単相正弦波入力コンバータの損失解析

正員 森 本 雅 之 (三菱重工業)

正員 角 藤 清 隆 (三菱重工業)

正員 押 谷 克 己 (三菱重工業)

正員 石 田 宗 秋 (三 重 大 学)

正員 大 熊 繁 (名古屋大学)

1. ま え が き

交流電動機の変速駆動は電力用半導体素子の発達とあいまって目覚ましい発展をとげた。近年では、インバータエアコンを初めとして家電機器にも交流可変速駆動が広く実用化されている⁽¹⁾。家庭用機器へ交流可変速駆動を適用する場合、単相電源で使用されるので、単相入力コンバータが通常用いられている。

インバータに通常用いられるコンデンサインプット形の整流回路は基本波力率は高いが、電流波形に高調波を多く含むので総合力率が低く、更に送配電系統へ高調波障害を引起すなどの問題を生じる。特に、インバータエアコンはビル、家庭などの電力消費に占める割合が大きいため、単相入力コンバータの高力率運転が必要とされている。単相入力コンバータの力率改善については、これまで種々の方法が提案されている。1個の自己消弧素子を用いて入力電流波形を制御する方法^{(2)~(4)}、直流リアクトルに中間タップを設けて電流波形を制御する方法⁽⁵⁾、単相のコンバータブリッジをPWM制御する方法⁽⁶⁾⁽⁷⁾などである。

著者らは、高力率の正弦波入力形単相コンバータを使ったインバータの運転特性を既に報告した⁽⁸⁾。このようなインバータを実用化するにあたって、ただ単に力率を向上させただけでは問題がある。周知のように、消費電力は力率と効率の積によって決まるので、

電力を有効に利用する立場に立てば、力率の向上と同時に効率の検討も必要になる。

従来のPWMインバータでは、出力電圧はインバータ回路において電圧制御されており、コンバータ回路は無制御であった。コンバータで発生する損失としては、主にダイオードの順方向電圧降下およびリアクトルの直流抵抗によるジュール熱を考慮すればよかった。ところが、正弦波入力形コンバータでは入力電流の波形制御を行っているため、波形制御に伴う発生損失の増加を考慮しなくてはならない。電力変換器の損失を求める場合、回路を動作ごとのモードに分類し、それぞれの回路方程式をモードの切換えごとに次々に解いてゆくのが一般的である。しかし、PWM制御を行っている場合、オン・オフのデューティ比が刻々と変化するので計算がかなり複雑になる。池田らは⁽⁹⁾、正弦波-三角波PWMにおいて、一周期のオン時間を三角波の周期を基に近似する方法を用いて損失を求めている。しかし、追従形PWMにおいては一定のキャリア周期をもたないので、この方法は適用できない。本論文では、追従形PWM制御を用いた正弦波入力形単相コンバータの基本動作を、PWM制御のスイッチング周波数の平均値を用いて解析し、発生損失を簡便に表す式を導出する。導出した式を用いて主回路各要素の発生損失を求め、実験値と比較する。本方法を用いれば、高力率の正弦波入力コンバータを設計する際、簡便に損失を求めることができ、高効率化のための設計を行うことができる。

2. 損失の計算法

〈2・1〉 主回路構成と基本動作 図1に本論文で用いる正弦波入力形単相コンバータの主回路構成を示す。表1に以下で用いる記号を示す。主回路は単相ブリッジ回路 DS 、リアクトル L 、トランジスタ TR 、

Loss Analysis of Single Phase Sinusoidal Current Input Converter. By Masayuki Morimoto, Member, Kiyotaka Sumito, Member, Kazumi Oshitani, Member (Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.), Muneaki Ishida, Member (Mie University) & Shigeru Okuma, Member (Nagoya University).

森本雅之：正員、三菱重工業(株)基盤技術研究所
角藤清隆：正員、三菱重工業(株)システム技術部
押谷克己：正員、三菱重工業(株)システム技術部
石田宗秋：正員、三重大学工学部電気工学科
大熊 繁：正員、名古屋大学工学部電子機械工学科

図 1 主回路構成
Fig. 1. Power circuit configuration.

