

# 空電波形用遅延回路素子

岩井 章 杉山 幸弘

## I. 緒 言

従来、空電波形の測定には、フィルムの節約のためと、方位測定との連動観測のために、ブラウン管指示はスタートストップ方式を採用して来た。この方式は人工雑音等の妨害より逃れるため、ある程度のレベルセッティングが必要であり、このレベル以下の空電は記録されず、又、それ以上の空電でもレベルを越えて始めて撮影されるので、最初に撮っているのが波形の始まりであるとは断定出来ない。このため、空電波形の研究に重大な障害となっていた。

この問題を解決するために、今迄、外国でも、当研究所でも努力したが、それは空電波形帯域である、数 10 c/s より、300 kc/s までを、そのまま一挙に遅延させる方式のみについてのものであったので、余りにも広帯域のため、充分実用に耐えうるものが得られていなかった。尤も、ある程度のもは外国において実用されている例があるが、遅延時間も短かく、特性も充分とは思われない。このため方式を変更し、高周波にのせて等価的に狭帯域となし、特性の改善を計るべきであるとの結論に達したが、適当な遅延素子が得られなくて今日迄到った。

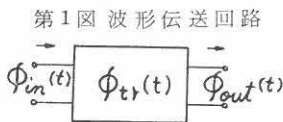
最近、電子計算機の発達に伴って、我国においても超音波を使った熔融ガラス遅延子が製作されるようになったのと、又、空電波形の研究の進展に伴って早急にこの問題の解決を迫られたので、ここに再び取上げてこの問題を解決するために実用化研究を行った。

その結果、空電波形用としては殆どその要求を満たしうるものが得られたので報告する。

## II. 空電波形用遅延回路素子

### 1. 遅延子として必要な特性

第1図の波形伝送回路において、入力端子に  $\phi_{in}(t)$  を加え、出力端子に  $\phi_{out}(t)$  として出て来た場合、



$\phi_{in}(t)$  と  $\phi_{out}(t)$  の間に歪がない、即ち、一定の時間的変位  $t_0$  と、一定の減衰をうける場合には、次の関係が成立せねばならぬ。

$$\phi_{out}(t) = A_0 \phi_{in}(t - t_0) \quad (1)$$

この伝送回路の伝播時間スペクトラムを  $\phi_{tr}(t)$  とすれば、上記の関係は周波数に無関係に成立せねばならないから、単位衝撃波に対しても、当然、成立すべきである。即ち

$$\phi_{in}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{in}(f) e^{j2\pi ft} df$$

ここに、 $\phi_{in}(f)$  は入力波形の周波数スペクトラムであり、単位衝撃波に対しては、 $\phi_{in}(f) = 1$  であるから、

$$\phi_{in}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi ft} df = \mathbf{1}(t) \quad (2)$$

伝送回路の伝播時間スペクトラムは、入力に単位衝撃波を加えたときの出力波形に等しいから、(1) 及び (2) より

$$\phi_{tr}(t) = A_0 \mathbf{1}(t - t_0)$$

この伝送回路の伝播時間スペクトラム  $\phi_{tr}(t)$  と、周波数スペクトラム  $\phi_{tr}(f)$  との関係は

$$\phi_{tr}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{tr}(t) e^{-j2\pi ft} dt$$

故に

$$\phi_{tr}(f) = A_0 e^{-j2\pi ft_0}$$

即ち、この伝送回路は、周波数に無関係な一定振幅特性  $A_0$  と、周波数に比例する位相特性  $\beta$  をもっている。従って、遅延時間  $t_0$  と位相特性  $\beta$  の関係は

$$\beta = 2\pi f t_0 \quad \therefore t_0 = \frac{\beta}{2\pi f}$$

若し、 $A_0$  が周波数の関数であれば振幅歪が起り、 $\beta$  が  $f$  の一次関数でなければ、 $t_0$  は  $f$  の関数となり、周波数によって遅延時間が異なるので位相歪が起る。

