

1. はじめに

線型加速器（リニアック）とは荷電粒子を直線的に加速するための装置であり、バンデグラフ型加速器等の少数の例外を除けば、ほとんどの場合高周波電場を用いて加速されている。これはある種のエネルギー変換器と考えることが出来る。そこでエネルギーの流れの観点から一般的な線型加速器システムを見てみることにしよう。（図1）

まず、電力会社から供給される商用電力（ P_{AC} ）はパルス電源により高周波源デバイス（例えばクライストロン）が利用可能なパルス電力に変換される。ここでの変換効率（ η_M ）は80%程度を期待出来る。ついで高周波源デバイスによりパルス電力は大電力高周波に変換されることになる。ここでの効率（ η_K ）はクライストロンのようなものを仮定すれば約50%が良いところである。発生した大電力高周波は導波管等の伝送系を通して加速構造に供給されるわけであるが、ここにも伝送損失が存在し、その効率（ η_T ）は90%程度を考えておく必要がある。従って、加速構造入口で見た高周波電力（ P_{RF} ）は、

$$P_{RF} = \eta_{RF} P_{AC} = \eta_M \eta_K \eta_T P_{AC} \quad (1-1)$$

であり商用電力 P_{AC} の約 1/3 である。加速構造の中に蓄えられるエネルギー（ P_S ）は Structure Efficiency（ η_S ）により決定され η_S は60%程度が標準的である。 P_S のうちどのくらいが荷電粒子の加速に寄与するかという効率が Beam loading Factor（ η_b ）であり通常10%程度に設定される。従って、ビーム電力（ P_b ）は、

$$P_b = \eta_{RF} \eta_S \eta_b P_{AC} \quad (1-2)$$

であり、商用電力 P_{AC} の数%程度がビーム電力 P_b に変換されることになる。これはあまり高い変換効率とは言えない。

本稿では商用電力から加速構造入口までの部分の説明を目的としている。このことは、加速器に要求される性能からビーム電力 P_b が決定され、これを実現するための加速構造が決まってしまうれば加速構造の入口で必要とされる高周波電力がわかるので、商用電力をどういいう高周波源の構成をとることにより加速構造入口において必要な大電力高周波に変換・供給するのかを記述することである。次章から高周波源に要求されるパラメータの決定法、高周波源デバイスの種類、ピーク電力が不足した場合に必要なパルス圧縮法に

ついて述べたあと、最後に具体例として KEK 2.5-GeV リニアックの高周波源をとりあげ実際のシステムを紹介する。

尚、加速器用語については、高周波源に特有な場合を除き解説しないので、今回の加速器セミナーのリニアックの基礎及び加速管の稿の解説を参照していただきたい。また、1984年からの加速器セミナー“OHO”シリーズに関連する解説があるのでそれも合わせて参考にさせていただきたい。

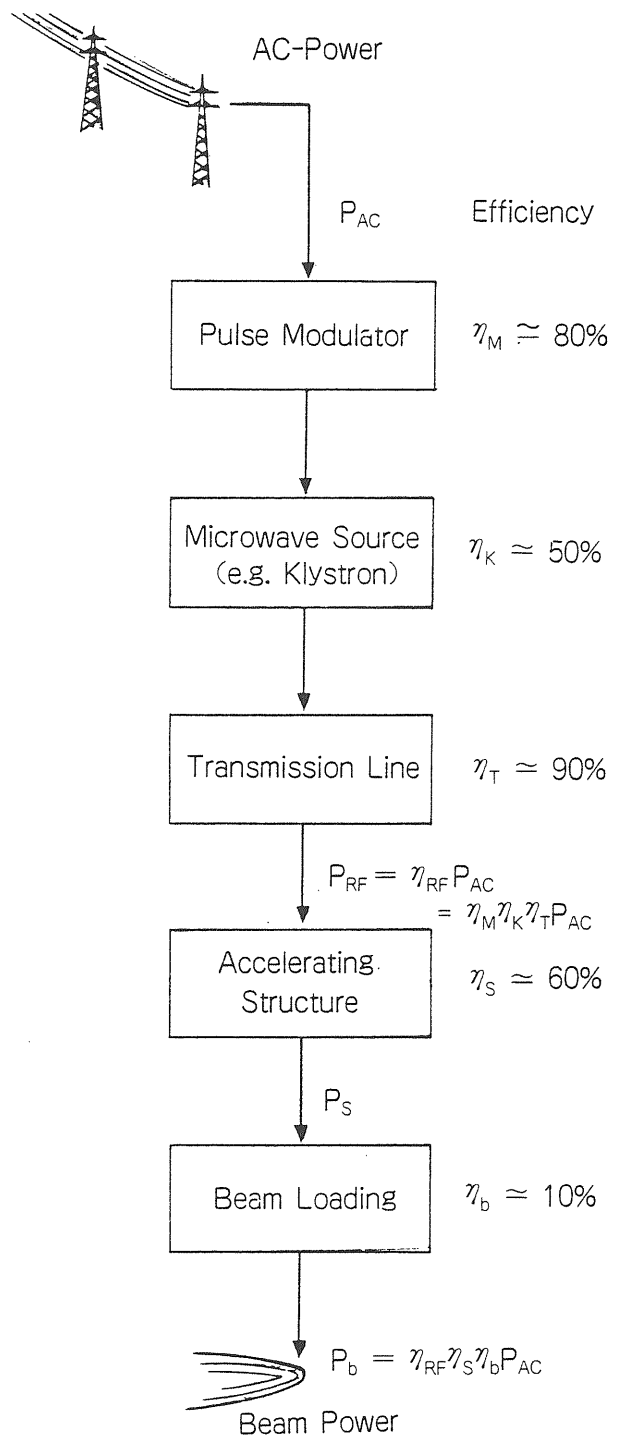


図1 Power flow and efficiencies in an rf linac

2. 高周波源に要求されるパラメータ

ター

$$E_b(T_P) = E_b(cw) \left\{ 1 + \frac{4.5}{[T_P(\mu s)]^{1/4}} \right\} \quad (2-1)$$

2.1 周波数 f

加速器の設計に必要な基本的なパラメータは、表 1 に示すようにいずれも周波数依存性を有しており、どの周波数を選ぶかということは高周波源のみならず、加速器全体の設計に影響を及ぼす重要な問題である。ここでは高周波源に関連する部分のみ依存性を考えることにする。

まず、入力電力に対する加速効率を表すシャントインピーダンス r が $f^{1/2}$ の周波数依存性を示すことから、必要とされる全ピーク電力はこの逆数の $f^{-1/2}$ に依存し、高い周波数ほど望ましい。

次に高周波源デバイスの安定な運転に一番大きな影響をもつ放電について考えてみる。SLAC (Stanford Linear Accelerator Center) におけるクライストロン用高周波窓の耐電力テストによれば、²⁾ 放電電界 E_b のパルス幅 T_P に対する依存性は、

で表わせる。ここで連続波に対する放電電界の周波数依存性は良く知られた Kilpatrick のクライテリオン³⁾ により

$$E_b(\text{MV/m}) \simeq 25 [f(\text{GHz})]^{1/2} \quad (2-2)$$

であるので、(2-1)、(2-2) を組み合わせることにより短いパルス幅の場合には、

$$E_b \sim f^{1/2} T_P^{-1/4} \quad (2-3)$$

である。ところで、パルス幅 T_P は加速管の filling time t_F を目安として考えれば $t_F \propto f^{-3/2}$ (表 1 参照) であるので、 $E_b \sim f^{7/8}$ となり周波数の高いほうが良いことになる。(ここでの考え方は加速構造の放電限界に対するものと全く同じである。)

ところで高周波源デバイスの出力電力の周波数依存性は図 2 に示すようにほぼ f^{-2} に依存している。⁴⁾ また

Parameter	Frequency dependence	Frequency preference		Notes
		High	Low	
Shunt impedance per unit length (r)	$f^{1/2}$	×		a
RF loss factor (Q)	$f^{-1/2}$		×	a
Filling time (t_f)	$f^{-3/2}$	×		a, b
Total RF peak power	$f^{-1/2}$	×		a, b, c
RF feed interval (l)	$f^{-3/2}$		×	a, b
No. of RF feeds	$f^{3/2}$		×	a, b, d
RF peak power per feed	f^{-2}	×		a, b, c
RF energy stored in accelerator	f^{-2}	×		a, b, c
Beam loading ($-dV/di$)	$f^{1/2}$		×	a, b, d
Peak beam current at maximum conversion efficiency	$f^{-1/2}$		×	a, b, c, f
Diameter of beam aperture	f^{-1}		×	a
Maximum RF power available from single source	f^{-2}		×	e
Maximum permissible electric field strength	$f^{1/2}$	×		g
Relative frequency and dimensional tolerances	$f^{1/2}$	×		a, b
Absolute wavelength and dimensional tolerances	$f^{-1/2}$		×	a, b
Power dissipation capability of accelerator structure	f^{-1}		×	a, b, d

Notes

- For direct scaling of modular dimensions of accelerator structure.
- For same RF attenuation in accelerator section between feeds.
- For fixed electron energy and total length.
- For fixed total length.
- When limited by cathode emission.
- When limited by beam loading.
- Approximate: empirical.