表 1 本論文で使用する記号
Table 1. List of symbols.

v, V (実効値): 交流入力電圧
i, I (実効値): 交流入力電流
i_i : 同 基本波
V_{out}, V_o (平均値): 直流出力電圧
I_{out} (平均値): 直流出力電流
P_{out}, P_{av} : 直流出力電力
t_s : スイッチング周期
f_s, F_s (平均値): スイッチング周波数
α, A (平均値): デューティ比
t_{on} : オン時間
t_{off} : オフ時間
V_{DS} : ダイオードスタック DS の電圧
V_{DSO} : バイアス電圧
r_{DS} : 動作抵抗
P_{DSon} : オン損失
L : リアクトルのインダクタンス
R_c : 直流抵抗
i_L : 電流
i_{L1} : 基本波電流
i_{LH} : 高調波電流
v_L : リアクトル電圧
v_{L1} : 基本波電圧
r_h : ヒステリシス損失等価抵抗
r_e : 渦流損失等価抵抗
i_{FRD} : 高速ダイオード FRD の電流
i_{FRD1} : 基本波
V_{FRDO} : バイアス電圧
r_{FRD} : 動作抵抗
P_{FRDon} : オン損失
v_T : トランジスタ TR の電圧
v_{T1} : 基本波電圧
i_T : 電流
V_{TRO} : バイアス電圧
r_{TR} : 動作抵抗
P_{TRon} : オン損失
P_{TRSW} : スイッチング損失
t_r : 立上り時間
t_f : 下降時間

小文字は瞬時値を表す。

高速ダイオード FRD, 平滑コンデンサ C および負荷抵抗 R より構成されている。トランジスタ TR がオンすると、リアクトルを流れる電流 i_L が増加し、オフするとリアクトル電流 i_L はダイオード FRD を通

り平滑コンデンサ C を充電するので、減少する。高橋ら⁽²⁾の提案のように、入力電流波形が電源電圧波形 v に追従するようにトランジスタ TR を高速にオン・オフさせれば入力電流 i を電源電圧と同相で同一の波形に制御できる。制御回路を図 2 に示す。商用電源を全波整流した波形を基準波形とする。出力電圧の指令値と検出値の偏差と基準波形とをマルチプライヤにて乗算し、電流比較回路に入力する。電流比較回路では入力電流の指令値と検出値をヒステリシス比較して、トランジスタをオン・オフさせるための PWM 信号を作り出す。制御回路においてコンバータ制御の電圧指令値は、負荷として VVVF インバータを考慮しているため、インバータ入力電圧である。

主回路の基本動作を図 3 に示す。オン時の電圧方程式は

$$v = L(di_L/dt) \dots\dots\dots (1)$$

オフ時の電圧方程式は

$$v = L(di_L/dt) + v_{out} \dots\dots\dots (2)$$

とそれぞれ表される。

〈2・2〉 平均スイッチング周波数による動作解析

主回路の基本動作を解析するためには (1), (2) 式をトランジスタのオン・オフに応じて次々に解いてゆく必要がある。ところが、ヒステリシス比較器を用いて追従制御しているためオン・オフのデューティおよび周期は基準波形の位相に応じて刻々と変化し、かなり複雑な数値計算を繰返す必要がある。

そこで、本論文では回路動作の取扱いを簡便にするため、スイッチング周波数の平均値という考え方を導入し、次の仮定をおく。

(1) 一般に、高効率の変換器において主回路素子の損失は小さいので、それらの損失は主回路の動作には大きな影響を与えない。そこで、使用する電源電圧、出力電圧に比べダイオード、トランジスタのオン電圧およびリアクトルの直流抵抗分による電圧降下はかなり小さいので、主回路の動作を検討する際には無視できるものとする。

(2) トランジスタの動作周波数は電源周波数に比べて十分高いので、リアクトル電流 i_L 、入力電流 i 、トランジスタ電圧 v_T の低周波成分は、トランジスタのデューティ比で決まるものとする。

(3) 平滑コンデンサは十分大きく出力電圧 v_{out} に含まれるリップルは小さいとして無視できるものとする。

(4) リアクトルによる電圧降下のうち、低周波成分はリアクタンスが小さいとして無視できるものとする。

図 2 制御回路の構成
Fig. 2. Block diagram of control circuit.

図 3 主回路の基本動作
Fig. 3. Fundamental operation of main circuit.

