パラメトリック単相多相変換器を用いた 磁気式周波数逓倍装置

丹野頼元*・池田清志** (昭和46年10月30日受理)

1. まえがき

大部分の電気機器は、60Hz あるいは 50Hz の商用周波数の電力により駆動されている.しかし、その他の特殊な電気機器はこれよりも高い周波数で駆動されることにより、いろいろな利点を持つ.たとえば、高速電動機は、高周波で動作すると、小形化、軽量化が可能となる.さらに、誘導加熱炉の電源、超音波振動子の電源、自動制御機器の電源なども高周波を応用した装置である.そこで、これらの高周波で動作する応用装置への周波数変換の必要性より周波数逓倍という考えが起ってきた.その考えの核心をなすものは使用する素子の非直線性である.このうちで、非直線性インダクタンスを利用した磁気式のものは、非常に堅牢であり、保守も簡単で回転部分がないので信頼性があり、安価である.そして、波形、効率などの秀れたものが発表されてきた1,20,30.

しかし、今まで発表されてきた周波数逓倍器は、逓倍比がすべて整数倍のものであった。ところが、パラメトリック単相多相変換器を用いると逓倍比が整数倍でない周波数逓倍器を得ることができる。4) これは、まずパラメトリック単相多相変換器を用いて、単相交流を多相交流に変換し、この多相交流で可飽和磁心を励磁して、その出力を合成するものである。ここで、相変換器の出力周波数は、入力周波数の半分となっているので、全体として、逓倍比が整数倍でない周波数逓倍器が得られる。たとえば、単相三相変換器を用いれば、1.5倍の逓倍比を持つ周波数逓倍装置となり、60Hzの商用周波数を90Hzに変換することができる。これを制御回路の信号源として、利用すれば、商用周波数の高調波による誤動作の心配がない。

本論文では、このパラメトリック単相多相変換器を用いた周波数逓倍装置の原理と試作 装置の特性について述べる.

2. 原 理

本逓倍装置は、非線形インダクタンスを用いたパラメトリック単相多相変換器⁵⁾ と可飽和磁心との組み合わせより構成される。すなわち、パラメトリック単相多相変換器の出力多相交流を可飽和磁心でパルス状波に変換し、これらを合成して逓倍出力を得る。

^{*} 電子工学教室 教授

^{**} 電子工学教室 助手

図1に回路構成図を示す。これは単相三相変換器を用いた周波数逓倍装置である。同図で入力端子 i-i' の後の変成器は各磁心 XY に 180 度の位相差の電流を与えるものであり,電池は各磁心 XY のインダクタンスにバイアスを与えるためのものである。また,磁心 Xと磁心Y は,パラメトリック発振回路を構成する三脚磁心である。磁心 X の二次側にN回および N/2 回の巻線を巻き,磁心 Y の二次側には Nsin60° の巻線を 2 個巻いておく。そして,これらを図のように接続し,各磁心の二次側をコンデンサ C_X , C_Y により,それぞれ,励振周波数の半分の周波数に同調させる。可飽和磁心 SR_1 , SR_2 , SR_3 は,相変換器出力をパルス化するためのものである。また, R_L は負荷抵抗である。

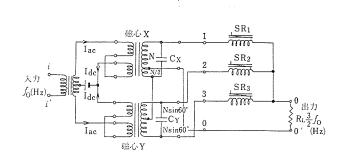


図1 パラメトリック相変換器を用いた周波数逓倍装置

今,入力端子 $i \rightarrow i'$ に $f_0(Hz)$ の単相交流電圧が加えられると,相変換器の二次側の端子 1 , 2 , 3 には $f_0/2(Hz)$ の三相交流が得られる.この三相交流は,可飽和磁心 SR_1 , SR_2 および SR_3 によって一周期の間のある期間だけ流通され,これが合成されて,3倍の周波数に逓倍される.したがって,入力端子 $i \rightarrow i'$ に加えられた $f_0(Hz)$ の交流電

