

NRZ 形磁気ひずみ遅延線記憶装置

A Magnetostrictive Delay Line Memory using a Non-Return-to-Zero Method of Operation

高羽 禎 雄*・木 下 英 実*

Sadao TAKABA and Hidemi KINOSHITA

磁気ひずみ遅延線記憶装置のアクセス・タイムを短縮する目的で NRZ 形式を採用し、装置の設計、試作を行なった。動作安定度の点で問題となるパタン変動の影響を考慮するために記号間干渉の最悪値である eye opening を遅延線のステップ電流応答波形から求める方法、ならびにその近似算法を見出し、これを評価基準として、遅延線の選択条件、動作条件、周辺回路の設計条件を求め試作装置にこれを適用して良好な結果を得、この手法の妥当性をあきらかにした。

1. ま え が き

磁気ひずみ遅延線は、Joule 効果あるいは Villari 効果ともよばれる磁気ひずみ効果を利用した電気-音響変換子によって電氣的なパルス弾性波に変換し、金属線条中を伝搬させることによって $10^{-2} \sim 10^{-5}$ 秒程度の長大な遅延をとることのできる素子であって、デジタル信号遅延装置あるいは循環形記憶装置として古くから研究・開発が行なわれてきた¹⁾。

記憶装置としての磁気ひずみ遅延線は

- 1) 小容量の記憶装置として経済性に富んでいる。
 - 2) 循環形アクセス動作に適合している。
 - 3) 書込み、読出し用の駆動電流が比較的小さい。
- などの特長を有している一方
- 4) ランダム・アクセス動作に対してはアクセス・タイムが比較的大きい。
 - 5) 電源が切れると記憶内容が消滅する。
 - 6) 耐振動性、雰囲気耐性が十分でない。

などの欠点があることから、磁心記憶装置などに比べてかなり一般性に乏しいとされてきた。しかし、最近の製造技術の進歩によって 6) の問題がある程度解決されるとともに、遅延線材料の開発によって非分散性のねじれ波姿態に対する遅延時間の温度係数を 1 ppm/°C 程度とすることが可能となって遅延線 1 本あたりの記憶容量を 10^4 ビット程度までとることができるようになり、いっそう経済性に富んだものとなった。一方、最近の通信・計測・情報処理などの諸分野におけるデジタル技術のめざましい進展によって、小形電子機器、たとえばデータ通信端末装置、表示装置、各種の分析装置、卓上用電子計算機などの開発がすすみ、このための記憶装置として、前記の磁気ひずみ遅延線の特長がよく適合していることから、この方面への応用が盛んになりつつある。

磁気ひずみ遅延線におけるデジタル・パルスの伝送には、RZ (Return to Zero) 方式と NRZ (Non Return

to Zero) 方式²⁾とが用いられている。前者は情報 1 を伝送するたびごとに音響パルスとしては正負のパルス対を伝送する方式であるが、後者は情報の 0→1, 1→0 の変化点でそれぞれ正または負の音響パルスのみを伝送する方式であって、前者に比べて約 2 倍の伝送密度を実現できるため、記憶装置として用いた場合、同一の長さの遅延線で約 2 倍の記憶容量を得ることができ、また同一の記憶容量の下ではアクセス・タイムを約 1/2 に短縮できる。しかし、遅延線出力での信号検出に際してより高い SN 比が要求され、動作余裕度が小となるため、とくにわが国では実用化された例⁴⁾が少ない。

われわれは、とくにアクセス・タイムの短縮を必要とするような条件の下で磁気ひずみ遅延線記憶装置の開発を行なうために、NRZ 方式をとりあげた。動作余裕度の点で最も問題となるのは伝送記号のパタン変動であるので、その影響を求めために遅延線のステップ電流応答特性を用いて記号間干渉の最悪値の表現である eye opening を求める方法を見出し⁶⁾⁷⁾、遅延線の諸特性の eye opening に与える影響を評価してその動作条件および周辺回路の設計条件を定め、さらに記憶装置を試作して実験を行ない装置が安定に動作することをたしかめるとともに、このような手法がほぼ妥当なものであることをあきらかにした⁸⁾⁹⁾。

2. NRZ 方式の原理と装置の構成

磁気ひずみ遅延線の伝達特性はおおむね送信コイルおよび受信コイルの巻かれた磁気ひずみ変換子によってきまっている。音響線路における波の減衰や分散を無視し、変換子における空間的な変換能率分布が正弦状であると仮定したときの出力開放電圧と入力電流の比、すなわち出力開放伝達インピーダンス Z_{T0} は、

$$Z_{T0} = A \frac{\left(\frac{\omega T_c}{2}\right)^2 \cos^2\left(\frac{\omega T_c}{2}\right)}{\left[\left(\frac{\omega T_c}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{2}\right)^2\right]^2} e^{-j\omega T_d} \quad (1)$$

* 東京大学生産技術研究所 第 3 部

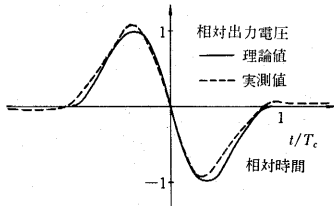


図 1 磁気ひずみ遅延線のステップ電流応答特性

ただし、 T_c は音響波がコイル実効長を伝搬する時間、 T_d は遅延時間、 ω は信号角周波数、 A は比例定数となる³⁾。これからステップ入力電流に対する出力開放電圧をフーリエ変換によって求めると図1のようになり、実測値（試作装置で使った遅延線における値であって、音響線路における波の減衰による波形のひろがりや補正するため、 T_c を適当な値に見込んである。）とかなりよい一致を示している。

磁気ひずみ遅延線をパルス幅 T_c の方形波入力電流で駆動するとき、その出力電圧は図1からもあきらかなよう

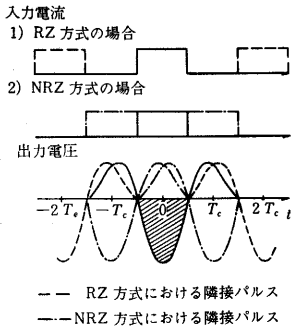


図 2 パルス幅 T_c の方形波入力電流に対する磁気ひずみ遅延線の出力電圧

に図2に示す波形となる。RZ方式では、この波形のうち負電圧部分を信号とみなし、パルスくり返し間隔を $2T_c$ に選ぶことによって隣接パルスの干渉をさけたものである。NRZ方式では、これに対し、同じくパルス幅 T_c の方形波入力電流を用いるが、パルスくり返し間隔を T_c に