然し、伝送する信号の帯域が有限であれば、その帯

域に亘ってのみ上記の関係が満足されれば良い。

2. 変調方式における問題

本変調遅延方式においては、遅延媒体は後述するように、15 MC/s の熔融酸化珪素であり、遅延特性は遅延媒体の位相特性によるのであるから、これを測定するのが最も正確であるが、15 MC/s における相対位相差は分っても、その間の絶対位相差を測定することは甚だ困難である。又、そのように精密に測定しても、パルス信号に対しては余り意味がないので、普通には15 MC/s をパルスで変調して、その出力端に表われる時間を測定して遅延時間としている。然し、空電波形伝送はパルスと異り、振幅変調を採用する場合は、あとで成形することが出来ず、飽くまでも波形の忠実伝送であるから、遅延媒体の振幅位相特性を知る必要があるが、既述の如く困難である。従って、被変調波の包絡線のみについて考えると、今、変調入力を、 $a \cos \omega_a t$ 、搬送波を、 $I_m \cos \omega t$ 、変調度を  $k$  とすれば、被変調波入力は、振幅変調に対しては

$$I_m (1 + k \cos \omega_a t) \cos \omega t$$

$$= I_m [\cos \omega t$$

$$+ \frac{1}{2} k \{\cos (\omega + \omega_a) t + \cos (\omega - \omega_a) t\}]$$

この信号を、振幅特性  $A_0$  を持ち、 $\omega$  に対し  $\beta$ 、 $\omega \pm \omega_a$  に対し  $\beta \pm \beta_a$  なる直線位相特性をもつ遅延回路を通すとすると、その出力は

$$A_0 I_m [\cos (\omega t + \beta) + \frac{1}{2} k \cos \{(\omega + \omega_a) t + \beta + \beta_a\}]$$

$$+ \frac{1}{2} k \cos \{(\omega - \omega_a) t + \beta - \beta_a\}]$$

$$= A_0 I_m [\cos (\omega t + \beta)$$

$$+ k \{\cos (\omega t + \beta) \cos (\omega_a t + \beta_a)\}]$$

$$= A_0 I_m [1 + k \cos (\omega_a t + \beta_a)] \cos (\omega t + \beta)$$

今、直線検波により変調成分を取り出せば検波出力は

$$A_0 I_m k \cos (\omega_a t + \beta_a)$$

従って、変調入力と検波出力の間には  $\beta_a$  なる位相差が出る。これは恰も変調、検波の機構がなく、単に  $\beta_a$  なる位相特性をもつ回路を信号が通過するときと全く等価である。そして、その位相特性  $\beta_a$  は、 $\omega$  を

中心として最大変調角周波数  $\omega_{a0}$  に対応する位相特性  $\beta_{a0}$  だけ上下の間、即ち、 $\omega \pm \omega_{a0}$  に対する  $\beta \pm \beta_{a0}$  の傾斜が直線であれば、その信号は歪なく  $t_0$  だけ遅れて伝送される。ここに  $t_0$  は

$$t_0 = \frac{(\beta + \beta_{a0}) - (\beta - \beta_{a0})}{(\omega + \omega_{a0}) - (\omega - \omega_{a0})} = \frac{\beta_{a0}}{\omega_{a0}}$$

後述する歪が大変少ないものであるとして無視することが出来る場合には、入力変調波と検波出力波との間の、振幅、位相特性を以って、一応、この遅延回路を代表することが可能である。

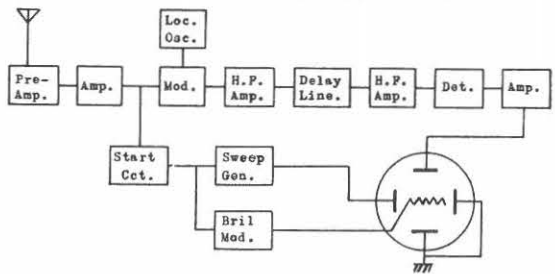
従って、本遅延回路は非常に急峻な位相特性をもつ回路と等価になり、前述した遅延回路の条件は、この変調波に対する、振幅、位相特性に対して成立すれば良い。