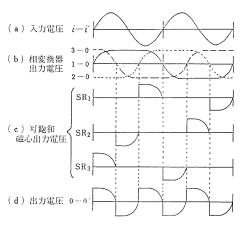


図2 周波数逓倍装置の各部の波形

圧は $(f_0/2) \times 3 = 1.5 f_0$ (Hz) に逓倍 されて出力端子 0-0' に得られることになる.この様子を示したのが図 2 である.この図に於て, (a) は端子 i-i' に加えられる入力電圧波形であり, (b) は相変換器の出力端子 1 、 2 、 3 に得られる出力波 形である.これが (c) のように各相でパルス化され,そして逓倍されて (d) のような逓倍出力電圧が端子 0-0' に得られる.

一般に,多相交流の相数により, 逓倍比および回路構成法が異なる. 相数Pが奇数の場合,逓倍比はP/2 となる. 相数 P/2 が偶数の場合は,ダイオードと 変成器を必要とし, 逓倍比は P/4 となる. さらに,相数 P/2 が奇数の場合には,変成器を必要とし,逓倍比は P/4 となる. 以上をまとめて,表にしたのが表1である.

多相交流の相数	逓 倍 比	接続順序	備考
P = 奇数	P/2	順接続	
P/2=偶数	P/4	逆 接 続	P 個のダイオードを 必要とする.
P/2 = 奇数	P/4	逆 接 続	通倍出力の振幅が 2 倍となる.

表1 変換多相交流の相数と逓倍比との関係

ところで、本逓倍装置に於て最も重要な点は、相変換器の出力多相交流を可飽和磁心でパルス化して、これらを合成した逓倍出力波形が連続的に変化するように各相パルス化電流の流通角を定める必要がある。そこで、本逓倍装置を設計する場合に、与えられた相変換器に対して、可飽和磁心の断面積、巻数をどのように決定するか、その式を誘導してみる。 7 この各相の波形の流通角 θ_i は、変換多相交流の相数Pにより決定される。

一般にP相交流の場合には,

となる.

一方、この流通角は、可飽和磁心によって作られる。 図 3 に於て、相変換器の出力を $v_0 = V_0 \sin \omega_0/2 \cdot t$ の定電圧源と仮定し、さらに、可飽和磁心の磁気特性を図 4:の(c) のような特性で近似する。一般に、磁心内の磁束は印加電圧の積分値として変化するので可飽和磁心内の磁束は,図 4 の(b) のようになる。この時の電流波形は 図 4 の(d) のようになる。位相角が 0 から θ_f の範囲内では、透磁率が無限大となり、図 3 の回路を電流は流れない。位相角が θ_f になると、磁気特性は飽和して、磁束は飽和磁束密度 θ_s の一定値となる。このときのインピーダンスは零となり、図 3 の 0-0′ 端子には $V_0 \sin \theta_f$ の電圧が

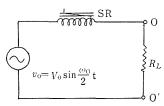


図3 相変換器の1相だけの 出力を可飽和磁心に印加 したときの回路図

現われる。また、負荷抵抗を R_L とすると図 4 の (d) に示す $V_0\sin\theta_f/R_L$ の電流が流れる。位相角が θ_f から π の範囲では、出力電圧および出力電流は、印加電圧に応じて生ずるが、位相角 π を越すと磁束は逆の変化を起し出力はなくなる。

さて、この θ_f は次の関係式より求められる。 一般に印加電圧 v_0 と磁束 ϕ との関係は、磁心 の巻数を Nとすれば、

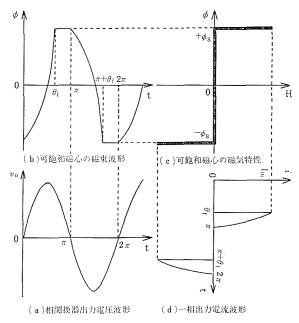


図4 可飽和磁心の印加電圧と電流との関係を示す模型図

$$v_0 = N \frac{d\phi}{dt} \tag{2}$$

で与えられる.