選ぶので、同図の鎖線で示すように前後の隣接パルスからそれぞれ信号の1/2の振幅の干渉信号をうける。しかし、先行する符号の判定結果を用いて記号判定のしきい値を可変とし、その影響を補償すれば、記号間干渉は後続の記号からのもののみとなり、信号振幅が最小で1/2倍となることを代償として伝送速度をほぼ2倍となしうる²⁾。また、これと等価な方法として、しきい値を可変とするかわりに正負2個のしきい値を用いる方法が一般に用いられており、われわれもこの方法を採用することとした。

われわれが試作した NRZ 形磁気ひずみ遅延線記憶装置の構成および原理的動作波形を図3、図4に示す。

磁気ひずみ遅延線 DL の周辺回路は2個のフリップ・フロップ FF_1 、 FF_2 、書込み増幅器 WA、読みとり増幅器 RA、弁別回路 DS で構成されて

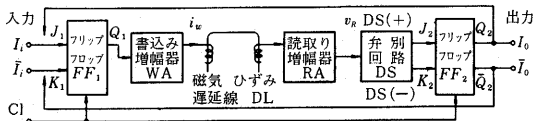


図 3 NRZ 形磁気ひずみ遅延線記憶装置の構成

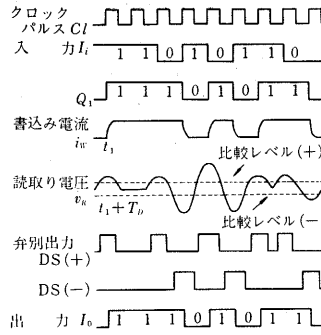


図 4 記憶装置各部の動作波形の例

器 RA、弁別回路 DS で構成されている。FF₁ は遅延線への入力2値情報を蓄積するものであって、クロック・パルスでタイミングをとって作動する。WA は遅延線の送信コイル

に要求される電流 i_w を供給するための非線形パルス増幅器であって、定電圧源と直列に接続された抵抗 R_{on} および R_{off} と送信コイルとを FF_1 の蓄積2値記号 Q_1 の変化にしたがって交互に開閉することによって i_w を得ている。 Q_1 が $0 \rightarrow 1$ 、または $1 \rightarrow 0$ と変化するとき、受信コイルの出力には遅延線の遅延時間 T_d だけ遅れて正または負極性の対称な出力パルスが得られる。RA は線形増幅器であって、これを増幅して出力 v_r を得る。DS は正および負の2つの比較レベルをもった弁別回路であって、 v_r が正または負の一定の電圧レベルをこえたことを示す正極性の信号を得る。この信号は FF_2 の入力に加えられ、クロック・パルスでタイミングをとって FF_2 をセットあるいはリセットして、遅延線に記憶された2値記号を再生する。

記憶装置として、記憶内容を変更しない場合には、 FF_2 の出力を FF_1 の入力にふたたびもどしてやることによって循環記憶を行なわせることができ、また読出し、書込み、消去などを行なう場合にはこの間で情報を適宜変更すればよいのであって、これらの動作を行なうため数個のゲートが付加されているが、ここではこれらについては説明を省くことにする。

3. 設計条件

磁気ひずみ遅延線において NRZ 形信号伝送を行なう場合には、RZ 形信号伝送を行なう場合に比べて前述のように信号検出の余裕度が小となるため、伝送される記号パタンの変動の影響が大きくなり、装置の安定度を左右する重要な要因となる。ここでは遅延線出力でのパタン変動による記号間干渉の最悪値の表現である eye opening を求める方法を示し、この eye opening を評価基準として遅延線の選択を行ない、その動作条件および周辺回路の設計条件を定める方法をあきらかにする。

(1) NRZ 形信号伝送における eye opening の算出法

磁気ひずみ遅延線のステップ電流応答波形 $a(t)$ の例を図5に示す。遅延線の応答特性に重ねの理が成り立つと仮定するとき、NRZ 形信号伝送における eye opening はこのステップ電流応答波形のサンプル値を用

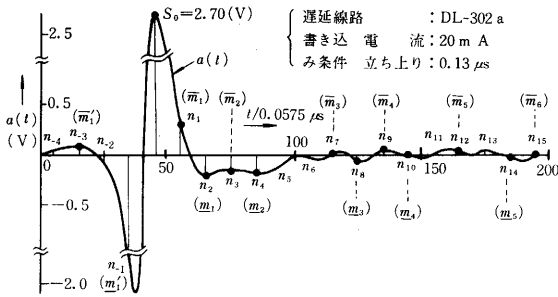


図 5 遅延線の応答波形 $a(t)$ とサンプル値およびその極値列

いて以下のように求めることができる。

図 3 に示した系における入力 2 値信号の変化と対応する遅延線出力波形の関係を表 1 に示す。同表に示すようにこの出力波形は 3 値記号との対応づけができる。この 3 値記号の系列はつぎの 4 つの集合に分割できる。

- i) \mathbf{a}^+ : $t=0$ での記号が“+”である系列 $\mathbf{a}^+[\dots u_2 u_1 | + | v_1 v_2 \dots]$ の集合
- ii) \mathbf{a}^- : $t=0$ での記号が“-”である系列 $\mathbf{a}^-[\dots u_2 u_1 | - | v_1 v_2 \dots]$ の集合
- iii) \mathbf{a}^0 : $t=0$ での記号が“0”で、その前の“0”でない記号が“-”である系列 $\mathbf{a}^0[\dots u_2 u_1 | 0 | v_1 v_2 \dots]$ の集合
- iv) \mathbf{a}^{+0} : $t=0$ での記号が“0”で、その前の“0”でない記号が“+”である系列 $\mathbf{a}^{+0}[\dots u_2 u_1 | 0 | v_1 v_2 \dots]$ の集合

