

解 説

SPring-8 線型加速器におけるビーム安定化

花木 博文*

Beam Stabilization in SPring-8 Linac

Hirofumi HANAKI*

1. はじめに

SPring-8 では、2004 年 5 月より蓄積リングのトップアップ運転が始まり、同年 9 月には、SPring-8 と NewSUBARU に常時ビームを振り分ける、両方同時のトップアップ運転を開始した¹⁾。この時、蓄積電流変動 0.1% 以下、ビーム入射時軌道変動最小の高品質トップアップ運転は 12 月までの三ヶ月間続けられ、途中、保守およびマシンスタディのために各々数日間休止したのみである。この高品質トップアップ運転は、蓄積リングの入念な改良によって実現したのは言うまでもないが、安定化された電子リニアックもその維持に少なからず貢献している^{2,3)}。

トップアップ運転は、運転管理プログラムによって自動的に実行されている。運転員は通常、例えばフォールトしたリニアックのクライストロン変調器を再起動させるだけであり、リニアックのビームを微調することもほとんどない。ビームのエネルギーおよび軌道が共に安定化されているからである。また、リニアックのフォールト（ほとんどが変調器）の発生する頻度は、2 回/日以下である。

1997 年に SPring-8 の運転が始まった当初、リニアックのビームエネルギーは 1% 近く変動していた。1998 年、安定性の測定と解析^{4,5)}、および最初の安定化作業が行われ⁴⁾、短期的安定度は一気に 0.03% rms まで改善された。その後エネルギー圧縮システム (ECS) が設置されて安定度は長期短期共に向上し^{6,7)}、さらに同期発振回路⁸⁾の導入で、バンチ毎の電荷量も安定化された⁷⁾。そして最後にフィードバック制御によるビーム軌道の安定化を行なった⁹⁾。その結果、ビームエネルギーおよびビーム位置の長期的安定度は、0.02% rms および 30 μm rms を維持してお

表 1 リニアックのビームパラメータ (ECS 動作)

	Synchrotron		Top-Up/ NewSUBARU
パルス幅	1 ns	40 ns	1 ns
繰り返し	1 pps	1 pps	1 pps
電流	1.7 A	70 mA	660 mA
エネルギー	1 GeV	1 GeV	1 GeV
広がり (FWHM)	0.45%	0.55%	0.32%
短期安定性 (rms)	0.02%	—	0.01%
長期安定性 (rms)	0.02%	—	0.02%

り²⁾、この安定性が SPring-8 および NewSUBARU 両方の安定なトップアップ運転に貢献しているのである。

現在、シンクロトロンおよび NewSUBARU に入射されているビームの種類とその安定度は、表 1 の通りである。トップアップ運転のため、SPring-8 および NewSUBARU 共用の 1 ns ビームを用意しており、NewSUBARU 入射時は、入射路途中のスリットでビーム電流を約 1/3 に削減している。

この度、我々が進めてきたリニアック安定化についての紹介の機会を与えていただいた。1998 年から 2005 年までの間に行なわれた安定化作業について、出きるだけ分かりやすく説明するつもりであるが、なにぶん込み入った話であるので、長い説明になりそうである。その点、どうぞご容赦いただきたい。

尚、以下の章の参考に、SPring-8 電子リニアックの RF システムについてごく簡単に紹介しておく。図 1 はそのブロック図である。最上流のクライストロンは、バンチャ部に RF を供給するだけでなく、ドライブラインを経由して他のクライストロンも励振する。最下流のクライストロンは ECS に RF 電力を供給す

* 財高輝度光科学研究センター

Japan Synchrotron Radiation Research Institute (JASRI/SPring-8)

(E-mail: hanaki@spring8.or.jp)

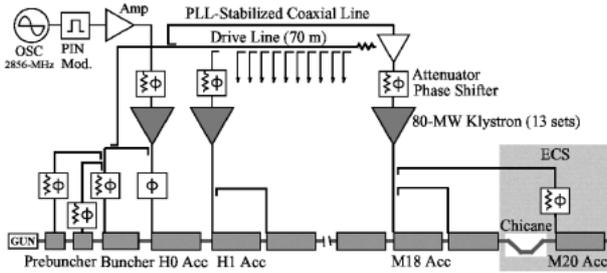


図1 SPring-8 リニアックのRFシステムブロック図.

るため、他のクライストロンよりも位相安定性を要求される。そこでこのクライストロンだけ、特に位相安定性を確保したドライブシステムを独立に用意した。

2. 加速器の不安定要因

2.1 ビームエネルギー安定性¹⁰⁾

リニアックからシンクロトロンへの入射電流の変動は、電子銃へのビームトリガ信号と加速RFの非同期性およびビームエネルギーの変動が主たる原因である。まず、ビームエネルギーの変動を与える要因について考察しておく。

電子が、一本の加速管内でRF電界により加速されて得られるエネルギー利得を E とする。このとき、加速管に入力されるRF電力を P_{kly} 、ビームバンチが加速されるRF位相を ϕ 、そして加速管の共振周波数やビームローディングなどに依存する係数を k とすると、エネルギー利得は $E = kP_{kly}^{0.5} \cos \phi$ と表される。

最も典型的なRF位相、 $\phi \approx 0^\circ$ および $\phi \approx 90^\circ$ について考察する。リニアック入射部以降の通常の電子加速では、電子は加速RF電界の波頭 $\phi \approx 0^\circ$ で加速され、 $\cos \phi$ はほぼ1である。一方ECSでは、すぐ上流のシケイン部にて電子のバンチはそのエネルギー分布に応じて伸長されており、ECS用加速管のRF位相をほぼ 90° にあわせて、バンチのエネルギー広がりを見積りする。 90° の位相ではRF電界の位相に対する変化率が最大で、最も効率よくエネルギー差を補償できるからである。これら二つの場合のエネルギー変動率は、 E_m を $\phi = 0^\circ$ で与えられる最大エネルギー利得とするとき、近似的に以下のように表される。

$$\frac{\delta E}{E_m} \approx \frac{1}{2} \frac{\delta P_{kly}}{P_{kly}} + \frac{\delta k}{k} - \frac{1}{2} \delta \phi^2 \quad \phi \approx 0^\circ \text{ の場合, (1)}$$

$$\frac{\delta E}{E_m} \approx -\delta \phi \quad \phi \approx 90^\circ \text{ の場合. (2)}$$

SPring-8 電子リニアックの場合、13本のクライストロンのうち2本はスタンバイ状態であるが、残り

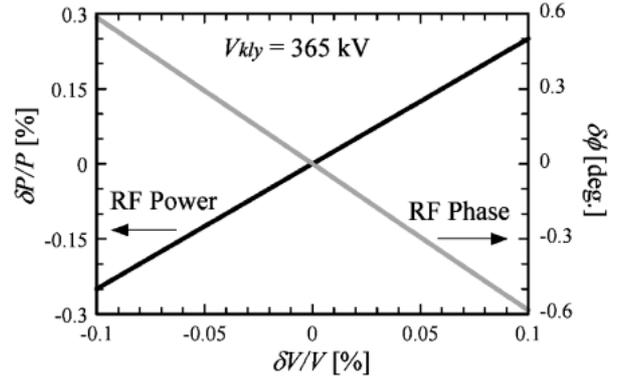


図2 クライストロン電圧の変化に対するRF電力及び位相の変化(クライストロン電圧 $V_{kly} = 365 \text{ kV}$).

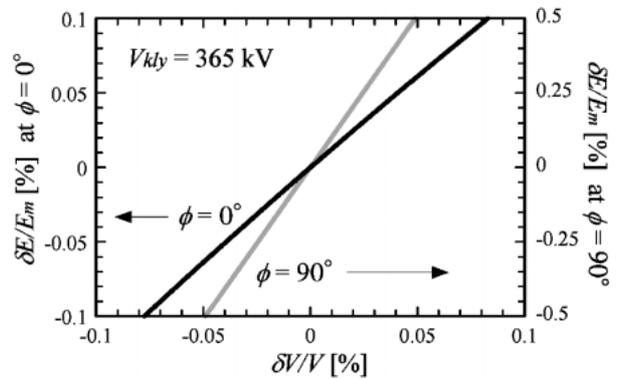


図3 クライストロン電圧の変化に対する加速管利得の変化(クライストロン電圧 $V_{kly} = 365 \text{ kV}$).

