダクタ L の両端電圧 v_L は下式のようになる.

$$v_L = v_{in} - dv_o \quad (31)$$

微小時間 Δt の期間の電流 i_{in} の変化分 Δi_{in} は下式のように近似した形で書ける.

$$\Delta i_{in} = \frac{v_{in} - dv_o}{L} \Delta t \quad (32)$$

Fig. 10 に示すように入力電流検出値 $i_{in}\{m\}$ を次サンプルで指令値 $i_{ref}\{m+1\}$ に一致させるデジタル追従制御を考える.

$$i_{in}\{m+1\} = i_{in}\{m\} + \Delta i_{in} \quad (33)$$

$$d = \frac{v_{in} - \frac{L}{T}[i_{in}\{m+1\} - i_{in}\{m\}]}{v_o} \quad (34)$$

3.5 キャパシタ C_r の選定法

本来, 出力キャパシタ C に流入するリプル電力を RCC のキャパシタ C_r が全て処理すると, 以下の式が成り立つ. ここでリプル補償なしの場合に出力キャパシタ C に現れるリプル電圧の P-P 値を e_o , 出力電圧の平均値を V_o , リプル補償した場合の RCC のキャパシタ C_r に現れるリプル電圧の P-P 値を e_r , 平均電圧を V_r とする.

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}C\{(V_o + \frac{1}{2}e_o)^2 - (V_o - \frac{1}{2}e_o)^2\} = \\ \frac{1}{2}C_r\{(V_r + \frac{1}{2}e_r)^2 - (V_r - \frac{1}{2}e_r)^2\} \end{aligned} \quad (35)$$

C_r について解くと以下のようになる.

$$C_r = C \frac{V_o e_o}{V_r e_r} \quad (36)$$

式 (36) は, C, V_o, V_r, e_o, e_r の 5 つのパラメータを指定することにより C_r の値を選定可能とする. 本論文では $V_o=100V$, $e_o=10V$, $V_r=200V$, $e_r=25V$, $C = 300\mu F$ と設定したので RCC のキャパシタ C_r は $60\mu F$ となる.

Table 1. Parameters of the AC/DC converter.

parameters	values
Input voltage amplitude V_{in}	120V
Source frequency f_L	60Hz
Output side capacitance C	$56\mu F$
Inductance L	2.0mH
Load resistance R	100Ω
RCC side capacitance C_r	$40\mu F$
RCC side inductance L_r	2.0mH
Output power P	400W
Output voltage v_o	200V
Ripple compensation voltage v_r	280V
Switching period T_S	$41.6\mu s$
Ripple period T_L	8.33ms

4. 提案制御法の検証結果

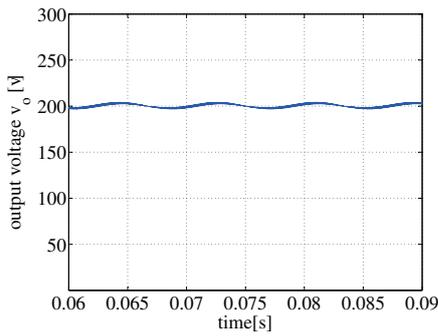
4.1 シミュレーションによる検証

従来の大容量キャパシタを用いたリプル抑制のみ, 提案制御法によるリプル補償回路を接続なしと接続ありの 3 つの場合に関して, 高効率 AC/DC コンバータのリプル抑制効果の検証をシミュレーションより行った. シミュレータとして Saber を用いた. 大容量キャパシタを用いた場合, リプル補償回路を接続した提案制御法のパラメータを Table 1 に示す.

