

高周波電力源の考え方とその設計 (1)

1. はじめに

本稿では超電導リニアコライダの高周波源の考え方とその設計について述べる。KEKにおいて高周波源を担っているグループは大きく4つの分野にわたって仕事を進めている。それは(イ)大電力高周波源としてのクライストロン、(ロ)クライストロンの電源、(ハ)高周波電力分配系・又は立体回路系、(ニ)低電力高周波系である。(イ)から(ハ)までを大電力高周波電力系(HLRF: High Level RF)と称し、(ニ)を低電力高周波電力系(LLRF: Low Level RF)と称している。LLRFに関してはすでに初日に松本利広氏により講義が行われている[1]。HLRFに関する講義は2こまに分けて行われる。その1として、この講義の担当範囲では、高周波源の全般についての説明と、クライストロン及び高周波電力の分配系について主として述べる。その2として、明本光生氏により、次の講義で高周波源の電源に関して述べられる[2]。それは高周波電力源の中で大電力パルス電源は、重要な位置を占めるのと同時に専門性も高いのでその詳細を講義するには、その道のエキスパートがふさわしいと考えたからである。

この講義ではまず最初に国際リニアコライダー(International Linear Collider:ILC)におけるRFについて大きな立場からその位置づけについて述べる。それは従来、KEKでは長い間単パルス大電力高周波源としてのXバンド技術をずっと行ってきたわけであるが、ここで一転してそれとは逆の、長パルス、且つ大電力源(であるが、そう突出した先頭値を持たない電力源)に変わったので何らかの説明が必要と考えるからである。それと、技術選択に関わる経由に関しても、このOHO2006の講義の何処かでは触れられると思うが若干説明を加えようと思う。

現在、ILCに関しては国際的な設計チーム(GDE: Global Design Effort)が発足して、設計及びコストに関わる仕事を共同で進めている。従って、ILCのRF源もまだ設計が決まった訳でなく日々変化しつつよりより設計に向かって進展している。そこでは基本概念設計(Basic Configuration Design:BCD)と呼ばれるものと、将来R&Dを通じて成功したらBCDに取り込んで建設に取り込もうとする、相補的概念設計(Alternative Configuration Design:ACD)の2つがある。現時点ではまだ確定した設計は確立していないので、両者を共に紹介し、現在我々はどうか考えているか、どう設計しようとしているかもあわせて紹介する積りである。

2. ILCにおける高周波源の位置付け

電子加速器のRFによる加速に関しては、進行波加速方式と定在波加速方式があるのは周知の通りである[3]。両方式とも優れた点があり用途によって適宜選択がなされている。将来の大加速器である国際衝突型線形加速器(以下ILC)にとってもRF加速の方式としてどちらを取るかは大きな問題であり、それが長年にわたり常電導高電界加速方式(S,C,X各バンドによる加速)と超電導加速方式(Lバンド、所謂TESLA)に分かれて研究を続けてきた所以である。

進行波型加速方式=常電導加速方式では従って全体の効率を上げるためには、加速管のシャントインピーダンスを上げること(そのための周波数の選定)と高電界での加速を如何に実現するかが重要となり、RF源からのRF電力の先頭値を上げること、つまりクライストロンの性能アップとパルス圧縮に技術を集中させた。この技術では高電界に耐えうる加速管構造の開発と大電力RF源の開発が同等の難易度を持って開発する必要があったと言える。

一方、定在波加速方式は、加速器の空洞のQが大きくなることがポイントとなり、超電導加速方式が一義的に定まる。パルスRFか連続RFかは

RF 技術によって決まり、現状では長パルス(1.5 m s) パルス幅で進んでいる。RF 源に要求される技術としては高効率であること程度であり技術的な難易性は余り要求されない。難しさの大半は超電導空洞をはじめとする超電導技術に集中しているのが特徴である。

ITRP によって超電導技術を ILC の加速器の基礎的技術として使用することに決まった。その後、国際的な設計協力の機関 (GDE) が出来上がり、その元で前述の BCD が進められ、これに基づいた設計レポートとコスト算出を 2006 年 11 月までを目標として行っている。それとは別に将来有望な技術・R&D に関してはやはり前述の ACD が平行して検討されている。ここでは ILC のエネルギーをどう選ぶかが大きな一つの問題点であったが、現在のところ 500GeV×500GeV マシンを考え、更にエネルギーが必要になった時はそれぞれ両端を上流に延長して伸ばし、後から 1000GeV×1000GeV まで出来る余地を残すことにしている。当座の ILC 計画を ILC500 とここでは呼ぶことにする。

3. ILC500 における RF 源の概略

ILC の BCD としては長年 DESY で進められてきた TESLA 計画を基本としている。RF 源も主ライナックは TESLA を基本にして、DESY で進められた R&D と試作で試験された周波数 1.3GHz の Rf のコンポーネントを基本にして検討がされている。これらは TESLA-TDR としてまとめられたレポートにまとめられている[4]。また、アメリカでは Warm Technology としての NLC と Cold Technology としての LC の設計をまとめたものが 2004 年にまとめられている[5]。TESLA TDR をベースにして現在 (2006 年 7 月現在) における ILC500 と TESLA 案との違いを見ると、TESLA が 1 トンネル案 (超伝導加速器も RF 源も同一トンネル内に収納) であるのに対し、ILC500 では 2 トンネル案 (ライナックトンネルとサービストンネル) である。RF 源はサービストンネル内に収納される。2006 年のヴァンクーヴァーにおける LC ワークショップにおける

GDE の作業の結果コストが予想以上に高かったことからまた 2 トンネル案が揺らぎ始めている

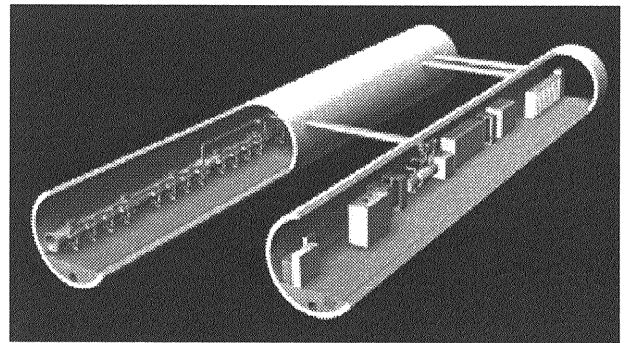


図 3.1 2 トンネル案による 3 次元スケッチ

が、このテキストではこの 2 トンネル案を前提にして進めることにする。この 3 次元的スケッチは図 3.1 に示す。

この RF 源としては TESLA で開発された、バウンサー回路による長パルス垂下特性の補正をした半導体 SW (IGBT) によるパルスモジュレータと多ビームクライストロン (MBK) が RF 技術の中心となっている。1.3GHz の RF 源は主ライナック部分だけではなく、電子入射器部分、陽電子源部分、RTML(Ring To Main Linac: リングから主ライナック部分) でも使用されている。RF 源として L バンド以外の周波数で ILC500 に使用されるものとしては、DR(ダンピングリング) に使用される CW 用のものがある。当初は BCD として現在 KEKB や PEP-II で使用されていた 500 MHz の CW クライストロンをベースに検討されていたが、結局主ライナックの周波数の半分にすることが種々の困難さを解決するというで採用され、BCD が変更された。現在完成された 650 MHz の RF 源は存在しないが、この案を基本

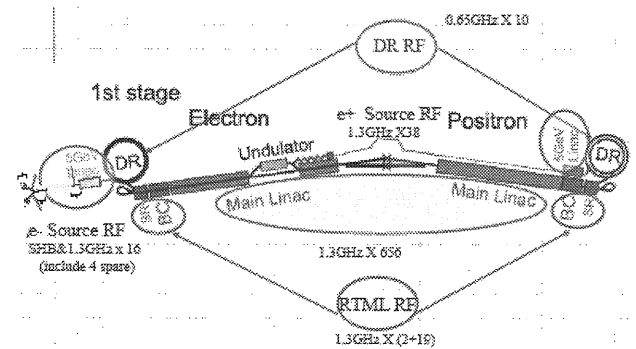


図 3.2 ILC500 のライナックの全体図と関連する RF システム、及びそこで展開される RF システムの概略数。

表 3.1 HLR 源一覧表

RF 源	1.3GHz 10MW RF 源	S band RF 源	650MHz CW RF 源	10-40 k W RF 源
ML/e-	315			
ML/e+	315			
電子源	6			
同 backup	8			
陽電子源	7			
同 backup	31			
RTML/e-	21	3		
RTML/e+	21	3		
BDS/e-				TBA
BDS/e+				TBA
DR/e-			8	
DR/e+			16	
合計	724	6	24	TBA

にして検討されている。そのほかに数は少ないが S バンド短パルス RF 源が数台、3.8Gz の小電力 RF 源が BDS で使用を検討されている。それらをまとめた全体図を図 3.2 に示す。また現在までにまとまっている RF 源の員数について、表 3.1 に示す。表 3.1 からわかるとおり 1.3GHz、10MW の RF 源が圧倒的多数を占めている。これらはすべてクライストロン、電源、電力分配系等極力同じ仕様で使うことを前提にしている。これにより、量産効果によるコスト低減化、保守部品の共通化等を狙っている。表中の電子源、陽電子源の項目にあるバックアップとあるのは、この部分が故障すると直ちに ILC の運転が止まってしまうことから、冗長性をもたせているものである。すなわち、常時このバックアップ分は運転に寄与している部分と同時に運転されており、もし運転中の RF 源が故障した場合は、何らかの方法で(たとえば同軸切り替え器等で)切り替えて運転に支障をきたさないようにするものである。同様のこと

はダンピングリングの RF 源においても言える。その数の選択と RF 源の出力電力の採用にあたっては、どれかが故障した場合に電力を増強して、必要な電力に不足をきたさないように冗長性を考慮している。

4. 主ライナックの高周波源

4.1. 主ライナックの高周波スキーム

表 3.1 から分かるように、ILC 500 の主ライナックの BCD としての RF システムは予備を含めて、電子ライナックで 315 台、陽電子ライナックで 315 台の合計 630 台からなっている。それぞれの RF システムは周波数 1.3 GHz の大電力パルス合計 24 台の空洞に分配する。(24 台の空洞は 8 台ずつ 3 台のクライオモジュールに納められている)。空洞当たり 31.5MV/m で加速電流が 9.5mA とすると一つの超電導空洞に必要なピーク電力は約 299 kW である。従って RF 源としてのクライストロンに必要な先頭電力は $299\text{kW} \times 24 = 7.18\text{MW}$ となる。各空洞の Q のばらつきその他を考えてゆとりを持たせ、1 空洞当たり 350kW 程度が供給できれば RF 源として十分である。一方、4.6.1 節で述べるように、超電導加速器のような定在波型では、フィードバックをかけて高周波の振幅や位相を制御するために、RF 源の飽和点を動作点としては選ばない。制御しやすいように、クライストロンにおける出力電力対入力電力特性がリニアな処を動作点として選ぶと、10%ほど飽和出力が大きい必要がある。更に電力分配系(導波管系)での損失等を 6%と見込むと約 10MW の出力が RF 源であるクライストロンに要求される。パルス幅は 1.5ms とし、そのうちビームのパルス幅は 1ms とする。空洞への高周波のフィリング時間は約 $500\mu\text{s}$ である。又、パルスの繰返しは 5Hz となっている。

ビーム加速の間は極力加速高周波フィールドの変動は小さく保たなければならない。これは低電力高周波源(LLRF: Low Level RF)によって制御される。周波数の変化等は空洞側に付いたチューナ等で制御されるが速い変動に関しては LLRF による周波数と位相の変調をフィードバックとフィードフォワードで調整する。これらの制

御に関しては別の講義[1]で述べられる予定である。

大電力高周波システム(HLRF: High Level RF)における主たるコンポーネントは、クライストロン、それを駆動するモジュレータ電源、及び電力を空洞まで分配する電力分配系(PDS: Power Distribution System 又は立体回路系)である。モジュレータはACライン電力を高電圧パルス電力に変換するものである。この構成部分には、高電圧トランス、DC電源部、充電部、パルス回路とバウンサー部とパルストランス部である。クライストロンは高電圧パルス電力を供給されて、大電力の高周波電力を発生するものである。クライストロンから発生した高周波電力は導波管系を通じて空洞まで分配される。BCDでは2つの出力ポートを持ったクライストロンから3台のクライオモジュールユニットへ電力が供給されるので、まず2つの出力を3つの導波管供給ラインに分配し直し、それから8台の空洞へ適当に電力を分配させながら運ぶ。空洞からは反射波が帰ってくるためにクライストロンの保護と各空洞間の反射波による干渉を防ぐために、サーキュレータが挿入されている。LLRFはパルスの波形、振幅と位相を制御する。その他多くの補助的なデバイスがRF系に必要である。インターロックシステム、クライストロン保護用システムと安全系のシステムも必要であり、それらはサブラックシステムに収納されてモジュレータ電源の近くに配置される。

現在のレイアウトでは、1高周波源はそれぞれ36mおきに配置されているが、その1ユニットあたりの3次元的なスケッチは図3.1に示される通りである。以下の節で高周波源にとって重要なコンポーネントについてより詳細に述べ、又設計に必要なことを述べる。なお、ここで述べたシステムは2006年7月現在のBCDであり、これからGDEの議論と設計が進むと変更されることがありうるものである。

4.2. TESLA と ILC500 の高周波源の相違

現段階では ILC500 として2トンネル案(図3.1)を取っているのが、1トンネル案である TESLA 計画とはおのずと高周波源に関して大きな違いがある。主には RF 源のメンテナンス等を考慮して、GDE の最初の WS である Snowmass にて2トンネル案が採択され技術的検討を進めてきたものである。大きな違いは、ILC500 ではサービストンネルといわれる処に高周波源に必要なすべての物が収納されているのに対して、TESLA の場合は高周波電源の電力供給部は地上部に存在することである。アクセスホールと呼ばれる5kmごとに離れた建物に約100ユニットのモジュレータ電源が配置され、そこで発生した10kVの高電圧のパルスを、1ユニット当たり、4本の同軸ケーブル(4本の合成特性インピーダンス、6.45Ω、各ケーブルの導体断面積75mm²、外形寸法30mm)でパルストランスまで伝送する。最大で2.8kmに渡って電力を伝送する必要がある。

それ以外にも若干異なる部分がある。ILC500では、クライストロン交換がしやすいようにクライストロンソケットとパルストランスを別の容器に分けているのに対し、TESLAは一体である。しかしながら現在進めているX-FELでは横置きクライストロンを使うためにそれとパルストランスの脱着をやりやすくする試みを行っている(4.4.3節を参照)。使用する空洞数が異なることと電力分配系が異なることも相違点である。しかしながら、次節で述べるようにヴァンクーバーでのコスト集計後、コスト低減化の試みが検討され、1トンネル案に戻る可能性もある。だからといってTESLAと同じスキームになる訳ではなく、種々の変形した案が提案されている。

4.3. 高周波源のコスト低減化とACD

一般にライナックにとっての建設コストの中で建物と高周波源が非常に高いというのが一般的な相場である。しかしながら超電導加速器としての主ライナックでは、超電導クライオスタットや空洞といった超電導に関連した部分が一番

高価である。前節でも述べた通り、ヴァンクーバのワークショップでの最初のコスト算出以後、コスト低減化のための種々の試みが開始された。2トンネル案が1トンネル案に戻る可能性とそれに伴うスキームの変更が一つの方向である。

一方で、高周波源自身が予算的に高価であることには変わりがなく、少しでもコストの低減化を図るために種々の R&D が計画され、それらを ACD として取り込もうとしている。

現在 ACD として検討されている大きな項目は、まずモジュレータ電源であり、期待されているのがマルクス型モジュレータである。これについては、本講義では 4.5 節で簡単に説明するが、また別の講義でも説明される予定である。マルクス型モジュレータは、直接高周波源をドライブ出来るために、パルストランスを省略出来るという点でメリットがある。パルストランスはモジュレータ電源の約 1/4 のコストを占める高価な部分であり、かつ高圧に昇圧することによりパルスの垂下とか、損失が増えるなど性能的に劣化する要素があるので、省ければ大きなメリットがある。

