

振幅変調および周波数変調された 電流によるパラメーター励振

丹 野 頼 元*

(昭和36年6月10日受理)

1 序 言

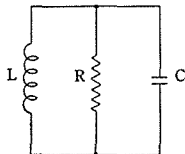
一般にある振動系に含まれるパラメーターを周期的に変化すると、その振動系に振動が発生する。しかもその振動は周期振動であるのが普通である。電気回路においても、非線形特性を有するインダクタンスあるいはコンデンサーをある周波数で励振すると、その半分の周波数の発振を生ずる。このいわゆるパラメーター励振現象は、その発振電圧の位相が0か π の二種類しか取り得ないという性質があり、これがパラメトロンといわれて最近非常に脚光をあびている。

筆者はさきにこのパラメーター励振現象が、励振周波数の半分の周波数の発振を生ずるという分周現象に着目し、これを何段か縦続接続することにより必要分周比を得る分周器について発表した⁽¹⁾⁽²⁾。このような通常の分周器においては、分周しようとする信号周波数を広帯域に変化させた場合には、それに応ずる同期した分周出力をとりだすことはできない。一方このような要求を満足するいわゆる広帯域分周器は、各方面から要求されており⁽³⁾、二の論文も発表されてきた。

今回この目的のためにパラメーター励振作用による分周器を、分周しようとする入力信号で振幅変調あるいは周波数変調した電流で励振してみた。その結果振幅変調の場合には、発振電圧を復調することにより所要分周比に分周された出力信号が得られ、一応所期の目的が達せられた。また周波数変調の場合には、分周された信号出力を得ることはできなかったが、周波数変調が振幅変調に変換され簡単な復調回路で元の信号をとりだすことができた。本文はこれらについて報告するものである。

2 理 論

2・1 パラメーター励振作用による分周器



第1図 共振回路

一般に良く知られているように、第1図の共振回路に電氣的衝撃を加えるとこの回路に電気振動を生じ、そして抵抗 R のためにその振動は減衰してゆく。ところがインダクタンス L またはコンデンサー C が一定でなく、周期的に変化しこの回路がある条件を満足するとこの振動は成長してゆく。たとえばインダクタンス L が

* 通信工学教室、講師

$$L = L_0(1 + 2\Gamma \sin 2\omega t) \quad (1)$$

のように正弦的に変化し、またこの共振回路に生ずる電流 I が

$$I = I_0 \sin \omega t \quad (2)$$

であるとすれば、この時インダクタンス L の両端の逆起電力 E は次のようになる⁽⁴⁾：

$$\begin{aligned} E &= \frac{d}{dt}(LI) \\ &= L_0 I_0 \frac{d}{dt} \left\{ \sin \omega t (1 + 2\Gamma \sin 2\omega t) \right\} \\ &= \omega L_0 I_0 \cos \omega t - \Gamma \omega L_0 I_0 \sin \omega t + 3\Gamma \omega L_0 I_0 \sin 3\omega t. \end{aligned} \quad (3)$$

この式で第一項は普通のリアクタンスによる項であるが、第二項は電流と同位相の項でこれは $(-\omega L_0 \Gamma)$ の大きさの負抵抗と等価である。第三項は3倍高調波であって共振回路がほぼ ω に同調しているものとして一応省略してよい。

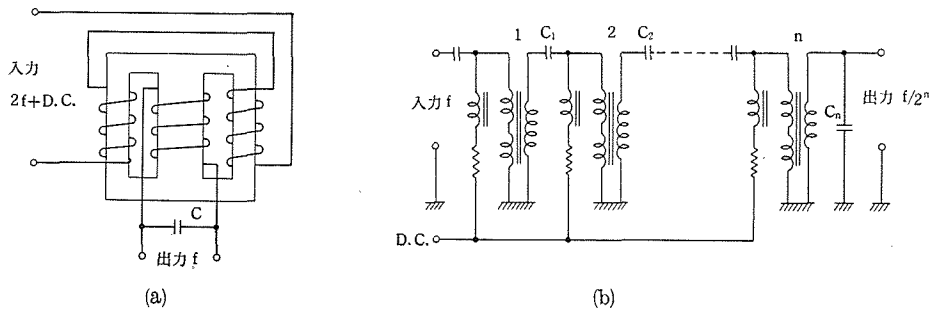
すなわちインダクタンス L を 2ω の角周波数で励振すると、このインダクタンスは角周波数 ω の電流に対して通常のインダクタンスのほかに負性抵抗成分を生ずる。したがって第1図のような共振回路を角周波数 ω に共振させると、その時回路の起電力は

$$E = \left(\omega L_0 - \frac{1}{\omega C} \right) I_0 \cos \omega t + (-\omega L_0 \Gamma + R) I_0 \sin \omega t \quad (4)$$

となり、共振の条件から第一項は0となって $\omega L_0 \Gamma > R$ ならば振動は指数関数的に増大して行く。

このようにパラメーター励振現象は、周波数 $2f$ で励振すると周波数 f の発振を生ずるという周波数逡降的作用がある。したがってこれは分周比 $1/2$ の分周器⁽¹⁾となり、これを n 段縦続接続すれば分周比 $1/2^n$ の分周器とすることができる。

第2図はその一例であって同図(a)のような構造の磁性材料に3個の巻線をほどこす。

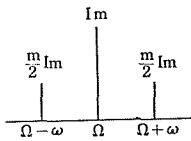


第2図 パラメーター励振作用による分周器

そして両側の巻線は一次側となるものであって、二次側となる中央脚の巻線に電圧が誘起しないように差動的に接続する。一次側に適当な直流電流を流し、同時に周波数 $2f$ の電流で励振する。そして二次側をコンデンサー C によってほぼ f の周波数に共振せしめておくと、そこに周波数 f の発振を生ずる。さらにこの発振電流により次段を励振すると、次段の二次側に $f/2$ の周波数の発振を生ずる。したがって適当な段数を縦続接続して、必要分周比の分周器を作ることができる。この一例を第2図(b)に示すものであって、この図では次段一次巻線を前段二次側に直列に接続し、コンデンサー C により同調をとっている。

