

DESIGN, CONSTRUCTION, AND TEST OF THE DRIFT TUBE LINAC CAVITIES FOR THE NEW INJECTOR RILAC2

Kenji Suda*, Kazunari Yamada, Naruhiko Sakamoto, Shigeaki Arai, Yoshiaki Chiba, Osamu Kamigaito, Masayuki Kase, Yutaka Watanabe,

RIKEN Nishina Center for Accelerator-Based Science,
2-1 Hirosawa, Wako-shi, Saitama, 351-0198

Abstract

Drift Tube Linac cavities for the new injector RILAC2 for RIKEN RI-Beam Factory have been designed, constructed, and tested. The structure of the cavities was based on the quarter-wavelength resonator. A direct coupling scheme was adopted for the RF amplifier to save the construction cost and space for the equipments. Detailed design of the cavity and amplifier was required, because this coupling scheme changes the resonant frequency by about 300 kHz. Detailed design scheme of the cavity and amplifier using 3D-electro magnetic (EM) calculations and the results of low- and high-power tests will be described.

新入射器 RILAC2 の Drift Tube Linac 空洞の設計・製作・試験

1. 新入射器 RILAC2

理化学研究所の RI ビームファクトリー (RIBF) [1] では、これまで重イオンビームの入射器として RILAC (RIKEN heavy ion linear accelerator) [2] が用いられてきた。RILAC は、一方で超重元素探索実験においても使用されるため、RIBF と同時に実験を行えないという問題があった。そこで、RIBF の稼働時間を最大にすることを目的として新入射器 RILAC2 が建設された [3, 4, 5, 6, 7]。RILAC2 は、質量電荷比 $M/q \sim 7$ の重イオン ($^{238}\text{U}^{35+}$, $^{124}\text{Xe}^{20+}$ 等) を核子あたり 0.665 MeV まで加速し、荷電変換を行うことなく理研リングサイクロトロン (RRC) へ入射する。RIBF ではビーム強度の目標値を $1 \mu\text{A}$ に設定しているが、28 GHz の超伝導 ECR イオン源 [8, 9, 10] を導入することで、 ^{238}U ビームの強度を現在の 100 倍 ($\sim 80 \text{ pA}$) にすることができると期待される。この文書では、RILAC2 の加速システムで用いられる Drift Tube Linac (DTL) の空洞の設計、および、ハイパワー試験について記述する。

2. DTL 空洞の仕様

3 台の DTL 空洞は 36.5 MHz の固定周波数であり、形状は $\lambda/4$ 型である。DTL3 のモデルを図 1 に示す。各空洞は、外筒、内筒、ドリフトチューブ、容量型カプラー、容量型チューナーから構成される。必要ギャップ電圧は、DTL1, DTL2, DTL3 について、順に 110, 210, 260 kV である。設計パラメータを表 1 にまとめた。設置場所の部屋の高さ、および、壁までの距離が限られていることから、空洞の高さは 3 m 以内、直径は約 1 m 以内に収める必要があった。真空管アンプには、Eimac 製の真空管 4CW50000E を用いた。アンプの最大出力は、DTL1-3 につき、それぞれ最大出力 25, 40, 40 kW である。このアンプの最大の特徴は、DTL 空洞へ直接的に結合させる方法を採用したことにある。それにより、従来のスタブを用いて入力インピーダンスを 50Ω に変換する場合と比べて、建設コストが下がり、アンプを小さく設計で