表 1 Frequency dependence of principal machine parameters
(文献 1 より転載)

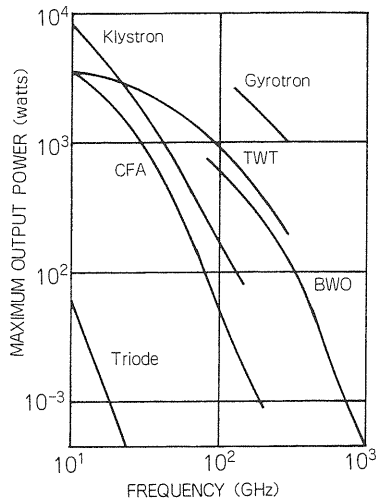


図2 Rf power vs frequency for conventional devices
(文献4より転載)

高周波源デバイスの高周波回路部分の寸法形状は f^{-1} に比例して小さくなってゆくの、周波数が高くなるほどその工作精度が問題になってくる。従って周波数はあまり高すぎてもいけない。

結局、周波数の決め方としては、加速器を設計してみても必要となる高周波電力が、その周波数で供給可能かどうかを検討し、だめならば再度設計し直して折合いのつくところを選ぶということになる。

2.2 ピーク電力 \hat{P}_{rf}

ここでは加速構造のパラメーターが決定されたものとして高周波源に要求される電力を導出する。

まず、加速構造単位長当りに蓄えられているエネルギー (stored energy) W は次のように与えられる。

$$W = \frac{E_a^2}{\omega (r/Q)} \quad (2-4)$$

ここに E_a は加速管単位長当りのエネルギー利得、 ω は角周波数、 r はシャントインピーダンス、 Q はクオリティファクターである。

加速構造一本当りの長さを l_{acc} とすれば、加速構造1本に蓄えられているエネルギーは $W \cdot l_{acc}$ となる。ところで structure efficiency η_s は加速構造入口に供給されたエネルギーのうちどのくらいが加速構造中に蓄えられるかという効率を表わしていたから、加速構造入口に供給されたエネルギーは $W \cdot l_{acc} / \eta_s$ である。このエネルギーは filling time t_F の間に供給されたものであるから、加速構造入口に供給されるべきピーク電力 \hat{P}_{rf} は次式で表わされることになる。

$$\hat{P}_{rf} = \frac{W \cdot l_{acc}}{\eta_s \cdot t_F} \quad (2-5)$$

η_s は Constant Impedance 型 (C. I.), Constant Gradient 型 (C. G.) それぞれの場合、次式のように与えられる。

$$\eta_{s, CI} = (1 - e^{-\tau})^2 / \tau^2 \quad : \text{C. I.} \quad (2-6)'$$

$$\eta_{s, CG} = (1 - e^{-2\tau}) / 2\tau \quad : \text{C. G.} \quad (2-6)''$$

ここで、 τ は Attenuation Constant で加速構造の性格を決定する最も重要なパラメーターである。Filling time t_F は

$$t_F = \frac{2 \cdot Q \cdot \tau}{\omega} \quad (2-7)$$

と表わせるので (2-5) は、(2-4), (2-6), (2-7) を代入すれば、

$$\hat{P}_{rf} = \frac{E_a^2 \cdot l_{acc}}{r \cdot f(\tau)} \quad (2-8)$$

ここで、 $f(\tau) = \left(\frac{2}{\tau}\right) (1 - e^{-\tau})^2 \quad : \text{C. I.}$

$f(\tau) = (1 - e^{-2\tau}) \quad : \text{C. G.}$

と表わすことが出来る。

加速器全体でのピーク電力 \hat{P}_T は加速構造全長を L とすれば、

$$\hat{P}_T = \hat{P}_{rf} \cdot \frac{L}{l_{acc}} = \frac{E_a^2 \cdot L}{r \cdot f(\tau)} \quad (2-9)$$

であり、加速器全長でのエネルギー利得 $V_T = E_a \cdot L$ で表わせば、

$$P_T = \frac{V_T^2}{r \cdot L \cdot f(\tau)} \quad (2-9)'$$

となる。ここに E_a , V_T は Beam loading (より一般的には Wake field) による損失を考慮した値であることに留意されたい。平均電力 P_{RF} はパルス幅を T_P , パルスの毎秒当りの繰返しを f_{rep} とすれば、

$$P_{RF} = \hat{P}_T \cdot T_P \cdot f_{rep} \quad (2-10)$$

であり、シングルバンチ運転の場合には $T_P = t_F$ である。

ここで τ と \hat{P}_T 及び P_{RF} の関係について注目していただきたい。図3に Constant Impedance の場合の \hat{P}_T , P_{RF} の τ 依存性を示した。図からわかるように平均電力 P_{RF} は τ が小さいほど少なくてすむが、ピー

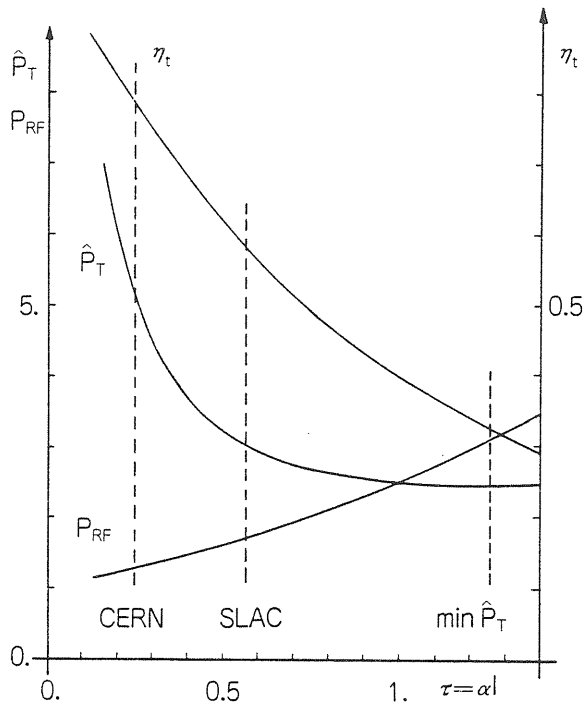


図3 Normalized peak RF power \hat{P}_T , average RF power P_{RF} , and energy transfer efficiency η_t as a function of the attenuation per section τ .

(文献5より転載)

ク電力 \hat{P}_T は τ が小さくなると急激に立ち上がって大きくなってしまいます。高周波源にとっては、どんな大出力ピーク電力を要求されても良いわけではないので、 τ としては \hat{P}_T , P_{RF} 両方ともあまり負担の大きくない 0.5 近辺の値を選んでもらう方が良いでしょう。

つまり、加速構造のパラメータ決定の際には、常に、高周波源にとって実現可能かという問いかけが必要ということになる。

2.3 位相及び周波数安定性

リニアックは高周波電場を用いて加速する装置であったから、高周波のどの位相に乗せるかによってエネルギーは変化します。今、最大加速位相から $\Delta\theta$ だけずれた場合の単位加速構造当りのエネルギー利得 V は次式で与えられる。

$$V = E_a \cdot l_{acc} \cdot \cos(\Delta\theta) \quad (2-11)$$

$\Delta\theta$ が小さい場合には $\cos(\Delta\theta) \approx 1 - \frac{1}{2}(\Delta\theta)^2$ であるので位相のずれ $\Delta\theta$ がある場合のエネルギー利得の変化 ΔV は

$$\frac{\Delta V}{V} = -\frac{1}{2}(\Delta\theta)^2 \quad (2-12)$$

で与えられる。この式からエネルギー変動をある範囲内におさえたい場合の位相変動に対する制限が導かれる。

位相変動をひき起こす要因として以下のようなものが考えられる。まず、リニアックは通常多数の高周波源デバイスを用いて各加速構造に高周波電力を供給しており、これらの位相は、単一の主発振器からの高周波信号を各デバイスに供給し、増幅することによって同期がとられている。この主発振器の基準となる高周波を各デバイスに入力高周波電力として供給する系は、励振系 (drive line system) と呼ばれる。この信号伝送系には周波数変動、温度変化により位相長 $\theta = \omega L/c$ (L は drive line の全長) の変動が起こる。高周波源デバイスにおいても、入力高周波を増幅する際に、電源変動などの原因により位相変動が起こるが、これについては次章クライストロンの項で述べる。加速構造自体でも、冷却水温などに変動があれば全長の変化が起こり、加速される粒子にとって見れば位相が変動したことに同等になる。

位相変動 $\Delta\theta$ の式は、次のようになる。⁶⁾

$$\frac{\Delta\theta}{\theta} = \{1 - (c/v_g)\} (\Delta\omega/\omega) + \alpha_a \Delta T_a + (c/v_p) \{ (1/v_p) (\partial v_p / \partial T - \alpha_d) \} \Delta T_d \quad (2-13)$$

ここで、 c は光速、 v_g は群速度、 α_a は加速構造の線膨張係数、 ΔT_a は加速構造の温度変化、 v_p は位相速度、 α_d は drive line の線膨張係数、 ΔT_d は drive line の温度変化である。高周波源の励振系 drive line を設計する場合には、布設する場所の空調に留意し、 ΔT_d を小さくすることはもちろん、位相安定化ケーブルのように $(\frac{\partial v_p}{\partial T} - \alpha_d)$ を使用する温度範囲で最小にする

ような特殊なケーブルを考慮する必要がある。もちろん加速構造の冷却系の温度制御についても、 ΔT_a をなるべく小さくして位相変動が問題とならないようになっていなければならない。

周波数が変化した場合のエネルギー変動については Neal⁶⁾によって次式のように与えられている。

$$\frac{\Delta V}{V} = (Q \Delta f/f)^2 \{ [2\tau(\tau+2) / \{ \exp(\tau) - 1 \}] - 4 \} : C.I. \quad (2-14)$$

$$\frac{\Delta V}{V} = (Q \Delta f/f)^2 [(2\tau \exp(-2\tau)(\tau+1) / \{1 - \exp(-2\tau)\}) - 1] : \text{C.G.} \quad (2-15)$$

これから出て来る周波数変動 $\frac{\Delta f}{f}$ に対する制限を満たすことはあまり易しいものではない。例えば、 $f = 2856 \text{ MHz}$, $\tau = 0.6$, $Q = 13000$ でエネルギー変動を0.5%以下にしようと思えば、 Δf としては約35 kHzということになる。

