

メカニカルチョッパを用いた変調形増巾器について

坂口 正雄*

The Modulating Type Amplifier Containing Mechanical Choppers.

Masao Sakaguchi

1. ま え が き

変調形増巾器は計測制御方面で広く用いられるが、従来は半波形の場合が多いので、その信号周波数帯域幅は狭く、通常はチョッパ励振用搬送波周波数の1/10くらいである。そこで、信号周波数帯域を広げるため、直結形直流増巾器と組み合わせた複合形増巾器が用いられている。

しかし、複合形に構成した場合は高利得の直結形増巾器を用いるため、グリッド電位ないしは負電源の設定などにおいて回路的に厄介であり、複合形回路に代わる広帯域低ドリフト直流増巾器として、変調形増巾器の広帯域化が考えられる。ところで、半導体チョッパを全波形として用いた変調形増巾器で搬送波周波数の整数倍を含めた広帯域信号周波数を扱った場合の検討はすでに行われている⁽²⁾。

いま従来のメカニカルチョッパを用いた変調形増巾器で広帯域化を行おうとすれば、半導体チョッパと異なり、必ずしもチョッパのオンオフ作用の duty ratio が0.5でない。したがって、全波形に構成しても高調波リップルが必ず発生し、出力波形が歪む。そこで、負帰還による高調波リップルの抑圧が考えられ、それについて実験的にはある程度明らかにされている⁽¹⁾。

しかし、加えた負帰還量と、それによる高調波リップルの改善度との関係は未だ定量的には扱われていないので、具体的に回路設計を行う場合の定量的な設計の目安がない。

上記の観点にたち、本報ではまず第一段階として、信号周波数が搬送波周波数に比べて十分小さい範囲の出力特性を解析し、高調波リップルと負帰還量の定量関係を明らかにした。そして、その結果を数値計算によって検討し、さらに実験的にも確かめたものである。

2. 解 析

ここでは変調後の交流増巾部では信号分を完全に遮断するものとして、全波負帰還系の動作特性を定量的に解析する。なお、本論文でいうメカニカルチョッパの duty ratio, $d < 0.5$ の場合は一般にはチョッパの接触形式が中央開放形を示し、 $d > 0.5$ の場合は中央短絡形を示す。

全波変調系のブロック図を図-1に示す。いま文献(2)の解析法を参照し図-1に示したチョッパ関数を等価的に可変抵抗 $r_m(t)$ と考え、回路方程式から各回路電流を求め、その周波数成分を用いて出力を誘導する。

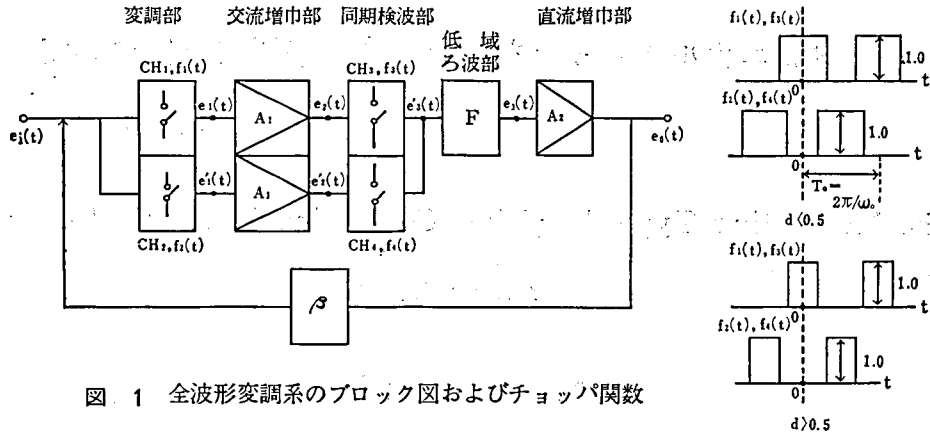


図 1 全波形変調系のブロック図およびチョップ関数

ところで、図-1のブロック図に従って全波変調系の回路を構成すれば図-2となる。

さて、図-2より、 $i_1(t) \sim i_3(t)$ を求めれば、

$$\left. \begin{aligned} i_s(t) &= g_{s1}(t)e_i(t) + g_{s0}(t)e_o(t) \quad (s=1, 2) \\ i_3(t) &= g_{31}(t)e_2(t) + g_{32}(t)e_3(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $g(t)$: 伝達コンダクタンス

