不等パルス幅・等パルス幅制御付き整流回路の高調波電流および力率の比較

(誘導負荷の場合)

正員 上田 剛 (日本大学)

正員 橋谷田 實 (日本大学)

正員 本郷 忠敬 (日本大学)

Investigation of Harmonic Currents and Power Factor on Power Rectifier Circuit
with Nonequi-PWM・Equi-PWM Control (Inductive Load)

Tsuyoshi Ueda, Member, Minoru Hashiyada, Member, Tadayoshi Hongo, Member (Nihon University)

Lately, on the power rectifier circuit with semiconductor switching device, PWM control is generally employed for the purposes of reducing the harmonic currents on the DC side and improving the power factor of fundamental wave. In this case, the analysis of the current waveform becomes fairly complex. However, we express the PWM controlled voltage waveform by the step function, and can easily analyze the current waveform. We reported formerly some results of analysis about the waveform and harmonics of the current. In this paper, on the power rectifier circuit to which the nonequi-PWM and equi-PWM control are applied, we exactly calculate the harmonic currents on the DC and AC side, and the power factor by the use of the above analytical results. The characteristics of both control methods are compared on condition that each controlled factor of the load voltage is equal. These results are shown in the calculated charts. The following items can be seen from these charts on the power rectifier circuit:

(1) The nonequi-PWM control can let the harmonic currents on the DC side decrease more than the equi-PWM control. But on the contrary, the harmonic currents on the AC side increase. Consequently, when the nonequi-PWM control is applied, the total power factor decreases by the increase of distortion factor of the current on the AC side.

(2) The difference between the harmonic currents on the DC and AC side to both of the nonequi-PWM and equi-PWM control increases with the increase of controlled factor of the load voltage.

キーワード：不等パルス幅制御，等パルス幅制御，整流回路，高調波電流，力率

1. まえがき

近年，負荷の高度な要求に応じて，種々の制御回路の出力電圧の質的向上のために，速応性がよく，また制御電圧を精密に制御する必要が生じてきた。それと同時に，誘導障害ならびに電源および負荷に対する悪影響を減らすために，高調波電流の軽減と力率の向上を図らなければならない。そのため，従来，採用されていた強制消弧方式に代わって，GTO，SIT，MOSFETなどの自己消弧形大容量のスイッチング素子の有する急速なオン・オフ制御の特性を活かして，PWM制御方式が盛んに用いられ，実用化されるようになってきた。これによって，負荷電流に含まれている主として低次の高調波成分を低減し，また交流電源の基本波力率を改善することが容易にできるようになった⁽¹⁾。このようにPWM制

御方式を種々の制御回路に適用した場合，負荷電流および電源電流は歪み波になり，従来の制御方法に比べて，その高調波電流の解析はかなり複雑化する。

PWM制御を種々の制御回路に適用した場合のパルス波形の負荷電圧の高調波解析については，しばしば報告されている⁽²⁾。しかし電流波形およびその高調波電流の解析に関しては，交流電力調整回路の負荷電流に対して，基礎的な等パルス幅制御を適用したときについて，負荷電流の初期値を任意に仮定して，数値計算によって収束させる解析方法が報告されている⁽³⁾にすぎなく，この種の総合的な解析はなされていない。

そこで筆者らは，このPWM制御方式を，種々の制御回路に適用した場合に対して，従来の解析方法と異なり，負荷に印加されるPWM制御電圧波形をステップ関数を用いて表

わし、一般に、広く採用されている不等パルス幅制御のときの負荷電流について、初期値を正確な数式で決定して解析した。さらに、この電流波形を用いて、負荷電流および電源電流の高調波成分ならびに力率についても解析し、先に報告した^{(4)~(9)}。