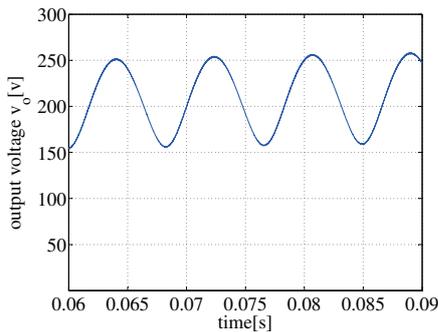
従来の負荷に大容量のキャパシタを挿入する手法について, キャパシタ $C = 1000\mu F$ を用いたシミュレーション結果を Fig. 11(a) に示す. Fig. 11(a) より, 出力電圧は大容量のキャパシタでリプル成分を処理し, $v_o = 200V$ とほぼ一定の電圧を出力できている.

つぎにリプル補償回路を接続前の場合のシミュレーション結果を Fig. 11(b) に示す. Fig. 11(b) の出力電圧波形より, 出力電圧 $v_o = 200V$ に電源の 2 倍の周波数成分のリプルが発生していることが分かる. またそのリプル電圧幅は $e_o = 94.73V$ である.

リプル補償回路を接続した提案制御法のシミュレーション結果を Fig. 13 に示す. 入力電流電圧を Fig. 13(a)(b)



(a) With large capacitor.



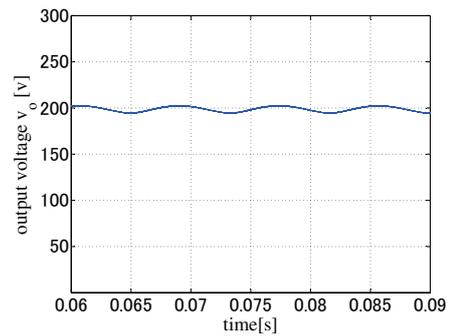
(b) With small capacitor.

Fig. 11. Simulation result of AC/DC diode-bridge converter without RCC.

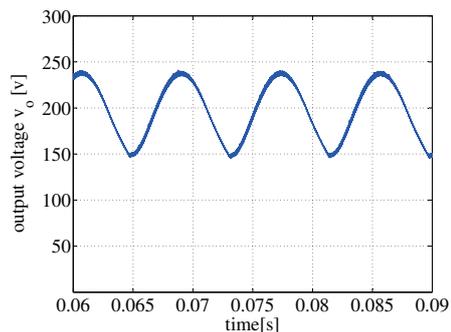
にそれぞれ示すが、同位相すなわち力率1に制御できている。Fig. 13(c)の出力電圧 $v_o(t)$ は電圧指令値である 200V でほぼ一定となっている。またこのとき、補償キャパシタ C_r の電圧 $v_r(t)$ にリップル成分を含んでいる。Fig. 13(d)の $v_r(t)$ にのるリップル電圧幅は約 $e_r = 100V$ となっており、本来負荷側に流入するはずであった $e_o = 94.73V$ のリップル電力を $40\mu F$ の補償キャパシタ C_r で吸収、回生していることが確認できる。式 (36) で設計した理論値にほぼ等しいリップル幅となっている。また Fig. 13(a),(b)より、入力電流 $i_{in}(t)$ は入力電圧 $v_{in}(t)$ と同位相となっており、電力を高力率に入力することができる。

4.2 実験による検証

dSPACE システムすなわち DSP を用いたデジタル制御による実験に関しても、シミュレーションの場合と同様に、大容量キャパシタを用いたリップル抑制のみ、提案制御法によるリップル補償回路の接続なしと接続ありの3つの場合に関して検証を行った。パラメータは同様に Table 1 に示す。電力変換効率と力率を測定するた



(a) With large capacitor.



(b) With small capacitor.

Fig. 12. Experimental result of AC/DC diode-bridge converter without RCC.

