

[09-P01]

LOW POWER RF PHASE STABILIZER FOR LEBRA 125MeV LINAC

T.Tanaka, K.Hayakawa, I.Sato, Y.Hayakawa, K.Yokoyama*, K.Kanno*, T.Sakai*, H.Nakazawa*,
K.Sato, Y.Matsubara and I.Kawakami

Atomic Energy Research Institute, Nihon University

*College of Science and Technology, Nihon University

7-24-1 Narashinodai, Funabashi 274-8501, Japan

Abstract

The instability of the relative phase between two klystron driving low power rfs for 125MeV FEL linac in Laboratory for Electron Beam Research and Application (LEBRA) at Nihon University, is one of the reasons of the fluctuation of the beam current when used for FEL experiment. A preliminary test of the digital rf phase stabilizer circuit operated at 5MHz and the phase step of 0.18° , similar to an old test circuit for a Double-sided Microtron, has proved to stabilize the rf amplifier output phase in 0.5° for monotonous phase shift more than 10° occurred in the rf pulse duration of $20\mu\text{s}$. The feed-back system will be improved to operate at 20MHz and to realize the stability within 0.2° .

日大 125MeV リニアック用低電力 RF 位相安定化回路

1. はじめに

日本大学電子線利用研究施設 (LEBRA) の FEL 用 125MeV リニアックの RF 系は、2856MHz の PLL シンセサイザーを RF 源とし、2系統の RF 制御・増幅系を用いて2台のクライストロンをそれぞれ独立にドライブする構成となっている[1]。このため、2台のクライストロン出力 RF 間の位相安定度は、クライストロン電源の動作状態 (電圧およびリップル) に依存するだけでなく、クライストロンドライブ用の低電力部 RF 回路の性能にも依存する。

シンセサイザー出力は日本高周波製の高速移相減衰器と 60dB 増幅器を用いて三菱電機製 PV3030A クライストロンの入力に要求される電力まで増幅される。このとき最大 $35\mu\text{s}$ の RF パルス内でも、また長時間の運転の間でも2台のドライブ RF 系の間で位相の変動が起きている。これに伴い加速ビームエネルギーが変動するため、エネルギー幅 1% のビームを FEL に利用する際にビーム電流の変動を生じ、他の不安定要因とともに FEL の実験を難しくしている。

このため、我々は RF パルス内で 0.2° 以内に位相変動を抑制することを目指して低電力部の RF 位相安定化回路の製作を行っている。今回は回路の原理と、低電力部だけで行った予備的な動作試験の結果について報告する。

2. 低電力部 RF の変動

我々が用いているドライブ用低電力部での RF の変動として、位相変動と振幅変動が見られる。

位相変動はダブル・バランスド・ミキサ (DBM) を用いてシンセサイザー出力 RF との間

で位相比較を行うことで検出しているが、パルス内で概ね $20\mu\text{s}$ 当たり 10° 以上の指数関数的で単調な変化と、パルス間および長時間でのドリフト、の2種類の変動が観測されている。

一方振幅は、パルス RF をクリスタル検波器で検出しており、正確な振幅変動率は求めていないが、変動は概ね RF パルス内での変化に限られる。

これら位相および振幅の変動のうち、パルス内での変化は RF パルスの立ち上がりから定常状態に落ち着くまでの過渡現象の面もある。したがって、RF パルス幅を広くして定常状態になってからクライストロンのパルスモジュレーターをトリガーすれば、パルス内での変動をある程度抑制できる可能性はある。しかし、我々が用いている RF アンプは最大 $35\mu\text{s}$ までしかパルス幅を広げられないため、それだけでは十分な効果は得られない。また、クライストロン RF 出力窓の負担を考慮すると RF 出力レベルが平坦になる領域のみで効率良くドライブしたいのでパルス幅を広げるのは避けたい。

