

PFNインダクタンスの自動調整システム

横山 和枝^{1,A)}、佐藤 勇^{A)}、早川 建^{A)}、田中 俊成^{A)}、早川 恭史^{A)}、
境 武志^{B)}、菅野 浩一^{B)}、石渡 謙一郎^{B)}、中尾 圭佐^{B)}、長谷川 崇^{B)}

A) 日本大学量子科学研究所、B) 日本大学大学院理工学研究科

〒274-8501 千葉県船橋市習志野台7-24-1 電子線利用研究施設

概要

日本大学電子線利用研究施設 (LEBRA) ^[1]では、クライストロンモジュレータのパルス形成回路 (Pulse-Forming-Network: 以下PFNと略す) のインダクタンス調整をすべて遠隔操作できるようにしてある^[2]。そのため、パルス波形の平坦度が容易に調整できるという利点がある。これまでは30段のPFNのインダクタンス調整を手動で行っていたが、今回、パソコンを通して操作できるように改良した。また、最適な平坦度を出すために適切なインダクタンスの組み合わせを計算し、これを基にPFN調整を行った。

1. はじめに

FEL高利得のためには、光共振器のミラー間を往復する光パルスと入射電子ビームのマイクロパルスのタイミングを一致させることが必要不可欠である。クライストロンの印加電圧の変動は、マイクロ波出力の振幅と位相の変動となる。この位相変動は共振器内での光パルスと電子パルスの空間的重なりを不安定にする要因の一つである。そのため、FEL用電子ビームには平坦度の良いパルスが得られるPFNが要求される。LEBRAのRFリニアック (加速周波数2856MHz、パルス幅20 μ s) の電子ビームパンチ長は5ps程度である^[3]。光パルスと電子パルスを10%以内の精度で重ねることを要求すると、パルス内の位相変動を0.5°以内に抑える必要がある。印加電圧変動とクライストロン出力RFの位相変動の関係^[4]から、これに要するパルス平坦度は0.08%である。また、

このときの加速電圧変動は、クライストロン出力RFの電力変動の関係式^[5]から0.1%である。

2. パルス形成回路

図1にパルスモジュレータの等価回路を示す。PFNは30段のインダクターとコンデンサーから成る。インダクタンスは、図2の写真のようにコイルを巻きつけた筒にモーター駆動によってアルミシリンダーを出し入れすることにより変えることができる。シリンダーの挿入長はポテンショメータを利用して、パネルメータに電圧表示される。モーターはデジタルI/Oボードを通してパソコンで制御される。

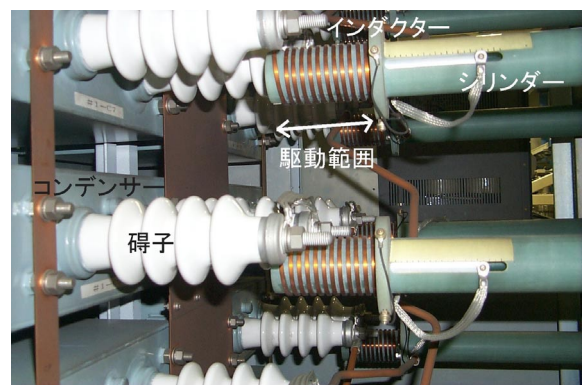


図2: PFNの一部。右側がインダクター部で、筒の中にアルミシリンダーがあり、これをコイルの巻いてあるボビンに出し入れすることにより、インダクタンスを変える。アルミシリンダーの駆動範囲は約9cmである。