め、パワーアナライザ WT3000 を用いた。

大容量アルミ電解キャパシタを挿入する従来法の高力率 AC/DC コンバータの実験結果を Fig. 12(a) に示す。キャパシタ $C = 1000\mu F$ を用いている。Fig. 12(a) の波形より、出力電圧 $v_o = 200V$ とほぼ一定の電圧が出力されており、負荷に一定の電力を送ることができている。このときの入出力間の電力変換効率は 92.06 % である。

リップル補償回路を接続前の実験結果を Fig. 12(b) に示す。リップル補償回路を接続した提案制御法の実験結果を Fig. 14 に示す。入力電圧電圧を Fig. 14(a)(b) にそれぞれ示すが、同位相すなわち力率1に制御できている。Fig. 14(c) より出力電圧 $v_o(t)$ は 200V 付近でほぼ一定となっている。

またこのとき、Fig. 14(d) の補償キャパシタ C_r の電圧 $v_r(t)=280V$ には電源の 2 倍の周波数 120Hz のリップル成分を含んでおり、そのリップル電圧幅は $e_r=98V$ 程度となっており、本来負荷側に流入するはずであった $e_o = 94.73V$ のリップル電力を $40\mu F$ の補償キャパシタ

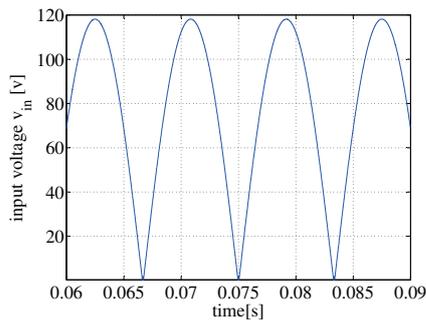
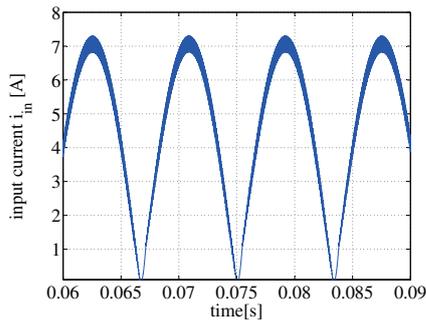
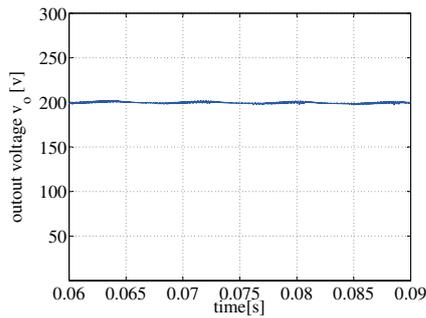
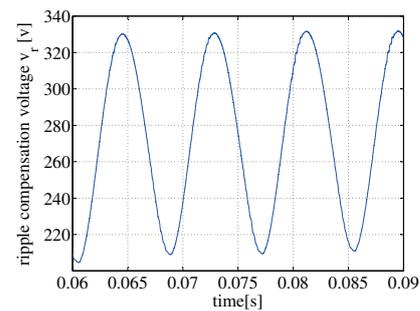
(a) Input voltage $v_{in}(t)$.(b) Input current $i_{in}(t)$.(c) Output voltage $v_o(t)$.(d) RCC voltage $v_r(t)$.

Fig. 13. Simulation result of diode-bridge converter with RCC.

C_r で処理している。Fig. 14(a)(b) より、入力電圧、電流は同位相に制御され、その率は 0.988 であった。入力電流値がリップル補償回路を接続しない場合に比べて少し大きい値になるのは、RCC を付加したことによる損