3. 装置の構成

空電波形測定機については、既に、報告されているが、それに本遅延子を附加するもので、本装置の構成は、第2図のブロックダイアグラムに示す如くである。

即ち、本方式は、高周波で変調し、比帯域幅を圧縮して遅延媒体を通し、然るのちに、検波して原波形を

第2図 遅延回路付空電波形測定機系統図



取出し、これを適当に増幅して、ブラウン管の垂直軸に加える。一方、遅延子を通る前より、トリガー信号を取り出して、掃引、輝度変調回路を作動させるものである。

4. 遅延子

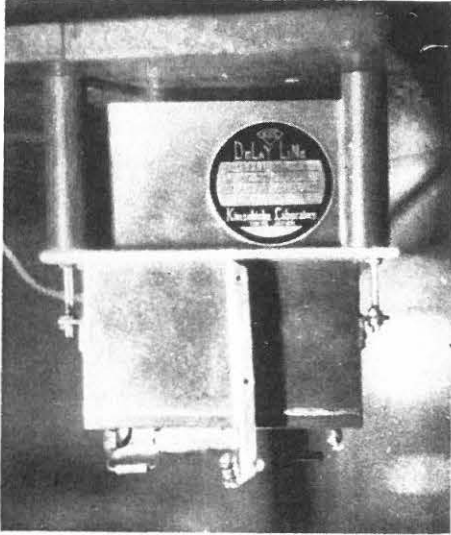
本方式に使用する遅延子は、電子計算機用として開発された金石舎製の MS-4 型デレイラインである。その特性は次の如くである。

MS-4 型 遅延子 特性

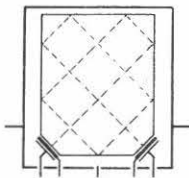
周波数 (MC/s)	遅延時間 ( $\mu$ sec)	挿入損失 (db)	スプリアス (db)	端子インピーダンス ( $\Omega$ )	容 量		大 き さ (cm)
					入 力 (pF)	出 力 (pF)	
15	250	32	35	1000	35	34.5	12.5 × 14.5 × 2.5

その外観は写真 I に示し、その内部の構造は第 3 図に示す。

写真 I. MS-4 型デレイライン



第 3 図 MS-4 型デレイラインの内部構造



本遅延子はパルス用に作られたものであるが、パルス変調にはスプリアス信号は問題とならないので余り考慮されていないが、装置の簡便のため、振幅変調を使用したので、スプリアス信号及び漏洩信号を極力おさえなければならない。このため、余り長い遅延時間をうることはむづかしくなるので、一応、 $250 \mu \text{sec}$  とした。この値が普通の過渡現象観測用に用いられているものよりも遙かに大きいのは、空電波形がトリガーする前の状態を知る必要があるため、単に掃引起動の遅れのみを補償するものではないからである。従って、この時間は出来るだけ長い方が良いのであるが、掃引時間が  $1 \text{m sec}$  位であるから、余り長すぎると波形の終りの方が欠ける心配があるし、又、前述のスプリアス信号の問題から、最適値として、 $250 \mu \text{sec}$  を選定した。この値は、従来、電気回路で不完全ながらも得られたものよりも約 10 倍も多い。

### 5. 回路方式

遅延子の搬送周波数が  $15 \text{MC/s}$  帯域幅が  $3 \text{db}$  下で

$\pm 0.5 \text{MC/s}$  空電の周波数帯域が  $300 \text{kc/s}$  までであるので、振幅変調方式による周波数変換を必要とする。 $15 \text{MC} \pm 300 \text{kc/s}$  の範囲においては遅延子自身の特性も余り変化が無いように見える。変調は  $6\text{AU}6$  の抑制格子変調方式とし、一段増幅して遅延子に供給する。遅延子よりの出力は、二段増幅の後、検波して出力を取出す。この増幅方式は上記の帯域を充分な直線特性でカバーしなければならない。遅延子入力の実効値約  $4.9 \text{V}$ 、出力  $0.12 \text{V}$ 、検波器入力  $11.5 \text{V}$  である。

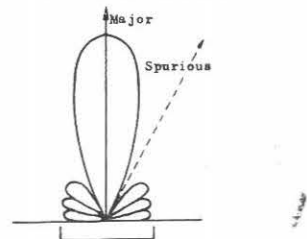
### 6. 歪及び漏洩

この遅延子は固体内の反覆反射を利用しており、変換器の指向性は第 4 図に示す通りであるので、余り遅延時間を多くとると、スプリアス信号比が高くおとれず、思わぬ所に変な信号が出て来る。これは空電の如き過渡信号を通すとき、空電であるのか、スプリアス信号であるのか判別出来ないで、このスプリアス信号は極力おさえなければならない。スプリアス信号を測定するため、第 5 図の如くパルスを入れてその出力をみると写真 II. の如くなり、これよりスプリアス信号比は約  $-35 \text{db}$  となる。

上述の原因によるものの外に、入出力端子間の漏洩によってもスプリアス信号は発生する。この漏洩のためのスプリアス信号は主パルスより遅延時間だけ進んでおり、パルス繰返周波数を変えても変化しないので、容易に分離することが出来る。この写真より見ると端子間の漏洩は約  $-40 \text{db}$  以下である。この漏洩を極力減少させるためには、入出力を遮蔽すると共に、接地端子について充分の考慮を払わなければならない。