3. 高周波源デバイス

この章では、リニアックで使用される高周波源デバイスのいくつかについて、将来使用される可能性のあるものも含めて述べる。

3.1 クライストロン

クライストロンはリニアックの高周波源デバイスとして最も良く使用されている。図4にクライストロンの概略を示す⁷⁾ 電子銃部で加速された電子ビームは、入力空胴に発生した高周波電界により速度変調を受け、空間を走るうちに密度変調に変わり、出力空胴でビームエネルギーの一部が高周波電力に変わり、最後にコレクターで変換しきれなかったエネルギーを消散す

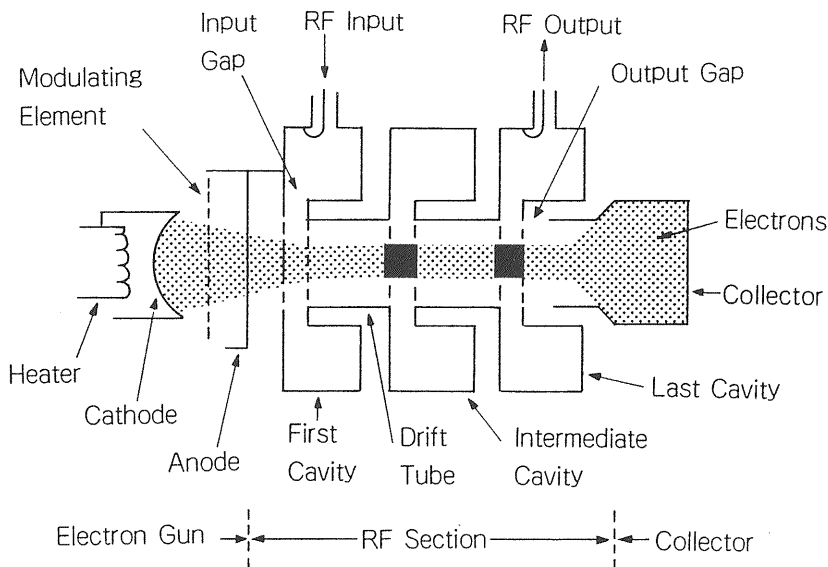


図4 Elements of a klystron amplifier
(文献7より転載)

る⁸⁾ 現在までの最大出力記録は周波数 2856 MHz, パルス幅 $T_p = 1.0 \mu \text{ sec}$ で 150 MW⁹⁾であるが、将来のリニアコライダーに向けての開発も活発に行なわれている¹⁰⁾ ここでは高周波源の設計にとって重要なパラメーターについて述べる。

まず電子銃部から出て来る電流 I はダイオード特性より

$$I = K V_K^{3/2} \quad (3-1)$$

である。ここで K はパービアンズで、陰極・陽極まわりの形状によって決まり、 V_K は陰極・陽極間に印加された電圧である。(3-1)よりクライストロンのインピーダンス Z_K は、

$$Z_K = \frac{V_K}{I} = \frac{1}{K} V_K^{-1/2} \quad (3-2)$$

と表わされ、印加電圧 $V_K^{-1/2}$ に依存して変化する。クライストロンの出力電力 P_K は変換効率を η_K とすれば、次式で与えられる。

$$P_K = \eta_K \cdot I \cdot V_K = \eta_K \cdot K \cdot V_K^{5/2} \quad (3-3)$$

利得 (Gain) G は、入力電力 P_{in} を用いて、

$$G = 10 \log \frac{P_K}{P_{in}} \quad (3-4)$$

と表わされる量で、この値が大きいほど励振系の設計は楽である。

次に電圧変動 ΔV_K が起った場合のエネルギー変動 ΔV は、(2-9)より $V \propto \sqrt{P_K}$ であるので(3-3)の $P_K \propto V_K^{5/2}$ を代入すれば、

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{5}{4} \left(\frac{\Delta V_K}{V_K} \right) \quad (3-5)$$

である。これは出力電力の変動を考慮した場合のものであるが、 ΔV_K による位相変調も起こるので、これについても考えてみる。クライストロンの位相長 θ_K は l_K を入力空洞、出力空洞間の距離とした時、次式で与えられる。

$$\theta_K = 2\pi f \cdot \frac{l_K}{v} \quad (3-6)$$

ここで、 v は電子ビームの速度で、 V_K の印加電圧で加速された場合、 m_0 を電子の静止質量として

$$v = c [1 - \{1 + (eV_K)/(m_0c^2)\}^{-2}]^{1/2} \quad (3-7)$$

で与えられる。(3-6)、(3-7)より位相変動 $\Delta\theta_K$ は

$$\Delta\theta_K = -(2\pi fl_K)/c [\{1 + (eV_K)/(m_0c^2)\}^2 - 1]^{-3/2} (eV_K)/(m_0c^2) \left(\frac{\Delta V_K}{V_K} \right) \quad (3-8)$$

である。位相変動がある場合のエネルギー変動は、(2-12)より

$$\frac{\Delta V}{V} = -\frac{1}{2} (\Delta\theta_K)^2 \quad (3-9)$$

であるから、許容するエネルギー変動率が与えられれば高周波源の電源電圧変動に対する制限が導びかれることになる。

3.2 ジャイロクライストロン¹¹⁾

ジャイロクライストロンは、図5に示すように原理的にはクライストロンに良く似た増幅器である。その違いは、クライストロンがビーム進行方向でのバンチング(longitudinal bunching)を利用しているのに対して、ジャイロクライストロンはビーム進行方向と垂直な面でのバンチング(azimuthal bunching)を利用している。すなわち、陰極から出た円筒状のビームを磁場で集中させてゆくと、電子には半径方向の(radial)速度が生じるので、磁場中でサイクロトロン運動をする。このビームが横方向の電場(TE mode)を持つ入力空洞を通過すると、サイクロトロン周波数に変調がかかり、図6(a)に示すようにドリフト空間に行くに従ってバンチングが起ってゆく。最後に出力空洞で図6(b)に示されるようなバンチとなり、TE modeを誘起することになる。メリーランド大学で10 GHz、パルス幅1 μ sec、30~50 MWを目指した開発が進んでいる。¹¹⁾ ジャイロクライストロンは、使用してい

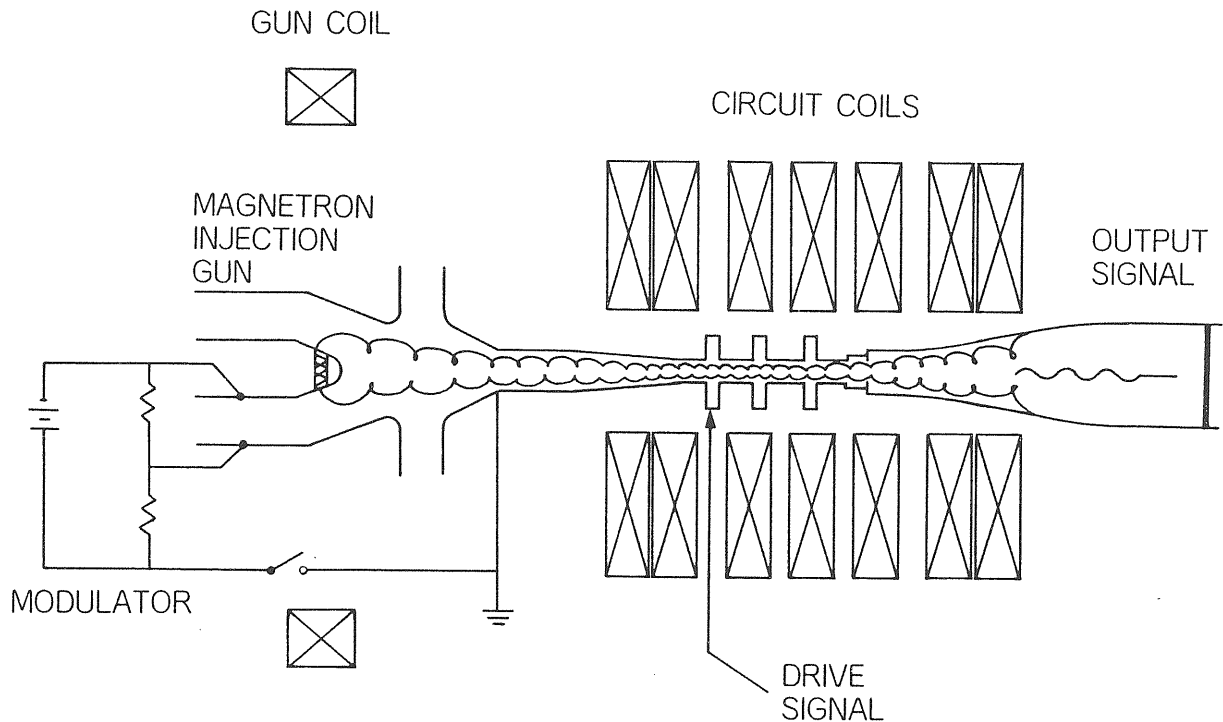


図5 Simplified schematic of the University of Maryland gyrokyklystron.

。(文献11より転載)

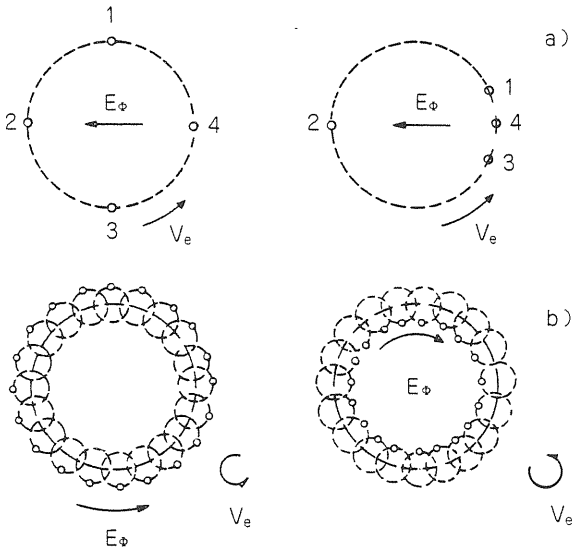


図6 Gyration electrons in interaction with the electric field of a) input RF cavity and b) output RF cavity of a gyrokyklystron.

