

## 話 題

フィードフォワード制御によるハイパワー RF パルスの  
振幅位相変調の実用化川瀬 啓悟<sup>\*1</sup>・加藤 龍好<sup>\*1</sup>・入澤 明典<sup>\*1</sup>・柏木 茂<sup>\*2</sup>・磯山 悟朗<sup>\*1</sup>

## Practical Use of the Amplitude and Phase Modulation of a High-Power RF Pulse via Feed-Forward Control

Keigo KAWASE<sup>\*1</sup>, Ryukou KATO<sup>\*1</sup>, Akinori IRIZAWA<sup>\*1</sup>, Shigeru KASHIWAGI<sup>\*2</sup> and Goro ISOYAMA<sup>\*1</sup>

## Abstract

A new feed-forward control system to precisely control the amplitude and phase of the pulsed RF power in an electron linear accelerator (linac) is developed to make the accelerating field constant. Fast variations and ripples in the amplitude and phase in the RF pulses are compensated by modulating the amplitude and phase in the low-level system with a variable attenuator and phase shifter. The system is innovated the overdrive technique, which is commonly used in analog circuits, to speed up the slow response of the phase shifter, while the control signals are digitally processed; thus, the method is a hybrid of analog and digital techniques. By using the new control system, we find that the peak-to-peak variations in the amplitude and phase are reduced from 11.6% to 0.4% and from 6.1 degrees to 0.3 degrees, respectively, in 7.6- $\mu$ s-long RF pulses for the L-band electron linac at Osaka University.

## 1. はじめに

現在、高エネルギー加速器の多くはバンチあるいはバンチ列(マルチバンチ)状の荷電粒子を加速するためにRF電場を用いている。そのため電場の振幅と位相の長時間ドリフトと短時間変動は粒子ビームの品質に非常に大きく影響する。電子線形加速器(ライナック)はそのような加速器のひとつであり、自由電子レーザー(FEL)などの様々な応用のために高輝度電子ビームを供給することができる。共振器ミラーを用いて光を閉じ込め、増幅させる発振型FELと呼ばれる方式のFELでは、等間隔の電子バンチ列から構成されるマルチバンチ電子ビームを用いる。光共振器内に設置されたウィグラーによって発生する光パルスは光共振器内に蓄積され、後続の電子バンチと相互作用することにより、FELパワーが飽和するまで増幅される。常伝導RFライナックを用いたFELはマクロパルスと呼ばれる数マイクロ秒の長さのマルチバンチ電子ビームを用いる。発振型FELを動

作させるためには、電子ビームは次のような2つの要求を満たさなければならない。

1) マクロパルス中のエネルギー広がり(FELゲインバンド幅)よりも十分に小さくしなければならない(数%以下)<sup>1)</sup>。ここでFELゲインバンド幅は近似的にウィグラー周期数の逆数に等しい。  
2) ミクロパルスと呼ばれる各バンチの間隔はバンチ長よりも十分に短い精度で等しくなければならない。これらの条件を満たすためのRFシステムへの要求は、ライナックへ導入されるRFパワーの振幅と位相がマクロパルス内でそれぞれ1%、1度以内で一定であり、変動がそれら以下となることである。

一般に、ライナックへ供給されるRFパワーはクライストロンにより生成される。マクロパルス中の振幅と位相の高い一様性と再現性は、クライストロンモジュレータによりクライストロンへ供給される高電圧方形パルスが平坦で、その波高値が高い再現性を持つ時に実現される。しかしながら、RFパルス中で振幅と位相を一定にする別の

<sup>\*1</sup> 大阪大学産業科学研究所 Institute of Scientific and Industrial Research, Osaka University  
(E-mail: kawase@sanken.osaka-u.ac.jp)

<sup>\*2</sup> 東北大学電子光物理学研究センター Research Center for Electron Photon Science, Tohoku University

方法がある. この方法は米国ブルックヘブン国立研究所で開発され, 自己適応フィードフォワード制御を用いている<sup>2-4)</sup>. この方法では, マクロパルス中の RF パワーの振幅と位相は時間的にサンプリングされ, 低レベル RF 回路において移相器と可変減衰器により制御される. 構築された制御システムはその入出力に対して, ある決まった応答行列を持つ. 離散的な時間における位相と振幅は, マクロパルス全体を通してそれらが一定となるように, システムの応答の逆行列を用いることで変化させることができる. この方法はこれまでによく動作しており, 一定の振幅と位相を持つ RF パルスの生成だけでなく, 過渡的なビームローディングの効果の補正に対しても利用され, いくつかの研究施設で採用されている<sup>5-9)</sup>. しかしながら, この方法は完全にデジタル的で, 変数が離散的な時間でのみ制御されるという欠点がある.

我々は大阪大学産業科学研究所の 40 MeV L バンド電子ライナックにおいて<sup>10,11)</sup>, パルス RF パワーの振幅と位相を制御するための新しいフィードフォワード手法を開発した<sup>12,13)</sup>. この手法はデジタルとアナログ技術の融合で, 完全にデジタル的なこれまでの手法の欠点を克服している. ここでは, 我々が開発した新しい手法とその実験結果を紹介する.

## 2. 振幅・位相の変動

常伝導ライナックの RF パワーはクライストロンで生成される. RF パワーの振幅  $A_k$  と位相  $\phi_k$  の変動はクライストロンによって印加された電圧  $V_k$  の変動を用いて次のように表現することができる<sup>14)</sup>.

$$\frac{\delta A_k}{A_k} = \frac{5}{4} \frac{\delta V_k}{V_k} \quad (1)$$

$$\delta \phi_k = -\frac{2\pi f_{RF} l_k}{c} \frac{\alpha}{[(1+\alpha)^2 - 1]^{3/2}} \frac{\delta V_k}{V_k} \quad (2)$$

ここで  $f_{RF}$  は RF 周波数,  $l_k$  はクライストロンのドリフト長,  $c$  は光の速さ,  $\alpha = eV_k/m_0c^2$  は静止質量で規格化されたクライストロンで加速される電子の運動エネルギーである. 大阪大学産業科学研

究所 L バンド電子ライナックで用いているクライストロン (Thales, TV 2022E) の RF 周波数は  $f_{RF} = 1.3$  GHz で, 典型的なクライストロンのカソード電圧は,  $V_k = 230$  kV,  $l_k = 0.885$  m である. 振幅変動  $\delta A_k/A_k$  が 1% 以下, 位相変動  $\delta \phi_k$  が 1 度以下という要求を満たすためには, クライストロン電圧のパルスごとの変動と方形パルスの平坦部におけるリップルはそれぞれ 0.8% と 0.19% 以下でなければならない.