(5) トランジスタのオン・オフによるリアクトル電流 i_L の変化分を高調波電流成分 i_{LH} とし、オンあるいはオフ期間中における i_L の変化を問題にする場合には、基本波成分の変化は小さいとして無視できるものとする。また、 i_L の大きさを問題にする場合には i_{LH} は十分小さいとして無視できるものとする。

(6) 入力電流の基本波力率は 1.0 とする。

コンバータ動作の低周波成分について解析する。電源電圧 v を

$$v = \sqrt{2} V \sin \omega t \quad (3)$$

とすると入力電流の基本波瞬時値は、仮定(1)より

$$i_1 = \sqrt{2} I \sin \omega t \quad (4)$$

となる。ここで添字 1 は基本波を示す。リアクトル電流 i_L は入力電流を全波整流したものになる。そこで、リアクトル電流 i_L の低周波成分をここでは基本波成分と呼ぶことにして、同様に添字 1 を用いて表すと、

$$i_{L1} = \sqrt{2} I |\sin \omega t| \quad (5)$$

となり、ダイオードブリッジの両端電圧 v_{DS} は

$$v_{DS} = \sqrt{2} V |\sin \omega t| \quad (6)$$

と表される。

瞬時のデューティ比 α をトランジスタ TR のオン

時間 t_{on} 、オフ時間 t_{off} で表すと、

$$\alpha = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) = t_{on} / t_s \quad (7)$$

となる。ただし、 $t_s = t_{on} + t_{off}$ であり、 t_s は瞬時のスイッチング周期を示し、時間的に変化するので変数として扱う。トランジスタ TR の両端電圧 v_{T1} をデューティ α を使って表すと、仮定(2)より次のようになる。

$$v_{T1} = V_{out}(1 - \alpha) \quad (8)$$

ただし、 V_{out} は出力電圧の平均値とする。仮定(4)よりリアクトル電圧の基本波成分 v_{L1} は無視できるので

$$v_{T1} = v_{DS} - v_{L1} \approx v_{DS}$$

となり、(8)式より

$$1 - \alpha \approx v_{DS} / V_{out} \quad (9)$$

となる。また高速ダイオード FRD を流れる電流の基本波瞬時値 i_{FRD1} は

$$i_{FRD1} \approx i_{L1}(1 - \alpha) \quad (10)$$

と表される。

次に、 t_{on} 、 t_{off} 間の動作について解析する。仮定(5)より、 t_{on} 、 t_{off} 期間中の基本波成分の変化は小さいので、

$$L(di_{LH}/dt) \approx v_{DS} - v_T$$

となる。 t_{on} 期間では $v_T = 0$ より、

$$L(di_{LH}/dt) \approx v_{DS}$$

であるので、電流の変化分 Δi_{LHon} は $t_{on} = \alpha t_s$ より

$$\Delta i_{LHon} = v_{DS} t_{on} / L = v_{DS} \alpha t_s / L \quad (11)$$

となる。同様に t_{off} 期間では、 $v_T = V_{out}$ より

$$L(di_{LH}/dt) \approx v_{DS} - V_{out}$$

であるので、電流変化分 Δi_{LHoff} は $t_{off} = (1 - \alpha)t_s$ より

$$\Delta i_{LHoff} = (v_{DS} - V_{out})(1 - \alpha)t_s / L \quad (12)$$

と表される。ここで、

$$\Delta i_{LH\text{on}} = -\Delta i_{LH\text{off}} \equiv \Delta i_H \quad \dots\dots\dots (13)$$

とする。ここで、 Δi_H はオン・オフ制御のヒステリシス幅によって決まる値である。(11), (13)式を使ってスイッチング周期 t_s を表すと

$$t_s \simeq L\Delta i_H / \alpha v_{DS} \quad \dots\dots\dots (14)$$

となり、瞬時のスイッチング周波数 f_s は

$$f_s = 1/t_s = \alpha v_{DS} / L\Delta i_H$$

となり、(9)式を代入すると

$$f_s = (1 - v_{DS}/V_{\text{out}}) v_{DS} / L\Delta i_H \quad \dots\dots\dots (15)$$

となる。従って、スイッチング周波数 f_s の平均値 F_s は

$$F_s = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi f_s d\theta$$

と表され、(6), (15)式を代入整理すると、

$$F_s = \frac{V}{L\Delta i_H} \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} - \frac{V}{V_{\text{out}}} \right) \quad \dots\dots\dots (16)$$

となる。また瞬時のデューティ比 α の平均値 A は

$$A = 1 - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{V}{V_{\text{out}}}$$