(文献5より転載)

るモードがTEで方位面でのバンチングを利用しているために、周波数が高くなっても空洞寸法、ビームサイズとも余裕があり、クライストロンに比較し、より高い周波数で効果を発揮出来るものと考えられている。

3.3 CFA (Crossed-Field Amplifiers)

CFA (Crossed-Field Amplifier) は図7に示すように加速電場と磁場が直交したデバイスで、電子レンジの高周波源であるマグネトロンを増幅器にしたようなものである⁸⁾。マグネトロンには3.2 GHz、パルス幅30 nsecで500 MWものピーク出力を得た例もあり¹²⁾。陰極の面積が大きいのでインピーダンスが低く、比較的低電圧の電源で間に合うので、発振器でなく増幅器として使用出来るように改良出来れば、次世代の高周波源デバイスとしては注目に値するものである¹³⁾。

3.4 TBA (Two-Beam Accelerators)

TBA は図8に示すように、主リニアックに添ってもう一本別の大電流で比較的低エネルギーのリニアックを作り、高周波発生用空洞に誘起された電力を主リニアックに供給しながら再加速を繰り返す、言わば分布型高周波源である⁹⁾。加速周波数を高くとる場合には、表1にも示したように単位加速構造の長さが短くなり、電力供給のためのフィード数が増えることと、高出力高周波源の実現が困難であるのでTBAが唯一の可能な解かも知れない。高周波電力の取り出し方式としては、通常のSlow wave structureのlongitudinal field (縦方向場)との相互作用によるものと、ウィグラーを用いた横方向電場との相互作用による方式の2通りある。もともと、TBAはウィグラーを用いた

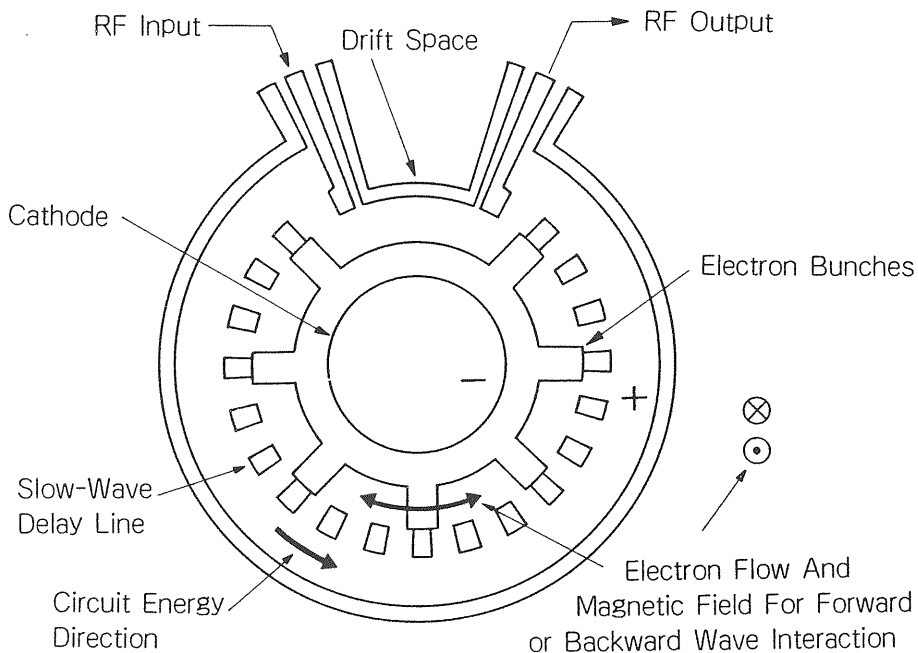


図7 Crossed-Field Amplifier

(文献8より転載)

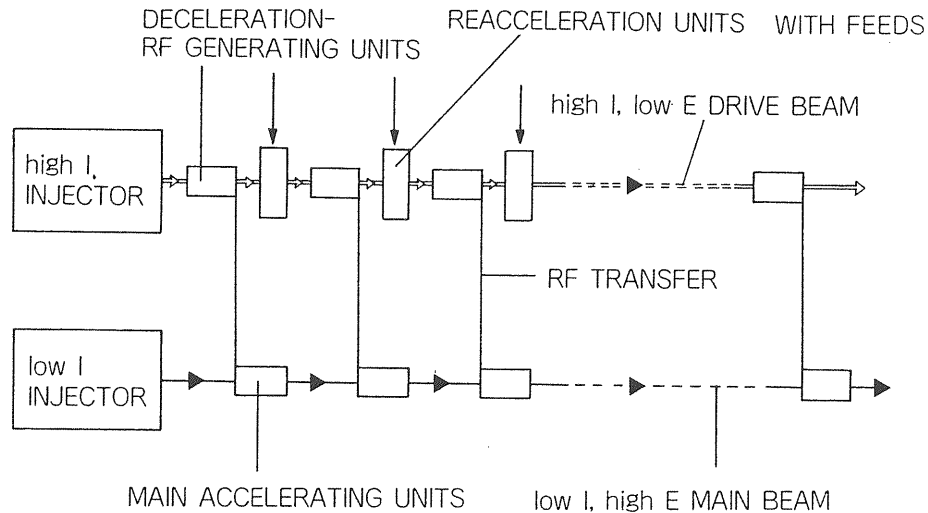


図8 Schematic drawing of a two-beam accelerator.
(文献5より転載)

FEL (Free Electron Laser : 本セミナー別稿参照) の低い効率の改善を目指したものであり、そのFELについてはKEKをはじめとしていろいろな研究所で開発が進められている¹⁴⁾ しか、多段で高周波電力を取り出していった場合には、いくら再加速を行ってもビームの質の低下は避けられず解決すべき問題は多いであろう。

4. パルス圧縮法¹⁵⁾

この章では、高周波源デバイスのピーク出力電力が加速器から要求された値を満たさない場合に必要となるパルス圧縮技術について紹介する。

4.1 SLED

SLEDはSLACのリニアックのエネルギー増強 (SLAC Energy Doubler or Development) に採用されたパルス電力圧縮法の一つで、図9に示すように、クライストロンと加速管との間に3dB結合器と2つの空洞から成る回路 (図10参照) を挿入し、クライストロンの出力電力の位相を制御することにより、加速管にクライストロンの出力電力の数倍にも相当する大ピーク電力を供給出来るようにしたものである¹⁶⁾ このSLEDの発想は、強結合 (over coupling) で高周波源から電力を供給されていた超伝導空洞が、高周波電力を切った時、その4倍にも上るピーク電力を発生したとい

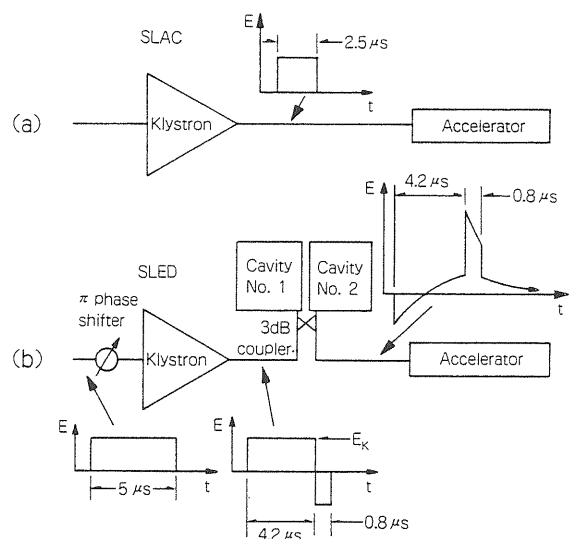


図9 Comparison of (a) the old SLAC and (b) SLED RF Systems.
(文献16より転載)

う測定結果から生まれた。このピーク電力は高周波源の電力をただ単に切るのではなく、位相を180°反転すればさらに増大するが、いずれにしてもこのままでは高周波発生源側にもどってきてしまうので、図10に示したような3dB結合器を用いることによって加速管側のみに行くようにしている。3dB結合器の主線路と副線路では位相が90°ずれるので、高周波発生源側にもどる場合には位相差が180°で相殺し、加速管側に行くものは位相差が0°で重ね合うことになる。

ここで、SLEDを記述する式を導いてみよう¹⁶⁾ 簡

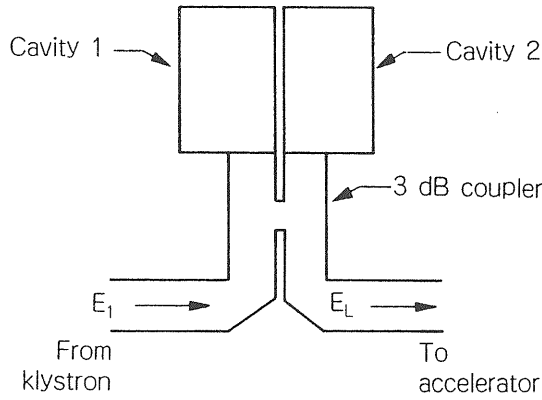


図10 Schematic of the SLED microwave network
(文献16より転載)

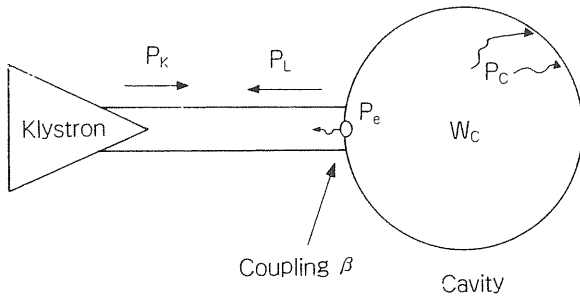


図11 RF system of klystron and cavity with coupling coefficient β .