2・2 振幅変調波電流によるパラメーター励振

さてこのパラメーター励振作用による分周器も他の分周器と同様に⁽⁵⁾ 入力⁽⁵⁾の周波数 $2f$ を変化させた場合に、ある程度以上の変化に対してはそれに同期した分周出力を得ることはできない。このような広帯域分周器としてまず考えられるのは、分周しようとする入力で変調された被変調波電流でパラメーター励振を行ない、その発振出力を検波して分周出力を得ると言う方法である。



第3図 被変調波
スペクトル

一般に搬送電流

$$I_t = I_m \sin(\Omega t + \theta) \quad (5)$$

を信号電流

$$i_t = i_m \cos \omega t \quad (6)$$

で振幅変調すると次式のようになる：

$$I_t = I_m \sin \Omega t + \frac{m}{2} I_m \sin(\Omega + \omega)t + \frac{m}{2} I_m \sin(\Omega - \omega)t, \quad (7)$$

$$\text{但し} \quad m = \frac{i_m}{I_m}.$$

この周波数スペクトルは第3図のようになる。これらよりわかるように搬送電流の振幅が最も大きく、その両側に対称に存在するところの上および下側帯波の振幅は変調度によって変わり、最大値 $m = 1$ の場合にもその振幅は搬送波の半分である。このような波形の電流でパラメーター励振を行なうと、振幅の大きい角周波数 Ω の搬送電流による励振のみが作用して二次側の発振電圧は、 Ω の分周された $\Omega/2$ のみとなる。したがってこの発振電圧を復調しても、入力と同期した分周出力を取りだすことができない。

次に近接した二つ以上の周波数の電流で、パラメーター励振を行なうと次のようになる。いま近接した二つの角周波数 2ω と $2\omega'$ の電流でパラメーター励振を行ない、共振回路のインダクタンス L が

$$L = L_0(1 + 2\Gamma \sin 2\omega t + 2\Gamma' \sin 2\omega' t) \quad (8)$$

のように変化するものとする．そしてこの共振回路に周波数 $f = \frac{\omega}{2\pi}$ と $f' = \frac{\omega'}{2\pi}$ の二つの振動電流 I_f が存在するものとし，これを次のような成分に分解して考える：

$$I_f = I_s \sin \omega t + I_c \cos \omega t + I'_s \sin \omega' t + I'_c \cos \omega' t. \quad (9)$$

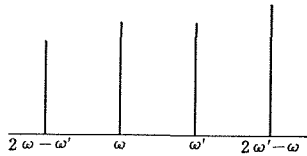
この電流によりインダクタンス L に誘起する逆起電力 V は

$$\begin{aligned} V &= \frac{d}{dt} (L \cdot I_f) \\ &= \omega L_0 (I_s \cos \omega t - I_c \sin \omega t) \\ &\quad + 3\Gamma \omega L_0 (I_s \sin 3\omega t + I_c \cos 3\omega t) \\ &\quad + \Gamma \omega L_0 (-I_s \sin \omega t + I_c \cos \omega t) \\ &\quad + \Gamma' (2\omega' + \omega) L_0 \{I_s \sin (2\omega' + \omega) t + I_c \cos (2\omega' + \omega) t\} \\ &\quad + \Gamma' (2\omega' - \omega) L_0 \{-I_s \sin (2\omega' - \omega) t + I_c \cos (2\omega' - \omega) t\} \\ &\quad + \omega' L_0 (I'_s \cos \omega' t - I'_c \sin \omega' t) \\ &\quad + 3\Gamma' \omega' L_0 (I'_s \sin 3\omega' t + I'_c \cos 3\omega' t) \\ &\quad + \Gamma' \omega' L_0 (-I'_s \sin \omega' t + I'_c \cos \omega' t) \\ &\quad + \Gamma' (2\omega + \omega') L_0 \{I'_s \sin (2\omega + \omega') t + I'_c \cos (2\omega + \omega') t\} \\ &\quad + \Gamma' (2\omega - \omega') L_0 \{-I'_s \sin (2\omega - \omega') t + I'_c \cos (2\omega - \omega') t\} \quad (10) \end{aligned}$$

となる．この各項の中で，変化するインダクタンスが負抵抗として振舞い，振動が指数関数的に増大して行く発振電圧成分 V_0 は

$$\begin{aligned} V_0 &= (-\Gamma \omega L_0 + R) I_s \sin \omega t \\ &\quad + (-\Gamma' \omega' L_0 + R) I'_s \sin \omega' t \\ &\quad + \{-\Gamma (2\omega' - \omega) + R\} I_s \sin (2\omega' - \omega) t \\ &\quad + \{-\Gamma' (2\omega - \omega') + R\} I'_s \sin (2\omega - \omega') t \quad (11) \end{aligned}$$

