UDC 621.373.52.018.756
621.317.34

分散型遅延回路測定用パルス発生器

尾上守夫・高木幹雄・藤本　洋

遅延時間が周波数に応じて変化する特性をもつ分散型遅延回路はパルスの伸長，圧縮に用いられるが，周波数対遅延時間特性を有する遅延回路の遅延時間を測定するためには占有帯域の狭いパルスで変調された搬送波パルスを必要とする．このような分散型遅延回路の測定用に２乗正弦波パルスで変調された搬送波パルス発生器を試作し分散型遅延回路に加えたところ，所期の結果を得た．

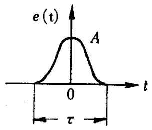
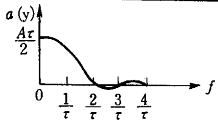
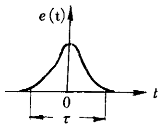
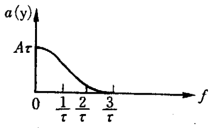
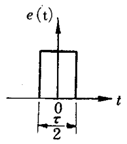
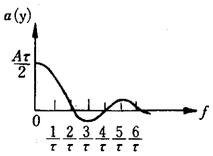
1. はしがき

最近レーダにおけるパルスの圧縮，伸長などに関連して分散型超音波遅延回路[1]がよく用いられるようになってきた．これは遅延時間が周波数に応じて変化するような特性を持つ遅延回路であって，その性能の評価には当然周波数対遅延時間特性の測定が必要である．単一周波数の連続波を用いて測定できる場合はよいが，パルス変調された搬送波でのみ使用される超音波遅延回路においてはいろいろと問題がある．

一般に遅延時間を精密に測るためには，使用する搬送波パルスの包絡線の立上り時間の短いこと，もしくはパルス幅の狭いこととと，伝播によってパルス波形が歪まないことが必要である．前者はそのパルスの占有周波数帯域が広くなることを意味し，後者はその帯域内で遅延回路の位相歪が少ないこと，すなわち遅延時間が一定なことを意味し，分散型遅延回路においてははじめから期待できない．したがって現在の目的には，波形が著しく歪まない程度に周波数帯域が狭く，しかも時間分解能があまり落ちないように幅の短いパルス包絡線波形が望ましいわけである．

このような性質を持つ包絡線として，第１に考えられるのは周知のガウス波形である．しかし，これは時間領域においても，周波数領域においても無限に伸びていて実現困難であるので，ここでは時間領域における２乗正弦波パルスを採用することにした．また，２乗正弦波の包絡線をもつ搬送波パルスを直接作ることは不可能ではないにしても搬送波を広い範囲で可変にすることは困難と思われるので，ここでは，まず２乗正弦波パルスを作りそれで搬送波を変調する方式をとった．

表・1　種々のインパルスの周波数スペクトラム

Impulseの種類	Impulseの時間波形 $e(t)$	周波数 Spectrum $a(y)$	第一副極 位置	第一副極 大きさ
2乗正弦波	 $\frac{A}{2}(1+\cos\frac{2\pi}{\tau}t)$ $(-\frac{\tau}{2}<t<\frac{\tau}{2})$	 $\frac{A}{2\pi f}\cdot\frac{\sin\pi f\tau}{\{1-(\tau f)^2\}}$	$\frac{2.36}{\tau}$	−31.47dB
Gauss波形	 $A\exp(-\frac{4\pi}{\tau^2}t^2)$ $(-\infty<t<\infty)$	 $A\tau\exp(-\frac{\pi\tau^2}{4}f^2)$	———	———
短形波	 $(-\frac{\tau}{4}<t<\frac{\tau}{4})$	 $\frac{A}{\pi f}\sin\frac{\pi}{2}f\tau$	$\frac{2.89}{\tau}$	−13.26dB

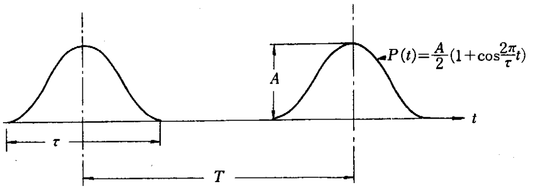
2.　2 乗正弦波パルスの性質

(1)　2 乗正弦波，ガウス波形，矩形波の比較

繰返し周波数を持つパルスの周波数スペクトラムは線スペクトラムとなるが，その包絡線は単一パルスの周波数スペクトラムに等しいので，単一パルスでおのおのの比較を行なう．この結果を表・1 に示す．

(2)　2 乗正弦波パルスのスペクトラム

2 乗正弦波パルス（図・1）の時間波形 $P(t)$ は



図・1　2 乗正弦波パルスの時間波型

$$P(t)=\frac{A}{2}\left(1+\cos\frac{2\pi}{\tau}t\right) \tag{1}$$

で与えられるから，その周波数スペクトラム $P(\omega)$ は

$$P(\omega)=A\frac{\left(\frac{2\pi}{\tau}\right)^2\sin\frac{\omega\tau}{2}}{\omega\left\{\left(\frac{2\pi}{\tau}\right)^2-\omega^2\right\}} \tag{2}$$