単化のために、図11のようにクライストロンからの電力 P_K が結合係数 β で空胴に供給されている系を考える。エネルギーの保存則から、

$$P_K = P_L + P_C + dW_C/dt \quad (4-1)$$

ここで、 P_L は空胴側からもどって来る電力で、空胴から結合口を通して放出される波 E_e と、クライストロンからの波が空胴入口で反射しもどって来る波 E_K の重ね合わせである。(E_K はクライストロンからの波 E_i と位相が 180° 逆で絶対値は等しい。) P_C は空胴での損失、 W_C は空胴に蓄えられているエネルギーである。空胴のクオリティファクター Q_0 を用いれば $P_C = \omega W_C / Q_0$ であり、 β の定義から $P_e = \beta P_C$ であるから、(4-1) の電力を $P = kE^2$ の関係を使って E_K, E_e のみの式にまとめれば、

$$E_K^2 = (E_e + E_K)^2 + E_e^2/\beta + (2Q_0/\omega\beta) E_e \frac{dE_e}{dt} \quad (4-2)$$

となる。この式を簡単化し、空胴の filling time T_C

$= 2Q_0/[\omega(1+\beta)]$ を用いれば、

$$T_C \frac{dE_e}{dt} + E_e = -\alpha E_K \quad (4-3)$$

ここで $\alpha = 2\beta/(1+\beta)$ である。この式は E_K を与えれば解くことが可能で、 $E_L = E_e + E_K$ であったから負荷側に供給される電力も求まることになる。SLED では図12に示すような E_K を与えており、各時間帯 A, B, C に対する E_e は、

$$E_e(A) = -\alpha e^{-t} + \alpha \quad (4-4)$$

$$E_e(B) = \gamma e^{-(t-t_1)} - \alpha \quad (4-4)'$$

$$E_e(C) = E_e(t_2) e^{-(t-t_2)} \quad (4-4)''$$

ここで、 $t \equiv t/T_C$ 、 $\gamma \equiv \alpha(2 - e^{-t_1})$ である。図12には、 $\beta = 5$ 、 $t_1 = 2$ 、 $t_2 = 2.4$ の場合の E_e, E_L 及びそれを加速管に供給した場合のエネルギー利得 V が与えられている。

Farkas¹⁶⁾らは、SLEDを使用した場合にエネルギー利得が何倍になるかという比 R (SLED) も与えており、それは定インピーダンス (C.I.) 加速管の場合、次式で表わされる。

$$R(\text{SLED}) = \frac{1-\beta}{1+\beta} + \frac{2\beta}{1+\beta} (2 - e^{-\mu'}) \cdot \frac{e^{-\nu'} - e^{-\tau}}{\tau - \nu'} \cdot \frac{\tau}{1 - e^{-\tau}}$$

$$\mu' \equiv \frac{T_P - t_F}{T_0} (1 + \beta) \quad (4-5)$$

$$\nu' \equiv \frac{t_F}{T_0} (1 + \beta)$$

ここで、 $T_0 = 2Q_0/\omega$ 、 τ は加速管の attenuation constant、 T_P はクライストロンのパルス幅、 t_F は filling time である。 R の値は $T_0 \gg \beta t_F$ 、 $T_P \gg T_0$ 、 $\beta \gg 1$ の場合 3 になる。SLED の効率 η_{SLED} は

$$\eta_{\text{SLED}} = \frac{R^2 t_F}{T_P} = R^2 \frac{\nu'}{\mu' + \nu'} \quad (4-6)$$

である。前述のパラメーターの場合、この値は約65% である。

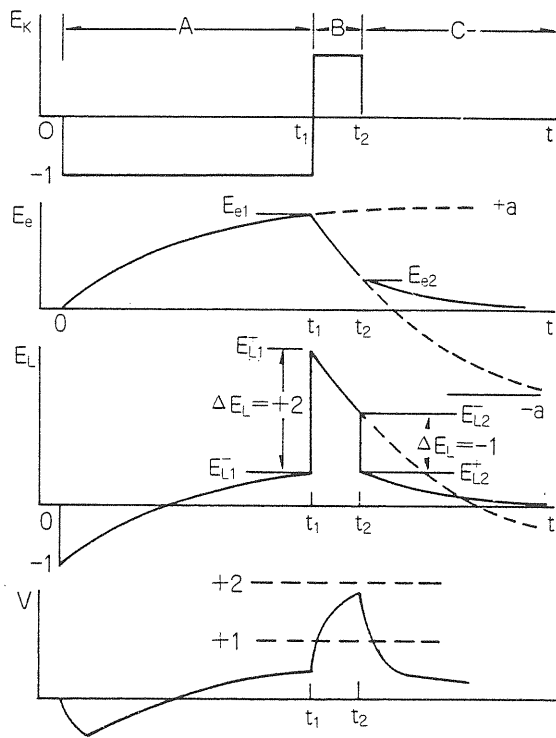


図12 Direct wave E_K , emitted wave E_e , and net load wave E_L for SLED.
(文献16より転載)

4.2 BPM

一段ごとにピーク電力をほぼ2倍に増大出来る BPM (Binary Power Multiplier) と呼ばれるパルス圧縮法がある。¹⁷⁾ その動作原理を図13に示す一段の場合を例にとって簡単に説明する。クライストロン用入力信号を 3 dB 結合器 H_i , 位相変調器 ϕ_v , ϕ_b を通してクライストロン K_a , K_b に供給する。クライストロンの出力電力の位相を図中に示したように ϕ_b で

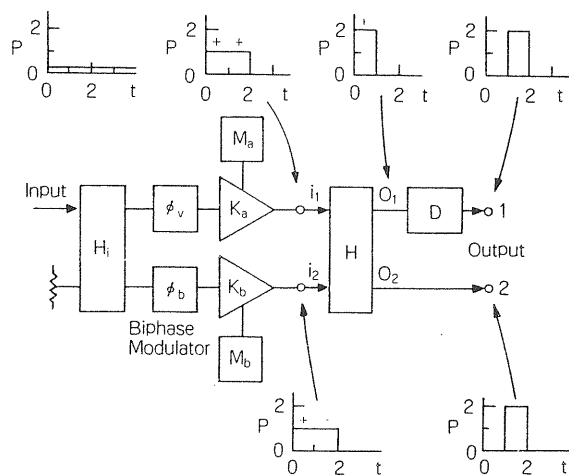


図13 Diagram of single-stage BPM.
(文献17より転載)

変調をかけると、(ここで“+”は 0° の、“-”は 180° の位相変化を表わす) 3 dB ハイブリッド H の入力ポート i_1 , i_2 に同相の入力電力が入った場合には出力ポート O_1 に、 180° 位相が違った場合には O_2 に出力されるようにすれば、図中に示したように、ピーク値が2倍でパルス幅が半分になった電力がまず最初に O_1 に、つづいて O_2 に出力される。出力ポート O_1 に遅延回路 D をちょうどこのパルス幅相当分だけ遅れるようにいければ、最終的に出力ポート 1, 2 に同時に出力されることになる。2ⁿ 倍のピーク電力を得なければ n 段の BPM にすれば良いわけではあるが、実際には遅延回路を含めて損失がある。損失を考慮にいたした i 段目の電力増倍係数 M_i は次式で表わせる。

$$M_i = 1 + e^{-2\tau_i} \quad (4-7)$$

ここで、 τ_i は i 段目の遅延回路の attenuation である。n 段の BPM 全体の電力増倍係数 M は、

$$M = \prod_{i=1}^n (1 + e^{-2\tau_i}) \quad (4-8)$$

である。従って BPM の効率 η_{BPM} は (4-8) の M を使って

$$\eta_{BPM} = \frac{M}{2^n} \quad (4-9)$$

と表わせる。

4.3 MPC

ここまで述べた SLED や BPM は高周波源から出力されたパルス高周波電力を圧縮する方法であったが、ここでとりあげる MPC (Magnetic Pulse Compression) は、高周波源用のパルス電源においてパルス電力の圧縮を行なうものである。その原理は、フェリもしくは強磁性体の過飽和特性に現われている透磁率の大きな変化を利用してインピーダンスの変化を起こし、これをスイッチングに使うものである。多段の MPC のパルス圧縮の様子を図14に示した¹⁸⁾ まず、コンデンサー C_1 がインダクター L_0 を通して充電されるが、一旦 L_1 が飽和して L_0 よりずっと小さくなると、 C_2 が飽和した $L_{1\text{ sat}}$ を通して C_1 から充電されはじめる。ところが、 $L_{1\text{ sat}}$ は L_0 に比較しずっと小さいので、 C_2 は C_1 が充電された時よりずっと早く充電される。以下これの繰り返しになり、図14(c)に示したようにパルス電力が圧縮される。

