

閃絡点標定器用パルス変圧器

藤 高 周 平・細 川 宏 一

送電線の閃絡発生瞬時にその閃絡点位置を指示させる目的の閃絡点標定器として、最初に開発したF型ロケータは、構造が最も簡単で⁽¹⁾、各種の利点をもっているが、発射パルスの電圧値は比較的低い。そこで電源その他装置はそのまま簡易型の特徴を失わずに、指示能力を向上させる目的でパルス変圧器を適用する事について検討した。

この場合の厄介な問題は、閃絡点標定器のパルス出力は、結合蓄電器を通して線路に結ばれる事で、負荷は線路インピーダンスであるが、直列静電容量の存在する事である。この静電容量を通して、直流パルスを有効に伝達するような変圧器を設計する事を考えると、交流パルスの場合や単なるインピーダンス整合目的の場合より面倒な問題である。これに対し目標とする想定条件を明かにして、数値的検討を行い、一応の設計方針を立てた。

1. 緒 論

送電線において故障が発生した際従来は巡回して探索しているが、戦後これを線路端から監視し故障点を検知するいわゆる閃絡点標定器 (Transient Fault Locator) が考案された。その後各方面の研究の結果、それぞれ独自の特徴を有する各種の型が発達し、すでに実用に供せられている。

当研究室では最も早くこの研究に着手し、特にF型閃絡点標定器の実用化の研究を進めてきた。F型の特徴とする所は大体次の如くである。

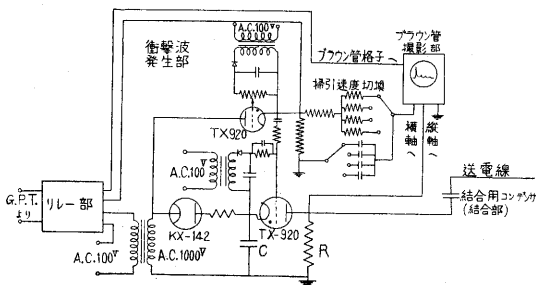
装置自体に対しては、

- 1) 構造が簡単である事、その結果
- 2) 価格が低廉な事、
- 3) 故障が少ない事、

また運用上からは、

- 4) 運転中任意に線路状態を監視でき、強行送電、試充電の場合にも役立つ。

本装置は第1図に示す通りで、衝撃波発生部、ブラウ



第1図 F型ロケータ回路図

管撮影部、リレー部、結合部、等からなるが、衝撃波発生部は簡単な2箇のサイラトロン回路で、1箇の小型サイラトロンにC-R放電を行わせ、波高値約1,000VのDCパルスを50サイクル繰返して発生させている。

F型では発射パルスは短時間繰返して、ノイズの妨害は少い特徴はあるが、発射パルスを増大させ、図形を見やすくする事が更に望ましい事からである。

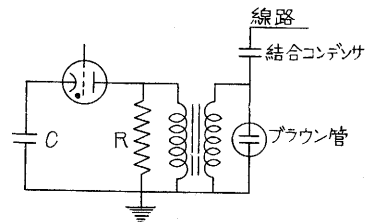
この問題に対しては衝撃波発生部電源電圧を上昇しCの端子電圧を高めればよいわけであるが、このようにすると装置の絶縁強化を必要とし、その結果故障発生の確率も高くなり、簡単で従って安定度も高いという最も大切な特徴を減殺する事になる。

そこでパルス変圧器を適用する事によりこの問題を解決する事を試みた。すなわち一つはDC発射パルスの増幅であり、一つは反射波の増幅である。その結果構造は従来の簡易型のまま指示能力だけ増大される事となる。