ここで、 $u_r (0 < u_1 < u_2 < \dots)$, $v_r (0 < v_1 < v_2 < \dots)$ はそれぞれ $t=0$ の前および後の第 r 番目の“0”でない記号“+”, “-”が存在する位置を示す番号であって、入力 2 値記号の変化 $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow 0$ はつねに交互に出現するため、対応する 3 値記号“+”, “-”も交互にあらわれる。

図 3 に示した系では、入力 2 値記号を正しく再現するためには、この 3 値記号をつぎのように判定できればよい。

- $\mathbf{a}^+ \rightarrow$ “+”, $\mathbf{a}^- \rightarrow$ “-”
- $\mathbf{a}^{+0} \rightarrow$ “+” または “0”, $\mathbf{a}^{-0} \rightarrow$ “-” または “0”

このため、同図では正のしきい値で \mathbf{a}^+ と \mathbf{a}^{+0} とを、また負のしきい値で \mathbf{a}^- と \mathbf{a}^{-0} とを弁別する必要がある。

記号系列 $\mathbf{a}^+[\dots u_2 u_1 | + | v_1 v_2 \dots]$ に対応する遅延線出力波形の $t=0$ でのサンプル値 f^+ は、 $a(t)$ にたいし重ねの理を適用することにより、つぎようになる。

$$f^+ = s_0 - \sum_{r=1}^{\infty} (n_{u_{2r-1}} - n_{u_{2r}}) - \sum_{r=1}^{\infty} (n_{-v_{2r-1}} - n_{-v_{2r}}) \quad (2)$$

ここに、 $s_0 = a(0)$ は $a(t)$ の尖頭値、 $n_r = a(rT_1)$, $T_1 = 1/F_s$ はサンプル周期 (F_s はサンプル周波数) である。したがって \mathbf{a}^+ のサンプル値 f^+ の最悪値 H^+ はつぎ

ようになる。

$$H^+ = \min(f^+) = s_0 - \max \left[\sum_{r=1}^{\infty} (n_{u_{2r-1}} - n_{u_{2r}}) \right] - \max \left[\sum_{r=1}^{\infty} (n_{-v_{2r-1}} - n_{-v_{2r}}) \right] = s_0 - \left(\sum_r n_{\bar{m}_r} - \sum_r n_{\underline{m}_r} \right) - \left(\sum_r n_{-\bar{m}'_r} - \sum_r n_{-\underline{m}'_r} \right) \quad (3)$$

ここに、 $\bar{m}_r (\bar{m}_1 < \bar{m}_2 < \dots)$, $\underline{m}_r (\underline{m}_1 < \underline{m}_2 < \dots)$ は $a(t)$ の $t > 0$ のサンプル値列のつくるすべての極大、極小値列の番号、 $\bar{m}'_r, \underline{m}'_r$ は $t < 0$ のそれであって、

$$\begin{aligned} \underline{\kappa}_r &= \underline{m}_r (m_1 > \bar{m}_1 \text{ のとき}); = \underline{m}_{r+1} (m_1 < \bar{m}_1 \text{ のとき}) \\ \underline{\kappa}'_r &= \underline{m}'_r (m'_1 > \bar{m}'_1 \text{ のとき}); \\ &= \underline{m}'_{r+1} (m'_1 < \bar{m}'_1 \text{ のとき}) \end{aligned}$$

である。また、 H^+ を与える系列 $W(\mathbf{a}^+)$ (最悪パターンと名づける) は、式 (3) にあらわれるサンプル値の番号を用いて、つぎのように得られる。

$$W(\mathbf{a}^+) = \mathbf{a}^+[\dots \underline{\kappa}_2 \bar{m}_2 \underline{\kappa}_1 \bar{m}_1 | + | \bar{m}'_1 \underline{\kappa}'_1 \bar{m}'_2 \underline{\kappa}'_2 \dots] \quad (4)$$

\mathbf{a}^0 のサンプル値の最悪値 H^0 および H^{-0} を与える最悪パターン $W(\mathbf{a}^0)$ は、同様にして、つぎのように得ることができる。

$$H^0 = - \left(\sum_r n_{\bar{m}_r} - \sum_r n_{\underline{m}_r} \right) + \left(\sum_r n_{-\bar{m}'_r} - \sum_r n_{-\underline{m}'_r} \right) \quad (5)$$

$$W(\mathbf{a}^0) = \mathbf{a}^0[\dots \bar{l}_2 \underline{m}_2 \bar{l}_1 \underline{m}_1 | 0 | \bar{m}'_1 \underline{\kappa}'_1 \bar{m}'_2 \underline{\kappa}'_2 \dots] \quad (6)$$

ここで、

$$\bar{l}_r = \bar{m}_r (\bar{m}_1 > \underline{m}_1 \text{ のとき}); = \bar{m}_{r+1} (\bar{m}_1 < \underline{m}_1 \text{ のとき})$$

である。 $\mathbf{a}^-, \mathbf{a}^{+0}$ に対する最悪値 H^+, H^{-0} は、 $\mathbf{a}^+, \mathbf{a}^0$ との対称性により、つぎようになる。

$$H^- = -H^+, H^{+0} = -H^{-0} \quad (7)$$

図 5 では以上に示した $a(t)$ のサンプル値列およびその

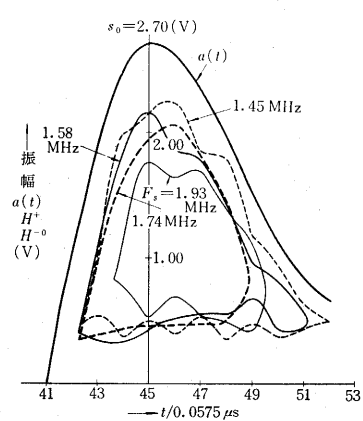


図 6 eye opening のサンプル周波数 F_s による影響

の極値列を $F_s = 1.74 \text{ MHz}$ の場合について、20 ビットにわたって図示している。さらに同図について、サンプル時点を変化させて以上の方法による最悪値を求めると図 6, 図 7 に示すような eye の図形を得ることが