今回は、PWM制御方式を整流回路に適用して不等パルス幅制御をした場合、これを基礎的な等パルス幅制御のときに比べて、直流側および交流側の高調波電流ならびに力率などがどのように変わるか、種々の計算図表で示し、比較検討した。すなわち、負荷電圧の制御率が同一値の条件のもとにおいて、両制御方式によって、負荷や電源に種々の障害を与える直流側および交流側の高調波電流ならびに基本波力率および総合力率などがいかなる影響を受けるか、詳細に数値計算し、実用に適するようにした。

これらの計算結果から、直流側の高調波電流を軽減させるには、PWM制御方式による不等パルス幅制御のほうが等パルス幅制御に比べて、定量的に有効である。しかし反面、交流側の高調波電流は却って増加してしまう。その結果、不等パルス幅制御の適用によって、基本波力率はほとんど変わらないが、歪み率の増加により、総合力率が低下することを明らかにした。

2. 理論

図1に示すような単相整流回路の誘導負荷に、図2のような正弦波を全波整流したPWM制御による不等パルス幅の制御電圧を加えたときの直流側および交流側の高調波電流ならびに力率について、先に報告した解析結果^{(4)~(9)}の概要を述べる。ただし、整流回路は基本回路のみとし、スナバ回路などは省略する。

図1 整流回路の結線図

Fig. 1. Connection diagram of rectifier circuit.

図2 PWM制御電圧波形

Fig. 2. PWM controlled voltage waveform.

〈2・1〉 直流側電流 図2に示す直流側電圧波形をステップ関数を用いて表わせば、回路方程式は次のようになる。ただし、電源インピーダンスは無視し、またスイッチング素子の電気的特性は理想的であるとする。

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}E \sum_{i=1}^m \sin \omega t \{u(\omega t - \alpha_i) - u(\omega t - \beta_i)\} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 E ：電源電圧、 L 、 R ：負荷回路のインダクタンスおよび抵抗、 α_i 、 β_i ：点弧角および消弧角(α_i 、 β_i の原点は正弦波の零点とする。)、 m ：正弦波の半周期のパルス数

(1)式の回路方程式を解けば、直流側の平均電流および高調波電流の波高値は、次のように簡単に表わされる。(文献(6)参照)

直流平均電流 I_0

$$I_0 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi R} \sum_{i=1}^m (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) \dots\dots\dots (2)$$

n 次高調波電流の波高値 I_n

$$I_n = \frac{\sqrt{2}E}{\pi Z} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{n^2 - 1} \sum_{i=1}^m \{-\cos(\alpha_i - \phi) \sin n\alpha_i + \cos(\beta_i - \phi) \sin n\beta_i \\ &\quad + n \sin(\alpha_i - \phi) \cos n\alpha_i - n \sin(\beta_i - \phi) \cos n\beta_i\} \\ &\quad - \frac{2}{(R/\omega L)^2 + n^2} \sum_{i=1}^m \{\sin(\alpha_i - \phi) \left(\frac{R}{\omega L} \sin n\alpha_i + n \cos n\alpha_i\right) \\ &\quad - \sin(\beta_i - \phi) \left(\frac{R}{\omega L} \sin n\beta_i + n \cos n\beta_i\right)\} \\ B_n &= \frac{2}{n^2 - 1} \sum_{i=1}^m \{-\cos(\alpha_i - \phi) \cos n\alpha_i + \cos(\beta_i - \phi) \cos n\beta_i \\ &\quad - n \sin(\alpha_i - \phi) \sin n\alpha_i + n \sin(\beta_i - \phi) \sin n\beta_i\} \\ &\quad - \frac{2}{(R/\omega L)^2 + n^2} \sum_{i=1}^m \{\sin(\alpha_i - \phi) \left(\frac{R}{\omega L} \cos n\alpha_i - n \sin n\alpha_i\right) \\ &\quad - \sin(\beta_i - \phi) \left(\frac{R}{\omega L} \cos n\beta_i - n \sin n\beta_i\right)\} \end{aligned}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad \phi = \tan^{-1} \omega L / R$$