高周波源の中心部であるクライストロンに関しては BCD として、6-7本のビームを有するマルチビーム・クライストロンが採用され現在進展中である。これは将来的には横型マルチビーム・クライストロンとして完成されるべきものであるが、現在は縦置き型マルチビーム・クライストロンも完全に動いてはいない状況である。それにもかかわらず2つの ACD としてのクライストロンが提唱されている。一つは KEK で提唱している 20-36本のマルチビーム・クライストロンである。これは、もしマルクス型モジュレータが無くても、クライストロンの動作電圧を下げ、パルストランスを使用しないでコスト低減化を図ろうとするものである。もう一つは PPM 集束(永久磁石周期境界集束磁石集束)を用いたシート・ビームクライストロンで、SLAC で提唱されているものである。これはコンパクトで、集束電磁石もいらぬということによってコスト低減化を図るものであるが技術的には難しいそうである。

導波管系も、1個1個のコンポーネントのコストは安いですが、数多くの空洞に分配することからアイソレータや位相器としての3スタブチューナといったコンポーネントがコスト的に高く付き、そのデバイスを除けないかという検討がすすめられている。これらを省略した電力分配案が ACD として取り上げられている。

4.4. クライストロン

4.4.1. クライストロンに要求される仕様

現在までに製作された種々のクライストロンを比較してみると、比較的低いパービアンスのクライストロンは、空間電荷効果が小さいために高い効率を上げることが分かる(A.1.1節を参照)。単ビーム・クライストロンで大電力出力を高効率で得ようとする、パービアンスを下げなければならず、従ってクライストロンへの印加電圧が高くなる。その結果、クライストロン管内での放電等が生じやすくなり、信頼性に欠ける要素が大きくなる。これを避けるために、マルチビーム・クライストロンを採用する手がある。すなわち、1本あたりのビームの持つパービアンスが小さい場合、高効率が期待でき、それらを複数個束ねれば全体として高効率が実現できる。現在単ビーム・クライストロンで非常にパービアンスが小さ

表 4.1 MBK の仕様

仕様項目	単位	値
運転周波数	MHz	1300
RF パルス幅	ms	1.5
パルス繰返し	Hz	10
カソード電圧	kV	110
ビーム電流	A	130
HV パルス幅	ms	1.7
ビーム数		6-7
パービアンス	$\mu A/V^{3/2}$	3.5
空洞数		6
最大 RF 電力先頭値	MW	10
RF 平均電流	kW	150
効率	%	65-70
利得	dB	48
電磁石電力	kW	4

いものでは効率 80%に近いものが実現されている。一方、Lバンド大電力で現在よく使われている単ビーム・クライストロンは、次節で述べるように出力 5MW で効率 45%程度である。

TESLA TTF では周波数 1.3 GHz、出力 10MW のマルチビーム・クライストロンを長年 Thales 社と共同で開発してきた。又最近では日本の東芝、米国の PCI 社も同様のマルチビーム・クライストロンを開発し出した。効率は 65%程度が実現されている。これらについては 4.4.3 節で詳しく触れるとして、以上の経緯踏まえて TESLA ではクライストロンの仕様を表 4.1 のように定めた。これが一応 BCD における高周波源に要求される仕様である。

利得が 48dB であるので、必要な励振系の電力は 200W 以下であり、増幅器として半導体増幅器が使用可能である。現在開発されているクライストロンは縦置き型であるが、前述の通り TESLA 案では 1 トンネル内にすべてのコンポーネントを配置するために、横置き型のマルチビームクライストロンが必要である。この横置き型のマルチビーム・クライストロンはまだ開発されていないが、基本的には縦型のマルチビーム・クライストロンの内部及び外部の機械的構造設計を見直せば、縦型マルチビーム・クライストロンの電気的設計はそのまま使用できると考えられている。

4.4.2. 1.3GHz 単ビーム・クライストロン

現在、1.3GHz 単ビーム・クライストロンは 4.4.3 節で述べる BCD としてのマルチビーム・クライストロン (MBK) の補完的なものと考えられている。しかし 2006 年の 7 月現在、BCD の MBK で完全に完成したものは存在しない。そのためにこの単ビーム・クライストロンの使用の可能性は捨て切れていない。また KEK、FNAL(SLAC)における超電導 RF 試験装置(それぞれ STF、SMTF と呼ぶ)での主要な RF 源としてのクライストロンはこの単ビーム・クライストロンである。長パルス用のクライストロンとして、Lバンドで ILC の用途に合うクライストロンとしては Thales 社で製作されているクライストロン以外は見当たらない。この Thales 社のラインナップとしては、ダイオード型クライストロンで 5MW 出力を持つ TH2104 が、モジュレーティング・アノード型クライストロンで 2.5MW 出力を有する TH2115 が

表 4.2 Thales 社製・長パルス単ビーム
クライストロンの仕様

仕様項目	単位	TH2104C	TH2115
運転周波数	MHz	1300	1300
最大 RF 先頭出力	MW	5	2.5
RF パルス幅	Ms	2	1.1
パルス繰返し	Hz	5	50
カソード電圧	kV	128	97
パービアンス	$\mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$	1.9-2.2	1.8-2.2
効率	%	46	47
利得	dB	50	43
形式		Diode	MA*

*MA=Modulating Anode

ある。いずれも長パルス用途のクライストロンであり、KEK の超電導 RF 試験装置 (STF) で使用を検討されたものである。TH2104 は J-PARC の前身である JHP(日本ハドロン計画)の陽子リナック RF 源として購入されたものを引き続き STF 用に使用している。MBK との比較のためにこれら単ビーム・クライストロンの簡単な仕様を表 4.2 に示す。

4.4.3. 1.3GHz マルチビーム・ クライストロン(BCD)

BCD としての 1.3GHz・10MW マルチビーム・クライストロンは長年 DESY がクライストロンメーカーに発注して開発して来たものである。その利点は 4.4.1 節で述べたとおり、複数の低パービアンスビームを有するクライストロンにより、1 本辺りの出力電力は小さいが、n 本束ねることで、ある程度低い印加電圧でも大きい電力が得られ、且つ効率が高い動作特性が得られることである。このマルチビームに関する基本的な理論と設計法については 4.4.4 節で簡単にふれる。

DESY における MBK の検討[6]や、LC への MBK の応用の可能性[7]については早くから議論されていた。1999 年ごろから Thales と DESY で仕様を決め、2000 年末に試作品が試験された。当初の MBK のビーム数は 7 本で、1 本あたりのビームのマイクロ・パービアンスは 0.5 とし、効率 70%を狙っていた。それぞれのビームは独

立のドリフト管を通り、相互作用空洞は共通化されている。空洞形状は円筒形状で、ビームと空洞の相互作用は基本モード（FM：Fundamental Mode）である TM010 で動作する。ビームが 7 本あり、1 本は中心にあるために他の 6 本とは相互作用の仕方が異なるが、基本的に 7 本のビームがまとまって FM TM010 と結合する。空洞数は 6 個で出力は 2 つの出力空洞から取り出されている。この最初の Thales・MBK は文献[8]に報告されている。出力は 117kV で 10MW に達し、負荷が VSWR=1.2 の時に効率 68% という結果を得た。従って最初の段階ではほぼ設計通りに運転できたが、その後数台の製作過程で電子銃での放電その他があり、完成にまで至っていないのが実情である。その後の報告は無いので詳細は不明である。非公式の情報では 4 本の MBK を製作したが電子銃の放電問題で中断し、修理をしたがあるものは再度 8 MW 以上で放電し、2 本を改修、2 本を調査用として調べている。

一方、Thales 社と独立な設計で米国の CPI 社が MBK を 2002 年ごろから開発し始めた。Thales と異なりビーム数は 6 ビームであり、又この 6 ビームが環状に配置され、空洞とビームの相互作用は高次モード（Higher Order Mode：HM）と結合する HM-MBK 型になっている[9]。具体的には入力空洞は、中央にビームが無いので

Hybrid TM010 モード(空洞形状がトロイダル型)の 2 番目の radial electric field Max. で変調を受ける。変調を受けた後は、それぞれのビームが独立の TM010 モードを持つ中間空洞(それぞれが円筒空洞)で相互作用をする。効率とバンチ促進のための高調波空洞も同様である。そして最後の出力空洞は再び入力空洞と同じく、トロイダル空洞における、Hybrid TM010 で結合し、2 本の出力導波管を通じて取り出される。この CPI の MBK は工場での出荷試験で 10 MW を達成し、DESY での受入試験を行っていた最中、出力 8.3MW に達した時点で真空リークが発生し(2005 年)、修理に回された。修理後再度受入試験を待っている段階である。

東芝も同様に Lバンド MBK の開発に乗り出している。東芝もビーム数は 6 本であり、このビームが CPI と同様に環状に配置されている。空洞はトロイダル空洞で CPI と同じであり、TM010 モードでビームと結合している。第 3 空洞は、第 2 高調波を用いた空洞を採用して、効率向上と長さの逓減化をはかっている。すべての空洞は同じような形状で、同じモードを用いている。東芝の MBK の状況であるが、工場試験で当初の性能は到達したが、製作途中で生じた真空リークのために、フォールト率が仕様を満足せず、電子銃部を再度改修して再試験を 2005-2006 年に渡って実

表 4.3 各社のマルチビームクライストロンの仕様の比較表

仕様項目	単位	TH1801 Thales	E3736 Toshiba	VKL-8301 CPI
運転周波数	MHz	1300	1300	1300
最大 RF 先頭出力	MW	10	10	10
平均出力電力	kW	150	150	150
ビーム電圧	kV	110	115	114
ビーム電流	A	130	132	131
効率	%	65	>65	65-67
RF パルス幅	ms	1.5	1.5	1.5
飽和利得	dB	48	47	47
電子ビーム数		7	6	6
ビームパービアンス	$\mu\text{A}/\text{V}^{3/2}$	3.5	3.38	3.4
空洞数		6	6	6
カソードローディング	A/cm ²		<2.1	<2.0

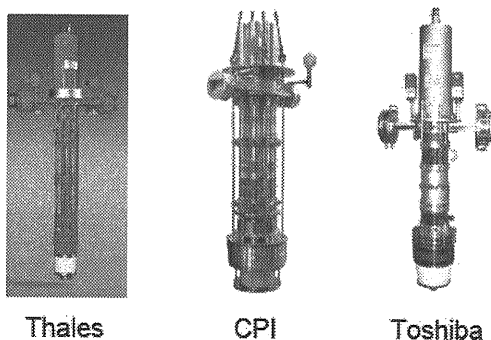


図 4.1 BCD としての縦型 10MW マルチビーム・クライストロンの外形

施した。その結果、安定に 10MW を達成したので、現在 DESY にて受け入れ試験を実施中である。現在の非公式な情報では数百時間の運転で良好な成績を収めているようである。各社の仕様の比較は表 4.3 に示すが設計に対するパラメータは大体似たり寄ったりとなっている。又、それぞれの外形形状を図 4.1 に示す。カタログか報告以外では伺い知れないが、長時間の安定性に対しては、表中のカソードローディング(寿命に効く)と電極表面の最大電界強度(放電に効く)が重要な設計指標である。

現在、試験されているのはいずれも縦型にマウントされたクライストロン(通常のパルストランスタック上に据え置いた配置)である。一方で X-FEL や ILC では 5 m 程度の直径のトンネルの中に収納するという制約から横置き型のクライストロンを開発する必要がある。これに関してはクライストロン本体に関しては、縦型クライストロンの電気的設計が完成すれば、比較的容易であると思われる。横置きにしたときに電気的特性が変化しないように、電子銃の水平配置における変形、ドリフト管と空洞の水平配置における変形、クライストロンと電磁石の配置法、架台といった機械的な設計をきちんとすればよいからで、電気的設計はそのまま使用できると思われるからである。この件については 2006 年夏から X-FEL として 3 社に横置きクライストロンの契約が開始されたようである。

次に考えなければならないのは BCD としての横置きクライストロンに関する電源との装着法である。現在 X-FEL では横置きクライストロンはパルストランスタックに接続される案であり、クライストロンが故障して取り替えなければならない時に如何に簡単脱着できるかどうか

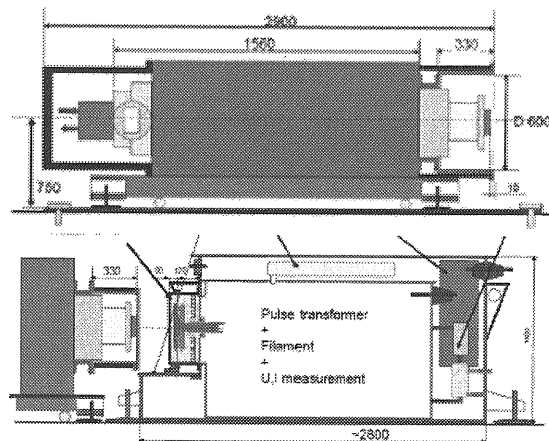


図 4.2 上図は DESY における横置き MBK のレイアウト。下図はタンク(右)と MBK(左)の脱着の方法。

大きい問題である。案としては高圧絶縁油を最低量の取り扱いで脱着できる機械的設計をすすめている。この概念を図 4.2 に示す。

一方、ILC500 では 2 トンネル案をとる限りクライストロン交換をなるべく簡単に済ませたい。そのためにクライストロンを専用の絶縁油ソケットに収めてケーブルでパルストランスおよびタンクと接続する方法を検討している。このモデルとしては J-PARC における 324MHz・横置き型クライストロンのソケットがある。この概略については図 4.3 に示した。この場合はパルストランスからクライストロンソケットまで

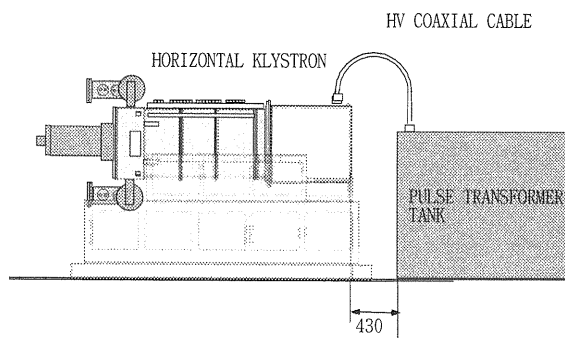


図 4.3 クライストロンアセンブリとパルストランスタックは高圧ケーブルで接続される。

は 1~2m 程度の同軸線を用いて 120kV パルスを送る必要がある。従ってこの高電圧パルス供給ラインの信頼性が重要である。又高電圧用のコネクターも重要である。現在考えられているのは JPARC で使用されている 140kV 用コネクターと

SNS で使用されている HV コネクタの 2 種類である。これに関しては図 4.4 に示す。これらに関しては J-PARC 及び SNS での使用状況の経過を見ながら、信頼性について評価する必要がある。一般的にはこのような HV ケーブルは末端処理が一番難しい所なので、端末自体が高圧絶縁油の中にすっぽり入る構造は、絶縁油のシール性や交換時の絶縁油の飛散といった問題を除けば、信頼性の高い方向である。

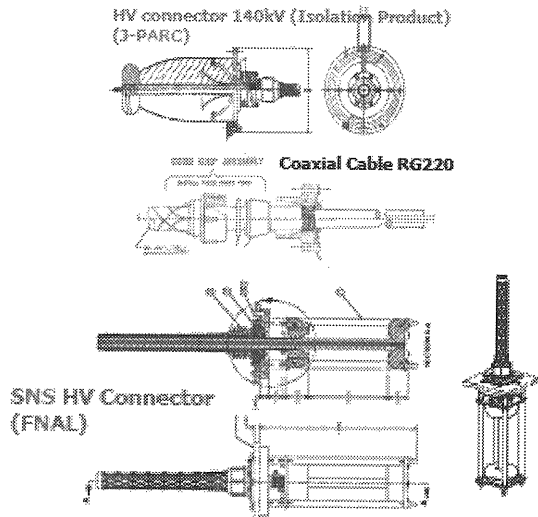


図 4.4 上図は J-PARC で使用されている HV コネクタ(Isolation Product(米)製)。下図は SNS で使用されているもの (FNAL で考案)。

4.4.4. 1.3GHz マルチビーム・クライストロン(ACD)

ACD として KEK では、20 本から 36 本という多数のビームレットからなるマルチビーム・クライストロンを提案している。これはクライストロンをより低電圧で使用するにより、信頼性の向上を計ると同時に、後に述べるパルストランスを省略することによる性能の向上とコストの低減化を狙うものである。この KEK が提案している ACD としてのマルチビーム・クライストロンについてこの節で述べる。ここではクライストロンの設計に関して述べるので、専門的な言葉が多く出てくる。これについてはより詳細には OH089 [13] や OH002 [14] のテキストを参照されたい。特に文献[14]はよくまとまっていて、高周波源の勉強をする人にはお勧めである。