図 1 は  $8 \mu\text{s}$  の長さを持つロングパルスモードにおけるクライストロンパルス波形の測定結果を示しており, 図 2 はパルスごとの変動を示している. 平坦部のリップルは 0.3% 以下であり, 変動は 0.024% である. クライストロンパルスでのリップル測定値から評価される振幅と位相の変動は, それぞれ 0.38% と 1.6 度である. 一方, 加速管へ送られるクライストロンで生成された RF パワーの振幅と位相を測定した結果を図 3 に示している. RF パワーの振幅は  $7.6 \mu\text{s}$  の間で 11.6% 変動, 位相は 6.1 度変動している. クライストロン電圧リップルから評価した振幅と位相変動に比べて, このような大きな変動が現れる原因は特定できていない. これらの現象の考えうる原因としては, サーキュレータが RF パワーラインに挿入されていないことによるクライストロンとライナックの

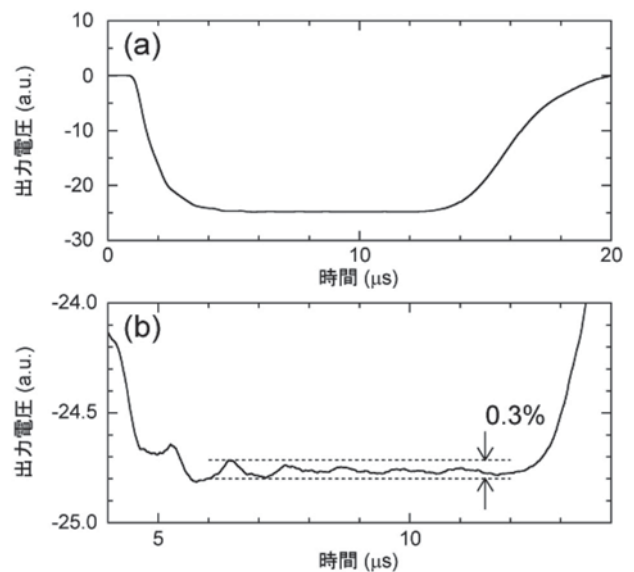


図 1 ロングパルスモードにおいてクライストロンへ印加される高圧パルスの波形. (a) 全波形. (b) 平坦部を拡大. パルス波高は 230 kV でパルス幅は  $8 \mu\text{s}$ . 平坦部のリップルは 0.3% 以下である.

加速管との結合におけるインピーダンスの不整合が考えられる。この大きな振幅と位相の変動の問題を解決するために、本研究では、RF パルスの振幅と位相の変動の再現性がとても高く、RF パワーのパルスごとの変動が小さいことから、フィードフォワード制御を適用することを選択した。

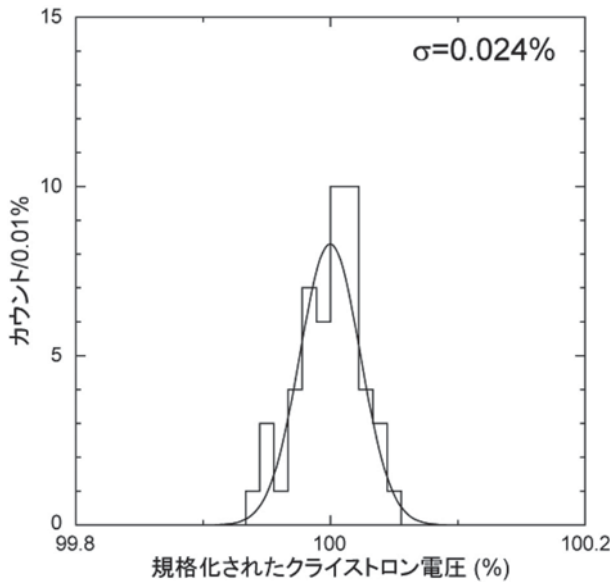


図2 規格化されたクライストロン電圧のパルス波高分布。ヒストグラムは測定データで、実線はヒストグラムの最小自乗ガウスフィットで、標準偏差は0.024%。

### 3. 制御システム

我々は大阪大学産業科学研究所にあるLバンドライナックにフィードフォワード制御システムを構築した。図4はLバンドライナックのRFシステムと振幅と位相のフィードフォワード制御のための低レベルRFシステムのブロック図を示している。1.3 GHz RF 信号は高安定シンセサイザ(基準発振器)で生成され、その出力信号は1 W CW 増幅器、200 W パルス固体増幅器を通して1.3 GHz, 30 MW クライストロンを駆動する。クライストロンモジュレータは高電圧方形パルスをクライストロンへ供給し、このパルス長はクライストロンモジュレータのパルス整形ネットワークの段数を変えることで4  $\mu$ s と 8  $\mu$ s のどちらかを選択できる。RF パルスのタイミングとパルス長は1 W 増幅器と 200 W 増幅器の間に挿入されているRF スイッチで変化させることができる。クライストロンからの出力パワーはプリバンチャー、バンチャー、加速管へ送られる。

フィードフォワード制御のハードウェア回路はBNL や他の研究施設で用いられているものとほとんど同じ構成である<sup>2, 3), 5), 8)</sup>。高速ダブルバランスドミキサを用いた可変減衰器(Analog Devices, IQ modulator を利用)とバラクタダイ