n ：偶数項のみ

〈2・2〉 交流側電流および力率 図1に示す整流回路の主回路のスイッチング素子 Th がオフ状態のときは、直流側から放出される無効電流は負荷に並列に接続されている環流用ダイオード D を通してバイパスされる。したがって、交流側には、スイッチング素子 Th がオン状態の α_i から β_i の期間のみ、断続波の交流電流が流れる。この場合、電源インピーダンスは無視しているから、交流側電流の断続波の立ち上がりとし下がりとは垂直に変化する。その結果、交流側の基本波電流および高調波電流の波高値は、次のように表わされる。

(文献(7)参照)

基本波電流の波高値 I_1

$$I_1 = \frac{\sqrt{2}E}{\pi Z} \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし,

$$\begin{aligned} A_1 = & -2 \sin \phi \left[\frac{e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \sum_{i=1}^m \xi_i \cdot \sum_{l=1}^m \zeta_{li} + \sum_{i=1}^m \left\{ \left(\sum_{l=1}^i \xi_i \right) \cdot \zeta_{li} \right\} \right. \\ & + \sum_{i=1}^m e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i - \phi) \cdot \zeta_{li} \left. \right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \{-2(\alpha_i - \beta_i) \cos \phi \\ & + \sin(2\alpha_i - \phi) - \sin(2\beta_i - \phi)\} \\ B_1 = & -2 \sin \phi \left[\frac{e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \sum_{i=1}^m \xi_i \cdot \sum_{l=1}^m \eta_{li} + \sum_{i=1}^m \left\{ \left(\sum_{l=1}^i \xi_i \right) \cdot \eta_{li} \right\} \right. \\ & + \sum_{i=1}^m e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i - \phi) \cdot \eta_{li} \left. \right] + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \{2(\alpha_i - \beta_i) \sin \phi \\ & + \cos(2\alpha_i - \phi) - \cos(2\beta_i - \phi)\} \\ \xi_i = & e^{\frac{R}{\omega L} \alpha_i} \sin(\alpha_i - \phi) - e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i - \phi) \\ \zeta_{li} = & e^{-\frac{R}{\omega L} \alpha_i} \sin(\alpha_i + \phi) - e^{-\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i + \phi) \\ \eta_{li} = & e^{-\frac{R}{\omega L} \alpha_i} \cos(\alpha_i + \phi) - e^{-\frac{R}{\omega L} \beta_i} \cos(\beta_i + \phi) \end{aligned}$$

 n 次高調波電流の波高値 I_n

$$I_n = \frac{\sqrt{2}E}{\pi Z} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし,

$$\begin{aligned} A_n = & -\frac{2}{\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2 + n^2} \left[\frac{e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \sum_{i=1}^m \xi_i \cdot \sum_{l=1}^m \zeta_{ni} \right. \\ & + \sum_{i=1}^m \left\{ \left(\sum_{l=1}^i \xi_i \right) \cdot \zeta_{ni} \right\} + \sum_{i=1}^m e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i - \phi) \cdot \zeta_{ni} \left. \right] \\ & + \frac{2}{n^2 - 1} \sum_{i=1}^m \{-\cos(\alpha_i - \phi) \sin n\alpha_i + \cos(\beta_i - \phi) \sin n\beta_i \\ & + n \sin(\alpha_i - \phi) \cos n\alpha_i - n \sin(\beta_i - \phi) \cos n\beta_i\} \\ B_n = & -\frac{2}{\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2 + n^2} \left[\frac{e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}}{1 - e^{-\frac{R}{\omega L} \pi}} \sum_{i=1}^m \xi_i \cdot \sum_{l=1}^m \eta_{ni} \right. \\ & + \sum_{i=1}^m \left\{ \left(\sum_{l=1}^i \xi_i \right) \cdot \eta_{ni} \right\} + \sum_{i=1}^m e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \sin(\beta_i - \phi) \cdot \eta_{ni} \left. \right] \end{aligned}$$