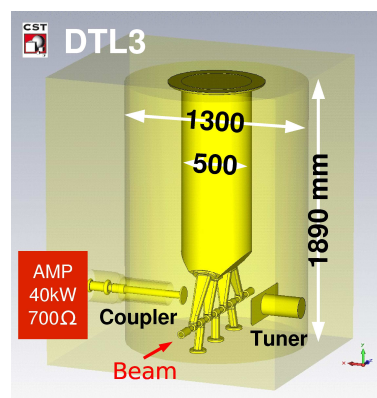


図 1: DTL3 のモデル。

きる。しかし、真空管の静電容量、および、同軸線路のインピーダンスと長さも考慮して入力インピーダンスを整合させる必要がある。プレート電源からみたインピーダンスは、真空管の動作に最適な 700Ω とすることが目標となった。また、アンプの直接結合は、共振器の共振周波数も大きく変化させてしまうため (約 300 kHz)、両者の詳細な設計が必要であった。

特に、チューナーの周波数調整範囲は、DTL3 の場合で $\pm 220 \text{ kHz}$ ($\pm 0.6\%$) であり、その範囲内で十分に調整可能とするため、空洞単体の周波数をその 6 分の 1 の精度 ($\sim 73 \text{ kHz}$, $\pm 0.2\%$) に収める必要があった。また、アンプの最大出力が決まっているので、必要なギャップ電圧を達成するため、空洞のシャントインピーダンスが $1.1 \text{ M}\Omega$ 以上となるようにする必要もあった (DTL3 で Q 値が 75% と仮定した場合)。これらの条件を満たすよう、図 2 のような設計・製作の手順を採った。まず、空洞の形状を仮に決定し、現実的な大きさに合わせてカプラーを設計する。そして、空洞単体の周波数、および、空洞にアンプを取り付けた状態での周波数を計算する。後者が目標の 36.5 MHz となり、かつ、真空管から見た入力インピーダンスが目標値となるよう、これらの手順

*ksuda@ribf.riken.jp

表 1: DTL の設計パラメータ

| Resonator | DTL1 | DTL2 | DTL3 |
|---------------------------|-------|-------|-------|
| Frequency (MHz) | 36.5 | 36.5 | 36.5 |
| Duty (%) | 100 | 100 | 100 |
| Mass-to-charge ratio | 7 | 7 | 7 |
| Input energy (keV/u) | 100 | 220 | 450 |
| Output energy (keV/u) | 220 | 450 | 680 |
| Diameter (m) | 0.8 | 1.1 | 1.3 |
| Height (m) | 1.320 | 1.429 | 1.890 |
| Gap number | 10 | 10 | 8 |
| Gap length (mm) | 20 | 50 | 65 |
| Gap Voltage (kV) | 110 | 210 | 260 |
| Drift tube aperture (mm) | 35 | 35 | 35 |
| Peak surface field (MV/m) | 8.9 | 12.3 | 13.7 |
| Synchronous phase (°) | -25 | -25 | -25 |
| Input power (100% Q: kW) | 5.1 | 13.4 | 15.4 |
| Power amp. (Maximum: kW) | 25 | 40 | 40 |

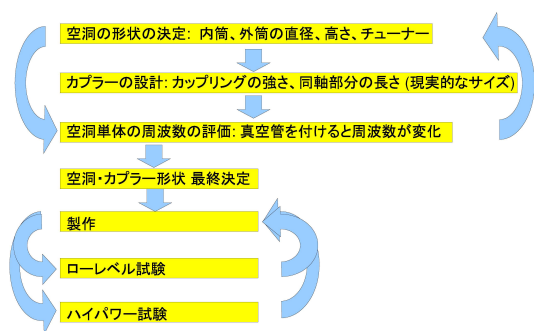


図 2: DTL 空洞、および、アンプの設計・製作手順。

を繰り返す。その後、空洞とカプラーを製作し、ローレベル試験を行う。問題があれば部品の手直し等を行い、試験を繰り返す。次に、ハイパワー試験を行い、同様に問題を洗い出す。なお、DTL3の空洞は、コスト削減のため、既存のCSM空洞を改造して作られ、その他の空洞は新規に製作された。以下、(1)設計、(2)ローパワー試験、(3)ハイパワー試験について述べる。