となり，$P(t)$ は

$$P(t)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}P(\omega)e^{jn\omega_1 t} \tag{3}$$

ただし　$\omega_1=2\pi/T$

で表わされ，n 次の高調波成分 a_n は duty factor を $D(=\tau/T)$ と置けば

$$a_n=\frac{E}{n\pi}\cdot\frac{\sin nD\pi}{1-(Dn)^2}\cos n\frac{2\pi}{T}t \tag{4}$$

となり直流分は

$$\frac{a_u}{2}=\frac{1}{2}\lim_{n\to 0}\frac{E}{n\pi}\cdot\frac{\sin nD\pi}{1-(Dn)^2}\cos n\frac{2\pi}{T}t=\frac{DE}{2} \tag{5}$$

となる．これより，duty factor を変えると周波数スペクトラムの包絡線は相似であるが，振幅は duty に比例することがわかる．

(3)　2 乗正弦波パルスで搬送波を変調した場合の周波数スペクトラム

繰返し周波数 $1/T$，パルス幅 τ を持つ 2 乗正弦波パルスで角周波数 ω_c の搬送波を変調した場合の時間波形 $P_c(t)$ は

$$P_c(t)=\frac{E}{2}\left(1+\cos\frac{2\pi}{\tau}t\right)\cos\omega_c t \tag{6}$$

となる．2 乗正弦波パルスで変調された搬送波の周波数スペクトラム $P_c(\omega)$ は

$$P_c(\omega)=\left(\frac{DE}{2}+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{E}{n\pi}\cdot\frac{\sin nD\pi}{1-n^2D^2}\cos n\frac{2\pi}{T}t\right)\cos\omega_c t$$

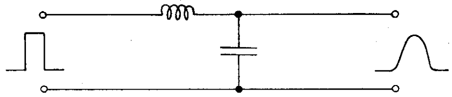
$$=\frac{DE}{2}\cos\omega_c t+\frac{1}{2}\left\{\sum_{n=1}^{\infty}\frac{E}{n\pi}\cdot\frac{\sin nD\pi}{1-n^2D^2}\right\}\cdot\left\{\cos\left(\omega_c+\frac{2n\pi}{T}t\right)+\cos\left(\omega_c-\frac{2n\pi}{T}\right)t\right\}$$

で示される．

3.　2 乗正弦波パルス発生回路

2 乗正弦波の発生にはフィルタのインパルス応答を利用する方法[2]，共振回路の鋸歯状波に対する応答を利用する方法[3] 等があるが，ここでは最も簡単な共振回路の矩形波応答を利用することにした．

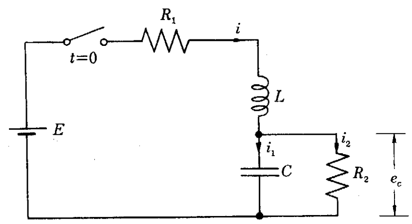
この方法は図・2 に示すように直列共振回路に矩形波を加え，コンデンサの両端に生ずる電圧を利用するものである．



図・2　原 理 図

(1)　解　　析

まず図・3 のようにコイルの抵抗 R_1，負荷抵抗 R_2 を考慮した等価回路で考え，この回路に直流電圧 E を印加したときの応答を求める．$t=0$ で直流電圧 E を印加したとすると回路方程式は



図・3　等 価 回 路

$$\left.\begin{aligned}&L\frac{di}{dt}+R_1 i+\frac{1}{C}\int i_1 dt=E\\&\frac{1}{C}\int i_1 dt=R_2 i_2\\&i=i_1+i_2\end{aligned}\right\} \tag{7}$$

となり，$t=0$ で $i=0$，$e_c=0$ という初期条件を用いて解くと，コンデンサの両端の電圧 e_c およびコイルを流れる電流では次のように求めることができる．

$$e_c=\frac{E}{1+\frac{R_1}{R_2}}\left\{1-e^{-\alpha t}\left(\frac{\alpha}{\beta}\sin\beta t+\cos\beta t\right)\right\} \tag{8}$$

$$i=\frac{E}{\beta L}e^{-\alpha t}\sin\beta t+\frac{e_c}{R_2} \tag{9}$$

ただし，

$$\alpha=\frac{1}{2}\left(\frac{R_1}{L}+\frac{1}{R_2C}\right),\quad \beta=\sqrt{\frac{1}{LC}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)-\alpha^2}$$

また，負荷の影響を無視すれば，

$$\alpha=\frac{R_1}{2L},\quad \beta=\sqrt{\frac{1}{LC}-\alpha^2}$$

となり，コイルの Q が十分大きいとすれば $\beta\simeq\frac{1}{\sqrt{LC}}$ となる．$\left(R_1\ll\sqrt{\frac{L}{C}},\ \alpha\ll\beta\right)$ それゆえ，式（9）より

$$e_c\simeq E(1-e^{-\alpha t}\cos\beta t) \qquad (10)$$

e_c の最初の最大値を $e_{c\max}$, その時点を $t_{\max}$ とすれば,

$$t_{\max}=\frac{\pi}{\beta},\quad e_{\max}\fallingdotseq 2E \qquad (11)$$

となる．同様に最初の最小値を $e_{\min}$, その時点を $t_{\min}$ とすれば

$$t_{\min}=\frac{2\pi}{\beta},\quad e_{\min}=E\left(1-e^{-\frac{2\alpha}{\beta}\pi}\right) \qquad (12)$$

$$\fallingdotseq\frac{\pi}{Q_1}E$$

ただし

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}},\quad Q_1=\frac{\omega_0 L}{R_1}$$