以上はパルス変調によるものであるが、本方式においては連続波であるので、分離して測定することは困難であるが、これ等の歪は更に複雑になり、上記の他に搬送周波数の変動、遅延子の温度特性のため位相変化が起るので、これ等の影響をも考慮しなければならない。

第 4 図 変換器の指向性



第5図 スプリアス信号測定法

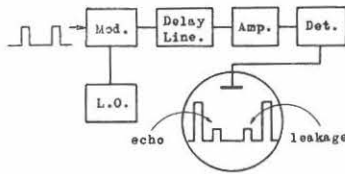
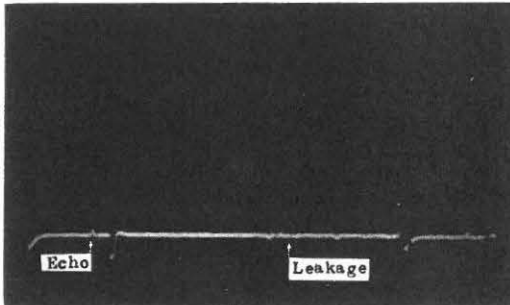


写真 II. スプリアス パターン



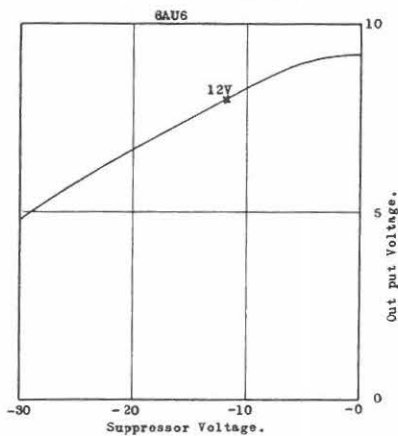
なくなる。従って、これ等の歪が実用上差支えない程度に抑圧されていなければならない。

上記の遅延子による歪の外に、変調器、検波器に歪があると、総合的に歪が発生する。これ等で発生する歪は非直線歪であり、振幅歪と高調波歪にわけられる。高調波歪は周波数分析をする場合、非常に妨害となるので、極力減少せねばならぬ。周波数分析の精度から、これ等の歪の総和は、3%以下であることが望ましい。

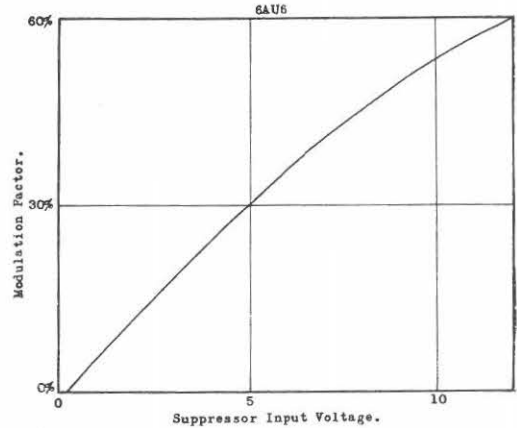
検波歪は直線検波を採用すれば比較的良好であるので、大部分の歪は変調歪である。

次に、第6図及び第7図に6AU6の抑制格子変調特性及び歪特性を示す。

第6図 6AU6 変調特性 I



第7図 6AU6 変調特性 II



我々の目的には、抑制格子直流電圧  $-12V$ 、平均変調率 15% 以下で使用するのが良いと思われる。

7. 増幅器特性

増幅器の特性が充分広帯域でない、上記歪の他に増幅歪が発生する。又、この増幅器において、遅延子の特性を若干補償することも可能である。使用したスタガー方式の増幅器の特性を写真 III に、遅延子を挿入したときの総合特性を写真 IV に示している。

