

スイッチングリップル電流を考慮した单相PFCコンバータの損失解析

上松, 武
サムソン電機株式会社

福島, 健太郎
九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 博士後期課程

庄山, 正仁
九州大学大学院システム情報科学研究院電気システム工学部門

二宮, 保
長崎大学工学部

<https://doi.org/10.15017/1517991>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 14 (2), pp.83-88, 2009-09-25. 九州大学大学院システム情報科学研究院
バージョン :
権利関係 :

スイッチングリップル電流を考慮した単相PFCコンバータの損失解析

上 松 武*・福島 健太郎**・庄山正仁***・二宮 保†

Loss Analysis of Single-Phase PFC Converter with Switching Ripple Current

Takeshi UEMATSU, Kentaro FUKUSHIMA, Masahito SHOYAMA and Tamotsu NINOMIYA

(Received June 12, 2009)

Abstract: This paper describes the loss analysis of single-phase PFC converter with switching ripple current. To estimate the power circuit losses, we need input current and output voltage waveforms. It is difficult to find the input current and output voltage waveforms exactly, because the switching frequency of a few tens kHz are adopted and the circuit equation at every switching interval must be solved. In this paper, we propose a novel loss analysis method for single-phase PFC converter with switching ripple current. The input current waveform is divided into two parts of the average per switching cycle and the switching ripple, and each of them is approximately calculated from the equivalent circuit. The voltage waveforms are similarly calculated. Thus the approximate expression of each component loss is obtained by averaging the product of voltage and current. This calculated power loss is nearly equal to the measured value. As a result, this proposed method enables us to estimate the power loss without any experiments.

Keywords: Switching ripple current, Loss analysis, Single phase PFC converter

1. ま え が き

近年、半導体素子の進歩により、パワーエレクトロニクスを応用した家庭用、産業用電気機器が広く普及している。それに伴い、各種機器が発生する高調波電流による商用電力系統への障害が問題となっている^{1),2)}。また、無停電電源装置 (UPS)、モータードライブ用インバータの交流入力側整流回路において、装置の小形化を図るために、入力皮相電力を小さくすることが求められている。これらの要求を満たすために、高調波電流を抑制し、入力力率を1に近づけることができるPFCコンバータが注目を集めている^{3),4)}。

このPFCコンバータは、入力力率をほぼ1にすることができるという特長を持つ反面、スイッチング動作を行うため低効率であるという問題点を持っている。PFCコンバータの効率の向上を図るためには、損失発生機構を解明する必要がある。損失解析を行なうためには、回路を構成する部品の電圧・電流波形を知る必要がある。しかし、PFCコンバータは高周波でスイッチング動作を行うため、電圧・電流波形にはスイッチングによるリップル成分が存在し、その波形を正確に知ることは困難である。

そこで、本論文では、PFCコンバータのスイッチング

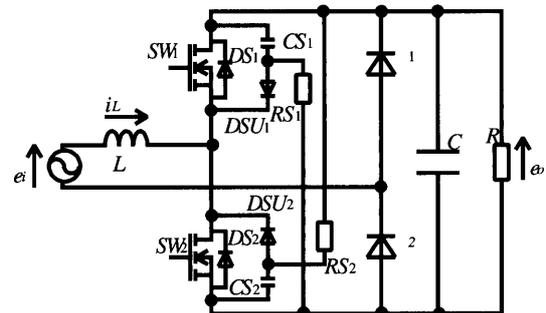


Fig. 1 Power circuit configuration of singlephase PWM converter.