たとえば、上式の $i_1(t)$ に対する伝達コンダクタンスを計算すれば、

$$\begin{aligned} g_{11}(t) &= R_i^{-1}/A(t), \quad g_{10}(t) = g_{11}(t) \cdot R_i/R_f \\ A(t) &= 1 + \{r_1(t) + R_3\} [R_i^{-1} + R_f^{-1} + \{r_2(t) + R_3\}^{-1}] \dots\dots\dots(2) \end{aligned}$$

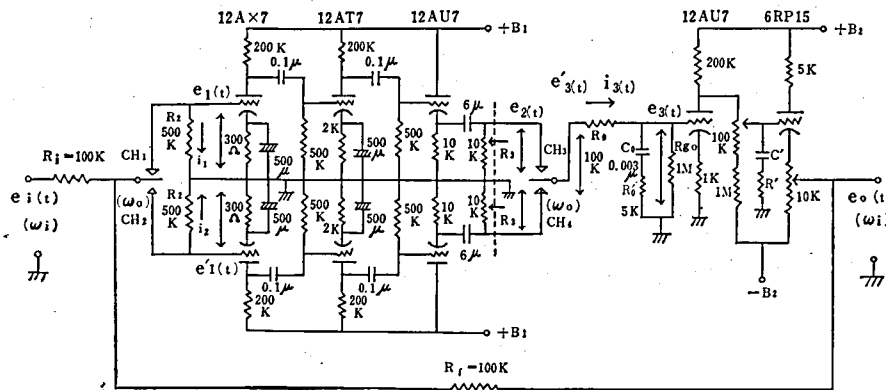


図 2 変調形増巾器回路図

いま、チョップの作用関数から得られる $r_m(t)$ 波形より類推して(1)式のコンダクタンス波形を求めると図-3のようになる。

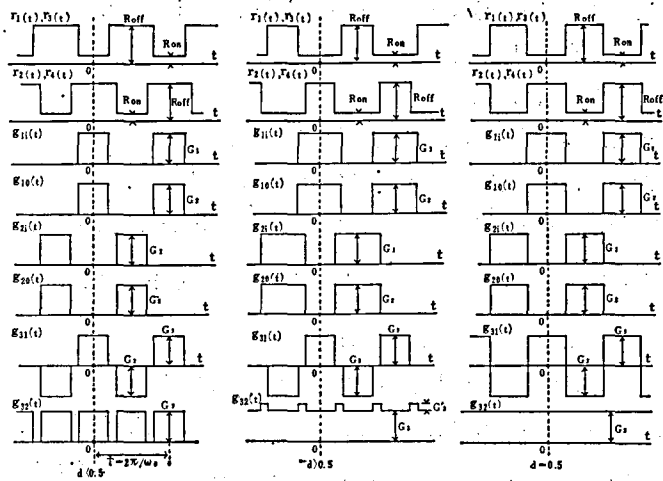


図 3 $rm(t)$ 波形および各伝達コンダクタンス

ところで、 $d \neq 0.5$ のために生じた高調波リップル成分を定量的に扱うために、まず、 $d=0.5$ の場合の伝達コンダクタンスを求め、 $d \neq 0.5$ の場合の伝達コンダクタンスと比較し、その差異（リップル成分）を求める。つまり、 $d \neq 0.5$ の場合の伝達コンダクタンスを $d=0.5$ の場合のそれと、リップル成分とで表現する。そして、それらはやはり周期性を持つのでフーリエ級数で表現でき、リップル成分を含めた伝達コンダクタンスの周波数成分が求まる。