3. DTL 空洞の設計

空洞の設計は、CST社の3次元電磁場解析ソフトウェアMicrowave Studio 2009 (MWS)を用いて行った。我々にとって、MWSを用いた設計は初めてであったので、DTL3の元となるCSM空洞が既存であることを利用して、実機との比較によりMWSの計算精度を検証した。MWSの固有モードソルバーを用いて、空洞の共振周波数を計算した。比較の対象となる実機は、CSM空洞のステムとドリフトチューブを、DTL3のそれと交換したものを用いた。計算では、全体のメッシュ数を500万にして適度な計算時間(～6.5時間)に収めつつ、計算精度を上げるため、ギャップ部分のビーム軸方向においてメッシュのステップを5mmと、他の部分よりも細かくした。CSM空洞が周波数可変である利点を活かし、ショート板の位置を変えつつ空洞の共振周波数を測定し

た。実測と比較して、計算値は0.15%程度低いが、十分な計算精度であることがわかった。

カプラーも含めた設計を行うには、カプラーからみたインピーダンスを計算する必要があるが、その目的のために、MWSの周波数ドメインソルバーを用いた。計算結果を検証するため、CSM空洞に元々使われていた50Ω系のカプラーと同軸管を用いて測定したデータと比較した(図3)。測定時の条件は、空洞単体の周波数

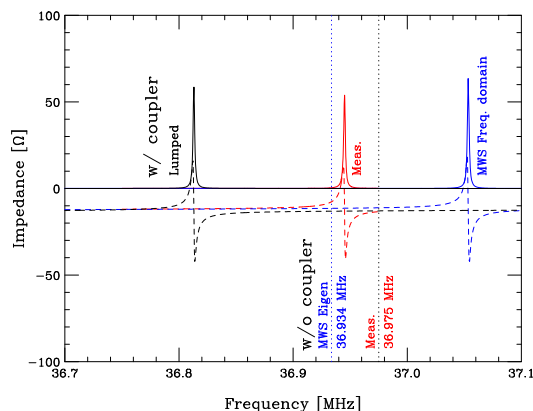


図 3: 入力インピーダンスの計算と実測の比較。50Ω系カプラーと同軸管を用いた場合。実線はインピーダンスの実数部分、破線は虚数部分を表す。

を36.975 MHzとした。50Ω系カプラーを取り付けた時のインピーダンスの実測値を図中に赤線で表している。実線はインピーダンスの実数部分、破線は虚数部分を表す。カプラーを付けると、共振周波数は30kHz低下した。周波数ドメインの計算結果は、インピーダンスの振る舞いが実測とほぼ一致していることを示していることから、MWSの周波数ドメインソルバーの計算をカプラーの設計において信用することができる。ただし、共振周波数は37.053 MHzとなり、実測よりも108kHz高い。一方、固有モードソルバーでは、カプラーを付けない場合に36.934 MHzとなり、実測との差は41kHzである。したがって、周波数の絶対値に関しては、より精度が高い固有モードソルバーを用いるべきであることが分かった。

もう一つの重要な比較として、集中定数回路の計算を同図にプロットした。カプラーを付けた場合の周波数変化量は-165kHzであり、実測と大きく異なっている。この違いは、カプラーの静電容量が空洞の内部の容量を変えることから来るのではないかと推測される。

カプラーを空洞に取り付けた状態(図1)での周波数ドメインソルバーの計算結果を、図4に示す。MWSでは容量を含めた計算を行うことが困難であったため、計算結果には真空管の並列容量は含まれていない。代替手段として、700Ωから集中定数の方法で真空管の並列容量を除いた値を目標値とした。カップリングの強さを変えて何種類か計算を行い、カップリング円板の直径を130mmに決定した。同様に、実測値を図5に示す。計算よりも若干カップリングが弱かったが、カプラーのストローク(±20mm)をほぼいっぱい使うことで、目標としたインピーダンスを達成することができた。その後、カプラーのストロークに余裕を持たせるため、カブ

