

# MODULATION OF THE PHASE AND AMPLITUDE OF RF PULSE FOR THE L-BAND ELECTRON LINAC AT ISIR, OSAKA UNIVERSITY

Yutaka Morio, Shigeru Kashiwagi, Ryukou Kato, Yosikazu Terasawa, Kenichirou Furuhashi, Goro Isoyama  
ISIR Osaka University  
8-1, Mihogaoka, Ibaraki, Osaka, 567-0047

## Abstract

We are conducting to develop free electron laser (FEL) in the terahertz region using the L-band electron linac. In order to generate a micro-bunched electron beam with uniform energy, the phase and amplitude of rf pulses were repeatedly controlled. Using a electrical phase shifter and an I-Q modulator for the low level rf pulse, we achieved the undulations of flat-top of the input rf pulse for the accelerating structure were reduced to  $0.3^\circ$  (p-p) and  $0.9\%$  (p-p) in the phase and amplitude within  $7.6\mu\text{s}$  pulse duration, respectively. Now, we are developing the rf pulse modulation system that uses the I-Q modulator only. Iterating modulation, we reduced the rf pulse modulation error to  $0.4^\circ$  (p-p, phase) and  $0.4\%$  (p-p, amplitude) respectively at the low level test module.

## 阪大産研Lバンド電子直線加速器のRFパルス位相振幅制御

### 1. はじめに

大阪大学産業科学研究所量子ビーム発生科学研究分野ではLバンド電子ライナックを用いて遠赤外領域の共振型FELの開発研究を行っている。FELにはエネルギーの揃った高品位マルチバンチ電子ビームが必要である。FEL実験に使用するロングパルスモード時のクライストロン電圧は、既に約0.1%の平坦度を実現している。しかし、加速管入口で測定したRFは、パルス平坦部での振幅変化が10%程度、位相変化が5度以上あることがこれまでの測定で分かった。これを補正するために、クライストロン入力前のRFパルスに対して位相・振幅変調を行い、加速管に入力されるRFパルス波形のフィードフォワードな制御を行った。計算機を用いて加速管入力RFパルスの位相・振幅波形制御を繰返し行うことにより、最終的な目標RFパルス波形になるよう制御精度の向上を図った。本研究では最終的にI-Qモジュレータ単体による位相と振幅の高精度な同時変調を目指しており、得られた成果について報告する。

### 2. RFパルス位相・振幅変調

位相・振幅変調システムの概略を図1に示す。加速管入力RFの位相と振幅はそれぞれ位相検出器

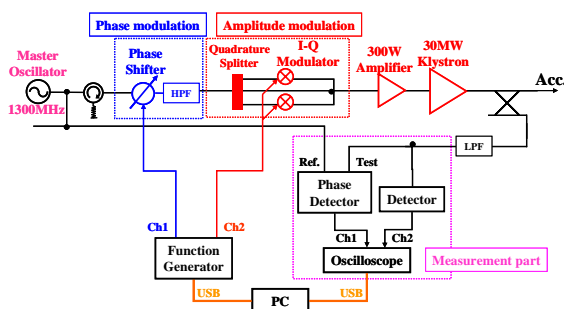


図1：位相・振幅変調システムの概略

(日本高周波製)とLPF、検波器(Agilent 423B)を用いて測定する。RF波形をオシロスコープ(Tektronix: DPO4104)から計算機に取得し、目標値との差からそれぞれ制御電圧を計算により求める。位相変調には、高周波アナログ電圧制御型移相器(R&K社PS-3 1.3GHz)、振幅変調にはI-Qモジュレータ(アナログデバイス社ADL5390)を使用した。変調器の制御電圧発生には、任意関数発生器(Tektronix: AFG3022)を使用した。オシロスコープと任意関数発生器の制御は、NI社のLabVIEWでプログラムを作成し行った。変調前と反復変調後のRFパルス波形を図2に示す。クライストロン出力のRFパルス平坦部の時間幅約 $7.6\mu\text{s}$ に対して、補正制御なしの状態では位相変動 $13^\circ$ 、振幅変動18%であったものが、制御後に位相変動 $0.3^\circ$ 、振幅変動0.89%にまで補正することができた。

