

線形加速器(IV) 一高周波源

千代 悦司

1. はじめに

本稿では、大強度陽子加速器計画における線形加速器の高周波源について現時点で計画されている概要を述べる。

2. 高周波源の構成

線形加速器の高周波源は大別して加速エネルギー 200MeV までの 324MHz 高周波源⁽¹⁾とそれ以降の 972MHz 高周波源に大別される。各空洞の RF 要求電力は、RFQ から ACS (CCL) までで 0.5MW~2.0MW であり、クライストロンの最大要求電力は、サーキュレータ等の立体回路でのロス、クライストロンの動作点 (陽子加速器のクライストロンは飽和出力の 80~90%の点で運転する)を考慮すると 0.7~2.5MW 必要となる(表 2.1)。クライストロンステーション数は、RFQ~DTL までは、1 クライストロあたり 1 空洞を駆動し、SDTL~ACS までは 2 空洞を 1 台のクライストロンで駆動するため、合計 43 台の大電力クライストロンが必要とな

る。

線形加速器の高周波源は、

- ・ 1 電源で 4 クライストロンに電力を供給するカソード直流高圧電源
 - ・ クライストロン出力を変調する M アノード変調器、
 - ・ モジュレーションアノード付クライストロン、
 - ・ 立体回路、
 - ・ ローレベル制御系および各機器の制御系、
- から構成される。324MHz 高周波源と 972MHz 高周波源は、周波数に関連するパラメータ以外

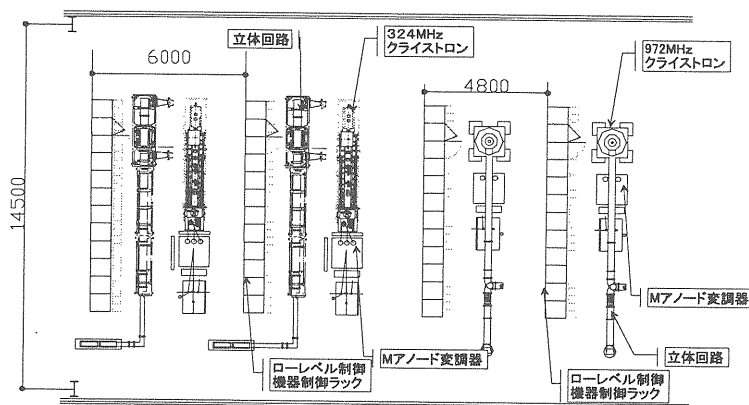


図 2.1 クライストロンギャラリーレイアウト

表 2.1 線形加速器高周波源の空洞要求電力とクライストロン飽和出力

Tank	Number of Cavities	Beam Energy (MeV)	Required RF Power (50mA) (MW)	Number of Klystron	Klystron Saturation Power (MW)
RFQ	1	3	0.50	1	0.7
DTL	3	3-50	1.7 - 2.0	3	2.2 - 2.6
SDTL	32	50-200	0.6 - 1.9	16	0.8 - 2.5
ACS (CCL)	46	200-400	1.7 - 1.9	23	2.2 - 2.5
(SCL)	6	400-450	0.4 - 0.5	3	0.5 - 0.7)

はほぼ同じ構成となっており、電源・クライストロン電子銃およびローレベル制御系等は共通化されている。

図 2.1 は、クライストロンギャラリーの配置図を示す。324MHz クライストロンステーションは 6m ピッチで 20 ステーション並び、周波数が低いためクライストロン・立体回路とも寸法が大きい。972MHz クライストロンステーションは 4.8m ピッチで 23 ステーション並ぶ。324MHz 立体回路と比較すると 972MHz 立体回路は、コンパクトでありかつ ACS に電力を供給するのに電力分割が必要ないため (ACS 結合空洞にて 2 空洞に電力を分配) 占有床面性が少ない。