MPC を用いた具体例として、X-バンドクライストロン (11.4 GHz) 用パルス電源の回路図を図15に示

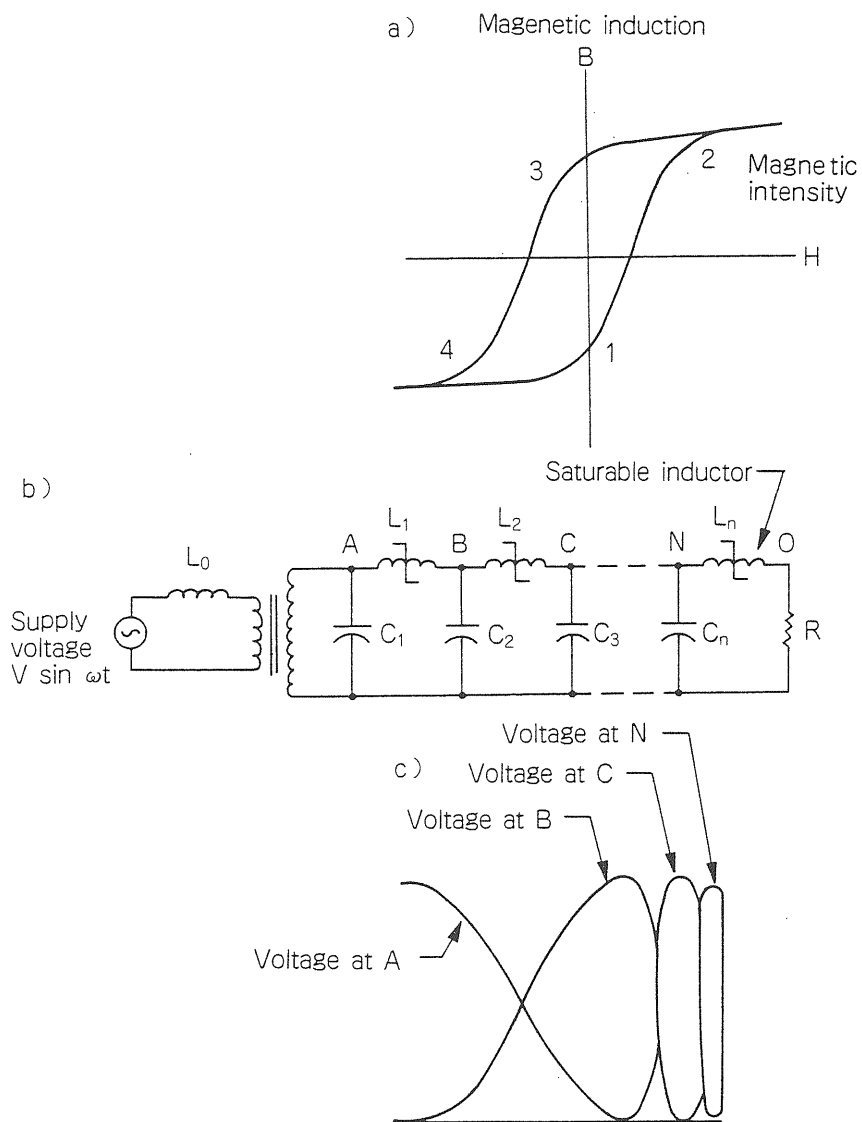


图14 Diagrams outlining the operating of magnetic pulse compression.

(a) The hysteresis (B-H) loop of a typical saturable magnetic material.

(b) Simplified schematic of a magnetic pulse compressor. The elements marked L_1 , L_2 , and L_n are nonlinear inductors.

(c) Typical voltage waveforms associated with a magnetic pulse compressor.

(文献18より転載)

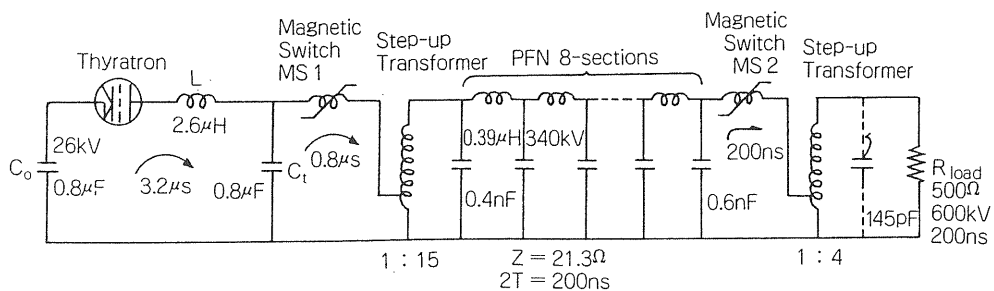


图15 Equivalent circuit diagram of the simulated klystron modulator.

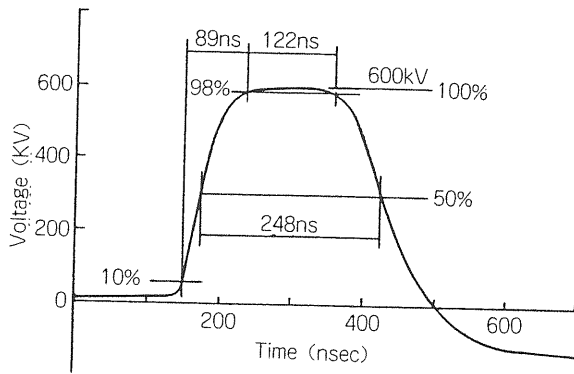


図16 Simulated output voltage of the X-band klystron modulator.

した¹⁹⁾ MPC 2段で構成され、負荷のクライストロンは平坦なパルストップ部分を必要とするので(平坦でない(3-8)より位相変調がかかってしまう) L, C 8段より成るパルス形成回路(PFN: Pulse Forming Network)を採用している。図16に示した出力パルス波形の計算結果によれば、約 90 n sec 以下で立ち上がっている。このように早い立ち上がりの大電力パルスを発生させることは、MPC以外の通常の方法では困難をとまう。

5. KEK 2.5-GeV リニアックの高周波源

この章では具体例として KEK 2.5-GeV リニアックの高周波源²⁰⁾をとりあげ、各部のパラメーターがどのように決められたか、及びここまであまり詳しくふれられなかったパルス電源、励振系、Phasing などについて述べる。

5.1 要求されたパラメーター

KEK 2.5-GeV リニアックは、エネルギー 2.5-GeV、電流 50 mA、パルス幅 1 μ sec のビームを、毎秒 50 回加速することを目指して 1979 年より建設が開始され、ほぼ 3 年間で完成した^{20), 21)} 決定された加速管のパラメーターを表 2 に示す²¹⁾ 横方向のビーム不安定性を避けるために、5 種類の semi-constant gradient 型の加速管を全部で 160 本使用している。加速管 1 本当りに必要なピーク電力 \hat{P}_{rf} は、(2-8) に表 2 のパラメーターの平均的な値を代入して約 5 MW と求まり、全体では 800 MW のピーク電力 \hat{P}_T が必要になる。パルス幅は filling time t_F が約 0.5 μ sec であり、パルス幅

1 μ sec のビームを加速しなければならないから、全体としては 1.5 μ sec 以上が必要である。

従って高周波源に対する要求は、周波数 2856 MHz、パルス幅 1.5 μ sec 以上、1.9 m 間隔に 5 MW ずつ 160 本分(全体では 800 MW)の電力を毎秒 50 回ずつ供給せよということになった。

表 2 Characteristics of accelerator guide.

Operation frequency (MHz)	2856 MHz
Length of accelerator guide	1.889 m
Phase shift per cavity	$2\pi/3$
Field attenuation $\tau = al$	0.32 ~ 0.41
Shunt impedance r_0 (M Ω /m)	55.3 ~ 60.5
Group velocity (v_g/c)	0.0189 ~ 0.0079
Q	13,200
Filling time (μ s)	0.469 ~ 0.574
Accelerator guide diameter 2b (cm)	8.2973 ~ 8.1849
Iris aperture diameter 2a (cm)	2.492 ~ 1.9400
Disk thickness t (cm)	0.5
Average field gradient (kV/cm) at nominal operating level	83.3
Operation temperature ($^{\circ}$ C)	30 $^{\circ}$

(文献 21 より転載)

5.2 30 MW クライストロン

要求される出力電力が決まったので、あとはカタログなどから適当な高周波源(ほとんどの場合クライストロン)を選ぶことになる。一般にピーク出力電力の大きいクライストロンを用いた方がコンポーネントの数が少なくなりコスト的にも有利である。建設前の時点で、日本のメーカーが供給出来るクライストロンの最大ピーク電力は約 24 MW であったので、クライストロン 1 本当り 4 本の加速管に電力を供給する構成をとることとした。ただし SLAC では XK-5 型のクライストロンより 30 MW 以上の電力を得ていたので、これを参考にしてクライストロンの仕様としては 30 MW とし、将来のエネルギー増強に備えることとした。表 3 にクライストロンの仕様を示す。

表3 Specifications and operating conditions of the 30 MW klystron

	Specification	Operation
Max. beam voltage	270 kV	
Max. beam current	295 A	
Micro-Perveance	$2.1 \pm 0.1 \text{ A/V}^{-3/2}$	
Average beam power	30 kW	
Beam pulse width	$< 4 \mu\text{s}$	$3.5 \mu\text{s}$
rf pulse width	$< 4 \mu\text{s}$	$3.5 \mu\text{s}$
Pulse repetition rate	100 pps	50 pps
rf frequency	2856 MHz	2856 MHz
Peak output power	30 MW	20–30 MW
Efficiency	40 %	35–40 %
Gain	51 dB	42–52 dB
Focusing magnet	electromagnet	permanent

5.3 クライストロン用パルス電源

クライストロンの要求する 270 kV (表3 参照) にも及ぶパルス電圧を直接発生させるパルス電源を作るには困難が多いので、通常はパルストランスで昇圧して供給する方法が取られている。パルス電源としては PFN (パルス形成回路) に蓄えられた電気エネルギーをスイッチ (サイラトロンを用いることが多い) で放電させて大電力パルスを作るラインタイプパルス電源が一般的である。表4 にパルス電源の仕様を、図17 に回路図を示した²⁾

パルス電源の設計はスイッチの最大定格電圧により左右される。我々が実績を考慮して選んだサイラトロン ITT-KU 275C の場合この最大定格電圧は 50 kV であった。これによりパルストランスの昇圧比は余裕を見て 1 : 12 となった。昇圧比が決まればクライストロンの負荷としての特性をパルストランスの1次側に焼き直すことにより表4 の仕様が出て来る。ただしパルス幅 T については立ち上がり、立ち下がり時間を考慮し、パルス平坦部の幅が $1.5 \mu\text{sec}$ 以上となるよう余裕を見て半値幅で $3.5 \mu\text{sec}$ と長くしている。ここまで決まれば PFN の全容量 C_{tot} は PFN に蓄えられたエネルギー $(\frac{1}{2} C_{tot} V_{PFN}^2)$ がパルスエネルギー $(\int_0^T I_p V_p dt)$ に等しいという保存則により

$$C_{tot} = \frac{2 V_p I_p T}{V_{PFN}^2} \quad (5-1)$$

ここで、 V_{PFN} は PFN の充電電圧で 45 kV
 V_p は 1 次側のパルス電圧で 22.5 kV
 I_p は 1 次側のパルス電流で 3600 A