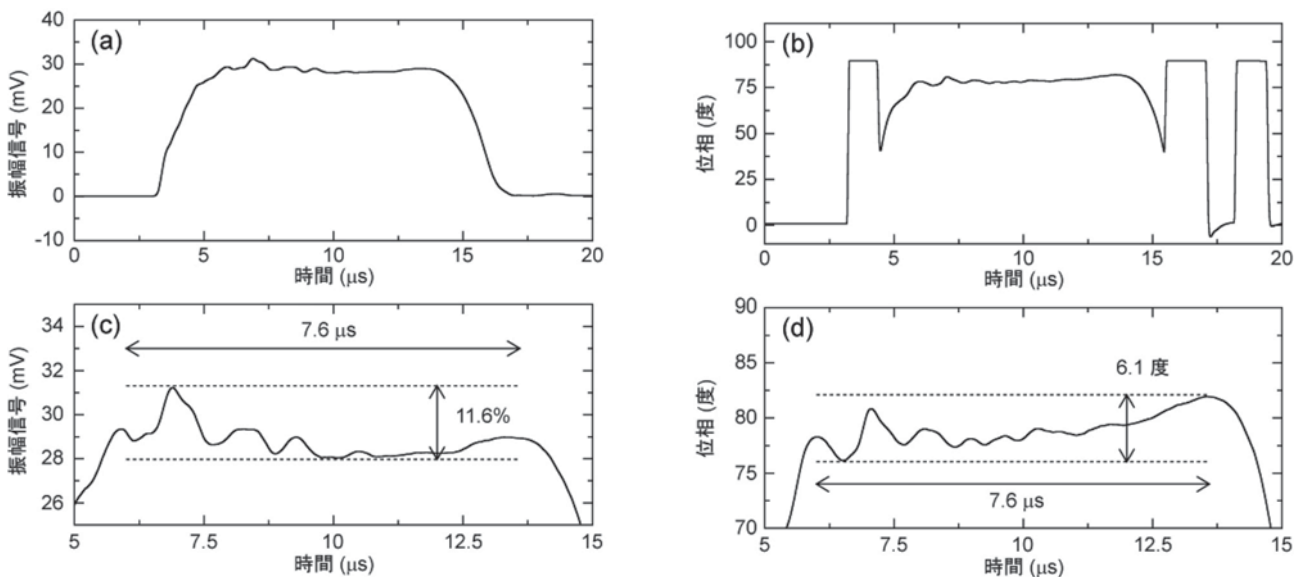


図3 クライストロンからのRFパルスにおいて測定された振幅と位相。(a), (b)はそれぞれ振幅と位相のパルス全体の波形。(c), (d)はそれぞれの平坦部を拡大した波形。7.6  $\mu$ sの間で振幅は11.6%変動しており、位相は6.1度変動している。(b)における位相の階段状の変化は位相検出器の出力範囲が切り替わっていることによるものである。



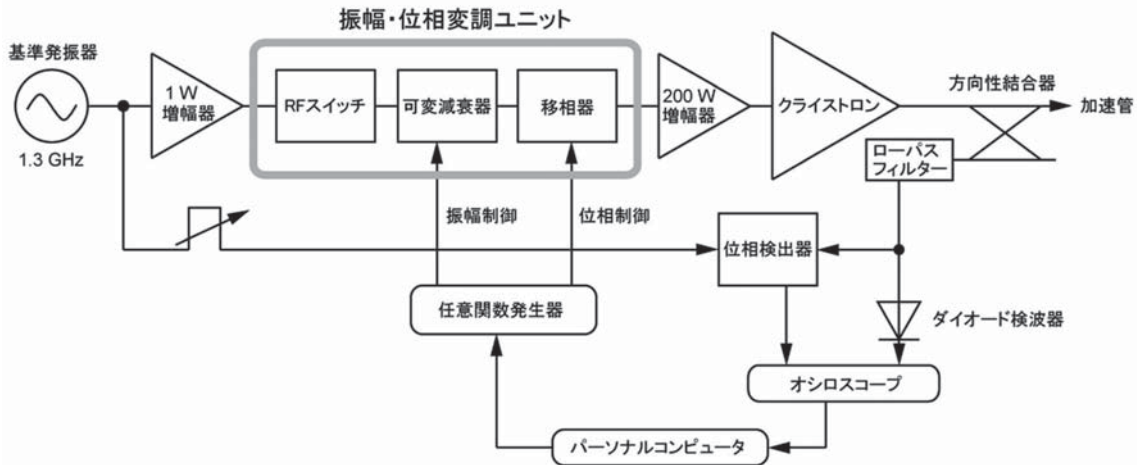


図4 Lバンド電子ライナックの1.3 GHz RF システムとフィードフォワード制御システムのブロック図。

オードを用いた移相器 (R&K, Analog Phase Shifter) が RF スイッチと 200 W 増幅器の間の低レベル信号ラインに挿入されている。実際に本研究および現在 L バンドライナックの実験において定常的に利用されているフィードフォワード制御装置の写真を図5に示す。可変減衰器と移相器は、2つの独立した出力を持つデジタル任意関数発生器 (Tektronix AFG3022B) により制御される。RF 信号はクライストロンから加速管へ向かうパワーをモニターするための方向性結合器から取り出され、ローパスフィルターを通った後、2つに分配される。信号のひとつは RF パワーの振幅を測定するためにダイオード検波器に入力されており、別の信号は基準発振器からの RF 信号に対する RF パワーの位相を測定するために高速位相検出器に入力されている。ダイオード検波器の出力信号はパワーメータを用いて CW モードで較正されており、位相検出器の出力信号も可変長同軸管を用いて CW モードで較正されている。ダイオード検波器と位相検出器からの出力信号はデジタルオシロスコープ (Tektronix DPO4104) で測定され、測定データはユニバーサルシリアルバス (USB) で接続されたパーソナルコンピュータ (PC) へ転送される。RF の振幅と位相を平坦化するためのフィードフォワード制御信号を作成するために、測定データをもとに PC で演算され、その結果を任意関数発生器に送る。これも USB を通して PC へ接続されている。

オシロスコープと任意関数発生器はライナックのスタート信号から幾分遅延させた信号によりト

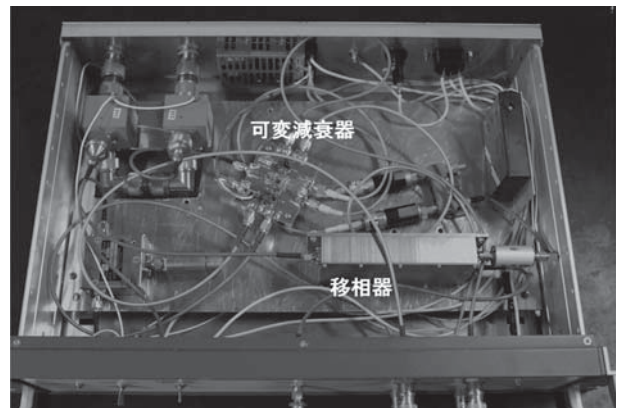


図5 RF パルスの振幅と位相を低レベルで変調するフィードフォワード制御装置。

リガーされる。本システムでは一度制御データが任意関数発生器に設定されると、その後はトリガー信号のみで RF パワーの振幅と位相をフィードフォワード制御する。

## 4. フィードフォワード制御

### 4.1 制御装置

フィードフォワード制御システムの構成要素を個別に評価するために、まず位相検出器とダイオード検波器を用いて低レベルシステムにおける可変減衰器と移相器の静的な応答を測定した。図6は可変減衰器 (a) と移相器 (b) に対する測定結果を示している。基準値に対する相対振幅変化と位相が任意関数発生器からの制御電圧の関数としてプロットされている。相対振幅変化は、制御電圧をおよそ 0.5 から 3.5 V まで変化させた時に 0 から 4 まで変化している。低振幅変化領域では 2