74

位相角が0から θ_f まで変化する間に、磁束は $-\phi$ 、から $+\phi$ 。まで変化するので、その変化分を $\Delta\phi$ とすれば、

$$\Delta \phi = \frac{V_0}{N(\omega_0/2)} \int_0^{\theta f} \sin \theta \ d\theta \tag{3}$$

となる.

 $\Delta \phi = 2\phi_s$, $v_0 = V_0 \sin\theta$ (ただし $\theta = \omega_0 t/2$) を代入して, $\theta_r = (\pi - \theta_f)$ を求めると

$$\theta_r = \pi - \cos^{-1}\left\{1 - \frac{2\phi_s N}{V_0} \left(\frac{\omega_0}{2}\right)\right\} \tag{4}$$

となる.

各相パルス波を合成した場合に連続した逓倍出力波形とするためには、(1) 式の θ_i と(4) 式の θ_r とが等しいことが必要である。(1) 式と(4) 式とが等しいとおいて、 $\phi_s = B_s \cdot S$ (ただし、 B_s は可飽和磁心の飽和磁束密度、S は磁路断面積とする。)の関係を用いて整理すると、次の関係式が得られる。

$$P$$
: 奇数の場合 $NS = \frac{V_0}{2\pi f_0 B_s} (1 + \cos\frac{\pi}{P})$, (5) P : 偶数の場合 $NS = \frac{V_0}{2\pi f_0 B_s} (1 + \cos\frac{2\pi}{P})$.

この式の右辺は、パラメトリック単相多相変換器と可飽和磁心の材料を与えると、求めら れる. したがって, この式より可飽和磁心の巻数と磁路断面積との積を求めることができ

さて、この場合の逓倍された出力電流の最大値 I_m は、 負荷抵抗を R_L とすると、次 のようになる.

$$0 < \theta_f < \pi/2 \text{ O } \geq \text{ } \geq : I_m = V_0/R_L,$$

$$\pi/2 < \theta_f < \pi \text{ O } \geq \text{ } \geq : I_m = V_0 \sin\theta_f/R_L.$$
(6)

また, 出力電圧の最大値 I_m は

$$\begin{array}{c} 0 < \theta_f < \pi/2 \, \mathcal{O} \, \succeq \, \stackrel{>}{>} \, : E_m = V_0, \\ \pi/2 < \theta_f < \pi \, \mathcal{O} \, \succeq \, \stackrel{>}{>} \, : E_m = V_0 \sin \, \theta_f. \end{array}$$
 (7)

であるので, 実効出力電力は

$$0 < \theta_f < \pi/2 \text{ or } \geq \tilde{\epsilon} : P_m = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{R_L},$$

$$\pi/2 < \theta_f < \pi \text{ or } \geq \tilde{\epsilon} : P_m = \frac{1}{2} \frac{V_0^2 \sin^2 \theta_f}{R_L}.$$
(8)

ここで,

 A_{01} :透磁率が μ_m より減衰し始める直流。

アンペア回数

k: 直流バイアス電流によって変化する

二次測透磁率の特性曲線の傾斜

 n_0 : 直流バイアス用巻線

n₁:励振電流用巻線

r₂: 発振回路の損失抵抗

 ω_0 :励振角周波数

 I_{so} :励振電流の基本波ピーク値

 I_0 : バイアス用直流電流

l₂:二次側平均磁路長

2n2:二次側出力巻線数

 S_2 :二次側平均磁路断面積

 r_i : 直列負荷抵抗 /'m:最大透磁率

とすると,

相変換器回路の発振電圧のピーク値 V_0 は次式で与えられる $^{6)}$.

$$V_0 = \frac{\omega_0}{2} (2n_2) (n_{0I0}) \frac{S_2}{I_2} \left(\frac{A_{01}}{n_{0I0}}\right)^k \mu_m \sqrt{\frac{4}{k(k+1)}}$$

$$\times \left\{ 1 + \frac{k(k+1)}{4} \left(\frac{n_{1I_{\omega}0}}{n_{0I0}} \right)^{2} \right\} \left[k^{2} \left(\frac{n_{1I_{\omega}0}}{n_{0I0}} \right)^{2} - \frac{(r_{2} + r_{l})^{2}}{\left\{ \frac{\omega_{0}}{2} (2n_{2})^{2} \left(\frac{A_{01}}{n_{0I0}} \right)^{k} \frac{S_{2}}{l_{2}} \mu_{m} \right\}^{2}} \right]^{\frac{1}{4}}. \tag{9}$$

3. 実験結果

ここで,原理で誘導した(5)式が実験結果とどの程度合うか検討してみる.図3での電圧源に,(1)60Hzの商用周波数電圧源,(2)相変換器の出力を用いた場合について述べる.

