

論 文

電気集塵装置用パルス電源について（その 1）

増田 閃一*, 小畠 貞二**, 平井 淳之***
 (1979年3月20日受理)

Pulse Voltage Source for Electrostatic Precipitators (Part 1)

S. MASUDA,* S. OBATA,** and J. HIRAI***
 (Received March 20, 1979)

Recently we have found out that it is very effective to avoid the back discharge to apply pulse voltage to electrostatic precipitators. But it is very difficult to apply sharp pulse voltage to a large-scale electrostatic precipitator which is not only a resistive load but also a large capacitive load in parallel each other. So a new type of pulse voltage source suitable for pulse charging of electrostatic precipitators must be developed. In order to provide a sharp pulse voltage to a capacitive load like precipitators with a high efficiency, use is made of a LC-oscillation circuit combined with switching elements such as thyristors. As a result a peak-voltage twice as high as the D.C. source voltage can be obtained, and the energy stored by the load capacity at its peak voltage can be recovered to the source. Owing to this energy recovery concept, not only a high efficiency can be obtained, but also a quick fall in the tail voltage of pulse is enabled so that a very sharp wave form can be achieved in the high voltage pulse. A description of the typical circuit and their functions are given, and some of the operation data are presented.

1. まえがき

電気集塵装置は数々のすぐれた特徴を有するにもかかわらず、その抵抗率が $10^{11} \Omega \cdot \text{cm}$ 以上の高抵抗粉体に對しては逆電離現象なる異常現象を起こして、その集塵性能が大幅に低下してしまうことはよく知られた事実である。しかしながら、近年、第3電極付パルス荷電方式により、逆電離を防止する研究が始まり¹⁾、筆者らもそのすぐれた性能を確認するとともに、その性能限界を解明した^{2,3)}。とくに Penny らは抵抗率 $10^{13} \Omega \cdot \text{cm}$ のフライアッシュ粉体に対し、コットレル型電気集塵装置の集塵率が約 30% であったのに対し、第3電極付パルス荷電方式を用いると約 90% となって、約 3 倍の性能向上が得られることを報告している⁴⁾。もし実規模のプラ

ントでこのような性能向上が実現できれば、大幅な装置の小型化と経済的なメリットが得られるものと期待される。しかし、上記パルス荷電方式を実用化するためには、一つの大きな問題が横たわっている。それは、電気集塵装置に適用するパルス電源として、現在のところまだ適当なものが開発されていないということである。すなわち電気集塵装置は、コロナ放電に対応する非直線性の著しく高い電極間負荷に、かなり大きな電極間静電容量が並列にはいったところの容量性負荷であって、大型装置の場合、その容量の値は優に数千～数万 pF にも達しうる。これに対して、従来の高電圧パルス発生装置は主として誘導性負荷あるいは純抵抗負荷を対象としたものであり、負荷側に存在する容量は非常に小さな値のものしか許されていない。

筆者らは、パルス荷電方式の実用化を目的として、電気集塵装置のような容量性負荷に急峻なパルス電圧を高いエネルギー効率をもって印加しうる新しいパルス電圧発生電源を開発した。本論文はその動作原理とその低電圧回路での実証テストの結果の一部についての報告である。なお、低電圧回路の残りの部分と、高電圧パルスの発生が可能な実用電源の開発結果については、紙数の都合上稿を改めて報告する⁵⁾。

2. 従来型パルス電源の問題点

従来の高電圧パルス発生装置を原理的な面から分類する

* 東京大学工学部電気工学科(113 東京都文京区本郷 7-3-1)
 Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Tokyo, 7-3-1, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113, Japan

** 石川島播磨重工業株式会社技術研究所(135-91 東京都江東区豊洲 3-1-15)

Research Institute, Ishikawajima-Harima Heavy Industries Co., Ltd., 3-1-15, Toyosu, Koto-ku, Tokyo 135-91, Japan

*** 日本碍子株式会社碍子事業部設計部 (485 小牧市大字二重堀字田上)

Engineering Department, Insulator Division, NGK Insulators, Ltd., Aza-Tagami, Futaebori, Komaki 485, Japan

と、主として真空管を利用したハードチューブ型のものと、放電管、放電ギャップを利用したラインタイプ型のものに大別される。ハードチューブ型は、真空管のオン、オフ作用を利用して電源側のコンデンサに蓄えられた電荷を一部ずつ放出し、負荷側に供給する方式で、パルス幅あるいはパルス繰返し周波数の制御が容易である。その反面、実際に負荷で消費するエネルギーに比較して非常に大きなエネルギーが電源内部に常に蓄積しておかなければならず、また負荷容量に比較して電源の内部インピーダンスが十分低くないと出力パルス波形が歪んで平滑化されてしまう。一方内部インピーダンスを小さくしようとなれば大容量の真空管が必要となり、処理しうるパルス電力には限界がある。