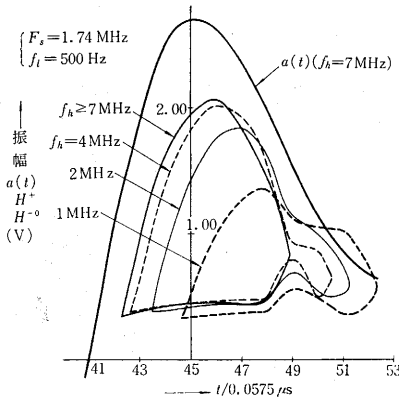


図 7 eye opening の帯域制限による影響

である。この例では、サンプル周波数 $F_s = 1.74 \text{ MHz}$ で eye opening $h = (H^+ - H^-) / s_0 = 59\%$ 、 $F_s = 1.93 \text{ MHz}$ で $h = 41\%$ が得られている。

遅延線の出力波形 $a(t)$ に帯域制限を行なうと、出力応答波形にひずみを生じ、一般に eye opening を減少させる結果をまねく。図 7 は、図 5 の波形に対して

$$A(s) = \frac{A\alpha_s}{(s + \alpha_l)(s + \alpha_h)} \quad (8)$$

$\alpha_l = 2\pi f_l$: 低域しゃ断角周波数

$\alpha_h = 2\pi f_h$: 高域しゃ断角周波数

で示される帯域制限を行なった場合の出力応答波形を用い、 $F_s = 1.74 \text{ MHz}$ の場合について eye を求めた結果である。これから、帯域制限による eye opening の減少を数%以下におさえるためには、 f_h を 4 MHz 程度以上にとれば十分であることがわかる。また、同様にして検討した結果により、 f_l は 5 kHz 程度以下に選べば十分であることがわかった。

(2) 遅延線の選択とその動作条件

遅延線の選択あるいは動作条件の設定に際しては、遅延線の各種特性とその変動が eye opening に与える影響を考慮する必要がある。

まず、遅延線のステップ電流応答波形について、その評価を容易にするために、図 8 に強調して示すように応答波形の様相を各種の波形ひずみおよび雑音として、つぎのように分類、定義することとする。

I) 波形ひずみ

i) 出力尖頭値に先立つプリシュート、 v_{pr}

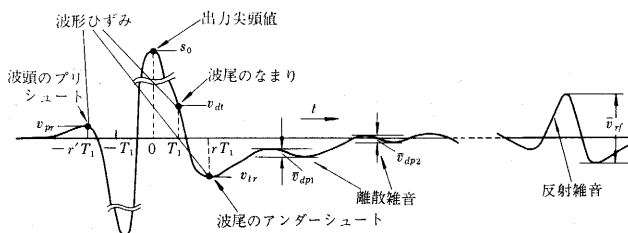


図 8 波形ひずみおよび各種雑音の定義

できる。

図 6 は、図 5 に示す出力応答波形の主要部約 $11 \mu\text{s}$ の範囲の波形を用い、サンプル周波数 F_s をパラメータとして eye を求めた結果

- ii) s_0 に続く波尾のなまり、 v_{dt}
 - iii) s_0 に続く波尾のアンダースhoot、 v_{tr}
- いずれも T_1 を周期とするサンプル値で定義する。

II) 雑音

i) 離散雑音、 \bar{v}_{dp} : v_{dp} に引き続いてかなり長時間にわたって存在する連続性の雑音で、サンプル位相を無視した最大値で定義する。

ii) 反射雑音、 \bar{v}_{rf} : s_0 にたいして一定の時間遅れをもって存在するパルス性の雑音で、i) と同様に最大値で定義する。

離散雑音の成因は遅延線の合金線条のたわみ、支持物などによる多重反射、反射雑音の成因は線条終端のダンパあるいは姿勢交換部などにおける反射であると推定され、いずれも波形ひずみの一種であるが、慣習にしたがって雑音として区別することとする。

出力尖頭値 s_0 を与える時点での eye opening

$$h = (H^+ - H^-) / s_0 \quad (9)$$

は、上に定義した波形ひずみおよび雑音に対して (2) の結果を適用することにより、近似的につぎのように表わすことができる。

$$h = \{1 - (a_{pr} + a_{dt} + a_{tr}) - (a_{dp} + a_{rf})\} \times 100(\%) \quad (10)$$

ここで、 $a_{pr} = 2v_{pr}/s_0$

$$a_{dt} = v_{dt}/s_0$$

$$a_{tr} = 2v_{tr}/s_0$$

$$a_{dp} = 2Kn \cdot \bar{v}_{dp}/s_0 \quad (11)$$

(Kn : 有効雑音数,

\bar{v}_{dp} : v_{dp} の平均値),

$$a_{rf} = \bar{v}_{rf}/s_0$$

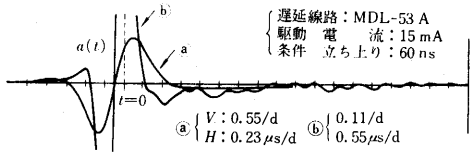
である。

式 (10) の波形ひずみの項は、出力尖頭値 s_0 を与える時点の 2, 3 ビットの記号による記号間干渉の最悪値を示すものであって、遅延線、駆動電流波形、応答波形の補償、読みとり増幅器の帯域制限、サンプル周波数などによってかなり大幅な影響をこうむる。一方、雑音の項はサンプル位相が平均化されるため、上のような影響が少ない。