Appendix で述べるように、クライストロンのパービアンズと高率の関係には一定の関係がある。パービアンズが低いと効率が高く、パービアンズが高いと効率は低い。Symons によると効率を η (%)、マイクロパービアンズを $K(=\mu A/V^{3/2})$ とした場合、以下のような簡単な式を提示している [15]。

$$\eta(\%) = 90 - 20 \times K(\mu\text{perv}) \quad (4-1)$$

またはより現実的な関係は Appendix にある図 A1-2 示されている。(4.1)式は単純化された式であるが、これで考察すると例えば前述の単ビーム・クライストロン TH2104 の場合は $K = 2.0$ であるから、効率 η は 50% となる。一方、マイクロパービアンズが小さい値、例えば $K = 0.8$ と取ると効率 η は 76% となる。すなわち高い効率が得られる。一方でクライストロンに印加したい電圧を 50kV とする。マイクロパービアンズ K と RF 出力電力 P_{rf} (MW) はそれぞれ、

$$K(\mu\text{perv}) = I/V^{3/2} \times 10^6 \quad (4-2)$$

$$P_{rf}(\text{MW}) = \eta IV = \eta KV^{5/2} \times 10^{-12} \quad (4-3)$$

である。これから上記の値を代入して計算すると 50 kV 印加した時にはこのビーム 1 本から 0.34MW の出力が期待できることになる。全体として 10MW の出力がほしい時は、これからビームの本数を求めると 29.4 本→30 本となる。ここで、何故 50kV という値を出したかという、以下の事情による。通常電子ライナックでよく使われるパルス幅、数 μ 秒程度の高周波源でよく使用されるモジュレータ電源では、一次側のパルス形成回路の容量の充電電圧が大体 50kV に設定されている。そのときの充電電圧の変化パターンはほぼ DC 的な変化に近い(図 4.13 の中央の図参照)。ここで使用されているサイクロトロンはこの高電圧を受けているが、セラミックで絶縁距離をとっている。これはクライストロンの高圧絶縁部のシールと同じ形状である。従って、50kV の長パルス印加に関しては 50 kV は実績があるのである。一般に電子ビームの本数が増加すると、電子銃も増やさなければならないのでコストは増加する。一方本数を少なくすると電子銃が少なくなって、コストは減るが、カソードに印加する電圧は上昇していく。又、1 個のカソードから取る電流も増

表 4.4 ビームの本数・パービアンズと印加電圧の関係

ビームの数	1	7	18	24	30	36	42	48
1本あたりの電流 (A)	106.75	17.09	11.80	10.59	11.08	8.60	7.07	6.02
1本あたりのビーム電力 (MW)	19.215	1.999	0.826	0.635	0.554	0.430	0.354	0.301
1本あたりのパービアンズ	1.398	0.427	0.637	0.720	0.991	0.769	0.632	0.538
効率 (%)	52.0%	71.5%	67.3%	65.6%	60.2%	64.6%	67.4%	69.2%
カソード電圧 (kV)	180	117	70	60	50	50	50	50
パービアンズ	1.40	2.99	11.47	17.29	29.72	27.68	26.56	25.84

加するので、カソードを大型にするか、カソードローディングを増加する必要がある。これは安定な動作や超寿命化の問題からは不利である。これらを勘案し、RF出力が10MWほしい時に、ビーム本数と印加電圧等の関係を一覧表としてまとめたものを表4.4に示した。但し、この表中では、あるパービアンズの電子流に対して期待される効率は式(4.1)よりもA2.1で出てくる実験式にフィットした式を用いた。(4.1)式は簡単すぎて実際より大きく出る傾向があるためである。表中では1本あたりの電子ビームに対してカソードにおける圧縮率を1~2程度をとり、カソードローディングが通常取れる範囲に設定した。ビームの本数が減ると電子銃が少ない分、コスト的に有利であるが印加電圧は高くなる。ビーム電圧を50kV~70kVで変化させてもビーム本数の増減で効率が65%程度実現できる解が存在する。50kVの時ビーム本数を増加させると効率が增加するが、コストや空洞とビームの相互作用を考えると、多すぎるのは不利である。36本では、約65%の効率が達成出来そうであり、6×6(6本のビームレットを持つ電子銃の6配列)が可能であり、いろいろなことが工夫できる本数である。

このようにして50kV印加した場合のビーム本数は36本が適切であるという結論に達し、これを採用することにした。次にビームの配列の仕方である。当初検討したのは環状に36ビームを配列するというものである。この場合は出発点として全カソードはビーム圧縮率を1としてビームは完全Immersed Flowを考えた。つまり最初から最後まで、ビーム系が一定であり、カソード上でもドリフト管上でも集束磁界が一定な電子流である。これを実現するには集束磁石を少し工夫すると良い。この設計の難点は、もし36個

のカソードを個別の電子銃とフィラメントアセンブリにしないとすると、フィラメントを作る装置が大型となり、製作が難しい点の一つ、またカソードローディングが通常の長パルス基準より大きくなることである。

別案として、36ビームを一様に分布させる方法をV. Teryaevが提案した。この一様に分布させる案を検討した結果、図4.5のようなビーム配置案が採用された。これは現在BCDのマルチビーム・クライストロンとして4.4.3節で述べた、東芝やCPIクライストロンのそれぞれ1個のカソード状に6個の小さいカソードを搭載した配置に対応し、製造しやすいと評価された。

電子銃の設計に関しては、当初の集束比1の界浸流の設計から、集束比が2でセミブリルアン流に変更された。主にカソードローディングが長パルスの場合に厳しいためである。この電子銃設

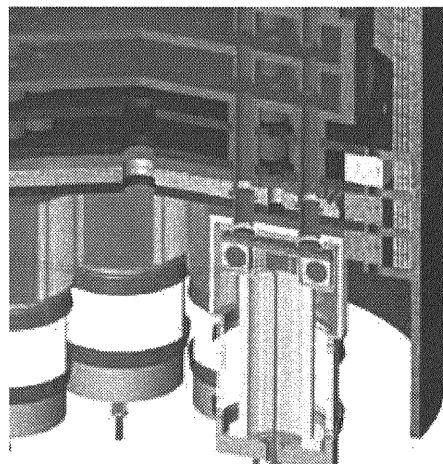


図 4.5 36ビームの配置

計と軌道計算は DGUN コードを用いている。6 ビームに対してはフィラメントは共通とし、図 4.5 にあるように独立した 6 個の電子銃アセンブリの組み合わせとした。これは、共通の大きい電子銃にすると各電子銃間の電界の結合による複雑な 3 次元効果とビームが結合し、ダイオード発振等の不安定が主なることを恐れたためである。又、大きな絶縁セラミック円筒がコスト的に高いし、製作上のリスク(ロウ付け不良等による真空リーク)の可能性もあるためである。

各ビームに関する空洞との相互作用と空洞の配置に関しては、はじめ 1 次元ディスクモデルを用いて計算を行う。パービアンスが小さいビームレットといえども出力空洞付近では大振幅動作のために軸方向に直角な方向に振動を始めるので、FCI コードや MAGIC といったコードでのシミュレーションが必要である。この MBK については最終的には MAGIC コードを用いて、空洞配置を決め、設計上の効率は 65% を得ている。図 4.6 に各種コードによるクライストロン RF 電流の計算例を示す。

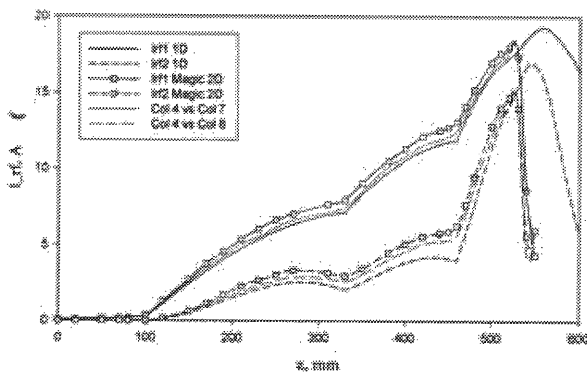


図 4.6 シミュレーションによるバンチ電流の変化。いろいろなコードで比較。Lバンド 36 ビームクライストロン。50kV 印加。効率 62%。

各空洞と電子ビームの結合に関してはいろいろ検討した結果、CPI の MBK と同じような概念の空洞レイアウト、すなわち入力空洞と出力空洞は全ビーム共通の空洞、中間空洞は 6 個のビームごとにそれぞれ空洞がひとつずつ配置される構造とした。従って入力空洞に関してはトロイダル空洞に対する TM310 モード(円周方向に 3 つの共振を持ち、r 方向に 1 つの共振を持つ)であり、また中間空洞のそれぞれの空洞については円筒空洞モード TM010 モードである。入力空洞と出

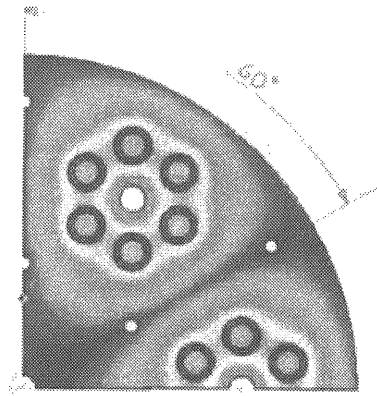


図 4.7 全ビーム共通空洞のモードの様子。1/4 を示す。

力空洞は、同じ形状であり、HFSS によると図 4.7 のようなモードとなる。モードを確定するためにいくつかのポストが必要である。また、高次モードを利用するために、隣接モードとの分離が重要である。出力空洞は今現在、2 ポートを考えているが、6 つのビームグループが配置されていることから、3 ポート出力も対称性から容易である。これは現在の ILC の導波管レイアウトから見ると望ましい変更となるので、検討の余地がある。コレクターはそれぞれ 6 つのビーム群毎に 1 つずつ設置する予定である。全体のクライストロンの外形図は図 4.8 に示す。全長 1.5m、コイルを含めた外形寸法で 1 m 程度の寸胴型ではあるがコンパクトな形状のクライストロンになる。図 4.8 から分かるように、このクライストロンは大雑把に言うと 6 ビームを有するマルチビームクライストロンが更に 6 個束ねられたと考えてもよい。したがって 1/6 のクライストロンをまず試作し、50kV 印加して 2 MW 弱の出力が得られれば、最初のステップはクリアしたと評価できる。現在この目標に向けて進行中である。

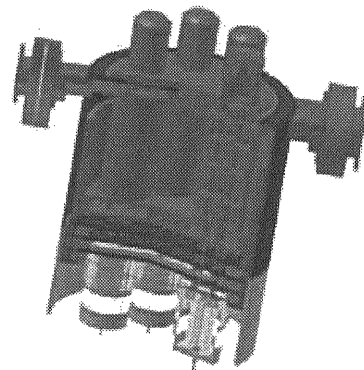


図 4.8 36 ビームクライストロンの全体図

4.4.5. 1.3GHz シートビーム・ クライストロン(ACD)

ACDとしてSLACではシートビームクライストロンを提案している。シートビームクライストロンに関する研究はLC計画で、Xバンドクライストロンとしてより高電力、高効率クライストロンを開発したいという要求から提案された方式の一つとして、1980年代後半から始まった[16]。(他には環状ビーム(ホーロービーム)を用いた案が有力なものであったが、これはこのシートビームを丸くして繋ぎ合わせたものとも考えられる)。全体の形状は図4.9に示すように、文字通りシート状の扁平なビームを用いてRFの増幅を実現するものである。目指すところは、効率を上げるために単位あたりのビーム密度、又は単位面積当たりのビームパービアンスを下げることである。一方、出力する全電力はシートビームの積分面積が大きくなれば(シートの長さを大きくする)、全電流が稼げるので、電力も大きく取れる。出力電力も、電子銃でのカソードエミッションが制限値を与えているとすると、シートビームクライストロンの場合には $1/\omega$ に比例するのにたいし、通常のクライストロンでは $1/\omega^2$ に比例する。これは、より高い周波数の应用到利点があるので、Xバンド矢Wバンドへの应用到検討されてきた。

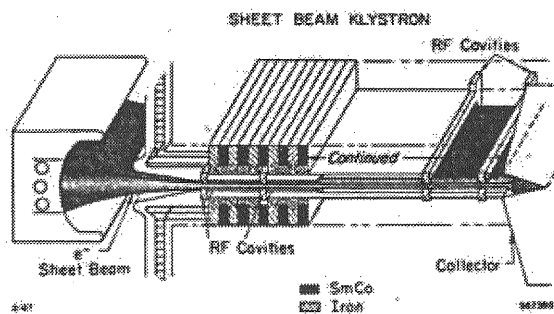


図4.9 シートビーム・クライストロンの概念図(文献[16]より転載)

SLACでは、最初の実証機とも言えるWバンドでのSBKに成功したこともあり、この技術を用いて高効率のLバンドSBKを提唱し、ACDとして採用されている。LバンドSBKに関してのうたい文句としては、以上で説明したように、大きい電子放出表面積をとりながら、低電圧密

度、低電力密度なのでよりRobust(頑丈)であるほかに、電子集束のためのソレノイド場が不要で、且つ軽量単純なことから、MBKのように多数の電子銃や空洞郡が不要でその分コスト的に有利であることを上げている[17]。ソレノイド磁場が不要であるということは、PCM (Periodic Cusp Magnetic Focusing: PPMよりも一般的な概念を含む呼称)を用いるためである。ただし、設計が完全な3次元コードを必要とするのと、ビーム端面の効果をどう含むか、相互作用する空洞の設計をどうするか、またXバンドPPMでも問題となったが、PPM(PCM)集束ではビーム透過が出来ない電圧範囲があり、そこではすべてアノード付近でビームがロスするのでこの手当て等難しい問題も多くある。SLACでは、この製作をFY2007-2008で行うべく、予算請求を行っている。図4.10にLバンドシートビームの電子銃から中間空洞までの概念図を示す。

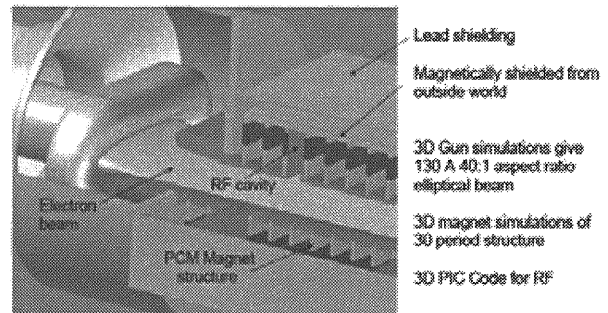


図4.10 Lバンドシートビームクライストロン。130Aの扁平上の電子ビームが、PCMと空洞が一体となっている相互作用領域に入射される。文献[17]から転載。

4.4.6. IOT (Inductive Output Tube)

現在のILCでは全く候補に上がっていないが、大電力クライストロンを用いるのと対極的な立場にある高周波源としてIOT (Inductive Output Tube)があるのでこれについて触れる。このIOTを用いる立場では、1個1個の空洞に1個ずつIOTをつけようとするもので、ILC500の主ライナックに使用するとすれば、合計15,120

個使用することになる。最大のメリットは効率が70%ぐらいで高いことである。したがって量産になって1台当たりのコストが下がれば十分競争になる。また、LLRFでのフィードバックなどが個別に出来るということも利点である。しかしながら、現在のところ、1個当たりの空洞に必要な先頭電力350kWから500kWを出せるLバンドのIOTは存在しない。IOTを製作している各社とも精力的に開発中である。同じ周波数で検討されているERL計画(Energy Recovery Linac)では本命視されている高周波源である。