2. パルス変圧器の適用

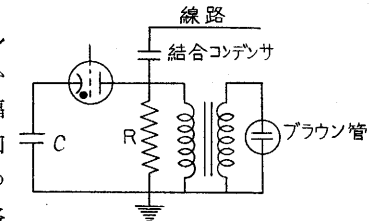
前述の如くパルス変圧器を本装置に適用する方法は次の二つに大別される。

(1) 発射パルスの増幅 線路に発射するパルス電圧を増幅する場合であり、適用回路は

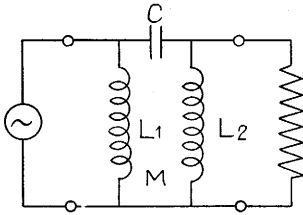


第2(a)図 発射パルス増幅回路 第2(a)図の如くである。線路に印加するパルス波高値を高めるのであるから、ノイズに対して非常に有効である。

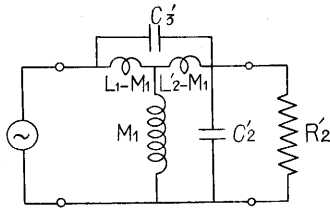
(2) 反射パルスの増幅 線路からの反射波を増幅する場合で適用回路は第2(b)図の如くである。線路



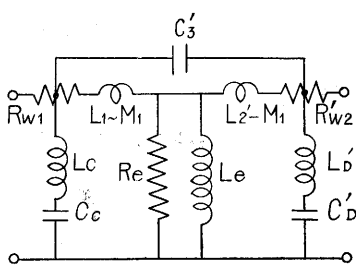
第2(b)図 反射パルス増幅回路 高めるのではなく、入来波を増幅するためノイズも共に増幅しノイズとの判別能力という点においては何ら効果はない。しかし遠距離標定もしくは線路条件等により反射波波高値が非常に小さい時増幅を行い像をより解析しやすいものとするのに有効である。



L_1 : 1次インダクタンス
 L_2 : 2次インダクタンス
 R_2 : 負荷抵抗
 C : 1次2次間相互静電容量
 第3(a)図

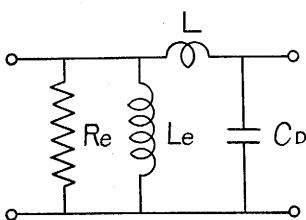


$M_1 = M/n$ n は巻数比
 L_2', R_2' は1次換算値
 $C_2' = C$
 $C_3' = (n-1)^2 C$
 第3(b)図



$L_e = M_1 = KL_1$ K は結合係数
 L_c, L_d は C_c, C_d の充電電流が磁束と関連することを等価的に考えたインダクタンス
 L_d', C_d' はそれぞれ L_d, C_d の1次側換算値
 第3(c)図

変歪をできるだけ少なくする事の二つである。そのためには一般に並列インピーダンスはできるだけ大に、直列インピーダンスはできるだけ小さくして、パルス継続時間中変圧器内に与えられるエネルギーを少なくする事が望ましい。これらの事柄の考察に対して第3(c)図の等価回路そのままでは複雑すぎるので、通昇パルス変圧器に対して許しうる範囲内でこれを単純化する事を試みる。巻線抵抗は負荷抵抗に比し省略する、巻数比 $n \gg 1$ の時は C_3', C_c は C_d に比し省略しうる、 L_d は C_d と共に主として波形の最初の部分にあらわれる振動の原因であると考えられ二次巻線内の往復振動からこれをもとめる事ができ、 $L_d/L = 0.1/f_1$ で示されるがパルス波形におよぼす影響は充分小であると考えると



第3(d)図

3. パルス変圧器の等価回路

従来レーダ用のパルス回路については、各国で多くの研究が行われている。一般に変圧器が理想変圧器でない場合、第3(a)図のような一二次間の分布容量 C をもった変圧器は、近似的な等価回路として第3(b)図のように考えられる。更に対地分布静電容量に対する充電電流の経路を考え、損失抵抗分を加算すると、第3(c)図の如くなる⁽²⁾。