ラインタイプ型は、電源側のコンデンサに蓄えられた電荷を放電管のオン作用のみを利用して一気に負荷に供給する方式で、制御性はあまりよくない。しかし、電源に保有すべきエネルギーが常に負荷エネルギーと等しくなり、さらに LC 振動を利用して出力電圧を電源電圧よりも高くできる、などの利点がある。

ところでこれら従来型パルス電源を電気集塵装置のような容量性負荷に適用する際の根本的な問題点としては、その出力上の限界のほかに

- (1) 1回のパルスごとに負荷の全容量 C にエネルギー $(1/2) CV_r^2$ を瞬時に供給せねばならず、しかもこのエネルギーを有効に利用することなく並列抵抗 R に熱として捨て去らねばならない。このエネルギーはコロナ放電に利用される有効エネルギーに比べ比較にならないほど大きな値となる。その結果効率の低下、電源の設備容量と消費電力は著しいものとなる。
- (2) 急峻なパルスを得るために負荷の時定数 CR を下げる必要がある。このためには必然的に並列抵抗を付加して抵抗 R の値を下げねばならず、これに伴うスイッチオン時の損失電力 V_P^2/R もまた過大

なものとなる。
という2点がある。そしてこれらを解決することなしには到底大型集塵装置におけるパルス荷電方式の実用化は望みえない。

以下に述べるパルス電源は負荷容量に蓄えられたエネルギー $(1/2) CV_r^2$ を所定のパルス幅の時間後に再び LC 振動を利用して電源に回収し、これによって上記(1), (2)を解決してエネルギー効率の向上、電源の小型化、経済性、波形の向上を達成したものである。

3. 正弦波状パルス発生回路-I

本論文で述べるパルス電源の基本思想はパルス荷電により負荷容量に与えられた電荷を LC 振動を利用して再び電源にフィードバックする点にあるが、その実現には多数の異なった方法が存在する。そこで本節においてまず最も基本的な回路である正弦波状パルス発生回路-Iについて説明し、その後でその変形回路の動作と特徴について述べたいと思う。

3.1 回路-I とその動作原理

本方式の回路は図1のとおりである。負荷容量 C_1 に比べて十分大きな容量 C_0 を電源に備えるとともに、コイル L_1 を挿入して C_1 と共振させる。サイリスタ Th_1 が導通すると L_1, C_1 による過渡振動が始まり、 C_0 から C_1 に電荷が供給され、 C_1 の電圧 V_1 は電源電圧のほぼ2倍に達する。次に今度は C_1 から C_0 のほうへ電荷がダイオード D を通してフィードバックされ、これに伴って負荷容量に蓄えられたエネルギーが電源に戻され、 V_1 が低下する。回路に損失がなく、 $R_1 = \infty$ であればフィードバック電流 $\rightarrow 0$ の時点で $V_1 \rightarrow 0$ となるはずであるが、実際にはこうならず多少の電荷が C_1 に残留する。これを放置するとパルスごとの V_1 の初期値が上昇し、 C_1 の波高値電圧が $2E \rightarrow E$ へと変化してついに振動が起らなくなる。したがって最後にサイリスタ Th_2

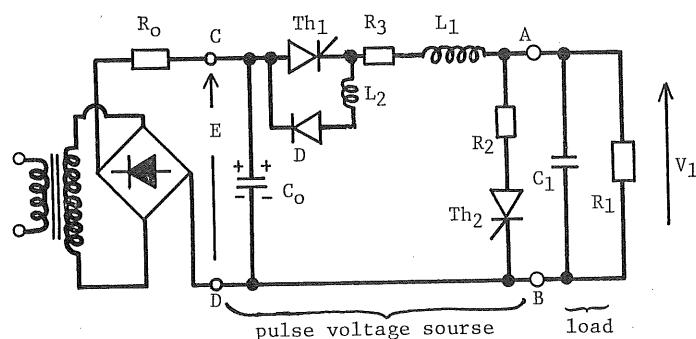


図1 正弦波状パルス発生回路-I の基本回路
Fig. 1 Circuit I (sinusoidal pulse circuit).

をターンオンして1回ごとに C_1 の残留電圧を抵抗 R_2 を通じて除去する。以上をもってパルス1周期の主回路の動作を終わる。したがってこの回路は L_1 と C_1 によるスイッチオン時の振動電圧 V_1 の1周期をパルス電圧として利用するものである。

回路における各素子の働きを説明すると次のようになる。

C_1 : 負荷キャパシタンス。負荷キャパシタンスが小さすぎるときは補助コンデンサを並列に挿入してもよい。

C_0 : 電源コンデンサ。 C_0 より C_1 に電荷が送り込まれる期間もほぼ一定電圧を保たせるため $C_0 \gg C_1$ とする。

Th_1 : 充電用サイリスタ。 C_1 を充電するとき導通し、充電が終わると自動的にターンオフする。そのゲートトリガーパルスによりパルス繰返し周波数を制御する。