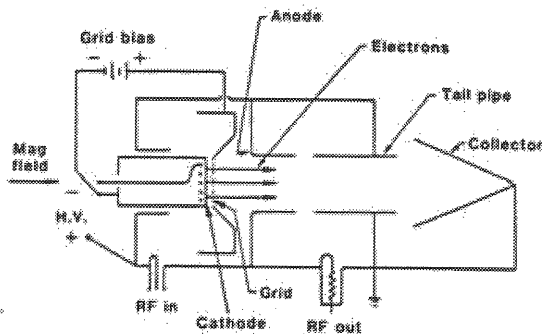


図 4.11 IOT (又は Klystron)の概念図。文献 [18] から転載。

このIOTは又の名をKlystronといい、もともとGridを使った3極管、板極管の流れを組むものである。電子ビームの変調はカソードとグリッドの間の非常に狭い間隙で行われ、変調された電子ビームはそのまま出力空洞で高周波に変換される。変調間隙でのビーム走行時間を小さくしないと電子が走行途中で逆行位相に入るために、周波数が高くなればなるほど変調間隙の幅を小さく取らなければならない。一方、大電力デバイスとしては、電子ビームを集束して大電流をとるのでカソードもグリッドもコーン状をしている。従ってカソードの恒温(1000°C)でも変形しないパイログラフィットを用いたグリッドの使用が必須であり、ここが技術的に難しいところである。余談であるが、1980年代後半ごろにかけて、TV等の放送局の送信機はクライストロンからSolid State Amplifier(半導体増幅器)に変える動きがあった。この分野は日本が得意としていたところであるが、価格的に値段が下がらなかった。これは1個あたりの半導体の出力が上げられな

ったからである。そうこうしているうちに、このIOTの技術が進み、効率が良いことからあつという間に放送業界の送信機はIOTに取って代わられた。こういう事情もあり、IOTのラインアップは400-800MHzの放送バンドに集中している。今後Lバンド等への応用が期待できる。図4.11にクライストロンとIOTの特性の違いについて示した。ここではCPIによる5MW・IOTの変数と同時に載せた[17]が、5MWは現状では無理な仕様といえる。特性の図からIOTは効率が良いのが分かる。但し、もう一つ、IOTの特性について付け加えると、クライストロンに比べて中間空洞を使用しないために、利得が悪く大電力で用途では20-30dBである。従って、前段にも比較的大きなドライバーを必要とすることが難点である。

5 MW Inductive Output Tube (IOT)

Peak Output Power	5	MW (min)
Average Output Power	75	kW (min)
Beam Voltage	115	kV (min)
Beam Current	62	A (nom)
Current per Beam	3.17	A (nom)
Number of Beams	13	---
Frequency	1300	MHz
1dB Bandwidth	4	MHz (min)
Gain	22	dB (min)
Efficiency	70	% (nom)

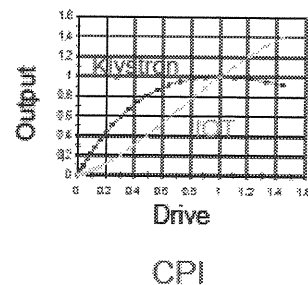


図 4.12 CPIの野心的なIOT案とIOTの特性(文献[17]より転載)。

4.5. モジュレータ

前にも述べた通り、モジュレータに関しては別講義で詳しく述べられる予定である(特にBCDとしてのバウンサー回路付きモジュレータについて詳述される)。従ってここでは序論として、モジュレータの一般的なことと初期に検討された

モジュレータの概略、現在の BCD としてのモジュレータの仕様等を述べるにとどめる。

4.5.1. パルス・モジュレータ概略

パルスモジュレータ電源の一般的なことについてまず述べる。高周波源としてのマイクロ波デバイスが 2 極管構造の場合、パルス電源としては良く知られたラインタイプ型とハードチューブ型に分類される [14] [19]。また、クライストロンの動作電圧が高くて直接パルス電源からドライブできない時にはパルストランスで電圧を昇圧させる必要がある。ラインタイプパルサーは同軸ラインを模擬した L と C からなるパルス形成回路 (PFN: Pulse Forming Network) にまず電荷を充電し、サイラトロン等のスイッチデバイスにより放電させ、パルスを発生する。図 4.13 に概念図を示した。

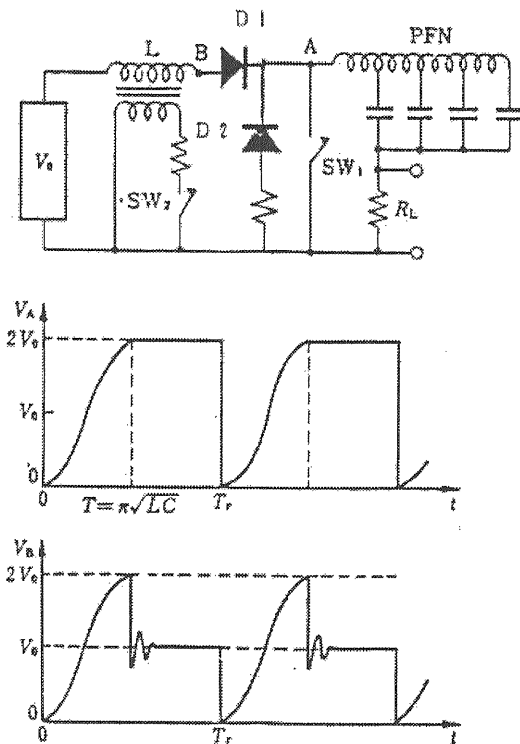


図 4.13 ラインタイプ電源の概念図。上から基本回路、中央が PFN 充電電圧 (A 点)、下がホールドオフダイオード D1 の入力側 (B 点)。

短パルスの場合には、パルストランスのプライマリインダクタンスで決まる値と負荷インピーダンスから決まるパルス垂下特性を、PFN の L と

C を変化させて調整を取ることが可能である。KEK の電子陽電子ライナックのモジュレータ電源や ATF ライナックのモジュレータ電源は代表的な使用例である [20]。一方、ハードチューブ型はデバイスによるパルスの増幅か、またはスイッチ動作でパルスを切り出すか、いずれかの動作を行う。この時のパルスの垂下特性は、ハードチューブデバイスの前に設置される電荷蓄積のためのコンデンサーの容量と負荷インピーダンスで決まる。ラインタイプと異なり垂下特性を補正することは出来ないで、垂下量を小さくするためには蓄積コンデンサーの容量を大きくする必要がある。具体例としてはやはり文献 [20] にある、電子陽電子ライナックのサブブースター電源がある。この例を図 4.14 に示す。

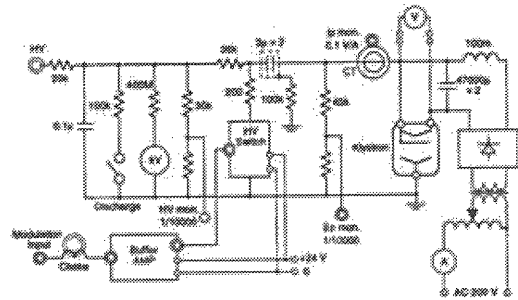


図 4.14 ハードチューブパルサーの例。3 μ \times 2 = 6 μ F が蓄積コンデンサーの容量である。

高周波デバイスがモジュレーティングアノードを持つ 3 極管型の時は、これに対応するモジュレーションアノードパルス電源を用いる。この場合はカソードには一般に直流高電圧がかかり、モジュレーションアノードが 0 V と直流電圧の 70 - 90% をパルス変調する。パルス電源としては小型で済み、パルスエネルギーは直流電源から供給される。この場合、出力パルスの垂下特性はどうか? これもやはり DC 電源から電荷を蓄積している蓄積コンデンサーの容量 C に依存する。パ

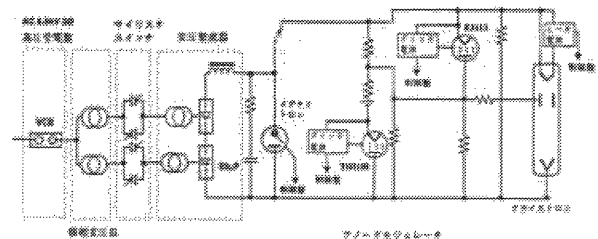


図 4.15 モジュレーティング・アノード電源の模式図

ルスがオンになっている間は蓄積コンデンサーから電荷が放電されるが、この量が無視できないと直流電圧が下がってしまうためにこれがパルス出力にそのまま反映される。従ってパルス垂下特性を抑えるためにはここでも蓄積コンデンサーを大きくする必要がある。図 4.15 に概念図を示す。この代表的な例は J-PARC で用いられている 324MHz クライストロンのパルス電源がある [21]。

ILC のような ms に及ぶ長いパルスになると、以上で述べたパルスの垂下特性を保障するのはかなり難しくなる。ラインタイプ電源は PFN の調整である程度垂下特性を調節できるが、長パルスになると PFN のコンデンサーや鉄芯入りの L などを相当の段数組み込まなければならない。従ってサイズが大きくなるのみならずコストも高くなる。パルス幅 600 μ s の JHF 試験ベンチで製作したラインタイプパルサーはその意味で最大級のラインタイプ電源といえる [22]。そのためにモジュレーティングアノード電源に変更し、RF の垂下特性は LLEF のフィードバックで解決することになった。

一方同時期に DESY で TESLA 計画が検討され始めた。初期に検討された種々の電源の候補として以下のものが上げられている [23]。

パルストランスを持つ電圧パルス源として

- 遅延回路の整合 PFN
- 同、不整合 PFN

- バウンサー付きモジュレータ
- パルストランスを持たない電圧パルス源として
- モジュレーティングアノードを持ったクライストロンとバウンサー付きモジュレータの組み合わせ。

パルストランスを持つ電流パルス源

- SMES (Superconducting Magnet Energy Storage)。
- B-SMES (SMES とバウンサー付きモジュレータの組み合わせ)。

ここで出てくるバウンサー付きモジュレータのバウンサー回路とはパルス出力回路に直列に LC の共振回路を挿入し、その共振電圧の位相を変化させて、垂下した出力パルス電圧に重畳させて補正する回路である。パルスの垂下は指数関数的な減少であるのに対し、バウンサー回路の共振電圧は三角関数であるから厳密にはキャンセルしないが、共振周波数と位相をうまく組み合わせると垂下特性をかなり小さくすることが出来る。詳しくは、電源に関する次の講義を参照のこと。TESLA ではバウンサー付きモジュレータに関し、FNAL の提案 [24] を受け入れて製作を開始した。この電源がうまくいって、現在 BCD としてのパルス電源として採用されている。これについては次節で述べる。

4.5.2. BCD モジュレータ

FNAL で提案し製作されたバウンサー回路

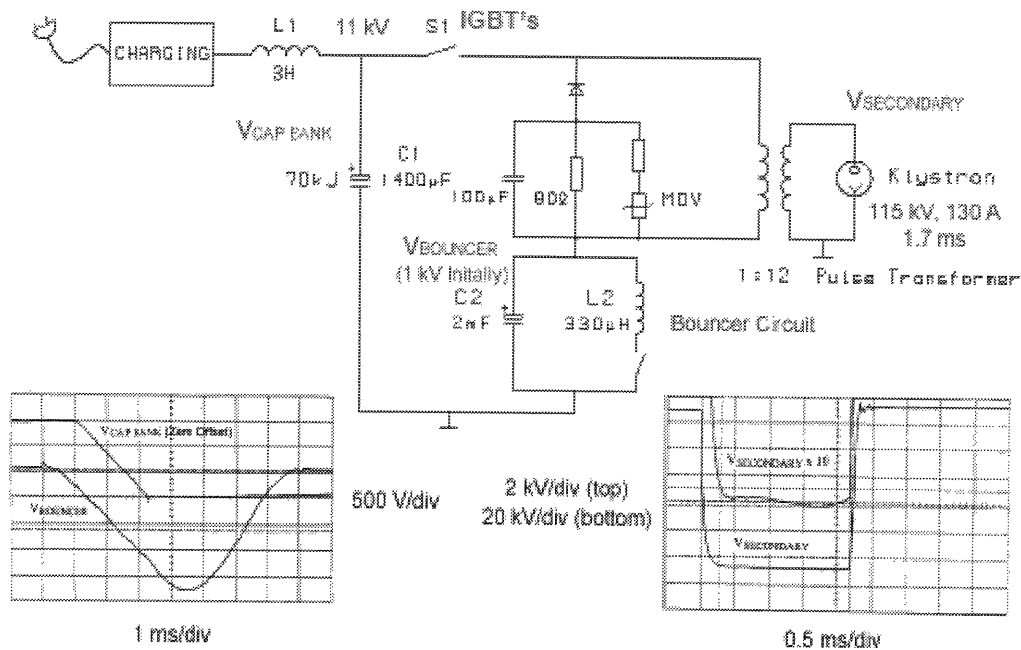


図 4.16 TESLA-FNAL による BCD バウンサー回路付きパルス電源とパルストランスの模式図と波形。

つきパルス電源は、前節の分類で言えばハードチューブパルサーまたは半導体 SW によるパルスの切り出し方というものである。DC 電源から電荷を溜め込む蓄積コンデンサーがあり、これを IGBT などの半導体 SW で通電し負荷にパルスを伝えるものである。この IGBT のオンオフは IGBT に送られたゲート信号で制御される。BCD モジュレータではパルストランスが続くので、パルストランスの一次側のグランド側に C_B 、 L_B といったバウンサー共振回路が挿入される。このバウンサーは外部から充電されることもあれば、回路の動作中に自己充電される時もある。タイミングを合わせるための外部トリガー回路が必要であり、このタイミングを主パルスの垂下とキャンセルするように調整する必要がある。図 4.16 にこの回路図を示す。

このパルス電源で重要なのは、負荷が放電等をして、短絡状態になった時に、すべての蓄えられていたエネルギーが負荷(クライストロン)に流れてそこで消費されることを防がなければならない。クライストロン保護の目安はこの消費されるエネルギーが 30J 以下と言われている。したがってこれを過ぎないように早く回路を遮断する必要がある。そのために負荷の放電を早くセンスして Crowbar 回路と呼ばれる短絡保護回路をオンしたり、IGBT スイッチを速く遮断することが大事である。

4.5.3. パルストランス

ここでパルストランスについて関係することのみ手短かに触れておく。すなわち長パルスになった場合に問題となるプライマリ・インダクタンス L_p とパルス垂下特性の関係及びコアサイズについてである。

パルストランスは鉄心に巻き数 N_p の一次巻き線と巻き数 N_s の二次巻き線が巻いてあり、鉄心を通る磁束 Φ で結合している。一次側の電流、 I_p と電圧 V_p 及び二次側の電流 I_s と電圧 V_s の間には

$$I_p \cdot N_p = I_s \cdot N_s \quad (4-4)$$

$$V_p / N_p = V_s / N_s \quad (4-5)$$

という関係があり、昇圧比 $n = V_s / V_p$ すると

$$V_s = nV_p \quad (4-6)$$

と電圧が昇圧比分増加する。 V_s は鉄心の断面積を A 磁束密度を B とすると

$$V_s = N_s \frac{d\Phi}{dt} = N_s \cdot A \frac{dB}{dt} \quad (4-7)$$

となる。これから分かることは V_s を大きく取るためには N_s 、 A 及び dB/dt を大きく取らなければならない。矩形パルスがある時間幅 τ だけ持続したとすると、その間 V_s が一定であるためには dB/dt もまた一定でなければならない。つまりパルス幅の間ずっと B が一定の割合で増加しなければならない。(4-7)をパルス幅 τ と ΔB で書き直すと

$$V_s = N_s \cdot A \cdot \frac{\Delta B}{\tau} \quad (4-8)$$

となる。パルス幅 τ の間に变化しうる磁束密度 B は鉄心で決まる。パルス幅より短い時間で飽和すればそれ以降はもはや V_s は一定とならず下がってしまう。パルス幅が長いときは ΔB の足りない分は断面積 A で補わなければならない。ILC のようにパルス幅が長いときは大量の鉄心を用いる必要がある。パルストランスの等価回路は図 4.17 のように書くことができる。

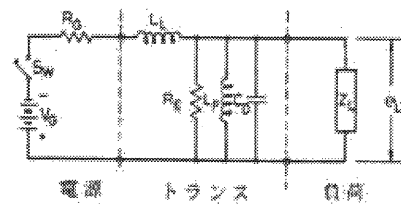


図 4.17 パルストランスの等価回路

パルストランスの応答に関して解析するには、この等価回路を状況において簡単化すると楽である。パルスの平坦部はプライマリインダクタンス L_p と電源インピーダンス R_G 、負荷インピーダンス R_L だけを考慮すればよく簡単である。回路網に関する微分方程式を解くと電圧の応答は

$$V_L(t) = \frac{V_0}{1 + R_G / R_L} \exp\left(-\frac{1}{L_p} \cdot \frac{R_G}{1 + R_G / R_L} t\right) \quad (4-9)$$

となる。一般には $R_G = R_L$ であるから

$$V_L(t) = \frac{V_0}{2} \exp\left(-\frac{R_L}{2L_p} \cdot t\right) \quad (4-10)$$