周辺温度変動による eye opening h の減少分 a_{DL} は、遅延線の eye の位置が出力信号波形のほぼ中央に開いており、その形状がひし形状をなし、かつ eye の時間軸方向の大きさの T_1 に対する比がほぼ h に等しいと仮定すると、つぎようになる。

$$a_{DL} = (\alpha_D + 2\beta_D N) \Delta C \quad (12)$$

ここに、 N は遅延線の総ビット数、 α_D , β_D はそれぞれ遅延時間および出力尖頭値の 1°C 当りの変化率、 ΔC は温度変動 ($^\circ\text{C}$) である。とくに記憶容量が大きい遅延線では β_D が十分小さいことが必要である。



| サンプル周期 T_1 | 0.50 μ s. | 0.55 μ s. | 0.60 μ s. |
|----------------------|-----------------------|---------------|---------------|
| 波頭のプリシュート a_{pr} | 0.07 | 0.10 | 0.08 |
| 波尾のなまり a_{dt} | 0.09 | 0.00 | 0.00 |
| 波尾のアンダーシュート a_{tr} | 0.17 | 0.17 | 0.17 |
| 波形ひずみ Σ | 0.33 | 0.27 | 0.25 |
| 離散雑音 a_{dp} | 0.17 ($K=1/2, n=9$) | | |
| 反射雑音 a_{rf} | 0.05 | | |
| 雑音 Σ | 0.22 | | |
| eye opening h | 45% | 51% | 53% |

図 9 供試遅延線の波形ひずみ, 雑音およびその eye opening h

図 9 は, 以上の諸点を考慮して選択した遅延線について, 出力応答波形 $a(t), a(t)$ の波形ひずみおよび雑音の各項の大きさを求めたものである。ここで a_{dp} の算出に際しては, 出力尖頭値 s_0 の前後 7.5μ s. の範囲内の雑音をとり, 雑音数 $n=9$, サンプル値に対して有効な雑音の比率およびサンプル位相のずれによる雑音振幅の最大値の減少率の積である有効係数 $K=1/2$ を用いている。同図から a_{dt} が適当に小さくなるようにサンプル周期を $T_1=0.55 \mu$ s. と選んだとき, eye opening $h=51\%$ が得られることがわかる。

また, 遅延線の駆動電流の立ち上がり時間 t_r は a_{dt} が適当に小さくなるように定める必要があり, ここでは $t_r < 200$ ns. であることを要する。読みとり増幅器の高域シャ断周波数 f_h を小とすると a_{dt} が大となり, また低域シャ断周波数 f_l を大とすると a_{pr} および a_{tr} が大となるので, f_h および f_l は前節でものべたようにそれぞれ 4 MHz 以上, 5 kHz 以下とする必要がある。なお, 遅延線の受信端に負荷抵抗と並列にピーキング容量 $C_i=100$ pF を接続して波形補償を行なうことにより, $T_1=0.5 \mu$ s. の場合についても a_{dt} に対して約 8% の改善が行なわれている。

供試遅延線の温度特性は $\alpha_D=0.2\%/^{\circ}\text{C}$, $\beta_D=1$ ppm $^{\circ}\text{C}$ であるので, $N=3520$ ビット, $\Delta C=20^{\circ}\text{C}$ の場合, 温度変動による eye opening の減少 a_{DL} は式 (12) から $a_{DL}=18\%$ が得られる。

図 10 は, 供試遅延線の出力端でピーキング補償をほどした後の応答波形を用い, (2) の方法によつて eye opening h を正確に算出した結果である。同図から求めた eye opening から, 同図で考慮していない反射雑音を差引くと $T_1=0.55 \mu$ s. ($F_s=1/T_1=1.74$ MHz) における eye opening は $60-5=55\%$ と推定され, こ

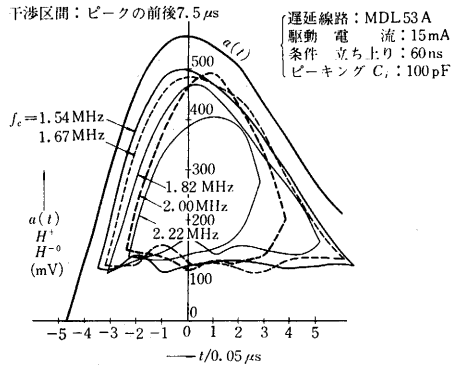


図 10 供試遅延線の eye opening

れは先に求めた h とよい一致を示しており, ここでのべたような評価法が eye opening のよい近似を与えることを示している。

(3) 周辺回路の設計条件

周辺回路は前節でのべたような遅延線の動作条件を満たさせるものであるとともに, その各部特性変動が遅延線の eye opening の範囲内に外部雑音に対する適当な余裕をもっておさまる必要がある。

このような信号検出の余裕を減少させる要因としてつぎの各項が存在する。

- i) 出力 3 値記号 “+”, “-” に対応する遅延線出力波形の非対称率 α_s (%)
- ii) 書き込み増幅器 WA, 弁別回路 DS の ON, OFF 期間の差 t_{WA}, t_{DS} および再生用フリップフロップ FF_2 の最小トリガパルス間隔 t_{FF}
- iii) 読みとり増幅器 RA の増幅度 A_r および弁別回路 DS の比較レベルの変動 $\Delta A_r, \Delta V_{DS}$
- iv) 系に混入する外部雑音 V_n (入力換算)

これらの各項は, eye の形状と大きさに対して, 式 (12) を求めた場合と同じ仮定を用いれば, eye opening の減少分として見込んだ次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} a_{WA} &= \alpha_s + t_{WA}/T_1 \quad (\text{WA に基づく項}) \\ a_{AS} &= (\Delta V_D/s_0 + \Delta A_r)/A_r + (t_{DS} + t_{FF})/T_1 \quad (\text{再生回路に基づく項}) \\ a_{Vn} &= V_n/s_0 \quad (\text{外部雑音に基づく項}) \end{aligned} \right\} (13)$$

これより, 遅延線の受信コイルの出力波形を誤りなく始めの出力 2 値信号の大きさ E まで拡大するためには, RA から FF_2 に至る系の全増幅度を A とするとき, つぎの関係のみたしていることが要求される。

$$A \geq \frac{1}{(h - a_{DL}) - \{(a_{WA} + a_{AS}) + a_{Vn}\} s_0} \frac{E}{s_0} \quad (14)$$

また逆に, 式 (14) をみたく A_{Vn} の最大値 V_{nmax}/s_0 は与えられた系の信号 s_0 の検出の余裕度とみなすことができる。

周辺回路の設計に際しては, 適当な雑音余裕 a_{Vn} を与えようとして, 供試遅延線の eye opening ($h - a_{DL}$) を式

(13) にしたがって周辺回路に割り振り, 式 (14) にしたがって系の増幅度 A を定めればよい. たとえば, 先の供試遅延線では, 周辺回路による h の減少 $a_{WA} + a_{AS}$ が約 10% 以下, $E/s_0 = 3.7V/6mV$ とすれば $a_{Vn} = V_n/s_0$ を 0.20 程度許容できるためには, $A \geq 86 \text{ db}$ とすればよいことがわかる.