となる．この周波数スペクトルは第4図のようになり， 2ω と $2\omega'$ の励振周波数に対し

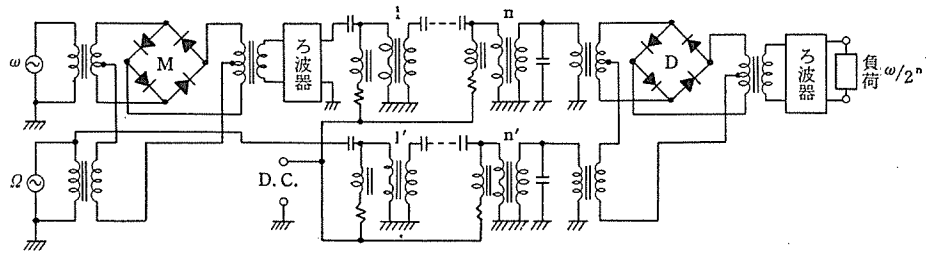


第4図 二周波数でパラメーター励振した場合の発振電圧スペクトル

て ω , ω' , $(2\omega' - \omega)$, $(2\omega - \omega')$ の周波数成分がでてくる．ところが ω と $(2\omega - \omega')$ および ω' と $(2\omega' - \omega)$ は， ω と ω' があまり近接した値であると分離することができない．またある程度離れると分離できるが，あまり離れると発振許容範囲をとびだし発振条件を満足しなくなる．

実際励振電流として近接した二つの周波数をとって実験したところ，通常の L , C のろ波器では発振電圧よりそれぞれの分周出力をとりだすことはできなかった．

すなわち振幅変調波電流で励振する場合には，単側帯波電流のみで励振しなければならない．そのために励振回路で単側帯波電流を作らなければならないことは勿論であるが，さらに復調回路に分周された搬送波電流を加えるために，搬送波のみの分周回路を



第5図 単側帯波電流方式による広帯域分周回路

別に作らなければならない。結局回路として第5図のようになる。図の M は平衡変調器であり、 D は復調器である。そして主ルートとなる n 段分周器 $1, 2, \dots, n$ の他に搬送波のみを分周するための n 段分周器 $1', 2', \dots, n'$ を別に用意している。

2・3 周波数変調波電流によるパラメーター励振

周波数変調は搬送電流

$$I_t = I_m \sin(\Omega t + \theta) \quad (12)$$

の I_m と θ を変化せずに、その周波数 $F = \Omega/2\pi$ を信号電流

$$i_t = i_m \cos \omega t \quad (13)$$

で変化してやるものである。このときの周波数偏移は式(13)の信号電流の振幅によってきまるものであって、信号電流が最大振幅のとき、周波数は最大周波数偏移 $\pm \Delta F$ だけ変化する。そして信号周波数 f は、この変調の繰返す早さをきめるものである。

このようにして得られる周波数変調波電流は、式(12)と式(13)より次のようにあらわされる：

$$I_t = I_m \sin(\Omega t + \beta \sin \omega t), \quad (14)$$

但し $\beta = \frac{\Delta F}{f}$: 変調指数.

通常信号周波数 f の最高値および最大周波数偏移 ΔF は中心周波数 F に比して小さいので、式(14)は第1種 Bessel 関数を使って次のように展開できる：

$$\begin{aligned} I_t &= I_m [J_0(\beta) \sin \Omega t + J_1(\beta) \{\sin(\Omega + \omega)t - \sin(\Omega - \omega)t\} \\ &\quad + J_2(\beta) \{\sin(\Omega + 2\omega)t + \sin(\Omega - 2\omega)t\} \\ &\quad + J_3(\beta) \{\sin(\Omega + 3\omega)t - \sin(\Omega - 3\omega)t\} \\ &\quad + \dots \\ &\quad + J_n(\beta) \{\sin(\Omega + n\omega)t + (-1)^n \sin(\Omega - n\omega)t\}] \\ &= I_m \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \sin(\Omega + n\omega)t. \end{aligned} \quad (15)$$

これよりわかるように、周波数変調波電流は搬送波電流のほかに $F \pm f$, $F \pm 2f$, $F \pm 3f$, ...等無限大までの側帯波が、搬送周波数 F の両側に左右対称に存在している。しかしこの中で実際必要なものは、非変調搬送波電流の振幅 I_m に比して比較的大きいもののみであって、この重要な側帯波の数は変調指数 $\Delta F/f$ の値に比例する。また各側帯波の振幅も変調指数 $\Delta F/f$ の値に関係し、各側帯波間の間隔は信号周波数 f に等しくなる。

しかしながら変調指数 β が小さいと、式 (14) を計算してみるとわかるように、大きな側帯波は振幅変調波と同じくただ一對だけになる。すなわち変調指数 $\beta \leq 0.2$ のときには、実質上搬送周波数 F の振幅は非変調搬送波の振幅に等しいと見なしてよく、重要な側帯波もただ一對だけになる。そこで式 (14) を $\beta \leq 0.2$ で展開すると次の式 (16) のようになり、これを振幅変調波の式 (17) と比較すると両者の違いが良くわかる。

$$I_t = I_m \left[\sin 2\pi F t + \frac{1}{2} \beta \{ \sin 2\pi (F + f) t - \sin 2\pi (F - f) t \} \right], \quad (16)$$

$$I_t = I_m \left[\sin 2\pi F t + \frac{1}{2} K \{ \sin 2\pi (F + f) t + \sin 2\pi (F - f) t \} \right]. \quad (17)$$

すなわち振幅変調では、上下両側帯波の振幅は正でその大きさは、 $\frac{1}{2} K I_m$ である。しか

し周波数変調では、周波数 $F + f$ の上側帯波の振幅は正で $\frac{1}{2} \beta I_m$ であるが、周波数

$F - f$ の下側帯波の振幅は負で $\frac{1}{2} \beta I_m$ である。

さてこのような周波数変調された電流でパラメータ励振を行ない、共振回路のインダクタンスが次式のように変化するものとする：

$$L = L_0 \left\{ 1 + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Gamma_n \sin 2(\Omega + n\omega) t \right\}. \quad (18)$$

