

論 文

電気集塵装置用パルス電源について(その2)

増田 閃一*, 小畠 貞二**, 平井 淳之***

(1979年5月2日受理)

Pulse Voltage Source for Electrostatic Precipitators (Part 2)

S. MASUDA,* S. OBATA** and J. HIRAI***

(Received May 2, 1979)

In the previous paper, we discussed about a pulse generator using LC oscillation, and we could practically show the pulse voltage forms by such pulse generators in low voltage circuits. But the pulse voltage forms showed then were only sinusoidal and it was very difficult to change a pulse width, because the pulse width was decided by a time constant $1/\sqrt{LC}$. In this paper, we discuss about the square wave pulse circuit, in which the pulse width can be controlled by the adjustment of triggering time of thyristor. These circuits can generate pulse voltage of rather long pulse width. In this paper, we present two types for square wave pulse voltage and some of the operation data are presented.

1. まえがき

先に、筆者らは、電気集塵装置にパルス電圧を印加するときの問題点について論じ、新しく考案したLC振動の応用による正弦波状パルス電圧発生回路について報告した¹⁾。本稿では、前方式とまったく同じLC振動を応用した回路において、出力電圧波形のパルス幅を自由に制御できる方式の回路の低電圧特性について報告する。

2. 矩形波状パルス発生回路-I

矩形波状パルス発生回路には現在2種類のものが考えられているが、そのうちの一つを図1に示す。本回路の特徴はフィードバック動作にサイリスタ Th_3 と変圧器FTを用いたことである。つまり、 Th_3 の導通時に流れる C_1 の放電電流をパルストラ ns FTの1次巻線に流し、そのとき誘起する2次電圧を整流して C_0 にフィードバックする。本回路を用いると、出力電圧のパルス幅を Th_3 と Th_1 の点弧時期をずらすことにより自由に制御できるが、FTとして高価なパルストラ ns を使用すること、フィードバック効率があまり高くならないこと等の欠点も生ずる。

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

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

ここで

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

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

また、 R_3 は回路内の抵抗である。

(1)～(4)式は、実際の回路の場合は影響の小さい項が無視できて簡略化をはかることができる。

$t = \pi/\beta$ において V_1 がピークに達したあと i_1 はゼロとなり、 V_1 は Th_3 がトリガされるまでわずかに減衰するのみでほぼ一定値を保つ。このとき流れる電流は R_1 を通してのわずかな負荷電流だけである。 Th_3 がトリガ

* 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

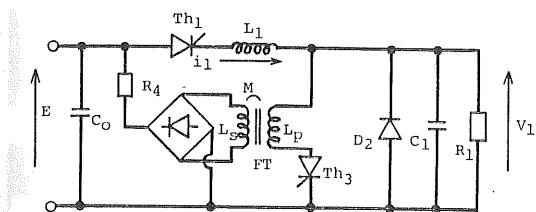


図1 矩形波状パルス発生回路-Iの基本回路

Fig. 1 Circuit I (square wave pulse circuit).

により導通する瞬間を $t=0$ とすれば、それ以後の電圧 V_1 、フィードバックトランジスト FT の 1 次電流 i_{FT1} 、2 次電流 i_{FT2} は次のようになる。ただし、 V_1 の初期電圧を V_{p1} 、FT の 1 次、2 次の自己インダクタンスを L_p 、 L_s 、相互インダクタンスを M とし、密結合の条件 $M^2 - L_p L_s = 0$ が成り立つとする。また振動条件 $(L_s/R_4)^2 < 4L_p C_1$ の成立を仮定する。

$$V_1 = \varepsilon^{-\alpha t} \left\{ V_{p1} \cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \left(2E \frac{M}{L_s} - V_{p1} \right) \sin \beta t \right\} \quad (5)$$

$$i_{FT1} = \frac{1}{R_4} \left[\varepsilon^{-\alpha t} \left\{ \frac{M}{L_p} V_{p1} \cos \beta t + \frac{\alpha}{\beta} \left(2E \frac{M}{L_p} - V_{p1} \right) \sin \beta t - E \right\} \right] \quad (6)$$

$$i_{FT2} = -C_1 \varepsilon^{-\alpha t} \left\{ 2\alpha \left(E \frac{M}{L_s} - V_{p1} \right) \cos \beta t - \frac{1}{\beta} \left(2E \frac{M}{L_s} \alpha^2 - V_{p1} \alpha^2 + V_{p1} \beta^2 \right) \sin \beta t \right\} \quad (7)$$