4. 試作装置

試作装置は, 波高分析器の記憶装置として実用化することを目的として試作したもので, 記憶容量 $N=3520$ ビット, 遅延時間 $2000 \mu s$, 使用温度範囲は $0 \sim 40^\circ C$ である. また, 周辺回路は小形化を計るため一部 IC を使

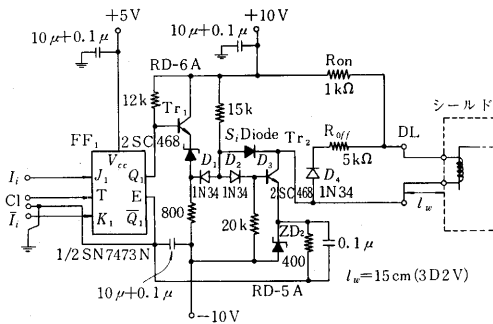


図 11 フリップフロップ FF₁ および書き込み増幅器 WA

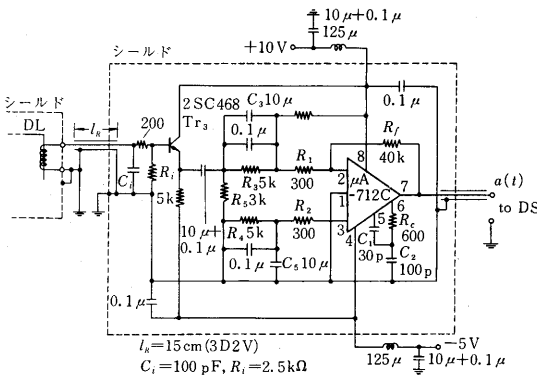


図 12 読み取り増幅器 RA

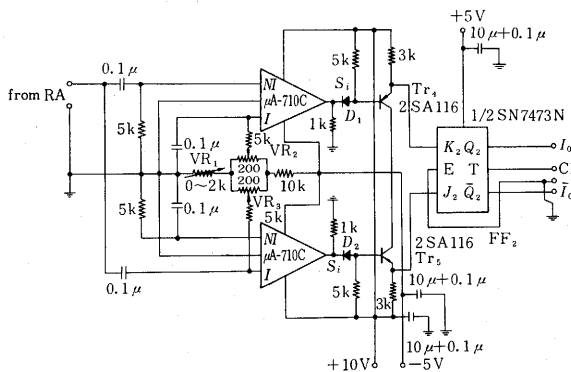


図 13 弁別回路 DS およびフリップフロップ FF₂

表 1 入力 2 値記号の変化と対応する出力応答波形

| 入力 2 値記号の変化 | 対応する遅延線路の出力応答波形 | 対応する 3 値記号 |
|-------------|-----------------|------------|
| 0 → 1 | $a(t)$ | “+” |
| 1 → 0 | $-a(t)$ | “-” |
| 0 → 0 | 0 | “0” |
| 1 → 0 | | |

表 2 供試遅延線路の主要パラメータ

| 供試遅延線 DL | | MDL-53A |
|-----------------------|--|---------------------------|
| 遅延時間 T_D | | $2000 \pm 2.5 \mu s$ |
| クロック周波数 $F_s = 1/T_1$ | | 1.76 MHz |
| 記憶容量 N | | $3520 \pm 5 \text{ bits}$ |
| 遅延時間温度係数 β_D | | 1 PPM/ $^\circ C$ 以下 |
| 出力電圧温度変動率 α_D | | 0.2%/ $^\circ C$ |
| 駆動条件 | 駆動電圧 V_d 駆動電流 I_W スイッチング時間 t_r | 15 V 15 mA 60 ns |
| 出力波形 | 出力尖頭値 s_0 ピーキング容量 C_i eye opening h - a_{DL} | 6 mV 100 pF 31% |

用している.

(1) 試作周辺回路

供試遅延線の主要パラメータを表 1 に示す. クロック周波数 $F_s = 1.76 \text{ MHz}$, 駆動条件 $I_W = 15 \text{ mA}$, $t_r = 60 \text{ ns}$. は遅延線出力波形の eye opening が小としないことを考慮して定めたものである.

入力情報蓄積用フリップフロップ FF₁ および書き込み増幅器 WA の回路構成を図 11 に示す. FF₁ にはデジタル IC SN 7473 N (Dual JK-FF の片側, 表 2 参照) を使用した. WA は, 定電圧電源と直列に接続された抵抗 R_{on} をスイッチングトランジスタで ON, OFF させる形式をとった. 駆動電圧 $V_d = 15 \text{ V}$, $R_{on} = 1 \text{ k}\Omega$ と選ぶことによって供試遅延線の駆動条件を満足させ, かつ出力尖頭値 $s_0 = 6 \text{ mV}$ を得た. ダイオード D_3 は, スwitchングトランジスタ Tr_2 の過飽和防止用で, 出力波形の ON, OFF 時の遅延時間の差に基因する非対称を防いでいる. ON, OFF 時の出力応答波形は, OFF 抵抗 $R_{off} = 5 \text{ k}\Omega$ とすることにより, ほぼ対称にできた.

読みとり増幅器 RA の回路構成を図 12 に示す. ピーキング容量を $C_i = 100 \text{ pF}$ とすることにより波形ひずみを約 8% 改善している. 増幅素子にはリニア IC $\mu A-712 \text{ C}$ (Wide Band Amplifier, 表 2 参照) を採用した. 中域においては, 利得を $A_r = R_f/R_1 = 41 \text{ db}$ として約 30 db の負帰環を与え, 振幅変動の影響をなくした.