次関数的に増加するが、高振幅変化領域においてはわずかに飽和している。ダブルバランスドミキサからできている可変減衰器は制御電圧に対して線形に応答するが、出力信号を測定するためのダイオード検波器の信号が低レベル領域においてパワーに比例することから、この振る舞いが生じる。一方、制御電圧を増加させることにより位相は6度変化している。図6(b)に見られるように移相器の応答については、0から5Vの制御電圧の変化に対して、位相は120度以上にわたる範囲において、近似的に線形に応答している。振幅制御応答と同様に、振幅はおおよそ10%変化している。

これらの装置の動的な応答については、任意関

数発生器からの制御電圧の関数として測定した。8  $\mu\text{s}$  の長さの方形パルスが各々の制御装置へ供給され、時間応答を制御パルスのパルス波高の関数として測定した。図7は可変減衰器(a)と移相器(b)の時間応答を示している。制御電圧は振幅に対して1.49V、位相に対して2.0Vのオフセット値に関する値が図中に記されている。振幅の立ち上がり、立ち下がり時間は8  $\mu\text{s}$  のパルス長よりも十分に短い、位相はおよそ1  $\mu\text{s}$  の時定数を持ちゆっくりと立ち上がり、立ち下がる。

#### 4.2 オーバードライブ

フィードフォワード制御システムによりRFパルスの平坦部における振幅と位相の速いリップル

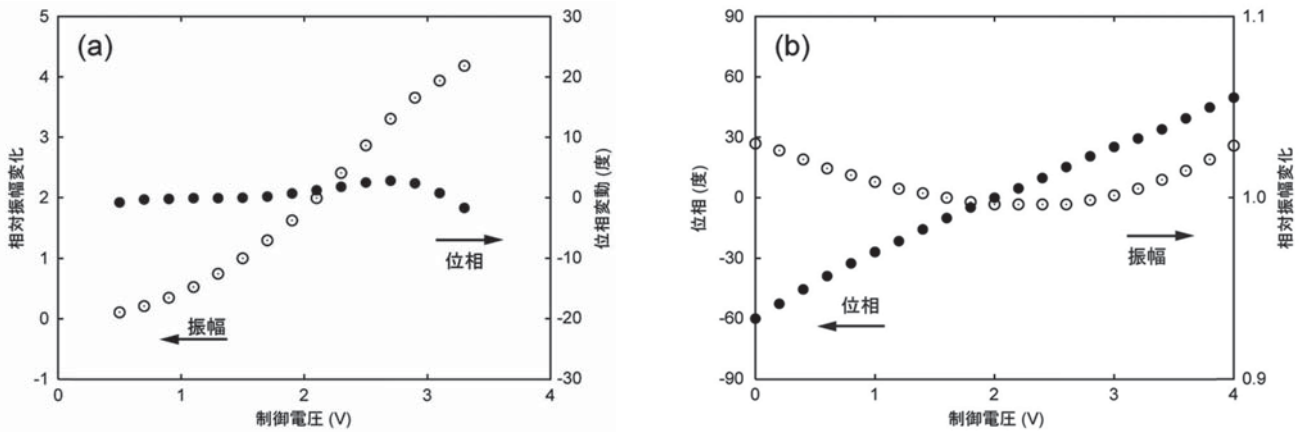


図6 制御電圧の関数としての可変減衰器(a)と移相器(b)の静的応答。

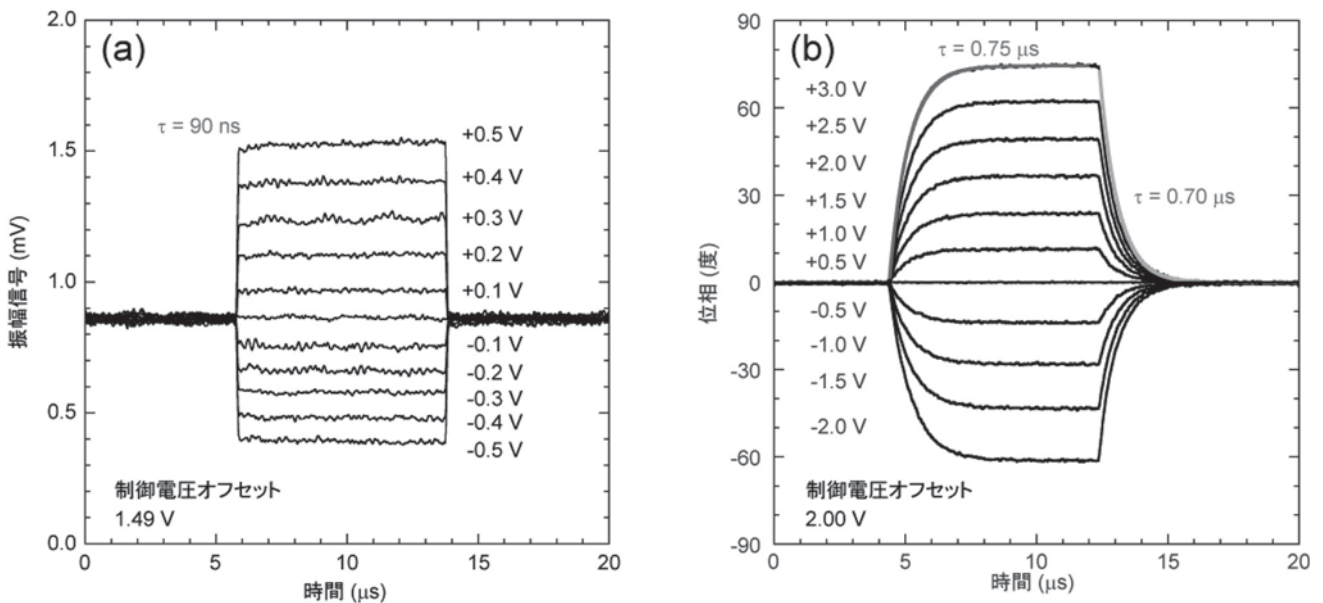


図7 変調のために8  $\mu\text{s}$  の方形パルスで駆動された可変減衰器(a)と移相器(b)の動的応答。

と変動を低減する必要がある。リップルの周期が 100 ns のオーダーであるから、位相制御に対しては、利用している移相器はそのようなリップルを低減するために十分な速さを持っていない。ここで使用している移相器はバラクタダイオードによる標準的なアナログ移相器であり、等価回路は制御電圧のステップ入力に対する時間応答とともに図 8 に示されている。立ち上がりは、移相器内の大きな容量性要素のためにゆっくりとなっている。図 8 に示した等価回路の時間応答は以下の微分方程式により与えられる。

$$V_{in} = \tau \frac{dV_{out}}{dt} + V_{out} \quad (3)$$

ここで  $V_{in}$  は制御のための移相器への入力電圧である。 $V_{out}$  は容量性要素がない移相器の制御電圧であり、これは RF 信号の位相あるいは位相シフトに比例する。 $\tau = RC$  は時定数である。時刻  $t_0$  でのステップ関数入力に対して式 (3) を解くことで、出力電圧の立ち上がりは

$$V_{out}(t) = V_0 + (V_1 - V_0) \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t - t_0}{\tau}\right) \right] \quad (4)$$

