

大電力高周波源

1. 高周波源の概要

加速器の世界で「高周波 (Radio Frequency, RF と略す)」とは「マイクロ波 (Microwave)」とほぼ同義語であり、周波数が数 100 MHz から数 10 GHz、波長が数 m から数 cm 程度の電磁波のことを意味する。電子加速器では、マイクロ波により生じた電場で電子を加速する。電場の強さはマイクロ波の電力の 1/2 乗に比例するため、電子を効率的に加速するためには、大電力のマイクロ波が必要になる。そこで電子加速器では通常、加速器に沿って大電力の高周波源を多数配置し、導波管を通じて加速空洞にマイクロ波を供給する。本節では、この高周波源と導波管システムについて説明する。

1.1. 高周波源の種類

高周波源として使われるマイクロ波の増幅器、発振器を分類したものを Fig. 1 にて示す。このうち主要な増幅器について、順に紹介する。

1.1.1. 格子制御管 (三極管、多極管)

マイクロ波の発振器、増幅器となる電子管は、1900 年代初頭より無線通信やレーダ、ラジオ放送やテレビ放送用途として発達してきた。その中で最も基本となる二極管、三極管、および IOT の構造を Fig. 2 に示す。二極管では、陰極から放出された熱電子が陽極に向かう方向にしか電流が流れないため、整流器として働く。二極管の陰極付近に制御格子を設けたものが三極管である。制御格子にマイナスの電圧 (バイアス電圧) を加えると電子の流れはブロックされる。わずかな格子電圧の変化で陽極電流を大きく変えることができるため、増幅器として使用することができる。周波数が高くなると電極間の静電容量が問題となるため、制御格子と陽極の間に遮蔽格子 (Screen grid) を加え安定性を向上させた四極管、五極管などの多極管が用いられる。例えばテレビ放送局では、周波数 90~220 MHz (VHF) および 470

~770 MHz (UHF) で出力が数 kW から数 10 kW 程度の四極管が使われている。加速器用途でも用いられる IOT (Inductive Output Tube) は、Fig 2 の c) に示すように集群された電子の動きを電磁波として取り出すことにより、100 kW 以上の高周波電力を得ることができる。

1.1.2. 速度変調管 (クライストロン)

マイクロ波の波長が電子管と同程度になると、電子ビームが空間的にも密度変調され、格子制御管としての動作ができなくなる。そこで、電子ビームに速度変調をかけて集群させる速度制御管が用いられる。代表的な速度制御管である直進型クライストロン、進行波管、およびマグネトロンの構造を Fig. 3 に示す。

直進型クライストロンは、1937 年にスタンフォード大にて、バリアン兄弟 (R. H. Varian, S. F. Varian) らによって発明された。陰極から取り出された電子ビームは、入力空洞にて加速および減速を交互に受け、ドリフト部を進むにつれてマイクロ波の波長の間隔に集群される。そして出力空洞にて電磁波として取り出す。入力部、出力部ともに共振空洞となっているので効率が良く、また MW を超える巨大出力も得られる。クライストロンには、陰極に高電圧のパルス印加しパルス状のマイクロ波を出力するパルス・クライストロンと、直流高電圧を印加して CW (Continuous wave: 連続波) でマイクロ波を発生させる CW クライストロンがある。この直進型クライストロンについては、次章で詳しく説明する。

反射型クライストロンは発振専用管で、共振空洞はひとつしかなく、電子ビームを反射電極で反射させて再び共振空洞に戻すことにより発振が始まり増幅される。後述のマグネトロンと共に簡易なマイクロ波源としてレーダ用や通信用に多く使われてきたが、近年は半導体に置き替えられつつある。

1.1.3. 進行波管

進行波管 (Traveling wave tube: TWT) では、Fig. 3 に示すように電子ビームの周りをらせん状

の電線が取り囲む構造をしている。らせん状の電線は遅波回路として働く。入力されたマイクロ波は、らせん状の電線に送られる。電子ビームの速度とマイクロ波のらせん軸方向の位相速度を合わせると、電子ビームの速度変調、集群、電力の取り出しが連続的に行われ、入力波より 40～50dB 高いマイクロ波出力を得る。出力電力は比較的小さいが、空洞を用いないため周波数帯域が非常に広いのが特徴である。進行波管は 1942 年にイギリスのコンプナー (P. Kompfner) が考案し、アメリカのベル研究所に移ってピアース (J. R. Pierce) とともに実用化に成功した。周波数が数 GHz の領域にて、小型、軽量かつ広帯域という特徴から、放送用やレーダ用、あるいは衛星に搭載して通信に使用されるなど、現在でも数多く使われている。

1.1.4. マグネトロン

マグネトロンは、外部磁場が電場と直交するため、電子ビームは陰極の周りで円運動を行う。円周上に共振空洞が配置され、電子ビームは周回を重ねるごとに速度変調を受け、共振空洞の波長間隔で集群される。この電子群がまた、共振空洞や出力空洞に電磁場を誘起し、その一部を出力として取り出す。電子はエネルギーを失っても軌道を外側に移して周回し続けるため、エネルギーの取り出し効率が 60～70% と高いのが特徴である。そのため、大型レーダ用の MW 級パルス発振管や、電子レンジに代表される高周波加熱用 (2.45 GHz)、半導体のプラズマ・プロセッシング用として、広く使用されている。マグネトロンは 1921 年にアメリカのハル (A. W. Hull) が考案し、2 年後に日本の岡部金治郎が発振に成功した。その後、第二次世界大戦下でレーダの開発のため、その高周波源としてマグネトロンの急激な実用化がなされた。1947 年に作られた SLAC のマーク

I 加速器では、1 MW 出力のマグネトロンを用いて 7 MeV の電子加速が行われた。しかし、マグネトロンを加速器の高周波源として使用するには最大の欠点がある。マグネトロンは発振管であるので、外部からの位相の制御が難しく、複数の高周波源を同期させて使用する中型、大型加速器には使用できない。

1.1.5. 半導体増幅器

マイクロ波の増幅器には、電子管の代わりにトランジスタ等の半導体を用いたものがある。1950 年代以降、ほとんどの電子機器において電子管 (真空管) が半導体に置き替えられたように、無線通信や放送、レーダ用途の増幅器は、周波数が低く電力の小さなものから順に、半導体を使ったものに置き替えられてきた。半導体は電子管に比べて小型、低消費電力かつ長寿命で信頼性が高いからである。しかしながら、半導体素子では、固体中を高周波電力が通過する際の発熱に弱く、出力可能な電力が 1 素子あたり数 W～数 10 W 程度に制限される。大電力の増幅器はこの素子を多数使い、合成器で合成する。従って、合成後の出力は高々数 kW 程度で、増幅器としても高価なものとなる。従って現時点では、クライストロン等の前段増幅器 (出力 500 W 程度) や、電界の低いバンチャー空洞用高周波源、円型加速器用の CW 高周波源などの用途に限られる。半導体素子としては、シリコン基材の代わりに高周波での損失の少ないヒ化ガリウム (GaAs) や窒化ガリウム (GaN) などの化合物半導体を用いた FET が開発され、実用化されている。近年の携帯電話や無線通信の発達により、周波数帯域が数 GHz の素子やマイクロ波機器の発達が目覚ましい。加速器用高周波源としても、今後の発達が期待される。

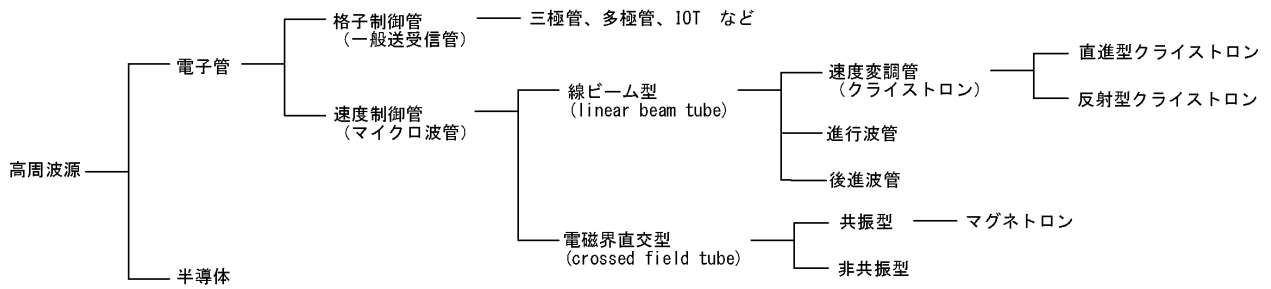


Fig. 1 高周波源の分類。文献[1]より引用。

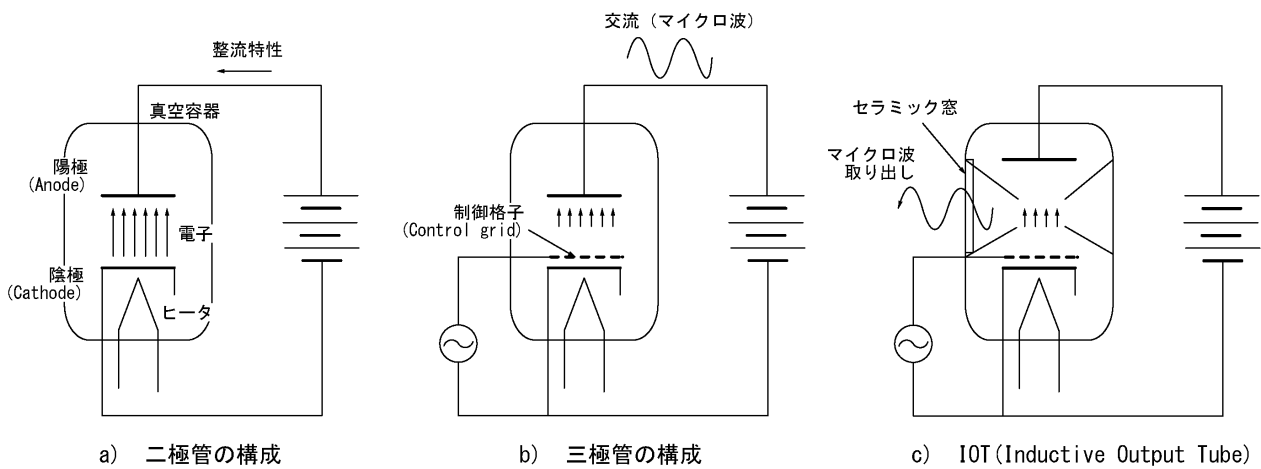


Fig. 2 二極管、三極管と IOT の構造。

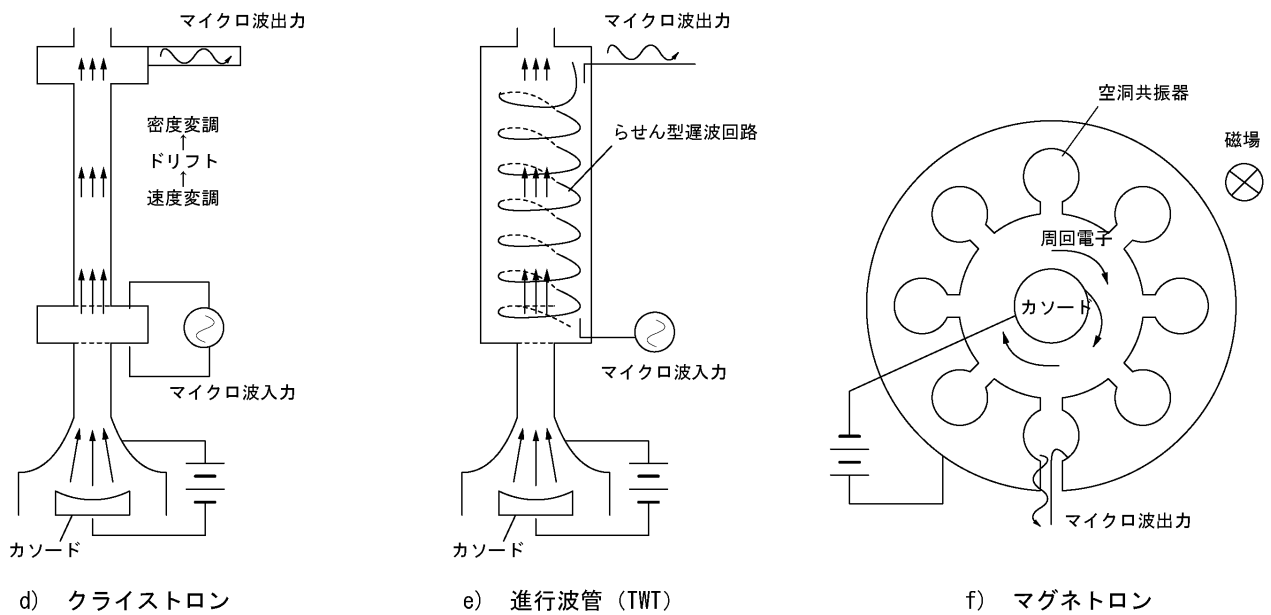


Fig. 3 直進型クライストロン、進行波管、およびマグネトロンの構造。

1.2. 高周波源の選択

Fig. 4 に、主な高周波源の、おおよその周波数範囲と出力電力を比較したものを記す。必要なマイクロ波電力から、以下の高周波源が選ばれることが多い。

- 1) 常伝導の線型加速器では、数 MW から数 10 MW のマイクロ波が必要であり、このクラスの大電力を得られるものは、ほぼクライストロンに限られる。
- 2) 超伝導の線型加速器では、ピーク電力は 100 kW 程度から 10 MW 程度と小さいが、パルス幅が長い。この場合も多くはクライストロンが用いられる。出力が低い割に CW (連続波) が要求される ERL 等では、IOT が用いられることもある。
- 3) 常伝導の円型加速器の場合、KEKB や SPring-8 などの GeV 級の大型加速器では、出力 1 MW 程度のクライストロンが使用されている。小型の放射光源加速器でも、主にクライストロンや IOT が用いられてきたが、近年では半導体増幅器も導入されている。
- 4) クライストロン用の前段増幅器として数 100 W 級の高周波源が必要である。古くは小型のクライストロンや TWT 等が使用されてきたが、近年では半導体化が進んでいる。

加速器で用いられるマイクロ波の周波数は、往々にして既存の高周波源によって決められることが多い。なぜなら、クライストロンや導波管コンポーネントを新規に開発するには、一般に一年以上の開発期間と多額の費用がかかる上、失敗のリスクも高いからである。多くの加速器施設で使われる高周波の周波数が、2.856 GHz や 2.998 GHz (S バンド加速器)、1.3 GHz (超伝導加速器)、508.58 MHz (円型加速器) などと共通であるのは、この理由による。

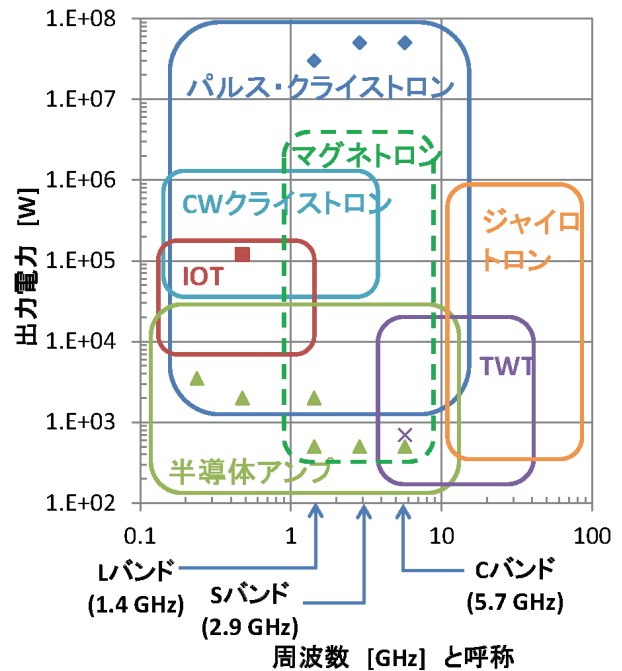


Fig. 4 主な高周波源の、おおよその周波数範囲と出力電力。SACLA で使用している高周波源をマーカー (◆クライストロン、■IOT、▲半導体アンプ、×TWT) で示している。

線型加速器では、1960年代に SLAC にて 2-mile ライナックが建設された時に、2.856 GHz の S バンド帯の周波数が使われた。日本では東北大が 1960年代に、KEK が 1970年代に 2.856 GHz の線型加速器を建設しており、線型加速器ではこの周波数 (およびその整数倍) が主流となった。一方、ヨーロッパでは光速で割るときりのいい 2.998 GHz の加速器が主流となっており、同じ S バンドでも 2 種類の高周波源が混在している。

1990年代に始まったリニアコライダー計画では、加速器の全長を短縮するために、周波数が S バンドの 2 倍 (5.7 GHz) である C バンド加速器や、4 倍 (11.4 GHz) である X バンド加速器が開発された。線型加速器では一般的に、周波数が高いほど加速空洞の効率が良く高電場を得やすいためである。C バンド加速器は、SACLA に初めて採用され、XFEL 施設の小型化に貢献した。

マイクロ波の周波数は加速空洞の大きさ (口径) や加速する電子ビームの時間構造によっても決まる。FEL では、電子バンチを圧縮し密度を高

めるため、バンチの時間幅の長い上流部には、周波数の低い空洞を用いる。例として XFEL 施設 SACLA の構成を Fig. 5 に示す[10]。電子銃直後のチョッパーで切り出される電子バンチの時間長は 1 ns なので、初段には 238 MHz (1/4 周期が約 1 ns) のサブハーモニックバンチャー空洞が

用いられる。段階的にバンチが圧縮され時間長が短くなるのに従い、476 MHz、L バンド (1.4 GHz)、S バンド (2.8 GHz)、C バンド (5.7 GHz) の加速空洞が用いられ、これらに応じた高周波源が使用されている。

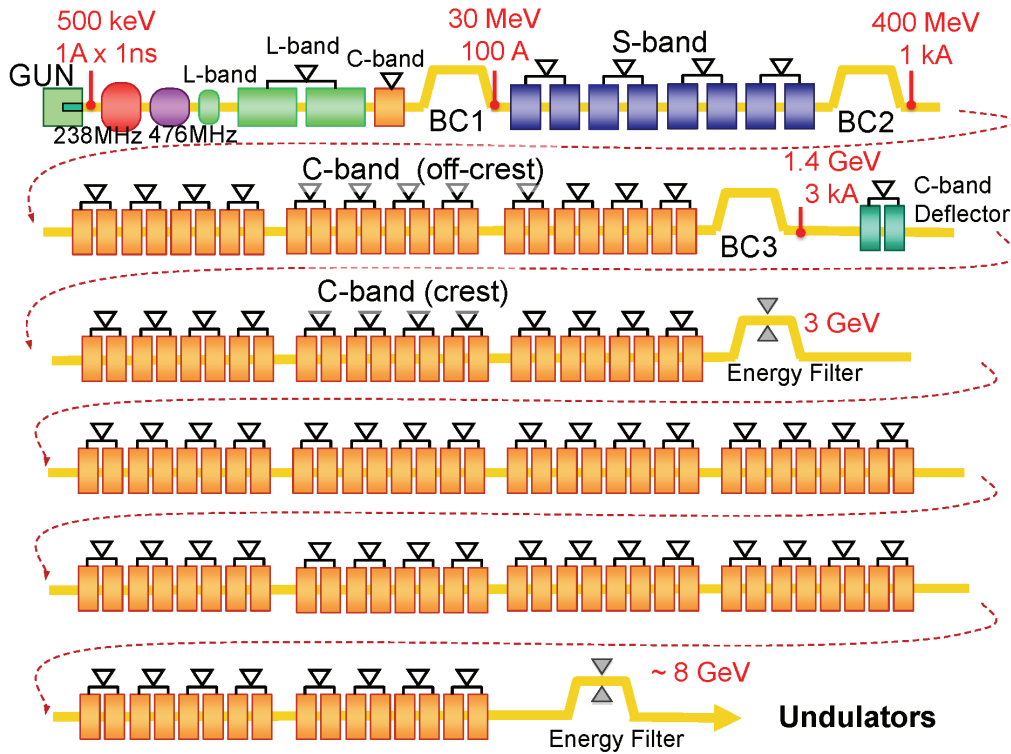
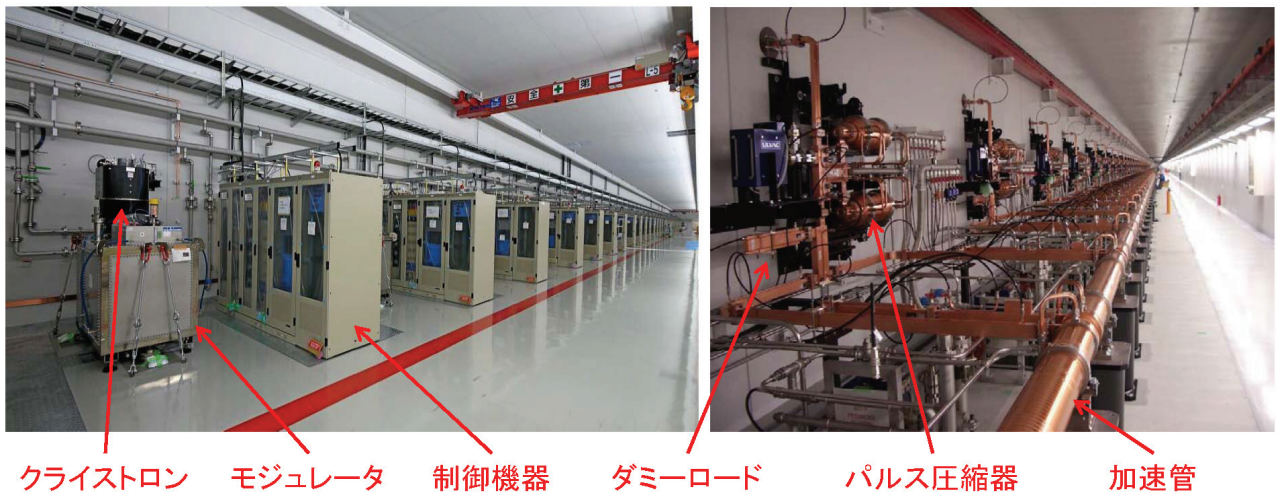


Fig. 5 SACLA 加速器の構成。□が加速管、▽がクライストロンを表す。



クライストロン モジュレータ 制御機器 ダミーロード パルス圧縮器 加速管

Fig. 6 SACLA の C バンド加速器システムの写真。左はクライストロンギャラリー、右は加速器トンネルの内部。

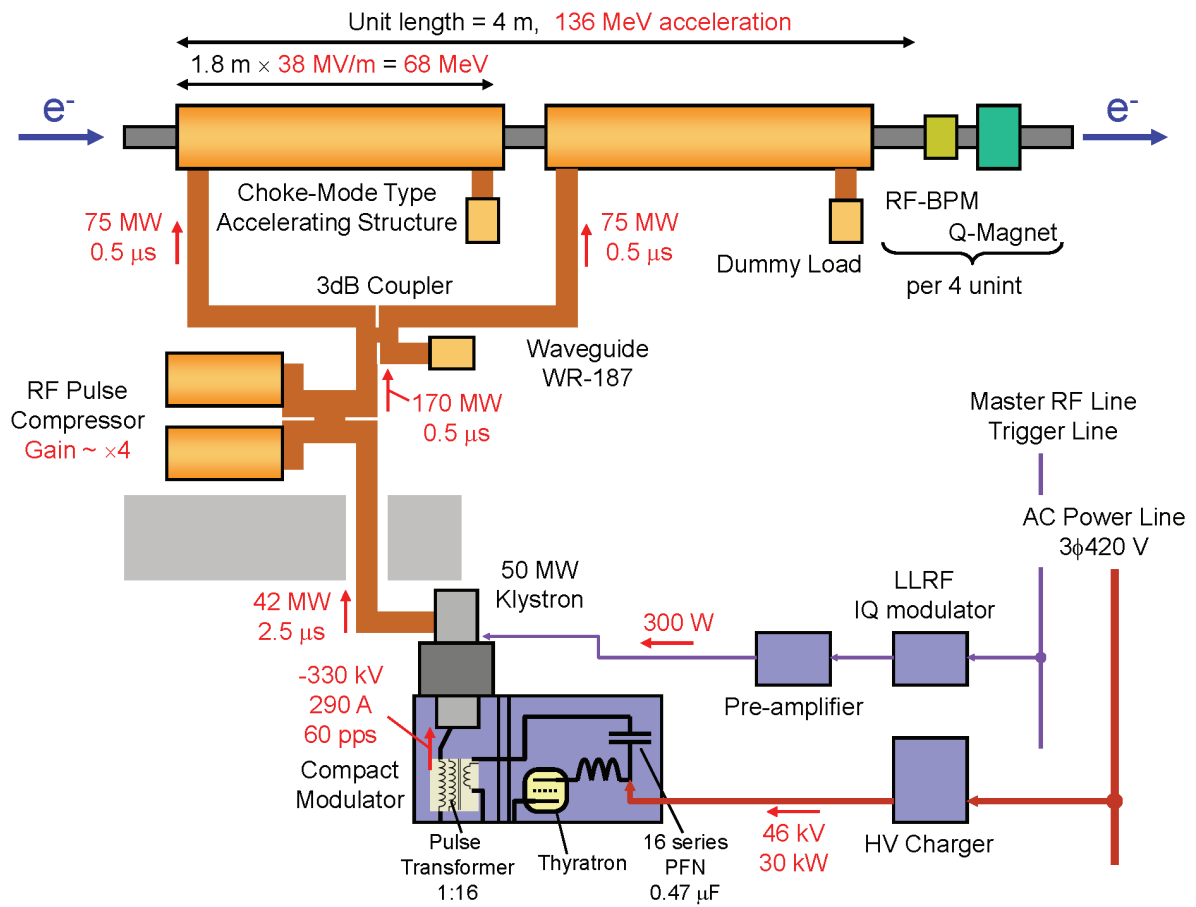


Fig. 7 SACLA の C バンド加速器、1 ユニットの構成。典型的な運転パラメータを記す

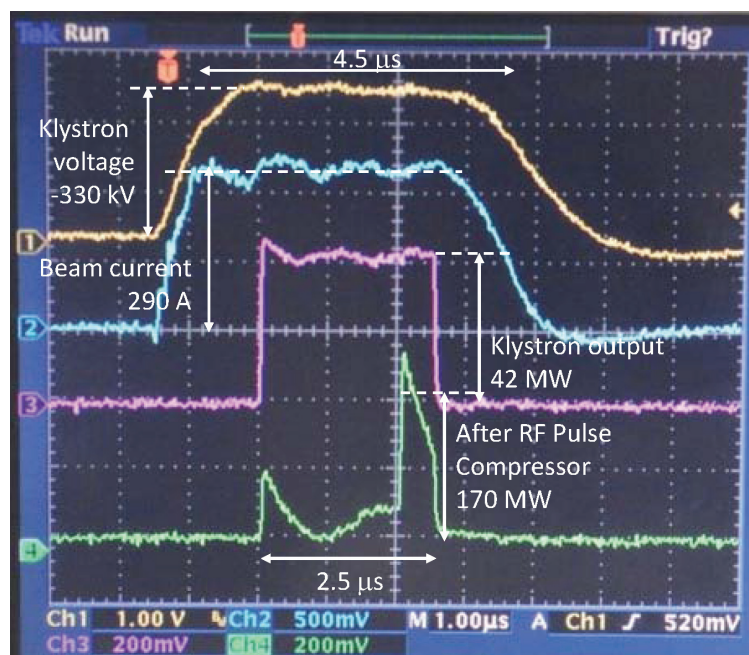


Fig. 8 C バンド加速器のパルス波形。数字は、加速電界 38 MV/m で運転している時の典型値。

1.3. クライストロンと付帯機器

本章では、クライストロンを用いた常伝導加速器の実例として、SACLA の C バンド加速器[11] を例に挙げて説明する。

Fig. 6 に、SACLA の C バンド加速器付近の写真を、Fig. 7 に機器の構成を示す。高周波源としては、最大出力 50 MW のパルス・クライストロンが用いられる。クライストロンで発生された大電力のマイクロ波は、導波管によって加速器トンネル内に運ばれ、壁面に取り付けられたパルス圧縮器に送られる。パルス圧縮器は、2 台の空洞にいったんマイクロ波を蓄積し一気に取り出すことで、パルスの時間幅を 2.5 μs から 0.5 μs に圧縮する代わりにピーク電力を約 4 倍に高める。圧縮前と圧縮後のマイクロ波の波形を Fig. 8 に示す。