たとえば、 $d < 0.5$ の $g_{32}(t)$ は図-3 および図-4 より、次のように与えられる。

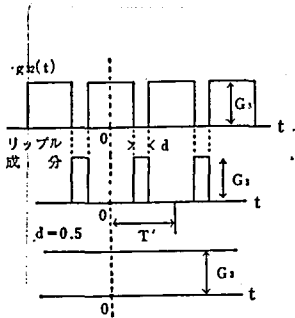


図 4 $g_{32}(t)$ 関数波形

$$g_{32}(t) = G_3 - \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{3n} e^{j\frac{1}{2}n\omega_0 t}$$

ただし、 ω_0 : チョップ角周波数

$$g_{3n}(n=0) = k_0 G_3, \quad g_{3n}(n \neq 0) = \frac{1}{2} k_n G_3 \quad \dots (3)$$

k_n : 高調波リップルの各周波数成分

$$G_3 = R_3^{-1} / (1 + R_2 \cdot R_3^{-1})$$

同様に $d > 0.5$ の場合も求まり、さらに g_{31}, g_{30}

($S=1.2$), g_{31} についても求まるが省略する。

したがって、(1), (3)式から伝達コンダクタンスの各周

波数成分を用いて、各回路電圧の $(wi + n\omega_0)$ 成分 E_{mn} が誘導できる。

いま、図-2 に示した各部の電圧の $(wi + n\omega_0)$ 成分 ($n=0, \pm 1, \pm 2 \dots$) および交流増巾部、直流増巾部の利得をそれぞれ E_{mn}, A_1, A_2 とすれば、 $E_{2n} = A_1 R_2 I_{1n}$, $E'_{2n} = A_1 R_2 I_{2n}$ および、 $E_{0n} = A_2 \cdot E_{3n}$ が成立する。したがって、(1)式と上記の関係から I_{3n} は E_{in}, E_{on} の関数として誘導でき、低域系波部のインピーダンスを $(wi + n\omega_0)$ 成分に対して Z_{on} とおくと $I_{3n} Z_{on} = E_{on} / A_2$ が成立するで、この関係式に I_{3n} を代入して整理すれば出力の一般式として次式が得られる。

$$\begin{aligned} & -A_1 A_2 R_2 G_1 G_3 Z_{on} E_{in} + A_1 A_2 R_2 Z_{on} \sum G_{1p} E_{ip}' \\ & = (1 + Z_{on} G_3 + A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 Z_{on}) E_{on} - A_1 A_2 R_2 Z_{on} \sum G_{2p} E_{op}' - Z_{on} \sum G_{3p} E_{op}' \end{aligned}$$

ただし、 $A_1(j\omega i) \neq 0$, $p + p' = n$, ($n, p' = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$)

$$\begin{aligned}
 G_1 &= R_1^{-1} / \{1 + R_2(R_1^{-1} + R_5^{-1})\}, \quad G_2 = R_5^{-1} / \{1 + R_2(R_1^{-1} + R_5^{-1})\} \\
 \dot{Z}_{on} &= R_{go} // \{R_o + \{j(\omega i + n\omega_o)C_o\}^{-1}\} \\
 \dot{E}_{in}(n=0) &: \text{入力信号成分}, \quad \dot{E}_{in}(n \neq 0) = 0 \\
 \dot{E}_{on}(n=0) &: \text{出力信号成分}, \quad \dot{E}_{on}(n \neq 0): \text{高調波出力成分}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

たとえば、上式において、 $d > 0.5$, $n=0$ の場合を展開してみると、

$$\begin{aligned}
 -A_1 A_2 R_2 G_1 G_3 \dot{Z}_{oo}(1-k_o) \dot{E}_{io} &= \{1 + (G_3 + k_o G'_3) \dot{Z}_{oo} + (1-k_o) A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 \dot{Z}_{oo} \\
 + \frac{1}{2} \dot{Z}_{oo} \{G'_3 - A_1 A_2 R_2 G_2 G_3\} \{k_1(E_{0(-1)} + E_{01}) + k_2(E_{0(-2)} + E_{02}) + \dots\}\} \dot{E}_{io}
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