写真 III. 増幅器のみの特性

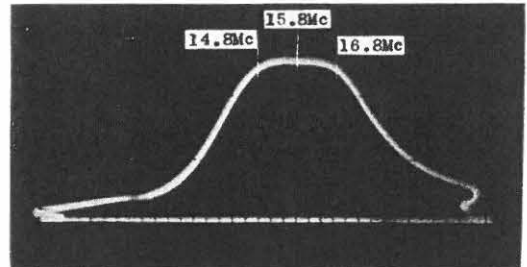
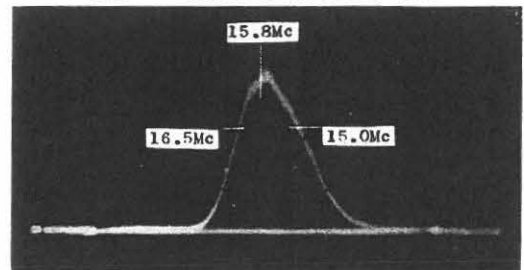


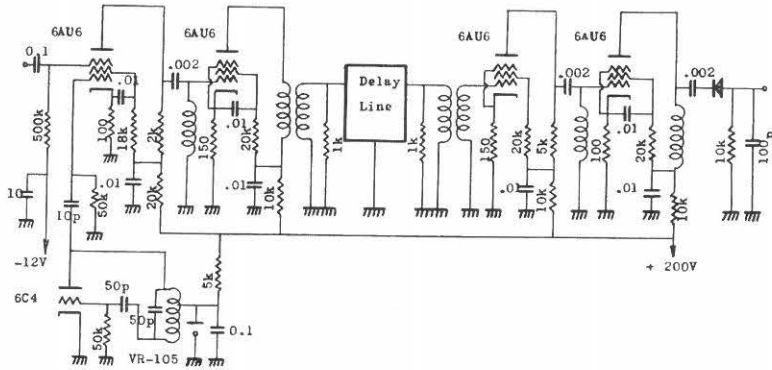
写真 VI. 遅延子を含む増幅器の特性



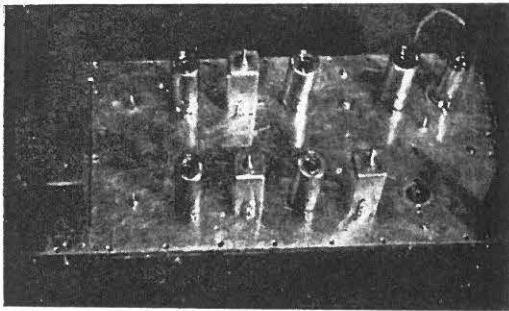
8. 実用回路例

実際に使用した回路の結線図を第8図に、その実物の写真を写真 V に示す。

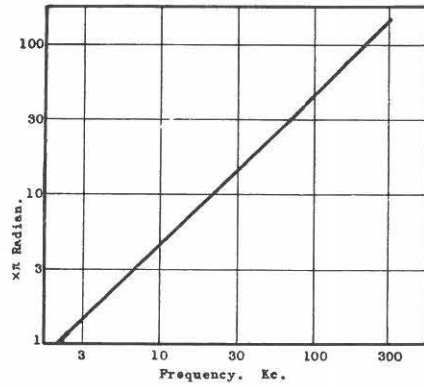
第8図 遅延回路網結線図



写真V. 遅延回路網



第9図 位相差対周波数特性



### III. 得られた結果

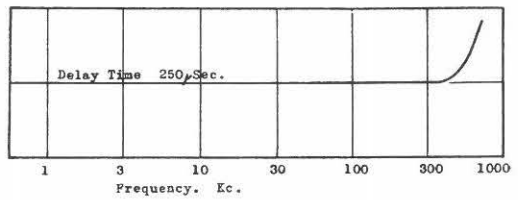
#### I 遅延特性

既述の如く、回路の位相特性を $\beta$ , 角周波数を $\omega$ とすれば、遅延時間 $t_0$ は

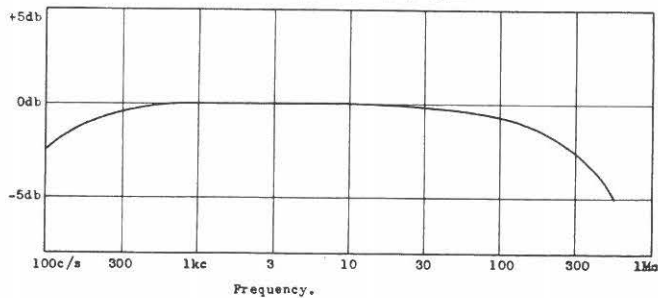
$$t_0 = \frac{d\beta}{d\omega}$$

である。この $\beta$ の $\omega$ の関数として直接測定する必要はなく、変調波についてのみ知れば良いことは、II. 2. において述べた通りである。