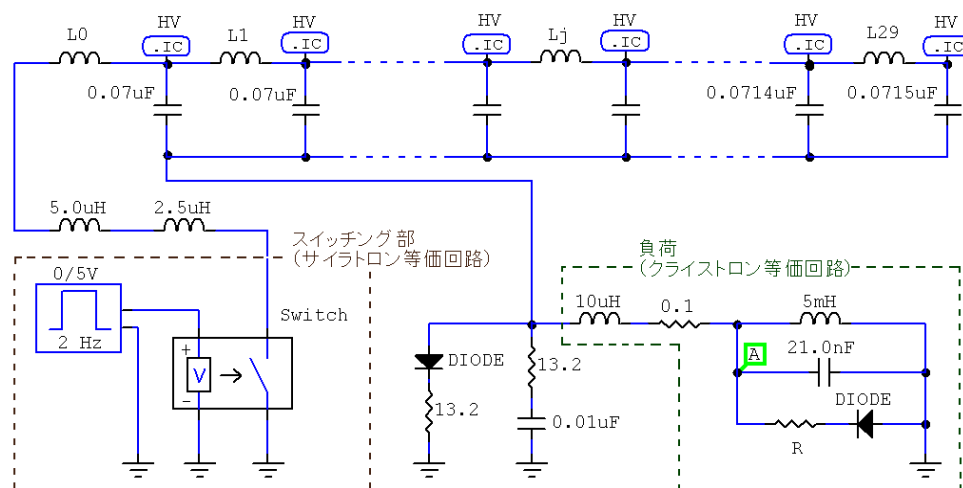


図1: パルスモジュレータ等価回路。

¹ E-mail: k_yokoyama@lebra.nihon-u.ac.jp

インダクターは、コイルの巻き方等に個性があり、インダクタンスの値も異なるので、それぞれのインダクタンスを測定した。測定結果を図3に示す。アルミシリンダーが筒に挿入されていないときが、インダクタンスの最大値に対応する。また、接触抵抗、ケーブルの直列インピーダンス、ケーブルや端子間の浮遊容量による誤差が大きいため、試験的に3つのインダクターを選んで数回測定を行った。その結果、±5%程度のばらつきがあった。また、インダクタンスの可変量の設計値は、1.73μH～3.56μHであるので、高めに測定されていると思われる。

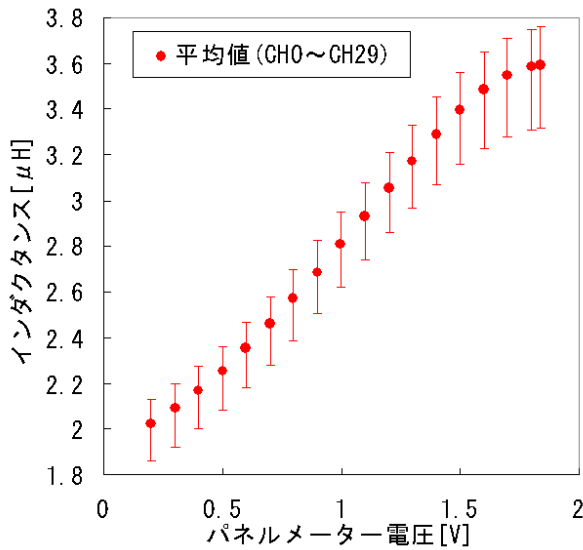


図3：インダクタンスの変化。(インダクタンスの最大値が筒にアルミシリンダーを挿入していないとき。)測定器(LCRメータ)は、ZM 2355^[6]。

3. 計算

3.1 方法

平坦度の良いパルス電圧波形を求めるために、次のような計算を行った。目標とするパルス電圧波形の関数を $g(t_i)$ とし、基準になる電圧を V 、そのときのパルス波形を $f(t_i)$ 、インダクタンスを L_j 、変化分を ΔL_j 、($i=0, n$ 、任意の時刻、 $j=0, 29$ 、インダクタンスの番号)とすると、一次の近似では次式のように表わされる。

$$g(t_i) = f(t_i) + \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \Delta L_0 + \dots + \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \Delta L_j$$

この関数が、電圧 V の平坦部を持つように二乗偏差 $\sum (V - g(t_i))^2$ を最小にする ΔL_j を求める。すなわち、

$$\frac{\partial}{\partial L_j} \sum_{i=0}^n \{V - g(t_i)\}^2 = 0$$

を求める。これを展開すると、

$$V \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} = \sum_{i=0}^n f(t_i) \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} + \sum_{i=0}^n \sum_{k=0}^{29} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_k} \Delta L_k$$

となる。ここで、それぞれのマトリックスを次のように置き換えると、

$$A = \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^n f(t_i) \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^n f(t_i) \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^n f(t_i) \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \end{pmatrix}, \quad D = \begin{pmatrix} \Delta L_0 \\ \vdots \\ \Delta L_j \\ \vdots \\ \Delta L_{29} \end{pmatrix},$$

$$C = \begin{pmatrix} \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_k} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{k=j}} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_0} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_j} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_k} & \dots & \sum_{i=0}^n \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \frac{\partial f(t_i)}{\partial L_{29}} \end{pmatrix}$$

$$VA = B + C \cdot D$$

$$D = C^{-1} \cdot (VA - B)$$

となり、 D が求めれば、それぞれのインダクタンス L の最適値が求まる。ただし、 ΔL が小さい場合に成り立つ近似であり、基準にする電圧 V には制限があるため厳密には成り立たない。また、図2の測定結果より L_j も制限される。