リップル電流を考慮した損失解析法を提案する。本解析手法の特長は、回路各部の電流・電圧を高周波スイッチングリップル成分と低周波成分に分け、損失の周波数依存性を考慮に入れて、損失解析を行なうことである。その結果、PFCコンバータの損失を正確に推定することができることを、実測結果と比較し、その有効性を明らかにする。

2. 回 路 動 作

本章では、本論文で議論するPFCコンバータの動作について述べる。本解析に用いるPFCコンバータの主回路をFig. 1に示す。Fig. 1に示した回路は、混合ブリッジ回路方式と呼ばれ、比較的損失低減であり、スイッチ素子の制御が容易な回路方式である。CS₁とDSU_i及びRS_i (iは1または2)は放電阻止形スナバ回路であり、主回路

平成21年6月12日受付

* サムソン電機株式会社

** 電気電子システム工学専攻博士後期課程

*** 電気システム工学部門

† 長崎大学工学部

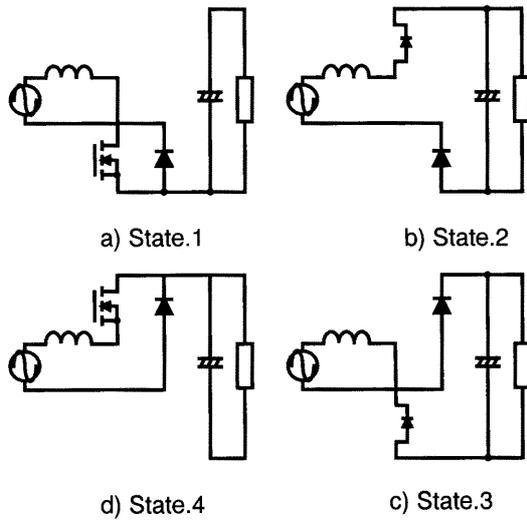


Fig. 2 Equivalent circuit in each states.

の動作には影響しない。このスナバ回路の動作については、3.1節(4)で述べる。なお、回路の基本動作を議論するときには、主回路素子の損失は充分小さいとし無視する。回路の動作状態は、Fig. 2に示すように、4状態に分けることができる。Fig. 2中の記号は、導通状態の素子だけを示している。入力電圧 e_i が正のときは状態1と2を、負のときは状態3と4を繰り返して動作する。次に、各状態における状態方程式を導出し、時比率 d を用いて、状態平均化方程式を求める。入力電圧の正負において、入力電流 i_L の極性に注意すれば、動作的には等価であることから、入力電圧が正の場合について導出する。 SW_2 の時比率 d を用いると、状態平均化方程式は

$$\dot{x}_{AVE} = A_{AVE}x_{AVE} + b_{AVE}e_i \quad (1)$$

と得られる。ここで、

$$x_{AVE} = \begin{bmatrix} \hat{e}_o \\ \hat{i}_L \end{bmatrix} \\ A_{AVE} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{(1-d)}{C} \\ -\frac{(1-d)}{L} & 0 \end{bmatrix}, b_{AVE} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

である。 \hat{e}_o 及び \hat{i}_L は、状態平均化法の意味で平均化された e_o 、 i_L である。時比率 d は $\hat{e}_o = E_o$ 、 $\hat{i}_L = I_L \sin \omega t$ となるようにスイッチング動作を制御する必要がある。よって、時比率 d は、

$$d = \frac{E_o - E_i \sin \omega t + \omega L I_L \cos \omega t}{E_o} \quad (2)$$

となる。以後、 \hat{e}_o を目標出力電圧、 \hat{i}_L を目標入力電流と呼ぶこととする。また、入力力率1のとき、目標入力電流の波高値 I_L は、

$$I_L = \frac{2E_o^2}{E_i R} \quad (3)$$

である。

一般に、入力力率PFと入力電流実効値 I_{rms} との関係は、

$$PF = \frac{I_1 \cos \phi}{\sqrt{2} I_{rms}} \quad (4)$$

I_1 : 基本波振幅、 ϕ : 入力電圧と電流の基本波の位相差となることが知られている。

3. 各回路部品の損失

3.1 FETの損失⁵⁾

(1) 損失の分類

FETの損失を可制御素子と内蔵ダイオードに分けて求める。まず、可制御素子の損失について述べる。可制御素子の損失 P_S は、オン損失 P_{SON} 、スイッチング損失 P_{SSW} に分けることができ、