3. システム構成

3. 1 直流高压電源

直流高压電源は、カソード直流高压電源とクライストロンの近くに設置されるアノード変調器から構成される (図 3.1)。表 3.1 は、クライストロン電源の主要パラメータを示し、RFQ から SDTL まで駆動する 324MHz クライストロン(20本)と ACS を駆動する 972MHz クライストロン(23本)の直流高压電源の基本仕様は同じである。カソード電源は、1 台当り 4 本のクライストロンを駆動し、従って、大強度陽子加速器計画ではカソード電源が、324MHz クライストロン用に 5 セット、ACS 用に 6 セット準備される。M・アノード変調器は、個々のクライストロンに接続され抵抗分圧とスイッチング素子によりカソード電圧を分圧・パルス化しアノード電圧を発生する⁽²⁾。

カソード高压電源は、降圧変圧器、電圧調整制御盤 (AVR 盤)、変圧整流器、コンデンサーバンク及びクローバ盤から構成される。

降圧変圧器は、6.6kV の受電電圧を 600V に降圧し、二次側に 60 度ずれた 2 回線の三相交流を出力する。AVR 盤は、この出力を 12 相全波制御することによりリップルおよび高調波の低減を行っており、また、整流後の直流出力は、サイリスタ点弧位相角制御のフィードバック制御により安定化を図っている。変圧整流器は、2 段の昇圧変圧器の出力を全波整流し 110kV を出力する。また、10H のチョークコイルが内蔵されている。コンデンサーバンクの容量 25.5 μ F は、180A、700 μ s の全負荷条件でカソード電圧のサグが 5%以内となるよう決定されており 6.45 μ F のコンデンサーが 8 並列 2 直列属されている。コンデンサーバンクとチョークコイルからなる平滑回路の共振周波数は 10Hz であり、コンディショニングや空洞エージング時に低い繰返数(10Hz 程)で運転した場合、平滑

表 3.1 クライストロン電源の主要パラメータ

Cathode Power Supply	
Number of Driven KLY	4 units
Cathode Voltage	110 kV (120kV)
Average Current	6.3 A
Output Power	693 kW
Peak Pulse Current	180 A
Pulse Width	700 μ s (FWHM)
Repetition Rate	50 Hz
Voltage Sag	5 %
Capacitor Bank	25.5 μ F
Crowber Speed	6 μ s
Anode Modulator	
Anode Voltage	93 kV
Anode Bias Voltage	2-3 kV
Anode Current	100 mA
	1A (Peak)