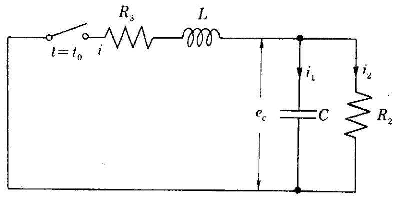
すなわち，コイルの $Q(Q_1)$ が有限であるために $e_{\min}$ は 0 とはならずに有限の値をとり，この残留電圧により歪を生ずる．

一方，負荷抵抗の影響は $Q_2=1/\omega_0R_2C$ とし，負荷抵抗 R_2 をコイルの抵抗の K 倍 ($R_2=KR_1$) と仮定すれば

$$\alpha=\frac{1}{2}\omega_0\left(\frac{1}{Q_1}+\frac{1}{Q_2}\right),\quad \beta=\omega_0\sqrt{1-\frac{1}{4}\left(\frac{1}{Q_1}-\frac{Q_1}{K}\right)^2}$$

負荷抵抗が小さくなると β の根号の中が 0 に近づき臨界的となる．

また，残留電圧による歪を考えると，1 サイクル以前の適当な時点で印加する直流電圧を切る必要がある．すなわち，$t=0$ で印加した直流電圧を $t_{\max}$ と $t_{\min}$ の間の時点 t_0 で 0 にする．このときの応答を図・4 の等価回路



図・4　印加電圧を除いた後の等価回路

から求める．なお，直列抵抗 R_3 はコイルの抵抗 R_1 のほかにスイッチとして用いるトランジスタの負荷抵抗 R_L を考慮し，$R_3=R_1+R_L$ とする．回路方程式は

$$\left.\begin{aligned}&R_3 i+L\frac{di}{dt}+\frac{1}{C}\int i_1dt=0\\&\frac{1}{C}i_1dt=R_2i_2\\&i=i_1+i_2,\quad e_c=\frac{1}{C}\int i_1dt\end{aligned}\right\}\qquad(13)$$

$t=t_0$ で $i=i_0$, $e_c=e_0$ なる初期条件を与えると，

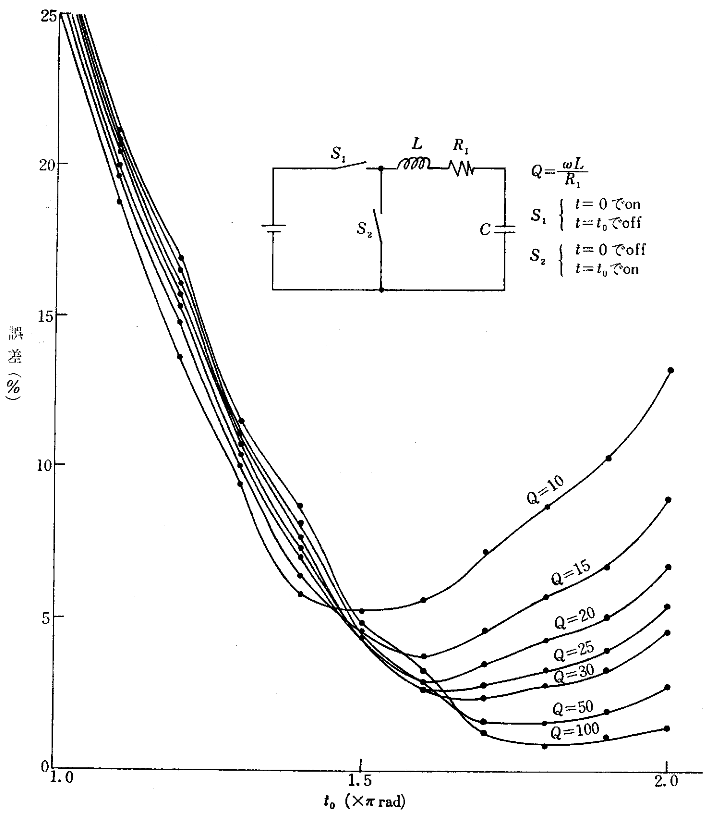
$$e_c=e_0e^{-\gamma(t-t_0)}\left\{\cos\nu(t-t_0)+\frac{\gamma}{\nu}\sin\nu(t-t_0)\right\}+\frac{i_0}{C\nu}e^{-\gamma(t-t_0)}\sin\nu(t-t_0) \qquad (14)$$