圧縮後のマイクロ波は 3dB 結合器で 2 分割され、2 本の進行波型加速管に送られる。マイクロ波は、加速管の各空洞に電場を立てながら群速度 $v_g \sim 0.02c$ (光速の約 2% の速度) 程度で伝播し、約 300ns の充填時間ののちに最下流まで達する。こうして加速管の全ての空洞に電場が立ったあとに、電子ビームが出射され加速される。加速管に入ったマイクロ波は、全体の約 2/3 は加速管の中で減衰し、残り約 1/3 が加速管の出口から取り出され、終端に接続されたダミーロードで消費される。

次に、電源や低電力高周波系について述べる。クライストロンを駆動するためには、陰極に 300 kV 以上の高電圧パルスを印加する必要がある。この高電圧を供給するのが、モジュレータと呼ばれる大電力パルス電源である。また、モジュレータのコンデンサに充電を行う高電圧充電電源も、必要である。

クライストロンは入力したマイクロ波を 5 桁以上増幅する巨大な増幅器であるが、50 MW の出力を得るには、300 W 程度のマイクロ波の入力が必要である、そのため、前段増幅器を用いる。SACLA では、前段増幅器として安定性に優れた半導体式のものを開発し使用している。また、プ

ロタイプ機や単体試験には進行波管 (TWT) も用いられている。

前段増幅器に入力する 1 mW 程度のマイクロ波の振幅や位相を制御し、またパルス化するものは、低電力高周波系 (Low level RF) と呼ばれる。加速器で使われる多くのクライストロンのマイクロ波の位相を揃え、また電子ビームとのタイミングを揃えることも、低電力高周波系の重要な役割である。

Fig. 7 に書かれていない付帯機器として、主なものを挙げる。

- ・クライストロンの管内を流れる電子を集束する集束コイルとその電源、
- ・導波管や加速管内を真空に保つイオンポンプ
- ・加速管やパルス圧縮器の温度を最適状態に保つ温度調整システム、
- ・機器の異常を判断して停止するインターロックシステム、
- ・制御室のコンピュータと接続し制御を受ける遠隔制御システム、

こういった付帯機器も含めて、C バンド加速器システムが構成されている。低電力高周波系や高電圧電源、制御装置などは、Fig. 6 の写真に示すように、クライストロンに隣接した 4 連のラックに納められる。クライストロンギャラリーには、4 m の周期でクライストロンとラックが交互に並べられている。

SACLA では、クライストロン 1 台とこれらの付帯機器を併せて 1 ユニットとし、ユニット単位で独立して運転ができるようになっている。SACLA では、Fig. 5 に示すように、合計 64 ユニットの C バンド加速器を用いている。通常の運転では、数ユニットを予備とし、この予備ユニットは電子ビームとタイミングをずらしたまま運転しておく。そして、加速に使用しているどこかのユニットで機器の異常が生じた場合は、予備のユニットとタイミングを切り替えてビーム運転を継続する。そしてビーム運転の裏で、異常を起こした機器の調査や修理を行うことができる。このようにクライストロン 1 台ごとに運転状態を制御でき

ることは、加速器の運転を安定に継続させるために、重要なことである。

1.4. マイクロ波の電力と加速エネルギー

進行波型加速管の加速電場 E_{acc} は、以下の式で与えられる。

$$E_{acc} = \sqrt{\frac{P_{in} \cdot R_{sh} \cdot (1 - e^{-2\tau})}{L_{acc}}}$$

P_{in} は加速管に入るマイクロ波の電力、 R_{sh} は加速管の平均シャントインピーダンス、 τ は加速管の減衰定数、 L_{acc} は加速管の全長（空洞の有効長）である。SACLA の C バンド加速管は、 $R_{sh} \sim 54 \text{ M}\Omega/\text{m}$ 、 $\tau \sim 0.53$ 、 $L_{acc} = 1.8 \text{ m}$ なので、加速管への入力電力 $P_{in} = 75 \text{ MW}$ のとき、加速電場 $E_{acc} \sim 38 \text{ MV/m}$ となり、2本の加速管で約 136 MeV の加速を行うことができる。

ここで、クライストロン 1 台について加速管 2 本を接続する場合（2 本フィード）と、4 本を接続する場合（4 本フィード）とを、Fig. 9 にて比較する。パルス圧縮器で圧縮後のマイクロ波の電力を P_{sled} とすると、

A) 2 本フィード： $P_{in} = P_{sled}/2$

B) 4 本フィード： $P_{in}' = P_{sled}'/4$

であるので、加速管での加速電場は A の方が $\sqrt{2}$ 倍高くなる。しかし、加速管の全長は B の方が 2 倍長いので、電子の加速エネルギーは B の方が $\sqrt{2}$ 倍大きくなる。Table. 1 に、両者の利点をまとめる。A の方が加速電場は高いため、加速管の本数は少なく済み、施設の全長も短くすることができる。しかし、クライストロンや制御ラック機器の台数は多くなり、消費電力も多くなる。一般的に、A は高加速電場での放電によりエネルギーの上限が決まるのに対し、B はクライストロンの出力電

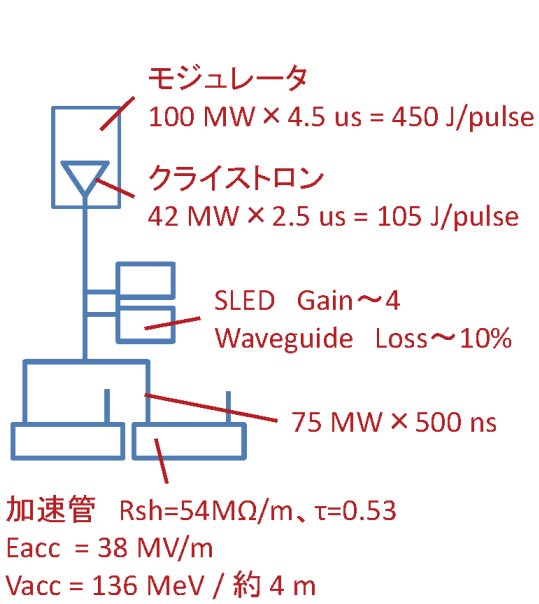
力によってエネルギーの上限が決まる。そのため、4 本フィードで設計された施設にクライストロンを追加して 2 本フィードし、エネルギーを増強することはできるが、逆はできない。

新たな線型加速器を設計する場合、こうした利点と欠点を考慮して最適な配置を選択すべきである。例えば SACLA の場合は、建設場所の敷地の制限から全長を短縮することが重要であったので、2 本フィードを選択した。なお、導波管にて電力を分配するのに通常は 3dB 結合器を使用するので、3 本フィードなど奇数に分割することは稀である。

Table 1 最終の電子エネルギーが決まっている場合の、加速管 2 本フィードと 4 本フィードとの比較。有利な方を太字で示す。

クライストロン 1 台に接続する加速管の本数	A) 2 本	B) 4 本
加速電場	$\sqrt{2}$	1
加速エネルギー	1	$\sqrt{2}$
加速器の長さ	1	$\sqrt{2}$
加速管の本数	1	$\sqrt{2}$
クライストロンの台数	$\sqrt{2}$	1
制御ラックの台数	$\sqrt{2}$	1
消費電力	$\sqrt{2}$	1
エネルギーの上限	電場	電力
将来のエネルギー増強	不可	可

A) 2本フィードの場合



B) 4本フィードの場合

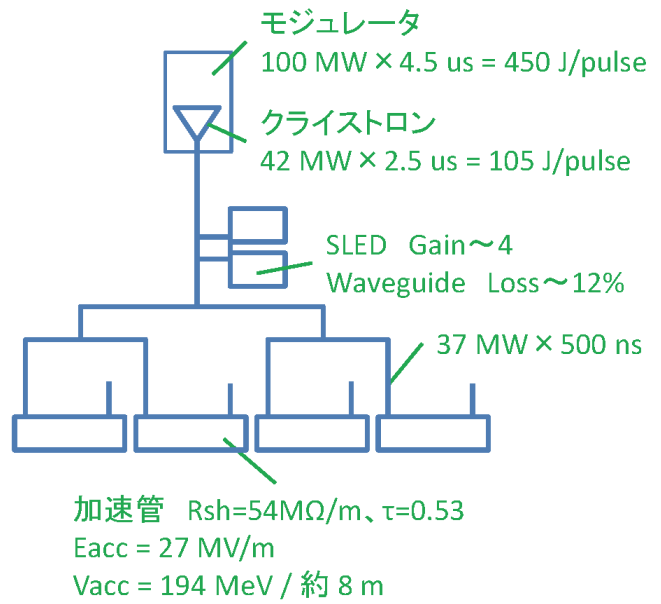


Fig. 9 クライストロン1台から A)加速管2本にマイクロ波を供給した場合、B)加速管4本にマイクロ波を供給した場合、の比較。各機器のパラメータは、SACLAでの値を用いている。

2. クライストロン

クライストロンは速度制御型の電子管で、大電流の電子ビームに速度変調を与えることで電子

の粗密を作り出し、大電力のマイクロ波を発生させる装置である。本章では、その動作原理を、単純化したモデルによって説明する。

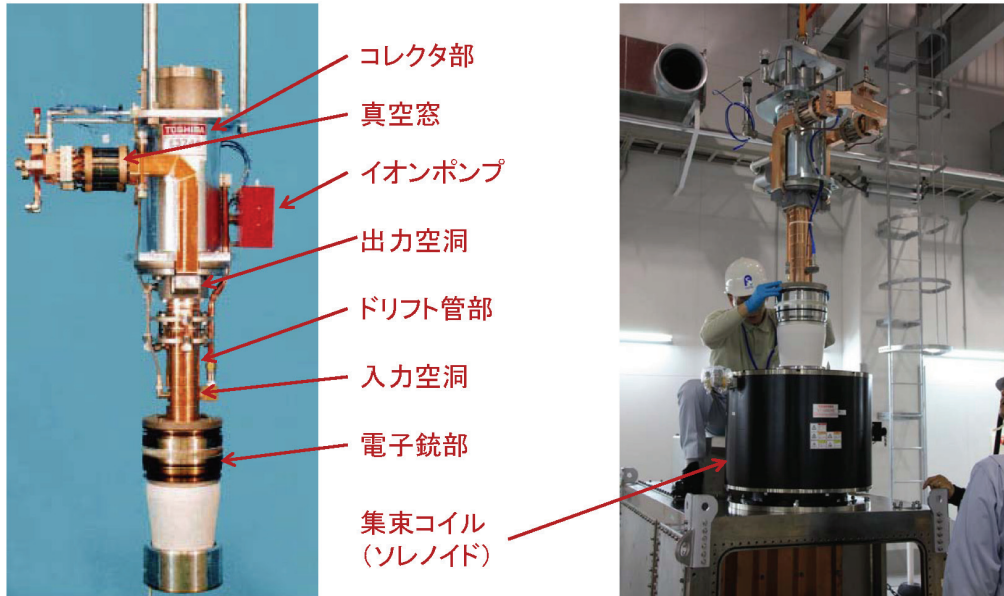


Fig. 10 SACLAで使用するCバンド・クライストロン（東芝電子管デバイス E37202）の写真と各部の名称。右は集束コイルへ挿入作業をしている光景。

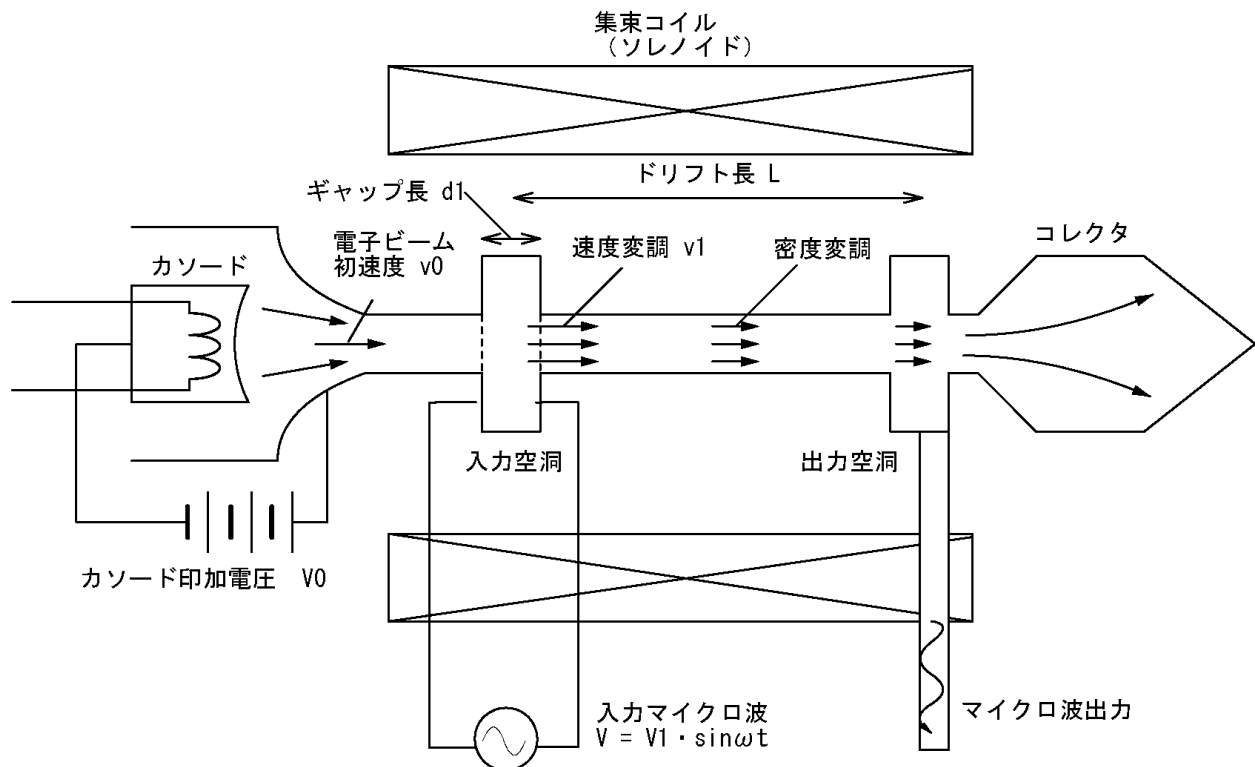


Fig. 11 クライストロンを単純化したモデル

2.1. 入力空洞での速度変調

Fig. 11 に、クライストロンの内部構造を単純化した図を示す。カソードから放出された電子ビームは印加電圧 V_0 によって加速され、ドリフト管の中を初速度 v_0 で進む。簡単のため、まずは非相対論の場合 ($v_0 \ll c$:光速) を考える。電子の電荷を e 、質量を m とすると、運動エネルギー T_0 の関係式より、

$$T_0 = eV_0 = \frac{mv_0^2}{2}$$

$$v_0 = \sqrt{\frac{2eV_0}{m}}$$

ドリフト管の中に入力空洞があり、間隔 d_1 のギャップには、 $V(t_1) = V_1 \sin \omega t_1$ の高周波電圧が生じている場合を考える。電子ビームがここを通過する際に、電子はこの電圧で加速されたり減速されたりする。まずは、電子がギャップを通過する時間(d_1/v_0)に比べて高周波の周期($2\pi/\omega$)が十分に長い場合を考える。また、 V_1 は V_0 にくらべて十分に小さく ($V_1 \ll V_0$)、ギャップを通過している間の電子の速度の変化は無視できるものとする。この時、ギャップ通過後の電子の速度 v_1 と運動エネルギー T_1 は、以下のように書かれる。

$$T_1 = eV_0 + eV_1 \sin \omega t_1 = \frac{mv_1^2}{2}$$

$$v_1 = \sqrt{\frac{2eV_0}{m} \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \sin \omega t_1\right)}$$

$$\cong v_0 \left(1 + \frac{V_1}{2V_0} \sin \omega t_1\right)$$

$$T_1 \cong T_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \sin \omega t_1\right)$$

上式は、電子ビームの速度が入力した高周波の電圧 V_1 に応じて周期的に変調されていることを示

す。これを速度変調 (velocity modulation) という。

次に、高周波の周波数が高く、電子がギャップ通過する間に位相が変化する場合を考える。この場合、電子が高周波電場から受けるエネルギーは、それぞれの場所 (座標 z) で感じる電場 $E_z(z)$ を積分して与えられる。

$$E_z(z) = \frac{V_1}{d_1} \sin \omega \left(t_1 + \frac{z}{v_0}\right)$$

$$T_1 - T_0 = e \int_{-\frac{d_1}{2}}^{+\frac{d_1}{2}} E_z(z) dz$$

$$= \frac{eV_1}{d_1} \int_{-\frac{d_1}{2}}^{+\frac{d_1}{2}} \sin \omega \left(t_1 + \frac{z}{v_0}\right) dz$$

$$= -\frac{ev_0 V_1}{\omega d_1} \left[\cos \omega \left(t_1 + \frac{z}{v_0}\right) \right]_{-\frac{d_1}{2}}^{+\frac{d_1}{2}}$$

$$= \frac{2ev_0 V_1}{\omega d_1} \sin \frac{\omega d_1}{2v_0} \sin \omega t_1$$

ここで、電子の走行角 (ギャップを通過する間に進む位相角) を $\theta_1 = \omega d_1 / v_0$ と置くと、

$$T_1 = T_0 \left(1 + \frac{V_1 \sin(\theta_1/2)}{V_0 \theta_1/2} \sin \omega t_1\right)$$

となり、走行角が無視できる場合に比べて次式に示す M_i 倍だけ減ったことになる。

$$M_i = \frac{\sin(\theta_1/2)}{\theta_1/2}$$

この M_i をビーム結合定数 (beam coupling factor) と呼ぶ。 θ_1 と M_i の関係を、Fig. 12 に示す。 θ_1 が 180° を超えると結合は半分以下になってしまうので、通常はこの範囲内になる条件で用いられる。 M_i を用いて電子の運動エネルギー T_1 と速度 v_1 をあらためて記す。

$$T_1 = T_0 \left(1 + \frac{M_i V_1}{V_0} \sin \omega t\right)$$

$$v_1 = v_0 \left(1 + \frac{M_i V_1}{2V_0} \sin \omega t\right)$$

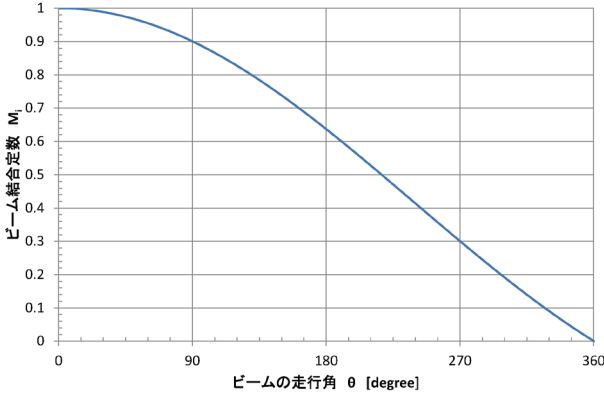


Fig. 12 ギャップの走行角 θ_1 とビーム結合定数 M_i の関係

実際のクライストロンの空洞では、ドリフト管は有限の大きさを持つため、ギャップの電場は半径方向に対して一様ではない。管の外側に行くほど電場は強くビームとの結合も強くなる。ドリフト管を通る電子ビームは、集束コイルの作るソレノイド磁場によって集束されながら進む。途中で管壁に衝突しないように、通常は管径の70%程度のビーム径となっている。実際のクライストロンでは、こうした空間的な分布の効果も考慮したものを、ビーム結合定数 M_i としている。

2.2. 集束作用

速度変調された電子ビームがドリフト管を進むと、それぞれの速度の違いによって次第に電荷の粗密が生じる。この現象を集束 (bunching) という。いま入力空洞を時刻 t_1 に通過した速度 V_1 の電子が距離 L の地点に到達する時刻を t_2 とすると、

$$\begin{aligned} t_2 &= t_1 + \frac{L}{v_1} \\ &= t_1 + \frac{L}{v_0} \frac{1}{1 + \frac{M_i V_1}{2V_0} \sin \omega t_1} \\ &\cong t_1 + \frac{L}{v_0} \left(1 - \frac{M_i V_1}{2V_0} \sin \omega t_1\right) \end{aligned}$$

となる。電子の到達時刻 t_2 は、 t_1 によって周期的に変わるのがわかる。一方、入力空洞を $t_1 + \Delta t_1$ に通過した電子の到達時刻は、

$$\begin{aligned} t_2 + \Delta t_2 &= t_1 + \Delta t_1 + \frac{L}{v_0} \left(1 - \frac{M_i V_1}{2V_0} \sin(\omega t_1 + \Delta t_1)\right) \\ &= t_2 + \Delta t_1 \left(1 - \frac{L}{v_0} \frac{M_i V_1}{2V_0} \omega \cos \omega t_1\right) \end{aligned}$$

従って、

$$\Delta t_2 = \Delta t_1 \left(1 - \frac{L}{v_0} \frac{M_i V_1}{2V_0} \omega \cos \omega t_1\right)$$

となる。時刻 t_1 から $t_1 + \Delta t_1$ までの間に入力空洞を通過した電子ビームが、距離 L の地点を時刻 t_2 から $t_2 + \Delta t_2$ までの間に通過するので、それぞれの時間に含まれる電荷は等しいはずである。それぞれの時刻と位置における電流を I_1 、 I_2 とすると、

$$I_1 |\Delta t_1| = I_2 |\Delta t_2|$$

従って、電流は時間間隔の逆数になり、

$$\begin{aligned} I_2 &= I_1 \left| \frac{\Delta t_1}{\Delta t_2} \right| \\ &= \frac{I_1}{\left| 1 - \frac{L}{v_0} \frac{M_i V_1}{2V_0} \omega \cos \omega \left(t_2 - \frac{L}{v_0}\right) \right|} \\ &= \frac{I_1}{|1 - X \cos \omega t_2'|} \end{aligned}$$

$$X = \frac{\omega L M_i V_1}{2v_0 V_0}$$

$$t_2' = t_2 - \frac{L}{v_0} = t_1 - \frac{X}{\omega} \sin \omega t_1$$

となる。ここで X は集束の進行具合を示し、バンチングパラメータ (bunching parameter) と呼ばれている。Fig. 13 に、速度変調を受けた電子ビームが、ドリフト管中を進むうちに集束してゆく様子を示す。距離 L に比例してバンチングパラメータ X が増加し、間隔 $2\pi/\omega$ ごとに集束してゆくことがわかる。 X が 1 に近づくにつれ集束された部分

の電子密度は急激に増加し、 $X = 1$ では計算上は無
 限大となる。実際には、電子の空間電荷による反
 発力があるので、有限の密度に落ち着く。 X が 1
 を超えると、集群された部分は2つの山に分かれ
 る。これは、 Δt_2 がマイナスになったことに相当
 し、速度の速い電子が遅い電子を追い越してしま
 ったためである。これをオーバーバンチング
 (overbunching) と呼ぶ。

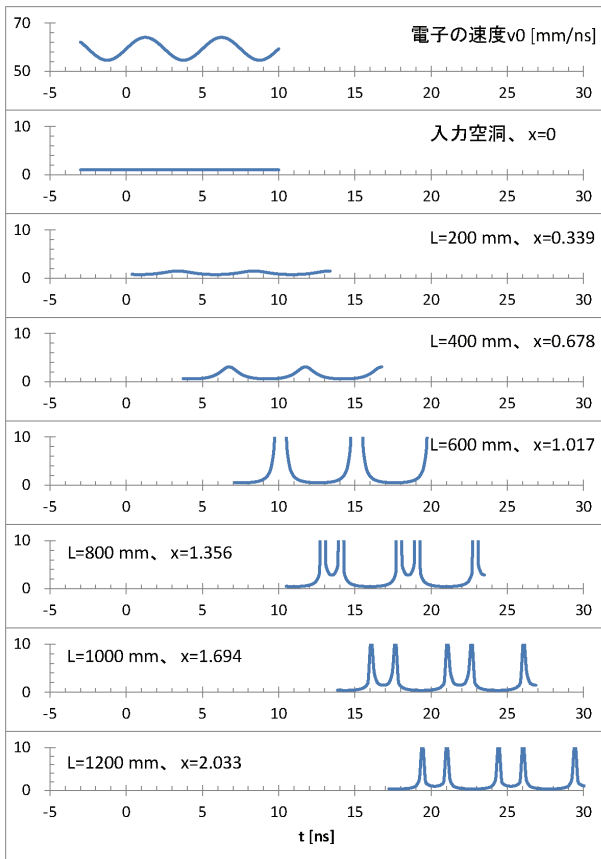


Fig. 13 電子がドリフト管を進むうちに集群し
 てゆく様子。いちばん上の図は、速度変調を受け
 た電子の速度、2 番目以降の図は、それぞれの距
 離 L で観測した電子の密度を示す。計算に用いた
 パラメータは、 $V_0=100$ kV、 $V_1=20$ kV、 $f=200$
 MHz、 $M_i=0.8$ 。プロット中の X は、バンチング
 パラメータを表す。

Fig. 13 のように、電子の密度が周期的に分布し
 ている状態を、密度変調 (density modulation)
 と呼ぶ。速度変調によって生成した密度変調で
 は、密度の分布は、入力信号の正弦波とは異なっ

たパルスの形状になる。従って、基本波とは異な
 った多くの高調波成分を含む。増幅器として考え
 た時、Fig. 13 のような電流密度から、基本波成分
 を計算する必要がある。

電流密度 I_2 をフーリエ級数に展開する。Fig. 13
 からわかるように、 I_2 は $t'_2 = 0$ に対して対称なの
 で、 \cos 項のみを考えればよい。

$$I_2 = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t'_2)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} I_2 d(\omega t'_2) = I_1$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} I_2 \cos(n\omega t'_2) d(\omega t'_2)$$

$$= \frac{I_1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \frac{\cos(n\omega t'_2)}{1 - X \cos(\omega t'_2)} d(\omega t'_2)$$

ここで、

$$\omega t'_2 = \omega t_1 - X \sin \omega t_1$$

$$d(\omega t'_2) = (1 - X \cos \omega t_1) d(\omega t_1)$$

なので、上式にて変数を変換すると、

$$a_n = \frac{I_1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \cos(\omega t_1 - X \sin \omega t_1) d(\omega t_1)$$

$$= 2I_1 J_n(nX)$$

となる。 $J_n(nX)$ は、第一種 n 次のベッセル関数で
 ある。Fig. 14 に、 $L=400$ mm の時の電流密度 I_2 と、
 3 次までフーリエ級数展開した時の各成分の比較
 を示す。基本波 (1 次) 成分が最も大きい、高
 次の成分も多数含まれていることがわかる。Fig.
 15 に、集群の推移によるフーリエ級数成分 a_n
 の変化を示す。 $X = 1.84$ の時に基本波 ($n=1$) 成分が
 最大となり、変調前の 1.16 倍の振幅を持つ。従っ
 て、基本波を増幅する場合は、入出力空洞間の距
 離 L やビームの電圧等を調節して $X = 1.84$ とし
 た場合が最大の増幅率が得られる。一方、出力空
 洞の共振周波数を高調波に合わせ、その成分が最

大となるように X を調整すれば、周波数が通倍された増幅器となる。

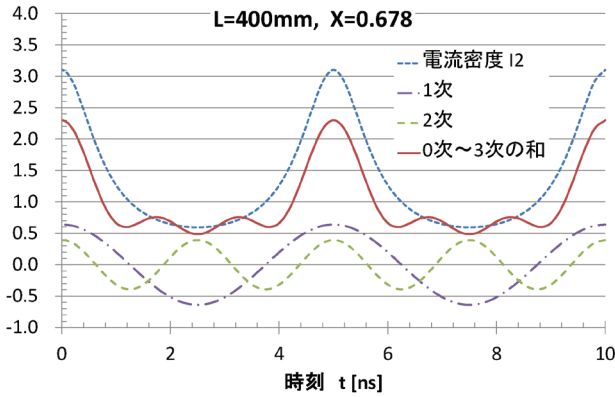


Fig. 14 L=400 mm での電流密度 I_2 と、フーリエ級数の 1 次、2 次、および 0 次～3 次の和の比較。計算に用いたパラメータは Fig. 11 と同様。

