

# サブナノセカンド・パルス技術

松下電器産業KK中央研究所\* 西山 昌

## 1. 概 要

ルイスとウェルズが、「ミリマイクロ秒パルス技術」<sup>1)</sup>という本を書いたのは、1954年で、それからもう10年以上も経っている。この本は、その後進歩したトランジスタなどのために、さらに1章が追加されて、第2版として1959年に出版された。この頃にはもう、ミリマイクロ秒のことを、ナノセカンド(=10<sup>-9</sup>秒)と呼ぶ呼び方が普通になっていたようである。ここでは、その後に行った高速パルス技術のいろいろな進歩について、簡単に述べてみたいと思う。

最近の研究における興味を中心は、すでに、ナノセカンドよりも速く、ピコセカンド(=10<sup>-12</sup>秒)に近づきつつあるので、ここでは題してサブナノセカンド(Subnanosecond)パルス技術とした。サブナノセカンドパルス技術についてすべてを述べることは、容易ではないので、ここではまず高速パルス技術で取り扱う周波数範囲について簡単に述べ、つづいて、パルスを送ったり、遅らせたりするために使用される伝送線路や、コネクタ、さらには同軸型減衰器について、その進歩改良のあとを紹介することにする。そのあとで、立上りの速いパルスを発生させる方法について、特に、特殊半導体素子、トンネルダイオードやステップリカバリーダイオードを中心に説明したい。最後に、サブナノセカンド・パルスを測定する際ぜひとも必要なオシロスコープの近況を紹介する。このオシロスコープには、進行波型とサンプリング型の2種類があって、ともに、数ギガサイクル(=10<sup>9</sup>c/s, Gc)以上の観測が可能である。

さて、このような高速パルス技術は、やはり大きな要望があったからこそ進歩したものであって、単に、電気技術者の興味だけで生まれたものではない。このようなパルス技術の開拓者がどのような分野の人々であったかを、知っておくことは無駄ではないだろう。かつて、微小電流計の研究、特に、振動容量型微小電流計の研究論文が、電気関係の学会誌にはなくて、もっぱら、質量分析の学会誌に掲載されていた例があるように、電気技術者の常識の枠は、時に、他の分野の人々の切実な要求

で破られることがある。「ミリマイクロ秒パルス技術」の著者ルイスとウェルズは、ともに英国の原子力研究所の研究員であった。また、米国におけるサブナノセカンドパルス技術の研究は、ほとんど米国原子力委員会の補助するプロジェクトでなされ、主として原子核物理に関係する人々の要求や努力によって積み上げられたといっても過言ではない。最近も、このような方面から、非常に速い論理回路を切望する声を聞いている。この点デジタル計算機では、記憶装置の速度が遅いので、演算<sup>2)</sup>の速度だけを上げて意味がないというところから、~~外~~遅いパルス回路に甘んじていることが多い。もっとも、キロメガサイクル計算機と呼ばれる高速電子計算機の研究では、かなりの努力がこの方面に払われている模様である。

## 2. パルスとその周波数範囲

サブナノセカンド・パルス技術では、1ナノセカンド(ns)よりも短い時間内に起こる現象を取り扱う。このパルスは、フーリエ級数と呼ばれているたくさんの周波数の正弦波の集まりで表わすことができる。パルスが回路を通過すると、その回路の通過帯域幅と、位相特性とによって波形がひずんでくる。フーリエ級数のスペクトル分布もひずみにともなって変ってくる。

単純な1つの極をもつRC回路網を通過したパルスの最少の立上り時間  $t_r$  は、次の式で表わされる。

$$t_r = 0.35/f \quad (1)$$

この場合、 $f$  は振幅が中域周波数における値から3dB低下した点で定義される一様周波数帯域の周波数上限である。また、立上り時間  $t_r$  とは、図1に示すごとく最終振幅の10%から90%になるまでの時間で、立上り特性を示す1つの目安である。(1)式の係数である0.35は、回路によって異なり、0.35から0.45の間の値をとるが、一般には、0.35が用いられる。

いくつかの回路を従属に接続すると、振幅の周波数特性は、それぞれの回路のもの積の形となり(dBで表わせば和になる)、位相の周波数特性は和で表わされる。すべての回路をパルスが通過した場合に、どれだけ劣化するかを短形パルスの最終の立上り時間  $\tau$  で表わすと

\* 大阪府門真市大字門真

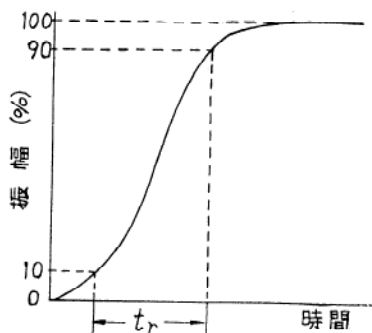


図1 立上がり時間 ( $t_r$ )

$$\tau = \sqrt{\sum t_r^2} \quad (2)$$

となる。ここで、 $t_r$  は各回路の立上がり時間である。この式は、厳密には、パルスがガウス形で、オーバーシュートがない場合に限られるが、一般にも十分よい目安となる。(2)式からもわかるように、回路網の立上りが入力パルスの立上りよりも3~5倍速くないと、出力パルスの受けるひずみが目立つようになる。また、現在、立上り時間50ピコセカンド (ps) 以下のパルスを発生することができるが、立上り時間50 ps のパルスをオシロスコープで見るためには、10 Gc 以上の帯域幅を持つオシロスコープが必要である。