となる。したがって長パルスの時のパルス垂下特性は(4.10)式で表すことが出来る。これから、まず許容できる L_p をいくらかとらなければいけないかを求める必要がある。 L_p は密結合しているトロイダルコイルの場合の式から

$$L_p = 4\pi\mu_r \times 10^{-7} \frac{N_p^2 \cdot A}{\ell} \quad (4-11)$$

となる。(4.8)式と(4.11)式からパルストランスの断面積 A を決めることが出来る。

当面の電源の性能を論ずる上で後重要なものはリーケッジインダクタンス L_L である。 L_L は基本的には過渡現象で効く量であり、パルスの立ち上がり立ち下りに効く量である。一方で、図 4.17 の等価回路から分かるとおり L_L は電源と負荷の間に直列に入る。そのために負荷が短絡した場合には電源から見えるには L_L である。保護回路の動作を解析する場合に重要となる。 L_L はトランスの理想トランスから外れた部分で生ずる。具体的には一次巻き枠と二次巻き枠に間に蓄えられた磁気エネルギーが等価的な磁気エネルギー量 ($-L_L I_s^2 / 2$) に等しいという条件で決めることが出来る。この説明で解る通り、この量はパルストランスの具体的な形状ファクターに依存する。通常の巻き線のやり方では、一次コイルの周長を u 、一次巻き枠と二次巻き枠の間隔を d とすると

$$L_L = \mu_0 \frac{u \cdot d \cdot N_s^2}{\ell} = 4\pi \times 10^{-7} \frac{u \cdot d \cdot N_s^2}{\ell} \quad (4-12),$$

となる。幾何学的形状等工夫して、このリーケッジインダクタンスを小さくする工夫が必要である。

4.5.4. ACD としてのパルスモジュレータ

BCD としてのパルスモジュレータの技術は確立していて、DESY でも安定して動いている。KEK の STF においても、本邦初のバウンサー回路の動作も成功した。しかしながら、いくつかの問題がある。一つは前節で述べたようにパルストランスを必要とすることである。(パルストランスを必ずしも必要とするのではなく、IGBT のスイッチングを 120kV でダイレクトに行えばよいが、IGBT 等の半導体デバイスは、大電流には強いが必ずしも高電圧での動作を得意とはしていない)。このコストが無視できないので、米国と国 SLAC では、ACD としていくつかのパルスモジュレータを提唱している。それらは

- マルクス・ジェネレータ
- SNS High-Voltage Converter 電源
- DTI 社による直列スイッチ電源

(バウンサー回路付き)

いずれも、パルストランスを省略した、直接クライストロンをドライブすることを狙っている。この時に想定しているクライストロンは、シートビーム・クライストロンである。ここでは、特に最初にあげたマルクス・ジェネレータについて簡単に述べる。マルクス回路方式

は E. Marx によって考案された[26]もので多数のコンデンサーを積み上げた多段式回路方式である(図 4.18)。この方式の回路としては、加速器ではコッククロフト・ワルトン回路が有名である。

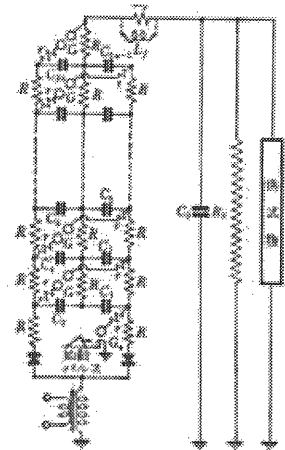
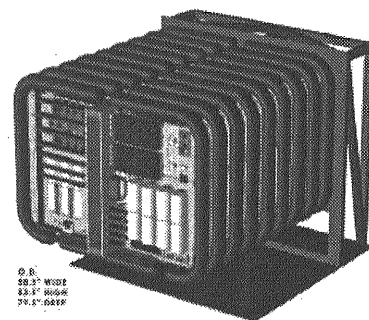
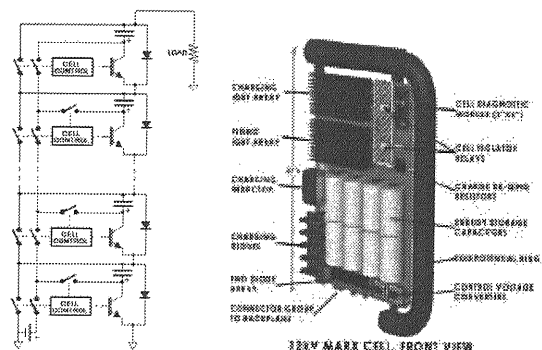


図 4.18 マルクス回路の例としての倍電圧直列充電回路。文献[26]から転載。



DETAIL, MARX MODULATOR CORE

図 4.19 SLAC マルクス電源。上右図は Marx Cell の回路図。上左図はその鳥瞰図。下は Marx である。Cell を十段重ねたもの。2m 角の大きさ

SLAC/LLNL では IGBT を用いて、空冷、magnetic core 無しの 12kV の Marx cell を作り、この Marx cell を 10 台直接電圧結合させて 120kV, 140 A のパルスが発生させようとしている。この概略は図 4.19 の示した。2006 年度末には試作が完成し、でも運転を始める予定である。この電源開発の売りはコスト、サイズ、重量の低減化、効率の向上とパルストランスの省略化である。

4.6. 電力分配系(Power Distribution System: PDS)

4.6.1. 主ライナック系における RF スキーム

超電導加速器や長パルス加速器では、加速管が定在波であることが多く、フィードバックで振幅や位相を制御するのが普通である。LLRF の制御を効率よく進めるためにはクライストロンの飽和出力部分での運転ではなく、80-90%程度低い入力電力対出力電力が線形に近い部分に動作点を置く(図 4.20)。

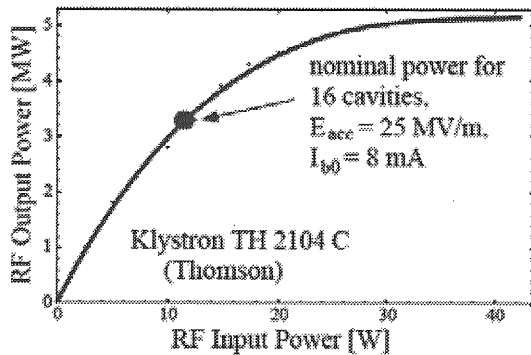


図 4.20 TH2104 の場合の動作点例。飽和点から外すことで、フィードバックをかけやすくする。

超伝導空洞にパルス電力を供給すると、Filling 時間 τ_f に従って空洞に電力が貯められる。空洞に入らなかった電力は反射され RF 電源側に戻る。超伝導空洞の Q 値は大きいのでこの立ち上がりにかかる時間は大きい。例えば TTF 空洞のパラメータを例にとると $Q_L=3.1 \times 10^6$ であるから τ_f (63%まで build-up する) は $750 \mu s$ である。ある時間経過後、ビームが On されるとビームが誘起する場と打ち消しあい、この変化に応じた波

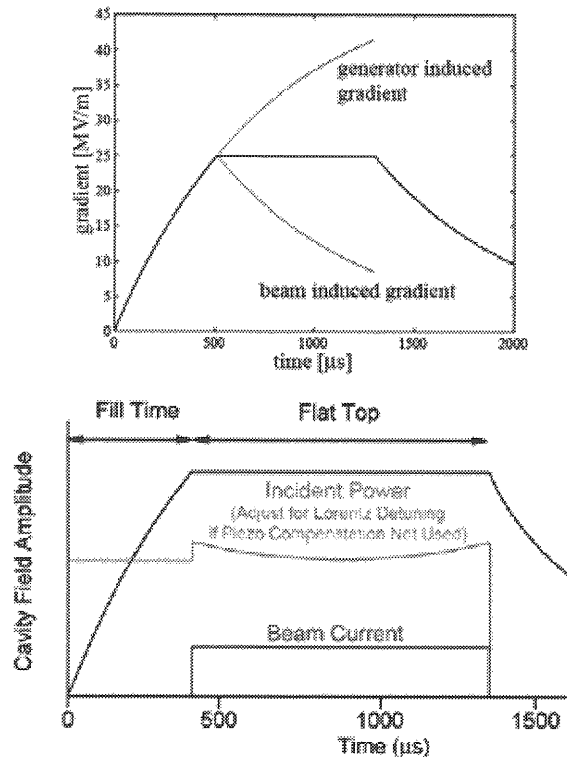


図 4.21 上図は RF の Build-up の様子を示す。ビームが On 後ビーム誘起で打ち消され結果的に平坦部となる。下図はパルス幅全体の様子を示す。

形になる。その結果として一定の電力となるように制御される(図 4.21 上図参照)。ビームが Off された後、RF パルスもオフされる。その間の、RF パルス波形内の様子は図 4.21 に示す。その後は空洞に溜まったエネルギーは高周波源に戻る。空洞の入り口付近の導波管における各部の電力波形を図 4.22.a~c に示した。図 4.22 から分かるように矩形波状のパルスマイクロ波が空洞に入射すると、空洞が定在波共振するためにパルスの立ち上がり部分と立下り部分で必ず全反射が生ずる。空洞との結合が臨界結合の場合(定常状態では導波管系と空洞の間が整合が取れている場合)は立ち上がり立下り部だけに反射がある。一方、超伝導空洞にパルス状の大電力電界が立つと Lorentz Force Detuning と呼ばれるマックスウェル応力による空洞の変形による離調や、マイクロフォニックと呼ばれる空洞の振動が励振中に見られる。これらの共振周波数のずれなど、ある程度の変化に対しても系が対応するためには、少しオーバーカップリングにした方が良い。その場合には、パルス一定の間もある程度の反射が導波管に戻る。又その分 RF 源からの電力も多く必要となる。いずれにせよ、こうした RF 源への反射

は、以下の点で電力分配系を考える上で問題である。

- 大きい反射電力が RF 源に戻ると破損する恐れがある。また、クライストロンからみた Q_L が変わり、クライストロンの動作特性を変えてしまう。
- 反射波が電力分配器に戻ったときに、アイソレーションが不十分であると、RF 源やダミーだけではなく、隣の空洞に伝播し、変動を与える。

以上のことを避けるために各空洞にサーキュレータを取り付け、空洞からの反射波を RF 源に戻さないようにする。又、各空洞間にフィードする高周波の位相を合わせるための位相器が必要である。一つのクライストロンから複数台の空洞に電力を分配するので、電力分配器が必要である。この電力分配方法に関しては、いろいろな方法が考えられる。次節では、BCD として TESLA で考えられた線形電力分配系 (Linear Power Distribution System: または TESLA 試験装置で使われたので TTF 型分配系と呼ぶ) についてふれる。

図 4.22 の a~c は電力コントロールに関する図式的な説明を示している。詳しくは LLRF の講義で示されるので簡単に触れておく。図 4.22a ではビームが無い場合の電力の制御について示した。RF 波形をモニターしているところはクライストロン出力、空洞からの反射 (又はサーキュレータの第 3 ポート)、及び空洞に蓄積される RF 波形である。ビームが無い時は前述のごとく $750\mu\text{s}$ で 63% たり、更に時間がたつと残りの電力を蓄える。ビームが無い時には過大にならないように電力を制御する必要がある。図 4.22b では Single バunchが入射された場合の、図 4.22c では Full Bunch Train が入射された場合の Power Control についての概念図が示されている。