3.2 シミュレータ

3.1で説明した計算方法が有効であるかどうかを調べるために、SPICEを用いた回路シミュレータ(CircuitMaker2000)^[7]を利用して、パルス電圧波形の計算を行った。シミュレーションには、図1で示したように、PFNとスイッチング部(サイラトロン等)と負荷(クライストロン等)から構成される等価回路を使用した。HVは充電電圧、 R はパルストランスの1次側からみたクライストロンのインピーダンス、A点はパルス電圧の計算点である。コンデンサーの容量は、クライストロンモジュール作成時に測定したデータを利用した。 R は、 $Z_k = 1/K \cdot V_k^{-1/2}$ (K はクライストロンのパービアンズ、 V_k は印加電圧)から求まる^[5]が、PFNのインピーダンスとのマッチングを取る必要がある。実際に設定されている L の絶対値が精密にはわからないため、回路シミュレータで用いる R は、パルス電圧を測定し、その波形に近くなるような値にした。また、 L 値は、図2の測定から設定されている値に近いと思われる $L_j = 3.0 \mu\text{H}$ に統一して計算した。図4にHVを20.5kVにしたときに測定したパルス電圧と回路シミュレータで得られた波形を示す。

3.3 計算例

図4からわかるように、回路シミュレータで得られた波形は、測定したパルス電圧波形に近い。さらに、平坦度の高いパルスを得るために、回路シミュレータと図1の等価回路を用いて、3.1の計

算を行った。計算では、

$$\frac{\partial f}{\partial L_j} \approx \frac{f(L_j + \delta L_j) - f(L_j)}{\delta L_j}$$

で近似した。ここで、 $f(t_i)$ は、 $L_j=3.0\mu\text{H}$ と値を全て同じにした関数で、インダクタンス変化量は $\delta L_j=0.01\mu\text{H}$ にした。また、 V の値は $18.5\text{kV} \sim 22.5\text{kV}$ で 0.05kV ステップで計算し、 $2.0 < L_j < 3.5 [\mu\text{H}]$ で制限した。さらに、目標とするパルス電圧波形 $g(t_i)$ を決めるパルス幅 t_i も制限されるので ΔL_j を絞り込むことができる。 t_i の計算ステップは $0.1\mu\text{s}$ にした。図4の測定したパルス電圧波形と計算で得た L_j 値を使ったシミュレータ波形を図5に示す。計算の結果、 V の値が 20.6kV で良い解が得られた。計算結果(1)は $2.0 < t_i < 22.0 [\mu\text{s}]$ 、計算結果(2)は $2.2 < t_i < 24.2 [\mu\text{s}]$ で計算した解を用いたパルス波形である。計算結果(1)は、パルスの平坦度はパルス幅 $16.5\mu\text{s}$ で 0.06% である。計算結果(2)は、パルス幅 $18.5\mu\text{s}$ で平坦度 0.1% である。この計算結果から測定データよりも平坦度を良くすることは可能であると思われる。

4 . PFN調整

実際のPFN調整では、各インダクタンスを $\delta L_j=0.02\mu\text{H}$ (パネル電圧表示で 0.018V)づつ変化させて各々のパルス電圧波形を測定し、3.1の方法で計算を行った。パルス電圧波形の測定データには、ノイズが 0.04% 程度 ($0.01\text{V}/24.5\text{V}$) 含まれているので、この影響を小さくするために20パルスのアベレージ波形をさらに移動平均を取って処理した。 L 値の絶対値はわからないが、図3の曲線から局所的にはパネル電圧と L 値が比例すると思われるので、 ΔL_j から相対値はわかる。図6にこの方法でPFN調整を行う前と行った後のパルス電圧波形を示す。調整後(1)は $2.1 < t_i < 23.1 [\mu\text{s}]$ 、調整後(2)は $1.9 < t_i < 23.6 [\mu\text{s}]$ で計算した解を用いた。調整前は、湾曲になっていた波形 (平坦度は 0.16%) が、計算で得られた ΔL_j の分を変えたことによって平坦度が改善された。調整後(2)では、 $17.5\mu\text{s}$ のパルス幅で、 0.12% の平坦度が得られている。