回路の低い方の遮断周波数は、取り扱うパルスの幅によって決まるので、立上り時間がサブナノセカンドで、パルス幅がマイクロセカンド ( $\mu s = 10^{-6}$ 秒) に近いパルスを取り扱う場合には、その帯域幅は非常に広くなり、回路の設計も簡単ではない。これに比べて、導波管などを用いたマイクロ波通信系では、一般に、極めて帯域幅が狭いものを取り扱う。ここが両者の大きな相違点であって、設計にあたって十分注意することが必要である。

### 3. 伝送線路

いったん立上りの速いパルスが発生されたならば、十分注意して速い立上りを損わないように取り扱わねばならない。パルスを伝送するためには、適当な低域伝送線路を通すことが必要である。伝送線路が単にパルス信号を伝達するだけでなく、一定時間遅延する必要がある時は、勝手に長さを短くしたりすることは出来ない。使用される伝送線のタイプとその性能で、使用出来る最大の長さが決まってくる。

パルス伝送および遅延に使用出来る線路は、まず同軸ケーブルとストリップラインくらいであろう。これらの線路内では TEM モード\* の進行波が存在し、導波管

\* 電界および磁界が進行方向に対して直交している電磁波モードであって、遮断周波数をこえると複雑になる

の場合のように、低周波の遮断されることもなければ伝播速度が周波数に依存することもない。伝播速度  $V$  は、周波数に無関係に次の式で与えられる。

$$1/V = \sqrt{\epsilon\mu} = \sqrt{k_e \cdot k_m} \cdot 10/3 (\text{ns/m}) \quad (3)$$

なお  $k_e = \epsilon/\epsilon_0$  導体間の媒質の比誘電率

$k_m = \mu/\mu_0$  導体間の媒質の比誘磁率

である。この場合の特性インピーダンス  $Z_0$  は、 $\sqrt{L/C}$  である。同軸ケーブルは一般に低い特性インピーダンスに限られているが、ストリップラインでは特性インピーダンスをある程度任意に作る事が出来る。

さて、このような同軸ケーブルおよびストリップラインも、サブナノセカンドの立上り時間を有するパルスの伝送に適しているものは極めて少なく、3 Gc 以上となれば、いちじるしい減衰によるひずみを受けるようになる。図2に、いくつかの同軸ケーブルの減衰と周波数との関係を示した。

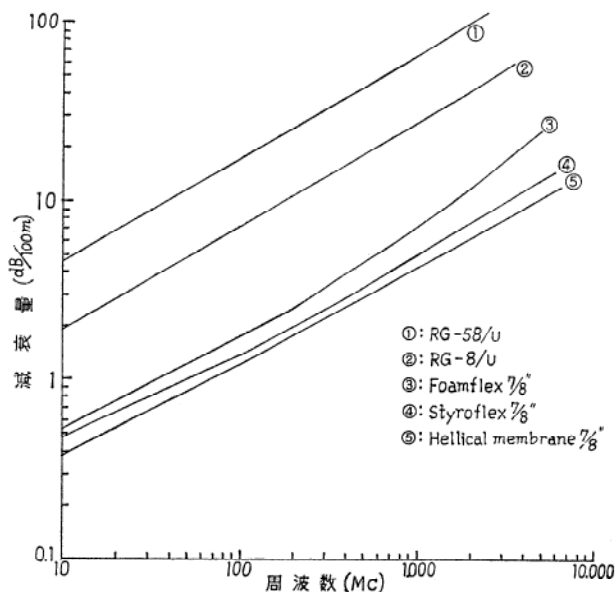


図2 同軸ケーブルの減衰特性

通常  $Z_0$  が与えられているときは、ケーブルの直径を増大すると一般に減衰は少なくなる。しかし、TEM 波だけを伝播するという条件があるので、ケーブルの太さには、おのずから制限がある。少なくとも必要な立上り時間にふさわしいものでなくてはならない。

伝送中の損失には、3種類のものがある。その第一の要素は導体の表皮効果によるものであって、周波数の平方根に比例する。1 Gc 以下の周波数領域ではこれがもっとも大きな減衰の原因である。次の要素は、誘電体損であって、これは周波数に直接比例する。そうして、GC 領域で目立ち始める。図2でも1 GC以上で曲線の傾斜が変わっているのはこのためである。

第三の要素は、開放線路の漏洩輻射である。同軸ケー

ブルでは漏洩は非常に少ないが、ストリップラインでは外への漏洩およびほかの回路からの雑音の混入を考慮しなければならない。しかし、ストリップラインでは信号の分岐が簡単であるし特性インピーダンスも任意に選べるので超高速パルス回路内の短距離の配線には広く使用されている。

このほかに、パルスが長い線路を伝播する間におこる位相ひずみが立上り時間に影響する。これは伝送線路における位相速度が周波数によって、若干変わること起因するもので、特に速い立上り時間のパルスで長い幅のものを取扱うときは注意しなければならない。RG-8/Uなる同軸ケーブルの伝播時間は5nsがたった1mであるけれど、これを使って立上り時間0.1ns以下のパルスを5ns以上遅らそうなどと考えても使いものにはならない。