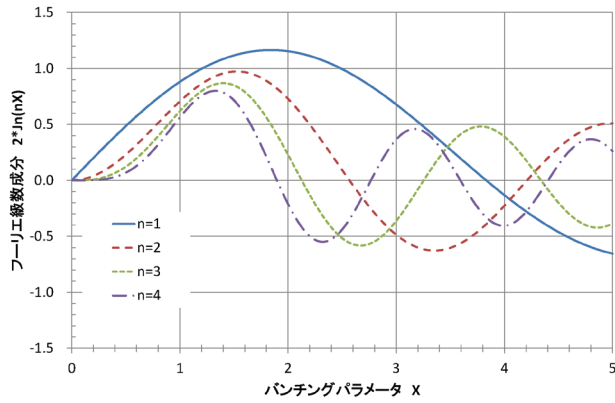


Fig. 15 バンチングパラメータ X と、電子密度分布のフーリエ級数成分 $a_n = 2J_n(nX)$ の関係。

2.3. 相対論的補正

ここまでの計算では、簡単のために非相対論的な取扱いをしてきた。加速器で使われる 50 MW 級のクライストロンでは、カソードへの印加電圧は 300 kV 程度であり、実際には相対論的な取扱いが必要になる。

電場 V_0 で加速された電子の速度 v_0 は、相対論的には、以下の式で与えられる。

$$v_0 = \beta_0 c = c \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma_0^2}}$$

$$\gamma_0 = 1 + \frac{eV_0}{mc^2}$$

ここで、 m は電子の静止質量、 e は電子の電荷量、 c は光速、 β_0 は相対速度、 γ_0 はローレンツ因子である。電子が光速に近づくにつれて速度 v_0 の変化は小さくなるため、非相対論の場合に比べて速度の変調割合が小さくなる。

電場 V_0 で加速された速度 v_0 で進む電子を電場 ΔV で加速した時の速度 v_1 は、非相対論では以下の式で表わされる。

$$v_1 = \sqrt{\frac{2e(V_0 + \Delta V)}{m}} \\ \cong v_0 \left(1 + \frac{\Delta V}{2V_0}\right)$$

一方、相対論では、 $\delta = e\Delta V/mc^2 (\ll \gamma_0)$ とおくと、

$$\gamma_1 = \gamma_0 + \delta \\ v_1 = c \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma_1^2}} \\ = v_0 \frac{\gamma_0}{\gamma_1} \sqrt{\frac{\gamma_1^2 - 1}{\gamma_0^2 - 1}} \\ = v_0 \frac{\gamma_0}{\gamma_0 + \delta} \sqrt{\frac{(\gamma_0 + \delta)^2 - 1}{\gamma_0^2 - 1}} \\ \cong v_0 \left(1 + \frac{\delta}{\gamma_0(\gamma_0^2 - 1)}\right) \\ = v_0 \left(1 + \frac{\Delta V}{\gamma_0(\gamma_0 + 1)2V_0}\right)$$

となる。非相対論の時と比べて、

$$M_c = \frac{2}{\gamma_0(\gamma_0 + 1)}$$

が付いていることがわかる。これはビーム結合定数の相対論的な補正係数であり、電場 ΔV による速度変調が、 M_c 倍になったと考えられる。 M_c は、速度が遅くなる ($\gamma_0 \rightarrow 1$) と 1 に近づき、光速に近づく ($\gamma_0 \rightarrow \infty$) と小さくなる。Fig. 16 に、電

子の加速電圧を変えた時の、補正係数 M_c の大きさを示す。

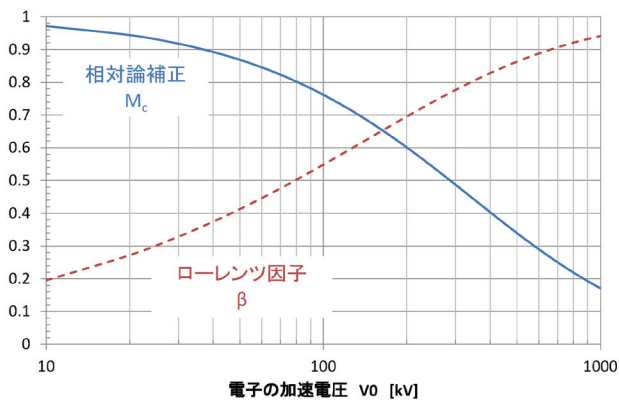


Fig. 16 電子の加速電圧 V_0 と、相対速度 β 、相対論的補正係数 M_c との関係。

2.4. 多空洞クライストロン

大電力のクライストロンでは、空間電荷効果に打ち勝って多くのビーム電流を変調させるため、カソードへの印加電圧 V_0 と入力空洞に立てるギャップ電圧 V_1 を高くする必要がある。しかしながら、入力空洞に供給するマイクロ波は、前段増幅器の能力から 500 W 程度に限られるため、十分なギャップ電圧が得られない。そこで、ドリフト部に空洞を複数並べて、段階的に増幅をさせる設計をする。大電力パルス・クライストロンでは、だいたい 1 空洞あたり 10 dB の増幅を目安に設計されている。従って、数 10 MW 級のクライストロンでは、入力空洞も含めて 5~6 空洞を持つことが多い。

Fig. 17 に、複数の空洞を持った多空洞クライストロンの等価回路を示す。第 2 空洞以降の中間空洞では、密度変調された電子ビームにより電場が誘起され、後続する電子ビームに新たに速度変調を起こす。その様子を Fig. 18 に示す。中間空洞では、電子ビームを減速するような電場が誘起される。空洞の共振周波数と電子の密度変調とが同調していた場合、LC 回路のインピーダンスは最も高くなり、高い電場が発生する。この電場による速度変調で新たな集群が起こるが、その集群位置はもとのバンチのそれより後方にシフトする

ことになる。一方、空洞の共振周波数を離調し、もとの周波数より高く設定すると、後続の電子に対して空洞内の電場の位相が進むようになる。このように共振周波数を調整することにより、集群位置を大きく変えずに集群を進めることができる。大電力のクライストロンでは、特に集群の進んだ下流の空洞で、周波数の離調が行われている。

実際の多空洞クライストロンでは、各中間空洞での増幅や電子の集群が複雑であり、また、電子の空間電荷効果による影響も大きいため、これらの効果を考慮したシミュレーションを用いて設計を行う。シミュレーションには、一次元の電子分布をディスクごとに計算する JapanDisk [12] や、軸対称の粒子分布（通称 2.5 次元と言う）と電磁場の相互作用を計算する PIC (particle in cell) 法を用いた EMSYS [13] や Condor [14] などのシミュレーション、および MAGIC [15] などの汎用プラズマシミュレーションが多く使われている。Fig. 19 に、FCI を用いて C バンド・クライストロンの設計を行った例を示す。入力空洞および 3 段の中間空洞を経て、C バンド (5712 MHz) の波長 (52 mm) 間隔で電子ビームが集群してゆく様子がわかる。

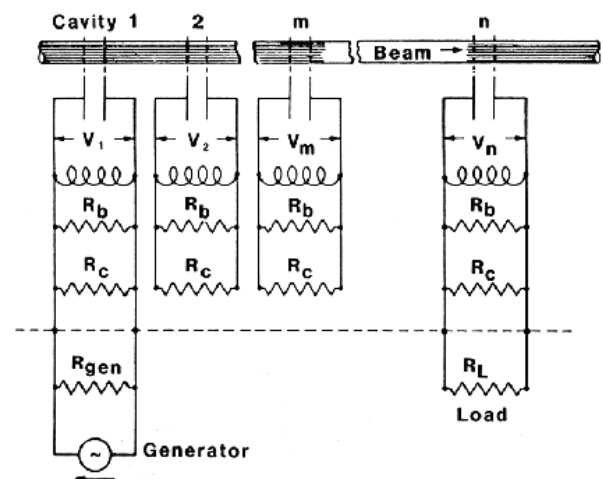


Fig. 17 多空洞クライストロンの等価回路。文献 [2] より引用。

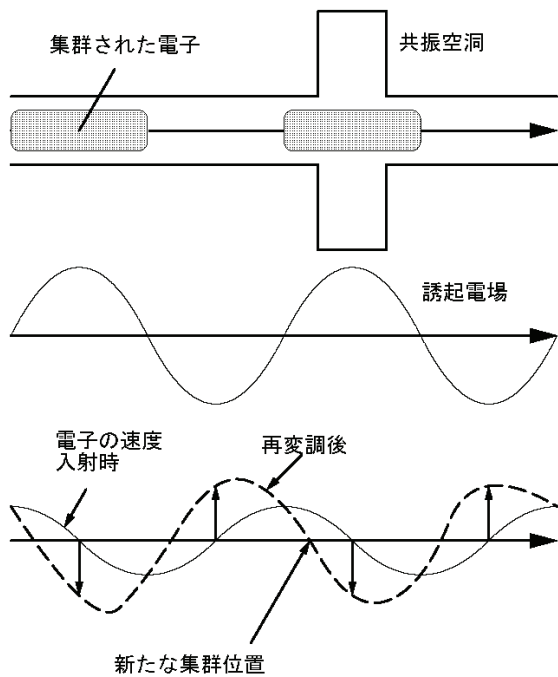


Fig. 18 集群化された電子の作る誘起電場と、それによる新たな速度変調。

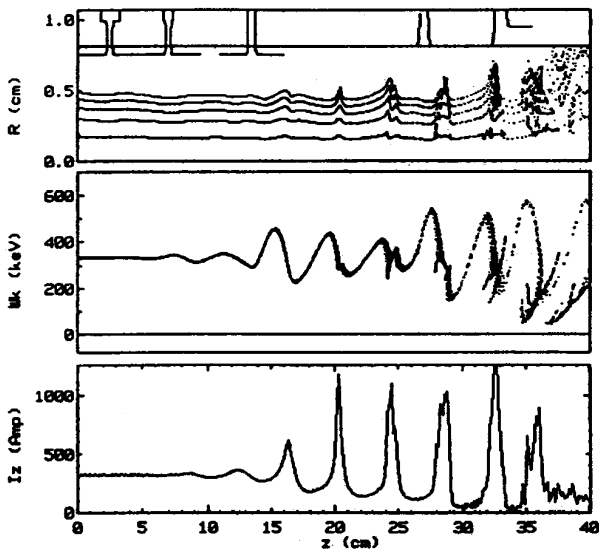


Fig. 19 Cバンド・パルスクライストロンのFCIによるシミュレーション。上図は空間分布、中図は電子の運動エネルギー、下図はビーム電流を表す。出力空洞は単空洞の設計(初号機)。文献[16]より引用。

2.5. カソード材料

クライストロンを含めた多くの電子管では、電子源として熱カソードが用いられる。真空管内でカソード材料を加熱することにより、表面より熱電子を放出させ、高電圧を印加してビームとして取り出す。

熱電子放出は、加熱により電子の一部が仕事関数を超える熱エネルギーを持ち、束縛状態から放出されることによって起こる。金属材料の場合、その飽和電流密度 J_s は、リチャードソン・ダッシュマンの式と呼ばれる以下の式で与えられる。

$$J_s = A_0 T^2 e^{-\phi/kT}$$

ここで、 $A_0 = 1.20 \times 10^6$ [A/(m²K²)] はダッシュマン定数と呼ばれ、金属の種類によらず同じ値を持つ。T [K]は表面温度、 ϕ [eV]は仕事関数、 $k = 8.6 \times 10^{-5}$ [eV/K]はボルツマン定数である。様々な材料の仕事関数の例を Table 2 にまとめる。

Table 2 金属および金属化合物の仕事関数と融点。T_pは、物質からの蒸気圧が 10⁻⁵ Torr を超える温度。文献[1]より引用。

物質	ϕ [eV]	融点 [K]	T _p [K]
Ba	2.5	999	680
Mo	4.2	2890	2210
Ta	4.3	3270	2680
W	4.5	3650	2840
C	4.6	4130	2270
Th-W	2.2-2.6		
LaB ₆	2.7		
Ba-O	1.0-1.5		

純金属材料の場合、仕事関数の低い物質は一般に融点も低く蒸気圧も高い事が多く使えない事が多い。動作温度よりも融点が高に物質としてタングステンやタンタルが選ばれる。純金属のカソードは堅牢で簡便なため、小型の X 線管や送信管に使われている。また、高融点のタングステンの表面にトリウムの単原子層を形成させ低

い仕事関数を実現した Th-W カソードも、送信管などで用いられている。

金属化合物では、LaB₆ や CeB₆ などのランタン系元素とホウ素との化合物がよく用いられる。高い放射電流密度が得られるため、電子顕微鏡の高輝度電子源や、レーザー励起のフォトカソードとしてもよく用いられる。SACLA 加速器の電子銃も、CeB₆ の単結晶をカソードとして用いている。

バリウムは、仕事関数が低い物質であるが、融点が低く蒸発が多いため単体では使用できない。しかし、酸化物では酸素との結合が強いため、動作温度である 1000~1200K でも蒸発量が比較的少なく、熱カソードとして使用できる。このような設計のカソードを酸化物カソードと呼ぶ。構造としては、金属基台の表面にバリウム化合物を塗布したコーティング型と、タングステンやモリブデンの高融点材料にバリウムを染み込ませたディスペンサー（バリウム消費）型とがある。

コーティング型は、ニッケルなどの基材上に BaCO₃ を塗布した後、900 K 近くで加熱分解させ BaO を形成、更に 1200 K に昇温して Ba を遊離させる。Ba を生成した後は大気にさらすことができないため、これらのプロセスは全て、真空容器に納められた後で行われる。コーティング型は、比較的簡便で低コストのため CRT などの民生品では最も一般的で多用途に使用される。昔はクライストロンにも多く使われていたが、以下の欠点があるため、現在では使われていない。

- ・真空悪化、特に水蒸気成分に弱い。
- ・Ba 生成プロセスの際にバリウムが飛散しアノード等に付着して放電を誘発しやすい。
- ・塗布した酸化物を電流が流れるため過熱され短寿命になりやすい。

ディスペンサー型カソードの生成方法には、含浸型と焼結型の 2 種類がある。含浸型は、多孔質のタングステンの基体にアルミン酸バリウム等の含浸剤を染み込ませ、焼成したものである。焼結型は、基体金属とバリウム等の粉末と混合して焼結したものである。ディスペンサー型カソードでは、バリウムは基体の内部で生成され、カソードの表面に拡散してゆく。カソードの表面に酸化

物層が無いと高い放出電流密度で使用でき、また、機械的衝撃やイオン等の衝撃に対しても強い。ほとんどの大電力クライストロンでは、このディスペンサー型のカソードを用いている。含浸剤や焼結物質に混ぜ物をしたり、基体表面へのコーティングをしたりして放出特性を改善させた様々なタイプのもが開発され、使用されている。SACLA の C バンド・クライストロンでは、一般に長寿命と言われる、酸化スカンジウムを基材に混ぜたスカンデードカソードと呼ばれるカソードを使用している。

その他のカソードとしては、電界放出型カソードや、光励起型カソード（フォトカソード）等がある。電界放出型カソードは、尖った電極を多数並べた電極を用い尖頭への電界集中によって電子を放出させるものである。TWT 増幅器などでは使用実績があるが、大電力のクライストロンには、まだ使われた例は無い。光励起型のカソードについても本題と外れるので、省略する。

2.6. 電子の放出特性

カソードからの熱電子の放出は、先の章で述べたカソードの温度に依るだけでなく、放出された電子の空間電荷効果によっても制限される。これは、カソード付近において外部から印加された電場が、カソードから放出される大量の電子が作る電場によってキャンセルされ、後続の電子が放出され難くなるからである。空間電荷効果によって制限される放出電流の最大値 J_0 は、チャイルド・ラングミュアの式と呼ばれる以下の式で表わされる。（詳細は文献[1]などを参照のこと）

$$J_0 = \frac{4\epsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2e}{m}} \frac{V_0^{1.5}}{d^2}$$

ここで ϵ_0 は真空の誘電率、 e 、 m はそれぞれ電子の電荷量と質量、 d は電極間の距離、 V_0 は印加電圧である。上式より、空間電荷で制限される領域では、クライストロン管内を流れるビーム電流 I_0 は印加電圧の 1.5 乗に比例する。この時の比例係数 P をパービアンと呼ぶ。

$$P \equiv \frac{I_0}{V_0^{1.5}}$$

Fig.20 に、SACLA の C バンド・クライストロンの印加電圧 V_0 とビーム電流 I_0 の測定データを示す。 $P=1.53 \times 10^{-6} [A/V^{1.5}]$ を示す直線に良く一致しているのがわかる。

クライストロンは通常、カソード部に付けられたヒータでカソードの温度を十分に上げて、空間電荷制限領域で使用される。Fig. 21 に、C バンドクライストロンのカソード特性の例を示す。カソードヒータの電力を増してゆくと、パービアンスは $P \sim 1.55 \times 10^{-6} [A/V^{1.5}]$ 付近にて飽和する。クライストロンを初めて運転する際には、このようなカソード特性を測定し、飽和し始めたあたりで運転するのが良いとされる。これは、ヒータの電力が不足するとエミッションが不安定になり、また放出される電子の不均一性が横方向発振を誘発するなどの心配があるからである。逆にヒータ電力を必要以上に増やすと、カソード材料の寿命を短くしたり、蒸発したバリウムがアノード等に付着したりする恐れがある。

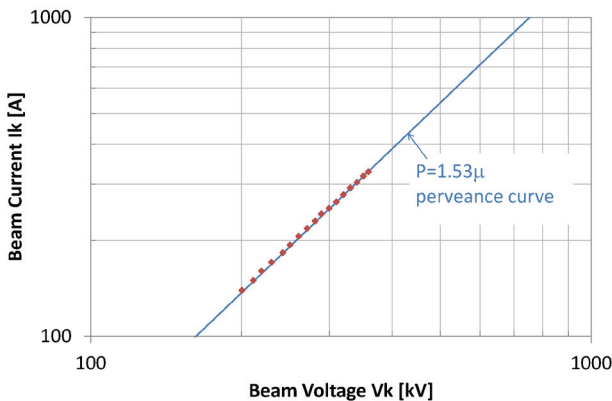


Fig. 20 C バンド・クライストロンの印加電圧 (横軸) とビーム電流 (縦軸) の測定例。

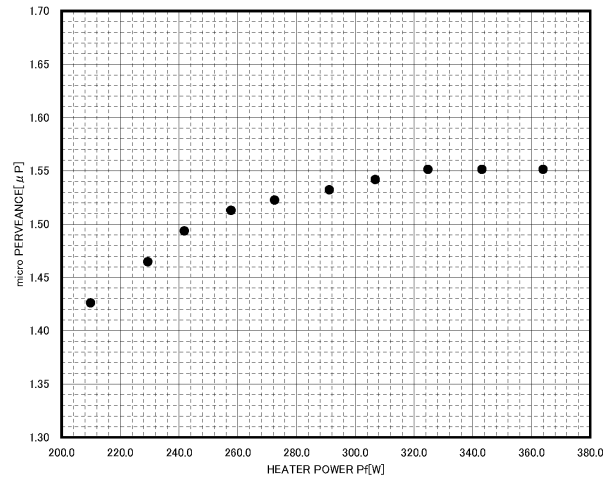


Fig. 21 C バンド・クライストロンのカソード特性の例。横軸がカソードヒータの電力、縦軸はパービアンスを示す。

2.7. 電子ビームの集束

カソードから出た電子は、そのままでは空間電荷効果のために、発散してしまう。電子を集束してドリフト管内を通過させる手段について説明する。

Fig. 22 の模式図に示すように、クライストロンのカソードは、内側に凹んだ球面形状をしている。カソード面で電場は球面の内側を向いており、この電場により電子は集束されながらドリフト管に入る。

ドリフト管のサイズは、管の内径で決まる遮断周波数が、励振させるマイクロ波の周波数よりも十分に小さくなるように選択する。円筒 (半径 r) を伝送する最低周波数のモードは TE_{11} モードで、その遮断周波数 (f_c) は、以下の式で与えられる。

$$f_c = \frac{1.84c}{2\pi r}$$

SACLA の C バンド・クライストロンの場合、半径 $r=15 \text{ mm}$ であり、遮断周波数 $f_c=11.7 \text{ GHz}$ となり、励振周波数 $f=5.7 \text{ GHz}$ の 2 倍強である。ドリフト管の中を通る電子ビームは、途中で管壁に衝突しないように、おおよそ管径の 70% 程度のビーム径となるよう、設計される。管壁にビームが当たると、過熱により管壁を溶かし壊れてしまう

危険がある。そこで SACLA では、集束電磁石の電流を常にモニタするとともに、管壁での発熱を測定し、異常があった場合はクライストロンを停止できるよう、インターロック機構を設けている。

ドリフト管内で電子ビームを集束させる方法として、クライストロンでは一般的に、Fig. 22 に示す 2 種類の方法が使われている。左図に示すソレノイド集束式は、ドリフト管の周囲に円筒型の集束コイルを置き、電子の進行方向と平行なソレノイド磁場を発生させて集束させる方法である。この方法は簡便であり、コイルの電流を変えて集束力を調整できることも利点である。欠点としては、電力を消費することで、C バンド・クライストロンの場合、おおよそ 180 V、28 A 程度で、1 台あたり約 5 kW の電力を消費することになる。また、励振周波数が高くなるとカットオフ周波数のためにドリフト管径が小さくなり、ソレノイド磁場を強めて電子ビームをより細く絞る必要がある。そのため X バンド (11.4 GHz) 用クライストロンでは巨大な集束コイルが必要となり、次に述べる PPM (periodic permanent magnet) 集束方式のクライストロンを開発するに至った。

PPM 集束方式では、Fig.22 の右図に示すように、ドリフト管に沿って永久磁石を交互に並べ、生じる交番磁場によって、電子ビームを集束する。永久磁石なので電源および冷却が不要であることが、大きな利点である。欠点としては、クライストロン本体の製造コストがかかることや、磁場の調整が困難であることである。X バンド用クライストロンや小型の C バンド・クライストロンで、PPM 方式のクライストロンが実用化されている。

クライストロンの出力電力を増やすには、単純にはビーム電流を増やすことが第一である。しかし、単純なビーム電流の増加は空間電荷効果によるビームの発散を招き、効率も低下するので限界がある。そこで開発されたのが、マルチビームクライストロンである。Fig. 23 に、マルチビームクライストロンの例を示す。パービアンスを低く抑えたカソードを 6 個並列に使うことにより、個々

の電子ビームの電力変換効率を向上させつつ、全体としては電流を増やすことができる。超伝導加速器向けの長パルス幅出力のものが実用化されている。

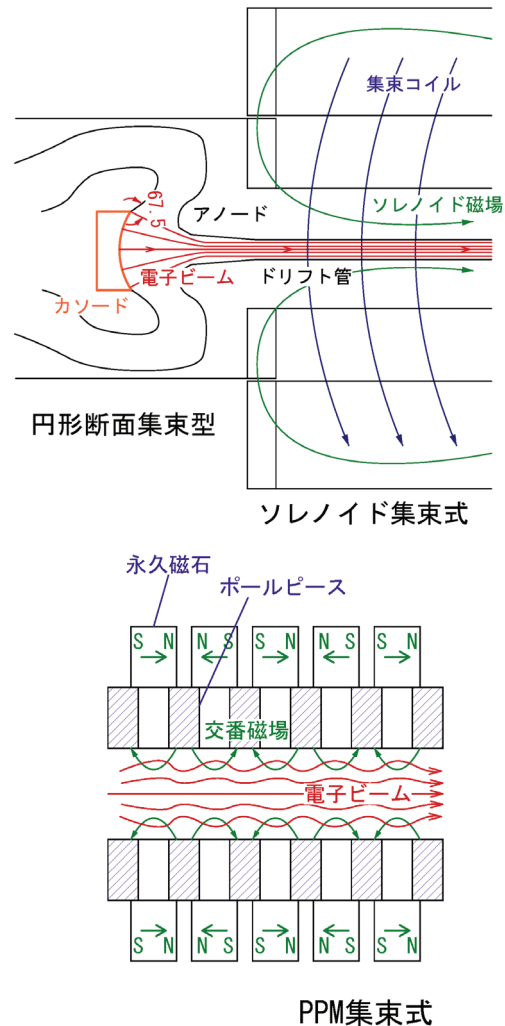
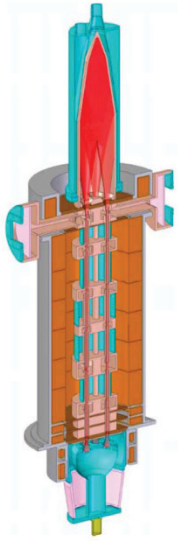


Fig. 22 クライストロン電子銃部の模式図と、電子ビームの集束方式の違い。



カソード部の写真

Fig. 23 マルチビームクライストロンの例。東芝電子管 E3736、1.3 GHz、10 MW、1.5 ms×10 pps。超電導ライナック（TESLA、ILC、Euro-XFEL）向けに開発された。文献[17]より引用。

2.8. 実際のクライストロンの特性と安定性

SACLA で使用している C バンド・クライストロン（東芝電子管デバイス社製 E37202）について、出力マイクロ波電力を測定した例を Fig 24 および Fig. 25 に示す。

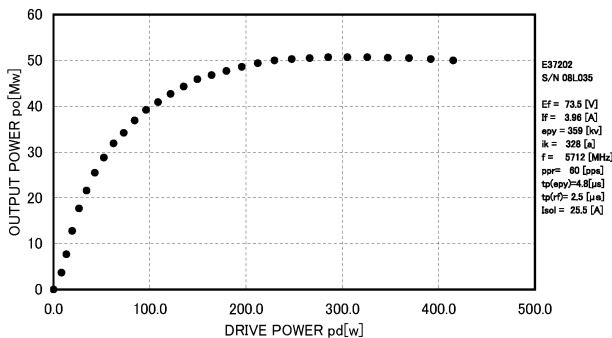


Fig. 24 C バンド・クライストロンへの入力マイクロ波電力（横軸）と、出力マイクロ波電力（縦軸）との関係、工場試験での実測例。

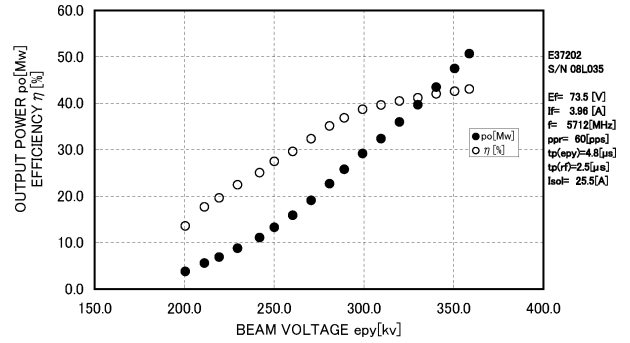


Fig. 25 C バンド・クライストロンへのカソード印加電圧（横軸）と、出力マイクロ波電力（黒丸）、および効率（白丸）との関係、工場試験での実測例。

まず、クライストロンへ入力するマイクロ波電力と出力電力との相関（入出力特性と呼ぶ）を見る。入力電力を増やしてゆくと、最初は出力電力も増加するが、200～300 W 程度でほぼ飽和にする。通常のクライストロンの運転では、なるべくこの飽和領域で使用する。なぜなら、入力マイクロ波の振幅変動が、マイクロ波の出力振幅や位相に影響を与えず、安定性が向上するからである。