弁別回路 DS および再生用フリップフロップ FF₂ の回路構成を図 13 に示す. この回路では, 比較素子にリニア IC $\mu A-710 \text{ C}$ (Comparator, 表 2 参照) を採用した. 比較電圧は, $V_{R1} \sim V_{R3}$ により, eye opening の中心に相当する電圧レベルに設定する. FF₂ はデジタル IC SN7473 N を使用した.

試作周辺回路各部の特性の測定結果を表 3 に示す. こ

表 3 採用 IC の主な仕様 (代表値)

| | |
|--|-----------------------|
| SN7473 N (Dual JK-FF) | |
| ON, OFF 期間の差 | 約 10 ns. |
| 最小トリガパルス幅 | 約 10 ns. |
| トリガレベル V_{trig} | 1.4 V |
| 出力電圧 E | 3.7 V |
| μA-712 C (High-Gain Wide Band D. C. Amplifier) | |
| 開回路利得 | 2300 |
| 開回路帯域幅 | 1.1 MHz |
| 利得変動 ΔA_r | 4% (0~40°C) |
| オフセット電圧温度係数 | 10 $\mu V/^\circ C^*$ |
| 使用温度範囲 | 0~70°C |
| μA-710 C (High-Speed Differential Comparator) | |
| 電圧利得 | 1200 |
| 応答時間 | 40 ns. |
| オフセット電圧温度係数 | 7.5 $\mu V/^\circ C$ |
| 使用温度範囲 | 0~70°C |

* μA-712 A

れより, 周辺回路による eye opening の減少および再生系の全増幅度は

$$A = A_r A_{DS} A_{FF} \approx 41 + 70 + 8 = 119 \text{ db}$$

$$a_{WA} \approx 5\%, a_{AS} \approx 3\%$$

となり, 所要の設計条件を十分満足させることができた.

(2) 実験結果

装置の安定度試験として, 外部から印加した擬似雑音 V_n に対する信号検出の余裕度によって eye opening の大きさを求めるため, 記憶パターンを破壊しない V_n の最大値 $V_{n \max}$ を測定した. 測定方法はつぎのとおりである.

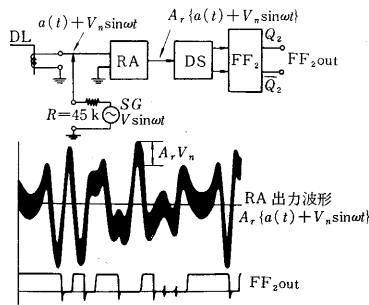


図 14 雑音余裕度の測定方法

として受信コイル端子に接続し, 出力波形 $a(t)$ に擬似の入力換算雑音として $V_n \sin \omega t$ を重畳する. つぎに, SG の出力振幅を記憶パターンが破壊される境界に設定する. このときの $a(t)$ への重畳信号の振幅の尖頭値が $V_{n \max}$ を与える. これは, 同図に示すように, オシロスコープ上の観測波形から簡単に測定できる. この測定方法の特長は, 簡単であること, 装置を隔離できること, R を大きく選ぶことにより系に混入する外部誘導雑音を防止できることである.

上記の方法により, 15 ビットの M 系列 [...1111010110 01000...] を記号パターンに用い, 装置全体を恒温槽に封入して $V_{n \max}$ の温度依存性を測定した結果を図 15 に示す. この測定結果から, eye opening h の最大値として $V_{n \max}/s_0 \approx 90\%$ が得られた. 上記の記号パターンによって

表 4 周辺回路各部の主な特性

| | | |
|----------------------|---|-------------------|
| FF ₁ , WA | ON, OFF 波形の非対称率 α_D | 約 5% |
| RA | 中域増幅度 A_r 高域しり断周波数 f_h | 41 db 4 MHz |
| DS | 線形領域増幅度 A_{DS} 飽和領域 ON, OFF 期間の差 t_{DS} | 70 db 約 10 ns. |
| FF ₂ | 増幅度 $A_{FF} = E/V_{trig}$ 最小トリガパルス幅 t_{FF} | 8 db 約 10 ns. |

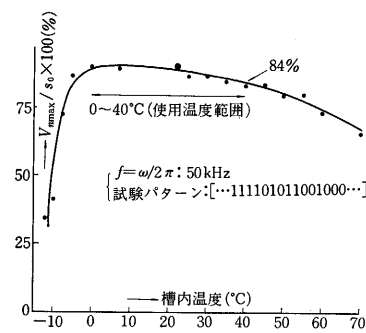


図 15 試作装置の温度特性

生ずる記号間干渉の最悪値は (3) で求めた波形ひずみの値を用いると $\{1 - (a_{pr} + a_{tr})/2\} \times 100 = 86\%$ となることが予想され, この測定結果とほぼ一致する.

また, 温度範囲 0~40°C における h の温度変動は 6% であった. この測定値は (3) で求めた温度変動による eye opening の減少分 18% よりかなり小さい値を示している. これは供試遅延線の eye の形状が楕円形状であるためと推定され, (3) のひし形状の仮定により求めた a_{DL} は相当安全側の値を示すと考えられる.

温度が一定の場合について, 装置を波高分析器と結合し 15 ビットの全加算を行なっている状態で上記の測定を行なった結果では, $V_{n \max}/s_0 \approx 35\%$ が得られた. 一方, (3) で求めた h から周辺回路による eye opening の減少分を差引いた値は $h - (a_{WA} + a_{AS}) = 51 - (5 + 3) = 43\%$ よりはやや小さい値を示している. これは, この実験の条件では図 9 に示した範囲外の離散雑音の影響が加わるためと考えられる.

以上の実験結果から, 試作装置は使用温度範囲 0~40°C で十分安定に動作すること, ここで用いた eye opening による装置設計の手法が有効であることがわかった.