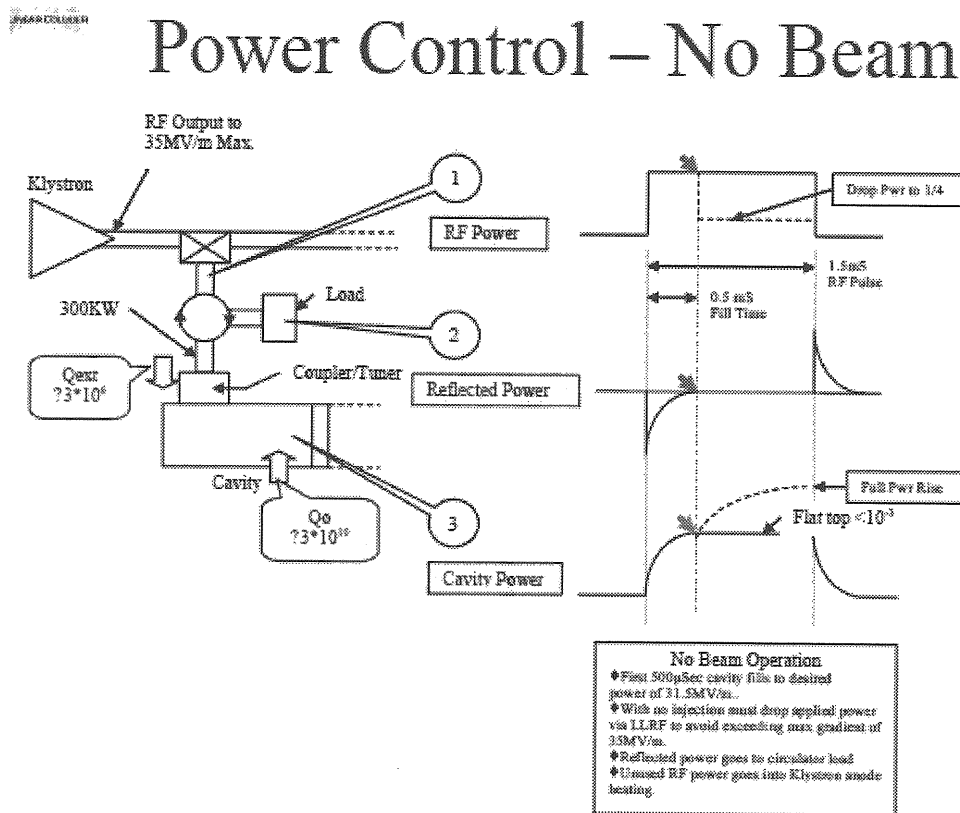


図 4.22a ビームが無い場合の電力制御の例。

Power Control- Single Bunch

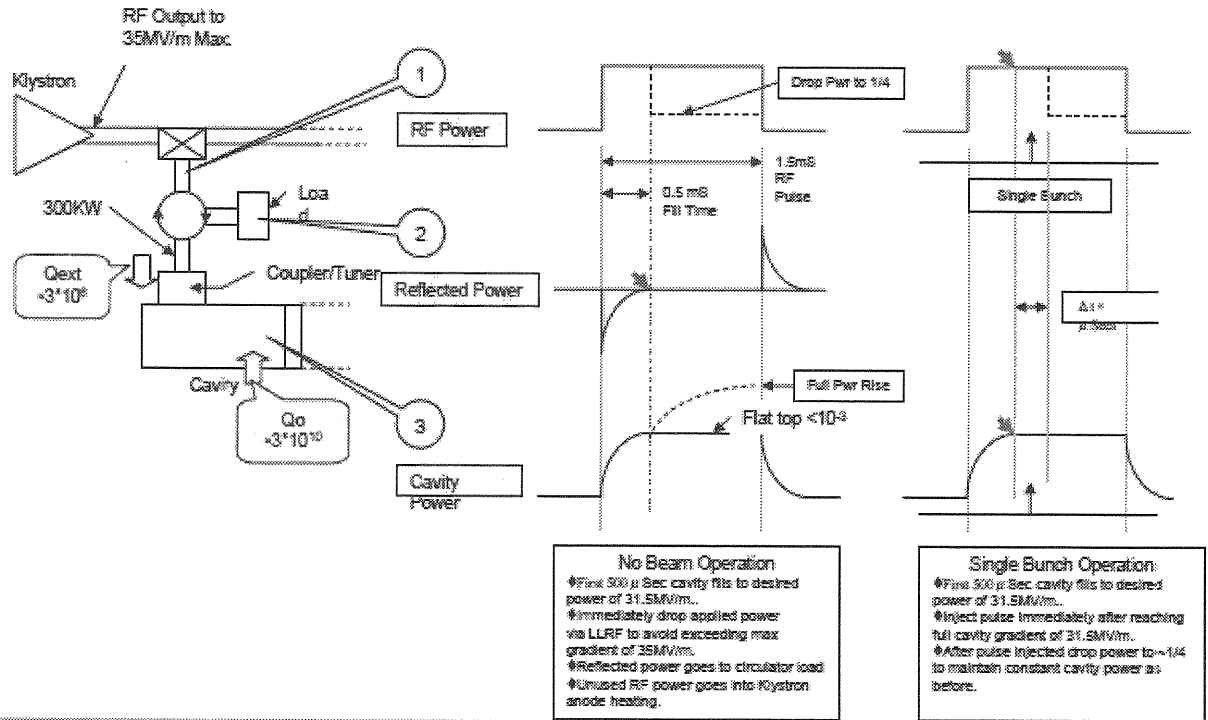


図 4.22b シングルバンチビームの場合の電力制御例

Power Control – Full Train

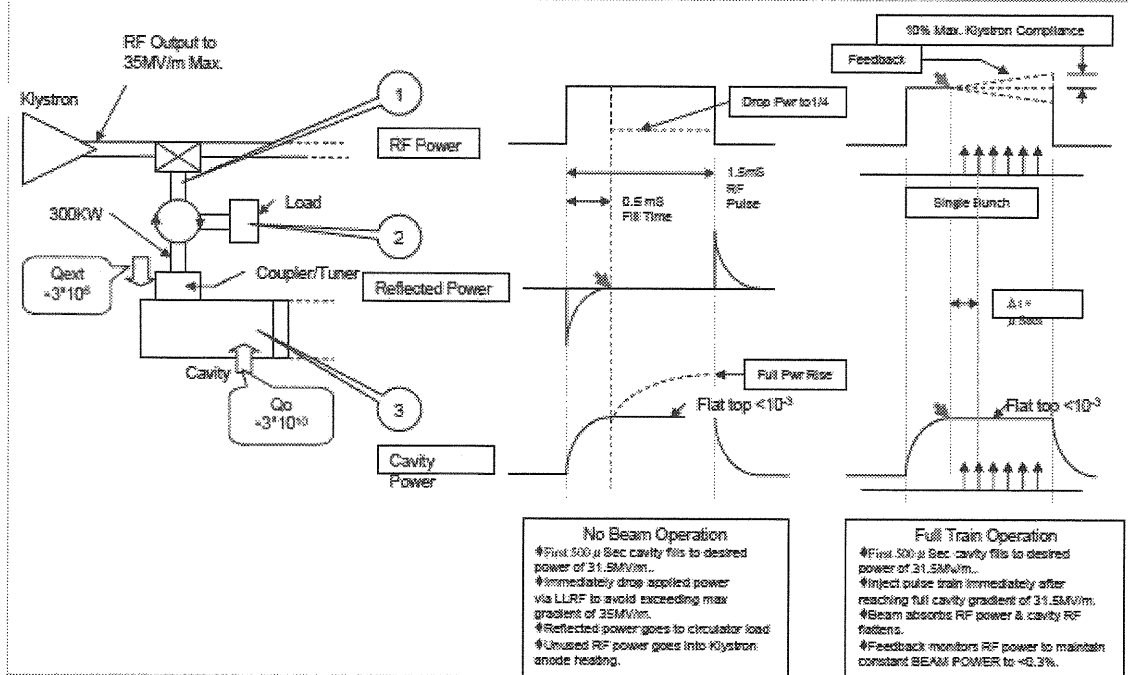


図 4.22c フルバンチトレインの場合の電力制御例

4.6.2. 線形(リニア)電力分配系 (BCD)

ILC におけるクライオモジュール周りの PDS の BCD としては、前述のとおり線形(リニア)電力分配系と称されるものである。クライストロンからの電力は2つの導波管から5MWずつ出力される。これを3つのクライオモジュールに供給するために組み直し、3本の導波管でサービストンネルからライナックトンネルへの貫通孔を通して、クライオモジュールに供給される。線形電力分配系とは、まず最初の空洞に1:7の分配比で電力を供給し、次の空洞には1:6の分配比、次は1:5と次第に分割比を小さくしていく方式である。この利点は組み立てた後の空洞のQ値がばらついて必要な電力を分配比の調整で行おうとした時にやりやすいこと、又比較的コンパクトに組上げられることが上げられる。前項で述べたとおり、BCD としては各空洞あたりサーキュレータと位相器としての3スタブチューナが取り付けられる。サーキュレータとしては特に低損失であることとアイソレーションが高いことが必要である。以下に主たる導波管コンポーネントの1.3GHzにおける仕様を示す。

サーキュレータの仕様

ピーク電力	400kW
平均電力	8kW
挿入損失@1.3GHz	0.08 dB 以下
Isolation@1.3GHz	30dB
SWR(完全反射時)	1.1

3スタブチューナの仕様

最大許容電力	2MW
インピーダンス整合範囲	(0.33-3) Zw

可変位相範囲	60度
--------	-----

電力分割器(ハイブリッド)

方向性	30dB
リターンロス	35dB
結合度	n:1(場所による)
結合度精度	0.2dB

ダミーロード

ピーク電力(3種類)	5、2、1 MW
平均電力	100、10、0.2kW
リターンロス	32-40dB
VSWR	1.05 以下
最大表面温度	-、-、50℃
最大温度上昇	30、20、-℃

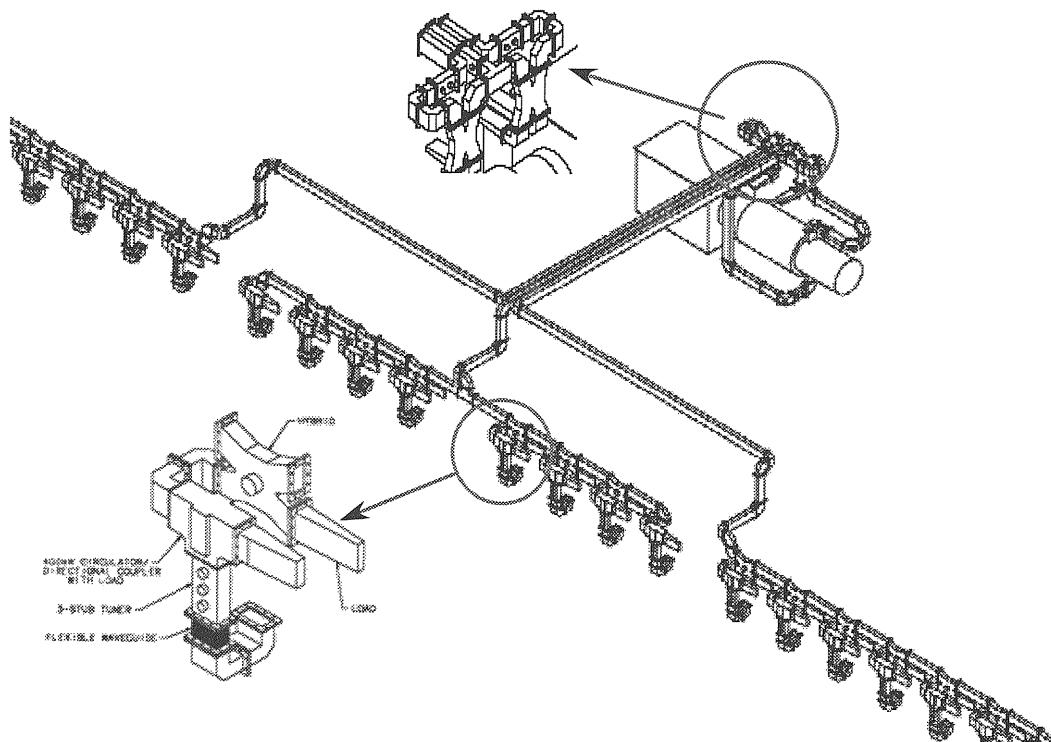


図 4.23 BCD における電力分配系。線形電力分配系又は TTF 型である。それぞれ空洞に接続されるポートはすべてクライオモジュールに測定調整して据え付けられる。現場にてクライストロンからの電力供給導波管と接続される。貫通孔を通る3本の導波管は溶接でつながられる。

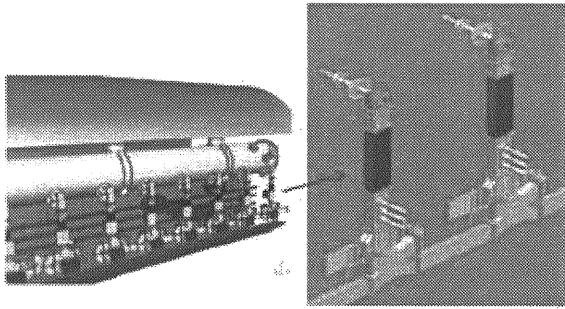


図 4.24 TESLA-TTF で提案された電力分配系

ILC における BCD 案は 2006 年夏現在、図 4.23 に示すようになってきている。一方 DESY で提案され、発表されている電力分配系を図 4.24 に示す。ILC の場合は、各クライオモジュールごとに線形電力分配系もクライオモジュールにあらかじめプリセットされ、空洞のコールド試験等でハイブリッドの分配比や位相の固定値を決めて取り付けてしまうことを考えている。ライナックトンネルでは貫通孔から降りてきた 3 系統の導波管に取り付けるだけですむように提案されている。貫通孔に関しては、現在 2 つのトンネルの間隔がサイトとして、アジアか、アメリカか、欧州かにより異なっていて、5m から 7.5m までの案がある。いずれにせよ 1 本の導波管素管より長いのでつなぐ必要があるが、ライナックトンネルからの放射線漏洩を小さくするために、貫通孔径も小さくすると、溶接でつなぐことが考えられている。フランジ接続を避けるのは、フランジでの放電等の可能性を除去し、保守上のトラブルを避けるためである。

クライストロンの 2 つの導波管から出た電力は、ハイブリッドで 2 : 1 にそれぞれ分割後、電力の少ないほうを電力合成器で足し合わせる。それぞれ 3 本の導波管が約 3.3MW となり、貫通孔に入る。2 本のまま貫通孔を通り、そこから 3 本に分配しなおす案や、1 系統から 12 台の空洞に電力を供給するという案もあるが、導波管内での放電を避けるために、早めに電力分配を行う。導波管内の雰囲気は真空ではなく、ガス雰囲気を考えている。よく用いられる SF₆ や乾燥窒素ではなく、乾燥空気を考えている。これはトンネル内でのガスの漏れ等の事故を避けるためである。ところで、ガス雰囲気中の導波管内における放電の閾値に関する明確な式等はない。周波数、CW かパルスか、パルスならばパルス幅やその他の条件で放電の起こり易さが異なる。これについては付録

の項 A.2.3 に資料等をまとめたので、これを参照されたい。クライストロンの WR650 導波管内での 5MW、パルス幅 1.5ms という定格は実は導波管内での放電の観点から言うと、ぎりぎりの値である。より安定な動作を求めるためには、5MW ラインはすべて一回り大きい WR770 の規格を使ってはどうかという案もある。この場合は電力分割が終わった後から WR650 の規格になる。なお、電力が 5MW の部分にはアークセンサーを設置して、管内の放電を観測した場合は速やかに高周波電力をオフする。これは導波管内での放電による高周波電力の全反射で、クライストロンが破損するのを防ぐためである。

2 : 1 に電力分配した後、少ないほうの電力を合成して 3.3MW にするといったが、実は 3 つのクライオモジュールがすべて要求電力が同じとは限らない。前述の通り、クライオモジュールに 8 台の超伝導空洞を設置した後、その空洞の性能により電力分配系をクライオモジュール上に調整しながらプリセットする。この段階で 3 系統の電力が同じか、ばらつくかが決まる。したがって電力分割器で若干分配比を変えられると便利である。BCD に関する現在の案では電力分割器についている結合度を定めるボタンを稼働させて、分割比を調整する案を暫定的に出している（これは J-PARC の 324MHz 電力分配系で採用されている）。これについては付録 A2.5 節を参照。この分割比を変更させると 2 つのポートの位相も変化するので、あとの合成器での位相合わせも考慮する必要がある。電力レベルを可変にするデバイスについては ACD につながる案として、いくつか提唱されている。

この節の最後として、使用するフランジについて述べる。ガス雰囲気を用いる場合の導波管のガスケットの規格としては、付録 A.2.3 にまとめられているが多くの種類がある。この中で TTF で使用されている PDR-14 (CPR650G) に対してメタルコンタクターをはさんで使用するという方法が有力であるが、まだ最終的な結論は出ていない。

4.6.3. 線形(リニア)電力分配系の問題点と代替案(ACD)

線形(リニア)電力分配系は図 4.23 や図 4.24 から分かるとおりに非常にコンパクトに無駄なく電力を分配できる利点がある。その導波管コンポーネントの主たる構成要素は 1 : n 分配ハイブリ

ッド、位相器としての3スタブチューナ、アイソレータなどからなるのは前節で見た通りである。しかしながらこの方式をそのまま ILC へ採用するかどうかなると幾つかの問題がある。この節ではその問題点を指摘し代替案のいくつかを紹介する。又ここでの議論に関する背景の基礎としては付録の導波管デバイスの議論を参考にされたい。なおここでは TESLA 試験装置で行われた線形電力分配系を TTF 型、一方 3 dB ハイブリッド等の組み合わせによる方法を TREE 型とも呼ぶのでこの呼称も用いる。

4.6.1 節で BCD の線形電力分配系の各所に於ける波形を示し、必要な機能について述べた。一方でこの分配系に関しては利点と欠点両方が指摘されている。例えば利点としては①TTF で 10 年間に渡って使われ実績がある、②近々、X-FEL 西要される予定であり、評価が出来る、③サーキュレータを使用しているが、これはクライストロンの保護という点からは申し分ない。それに対して欠点としては主にコストが高いことから区のであるが、①数少なくない可動 Knob (例えば 3 スタブチューナ等) がある、②サーキュレータ、3 スタブチューナ等高価である、③3 スタブチューナは位相だけでなく Q_L も変えてしまう、等である。

一番大きな論点はサーキュレータを省略出来るかである。これに関しては図 4.25 に示すよ

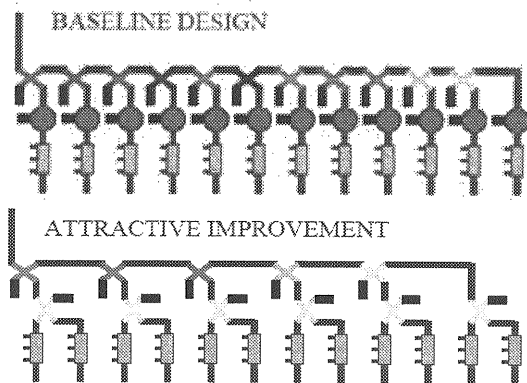


図 4.25 サーキュレータを省略するために提案されている一例

うに2層のハイブリッドの組合せと適切なWGのライン長の選択で、コストが高いサーキュレータが省略出来るという案がある。反射波に対するRF源への影響はかなり小さくなり、ほぼ問題ないし、TTF型に比べ、ハイブリッドの種類も少ない。一方隣り合った空洞間のクロストークに関し

てはいろいろな考察から各ハイブリッドが30dB以上のアイソレーションがあればよい。問題はそれを如何に製造時に保障できるかである。アイソレーションは周波数とともに鋭いDIPを示すので、少しの製造誤差で大きくアイソレーションの量が変わるからである。付録では、サーキュレータに関する位相差型とY型についての基礎も説明した。位相差型サーキュレータはTTFやSTFの5MWクライストロンTH2104を保護するために、5MWサーキュレータとして暫定的に使用されているものである。

次の問題はBCDで採用されている位相器としての3スタブチューナである。電子ライナックのバンチャー部などでは、大電力導波管位相器が使用されているが、この多くは可変短絡端とハイブリッドの組合せである。しかし、ILCでは大量に使用するので、このような高価なデバイスは用いられない。この点3スタブチューナは簡単で安価である。J-PARCの324MHz z部分のWR2300導波管系でも採用されている。このデバイスの特徴は、付録A2.7節の3スタブチューナの項から分かる通り、スタブの動きによりスミスチャート上のすべての点をカバー出来るので、位相器として使用出来るし、また結合を変える(Qを変える)ことも可能である。別の言い方をすると単独で位相だけを変えることは出来ない。一方で空洞の性能のばらつきを補正するためにQを積極的に変えたい場合もある。機能的に見ると位相だけ、Q