ただし、 $p + p' = 0$, $G'_3 = R_3 / \{(R_3 + 2R_o)\}$

$k_n(n=0, 1, 2, \dots)$: 高調波リップルの各周波数成分

同様に $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ についても求め、それらを連立させて解けば出力 $\dot{E}_{on}(n=0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ が求まる。勿論、 $d < 0.5$ の場合も全く同様にして求まるが省略する。

3. 出力および高調波成分の検討

3-1 \dot{E}_{oo} および $\dot{E}_{on}(n \neq 0)$ の検討

(4)式から導びかれる連立式で、 \dot{E}_{on} の係数を要素とする行列を Δ 、またその第 m 列の要素を左辺の \dot{E}_{io} の係数で置換した行列式を Δ_m とおけば、 \dot{E}_{on} は Cramer の公式によって、 $\dot{E}_{on} / \dot{E}_{io} = \Delta_m / \Delta$ で与えられる。

$$\text{ここで } \Delta = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2n} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} \end{vmatrix}$$

$$\text{ただし、} d < 0.5 \text{ のとき } a_{ij} = \begin{cases} 1 + (1-k_o)G_3 \dot{Z}_{on} + (1-k_o)A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 \dot{Z}_{on} & (i=j) \\ -\frac{1}{2} k_n G_3 \dot{Z}_{on} (1 + A_1 A_2 R_2 G_2) & (i \neq j) \end{cases}$$

$$d > 0.5 \text{ のとき、} a_{ij} = \begin{cases} 1 + (G_3 + k_o G'_3) \dot{Z}_{on} + (1-k_o)A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 \dot{Z}_{on} & (i=j) \\ \frac{1}{2} k_n \dot{Z}_{on} (G'_3 - A_1 A_2 R_2 G_2 G_3) & (i \neq j) \end{cases}$$

いま、上式で図-4に示したリップル成分の $d/T' \ll 1.0$ であれば、近似的に、

$$k_n + k_{(n+1)} \doteq 0 \quad (n=1, 2, \dots) \tag{7}$$

さらに、 \dot{E}_{on} に対するチョッパを除いた系の利得を \dot{Q}_n ($\dot{Q}_n = A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 \dot{Z}_{on} / (1 + G_3 \dot{Z}_{on})$) とすれば、通常 $|\dot{Q}_n| \gg 1.0$ であるから、行列式 Δ の同一行および列の要素の間に変換を行えば対角行列となり、 $\Delta = a_{11} \ a_{22} \ a_{33} \ \dots \ a_{nn}$

$$\doteq (A_1 A_2 R_2 G_2 G_3)^{2n+1} \tag{8}$$

つぎに、 \dot{E}_{io} の係数で置換した行列式 Δ_m は Δ の場合と同じく、

$$\begin{aligned}
 \Delta &= a_{11}' a_{22}' a_{33}' \dots a_{nn}' \\
 \Delta_m(m \neq 1) &= a_{11}' a_{22}' \dots a_{nn}' \\
 \text{ただし、} \quad a_{11}' &\doteq A_1 A_2 R_2 G_1 G_3 (d \leq 0.5) \\
 a_{11}' &\doteq \begin{cases} 1 + (1-k_o)G_3 \dot{Z}_{oo} & (d < 0.5) \\ 1 + (G_3 + G'_3 k_o) \dot{Z}_{oo} & (d > 0.5) \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

したがって、上式より出力信号分は、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{E}_{oo}}{\dot{E}_{io}} &\doteq \frac{-(A_1 A_2 R_2 G_2 G_3)^{2n} A_1 A_2 R_2 G_1 G_3}{(A_1 A_2 R_2 G_2 G_3)^{2n+1}} = -\frac{G_1}{G_2} = -\frac{1}{\beta} \\ \text{ただし、} \beta &= R_i / R_f \text{ (負帰還係数)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(10)$$