ただし,

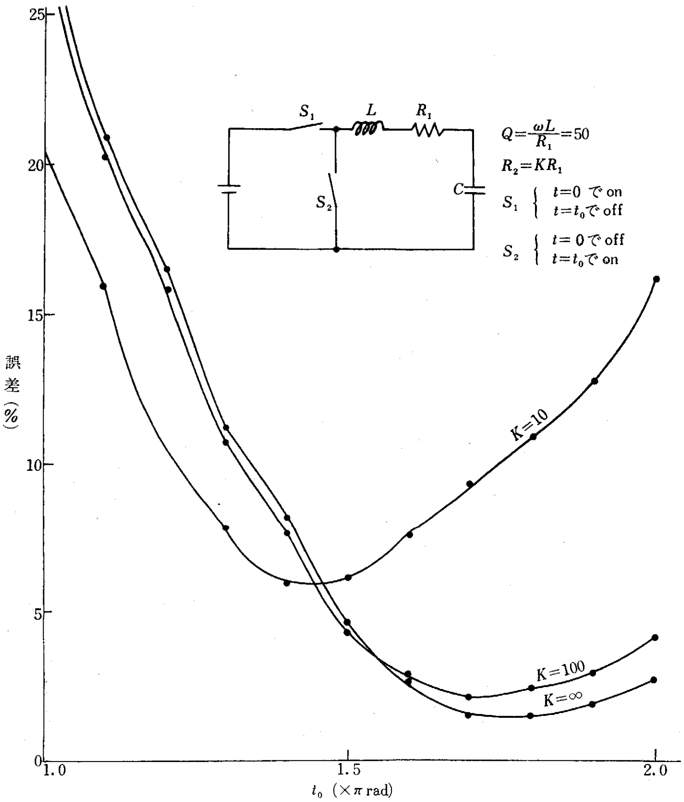
$$\gamma=\frac{1}{2}\left(\frac{R_3}{L}+\frac{1}{R_2C}\right),$$

$$\nu=\sqrt{\frac{1}{LC}\left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)-\gamma^2}$$

となる．したがって，$0\leqq t\leqq t_0$ では式(8)より，$t_0\leqq t$ では式(14) により波形を計算し，2 乗正弦波パルスとの自乗平均誤差を求め，これを最小とする t_0 を求めればよい．この結果の一例を図 5, 6 に示す．ここでは 1 周期を 20 等分し，各点について自乗平均誤差を求めた．また，t_0 以降を表わす式 (14) は振動的であるので，負の値もとり得るが，実際には 0 にクランプしているので，最初の正の部分のみを用いた．図が多少波打っているのは取る点の数が少ないため，式 (14) が零交差する点に $\pi/10$ の誤差があるためである．図より印加する



図・5　矩形波を切る位相と誤差の関係（負荷の影響を無視）



図・6　矩形波を切る位相と誤差の関係（線輪の Q を一定）

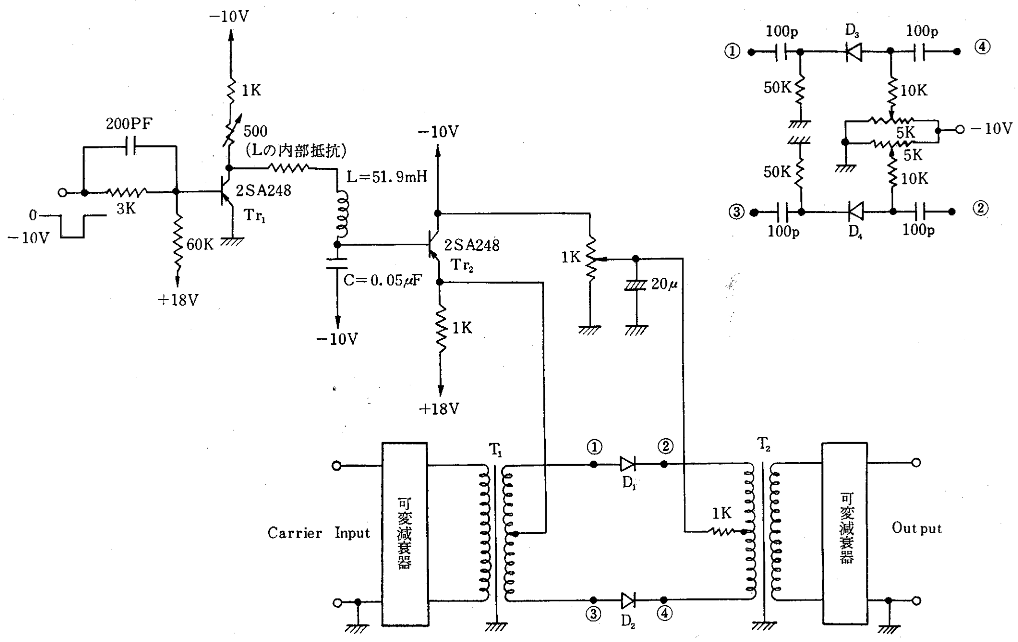
矩形波パルス幅に最適の値があり，Qが高いほど1サイクルに近い幅のパルスを用いればよいことがわかる．パルス幅に最適値のあることは，矩形波パルスの幅を狭くして半サイクルに近づければ近づけるほど，1サイクルより前の時点で零交差し以後が誤差となるので誤差が増し，また，矩形波パルスの幅を広くして1サイクルに近づける程残留電圧によって裾を引くことによる誤差が増すことによって定性的にも説明できる．