Adjustable Tap-Offs Using Mode Rotation

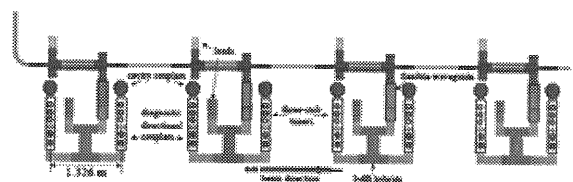
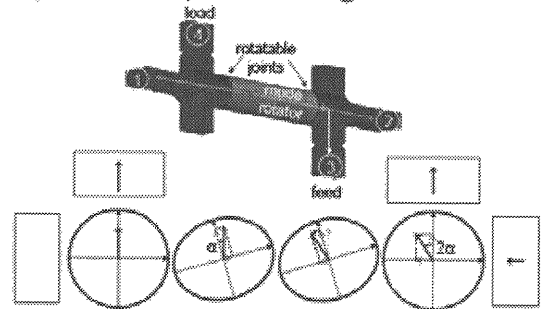


図 4.26 電力可変WGとして円偏傾を利用したもの(上図)とそのデバイスを利用して隣接した2空洞ずつ電力を可変にするアイデア。

だけを変える機能を持つものを導入したくなる。位相器としては3スタブチューナに変わって、ライン長を変える、導波管のA数法を変えて位相を変える方法が提唱されている。一方Qチューナとしての機能を持たせたものやE-Hチューナを導入しようとする案もある[37]。

超伝導空洞のばらつきを減らせない場合(歩留まりが悪くやむを得ず使用する)各空洞に必要な電力もそのつど合わせて変えたいという要求が出てくる。つまり、なんらかの形で電力の分配比を容易に変えられる機能が求められる。前述の3dBハイブリッドのボタンのチューニングを変えるのはその最もシンプルな案である。SLACは円偏波を利用した図4.26のような案を提唱している。

ILCのACDとしては、コスト的に安いこと、単純でデバイスの故障が少ないこと、1ユニットあたりのデバイス数が少ないことなどが、機能の充実化よりも優先して議論がされているが、決定案が出るまではまだまだ紆余曲折がありそうである。

5. 主ライナック以外のRF源の概略

5.1. 電子源における高周波源

電子源の構成の簡単な概略を図5.1に、それに付随するRF源を図5.2に示す。基本的にこの

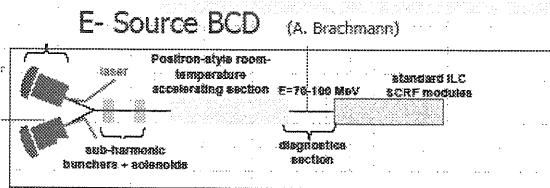


図5.1 電子源の概略。2つのRF電子銃、SHB、常電導加速器部(-100MeV)の後、超電導加速器部に入る。

電子源におけるRF源はすべて主ライナックと同じく1.3GHz系であり、員数を除いた技術的な要素はすべて今までに述べたことと同じである。主ライナックの各ユニットと異なる点としてはもし、それか一つのユニットでも故障するとILCの運転は直ちに停止してしまうので、必ずバックアップシステムを設置し、どれかが故障した場合

はすぐにバックアップと切り替えることである。この切り替えは、導波管きり換え器等で速やかに行う。

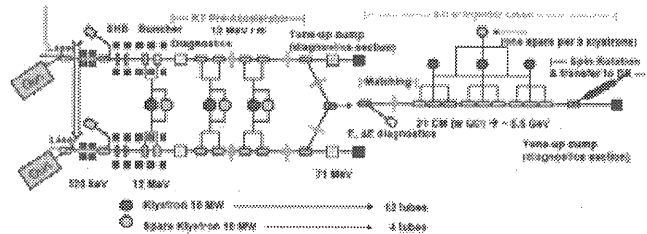


図5.2 電子源部における高周波源。赤丸は10MWクライストロンであるが、橙は同等の予備クライストロンで並列運転。切替可能。

5.2. 陽電子源における高周波源

陽電子源は電子源に比較して非常に複雑な案が現在提唱されている。これらは図5.3に、また付随するRF源を図5.4に示す。電子源と同じく、基本的にこの電子源におけるRF源はすべて主ライナックと同じく1.3GHz系であり、員数

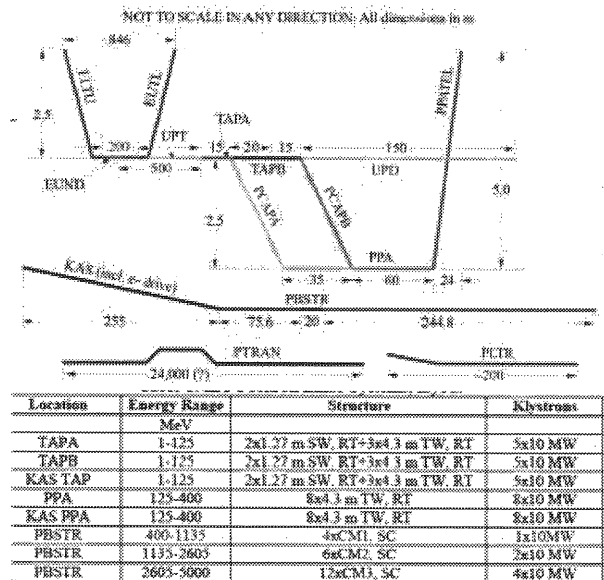


図5.3 陽電子源の概略。

を除いた技術的な要素はすべて今までに述べたことと同じである。主ライナックの各ユニットと異なる点としてはもし、どれか一つのユニットでも故障するとILCの運転は直ちに停止してしまうので、必ずバックアップシステムを設置し、ど

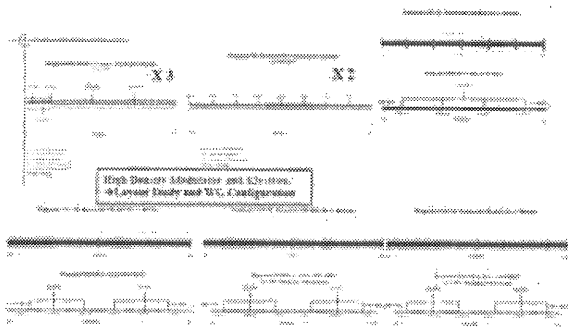


図 5.4 陽電子源における高周波源の配置図。非常に密集した電源の配置案が求められている。

れかが故障した場合はすぐにバックアップと切り替えることである。この切り替えは、導波管きり換え器等で速やかに行う。図 5.4 から分かるとおり、最初の陽電子キャプチャー部とプリ加速部はそれぞれ 15m、34m の間隔に高周波源が 5 台、8 台必要である。これは主ライナックの 36m ごとに 1 台の高周波源に比べると密集した配置になっており、トンネルの構造その他検討すべきことが多い。

5.3. RTML における高周波源

表 3.1 から分かるように RTML(リングから主ライナックへのビーム輸送系)では、電子系、陽電子系それぞれ 21 台ずつの L バンド RF 源を、3 台ずつの S バンド RF 源を使用する。用途はバンチ圧縮である。各空洞でのビームと RF の位相関係は完全なオフクレストであり、ビームローディングを補正するために RF の振幅と位相を速く変

表 5.1 ダンピングリングの空洞関係パラメータ。

		電子リング		陽電子リング×2	
周波数	MHz	650		650	
実効空洞長	m	0.23		0.23	
R/Q	Ω	89		89	
リング当たりの空洞数		32	28	32	28
加速勾配	MV/m	6.3	7.2	6.3	7.2
加速電圧	MV	1.45	1.66	1.45	1.66
Q0 (10**9)		1	0.9	1	0.9
ビーム電力	kW	109	125	53	61
Qext (10**3)		215	248	445	507
RF源数		8	7	8	7
必要電力	kW	436	500	212	243

注) 空洞が 28 個の時は 1 ステーションが故障で動かない場合。

化させる必要がある。又位相と振幅に対する精度も厳しく、位相に関しては 0.1 度以下である。又、主ライナックの L バンド系と比べるとより多くの平均電力が RF ロードに行くので仕様を変える必要がある。このように RTML では主ライナックとは異なる要求が RF に課せられている。LLRF にとって厳しい要求である。S バンド系はビームモニターのために使用される。

5.4. DR における高周波源

DR(ダンピングリング)における RF は今まで述べた L バンド周波数のパルスマイクロ波源となり、周波数が半分である 650MHz の CW マイクロ波である。2006 年夏現在検討されている DR の構成は ILC 装置の両端に DR が配置され、陽電子リングは電子雲による不安定性を避けるために 2 リング、電子は単リングという構成になっている(しかしながら、ヴァンクーヴァーのワークショップ後よりコストのかからない構成が検討され始めている)。このスキームに関するパラメータを表 5.1 に示す。各リングに対し、4 台の高周波源が設置される。電子リングの場合を見ると 1 台あたりの空洞に必要な電力は 109kW であり、クライストロンから 4 空洞に電力を供給すると 436kW が必要である。この系でもサーキュレータが必要であり、それを含めた導波管系の損失を 6%、図 4.20 で述べたように、フィードバックマージンを 10-20% 取ると、500kW 以上の電力がクライストロンに必要である。また、1 台の高周波源が故障で動作しない時でも他の 3 台が電力を増強して、凌ぐとすると 800kW 程度の電力がクライストロンから出す必要がある。以上をまとめると、650MW、CW クライストロンの定格は 800kW 以上である。KEKB では 500MHz、CW 1.2MW のクライストロンが稼動している。これを再同調して 650MHz のクライストロンを作ると、リングの高周波源が 2 台故障しても OK である。ダンピングリングにおける高周波源は下図が少ないので信頼性と保守性からすると大きいクライストロンを陽電子ダンピングリングも共通に使用すると便利である。このような方向で設計が進んでいる。

5.5. BDS における高周波源

BDS(ビーム分配系・最終収束系)では通常の意味でのマイクロ波源は使用されないためにここでは省略する。

6. まとめ

以上 ILC における RF 源に関するシステムの概略と、その設計の考え方について述べてきた。テキストの要所、要所に、2006 年夏現在は…といった書き方をしているのに気付かれたと思うが、まだ設計がまとまらず、ある意味ではこれからも新しいアイデアが盛り込まれ得る可能性がある。その意味で本稿を読んだ、RF 源に関心のある方がどんどん参加されることを期待するものである。

APPENDIX

A.1. クライストロンのパービアンズと効率

クライストロンの特性は種々のパラメータで記述されるが最も明確に特徴づける量はパービアンズである。図 A1.1 にパービアンズを中心としたグラフがある。これは横軸にパービアンズをとり縦軸に、扱うビームの電流密度をとっている。一方直線が引いてあるがこれは、空間電荷力により最初の半径 r_0 から 2 倍に広がる距離 L の比、 L/r_0 を同時にプロットしている。これは空間電荷の反発力でビームの進行方向に垂直に発散する場合（一般にユニバーサルカーブと呼ばれる発散曲線から算出している）から出している。

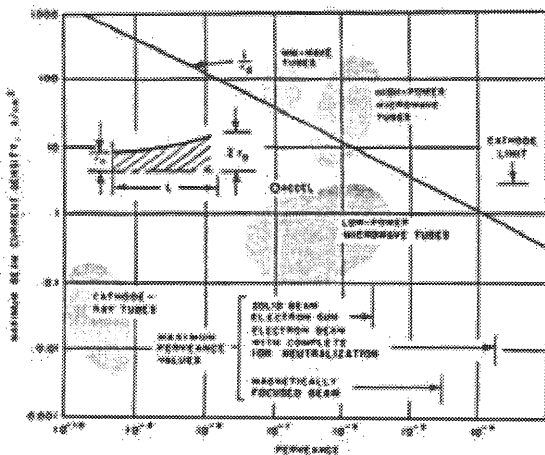


図 A1.1 パービアンズとマイクロ波管の関係

この数値を見ると 1 マイクロ・パービアンズ (10^{-6}) の時はこの L/r_0 が 10 である。すなわち最初の半径の 10 倍の距離を進むだけで空間電荷力で太さが 2 倍になってしまう。これから考えると 1 マイクロ・パービアンズという量は大きい数値であることが理解出来よう。0.1 マイクロ・パービアンズの時はこの値が 50 近くになる。r 方向への発散だけでなく、クライストロンのように z 方向（ビームの進行方向）にバンチを作りそれと電磁界の相互作用を行うデバイスでは、z 方向のバンチも同様にすぐにくずれてしまう。これはバンチが集群しづらいので効率も高いのが期待で

きないということにつながる。この関係は本文の (4-1) 式で半経験的な式を出したがこれは将に上の説明を効率の上から実証している。(4-1) 式の他にもう一つ参考のためにパービアンズとクライストロンの効率についての情報を図 A1.2 に示す。

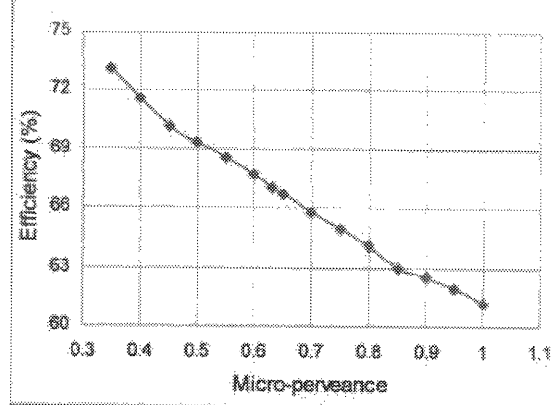


図 A1.2 実験的なクライストロンの効率とパービアンズの関係

このグラフのパービアンズは式(4-1)に比べると少し小さく出る。筆者が知っている最高の効率は 100 kW クラスであるが、 μ パービアンズが 0.5 で効率が 76% である。(4-1) 式からは 80% という値が出てくるので(4-1)に近いが、現実的経験側では A1.2 のグラフに乗る。KEK で設計中のマルチビームクライストロンの効率の見込みは上図を直線フィットしたものから算出した。

A.2 電力分配系のコンポーネント概説

A.2.1 導波管の基礎

Appendix で導波管系の基礎的なことについて補足説明を加えるが、ここでは矩形導波管に関する最小限の必要なことについて触れておく。矩形導波管の形状は図 A2.1 に示すとおりである。

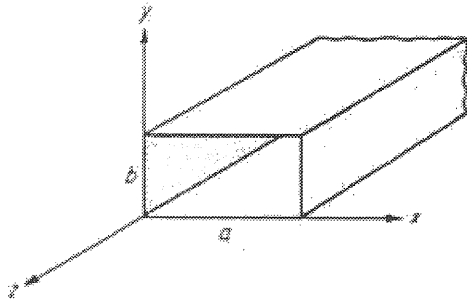


図 A2.1 矩形導波管の形状。a は導波管の幅、b は導波管の高さ寸法である。

この導波管を伝播する電磁波の最低次のモードは TE_{10} モードである。このモードの伝播の様子は図 A2.2 に示される。この管内の伝播は自由空間を伝播する波が壁 (E 面) で反射されながら伝わって行き、その合成された波作る電磁場と解する事が出来る。導波管内での波長はこのような考察から分かる通り、自由空間 λ より長い波長—管内波長 λ_g を有する。波長が長くなり半波長が導波管の a 寸法より長くなると、波は導波管内を伝

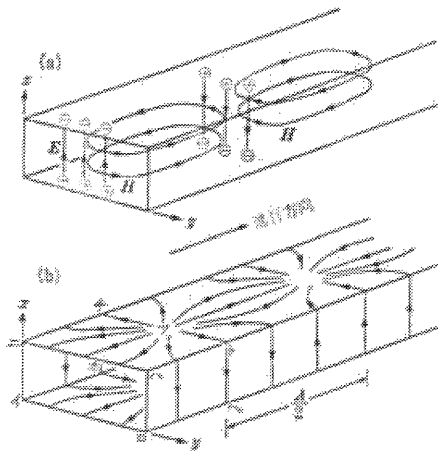


図 A2.2 導波管内の TE_{01} モードの電磁界の様子(上)と管壁を流れる電流の様子(下)。

播できない。この波長を遮断周波数 λ_c と呼ぶ。

$$\lambda_c = 2a \quad (A2-1)$$

又、これら 3 種類の波長の間には一定の関係がある。

$$\frac{1}{\lambda^2} = \frac{1}{\lambda_g^2} + \frac{1}{\lambda_c^2} \quad (A2-2)$$

又は

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (A2-3)$$

となる。通常の導波管では b 寸法は $0.5a$ を取っている。こうすると、 $\lambda_{cb} = 2b$ とすると、 $\lambda_{cb} < \lambda < \lambda_c$ の波長の場合は、 TE_{10} モードしか存在しない。このようにして決められた a 寸法と b 寸法を持った導波管の規格が多く採用されており、表 A2.1 に示してある。 TE_{10} モードの電界は図 A2.2 から想像できるように正弦波の半周期分で両端で 0 となる。即ち、

$$E_y = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j\beta z} \quad (A2-4)$$