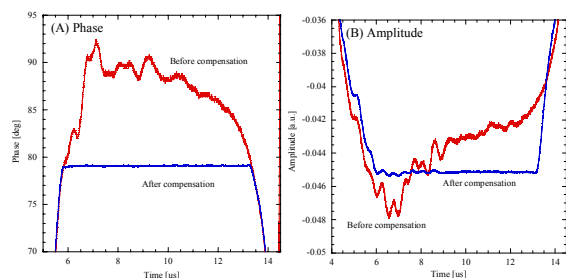


図2：加速管入り口での補正あり/補正なしのRFパルス波形 (A)位相、(B)振幅

### 3. I-Qモジュレータによる位相と振幅の同時変調

#### 3.1 I-Q変調器特性の測定

上記の位相と振幅の変調にはそれぞれ別々の変調器を用いていたが、次に、機器構成の単純化とより

微細な変動を平坦化するために高速な時間応答性を要求するために、I-Q変調器を1台だけ使い位相と振幅の両方を高速に制御するシステムを構築する。現時点での位相制御には $\mu\text{s}$ オーダーの速度応答性しかない移相器を用いていたが、位相制御にもI-Q変調器を用いる事で、クライストロンの帯域でできる速度まで制御を高速化ができると考えている。(I-Q変調器単体での速度応答性は、10ns以下である。)

I-Q変調器は2つのダブルバランスドミキサー(DBM)で構成されているが、それぞれのミキサーへのRFレベルが僅かに違う、もしくは両者の位相関係が90度からずれている場合には、各ミキサーに加える制御電圧を補正する必要がある。そこで、高精度に位相と振幅制御をするためにI-Q変調器の特性測定を行った。制御電圧a,bの片方を0に固定し、もう一方を変化させ測定されたIポート,Qポート出力 $=V_I(a),V_Q(b)$ のX,Y成分を計算し図3に示す。特性曲線はほぼ原点をとる直線上にのっており、一次の近似式を求めることができる。

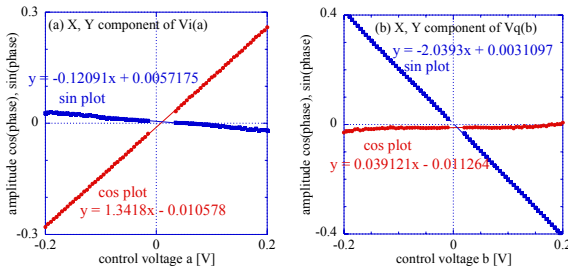


図3 制御電圧a,bのみを変化させたときのI-Q変調器出力 $V_I(a),V_Q(b)$ のX,Y成分。一次式で近似する。

### 3.2 制御電圧補正式の導出

いま、I-Q変調器のIポート出力,Qポート出力 $V_I(a),V_Q(b)$ を独立とする。 $V_I(a),V_Q(b)$ の位相をそれぞれ $\phi(a),\phi(b)$ 、振幅を $V(a),V(b)$ とおくと、制御電圧(a,b)によって得られる出力はそれらを足し合わせて、

$$\begin{aligned} &V_I(a)\sin(\omega t + \phi_I(a)) + V_Q(b)\sin(\omega t + \phi_Q(b)) \\ &= \{V_I(a)\sin\phi_I(a) + V_Q(b)\sin\phi_Q(b)\}\cos\omega t \\ &+ \{V_I(a)\cos\phi_I(a) + V_Q(b)\cos\phi_Q(b)\}\sin\omega t \\ &= V_o\sin(\omega t + \phi) \end{aligned}$$

となる。但し $\phi, V_o$ は以下の式をみたすものである。

$$\begin{aligned} V_I(a)\sin\phi_I(a) + V_Q(b)\sin\phi_Q(b) &\equiv V_o\sin\phi \\ V_I(a)\cos\phi_I(a) + V_Q(b)\cos\phi_Q(b) &\equiv V_o\cos\phi \end{aligned}$$