のクライストロンは、平均して 365 kV ほどを印加し、RF出力約 70 MW を加速管に供給している。この場合、印加電圧の変動に対する主力電力および位相の変動を計算すると、図2のようになる。

同様に、上記の式に基づいて加速管一本当たりのエネルギー変動 $\delta E/E_m$ を計算した結果が図3である。

また、RFの位相のみ変化した場合のビームエネルギー変化を、4通りのビーム位相についてプロットしたのが図4である。この図から明らかのように、 $\phi \approx 90^\circ$ 付近で使用されるECSクライストロンには、他のクライストロンよりも遙かに厳しい位相安定性が求められる。一方、他の多数のクライストロンRF位相は全てが $\phi = 0^\circ$ に正確に調整されているわけではないし、加速管の温度が設計温度からずれている場合もある。そのようにビームが正確に Crest に乗っていない場合、図4に示したように、 $\delta E/E_m$ は一気に大きな値になる。即ち、クライストロンの位相調整は、安定性を確保する上でとても重要である。

以上の3つの簡単なグラフは、ビーム安定性を論じる上でとても重要であり、以下の章でたびたび参照

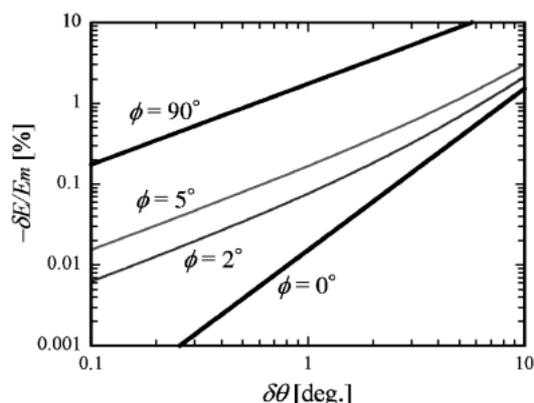


図4 クライストロン RF 位相の変化に対する加速管利得の変化を4通りのφについて計算。

する。

2.2 ビームエネルギーの変動要因^{10,11)}

本来、いったい何が原因でビームエネルギーが安定しないのか正しく把握するには、各種のパラメータを測定してそれらの相関をなるべく正確に評価するのが基本である。SPring-8においても、まずはそのような測定が行なわれた^{4,5)}。

その測定結果も踏まえて、上記の変動要素を起こす原因^{10,11)}をまとめたのが表2である。エネルギー変動を引き起こす大元の主たる変動要因が左端に記載され、その右にはそれらが直接引き起こす変動要素、そしてその右に最終的に変動する要素 P_{kly} , k , そして ϕ を示している。以下、各要因について、簡単に説明する。

室温や冷却水温の変化は、立体回路などの寸法をわずかに変化させ、その結果 RF の位相が変化する。RF の周波数が高いほど、位相としての変化量は大きくなり、後述するように、SPring-8 リニアックでは 0.1°C のオーダーで温度管理をしないとエネルギーの変動が無視できなくなる。

ライン電圧の変動は、それがどれくらい機器の出力変動に寄与するかは、機器の種類やその設計に依存する。SPring-8 リニアックでは、クライストロン変調器がライン電圧の変動にやや敏感であり、最大5%の電圧変動によって、無視できない RF 電力変動が見られた。

RF 系の位相雑音とは、基本的には 2856 MHz 基準信号に含まれる位相雑音のことである。この位相雑音は、2856 MHz 信号の位相変動として観測される。加速器が長くなると、下流に設置されているクライストロンの RF 位相変動と、ビーム自身の位相変動が同期せず、エネルギーの変動として見えるようになる。この位相変動は、前記したように、特に $\phi = 90^\circ$ で運転を行う ECS において問題となる。市販されている、低位相雑音をうたう発振器の場合は、位相雑音レベルは十分に小さく、通常まず問題になることは無い。しかし、今回のように特殊な発振器を製作したりする場合は、よく注意を払っておかないと、位相雑音は簡単に大きくなってしまふ。尚、位相雑音については、次節および補足にて、詳しく説明する。

このように、SPring-8 リニアックのエネルギー変動の原因は、概ねごくありふれたものであり、特に施設固有の問題といえ、最後の電子銃トリガと RF (2856 MHz) との非同期性である。

この RF ビームローディングが変動するという問題は、電子銃トリガ信号が、リニアックの RF と倍数関係にないリングの RF 信号 (508.58 MHz) を分周して生成される、すなわち 2856 MHz とは非同期であり、そのためにバンチ電流が一定しないことが原因である (4.2.1 節参照)。

2.3 位相雑音^{10,11)}

この節では、位相雑音がビームに及ぼす影響について概説する。位相雑音の定義などについては、補足を参照されたい。

表2 ビームエネルギー変動の主な要因とその連鎖

根源的変動要因	中間変動要素	変動要素	変動周期
室温	ドライラインや低電力 RF 機器の RF 位相	クライストロン RF 位相	長い
加速管冷却水温度	加速管の共振周波数	加速管内の RF 位相	長い
クライストロン冷却水温度	クライストロン空洞の共振周波数	クライストロン RF 位相	長い
ライン電圧	クライストロン変調器の PFN 電圧	クライストロン RF 電力 クライストロン RF 位相	長い
RF 系位相雑音	→	クライストロン RF 位相	パルス毎
電子銃トリガと RF の非同期性	バンチ毎電荷量分布	RF ビームローディング	パルス毎

RF 基準発振器は、2856 MHz の主信号とその周囲に分布する雑音を出力する。この雑音電力の半分が、位相変動に寄与する位相雑音であり、後段の増幅器により増幅され、かつフィルタされてその周波数分布を変化させ、加速空洞に送られる。そして加速空洞内では加速 RF の位相変動として現れるため、ビームには以下に述べる重要な二つの影響を及ぼす。

理解しやすいように、CW リニアックに DC ビームを入射し、加速 RF と同じ周波数を持つ CW ビームを加速する場合を考えよう。バンチャにおいてビームは RF 周波数の周期で集群されるが、その際 RF 信号の位相雑音がクライストロンおよび加速管でフィルタされた後転写されて、バンチャ周期の変動として現れる。即ちビームのタイミングジッタは、ほとんどバンチャ空洞で決定される。

ビームと RF 信号それぞれの位相雑音密度を S_{beam} および S_{rf} としよう。まず、RF 信号の位相雑音を原因とするビームのタイミングジッタ Δt は、 S_{beam} の全区間に渡る積分により与えられる位相変動を時間に変換すればよい。通常、S バンドバンチャ空洞が Q の高い定在波型ならば、 S_{beam} の帯域幅は 100 kHz 程度であろうし、進行波型ならばいくらその RF 透過帯域幅が広くても、 S_{beam} はクライストロンの帯域幅の半分で決まり、およそ 5 MHz くらいであろう。しかし、実際の S_{beam} では、オフセット周波数が 10 kHz くらいまでの低周波数域での値が大きいため、この領域だけを積分すれば十分である。しかも、この低周波域に限るならば、定在波型バンチャであっても $S_{beam} = S_{rf}$ として粗い近似は成立するだろう。従って、2856 MHz の一周期は 350 ps であるから、

$$\left(\frac{2\pi}{350} \Delta t_{rms}\right)^2 \approx \int_{1\text{ Hz}}^{10\text{ kHz}} S_{rf} df. \quad (3)$$

次にエネルギージッタについて考える¹¹⁾。ビームも加速 RF も位相雑音のため位相変動がある。従って、エネルギーに影響のあるのは、ビームと RF の相対位相変動 $\Delta\theta$ である。ビームと RF 信号の最終段加速管までの位相伝搬時間は一致しないため、ある加速管に於いては、その位置がバンチャから遠いほど、位相雑音のオフセット周波数が高いほど、相対位相変動は大きくなる。