D : フィードバック用ダイオード。電圧 V_1 が最大値に達したあと、後続振動を利用し C_1 の電荷を D を通して C_0 にフィードバックする。

L_1 : 共振用コイル。パルス幅を決定する。

Th_2 : バイパスサイリスタ。振動終了後の C_1 の残留電荷を抵抗 R_2 を通して放電し、 $V_1=0$ にリセットする。

R_1 : 集塵装置のコロナ電流に対する等価抵抗。

R_2 : バイパス抵抗。 Th_2 導通後の電流を抑える。コイルを使用してもよい。

L_2 : Th_1 ターンオフ用コイル。フィードバック電流が通過するとき、 Th_1 に逆電圧を印加して Th_1 を確実にターンオフする。

したがって、本回路方式によれば、 C_1 の端子電圧(したがってパルス電圧)の立上り、立下りは L_1 および C_1 の共振周波数によって決まるので、 L_1 を変えることによりパルス幅の変更が比較的容易にできる。またサイリスタ Th_1 のターンオフはフィードバック電流がサイリスタの A-K 間に作る逆電圧により行なわれる所以外部に強制的なターンオフ回路を取り付ける必要がない。しかしながら後述のように共振回路における抵抗損失の大きさに応じて C_1 の残留電荷が増大し、この電荷は完全な損失として外部に捨てられる。したがって極力回路中の抵抗損失を小さくする必要がある。

次に本回路における負荷電圧(パルス電圧) V_1 および負荷電流(パルス電流) i_1 を求めてみる。まず初めに、サイリスタ Th_1 あるいはダイオード D の少なくとも一方は導通して、 L_1 と C_1 の振動が持続している主回路振動の現象を解析してみる。そのためには図2に示

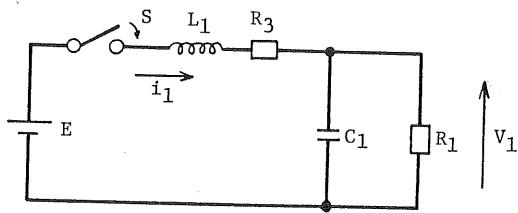


図2 主回路振動の等価回路

Fig. 2 Equivalent circuit for main oscillation.

すような回路について考えれば十分である。図中 R_3 はコイル L_1 や他の回路素子の有する内部抵抗であり、コイル L_2 は計算の都合上一時的に省略し、あとで再びこの点に触れる。

この図において時刻 $t=0$ においてスイッチ S(サイリスタ)が導通したとすると、時刻 t における i_1 および V_1 の値は R_1 を一定として次式のようになる。

$$i_1 = \frac{E - (-L_1 + 2C_1R_1^2 - C_1R_3)}{(R_1 + R_3)\sqrt{4C_1L_1R_1^2 - (L_1 - C_1R_1R_3)^2}} e^{-\alpha t} \sin \beta t \\ + \frac{E}{R_1 + R_3} (1 - e^{-\alpha t} \cos \beta t) \quad (1)$$

$$V_1 = \frac{-(L_1 + C_1R_1R_3)E}{2L_1C_1(R_1 + R_3)\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t \\ + \frac{R_1E}{R_1 + R_3} (1 - e^{-\alpha t} \cos \beta t) \quad (2)$$

ここで

$$\alpha = \frac{L_1 + C_1R_1R_3}{2C_1R_1L_1} \quad (3)$$

$$\beta = \frac{\sqrt{-(L_1 - C_1R_1R_3)^2 + 4C_1R_1^2L_1}}{2C_1R_1L_1} \quad (4)$$

この式は、回路定数が振動条件を満たすことを前提として導いたのであるが、実際の場合にも集塵装置の負荷としての R_1 の値はきわめて大きく、かつ内部抵抗 R_3 は十分小さいので、この前提条件は十分満足される。

実際の集塵装置における各定数を(1)～(4)式に代入し、2桁以上小さい項をすべて省略すると(1)～(4)式は實際上次のように近似することができる。

$$i_1 \approx E\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} e^{-\alpha t} \sin \beta t + \frac{E}{R_1} (1 - e^{-\alpha t} \cos \beta t) \quad (1)'$$

$$V_1 \approx \frac{-(L_1 + C_1R_1R_3)E}{2L_1C_1R_1\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t \\ + E(1 - e^{-\alpha t} \cos \beta t) \quad (2)'$$

$$\beta \approx \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} \quad (4)'$$

(1)'～(4)'式を用いれば精度をほとんど損なわずに、比較的簡単に値を求めることができる。しかし、回路動作

を直感的に把握するため回路内損失がまったくなく、かつ負荷抵抗を省略した理想的な状態に対する第1近似の式も求めておく。 $R_3 \rightarrow 0$, $R_1 \rightarrow \infty$ として(1), (2)式は次のようになる。

$$i_1 \approx E \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} t \quad (5)$$

$$V_1 \approx E \left(1 - \cos \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} t \right) \quad (6)$$