このとき、図3で求めたI-Q変調器の特性測定より $V_I(a),V_Q(b)$ のX,Y成分を一次式で近似し、出力 $\phi, V_o$ から制御電圧a,bを以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} a &= \frac{B_c \sin\phi - B_s \cos\phi}{A_s B_c - A_c B_s} V_o \\ b &= \frac{A_s \sin\phi - A_c \cos\phi}{B_s A_c - B_c A_s} V_o \end{aligned}$$

但し、係数 $A_c, A_s, B_c, B_s$ は図3で求めた一次近似式

の中の傾きである。

### 3.3 制御電圧補正式を用いた変調

この補正式を用いて、任意の位相と振幅を出力する実験を行った。図4に、CWのRFに対してI-Q変調器を用いて振幅を一定に保ったまま、位相を0から360度まで10度ステップで変化させた時の補正なし/ありの場合の制御電圧と変調器出力の測定結果を示す。

この結果から、補正が必要な事は明らかである。この単一回数の変調では、制御電圧を補正した時に得られる位相の変調精度は約5度、振幅に関しては約15%と比較的大きな誤差が残っていた。

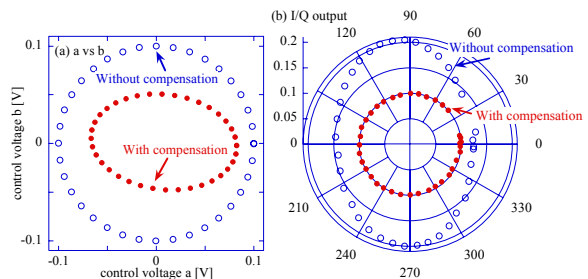


図4(a)補正あり/無の場合の制御電圧、(b)この制御電圧を掛けた場合のI-Q変調器出力

### 3.4 複数回の反復変調

さらなる変調精度の向上のために、複数回の反復変調を行った。現在の位相/振幅の値と目標値の差を計算し、それにiteration gainを掛けたものを前回の値に加えることで次の位相と振幅設定値を決定し次の変調を行う(図5)。

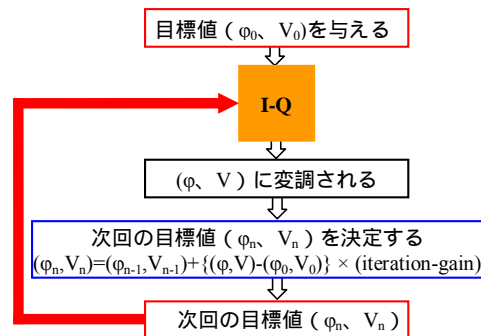


図5 反復変調のブロック図

図6に7回連続して変調したときの結果を、位相と振幅に関して目標値からの差を取ったものをiteration#0から#6まで重ねて示す。iteration gainは50%を使用した。このとき最終的に得られた位相の制御精度は約0.4度、振幅は約0.4%であった。

さらに、振幅を $V=0.200$ から $0.250$ まで三種類設定し異なる振幅の範囲で同じく反復変調を行い、応答性を調べた。図7に結果を示す。この範囲で良好な応答を示すことを確認した。この振幅の値は、実際のハイパワーRF変調の際に用いられているローレ