$$P_S = P_{SON} + P_{SSW} \quad (5)$$

となる。可制御素子の電圧 V —電流 I 特性は、一般に、バイアス電圧 V_{SB} とオン抵抗 r_{SON} を用いて、

$$V = V_{SB} + r_{SON} I$$

と近似される。よって、可制御素子のオン損失 P_{SON} は、

$$P_{SON} = V_{SB} I_{ONAVE} + r_{SON} I_{ONrms}^2 \quad (6)$$

となる。ここで、 V_{SB} 、 r_{SON} は、

$$cccV_{SB} = \frac{(V_{SB1} + V_{SB2})}{2} \\ r_{SON} = \frac{(r_{SON1} + r_{SON2})}{2}$$

である。ただし、 V_{SB1} 、 r_{SON1} 、 V_{SB2} 、 r_{SON2} は、それぞれ SW_1 、 SW_2 のバイアス電圧とオン抵抗である。また、 I_{ONAVE} と I_{ONrms} は、 SW_1 または SW_2 がオンのときに、可制御素子に流れる電流の平均値と実効値である。スイッチング損失 P_{SSW} は、ターンオン損失 P_{STON} とターンオフ損失 P_{STOFF} に分けることができ、

$$P_{SSW} = P_{STON} + P_{STOFF} \quad (7)$$

である。

次に、内蔵ダイオード DS_1 、 DS_2 の損失について述べる。内蔵ダイオードの損失 P_F は、オン損失 P_{FON} 、リカ

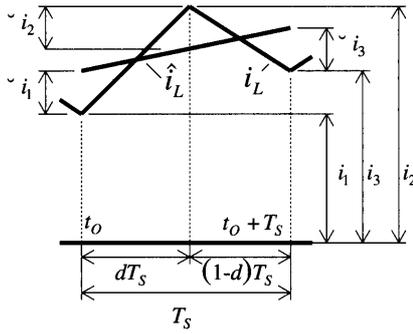


Fig. 3 Input current waveform.

バリ損失 P_{FSW} に分けることができ、

$$P_F = P_{FON} + P_{FSW} \quad (8)$$

となる。ダイオードの電圧-電流特性は、可制御素子と同様に考えることができ、内蔵ダイオードのオン損失 P_{FON} は、

$$P_{FON} = V_{FB} I_{OFFAVE} + r_{FON} I_{OFFrms}^2 \quad (9)$$

である。ここで、 V_{FB} 、 r_{FON} は、

$$V_{FB} = \frac{(V_{FB1} + V_{FB2})}{2}$$

$$r_{FON} = \frac{(r_{FON1} + r_{FON2})}{2}$$

である。ただし、 V_{FB1} 、 r_{FON1} 、 V_{FB2} 、 r_{FON2} は、それぞれ DS_1 、 DS_2 のバイアス電圧とオン抵抗である。また、 I_{OFFAVE} と I_{OFFrms} は、 DS_1 または DS_2 がオンのときに、内蔵ダイオードに流れる電流の平均値と実効値である。内蔵ダイオードのリカバリ損失は、内蔵ダイオードのスイッチング速度が可制御素子よりも十分早いものとし、無視する。

(2) 可制御素子のオン損失

式(6)と回路の動作状態より、 SW_2 のオン損失は、状態1における入力電流の平均値と実効値を求めればよいことがわかる。Fig. 3に、 $e_i > 0$ のとき、1回のスイッチング動作における入力電流波形を示す。なお、Fig. 3中に用いられる記号は、

$$i_1 = i_L(t_0) \quad \Delta i_1 = \hat{i}_L(t_0) - i_1$$

$$i_2 = i_L(t_0 + dT_s) \quad \Delta i_2 = \hat{i}_L(t_0 + dT_s) - i_2$$

$$i_3 = i_L(t_0 + T_s) \quad \Delta i_3 = \hat{i}_L(t_0 + T_s) - i_3$$

t_0 : 状態1から状態2に遷移した時刻

T_s : スイッチング周期

である。入力電流は、期間 t_0 から $t_0 + dT_s$ のとき SW_2 を流れる。従って、 I_{ONAVE} と I_{ONrms} は、 t_0 から $t_0 + dT_s$ の微小期間の平均値と実効値を求め、全期間にわたって、