5. むすび

NRZ 形磁気ひずみ遅延線記憶装置において, 動作安定度の点でもっとも問題となる記憶内容の再生時におけるパターン変動の影響を考慮するために, 記号間干渉の最悪値の表現である eye opening を評価基準とする設計法を見出した. すなわち, NRZ 方式においては, 遅延線のステップ電流応答波形のサンプル値の極値列から eye opening, h および h を与える最悪パターンを求め得ることを示し, この観点から遅延線における各種の波形ひずみ, 雑音を定義して h の近似計算法を考案し, 遅延線の選択条件, 動作条件ならびに周辺回路の設計条件を

定め、IC をとり入れた装置の試作を行なった。

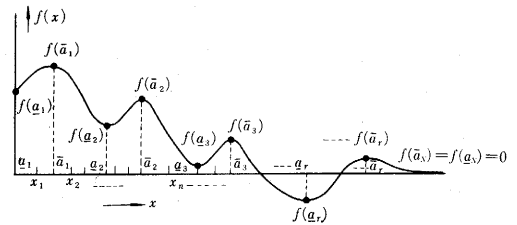
試作装置は周囲温度 0~40°C で安定に動作し、長さ 15 ビットの M 系列符号および直列 2 進数の加算によって発生した 15 ビットのあらゆる符号を用いて行なった動作試験では $h=90\%$ および 35% を示し、前記の手法によって求めた計算値 86% および 43% とほぼ一致する結果を得た。

おわりに日頃ご指導、ご討論いただく本所森脇教授、尾上教授、高木助教授、数値計算、実験などにご援助いただいた森脇研究室生沼徳二氏、谷忠勝氏に深謝する。

(1969年2月3日受理)

参考文献

- 1) Mason, W.P. "Physical Acoustics, Principles and Methods" Vol. 1-Pt. A, Academic Press (1964)
- 2) Scarrott, G.G. et. al. "Wire-Type Acoustic Delay Lines for Digital Storage" PIEEE, Suppl. 103 B, 3, pp 497 (1956)
- 3) Williams, R.C. "Theory of Magnetostrictive Delay Lines for Pulse and Continuous Wave Transmission" IRE Trans., UE-7, pp 16 (1958)
- 4) 喜田村善一, 寺田浩昭, 神田泰典 "磁歪遅延線記憶装置に用いたトランジスタ回路" 電気通信学会トランジスタ研究専門委員会資料(1960.4)
- 5) 森脇義雄, 高羽禎雄, 木下英実, 富岡幹雄 "多チャンネル波高分析器用遅延線記憶装置" 第6回日本アイソトープ会議論文抄録集 A/E-8 (1964.11)
- 6) 高羽禎雄, 木下英実 "磁歪遅延線における NRZ 方式による信号伝送と記号間干渉" 東大生研電気談話会報告, 17, 44 (1967.10)
- 7) 森脇義雄, 高羽禎雄, 木下英実 "NRZ 形磁歪遅延線記憶装置における記号間干渉の一表現法について" 昭和43年電気4学会連合大会, 1747 (1968.3)
- 8) 木下英実, 高羽禎雄 "NRZ 形磁歪遅延線記憶装置" 東大生研



付図 1 連続関数 $f(x)$ の極値列

電気談話会報告, 18, 24 (1968.6)

- 9) 森脇義雄, 高羽禎雄, 木下英実 "NRZ 形磁歪遅延線記憶装置" 昭和43年電子通信学会全国大会, 878 (1968.11)

【付録】

x の連続関数 $f(x)$ ($x \rightarrow \infty, f(x) = 0$) はつきに示す極値列に関するきわめて簡単な性質を有している (付図 1 参照)。

任意点列を $x_1, x_2, \dots, x_{2n}(x_i < x_{i+1}, i = 1, \dots, 2n-1)$ とすると

き、関数 $F = \sum_{i=1}^n \{f(x_{2i-1}) - f(x_{2i})\}$ に関する次式が成立する。

$$\sum_{i=1}^N [f(a_i) - f(\bar{a}_i')] \leq F \leq \sum_{i=1}^N [f(\bar{a}_i) - f(a_i')] \quad (付1)$$

ここに、 $\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_N$ ($\bar{a}_i < \bar{a}_{i+1}, i = 1, \dots, N-1$) は $f(x)$ のすべての極大点の x の値、 a_1, a_2, \dots, a_N ($a_i < a_{i+1}, i = 1, \dots, N-1$) は $f(x)$ のすべての極小点の x の値であって

$$\left. \begin{aligned} \bar{a}_i' &= \bar{a}_i \ (\bar{a}_i > a_i \text{ のとき}); = \bar{a}_{i+1} \ (\bar{a}_i < a_i \text{ のとき}) \\ a_i' &= a_i \ (a_i > \bar{a}_i \text{ のとき}); = a_{i+1} \ (a_i < \bar{a}_i \text{ のとき}) \end{aligned} \right\} \quad (付2)$$

である。

また、式 (付 1) の等号はそれぞれ

$$x_{2i-1} = a_i, \quad x_{2i} = \bar{a}_i' \quad (i = 1, \dots, N; n \geq N), \quad (付3)$$

$$x_{2i-1} = \bar{a}_i, \quad x_{2i} = a_i' \quad (i = 1, \dots, N; n \geq N) \quad (付4)$$

のとき成立する。(明らかなため証明略)

次号予告 (5 月号) 20 周年特集号

| | |
|---|--------------|
| 東大紛争と生研の将来 | 所長 一色貞文 |
| 分担と協調 | 藤高周平 |
| 生研20周年に当たって | 菊池眞一 |
| 第二工学部の思い出 | 福田武雄 |
| 生研創立20周年を迎えて | 岡本舜三 |
| 「生研」20年記念に際して思う | 瀬藤象二 |
| 生産技術研究所10年の歩み | 鈴木弘 |
| 座談会 | |
| “生研の進むべき道” | |
| 研究開発の実例 | |
| 観測ロケットの開発研究 | 玉木章夫 斎藤成文 |
| テロメリゼーションの研究 | 浅原照三 |
| 大スパン構造の研究開発 | 川股重也 |
| 各部研究室の研究概要 | |
| 第1部, 第2部, 第3部, 第4部, 第5部 | |
| 共同研究の概要, 特別研究の概要, 受託研究の概要, 教育活動, 機構図, 所員表 (現職員・旧職員), 研究所経費の概要 | |
| 千葉実験所, 試作工場, 図書室, 電子計算機室, 出版物 (付: 東京大学生産技術研究所報告全巻リスト), 年譜 | |