所でパルス変圧器を作る際に目的とする所はパルス継続時間中に負荷に最大のエネルギーを伝送する事、およびパルス波形の

ら、これも省略し第3(d)図の等価回路について考えてゆく事とする。 f_1 は後述の電圧分布により定まる係数である。

4. パルス変圧器の各定数の値

前節に示したような等価回路の各定数の値は次式によりそれぞれ計算する事ができる⁽²⁾。

一次側インダクタンス

$$L_p = \frac{4\pi N_p^2 A \mu_e}{l} \times 10^{-9} \quad (\text{H})$$

励磁回路として $L_e R_e$ の並列回路を考える時

$$L_e = \frac{4\pi N_p^2 A \mu}{l} \times 10^{-9} \quad (\text{H})$$

$$R_e = \frac{12 N_p^2 A \rho}{d^2 l} \quad (\Omega)$$

ここに N_p = 一次巻数、 l = 鉄心平均磁路長 (cm)

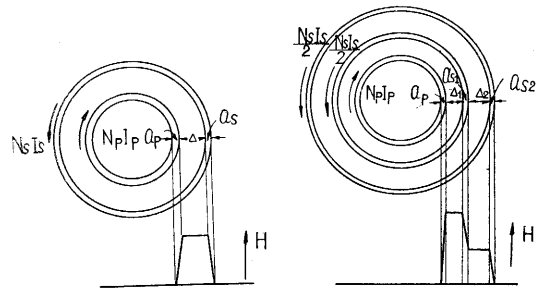
A = 磁気回路断面積 (cm²)、 μ_e = 実効パルス透磁率

μ = DC 透磁率、 d = 薄板鉄心の厚さ (cm)

ρ = 鉄心比抵抗 (Ω -cm)

漏洩インダクタンス

巻線は環状単層巻であるから漏洩インダクタンスの計算は非常に簡単となる。たとえば断面が第4図のように一次二次がそれぞれ単層一重に巻かれておりその層間隔が d の場合の磁界を計算しエネルギーを求めインダクタンスを算出すれば



第4図 コイルの漏洩磁界

第5図 2次が二重の場合のコイルの漏洩磁界

$$L = \frac{4\pi N_s^2 u}{l} \left(d + \frac{\Sigma a}{d} \right) \times 10^{-9} \quad (\text{H})$$

もし二次巻線が二分せられそれぞれ単層に巻かれている時は (第5図)

$$L = \frac{4\pi N_s^2 u}{l} \left(d_1 + \frac{d_2}{L} + \frac{\Sigma a}{3} \right) \times 10^{-9} \quad (\text{H})$$

ただしいずれも二次換算値、 N_s = 二次巻数、

u = 巻線の周辺長 (cm)、 a は巻線導体厚さ (cm)

二次巻線が三分、四分等の場合も同様に計算できる。以上をまとめて $L = \frac{4\pi N_s^2 u}{l} f_2 \times 10^{-9}$ (H) とする。

次に分布容量については、一次二次巻線を円筒状の平行平板電極と考え、電圧分布を考えに入れて貯えられるエネルギーを計算し、これから等価容量を算出する。

$$C_D = 0.0885 \frac{\epsilon A f_1}{d} \times 10^{-12} \quad (\text{F})$$

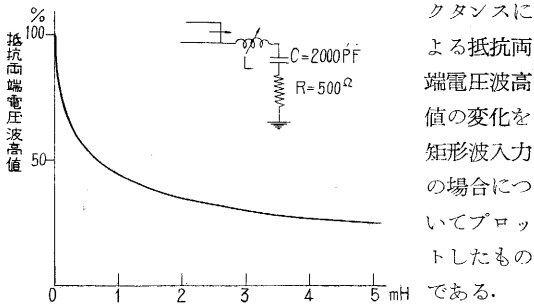
ϵ = 絶縁物の比誘電率, f_1 = 電圧分布により定まる係数, 二次巻線が二分, 三分等の場合も貯えられるエネルギーを求める事により同様に計算できる.

5. 標定器用パルス変圧器

(1) 発射波増幅の場合 負荷が純抵抗の場合にはパルス変圧器の設計としては最大のエネルギーを負荷に与えるための条件, および波形の伝送ができるだけ正しく行われるための条件, この二つを要求に応じて適当に妥協させ設計を行えばよい.