次に、カソードへの印加電圧を増した場合を考える、印加電圧 V_k が増加すると、パービアンス一定の関係式に従って電子ビーム電流 I_k も増加する。取り出されるマイクロ波出力 P_o は、電子ビームの運動エネルギーに効率 η を掛けたものとする、

$$P_o = \eta I_k V_k = \eta G V_k^{2.5}$$

印加電圧が変化した時のマイクロ波出力の変化は、以下の式で表わされる。

$$\frac{dP_o}{dV_k} = 2.5\eta G V_k^{1.5} + \frac{d\eta}{dV_k} G V_k^{2.5}$$

$$\frac{dP_o/P_o}{dV_k/V_k} = \frac{dP_o}{dV_k} \frac{V_k}{P_o} = 2.5 + \frac{d\eta}{dV_k} \frac{V_k}{\eta}$$

効率 η が印加電圧 V_k によらず一定 ($d\eta/dV_k = 0$) であれば、マイクロ波出力電力の変動幅は印加電圧の変動幅の 2.5 倍となる。実際には、効率 η が印加電圧 V_k に依存する領域で使用する事が多く、上記の比は 3~3.5 程度になる。加速管での加速電場は、マイクロ波の電力の 1/2 乗となるので、電子の加速エネルギーの変動を 0.05% 以内に抑えるためには、クライストロンの印加電圧は 0.03% 以内で安定でなければならない。

続いて、出力マイクロ波の位相の変化を考える。印加電圧が変わると、電子がドリフト管を通過するのに要する時間が変わり、マイクロ波の位相も変化する。Fig. 26 にて、C バンド・クライストロンにて実測した値と、計算値とを比較する。印加電圧が $V_k \rightarrow V_k + \Delta V_k$ にわずかに ($\Delta V_k \ll V_k$) 変化した時、ドリフト時間の変化 $t \rightarrow t - \Delta t$ とマイクロ波の位相の変化 $\phi \rightarrow \phi + \Delta\phi$ は、

$$\gamma' = 1 + \frac{e(V_k + \Delta V_k)}{mc^2} = \gamma \left(1 + \frac{\gamma - 1}{\gamma} \frac{\Delta V_k}{V_k} \right)$$

$$\beta' = \sqrt{1 - \frac{1}{\gamma'^2}} \cong \beta \left(1 + \frac{1}{\gamma(\gamma + 1)} \frac{\Delta V_k}{V_k} \right)$$

$$\Delta t = \frac{L}{\beta'c} - \frac{L}{\beta c} = \frac{L}{\beta c} \frac{1}{\gamma(\gamma + 1)} \frac{\Delta V_k}{V_k}$$

$$\Delta\phi = \Delta t \times 5.712 \text{ GHz} \times 360 \text{ deg}$$

となる。 L は入力空洞から出力空洞までの距離 (約 300 mm) である。例えば $V_k=320 \text{ kV}$ 付近にて $\Delta\phi$ を 0.2 deg. 以内に抑えるためには、印加電圧を 0.03% 以内で安定でなければならない。

最後に、カソードのパービアンスの変化による影響について述べる。ヒータ電力を十分に上げエミッションを飽和させても、実際には Fig. 21 に見られるように、ヒータの電力とパービアンスの相関がわずかに残る場合が多い。その場合、受電電圧の変動により、パービアンスがわずかに変化し、クライストロンの印加電圧と電流が変化して、出力マイクロ波の変動を引き起こす場合がある。Fig. 27 に、SACLA で観測された変動の例を

示す。SACLA では、加速管から出たマイクロ波をモニタして位相をフィードバック制御し一定に保って運転しているが、それでもフィードバックの遅れや残差があり、これが電子ビームの変動を引き起こすことが明らかになった。そこで、マイクロ波の安定性が特に重要なクライストロンについて、安定化電源 (AVR) を導入してヒータ電力を安定化した。電圧を安定化することにより、加速器の安定性を向上させることができた。

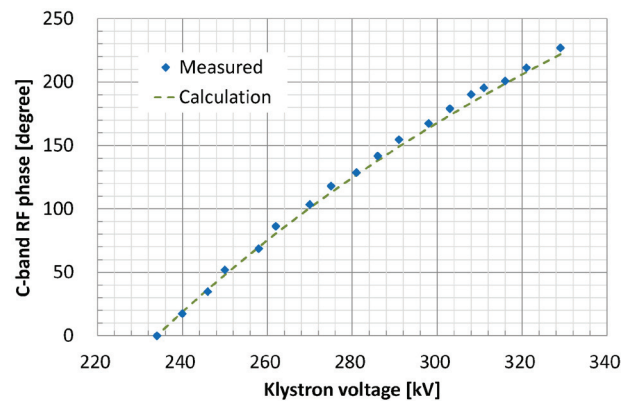


Fig. 26 C バンド・クライストロンにて、カソード印加電圧を変えた時の、出力マイクロ波の位相の変化。実測と計算値とを比較する。

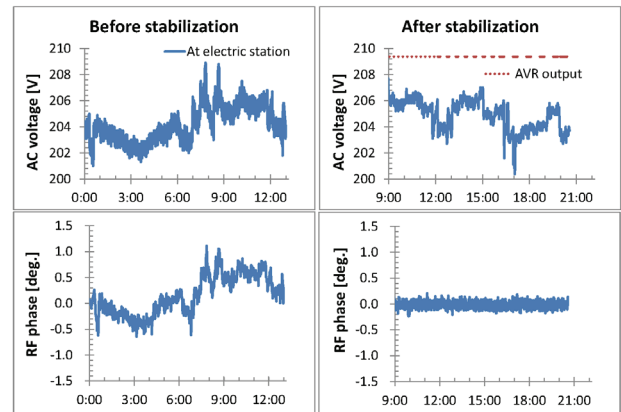


Fig. 27 SACLA 施設での単相 200V の供給電圧の変動 (上) と、C バンド・クライストロン出力マイクロ波の位相の変動 (下)、左は電圧安定化前、右は安定化電源 (AVR) を導入して電圧を安定化した後。

3. 立体回路

立体回路とは、導波管を用いたマイクロ波の伝送回路のことを言う。ここでは、クライストロンで発生させた大電力マイクロ波を伝送し、加速管に供給するための導波管システムについて、説明する。

3.1. 導波管

大電力のマイクロ波を伝送する場合、同軸ケーブルでは減衰が大きく発熱して使えない。また、電界が高く、絶縁体の耐電圧を超えてしまうため、放電が起こる。そこで、導波管を用いることになる。導波管には、同軸導波管、円筒導波管、矩形導波管などがあるが、MW級のクライストロンの出力を伝送する場合は、通常は Fig.28 に示すような矩形導波管が用いられる。

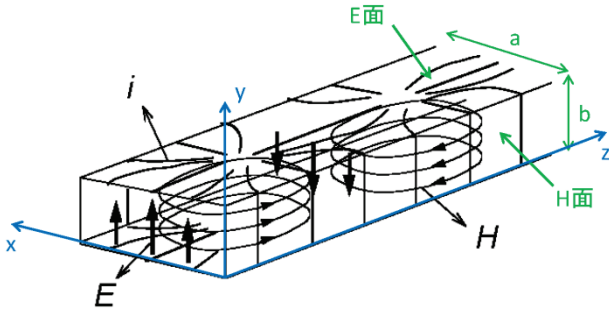


Fig. 28 矩形導波管を伝送する TE10モードの電場 E、磁場 H、表面電流 i の分布。文献[4]より引用。

3.1.1. 電磁場の数式的取扱い

まず、Fig. 27 に示すように、内法が a、b の矩形導波管を考える。簡単のため、導波管は完全導体とし、壁面でのロスは無視する。導波管を進むマイクロ波の電場 E と磁場 B は、管内波数 k を用いて、

$$\begin{aligned} \mathbb{E} &= \mathbb{E}^0 \exp [i(\omega t - kz)] \\ \mathbb{B} &= \mathbb{B}^0 \exp [i(\omega t - kz)] \end{aligned}$$

と書かれる。導波管は z 方向に対称性を持つので、ベクトル \mathbb{E}^0 と \mathbb{B}^0 は x と y だけに依存し、z と t によって変化するのは、右側の \exp の因子だけである。従って、

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t} \mathbb{E} &= i\omega \mathbb{E}, & \frac{\partial}{\partial z} \mathbb{E} &= -ik \mathbb{E} \\ \frac{\partial}{\partial t} \mathbb{B} &= i\omega \mathbb{B}, & \frac{\partial}{\partial z} \mathbb{B} &= -ik \mathbb{B} \end{aligned}$$

となる。これをマクスウェル方程式 $\text{rot} \mathbb{E} = -(\partial/\partial t) \mathbb{B}$ に代入し、両辺に共通な \exp の因子を消去すると、

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z^0}{\partial y} + ikE_y^0 &= -i\omega\mu H_x^0 \\ -ikE_x^0 - \frac{\partial E_z^0}{\partial x} &= -i\omega\mu H_y^0 \\ \frac{\partial E_y^0}{\partial x} - \frac{\partial E_x^0}{\partial y} &= -i\omega\mu H_z^0 \end{aligned}$$

同様に、マクスウェル方程式 $\text{rot} \mathbb{H} = (\partial/\partial t) \mathbb{D}$ に代入し整理すると、

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_z^0}{\partial y} + ikH_y^0 &= i\omega\epsilon E_x^0 \\ -ikH_x^0 - \frac{\partial H_z^0}{\partial x} &= i\omega\epsilon E_y^0 \\ \frac{\partial H_y^0}{\partial x} - \frac{\partial H_x^0}{\partial y} &= i\omega\epsilon E_z^0 \end{aligned}$$

となる。両組のはじめの 2 式を使うと、 E_z^0 と H_z^0 を関数として他の成分をあらわすことができる。

$$\begin{aligned} E_x^0 &= -\frac{i}{\alpha^2} \left(k \frac{\partial E_z^0}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z^0}{\partial y} \right) \\ E_y^0 &= -\frac{i}{\alpha^2} \left(k \frac{\partial E_z^0}{\partial y} - \omega\mu \frac{\partial H_z^0}{\partial x} \right) \\ H_x^0 &= +\frac{i}{\alpha^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z^0}{\partial y} - k \frac{\partial H_z^0}{\partial x} \right) \\ H_y^0 &= -\frac{i}{\alpha^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z^0}{\partial x} + k \frac{\partial H_z^0}{\partial y} \right) \end{aligned}$$

ただし、 $\alpha^2 = \epsilon\mu\omega^2 - k^2$ と置いている。これらを両組の最後の式に代入すれば、 E_z^0 と H_z^0 は以下のxy面内での波動方程式の解である。

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right) E_z^0 + \alpha^2 E_z^0 &= 0 \\ \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right) H_z^0 + \alpha^2 H_z^0 &= 0 \end{aligned}$$

このうち、壁面の位置(x,y)にて境界条件 $E_{\perp} = 0$ 、 $H_{\parallel} = 0$ を満たすものが、導波管を伝播するマイクロ波を表す。このようなマイクロ波は全て、($H_z^0 \neq 0$ かつ $E_z^0 = 0$)の解と、($E_z^0 \neq 0$ かつ $H_z^0 = 0$)の解との重ね合わせで表現できる。前者はTE波 (Transverse Electric wave)、後者はTM波 (Transverse Magnetic wave) と呼ばれる。

TE波の場合、 $x=0$ と a で $E_y^0 = H_x^0 = 0$ 、 $y=0$ と b で $E_x^0 = H_y^0 = 0$ という境界条件から、 α は以下の式で決まる飛び飛びの値しか取りえない。

$$\alpha^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

ここで m と n は整数であり、上式で決まるマイクロ波の分布を TE_{mn} モードと呼ぶ。 m と n を定めた場合、電場と磁場の分布は以下の式で表わされる。

$$\begin{aligned} E_x^0 &= A\pi \frac{n}{b} \cdot \cos\left(m\pi \frac{x}{a}\right) \cdot \sin\left(n\pi \frac{y}{b}\right) \\ E_y^0 &= -A\pi \frac{m}{a} \cdot \sin\left(m\pi \frac{x}{a}\right) \cdot \cos\left(n\pi \frac{y}{b}\right) \\ E_z^0 &= 0 \\ H_x^0 &= \frac{Ak\pi m}{\omega\mu a} \cdot \sin\left(m\pi \frac{x}{a}\right) \cdot \cos\left(n\pi \frac{y}{b}\right) \\ H_y^0 &= \frac{Ak\pi n}{\omega\mu b} \cdot \cos\left(m\pi \frac{x}{a}\right) \cdot \sin\left(n\pi \frac{y}{b}\right) \\ H_z^0 &= -\frac{iA\alpha^2}{\omega\mu} \cdot \cos\left(m\pi \frac{x}{a}\right) \cdot \cos\left(n\pi \frac{y}{b}\right) \end{aligned}$$

実際のマイクロ波の電場と磁場は、上式に $\exp[i(\omega t - kz)]$ を付けたものになる。Fig. 28に、 TE_{10} モードの電場、磁場の分布を示す。モードを決定する整数 m 、 n はそれぞれ、 x 方向と y 方向の電磁場分布の繰り返し数 (腹あるいは節の数)

に相当する。 TE_{10} モードは、 x 方向にはひとつの腹を持つので $m=1$ 、 y 方向は一樣なので $n=0$ となる。以下は、断りのない限り、矩形導波管に TE_{10} モードのマイクロ波が伝送している場合を想定する。

3.1.2. 管内波長と遮断波長

先に $\alpha^2 = \epsilon\mu\omega^2 - k^2$ としたが、管内波数 k を管内波長 $\lambda_g = 2\pi/k$ を用いて書き替える。また、自由空間ではマイクロ波 (周波数 f 、自由空間波長 λ_0) の速度は光速 c に等しいから、

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = f \cdot \lambda_0 = \frac{\omega\lambda_0}{2\pi}$$

これらを α^2 に代入して整理すると、

$$\alpha^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$$

$$\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2$$

従って、管内波長 λ_g は、

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}}$$

となる。ここで

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$$

である。マイクロ波の波長 λ_0 が λ_c に近づくと、 λ_g は急激に大きくなり、 $\lambda_0 = \lambda_c$ で λ_g は無窮大となる。すなわち導波管内を伝播することができなくなる。そのため、この λ_c は遮断波長と呼ばれ、 $f_c = c/\lambda_c$ は遮断周波数 (cutoff frequency) と呼ばれる。矩形導波管で、最も長い遮断波長 (低い遮断周波数) を持つモードは TE_{10} モード ($m=1$ 、 $n=0$) で、その場合 $\lambda_c = 2a$ である。

導波管では、複数のモードが混在することを避けるため、TE₁₀モードだけが伝播できるようなサイズのものを使用する。Table 3 に、導波管の規格と使用できる周波数帯を示す。周波数帯はおおむね、TE₁₀モードの遮断周波数より大きく TE₂₀モード（2番目に遮断周波数が低いモード）の遮断周波数より小さい範囲で設定される。こうすることにより、TE₁₀モードは伝播し、他のモードは遮断される。複数の導波管が使用できる場合は、大きめのものを選んだほうが、減衰が少なく有利である。例えば、Cバンド加速器（5712 MHz）では WRI-48 と WRI-70 の 2 種類の導波管が使用できるが、減衰の少ない WRI-48 を使用している。

遮断周波数より低い周波数のマイクロ波でも、少しは導波管の中に入ってゆくことができる。上式より $\lambda_0 > \lambda_c$ の時、 λ_g は虚数となる。

$$K = 2\pi \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2} = -i \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

と置くと、導波管内のマイクロ波の電場は、以下の式で表わされる。

$$\mathbb{E} = \mathbb{E}^0 \exp [i(\omega t - iKz)]$$

$$= \mathbb{E}^0 \exp(-Kz) \exp(i\omega t)$$

この式は、マイクロ波は導波管の中で $\exp(-Kz)$ に従って指数関数的に減衰してゆくことを表している。

さて、管内波長 λ_g は自由空間での波長 λ_0 よりも必ず大きい。マイクロ波の周波数 f は導波管中でも一定なので、マイクロ波の位相速度 v_p は自由空間での伝播速度 v_0 （真空中では光速 c ）よりも速くなる。

$$v_p = f \cdot \lambda_g = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} v_0 = v_0 \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}}$$

一方、マイクロ波のエネルギーの伝送速度である群速度 v_g は、自由空間よりも遅くなる。

$$v_g = \frac{v_0^2}{v_p} = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} v_0 = v_0 \sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_c)^2}$$

$\lambda_0 = \lambda_c$ で v_g はゼロとなる。すなわちエネルギーの伝送ができなくなる。

Table 3 加速器でよく使用される導波管の規格と寸法。文献[18]より引用。

EIAJ 規格	EIA 規格	a [mm]	b [mm]	周波数帯[GHz]	通称
WRI-5	WR-1800	457.2	228.6	0.41~0.62	
WRI-6	WR-1500	381.0	190.5	0.49~0.75	
WRI-14	WR-650	165.1	82.55	1.14~1.73	L-band
WRI-32	WR-284	72.14	34.04	2.60~3.95	S-band
WRI-48	WR-187	47.55	22.15	3.94~5.99	C-band (G-band)
WRI-70	WR-137	34.85	15.80	5.38~8.17	
WRI-100	WR-90	22.86	10.16	8.20~12.5	X-band

3.1.3. 伝送電力と電場強度

矩形導波管を伝送する TM₁₀ モードのマイクロ波の電力は、ある断面での電場の分布を積分することにより、以下の式で表わされる[4]。

$$P = \frac{ab \cdot E_{\max}^2}{4Z_0} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}$$

ここで、 $Z_0 = 376.7 \Omega$ は真空の特性インピーダンス、 a 、 b は導波管の長辺と短辺の長さ、 $\lambda_0 (= c/f)$ は自由空間でのマイクロ波の波長である。

この式から、マイクロ波の電力がわかれば、導波管内での最大電場 E_{\max} がわかる。C バンド加速器にて、導波管 WRI-48 に $f=5712 \text{ MHz}$ 、 $P=50 \text{ MW}$ のマイクロ波を通した時、管壁の最大電場は $E_{\max} = 9.3 \text{ MV/m}$ となる。空気中では放電してしまうため、導波管中を真空に引く必要がある。

3.1.4. 伝送損失と冷却

導波管にマイクロ波を通過させた時、導波管の壁面には表面電流が流れる。マイクロ波は導体中に侵入できない(表皮効果)ため、表皮から数 100 nm の部分のみに表面電流が流れる。通常は、電気伝導の良い無酸素銅製の導波管を使用するが、それでも有限の表皮抵抗により発熱し、電力が減衰する。矩形導波管にて、TM₁₀ モードのマイクロ波の減衰定数は、以下の式で表わされる[4]。

$$\alpha = \frac{R_s}{Z_0 \cdot b} \frac{1 + \left(\frac{2b}{a}\right) \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \text{ [neper/m]}$$

ここで、 $R_s=0.014 \Omega$ は銅管壁の表皮抵抗、 $Z_0=376.7 \Omega$ は真空の特性インピーダンスである。C バンド加速器にて、導波管 WRI-48 に $f=5712 \text{ MHz}$ のマイクロ波を通した時は、 $\alpha = 2.6 \times 10^{-3} \text{ neper/m}$ で、これは約 0.02 dB/m である。

SACLA では、クライストロンから加速管までの導波管の長さは約 8 m あるので、約 4%の損失となる。実際には、導波管フランジでの接触抵抗による損失もあり、合わせて 5~10%程度の損失となる。クライストロンからの平均出力電力は最大 7.5 kW ($50 \text{ MW} \times 2.5 \mu\text{s} \times 60 \text{ pps}$) なので、導波管全体で数 100 W の発熱がある。従って、それぞれの導波管には冷却水配管を設け冷却を行う必要がある。

また、冷却水を流すことは、導波管の温度を一定に保ち位相変動を無くす目的もある。銅の線膨張率は $1.68 \times 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ なので、マイクロ波の位相も、同じ割合で変化する。総長 8 m の導波管の温度が 1°C 変化すると、C バンド ($f=5712 \text{ MHz}$ 、 $\lambda_g = 62.9 \text{ mm}$) のマイクロ波の位相は約 0.8° 変化する。位相の変化を 0.2 deg.以内に抑えるためには、導波管の温度(通水する冷却水の温度)を 0.3°C 以内で安定に保たなければならない。

3.2. 3dB 結合器 (ハイブリッド)

導波管を 2 本に分岐させたり合流させたりする場合、単に T 字型に接続しただけでは、インピーダンス不整合が起こって反射が生じる。そこで通常は、インピーダンス整合を考慮した電力分割器を用いて、導波管の分岐や結合を行う。ここでは、加速器でよく使われる 3dB 結合器について紹介する。

3dB 結合器 (ハイブリッドとも呼ぶ) は、方向性結合器の 1 種で、マイクロ波の進行方向によって出力されるポートを選択することができる。この性質を用いて、マイクロ波を 2 分割したり、合成したり、入射波と反射波とを選別したりするのに用いられる。

Fig. 28 に、2 種類の 3dB 結合器の原理を示す。まず、左の回路図を説明する。2 本の伝送線が平行に走り、 $\lambda/4$ の間隔を隔てた 2 つの地点で接続されている。ポート 1 からマイクロ波を入力した時、各ポートに到達するマイクロ波の経路を、図中の $E_a \sim E_f$ に示す。(ただし、接続箇所を 1 周回

って出発点に戻る高次の経路を無視する。) ポート4に到達する経路は Ee と Ef の 2 経路があるが、これらは、経路の長さが $\lambda/2$ 異なるため位相が逆転し、互いに打ち消し合う。これは、ポート4からマイクロ波が出られないことを意味する。一方、ポート2は Ea と Ec の 2 種類の経路があり、ポート3は Eb と Ed の 2 種類の経路があるが、これらは同位相になるので出力できる。他のポートからマイクロ波を入力した時も、同様の事が起こる。すなわち、マイクロ波の進行方向により、出力されるポートを選択させることができる。これが、方向性結合器である。

2本の伝送線間の結合度を変えることにより、ポート2とポート3への電力の分配比や、ポート2とポート3の位相差を変えることができる。通常は、ポート1とポート3の電力比を dB で表わして、この負値を結合度と呼ぶ。また、この結合器の事を結合度を使って「 $\circ\circ$ dB 結合器」と呼ぶ。ポート2とポート3にマイクロ波を等分配 ($0.5 \div 3\text{dB}$) するものは、3dB 結合器と呼ばれる。実際の結合器では、高次の経路の寄与も考慮して、結合度と接続点の間隔 (位相長) を微調整する。

Fig. 28 右は、導波管で構成された 3dB 結合器の模式図である。2本の導波管の H 面 (狭い面) を繋ぎ合わせ、元の導波管のおおよそ 2 倍の幅を持つ結合部が形成されている。ポート1の導波管中を TE_{10} モードで伝送されてきたマイクロ波は、結合部に入ると TE_{20} モード (元の導波管での TE_{10} モード) と TE_{10} モード (元の 2 倍の幅を持つモード) の 2 種類のモードを発生させる。ポート4では、原理的には、この 2 つのモードの立てる電場が打ち消し合う向きになり、出てゆかない。(実際には僅かに漏れており、この漏れた電力比を dB 値で表し、これを方向性と呼ぶ。) TE_{10} モードの位相速度は TE_{20} モードよりも遅いので、結合部の終端では、2 つのモードに位相差が生じる。これら 2 つのモードをベクトル合成したものが、ポート2とポート3に出力されるマイクロ波となる。結合部の長さを調整して、終端でちょうど 90° の位相差なれば、ポート2とポート3からの

出力は強度が等しく 90° の位相差がついたものとなる。すなわち、3dB 結合器として動作する。

3dB 結合器は、単にマイクロ波電力を 2 分割するだけでなく、逆方向に進むマイクロ波を分離する働きもする。Fig. 29 に、SACLA の L バンド加速器での導波管の配置を示す。定在波加速管は、パルスの立ち上がり立ち下がり時に大きな反射波が生じるが、これがクライストロンに逆流して悪影響を及ぼすことのないよう、反射波をダミーロード側に逃がしている。また、次章で述べるパルス圧縮器も 3dB 結合器を用い、圧縮後のマイクロ波がクライストロンに逆流することがないようにしている。

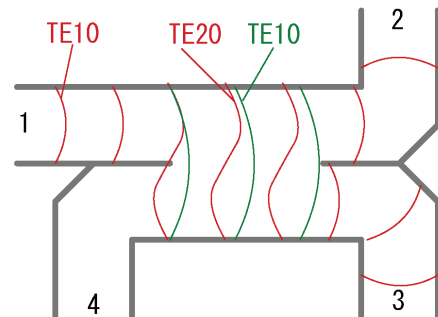
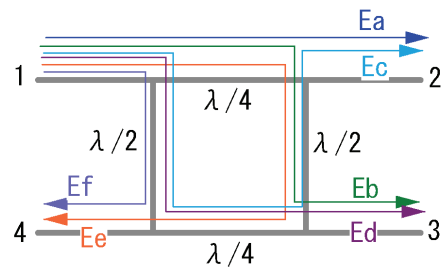


Fig. 28 3dB 結合器の原理。上図は等価回路モデル、下図は導波管タイプの結合器。いずれもポート1→ポート2+ポート3 に分割され、ポート4には出力されない。

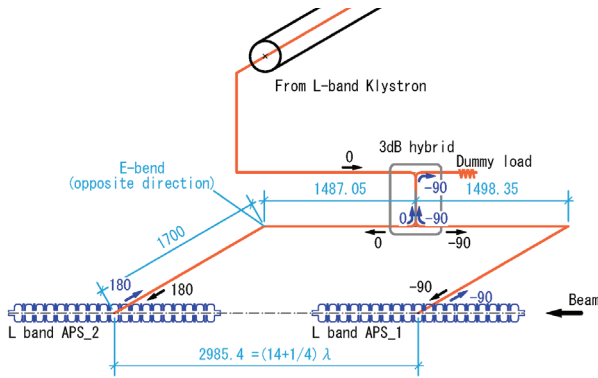


Fig. 29 SACLAのLバンド加速器の立体回路構成。2本の定在波加速管へのマイクロ波の分配に3dB結合器を使用している。加速管までの導波管は、3dB結合器での90°の位相差を考慮して長さを決定している。また、2つの加速管からの反射波は、クライストロンに戻らず、ダミーロードにて吸収される設計となっている。

3.3. モニタ用方向性結合器

導波管を流れるマイクロ波の強度や位相をモニタするため、方向性結合器が用いられる。Fig. 30とFig. 31に、SACLAでも使われている2種類の方向性結合器を紹介する。SACLAで使用している方向性結合器は、結合度は約60dB（50MW通過時に50W出力）、方向性は30dB程度である。マイクロ波を測定する測定機器は、最大で100mW程度しか測定できないので、50Wでも過剰であるが、あまり結合度を上げ過ぎると、ネットワークアナライザを用いた較正において、結合度の測定精度が悪くなるので注意が必要である。

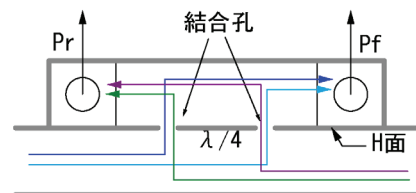
a) サイドカップル型

前章の3dB結合器と同様に、 $\lambda/4$ だけ離れた2つの結合孔からの干渉を利用して、方向性を持たせている。結合孔は、導波管のH面（狭い面）に開けたスリットで、結合度が-60dBとなるよう、スリットの幅を決めている。結合孔が電場の立たないH面にあるので、放電のリスクは少ない。デメリットとしては、結合度や方向性が構造で決まってしまうため、製作後の調整が困難であることである。（導波管を凹ますなどして、多少の調整は可能。） また、いずれの方向性結合器にも