加算することにより求めることができる。

そこで、 I_{ONAVE} と I_{ONrms} を導出するために、以下の3つの仮定を設ける。

(i) 出力電圧 e_o は、一定電圧値 E_o と考える。

(ii) 入力電流の基本波成分は、目標入力電流に制御される。

(iii) スイッチング周波数 f_s は一般に十数kHz以上であり、50Hzまたは60Hzより充分に大きいものとする。ここで、仮定(ii)より、入力電流の基本波成分は、目標入力電流に制御されることから、リップルの振幅は、

$$\Delta i_1 = \Delta i_2 = \Delta i_3 = \Delta i \quad (10)$$

となる。また、仮定(iii)より、 i_L は、スイッチオン(オフ)期間において直線的に増加(減少)する。ここで、スイッチのオン期間 $[t_0, t_0 + dT_s]$ を考えると、 i_1 、 i_2 は、

$$i_1 = I_L \sin \omega t_0 - \Delta i \quad (11)$$

$$i_2 = I_L \sin \omega t_0 + \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t=t_0} dT_s + \Delta i \quad (12)$$

と求まる。また、状態1の回路動作より、

$$i_2 = i_1 + \frac{E_i \sin \omega t_0}{L} dT_s \quad (13)$$

が得られる。よって、式(11)、(12)及び式(13)より、 Δi は、次式となる。

$$\Delta i = \frac{T_s}{2LE_o} \{ -(E_i \sin \omega t)^2 + E_i E_o \sin \omega t - (\omega L I_L \cos \omega t)^2 + 2\omega L I_L E_i \sin \omega t \cos \omega t - \omega L I_L E_o \cos \omega t \} \quad (14)$$

次に、リップル電流の振幅を用いて、 I_{ONAVE} を導出する。Fig. 3に示した区間 $[t_0, t_0 + dT_s]$ における i_L の面積 $S_{ONA}(t_0)$ は、

$$S_{ONA}(t_0) = (i_1 + i_2) \frac{dT_s}{2}$$

である。ここで、 $\omega T_s \ll 1$ であることを考慮し、 $S_{ONA}(t_0)$ を求めると、

$$S_{ONA}(t_0) \approx \frac{T_s I_L}{E_o} (E_o \sin \omega t_0 - E_i \sin^2 \omega t_0 + \omega L I_L E_o \sin \omega t_0 \cos \omega t_0) \quad (15)$$

と得られる。ここで、 $t_0 = nT_s$ とおくと、 I_{ONAVE} は、

$$I_{ONAVE} = \frac{\omega}{\pi} \sum_{n=0}^N S_{ONA}(nT_s) \quad (16)$$

となる。 $\omega T_s = \Delta \theta$ とおき、 $\Delta \theta \rightarrow 0$ とすると、式(16)は、

$$I_{ONAVE} = \frac{I_L}{\pi E_o} \int_0^\pi (E_o \sin \theta - E_i \sin^2 \theta + \omega L I_L E_o \sin \theta \cos \theta) d\theta$$

となり, よって, I_{ONAVE} は,

$$I_{ONAVE} = \frac{2I_L}{\pi} \left(1 - \frac{\pi E_i}{4E_o}\right) \quad (17)$$

と得られる.