同軸ケーブルの中心導体と外部導体の間隔を保持するために、誘電体を使用されるが、さきに述べたように、誘電体による損失が、高い周波数では大きく利いてくるのであるべく誘電体が占める体積を減らして、支持に必要な最少限度の形状にするような工夫がなされている。しかし一方、伝播速度も実効誘電率の平方根の逆数に比例するので実効誘電率が小さくなると、速度も空気中の速さに近づいてくる。波長短縮率の小さいことは、単位長あたりの遅延時間が長いことを意味するので、定められた遅延時間を最少の減衰量で伝送するためには、単位長あたりの減衰量が少ないだけでなく、減衰量に波長短縮率の積が小さいことが重要である。表1は、このような考え方から50Ωのケーブルについて単位長あたりの減衰量に波長短縮率を掛けたものを $\frac{3}{4}$ インチと $\frac{7}{8}$ インチの

ケーブルについて比較してみた。この表の中では、Helical Membrane が遅延線路としては最も良いようである。

伝送線路に関する最近の興味ある話題は、液体ヘリウムの温度で動作する極低温ケーブルの研究である。極低温で鉛やニオブが超電導となり、ごくわずかな損失だけになることを利用したものである。通常心線にはニオブを、外部導体には鉛を用いている。心線のサイズは、比抵抗が少なくなるので、直径を0.03インチあるいは、それ以下に作られ、全体としても細いケーブルとなっている。またこのケーブルの誘電体にはテフロンが使われている。実験によれば、2μsの遅延線で、1Gcで2dB、5Gcでは5.5dBの損失のものが得られている<sup>2)</sup>。このケーブルは長さにして約413mであった。立上り時間は、室温部と超電導部間の移行を改善することによってなお短くすることが出来るようである。

#### 4. 同軸コネクタ

同軸ケーブルをパルス発生器や負荷に接続するために同軸コネクタを使用するが、そのほとんどが約20年前に設計されたものであって、非常に反射が多く性能的に不十分であったが、やむを得ず使用されて来た。マイクロ波通信系でも導波管に比べて同軸ケーブルが小型、軽量で、結合も簡単であり、その上、曲げやすいために非常に便利ではあるが接合に使用されるコネクタの反射が多かったので、これまで敬遠される傾向にあった。

ところが最近では、これらのコネクタについて相当の改良および新型の開発が行なわれ、また、今年の3月に開かれたIEEE国際学会(N.Y)でも同軸コネクタについてのセッションが設けられ、新型コネクタの性能や新

表1 同軸ケーブル

PD社(米)商品名	RIGID LINE		HELICAL MEMBRANE		STYLOFLEX		FOAMFLEX	
	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	
外径寸法(インチ)	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{7}{8}$	
型名	2-78-50	HM-34-50	HM-78-50	ST-34-50	ST-78-50	FX-34-50	FX-78-50	
減衰量(dB/m,3.5Gc)	0.115	0.10	0.087	0.131	0.105	0.223	0.195	
波長短縮率(%)	≈100	96	96	90	90	81	81	
減衰×波長短縮率	0.115	0.096	0.0835	0.118	0.0946	0.181	0.158	
誘電体の材料	空気	ポリエチレン		ポリスチロールテープ		ポリエチレン		
誘電体の構造	テフロンビーズ保持	ラセン形モールド		ラセン状に多重巻		発泡		
曲げやすさ	無	半		半		半		

注1) STYLOFLEX および FOAMFLEX については国産品もある

注2) RG-58/U および RG-8/U はもっと低い周波数でないと伝送しない。1Gc 附近においても減衰が極めて大きく波長短縮率67%との積はなおこの表のケーブルとは比較にならないほど大きい。

しい規格についての説明およびパネル討論が行なわれた模様である。このように古くしてまた新しい話題でもある同軸コネクタの最近の動向にスポットを当ててみるのも無意味ではないだろう。

1ns よりも短い立上り時間をもつパルスが現われるまでは、N型や GR 社の874型のごときコネクタでも良かったが、これらのコネクタを測定してみると、3Gc 付近から上の周波数では相当顕著な VSWR が存在していることがわかる。その結果、入射パルスの全部が通過するのでなくて、信号源の方へわずかづつもどっていることになるのである。伝送線路上の任意の点における電圧は、入射波電圧と反射波電圧の和であり、VSWR とは線路に沿って生ずる定在波振幅の最大と最小の比である。伝送線路が正しい特性インピーダンスで完全に終端されている時は、定在波がなくなり、VSWR は1.0となる。信号源と負荷との間に線路、コネクタ、負荷などでインピーダンスの不連続なものがあると、VSWR は必ず1より大きくなる。

ではまず、N型コネクタの改良から始めることにしよう。あとで述べるような新型コネクタは高価なので、NやTNCがすべて新型コネクタに置きかえられるわけではなく、若干改良すれば十分使用出来るところも少なくない。MIL規格でも最近ではこれまで定められていた最適寸法をなくして、規格だけに盲従することなく、自由に改良出来るようにした。もちろん他社のものをつなぐことを考えて、おたがいに結合するために必要な限界寸法だけは、はっきり定められている。新しい一般規格 MIL-C-39012 (1964年2月13日付)では「各コネクタの片方は、それぞれ VSWR について最適であり、片方の欠点を他方で補償させてはならない」と述べられている。