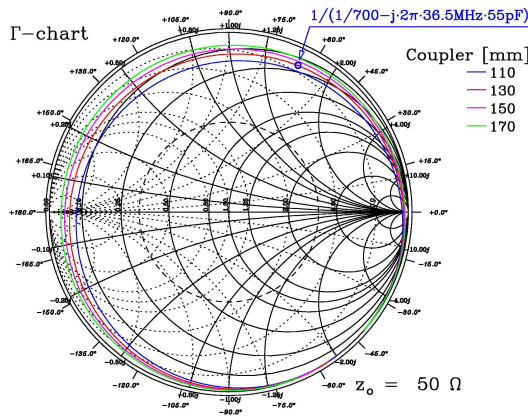


図 4: DTL3 のカプラーからみた入力インピーダンスのスミスチャート (MWS による計算)。アンプの真空管を含んでいない。青丸は、真空管の並列容量を含めない場合の目標値を表す。

ラー円板の直径を 135 mm に変更した。

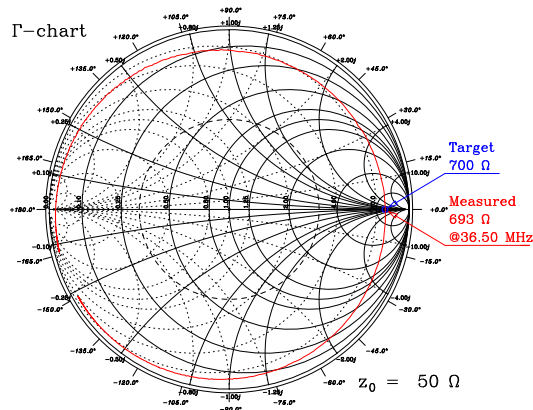


図 5: DTL3 のカプラーからみた入力インピーダンスの実測値をスミスチャートで表したものの。アンプの真空管を含んでおり、目標値に近い値を達成している。

図 6 は、図 4 の計算結果をインピーダンスで表したものである。ただし、この図のみカプラー円板の直径を 130 mm から 135 mm へ変更している。黒線は、真空管の容量を含んでいない計算を表し、赤線は、集中定数の方法を用いて真空管の容量を加えたものを表す。実インピーダンスは、ほぼ 700 Ω となっている。固有モードソルバーの計算では、カプラーを付けた場合の周波数変化量は -290 kHz である。図 7 は、インピーダンスの実測値を表す。カプラー円板の直径は 130 mm である。インピーダンスの振る舞いは、図 6 の計算値と良く似ており、MWS 計算の有効性を示している。カプラーを付けた場合の周波数変化量は -288 kHz であり、計算値と大変良く一致している。

4. ローパワー試験

DTL 空洞の無負荷 Q 値、および、シャントインピーダンスを測定し、計算値と比較した (表 2)。シャントインピーダンスは、ビードプル法を用いて加速電場を測

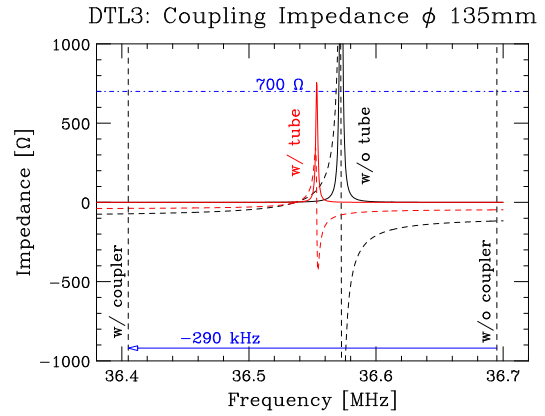


図 6: DTL3 のカプラーからみた入力インピーダンス (MWS による計算)。黒線は、アンプの真空管を含んでいない計算結果。実線と破線の意味は図 3 と同様。赤線は、集中定数の方法を用いて真空管の容量を加えたものを表す。