$$+ \frac{2}{n^2 - 1} \sum_{i=1}^m \{-\cos(\alpha_i - \phi) \cos n\alpha_i + \cos(\beta_i - \phi) \cos n\beta_i \\ - n \sin(\alpha_i - \phi) \sin n\alpha_i + n \sin(\beta_i - \phi) \sin n\beta_i\}$$

$$\zeta_{ni} = e^{\frac{R}{\omega L} \alpha_i} \left(\frac{R}{\omega L} \sin n\alpha_i + n \cos n\alpha_i \right) - e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \left(\frac{R}{\omega L} \sin n\beta_i + n \cos n\beta_i \right)$$

$$\eta_{ni} = e^{\frac{R}{\omega L} \alpha_i} \left(\frac{R}{\omega L} \cos n\alpha_i - n \sin n\alpha_i \right) - e^{\frac{R}{\omega L} \beta_i} \left(\frac{R}{\omega L} \cos n\beta_i - n \sin n\beta_i \right)$$

 n : 奇数項のみまた, 基本波電流(4)式を用いて, 交流電源の基本波力率 $\cos \Phi_1$ を求めれば, 次のようになる。

$$\cos \Phi_1 = \frac{A_1}{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

さらに, 基本波電流(4)式および高調波電流(5)式ならびに基本波力率(6)式から, 交流電源の総合力率 $\cos \Phi$ は次のようになる。

$$\cos \Phi = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_n I_n^2}} \cos \Phi_1 \quad \dots\dots\dots (7)$$

次に, PWM 制御方式を採用するのは, もともと直流側電圧を精密に制御するのが目的である。したがって, 不等パルス幅制御および等パルス幅制御を適用したとき, 高調波電流および力率に与える影響を比較検討する際の共通条件として, 直流側電圧の制御率を用いた。この制御率 ρ は次のように表わされる。

$$\begin{aligned} \rho = & 1 - \sum_{i=1}^m \int_{\alpha_i}^{\beta_i} \sqrt{2}E \sin \omega t d(\omega t) / \int_0^\pi \sqrt{2}E \sin \omega t d(\omega t) \\ = & 1 - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

また, これらの制御方式を適用したときの直流側および交流側電流の高調波成分の多少を判定するのに, 実効高調波含有率を採用した。この実効高調波含有率 χ は次のように表わす。

$$\chi = \sqrt{\sum_n I_n^2} / (I_0 \text{ または } I_1) \quad \dots\dots\dots (9)$$

3. 高調波電流および力率

不等パルス幅制御と等パルス幅制御を適用したときの直流側および交流側の高調波電流ならびに基本波力率および総合力率を, 前節の解析結果を用いて数値計算し, 計算図表で表わした。また, これらの計算結果と実測による結果との比較検討も行った。

〈3・1〉 直流側高調波電流 従来の PWM インバータの場合と対称的な作図方法で, また整流回路の制御方法の一部分に採用されている方法⁽¹⁰⁾として, 図3に示すような正弦波-三角波比較方式の PWM 制御によって, 正弦波の値が三角波のそれより小さい区間に対応する部分のみパルス電圧

を発生させて、不等パルス幅制御にした場合を取り扱う。すなわち、正弦波の半周期の制御電圧波形において、中央の部分のパルス幅を狭く両端の部分のパルス幅を広くして、負荷電圧の高調波成分に対する直流成分の割合を増加させるようにした。

図 3 不等パルス幅変調方法
Fig. 3. Nonequi-PWM method.