かつてのN型の規格 (MIL-C-71B) を検討してみると、いかにその能力が十分発揮されていないかを知ることができる。まず第一にN型コネクタ内部の0.120インチおよび0.276インチの空気線路部分 (中の絶縁物が空気の部分) について考えてみよう。MIL-C-71B では、それぞれ $\pm 0.001$ および $\pm 0.002$ インチと許容誤差が定められているが、規格最大の条件にすると $50\Omega$ 基準で $\pm 1\Omega$ となる。これを $50\Omega$ の空気線路につなぐと VSWR は1.02となる。2つのコネクタを結合すると1.04となる。もし精度を $\pm 0.0005$ インチおよび $\pm 0.001$ インチとすると、生産原価があまり影響されずに (VSWR-1) の値を半分以下に下げられるといわれている。

N型コネクタを MIL-C-71B 通りに、しかも、空気線路になっている部分の寸法誤差を零に作っても 図3<sup>3)</sup>の実線に示すように相当の VSWR が存在する。空気線

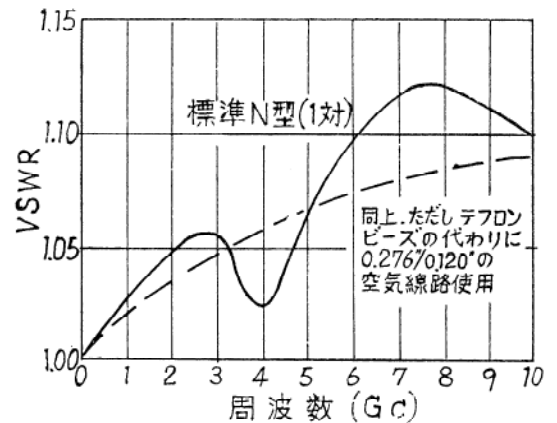


図3 MIL規格N型コネクタのVSWR特性

路の寸法誤差が零の時でも、3Gcで1.06、8Gcで1.12のピークが起っているのも、もし、MIL規格で許される寸法誤差一ぱいとすると、最高のVSWRは1.2を超えてしまうであろう。テフロンビーズの部分の誤差によってVSWRはなお大きくなると考えられる。

以上は許容誤差の決め方についてであったが、設計についての不完全さを次に検討してみよう。図3の点線はテフロンビーズを空気線路で置きかえたN型コネクタの特性である。実線と点線とを比較してみると判ることは、やはり本質的な欠点が接合部にあることおよび、テフロンビーズの補償が完全でないことである。図4<sup>3)</sup>はN型

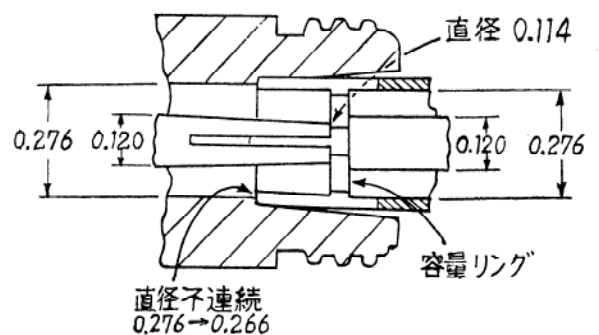


図4 MIL規格N型コネクタ接合部断面図 (単位インチ)

コネクタの断面図であって、まず気付くことは雄コネクタの外側フィンガの直径が不連続なことおよび、雌コネクタの中心ピンがテーパになっていて、0.120インチが0.114インチになっていることである。中心導体接合部に出来た隙間に0.065インチのピンが出ているのを容量リングで補償しているのであるが、不十分で、これが図3点線の主要原因と見られる。この隙間を半分にすると、大体適当な補償が行なわれるであろうし、今のままの隙間なら容量リングの長さを今の2倍にすることが必要である。テフロンの誘電率は、2.1として20年前に設計されたが、今日マイクロ波領域では2.02であることが

判った。このため特性インピーダンスが違ってきて、ビーズの端で VSWR が 1.0212, 全部では 1.04 となる。このようにして N 型同軸コネクタは各社で徹底的に不備な点を追究され、かつ改良された。その結果得られたデータの一部を図 5 に示した。参考に示した GR-874B や図 3 の N 型のデータと比較すると驚くばかりの進歩で

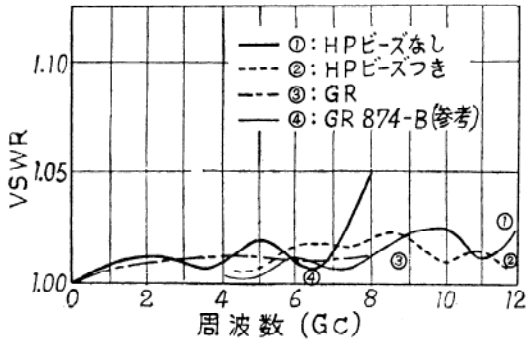


図 5 コネクタの VSWR (改良 N 型)

ある。HP 社のデータは、806B 型スロッチドライン用特殊コネクタについてである。今はどのメーカーでもまだ高い工作精度を要求しているので値段が高いが、いずれ、そのうち、安い改良された N や TNC が現われることであろう。

次に新型同軸コネクタを紹介しなければならない。GR 社の 900 型 (周波数上限 9Gc) と、HP 社および Amphenol 社の協同開発になる GPC-7 型 (18Gc) および、R & S 社の DezifixA\* (18Gc) の 3 種がその代表的なものである。いかに在来のコネクタと比べて VSWR が低いかを、図 6 に示した。これらのコネクタの共通する