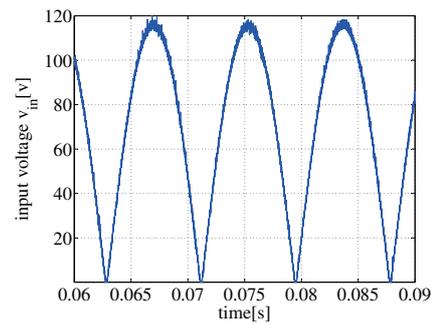
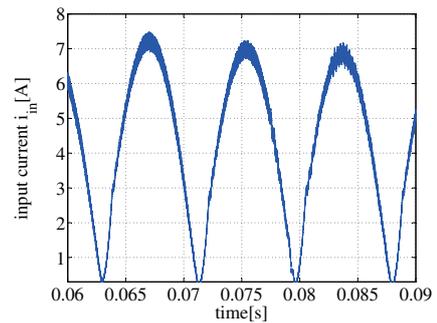
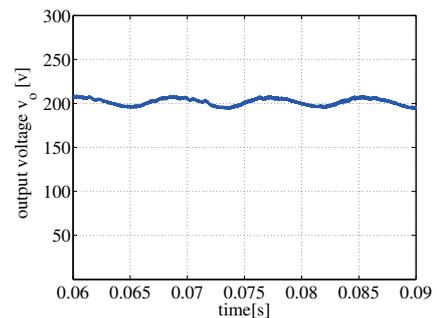
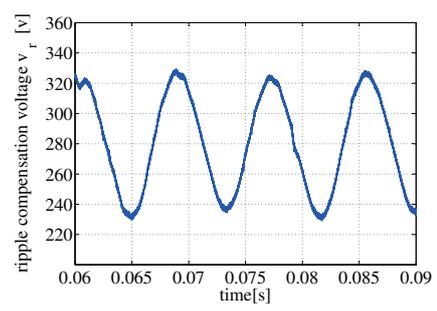
(a) Input voltage $v_{in}(t)$.(b) Input current $i_{in}(t)$.(c) Output voltage $v_o(t)$.(d) RCC voltage $v_r(t)$.

Fig. 14. Experimental result of diode-bridge converter with RCC.

失分が影響し、回路中の消費電力が増加したと考えられる。RCC を接続した AC/DC コンバータの入出力間の電力変換効率は 92.11 % である。Fig. 14(c) の出力電圧波形より、シミュレーション同様に出力電圧 $v_o = 200V$

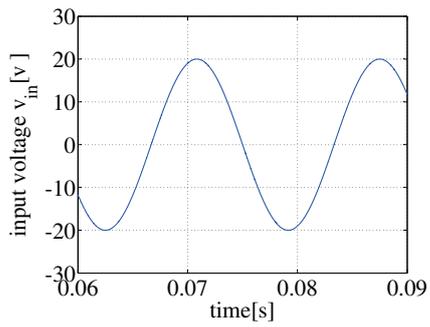
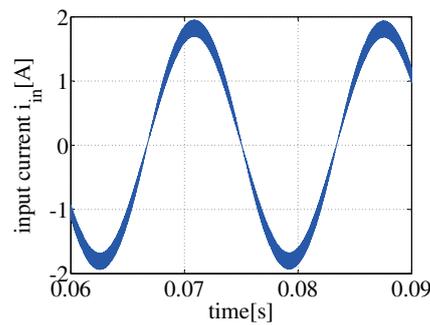
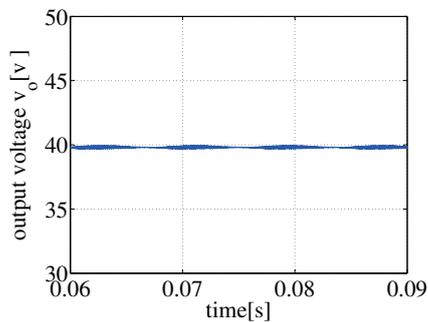
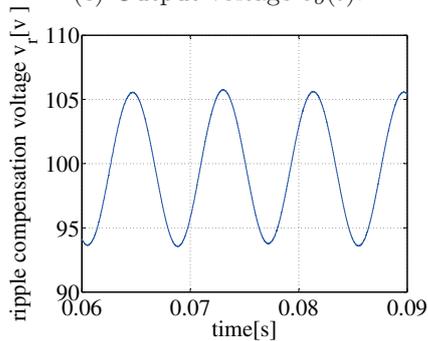
(a) Input voltage $v_{in}(t)$.(b) Input current $i_{in}(t)$.(c) Output voltage $v_o(t)$.(d) RCC voltage $v_r(t)$.

Fig. 15. Simulation result of full-bridge converter with RCC.