負荷電圧波形が図3のような不等パルス幅制御のときの直流側の平均電流および高調波電流の波高値を、(2)、(3)式を用いて数値計算した。ただし、電源電圧 $E=100$ V、電源周波数 $f=50$ Hz、負荷回路の定数 $L=20$ mH、 $R=20$ Ω 、パルス数 $m=8, 10$ および変調率=(信号波の振幅)/(搬送波の振幅) $\delta=0.4, 0.6$ である。同様に、負荷電圧波形が等パルス幅制御のときの直流側電流の高調波含有率を(2)、(3)式を用いて数値計算した。ただし、回路条件は不等パルス幅制御を適用したときと同じである。ただ、パルス幅だけが異なり、等パルス幅制御のときの負荷電圧の半周期のパルスの面積の合計が、先の不等パルス幅制御のときのパルスの面積の合計に等しい。すなわち、両制御方式の負荷電圧の制御率が等しくなるように等パルス幅制御のパルス幅を決定し、不等パルス幅制御の変調率 $\delta=0.4, 0.6$ に対応して、それぞれパルス数 $m=8$ のときはパルス幅 $w=16.035^\circ, 12.636^\circ$ 、 $m=10$ のときは $w=12.730^\circ, 9.985^\circ$ である。この場合、上述の不等パルス幅制御の変調率または等パルス幅制御のパルス幅の値に対応する負荷電圧の制御率は、パルス数にはほとんど無関係で、それぞれ制御率 $\rho=0.314, 0.471$ である。いま、

(a) $m=8$ $\rho=0.314$ ($\delta=0.4$ $w=16.035^\circ$)

(b) $m=8$ $\rho=0.471$ ($\delta=0.6$ $w=12.636^\circ$)

(c) $m=10$ $\rho=0.314$ ($\delta=0.4$ $w=12.730^\circ$)

(d) $m=10$ $\rho=0.471$ ($\delta=0.6$ $w=9.985^\circ$)

図 4 高調波分析 (直流側電流)

Fig. 4. Analysis of harmonics
(current on DC side).

両制御方式による場合を対比して、これらの高調波含有率 I_n/I_0 を示せば、図4 (a)~(d)のようである。

また上述の図4(a)~(d)から、負荷電圧の制御率に対する直流側電流の実効高調波含有率を求めれば、両制御方式

(a) $m=8$

(b) $m=10$

図 5 実効高調波分析 (直流側電流)

Fig. 5. Analysis of effective harmonics
(current on DC side).

による場合を対比して、図5(a), (b)のようになる。ただし、パルス数 $m=8, 10$ である。

一方、任意電圧波形発生装置により、同一の回路条件における正弦波の全波整流の不等パルス幅および等パルス幅の制御電圧を負荷回路に加えたときの負荷電流の高調波分析の実測を行った。それらの実測結果を示せば、図6(a), (b)のようである。ただし、不等パルス幅制御のときはパルス数 $m=10$ 、変調率 $\delta=0.6$ であり、等パルス幅制御のときは $m=10$ 、パルス幅 $w=10^\circ$ である。図4(d)の計算結果と図6(a), (b)の実測結果の負荷電流の高調波成分を比較検討したところ、回路定数などによる多少の違いはあるが、全体として両者の傾向はよく一致している。

図 6 実測波形の高調波分析 (直流側電流)
Fig. 6. Harmonic analysis of experimental waveform (current on DC side).

〈3・2〉 交流側高調波電流 負荷電圧波形が図3のような不等パルス幅制御のときの交流側の基本波電流および高調波電流の波高値を、(4), (5)式を用いて数値計算した。ただし、回路条件は前項の直流側高調波電流における不等パルス幅制御を適用したときと同じである。同様に、負荷電圧波形が等パルス幅制御のときの交流側電流の高調波含有率を(4), (5)式を用いて数値計算した。ただし、回路条件は前項の等パルス幅制御を適用したときと同じである。これらの

(a) $m=8, \rho=0.314, (\delta=0.4, w=16.035^\circ)$

両制御方式の高調波含有率 L/I を示せば、図7(a)~(d)のようである。

図 7 高調波分析 (交流側電流)

Fig. 7. Analysis of harmonics (current on AC side).

