

## 電力用パルス圧縮に関する一考察

著者	Iwahara Masayoshi, Muramoto Hiroshi, Miyazawa Eijiro
雑誌名	日本AEM学会誌 = Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics
巻	1
号	2
ページ	28-32
発行年	1993-09-10
URL	<a href="http://hdl.handle.net/2297/11700">http://hdl.handle.net/2297/11700</a>

## 原著論文

## 電力用パルス圧縮に関する一考察

A Consideration on the Pulse Compression of Magnetic Pulse Power Supply

正 岩原 正吉 (福井大学工学部) 非 村本 浩 (福井大学工学部)  
非 宮沢 永次郎 (総研電気 K.K.)

Masayoshi IWAHARA, Faculty of Engineering, Fukui University  
Hiroshi MURAMOTO, Faculty of Engineering, Fukui University  
Eijirou MIYAZAWA, Souken Denki Co., Ltd.

Recently, a remarkable advance is seen in the application on the laser equipment, particle beam accelerator, and pulsed X-ray equipment. These apparatus requires an intermittent high voltage or large current power source to do work, and those power sources are required to have a high reliability and a durability. For this reason, a power supply using passive circuit elements is often used for these apparatus. A multistage circuit made by a saturable reactor and a capacitor is a good example of pulse power supply. In this paper, a discussion is given on the optimal circuit parameter and the optimal operation mode of a fundamental two-stages pulse compression circuit. Analysis for the two-stages LC circuit is developed by use of the state variable method, and it is assumed that a saturable reactor has a magnetization characteristics approximated by a polygonal line with two segments. Defining evaluation indices on voltage boost ratio  $G_v$ , current gain  $G_j$  and pulse width compression ratio  $\zeta$ , the optimal operation mode was determined by these indices, and the optimal circuit parameter was obtained. As the results, it is shown that the  $C_1$  equals to  $10 \times C_2$  in case of two reactors with a same value, and it is obtained that  $G_v = 0.35$ ,  $G_j = 0.26$  and  $\zeta = 0.66$ . It is also shown that the reactor loss is a very sensible to the performance of this circuit.

**Key Words :** Magnetic Pulse Power Supply, Saturable Reactor, Pulse Compression, State Variable Method, Mode Analysis

## 1 まえがき

間欠的で、高電圧・大電流の電源を必要とする各種のレーザ、粒子ビーム装置、パルス X線装置等の実用化が急速に進んでいる。対象となる電源はその要件から半導体素子によるものでは信頼性・耐久性の点に問題がある。その点、受動素子による電源は信頼性が高く、製作も容易であり、これまでも様々に検討がなされている [1]。メルビル回路 [2]もこうした目的に使用される回路であるが、回路特性を支配する磁性材に満足なものが得にくいこともあり、十分な検討がなされていない。しかし、近時角形性に優れた磁気特性を有するアモルファス磁性材の開発が進み、再びこの種の電源に対する関心が高まっている。ここでは、

磁気式パルス圧縮回路の基礎となる 2 段式の回路を取り上げ、リアクトルを同一とした場合の最適回路パラメータ、最適動作モードについて述べる。

## 2 磁気式パルス圧縮電源と解析モデル

メルビル回路はリアクトル L およびキャパシタ C を梯子状に多段接続して構成され、接続段数の増加とともに出力となる電圧パルスの昇圧率が増大し、電圧のパルス幅が短くなる性質を持つ。しかし、使用可能な磁性材料が理想的なスイッチ特性を有しておらず、かつ磁心損失および巻線損失のため段数を増加させても期待した電圧昇圧率が得にくいという欠点がある。性能のよいパルス圧縮回路を設計するには、リアクトル特性が非線形

でかつ有損失であることを考慮した解析が不可欠である。そこで、多段式メルビル回路の基礎となる、リアクトル損失を考慮した2段構成の磁気式パルス圧縮回路について考察する。解析にあたっては、以下の仮定を置く。

- 1)リアクトル用磁心の磁化特性は二折線で近似できる。
- 2)磁心の漏れ磁束は無視できる。
- 3)リアクトルの銅損のみを考慮する。

仮定より対象とする回路はFig. 1に示すようになる。また、リアクトルの磁心特性はFig. 2のように表せるものとする。回路中の2段階目コンデンサ端子電圧がスパークギャップの放電開始電圧を越えなければ、負荷コンダクタンスは回路より切り離された状態にあると見てよいので負荷回路がオープンであるとして解析を行う。