と書くことができる。ここで  $V_0$  は初期電圧、

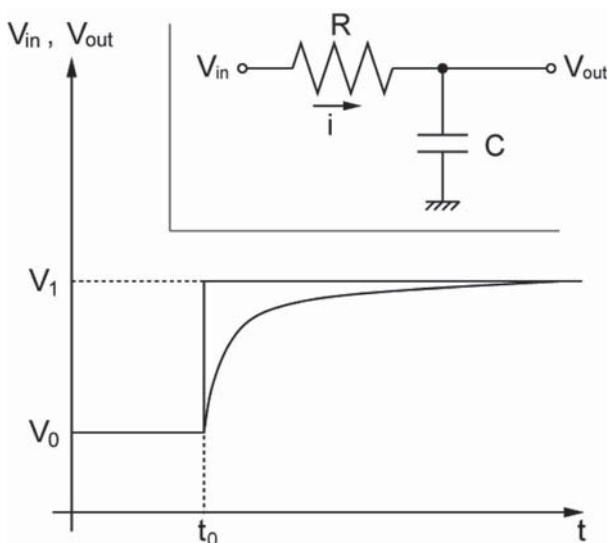


図 8 バラクタダイオードによる移相器の等価回路と計算による階段状の制御電圧の変化に対する出力電圧の応答。

$V_{in} = V_1$  は  $t > t_0$  に対する入力電圧である。図 7(b) の灰色の曲線は 3.0 V の制御電圧に対する測定された位相データの式 (4) の最小自乗フィットであり、移相器のモデルがよいことを示している。このフィットの結果より、時定数は  $0.75 \mu\text{s}$  と導かれる。

応答時間補償方法を適用することにより、移相器の応答の高速化が可能であり、この手法をオーバードライブと呼ぶ。遅い移相器を用いて位相の方形変化を生成するために、最大入力電圧  $V_{in} = V_{max}$  を位相が目的値  $V_{out} = V_1$  と等しくなるまで印加する。その後入力電圧を目的値  $V_1$  に変え、パルスの終端まで保つ。同様の方法は、位相を元の値  $V_{out} = V_0$  に戻す時にも施される。制御電圧を  $V_{in} = V_1$  から最小値に変え、その後出力電圧が目的値  $V_{out} = V_0$  に戻った時に  $V_{in} = V_0$  とする。図 9 は上記のオーバードライブ制御した時の位相検出器の出力と、測定された位相変化を生成する移相器への制御電圧の入力波形を示している。12 度のステップ変化に対する位相信号の立ち上がり時間と立ち下がり時間はそれぞれ 90 ns, 84 ns である。この波形を、図 7 (b) に示された移相器の通常の応答と比較することによって、小さな位相変化に対する移相器の応答がオーバードライブにより固有のものよりもずっと速くできていることがわかる。

この手法は、移相器と全システムの遅い時間応

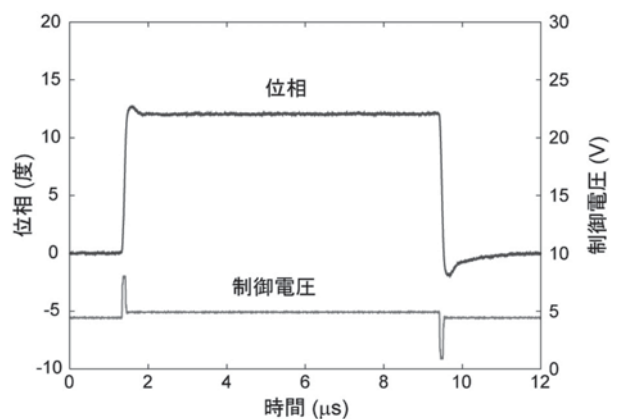


図 9 オーバードライブを用いて位相変化において方形パルスを生成するための制御電圧に対する移相器の応答。方形パルスでの位相の変化は 12 度である。位相変化の立ち上がりと立ち下がり時間は図 8 に記した通常の制御に対するものよりもずっと短くなっている。



答を克服するために時間の任意関数として位相変化を生成するために拡張できる。移相器を用いて RF パルスの位相変動を低減するために、変動を相殺するために必要な時間の関数として、制御電圧を駆動する必要がある。このアルゴリズムは逆モデルを基礎とした開ループ適応制御として知られており<sup>15-18)</sup>,

$$\delta V_{in}(t) = P^{-1}[\delta V_{out}(t)] \quad (5)$$

により与えられる。ここで  $\delta V_{out}(t)$  は目的値からの測定出力信号の差、 $\delta V_{in}(t)$  は出力信号を生成する以前の入力信号に対する  $\delta V_{out}(t)$  を相殺するために加えられる入力信号、 $P^{-1}$  は式 (3) の右辺で与えられる演算子であり、 $P^{-1} = (\tau \times d/dt + 1)$  である。よって相殺に対する入力電圧は比例項  $\delta V_{out}(t)$  にその微分  $\tau \times d(\delta V_{out}(t))/dt$  を足すことにより与えられる。この微分項は遅い時間応答に対する補償のためのオーバードライブ項である。