上式によれば、 i_1 , V_1 の振動時の基本的なモードは以下の固有振動数 ω_0 、振幅 I_0 , V_0 をもつ図3のような正弦波振動であることがわかる。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (7)$$

$$I_0 = E \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \quad (8)$$

$$V_0 = E \quad (9)$$

この固有振動 ω_0 より出力パルス電圧のパルス幅 τ の

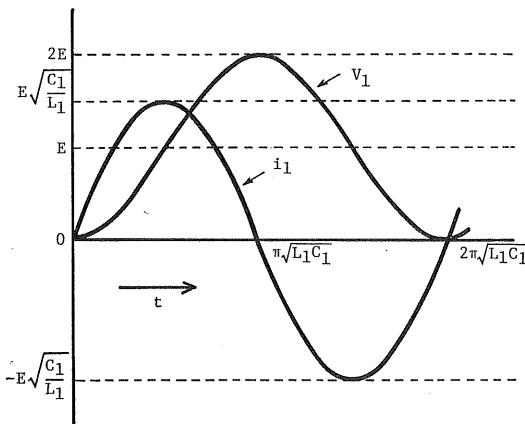


図3 $R_3=0$, $R_1=\infty$ における V_1 波形と i_1 波形
Fig. 3 Wave form of V_1 and i_1 in circuit I ($R_3=0$, $R_1=\infty$).

近似値は次のようにになる。

$$\tau \approx 2\pi \sqrt{L_1 C_1} \quad (10)$$

またこのときには、パルス電圧 V_1 の波高値 V_{1max} は電源電圧 E の2倍となりその残留電圧 V_f は0となる。しかし、 $R_3 \neq 0$, $R_1 \neq \infty$ のときの実際の V_1 , i_1 の波形を模式的に画くと図4のようになり、 $V_1 < 2E$, $V_f > 0$ となって残留電荷 $C_1 V_f$ が現われ、これを放置するとついに $V_1 \rightarrow E$ となり動作が停止する。

次に、主回路における振動現象が終了したときのコンデンサ C_1 の残留電圧 V_f を求める。残留電圧発生の原因は回路内の抵抗損失であるから、(1)'式および(2)'式を用いて検討を進める。振動終了の時点では $i_1=0$ となるのでそのときの t_f の値を(1)'式から求めて(2)'式に代入すれば V_f が求まる。いま実際の集塵装置における各定数を想定して(1)'式に代入してみると式中の $\exp(-\alpha t) \times \sin \beta t$ の係数が $\exp(-\alpha t) \cos \beta t$ の係数よりも2桁近く大きいことが判明した。したがってこの場合は、 $t_f \approx 2\pi/\beta$ となり(2)'式より残留電圧 V_f は次のように求まる。

$$V_f \approx E \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{\pi}{R_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \right) \exp \left(-\pi R_3 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right) \right\} \quad (11)$$

この式に示されるように R_1 の値が小さいほど、また R_3 の値が大きいほど残留電圧 V_f は大きくなる。また、 $(E-V_f)/E$ は R_1 による効果と R_3 による効果の積の形で表わされる。

次に、主回路振動の1周期において各部分で消費されるエネルギーと C_0 へフィードバックされるエネルギーの配分について検討してみよう。いま主回路振動の半周期のあいだに C_0 から回路に供給されるエネルギーを W_1 とする。また主回路振動の1周期の全期間に C_0 から回路へ供給されるエネルギーを W_2 とする。 W_2 は1周期のあいだに回路内で消費される全エネルギーに相当し、 (W_1-W_2) が C_0 にフィードバックされるエネルギーに相当する。さら

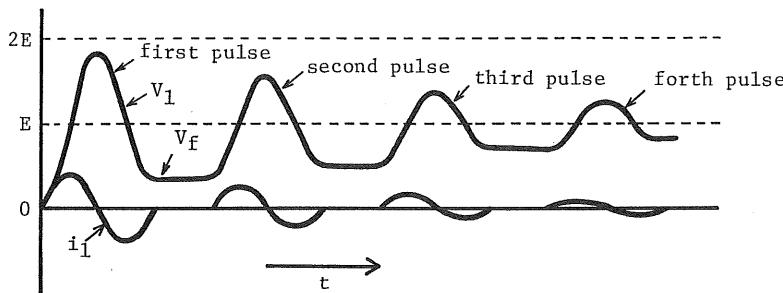


図4 残留電圧放出回路がないときのパルス振動の終止
Fig. 4 Cease in pulse oscillation action in absense of resetting circuit.