上式から、 \dot{E}_{oo} は負帰還係数により決まり、 $|\dot{Q}_o|$ は出力精度に関係する。

同様に、(8), (9)式から $d < 0.5$, $d > 0.5$ の場合の高調波リップル成分 $\dot{E}_{on} / \dot{E}_{io} (n \neq 0)$ が求まり、結果式のみ示すと、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{E}_{on}}{\dot{E}_{io}} &\doteq \frac{1}{\beta} k_n \frac{\frac{1}{2} \{1 + (1 - k_o) G_3 Z_{oo}\}}{A_1 A_2 R_2 G_2 G_2 Z_{oo}} & (d < 0.5) \\ \frac{\dot{E}_{on}}{\dot{E}_{io}} &\doteq \frac{1}{\beta} k_n \frac{\frac{1}{2} \{1 + (G_3 + k_o G_3') Z_{oo}\}}{A_1 A_2 R_2 G_2 G_3 Z_{oo}} & (d > 0.5) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(11)$$

ただし、 $k_n (n \neq 0)$ リップルの各周波数成分

上式は高調波リップル $\dot{E}_{on} (n \neq 0)$ がループ利得に逆比列し、 k_n に比例して抑圧されることを示し、高調波リップルと負帰還量との関係の目安を与えるものである。

3-2 数値計算

本節では第2節で扱った解析結果を用いて、リップルと負帰還量の関係を数値計算によって検討する。チョップの duty ratio は実際に用いられている $d=0.45$ (中央開放形)、 $d=0.55$ (中央短絡形) の各場合について図-2の回路定数を用いて電子計算機 (FACOM231汎用) で計算

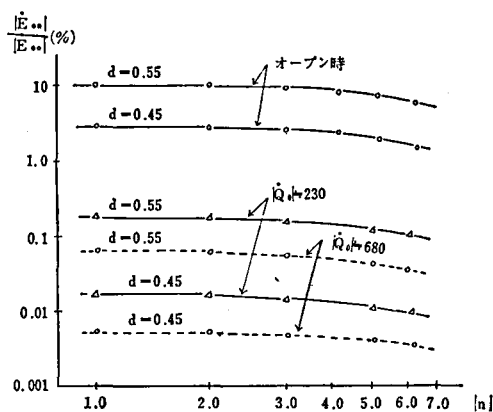


図 5 数値計算例

した。図-5はその計算例である。同図より $|\dot{E}_{oo}|$ に対して $|\dot{E}_{on}|$ は $|\dot{Q}_o| \doteq 680$, $d=0.45$ で 0.0067%, $d=0.55$ のときは 0.070% でそれぞれ最大値を示す。さらに $|\dot{Q}_o| \doteq 230$, $d=0.45$ で 0.019%, $d=0.55$ で 0.20% を示し、オープン時は $d=0.45$ で 3.1%, $d=0.55$ で 11.0% と最大値を示す。

そして、ほかの $|\dot{E}_{on}|$ は n に対して収束が悪いが、これは高調波リップル成分の収束がやはり悪いためである。

ところで、上記の数値計算結果は (3.1) で示した(11)式の計算結果と約 4 割の誤差で一致するが、このように誤差が大きいのは E_{on}

$\{n=0 \sim (-6)\}$ について(4)式を数値計算したためと、(11)式を(7)式で示したように大きな近似条件で誘導したことに起因する。

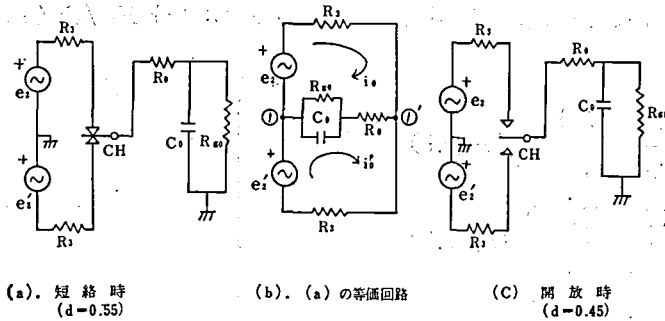
次に、オープン時に対する高調波リップルの改善度を見ると、 $|\dot{Q}_o| \doteq 680$, $d=0.45$ のとき約 $1/500$, $d=0.55$ で $1/160$ に改善され、さらに $|\dot{Q}_o| \doteq 230$, $d=0.45$ で $1/160$, $d=0.55$ で $1/50$ にそれぞれ改善される。