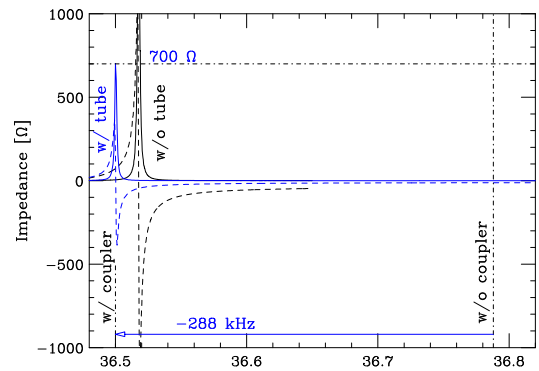


図 7: DTL3 のカプラーからみた入力インピーダンスの実測値。黒線はアンプの真空管を含んでおらず、青線は含んでいる。

定し、その結果を解析して求めた^[6]。無負荷 Q 値につ

表 2: DTL 空洞の無負荷 Q 値、および、シャントインピーダンス。

| Cavity | DTL1 | DTL2 | DTL3 |
|---------------------------------|--------|--------|--------|
| Q ₀ (calc) | 17500 | 23830 | 28800 |
| Q ₀ (meas) | 13000 | 20350 | 22500 |
| Q ₀ (meas/calc) | 74% | 85% | 78% |
| R _s (calc) [MΩ] | 1.13 | 1.66 | 2.19 |
| R _s (meas) [MΩ] | 0.94 | 1.65 | 1.72 |
| R _s (meas/calc) [MΩ] | 83% | 99% | 79% |
| Dissipation Power [kW] | 6.5 | 13.4 | 19.6 |
| Frequency range (calc) [MHz] | ±0.650 | ±0.661 | ±0.221 |

いては、実測と計算値の比は 74%–85% となっている。シャントインピーダンスは、本来、Q 値の比と同等になるはずであるが、DTL1、および DTL2 については、Q 値の比に対して、それぞれ、9%、および、14% ずつ高くなっている。恐らく、測定時の条件が悪く測定誤差が

大きいものと考えられる。ギャップ電圧を精度良く較正するには、実際にビームを加速してエネルギーを測定することにより行わなければならない。そこで、今後、そのような測定を行う予定である。

5. ハイパワー試験

DTL3は、前述のように既存のCSM空洞の改造により作られ、他の空洞より工程が進んでいたため、比較的早く、2009年12月にハイパワー試験を行うことができた。この試験では、真空管アンプの動作を確認しつつ、実際に電力を空洞へ供給して励振した。最初は、マルチバクタリングによる電力の全反射が起きたので、パルスモードによるコンディショニングを1日間行ったところ、空洞にパルスが入るようになった。その後、CWモード(全反射)に切り換えて、引き続きコンディショニングを行った結果、ギャップ電圧は200kV程度まで達した。この際、プレート電圧が10kVから7kV程度まで下がって電源が落ちる現象が起きたため、トランスのタップを変えて電圧を11kVへ上げた。続いて、DTL1、および、DTL2の空洞の完成を待って、それらの試験を2010年1月に行った。CWモードによるコンディショニングによって、DTL1は5時間程度で定格運転を達成、DTL2は200kV程度までギャップ電圧を上げることができた。これらの試験において、アンプは、ほぼ期待通りに動作して、大きな問題は発見されなかった。しかし、その構造の細かい点において改良すべき点が見つかった。例えば、カプラーの軸は大気側からネジ止めされていて、真空力で引かれて固定されるようになっているが、ぐらつき防止のため、また、空洞を大気にした時の抜け防止のために固定治具を追加することにした。また、アンプに使われていた真鍮継手を、冷却水による腐食に強いステンレス製に交換するなどした。