3-1 基礎実験

(1) の場合の実験回路図を図 5に示す. 可飽和磁心として45パーマロイの三期磁心を用い,磁心の中央脚に 0.14mm の巻線を1,800回巻き,200回ごとに端子を出した. この磁

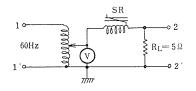


図5 60Hz での実験回路

心の磁路断面積も、それぞれ 0.7776×10^{-4} (m^2) から 0.0324×10^{-4} (m^2) まで 8 回変化できるようにした. 入力端子 1-1' に 60 Hz の商用周波数の電圧を加えた. そして,この時に流れる電流を可飽和磁心の巻線に直列に接続した 5Ω の抵抗端子 2-2' より測定した. 実験の結果から,巻数N の変化に対する流通角 θ_r の関係を印加電圧をパラメータとして示したのが図 6 である.同図で,破線

が実験値であり、実線が(4)式より算出した計算値である。ここで45パーマロイ磁心の磁束密度として、 $B_r=0.72$ [wb/m²]を使用して計算した。実験値と計算値との違いは、可飽和磁心の磁気特性による近似によるものと思われる。次に、可飽和磁心の巻数Nと磁路断面積

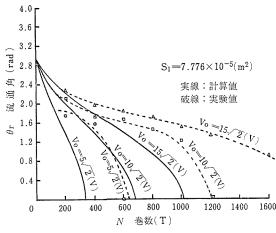
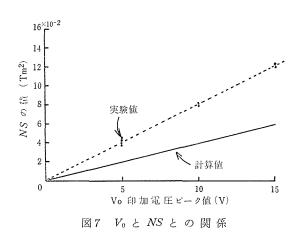


図6 $N \ge \theta_r \ge 0$ 関係

Sとの積に対する印加電圧との関係を図7に示す。同図で、実験値は図6の巻数Nに対する流通角 θ_r の特性曲線と $\theta_r = \pi/3$ 直線との交点よりNの値を読みこの値と断面積Sとの積より得た結果である。一方、計算値は(5)式 にP=3、 $B_r=0.72$ [wb/m²]、 $f_0=120$ [Hz] の値を代入して求めた。実験値と計算値との間にかなりの違いが認められるが、これは使用可飽和磁心の磁気特性を計算では理想的なものと仮定したことによると考えられる。



3.2 逓倍実験

次に、(2) の場合の実験回路図を図 8 に示す。図に於て、A は相変換器の発振電圧の基本波を測定する選択増幅器であり、B は相変換器の励振電流を測定する低域通過ろ波器である。 R_A 、 R_B には、それぞれ 5Ω 、 1Ω の抵抗を用いた。入力端子 1-1' に60 Hz の商用周波数の電圧を加えて相変換器を励振する。そして、相変換器の出力端子 0-1 に生じた 30 Hz の発振電圧で可飽和磁心を 励磁したときに流れる 30 Hz の電流を、可飽和磁心の巻線に直列に接続した 5Ω 抵抗の端子 2-2' より測定した。

実験結果より,図 9 は 巻数Nに対する流通角 θ_r の関係を励振電圧 E_{in} をパラメータにとって示してある。破線は実験より求めたものであり,実線は(9)式と(4)式より算出した計算値である。計算値と実験値との違いは,(1) の場合よりも大きい。この原因としては, V_0 の計算値と実際の可飽和磁心に印加している 30Hz の基本波ピーク値との違いによるものと考えられる。すなわち, V_0 の計算値を求めるのに, r_2 の決め方及び可飽和磁心の損失抵抗を無視した点によるものと思われる。そして,実験値に於て,巻数Nが700Tより小さいときには,流通角は,減少し,計算値との違いが大きくなる。これは,相変換器回路に可飽和磁心のインダクタンス分が插入されるため,発振回路の同調点がずれて離調し,この結果このような最大値を持つようになったものと考えられる。