$$\alpha = \frac{1}{2R_4C_1} \left(\frac{L_s}{L_p} \right) \quad (8)$$

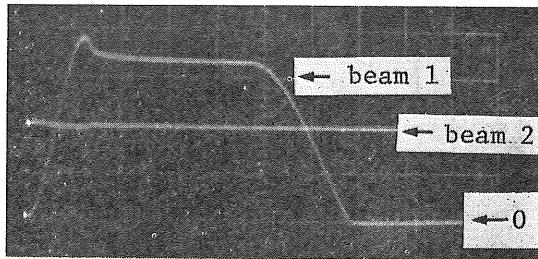
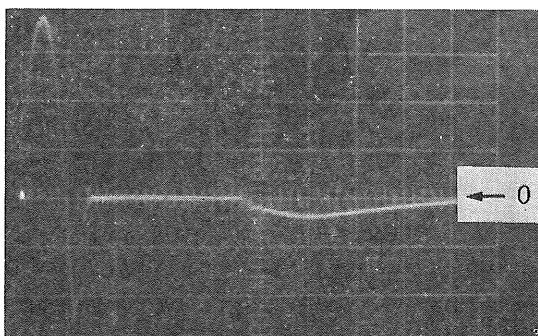
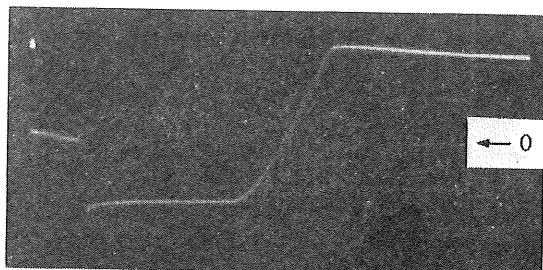
$$\beta = \frac{1}{2R_4C_1} \left(\frac{L_s}{L_p} \right) \sqrt{\frac{4C_1R_4^2}{L_s} \left(\frac{L_p}{L_s} \right) - 1} \quad (9)$$

この場合フィードバック時の有効インダクタンスは一般に L_1 より大きくなるので、一定時間後に V_1 電圧の極性が反転してもフィードバック電流は流れ続けようとする。しかし、そのときは C_1 と並列に接続されたフライホイールダイオード D_2 を通して電流が循環するので V_1 電圧の極性反転は防止でき、またエネルギーのフィードバックも十分行なわれる。

本回路の動作を以下の回路定数を用いて実験により調べた。

$$C_1 = 0.1 \mu F, R_1 = 10 M\Omega, L_1 = 0.4 mH, E = 200 V$$

図2~4に各部の波形を示す。このときのフィードバック率は 65% であった。なお本回路における理論値の算出は、定数に未定のものが多いので省略する。

図2 beam 1: 出力電圧波形, beam 2: 直流電圧 E 波形 ($20 \mu s/div$, $100 V/div$)Fig. 2 beam 1: Output pulse voltage in circuit I, beam 2: DC voltage E ($20 \mu s/div$, $100 V/div$).図3 主電流波形 ($20 \mu s/div$, $1 A/div$)Fig. 3 Main pulse current in circuit I ($20 \mu s/div$, $1 A/div$).図4 サイリスタ順方向電圧波形 ($20 \mu s/div$, $100 V/div$)Fig. 4 Forward voltage across thyristor Th1 in circuit I ($20 \mu s/div$, $100 V/div$).

3. 矩形波状パルス発生回路-II

フィードバックトランジスト FT の代わりに図5に示すようにオートトランジストを用いることもできる。このときオートトランジストを構成するフィードバックコイル L_4 、 L_5 は密結合である必要はなく、 $L_4 \ll L_5$ であればよい。

電圧の立ち上り過程 ($0 \leq t \leq \pi/\beta$) は前節と同じであるので、電流 i_1 、電圧 V_1 は(1), (2)式で表わされる。また電圧の立ち上り後は Th_3 がトリガされるまで V_1 電圧はほぼ一定値を保ち、このとき流れる電流は R_1 を通し

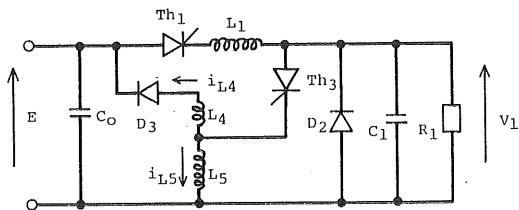


図 5 矩形波状パルス発生回路-IIの基本回路

Fig. 5 Circuit II (square wave pulse voltage).