表4 Specifications of the modulator

Peak power output (max.)	84 MW
Average power output (max.)	14.7 kW
Output pulse voltage range	11–23.5 kV
Output pulse current (max.)	3600 A
Load impedance	6.3 Ω
Output impedance (PFN)	6.0 Ω
Pulse length, flat top	$< 1.8 \mu\text{s}$
Rise time	$< 0.8 \mu\text{s}$
Fall time	$< 1.0 \mu\text{s}$
Pulse repetition rate	50 pps
Pulse height deviation from flatness (max.)	0.3 % (p-p)
Pulse amplitude drift	
Short term	$< 0.2\%$ (desired value 0.1%)
Long term	0.5 %/h

である。それぞれの値をいければ我々の場合 $0.3 \mu\text{F}$ になる。あとは PFN を何段の L, C で構成するかということを決めれば良い。PFN の段数が多いほどパルストップ部の平坦度が出し易いので (3–8) に示した $\Delta \theta_k$ を小さく出来て好都合である。我々は 20 段にした。一般に n 段の全く同じ L_i, C_i から成る PFN のインピーダンス Z とパルス幅 T は次式で与えられる。

$$Z = \sqrt{L_i / C_i} \quad (5-2)$$

$$T = 2n \sqrt{L_i C_i} = 2Z C_{tot} \quad (5-3)$$

特に (5–3) はパルス幅 T, インピーダンス Z が与えられれば PFN の全容量がすぐに求まるので便利である。

次に充電に関するパラメータを導いてみよう。充電に関係する要素は PFN の全容量 C_{tot} , 三相全波整流回路の出力電圧 V_{DC} , 充電トランスのインダクタンス L_c と充電用ダイオードである。 C_{tot} と L_c は共振回路を構成するから充電電圧 V_{PFN} , 電流 I_{charge} はそれぞれ次のように表わせ、 V_{PFN} は V_{DC} の 2 倍まで充電される。

$$V_{PFN} = V_{DC} (1 - \cos \omega t) \quad (5-4)$$

$$I_{charge} = \frac{V_{DC}}{\omega L_c} \sin \omega t \quad (5-5)$$

ここで、 $\omega = (L_c C_{tot})^{-1/2}$ である。
 充電時間 T_{charge} は

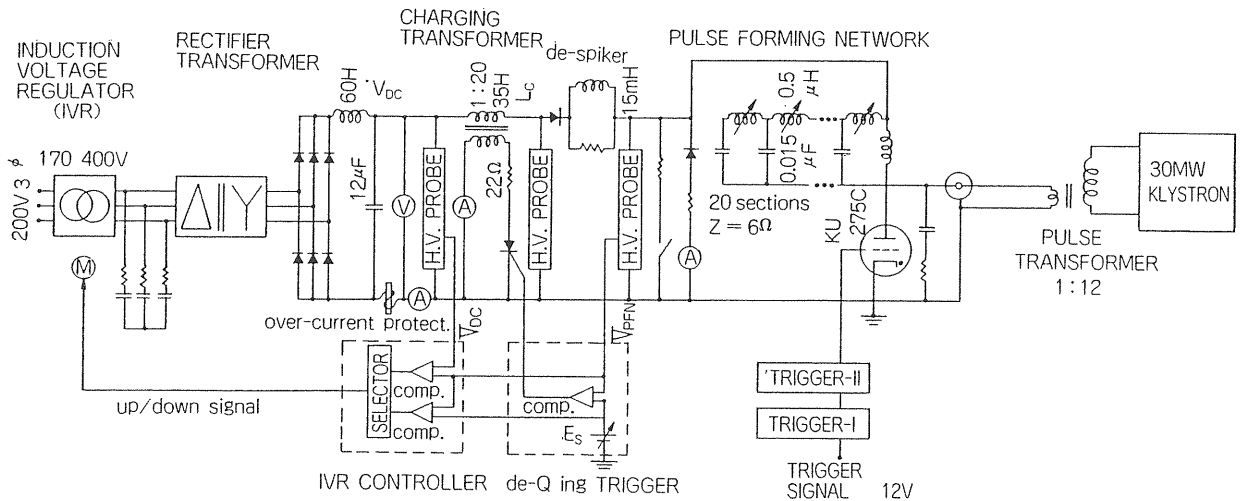


図17 Simplified diagram of the klystron modulator

$$T_{\text{charge}} = \pi \sqrt{L_c C_{\text{tot}}} \quad (5-6)$$

と表わせる。これは繰り返し時間の半分程度に設計するのが普通であるから、我々の場合10m sec ととり、 $C_{\text{tot}} = 0.3 \mu\text{F}$ をいれて L_c は35H という値になる。 L_c が決まれば I_{charge} などのピーク値も決まるので充電用ダイオードなどの選定も出来るようになる。

ところで出力電圧の安定度は(3-5), (3-8)に示したように、エネルギー変動 $\frac{\Delta V}{V}$ に直接結びついているので、エネルギー安定度を0.5%程度におさえようすれば表4に示したような安定度が必要になる。安定度を図る方法としては、充電の途中で充電トランスの2次側を強制的に短絡して実効的に充電ダイオードのアノード側の電圧を下げ、PFNへの充電を止める手法が良く採られている。これは、共振回路の見かけ上のQ値を急激に下げることと同じなので de-Q'ing 回路と呼ばれている。

実際のパルス電源には、これまで述べてきた回路の他に保護用のインターロック回路や、トリガ・制御等の回路が数多く組込まれている。設計者にとって大事なことは、十分に余裕を見た設計をしてなるべく故障のないようにするのはもちろんのこと、これらの回路をユニット化し、保守が簡単で、故障が起きた時に故障原因の究明(トラブルシューティング)が容易なシステムを組み上げることである。

しかし、パルス電源の最大の難点は、本質的にパルス電源がノイズ源でもあるという所にある。毎秒何十回となくパルス幅が数 μsec で100 MWにも及ぶ大電力の放電を繰り返しているわけであるから、パルス電源の制御系を含めて長期間安定に動作させることは至難の技と言わねばならない。

5.4 励振系

励振系は、各クライストロンが必要とする量の入力高周波電力を、単一の主発振器からの基準となる高周波信号を増幅、分配して供給する系全体をいい、2.5-GeV リニアックでは図18に示したような構成になっている。クライストロンが必要とする入力高周波電力は表3の利得(Gain)から逆算出来て約300Wである。位相を合わせるための移相器の挿入損失が3dBあるので、各電源には余裕を見て1kW以上の配分をすることが望ましい。

ところで、クライストロンは、リニアックの全長約500mにわたって設置されており、伝送路での損失は表皮効果(skin depth effect)も含めて周波数が高いほど大きいので、我々の励振系における長距離の主伝送路では476MHzで送り、それをサブブスターで6倍の周波数に変換し、増幅して各クライストロンに供給し、2856MHzで送る距離を短かくしている。

伝送路に供給しなければならない電力 P_T は、取り出し口が n 個あるとして、 i 番目の取り出し口に必要な電力を P_i 、 i 番目の取り出し口から伝送路を信号源までもどっていった時に損失分を補う意味で、何倍にしなければならないかという比を r_i とすれば、

$$P_T = \sum_{i=1}^n P_i \cdot r_i \quad (5-7)$$

で与えられる。ここで取り出し口が等間隔で、全ての P_i が等しい場合には、(5-7) は等比級数の和で簡単になる。1番目の取り出し口が信号源から離れているとして、取り出し電力を P_0 、単位区間の $r_i = r$ とすれば、

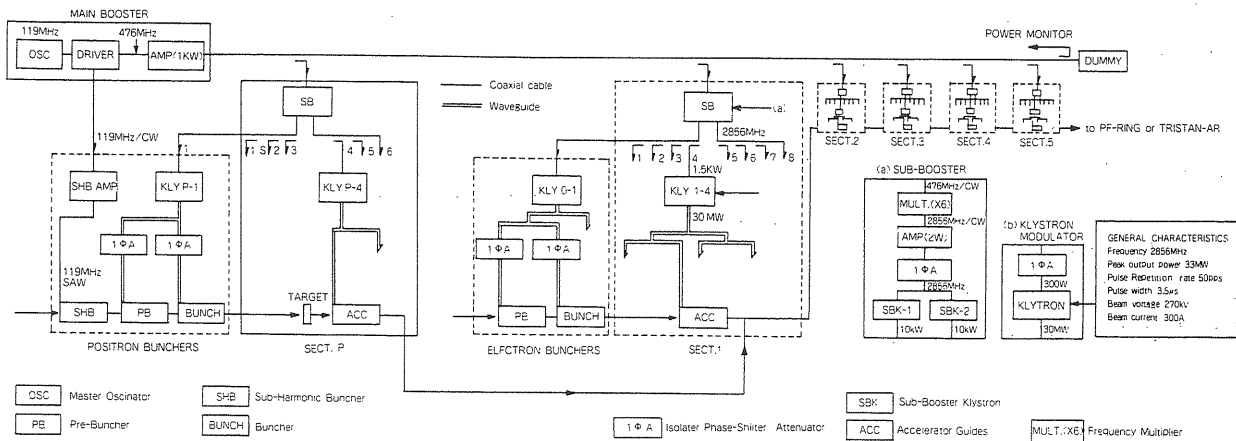


図18 BLOCK DIAGRAM OF RF SYSTEM

$$P_T = P_0 \frac{r^{n+1} - r}{r - 1} \quad (5-8)$$

である。我々の伝送系では、476 MHz の場合、 $P_0 = 6 \text{ W}$ 、 $r = 2.18$ 程度なので $n = 5$ とすれば $P_T = 530 \text{ W}$ となり、1KW の増幅器があれば充分である。

温度変動による位相変化については、図19に示すような特殊な位相安定化ケーブルを用いることにより、(1-13) の式中の $(\frac{\partial v_p}{\partial T} - \alpha_d)$ の項を小さくし、変化をおさえている。