(a) $m=8$

(b) $m=10$

図 8 実効高調波分析 (交流側電流)

Fig. 8. Analysis of effective harmonics (current on AC side).

また上述の図7(a)~(d)から、両制御方式における負荷電圧の制御率に対する交流側電流の実効高調波含有率を求めれば、図8(a), (b)のようになる。ただし、パルス数 $m=8, 10$ である。ここで、実効高調波含有率は、直流側電流のときと異なり、実効高調波電流の波高値の基本波電流の波高値に対する割合で表わされる。

一方、直流側電流の高調波分析の実測のときと同一の回路条件において、任意電圧波形発生装置による不等パルス幅および等パルス幅の制御電圧を加えたときの交流側電流の高調波分析の実測を行った。それらの実測結果を示せば、図9(a), (b)のようである。図7(d)の計算結果と図9(a), (b)の実測結果の交流側電流の高調波成分を比較検討したところ、全体として両者の傾向はほぼ一致している。

(a) 不等パルス幅制御 ($m=10$ $\delta=0.6$)

(a) Nonequi-PWM control ($m=10$ $\delta=0.6$).

(b) 等パルス幅制御 ($m=10$ $w=10^\circ$)

(b) Equi-PWM control ($m=10$ $w=10^\circ$).

図9 実測波形の高調波分析 (交流側電流)

Fig. 9. Harmonic analysis of experimental waveform (current on AC side).

〈3・3〉 力率 不等パルス幅制御および等パルス幅制御

表1 力率

Table 1. Power factor.

(a) 不等パルス幅制御

(a) Nonequi-PWM control.

パルス数 m	制御率 ρ	変調率 δ	基本波力率 $\cos \Phi_1$	総合力率 $\cos \Phi$
8	0.314	0.4	0.979	0.792
8	0.471	0.6	0.979	0.660
8	0.628	0.8	0.979	0.494
10	0.314	0.4	0.979	0.806
10	0.471	0.6	0.978	0.671
10	0.628	0.8	0.977	0.508
12	0.314	0.4	0.979	0.807
12	0.471	0.6	0.977	0.672
12	0.628	0.8	0.976	0.508

(b) 等パルス幅制御

(b) Equi-PWM control.

パルス数 m	制御率 ρ	導通角 $w(^\circ)$	基本波力率 $\cos \Phi_1$	総合力率 $\cos \Phi$
8	0.314	16.035	0.982	0.807
8	0.471	12.636	0.984	0.715
8	0.628	9.094	0.986	0.597
10	0.314	12.730	0.982	0.837
10	0.471	9.985	0.983	0.722
10	0.628	7.147	0.984	0.632
12	0.314	10.559	0.981	0.839
12	0.471	8.253	0.982	0.724
12	0.628	5.890	0.983	0.633

を適用したときの交流電源の基本波力率および総合力率を、(6), (7)式を用いて数値計算した。ただし、回路定数は、それぞれパルス数 $m=8, 10, 12$, 制御率 $\rho=0.314, 0.471, 0.628$ である。いま、パルス数および負荷電圧の制御率に対する基本波力率および総合力率の変化を示せば、表1(a), (b)のようである。

4. 不等パルス幅制御と等パルス幅制御の比較

不等パルス幅制御と等パルス幅制御を適用した場合、直流側および交流側の高調波電流ならびに基本波力率および総合力率がいかなる影響を受けるか、比較検討する。

〈4・1〉 直流側高調波電流 直流側の高調波電流については、前節の高調波含有率を示す図4(a)~(d)および実効高調波含有率を示す図5(a), (b)から、次のようなことが明らかになった。