5 . まとめ

パルス電圧波形の平坦度は改善されたが、ノイズの影響があるので、この調整方法ではパルス平坦度 0.1% までが限界と思われる。今後は、パルス電圧波形平坦度の評価として、クライストロン出力RF位相を利用する方法を試みる予定である。また、調整精度をあげるためにはパネル電圧と L 値の対応関係を較正する必要がある。さらに、計算で得られるインダクタンスの組み合わせが複数あるので、PFNインダクタンスの自動調整システムを確立するためにはインダクタンスの最適値を求める

アルゴリズムの改良が必要である。

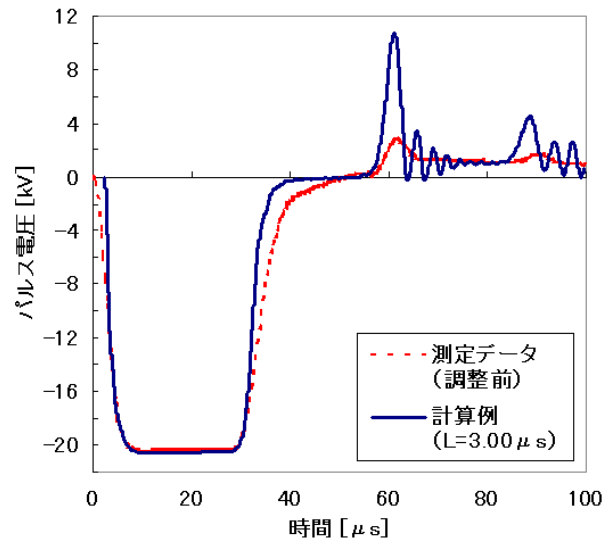


図4：パルス電圧波形。測定データ (HV=20.5kV) と回路シミュレータでの計算例 ($L=3.0\mu\text{s}$)。

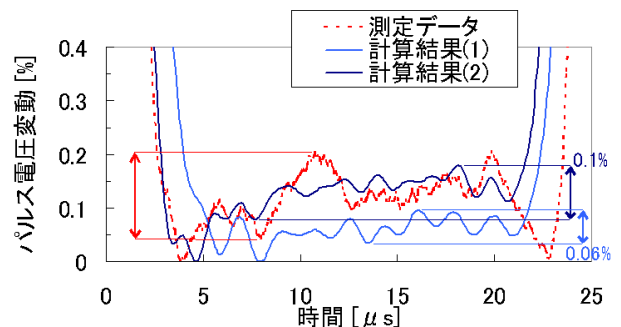


図5：パルス電圧の測定データと計算結果を使って得られた平坦度の高いシミュレータ波形。

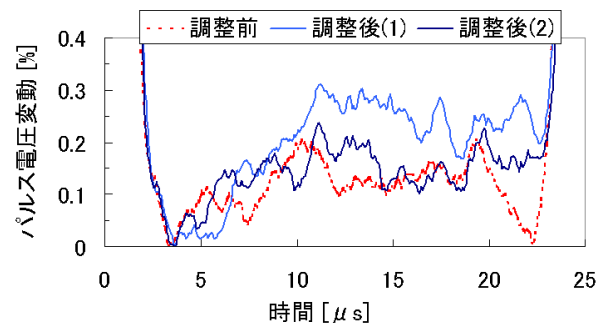


図6：PFN調整結果 (パルス平坦部)。

参考文献

- [1] 佐藤 勇、他、"日本大学電子線利用研究施設の現状", Proc. of this Meeting.
- [2] 早川 建、他、"日大FELの建設", Proceedings of the 21th Linear Accelerator Meeting in Japan, p.20, 1996.
- [3] Hiroyuki Nakazawa, et al., "Radiation from the FEL Undulator at Nihon University", Proceedings of the 12th Symposium on Accelerator Science and Technology, p.394, 1999.
- [4] R.B.Neal, General Editor, "THE STANFORD TWO-MILE ACCELERATOR", W.A.Benjamin, Inc., p.294, 1968.
- [5] 設楽哲夫、"高周波源", OHO'90, p. -5, 1990.
- [6] URL: <http://www.nfcorp.co.jp/>
- [7] URL: <http://www.circuitmaker.com/>