2010年2月から3月にかけて、3台のDTL空洞は理研仁科センターのAVF室に設置された^[7]。設置場所の都合から、トランジスタアンプ、および、ローレベル回路等はAVF室の隣にあるE6実験室へ、また、真空管アンプの電源は仁科・リニアック変電電源室へ設置された。

設置後に総合試験を行い、各DTL空洞において定格運転が達成できることを確認した。しかし、その際、2つの問題が発見された。まず、(1)各空洞に2個ずつ取りつけてある容量型ピックアップから巨大な放電が観測された(図8)。モニター用ピックアップからの信号を50Ωで終端して観測すると、正のパルス(>30V)がRF周期の3倍程度の時間幅にわたって発生していた。場合によっては、このパルスに続いて2-3μsの比較的長い時間の放電波形も観測された。(図8参照)。放電の頻度は、ギャップ電圧が高い程増すことがわかった。特に、DTL3の定格運転では、ギャップ電圧は260kVと高いため、数Vの小さな放電も含めて毎秒1回程度の頻度で放電が発生した。放電電圧は、最大で200Vを超えていた。振幅調整器の検波回路には、PN接合型のダイオードと比べて周波数応答が良いショットキーバリアダイオード(Tyco Electronics MA4E1340-1068T)を用いているが、このダイオードの逆電圧の耐圧は70Vである。ピックアップの放電電圧が耐圧を超えることによりダイオードが劣化する現象が起きた。一度ダイオードが

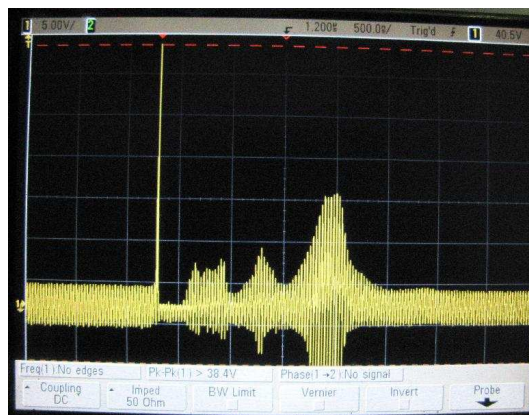


図8: DTL2のピックアップからの放電。

劣化すると、検波レベルが下がってしまうため、フィードバックを用いて空洞のギャップ電圧を一定に保つことが難しくなる。したがって、放電を防ぐ方法を考える必要があった。図9に示すように、ピックアップ電極は直径4mmの棒形をしており、先端の5mmが空洞内に張り出している。この形状から、放電の原因はピックアッ



図9: 棒型ピックアップの外観。

プ電極からの電子の電界放出と考えられた。そこで、電極の棒を短くし、その先端に円板を付ける形に改造したが、放電を抑えることができなかった。次の手段として、全てのピックアップを、CSM空洞で実績のある容量分割型ピックアップ^[11]に変更した。図10に外観写真を示す。このピックアップは、銀メッキされた1000pF