（2） 実験結果

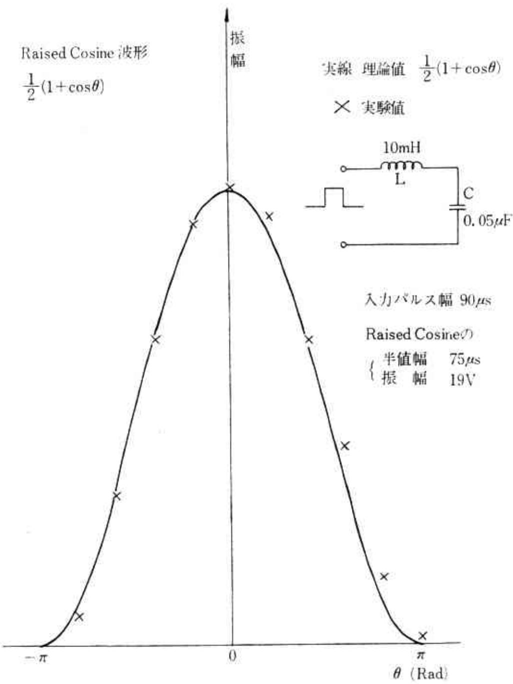
本実験に使用した2乗正弦波パルス発生器の回路図は図・7 のとおりである．トランジスタ Tr_1 は LC 直列共振回路に直流電圧を印加するためのスイッチとして用いられている．また，トランジスタ Tr_2 はエミッタフォロワとして用い負荷抵抗を大きくするために用いているとともに，トランジスタ Tr_1 がオフとなったときに生ずる式 (14) で示される振動的応答をベース電圧が －10V 以下になると飽和することによりクランプする．なお，L としては田村製作所製可変インダクタンス線輪（VL-204）を用いた．

実験によって得た2乗正弦波パルスの時間波形の計算値と実測値を図・8 に示す．また図・9 にはその写真を示してあるが合わせて歪が最小となるように最適化して印加した矩形波パルスも示してある．

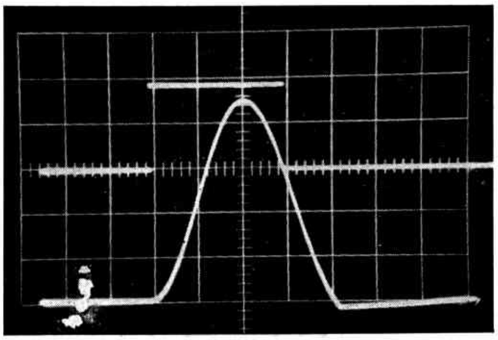
さらに，周波数スペクトラムアナライザにより本回路で発生した2乗正弦波パルスのスペクトラムを測定し，矩形波，2乗正弦波，実際に得た時間波形をフーリエ解析して計算した周波数スペクトラムと比較した．これを図・10 に示す．この結果によると $2/\tau$ の周波数までは理論値とよく一致していることがわ



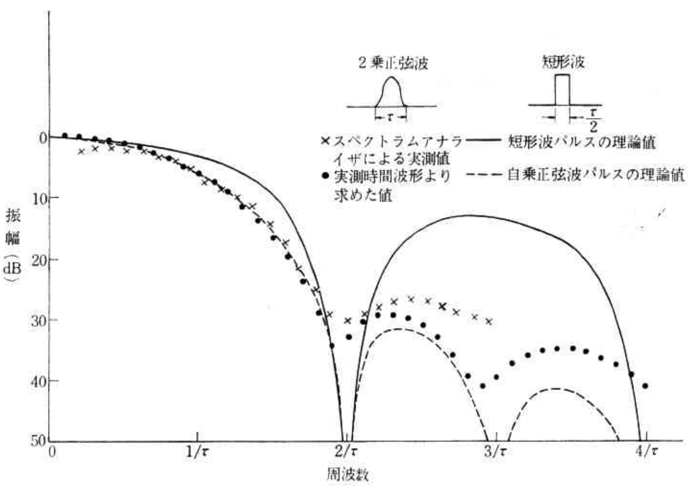
図・7　2乗正弦波パルス発生回路



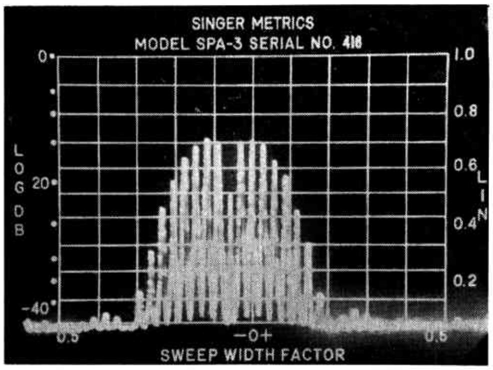
図・8　2乗正弦波パルス



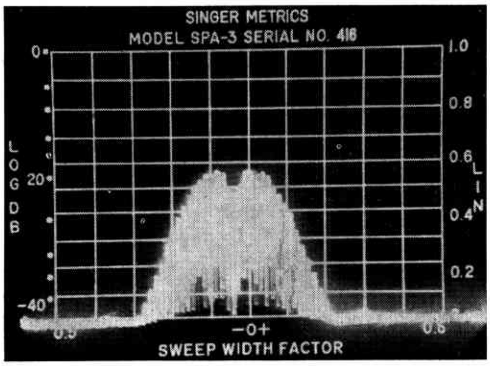
上: 入力パルス反転
下: 2乗正弦波パルス
vertical 5 v/div horizontal 50 μ sec/div
繰返し周波数 500 Hz
図・9　2乗正弦波パルス