いまこの共振回路に周波数 F , $F \pm f$, $F \pm 2f$ 等の振動電流 I_f が存在するものとし、これを次のような成分に分解して考える：

$$I_f = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \left\{ I_{ps} \sin(\Omega + p\omega) t + I_{pc} \cos(\Omega + p\omega) t \right\}. \quad (19)$$

この電流により、インダクタンス L に誘起する逆起電力 V は次のようになる：

$$\begin{aligned} V &= \frac{d}{dt} (L I_f) \\ &= \frac{d}{dt} \left[L_0 \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \{ I_{ps} \sin(\Omega + p\omega) t + I_{pc} \cos(\Omega + p\omega) t \} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \Gamma_n \sin 2(\Omega + n\omega) t \right\} \right] \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \{ (\Omega + p\omega) L_0 I_{ps} \cos(\Omega + p\omega) t - (\Omega + p\omega) L_0 I_{pc} \sin(\Omega + p\omega) t \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} L_0 \Gamma_n [-\{\Omega + (2n - p)\omega\} I_{ps} \sin\{\Omega + (2n - p)\omega\}t \\
& \quad + \{\Omega + (2n - p)\omega\} I_{pc} \cos\{\Omega + (2n - p)\omega\}t] \\
& + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} L_0 \Gamma_n [\{3\Omega + (2n + p)\omega\} I_{ps} \sin\{3\Omega + (2n + p)\omega\}t \\
& \quad + \{3\Omega + (2n + p)\omega\} I_{pc} \cos\{3\Omega + (2n + p)\omega\}t]. \quad (20)
\end{aligned}$$

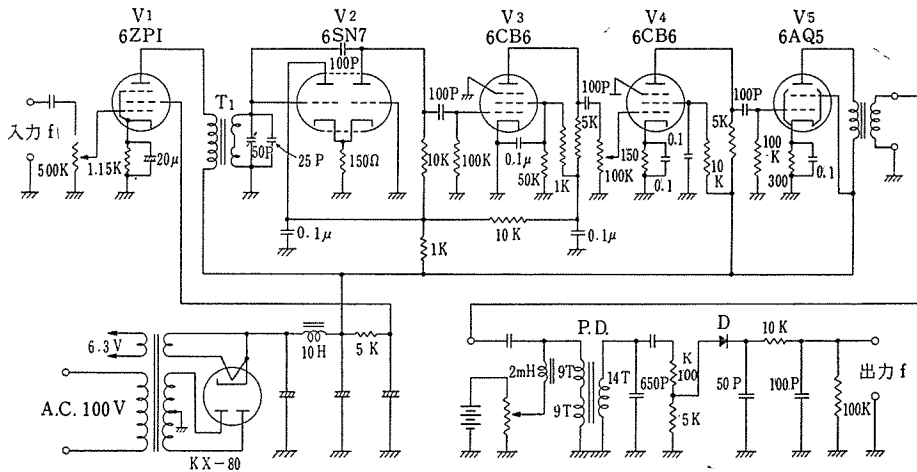
ここで第2項の正弦項は，回路に負抵抗が存在すると等価になり，次第に成長して行く．すなわちこのインダクタンスにコンデンサ C をつないで角周波数 Ω に共振させれば，そのときの回路の起電力 V_a は次のようになる：

$$V_a = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [-\{\Omega + (2n - p)\omega\} L_0 \Gamma_n + R] I_{ps} \sin\{\Omega + (2n - p)\omega\}t. \quad (21)$$

したがってこの式で

$$\Gamma_n \{\Omega + (2n - p)\omega\} L_0 > R \quad (22)$$

ならば，この起電力は指数関数的に増大して行き自励振動を生ずる．すなわち式 (21) が発振電圧成分である．一般に $\Omega \gg \omega$ であるから，式 (21) は振幅変調波の形である．結局周波数変調電流でパラメータ励振を行なうと，発振電圧は振幅変調波に変換されることを知り得た．しかしながら信号周波数は，分周されないで発振電圧の中にそのまま入っている．そこでこの発振電圧を振幅変調検波すれば，元の周波数の信号出力をとりだすことができる．



第6図 周波数変調電流によるパラメータ励振回路

第6図に示すものが、周波数変調電流でパラメーター励振を行なう回路である。まず V_2 の発振管で搬送周波数を発振させておる。そしてその発振トランス T_1 のインダクタンスを信号電流で変化させる。すると発振周波数は、信号電流に応じて周波数が偏移し、周波数変調波を得ることができる。これを V_3, V_4, V_5 の真空管で増幅して、パラメーター励振作用を用いた分周器 P. D. の一次側に加える。そしてその発振電圧をダイオード D で検波して信号出力をとりだすことができる。

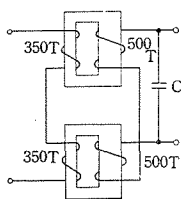
3 測定結果

3・1 単側帯波電流によるパラメーター励振

第1表に示すような特性のフェライト磁心を使用して、パラメーター励振を行ない分

第1表 フェライトの特性

初透磁率 at 20°C	2000
飽和磁束密度 at 20°C, $H=10\text{Oe}$	2700ガウス
残留磁束密度 at 20°C	600ガウス
抗 磁 力	0.2エルステッド
キュリー点	85°C
温 度 係 数	$4 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$
比抵抗 at 20°C	20オーム
比 重	4.9