標定器の場合は蓄電器を介して線路に結合されるために, 単なる純抵抗負荷の場合と異なってくる. 設計上考慮すべき主要点は次の通りである.

(a) 二次側負荷は C と R の直列回路からなると考えられ線路には, ちょうど二次側波形の微分波形が生ずる事となる. そのため線路への送出パルスを増大させることはこの微分波形波高値を増すことにほかならず, 負荷に直列に入る変圧器の漏洩インダクタンスの値はできるだけ小さくすることが望ましい. 第 6 図は漏洩インダ



第 6 図 漏洩インダクタンスによる出力電圧波高値の低下

抗として考えられる線路のサージインピーダンスを 500Ω と見なせば変圧器の二次側負荷としては非常に低い値である. しかもこの両端にあらわれる電圧は 1 kV 以上に昇昇するのであるから電流は相当大となり, たとえば 5 kV パルスを送出するものとするれば二次電流として 10 A 一次には更に巻線比倍だけの電流が流れることとなる. そのためサイラトロンの瞬時電流容量は充分大でなければならぬ.

(c) 次に反射の問題であるが, 反射波が観測点に到着した際そこにあられる電圧はその点のインピーダンスに関係する. そのため二次側から見た時の変圧器のインピーダンスに対しても充分注意を払わねばならない. しかし受信回路に増幅器を適用する場合については, ノイズに対する判別能力すなわち S/N 比は, 発射パルスの大きさに関係し, この反射の問題には無関係となる.

(d) 第 3 (d) 図のパルス変圧器等価回路から明かな

ように $R_e L_e$ が充分大きいと, パルス変圧器は一つの低域濾波器を形成する. そのため線路に発射するパルスを増大させるためには遮断周波数をなるべく高く取るよゝ $L C_D$ を選びたい. 更に磁心材料としては, μ 及び ρ の共に大なる材料を使用すれば, $R_e L_e$ 共に高く二次にあらわれる波形の変歪は少ないはずである. しかし標定器のパルス発生装置を見ればわかる如く, R_e の低い事は一次側電流の増加という点を除けば波形の時定数を変化するだけである. これに対して L_e が小となると波形に Back Swing を生じ波形としてみにくくなる場合も生ずる. この点から磁心材料の選定に関連し許しうる L_e の最低限が存在する.

(2) 反射波増幅の場合 二次側負荷としてはブラウン管のみであるから主として波形が問題となる. これに対しては前述 (d) と全く同様のことが考えられるが, この場合むしろ重要なのは前述 (c) の反射の問題である. 発射波を増幅するのではなく観測点にあらわれる電圧を高めるのであるから負荷端からみた変圧器を含めての電源インピーダンスを充分高く取ることが望ましい.

6. 試作並びに実験

(1) 発射波増幅の場合 前述の如く線路発射パルス電圧を上昇するためには漏洩インピーダンスをできるだけ下げること, 波形の変歪を少なくするために励磁インダクタンスを充分大にすることが肝要である. しかしこの両者は定数の値から見てわかるように巻数に対してちょうど逆の関係にある. そのため巻数に対してこの両者がいかに変化するかを知り変圧器の特性を検討する必要がある. まず変圧器の二次側から見たインピーダンスを一定として検討する事とし, このインピーダンスの値を線路インピーダンスに整合させる場合を想定し, 巻数を変化した際の漏洩インダクタンス, 遮断周波数, Back Swing 電圧等を求める.