と表され、スイッチング周波数およびデューティの平均値が求まる。

〈2・3〉 損失の計算 前節で求めたスイッチング周波数の平均値を用いて、各要素の発生損失を求める。

(1) ダイオード、トランジスタのオン損失 ダイオード、トランジスタの損失を求めるために、ダイオード、トランジスタの電圧電流特性がバイアス電圧 V_{on} と動作抵抗 r_{on} を使って次のように表されるとする。

$$v = V_{\text{on}} + r_{\text{on}} i$$

このとき、オン損失 P_{on} は一般に電流の平均値 I_{mean} 、実効値 I_{rms} を使って、

$$P_{\text{on}} = V_{\text{on}} I_{\text{mean}} + r_{\text{on}} I_{\text{rms}}^2 \quad \dots\dots\dots (17)$$

と表される。

高速ダイオード FRD のオン損失 $P_{FRD\text{on}}$ はバイアス電圧 V_{FRD0} と動作抵抗 r_{FRD} を用いて基本波成分のみ考慮して(17)式の形に書き表すと、

$$\begin{aligned} P_{FRD0} &\simeq V_{FRD0} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{FRD} d\theta \right\} \\ &\quad + r_{FRD} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{FRD}^2 d\theta \right\} \\ &= V_{FRD0} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1} (1 - \alpha) d\theta \right\} \\ &\quad + r_{FRD} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1}^2 (1 - \alpha)^2 d\theta \right\} \end{aligned}$$

となる。(4), (9), (10)式を代入して整理すると、

高速ダイオード FRD のオン損失を表す式は、

$$P_{FRD\text{on}} \simeq I_{\text{out}} \left\{ V_{FRD0} + \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} \frac{V}{V_{\text{out}}} r_{FRD} I_{\text{out}} \right\} \quad \dots\dots\dots (18)$$

となる。なお、ここでは逆漏れ電流による損失は小さいので無視している。

同様にして、ダイオードスタック DS のオン損失 $P_{DS\text{on}}$ はバイアス電圧 V_{DS0} と動作抵抗 r_{DS} を用い、電流 i_{DS} の基本波成分のみ考慮して求めると、

$$\begin{aligned} P_{DS\text{on}} &= 4 \times \left[V_{DS0} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{DS} d\theta \right\} \right. \\ &\quad \left. + r_{DS} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{DS}^2 d\theta \right\} \right] \\ &= 4 \times \left[V_{DS0} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1} d\theta \right\} \right. \\ &\quad \left. + r_{DS} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1}^2 d\theta \right\} \right] \\ &\simeq 4 \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{DS0} I + r_{DS} I^2 \right) \quad \dots\dots\dots (19) \end{aligned}$$

となる。パワートランジスタのオン損失 $P_{TR\text{on}}$ も同様にトランジスタを流れる電流 i_T 、バイアス電圧 V_{TRO} 、動作抵抗 r_{TR} を用いて表すと次式となる。

$$\begin{aligned} P_{TR\text{on}} &= V_{TRO} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_T d\theta \right\} + r_{TR} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_T^2 d\theta \right\} \\ &= V_{TRO} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1} d\theta \right\} + r_{TR} \left\{ \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_{L1}^2 \alpha^2 d\theta \right\} \\ &\simeq V_{TRO} I \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} - \frac{V}{V_{\text{out}}} \right) \\ &\quad + r_{TR} I^2 \left(1 - \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} \frac{V}{V_{\text{out}}} \right) \quad \dots\dots\dots (20) \end{aligned}$$

(2) スwitchング損失 高速ダイオード FRD はトランジスタに比べて高速なので、スイッチング損失は生じないものと考え、トランジスタのみスイッチング損失を発生すると考える。トランジスタのスイッチング損失 P_{TSW} はスナバのない理想的回路として考えると、よく知られているように次のように表される⁽¹⁰⁾。

$$P_{TSW} = \left(\frac{1}{6} V_T I_T t_r + \frac{1}{6} V_T I_T t_f \right) f_s$$

ただし、 t_r はトランジスタの立上り時間、 t_f はトランジスタの下降時間である。

従って、スイッチング周波数の平均値を代入して整理すると次式となる。

$$P_{TSW} = \frac{VI(t_r + t_f)}{6\pi L\Delta i_H} \left\{ 1 - \frac{8\sqrt{2}}{3\pi} \left(\frac{V}{V_{\text{out}}} \right) \right\} \quad \dots\dots\dots (21)$$