現在使用している高速移相減衰器は、減衰制御信号として矩形波を入力し RF パルス幅の制御のみを行っており、位相は固定されている。将来的にはこれを用いて位相と振幅の両方を安定化するフィードバック回路も考えられるが、今回はこれとは独立に RF アンプ出力の位相と振幅を安定化する回路を製作することにした。

3. 位相安定化回路の原理

基本的な位相安定化のためのフィードバック回路の構成は図1のようになっている。デジタルフィードバックによる位相安定化回路は、ダブル

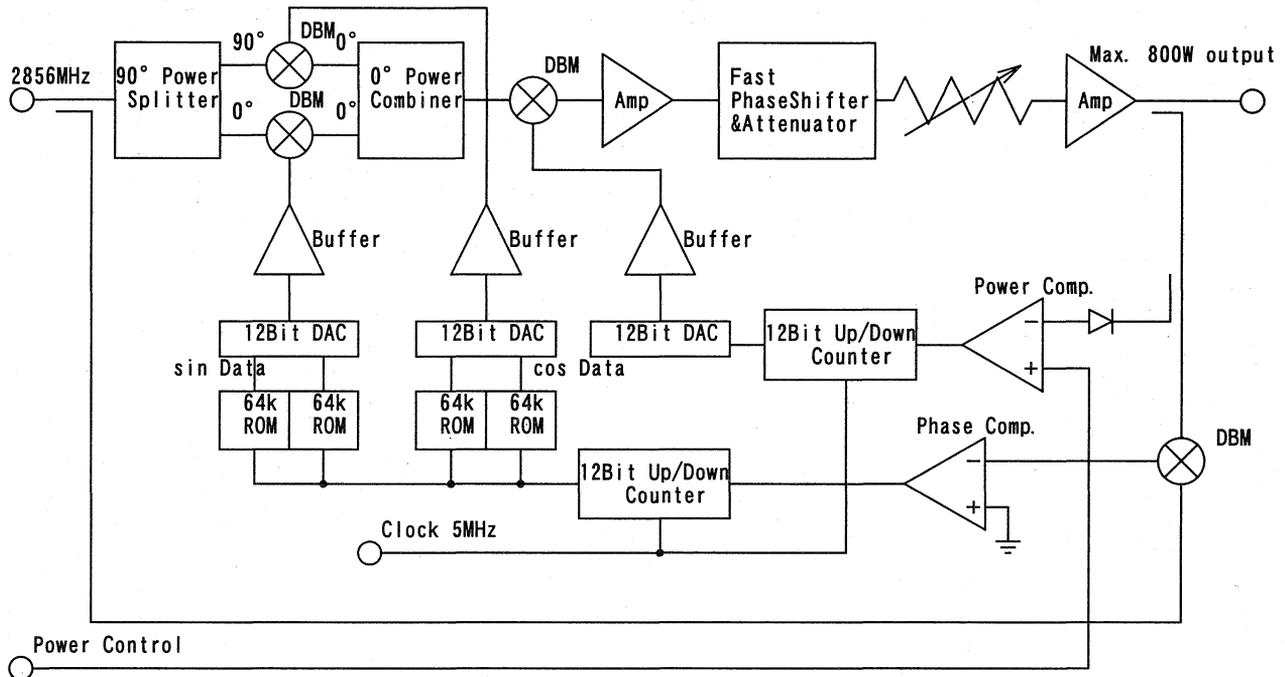


図1. クライストロンドライブ RF 位相安定化のためのデジタルフィードバック回路のブロック図。RF パルス内で繰り返し 5MHz、位相調整刻み 0.18° ($0.9^\circ/\mu\text{s}$) で出力位相を制御する。