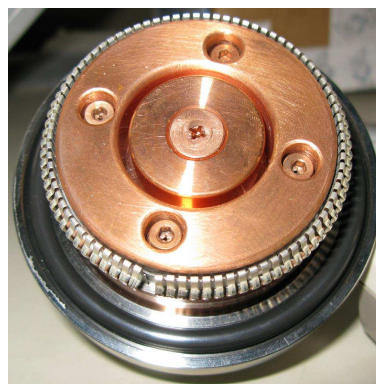


図10: 容量分割型ピックアップの外観。

のマイカを、DTL2、DTL3の場合は2枚、DTL1は4枚、無酸素銅(C1100)の電極で挟み、さらに、その電極

をセラミックの絶縁板、および、電極押さえにより固定している (図 11)。構造上の工夫として、空洞から絶縁

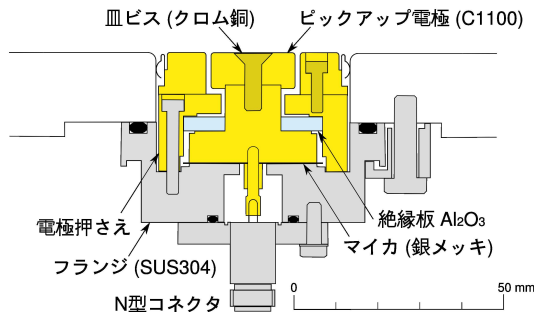


図 11: 容量分割型ピックアップの断面図。

板が直接見えないよう、空洞に対向するピックアップ電極の直径よりも、電極押さえの開口部の直径を小さくしてある。その理由は、空洞内面から放出された電子から絶縁板を保護し、チャージアップによる放電を防ぐためである。また、マイカの枚数を変更することにより、ピックアップ電圧を調整することが可能である。結果的に、この型のピックアップに交換することで放電問題は解決した。

次の問題は、(2) DTL3 のプレート電源 (ベルギーの JEMA 製 [12]、10 kVDC) が、最大出力電流の 8 A より低い状態で運転しているにも関わらず、クローバが異常動作して落ちてしまう現象である。プレート電流が 6 A 以下 (ギャップ電圧は 220 kV 程度) では電源は落ちないが、プレート電流が高くなるにつれて程頻度は高くなり、DTL3 の定格運転時 (プレート電流は 7.2 A 程度) には数分以内に落ちてしまう。この問題の原因を探るため、プレート電源の制御回路にオシロスコープのプローブを仕掛け、電源が落ちる際の挙動を観測した。本来の動作は、プレート電流モニターが閾値を超えると

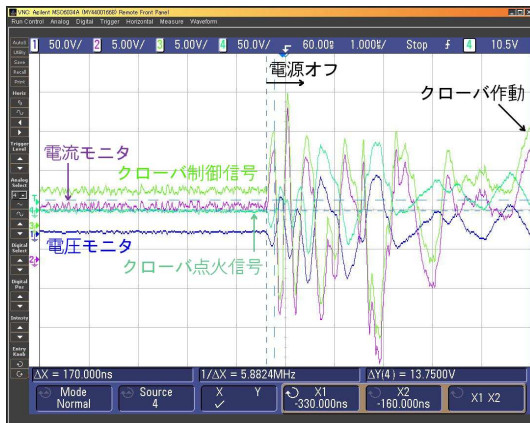


図 12: クローバ異常動作時の挙動。

コンパレータが働いてクローバ点火信号がオンになり、それに続いてクローバ制御信号がオンとなる。しかし、クローバが異常動作した場合には、プレートの過電流が検知されていないにも関わらず、クローバが動作してしまっていた。その様子を図 12 に示す。まず電流モニターに激しいノイズが発生した後、制御信号がオンになっている。しかし、この時、点火信号はオフのまま

であり、制御信号から $2.5\mu\text{s}$ 遅れてオンになっていた。さらに調査を進めた結果、電流モニターのノイズが発生する原因は不明であるが、そのノイズがクロストークにより制御信号ラインへ移り、クローバを動作させていたことが分かった。図 13 に、プレート電源の回路図を模式的に表す。電流モニター信号は、クローバ制御信号と

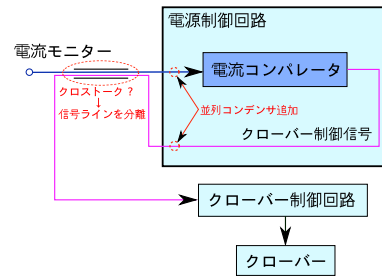


図 13: プレート電源の制御回路と信号ライン。

同じダクト内を配線されていたため、それらの信号ラインがクロストークしていたと考えられる。対策として、それら 2 本の信号ラインを引き離した。また、電流モニターが電流コンパレータへ入力される箇所、および、制御信号が出力される箇所に並列にコンデンサを追加し、電流モニターのノイズをなるべく抑えるようにした。その結果、この問題は解決し、定格運転でも DTL3 のプレート電源は落ちなくなった。ただ、空洞が放電した時にプレート電流が突然減少すると電源への負荷が大きいため、アンプの電力効率を上げ、プレート電流を減らすことにした。この目的のため、カプラーの円板を直径 135 mm から 160 mm に変更した。カップリングインピーダンスは 700Ω から 1100Ω と大きくなった。さらに、自動同調回路における同調点を適切にずらすことにより、定格運転時にプレート電流を 6.7 A 程度まで減少させた。