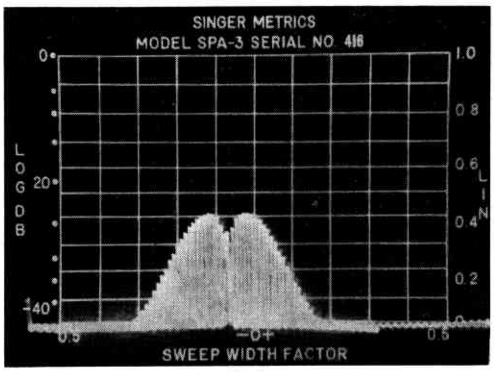
←
図・10　2乗正弦波および矩形波の周波数スペクトラム



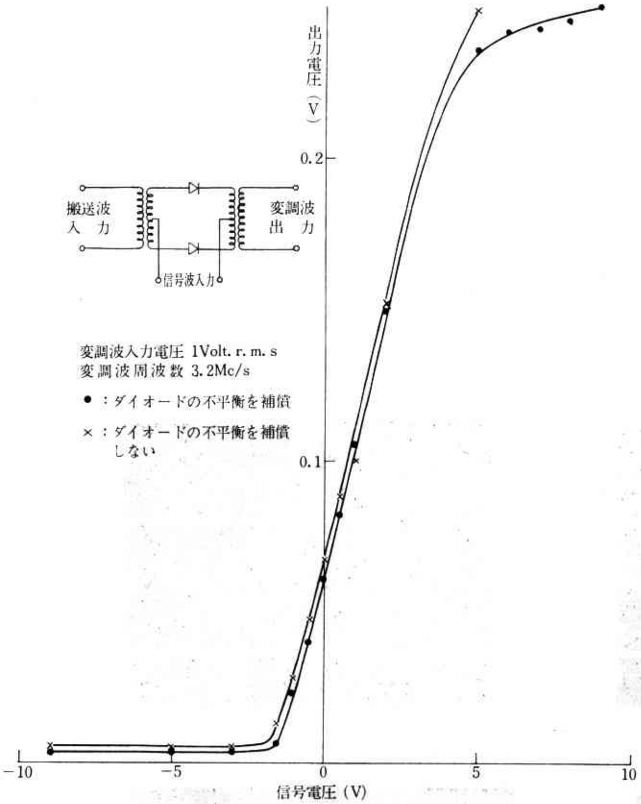
(a)
繰返し周波数 1KHz　horizontal 20 kHz/div



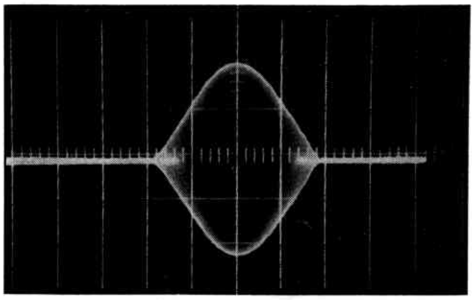
(b)
繰返し周波数 500 Hz　horizontal 20 kHz/div



(c)
繰返し周波数 100 Hz　horizontal 20 kHz/div
図・11　2乗正弦波パルスのスペクトラム

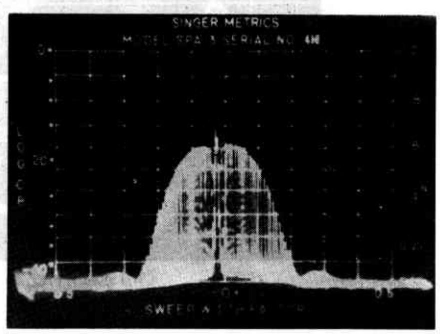


図・12　変調器の信号対出力電圧特性



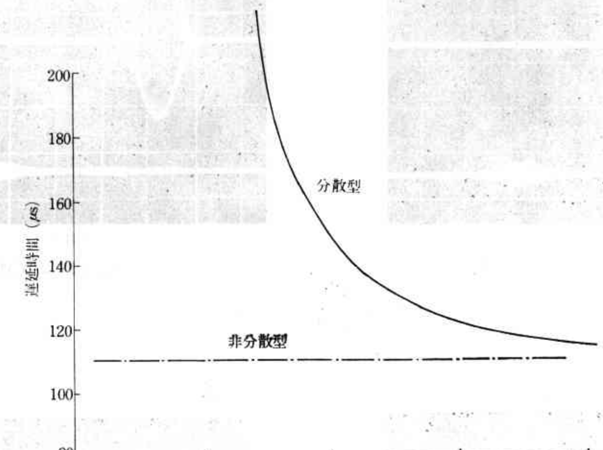
繰返し周波数 500 Hz
搬送周波数 3.2 MHz
vertical 0.5 v/div
horizontal 50 μ sec/div