図10は,巻数Nと磁路断面積 S の積に対する V_0 との関係を示す.実験値は S_1 =通角 7.776×10⁻⁵ (\mathbf{m}^2), S_2 =6.480×10⁻⁵ (\mathbf{m}^2) および S_3 =5.184×10⁻⁵ (\mathbf{m}^2) の時の巻数Nと流 θ_r の関係図で,Nと θ_r 特性曲線と θ = $\pi/3$ 直線との交点よりNの値を読み,この値と磁

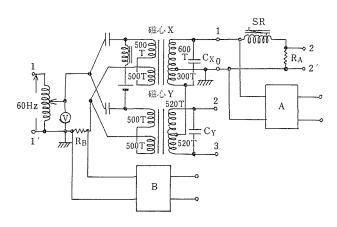
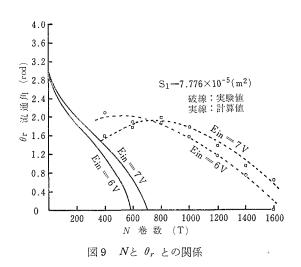


図8 相変換器での実験回路図



路断面積Sの積より得た値である.

一方,計算値は(9) 式より V_0 を求め,この値をP=3, $B_r=0.72 [wb/m^2]$, $f_0=60 [Hz]$ の値を代入して求めた.実験値にはバラツキはあるが,計算値と同じく直線的に変化する傾向がある.実験値と計算値を比較すると,(1) の実験の場合よりも大きい.この原因としては, 計算値 V_0 と実際の 30Hz の基本波ピーク値との違いと,さらに可飽和磁心に印加される相変換器の出力波は, 基本波 30Hz 成分の他に,これの高調波成分を含んだ 方形波状であるなどに帰因するものと思われる.

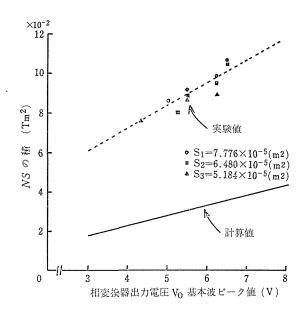


図10 V₀と NS と の 関係

4. 考 察

相変換器の出力を一定と仮定して,可飽和磁心に対する計算式を逓倍条件より誘導した. そして,この式を可飽和磁心に商用周波数 60Hz の電圧を印加した場合と, 相変換器出力の周波数 30Hz の電圧を印加した両方の実験より検討した結果, 計算値と 実験値とに違いがあった.この原因として,実験に用いた可飽和磁心が45パーマロイであり,その磁気特性がかなりなだらかなものであるのに対して,計算式の方では,可飽和磁心の磁気特性を理想的な特性と仮定した違いによるものと思われる.また,計算式の誘導の過程で,可飽和磁心に印加する電圧が一定と仮定し,負荷により全く影響を受けないとした.実際には相変換器の負荷としての可飽和磁心が,相変換器の発振回路にかなりの影響を与えることによるということがわかった.従って,本逓倍装置は相変換器と可飽和磁心との組み合わせ回路として解析を行わなければならない.

その他,明白となった点を述べる.