本回路は非線形回路となるので解析に適した状態変数法を適用し、回路の状態方程式を導出した後モード解析を行う。すなわち、Fig. 1について状態方程式を導出すると、

$$\frac{df(t)}{dt} = Af(t) + Bu(t) \quad (1)$$

ここで、

$$A = \begin{bmatrix} \frac{r_1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & \frac{r_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & \frac{G_0}{C_2} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$f(t) = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ V_{c1}(t) \\ i_2(t) \\ V_{c2}(t) \end{bmatrix}, \quad u(t) = V_i \quad (2)$$

を得る。ただし、

$$L_1 = L_{1u}; B_1 < B_k, \quad L_2 = L_{2u}; B_2 < B_k$$

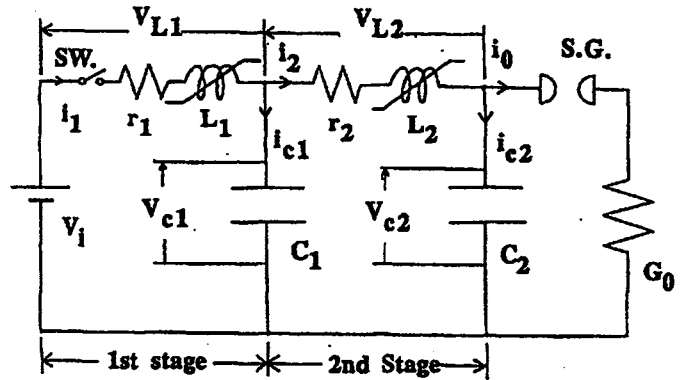


Fig. 1 Two-stages type magnetic pulse compression circuit.

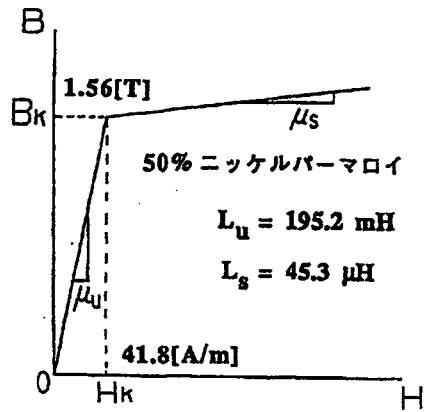


Fig. 2 Core characteristics approximated by a polygonal line with two segments.

$$= L_{1s}; B_2 > B_k, \quad = L_{2s}; B_2 > B_k$$

であり、上式の L はいずれも以下の式より求められる。

$$L_u = \mu_u A_e N^2 / l_i$$

$$L_s = \mu_s A_e N^2 / l_i$$

$\mu$ : 磁心の透磁率

$A_e$ : 磁心の有効断面積

$l_i$ : 磁心の平均磁路長

$N$ : リアクトルの巻線数

(1) 式をラプラス変換した後、その特性方程式を求めると、

$$\Delta(S) = [SI - A] = \begin{bmatrix} s + \frac{r_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & s & \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_1} & s + \frac{r_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_2} & s + \frac{G_0}{C_2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$= s^4 + \left(\frac{r_1}{L_1} + \frac{r_2}{L_2} + \frac{G_0}{C_2}\right)s^3 + \left\{\frac{1+r_2G_0}{L_2C_2} + \frac{r_1}{L_1} \left(\frac{r_2}{L_2} + \frac{G_0}{C_2}\right) + \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}\right)\right\} s^2 + \left\{\frac{r_1}{L_1} \left(1 + \frac{r_2G_0}{L_2C_2}\right) + \frac{1}{L_2C_2} \left(\frac{r_1}{L_1} + \frac{G_0}{C_2}\right) + \frac{1}{L_1C_1} \left(\frac{r_2}{L_2} + \frac{G_0}{C_2}\right)\right\} s + \frac{1 + G_0(r_1 + r_2)}{L_1L_2C_1C_2} \quad (4)$$