(1) 正弦波の1周期のパルス数が $2m$ のときは、高調波次数 $n=2m$ を中心にして、その付近に高調波電流の振幅のピークを生ずる。

(2) 両制御方式とも、各次高調波電流は、パルス数の増加とともに、低次の領域から高次の領域に向けて移行し、それと同時に、その振幅も多少減少する。

(3) 両制御方式とも、変調率の増加またはパルス幅の減少、すなわち負荷電圧の制御率の増加とともに、特に高次の高調波電流において、その振幅は増加する。

(4) 負荷電圧の同一の制御率に対して比較した場合、直流側電流の特定の次数の高調波成分は、制御率に無関係にパルス数のみに関係して、常に不等パルス幅制御のほうが小さい。例えば、1周期のパルス数が $2m=16$ のときは高調波次数 $n=2, 14$, $2m=20$ のときは $n=2, 18$ の高調波成分は、制御率に無関係に不等パルス幅制御のほうが小さい。一般に、1周期のパルス数が $2m$ のときは、次数 $n=2, 2m-2$ の高調波成分は不等パルス幅制御のほうが小さい。ただし、点弧角および消弧角の数値計算の精度から、それ以上の高次の高調波成分については不明である。

(5) 直流側電流の実効高調波含有率は、負荷電圧の制御率が同一のときは、不等パルス幅制御のほうが小さい。制御率の増加とともに、不等パルス幅制御のときは、低次の高調波電流の減少により、実効高調波含有率は減少し、等パルス

幅制御のときは、緩やかに増加しながら、その差は次第に大きくなる。またパルス数が増加するほど、実効高調波含有率はわずかに減少する。

〈4・2〉 交流側高調波電流 交流側の高調波電流については、前節の高調波含有率を示す図 7(a)～(d)および実効高調波含有率を示す図 8(a), (b)から、次のようなことが明らかになった。

(1) 正弦波の 1 周期のパルス数が $2m$ のときは、高調波次数 $n=2m-1$ を中心にして、その付近に高調波電流の振幅のピークを生ずる。

(2) 両制御方式とも、パルス数の増加および変調率の増加またはパルス幅の減少、すなわち負荷電圧の制御率の増加に対する各次高調波電流の影響は、直流側高調波電流のときとほとんど同様である。

(3) 負荷電圧の同一の制御率に対して比較した場合、交流側電流の特定の次数の高調波成分だけは、制御率に無関係にパルス数のみに関係して、常に不等パルス幅制御のほうが小さく、逆に、それ以外の次数の高調波成分はほとんど大きい。例えば、1 周期のパルス数が $2m=16$ のときは高調波次数 $n=15$, $2m=20$ のときは $n=19$ の高調波成分は、制御率に無関係に不等パルス幅制御のほうが常に小さく、ほかの次数の高調波成分はほとんど大きい。一般に、1 周期のパルス数が $2m$ のときは、次数 $n=2m-1$ の高調波成分は不等パルス幅制御のほうが小さい。ただし、点弧角および消弧角の数値計算の精度から、それ以上の高次の高調波成分については不明である。

(4) 交流側電流の実効高調波含有率は、負荷電圧の制御率が同一のときは、不等パルス幅制御のほうが大きい。両制御方式とも、制御率の増加とともに、実効高調波含有率は著しく増加しながら、その差は急に拡大する。またパルス数が増加するほど、実効高調波含有率はわずかに減少する。

〈4・3〉 力率 交流電源の基本波力率および総合力率については、前節の力率を示す表 1(a), (b)から、次のようなことが明らかになった。

(1) 基本波力率については高い値に保たれ、不等パルス幅制御のほうがわずかに小さい。両制御方式とも、パルス数および負荷電圧の制御率による基本波力率の変化は極めて少ない。

(2) 負荷電圧の制御率が同一ならば、不等パルス幅制御のほうが実効高調波電流が大きいため、歪み率も大きくなり、総合力率は小さくなる。両制御方式とも、制御率の増加とともに、総合力率は減少しながら、その差は次第に大きくなる。またパルス数の増加に従い、総合力率はごくわずかに増加する。