反射波が到来した時は, すでにサイラトロンの放電が終っておりまた変圧器の二次側から見た $R_e L_e R$ は線路のサージインピーダンスに比して大と考えると, 変圧器の $L_e C_D$ だけが問題で, これは分布定数として近似的な扱い方を採用すると, いわゆる変圧器の特性インピーダンスとなる. 前記のようにこの値を 500Ω にする条件で, 線路層間隔 (第 4 図) d を計算し各定数を決定する. 変圧器の特性インピーダンス Z は,

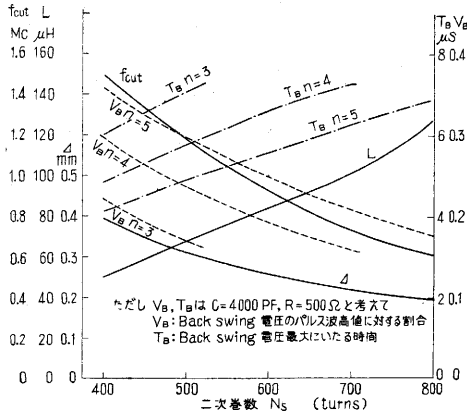
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C_D}} = \frac{377 N_2 d \sqrt{f_2}}{\sqrt{\epsilon f_1}} \quad (\Omega)$$

二次側が二等分され二重に巻かれ更に $d_1 = d_2 = d$ であるとすれば計算によって

$$f_1 = \frac{1}{3} \left[4 \left(\frac{n}{2} \right)^2 - \frac{n}{2} + 1 \right] \times \frac{1}{n^2}$$

$$f_2 = 1 + \frac{1}{4} + \frac{\Sigma a}{3L} \quad n = \text{巻数比}$$

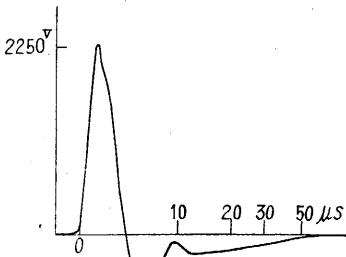
いま一例として次のダストコアに対して計算した結果を第7図に示す。外径 66 mmφ, 内径 42 mmφ, 断面 18mm×12mm の楕円, μ≒80 として計算してある。



第7図 発射波増幅用変圧器結合回路において結合コンデンサ下部インピーダンスを500オームにする場合の諸特性

この磁心に対して n が 3~5 では Δ は n によりほとんど変化しない。この図からこの磁心を用いて作りうる変圧器の特性をほぼつかうことができる。この図を参照し、Back swing を約 0.15 程度に抑えうるような変圧器を設計した。その概要を次に掲げる。

- 巻線は一次 0.40 mmφ エナメル線 178 回 (一重)
- 二次 0.28 mmφ エナメル線 745 回 (二重)
- 巻数比 4.185 絶縁は 3/100mm 厚絶縁紙 5 重,
- インダクタンス 一次 3.55 mH, 二次 62.5 mH,
- 漏洩インダクタンス 約 142μH, 遮断周波数 0.77Mc
- 二次側特性インピーダンス 683Ω



第8図 2次側500オーム負荷端子出力電圧

この変圧器に送電線結合の模擬回路として 2000 pF と 500Ω のを直列にした負荷を接続し、 $C=0.1\mu\text{F}$, $R=500\Omega$ で実験した。第8図は負荷の 500Ω 両端にえられた波形である。またこの変圧器

を昨年 11 月北陸電力見座発電所での 15 万ボルト送電線実地試験に用いたが、その結果を変圧器を適用しない場合と比較し第9図に示す。大体この変圧器で線路上に発射する波の波高値を 2 倍程度にすることができる。しかしダストコアを使用して波形の変歪を少なくするよう作製したため遮断周波数が相当に低い、そこで鉄心として