上式はトランジスタのスイッチング損失はヒステリシ

ス幅および入出力電圧により決められることを示している。

(3) リアクトルの損失 リアクトルに生じる鉄損をヒステリシス損と渦流損に分けて考える。ヒステリシス損 P_h は単一周波数の場合、一般に磁束の n 乗 ($n \approx 1.6$) といわれているが、簡単のため $n=2$ とすると、

$$P_h = \frac{V^2}{r_h}$$

と表される。従って、ヒステリシス損失 P_h はインダクタンスに並列に接続された等価抵抗 r_h とみなすことができる。このとき、等価抵抗 r_h は周波数に比例する。

渦流損は鉄心に誘起される起電力によって生ずるので、鉄心を等価三次巻線とみなせばインダクタンスに並列な等価抵抗 r_e で表すことができる。このとき、渦流損の等価抵抗 r_e は周波数には依存せず定数と考えられる。

一般に、商用周波数で r_e と r_h がほぼ等しいとすると、高周波では $r_h \gg r_e$ となる。そこで、簡単のため低周波（商用周波数）に対しては r_e と r_h の両方を考え、高周波（スイッチング周波数）に対しては r_e のみ考慮する。すなわち、高調波電圧に対してはヒステリシス損は渦流損に比べて小さいとして無視する。また、リアクトル電流の低周波成分は正弦波の全波整流波形であるが電流の零近傍を除いて磁束の変化の様子が正弦波の場合と類似するので、簡単のため低周波の鉄損は商用周波数の鉄損として取扱う。従って、基本波成分による鉄損 P_{LI1} は

$$P_{LI1} = (1/r_h + 1/r_e) V_L^2 \\ = (1/r_h + 1/r_e) \omega^2 L^2 I^2 \dots\dots\dots (22)$$

と表される。

また、高調波による鉄損 P_{LIH} は渦流損のみ考慮して、

$$P_{LIH} = \left(\frac{1}{r_e} \right) \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{LIH}^2 d\theta \\ \simeq \frac{1}{\pi r_e} \int_0^\pi (v_{DS} - v_T)^2 d\theta \\ = \frac{1}{\pi r_e} \int_0^\pi \{ v^2 - 2vV_{out}(1-\alpha) \\ + V_{out}^2(1-\alpha) \} d\theta$$

となり、(9)式の平均値を代入し、整理すると、

$$P_{LIH} = \frac{V^2}{r_e} \left\{ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(\frac{V_{out}}{V} \right) - 1 \right\} \dots\dots\dots (23)$$

と表される。(22)、(23)式よりリアクトル電圧の実効値 V_L は

$$V_L = \sqrt{\omega^2 L^2 I^2 + V^2 \left\{ \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \right) \left(\frac{V_{out}}{V} \right) - 1 \right\}} \dots\dots\dots (24)$$

と表される。

リアクトルの銅損 P_{LC} はリアクトルの直流低抗 R_c を用いて、

$$P_{LC} = R_c I^2 \dots\dots\dots (25)$$

(a) 高速ダイオード (FRD)

(b) ダイオードスタック (DS)

(c) トランジスタ (TR)

図 4 ダイオード、トランジスタの電圧電流特性

Fig. 4. Current-voltage characteristics of diodes and transistor.

図 5 リアクトルの鉄損
Fig. 5. Iron loss of inductor.

となる。なお、漏れ磁束の時間変化により巻線に誘起される渦電流による損失は、ここで渦流損等価抵抗 r_e に含まれる。

3. 実験

図 1 の回路を作製し、損失の測定を行った。実験においては実用性を考え、バイポーラトランジスタを主素子に用いており、最高スイッチング周波数は約 3 kHz であった。

〈3・1〉 主回路要素の発生損失 主回路要素の損失を求めるにあたり、トランジスタ、ダイオードの電圧電流特性はカタログ値を用いず、使用した素子そのものについて実測した。図 4 に実測した電圧電流特性を示す。(a)図は高速ダイオード (東芝製 12 JG 11) を示し、バイアス電圧 V_{FRD} は 0.85 V、動作抵抗 r_{FRD} は 0.008 Ω であった。(b)図はダイオードスタック (東芝製 25 J 4 B 41) を示し、バイアス電圧 V_{DSO} は 0.8 V、動作抵抗 r_{DS} は 0.004 Ω であった。トランジスタ (2 SC 2443) の電圧電流特性を(c)図に示す。バイアス電圧 V_{TRO} は 0.025 V、動作抵抗 r_{TR} は 0.0099 Ω であった。

また、トランジスタのスイッチング時間を実測した結果、立上り時間 t_r は 0.1 μ s、下降時間 t_f は 0.3 μ s であった。

使用したリアクトルは通常のインバータの力率改善に用いられるものであり、インダクタンス L は 6

表 2 各要素からの発生損失
Table 1. Loss of the circuit components.