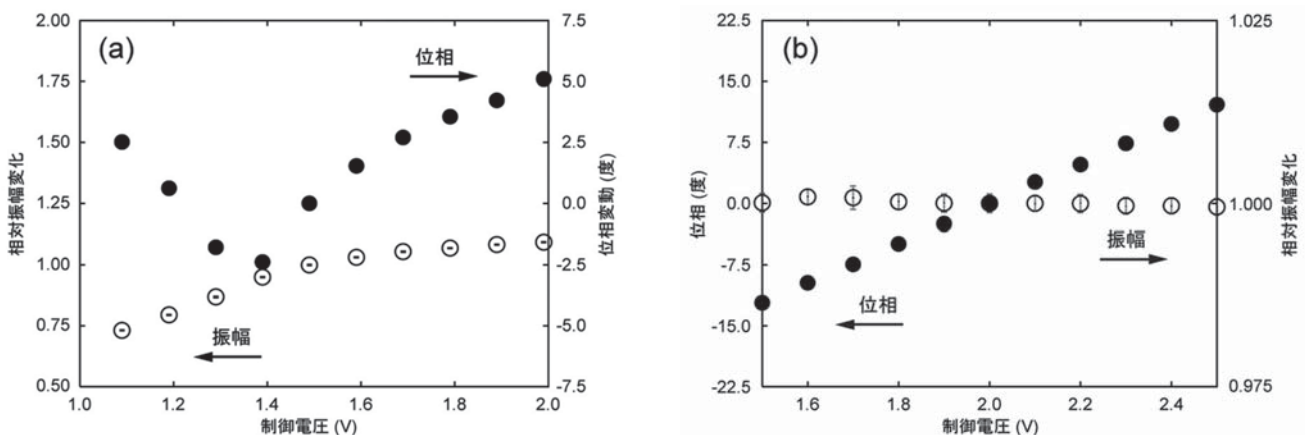
### 4.3 システムの応答

フィードフォワード法によりハイパワー RF パルス中の振幅と位相の変動を補償するためには、**図 4** に示したハイパワー RF ラインを含む全システムの静的、動的応答を測定することが必要である。システムの静的応答は低レベルシステムと同様に、制御入力基準値付近で可変減衰器あるいは移相器の DC 制御電圧を変化させることで測定した。測定信号は**図 3** で見られるようなパルス構造を持つので、任意関数発生器からの基準制御電圧

に対して得られた波形から差し引いて静的応答を評価している。その結果を**図 10** に示す。可変減衰器の応答 (a) は振幅飽和とクライストロンの特性による制御電圧の増加に対する位相の変化が見られる。一方、移相器の応答 (b) は位相において線形に変化し、クライストロンにおけるパワー飽和のために制御電圧の増加に対して振幅は一定である。実際には、飽和よりわずかに下の動作点をフィードフォワード制御に対する基準動作点として選択している。

システムの動的応答を測定するために、RF システムをロングパルスモードで動作させ、ハイパワー RF パルスの中心付近でパルス化された変調を生成するために、 $4 \mu s$  の長さの方形パルスを各々の制御装置へ印加した。全システムの動的応答は任意関数発生器からの制御方形パルス電圧の関数として測定し、システムの振幅と位相の応答は DC 基準制御電圧に対する応答からの相対変化として評価した。**図 11** はオシロスコープと同時刻に測定した任意関数発生器からの出力信号と合わせて測定した時間波形を示している。全システムの応答は、高速リップルが信号に残っていること、飽和効果が振幅に見られること、位相波形が短い変調周期により一定値に達していないことを除いて、低レベルシステムにおける制御装置のものと同様である。

全システムの時定数は振幅と位相の測定された波形への式 (4) で与えられる容量性負荷の応答関数の最小自乗フィットから導かれ、制御信号から



**図 10** 可変減衰器 (a) と移相器 (b) を用いた全システムにおける振幅と位相制御の静的応答。静的応答は基準制御電圧に対する波形に関してマクロパルス内の振幅と位相における変化の平均として定義される。基準値に対する振幅ゲインと位相が制御電圧の関数としてプロットされている。

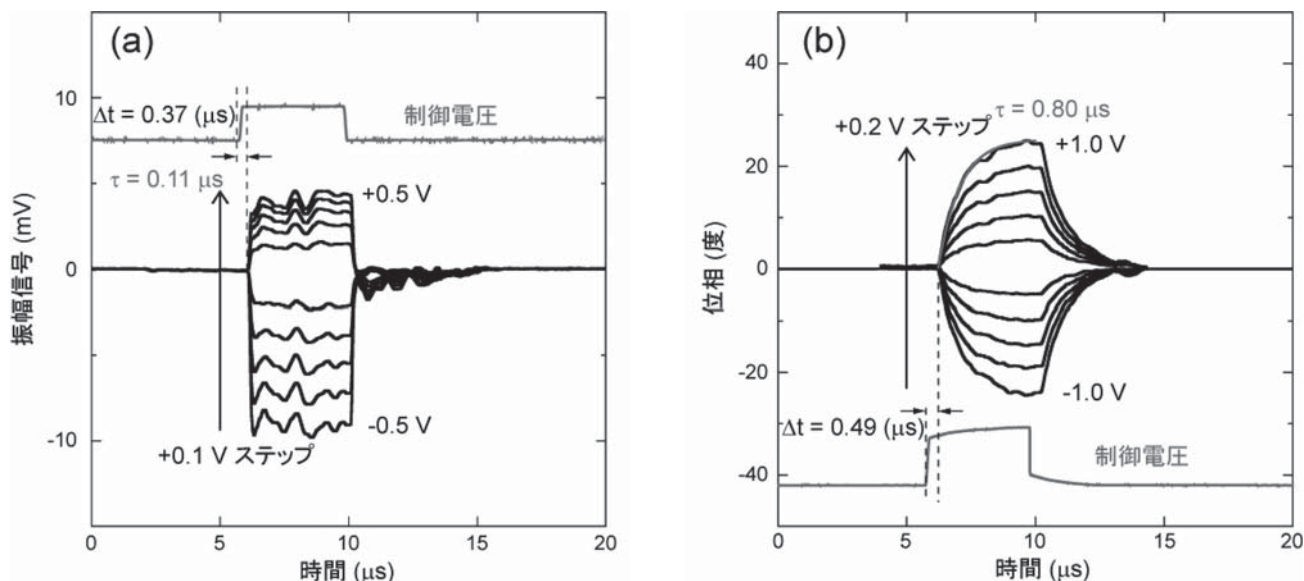


図 11 可変減衰器 (a) と移相器 (b) へ印加された  $4 \mu\text{s}$  の方形パルスからできている制御電圧に対する全システムの動的応答と遅延時間. これらは変調のない基準波形に関する振幅と位相の相対変化である. 図中に記されている振幅と位相に対する時定数と遅延時間はこれらの測定から導出され, フィードフォワード制御のために式 (6) で用いられている.

測定された波形への遅延時間は図 11 に記されているように得られる. 時定数は振幅に対して  $\tau = 0.11 \mu\text{s}$ , 遅延は  $\Delta t = 0.37 \mu\text{s}$  で, 位相に対して  $\tau = 0.80 \mu\text{s}$ ,  $\Delta t = 0.49 \mu\text{s}$  であった. 時間遅延を考慮することで, 式 (3) は

$$V_{in}(t) = \tau \frac{dV_{out}(t - \Delta t)}{dt} + V_{out}(t - \Delta t) \quad (6)$$

と修正される. ここで測定された時定数が式 (6) で用いられる.