パーマロイを使用し遮断周波数を高めたものとして次の如きものを試作した。

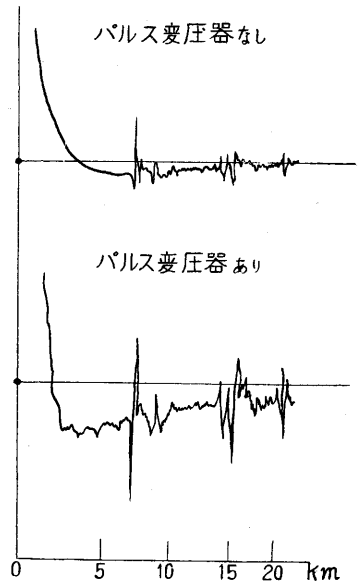
- 鉄心 外径 70 mmφ, 内径 45 mmφ, 断面 15mm×12.5mm 矩形, 板の厚さ 0.33mm
- 巻線 一次 37 回, 二次 185 回, 巻数比 5,
- インダクタンス 一次 2.5 mH, 二次 63.4 mH,
- 漏洩インダクタンス 11.6 μH,
- 遮断周波数 4.23 Mc

これを前と同様の回路で実験し、二次 500Ω 両端に第 10 図の如き電圧をえた。また実際に 2 km の模型送電線で試験した観測波形は第 11 図の如く波形の変歪少なく、非常に見やすい像になっている。

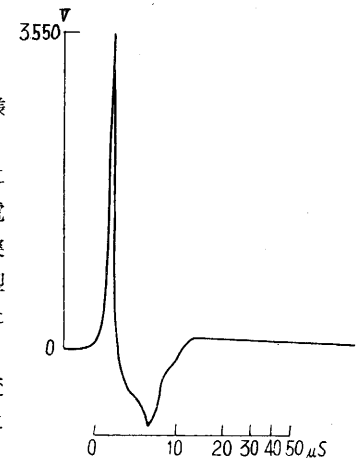
(2) 受信波増幅の場合 次の如き鉄心を用いて試作を行った。

- 外径 70 mmφ
- 内径 60 mmφ
- 断面 14.5mm×5 mm 矩形

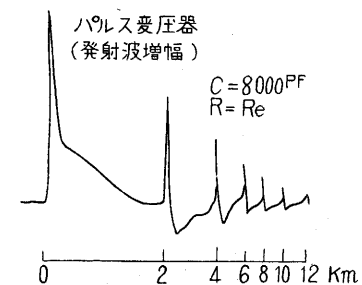
しかしながら磁心が厚さ 0.36 mm のパーマロイ板で損失が多く、巻数が少ない場合はどうしても変圧器の一次から見たインピーダンスを 500Ω にする事はできない。そこで、変圧器の全アドミタンス $(1/R_e + \sqrt{C_D/L_L})$ をいろいろ変