となる。ただし、 $V_i$ : 電源電圧 [V],  $V_{L1}$ : 1 段目リアクトルの端子電圧 [V],  $V_{L2}$ : 2 段目リアクトルの端子電圧 [V],  $i_1$ : 1 段目リアクトルの電流 [A],  $i_2$ : 2 段目リアクトルの電流 [A],  $V_{C1}$ : 1 段目コンデンサの端子電圧 [V],  $V_{C2}$ : 2 段目コンデンサの端子電圧 [V],  $i_{C1}$ : 1 段目コンデンサの電流 [A],  $i_{C2}$ : 2 段目コンデンサの電流 [A],  $L_1$ : 1 段目リアクトルの値 [H],  $r_1$ : 1 段目リアクトルの巻線抵抗 [ $\Omega$ ],  $L_2$ : 2 段目リアクトルの値 [H],  $r_2$ : 2 段目リアクトルの巻線抵抗 [ $\Omega$ ],  $C_1$ : 1 段目コンデンサの値 [F],  $C_2$ : 2 段目コンデンサの値 [F] である。これより対象とする回路の解を求めることができる。

特性方程式が 4 次式となるので、(3) 式は回路定数の値によって 1) 4 実根、2) 2 実根と 1 複素共役根、3) 2 複素共役根のいずれかの状態をとる。そこで、これらの解を予め一般解として求めておく。回路が任意の時刻にどのような解を持つかは回路定数に依存し、回路定数を具体的に適用しないと定まらないが、リアクトル特性が非線形であり、動作状態により不飽和、飽和と変化することが分かっているので解析における状態の変化を区別するため、Table 1 に示すように状態を予め定義しておく。その上で回路定数を与え、特性方程式の根

を求めた後、根の判定に基づき予め求めておいた一般解に所要の値を代入して式の値を求める。特性方程式の根を求めるについては式が 4 次式であるのでヒッチコック・ベアストウ法[3]を用いることとした。

Table 1 State definition of reactor operation.

State	Reactor 1	Reactor 2
I	Unsaturated	Unsaturated
II	Saturated	Unsaturated
III	Unsaturated	Saturated
IV	Saturated	Saturated

上記の手順を用いて時刻  $t=0$  より解を計算し、リアクトル特性の折れ点となる点に達したかどうかを判定して、解の切り替えを行い、回路変数の値を計算する。その後、所要の特性値を計算する。

### 3 リアクトルを同一とした場合の諸特性

対象とする回路の 1 段目、2 段目のリアクトルの値を同一とし、回路特性を検討する。装置特性を検討するにあたっては何等かの評価条件がないとその優劣を比較しにくいので以下の評価指数を定義し、使用する。

$$\text{昇圧率 } G_V = \frac{V_{C2m}}{V_i} = \frac{V_{C1m} V_{C2m}}{V_i V_{C1m}} \quad (5)$$

$$\text{電流利得 } G_i = \frac{i_{2m}}{i_{1m}} \quad (6)$$

$$\text{パルス幅圧縮率 } \zeta = \frac{\tau_2}{\tau_1} \quad (7)$$

ただし、 $V_i$ : 電源電圧 [V],  $V_{C1m}$ : 1 段目コンデンサの最大電圧 [V],  $V_{C2m}$ : 2 段目コンデンサの最大電圧 [V],  $i_{1m}$ : 1 段目リアクトルの最大電流 [A],  $i_{2m}$ : 2 段目リアクトルの最大電流 [A],  $\tau_1$ : 1 段目リアクトルの通流時間 [SEC],  $\tau_2$ : 2 段目リアクトルの通流時間 [SEC] である。

1) リアクトル損失のない場合

前述の評価指数に基づき、初めにすべての解析の基礎となる無損失の場合 ( $r_1 = 0, r_2 = 0$ ) について、数値解析を行う。解析にあたってはリアクトルを可変量とする場合とコンデンサを可変量とする場合が考えられるが、ここでは変更の容易なコンデンサ可変の場合を取り扱うこととし、回路中のリアクトル  $L_1$  およびリアクトル  $L_2$  は同一であるとした。その上で、電源電圧  $V_i$  およびコンデンサ容量  $C_1, C_2$  を変化させて、特性の検討を行った。また、解析は実験の実施のしやすさを考慮して、低電圧とした。その結果、コンデンサ容量等が大きなものとなっている。計算結果を Fig. 3、Fig. 4 および Fig. 5 に示す。