#### 4.4 制御方法

フィードフォワード制御のための手法は以下の通りである. 初めに, 振幅と位相の目標値 (定数) を与える. 次に, クライストロンから加速管へ進む RF パワーのモニター信号を方向性結合器により取り出し, 位相と振幅がオシロスコープにより数回測定される. 測定されたデータはランダムノイズを低減するために平均化され, 較正曲線を用いて位相と振幅に変換される. 振幅と位相のフィードフォワード制御のためのデータセットを構成するために, 目標値と測定された波形データの差分を取る. 結果の差分波形データは図 10 に示されている全システムの静的な応答曲線を用いて可変減衰器と移相器に対する制御電圧へ変換される. 制御システムの遅延時間を補償するために

各々の制御波形データを  $-\Delta t$  だけシフトさせる. その時間微分を計算し, 式 (6) の右辺の第 1 項を得るために時定数  $\tau$  と掛け合わせ, フィードフォワード制御のためのデータセットを生成するために, 時間シフトさせた制御波形をそれに加える. そのようなデータセットが任意関数発生器へ送られ, 制御システムのタイミング信号でトリガーされることにより, フィードフォワード制御が開始される.

振幅を可変減衰器で変化させた時, 図 10 (a) で見られるように位相もまた変化する. そのような結合があるために, 現在のところ, 振幅と位相の独立した制御は困難である. 別の問題は図 6 と図 10 で見られるような制御装置と全システムの非線形振幅応答である. なぜなら, フィードフォワード制御によるリップルの補償はシステムの線形応答を基礎としているからである. これらの困難を克服するために, 上記の補償方法を測定波形が目標波形に等しくなるまで, 振幅と位相に対して数回交互に繰り返す必要がある. このようにして, フィードフォワード制御のための振幅と位相の制御データセットを生成する. この後, 制御システムはトリガー信号のみで駆動する.

## 5. 結 果

上記のハイパワー RF パルスの振幅と位相を一



定にするためのフィードフォワード制御手法の実用性について、ロングパルスモードで動作するLバンド電子ライナックに対して実験的に研究した。4.3節に記述したように、各々の制御装置の結合とシステムの非線形性を補償するために、4.4節に記述した制御操作を振幅、位相に対して交互に反復し、それらの変動を低減させた。図12は実験の結果を示している。これらの操作を数回繰り返すことでマクロパルス内の振幅と位相の変動はすぐに大きく減少し、振幅と位相は平坦で一定の値に収束する。図13は反復回数の関数としてプロットした平坦部における振幅と位相の変動を示している。数回の反復で変動は小さくなり、そ

の後、反復回数を増加させても、振幅と位相の変動は一定値周辺に留まる。

図14は時間の関数として補正されたRFマクロパルス波形の振幅と位相の拡大を示している。フィードフォワード制御により、7.6 $\mu$ sにわたって変動は振幅で11.6%から0.4%に、位相で6.1度から0.3度に減少されている。これらの状態はLバンドライナックの条件に依存するが、少なくとも1日から1週間にわたる期間維持される。