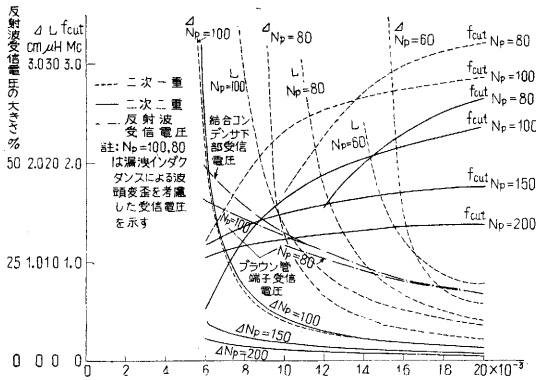
第9図 F型ロケットへの応用例 CR 時定数 3 μS



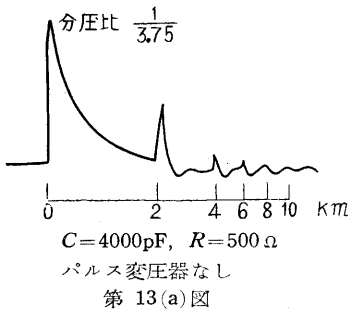
第10図 パーマロイ磁心の場合



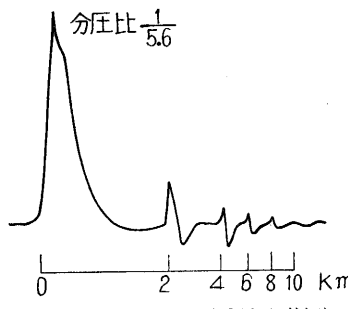
第11図 モデル送電線での実験例



第 12 図 反射波増幅用変圧器
結合回路において、結合コンデンサ下部ア
ドミタンス Y を変えた場合の諸特性



第 13(a) 図



第 13(b) 図

変圧器の入らない場合と大差ない(第 13 図)。

上述の変圧器試作には電源の電流容量については考慮せずに行ってきたが、ここで使用しているサイラトロン TX-920 は尖頭電流 15 A 定格であるから、現在の使用状態では定数をはるかに上回って使用していることとなる。しかし動作時間が至極短かく繰返しが少ないため充分使用に耐えている。ただしこの事は瞬時使用といえども適した使用法ではないかも知れない。また送出パルス増幅の際一次側電圧がその時定数によっては電源電圧より相当低い電圧波高値しかえられない事がある。これに対しては未だ充分検討を加えていないが、サイラトロン電圧降下の低下する時定数が過大電流に対して大となるためと考えられる。これら電流容量、時定数の問題に対

化した場合各定数に与える影響並びに特性の変化を検討すると第 12 図の如くなる。これを参照して波形の伝送特性のよいことを主眼とし、次の如きものを試作した。

一次巻数 95 回、
二次巻数 475 回、
巻数比 5、遮断周
波数 2.5Mc、

変圧器の合成ア
ドミタンスとし
て 12×10^{-3} を
取ったため倍率は
あまりえられてい
ないが、波形は
Back swing なく、

しては水素入小型放電管で充分問題は解決できる。このように電流容量が大きく且つ時定数が充分小さい電源を用いれば更にパルス変圧器の有効な使用が可能になる。

以上の試作に用いた磁心はパーマロイ及び圧粉鉄心が主でありこれら両者は相対応した性質を有するものである。本例に示した反射波増幅の場合は等価並列抵抗が低くなり、大きな増幅特性をうる事はできなかったが、更に厚さの薄いパーマロイ板を使用すれば比較的簡単に増幅度を大とすることができる。このことは前の発射波増幅に対してもいえることである。

7. 結 言

以上の設計方針による変圧器を単に小型サイラトロンを使用した従来の装置に適用するだけで、発射波を 3 倍程度まで高めることができ所期の目的を充分果したものと考える。しかしサイラトロン電流容量から波高値のこれ以上の増大は現在の状態では望めないが、電流容量のより大なるサイラトロンを使用するだけで電源回路は従来の簡易な状態のまま波高値を更に増大せしめる可能性は充分にある。また磁心についてもより適当なもの、たとえば厚さの薄いパーマロイ、または μ のより高いダストコア等の使用によって更に能率のよい変圧器を作ることができる。しかし波形変歪の点を重視すると、パーマロイ鉄心がより適当であると思われる。

サイラトロンの問題及び良好なる磁心材料の適用に対しては現在研究中である。本研究の特殊磁心材料について東京芝浦電気鶴見研究所の御協力をえた事を深謝する。(1955. 6. 30)

参 考 文 献

1. 藤高：気象連絡会彙報 第 10 号 (昭 25. 3)
2. Glasoe, Lebcqz: Pulse Generators (1948)
3. 藤高, 細川：電連大 (昭 30. 5)

正 誤 表 (8 月号)

頁	段	行	種 別	正	誤
22	右	下 13	本 文	high	hihg
32	左	上 15	(8) 式	$v_x = \sqrt{v_{x0}^2 - \frac{2gD}{W}}$	$v_x = \sqrt{v_{x0}^2 - \frac{gD}{W}}$
"	右	第 5 図	2 横軸に t (秒) 入れる	(正の欄に脱落の事項記載)	"
"	"	"	-9.80 と -28.2 を結ぶ直線 入れる	"	"
"	"	"	燃焼中 ($t=0-0.09$ 秒) $\lambda_0 = 0^\circ$ の時の $\frac{dv_y}{dt}$	"	"
33	"	第 9 図	垂直距離	水垂距離	
34	"	第 11 図	180m/sec (最上の曲線)	150m/sec	