このように、整流回路に PWM 制御方式を適用して不等パルス幅制御を行って、直流側の高調波電流を減少させると、反対に、交流側の高調波電流は増加し、総合力率は低下してしまう。すなわち、この両者は互いに相容れない関係にある。したがって、交流側の高調波電流を減少させるには、別に交流側にフィルタを挿入すればよい。このことは、丁度、通常

の整流回路において、負荷の平滑用リアクトルを増して、直流側電流を平滑に近づけて高調波電流を減少させれば、反面、交流側電流は方形波に近づいて高調波電流が増加してしまうことと類似している。

5. むすび

誘導負荷の整流回路に、PWM による不等パルス幅制御と等パルス幅制御を適用した場合の直流側および交流側の高調波電流ならびに基本波力率および総合力率の数値計算を詳細に行った。これらの結果から、負荷電圧の制御率を同一にしたとき、不等パルス幅制御のほうが、直流側の高調波電流は減少するが、反対に、交流側の高調波電流は増加してしまう。したがって、交流電源の総合力率も減少する。しかも負荷電圧の制御率が増加するほど、その差は大きくなることが明らかになった。なお、逆起電力を伴った誘導負荷の場合についても、同様に解析することができる。このように整流回路に PWM 制御方式を適用した場合、上述の計算図表が幾分なりとも参考になるものと思う。最後に、本研究の数値計算に際して、協力をいただいた本学大学院生笹井 修君に感謝する。

(平成 8 年 12 月 13 日受付, 平成 9 年 3 月 17 日再受付)

文 献

- (1) 飯田・宮入：「単相交流電力調整回路における PWM 制御の効果の検討」, 電学論 B, 103, 7～14(昭 58-1)
- (2) 例えば, 電気学会編：半導体電力変換回路, 電気学会, 114(1992)
- (3) 木下・渡辺：「PWM と位相進み制御を組合せた交流電力調整回路の検討」, 電学論 B, 106, 655～662(昭 61-8)
- (4) 橋谷田・上田・本郷：「PWM 制御による整流回路の直流側高調波電流の解析」, 平 5 電気関係学会東北支部連大, 1H9
- (5) 橋谷田・上田・本郷：「PWM 制御付きインバータの負荷電流の高調波解析」, 平 6 電気関係学会東北支部連大, 1H2
- (6) 上田・橋谷田・本郷：「パルス幅制御及び PWM 制御による各種制御回路の負荷電流の解析」, 電気設備学会誌, 14, 775～782(平 6-8)
- (7) 上田・橋谷田・本郷：「PWM 制御付き整流回路の交流側高調波電流の解析」, 電気設備学会誌, 14, 1080～1086(平 6-11)
- (8) 笹井・橋谷田・上田・本郷：「不等パルス幅制御付き整流回路の負荷高調波電流の解析」, 平 7 電気関係学会東北支部連大, 2B21
- (9) 岡田・橋谷田・本郷：「PWM インバータの負荷高調波電流の検討」, 平 8 電気関係学会東北支部連大, 2F10
- (10) 野中・根葉：「正弦波入力電流形単相 PWM 整流回路の比較検討」, 電学論 D, 113, 594～600(平 5-5)

上田 剛（正員）1947年7月21日生まれ。76年3月

日本大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程終了。同年日本大学工学部電気工学科勤務。主としてパワーエレクトロニクス，制御機器に関する研究に従事。現在，専任講師。

橋谷田 實（正員）1949年10月17日生まれ。75年3

月日本大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程終了。同年日本大学工学部電気工学科勤務。主としてパワーエレクトロニクス，制御機器に関する研究に従事。現在，専任講師。

本郷 忠敬（正員）1928年3月9日生まれ。51年3月

日本大学工学部（現理工学部）電気工学科卒業。52年日本大学第二工学部（現工学部）勤務。主としてパワーエレクトロニクス，制御機器に関する研究に従事。元日本大学工学部長。現在，日本大学工学部教授。工博。