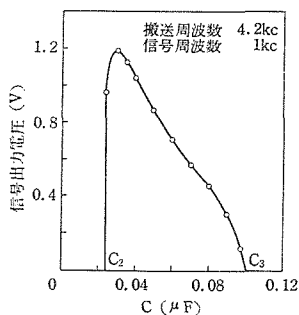


第7図 $\frac{1}{2}$ 分周器

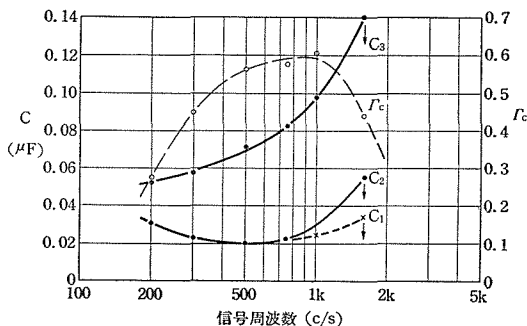
周器とした。磁心構造は第7図に示すようなもので、一次側、二次側巻線はそれぞれ図示するような値のものである。これを第5図の回路の分周器として用い、実験ではこれを一段すなわち分周比 $1/2$ の分周器とした。そして搬送周波数は高い方がよいのであるが、平衡変調回路等のトランスの関係で搬送周波数 $F = \frac{\Omega}{2\pi} = 4.2\text{kc}$

にとった。このようにして入力信号周波数 $f = \omega/2\pi$ は $1/2$ に分周されて、最後の負荷に出力としてとりだすことができる。

いま入力信号周波数を 1KC にして、分周器の同調コンデンサー C を変化させると分周出力は第8図のように変化する。このとき入力周波数 f を変化すると、側帯波の位



第8図 発振特性



第9図 信号周波数の発振範囲におよぼす影響

置が変化するので当然この特性は変化し、発振範囲が変わってくる。そこで信号周波数

と発振限界 C_2 , C_3 の関係を測定してみると、第9図のようになる。したがって広帯域分周器の範囲としては、同調コンデンサーがこの C_2 , C_3 の値の範囲内に存在するところの信号周波数まで、信号周波数を変えることができる。この実験では信号周波数は1KC 附近まで変化することができるわけである。なおこの特性の低周波側は各部分に使用したトランスの低周波特性が 300 c/s までのものであったので、特性が悪くなっている。さらに広帯域性をとりたい時には、搬送周波数を高くとり、使用するトランス類の周波数特性を吟味すれば良い。また第9図の特性 C_1 は、3 値領域を示すものである。

この結果より次式の関係で、パラメーター励振率に相当する P_c を算出してみると、第9図の点線のようにになった。

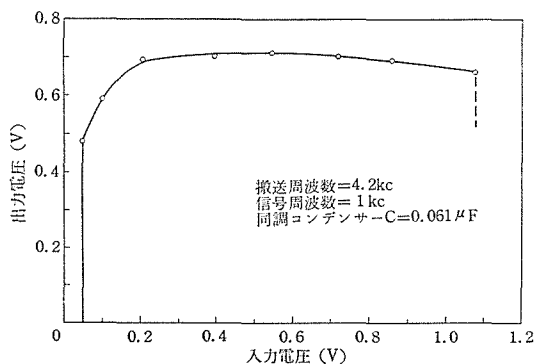
$$P_c = \frac{C_3 - C_2}{C_3 + C_2} \quad (23)$$

つぎに信号入力と分周された信号出力との関係を測定してみると、第10図のようになる。入力レベルが、ある大きさにならないと発振せず、したがって分周出力は得られない。しかも発振するとすぐ飽和特性を示し、結局入力対出力の直線性は非常に悪いものである。

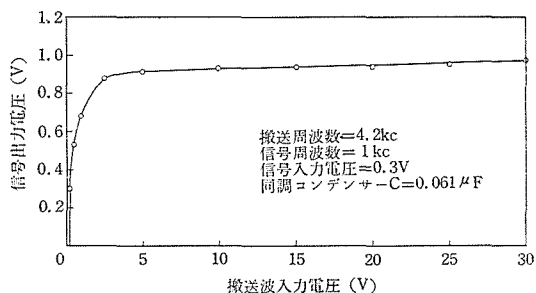
入力レベルを一定にしておき、搬送波電流のレベルを変化すると分周出力は、第11図のようになる。したがって搬送波電流レベルは、ある程度以上大きければ、その変動が分周出力に影響することが少ない。

3・2 周波数変調波電流によるパラメーター励振

第6図に示すような、周波数変調波電流によってパラメーター励振を行なう分周器を試作した。搬送周波数 F は、この場合も高い方がよいわけであるが、測定器および使用磁性材料の関係で 2 MC にとった。以下これらの特性について述べる。



第10図 入出力特性



第11図 搬送波レベルの信号出力におよぼす影響

3・2・1 周波数変調回路の特性

搬送周波数発振回路は双3極管 6SN7 を用いた Crosby の回路で、これは 6SN7 の左半分を Cathode Follower にし、その出力を右半分の格子接地型増幅器に入れるものである。そしてその出力を左側の格子に帰還して、発振させておく。その時の発振周波数は、その格子側に入る共振回路の固有周波数によってきまり、ここでは 2 MC にとった。したがって、この共振回路を構成するインダクタンス T_1 は、第2表に示すような特性の高周波用フェライトを使用した。