に主回路振動の1周期に R_1 において消費されるエネルギーを W_3 とする。これはコロナ電流として有効に使われる電力に相当する。

W_1, W_2, W_3 はそれぞれ次のようにして求められる。

$$W_1 = \int_0^{\pi/\beta} E_i dt \quad (\text{J/パルス}) \quad (12)$$

$$W_2 = \int_0^{2\pi/\beta} E_i dt \quad (\text{J/パルス}) \quad (13)$$

$$W_3 = \int_0^{2\pi/\beta} \frac{V_1^2}{R_1} dt \quad (\text{J/パルス}) \quad (14)$$

上式に(1)'~(4)'式を代入すれば W_1, W_2, W_3 が求まる。計算はかなり複雑であるが、(11)式を求めたときと同じ近似を用いると

$$W_1 \approx E^2 C_1 (1 + e^{-(\alpha/\beta)\pi}) + \frac{E^2 \pi}{R_1 \beta} \quad (15)$$

$$W_2 \approx E^2 C_1 (1 - e^{-(\alpha/\beta)2\pi}) + \frac{2E^2 \pi}{R_1 \beta} \quad (16)$$

$$W_3 \approx \frac{E^2}{R_1} \left\{ \frac{2\pi}{\beta} + \frac{1}{4\alpha} (1 - e^{-(\alpha/\beta)4\pi}) \right\} \quad (17)$$

したがってフィードバック率を $\eta_1 = (1 - W_2/W_1)$ 、消費エネルギー効率を $\eta_2 = W_3/W_2$ と定義するとそれぞれ次のようになる。

$$\eta_1 = 1 - \frac{R_1 C_1 \beta (1 - e^{-(\alpha/\beta)2\pi}) + 2\pi}{R_1 C_1 \beta (1 + e^{-(\alpha/\beta)\pi}) + \pi} \quad (18)$$

$$\eta_2 = \frac{\beta (1 - e^{-(\alpha/\beta)4\pi}) + 8\pi\alpha}{4\alpha\beta R_1 C_1 (1 - e^{-(\alpha/\beta)2\pi}) + 8\pi\alpha} \quad (19)$$

ここで f をパルス繰返し周波数とすると $W_1 \sim W_3$ は次の意味をもつ。

$$P_1 = fW_1 = \text{皮相電力} = \text{無効電力} + \text{有効電力} \quad (\text{W}) \quad (20)$$

$$P_2 = fW_2 = \text{装置で消費される全有効電力} \quad (\text{W}) \quad (21)$$

$$P_3 = fW_3 = \text{コロナ負荷で消費される有効電力} \quad (\text{W}) \quad (22)$$

以上から η_2 が本来の意味における装置の効率を表わし、 η_1 は無効電力率を表わしていることがわかる。したがって回路の設計に際しては極力 η_2 が大きくなるように定数を選定すべきである。一般に回路を設計するときの条件としては集塵装置の負荷抵抗 R_1 およびパルス幅が与えられていることが多い。そのようなときは β が一定であるので(19)式から η_2 を増加する方法として次のことが考えられる。

(1) コイル抵抗 R_3 は内部損失を増加させ、残留電圧

V_f を大きくするという有害な作用しかないので極力小さくすべきである。

(2) L_1 の η_2 に与える影響は(3)式で示される α を介して現われる。詳細な検討により α が小さければ小さいほど η_2 が増加することが示される。そのため L_1 はできるだけ大きいほうがよい。

(3) C_1 の η_2 に与える影響は L_1 と同じく α を介して現われる部分と、(19)式の分母に直接現われる部分とがある。前者においては C_1 は大きいほうがよく、後者においては C_1 は小さいほうがよい。実規模程度の集塵装置に相当する各定数 ($C_1 \approx 0.01 \mu F$)においては後者の効果のほうが大きくなり、 C_1 は小さいほうがよいことがいえる。また、 C_1 は(15)、(16)式にみられるように電源内部を循環する無効電力に大きく関係しており、この意味からも C_1 は小さいほうがよい。そのため、 C_1 がある値以上の大きさにあれば外部から負荷に並列にコンデンサを挿入するなどの方法は用いないほうがよい。

さて、 L_1 と C_1 による振動の周期が終わった瞬間 T_{h1} オフの状態で回路に電源電圧 E と残留電圧 V_f が存在するので新たな過渡振動が生じ、これが T_{h1} の再点弧を起こす可能性がある。ここで重要な要素となるのが L_1 の漂遊キャパシタンス C_{L1} と T_{h1} の A-K 間のキャパシタンス C_{Th1} である。これらの要素は値としては非常に小さく、かつ C_0 および C_1 と直列に存在するために、上記過渡振動の考察にあたっては C_0 および C_1 が無視でき、また R_3, R_1 も無視できて図 5 の回路を考えれば十分である。

この図において主回路振動の終了時点を $t=0$ として T_{h1} の順方向端子電圧 V_{Th} を求めると次のようになる。

$$V_{Th} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{Th} + C_{L1}}} I_0' \sin \frac{t}{\sqrt{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} + (E - V_f) \left(1 - \cos \frac{t}{\sqrt{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} \right) \quad (23)$$