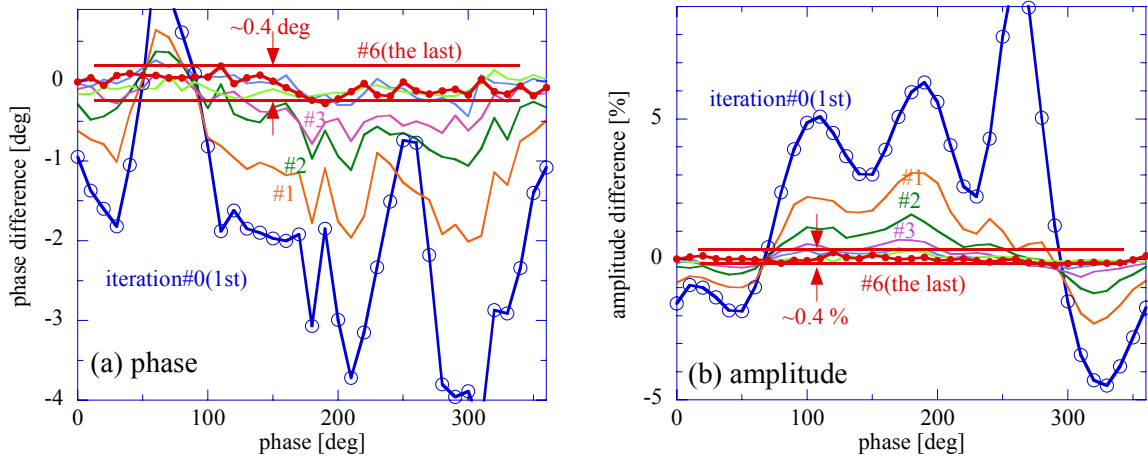


図6 変調を7回反復して行ったときの目標値からの(a)位相差、(b)振幅差  
位相差は約0.4度(p-p)、振幅差は約0.4%(p-p)が得られた。

ベル信号の振幅値から選んだものであり、次のハイパワー実験に期待が持てるものとなった。

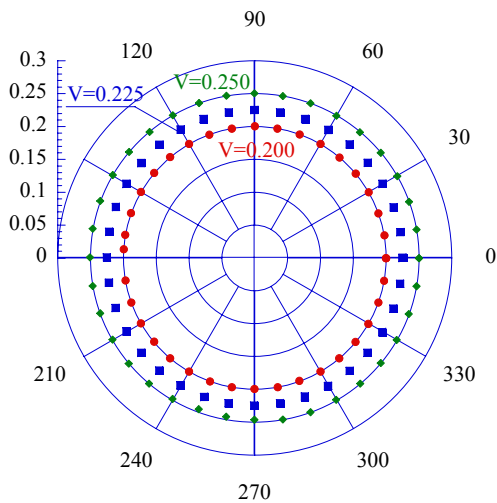


図7 振幅を三種設定し、位相を360度変化させたときのI-Q変調器出力

#### 4. まとめと今後の課題

現在、移相変調にピンダイオード型移相器、振幅制御にI-Q変調器を用いて、ローレベルのRFをフィードフォワード制御することでマクロパルス内の変動を位相0.3度、振幅0.5%まで抑えることができ、FEL実験に電子ビームを供給している。

さらに、機器構成の単純化と、より微細な変動を平坦化するために高速な時間応答性を期待して、I-Q変調器のみによる位相と振幅の同時変調を目指して実験を行った。まず、I-Q変調器のIポート、Qポート出力の特性測定を行い、一次近似で線形の特性関数を求めた。この特性関数を用いた制御電圧の補正式を算出し、目標とする変調器出力の位相・振幅から制御電圧を逆算できる手順を求めた。

この補正式を用いて補正された制御電圧を実際にAFGからI-Q変調器に加えて変調し、位相精度が約5

度幅、振幅精度が約15%幅のものが得られた。変調器の出力特性の線形近似による補正には限界があると思われる。

次に、この変調を複数回繰り返すことで精度を向上させることが可能であることを確認した。今回の7回の反復実験では、位相精度が約0.4度幅、振幅精度が約0.4%幅に抑えることができた。このことはiterationにより非線形の応答特性に漸近することができたと考えられる。

今後の課題として、I-Q変調器のIポート/Qポート出力の非線形性と独立性を考慮することがある。そしてハイパワーRFパルス変調を行い電子ビームの加速へ供すること、ビームローディング過渡部の制御のためRFパルスを任意の波形変調することがあげられる。

#### 参考文献

- [1] Y. Kon, Master thesis (2007).
- [2] Y. Morio et al., Proc, the 4th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Aug 1-3,2007