そしてこのインダクタンスを信号電流で変化させるために、第12図に示すような EE

第2表 フェライトの特性

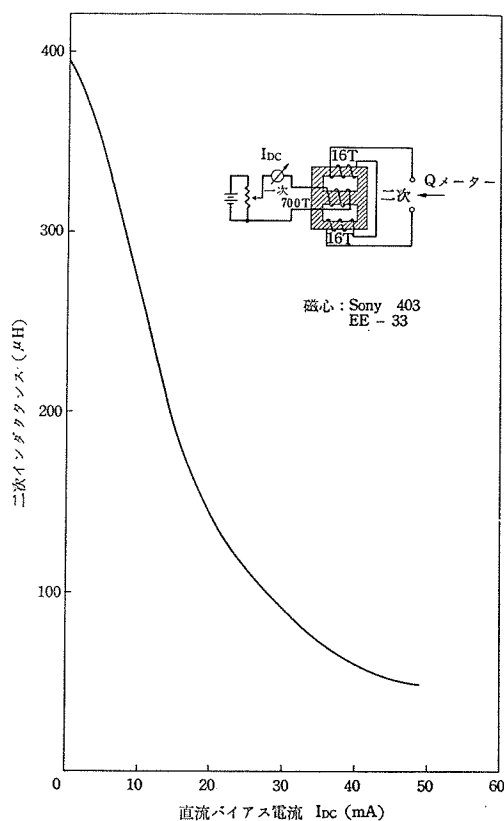
初透磁率 at 20°C	800
飽和磁束密度 at 20°C, $H=10\text{Oe}$	3500 ガウス
残留磁束密度 at 20°C	1300 ガウス
抗 磁 力	0.5 エルステッド
キューリー点	150°C
温 度 係 数	$1.5 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$
比抵抗 at 20°C	20 オーム
比 重	4.8

形の磁心を使用し、図のような巻線をほどこす。信号電流が直接発振回路に入りこまないように、磁心の両側の巻線は中央の巻線に対して差動的に接続する。

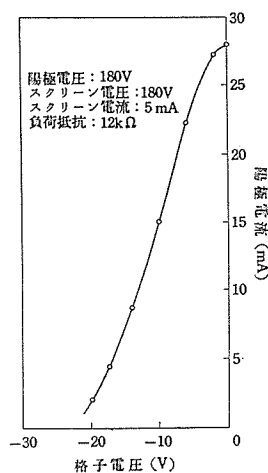
このような構造のインダクタンスが信号電流により、どの程度変化するかを見るために、まず磁心の中央巻線に直流電流を流して両側の巻線によるインダクタンスを測定した。

第12図はこれを示すものである。この中央巻線によるインダクタンスを第13図に示すような特性をもつ増幅

器(第6図の真空管 V_1) の負荷に用い、同時に磁心の両側の巻線によるインダクタンスを、前述の Crosby の発振回路の共振回路に用いれば、結局真空管 V_1 の格子電圧 E_{g1} に対して発振周波数は第14図のように変化する。そこで真空管 V_1 の格子に入力信号電圧を加えれば、発振管 V_2 の出力にそれに応じた周波数変調波を得ることができる。



第12図 変調トランスの構造および特性



第13図 6ZP1の特性

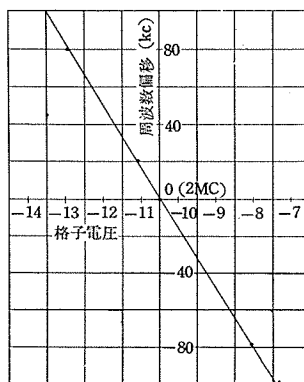
第6図の回路の真空管 V_3 は Limiter であって、得られた周波数変調波に混じる振幅変調波を除去するために入れたものである。この特性を第15図に示す。

次の真空管 V_4 で、出力管 V_5 の 6AQ5 を駆動し出力管 V_5 より出力をとりだす。そしてパラメーター励振作用による分周器 P.D. を励振するものである。

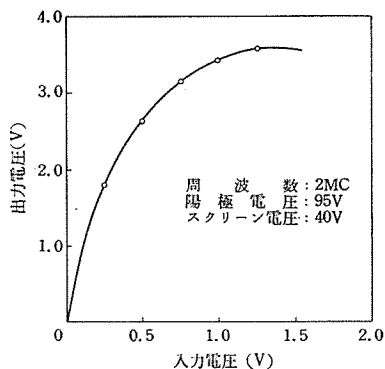
3・2・2 パラメーター励振作用による分周器の特性

パラメーター励振作用による分周器は、第2図に示すものであって、この場合磁性材料として第3表に示すような特性の高周波用フェライトを使用した。この二次インダクタンスの一次側直流電流による変化は、第16図に示すようになり、第17図に示す発振特性より式(23)の關係を使ってパラメーター励振率に相当する Γ_c を求めると、第18図のようになる。この場合の Γ_c の値は、前述の第9図の場合よりかなり小さい値になっている。

3・2・3 周波数変調波電流によるパラメーター励振特性



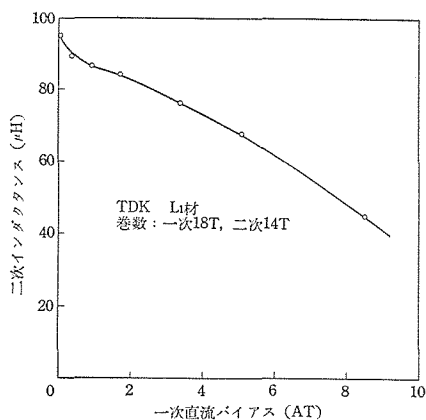
第14図 信号増幅管の格子電圧の変化による発振周波数偏移



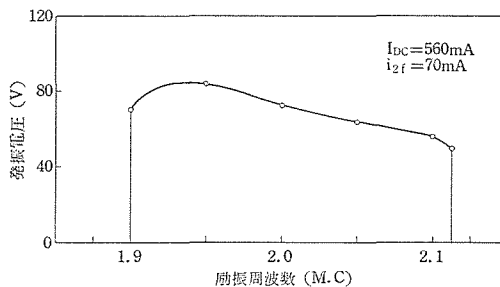
第15図 ミリッター特性

第3表 フェライトの特性

初透磁率 at 20°C	400
飽和磁束密度 at $H=10$ Oe	1800ガウス
抗 磁 力	0.5エルステッド
キューリー点	80°C
温 度 係 数	$4.8 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$
比 抵 抗	10×10^5 オーム
比 重	4.7