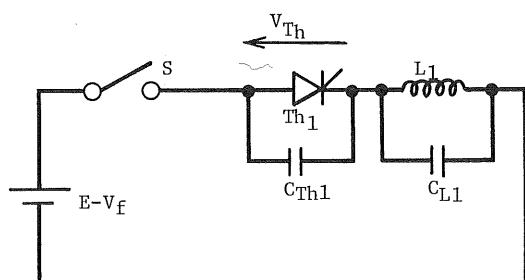


図 5 過渡振動の等価回路

Fig. 5 Equivalent circuit for high frequency transient oscillation at the tail of main oscillation.

式中の I_0' はダイオード D の逆回復時の残留電荷の放出に伴う逆電流のピーク値である。

この式から Th_1 の電圧上昇率は

$$\frac{dV_{Th}}{dt} = \frac{I_0'}{C_{Th} + C_{L1}} \cos \frac{t}{\sqrt{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} + \frac{E - V_f}{\sqrt{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} \sin \frac{t}{\sqrt{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} \quad (24)$$

この二つの式から Th_1 の定格を選定することができる。つまり(23)式から順方向最大電圧 $V_{Th\ max}$, (24)式から最大電圧上昇率 $(dV_{Th}/dt)_{max}$ を求めることができる。

$$V_{Th\ max} = \sqrt{\frac{L_1}{C_{Th} + C_{L1}}} I_0'^2 + (E - V_f)^2 + (E - V_f) \quad (25)$$

$$\left(\frac{dV_{Th}}{dt}\right)_{max} = \sqrt{\left(\frac{I_0'}{C_{Th} + C_{L1}}\right)^2 + \frac{(E - V_f)^2}{(C_{Th} + C_{L1}) L_1}} \quad (26)$$

それぞれの値がサイリスタの規定の値におさまるようには素子を選定しないと、サイリスタが導通し振動によるパルス発生機能が消滅する。(26)式から C_{Th} , C_{L1} あるいは L_1 をある程度以上大きくすれば $(dV_{Th}/dt)_{max}$ の値を低くしうることがわかる。

ここで、今までの検討を基礎にしてサイリスタ Th_1 , Th_2 , ダイオード D, コイル L_1 の実効電流を求めてみる。それらの実効電流の値は部品の定格選定のうえで重要な意味をもつ。

サイリスタ Th_1 とダイオード D の実効電流は(1)'式で表わされる負荷電流 i_1 の $0 \leq t \leq \pi/\beta$ と $\pi/\beta \leq t \leq 2\pi/\beta$ の期間における実効値でそれぞれ求めることができる。ただし、無用に複雑となるのを避けるために(1)'式の第2項は省略することにするとそれぞれ次のようになる。

$$i_{Th\ 1\ eff} = \sqrt{f \int_0^{\pi/\beta} E^2 \left(\frac{C_1}{L_1}\right) \varepsilon^{-2\alpha t} \sin^2 \beta t dt} = \sqrt{\frac{1}{4} E^2 \left(\frac{C_1}{L_1}\right) f (1 - \varepsilon^{-(2\alpha\pi/\beta)}) \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}\right)} \quad (27)$$

$$i_{D\ eff} = \sqrt{f \int_{\pi/\beta}^{2\pi/\beta} E^2 \left(\frac{C_1}{L_1}\right) \varepsilon^{-2\alpha t} \sin^2 \beta t dt} = \sqrt{\frac{1}{4} E^2 \left(\frac{C_1}{L_1}\right) f \varepsilon^{-(2\alpha\pi/\beta)} (1 - \varepsilon^{-(2\alpha\pi/\beta)})} \times \sqrt{\left(\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}\right)} \quad (28)$$

また、コイルの実効電流は負荷電流の $0 \leq t \leq 2\pi/\beta$ の期間の実効値と過渡振動による内部過渡電流の実効値の

ベクトル和で表わされる。内部過渡電流はコイル L_1 , コンデンサ C ($C = C_{Th} + C_{L1}$) およびコイル実抵抗 R_3 の直列共振回路の電流として等価的に求められ、次のようになる。

$$i_{L1} = (E - V_f) \sqrt{\frac{C_{Th} + C_{L1}}{L_1}} e^{-(R_3/2)L_1 t} \sin \frac{t}{\sqrt{L_1(C_{Th} + C_{L1})}} \quad (30)$$

この電流がパルス電圧の休止期間に減衰すると仮定するとコイルの実効電流は次式により求めることができる。

$$i_{L1\ eff} = \sqrt{\frac{1}{4} \cdot E^2 \left(\frac{C_1}{L_1}\right) f (1 - \varepsilon^{-(4\alpha\pi/\beta)}) \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{\alpha}{\alpha^2 + \beta^2}\right)} + \sqrt{(E - V_f)^2 f \frac{(C_{Th} + C_{L1})}{2R_3}} \quad (31)$$