I_{ONrms} を導出するために, 区間 $[t_0, t_0 + dT_s]$ における実行電流 $S_{ONR}(t_0)$ を考える. $S_{ONR}(t_0)$ は,

$$S_{ONR}(t_0) = \frac{dT_s}{2} \{i_1(t_0)^2 + i_1(t_0)i_2(t_0) + i_2(t_0)^2\}$$

である. 従って, I_{ONrms} を I_{ONAVE} と同様に求めると,

$$I_{ONrms} = I_L \sqrt{\frac{1}{2} - K_{r0}} \quad (18)$$

と得られる. ここで,

$$K_{r0} = K_{r1} - K_{r2}K_{r3}$$

$$K_{r1} = \frac{4E_i}{3\pi E_o}, K_{r2} = \left(\frac{T_s}{L}\right)^2 \left(\frac{E_i}{2E_o I_L}\right)^2$$

$$K_{r3} = \frac{3E_i^2}{32} + \frac{E_o^2}{24} - \frac{4E_i^3}{45\pi E_o} - \frac{E_i E_o}{3\pi}$$

である.

(3) 内蔵ダイオードの損失

内蔵ダイオードの損失は, 式(9)より, I_{OFFAVE} と I_{OFFrms} を求めればよいことがわかる. 従って, Fig. 3における微小期間 $[t_0 + dT_s, t_0 + T_s]$ の入力電流の平均値と実効値を求め, I_{ONAVE} と I_{ONrms} と同様の方法で求めればよい.

よって,

$$I_{OFFAVE} = \frac{I_L E_i}{2E_o} \quad (19)$$

$$I_{OFFrms} = \sqrt{K_{rF}} I_L \quad (20)$$

$$K_{rF} = K_{r1} - K_{r2}K_{r4}$$

$$K_{r4} = -\frac{E_i^2}{16} + \frac{4E_i^3}{45\pi E_o} + \frac{E_i E_o}{9\pi}$$

と得られる.

(4) スイッチング損失

一般に, 可制御素子のターンオフ時には, 主回路に寄生するリアクタンス成分により, 可制御素子のドレイン-ソース間にサージ電圧が生じることが知られている. そのため, スナバ回路^{(6),(7),(8)}が必要となる. そこで, 本論文では, 放電阻止形RCDスナバ回路を用いる.

放電阻止RCDスナバ回路により, スイッチング動作時のサージ電圧を抑止できたとすると, 文献9)より, 1回のスイッチング動作におけるスイッチング損失 w_{SSW} は,

$$w_{SSW} = e_o \frac{i_{SON} + i_{SOFF} T_{OFF}}{2} \quad (21)$$

となる. ところで, T_{ON}, T_{OFF} は, 数百nSec程度であり, T_s に比べ充分小さいことから,

$$i_{SON} = I_L \sin \omega t - \Delta i, i_{SOFF} = I_L \sin \omega t + \Delta i$$

と考えることができる (ターンオン, ターンオフの動作タイミングは, それぞれFig. 3の t_0 と $t_0 + dT_s$ である). 従って, スイッチング損失 P_{SSW} は,

$$P_{SSW} = \frac{\omega}{\pi} \sum_{n=1}^N w_{SSW}(nT_s)$$

となる. $\omega T_s = \Delta\theta$ とおき, $\Delta\theta \rightarrow 0$ とすると, 上式は,

$$P_{SSW} = \frac{f_s}{2\pi} \int_0^\pi \{E_o - E_{RIP} \sin(2\theta + \mu)\} \{(I_L \sin \omega t - \Delta i)T_{ON} + (I_L \sin \omega t + \Delta i)T_{OFF}\} d\theta$$

と近似できる. ここで, $E_i, E_o \ll \omega L I_L$ に注意し, 積分を実行すると, スイッチング損失は近似的に,

$$P_{SSW} = \frac{f_s E_o}{2\pi} \{(K_{s1} + K_{s2})T_{ON} + (K_{s1} - K_{s2})T_{OFF}\}$$

$$K_{s1} = 2I_L, K_{s2} = \frac{E_i}{4LE_o f_s} (4E_o - \pi E_i) \quad (22)$$

と表される.