<実測値>						
出力電圧 (V)	290	260	230	200	170	140
全損失 (W)	50	44	42	38	35	32
リアクトル損失 (W)	33	30	26	22	18.5	14
リアクトル電圧 (V)	119	109	99	86	71	51
<計算値>						
全損失 (W)	56.5	51.3	47.3	41.2	36.3	31.8
リアクトル損失 (W)	41.3	35.9	30.5	25.1	19.7	14.3
銅損 (W)	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0	5.0
ヒステリシス損 (W)	3.4	3.4	3.4	3.4	3.4	3.4
渦流損(基本波) (W)	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7
渦流損(高調波) (W)	32.2	26.8	21.4	16.0	10.6	5.2
FRD オン損失 (W)	2.5	2.8	3.3	3.7	4.4	5.4
バイアス電圧損 (W)	2.3	2.6	3.0	3.4	4.0	4.9
動作抵抗損 (W)	0.2	0.2	0.3	0.3	0.4	0.5
DS オン損失 (W)	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0	12.0
バイアス電圧損 (W)	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5	11.5
動作抵抗損 (W)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
TR オン損失 (W)	0.5	0.5	0.4	0.4	0.2	0.1
バイアス電圧損 (W)	0.1	0.1	0.1	0.1	0	0
動作抵抗損 (W)	0.4	0.4	0.3	0.3	0.2	0.1
TR スwitching 損失 (W)	0.15	0.12	0.09	≈ 0	≈ 0	≈ 0
リアクトル電圧 (V)	128	117	106	91	75	54

mH、直流抵抗 R_c は 80 m Ω のものである。可変周波数電源を用いて実測した電流 5 A におけるリアクトルの鉄損を図 5 に示す。実測値は周波数に完全に比例しているとはいえないが、これは表皮効果などによる交流抵抗分の影響と考えられる。実測した 60 Hz における鉄損アドミタンスは 0.0125 S であり、その内訳はヒステリシス損 $1/r_h$ が 0.0105 S、渦流損 $1/r_e$ が 0.002 S である。

表 2 に計算によって求めた各要素の発生損失を示す。同表からわかるように、発生損失が最も大きいのがリアクトルの鉄損であり、鉄損のうちでも高調波による渦流損が大部分を占めている。

損失解析の結果から回路の効率を上げるには、リアクトルの高周波の渦流損が少なくなるように鉄心材の電気抵抗の大きいものを用いたり、材厚を薄くするなどの対策を考慮する必要がある。また、リアクトルに次いで損失の大きいのはダイオードスタックのオン損失である。これは基本波により生ずるものであり、通常の無制御のコンバータでも生じている損失である。高速ダイオードのオン損失はそれほど大きくない。また、高速ダイオードのオン損失の大部分はバイアス電圧により生じており、動作抵抗による損失はほとんど無視できる。従って、理想的な電圧電流特性を持つと考えてよいことがわかる。

5 A/div. 5 msec/div.
スイッチング周波数 2.5kHz
力率 99%

図 6 入力電流波形

Fig. 6. Input current waveform.

図 7 コンバータの特性

Fig. 7. Characteristics of the PWM converter.

なお、実験に使用した平滑コンデンサ C は $3,300 \mu\text{F}$ のものを用いており、商用電源の周波数に対しては十分大きいと考えられる。出力電圧 215 V におけるリップル電圧は $5 \text{ V}_{\text{peak-to-peak}}$ であった。

〈3・2〉 実験結果 図 6 に本論文で検討した正弦波入力形単相コンバータの入力電流波形を示す。入力電流はほぼ正弦波に制御されており、このときの力率は約 99% である。また、図 7 には入力電流を 8 A に保ちながら出力電圧を変化させたときの諸特性を示す。入力は 60 Hz , 100 V である。負荷電流が変化しても力率はほぼ 1 に保たれている。

図 8 には図 7 と同じ条件で運転した場合の発生損失

図 8 コンバータの発生損失
Fig. 8. Loss of the converter.