ての負荷電流だけである。

サイリスタ Th_3 がトリガされたあとの電圧 V_1 および L_4 , L_5 に流れる電流は次のようになる (V_{p1} は V_1 の初期電圧, 各部抵抗は無視する)。

$$V_1 = \left(\frac{V_{p1}}{L_5} - \frac{E}{L_4 + L_5} \right) L_5 \cos \beta t + \frac{L_5}{L_4 + L_5} E \quad (10)$$

$$i_{L4} = \frac{L_5}{L_4} \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{p1}}{L_5} - \frac{E}{L_4 + L_5} \right) \sin \beta t - \frac{E}{L_4 + L_5} t \quad (11)$$

$$i_{L5} = \frac{1}{\beta} \frac{L_4 + L_5}{L_4} \left(\frac{V_{p1}}{L_5} - \frac{E}{L_4 + L_5} \right) \sin \beta t \quad (12)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5 C_1}}$$

(11) 式で示される i_{L4} がフィードバック電流を表わしているが、フィードバックできるためには $i_{L4} > 0$ でなければならない。 (11) 式はある期間過ぎると $i_{L4} \leq 0$ となることを示しているので、その時点でフィードバックも停止する。

このときの出力電圧波形は図 6 のようになる。またフィードバック率は 75% であった。

4. 結 言

以上、容量性負荷に主として矩形波状の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できることが本論文および前回の論文を通じて明らかとなつた。本論文において特別にはとりあげなかつたが、筆者らは図 7 の回路についても実験的研究を行なつた。このようにサイリスタ Th_1 , Th_3 を互いに逆並列に接続すれば本論文で述べたような矩形波状パルスが

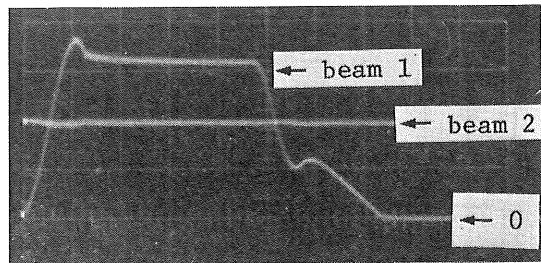
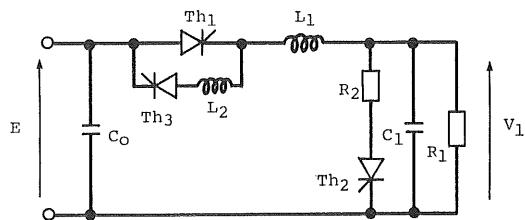
図 6 beam 1: 出力電圧波形, beam 2: 直流電圧 E 波形
(20 μs/div, 100 V/div)Fig. 6 beam 1: Output pulse voltage in circuit II,
beam 2: DC voltage E (20 μs/div, 100 V/div).

図 7 矩形波状パルス発生回路-III

Fig. 7 Circuit III.

比較的容易に得られ、かつフィードバック効率も高いことが期待された。しかし、実際に動作させてみると、出力電圧の立ち上り後、 Th_1 がターンオフするときに逆並列サイリスタ Th_3 の順方向電圧の電圧上昇率が定格を上まわり、これが導通するので、得られた特性は前回報告した正弦波状のものとほとんど同じものとなることが判明した。この例にも見られるように、立ち上り時間の短い急峻な矩形波状パルスを得ようとすると、スイッチ素子の dv/dt 、あるいは di/dt などの定格が重要な素子選定の要素となる。サイリスタ素子を使用する限り、立ち上り時間の短縮にはこの点から限界を生ずる。この点はとくにパルス電圧を高圧化するためサイリスタの直列接続を行なうとき問題となる。この点についての研究結果は稿を改めて報告する。

参 考 文 献

- 1) 増田閃一, 小畠貞二, 平井淳之: 静電気学会誌, 3, 4 (1979), 216.