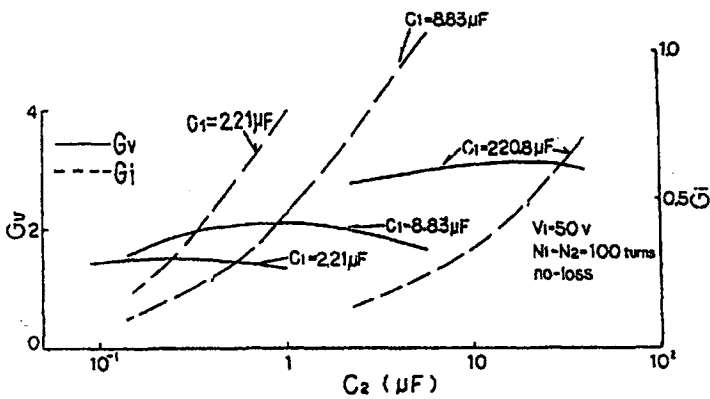


Fig.3  $G_v, G_i$  characteristics versus  $C_2$  with the parameter  $C_1$ .

Fig. 3よりコンデンサ容量  $C_2$  の増加とともに総合的な昇圧率は緩やかに増加し、電流利得にはあまり変化のないことが分かる。また、パラメータとしたコンデンサ容量  $C_1$  に対して昇圧率が最大となるコンデンサ容量  $C_2$  が存在し、 $C_1/C_2$  の比は  $C_1$  の値とともに増加し、検討した電源電圧では  $C_1 = 10C_2$  が最適な値となった。この時の諸特性は Fig. 4 に示され、コンデンサ容量  $C_2 = 20 \mu F$  付近で昇圧率が最大となることが分かる。一方、電流利得はこの回路の動作原理からも明かなように1を越えることはないが、そのピークとなる位置は昇圧率最大となる点と異なり、 $C = 10 \mu F$  付近となっている。パルス幅圧縮率は既報告 [2] より  $C_1 / (C_1 + C_2)$  の平方根となることが知られていることから  $C_1/C_2$  比を一定とするとその値は一定となる。

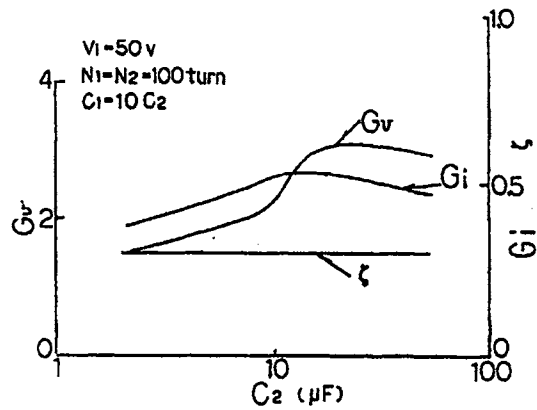


Fig. 4 Each curves in case of the optimal capacitor.

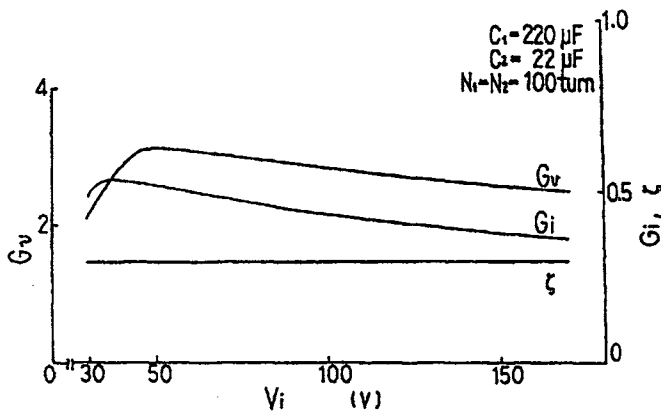


Fig. 5 Dependency of power supply voltage in case of the optimal capacitor.