の実測値と計算値を示している。リアクトル以外で発生する損失については計算値と実測値はよく一致している。一方、リアクトルの発生損失は出力電圧が高くなるに従って計算値と実測値の差が大きくなり、これがそのまま全損失における計算値と実測値との差になっている。しかし、この程度の誤差は設計時の簡便な計算としては実用上問題にならない。誤差を生じた原因としては、スイッチング周波数の増加に伴ってリアクトルの実効インダクタンスが低下するため、リアクトル電圧の実測値が計算値よりも小さくなることによると考えられる。そこで、リアクトル電圧のみを実測値を用いて計算した結果を図 8 の破線により示す。破線はかなり実測値に近くなっている。残った誤差は渦流損とヒステリシス損の分離による誤差と考えられる。更に、スイッチング周波数の平均値を求める際に、主回路素子の損失がないものとして近似したことによる誤差も含まれると考えられる。

本論文で用いた方法によれば、リアクトル以外での発生損失は精度よく計算でき、リアクトルからの発生損失についても許容できる程度の誤差で計算できる。また、リアクトル電圧を更に精度良く計算すれば、より実測値に近い計算ができるといえる。

また、本回路ではリアクトルにより発生する損失が大部分を占めていることが明らかになり、高力率のコンバータを高効率化するには低損失のリアクトルが必要であることがわかる。

本論文で用いた方法は、他の回路構成の単相コンバータおよびバイポーラトランジスタ以外の主回路素子を使用する場合にも適用可能であると考えられる。更

に、この方法はスイッチング周波数が可聴周波数帯(20 kHz) 以上の場合でも適用可能である。

4. 結 論

正弦波入力形単相コンバータを実用化するため損失を解析した。まず、PWM 制御コンバータの動作を解析するために電圧、電流を高調波成分と低周波成分とに分けて考えた。高調波については、スイッチング周波数の平均値と、平均デューティから各要素の発生する損失を示す簡便な式が導出できた。更に実際の回路に適用し、損失解析を行ったところ、実用的な計算値が得られることがわかった。その結果、汎用性のある簡易な基本式によって設計時に発生損失を検討する手法が確立された。

また、本論文で検討したような自己消弧素子を1個使った正弦波入力形コンバータにおいては、発生損失の大部分がリアクトルから発生し、そのうち渦流損失が大部分を占めていることが確認できた。

本論文で得られた結果は単相正弦波入力形コンバータを使ったインバータを実用化する際の有用な設計手

段になると考えられる。

(昭和63年8月10日受付、同63年12月14日再受付)

文 献

- (1) M. Morimoto, S. Sato, K. Sumito & K. Oshitani: "Single-chip Microcomputer Control of the PWM Inverter", Proc. of IEEE-IECON'87, 854, 350 (1987)
- (2) 高橋・池下:「単相整流回路の入力電流波形改善」, 電学論 B, 105, 82 (昭60-2)
- (3) 中西・岩崎・松井:「高効率正弦波入力単相整流回路」, 昭60 電気学会東海支大, p.105
- (4) 三宅・中西・河村・Hoft:「デッドビート理論に基づき力率と波形歪を改善した整流回路」, 昭61 電気学会全大, No.496
- (5) 松井・坪井・小林・福田・武藤:「低次高調波を低減する単相整流電源回路の検討」, 昭63 同上, No.495
- (6) 岩崎・竹下・松井:「DSP による単相コンバータのソフトウェア電流制御」, 昭61 電気学会東海支大, p.135
- (7) 渡辺・塚本・牛島・田村:「双方向電流制御形コンバータのインバータエアコンへの応用」, 昭62 電気学会産業応用部門大会, No.143
- (8) 森本・角藤・佐藤・押谷・石田・大熊:「単相正弦波入力形インバータの運転特性」, 昭63 同上, No.113
- (9) 池田・逸見・的矢・船渡:「PWM 制御における電力用半導体素子の損失評価法(II)」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-87-8 (昭62)
- (10) R. G. Hoft (河村, 他訳): 基礎パワーエレクトロニクス, p.7 (昭63) コロナ社