SPring-8 の場合、位相変動を以下のように見積った。

- 相対的な位相変動は、バンチャから遠い加速管ほど問題になる。最下流の ECS 用加速管までのビームと RF 信号の位相伝搬時間差は計算に依れ

ば約 40 ns であり、1 MHz 以下の相対的な位相変動は無視できる。そこで、考慮するオフセット周波数の下限を 100 kHz としておく。

- バンチャは負荷 Q が約 5000 の定在波型加速管であり、位相雑音に対し狭帯域フィルタとして働く。従って、200 kHz 以上では $S_{beam} = 0$ と近似でき、結局、相対位相変動には S_{rf} のみが寄与する。
- クライストロンの帯域幅は 10 MHz 以下であり、加速管よりは狭いか、もしくは同程度である。従って、位相雑音の帯域上限は、10 MHz としておけば、位相変動 $\delta\theta$ を過小に見積もることはないだろう。

以上の仮定から、位相変動は以下の簡単な式でおよそその上限を見積もることが出来る。

$$(\Delta\theta_{rms})^2 \approx \int_{0.1\text{ MHz}}^{10\text{ MHz}} S_{rf} df. \quad (4)$$

3. 加速器安定化の方針

3.1 安定化の手法^{2,11)}

安定化の手法は、次の二種類に大きく分けられる。

- (A) RF 源など個々の機器の性能 (安定性) を向上させる
 - (B) 負帰還制御を導入し、機器の変動を補償する
- (A)の手法は抜本的な対策であり、特に短期的な変動を抑制するのに効果的である。しかし手間がかかり、加速器の規模が大きいと費用もかかる。(B)の手法は、(A)に比べれば手軽であり、大規模の加速器でも費用を抑えることが出来るが、パルス毎の変動抑制は出来ない。我々の場合は、加速器の規模が極端に大きくないこともあって、(A)を選んだ。

その進め方は以下の通り。

- (1) どのように機器の変動が連鎖してビームエネルギー変動を起こすのか明確にする
- (2) 根源の変動要因を抑制する
- (3) リニアックの 2856 MHz RF に非同期なビームトリガを同期させる
- (4) エネルギー圧縮システム (ECS) を導入する
- (5) モニタ系と制御系を増強する
- (6) 最後に、必要ならば最小限のフィードバック制御を導入し、長期安定性を向上させる

つまり、基本的には(A)に沿って安定化を図る。しかし、補助的な二つの手段も導入する。その一つが ECS である。ECS は、ビームエネルギーをある範囲に集めることでエネルギーの広がりやを圧縮する装置で

あり、同時にエネルギーの安定化も果たす。従って、一部の RF 源が不調になってエネルギー変動が大きくなって、最終的なエネルギーは安定に保たれる。

もう一つは、BPM を利用したビームフィードバック制御である。室温などの変動に伴うゆっくりしたビーム位置やエネルギーの変動を抑制する。

3.2 エネルギー安定化の目標¹⁰⁾

次に、達成すべき安定度の目標値を定めておきたい。実際のビーム入射における入射効率、SPring-8 ブースタシンクロトロンよりも NewSUBARU の方が、ビームエネルギーやビーム軌道の変化に敏感である。実測に依れば、NewSUBARU へ 1 ns ビームを入射する際に許されるエネルギーの変化範囲は、約 0.4% であった。入射電流を大きくすると、当然エネルギーの広がりも大きくなるため、その分、許容されるエネルギーの変動は小さくなる。1 ns ビームのビームローディングに依るエネルギー広がり計算すると、0.2% の広がりを許せば 380 mA の入射が可能であり、これは十分な電流強度である。そこで、この広がり分を上記の 0.4% から差し引いた残りの 0.2% を、エネルギー変動幅の許容値とすることにする。

許されるビームエネルギー変動の rms 値は、全幅の 1/6 として、0.03% rms である。第 2 章で述べたように、ビームエネルギー変動の要因は種々有り、しかもクライストロンの位相調整が適正でない場合もある。従って、各々の変動のみが寄与するビームエネルギー変動については、できればもう少し厳しい値、即ち 0.01% rms 辺りを目標として、各部の改良を図ることにする。

4. 対策とその結果

4.1 長期的 RF 変動の抑制

4.1.1 ドライブライン安定化

SPring-8 リニアックでは、ECS を除くクライストロンを励振するドライブラインは矩形導波管である。従って、室温が変動し、導波管温度も変化すると、導波管が変形し、内部を伝搬する RF の波長が変化する。また、内部に充填されている窒素ガスの密度が変化すると、誘電率が変わり、やはり波長は変化する。

ECS 用を除くいずれのクライストロンでも、ドライブラインを原因とする位相変動に依るエネルギー変動を 0.01% rms に抑制しようとする、図 4 を参照すれば、位相変動は 1°rms 以下に抑えたい。ドライブライン末端においても 1°rms 以下の位相変動とし、許される温度変化およびガス圧変化を計算で求めると、以下の通りである。ただし、SPring-8 の場合

は、ドライブライン途中にベローズを入れてあるため、全長は変わらずに断面積のみが変化するとした。

導波管温度変化 < 0.23°C

導波管内圧力変化 < 5.5 hPa

これらが安定化の目標値である。

当初、SPring-8 リニアックの空調は、クライストロン変調器内での放電防止を目的として湿度制御を優先していたため、十分な室温安定性が得られなかった。そこで、温度制御を優先したところ室温変動は 1°C 以下に収まり、問題であったドライブラインの位相変動はほとんど解消されたかに見えた⁴⁾。ところが 2002 年に、RF 系の繰返し周波数を 60 pps から 10 pps に下げる節電を行い、リニアックの発熱量が大きく低下した。このため、冬期にクライストロンギャラリ室温の維持が難しくなり、著しく下がるようになった。その結果、クライストロンのドライブラインの位相変動が再び現れ、ビームエネルギーが変動するようになったのである。

調査の結果、以下二点が判明した。

- リニアック棟空調機の機能は冷房+除湿のみであり、空調循環気に外気を混合するため、冬期は循環気の温度は必ず下がる。
- 厳冬期に熱交換器が凍結するのを防止するため、外気温が 5°C 以下になると、5°C の冷却水を強制的に熱交換器に注入している。

特に二番目の影響は大きく、これでは熱交換器を流れる循環気の温度は一気に低下し、ギャラリ内の気温も大きく変動する。図 5 は、対策前後の室温変化を示している。左の改良前の図では、外気温が 5°C 以下になると、ドライブライン周囲の温度は急激に 5°C ほども低下するのがわかる。

実施された対策は、やや細くなるが、以下の通りである³⁾。

- (1) 外気取り込み口を完全に閉鎖し、冬期の外気温低下、雨期の湿度上昇の影響を緩和した。
- (2) ドライブラインを断熱材ジャケットで被い、内部に冷却水 (27±1°C) を循環させた。
- (3) 外気温ではなく熱交換器内気温を測定して凍結防止制御を行うよう改良した。
- (4) ドライブライン内部のガス圧変化が 4 hPa 以下になるよう負帰還制御した¹²⁾。

上記(1)~(3)の対策後は、図 5 右の様に、外気温が -7°C でも不要な凍結防止制御は行われず、ドライブライン直近 (ジャケット内) の気温は 27°C に保たれていることが分かる。安定化されている場合の温度変化幅は、約 0.25°C 以内であった。従って、温度変

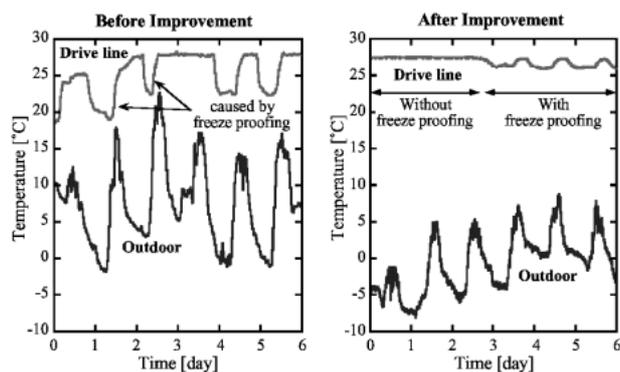


図5 対策前後のドライブライン周囲温度変化²⁾。右図では最初の三日間、凍結防止制御を停止している。その後は凍結防止が働いて再び温度変動が見られるが、ジャケットで覆っているため、温度変化幅は1/3以下に抑制されている。