3.2 整流ダイオードの D_1, D_2 の損失

整流ダイオード D_1, D_2 の損失として, オン損失 P_{DON} を考える. 整流ダイオードのオン損失 P_{DON} は, 内蔵ダイオードと同様に考えることができる. よって, 整流ダイオードの損失 P_{DON} は, D_1 と D_2 の平均バイアス電圧 V_{DB} , 平均オン抵抗 r_D とおくと,

$$P_{DON} = V_{DB} I_{AVE} + r_D I_{rms}^2 \quad (23)$$

である. ここで, V_{DB}, r_D は,

$$V_{DB} = \frac{V_{DB1} + V_{DB2}}{2}, r_D = \frac{r_{D1} + r_{D2}}{2}$$

である. ただし, $V_{DB1}, r_{D1}, V_{DB2}, r_{D2}$ は, それぞれ D_1 と D_2 のバイアス電圧とオン抵抗である. また, I_{AVE} は入力電流 i_L の絶対値の平均値である.

回路の動作より, I_{AVE} と I_{rms} は,

$$I_{AVE} = I_{ONAVE} + I_{OFFAVE}$$

$$I_{rms}^2 = I_{ONrms}^2 + I_{OFFrms}^2$$

となることから、それぞれ、

$$I_{AVE} = \frac{2I_L}{\pi} \quad (24)$$

$$I_{rms} = I_L \sqrt{\frac{1}{2} + K_r} \quad (25)$$

$$K_r = K_{r2}K_{r3}$$

と求められる。

ところで、入力力率は、式(25)を式(4)に代入することにより求めることができる。

3.3 昇圧用インダクタLの損失

一般にインダクタの損失 P_L は、銅損 P_{LC} と鉄損 P_{LI} に分けられ、

$$P_L = P_{LC} + P_{LI} \quad (26)$$

である。ここで、銅損 P_{LC} に対する等価抵抗を r_{LC} とおくと、

$$P_{LC} = r_{LC} I_{rms}^2 \quad (27)$$

となる。

鉄損は、インダクタへの印加電圧及び通電電流の周波数に依存する。ところで、入力電流に存在する高調波電流成分は、主としてスイッチング周波数 f_s の高調波と考えられることから、スイッチング周波数における鉄損の等価抵抗を r_{LS} とおくと、鉄損 P_{LI} は、

$$P_{LI} = \frac{r_{L1}}{2} I_L^2 + r_{LS} \left(I_{rms}^2 - \frac{I_L^2}{2} \right) \quad (28)$$

となる。ここで、 r_{L1} は商用周波数における鉄損の等価抵抗である。

3.4 平滑用コンデンサCの損失

平滑用コンデンサの損失 P_{CR} として、等価抵抗による損失のみを考える。平滑用コンデンサに流れる電流 i_C は、

$$i_C = i_{LOFF} - \frac{e_o}{R} \quad (29)$$

である。 i_{LOFF} は、 i_L のSWのオフ期間の瞬時電流である。よって、平滑用コンデンサの等価抵抗による損失 P_{CR} は、等価抵抗を r_C とおくと、

$$P_{CR} = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^T r_C i_C^2 dt \quad (30)$$

である。 T は e_i の周期である。従って、平滑コンデンサの損失を求めるには、 e_o を導出する必要がある。

出力電圧は、直流電圧に入力電圧周波数の2倍のリプル電圧が加わった波形となることが知られている。この

リプル電圧が0となるように出力電圧制御系が機能すると、入力電流に入力電圧周波数の2倍の高調波成分が生じることになり、入力力率を低下させることになる。そこで、以下に示す仮定(iv)を設ける。