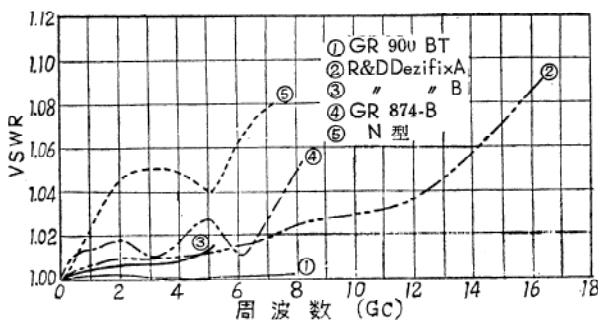


図 6 新型同軸コネクタの特性 (対)

点は、高い周波数まで VSWR が小さく漏洩損失が少ないことはもちろん、そのほかに、雌雄の区別がない構造で、結合が簡単なことも共通している。今、GPC-7 を例にとって構造のポイントを見てみよう。7 mm 空気

\* DezifixB は 20 年以上も前に DIN 47285 に基づき上限 6Gc に設計されたもので、DezifixA および PrecifixA が最近開発されたものである。

線路用として設計されたものは、GPC-7 のほかに、精密型としての LPC-7 と特注品種としての FPC-7 の 2 種類がある。GPC-7 は IEEE の標準規格に合致するように設計されたもので、現在は空気線路専用であるが、フレキシブル・ケーブル用のものも近く完成することである。GPC-7 を結合するには、30°~45°まわすだけでよく、まず合わせると突出した部分がお互いに、はまり込む。まわすと、傾斜のある面に沿って締めつけられる。この時、パネのついた中心導体は相手と密着して正確に同心円筒を形成する。絶縁物の誘電率による誤差は補償されるように設計されていて、零とみなされる。VSWR は IEEE の規格で、 $1.003 + \{0.002 \cdot f (Gc)\}$  と定められていて、これを十分満足している。高周波漏洩は、-120dB 以下である。少ない理由は、±0.0005 インチ角ごとに接触面があることと、圧着による締付効果とが考えられる。表 2 に、これらのコネクタの規格を比較した。以上を総合してみると、同軸コネクタについては、最近の開発によって、一応、使えるものが高価ではあるが出て来たといえる一般に、遮断周波数を高くするためには、直径を小さくしなければならないし、寸法の精度を上げるためには、直径が大きい方がやり易いという矛盾が付きまとう。高い周波数に至るまで VSWR を小さくすることは、容易なことではない。高価な理由も、またここにある。

終端抵抗や減衰器からの不用な反射にも注目しなければならない。終端抵抗や減衰器は、パルスに含まれるすべての周波数スペクトルについて、正しいインピーダンスおよび減衰でなければならない。今、手許にある資料から得られる限りでは、最も少ない VSWR を有する同軸型終端抵抗は Siemens 社のもので、1Gc まで 0.1w 型ではあるが VSWR 1.003 以下、3Gc まで 1.004 以下、13Gc までは 5w 型で 1.02 以下であった。一般の製品は 1.05 あるいはそれ以上の VSWR をもっている。

同軸型減衰器は、周波数上限 4Gc 程度までのものと、12Gc あたりまで伸びたものがある。VSWR は終端抵抗も同じであるが、コネクタだけの場合より良くなるので、どのコネクタを使うかその選定が大切である。抵抗体材料として終端抵抗には、カーボンを使用するのが普通であるが、減衰器には金属薄膜を用いて温度特性を 0.0001dB/dB/°C 程度に改善したものがある。その他の同軸回路部品として必要なもの、たとえば、T 型コネクタなどについても相当高い周波数まで使えると称するものが出来つつあるが、VSWR の点でまだまだ不十分のようである。

すでに述べたことから、サブナセカンド・パルス回路を設計する場合に重要なことの一端はわかっていただいた

表2 新型コネクタの特性

型名	GPC-7	900BT	Dezifix	
			A	B
インピーダンス ( $\Omega$ )	50	50 ( $\pm 0.1\%$ ) ***	50	50, 60, 75
周波数範囲 (Gc)	0~18	0~9	18	6
V S W R	1.003+0.002f (gc)以下	*** 1.001+0.001f (gc)以下	1.004* (1gc)	1.007 (1gc)
挿入損失 (dB)	0.01 $\sqrt{f(\text{gc})}$ /対以下	0.003 $\sqrt{f}$ /対以下	140以下	
高周波漏洩 (dB)	120以下	130以下	140以下	
結合線路	空気線路	空気線路	空気線路	フレキシブル・ケーブル
メーカー	HP&Amphenol	G R	Rohde & Schwarz	

\* PrecifixA の VSWR は 1Gc で1.002である

\*\*\* 900LZ (校正用標準線路) では、この性能がまた飛躍的に良くなっている。(例えば VSWR は 1,0005+0.0002 f(gc)特性インピーダンス誤差は $\pm 0.05\%$ である)

とと思うが、若干つけ加えてまとめると、まず第1に不要な反射を防ぐために不連続を出来るだけ減らさなければならない。第2には、不要なインダクタンスや浮遊容量を少なくするために出来るだけリードを短くしなければならない。最後に、すべての回路は、その特性インピーダンスで終端しなければならないの3点である<sup>4)</sup>。