化、ガス圧変化ともほぼ目標値に達している。

4.1.2 クライストロン冷却水温度

クライストロンの空胴の温度が変わると、各空胴の共振周波数が変化する。そうすると、それぞれの空胴のQ値に応じて位相シフトが発生し、最終的に出力RFの位相変化となる。SPRING-8リニアックが使用する80 MWクライストロン(E3712, 東芝)の場合、計算により、位相温度係数は $0.74^{\circ}/^{\circ}\text{C}$ と見積もられている¹³⁾。SPRING-8では、クライストロン冷却水の温度変動は、当初 3°C ほどもあり、約 2.4° の位相変動が観測されていた。これは、上記の位相温度係数の予想値とほぼつじつまが合っている。

一番位相安定度を要求されるECSクライストロンの場合、4.3.1節に後述するように 0.3° rmsの位相安定性が目標である。従って、 1.8° 以下の位相変動に抑えればよいのであるから、冷却水温度の変動は 2°C 以下の変動であればよいことになる。しかし、その他のクライストロンの位相調整が全て 2° ほど狂っているとすれば、図4によれば 0.5° 以下の位相変動に抑える必要があり、 0.7°C 以下に温度変動を抑えたい。

冷却水の熱交換機をインバータ式に改良し、冷却水温度変動を 0.5°C 以下になるよう制御したところ、位相変動も 0.5° 以下に抑制された^{4,10)}。

4.1.3 クラストロン変調器電圧安定化

図3から分かるように、 $\phi=0^{\circ}$ の場合、電圧変動率は、ほぼそのままの値(正しくは $5/4$ 倍)でビームエネルギー変動率として現れる。従って、全ての変調器が同期して変動するというとても厳しい条件の場合、エネルギー変動 0.01% rmsを満たすには、クライストロン電圧の安定度も 0.01% rms程度の値でな

ければならない。一方 $\phi=90^{\circ}$ で使用するECSの場合に限ると、4.3.1節に後述するように 0.3° rmsの位相変動が目標であり、それに対応する電圧安定度は図2から明らかなように 0.05% rmsである。そこで、電圧変動率 0.01% rmsの達成は正確な測定からして難しいであろうが、まずは 0.03% rms程度を目標に変調器を改良した。

SPRING-8の変調器は、IVR(誘導式電圧調整器)式可変直流電源+de-Q'ing型充電回路を採用するライン型パルス電源である。さらに、PFN(Pulse Forming Network)回路に充電されなかった電力を回生する回路方式としているが、この回路の特性上、de-Q'ing率を大きく取ると、PFN電圧の安定度が低下するという欠点がある。SPRING-8のサイトにおける 400 V 系ACライン電圧の一日の最大変動範囲はおよそ 5% であるので、当初は余裕を見て 7% 以上の大きめのde-Q'ing率をIVR制御に設定していた。従って、de-Q'ing型充電回路が効果的に充電電圧(PFN電圧)を制御出来ず、ACライン電圧の変動が抑制しきれずに明らかにクライストロン電力の変動として見えてしまうこともある。

SPRING-8の場合、IVR制御をPLCで行っているため、制御方法の変更は容易である。そこで以下の対策を行った¹¹⁾。

- 高圧モニタ回路の分解能を改善する。
- IVRをパルス駆動してIVRを微調し、de-Q'ing型充電回路が十分な安定度を確保できる電圧範囲内に直流高電圧を安定化する。
- de-Q'ing率を出来るだけ低く設定する。

これらの改良を施した結果、直流高電圧の長期変動を約 2.5% 以下に抑えることができ、de-Q'ing率を 4% に設定することが可能となった。最終的に、PFN電圧の長期電圧安定度は、従来の $1/2$ 以下である 0.03% rmsに向上したことが確認された。

尚、直流高電圧変動の許容範囲を余りに狭くすると頻繁にIVR制御を行うことになり、IVRそのものの機械的寿命をかなり短くしてしまうので、注意が必要である。一方、de-Q'ing型充電回路の電圧制御回路そのものを改良することにより、安定度を改善する方法も他研究所より提案されている^{14,15)}。

4.2 同期発振回路

4.2.1 開発の目的

リニアック電子銃用のトリガパルスは蓄積リングの 508.58 MHz 基準信号を分周して作られている。しかし、リニアックの 2856 MHz と、蓄積リングの 508.58 MHz とは整数倍の関係にないため、電子銃を

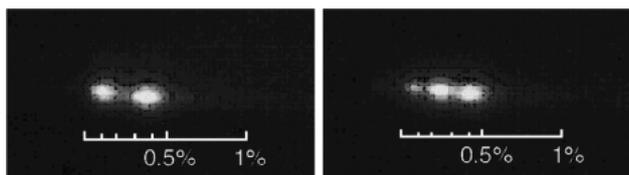


図 6 1 ns ビームを加速した際に形成されるバンチを ECS 用シケイン中央のスクリーンで観測 (改良前). スケールはビームエネルギーの広がりを示す.

出たビームパルスは 2856 MHz に非同期である. それゆえ例えば 1 ns ビームの場合, 図 6 のようにバンチ数は 2 または 3 個とショット毎に変化し, 各バンチの電荷量も一定しないため, RF のビームローディングも変動し, 結果的にビームエネルギーがショット毎に変動してしまう.

この問題を解決するためには, 2856 MHz を電子銃トリガに同期させて発振させる工夫が必要となるが, 発振器に求められる性能は以下の通りである^{7,10}.

- 3.4.1 節で述べるように, ECS におけるエネルギー変動を 0.01% rms に抑えるには, RF 位相ジッタは 0.3° rms 以下である必要がある.
- 250 ps シングルバンチビームの電流値安定度を 1% 以下とすると, PARMELA による計算では, ビームと加速 RF の間の時間ジッタは, 30 ps 以下でなければならない.

我々が開発した方法では, 2856 MHz の 32 分周である 89.25 MHz を任意波形発生器にプログラムしておき, その発振開始の外部トリガとして電子銃トリガを入力する. そしてこの信号を 32 通倍すれば, 電子銃トリガに同期した 2856 MHz が得られる⁸. このとき, 波形データは外部からの高精度 508.58 MHz をクロックとして読み出されるため, 波形出力が電子銃トリガ信号と完全に同期が取れ, しかも波形の読み出しジッタも極めて少ないことが特徴である.

4.2.2 回路の構成と性能

実際の回路は図 7 のように組まれている. 89.25 MHz の波形は, あらかじめ自動的に 508.58 MHz でサンプリングされた数値データが任意発生器にプログラムされており, 508.25 MHz をデータ読み出しクロック, 電子銃トリガをスタート信号として, 290 μ s の間発振を続ける. すなわち, 連続波ではなくバースト波である. この 89.25 MHz 中間信号の位相雑音を最小にするため, Q の非常に高い水晶フィルタ (バンド幅 ± 4.7 kHz) を通してから 32 通倍している.

次の図 8 は, この同期発振回路の位相雑音分布であ

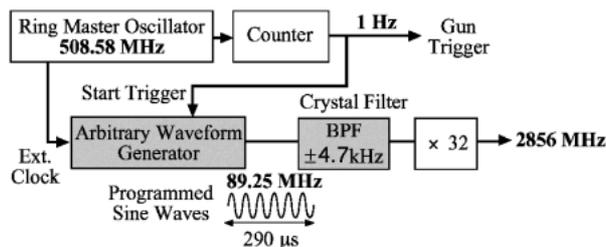


図 7 同期発振回路のブロック図.

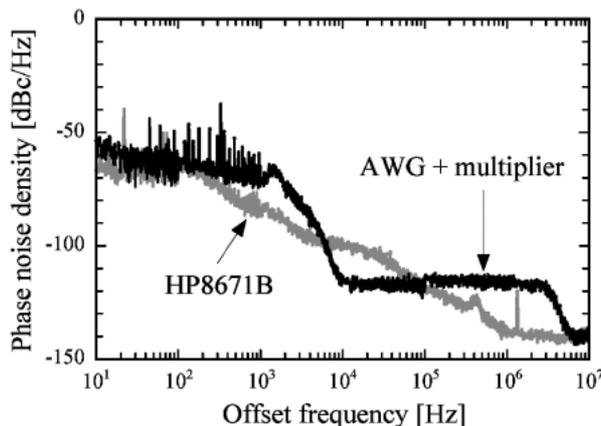


図 8 同期発振回路および旧システムで使用していた発振器 HP8671B の位相雑音特性^{7,10}.