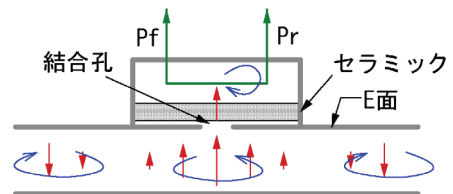
言えるが、Pfポート読み出し系のどこかに反射があると、これがPr信号に重なり正確な測定ができなくなってしまうので注意すること。

b) ベーテホール型

導波管のE面（広い面）の中央に開けた結合孔から漏れ出た電磁場を、ループアンテナで読み出す。ループアンテナは、マイクロ波の電場と磁場の両方を拾う。磁場はマイクロ波の進行方向に垂直の向きに立ち、アンテナを導波管に対して斜めに配置しないと拾えないのに対し、電場はどの角度でも同様に拾うことができる。従って、アンテナを回転させて磁場との結合度を変え、電場と同じ寄与とする。すると、マイクロ波の方向によって一方のポート（Prポート）は電場と磁場がキャンセルされるが、もう片方（Pfポート）は重ね合わされる。これによって、方向性結合器として使用することができる。図のようにセラミックを入れて真空を閉止しているタイプのもは、結合孔が大きいとセラミックに電場が立つので注意が必要である。製作後にも、アンテナの角度を変えて方向性の調整ができることがメリットである。



a) サイドカップル型



b) ベーテホール型

Fig. 30 SACLAで使用している2種類の方向性結合器の構造。Pf、Prは、Forward（前進）とBackward（後進）のマイクロ波を読みだすためのポートである。

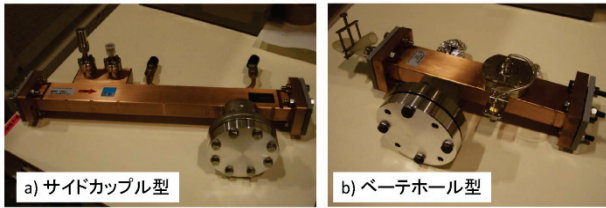


Fig. 31 方向性結合器付きの導波管、SACLAでは、2種類の導波管を使用している。

3.4. 終端器 (ダミーロード)

進行波型の加速管を使用する場合、消費されなかったマイクロ波が出口カプラーから排出される。このマイクロ波が再び加速管に戻って電場を乱さないよう、終端器を置いて減衰、吸収させる必要がある。

Fig. 32 に、終端器の例を示す。終端器では、マイクロ波を熱に変えてエネルギーを消費するため、誘電損を利用する。誘電損による単位体積あたりの損失電力 P は、

$$P = \frac{\omega \epsilon \tan \delta}{2} E_0^2$$

なるべく効率的にマイクロ波を吸収するため、誘電正接 ($\tan \delta$) が大きく、また耐熱温度の高い材料を用いたほうが有利である。

Fig. 32 の a, b に示す終端器では、炭化ケイ素 (SiC 、 $\tan \delta \approx 0.2 \sim 0.5$ 程度) をマイクロ波吸収体として使用している。発熱をなるべく均一にするため、電力の強い入口近くは SiC の体積を小さくし、奥にゆくにつれて体積を増やすようにしている。 SiC の位置や形状を最適化することにより、 SiC からの反射を互いに打ち消し合い、VSWR を低くすることができる。a の砲弾型では、 SiC セラミックの中を冷却水が通って直接冷却を行うもので、セラミックが割れた際に、冷却水が導波管内に入る恐れがある。そこで Fig. 32 の b に示すように、ボタン型の SiC を銅壁に接合し、銅壁を冷却水で冷やす間接冷却が開発された。この構造の技術的な困難点は SiC と銅壁とのロウ付け接合で、熱膨張率の違いを克服する特殊な接合方法が開発されている。

Fig. 32 の c に示すウォーターロードは、セラミック窓 ($\tan \delta \approx 0.06$) を介して冷却水に直接マイクロ波を伝播させ吸収させるものである。冷却効率は最も良いが、セラミック窓での電場によって、使用できる電力の上限が決まる。こちらも、セラミックが割れた時に導波管に冷却水が入る恐れがあるので注意が必要である。

このほかに、周波数の高い X バンドや C バンドでは、導波管を SUS で作ることにより伝送損失を増やし、減衰器や終端器として使用している例がある。セラミックを使わず複雑な形状も持たないので、高電場による放電や破損の心配は少ない。ただし、SUS は熱伝導も悪いので、高温になりやすく冷却に気をつける必要がある。

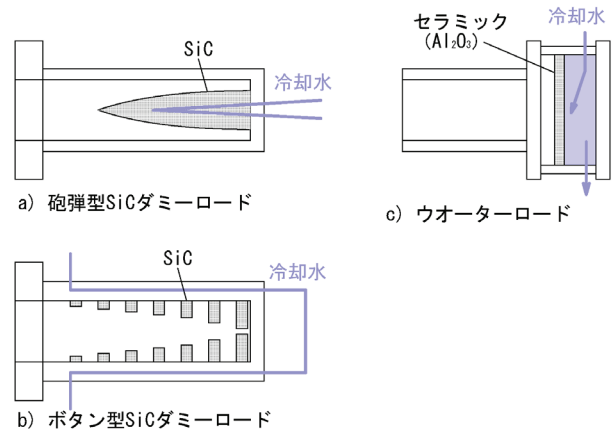


Fig. 32 終端器 (ダミーロード) の例

4. パルス圧縮器

4.1. パルス圧縮器の種類

クライストロンから出力されるマイクロ波の強度は、前章で述べたように密度変調を受ける電子ビームの電圧と電流から決まり、1本あたり高々50 MW 程度である。加速管に発生する加速電場を高めるために、マイクロ波の電力を時間方向に圧縮しピーク電力を高める方法が考えられた。この働きをする装置をパルス圧縮器と呼ぶ。

最初のパルス圧縮器は、1970年代に SLAC にて、素粒子実験のため2マイル加速器のエネルギーを2倍に増強するために導入された[19]。SLAC Energy Doubler を略して通称、SLED と呼ばれている。Fig. 33 に概念図を示す。2台の定在波空洞が、3dB 分配器の先に接続されている。クライストロンからのマイクロ波は 3dB 結合器にて2分割され、2台の定在波空洞に蓄積される。空洞にマイクロ波電力が蓄積されたあと、マイクロ波の位相を 180° 反転させると、空洞に蓄積されたマイクロ波が取り出され、元の何倍ものピーク電力を得ることができる。

SLED が実用化されて以降、特に高エネルギーの線型加速器では、パルス圧縮器を用いてマイクロ波の電力を増倍することが主流となった。Table 4 に、代表的なパルス圧縮器を記す。定在波空洞を用いた SLED 型パルス圧縮器は、SLAC と KEK が TE_{0,1,5} 空洞を、LIPS (CERN) と SKIP (KEK) [23]が TE_{0,3,8} 空洞を、SACLA が TE_{0,1,15} 空洞を使用しており、最も標準的に使われているパルス圧縮器である。Fig.34 に示す進行波型の空洞を用いた BOC (Barrel open cavity) と呼ばれる方式のものは、単空洞で動作し 3dB 結合器が要らないことと、結合孔が多く電場が分散されることが利点で、PSI-XFEL[20]などで開発されている。この他には、Fig.35 に示すように、位相制御された遅延波を 3dB 結合器で重ね合わせる BPC (Binary Pulse Compression) 方式 [21]や、Fig.36 に示す長い円筒導波管でパルスを遅延させる SLED-II[22]などが開発されている。

以下では、Fig. 37 に示す SACLA の SLED 型パルス圧縮器を例に、動作原理を説明する。

Table 4 パルス圧縮器の例

名称 (用途)	方式	周波数	モード
SLED (SLAC)	定在波型	2.8 GHz	TE _{0,1,5}
SLED (KEK)	定在波型	2.8 GHz	TE _{0,1,5}
LIPS (CERN)	定在波型	3.0 GHz	TE _{0,3,8}
SLED (SACLA)	定在波型	5.7 GHz	TE _{0,1,15}
SKIP (KEK)	定在波型	5.7 GHz	TE _{0,3,8}
VPM (VLEPP)	進行波型	14 GHz	TM _{31,1,1}
BOC (PSI-XFEL)	進行波型	5.7 GHz	TM _{18,1,1}
BPC (SLAC)	遅延型	11.4 GHz	—
SLED-II (NLC)	遅延型	11.4 GHz	TE ₀₁

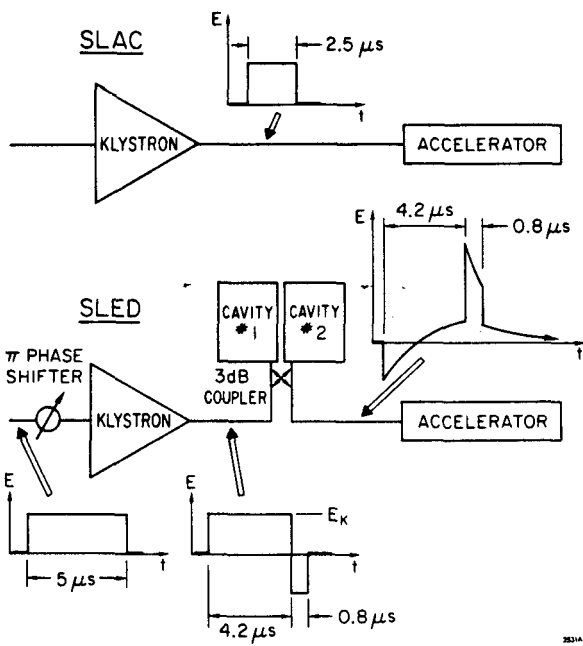


Fig. 33 SLAC で 1974 年に考えられた SLED 方式の概念図。文献[19]より引用。

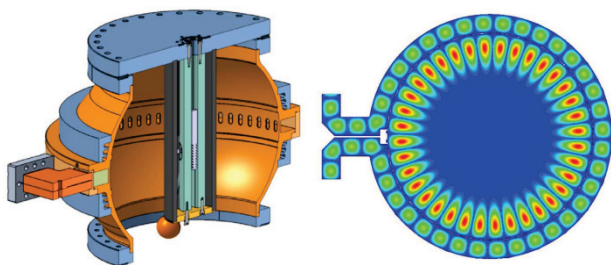


Fig. 34 PSI-XFEL 向けに開発されている BOC (Barrel Open Cavity) 型パルス圧縮器の構造と電場分布。文献[20]より引用。

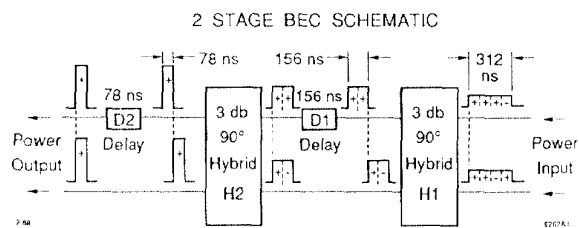


Fig. 35 BPC (Binary Pulse Compression) システムの原理。文献[21]より引用。

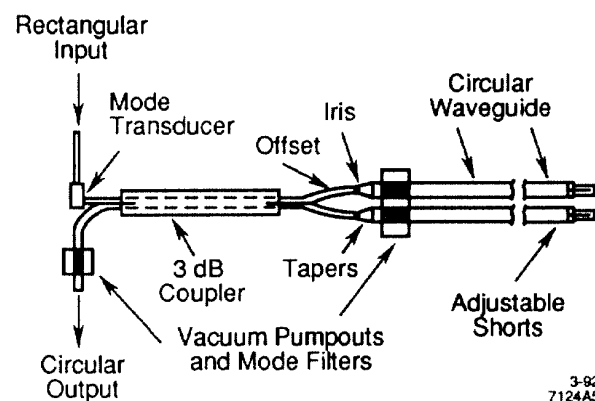


Fig. 36 SLED-II システムの構成。文献[22]より引用。

3-92
7124A5

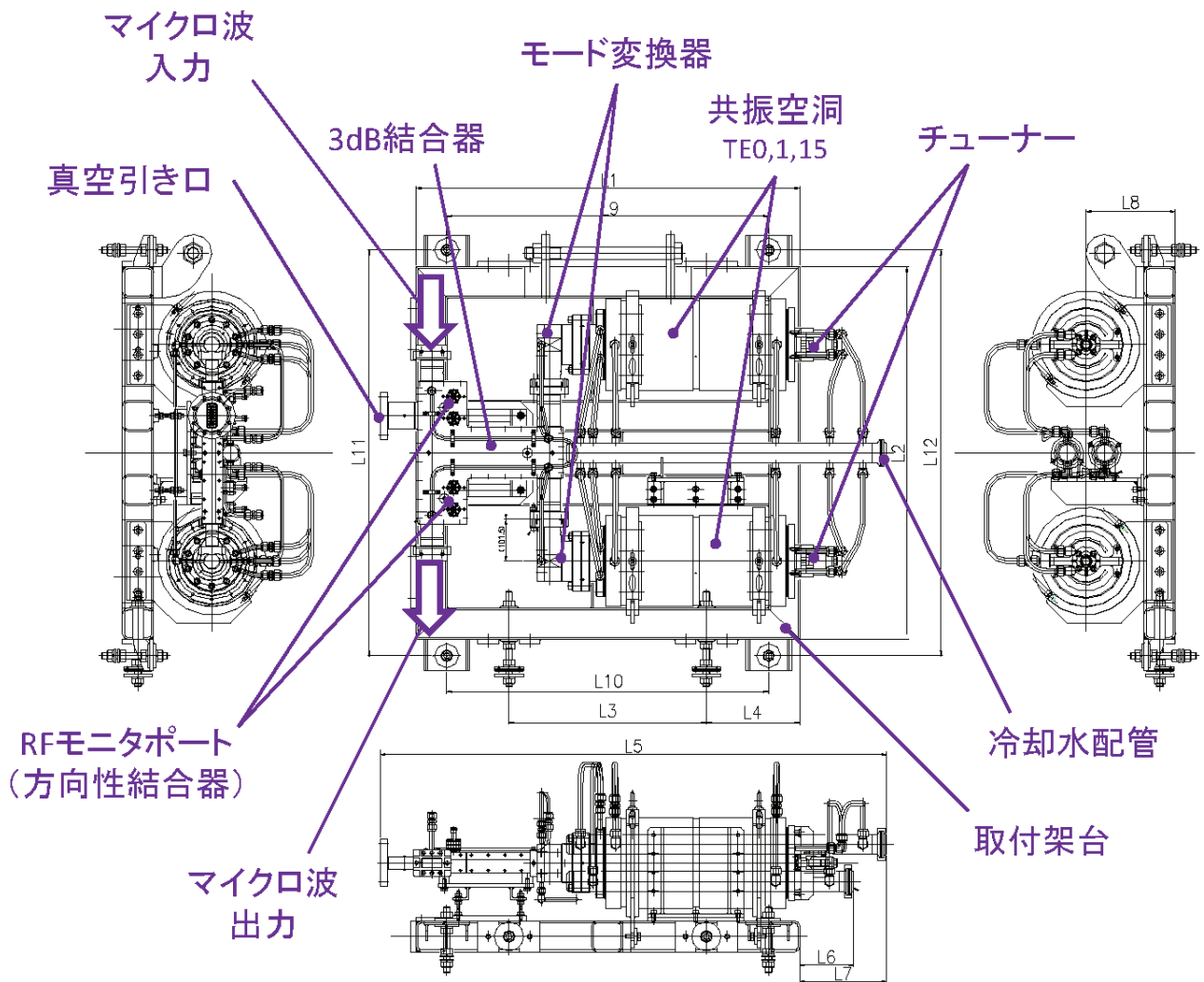


Fig. 37 SACLA Cバンド加速器で使用する SLED 型パルス圧縮器の外形図。

4.2. 空洞共振器の Q 値と結合定数

高周波空洞に周波数 ω のマイクロ波が蓄えられている時、蓄えられたマイクロ波のエネルギー U と損失から、以下の Q 値 (Quality factor) が定義される。

$$\text{無負荷 Q 値: } Q_0 = \frac{\omega U}{P_0}$$

$$\text{外部 Q 値: } Q_{\text{ext}} = \frac{\omega U}{P_{\text{ext}}}$$

$$\text{負荷 Q 値: } Q_L = \frac{\omega U}{(P_0 + P_{\text{ext}})} = \frac{Q_0 \cdot Q_{\text{ext}}}{Q_0 + Q_{\text{ext}}}$$

ここで、 P_0 は空洞の壁面での電力損失、 P_{ext} は、導波管と接続された穴 (結合孔) から空洞の外部に漏れだす電力を表す。Q 値は空洞に蓄えられたエネルギーがどれだけ早く減衰するかを意味し、Q 値が大きいほど減衰が少なく、一般的には良い空洞である。例えば空洞の製造不良や材料の品質不良があった場合、損失が増え Q 値が低下する。また、超伝導空洞は、壁面での電気抵抗が無くなるので、非常に高い Q 値を持つ。

先の 2 種類の損失の比を結合係数 β (coupling constant) と呼び、

$$\beta = \frac{P_{\text{ext}}}{P_0} = \frac{Q_0}{Q_{\text{ext}}}$$

で表される。これを用いると、負荷 Q 値は、

$$Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta}$$

となる。 β は空洞と外部回路（導波管や同軸ケーブル）との結合の強さを表し、 $\beta < 1$ 、 $\beta = 1$ 、 $\beta > 1$ となる場合をそれぞれ、弱結合、臨界結合、強結合と呼ぶ。 β は結合部の形状やマイクロ波のモードによるが、一般的には、結合孔が大きいほど β が大きくなる。空洞の端からアンテナを介して同軸ケーブルと結合する場合は、アンテナが大きいほど、空洞に突き出すほど β が大きくなる。

4.3. SLED 型パルス圧縮の原理

導波管の先に定在波空洞が接続され、空洞の共振周波数 ω が供給するマイクロ波の周波数と一致している状態を考える。導波管側からマイクロ波を供給した時、導波管と空洞との間で電力の授受が行われる。その過程を Fig. 38 に示し、順に説明する。

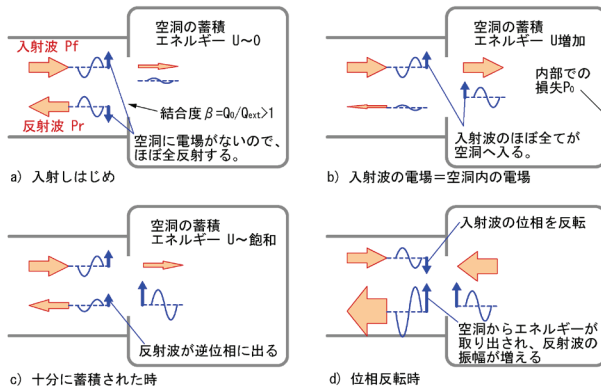


Fig. 38 SLED 型パルス圧縮器での、マイクロ波の授受と境界面での電場の様子。

導波管から空洞との電力の授受は、以下の2つの関係式から導かれる。

エネルギーの保存

入射波 P_f と反射波 P_r の差が、空洞に蓄積されるエネルギー U の増加 (dU/dt) と空洞での損失 P_0 に相当する。

$$\Delta P \equiv P_f - P_r = \frac{dU}{dt} + P_0$$

電場の連続性

空洞入口の基準面にて、入射波の電場 E_f と反射波の電場 E_r の和が、空洞から外部を見た時の電場 E_{ext} と等しい。

$$E_f + E_r = E_{ext}$$

電力は電場の2乗に比例するので、上式は以下のように書き替えられる。

$$(\text{左辺})^2 \rightarrow (\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r})^2 = P_f + P_r + 2\sqrt{P_f P_r}$$

$$(\text{右辺})^2 \rightarrow P_{ext} = \frac{\omega U}{Q_{ext}}$$

$$P_r = P_f + \frac{\omega U}{Q_{ext}} - 2\sqrt{\frac{\omega U \cdot P_f}{Q_{ext}}}$$

この2つの関係式から、以下の式が導かれる。

$$\Delta P = \frac{dU}{dt} + \frac{\omega U}{Q_0} = 2\sqrt{\frac{\omega U \cdot P_f}{Q_{ext}}} - \frac{\omega U}{Q_{ext}}$$

これが、空洞の蓄積エネルギー U の時間発展を決める1階の微分方程式となる。初期条件 $t=0$ で $U=0$ の時、微分方程式の解は以下となる。

$$U = \frac{4\beta Q_0 \cdot P_f}{\omega(1 + \beta)^2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{t_F}}\right)^2$$

ここで、 $t_F = 2Q_L/\omega$ は、エネルギー蓄積の時定数となる。空洞の蓄積エネルギー増加と損失はそれぞれ、

$$\frac{dU}{dt} = \frac{4\beta \cdot P_f}{1 + \beta} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{t_F}}\right) e^{-\frac{t}{t_F}}$$

$$P_0 = \frac{\omega U}{Q_0} = \frac{4\beta \cdot P_f}{(1 + \beta)^2} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_f}}\right)^2$$

従って、反射波の電力 P_r は

$$P_r = P_f \cdot \left[\alpha \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_f}}\right) - 1 \right]^2$$

ただし、 $\alpha = 2\beta/(\beta + 1)$ である。

SACLA の SLED ($Q_0=185,000$ 、 $\beta=9.0$) について、これらの値を計算したものを Fig. 39 に示す。 $t=0$ では、ほぼ全反射 ($P_r=P_f$) する。空洞にマイクロ波が蓄積されると反射は減り、 $t=0.8 \mu\text{s}$ には入射波の全てが空洞に入力されるようになる (Fig. 38 の b)。その後は、反射波の位相は反対になり、徐々に電力も増えてゆく。空洞に入力されるマイクロ波は、最初は空洞の蓄積エネルギーの増加のために使われるが、次第に空洞内面での損失が増え、最終的には空洞に入力される電力と、空洞での損失が釣り合って平衡状態となる。 $t \rightarrow \infty$ の時、

$$P_r(t \rightarrow \infty) = P_f \cdot \left(\frac{\beta - 1}{\beta + 1}\right)^2$$

となる。反射率 $\Gamma = \sqrt{P_r/P_f}$ で表わすと

$$\beta = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

$\beta > 1$ の時、結合係数 β は、低電力高周波測定で言うところの VSWR に相当することがわかる。 $\beta=1$ (臨界結合) の時、理想的には反射 P_r が消える。このように、 β が 1 から外れるほど、反射が増える。

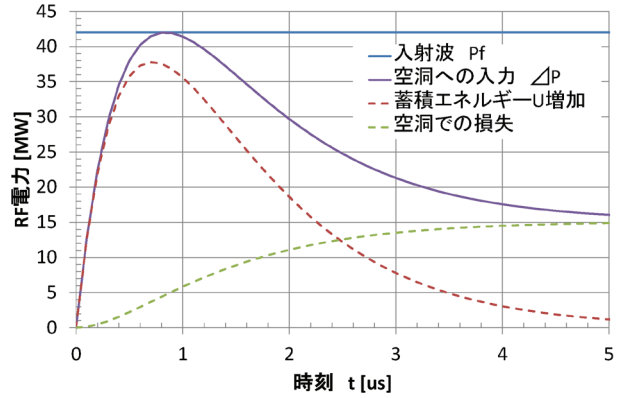


Fig. 39 SACLA の SLED にて計算した、空洞への入力電力 ΔP 、蓄積エネルギー U の増加 (dU/dt)、および空洞内面での損失 ($\omega U/Q_0$)。計算に用いたパラメータは SLED の標準的な実測値で、 $Q_0=185,000$ 、 $\beta=9.0$ 、 $P_f=42\text{MW}$ としている。

次に、空洞にマイクロ波が蓄積したあと、 $t = t_1$ に入射波の位相を反転した場合を考える。電場 $E_f \rightarrow -E_f$ として、基準面での電場の連続性を表す式を計算すると、

$$-E_f + E_r = E_{\text{ext}}$$

$$P_r = P_f + \frac{\omega U}{Q_{\text{ext}}} + 2 \sqrt{\frac{\omega U \cdot P_f}{Q_{\text{ext}}}}$$

となる。位相を反転する前に比べて、 $4 \sqrt{\frac{\omega U \cdot P_f}{Q_{\text{ext}}}}$ だけ反射波が増えているのがわかる。また、 $P_r > P_f$ であり空洞からエネルギーが取り出されていることを意味する。この式と、エネルギー保存の関係式を用いて、同様に計算すると、

$$P_r = P_f \cdot \left[\gamma \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_f}} - \alpha + 1 \right]^2$$

$$\gamma \equiv \alpha \cdot \left(2 - e^{-\frac{t_1}{\tau_f}}\right)$$

となる。

最後に、 $t = t_2$ に入射波を切った後の状況を考える。基準面での電場を表す式は、 $E_f \rightarrow 0$ として、

$$P_r = \frac{\omega U}{Q_{ext}}$$

である。t = t₂ に空洞に残っているエネルギーを U₂ とすると、

$$\frac{dU}{dt} = -\frac{\omega U}{Q_L}$$

$$U = U_2 \cdot e^{-\frac{2(t-t_2)}{t_F}}$$

である。

このように、定在波空洞にエネルギーを蓄えた後、入力波の位相を反転させることにより、反射波の電力を増倍することができる。これが、SLED型のパルス圧縮器の原理である。パルス圧縮器は、Fig. 33 に示すように、2 台の共振空洞を 3dB 結合器で接続することにより、空洞からの反射波 P_r を分離し、加速管へ出力することができる。

SACLA の C バンド SLED (Q₀=185,000, β=9.0) について、SLED からの出力電力 P_r を計算したものを Fig. 40 に示す。比較のため、結合定数 β を変えた時の出力波形も示す。β が大きいほうが、位相反転後のピーク電力が高くなり、また空洞へのエネルギーの蓄積や放出も早くなる。圧縮されたマイクロ波は、加速管に送られて電場を形成する。進行波型加速管では、最後の空洞まで電場を形成するのに充填時間 (Filling time) が必要であり、パルス圧縮器の性能としては、充填時間に渡って電力が高いことが重要である。SACLA の C バンド加速器では、充填時間は約 300 ns なので、出力電力 P_r の位相反転から 300 ns までの平均電力を <P_r> とすると、

$$M = \frac{\langle P_r \rangle}{P_f}$$

を SLED の実効電力増倍率とする。Fig. 41 に、結合定数 β を変えた時の、電力増倍率の変化を示す。増倍率は β=11 付近で最大となるが、ピーク電力が高いと放電の頻度が高くなるため、少し低めの β=9 に設定している。なお、SACLA の加速管

は準定電界加速管なので単純な平均電力で計算すればよいが、加速管内の電場が一定でない場合は、パルス形状を考慮した加速エネルギーの計算を行う必要がある。

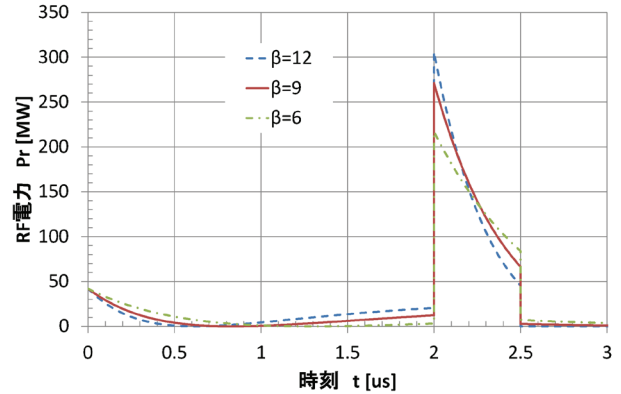


Fig. 40 SLED からの出力電力 P_r を計算した結果。パラメータは SACLA の SLED を想定している。周波数 f=5712 MHz、入力電力 P_f=42MW、2μs で位相反転。空洞は Q₀=185,000 に固定し、β が 3 種類の場合について計算している。

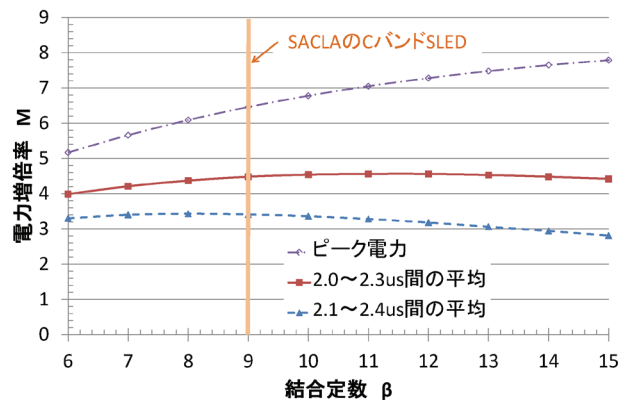


Fig. 41 SACLA の C バンド SLED にて、結合定数 β を変えた時の電力増倍率 M の変化。計算に用いたパラメータは Fig.40 と同じ。位相反転直後から 300 ns の間の平均電力と、100 ns 遅れた場合の平均電力、およびピーク電力を計算し、プロットしている。