- 1) 用いる単相多相変換器用磁心としては、けい素鋼よりも、フェライト磁心の方が安定で効率も良いものが得られる.
 - 2) 相数 P が増す程, 逓倍装置全体の効率は多少悪くなる.
- 3) 相数Pが多い逓倍装置では、均一な可飽和磁心、同じ各相間出力を有する相変換器を作る必要がある。

- 4) 可飽和磁心を相変換回路に插入するので、当然、可飽和磁心は相変換回路の発振条件を満足するものでなければならない。発振条件を満足しない場合には、インピーダンス整合用変成器を必要とするため、逓倍装置全体の効率は多少悪い。
- 5) 逓倍装置の効率は、相変換器と可飽和磁心の組み合わせにより影響をうける。したがって、可飽和磁心は、相変換器の発振条件、最適負荷条件および逓倍装置の逓倍条件を満足するものでなければならない。

5. 応 用 例

5·1 60Hz-90Hz 逓倍器の特性

5・1・1 単相三相変換器を用いた場合

単相三相変換器としてフェライト三脚磁心を用い、磁心Xと磁心Yの一次側には0.5mm のエナメル線を 250T ずつ巻き、それぞれ差動的に接続した。二次巻線として、磁心Xの中央脚には 0.18mm のエナメル線を1000T, 500Tと866T, 866Tとを2個巻いて 図11に示すように接続した。一方、可飽和磁心として、45パーマロイを使用した。この磁心の中央脚に0.1mm のエナメル線を2000T巻いたものを3組作り、これを図11に示すように単相三相変換器の出力に接続した。次に、この逓倍装置の入出力波形を図12に示す。また、60Hz 入力電圧と 90Hz 出力電圧と電力との関係を図13に示す。入力電圧に対して安定な範囲が3Vから7.6V までと、かなり広い。また、入力電圧が3Vから6V近くまでは出力電圧電力はほぼ一定であるが、6Vを過ぎると出力電圧と電力は増大する。

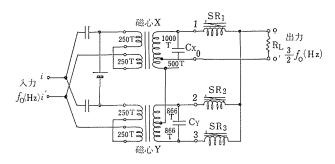


図11 単相三相変換器を用いた周波数逓倍装置

5・1・2 単相六相変換器を用いた場合8)

単相六相変換器としてけい素鋼磁心を用い,磁心Xと磁心Yの一次側には $0.5 \mathrm{mm}$ のエナメル線を各々 $300 \mathrm{T}$ 巻き,それらを差動的に接続した.二次巻線として,磁心Xの中央脚には $0.18 \mathrm{mm}$ のエナメル線を $3000 \mathrm{T}$ 巻き, $750 \mathrm{T}$ ごとに引出し線を出した.また磁心Yの中央脚には, $2600 \mathrm{T}$ の $0.18 \mathrm{mm}$ の巻線を 2 組巻き,それぞれ中点より引出し線を出

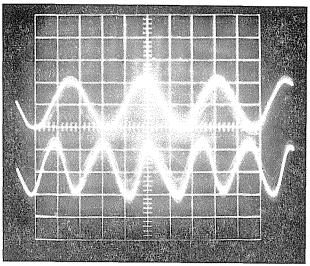


図12 60Hz 入力電圧波形 (上) と 90Hz 出力電圧波形 (下) I_0 =10mA, R_L = ∞ , C_X = C_Y = $3\mu F$, Ein=7.5V 上:入力電圧 10V/cm,下:出力電圧 2V/cm

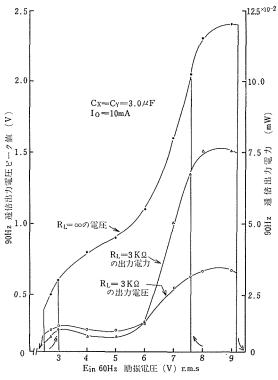


図13 入 出 力 特 性

し、図14のように接続した。 T_1 、 T_2 、…、 T_6 はインピーダンス整合用変成器である。この変成器として、けい素鋼を用いた。一次側には 0.18mm のエナメル線を 6000T、二次側には 0.18mm のエナメル線を 500T 巻いた 12:1 の逓降変成器を用いた。