### 5. パルス発生法

パルスの伝送、遅延、結合に続いて、ここでは、サブナノ秒・パルスを発生させる方法の移り変わりを見てみよう。早くから利用されていて、長年人気のあるものは水銀パルサである。その構造は、水銀で湿った接点をもつリードを磁氣的に駆動するものであって、スイッチ全体は、同軸系の中に組み立てられている。充電された一端開放の同軸線路の他端を、このスイッチで負荷へ接続して放電させることにより、パルスを発生させるのである。この原理は図7に示すように、最初スイッチが開放とすると線路は、電位Eに高抵抗Rを通じて充電される。スイッチが閉じる時に、振幅 E/2 のステップ電圧がスイッチの出力側に現われ、負荷の方へ伝わる。

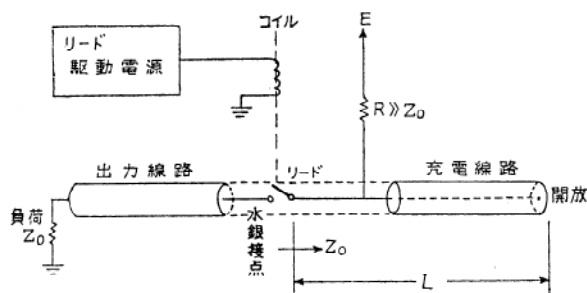


図7 水銀スイッチ式パルス発生器原理図

同時に E/2 なる負のステップが、充電線路側に現われ、充電されていたEの半分を打ち消しつつ開放端の方へ進む。そして、開放端で同相の反射をして、さらに残っていた E/2 を打ち消して、正のパルスを終らせつつ戻る。よって、パルス幅は、充電線路の伝播時間の2倍となる。たとえば、表1の Styloflex では、1 m当り3.7ns ゆえ、その2倍の7.4ns のパルス幅を得ることが出来る。パルスの振幅は直流電源電圧Eで決まるので、50 $\Omega$ 負荷で数百Vにもなしうる。この方式の、立上り時間は、0.2ns ぐらいまでである。水銀パルサの方式では極めて手軽に速い立上りのパルスが発生出来るが、機械的な制限から700c/s 以上の繰返しが困難なこと、および外部の速いパルス回路から制御出来ないことが欠点であった。

1955年に2次電子放電管の回路がサブナノ秒立上りパルスの発生源として人気があったのは外部の速いパルス回路から同期または制御が出来たからであった。しかしこれも半導体素子が出現するに及んで、だんだんと人気を失って行った。

サブナノ秒の立上り時間を持ち、繰返しの速いパルスを発生させるのに使用できる素子としては、トンネルダイオードとステップリカバリーダイオードとがあげられる。どちらも繰返し数百 Mc のパルスを発生させることが出来る。

クロック周波数がこのくらい速い電子計算機でも、その論理回路に、これらの素子が使われている。図8<sup>5)</sup>にトンネルダイオードの等価回路を示した。この場合の立上り時間は(4式)<sup>5)</sup>で表わされ、第1項はジャンクションの理論的なスイッチング時間を示し、第2項は、L/R 時定数で、リードのインダクタンス、ダイオードの直列抵抗および外部抵抗によるものである。



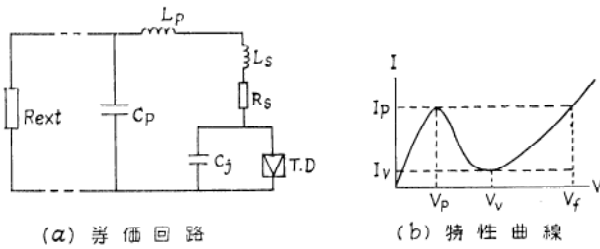


図8 トンネルダイオード

$$t_r (10\sim 90\%) \cong \left[ \left( \frac{C_j}{2I_p} \right)^2 + \left( 2.2 \frac{L_p + L_s}{R_{ext} + R_s} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (4)$$

研究的には、すでにジャンクション容量 ( $C_j$ ) 2pF でピーク電流 ( $I_p$ ) 100mA のものが作られていると云われ<sup>5)</sup>、(4)式の第1項は、

$$\frac{C_j}{2I_p} = \frac{2 \text{ pf}}{2 \times 100\text{mA}} = 10\text{ps} \quad (5)$$

となる。これは外部抵抗 ( $R_{ext}$ ) を25Ω、リードのインダクタンス ( $L_p$ ) を0.3nh と考えた  $L/R$  時定数よりも速い。今、パッケージの立上り時間を26ps とすると、全体で29ps になる。これからも判るように、パッケージングの技術がトンネルダイオードの進歩を釘づけしている状態である。トンネルダイオードの大きな欠点は、電圧振幅が小さいことである。良い時でも500mV ぐらいで、繰返しを高くするともっと小さくなる。

以上は Ge についてであったが  $GaAs$  を使用すると出力は最大1V 近くまで上げることが出来る。しかし、一方、電圧変化が大きくなることから立上り時間が増加し、ジャンクションのスイッチング時間が Ge の時の約2倍になることを覚悟しなければならない。 $GaAs$  の使用中の劣化問題は、すでに解決し、 $V_0$  以上の領域で高い電流に設定して、長時間使用するのなければ問題は無いことが判った<sup>6)</sup>。トンネルダイオード回路で出力電圧をなるべく大きくしたいとき、単安定バイブレータの場合には、外部回路のインダクタンスを大きくすれば良く、マルチバイブレータの場合には、外部抵抗を大きくすれば良い。外部抵抗を大きくした場合は当然、電源電圧を高くする必要がある。また、立上り時間の増大も免がれない。トンネルダイオードの電圧振幅弁別動作が非常に安定、確実であるため、高速かつ簡単な電圧波高弁別器として、非常に有用である<sup>7)8)</sup>。