サイリスタ Th_2 の実効電流は1回のパルスごとに C_1 より放出される残留電荷により求めることができ、次のようになる。

$$i_{Th\ 2\ eff} = \sqrt{\frac{C_1 V_f^2 f}{2R_2}} \quad (32)$$

以上までの検討ではコイル L_2 の存在を無視した。それは、 L_2 を考慮することにより式が非常に複雑になることと、その後の研究で L_2 は必ずしも挿入する必要がないことがわかったためである。

3.2 回路-Iの実際の動作

次に低圧の回路において図1の回路を動作させたときどのような出力電圧波形が得られるかを実験的に調べ、前節の理論値と比較した。実験に用いた回路の各定数は次のとおりである。

$$C_0 = 4\mu F, \quad L_1 = 1.9mH \text{ (内部抵抗 } 10\Omega\text{),}$$

$$C_1 = 0.1\mu F, \quad L_2 = 3.6mH \text{ (内部抵抗 } 37\Omega\text{)}$$

$$R_1 = 10M\Omega,$$

電源電圧は200Vとした。このときのパルス幅 τ , パルス出力電圧波高値 $V_{1\ max}$, 残留電圧 V_f , フィードバック率 η の理論値および実験値を表1に示す。

また、このときの出力電圧波形、サイリスタ順方向電圧波形、電流波形を図6～8に示す。サイリスタ電圧に

表1 正弦波状パルス発生回路-Iにおける理論値と実験値の比較

Table 1 Comparison between calculated and measured values of pulse width τ , peak voltage $V_{1\ max}$, residual voltage V_f and power recovery efficiency η in circuit I.

	Pulse width τ (μs)	$V_{1\ max}$ (V)	η_1	V_f (V)
Calculated	120	356	0.895	70
Measured	125	333	0.91	121

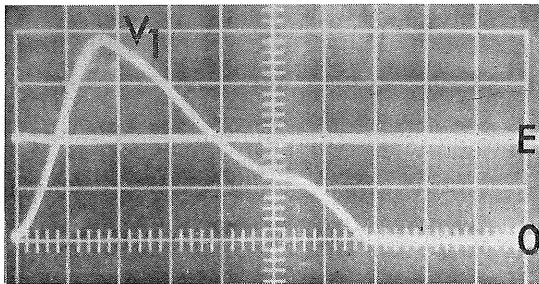


図 6 回路-I の出力電圧波形 (20μs/div, 100V/div)
Fig. 6 Output pulse voltage in circuit I (20μs/div, 100V/div).

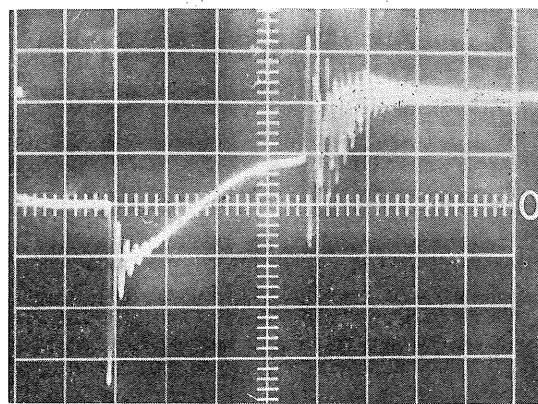


図 7 回路-I のサイリスタ (Th₁) の順方向電圧波形 (20μs/div, 100V/div).
Fig. 7 Forward voltage across thyristor Th₁ in circuit I (20μs/div, 100V/div).

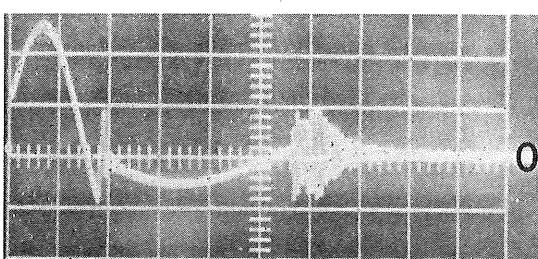


図 8 回路-I の主電流波形 (20μs/div, 1A/div)
Fig. 8 Main pulse current in circuit I (20μs/div, 1A/div).