Fig. 4 でもそのことが示されている。

Fig. 5 は最適コンデンサ容量の場合の電源電圧依存性を調べたものであり、パルス幅圧縮率は一定であるものの、昇圧率および電流利得には電源電圧依存性があり、所要の出力電圧に合わせた回路定数の選定が必要であることを示している。

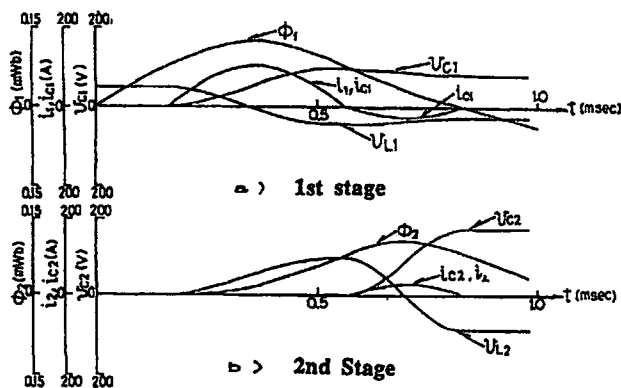
本解析を通して得られた動作モードは Table 2 に示す4つで、電圧昇圧率が最大となる最適モードはモード2とモード3の境界であることが分かった。その時の各部の動作波形は Fig. 6 (a) の通りとなる。この時の一段目の電圧昇圧率は 1.91 倍となり、2段目は 1.75 倍、総合で 3.35 倍となる。

Table 2 State transition sequence of obtained operation modes.

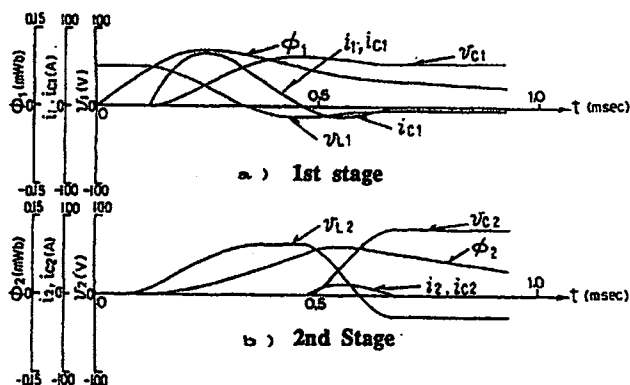
Mode	State transition sequence
1	I - II - I - II - I - II - I - III
2	I - II - I - III
3	I - II - IV - III
4	I - II - IV - II

Table 3 Influence of reactor loss to evaluation indices.

Index	Without loss	With loss	Variation(%)
$G_V$	3.35	1.65	50.7
$G_{vi}$	1.91	1.27	33.5
$G_i$	0.26	0.20	23.1
$\zeta$	0.66	0.66	0



(a) Without copper loss.



(b) With copper loss.

Fig. 6 Waveforms of each variables in case the potimal circuit parameter.

2)リアクトル損失がある場合

得られた最適回路定数の場合について銅損の影響を考察するため損失抵抗  $r_1=0.33\Omega$ ,  $r_2=1.58\Omega$  を与えて各部の動作波形を求めてみると Fig. 6 (b) となる。その時の諸特性を比較すると Table 3 となる。表より明かなように僅かな巻線抵抗により装置特性は急激に悪化することが分かる。これより、リアクトル損失を考慮した最適値は無損失の値よりもずれることが予想される。

4 あとがき

多段式磁気パルス圧縮電源の基礎特性を検討する視点から磁心巻線の損失を考慮した2段構成のメルビル回路について電圧昇圧率、電流利得およ

びパルス幅圧縮率を指標とする装置特性の評価を行った。その結果、リアクトルを同一とする時の望ましい動作モードが明かとなり、望ましいコンデンサの比率  $C_1/C_2=10$  となることが示された。

一方、装置特性は電源電圧依存性を示すことから高圧への適用については別に検討の必要なことが明かとなった。また、本検討を元に多段方式の場合の検討へと進められるめどができた。

(1993年3月15日受付)

参考文献

[1] 京都ハイパワーテクノロジー研究会編：パルスパワー工学の基礎と応用、近代科学社(1992)  
 [2] W.C.Nunnally: Magnetic Switches and Circuit , Los Alamos National Laboratory ,Pulsed Power Lecture Series, Lecture No.25 (1981)  
 [3] 松下、篠崎：応用数値計算入門(上),(下), コロナ社(1976)