(iv) 出力電圧制御系の遮断周波数は、入力電圧周波数の2倍よりも充分低く、平均出力電圧をある一定値 E_o に制御する。

平滑用コンデンサは、出力電圧を平滑化するために、かなり大きな値である。そこで、 i_{LOFF} の高周波成分だけを無視した電流 \bar{i}_{LOFF} を

$$\bar{i}_{LOFF} = (1-d)i_L \quad (31)$$

と近似する。式(31)の意味するところは、時比率 d により、 i_L のスイッチオフ期間の電流を平均化したことである。

一般に $E_i^2 \gg (\omega L I_L)^2$ という関係が成り立つから、式(31)より、 $E_i^2 \gg (\omega L I_L)^2$ という関係に注意し、出力電圧の近似波形は、

$$e_o = E_o - E_{RIP} \sin(2\omega t + \mu) \quad (32)$$

と得られる。ただし、

$$E_{RIP} = \frac{\omega C R I_L E_i}{2E_o \sqrt{\omega_C^2 + 4\omega^2}}$$

$$\tan \mu = \frac{\omega C E_i - 2\omega^2 L I_L}{\omega(2E_i + \omega C L I_L)}$$

$$\omega C = \frac{1}{RC}$$

である。よって、出力電圧リプル率 K_{RIP} は、

$$K_{RIP} = \frac{2E_{RIP}}{E_o} \quad (33)$$

となる。式(33)より、出力電圧リプル率は、平滑用コンデンサの容量でほぼ決まることがわかる。

ところで、一般に $E_i, E_o \gg \omega L I_L, \omega T_s \ll 1$ という条件が成り立つから、平滑用コンデンサの損失 P_{CR} は、

$$P_{CR} = r_C \left\{ I_{OFF rms}^2 - \frac{E_o^2}{R^2} + \frac{E_{RIP}^2}{2R^2} - \frac{E_{RIP} I_L}{60\pi R E_o^2} (K_{CS} \sin \mu + K_{CC} \cos \mu) \right\} \quad (34)$$

$$K_{CC} = \omega(30\pi L I_L E_o - 32E_i^2 T_s - 15\pi E_i E_o T_s)$$

$$K_{CS} = 30\pi E_i E_o$$

と求められる。

4. 試作回路による検証

4.1 試作回路の仕様と構成

実験条件として、スイッチング周波数と出力電圧リプル率及び負荷を変化させて検証実験を行う。本試作回路の設計仕様は、入力電圧は単相100V、出力容量1kW、出

Table 1 Loss parameters of the devices.

device		parameters	
FET	Controllable device	$V_{SB}=0.78V$ $T_{ON}=200ns$	
	body diode	$r_{SON}=0.172\Omega$ $T_{OFF}=100ns$	
rectifier diode		$V_{DB}=0.983V$ $r_D=0.0195\Omega$	
boost inductor	cupper loss	$r_{LC}=0.08\Omega$	
		iron loss	
		50Hz	0Ω
		15kHz	2.92Ω
		20kHz	4.32Ω
	r_{Lk}	25kHz	6.02Ω
filter capacitor	1305μF	$r_C=0.07\Omega$	
	1746μF	$r_C=0.053\Omega$	
	2186μF	$r_C=0.042\Omega$	

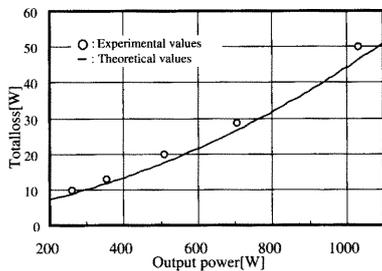


Fig. 4 Total loss versus output power.