さてこのトンネルダイオードの出力電圧が小さいことは、ステップリカバリーダイオードを使うことによって解決された。ステップリカバリーダイオードの原理を説明すると、通常、ダイオードに通電中に生じた少数キャリアの蓄積は、逆方向電圧になった直後きわめて短い時間逆方向に流れて消滅する。この現象は高周波だけで観測されるもので、少数キャリアが漏洩してしまうまでに、電圧の位相をかえることが出来るからである。逆方向の

導通は、蓄積キャリアが無くなるまで続き、その終り方が急激である。過渡時間は大体、 $X/d$  であって、 $d$  は入射キャリアに対する材料の拡散定数であり、 $X$  はジャンクションの中央から入射電荷分布の重心までの距離である。ドリフトトランジスタと逆方向の不純物濃度傾斜をもたせた減速電界を作ると、少数キャリアは、ジャンクションの中央付近に集まり、 $X$  は極めて短く、したがって、100ps 以下という極めて短い過渡時間のものが完成された。この用途についてはまだ十分な開発が行なわれていないが、今までの応用例をあげてみるとサンプリング・オシロスコープにおける、サンプリングパルスの発生や周波数カウンタのビートダウンに使用するために水晶発振器の出力からマイクロ波領域におよぶ高調波を発生させたり、トンネルダイオードと組み合わせて、高速論理回路を作るなど興味ある問題も多いが詳細は紙面の都合で割愛する。

## 6. オシロスコープ

次に問題となるのは測定の方法であって、最もよく利用されるサブナノ秒・パルス用測定器はオシロスコープである。通常の方式ではオシロスコープの周波数帯域は100~200Mc が限度である。これ以上の周波数に対しては進行波型または、サンプリング型のオシロスコープが使われる。進行波型は繰返しの有無にかかわらず使用出来るが、サンプリング方式は入力信号の繰返しが必要である。

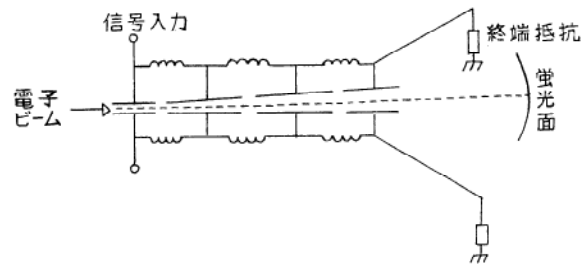


図9 ピアス式進行波型偏行電極系

まず進行波型から説明すると、テクトロニクス社が、1956年に最も速いオシロスコープとして517型を立上り時間7ns で発売した。垂直偏向板に信号を直接接続することによって立上り時間を改善したのであった。しかし、周波数がこれより高くなると偏向にも増幅にも、問題が出て来る。今日でも1ns よりもうんと短い立上り時間をもつた広帯域増幅器が無いので偏向電極の方が改善されたにもかかわらず、未だに感度が悪いのでこれがオシロスコープ 盛衰を左右するものと考えられている。さてその偏向について述べると通常の並列偏向系を通過する電子ビームは、 $\pi/4$  ラジアン以上の位相変化があってはならない。例えば、2kV の電子ビームに対して、

1.8Gc の信号では、偏向板の長さは 0.16cm でなければならぬ。このように偏向板が短くなるので偏向感度は極めて悪くなる。Pierce は初めて進行波型偏向システムについての研究を発表した<sup>9)</sup>。

その後これに基づいていろいろの進行波型偏向電極が研究された<sup>10)11)</sup>。第9図は短い板を並列にしてインダクタで順次接続したものでビームの進行と信号の進行速度を同じにしている。このような集中定数進行波型偏向系は、数百 Mc が限度であって、それ以上はヘリカルストリップイランなどが使用される<sup>12)13)</sup>。偏向性能は、これらによって向上したが、感度は前にも述べたように悪く、10v/cm 程度なので、写真で拡大することが考えられている。写真を利用する場合は分解能の点から信号電圧とビームのトレース幅の比を実効感度と考えてよい。現在開発中のもので進行波型は、5Gc で 0.92V/トレース幅のものがすでに得られ、さらに改良が加えられつつあるようである。

繰り返しのある信号を観測するのに最も便利なのは、サンプリングオシロスコープである。Janssen<sup>14)</sup>と McQueen<sup>15)</sup> が 1950年および 1952年にサンプリング方式を発表したが、1957年に Sugarman<sup>16)</sup>のランダムに繰り返す高速パルスの観測を行なった実際的報告が出るまでは、あまりその効果が認められなかった。図10にサンプリ