4.4. SACLA のパルス圧縮器 (SLED)

SACLA の C バンド加速器で使用する SLED の外形図を Fig.37 に示す。2 台の共振空洞が、モー

ドコンバータを介して 3dB 結合器に接続された構造をしている。各々の部分の詳細について記す。

共振空洞

円筒型の空洞で、電気抵抗を減らすため無酸素銅できている。マイクロ波の共振モードは、 $TE_{0,1,15}$ である。Fig. 42 に示すように、この共振モードの電場は中心付近に分布し銅壁に接することが少ないため Q 値が高く、マイクロ波蓄積時の損失が少ない。また表面電流も円筒方向に流れるため円筒と端板の接合不良による抵抗などの影響を受けにくい。単純な円筒形状の空洞（半径 r 、長さ L ）の場合、電磁場の分布はベッセル関数で表わされ、 $TE_{0,1,p}$ モードの共振周波数は、以下の式で表わされる。

$$f = c \sqrt{\left(\frac{3.832}{2\pi \cdot r}\right)^2 + \left(\frac{p}{2 \cdot L}\right)^2}$$

SACLA の C バンド SLED の場合、 $r=50$ mm、 $L=430$ mm で $TE_{0,1,15}$ モードの周波数が $f=5.7$ GHz になる。円筒空洞では、 $TE_{0,1,p}$ モードと $TM_{1,1,p}$ モードは同じ共振周波数を持ち、この2つのモードは縮退している。そこで、端板の最外周部に溝を設けると、 TE モードと TM モードとで影響の度合いが異なるので、お互いの共振周波数がずれ縮退が解かれる。こうして、損失の大きな TM_{11} モードの混入を避けている。

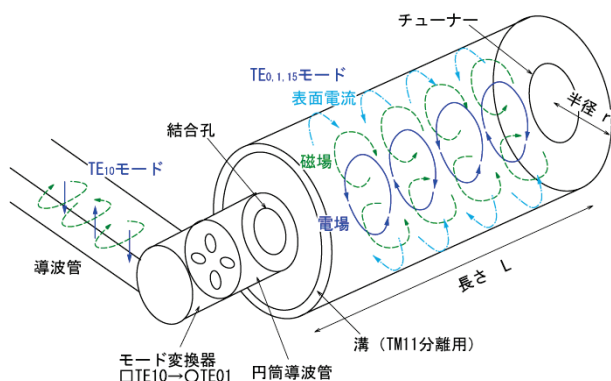


Fig. 42 SACLA C バンド SLED の共振空洞部の構造とマイクロ波のモード。

チューナー

空洞の奥の端板には、共振周波数を調整するためのチューナーが設けられている。端板の一部をわざと薄くしており、ネジを回すと端板が変形して空洞の体積がわずかに変わり、共振周波数を調整することができる。2つの空洞の共振周波数がずれていた場合、空洞からの出力に差が生じ、3dB 結合器でのバランスが崩れて、出力の一部がクライストロンに戻ってしまう。従って、両空洞の共振周波数は 10 kHz 程度の高精度で一致させる必要がある。そこで SACLA では、チューナーの可動部に差動ネジを用いて、精密調整ができるようにした。差動ネジとは、2重構造になったネジの送りピッチが 1 mm と 1.05 mm になっており、1回転するごとに差分の 50 μ m だけ先端が前後するものである。このチューナーを使用した時の、空洞の共振周波数の変化を Fig. 43 に示す。チューナー1回転で 300~400 kHz 変化しており、これは空洞の寸法変化から計算される周波数変化と一致している。ただし、ネジの回転方向によってバックラッシュがあることがわかり、ネジの嵌め合いを厳しくすることと、調整時の回転方向を定めることで対処している。このようなバックラッシュがあると、空洞を真空に引いたり大気圧に戻したりする時に周波数の再現性が悪くなるので、注意が必要である。

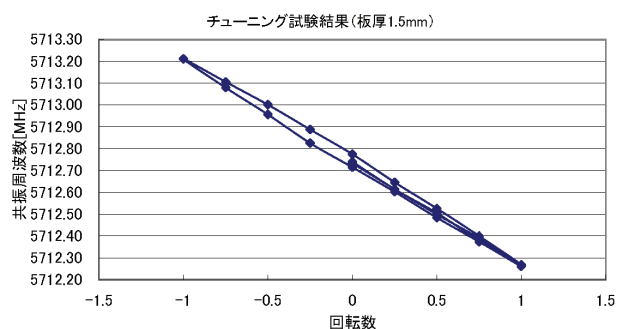


Fig. 43 SLED の共振空洞単体にて、チューナーを回した時の共振周波数の変化。横軸はチューナーの回転数で、ネジを 360° 回した時（端板が約 50 μ m 押し引きされる）を 1 としている。ネジを回す方向によって、最大 50 kHz 程度のバックラッシュが生じている。

モード変換器

マイクロ波は導波管中を TE_{10} モードで伝送するので、共振空洞との接続部で円形 (TE_{01}) モードに変換する必要がある。この働きをするのが、モード変換器である。SACLA の C バンド SLED では、Fig. 42 に示すように、4つの結合孔が十字型に並んだものを使用している[24]。結合孔が1つだけのオリジナルの SLED (SLAC) や、結合孔を2つ設けた LIPS (CERN) や SKIP (KEK) [23] に比べて、通過する電力が 1/4 になり結合孔での電場集中を減らすことができることや、対称性が良いので円形の TE_{01} モードを励振しやすいことがメリットである。また、モード変換器と共振空洞の間には $\phi 80$ mm の円筒導波管となる部分を設け、高次のモードと結合しないようにしている。

3dB 結合器 (集積型立体回路)

クライストロンからのマイクロ波を2台の共振空洞に分配し、また、空洞からの出力を加速管に導くため、3dB 結合器 (ハイブリッド) が用いられる。2 空洞からの出力を合成すると最大 300 MW に達するため、放電には気をつける必要がある。KEK で JLC 向けに開発された、電場の集中しやすいボタン電極を無くした 3dB 結合器[24]を用いている。

3dB 結合器の前後には、モニタ用の方向性結合器を設けて、パルス圧縮前後のマイクロ波の強度と位相をモニタできるようにしている。サイドカップル型の方向性結合器を用い、前進波 (Pf) と反射波 (Pr) との両方の信号を取り出して低電力測定システムに入れている。Pf はクライストロン出力、SLED 出力の測定に用い、Pr は放電による反射波の増大を検知するインターロックシステムに接続している。

3dB 結合器、モニタ用方向性結合器、および真空の引き口を合わせてひとつの導波管コンポーネントとしたものを、集積型立体回路と呼んでいる。回路素子を集約することで、生産性の向上とコストの削減を図っている。

冷却水配管

SLED では、共振空洞にマイクロ波を蓄積させるため、空洞内壁での熱損失がある。発熱量は、Fig. 39 の「空洞での損失」を積分することによって求められ、最大で約 1 kW になる。従って、共振空洞やモード変換器には冷却水路を設け、30°C の冷却水を通水して冷却を行う。定常状態における冷却水の温度上昇 ΔT は、水の比熱容量から以下の式で計算される。

$$\Delta T [^{\circ}\text{C}] = 14.4 \times \frac{P [\text{kW}]}{Q [\text{L}/\text{min}]}$$

ここで、P は発熱量、Q は冷却水の流量である。SACLA では、25 L/min の冷却水を流し、最大でも $\Delta T \sim 0.5^{\circ}\text{C}$ 程度になるようにしている。

無酸素銅の線膨張率は $1.70 \times 10^{-5} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ なので、共振空洞の温度が変わると、銅の熱膨張により約 97 kHz/ $^{\circ}\text{C}$ の割合で共振周波数が変化する。SLED 出力のマイクロ波が変動しないように、空洞の温度を極めて安定に保つ必要がある。空洞の温度は、ひとえに冷却水の温度に依るため、冷却水の温度を制御して温度安定化を図る。SACLA では、SLED に入る冷却水の温度を電熱ヒータで制御して 0.05°C 以下で安定化させる精密温度調整システムを使用している。詳細は[25]を参照のこと。

4.5. SLED の製作と調整

SLED の共振空洞やモード変換器は、無酸素銅材料を機械加工した後、真空ロウ付けにて接合して製作している。共振空洞は、円筒状の導体と両側面の端板から成る。これらを機械加工した後、仮組立をして共振周波数や Q 値等を測定し、端板を追加加工 (修正加工と呼ぶ) して周波数を合わせる。ロウ付け後に再度、空洞単体にて周波数を測定し異常が無ければ、取付架台に設置してモード変換器や 3dB 結合器を接続する全体組立を行う。

こうして全てが組み立てられた後、チューナーを用いた周波数調整と測定を行う。ネットワークアナライザのポート 1、ポート 2 を 3dB 結合器の入力側、出力側にそれぞれ接続し、透過 (S21)

と反射 (S11) を測定する。このチューナー調整の時は、実際の使用環境に合わせて空洞内を真空引きし、また 30°C の冷却水を通水して行う。両空洞のチューナーを回して周波数を 5712 MHz に合わせたあと、片側のチューナーのみを回して反射 (VSWR) が最小になるようにする。調整後の透過強度と反射係数の測定例を Fig. 44 に示す。空洞内を真空引きして測定した時、透過強度の極小点が共振周波数を示し、これが 5712 MHz に一致しているのがわかる。また、その時の反射係数 (VSWR) は 1.1 以下である。この状態で窒素パージを行うと、窒素の誘電率分だけ共振周波数が変化する。同時に、両空洞間の微妙な周波数のずれが生じて VSWR も 1.2 に悪化しているのがわかる。

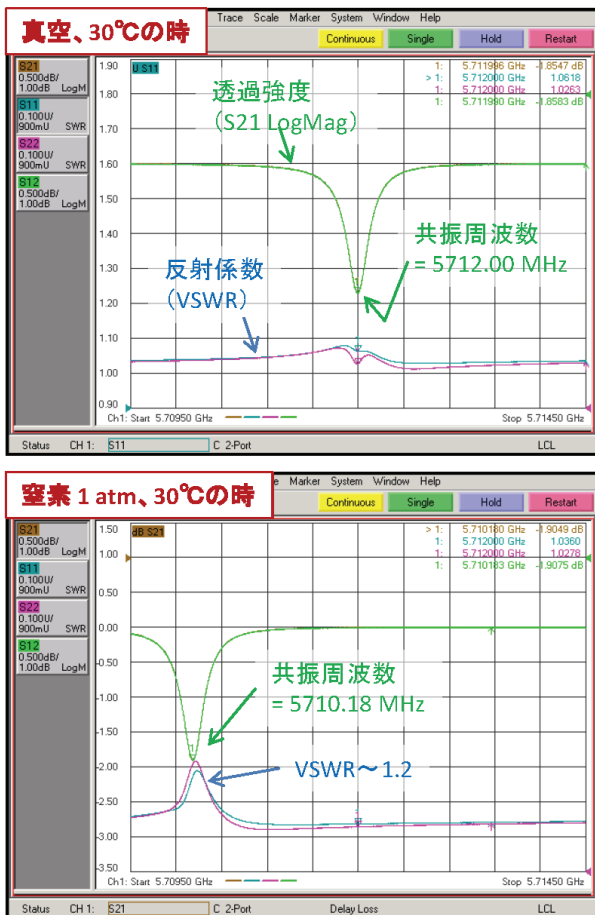


Fig. 44 Cバンド SLED の高周波特性の測定例。上が内部を真空引きした場合、下が窒素パージをした場合。

4.6. 高周波特性の測定

Fig. 44 で周波数を調整した時の、アドミッタンスチャートを Fig. 45 に示す。

空洞の規格化アドミッタンスは一般に、以下の式で書かれる。

$$\frac{Y}{Y_0} \equiv \frac{Z_0}{Z} = jQ_{\text{ext}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) + \frac{Q_{\text{ext}}}{Q_0}$$

ここで、 $Y_0=20\text{mS}=1/50\Omega$ は測定系のアドミッタンス、 ω_0 、 ω はそれぞれ、共振角周波数と励振角周波数である。ここで $Y = jB + G$ とおく。B はサセプタンス、G はコンダクタンスと呼ばれ、アドミッタンスチャートにも表示される。上式と比較して、

$$\frac{B}{Y_0} = Q_{\text{ext}} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \cong \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega} Q_{\text{ext}}$$

$$\frac{G}{Y_0} = \frac{Q_{\text{ext}}}{Q_0}$$

B=G の時 :

$$Q_0 = \frac{\omega}{2(\omega - \omega_0)} = \frac{f_1}{f_3 - f_2}$$

B= $Y_0=20\text{mS}$ の時:

$$Q_{\text{ext}} = \frac{\omega}{2(\omega - \omega_0)} = \frac{f_1}{f_5 - f_4}$$

である。 f_1 は共振周波数、 f_2 、 f_3 はアドミッタンスチャート上で $B=G$ となる点 (f_1 を挟んで 2 点ある)、 f_4 、 f_5 はアドミッタンスチャート上で $B=20\text{mS}$ となる点である。また、 Q_L と β は、

$$\beta = \frac{Q_0}{Q_{\text{ext}}}, \quad Q_L = \frac{Q_0}{1 + \beta}$$

で求められる。こうして求められた Q 値や結合定数 β は、両空洞の特性を合わせたものとなっている。Fig. 45 で測定した結果を Table 4 にまとめる。

こうして低電力のマイクロ波にて特性を確認した後、SACLA の加速器に搬入して設置した。

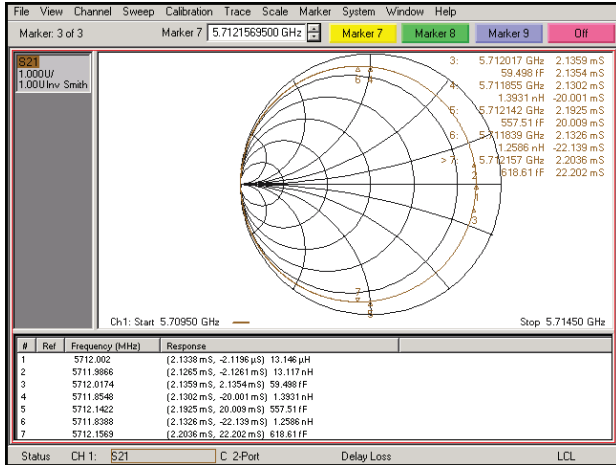


Fig. 45 CバンドSLEDのアドミッタンス・チャート。真空、30°Cにて測定。

Table 5 Fig.45のアドミッタンス・チャートから算出した、SLEDの高周波特性。

物理量	記号	測定値
共振周波数	f1	5712.002 MHz
B=G	f2	5711.987 MHz
B=G	f3	5712.017 MHz
B=1	f4	5711.855 MHz
B=1	f5	5712.142 MHz
無負荷 Q	Q0	185,000
外部 Q	Qext	19,800
負荷 Q	QL	18,000
結合定数	β	9.3

4.7. SLEDの温度と出力の変化

SLEDを加速器にて使用する時、大電力マイクロ波による発熱により、共振周波数が変化する。また、温度計その他の測定誤差、調整誤差により、共振周波数が数10 kHz程度はずれる可能性がある。SACLAでは、SLEDを加速器トンネル内に設置しているので、運転中はチューナーによる調整はできない。その代わりに、冷却水の温度を変えて調整を行う。Fig. 46に、設定温度を変えた時の、SLED出力の波形を示す。また、温度と出力振幅の相関を、Fig. 47に示す。共振周波数が励振周波数からずれると、位相反転した時に入射波と空洞に蓄積したものとの間に位相差が生じるた

め、出力の振幅が減り増倍率が悪くなる。SACLAでは、それぞれのSLEDについてFig. 47のような温度特性を測定し、振幅が最大となる温度に設定している。Fig. 47からわかるように、最適温度に近いほど温度変化に対する振幅変化は少なく、加速器を安定化することができる。

また、温度を変えた時の、SLED出力の位相の変化をFig. 48に示す。温度を1°C変えた時に、マイクロ波の位相は17度変化する。加速管での電場の位相の変動を0.2度程度にするためには、SLEDの温度に対して0.01°C程度の安定性が必要となる。これは導波管に通水する冷却水よりも10倍以上の要求精度である。

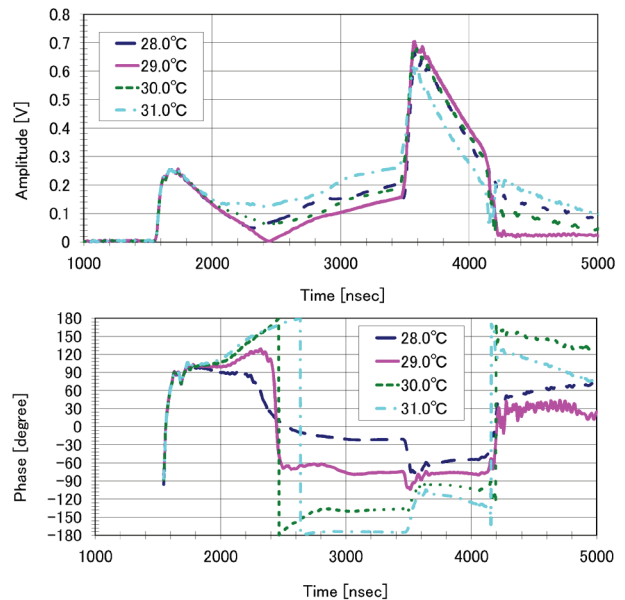


Fig. 46 SLEDの設定温度を28°Cから31°Cまで変えた時の、SLED出力の振幅(上図)と位相(下図)の変化。

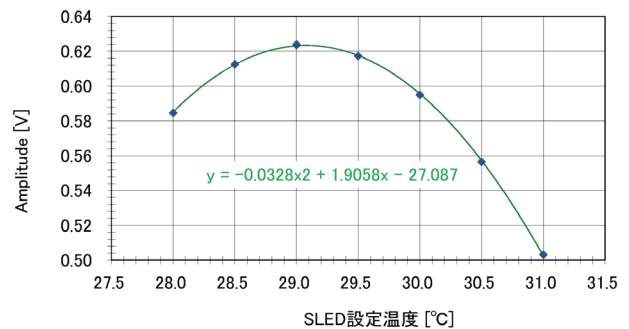


Fig. 47 SLEDの温度を変えた時の、SLED出力の振幅の変化。

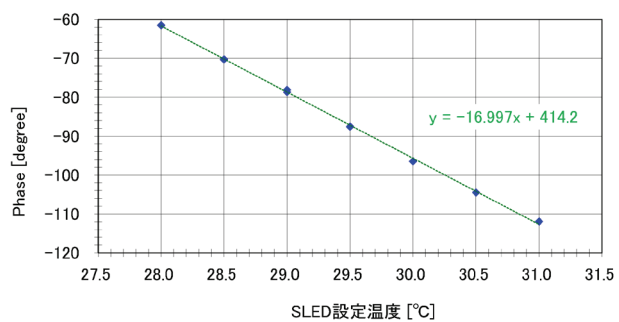


Fig. 48 SLED の温度を変えた時の、SLED 出力の位相の変化。

5. パルス電源

5.1. 概要

線型加速器では通常、クライストロンに高電圧を印加するために、モジュレータと呼ばれるパルス電源を使用する。大型加速器で使われるクライストロンは、1台あたり100~200 MW程度のピーク電力が必要であり、送電電力から直接取るとしたら大変なことになってしまう。(原子力発電1基分が約1 GW) 従って、電気エネルギーをいったんコンデンサ等に貯めてパルス化し、ピーク電力を得る必要がある。また、クライストロンのカソードへの印加電圧 $\sim 300\sim 400$ kVを得るのに、パルストランスを介して電圧を昇圧する必要がある。

加速器で使われるパルス電源の例を Fig. 49~52 に示す。Fig.49 に示すライン型モジュレータは、常伝導の線型加速器で最も一般的に使われてきた方式で、SLAC の 2-mile ライナックや KEK の入射器ライナック、SACLA のモジュレータもこの方式を採用している。ライン型モジュレータについては、次節以降で詳しく説明する。

Fig. 50 のバウンサー方式のモジュレータは、コンデンサに蓄積した電荷を、直接半導体スイッチで切り出す方式のモジュレータである。超伝導加速器のモジュレータとして、時間幅の長い(1 ms以上)のパルスを生成するのに使われる。

Fig. 51 のマルクス電源方式のモジュレータは、充電電源にて充電されたコンデンサを、直列に繋ぎ替えることにより高電圧を得るしくみである。段数を増やせばパルストランスを省くことができ、高速の方形波を得やすい。高速キッカーの電源や、高電圧が必要なクライストロンなどに適している。

Fig. 52 のインダクション方式のモジュレータは、多数のスイッチモジュールで生成したパルスを、トランスの2次側で足し合わせることで高電圧を得る方法である。それぞれのトランスの昇圧比は低く設定できるので、パルスの高速化に適している。

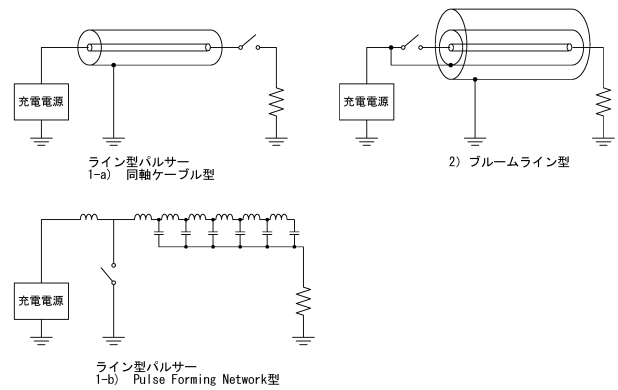


Fig. 49 ライン型とブルームライン型のモジュレータ。

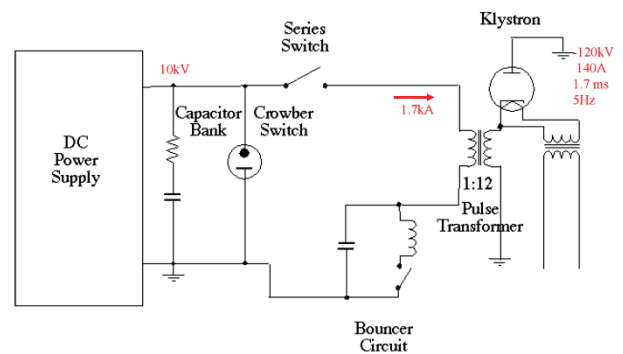


Fig. 50 バウンサー方式のモジュレータ。文献[9]より引用。

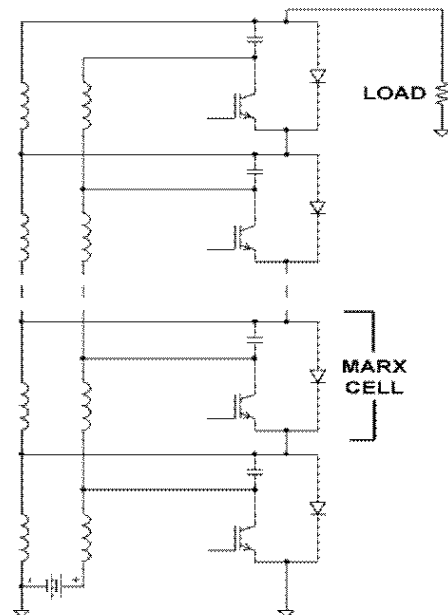


Fig. 51 マルクス電源方式のモジュレータ。文献[26]より引用。

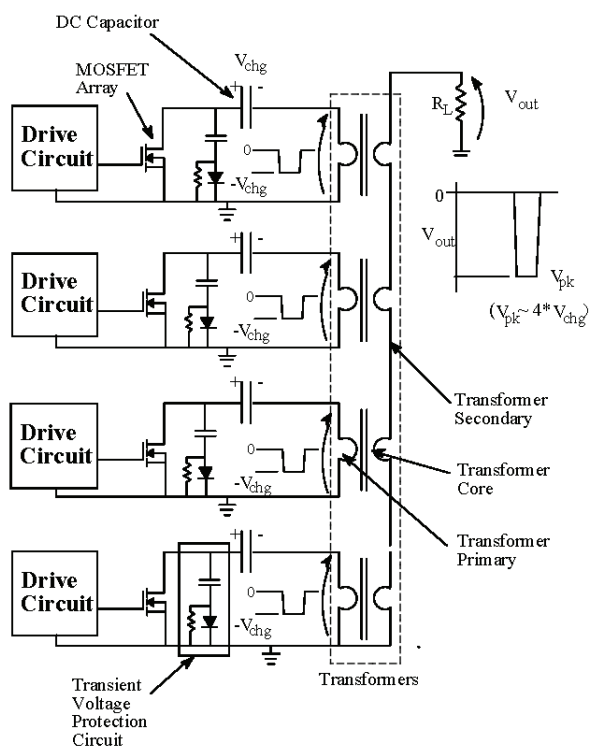
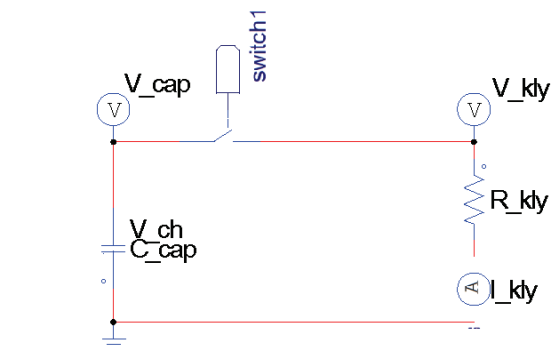


Fig. 52 インダクション方式のモジュレータ。文献[27]より引用。

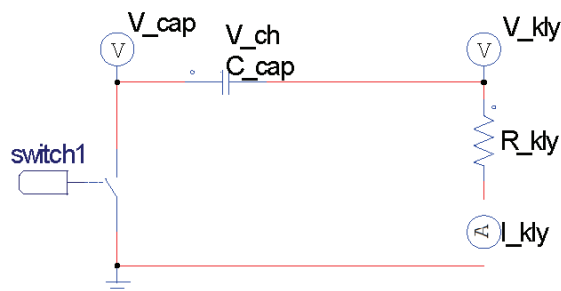
5.2. ライン型モジュレータの原理と構成

本節では、ライン型モジュレータについて、簡単な回路から順を追って発展させ、動作原理と構成を説明する。それぞれの回路図と、回路シミュレータで計算した波形を順に示す。

想定する電源は、として、-350 kV、320 A を出力できるクライストロン用モジュレータである。負荷（クライストロン）は簡単のため、純抵抗とする。抵抗値は $R_{kly}=350\text{kV}/320\text{A}=1.1\text{k}\Omega$ である。



1-a) コンデンサ+スイッチ



1-b) スイッチを低圧側に置いた場合

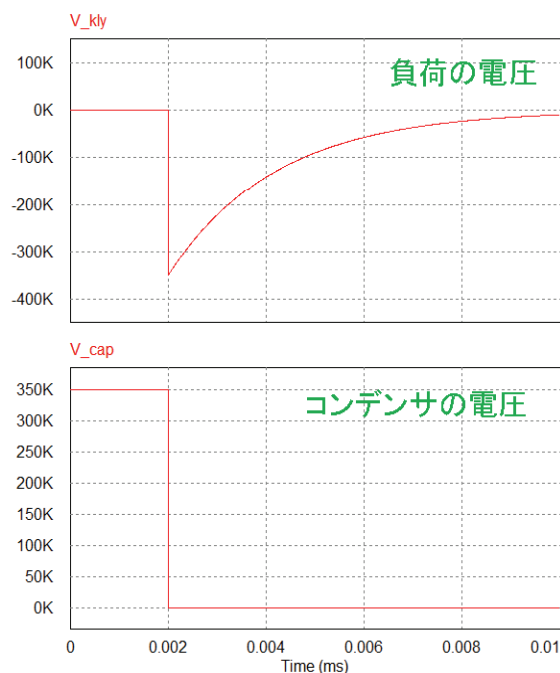


Fig. 53 ①の回路と波形。 $C_{cap}=500\text{ nF}$ 、 $V_{ch}=350\text{ kV}$ 、 $R_{kly}=1.1\text{ k}\Omega$ 。