力電圧は定格負荷（抵抗負荷）時DC200Vとした。平滑用コンデンサは容量を1305, 1746, 2186μFとし、入力力率は定格負荷時0.99以上とした。スイッチング周波数は、通常、騒音の低減という観点から、可聴周波数以上に設定される。本試作回路は、スイッチング周波数を15, 20, 25kHzと変化させた。昇圧用インダクタは、定格負荷時入力力率0.99以上という仕様から、1.1mHとした。従って、実験条件は、スイッチング周波数を3種類（15, 20, 25kHz）、平滑用コンデンサを3種類（1305, 1746, 2186μF）、計9の条件において、それぞれ出力電力を5種類変化させ、合計45個のデータを得ることとする。

主回路を構成する素子の損失に関するパラメータの測定結果をTable 1に示す。平滑用コンデンサの等価直列抵抗は、直流バイアス電圧200Vで測定した。また、昇圧用インダクタの等価抵抗は、スイッチング周波数の交流電圧を印加し測定した。なお、Table 1の平滑用コンデンサのパラメータ r_C は、周波数依存性が小さいことから、15, 20, 25kHzでの平均値を用いた。

4.2 検証

実験結果の一例として、スイッチング周波数25kHz、平滑用コンデンサ1305μF時の損失の実測値と理論値を

Fig. 4に示す。また、スイッチング周波数25kHz、平滑用コンデンサ1305μF時の各素子の損失理論値をTable 2に示す。Table 2より、損失の大部分は、半導体素子のオ

Table 2 Loss of the devices.

		Output power[W]						
		1030	703	519	358	262		
Total loss[W]	Experimental values	50.0	29.0	20.0	13.0	10.0		
	Theoretical values	47.3	28.1	19.2	12.5	9.0		
Approximated value[W]	boost inductor	iron loss	1.16	1.16	1.16	1.16	1.16	
		cupper loss	8.50	3.97	2.17	1.04	0.56	
	FET	controllable device	ON loss	8.61	4.72	3.00	1.78	1.18
			SW loss	7.13	4.93	3.69	2.60	1.95
		body diode	8.05	4.94	3.41	2.21	1.56	
	rectifier diode	11.20	7.19	5.12	3.42	2.46		
	filter capacitor	2.64	1.22	0.67	0.32	0.18		

ン損失であることがわかる。

以上の結果より、本論文で提案した近似式を用いることにより、主回路の全損失を精度よく計算でき、設計時の損失の見積りに充分使用可能であることがわかる。

5. む す び

本論文では、PFCコンバータにおいて、スイッチングリプル電流を考慮した損失を求める近似式を導出するとともに、設計仕様と回路定数の関係式を明らかにした。この結果を用いることにより、設計仕様を満たす回路定数の決定、損失の見積りが充分な精度で容易に行うことができる。なお、本論文で得られた損失近似式、設計仕様と回路定数の関係式は、混合ブリッジ回路以外の主回路方式にも応用できる。

参 考 文 献

- 1) 橋本, "電力系統の高調波の現状と対策", 電気学会誌, pp.561-566, Jul. 1990.
- 2) 渡辺, "高調波問題小特集 家電汎用(低圧系)機器", 電機, Jul. 1990.
- 3) T.Kagotani, et. al., "A NOVEL UPS USING HIGH-FREQUENCY SWITCH-MODE RECTIFIER AND HIGH-FREQUENCY PWM INVERTER", *Proc. of IEEE PESC'89*, pp.53-57, 1989.
- 4) 森本他, "単相正弦波入力コンバータの損失解析", 電学論(D), Vol.109, No.6, pp.415-422, 1989.
- 5) 逸見他, "PWMインバータの短絡電流抑制と損失評価", 電学論(D), Vol.111, No.9, pp.741-750, (平3-9)
- 6) K.Harada, et.al., "Optimum design of RC snubbers for switching regulatures", *IEEE Trans. Aerospace and Electronic System*, Vol.AES-15, No.2, pp.209-218, 1979.
- 7) T.Ninomiya, et.al., "Analysis and optimization of a nondissipative LC turn-off sunnber", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.PE-3, No.2, pp.147-156, 1988.
- 8) 上松他, "放電阻止形RCDスナバ回路の動作解析", 信学技報, PE94-45, 1994.
- 9) 原田他, "スイッチングコンバータの基礎", コロナ社, Feb. 1992.