サイドッドマイクロトロン用に試作した経験があるので、それに基づき 1000 倍程度の高速動作に対応できるものを設計した[2]。

RF 源と RF アンプ出力との位相差は DBM で検出する。DBM の出力が正か負かにより、12 ビット TTL カウンターを 1 だけ上下させる。カウンターの数値 ($0\sim 4095$) を位相の $0\sim 360^\circ$ に対応させて高速 64kROM のアドレスとし、対応する ROM アドレスに書き込まれている sin と cos の値を読み出し、それぞれ 12 ビット DA コンバーターに与える。そして DA コンバーターの電圧出力を 2 個の DBM に与え、入力を 2 分割して互いの位相を 90° ずらした RF をこれらの DBM で合成比を変えて再合成する。この結果、DBM の後で合成された RF は TTL カウンターのカウントに従って位相を変化させられるので、RF 源からの入力 RF の位相を変化させて RF アンプに入力させることができる。このような移相器の特長として、移相範囲に限界がないことが挙げられる。

2 分割した RF のレベルを sin と cos の電圧信号を DBM に与えて制御することの妥当性は、DBM の特性と動作領域に依存し、現実には制御電圧に対して透過電力・透過振幅のどちらも直線性が保証されないため、このパラメータで合成すると RF 振幅も変化する。より精度の高い動作をさせるには DBM の特性を測定し ROM のデータを最適化する必要があるが、最終段の振幅を DBM を用いて安定化することも回路の機能として実現する予

定のため、今回は省略した。

以上の動作で位相差検出用 DBM の出力が 0V、つまり RF アンプ出力の位相が固定されるように位相差検出とカウンター動作を、暫定的に 5MHz で行い、1 カウントに対する移相量が 0.18° となるよう、カウンターの出力ビットのうち 11 ビットを使い、それを DA コンバーターの上位側 11 ビットに入力する回路を製作した。この場合、原理的には最大 $0.9^\circ/\mu\text{s}$ の位相変動を補償することができる。

このデジタルフィードバック回路の特長は、位相差検出サイクルと 1 サイクル当たりの移相量 (フィードバック量) がほぼ一定で、デジタル回路の動作クロックでフィードバックの速度を調整できることである。従って短時間で一定以上の大きな位相変動があっても追従できない代わりに、アナログ回路によるフィードバックで起きかねない発振をある程度抑制できる利点がある。

位相を調整すると RF 出力振幅も変化するため、位相調整と同様の方法で同時に安定化する。

4. 動作試験結果

回路の動作試験は、クライストロンモジュレーターを停止している状態で行ったので、モジュレーターのノイズの影響は未確認である。

図 2 に位相安定化を行わない、現在の使用状態と同じ条件での、RF 源と RF アンプ出力の間の位相 (上) および RF アンプ出力電力波形 (下) を

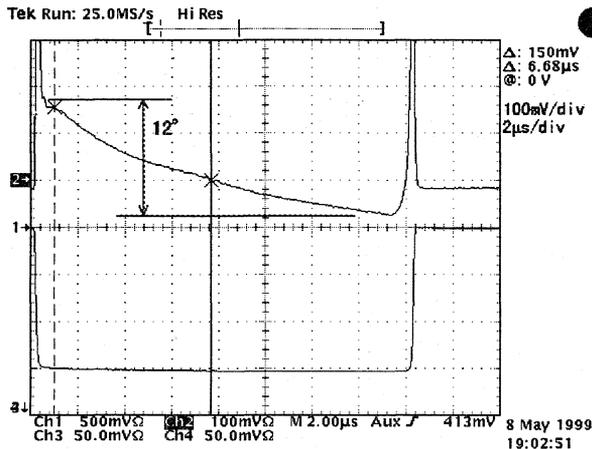


図 2. 位相安定化を行わないときの、RF 源と RF アンプ出力間の位相（上）と、RF アンプ出力電力波形。DBM の検出位相信号の振幅は 1.2V。

示す。RF パルス幅は $16\mu\text{s}$ である。このときの位相検出信号は、トロンボーンを用いて 0V 付近になるよう調整されている。トロンボーンの調整によって得られた DBM の位相信号の振幅は 1.2V であった。図 2 の RF パルス立ち上がり立ち下りの過渡部を除く約 $15\mu\text{s}$ の間に RF 位相信号はほぼ単調に 250mV 変化している。従って DBM の位相信号が正確に三角関数になっていると仮定すると、位相変化は約 12° である。また、位相変化率は RF パルス先頭側で最大 $2^\circ/\mu\text{s}$ である。