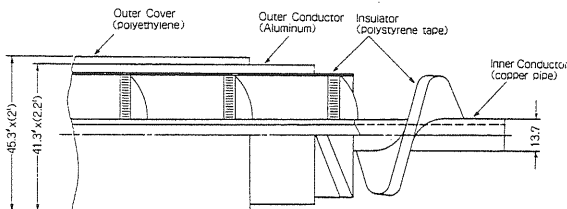


図19 Cutaway view of a coaxial cable for main drive line

5.5 Phasing

Phasing とは、クライストロンから供給された高周波電力により、各加速管内に生じた高周波加速電界の波頭（最大加速位相）にバンチされた電子を乗せ最適加速条件を満足することで、これが不充分である場合、(2-12) からわかるようにエネルギー利得が減少する。Phasing にはいくつかの方法があるが、ここでは我々が採用している Beam Induction 法について述べる。

Beam Induction 法とは、電子ビームが加速管内を通過する時に加速管に誘起する高周波電場 (Induced RF: 2856 MHz) の位相に着目したものである。加速

管を通過する電子ビームが高周波電場を誘起するという事は、電子ビームがエネルギーを失うことであるから、誘起された高周波電場の位相は常に減速位相である。従って、図20に示すように、クライストロンからの高周波電力により加速管内に生じる高周波電場の位相を、何らかの方法により、この電子ビームの誘起した高周波電場の位相と 180° 異なるように調整すれば Phasing が出来ることになる。

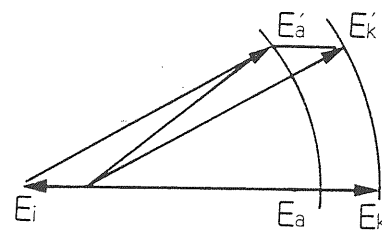


図20 Vector diagram illustrating the effect of beam loading. E_i represents the beam induced field, E_k the field from a klystron, E_a the acceleration field, and the primed for the case of incorrect phasing.

具体的には図21に示すように、まずクライストロンの高周波出力を止めて電子ビームだけを加速管に通過させ、誘起された高周波電場の一部を加速管出口の方向性結合器で取り出し、位相検出器に入力する。これと参照波 (REFERENCE SIGNAL) との位相差を位相検出器で調べ、CONTROL PHASE-SHIFTER を動かして、参照波の位相を誘起高周波電場の位相に一致させる。次に電子ビームを止めて、クライストロンによる高周波電場と参照波の位相差が 180° になるようにクライストロンの PHASE-SHIFTER を調整する。これでビームを出せば最適加

速条件で加速されるようになる。

我々は、実際にはビームやクライストロンを止めているわけではなく、図22に示したようにクライストロンの高周波出力パルスのタイミングを約 $80 \mu\text{sec}$ 遅らせることで等価なことを行っている。

我々の所ではクライストロンを40本以上も使用しているため、この Phasing を人間が手動でするとなるとかなりの時間を要する。そこで図23に示すような Phasing 制御系を整備して自動的に Phasing が行なえるようにしている。²³⁾

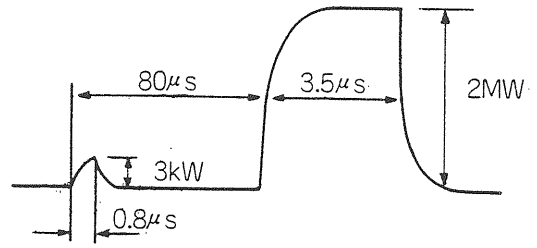


図22 Rf signal at the end of the accelerator guide in the standby mode.

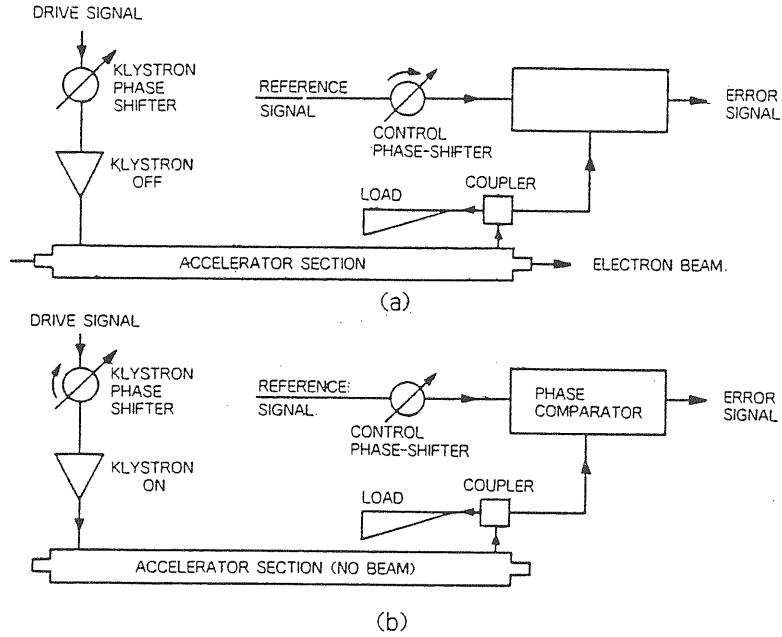


図21 Illustrating the beam-induction method of phasing.

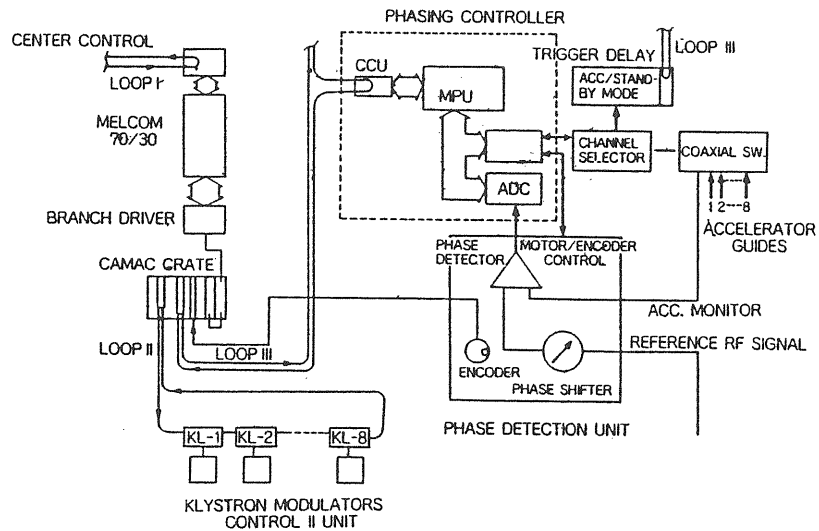


図23 Schematic diagram of the phasing control system for every sector.

参 考 文 献

- 1) The Stanford Two-Mile Accelerator, ed. R.B. Neal, Benjamin, New York, 1968.
リニアックのバイブルとも呼ばれる本, 通称「青本」
- 2) P.B. Wilson, SLAC-PUB-3674.
- 3) W.D. Kilpatrick, Rev. Sci. Instr. **28**, 824 (1957).
- 4) Millimeter Wave Engineering and Applications, Bhartia and Bahl, Wiley, New York, 1984.
- 5) H. Henke, CERN 87-11/ECFA 87-110, p26, 1987.
- 6) Linear Accelerators, ed. P. Lapostolle and A. Septier, North-Holland, Amsterdam, 1970.
リニアックのもう一つのバイブル, 通称「赤本」
- 7) Microwave Tube Manual by Varian Associates.
- 8) Microwave Tubes, A.S. Gilmour, Jr., Artech House, Dedham, 1986.
第5回加速器セミナー“OHO'88”に福田茂樹氏による「クライストロンとその周辺」と題する講義ノートがあるので参照していただきたい。
- 9) T.G. Lee et al., SLAC-PUB-3619 (1985).
- 10) H. Mizuno et al., Particle Accelerators **30**, pp 167 (1990).
H. Yonezawa et al., *ibid.* pp 219.
M.A. Allen et al., *ibid.* pp 189.
クライストロンの開発にはコンピューターシミュレーションが効果的に援用されている。例えばT. Shintake, KEK Report 90-3, May 1990. を見よ。
- 11) New techniques for Future Accelerator II, RF and Microwave Systems, ed. M. Puglist et al., Plenum Press, New York, p 107 (1989).
- 12) W.M. Black et al., IEDM, Washington D.C., p 175 (1979).
- 13) M.A. Allen, private communication; SLACではリニアコライダー用の高周波源としてCFAの開発を進めている。
- 14) S. Hiramatsu, private communication; 平松らは最近9.4 GHz, 7kWのマイクロ波を約1.3 MWまでFEL増幅することに成功した。
A.M. Sessler et al., Am. Scientist, **75**, 35 (1987).
- 15) D.L. Bix et al., AIP Conf. Proc. No. 153, New York, 1987. vol. II, p 1572 ~ にパルス圧縮法に関する良い解説がある。
- 16) Z.D. Farkas et al., Proc. 9th Int. Conf. on High Energy Accelerators (SLAC, 1974), p. 576.
- 17) Z.D. Farkas, IEEE TRANS. MTT-34, p 1036 (1986).
- 18) D.L. Bix et al., IEEE TRANS. NS-32, p 2743 (1985).
- 19) T. Shidara et al., Proc. 7th Symp. on Accel. Sci. and Tech., p 109 (1989).
- 20) J. Tanaka, Nucle. Instr. and Meth., **177**, p 101 (1980).
S. Anami et al., Proc. 1981 Linear Accel. Conf., Santa Fe, La-9234-C, p 177 (1982).
- 21) I. Sato, Nucle Instr. and Meth., **177**, p 91 (1980).
- 22) T. Shidara et al., *ibid.* **A279**, p 423 (1989).
- 23) H. Hanaki et al., Proc. of the 1986 Linear Accel. Conf., SLAC, p 481 (1986).