6. RF の長期安定度

2011 年 6 月に行われたビームコミッショニング [13] において、DTL の RF システムは安定に動作した。DTL3 の RF は、立ち上げ時にクローバ異常で 2 回落ちたが、その後は安定して励振することができた。他の空洞の電源が落ちることはなかった。DTL2 は、数時間に 1 回程度の頻度で放電が起きるものの、自動復帰した。1 日間の RF 電圧、および、位相の測定結果を図 14 に示す。DTL 以外のデータについても合わせてプロットしてある。RFQ、および、2 台のリバンチャー (B2-REB, B7-REB) は DTL と同様に 36.5 MHz で励振し、入射バンチャー (BUN) のみ 18.25 MHz にて動作させた。全体として、電圧変動は $\pm 0.03\%$ 、位相変動は $\pm 0.1\%$ に収まった。

7. 謝辞

住友重機械工業量子機器事業部の戸内豊様、星加敬三様には、プレート電源の調査にご協力いただき、また、ノイズ対策を行っていただきました。ここに感謝いたします。

参考文献

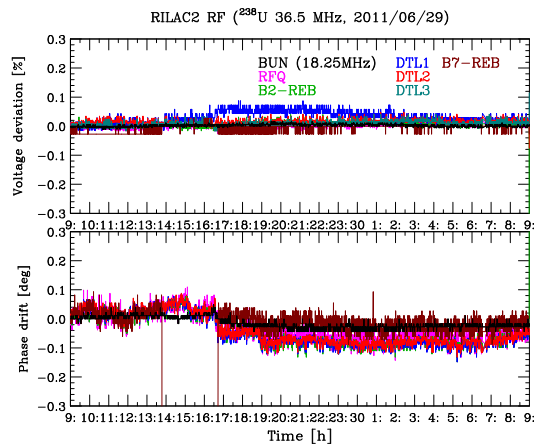


図 14: RF 電圧・位相の 1 日間の変動。

- [1] Y. Yano, Nucl. Instrum. Methods in Phys. Res. B 261 (2007) 1009.
- [2] M. Odera et al., Nucl. Instrum. Methods 227 (1984) 187.
- [3] O. Kamigaito et al., Proc. PASJ6, Tokai, Aug. 2009, WOOPD02 (2009) 38.
- [4] Y. Sato et al., Proc. IPAC'10, Kyoyo, May. 2010, THPEB023 (2010) 3936.
- [5] K. Yamada et al., Proc. IPAC'10, Kyoyo, May. 2010, MOPD046 (2010) 789.
- [6] K. Suda et al., Proc. IPAC'10, Kyoyo, May. 2010, TH-PEA023 (2010) 3726.
- [7] Y. Watanabe, “理研 RIBF 新入射器 RILAC2 の建設”, 加速器 7(4) (2010) 285.
- [8] T. Nakagawa et al., Rev. Sci. Instrum. 79 (2008) 02A327.
- [9] J. Ohnishi et al., Proc. EPAC'08, Genoa, Jun. 2008, MOPC153 (2008) 433.
- [10] Y. Higurashi et al., PASJ8, WEMH04.
- [11] O. Kamigaito et al., Rev. Sci. Instrum. 76 (2005) 013306.
- [12] JEMA ELEC, <http://www.jemaelec.com/>.
- [13] K. Yamada et al., PASJ8, MOPS021.