図・13　2 乗正弦波パルス発生器出力



horizontal 20 kHz/div

図・14 2 乗正弦波パルス (図・13) のスペクトラム

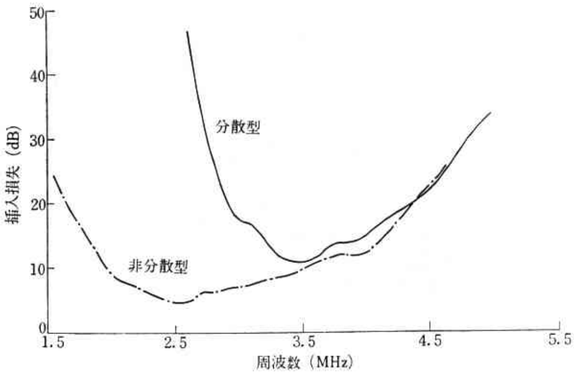


図・15　周波数対遅延時間特性

かる．また，スペクトラムアナライザの写真を図・11 に示す．繰返し周波数を変えても包絡線が相似なことがわかり，duty によって振幅の減るのも (a)，(b) では 1/2 になっているので 6 dB 下がっていることが示されている．

4. 変 調 回 路

搬送波を自乗正弦波パルスで変調する回路は図・7 に示されるような平衡変調器を用いた．変調器で問題となるのは入出力巻線の不平衡，ダイオードの特性の不平衡等により搬送波漏洩電流を生ずることであるが，これを抑圧するために図・7 の右上に示した補償回路を用いた．これは変調器に用いたダイオードと同じダイオードを逆バイアスして用い，逆バイアスを調整することによってブリッジを平衡させ漏洩電流を補償している．この変調器の信号対出力電圧特性は図・12 のとおりであるが，補償によって漏洩電流を減少させることができた．



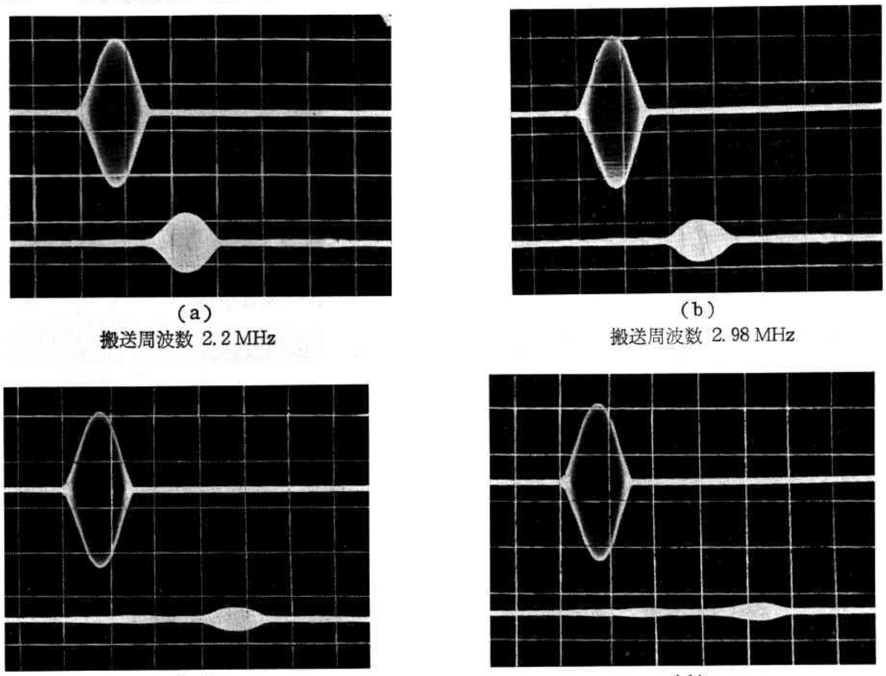
図・16　周波数対挿入損失特性

図・13 は2乗正弦波パルスにより搬送波を変調した結果を示している．この周波数スペクトラムは図・14 のとおりである．

5.　使　用　例

今まで述べてきた分散型遅延回路測定用パルス発生器を分散型遅延回路に用いてその性能を試験した．ここで用いた分散型遅延回路の周波数対遅延特性を図・15 に，周波数対挿入損失特性を図・16 に示す．