は主振動終了後上述の過渡振動が発生しているのがみられる。

4. 正弦波状パルス発生回路-II

前節であげた回路とほぼ同じ働きをし、かつ回路構成のより簡単なものとして図9の回路が考えられる。本回路の特徴は図1の Th₂ の代わりに内部インダクタンスの大きいリアクトル L₃ を利用したことである。これによりサイリスタのトリガーパルスが1種類ですみ、その制御系を単純化できるが、主回路振動の持続中も L₃ を通して電流が流れているので効率が若干悪くなる。振動時の電流 i₁ および出力電圧 V₁ を求めると次のようになる(回路内の抵抗は無視した)。

$$i_1 = E \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \left(\frac{L_3}{L_1 + L_3} \right)^{3/2} \sin \sqrt{\frac{L_1 + L_3}{L_1 L_3 C_1}} t + \frac{E}{L_1 + L_3} t \quad (33)$$

$$V_1 = \frac{L_3}{L_1 + L_3} E \left(1 - \cos \sqrt{\frac{L_1 + L_3}{L_1 L_3 C_1}} t \right) \quad (34)$$

(33)式より L₃ の値がある値以下に小さくなると i=0 となる t の値が存在しなくなることがわかる。これは C₁ の電荷を C₀ にフィードバックできなくなると同時に、Th₁ がターンオフできなくなることを意味する。これをさけるためには L₃ は十分大きくとる必要がある。L₃ ≫ L₁ が成り立つときには、(33), (34)式はそれぞれ(5), (6)式に移行する。したがって主回路振動における現象は前節で述べたところとほとんど一致する。

残留電圧の放出過程は C₁, L₃, R₃ の直列振動となるが、これがパルス休止期間に十分減衰するためには減衰時定数 2L₃/R₃ をパルス休止期間よりも小さい値にする必要がある。また、ダイオード D₂ を接続することにより、放出時に C₁ と L₃ の振動により V₁ が逆極性になるのを防ぐことができる。

この回路で次の定数を用い、上述の理論を実験的に調べた。

$$\begin{aligned} C_0 &= 4\mu F, & L_1 &= 1.6mH, & L_2 &= 6.0mH, & L_3 &= 10H \\ R_1 &= 10M\Omega, & C_1 &= 0.1\mu F, & \text{電源電圧 } E &= 200V \end{aligned}$$

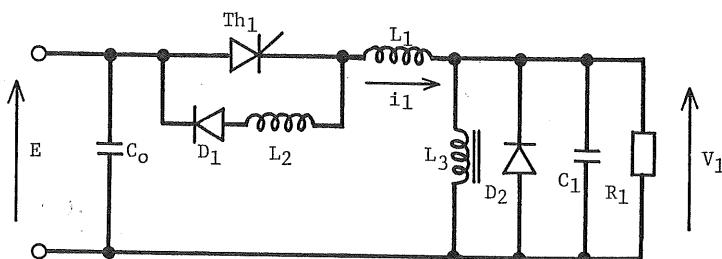


図 9 正弦波状パルス発生回路-II の基本回路
Fig. 9 Circuit II (sinusoidal pulse circuit).

表 2 正弦波状パルス発生回路-II における実験値とパルス幅の理論値

Table 2 Measured values of pulse width τ , peak voltage $V_{1\max}$, residual voltage V_f , power recovery efficiency η_1 and calculated value of pulse width τ in circuit II.

	Pulse width τ (μs)	$V_{1\max}$ (V)	η_1	V_f (V)
Calculated	160	—	—	—
Measured	180	353	0.51	82

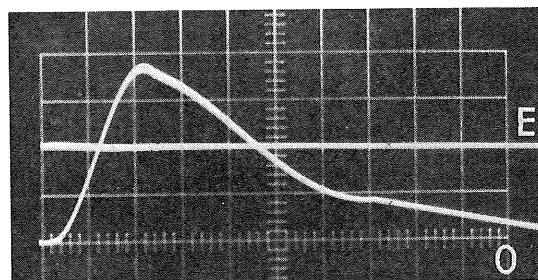


図 10 回路-II の出力電圧波形 (20 μs /div, 100V/div)
Fig. 10 Output pulse voltage in circuit II (20 μs /div, 100V/div).

得られた結果は表 2 のとおりで、パルス幅 τ についてよい一致が確認された(理論値は $L_s=\infty$ として求めた)。また、図 10 に出力電圧波形を示す。

5. 結 言

以上、容量性負荷に急峻パルス電圧を効率よく印加するのに適した 2 種類の回路について検討した。その結果、LC 振動を用いるエネルギー回収方式を利用することにより、ほぼ所要の目的にかなったパルス電源が得られること、その動作もある程度まで理論的に解析できることが明らかとなった。

参 考 文 献

- 1) J.E. Luthi: Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Dissertation, Nr. 3924 (1967).
- 2) S. Masuda, I. Doi, M. Aoyama and A. Shibuya: Staub-Reinhalt. Luft, 36, 1 (1976), 19.
- 3) S. Masuda, I. Doi, I. Hattori and A. Shibuya: IEEE IAS 1977 Annual Meeting, 35-B (1977).
- 4) G.W. Penny and P.C. Gelfand: J. Air pollut. Control Assoc., 28, 1 (1978), 53.
- 5) 増田閃一, 小畑貞二, 平井淳之: 静電気学会誌, 掲載決定。