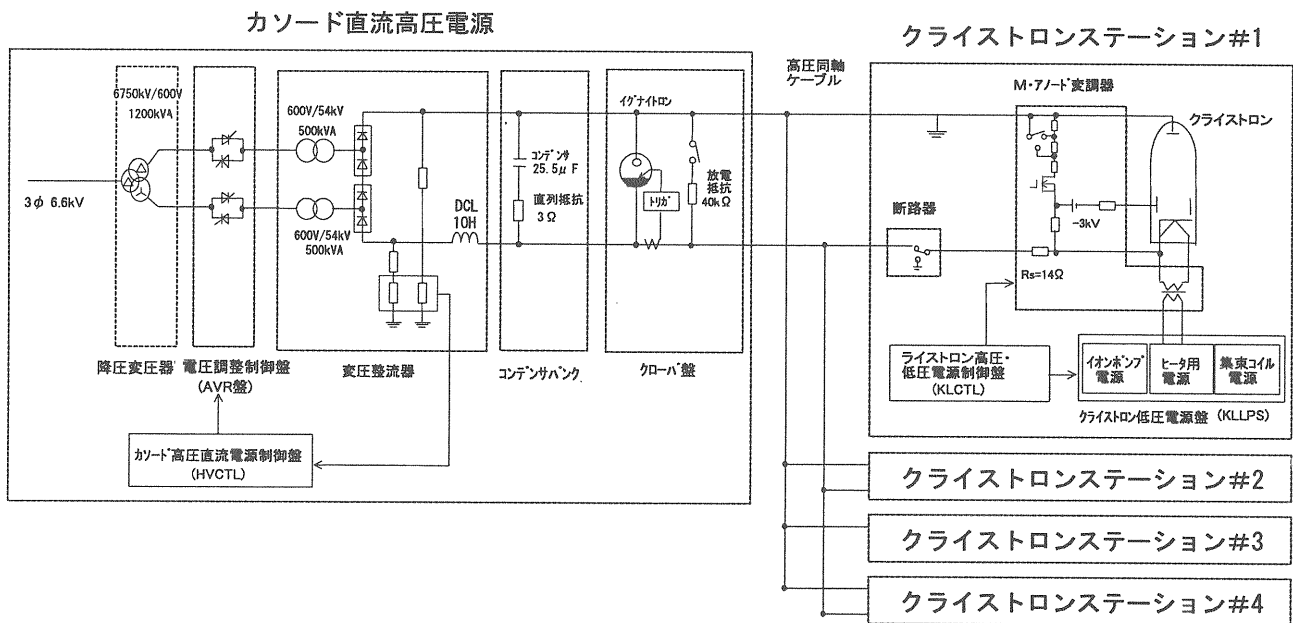


図 3.1 クライストロン直流高圧電源ブロック図

回路で共振が発生し出力が不安定になる可能性があるが、同じ仕様の JHP 電源システムでは低い繰返し運転でも安定した動作が報告されている。

クライストロン管内放電事故において本システムは、クローバ盤と高圧同軸ケーブル端のカソードシリーズ抵抗 ($R_s = 14\Omega$) によりクライストロン内の注入エネルギー(規格値: 24 J 以下) を制限している。クローバ盤は、短絡事故時に盤内の CT により過電流を検出しイグナイトロン(NL-35391x5 本)を $6\mu s$ 以内に点弧することによりコンデンサバンクに蓄積されたエネルギーを放出する。カソード高圧電源とクライストロンまでは高圧同軸ケーブルにより電力が供給されるが、本計画では同軸ケーブル長が最長でおよそ 80m 程度となる。ケーブルに蓄積されるエネルギーは 100J 程度となるが、カソードシリーズ抵抗でのミスマッチによるケーブル端からの反射とシリーズ抵抗によるエネルギー消費により、クライストロン管内での放電エネルギーを低く抑えている(シミュレ

ーションでは 10 以下程度)。また、短絡試験試験により、 $\phi 0.3 \times 200\text{mm}$ の銅線が溶断しないことが確認されている。

M・アノード変調器のアノード電圧は、クライストロンの状態により手動式のタップで $93\text{kV} \pm 10\%$ に調整できる。スイッチング素子は、これまでに四極管(TH5188)を使用しているが、FET や IEGT などの半導体を用いた高圧スイッチを開発し、FET スイッチでは、M・アノード電源に組み込み 110 kV スwitching 動作が実証されている⁽³⁾⁽⁴⁾。また、本機器には、アノードバイアス用の電源(最大: 3kV)や、ヒータに電力を供給する絶縁トランス、クライストロン短絡保護用のカソードシリーズ抵抗が内蔵されている。

3.2 クライストロン

本計画において RFQ から ACS 加速器の大電力高周波源に要求事項として、ピーク出力 3MW、周波数 324MHz および 972MHz、RF パルス幅 $620\mu s$ 最大繰返し数 50Hz である。

表 3.2 324MHz・972MHz クライストロンの主要パラメータ

Klystron Frequency		324MHz	972MHz	
Structure		5 cavities Horizontal	6 cavities, Vertical	
RF Window		Coaxial (203D), WR-2300	Pill box, WR-975	
Peak Power	(MW)	3	3	(max)
RF Pulse Width	(μ s)	650	650	
Repetition Rate	(Hz)	50	50	
Beam Pulse Width	(μ s)	700	700	
Beam Voltage	(kV)	120	120	(max)
Beam Current	(A)	60	60	(max)
Mod. Anode Voltage	(kV)	100	100	(max)
Beam Perveance	(μ A/V ^{3/2})	1.37	1.37	
Efficiency	(%)	55	55	
Gain	(dB)	50	50	
Klystron Length	(mm)	4300	2700	