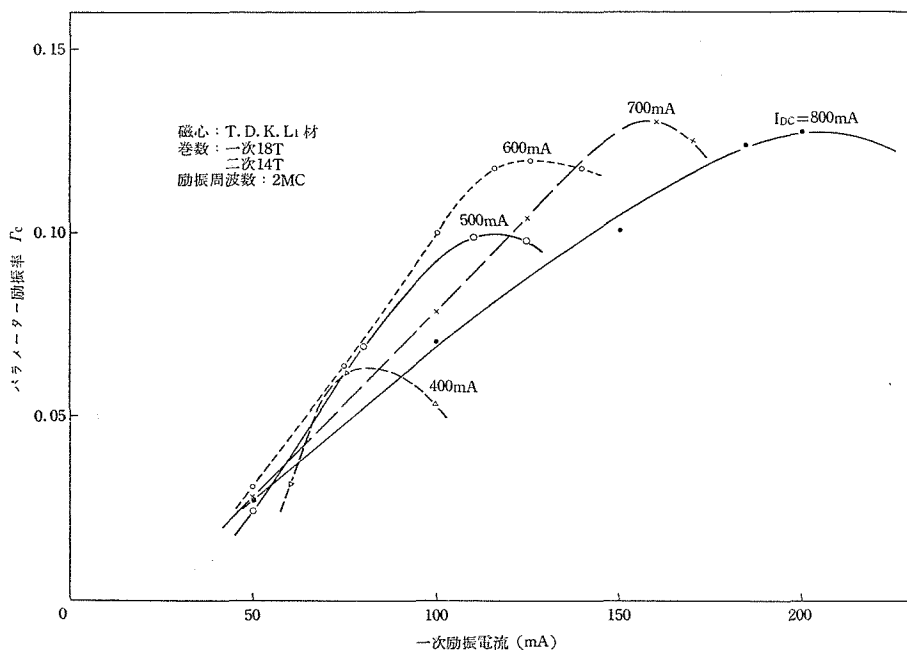


第16図 直流バイアスによるインダクタンスの変化

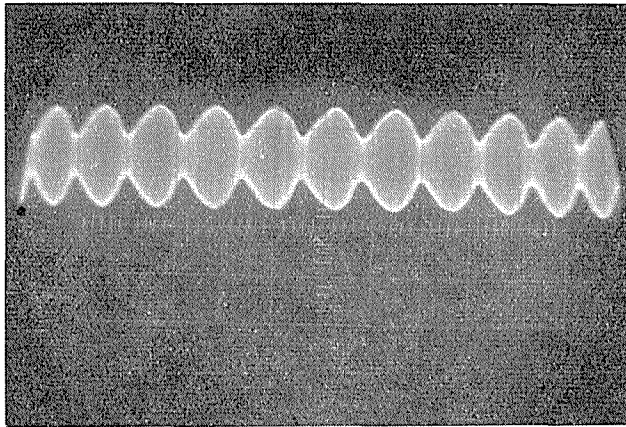


第17図 分周器の発振特性

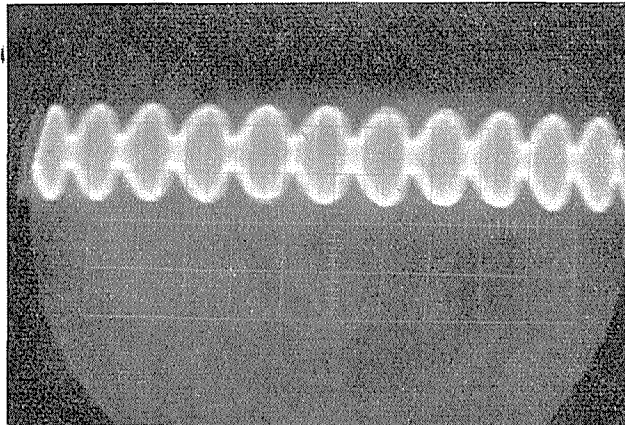
第6図に示すように、このパラメーター励振作用による分周器を、前述の周波数変調回路の出力側に負荷として接続し、その発振特性を測定すると、入力信号電圧のない時に第17図のようになる。信号電圧を加えて、周波数変調波電流で励振した場合の発振