したがって、以上の数値計算結果からチョップの duty ratio を 0.45にとり、ループ利得を十

分大きくとれば高調波リップルが非常に抑圧されることがわかる。

一方、 $d=0.45$ の方が $d=0.55$ よりオープン時、負帰還時共にリップルの抑圧には効果的であるが、このことは物理的に次のように説明づけられる。

すなわち、同期検波部チョップの短絡時、開放時の回路を図-6に示す。同図より、チョップ



短絡時には e_2, e_2' による電流 i_0, i_0' は(b)図に示したように流れ、 $e_2 = e_2'$ であるからそれぞれ相殺しあい、①①'間に電流は流れない。したがって、この期間は負帰還系は実効的に切れる。

図 6 チョップの短絡、開放時の同期検波部

一方、チョップ開放時は(c)図から明らかのように

回路が開放となり、負帰還系は完全に切れる。

ところで、チョップの短絡時、または開放時の検波部の放電時定数 τ は、

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= C_0 \cdot (R_0 // R_{g_0}) && \text{(チョップ短絡時)} \\ \tau_2 &= C_0 \cdot R_g && \text{(チョップ開放時)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

ただし、 $R_3 \ll R_0$

したがって、 $\tau_1 < \tau_2$ となり、放電時定数が大きい程リップルは小さいので、 $d=0.45$ の方がリップルは少ない。

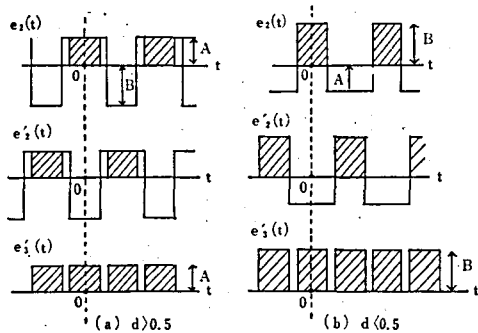


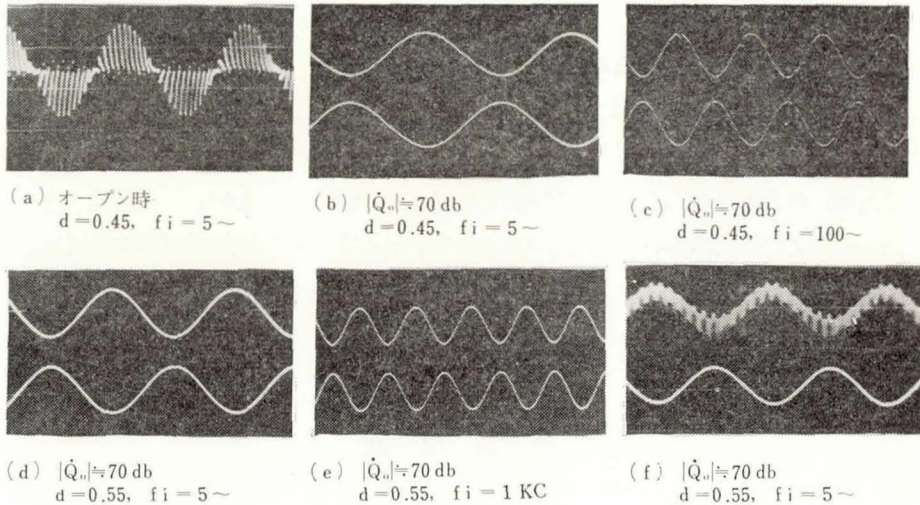
図 7 図-2で直流入力時の $e_2 \sim e_3(t)$ 波形

また、変調後の直流を遮断した電圧波形は図-7に示すようにチョップの duty ratio により異なる。

そして、 $d=0.45$ の方が $d=0.55$ の場合より大きい電圧が出力に伝送される。このことは $d=0.45$ の方が実効的にループ利得が大きいことを示しており、 $d=0.55$ の場合よりリップルは抑圧されることが理解できる。