2乗正弦波パルスで変調された搬送波を分散型遅延回路に加えた結果は図・17 のとおりで，図の上段の入力波形と比較して下段の出力波形には歪が認められない．ま



(a)
搬送周波数 2.2 MHz

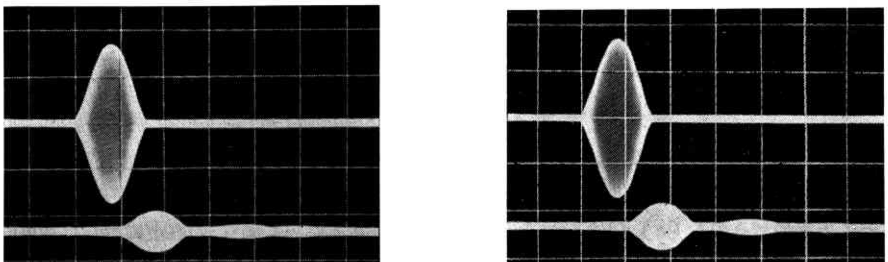
(b)
搬送周波数 2.98 MHz

(c)
搬送周波数 2.67 MHz

(d)
搬送周波数 2.6 MHz

いずれも上段は入力波形，下段は出力波形
vertical　入力　0.5 v/div
　　　　　出力　0.25 v/div
horizontal 100 μ sec/div

図・17　分散型遅延回路出力（2乗正弦波パルス）

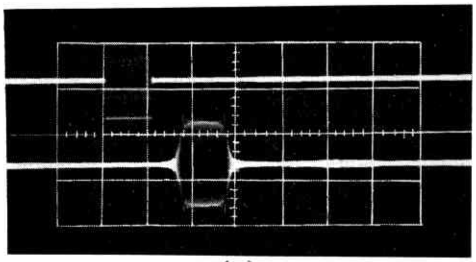


(a)
搬送周波数 2.6 MHz

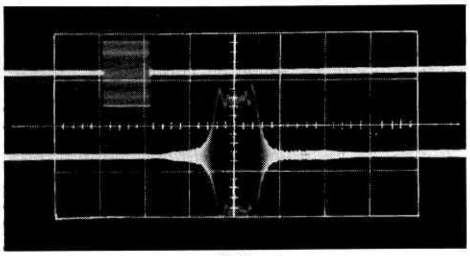
(b)
搬送周波数 2.64 MHz

vertical　上段　入力　0.5 v/div
　　　　　下段　出力　0.2 v/div

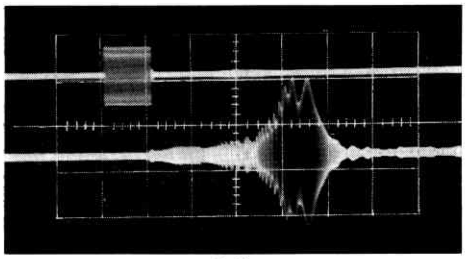
図・18　非分散型遅延回路出力



(a)
搬送周波数　2.8 MHz
vertical　上段　入力　0.5 v/div
　　　　　下段　出力　0.2 v/div
horizontal 100 μ sec/div



(b)
搬送周波数 2.8 MHz
vertical　上段　入力　0.5 v/div
　　　　　下段　出力　0.1 v/div
horizontal 100 μ sec/div



(c)
搬送周波数 2.65 MHz
vertical　上段　入力　0.5 v/div
　　　　　下段　出力　0.05 v/div
horizontal 100 μ sec/div
いずれも入力パルス幅 100 μ sec,
繰返し周波数 100 Hz

図・19　分散型遅延回路出力（矩形波パルス）

た，周波数によって遅延時間が変化する様子がよく示されている．また，同じ遅延回路を非分散型遅延回路として用いた場合の入力，出力波形を図・18 に示してあるが，波形の歪は認められず，周波数によって遅延時間が変化していないことがわかる．

一方，矩形波パルスによって変調された搬送波を分散型遅延回路に加えた場合の入力，出力波形は図・19 のとおりである．この図より周波数により遅延時間が変化することはわかるが，矩形波パルスによって変調された搬送波パルスの占有周波数帯が広いために遅延時間の相違により出力パルス波形の歪が大きく，特に周波数対遅延特性の変化の大きい所ではその影響が顕著である．したがってこのような矩形波パルスを用いたのでは正確な周波数対遅延特性を測定することが困難であることが認められる．

(1966年3月15日受理)

謝辞　本研究に関しご援助いただいた日本電気KK 古後・塚田・沢田の諸氏に厚くお礼申上げる．

文　献

1) たとえば W. P. Mason, ed.; "Physical Acoustics", vol. 1, Pf. A, Ch. 6, Academic Press, New York, (1964).
2) T. von Pfeiffer; "Filter zur Vmformung von Rechteckimpulsen in Gaussimpulse", Frequenz, **17**, 3, p. 81 (1963. 3).
3) 片桐，瀬崎，中里："2乗正弦波パルス発生の一方式" テレビジョン，**18**, 6, p. 345 (1964. 6).

正 誤 表（4月号）

頁	段	行	種別	正	誤
		6	目次	アイソトープ	アイトソープ
90	左	19	本文	半値幅 15 ms ピ	半値幅ピ
105			表・1	$\|9.5\times10^{-1}\|1.9\times10^{-1}\|$	$\|9.5\times10_0^1\|1.9\times10^{-1}\|$
〃	右	下10	本文	二つの変動がある	二つの変動率がある
〃	〃	下7	〃	出力測定における変動は	出力測定における変動率は
〃	〃	下3	〃	管内温度の上昇に	管内温度の上昇率に
106	〃	下4	〃	関してお世話になった	関して世話になった

次　号　予　告（6月号）