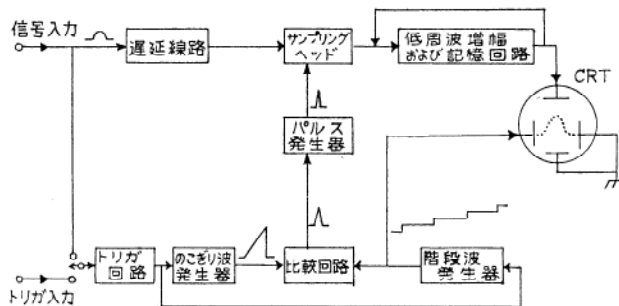


図10 サンプリングオシロスコープ構成図

ングオシロスコープを単純化したブロック図を示す。入力信号は遅延線路を経てサンプリングヘッドへ向うが、その一部はトリガ信号としてトリガ回路を通り、時間回路をスタートさせる。のこぎり波発生器の出力と階段波発生器の出力が一致する点を比較回路で検出しストローブパルスを発生する。これを受けたパルス発生器は鋭いサンプリングパルスを発生しサンプリングヘッドに加える。遅れてサンプリングヘッドに到着した信号はこのサンプリングパルスでサンプルされて増幅器へ入る。増幅および保持された出力はブラウン管の垂直軸に加えられる。次の入力信号で再び同じ動作を繰り返し前回より少し遅れた点をサンプリングする。サンプリング時点のずれは、階段波のレベルがサンプリングするごとに次々と上昇するため、のこぎり波との一致点が遅れることを

利用している。低周波増幅器は負帰還がかけられ動作範囲を大きくするのが普通になっている。多数の入力信号の繰り返しで得られた点の集まりがブラウン管上に波形を描くがその立上り時間は入力信号の立上り時間の2乗とオシロスコープの立上り時間2乗の和の平方根で表わされる。オシロスコープの立上り時間は基本的にはサンプリングパルスの幅で制限されていて偏向感度が -3dB となる周波数  $f$  と矩形パルス幅  $T_w$  との関係は

$$T_w = 0.44/f(Gc) \quad (\text{ns}) \quad (6)$$

で表わされる。たとえば 3.5Gc のオシロスコープのサンプリングパルス幅は 0.125ns でなければならない。立上り時間は 0.1ns であるから入力信号の立上り時間が 0.1ns の場合ブラウン管上では立上り時間が 0.14ns と観測される。

タイムジッタとはサンプリングごとに起る掃引が少しづつずれて点の集まりが乱れることで、これが分解能に影響するので、速いサンプリングオシロスコープの限界を左右する要素となっている。立上り時間 0.1ns のオシロスコープでタイムジッタ 30ps ぐらいのものが作られている。テクトロニクス社では研究的に立上り時間 35ps (10Gc) のものも作られているようで、タイムジッタを少なくすることが大きな問題である。感度は数 mV/cm くらいであって、普通のオシロスコープと同程度の感度で数 Gc の波形を観測することが出来る。サンプリングオシロスコープを利用した機器および周辺機器にも面白いものがあるが、それらはまた別の機会にゆずり、一応、この辺でパルス技術の近況紹介を終ることにしたい。

## 7. むすび

阪大、桜井良文教授のおすすめで、日頃親しんでいるサブナノセカンド・パルスについて、少しばかり目新しいものをえらんで紹介した。範囲を欲張り過ぎたので、十分な説明が出来ず判りにくかったことと思う。諸賢のご叱正をお願いする次第である。

## 文 献

- 1) I. A. D. Lewis & F. H. Wells; "Milimicrosecond Pulse Techniques," Pergamon Press, (1954&1959) 林友直訳(コロナ社)あり
- 2) R. J. Allen, N. S. Nahman; "Analysis and Performance of Superconductive Coaxial Transmission Lines" Proc IEEE, vol. 52, No 10, P1147 (1964)
- 3) S. B. Cohn; "The Coaxial Connector Revolution," Microwave J. vol.7, No10, p16 (1964)
- 4) C. N. Winningstad; "Nanosecond Pulse Measurements," WESCON convention Record vol. 5 (Aug. 23 1961)

(7 pへ続く)



(15pより続く)

- 5) Donald R. Noel; "Sub-Nanosecond Instrumentation," IEEE Student Journal p.27 (Jan. 1964,)
- 6) A. Pikor, G. Elie & R. Gliksman; "Some Factors Affecting the Degradation of GaAs Tunnel Diode", J. of the Electrochemical Soci. vol. 110, No.2 p178 (1963)
- 7) A. Nishiyama; "High Speed Discriminator Using Tunnel Diode" Thesis for the Master of Science in E. E., Univ. of Pennsylvania, Pa., USA (July 1962)
- 8) 西山昌; トンネルダイオードを用いた高速波高分析器 電気四学会連合大会予稿集629 (昭和38) 電気通信学会全国大会予稿集387 (昭36)
- 9) J. R. Pierce; "Traveling-Wave Oscilloscope" Electronics vol.22, No.11, p.97 (1949)
- 10) 大脇, 中村, 前田; 超高周波オシログラフ 日刊工業新聞社

(1958)

- 11) 前田晴雄; 「進行波オシロ管」について 電気通信学会誌 (1955) P.607, (1956) P482, (1957) P1171
- 12) 西野勉; ヘリカルストリップ偏向線路の特性 電気四学会連合大会 (昭38) 1422ほか
- 13) C. Susskind and D. Noel; "An Evaluation of Kilocycle Oscilloscopes," Electronic Industries vol. 20, No. 8 p91 (1961)
- 14) J. Janssen; "An Experimental Stroboscopic Oscilloscope for Frequencies Up to About 50 Mc/s" Philips Tech Rev. vol.12 p73 (1950)
- 15) J. J. McGueen; "The Monitoring of High Speed Waveforms" Electronic Engineering vol, 24 p436 (1952)
- 16) R. Sugarman; "Sampling Oscilloscope for Statistically Varying Pulses" Rev. Sci. Instr. vol. 28 p933 (1957)