さらに、可飼和磁心としてけい素鋼を用いた. 三脚磁心 SRI の両側の脚に 0.1mm

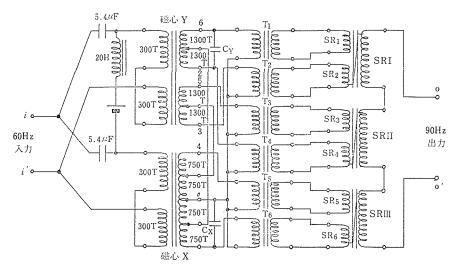


図14 単相六相変換器を用いた周波数逓倍装置

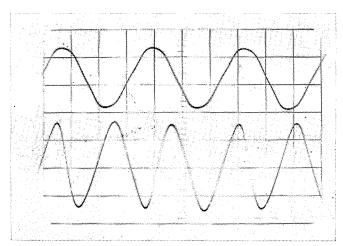
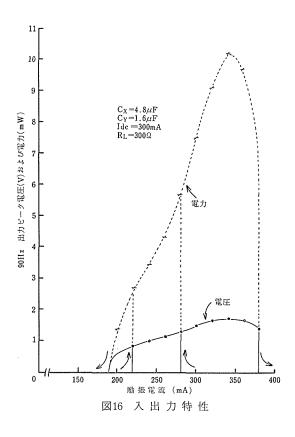


図15 60Hz 入力電圧波形 (上) と 90Hz 出力電圧波形 (下) I_0 =300mA, R_L = ∞ , C_X = $4.8\mu F$, C_Y = $1.6\mu F$ 上:入力電圧 100V/cm, 下:出力電圧 2V/cm



巻線を500T巻き,同様に三脚磁心 SRⅢ および三脚磁心 SRⅢ にも同 じく 0.1mm の巻線を 500T 巻いた。 そして、これらの三脚磁心 SRI、 SRⅡおよびSRⅢ の中央脚に 500T 巻き, これらの三つの中央脚の巻線 を互いに順接続した.図15は、この 逓倍装置の入出力波形である. また, 図16に入出力特性を示す. 励振電流 を 0 から増していくと、 220mA で 出力を生じ,除々に電圧電力共に増 加するが波形は歪んでくる. そして 380mA で出力が得られなくなる. また, 励振電流を多い方から減少さ せてくると, 280mA で出力を生じ 履歴現象を示す. さらに減少させる と,同じ値をとって減少し,190mA で再び出力が得られなくなる.

5・2 60Hz-150Hz 逓倍器の特性 単相五相変換器として、フェライト磁心を用い、磁心Xと磁心Yの一次側には 0.5mm エナメル線を 250

T ずつ巻いて、差動的に接続し、またそれぞれの 磁心の二次側には 0.23mm のエナメル線を巻いた。すなわち、磁心Xには 905T 巻き、405T と559T より引出し線を出し、また磁心Yには 951T と588T の巻線を 2 組巻き、その中間端子より引出し線を出して 2017に

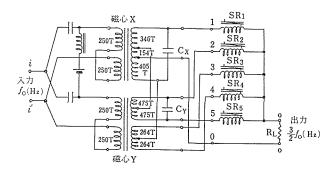


図17 単相五相変換器を用いた周波数逓倍装置

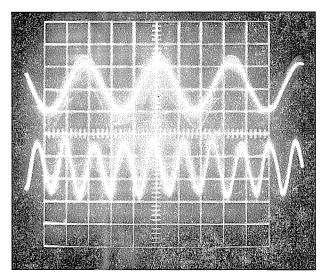


図18 60Hz 入力電圧波形(上)と 150Hz 出力電圧波形(下) I_0 =9mA, R_L = ∞ , C_X =6 μ F, C_Y =7 μ F, Ein=4Vr.m.s 上:入力電圧 5V/cm, 下:出力電圧 0.2V/cm

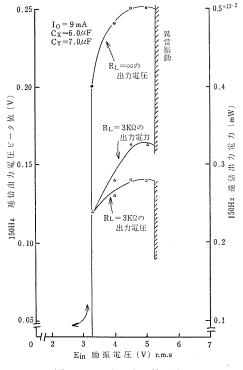


図19 入 出 力 特 性

示すように接続した.一方,可飽和磁心としては45パーマロイを使用した.この磁心の中央脚に 0.1mm のナエメル線を 1500T 巻いたものを5組作り,これを図17に示すように単相五相変換器の出力に接続した.