① コンデンサ+スイッチ

Fig. 53 の回路は、電気エネルギーを蓄積するコンデンサと、出力を開始させるスイッチから成る。上の回路 1-a と下の回路 1-b は、コンデンサとス

スイッチの位置を入れ替えただけであり、回路としては等価である。下の回路はスイッチの片側が常に接地電位となるので都合がよく、以下は、こちらの配置で話を進める。配線のインダクタンスや抵抗を無視すると、コンデンサの静電容量 C_{cap} と負荷抵抗 R_{kly} の単純な RC であるから、負荷にかかる電圧 $V_{kly}(t)$ は、以下の式で表わされる。

$$V_{kly}(t) = V_{ch} \cdot e^{-\frac{t}{R_{kly} \cdot C_{cap}}}$$

ここで V_{ch} は、コンデンサの充電電圧である。 $V_{ch}=350 \text{ kV}$ 、 $C_{cap}=2\text{nF}$ の時の波形を Fig.53 に示す。負荷にかかる電圧は充電電圧に比例し、パルスの時定数はコンデンサの静電容量に比例することがわかる。また、1 発あたりのパルス・エネルギー U は静電容量に比例し、また充電電圧の 2 乗に比例する。エネルギーの保存則から

$$U = \frac{1}{2} C_{cap} \cdot V_{ch}^2 = \int \frac{V_{kly}^2}{R_{kly}} dt$$

②パルストランスの導入

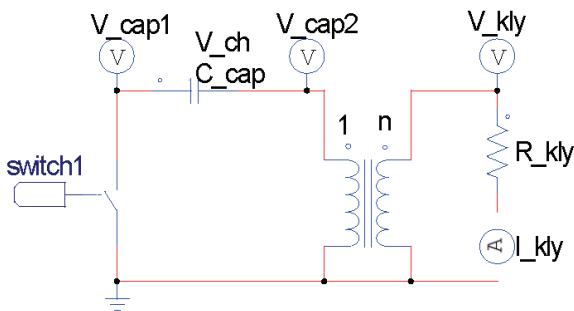


Fig. 54 ②の回路。

①の回路は、コンデンサやスイッチも 350 kV の耐電圧が要求されるため、現実的でない。そこで、Fig. 54 のようにパルストランスを導入し、1 次側の電圧を下げる。パルストランスの昇圧比を n とした時、1 次側の電圧、電流はそれぞれ $1/n$ 、 n 倍になることから、

$$C'_{cap} = n^2 \cdot C_{cap}$$

$$V'_{ch} = \frac{V_{ch}}{n}$$

とすれば、出力波形は①と同じになる。一般に、パルストランスを含んだ回路を計算する場合、1 次側か 2 次側かのどちらか側に置き替えて計算するのが良い。1 次側から見た場合の回路定数を添字 p 、2 次側から見た場合の回路定数を添字 s とし、パルストランスの昇圧比を n とすると、以下の関係式で換算できる。

$$V_s = n \cdot V_p$$

$$I_s = \frac{I_p}{n}$$

$$R_s = n^2 \cdot R_p$$

$$C_s = \frac{C_p}{n^2}$$

$$L_s = n^2 \cdot L_p$$

③Pulse Forming Network 回路の導入

①や②の回路では、クライストロンにかかる電圧は初期電圧が高く指数的に減少するため、マイクロ波の強度も位相もパルス内で変化してしまい加速器としては使いづらい。そこで、コイル L を導入してパルスを遅延させ、電圧を平坦化することを考える。

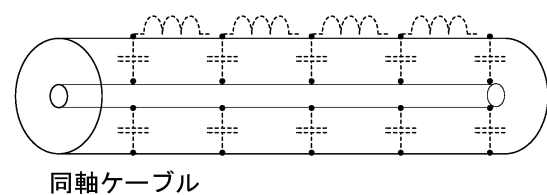
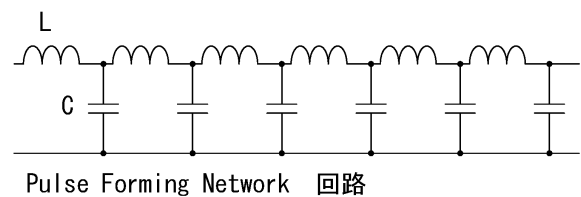


Fig. 55 Pulse Forming Network 回路と同軸ケーブルの比較。

Fig. 55 のように、コイル L とコンデンサ C がはしご状になっている回路を、Pulse Forming Network (PFN 回路) と呼ぶ。コンデンサ C に充電された電荷が放出される時、出力端まで通過する LC の段の数だけ遅延を受けるため、異なった時定数を持った電流の重ね合わせとなる。これにより、時間幅の長いパルス電流を作ることができる。また、Fig. 55 の下図に示すように、同軸ケーブルも配線のインダクタンス L と内導体～外導体間のキャパシタンス C が存在するので、これも一種の PFN 回路と考えることができる。現に、時間幅の短いパルスキッカー等の電源では、同軸ケーブルを PFN 回路として用いることがある。

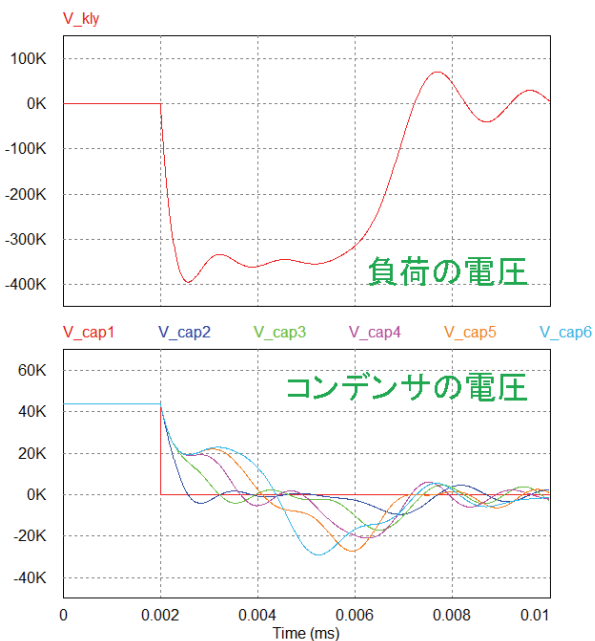
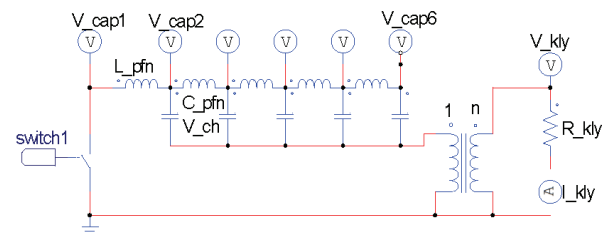


Fig. 56 ③の回路と波形。 $C_{\text{pfn}}=100 \text{ nF}$ 、 $L_{\text{pfn}}=1.85 \text{ } \mu\text{H}$ 、 $V_{\text{ch}}=44 \text{ kV}$ 、 $n=16$ 、 $R_{\text{kly}}=1.1 \text{ k}\Omega$ 。

Fig. 56 のように、5 段の PFN 回路を電荷源とした回路を考える。PFN 回路のコンデンサから順に電荷が放出され、途中の電位が順番に変化してゆくのがわかる。そして負荷には、電圧-350 kV、FWHM 約 4.5 μs のパルス電圧が印加される。

PFN 回路の特性インピーダンス Z_{pfn} と、1 段あたりの時定数 T_{pfn} は、以下の式で表わされる。

$$Z_{\text{pfn}} = \sqrt{\frac{L_{\text{pfn}}}{C_{\text{pfn}}}}$$

$$T_{\text{pfn}} \equiv \frac{1}{f_{\text{pfn}}} = 2\pi \cdot \sqrt{L_{\text{pfn}} C_{\text{pfn}}}$$

PFN 回路の特性インピーダンスと負荷のインピーダンス (R_{kly}) との関係により、負荷でのパルス電圧 V_{kly} は以下の式で決まる。

$$V_{\text{kly}} = \frac{R_{\text{kly}}}{Z_{\text{pfn}} + R_{\text{kly}}} \cdot nV_{\text{ch}}$$

V_{ch} と C_{pfn} を固定 (パルスエネルギーは一定) し、 L_{pfn} を変えた時の負荷電圧波形の変化を Fig. 57 に示す。 $Z_{\text{pfn}} = R_{\text{kly}}$ の時にインピーダンス整合が取れていると言い、反射が最も少なく、効率が最大となる。 $Z_{\text{pfn}} < R_{\text{kly}}$ の時は、負荷電圧は高くなるがパルス幅が短くなり、パルス末尾には同位相の反射が生じる。 $Z_{\text{pfn}} > R_{\text{kly}}$ の時は逆に、負荷電圧は低くパルス幅が長くなり、パルス末尾には逆位相の反射が生じる。

モジュレータでは通常、 $Z_{\text{pfn}} = R_{\text{kly}}$ か、若干 $Z_{\text{pfn}} > R_{\text{kly}}$ 気味になるよう、パラメータを設定する。これは、パルス末尾でわずかな逆電圧が生じたほうが、サイラトロン of 耐圧回復 (電離気体の再結合) が早くなるからである。

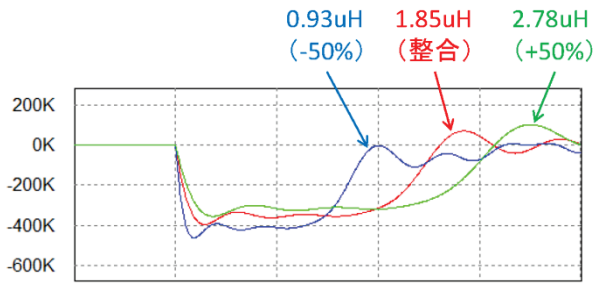


Fig. 57 ③の回路にて、 L_{pfn} の値を変えた時の負荷電圧 V_{kly} 波形の比較。 L_{pfn} 以外のパラメータは、Fig.56 と同じ。

また、PFN 回路の L (インダクタンス) の値を個別に調整すると、電圧の平坦性を向上させることができる。Fig. 58 に、L の値を調整した例を示す。PFN 回路とスイッチの間の L の値を、元の値の 2 倍程度に大きくし、他の L を元の値 (1.85 μ H) の前後で微調整した。Fig. 58 の波形の電圧平坦度 (平坦部の凸凹の全幅) は、約 1% である。このような L の調整を PFN 調整と呼ぶ。モジュレータのなかで、特に電圧の平坦度が必要とされる場合は、コイルに金属製の内筒を出し入れできる機構を備え、パルス出力波形を見ながらインダクタンスの調整を行うことがある。また、PFN 回路の段数 (L、C の分割数) を増やすほど、微小な調整が可能となり平坦度を上げることができる。

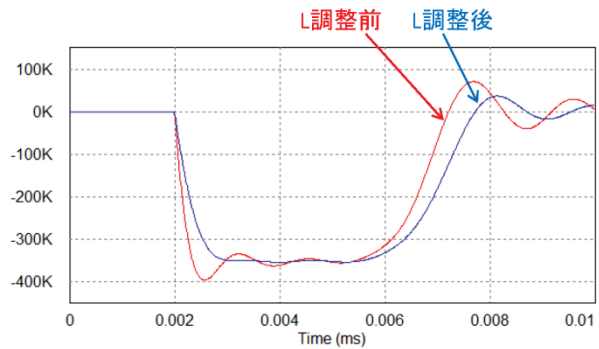
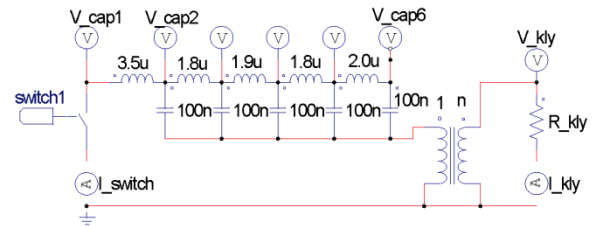


Fig. 58 ③の回路にて、 L_{pfn} の調整前後の波形の比較 (下図) と、調整後の L_{pfn} の値を記した回路図 (上図)。

④寄生 LC の影響と EOL 回路の導入

ここまで、回路素子は理想的なものとして扱ってきたが、実際には、寄生容量 (浮遊容量) やインダクタンスなどの影響を受ける。パルス波形に対して大きな影響を与えるものとして、下記の 4 点を挙げる。

- 1) パルストランスの漏れインダクタンス L_{leak}
 - 2) パルストランスの自己インダクタンス L_{prim}
 - 3) パルストランスの寄生容量 C_{pt}
 - 4) 負荷 (クライストロン) での寄生容量 C_{kly}
- これらの L や C を考慮した場合の回路と出力波形を Fig. 59 に示す。

1 については、負荷と直列に L が入るため、パルスの立上りと立下りを鈍らせる働きをする。例えば $L_{leak}=3.3 \mu$ H の時、このインピーダンスが負荷抵抗と同程度になる周波数 f は、

$$f = \frac{R_{kly}}{2\pi n^2 L_{leak}} \sim 200 \text{ kHz}$$

なので、パルスの立上り速度は、この 1/4 周期となる 1 μ s 程度まで鈍る。

2については、負荷と並列に L が入るため、 L_{prim} が小さいとパルスの後半でサグが生じる。パルス幅を t_w とした時、パルス末尾でのサグの大きさ ΔV は、

$$\Delta V \cong \frac{R_{\text{kly}}}{2n^2 L_{\text{prim}}} \cdot V_{\text{kly}} t_w$$

で表わされる。

3と4に関しては、負荷と並列に C が入るため、 L_{leak} と同様にパルスの立上りと立下りを鈍らせる働きをする。4はトランスの1次側に換算すると n^2 倍になるので注意。 $C_{\text{PT}}=20 \text{ nF}$ 、 $C_{\text{kly}}=120 \text{ pF}$ とすると、これらの合計 C_{T} は、

$$C_{\text{T}} = C_{\text{PT}} + C_{\text{kly}} n^2 = 51 \text{ nF}$$

この C_{T} によるインピーダンスが負荷抵抗と同程度になる周波数は、

$$f = \frac{n^2}{2\pi R_{\text{kly}} C_{\text{T}}} \sim 730 \text{ kHz}$$

であるので、このパラメータの場合は、パルス波形に与える影響は1に比べて小さい。 C_{kly} がパルス波形に与える影響は、トランスの昇圧比 n の2乗に比例するため、昇圧比が大きい場合には影響が強くなるので注意すること。

クライストロンを使用する場合、マイクロ波の出力は電圧の安定したパルスの平坦部で行なわれる。そのため、パルスの立上りや立下りはマイクロ波には寄与しないため、電力効率の観点からも、これらの時間は、極力短縮すべきである。これらの時間を決定づける L_{leak} や C_{PT} はパルストランスの構造から決まり、 C_{kly} はクライストロン等の負荷の構造から決まる。これら機器の設計をする際に考慮すべきである。

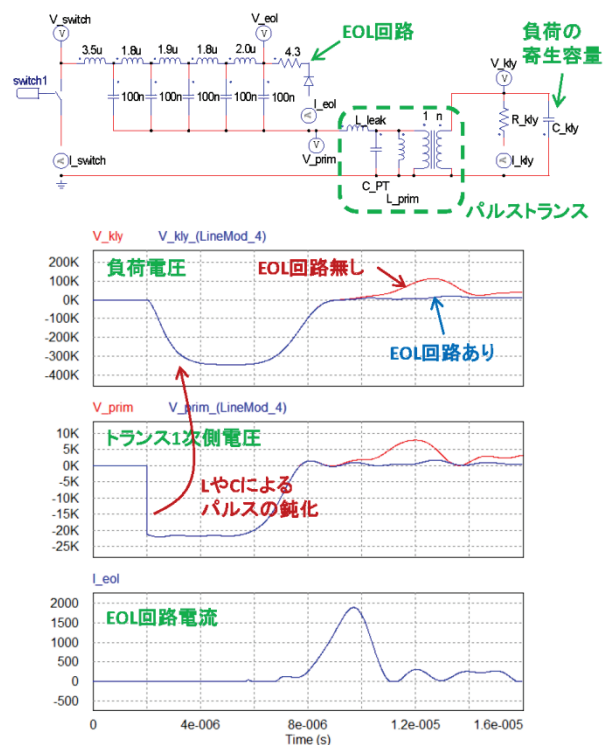


Fig. 59 ④寄生容量やインダクタンスを考慮した回路図（上図）と波形（下図）。EOL回路が無い場合と EOL 回路を追加した場合の 2 種類の波形を示している。想定した回路定数は、 $n=16$ 、 $V_{\text{ch}}=44 \text{ kV}$ 、 $L_{\text{leak}}=3.3 \text{ }\mu\text{H}$ 、 $L_{\text{prim}}=330 \text{ }\mu\text{H}$ 、 $C_{\text{PT}}=20 \text{ nF}$ 、 $R_{\text{kly}}=1.1 \text{ k}\Omega$ 、 $C_{\text{kly}}=120 \text{ pF}$ 。

パルストランスの漏れインダクタンス L_{leak} が無視できない時、この L_{leak} と PFN 回路のコンデンサ C_{pfn} や C_{PT} 、 C_{kly} との間で、LC 直列共振が起こる。すなわち、コンデンサ C_{pfn} は電荷を放出した後も L_{leak} のために電流が流れ続け、いくらか逆電圧に充電される。そして今度は逆方向に電流が流れるため、Fig. 59 に示すようにパルスの末尾で負荷（クライストロン）に逆電圧が生じる。クライストロンに逆電圧がかかると、カソードを傷めるため、抑制する必要がある。

そこで、PFN 回路の逆電圧を短絡し消費できるよう、Fig. 59 に示すようにダイオードと抵抗を用いた回路を導入する。この回路は PFN 回路の終端に位置するので、End Of Line Clipper (EOL 回路) と呼ばれる。EOL 回路を導入すると、Fig. 59 に示すようにクライストロンカソードでの逆電圧が減り、機器の損傷を防ぐことができる。

EOL回路にて使用する抵抗値は、通常はPFN回路のインピーダンスと整合させる。EOL回路を流れる電流は、Fig. 59に示すようにピークで数kAにも達するため、ダイオードは許容電流が十分に取れるものを用いる必要がある。このとき、抵抗は最大で数kWもの発熱が生じることになり、セラミック抵抗のような大電力用抵抗をダイオードに直列に接続する。

5.3. SACLA モジュレータの回路構成

モジュレータの実例として、SACLAでクライストロンの大電力源として使用するモジュレータを紹介する。

Fig. 60に、SACLAモジュレータの回路構成を示す[28]。基本回路は前節にて説明した回路と同様で、PFN回路の段数(コンデンサとコイルの数)は16段でEOL回路を有している。パルストランスの昇圧比は $n=16$ で、(22kV、5kA)の1次側電圧・電流を(350kV、310A)に昇圧してクライストロンに印加している。高電圧のスイッチはサイラトロンと呼ばれる放電管を用いている。前節までに説明していない回路について説明する。

テイルクリッパ (Tail clipper) 回路

パルストランスを動作させると、 L_{prim} に励磁電流としてエネルギーが蓄積される。パルス終了後、励磁電流は数100 μs かけてゆっくりと減衰する。パルストランスの1次側両端を、ダイオードと抵抗を介して短絡し、この励磁電流を逃がすのが、テイルクリッパ回路の役目である。また、放電や機器の異常による逆電圧を短絡し負荷側を保護する働きもする。

スナバ回路 (Surge dispike 回路)

パルストランスは大きなLを持っているので、早い周波数のスパイク電流は通過できず過電圧を生じてしまう。そこで、セラミックコンデンサと抵抗から成るスナバ回路を、パルストランスの1次側両端に入れている。

シャント (Shunt) 回路

サイラトロンはカソードから放出する電子を用いた放電管のためダイオード特性を持つ。しかしながら、先に述べたように、パルストランスとPFN回路との共振により逆方向へ向かう電流が発生する。そこで、サイラトロンに並列にシャント回路と呼ばれるダイオードを入れ、この逆電流を短絡し、サイラトロンへの逆電圧を抑える。

デカップリング (Decoupling) 回路

PFN回路を充電する充電電源は、後で述べるように半導体素子を使用しているため、サイラトロン導通時の急激な電圧の変化などによって素子を破壊してしまう恐れがある。そこで、デカップリング回路として空芯のコイルと抵抗を充電電源との間に挿入することにより、過渡電圧をブロックする。

放電抵抗 (Discharge resistor)

何らかの事情でPFN回路のコンデンサに充電されたまま停止した場合、そのままの状態で放置するのは危険である。そこで、電荷をゆっくりと放出するための高抵抗を接続する。抵抗値が低いと熱損失が増えるので、電荷を放出する時定数が10秒程度となるような抵抗値を選定している。

電流モニタ

EOL回路、テイルクリッパ回路、シャント回路には、コア式の電流モニタを設け、それぞれの回路を流れる電流を測定できるようにしている。負荷やモジュレータ内で放電が起こった場合、EOL電流やテイルクリッパ電流が通常の倍以上に流れるため、過電流の検出回路を設けてインターロックシステムに接続し、高電圧の運転を即座に停止できるようにしている。

充電電圧モニタ

最大50kVのPFN回路のコンデンサの電圧をオペアンプで分圧させ、充電電源の出力電流をフィードバック制御する。

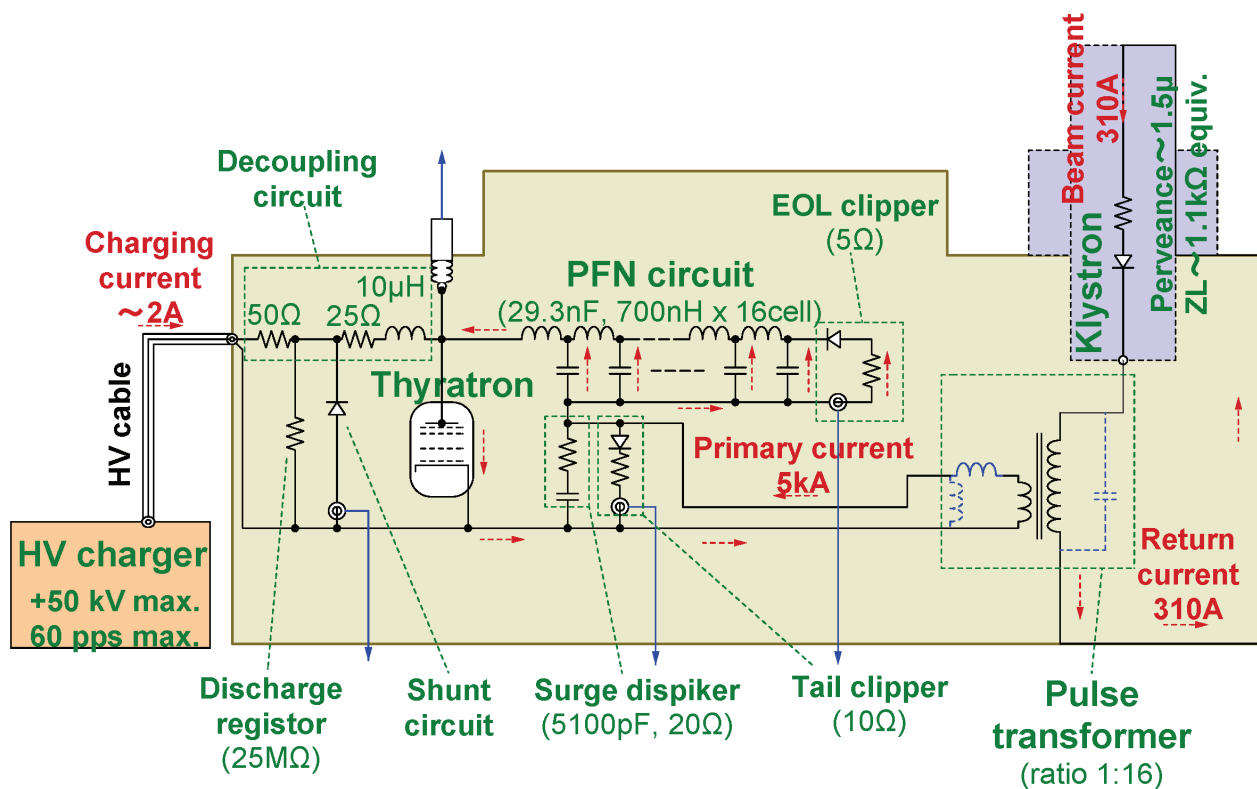


Fig. 60 SACLA で使用するモジュレータの回路構成図。

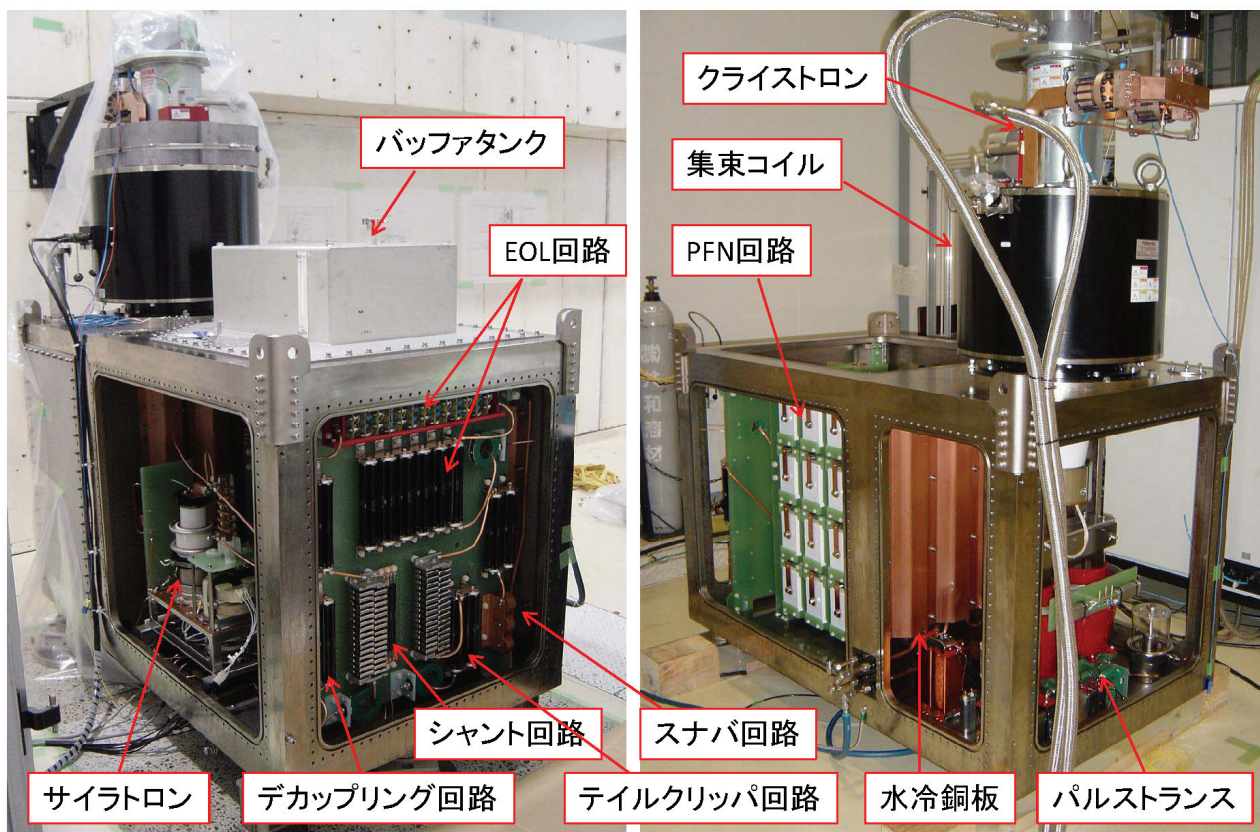


Fig. 61 SACLA で使用するモジュレータの、油タンク内部の様子。

5.4. SACLA モジュールの構造

Fig. 6 の写真にあるように、SACLA のモジュールは、大きさ $1.7\text{ m} \times 1.0\text{ m} \times 1.2\text{ m}$ の金属製のタンクから成り、上部にはクライストロンが接続されている。タンク内部の様子を Fig. 61 に示す。従来のモジュールでは、PFN 回路やサイラトロン、EOL 回路などは気中で使用され、パルストランスだけが絶縁油中にあるのに対し、SACLA のモジュールは、モジュール回路すべてがひとつの金属製タンク内に納められ、絶縁油を満たした状態で使用される。従来モジュールと比べた SACLA モジュールの利点と欠点を、以下に比較する。