る. オフセット周波数が 10 kHz までの低域の位相雑音は, AWG の雑音であり, 1 kHz から 10 kHz の間の減衰は, 水晶フィルタによるものである. 10 kHz から 10 MHz までの雑音は, 32 通倍回路が源であるが, 3 MHz 以上は, 2856 \pm 5 MHz のバンドパスフィルタにより減衰している.

得られた位相雑音分布から, ビームのタイミングジッタおよびビームエネルギー変動に寄与する相対的な位相変動を評価してみよう.

まず, タイミングジッタは 2.3 節の (3) 式により見積もられる. 位相雑音分布のデータを 1 Hz から 10 kHz まで積分して求めたタイミングジッタ δt_{rms} は 2 ps であった. 一方, 実際のビームトリガパルスと 2856 MHz 信号の間の相対的なタイミングジッタを, サンプリングスコープにより測定した結果は, 3.5 ps であった. 後者は 2856 MHz 信号の光ファイバ伝送系など全てを含む系での実測値なので, 計算より求めた値より大きくても不思議はない. これらの値は, 要求である 30 ps (全幅) 以下を十分に満足している.

ビームエネルギー変動に寄与する相対的な位相変動は, 2.3 節の (4) 式で与えられる. 実際に図 5 のデータを用いて積分を行うと, その値は 0.2° rms とな

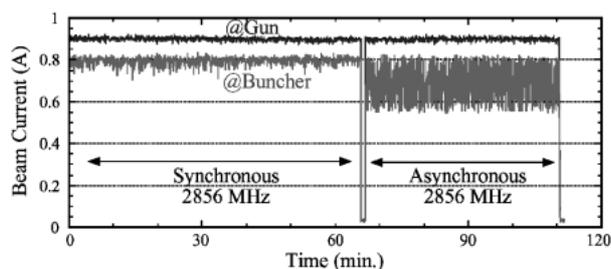


図9 シングルバンチビーム加速時のビーム電流安定度⁷⁾. 基準 RF 信号とビームパルスの同期性が、グラフ左側は同期、右側は非同期. 電子銃ビーム電流は常時安定で、同期の場合はバンチャ下流のビーム電流も安定である.

り、目標の 0.3° rms を下回った.

4.2.3 ビーム試験^{7,10)}

1 ns 1.8 A のビームを加速した場合の短期的なエネルギー安定度は、非同期の発振器 (HP8671B, 旧 HP 製) を使用した場合に 0.03%, 同期発振回路を使用した場合は 0.01% であった. このように、同期発振回路は大電流加速時のビームローディング変動抑制に効果的であることが分かる.

また、この新しい同期発振回路により、シングルバンチビームを安定に加速できる. SPring-8 リニアックの電子銃は、250 ps 幅の電子ビームを生成出来る. バンチャはこの電子ビームの一部を圧縮してシングルバンチを形成する. 図9は、ビーム電流の時間変動を電子銃出口とバンチャ出口で測定したものである. 新しい同期発振回路を用いた場合は、ビーム電流が安定していることがよく分かる. これはビームパルスと 2856 MHz が同期しているため、ショット毎にバンチとして捕獲される電荷量がいつも同じだからである.

4.3 ECS

4.3.1 ECS の原理と特性

ECS は、マイイツの H. Herminghaus らにより開発され¹⁶⁾、国内では東北大学で初めて導入された¹⁷⁾. その原理は次の通りである. ECS は、4 台の電磁石で構成されるシケイン (蛇行路) と、その下流の加速管とで構成される. 電子ビームがシケインを通過するとき、エネルギーが高めの電子は内寄りの軌道を、低めの電子は外寄りの軌道を走る. 従って、エネルギーの低い電子ほどシケインを通過する時間が長くなる. その結果、バンチ内のエネルギーの高い電子はバンチの前方向に、低い電子はバンチの後方向に移動し、バンチ長はそれだけ長くなる. そしてバンチの進行方向エネルギー分布は、前方が高いほぼ一定の傾き

をもつ. さて、シケイン下流のエネルギー変調用加速管では、このバンチがちょうど RF 電界がゼロクロスする位相に乗るよう、RF 位相を調整する. RF 電力が適正であれば、バンチの前方の電子は減速され、後方のエネルギーは加速され、しかも全体として、ちょうど電界がゼロクロスするタイミングの電子のエネルギーにそろえることが可能である. この原理から明らかのように、シケインは単にビームエネルギーの広がりを圧縮するだけでなく、エネルギー重心が変動しても、絶えず一定の値の近傍に補正する.

SPring-8 リニアックの場合、変調用加速管内の電界強度を 6.9 MV/m, シケインに入射する 1 GeV ビームのバンチ幅を 20 ps とする場合、全幅で 2% のエネルギー広がり、0.8% に圧縮される. また、この RF 電力では、圧縮されたエネルギー広がり、約 40° の RF 位相変化に対してほぼ一定である.

一方、ビームはゼロクロス位相近傍に乗っているため、RF 位相の変化 1° 当たりのビーム重心エネルギー変化は大きい. この例では E_m が約 20 MeV, 2.1 節 (2) 式により変化率を計算すると、約 0.35 MeV° であり、位相変動にとっても敏感である. すなわち、ECS でのビームエネルギー変動を 0.01% rms 以下に抑えようとする、許される RF 位相変動は 0.3° rms ととても厳しい.

4.3.2 ECS 励振系^{7,10)}

このように ECS 用のクライストロンを励振する RF の位相は、特に安定である必要がある. そこで ECS 用クライストロンのために専用の励振系を用意し、PLL 方式で RF 位相の安定化を図っている. 図10に示すように、120 m 長の同軸ケーブルで低電力の RF を伝送し、900 W 半導体増幅器で増幅し、移相器減衰器を経由してクライストロンを励振する. 一方、半導体増幅器の手前で RF 信号の一部を上流に戻す. RF 信号を ECS に送る回路と ECS から戻ってきた RF 信号が通過する回路には、それぞれステップモータ駆動の機械式移相器が入っている. 戻りの RF 信号は、同軸ケーブルに送り出した信号と位相比較して、その位相差が絶えずゼロになるよう、これら移相器を調節する. ここで使用した同軸ケーブルは比較的安価な SUHNER 社の SUCOFEED であり、位相温度係数は約 2 ppm (実測値) と、かつての位相安定化 SF ケーブル (三菱電線、製造中止) にせまる優秀な性能である. しかし、それでも 120 m のケーブル長があると、温度変化 1°C 当たりの位相変化量は 1.7° であり、ECS を励振するには PLL 無しで済ますことは出来ない.

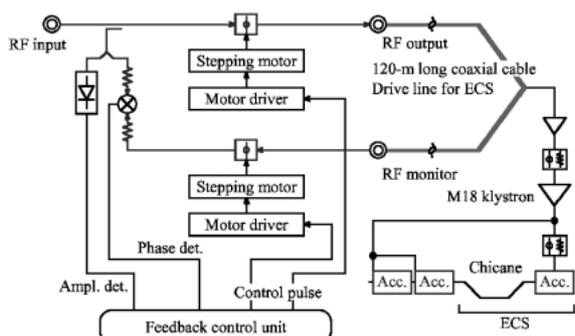


図10 ECS クライストロン専用ドライブ回路の PLL システム⁷⁾.