に電源の2倍の周波数成分のリプルが発生していることが分かる。またそのリプル電圧は $e_o = 94.73V$ 程度である。また、RCC 接続前の入出力間の電力変換効率は 93.16 % である。

4.3 シミュレーションによる汎用性の検証

提案 RCC に汎用性があり、様々な主回路に適用可能であることを示すために、Fig. 9 に示すフルブリッジ形回路に関して、その動作確認をシミュレーションにより行った。その結果を Fig. 15 に示す。入力電流電圧を Fig. 15(a)(b) にそれぞれ示すが、同位相すなわち力率 1 に制御できている。しかも Fig. 15(c) に示す出力電圧 $v_o(t)$ のリプルが除去され、リプルエネルギー Fig. 15(d) に示すように RCC で吸収されていることが確認できる。

5. 結言

本論文は高力率 AC/DC コンバータにおいて、並列に挿入した補償回路にリプルエネルギーを吸収させることにより、出力キャパシタの容量の低減する方法を提案したものである。提案制御法は、2つのデジタル形の制御則により成り立った。その1つは2個のキャパシタの入出力エネルギーを平衡方程式に基づいて制御するコンバータの高力率制御である。この制御には2重のサンプル時間をもつマルチレートデジタル制御法に基づいている。他の1つは出力キャパシタの電圧過不足分を RCC により吸収させる PI 制御であった。この提案制御法は、シミュレーションにより検証すると共に、dSPACE すなわち DSP を用いたデジタル制御システムにより実験的検証を行い、出力 400W 級のコンバータにおいて従来よりも小容量な出力キャパシタでリプル電力を処理できることが確認できた。

参考文献

- 1) O. Garcia, J. A. Cobos, P. Alous, R. Prieto, J. Uceda, S. Oller, "A New Family of Single AC/DC Power Factor Correction Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, **12**, 111-116 (1999).

- 2) N. Brij, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. Kothari, "A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, **50**, 962-981 (2003).
- 3) D. K. Jackson, S.B. Leeb, "A Digital Controller Amplifier with Ripple Cancellation", IEEE Transactions on Power Electronics, **18**, 486-494 (2003).
- 4) 入江 寿一, 山下 剛, 竹本 信之, "2 象限チョッパと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリプル補償", 電気学会論文誌 D, **112**, 623-629 (1992).
- 5) 清水 敏久, 藤田 努, 木村 軍司, 広瀬 順, "直流リプル補償形単相 PWM コンバータ", 電気学会論文誌 D, **117**, 434-442 (1997).
- 6) R. Wang, "A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier with Active Ripple Energy Storage", IEEE Transactions on Power Electronics, **26**[5], 1430 - 1443 (2011).
- 7) S. Harb, R.S.Balog, "Single-Phase PWM Rectifier with Power Decoupling Ripple-Port for Double-Line-Frequency Ripple Cancellation", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 1025 - 1029 (2013).
- 8) J.J. Lin, S.Y. Huang, P.T. Cheng, T. Shimizu, "Analysis and Comparison of Power Decoupling Circuits for Single-Phase DC/AC Converters", Intelligent Green Building and Smart Grid (IGBSG), 1-4 (2014).
- 9) 三宅 裕希, 加藤 利次, 井上 馨, "高力率 AC/DC コンバータのリプル補償制御法", 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-09-4, (2009).
- 10) K. Higashiyama, T. Kato, and K. Inoue, "Energy-Based Digital Control of a Ripple Correction Circuit of an Unity-Power-Factor AC/DC Converter", Energy Conversion Congress and Exposition, 2620-2625 (2010).
- 11) 東山 弘治, 加藤 利次, 井上 馨, "高力率 AC/DC コンバータのリプル補償回路のエネルギーベースのデジタル制御法", 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-11-041, (2011).
- 12) 中山 裕輔, 加藤 利次, 井上 馨, "高力率 AC/DC 昇圧形コンバータのリプル補償回路のエネルギーベースのデジタル制御法", 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-13-001, (2013).
- 13) Synopsys, Saber User Guide.