大電力増幅管の候補として、ゲインが高く前段増幅器が不要、開発のリスクが少ない等の理由によりクライストロンが選ばれた。また、比較的長いパルス幅の出力が必要であるためモジュレーションアノード付のクライストロンを選択した。これは、ダイオードタイプのクライストロンと比較して、アノードボディ間の耐圧劣化やコスト面に問題があるが、カソード電圧をモジュレーションする高電圧・大電流のスイッチング素子(四極管・半導体)が不要になるためである。

表 3.2 に 324MHz と 972MHz クライストロンの主要パラメータを示す⁵⁾。クライストロン出力電力(P)は、効率を η 、パービアンスをK、ビーム電圧をVとすると、

$$P = \eta K V^{\frac{5}{2}},$$

で与えられる。両クライストロンともピークパワーは同じであり、パービアンス・ビーム電圧を同じすることにより、電源および電子銃の共通化を図った。両クライストロンの概略図を図 3.2 に示す。324MHz クライストロンは周波数が低いため全長が長くなり、クレーン揚程、導

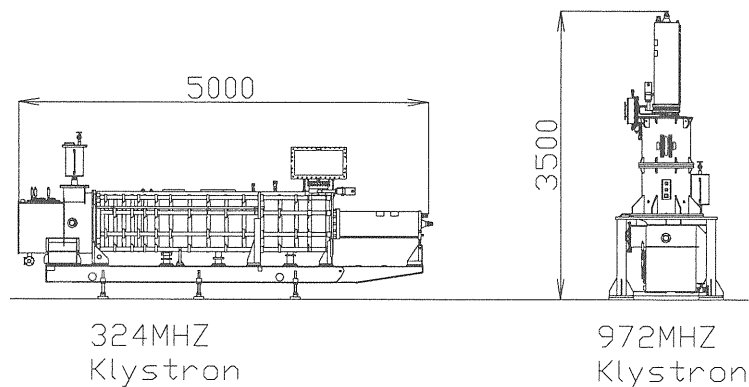


図 3.2 クライストロン概略図

表 3.3 立体回路の主要パラメータ

		324MHz	972MHz
導波管	フルサイズ	WR-2300 (584.2x292.1)	WR-975 (247.65x123.82)
	ハーフサイズ	(584.2x146)	不要
同軸間		DX-203D	不要
サーキュレータ	ピーク電力	3MW	(3MW)
	分離度	25dB	(25dB)
	挿入損失	0.15dB	--
ダミー負荷	タイプ	同軸抵抗負荷	水負荷
	耐ピーク電力	3MW (10 パルス)	(3MW (10 パルス))
電力分割器	タイプ	ハイブリッド 3dB	不要
	可変範囲	±0.2dB	
移相器	タイプ	3 スタブ	不要
	可変範囲	±30 度	

波管・コレクター冷却配管の接続等を考慮して横置きタイプとした。出力窓は同軸形状であり大気部分で同軸導波管変換器により WR-2300 導波管に接続する。972MHz クライストロンは、マイクロバンチ内のビームローディングによる空洞電圧低下を補正するために 1.3MHz でクライストロン出力をモジュレーションするため周波数帯域を広くとる必要がある（設計値：972MHz±5MHz）。このため、ク

ライストロン空洞数は 6 空洞となった。設置方向は縦置きタイプであり、出力窓は、ピルボックスタイプとした。

3.3 立体回路

表 3.3 に立体回路の主要パラメータを図 3.3 に 324MHz 立体回路の概略図を示す。導波管は、324MHz 系では WR-2300 を 972MHz 系では WR-972MHz を採用し、フランジは電界強度がそれ程高くないので非機密型とした。324MHz 立体回路は、主に方向性結合器、サーキュレータ、ダミー負荷、電力分配器、移相器から構成される。SDTL では、タンクごとに要求電力が異なるため分配器の結合度を調整し電力を分配する。972MHz 立体回路は、2 空洞の ACS 空洞が結合空洞でカップルされているため電力分割の必要がなく、また移相器も不要であるためシンプルである。