4. 実 測

実測例として演算増巾器、符号変換器を扱った⁽³⁾。実測回路図は図-2であり、 $f_0 = 60 \sim |Q_0| \div 70db$, $\beta = 1.0$ 検波部時定数は演算器の広帯域化を考慮して小さくとった。また、文献(2)を参照して $|Q_n|$ に対して十分な位相余裕をとって増巾器を設計した。出力波形例を図-8に示す。(a)(b)(c)は $d=0.45$ の場合であり、(d)(e)(f)は $d=0.55$ の場合である。(a)~(e)は位相余裕を十分にとった場合、(f)は考慮しなかった場合の出力波形である。

図 8 出力波形の実測例 ($f_0=60\sim$)

このように位相余裕を十分にとることにより高周波の異状発振現象を防ぐことができる。また、同図で(b)~(f)の下側は入力信号を示す。

ところで、前節で高調波リップルの抑圧のためには $d < 0.5$ にとった方が有利であることを述べたが、図—8 (b)(c)より、 $d < 0.5$ の場合はやはり高調波リップルが見られる。このことは、図—6に示したように、 $d=0.45$ の場合にはチョッパ開放時はやはり回路も開放となり、そこからハムなどの他の雑音を誘導しやすく、図に見られるようにチョッパの切れめで高調波分が乗る。一方、 $d=0.55$ の場合は系が実効的に切れるのみで回路は閉じているのでその恐れはない。

したがって、リップル抑圧のためには理論的には $d < 0.5$ の方が効果的であるが、他の雑音誘導の難点があるので、実用に際しては $d > 0.5$ にとり、ループ利得を高めた方が有利である。

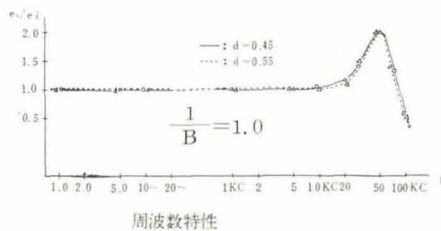


図 9

なお、参考のため $w_i > w_o$ の信号周波数についての実測例を図—8 (c)(e) および図—9に示した。図—9は周波数特性の実測図である。図—8~9から明らかのように実験的には十分に広帯域化が可能であるが、 $w_i \gg w_o$ の場合の扱いについては今後の問題である。

4. 結 語

以上、メカニカルチョッパを用いた変調形増巾器の出力特性を解析し、高調波リップルの抑圧について検討した。得られた結果を要約すると、

- (1) $d \neq 0.5$ のために生じた高調波リップルは負帰還を加えることにより改善されるが、その場合の負帰還量と改善度の定量関係を明らかにした。
- (2) 高調波リップルの抑圧はチョッパの duty ratio が 0.5 より小さい方が、大きい場合より効

果的である。たとえば、 $|Q_0| \doteq 680$, $d=0.45$ のとき $|E_{011}|/|E_{00}|=0.0067\%$, $d=0.55$ で 0.07% となり、 $d=0.45$ の方が1けた改善度が大きい。

ところで、実用に際して、 $d < 0.5$ の場合は雑音が導入されるので $d > 0.5$ にとってループ利得を十分大きくとった方が有利であることが実験的に確められた。この雑音はチョッパの開放時に誘導されるためと考えられるが、この除去については今後検討したい。

以上、 $w_i \ll w_0$ の場合について定量的に扱ったが、 w_i が w_0 の整数倍付近の解析および検討は今後の問題である。

終りに、本論文について終始にわたり御指導いただいた信州大学工学部工藤道夫教授に深く謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 中 津 山 山形大学紀要(工学) 第9巻 第1号 (昭41)
- (2) 工 藤 計測と制御 第6巻 第6号 (昭42)
- (3) 坂口, 工藤 通信学会信越支部大会 No. 6 (昭42)