この励振系の位相安定性を測定したところ、PLL オンでは 0.1° rms の位相変動であり、オフの場合の $1/6$ に抑制されていた。

4.3.3 ビーム試験^{7,10)}

実際の ECS の効果は以下の通りである。

40 ns ビームを 350 mA の大電流で加速し、ブースタシンクロトロンへ入射した場合、エネルギー広がり は全幅で 3.6% もあり、ブースタシンクロトロンのアクセプタンス 2% よりかなり広く、ECS 無しでは著しいビーム損失がある。しかし、ECS を動作させるとエネルギー広がり は 1.4% まで圧縮されて、ビーム損失は大きく改善され、約 2 倍の電流をシンクロトロンに入射することが出来た。

前述したように、ECS はビームエネルギーの変動も補償する。4.2 節で述べた同期発振回路を使用せず、非同期的ままで 1.9 A の 1 ns ビームを加速した場合、ECS を動作させなければエネルギー変動は 0.06% rms であった。一方 ECS が動作した場合は変動は 0.02% rms にまで抑制された。さらにビーム電流が 200 mA なら、エネルギー変動は 0.01% rms 以下であった。

図11は、2004 年に測定された ECS の効果を示す一例である¹⁸⁾。トップアップ入射中に発生したクライストロン変調器の電圧降下によるエネルギー変動が、ECS により完全に補正されて、安定なエネルギーを維持している。このように、RF 位相さえ安定なら、ECS は最終エネルギーの安定化に極めて有効である。

ただし、最終エネルギーは安定化されても、加速途中のエネルギーが変動すると、同じく途中のビーム軌道も変動するため、最後のビーム輸送路で軌道が変動し、入射効率が安定しないことも起こる。

5. ビームモニタ

ビームモニタそのものがビームを安定化する訳では

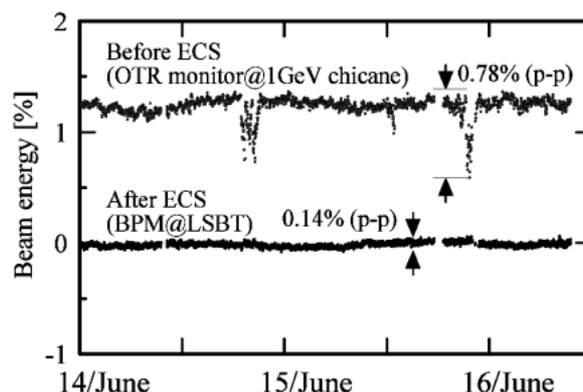


図11 トップアップ入射中のビームエネルギー変動¹⁸⁾。ECS シケイン中央部の OTR モニタで観測されるエネルギー変動 (上) は、ECS によって完全に補正されている (下)。

ないが、安定度の評価、不安定を起こしている部分やその原因を明らかにするためには極めて重要である。ここでは特に重要なビームエネルギーモニタおよびビーム位置モニタについて簡単に説明する。

5.1 ビームエネルギーモニタ¹⁹⁾

我々は、特に薄くてビームへの影響を無視できる OTR スクリーンモニタを、ECS シケインの中央 (分散: 1 m) に挿入し、ビームスポットの位置と形状からエネルギーとその広がりを測定している。

スクリーンは、 $12.5 \mu\text{m}$ 厚のカプトンフィルムに $0.4 \mu\text{m}$ のアルミを蒸着してあり、図のように四角いフレームにスプリングでしっかりと張られている。大口径のテレセントリックレンズを装着した CCD カメラは、ビームがスクリーンを通過する際に発生する遷移放射 (OTR) 光をとらえ、ビデオ映像に変換する。ソフトウェアは、そのビデオ映像を自動的に解析して、ビームスポットの位置と広がり、すなわちエネルギー重心値と広がりを求め、データベースに記録する。

実測によれば、1 GeV ビームのエミッタンスは $5 \times 10^{-8} \pi \text{ mrad}$ であったが、この OTR を通過した場合は、 $5 \times 10^{-7} \pi \text{ mrad}$ であった。このエミッタンス増加は、ブースタシンクロトロンや NewSUBARU への入射に関する限り、問題にならない量である。そのため、通常リニアック運転中はこのスクリーンを常時入れたままにしている。

5.2 ビーム位置モニタ (BPM)²⁰⁾

SPring-8 リニアックで採用している BPM は、静電型ストリップライン型である²⁰⁾。リニアックのほぼすべての Q 電磁石およびビーム輸送路の分散部に入れており、計 41 台である。信号処理回路系は以下の特徴を有する。

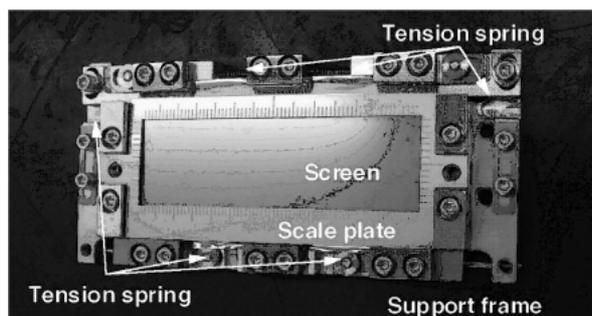


図12 ESC用のOTRスクリーンモニター。

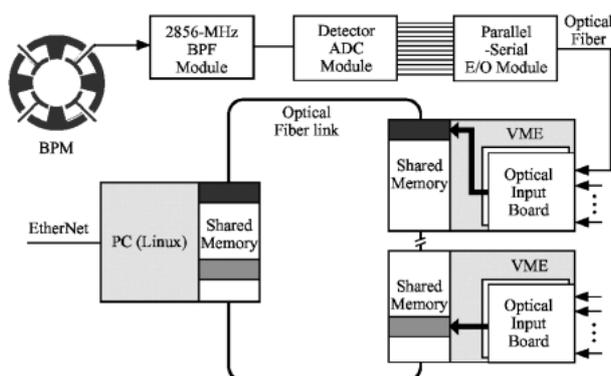


図13 BPMデータ処理回路およびデータ収集系。

- ダイナミックレンジの広い、対数検出法を採用。
- 共有メモリを持つVMEデータ収集系を持ち、全BPMデータはビームに同期して取り込むことが出来る。

対数検出法を採用しているのは、例えば1 ns ビームの電流範囲は20 mA から2 A と、広い範囲の測定を要求されているからである。

全体の回路構成は、図13の通り。BPMからの短い双極性パルスを、2856 MHzのバンドパスフィルタにより2856 MHzのバースト波に変換し、対数検波増幅用ICによって電圧に変換後、すぐにAD変換されてデータ収集系に送られる。この回路のダイナミックレンジは45 dB、最小分解能は対数検波回路の雑音で決定され、その雑音レベルは $16 \mu\text{m rms}$ 相当である。

リニアックの変動を性格に把握するためには、ショット毎に変動するビーム軌道を確実にとらえる必要がある。BPMデータに異なるショットのビーム軌道が混合してはならない。一方、データ収集系はリニアックにそって分散している複数のVMEシステムで構成される。そのため、図13のように共有メモリをVMEシステムに搭載し、外部トリガに同期して各VMEが取得したデータを、一括して上位系に転送で

きるようにした²¹⁾。

このシステムにより、ビーム繰り返し1 ppsなら全ビームをほぼ取りこぼし無くデータ収集ができる。

6. ビームの自動制御

6.1 ビーム軌道安定化

前述したドライブラインの位相変動などもあり、リニアックの長期的な安定度はまだ十分とは言えず、NewSUBARUの入射効率には長期変動が見られた。そこで、BPMを利用して、以下のフィードバック自動制御を導入した⁹⁾。

- 3カ所のビーム輸送路でビーム位置の安定化。
- ECSのRF位相を調節しビームエネルギーの安定化。

まず、ビーム位置の安定化である。リニアックでは1台のBPMに対しその直近上流に少なくとも1台のステアリング電磁石が配置されている。1台のステアリング電磁石だけでは、下流の1台のBPMでの位置補正のみ行うことができ、その点でのビーム角度までは補正できない。そのため、SPring-8リニアックでは、ビーム位置およびビーム角度の双方を補正できるように、ドリフト空間の上流にステアリング電磁石2台、下流にBPM2台を設ける軸調整用区間が3カ所用意されている。具体的には以下の3カ所、すなわち、初段加速管下流、ECS用シケイン電磁石直後、およびNewSUBARUへの輸送路の途中である。尚、NewSUBARU輸送路の上流部には、電流制限用のスリット(幅1 mm)が設けてあり、このスリットからビームが外れないようにするためには、ECS下流でのビーム位置安定化は不可欠である。