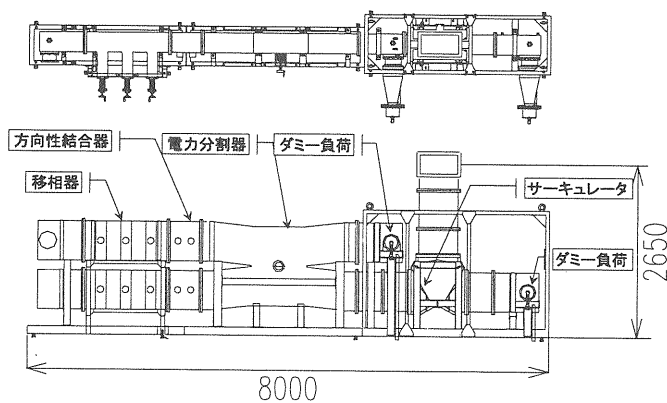


図 3.3 324MHz 立体回路組立外略図

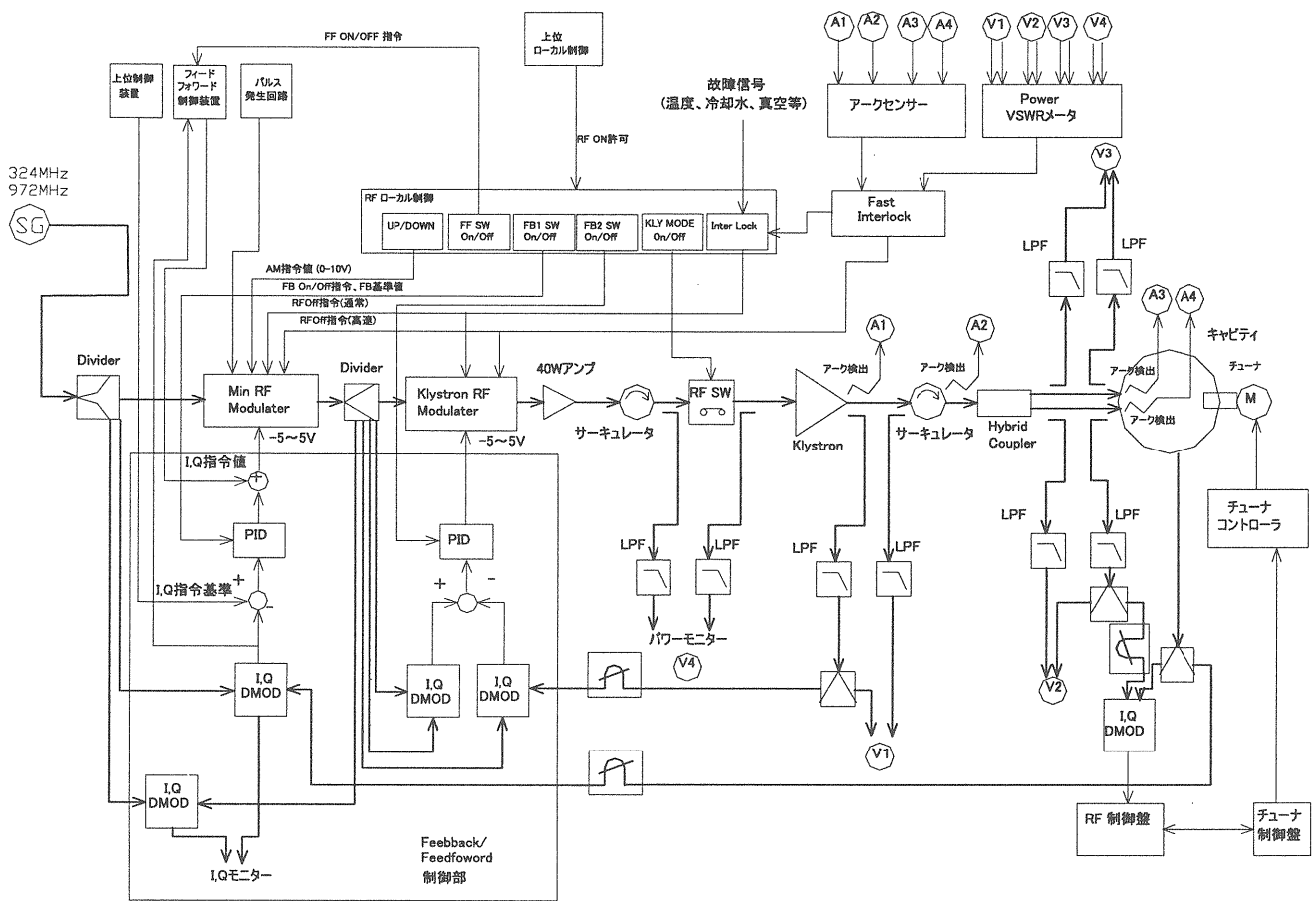


図 3.4 ローレベル制御系ブロックダイアグラム

3. 4 ローレベル制御系

本計画の線形加速器では、シンクロトロンへのビーム入射が要求されるため空洞内加速電場の要求精度は、振幅で±1%以内、位相で±1度以内であり、厳しい精度と安定性が要求される。このためローレベル制御系では、フィードバック制御に加えフィードフォワード制御を併用する方式を選定した⁶⁾。図 3.4 はローレベル制御系のブロックダイアグラムを示す。324 MHz と 972 MHz のローレベル制御系は、高周波信号を扱う経路 (太線) の帯域幅の変更のみで同様のシステム構成となる。本システムは、クライストロン出力に対し高速にフィードバ

ック制御をかける局所ループと、加速空洞内電圧に対するフィードバックループの2重のループからなり、フィードフォワード制御は、ビームローディングによる加速電場の変動を前もって補償するために空洞電圧のループに印加される。これによりフィードバックの負担が低減でき、ゲインを低く抑え応答を早くすることができる。