SACLA モジュールの利点

- 油の絶縁性能が高いため、機器をコンパクトに配置でき、電源を小型化（従来の気中型電源の半分以下）することができる。
- 湿度や埃による絶縁性能の劣化（放電）の心配がない。
- 空冷に比べて、冷却の効率が良い。
- パルストランスも含めてひとつの金属管体に納めることにより、電磁ノイズを外部に漏洩させない。
- PFN 回路とパルストランスを接続する高電圧ケーブルを無くすることができる。
- タンクが堅牢な構造体となっており、クライストロンを付けた状態で運搬、交換することができる。ユニット単位での交換が容易。

SACLA モジュールの欠点

- 機器の故障時に、絶縁油を抜いてタンクを開放してから交換をする必要があり、手間と時間がかかる。
- 絶縁油が高温になると、絶縁油の劣化が進む。
- 絶縁油に可燃性があり、使用量により危険物取扱の手続きをする必要がある。
- 上部に取り付けられたクライストロンが導波管に接続されているため、モジュールの著脱、交換が容易にはできない。

5.5. パルストランス

パルストランスは、パルス電源にて電圧を昇圧したり降圧したりするのに使われるトランスである。5.2 章で述べたように、パルスの立上り、立下りの速度はパルストランスによって決まることが多く、そのための設計がなされている。

モジュールで使われるパルストランスは通常、Fig. 62 のような形をしている。2 次巻線の上部は、数 100 kV の高電圧になるので、絶縁距離を十分に取る必要がある。従って、上部にゆくほど 2 次巻線と 1 次巻線との間隔が広がっている。また、コアとの間の絶縁距離も確保されている。絶縁油中での絶縁に必要な空間距離は、電極の形状にもよるが、目安として 10 kV/mm 以上となるよう設計がなされている。SACLA のパルストランスは最高設計電圧 400 kV であり、2 次巻線とコアの間の距離は 45 mm である。

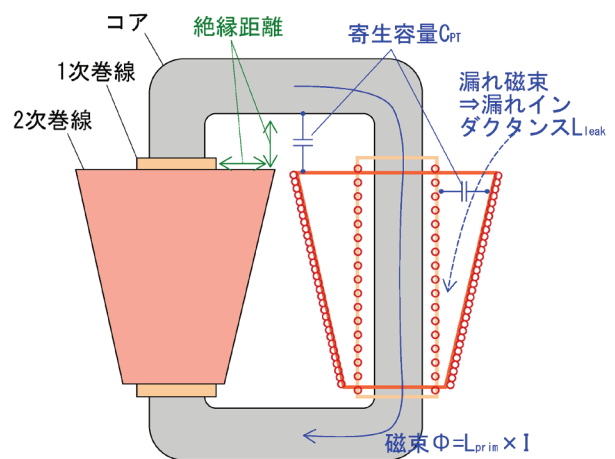


Fig. 62 パルストランスの模式図。

自己インダクタンス L_{prim}

1 次側の巻線数を N_p 、コアの透磁率を μ 、断面積を A 、磁路長を ℓ とし、1 次巻線に流れた電流 I_p により生じた磁束が全てコアを通ったとすると、コア中の磁場 H は、アンペールの法則より

$$H\ell = N_p I_p$$

$$H = \frac{N_p I_p}{\ell}$$

このコア中の磁場 H の持つエネルギーは、コアの体積で積分して、

$$\begin{aligned} U &= \frac{1}{2} \int B \cdot HdV \\ &= \frac{1}{2} \mu H^2 A \ell \\ &= \frac{\mu A N_p^2 I_p^2}{2\ell} \end{aligned}$$

一方、このトランスの自己インダクタンスを L_{prim} とすると、このインダクタンスにより蓄積されたエネルギーは上記の U と等しいので、

$$\begin{aligned} U &= \frac{1}{2} L_{\text{prim}} I_p^2 = \frac{\mu A N_p^2 I_p^2}{2\ell} \\ L_{\text{prim}} &= \frac{\mu A N_p^2}{\ell} \end{aligned}$$

となる。コアの断面積 A が大きいほど、磁路長 ℓ が短いほど、巻き数 N_p が多いほど、自己インダクタンス L_{prim} は大きくなる。

パルストランスのような早い周波数の場合、コアの透磁率 μ は低周波の場合と異なる。例えば一般的な珪素鋼板では、静的には比透磁率 $\mu_r \sim 10^5$ であるが、パルストランスにて使用する場合、 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 程度となる[8]。また、カットコアを使う場合、実効的な透磁率はコア間のギャップ幅 g にも依存し、以下の式で表わされる。

$$\mu_{\text{cut}} = \frac{\mu_r}{1 + \mu_r \cdot g/\ell}$$

ここで、 ℓ は平均磁路長である。

コア中の磁束密度

トランスでは、コア中の磁束 Φ の増加が 2 次巻線に誘起される電圧 V_s に等しいから、

$$\begin{aligned} V_s &= N_s \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N_s A \Delta B}{\tau} \\ \Delta B &= \frac{V_s \tau}{N_s A} \end{aligned}$$

ここで、 N_s は 2 次側の巻線数、 τ はパルスの時間幅、 ΔB は磁束密度の増加分である。パルストランスを設計する際には、コアの磁束が飽和しないようにコアの断面積 A や巻数 N_s を決める必要がある。

Fig. 63 にコアの磁気特性を模式図にて示す。カットしていない素のコアの特性は急峻に立っているため、トランスとして使用できる範囲は飽和の直前の $B_r \sim B_{\text{max}}$ の間に限られる。しかし、カットコアを使う事により、磁気特性が緩やかになり、トランスとして使用できる領域が広がる。

コアの使用領域を広げるもうひとつの方法は、バイアス電流を流すことである。トランスの 1 次側の巻線（巻数 N_p ）を利用してバイアス電流を流す時、必要なバイアス電流 I_{bias} は、

$$I_{\text{bias}} = \frac{H_c \ell}{N_p}$$

ここで H_c はコア材の保持力で、方向性珪素鋼板の場合は $H_c = 20 \text{ A/m}$ 程度である。

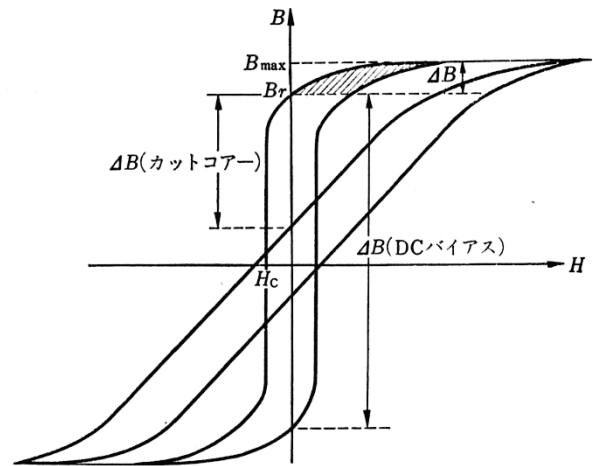


Fig. 63 コアの磁気特性。文献[2, 8]より引用。

漏れインダクタンス L_{leak}

漏れインダクタンスは、1 次巻線と 2 次巻線間に蓄えられる磁場エネルギーによるものである。Fig. 62 に示すように、高電圧電源用のトランス

スでは、絶縁のために2次巻線は1次巻線と距離を離して巻かれる。この隙間の体積をVとすると、隙間に蓄積される磁場エネルギーは、

$$U = \frac{1}{2} L_{\text{leak}} I_p^2 = 2 \cdot \frac{1}{2} \mu_0 H^2 V$$

となる。Fig. 62のように左右にコイルがあるので、最後のところで2倍している。Hは2次巻線が内部つくる磁場なので、コイルの高さをhとすると、片側のコイルを流れる電流は $I_s/2$ なので、

$$H = \frac{N_s I_s}{2h}$$

となる。従って、

$$L_{\text{leak}} = \frac{\mu_0 N_p^2 V}{2h^2}$$

となる。1次巻線～2次巻線間の隙間が狭いほど L_{leak} は小さく、またコイルの高さhが高いほど、巻き数 N_p が少ないほど L_{leak} は小さくなり、立上りや立下りを早めることができる。但し、 N_p を小さくすると L_{prim} も小さくなりコアの断面積を増やす必要が生じるため、この両者の兼ね合いで決定される。

寄生容量 C_{PT}

コアと1次巻線の間や1次巻線と2次巻線の間などに分布する静電容量の総和である。例えば、1次巻線の内側の面積をS、コアと1次巻線の間隔をdとすると、この間のコンデンサ容量は

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d}$$

と書かれる。1次巻線～2次巻線間の静電容量は、2次巻線がテーパ状になっているうえに電位傾斜があるので、計算が複雑になる。

L_{leak} と異なり、巻線相互の間隔が広がるほど容量は小さくなる。また、コイルの高さhが高くなると容量は大きくなる。これらは、 C_{PT} を減らす

事と L_{leak} を減らす事とが相反するため、パルスに対する影響の大小を考慮した設計が必要である。

5.6. サイラトロンと半導体スイッチ

高電圧、大電流、高速のスイッチ素子として、サイラトロンと呼ばれる放電管が使用されてきた。例として、SACLAのモジュレータで使用しているサイラトロンの構造を、Fig. 64に示す。

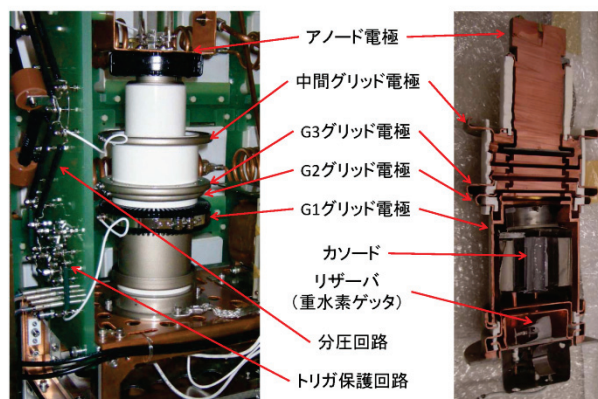


Fig. 64 サイラトロンの外観 (左) と、内部を切断した様子 (右)。写真のサイラトロンは、イギリス e2v 社 CX-1836 セラミックサイラトロン。

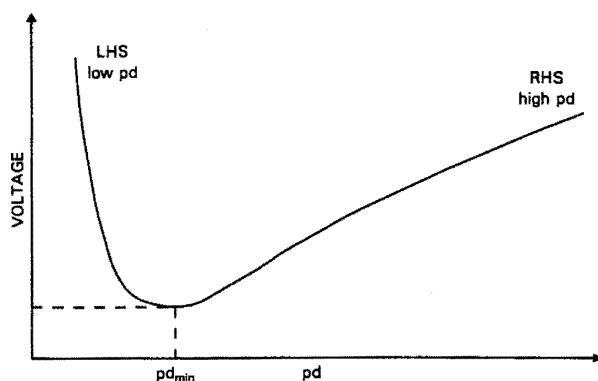


Fig. 65 パッシュェン曲線。横軸はガスの圧力 p と、電極間隔 d の積。縦軸は放電の始まる電圧。文献[29]より引用。

サイラトロンの内部には、カソードとアノードの間に、グリッドと呼ばれる電極が、一定の間隔を空けて重ねられている。そして管内全体には、水素 (あるいは重水素) ガスがわずかに (0.5 Torr 程度) 充填されている。グリッドの間隔 d と水素

ガスの圧力 p の積 pd と耐電圧の関係は一般に Fig. 65 のような曲線で表わされ、パッシュン曲線と呼ばれている。サイラトロンは LHS 側にいるので、水素ガスの圧力が高くなると、放電しやすくなる。サイラトロンは通常、グリッド間隔と耐電圧から、ぎりぎり放電をしないような水素の濃度に設定されている。また、通常は G2 グリッドと G3 グリッドに、-100 V 程度のバイアス電圧がかけられており、カソードから放出された熱電子は、プラスの高電圧がかけられた中間グリッドやアノードに到達できないようになっている。

スイッチを動作させる時は、G1~G3 の各グリッドに 500~1000 V 程度のトリガパルスを送る。するとカソードとの間で放電を起こし、付近の水素ガスを電離（プラズマ化）させる。このプラズマが、グリッドに開けられたスロットを通過して管内に充満し、プラズマを介したグリッド間の導通が急激に始まる。この急激なプラズマ化と導通により、スイッチが高速に切り替えられ、大電流のパルスを出力させることができる。大電流が流れている間はプラズマが持続し続けるので、トリガを送らなくとも導通状態を保つ。そして電流が無くなると、電離イオンは数 10 μ 秒程度で電子と再結合し、プラズマは消滅する。

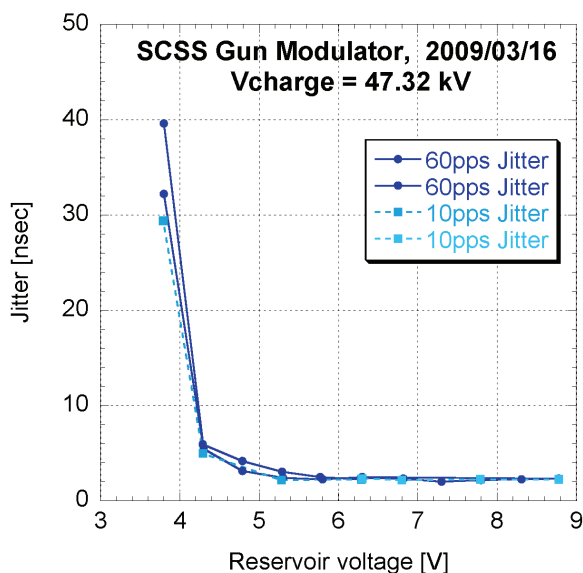


Fig. 66 サイラトロンのリザーバヒータの電圧を変えた時の、高電圧パルスの時間ジッタの変

化。通常は 6.3 V \pm 10%の範囲に設定して使用している。

サイラトロンの動作は、水素ガスでの放電現象によっているので、サイラトロンの特性は水素ガスの圧力に敏感である。サイラトロンの管内には、チタン製の水素リザーバがあり、ヒータの電力を変えることによって水素を放出したり吸収したりして水素ガスの圧力を調整できるようになっている。Fig. 66 に、リザーバヒータの電圧を変えた時に、高電圧パルスの時間ジッタ（タイミングのパルス毎変動）が変化の様子を示す。リザーバの電圧を下げると、水素ガスの圧力が下がり、Fig. 65 のパッシュン曲線の左のほうに移動する。すると、水素ガスの電離が起こりにくくなり、結果として導通までの時間が不安定となる。逆にリザーバの電圧を上げると、水素ガスの圧力が増し、パッシュン曲線を右に移動する。するとある所で耐電圧が足りなくなり、放電をしてしまう。従って、サイラトロンを最適の状態で使用するためには、このような測定を行って水素ガスの圧力を適切に設定する必要がある。

サイラトロンは、10 kA/ μ s 程度の早い立上りで 5 kA 以上の大電流を流すことができるので、大電力モジュレータのスイッチ素子として数多く使用されてきた。しかしながらサイラトロンは、現状でも下記のような問題点がある。

自爆

トリガを入れる前に自ら導通を起こしてコンデンサに溜まった電荷を放出してしまうことがある。SACLA では、サイラトロン 1 台あたり平均して 2 日に 1 回の頻度で自爆が起こる。このサイラトロンが 70 台あると、平均して 40 分毎に、どこかのサイラトロンが自爆を起こすことになる。

経年劣化

長期間使用すると、カソードのエミッションが変わったり電極に物質が付着したりして、タイミングのドリフトや、グリッドの残留電圧が変動する場合がある。

短寿命

KEK や SLAC では、平均して数年でサイクロトロン¹の交換を行っている。加速器に使用される部品の中で、最も交換頻度が高いと言われている。

入手性

現在、モジュレータに使われる高電圧サイクロトロン¹を製造しているのは、現在はイギリス e2v 社とアメリカの L-3 社の 2 社だけである。

このように、サイクロトロン¹は長期間使用するうえで問題になることが多い。そこで、サイクロトロン¹の代わりとして近年、半導体を使ったスイッチ回路の開発が進められている。大電流（～5 kV）かつ高速性（立上り速度～10 kA/μs）が求められるので、半導体の種類としては、現状ではサイリスタが最も適している。Fig. 67 に、SLAC で開発された高速サイリスタを用いたスイッチの例を示す。サイリスタ 1 段あたりの耐電圧は 5 kV であるが、これを直列に連ねることにより、サイクロトロン¹と同様の動作電圧になるようにしている。この半導体スイッチは、今後注目される回路部品のひとつである。



Fig. 67 半導体スイッチの例。文献[30]より引用。

5.7. コンデンサ充電用電源

モジュレータにて、PFN 回路のコンデンサを充電するために、高電圧の充電電源が必要である。

従来のモジュレータでは、共振充電方式という方法で、充電が行われている。Fig. 68 に模式図を示す。LC 共振回路が形成されており、充電電源 V_G から L_C とダイオードを通じてコンデンサ C が充電される。 L_C と C の組合せを適当に選ぶことにより、もとの電源 V_G の約 2 倍の電圧まで充電を行うことができる。また、充電の途中で $de-Q$ 回路を働かせる（サイリスタを ON にする）と、 R_{deQ} に電流の一部を流して充電を制御することができる。難点としては、LC 回路の周期が長い（数 10 Hz～100 Hz 程度）ため、巨大な L_C が必要になることである。

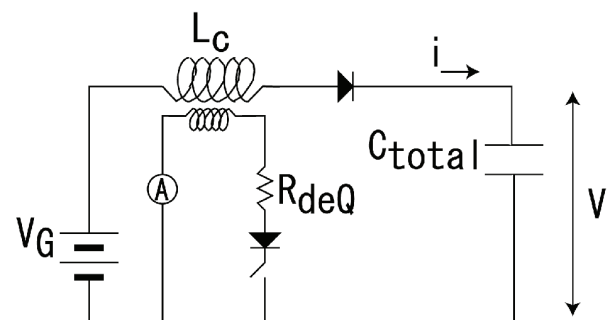


Fig. 68 共振充電の模式図。文献[2]より引用。

LC 直列共振の周波数を上げることができれば、 L を小型のものに変更することができる。そこで開発されたのが、インバータ方式の充電電源である。

SACLA で使用する充電電源の回路構成図を Fig.69 に示す。まず AC 420 V を全波整流して DC 600 V を作る。これを電源として交互に接続（フルブリッジスイッチング）することにより、後段の LC 共振回路に共振電流を流す。共振回路としては Main と Sub の 2 つの回路を持ち、Main はスイッチング周波数 20kHz、Sub は 90kHz である。このように DC から交流への変換を行う回路をインバータと呼ぶ。スイッチングに使用する素子は、Main は大電流を流せる IGBT を、Sub は

高速スイッチングの可能な FET を、それぞれ用いている。共振電流はトランスで昇圧された後に高電圧ダイオードで整流されて、出力される。共振回路から先は、絶縁および冷却のため、絶縁油で満たされたタンクの中に入っている。スイッチング周波数が高いので、トランスは 20~30 cm 程度の大きさのもので十分となる。従って、共振充電方式に比べて大幅な小型化が実現される。SACLA のインバータ式充電電源は、Fig. 70 に示すように、19 インチラックのうち 1 台に納められる。便宜上 3 つの筐体に分かれており、AC を DC に整流する「受電部」、共振回路やトランス等の納められた「高圧部」、そして「制御部」から成る。電源の故障時は、それぞれの筐体ごとに予備機と交換できるようになっている。

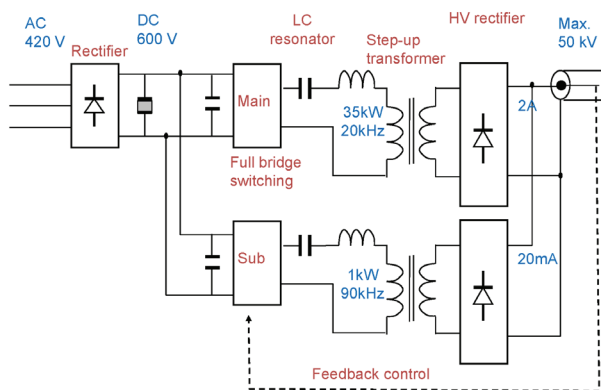


Fig. 69 SACLA で使用しているインバータ式の充電電源の模式図。

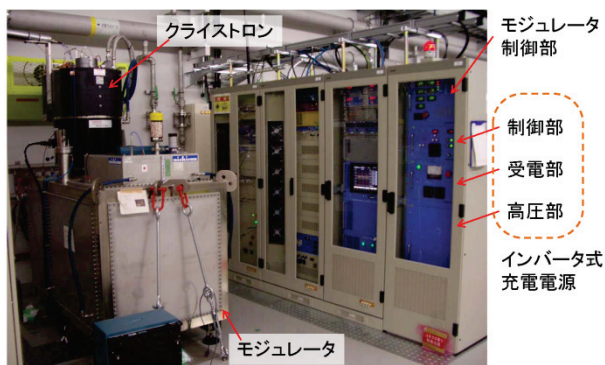


Fig. 70 SACLA のクライストロンギャラリーにて、インバータ式充電電源を運転している光景。

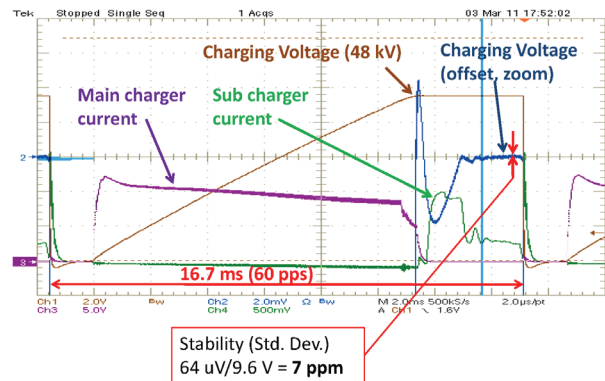


Fig. 71 充電電源にて、PFN 回路のコンデンサに充電を行った時の Main の出力電流、Sub の出力電流と、充電電圧および目標電圧付近を拡大したもの。

SACLA の充電電源は、Fig. 69 に示すように、Main と Sub の 2 つの回路を持ち、それぞれの出力電流は 2 A、20 mA と大きな差がつけられている。これは、電圧の安定性を向上させるための工夫である。SACLA の充電電源を運転した時の波形を Fig. 71 に示す。まず強力な Main の回路で目標電圧の 99.8% まで充電を行ったあと、Sub の回路に切り替えて残りの電圧を充電する。Sub の回路はスイッチング周波数が高く細かな制御ができるので、目標電圧に対して精度よく電圧を一致させることができる。Fig. 71 にて、充電電圧の目標電圧付近を拡大して短時間（1 分間）の電圧変動幅を測定すると、標準偏差で 7 ppm (0.0007%) の安定度が得られていることがわかる。充電電圧の安定性は、クライストロンの印加電圧の安定性、そしてマイクロ波の安定性に直結するため、FEL の加速器にとっては重要なポイントである。SACLA では、このような充電電源を用いることにより、充電電圧の安定性を 10 ppm 程度に抑え、FEL で必要とされるクライストロン印加電圧の安定性 100 ppm、マイクロ波の位相安定性 0.2 度以内、などの要求性能を満足している。

6. おわりに

本章では、電子加速器の大電力高周波システムを構成するクライストロン、導波管、パルス圧縮器、モジュレータ等の機器について、動作原理の説明と SACLA での実例を紹介した。加速器の運転や開発に携わる者として知っておくべき知識をお伝えできれば幸いである。各機器についての詳細は、以下の参考文献を参照されたし。

本稿を執筆する機会をいただいた大竹雄次チームリーダー、査読コメントいただいた近藤力氏、そのほか SACLA 加速器グループの皆様感謝いたします。

参考にした教科書、テキスト等 クライストロン

- [1] 電気学会大学講座「電子・イオンビーム工学」電気学会編.
- [2] OHO'02 テキスト「高周波源」道園真一郎 (2002) .

マイクロ波

- [3] 中島将光「マイクロ波工学」 森北出版
- [4] OHO'02 テキスト「加速管・立体回路」山口誠哉 (2002) .
- [5] J. C. Slater, “Microwave Electronics”, D. Van Nostrand Company, Inc.

パルス電源

- [6] G. N. Glasoe and J. V. Lebacoz, “Pulse generators”, McGraw-Hill (1948).
- [7] 電気学会大学講座「高電圧大電流工学」電気学会編
- [8] 田中治郎、馬場斉「大電力パルストランス」東京大学原子核研究所 INS-TH-69, (1971).
- [9] OHO'06 テキスト「高周波電力源の考え方とその設計 (2)」明本光生 (2002)

参考文献 (その他)

- [10] H. Tanaka and M. Yabashi et. al., “A compact X-ray free-electron laser emitting in the sub-angstrom region”, Nature photonics vol. 6, (2012) 540-544.

- [11] T. Inagaki, et. al., “High gradient operation of 8-GeV C-band accelerator in SACLA”, proceedings of LINAC'12.
- [12] H. Yonezawa and Y. Okazaki, “A one-dimensional disk model simulation for klystron design”, SLAC-TN-84-5.
- [13] T. Shintake, “Klystron simulation and design using the Field Charge Interaction (FCI) code”, NIM A 363 (1995) 83-89.
- [14] U. Becker et. al., “Comparison of CONDOR, FCI and MAFIA calculations for a 150-MW S band klystron with measurements”, DESY-M-95-08J, 1995.
- [15] <http://www.aetjapan.com/>
- [16] T. Shintake, et. al., “Development of C-band 50 MW Pulse Klystron for e+e- Linear Collider”, proceedings of PAC'97.
- [17] A. Yano and S. Miyake, “The Toshiba E3736 multi-beam klystron”, proceedings of LINAC'04.
- [18] 日本高周波(株) Web ページ
<http://www.nikoha.co.jp/>
- [19] Z. D. Farkas, et. al., “SLED: A method of doubling SLAC's energy”, SLAC-PUB-1453, (1974).
- [20] R. Zennaro, et. al., “C-band rf pulse compressor for SwissFEL”, proceedings of IPAC'13.
- [21] T. L. Lavine, et. al., “Binary rf pulse compression experiment at SLAC”, proceedings of EPAC'90.
- [22] N. M. Kroll, et. al., “A high-power SLED-II pulse compression system”, proceedings of EPAC'92.
- [23] T. Sugimura, et., al., “SKIP –a pulse compressor for SUPER-KEKB, proceedings of LINAC'04.
- [24] 吉田光宏「低熱膨張材を用いた C-Band RF パルスコンプレッサーの開発」リニアック技術研究会 (2002) .
- [25] T. Hasegawa, et. al., “Status of a precise temperature regulation system for the C-band ccelerator at XFEL/SPring-8”, proceedings of IPAC'10.
- [26] G. E. Leyh, et. al., “Prototype development progress toward a 500 kV solid state Marx modulator”, proceedings of EPAC'04.
- [27] E. G. Cook, et. al., “A 50 kV solid state multipulse kicker modulator”, Proceedings of PAC'03.
- [28] T. Inagaki, et. al., “Compact 110 MW modulator for C-band high gradient accelerator”, proceedings of IEEE International power modulator and high voltage conference, (2012).

[29] e2v 社 “Hydrogen Thyratrons Preamble”

[30] Howard Sanders, et. al., “Thyristor based solid state switches for thyatron replacements”, Proceedings of IEEE Power modulator conference.