第10図 遅延時間対周波数特性



第11図 振幅対周波数特性



従って、変調波の入力と検波出力との間の位相差と周波数の関係を求め、これを以って等価総合遅延特性とした。第9図はこの位相差対周波の曲線である。これよりみると、300 kc/s までは殆ど一定であり、その微係数である遅延特性は第10図に、これに対する振幅特性は第11図に示す。

この結果からみると、300 kc/s 位までの範囲なら充分実用に供し得られるし、又、補償回路を使用すればもっと広い帯域にわたって実用しうるであろう。我々の目的には無補償で充分である。

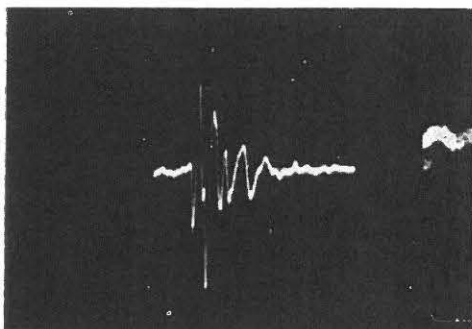
## 2. 使用実例

本遅延子を用い実際に空電を受信した結果を写真 VI 及び VII に示す。VI は遅延子を通さないもの、VII は同一の空電を遅延子を通したもので、両者の間には、目視では殆ど差異が認められない。この波形の掃引時間は、1 m sec である。

写真 VI 遅延子を通さない空電波形



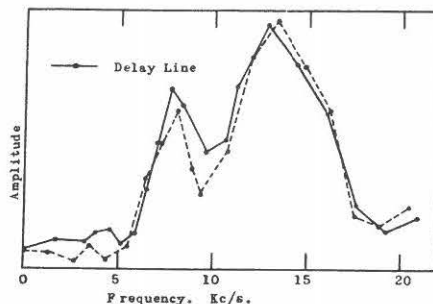
写真 VII 遅延子を通った空電波形



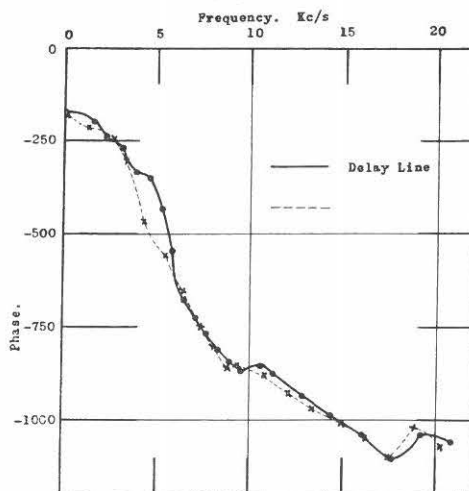
## 3. 周波数分析結果

上記の遅延子を通さないものと通したものととの間の差異を定量的に知るために、両者をそれぞれ周波数解析した。これ等の結果の1例を第12図及び第13図に示す。

第12図 周波数スペクトラム



第31図 位相スペクトラム



周波数分析の精度から考えて、この程度ならば、実用上充分であると思われる。

## V. 結 言

空電波形の遅延回路素子の問題は、空電の研究の頭初よりの懸案であったが、本研究によって殆ど満足出来るものが得られた。

現在の段階では、250  $\mu$ sec であるが、これ以上の遅延をうるには、水銀遅延子の方がスプリアス信号比が高くとれるので有利である。

本研究を企図した最初の目的であった処の遅延子を使用して空電波形を貯蔵し、これを順次周波数解析に使用すると云う計画は、スプリアス信号のために本遅延子では不可能なことが分った。これは寧ろ磁気録音機を使用した方が良い。磁気録音についても、電子計算機用として高速度型のもが開発されているので、次の機会に実用化研究を行う積りである。

本研究は、金石舎研究所研究部長品田敏雄氏の特別の御配慮により遅延子を借用して行った。ここにその御好意に対し深く感謝する次第である。

尚、得られた空電波形の分析は、佐尾研究室にお願いした。その労に対し謝意を表する。

終りに、金原所長始め、空電研究室の各位の御指導、御援助に感謝する。

## V. 文 献

- (1) 品田・森：電気通信学会，電子計算機研究専門委員会資料，1957，10. 25.
- (2) 高橋 他：電気試験所彙報，21 卷 1 号，p43.
- (3) F. A. Metz and W. M. A. Andersen: *Electronics*, July p96., 1949.