多くのローレベル制御系では、制御対象として高周波信号の振幅(A)と位相(P)を制御しているが、本システムでは、高周波信号の実軸成分(I : In-phase)と虚軸成分(Q : Quadrature)を制御する I/Q の PID 制御を採用した。I/Q 制御の特長は、A/P 制御で必要となる移相器やモジ

ューレータが不要であり(また精度の高いこれらコンポーネントは高価)、システムの構成が非常に単純になり信頼性が向上することである。また、近年発達が著しい通信機器の I/Q デバイスを用いることができる。

現在、図で示したシステムに加えて、フィードバック/フィードフォワード制御部を DSP/FPGA を用いたデジタル I/Q 制御の開発を進めている。これにより、フィードフォワード制御のパターン(タイムテーブル)の生成が計算機を通じて容易になり、また、フィードバック制御方式にも拡張性が生じる。

4. 超伝導加速器の高周波源

ビームエネルギー400MeV までの常伝導加速器は、50Hz で運転し、25Hz 分のビームはシンクロトロンに、残りは、超伝導加速器により 600MeV まで加速した後、ADS (加速器駆動核変換施設)に入射することが計画されている。クライストロンを用いた超伝導リアックの高周波源は、まだ検討段階であるが、常伝導用高周波源と異なった特徴をもつ。