2台のBPMで測定されたビーム位置が目標ビーム位置からずれている場合、そのずれが小さくなるように、2台のステアリング電磁石位置でのキック角を計算し、励磁電流を設定する。その際、許容されるビーム位置変化の幅、即ち窓の大きさは、 $\pm 30 \mu\text{m}$ であり、この範囲を超えるとフィードバック制御が動作する。この窓の値は、BPMの分解能($16 \mu\text{m rms}$)を考慮して設定した。図14はECS直後におけるビーム位置フィードバック制御の様子である。BPM二台のデータを参照し、すぐ上流の二台のステアリング電磁石が制御され、これら二台のBPMでの水平方向ビーム位置が三週間にわたり安定化されていることがよく分かる。

一方、ビームエネルギーは、ブースタシンクロトロンあるいはNewSUBARUへの輸送路途中の分散部に設置されたBPMにより測定される。プログラム

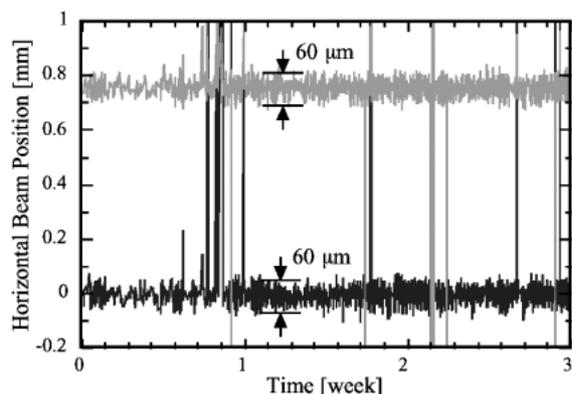


図14 フィードバック制御によるビーム位置安定化の例。下が ECS 直後の上流側 BPM，上が同じく下流側 BPM における水平方向ビーム位置。

は、測定されたエネルギー値を参照しながら ECS の RF 位相を調節し、エネルギーを安定化する。その際許容するエネルギー変動の幅は $\pm 0.03\%$ である。この窓の値は、短期的エネルギー変動量 ($0.01\sim 0.02\%$ rms) を考慮して設定した。実際に、自動エネルギー制御を行った結果、ビームエネルギー変動は約 0.02% rms であった。

6.2 自動調整

リニアック上流のクライストロンあるいは変調器の不調が発生した際、待機しているクライストロンを加速に使用すると、位相調整やビーム軌道調整が必要になることがある。このような場合に速やかに調整が完了するよう、自動化を推進している。

自動位相調整⁹⁾は、すでに位相の粗調は完了しているとして、短時間に RF クレストを探し出すプログラムである。第2章に述べたように、出来るだけ高精度に位相調整しておくことは、ビームエネルギー安定性を維持するためには不可欠である。

具体的な調整方法であるが、クライストロンの位相を変化させて BPM データを読み込み、測定データの微係数を一次関数でフィットしてその値がゼロになる位相を求めている。

通常、クライストロン1本辺りの実行時間は、最短で2分ほどである。最適位相値の誤差は、ビームエネルギー測定を5回繰り返すことで小さくでき、その場合の標準偏差は、例えば約 0.3 度であった。尚、自動位相調整中または後のビームエネルギー変化は ECS により補償され、その結果入射ビームエネルギーは絶えず安定化されているため、ビーム入射中でも入射効率にほとんど影響することなく自動位相調整が可能である。

7. さいごに

以上、SPring-8 リニアックで行われた安定化について述べたが、込み入っているのでもう一度まとめておきたい。

目標とするビームエネルギー安定度を 0.01% rms として各部を改良するが、全体を運転するときのエネルギー安定度は 0.03% rms 以下とする。

1) 機器の改良による安定化

- 室温、冷却水温の安定化、RF 源の改良により、RF の振幅および位相を安定化した。
- 同期発振回路を開発し、リング RF 基準信号、リニアック RF 基準信号、電子銃トリガ信号を同期させた。これにより、ビームローディングを安定化させ、結果としてビーム電流およびエネルギーを安定化した。
- ECS を導入して、エネルギーの広がりを小さくし、かつ RF 源に変動が起こったような場合のビームエネルギー変動を抑制した。

以上の安定化の結果、ビームエネルギー安定度は、例えば 1 ns ビームを 200 mA 加速した場合、短期的には 0.01% rms の変動である。

2) フィードバックによる自動制御

わずかに残る室温変動などを原因とする長期的な変動を抑制するため導入した。

ビーム位置安定化は3カ所のビーム輸送路で行い、許容される位置変動は ± 30 μm である。また、ECS の RF 位相を微調してエネルギーも安定化をはかり、許容されるエネルギー幅は $\pm 0.03\%$ である。以上の結果、リニアック終端での長期的な変動は、ビーム位置は 30 μm rms、エネルギーは 0.02% rms 程度である。

SPring-8 リニアックの安定性および信頼性が、以上述べたリニアック本体の改良だけで向上したわけではない。制御系の改良²²⁾によって、より緻密な制御が快適に行えるようになり、精細なビームや機器の診断が可能になったことも大きく貢献している。

また本解説では触れなかったが、リニアック入射部からの暗電流の抑制も、ビームの高品質化にはとても重要であり²³⁾、現在も進行中である。

リニアックの安定化に当たっては、熊谷加速器部門長を始め、多くの加速器部門スタッフの厚いご支援をいただいた。特に同期発振回路の開発は、円型加速器グループと共同で行った。BPM のデータ処理系構築およびリニアック制御系の改良は、そのほとんどを制御グループに負っている。クライストロン変調器の改

良にあたっては、東芝電波プロダクツ株式会社に無理をお願いした。

この安定化の作業は、リニアックグループ全体で遂行したが、特に、安定度の計測・解析と同期発振回路系および ECS の開発は安積隆夫氏が、ドライブラインの安定化は鈴木伸介氏が、BPM の開発とその自動制御への応用は柳田謙一氏が主導した。この解説を書いている私は、ただ全体をとりまとめただけである。

グループを代表し、ご協力頂いた全ての方々への深謝を記して、終わりとしたい。

参考文献

- 1) 田中 均, 他, “SPring-8 におけるトップアップ運転の現状と今後の課題—理想の放射光光源を目指して—”, 放射光 **18-2**, 57 (2005).
- 2) H. Hanaki et al., “Enhancements of Machine Reliability and Beam Quality in SPring-8 Linac for Top-Up Injection into Two Storage Rings”, PAC2005, Knoxville, USA.
- 3) 鈴木伸介, 他, “SPring-8 Top-Up 運転に向けた線型加速器の対応”, 第 30 回リニアック技術研究会予稿集, 2005, 鳥栖.
- 4) T. Asaka et al., “Stabilization of the rf system at the SPring-8 linac”, Nucl. Instr. and Meth. **A488**, 26 (2002).
- 5) 榊 泰直, 他, “電子線型加速器のビームエネルギーの総計的解析とその制御”, 計測自動制御学会論文集 **35-10**, 1283 (1999).
- 6) T. Asaka et al., “Performance of the Energy Compression System at the SPring-8 Linac”, EPAC2002, Paris.
- 7) T. Asaka et al., “Method for stabilizing beam intensity and energy in the SPring-8 linac”, Nucl. Instr. and Meth. **A516**, 249 (2004).
- 8) Y. Kawashima et al., “New synchronization method of arbitrary different radio frequencies in accelerators”, Phy. Rev. Special Top. Accelerator Beams **4**, 082001 (2001).
- 9) 柳田謙一, 他, “SPring-8 線型加速器の自動ビーム位置補正及び自動位相調整”, 第 30 回リニアック技術研究会予稿集, 2005, 鳥栖.
- 10) 安積隆夫, “大型電子線型加速器の安定化に関する研究”, 京都大学博士論文 (2004).
- 11) H. Hanaki et al., “Beam Stabilization in The SPring-8 Linac”, APAC2004, Gyeongju, Korea.
- 12) 廣田真生, 他, “SPring-8 線型加速器における高周波励振部の安定化”, 第 27 回リニアック技術研究会予稿集, 2002, 京都.
- 13) T. Sakamoto et al., KEK ATF Internal Report, ATF-98-8 1998.
- 14) 本間博之, 他, “ディキューイング回路の改善”, 第 24 回リニアック技術研究会予稿集, 1999, 札幌.
- 15) 栗木雅夫, 他, “1.5 GeV S-band ライナックのエネルギー安定化”, 第 25 回リニアック技術研究会予稿集, 2000, 姫路.
- 16) H. Herminghaus et al., “Design, Construction and Performance of the Energy Compression System of the Mainz 300 MeV Electron Linac”, Nucl. Instr. and Meth. **113**, 189 (1973).
- 17) M. Sugawara et al., “Performance of an Energy Compression System for the Tohoku 300 MeV Linac”, Nucl. Instr. and Meth. **153**, 343 (1978).
- 18) S. Suzuki et al., “Improvements of SPring-8 Linac towards Top-up Operation”, EPAC2004, Lucerne, Switzerland.
- 19) 安積隆夫, 他, “ビーム透過型薄膜スクリーンモニターの開発”, 第 27 回リニアック技術研究会予稿集, 2002, 京都.
- 20) K. Yanagida et al., “Installation of the SPring-8 Linac BPM System”, LINAC2002, Gyeongju, Korea.
- 21) T. Masuda et al., “Data Acquisition System with Shared Memory Network”, ICALEPCS 2001, San Jose, USA.
- 22) T. Masuda et al., “Upgrade of Linac Control System with New VME Controllers at SPring-8”, ICALEPCS 2001, San Jose, USA.
- 23) T. Kobayashi et al., “Dark Current Reduction System for SPring-8 Linac”, EPAC2004, Lucerne, Switzerland.