## 6. まとめと結論

本研究において、平坦部で高い平坦度の振幅と位相を持つハイパワーRFパルスのライナックへ

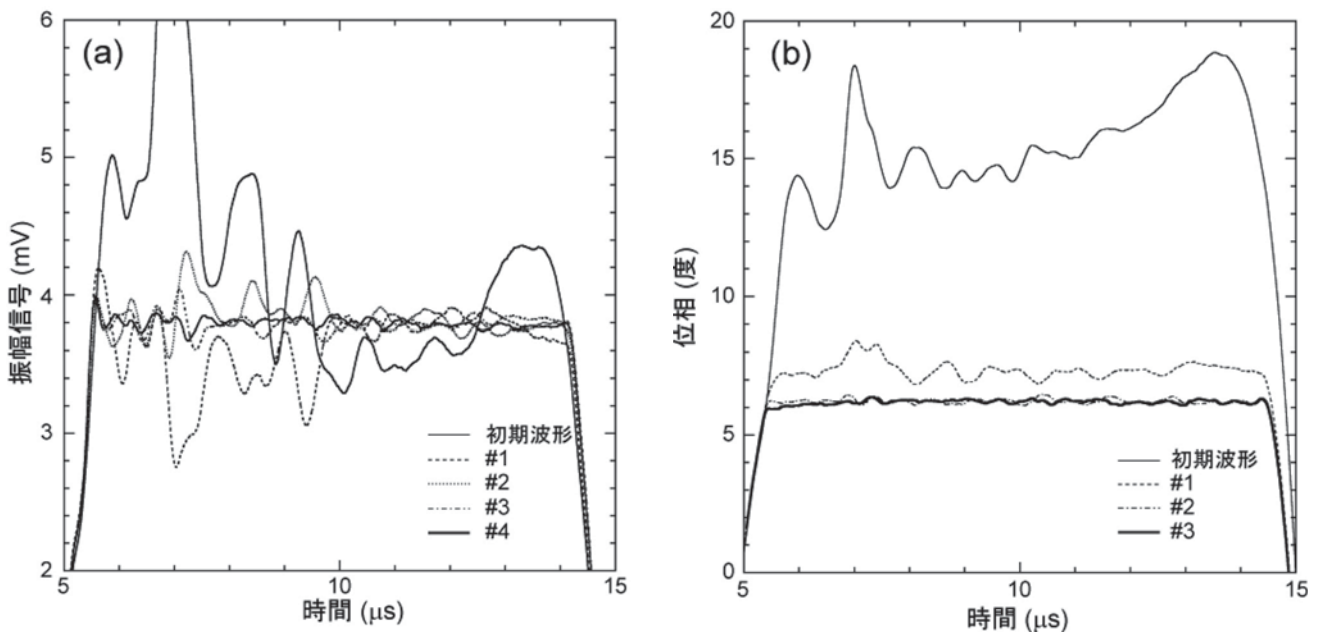


図12 フィードフォワード補償の反復回数を増加させていった時のRFパルス中の振幅(a)と位相(b)の各波形の変化。

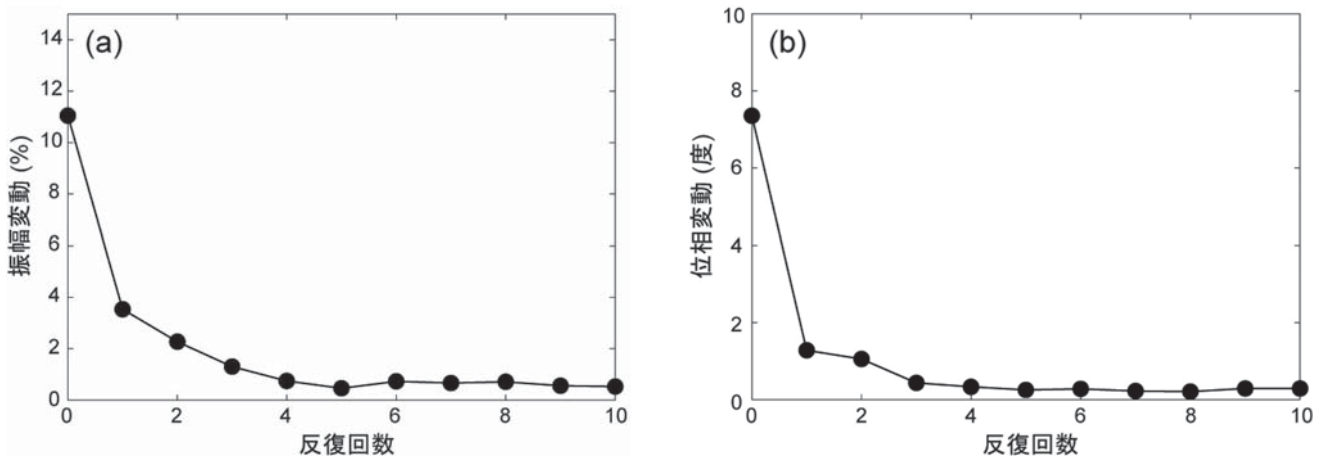


図13 反復回数の関数としてプロットした平坦部における振幅と位相のピーク変動。

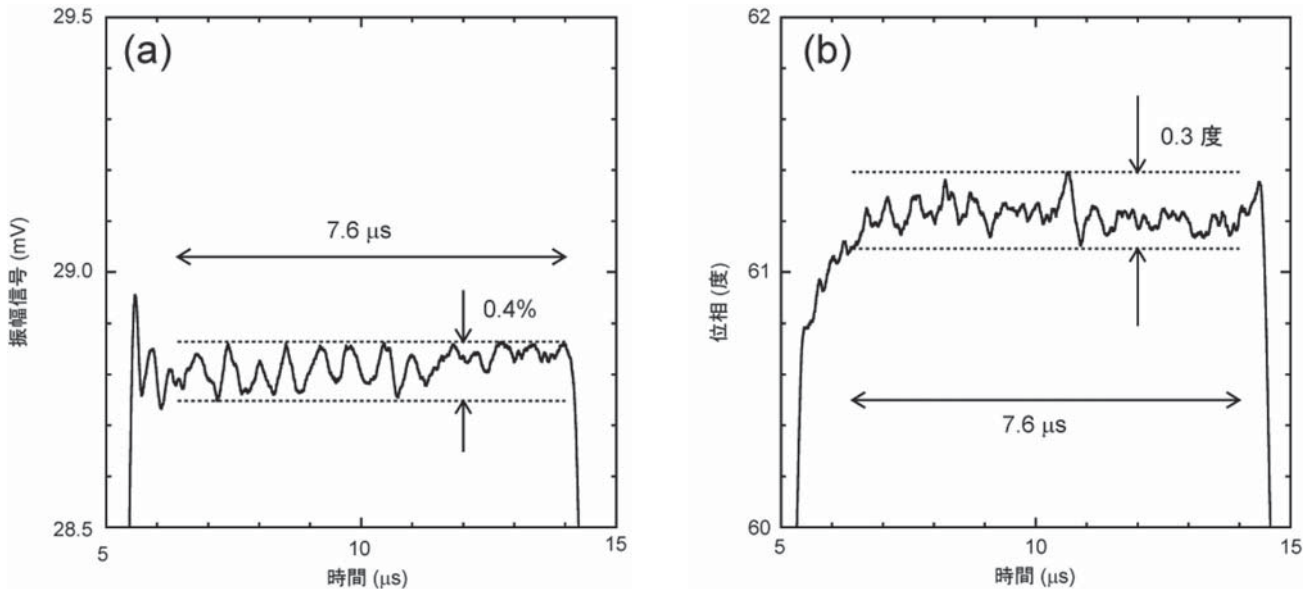


図 14 5回の反復後のフィードフォワード法による振幅と位相の変動を減少させた最終結果

の供給を実現するための新しいフィードフォワード手法を開発した。ここでは、リップル周期と比べて制御システムの遅い応答をスピードアップするためにオーバードライブという手法を用いている。システムの非線形応答と、振幅と位相制御間の結合による問題は必要に応じて反復制御法を適用することにより解決された。結果として、大阪大学のLバンド電子ライナックにおいてRFパルスの平坦部  $7.6 \mu\text{s}$  において振幅変動が11.6%から0.4%に、位相変動は6.1度から0.3度にそれぞれ減少した。ここで開発した手法により、従来のクライストロンモジュレータのパルス整形ネットワークを多段化してRFパルスの平坦度を上げるという大規模な改修することなしに、低レベルRFラインへ小規模なフィードフォワード振幅・位相制御装置を導入するだけで、高い平坦度の振幅と位相を持つハイパワーRFパルスをライナックに供給することができるようになった。

#### 参考文献

- 1) G. Dattoli, A. Renieri and A. Torre, "Lectures on the Free Electron Laser Theory and Related Topics", World Scientific, 1993, p.326.
- 2) I. Ben-Zvi, J. Xie and R. Zhang, Proc. of the 1991 PAC, San Francisco, May 1991, p.1323.
- 3) R. Zhang, I. Ben-Zvi and J. Xie, Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A324 (1993) 421.
- 4) Y. Liu et al., Rev. Sci. Instrum. 68 (1997), 1137.
- 5) R. Hartley, I. Lehrman and J. Krishnaswamy, Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A375 (1996), ABS 22.
- 6) F. Li and J. Xie, Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A407 (1998), 332.
- 7) D. Li, et al., J. Infrared and Millimeter Waves 22 (2001), 1163.
- 8) K-U. Kasemir et al., Proc. of 2005 PAC, Knoxville, May 2005, 1467.
- 9) K.H. Hu et al., Proc. of PAC 07, Albuquerque, June 2007, p.4258.
- 10) S. Okuda et al., Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A358 (1995), 244.
- 11) R. Kato et al., Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A429 (1999), 146.
- 12) G. Isoyama et al., Infrared Physics & Technology 51 (2008), 371.
- 13) K. Kawase et al., Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A679 (2012), 44.
- 14) H. Hogg and J.V. Lebacqz, in: Linear Accelerators, (P.M. Lapostolle and A.L. Septier eds.; North-Holland Publ. Co., Amsterdam, 1969), p.322.
- 15) B. Widrow and S.D. Stearns, "Adaptive signal processing", (Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1985).
- 16) B. Widrow and E. Walach, "Adaptive Inverse Control", (Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1995).
- 17) T. Czarski et al., Nucl. Instrum. Meth. in Phys. Res. A568 (2006), 854.
- 18) T. Czarski, "Complex Envelope Control of Pulsed Accelerating Fields in Superconducting Cavities", (EuCARD vol. 7, Publishing Office of Warsaw University of Technology, 2010).