- 1) クライストロン飽和出力が低い(最大 0.7MW)。
 - 2) 空洞の Q 値が高いためマイクロバンチによる擾乱の影響が少なく、出力の AM 変調が不要(周波数帯域が狭くて良い)。
 - 3) RF パルス幅が長い(~3ms)。
 - 4) ビームローディングの有無により要求出力が約 2 倍異なる。
 - 5) ダイナミックに位相が変動し、反射電力もダイナミックに変動する。
 - 6) Q_L が高くバンド幅が狭い。
- 等が挙げられる。

(3)の RF パルス幅は、超伝導空洞特有の問題から引き起こっている。それは、超伝導空洞に

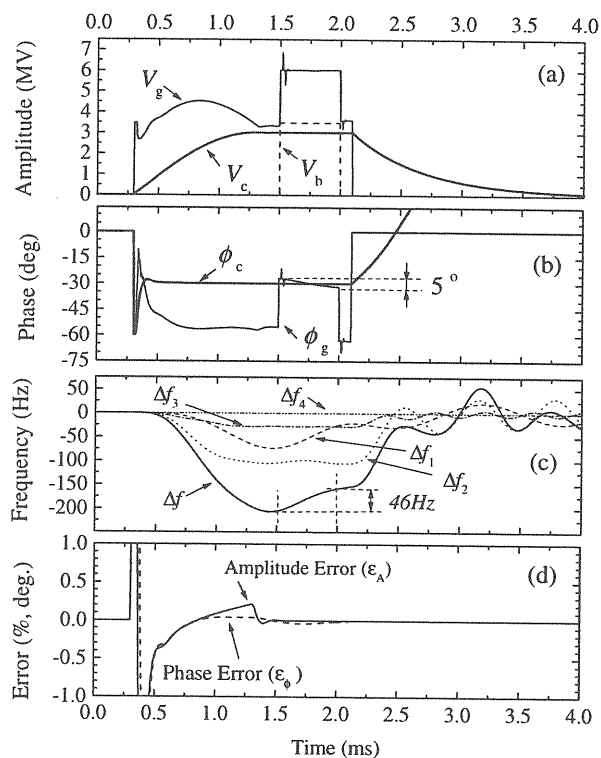


図 4.1 SCL 空洞振動モデルのシミュレーション

高周波電場を励振すると電磁応力により形状が変形し、繰り返しパルス応力が印加されると機械的振動が発生し、この振動は空洞共振周波数を変動させ(ローレンツデチューニング)、加速電場の振幅・位相に擾乱が発生するためである。図 4.1 は、空洞に電場を立てた時の、空洞電圧 V_c ・位相 ϕ_c 、RF 源電圧 V_g ・位相 ϕ_g 及び空洞共振周波数の変化量のシミュレーション結果を示す。この振動を極力抑える(位相変化量に換算して±1 度以内)方法として、空洞の機械的共振を励振しない電圧印加パターンで運転する方法がある。これは、緩やかに電場を立上げ(~1ms)、かつ立下りも緩やかにする(~1ms)パターンであり、このためパルス幅が長くなっている。

参考文献

- [1] "JHF Accelerator Design Study Report", JHF Project Office, KEK Report 97-16, JHF-97-10, 1998
- [2] M. Ono, et. Al., "Power Supply System for 324MHz Klystron of the JHF Proton Linear Accelerator", Proc. of 12th Symp. on Acc. Sci. and Tech., P275, (1999).
- [3] K.Okamura, et. al., "A 100kV FET Switch for a Klystron Anode Modulator", Proc. of 12th Symp. on Acc. Sci. and Tech., P272, (1999).
- [4] T. Nakamura et. al., "High Voltage Transistor Switch for Klystron Modulating Anode Modulator", Proc. of 25th Linear Accelerator Meeting in Japan, P219 (2000).
- [5] M. Kawamura et. al., "Development and High Power Tests of the 324MHz Pulse Klystron", Proc. of 25th Linear Accelerator Meeting in Japan, P198 (2000).
- [6] S. Yamaguchi, et. al., "Feedback Control for 324MHz Klystron", Proc. of 25th Linear Accelerator Meeting in Japan, P192 (2000).