次に,この逓倍装置の入出力波形を図18に示す。また,60Hz 入力電圧と150Hz 出力電圧電力との関係を図19に示す。 入力電圧を0から除々に増加させていくと,3.3Vで相変換器が発振して150Hz 逓倍出力を生じ,入力電圧に伴って電圧電力共に増加し,5.3V以上では異常振動を起して使用不可能となる。

6. む す び

パラメトリック単相多相変換器を用いた磁気式周波数逓倍装置の原理,実験結果,考察,応用例について述べた.この逓倍装置は,磁気式の高周波電源としても利用できる.しかし,相変換器に直流を流して使用するので,出力電力はあまり大きくとれない.したがって大電力用の周波数逓倍器としては適しない.むしろ,整数でない逓倍比を有する点を利用して,制御回路の信号源として適しているものと思われる.

この逓倍装置は、単相多相変換器と可飽和磁心の組み合わせ回路であるのでかなり複雑な動作を行う。今後は相変換器と可飽和磁心との組み合わせ回路として、解析をすすめることにより、本逓倍装置の設計方法に検討を加えたい。

参考文献

- 1) Leo J. Jahson: Proc. I. R. E. 43, p. 168 (1955-2)
- 2) William A. Geyger: Electronics, p. 58 (1953-3)
- 3) Marvin Camras: Electrical Engineering, p. 699 (1962-9)
- 4) 丹野:電気学会非線形磁気応用研究委員会資料 No. NM-42-56 (昭和42-5/26)
- 5) 丹野:電学誌, 83, p. 33 (昭和38-1)
- 6) 丹野:電学誌, 86, p. 1910 (昭和41-11)
- 7) 丹野・池田:昭和44年電子通信学会全国大会821
- 8) 丹野・池田:昭和44年電気四学会連合大会2209

Summary

Magnetic Frequency Multiplier Utilizing Single-phase to Polyphase Converter by Means of Parametric Oscillation

Yorimoto TANNO and Kiyoshi IKEDA (Department of Electronic Engineering, Faculty of Engineering)

In this paper the principle and the trial production equipment of frequency multiplier utilizing single-phase to polyphase converter by means of parametric oscillation are described. This equipment has a quite new principle and a merit which has a non-integer multiplication ratio. On this account it can be applied to a signal source of a control system.

First in the principle the multiplication ratio corresponding to the value of phase number p and the circuit construction are explained. And a calculation

equation is derived from dealing with the saturable core independently and supposing that the output of the phase converter is constant. At the same time the magnetic characteristics are approximated to the idealized properties. The experiment investigates the calculation equation which is derived from the principle. Namely the basic experiment in frequency 60Hz and the multiplying experiment in phase converter output frequency 30Hz investigate it. differences between the value of experiment and the value gained by the calculation equation are studied comparatively. It is considered that these differences are due to the magnetic characteristics of the saturable core being approximated to the idealized properties in the calculation equation. difference bletween the calculation value and the experimental value is lager in the basic experiment than that in the multiplying experiment. This is considered to be due to the neglect of the loss resistance of the phase converter and saturable core in the calculation equation. It is supposed that a saturable core does not influence the output of a phase converter, but it is made clear that the saturable core surely affect the output of the phase converter.

Futhermore the obvious facts gained from the results of the trial production equipments, i.e. 60Hz-90Hz and 60Hz-150Hz multipliers are as follows:—

- 1) Increasing in number of phase, the efficiency is worse.
- The uniform saturable core and the constant output of the phase converter are necessary.
- The saturable core must satisfy the oscillating condition of the oscillator circuit of the phase converter.
- 4) An impedance transformer is necessary, if the saturable core do not satisfy the oscillation condition.
- 5) The combination of the circuit of the phase converter and the saturable core determines the efficiency of the equipment.

By the way, this equipment operates much compricatedly because of the combination of the circuit of the phase converter and the saturable core. The method to design this equipment must be discussed as the combination of the circuit of the phase converter and the saturable core.