補足

A. 位相雑音について^{1,2)}

A.1 雑音ベクトルと位相変調

発振器から出力されたマイクロ波のスペクトルを観測すると図 A1 のように中心周波数 carrier frequency f_c の両側にスペクトルの広がりが見られる。これらの原因は雑音であり、主信号 f_c は位相変調や振幅変調を受けている。通常、 f_c の両側 $f_c \pm f_m$ に観測される雑音電力密度 (W/Hz) は等しい。

まず理解を容易にするために、周波数 f_c で回転する電力 C の主信号ベクトル \mathbf{C} と、周波数 $f_c + f_m$ で回転する 1 Hz 当たりの微小雑音ベクトル $d\mathbf{n}$ を考える。その電力は、 $d\mathbf{n}$ (W/Hz) である。この時、二つのベクトルは図 A2 のような関係にあり、角速度 ω で回転する主信号ベクトル \mathbf{C} の先端で雑音ベクトルが相対角速度 ω_m で回転しており、そのために位相変調と振幅変調が生じている。

詳細は省略するが、計算に依れば、周波数 $f_c + f_m$ の雑音ベクトルであっても、位相変調成分および振幅変調成分ともに、 f_c の両側 $f_c \pm f_m$ にそれぞれ $d\mathbf{n}/4$ ずつ電力を分散させることが分かる。

また、この時位相変調の rms 値 $d\theta_{rms}^+$ は図 A2 から明らかのように、

$$d\theta_{rms}^+ \approx \sqrt{dn/2C}.$$

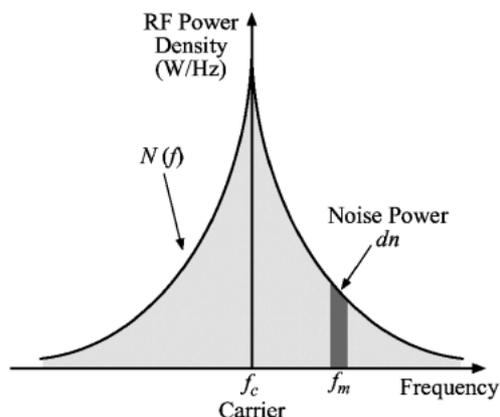


図 A1 マイクロ波の電力密度分布.

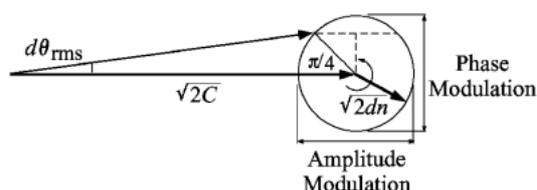


図 A2 微小雑音ベクトルによる主信号の振幅変調と位相変調.

実際の発振器では、前述したように f_c の両側 $f_c \pm f_m$ に観測されるノイズ電力密度は等しい。すなわち、 $f_c - f_m$ の雑音ベクトルが造る電力密度も考慮する必要がある。 $+f_m$ と $-f_m$ の雑音ベクトルは互いに無相関 (incoherent) であるから、両側波帯をあわせた位相変調の rms 値 $d\theta_{rms}^{\pm}$ は $\sqrt{2}$ 倍となる。即ち、

$$d\theta_{rms}^{\pm} \approx \sqrt{2dn/C}.$$

A.2 位相雑音の定義

上記の議論では単に周波数 $f_c + f_m$ に雑音がある場合の位相変調を取り扱った。現実には図 A1 のように雑音が主信号の周辺に広く分布する。この全雑音電力密度を $N(f)$ 、考慮の対象としたい f_m の周波数範囲を $f_1 \sim f_2$ とする。このとき、 $f_1 \sim f_2$ の雑音が寄与する位相変動 $\Delta\theta$ について考える。ただし、 $\Delta\theta$ は上記の近似が成り立つ程度に小さいとする。

各周波数の微小ノイズベクトル dn_1, dn_2, \dots は、互いに無相関であるから、前節の議論と同様に、位相変調に寄与する雑音電力のみが位相変動を与えようと考えればよい。すなわち、

$$(\Delta\theta_{rms})^2 = \int (d\theta_{rms})^2 = \int dn/C = \frac{1}{C} \int_{f_1}^{f_2} N(f_c + f) df.$$

さて、位相雑音の定義であるが、よく似た定義が二つある。すなわち SSB 位相雑音および位相雑音密度

である。これら二つを混同している記述も見られるので、十分な注意が必要である。

1) SSB 位相雑音

習慣的に、位相雑音電力密度分布の片側のみ、つまり $f_c < f$ の範囲のみを考え、

$$L(f) \equiv \text{位相雑音電力密度/主信号全電力}$$

として規格化される関数を SSB (Single Side Band : 単側波帯) 位相雑音と呼び、関数 $L(f)$ で表す。この時の f は、 f_c からのオフセット周波数であり、 $L(f)$ の単位は dBc/Hz が普通である。すでに見てきたように、位相雑音電力は全雑音電力の半分であるから、 $L(f) = N(f_c + f)/2C$ である。すなわち、

$$(\Delta\theta_{rms})^2 = 2 \int_{f_1}^{f_2} L(f) df.$$

尚、スペクトラム・アナライザで測定される周波数分布は、縦軸が設定されたバンド幅当たりの電力で表示されるなど、 $L(f)$ そのものではないので、注意がいる。スペクトラム・アナライザによっては、測定結果を $L(f)$ に変換する機能を有する。

2) 位相雑音密度

より直接的に位相雑音を定義する位相雑音密度 $S(f)$ もよく使用される表現である。これは雑音電力密度 $N(f_c + f)$ と $N(f_c - f)$ が寄与する 1 Hz あたり位相変調 rms 値の自乗 ($d\theta_{rms}$)² で定義される。すなわち、

$$S(f) \equiv (d\theta_{rms})^2 (\text{rad}^2/\text{Hz}),$$

$$(\Delta\theta_{rms})^2 = \int (d\theta_{rms})^2 = \int_{f_1}^{f_2} S(f) df.$$

従って、発振器が高性能で位相変動 $\Delta\theta$ が十分小さい、すなわち $\Delta\theta \ll 1$ の場合は、

$$S(f) = 2L(f)$$

の関係がある。ファクター 2 は、 $L(f)$ が単側波帯、 $S(f)$ は両側波帯の位相雑音を定義していることから生じている。

最も一般的な、ダブルバランスドミキサと高純度発振器を使用して被測定発振器の位相雑音を測定する方法は、直接 $S(f)$ を求めるものである。

参考文献

- 1) W. P. Robins, "Phase noise in signal sources", Peter Peregrinus Ltd., 1982.
- 2) E. Ezura, "Characterization and Measurement of Frequency Stability", KEK Report 2000-6.