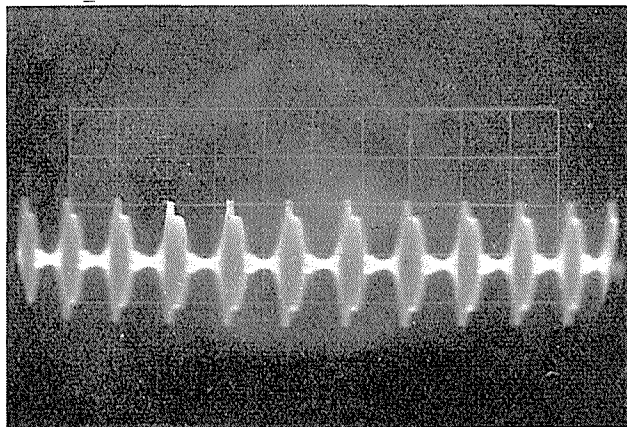
第18図 パラメーター励振作用による分周器の Γ_c 特性



第 19 図 入力レベル 0.25V のときの発振電圧波形



第 20 図 入力レベル 0.7V のときの発振電圧波形

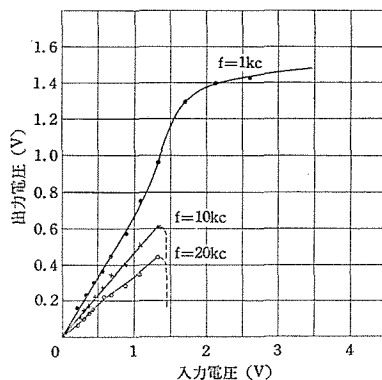


第 21 図 入力レベル 1.5V のときの発振電圧波形

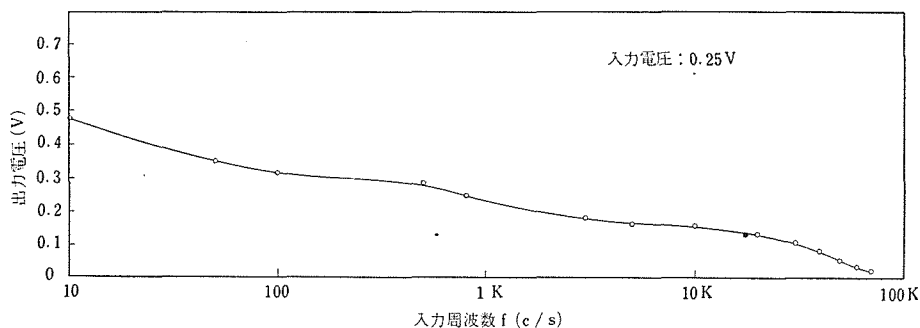
電圧波形は、第19図、第20図、第21図に示すように完全に振幅変調波に変換されている。この中、第19図は搬送周波数 $2MC$ 、入力信号周波数 $25KC$ 、真空管 V_1 の格子に加える信号電圧 $0.25V$ の時の周波数変調波電流によるものである。この発振電圧の搬送周波数は、 $1MC$ に分周されているが、振幅変調波の包絡線すなわち信号周波数は、元のままの $25KC$ である。なお図の包絡線の歪は、入力信号波形の歪がそのままあらわれたものである。この図の変調率は 50% 程度である。

第20図は搬送周波数および信号周波数をそのままにして、真空管 V_1 に加える信号電圧を $0.7V$ に増した場合の分周器の発振波形である。 60% 変調程度であるが、やや高調波を含んできておる。したがって入力信号電圧は、 $0.7V$ 位までが限度と考えられる。さらに入力信号電圧を増して、 $1.5V$ にした場合が第21図であって、非常にひずんでしまっている。

このように周波数変調波が、振幅変調波に変換されるので、復調回路は大変簡単になる。そこで第6図のダイオード D を使用した復調回路によって、上の発振電圧から信号電圧を取りだし、入力信号電圧との関係を見ると第22図のようになる。真空管 V_1 の格子に入る信号電圧を増して行くと、それと同じ周波数の出力電圧は最初比例して増加する。図では入力信号電圧 $1V$ 程度まで直線性がかなり良く、更に増すと飽和して、ついには発振停止して出力は零になる。



第22図 入出力特性



第23図 周波数特性

またこの入力信号周波数を変化させた場合の出力電圧は、第23図のようになる。この特性は入力信号電圧を $0.25V$ に一定にして測定したものである。この周波数特性は、使用したトランス類が適当でなかったものがあり、それらの特性を改善することにより、さらに良くし得るものと思われる。

4 結 言

インダクタンスを単側帯波電流および周波数変調波電流でパラメーター励振した場合の諸現象について述べた。その結果を結論としてまとめると、次のとおりである。

(1) 単側帯波電流でパラメーター励振を行なうと、非常に良い広帯域分周器とすることができる。

(2) しかしながらその場合の入力出力特性は第 10 図のように、非常に悪い。逆にこの飽和特性は別の利用面が考えられる。

(3) 周波数変調波でパラメーター励振を行なうと、振幅変調波に変換される。したがって周波数変調波の復調が、非常に簡単に行なえる。

(4) その場合、搬送周波数は $\frac{1}{2}$ に分周されるが、信号周波数は変化なく、また入力出力特性も非常に良い。

終りに卒業研究として本実験に協力をいただいた真島文夫、御子柴堅亮の両氏に厚く御礼申し上げます。

5 文 献

- (1) 青木，東条：昭和 33 年電気四学会連合大会講演論文集 1053
- (2) 青木：昭和 33 年度電気通信学会全国大会講演論文集 247
- (3) 吉田，松崎：電気試験所彙報 第 7 巻 第 4 号
- (4) 電気通信学会：パラメトロンとその応用，昭和 35 年 2 月発行 P. 3
- (5) Chance, B. et al: Waveforms. M. I. T. Rad. Lab. Ser., 19, 1947 McGraw-Hill
- (6) 坂本他訳：周波数変調，昭和 29 年 1 月発行
- (7) 高島：デジタルの回路素子と基礎回路，昭和 34 年 7 月発行 P. 59

Summary

Parametric Excitation using a Current of Amplitude Modulation and Frequency Modulation

Yorimoto Tanno

(Department of Communication Engineering, Faculty of Engineering)

When a nonlinear inductance is excited by a current of a certain frequency, a subharmonic of half the frequency of the current oscillates a tank circuit comprising the nonlinear inductance and a capacitance. If the exciting current is modulated by an amplitude or by a frequency with a signal current, the result is following:

(1) When the inductance is excited by an amplitude modulated current, a subharmonic of a signal frequency can be obtained with detecting the oscillated voltage.

(2) In this case, synchronization of the oscillator at a subharmonic of an input signal is very stable if the signal frequency changes widely.

(3) If the inductance is excited by the frequency modulated current, the output is converted into an amplitude modulation, and can be easily detected in the usual manner. That is, the frequency modulation is converted into an amplitude modulation.

(4) In this case, the signal frequency is not divided. And a linearity is very good.

In this paper, these principle and experimental results are discussed.