図 3 に位相安定化回路の動作の効果を示す。この動作試験では、RF アンプの出力電力を同時に安定化する試験も行う予定であったが、回路に問題があり正常に動作しなかったため位相安定化のみの試験を行った。

図 3 で、検出された位相信号の末尾における微小振動は数 10kHz の繰り返しで非同期で観測されたことから、電源として用いたスイッチングレギュレーターからのノイズと考えられる。このノイズを除くと、位相信号は RF パルスの先頭から約 $6\mu\text{s}$ 以後にはほぼ全幅で 10mV 以内の精度で一定となっている。これは位相にして全幅で 0.5° 以下の変動まで安定化していることを意味する。

位相が安定するまでに時間がかかるのには以下の動作上の理由がある。

- 1) RF パルスの立ち下り時に設定された 12 ビットカウンターのカウント数は次の RF パルスが始まるまで保持される。
- 2) 次の RF パルスの立ち上がりでの位相は、設定されているカウント数に対応する位相に対して常にほぼ 12° ずれている。
- 3) このため、位相安定化回路で位相をずらすのにかかる時間と RF 位相がそもそも変化する量との兼ね合いで $6\mu\text{s}$ 以後になって一定値になる。

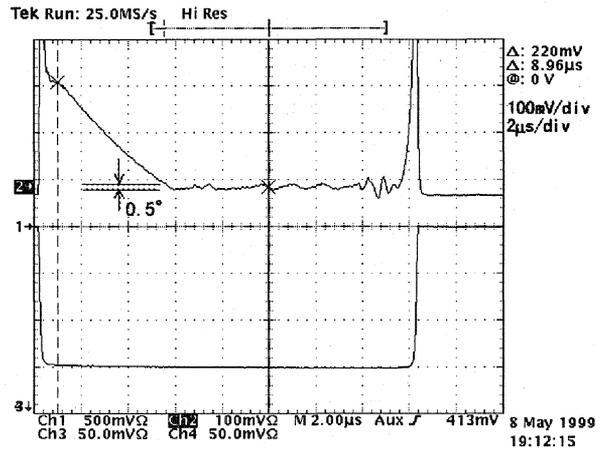


図 3. 位相安定化回路を動作させたときの、RF 源と RF アンプ出力間の位相（上）と、RF アンプ出力電力波形。

この問題は、位相誤差を AD コンバーターで数値化しカウント数に加えることで解決できる。また別の方法として、我々は高速移相減衰器を途中に入れているので、関数発生器で RF パルスの先頭と末尾の位相をそろえるように高速移相減衰器に粗調整用位相制御信号を入力することでもほぼ解決できると考えられる。

安定化されている状態で位相信号波形が鋸歯状波になるのは、 5MHz で常に位相を前後させる動作を行っているためで、この結果として位相刻み 0.18° では原理的に全幅 0.5° 程度までしか安定化できないことが簡単なシミュレーションから分かる。

5. まとめと今後の課題

デジタルフィードバックによる RF 位相安定化回路が一応全幅で 0.5° 以下の安定化動作を行っていることが確かめられた。しかし、位相安定度については満足できる結果ではない。

製作した回路の能力としては、フィードバックのサイクルを現在の 5MHz から 20MHz 程度まで上げることは十分可能である。また位相をずらす刻み幅も現在の 0.18° を 0.09° まで小さくすることは容易に実現できる。従って、関数発生器を併用することで位相が一定になるまでの時間を短くし、かつ現在よりもさらに安定度を高めることは可能であると考えられる。実用化に向けて以上の点について改良を行う予定である。

参考文献

- [1] T.Tanaka et al., Proc. of the 23rd Linear Acc. Meeting in Japan (1998)163.
- [2] T.Tanaka et al., Proc. of the 16th Linear Acc. Meeting in Japan (1991)309