ただし β は伝播定数で $\beta = 2\pi/\lambda_g$ である。

A.2.2 導波管の規格

ここでは矩形導波管の規格について説明をする。一般に導波管の規格は日本では JIS(日本工業標準規格)である WRJ-(XX)という表記や CES(電子機械工業規格)である JIS C(XXX)が普通である。しかしながらここで扱う周波数は 2.6 GHz 以上の高い周波数のみ扱っている。最近の加速器応用においてはその使用周波数がどんどん低くなり、この JIS 規格から外れた範囲を使用することが多い。その端的な例が J-PARC で使用されている 324 MHz である。おそらく矩形導波管を使用している中では、世界で一番とっていいほど低い周波数である。ここで使用されている導波管は WR-2300 と称されているがこれは海外の規格であり、且つ規格内の最低周波数帯のものである。ILC で使用する 1.3 GHz の周波数に関して使用される適切な導波管は WR-770 と WR-650 である。これらの呼称は EIA 規格(旧 RETMA 規格)に従い WR-(XX)と称する分類である。そのほかに IEC 規格(対応する日本の規格は CES 規格)というものがありここで付く周波数に対応する数字は 10^8 Hz を単位として示していている場合によ

表 A2.1 主として波長の長いほうの導波管の一覧表（呼称、寸法など）

ICE R○	EIA WR○	JIS WRJ	周波数 範囲	内寸A mm)	内寸 B(mm)	公差 mm)	$(\lambda/\lambda) \cdot$ P _{max} MW)
3	2300		0.32-0.49	584.20	292.10		256
4	2100		0.35-0.53	533.40	266.70		213
5	1800		0.41-0.62	457.20	228.60		157
6	1500		0.49-0.75	381.00	190.50		109
8	1150		0.64-0.98	292.10	146.05		64.0
9	975		0.76-1.15	247.65	123.82		46.0
12	770		0.96-1.46	195.58	97.79		28.7
14	650		1.14-1.73	165.10	82.55	0.330	20.4
18	510		1.45-2.20	129.54	64.77	0.260	12.6
22	430	2	1.72-2.61	109.22	54.61	0.220	8.95
26	340		2.17-3.30	86.36	43.18	0.170	5.59
32	284	3	2.60-3.95	72.14	34.04	0.140	3.68
40	229	4	3.22-4.90	58.17	29.08	0.120	2.54
48	187	5	3.94-5.99	47.55	22.149	0.095	1.58
58	159	6	4.64-7.05	40.39	20.193	0.081	1.22

っては便利な場合がある。この IEC 規格によれば、例えば 1.4GHz 帯であれば IEC-R14 というような表記の仕方をする。整理すると本稿で関連する 1.3GHz に使用される可能性のある導波管は WR-770 又は IEC-R12、それと 1 段サイズが落ちた WR-650 又は IEC-R14 という導波管になる。ちなみにダンピングリングで使用される 650MHz の周波数の場合の適合導波管は WR-1500 又は IEC-R6 である。

通常、ある周波数帯を選ぶとそれに適合した導波管を市場から調達すれば済むが、世間で一般的でない場合は導波管の素管を作る段階から始めなければならない。それは引き抜きや押し出しといった型を作って製作する場合もあれば、板を張り合わせて作る場合もあるが、いずれにせよ重要なのは導波管の規格に従うことである。重要なのはサイズと適合周波数帯、導波管の許容寸法公差、減衰率、及び次節で述べる適合フランジの型とサイズである。ここでは主に低い周波数帯を中心に導波管の規格と寸法公差の一覧表を表 A2.1 に示す [27]。

導波管の公差に関しては製造法によりばらつきがあり、また不必要に公差を上げると価格に大きく効くので用途によって適切な公差を選択する必要がある。表 A2.1 における導波管に対して EIA 規格は一般に低い周波数の導波管に対し

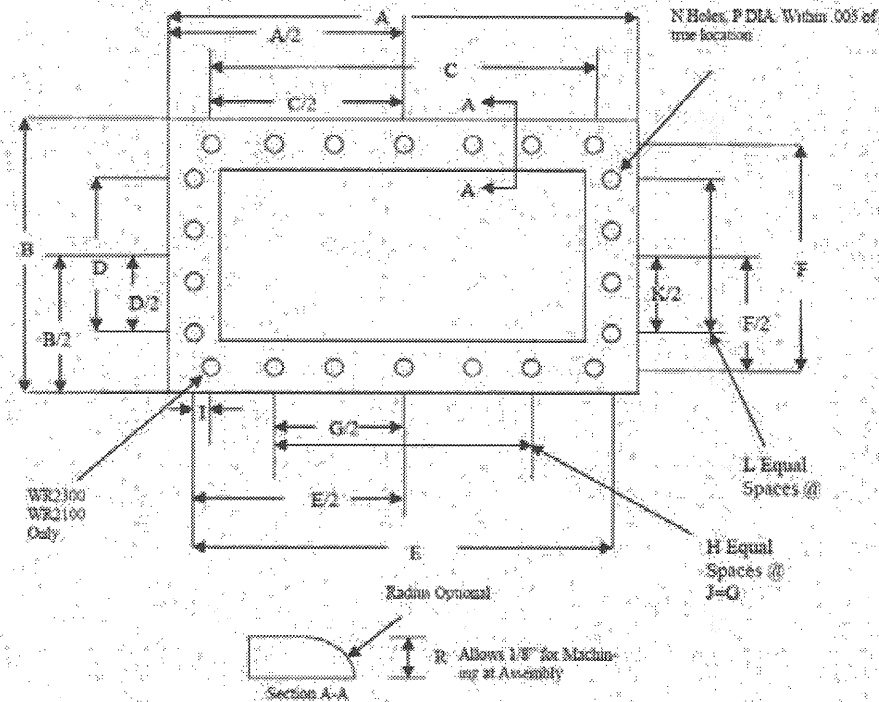
て非常に厳しい公差を指定しており、用途によっては現実的でない。参考までに JIS 規格で見ると内径公差は厳しいほうから 0 級、1 級、2 級と 3 段階の格差に分かれている。その使用目的は 0 級が測定器用と高精度を要求しており、1 級は広帯域通信用としてエコー歪を減らすよう接合部での導波管の食い違いによる反射を、VSWR<1.01 以下という要求を満たすようになっている。2 級が一般測定用でレーダーや PTM などで使用でき、VSWR<1.03 以内を確保するように決めている。これと対応すると周波数が低い導波管では EIA 規格の許容公差は 0 級に相当し、実際に導波管の製作に当たったの仕様を決める際はこの辺の使用用途を考えて決めるべきである [28]。

A.2.3 フランジの規格

次に導波管の規格に続いてフランジの規格について述べる。ここでも前節と同様に比較的周波数が低い場合を想定して述べる。周波数が低い場合は内部雰囲気として真空で使用することは稀である。理由としては大型導波管を真空に引くと大気圧により大きく変形し、管内の波長が異なり規格から与えられる量が得られないとか、導波管の管壁の厚さを大きく取らなければならないといったことがある。同時に真空中で使用しなければならないほどの大電力を扱うことも多くな

表 A2.2 主に周波数が低いほうのフランジの寸法。A~R は下図参照。

	WR2300	WR2100	WR1800	WR1500	WR1150	WR975	WR770	WR650
A	676.28	625.48	546.10	469.90	381.00	336.55	284.94	220.65
B	384.18	358.78	317.50	279.40	234.95	212.85	187.45	138.10
C	594.23	543.43	467.23	390.91	302.01	254.25	202.18	171.70
D	302.13	276.73	238.63	200.41	155.96	130.30	104.39	89.15
E	647.70	596.90	508.00	431.80	342.90	298.45	246.38	200.00
F	355.60	330.20	279.40	241.30	196.85	174.63	148.59	117.40
G	509.55	464.24	406.40	355.60	245.00	203.20	203.20	120.60
H	9	7	8	7	5	4	4	2
I	12.421	11.151						
J	56.62	66.32	50.80	50.80	50.80	50.80	50.80	60.30
K	236.27	198.12	230.20	152.40	147.68	152.40	50.80	63.45
L	5	3	5	3	3	3	1	1
M	47.24	66.04	46.05	50.80	49.23	50.80	50.80	63.45
N	36	28	30	24	20	18	14	10
P	13.49	13.49	10.31	10.31	10.31	10.31	10.31	8.26
R	19.05	19.05	15.88	15.88	15.88	15.88	12.70	12.70



いとか、真空で使用するには排気量が大きくなりポンプ系に負担がかかるといったことがある。従って導波管内での放電が問題になる時は SF₆ ガス（現在は環境への悪影響からこのガスの使用は禁止の方向に向かっている）とかのガスを加圧して使用することが多い（次節参照）。但し加圧圧力が高い場合は導波管の変形を考慮し導波管の管壁の厚さを厚くする必要がある。いずれにせよ、

本節では内部雰囲気が非真空の場合におけるフランジの規格について述べる。

導波管同士を接続するためには導波管に直角に口付け又は半田付けされたフランジを介して行うが、この導波管フランジの役割としては単に機械的に導波管を接続するだけでなく、いくつかの要素を満足する必要がある。（1）フランジ接続面での反射を出来るだけ小さくする。（2）接続面での電力損失を出来るだけ小さくする。

(3) 接続面からの電磁波漏洩を極力小さくする。
 (4) 大電力の伝送の際にはそこでの火花放電が生じないようにする。特にフランジ間の一様な密着度が保持されなければならない。(5) 接合面での機械的結合強度が大きいこと。(6) 導波管内部と外気間で気圧的な差があるときは気密度を保てるようにする。以上のような要求を満足しなければならない。(1)～(4)を満足するためには場合によっては特殊なガスケットを挟み込んで使用することもある。真空フランジに関しては一般的な規格に沿ったものは無く、場合、場合により使用者が設計したりしている。非真空フランジでは大きく分けて 3 種類のフランジがある。(イ)バットフランジ又はフラットフランジ、(ロ)気密バットフランジ、(ハ) チョークフランジ(非機密型と気密型がある)の 3 種類である。それらの規格に関してはやはり導波管規格と同様に日本で通用する JIS 規格や海外の EIA 規格等幾つかあり複雑である。

日本では日本電子機械工業会規格が方形導波管フランジの規格を定めている。それは 0.3GHz～30GHz に適応され、その型名は 4 つの文字の組み合わせからなる。

F	C	B	R100
			使用導波管記号又は番号
			WRI-100
		フランジ形式：B 型	
	構造：この場合はチョーク機密型		

EIAJ 導波管フランジ

と示される。第二文字に関してはフランジ構造を表し、U(非気密型：ガスケット溝なし)、P(気密型、ガスケット溝あり)、C(チョーク気密型)を示す。第三文字はフランジ形式を表し、A(丸型)、B(正方形)、D(矩形の WRI-3～12)、D(矩形の WRI-14 以上)となっており、E は D と同じ範囲で H 面側のボルト穴が一つのものである。チョークフランジに関しては広帯域特性に問題があるためにわが国ではレーダー以外にはあまり用い

られないが、米国規格として例えば UG-54A/U といった指定の仕方をする。これは、MIL 規格に準ずる呼び方であるがこれについては詳細を省略する。

より広く世界的に使用され、便利なのは、EIA 規格による次の表記法である。これは

C	P	R	650	F
				溝のある (G) 無し (F)
			使用導波管記号又は番号	
			WR-650	
		フランジ形式：R 型は矩形		
	構造：気密型かどうか：P は気密型			
コネクターは C				

のような形式で示される。従って本稿で該当する 1.3GHz、L バンドの場合で WR-650 導波管を用いる場合には、このフランジ形式としては、気密型で、矩形フランジ且つ O リング溝がある場合には CPR-650G となり、O リング溝が無い場合には CPR-650F となる。フランジの規格について表 A2.2 に示す。又寸法は、表 A2.2 の中の図を参照 [30][31]。

フランジの組み合わせ方式としては、① CPR650F + CPR650F、② CPR650F + CPR650G、③ CPR650G + CPR650G の 3 種類がある。①の場合は RF のコンタクトに不安が残り RF コネクターを挿入するほうがより安全である。②の場合は半分のサイズの O リング溝を使用し、③の場合はフルサイズの O リング溝を使用する。この場合も DESY-TTF のようにメタルの平面 RF コネクターを挿入する場合がある。なお、DESY ではこのフランジの規格を PDR-14 と呼ぶ場合があるが、これは IEC 規格で呼んでいるもので、最初の文字 P は Pressurize(ガス加圧)を、D は方形フランジ形式であり R14 が ICE 規格での導波管を示し(表 A2.1 参照)、実際的な形状は CPR650 と同じである。

A.2.4 導波管内での放電限界
(非真空雰囲気の場合)

一般に導波管内の使用雰囲気は真空雰囲気と非真空雰囲気に分けられる。前者は主に短パルス(パルス幅にして数 μ 秒~数十 μ 秒)で 10MW 以上の大電力の場合に、後者は長パルス幅か CW の運転モードで数 MW クラスの場合に使用される。また使用周波数が低く、導波管が大型の場合にも非真空雰囲気で使用される。ここではこの非真空雰囲気という使用条件での導波管内での放電限界について述べる。

表 A2.1 の最右列に $(\lambda_g/\lambda) \cdot P_{max}$ の表示がある。これは以下の数値を与えている[27]。E 面のピーク電圧を V (V)、その時の電力を P (W) とすると (a(cm)は導波管の幅、b(cm)は導波管の高さとして)

$$\frac{V^2}{P} = 1508 \frac{b}{a} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (A2-5)$$

これは、

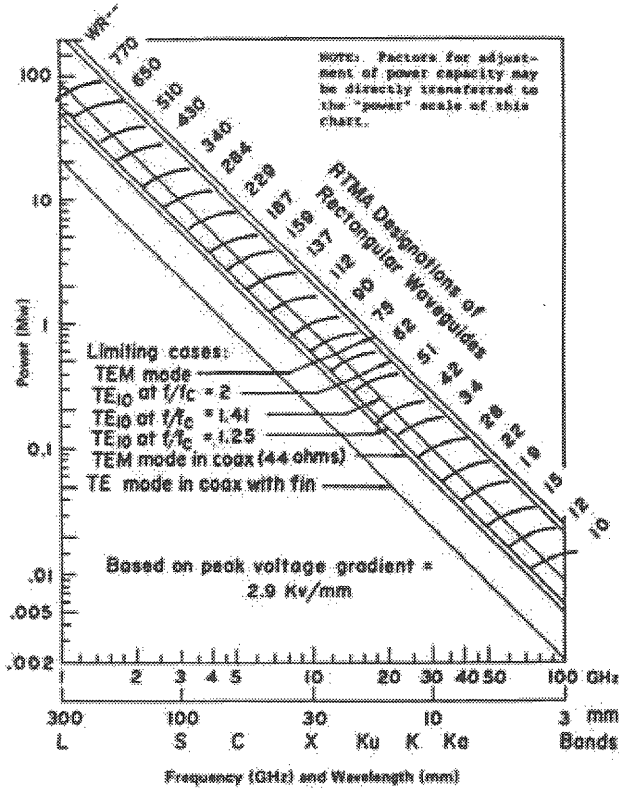


図 A2.3 導波管におけるパルス電力の透過能力 (管内雰囲気は空気の場合)。[31]より転載。

$$P = \frac{1}{2} \frac{1}{Z_0} \int_S |E_y|^2 dS \quad (A2-6)$$

$$= \frac{ab}{4} \frac{1}{Z_0} \sqrt{1 - \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2} E_0^2.$$

(但し、A2.4式を代入している。ここで Z_0 は真空の特性インピーダンスで 377 オームである) において $E_0=V/b$ として求めたものである。空気中の放電限界電界を 30kV/cm とすると電圧は $V=30000b$ となりこれを代入して最大の電力 P_m (MW)は

$$P_m = 0.5968ab \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (A2-7)$$

となる。不整合で反射がある場合も考慮して安全因子 4 を通常見込むと

$$P_m = 0.1492ab \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (A2-8)$$

となる。これを変形すると、 $(\lambda_g/\lambda) \cdot P_{max}$ が 0.1492ab となり、これを表で示している。よく使用されるガイドラインとして、図 A2.3 に Chart

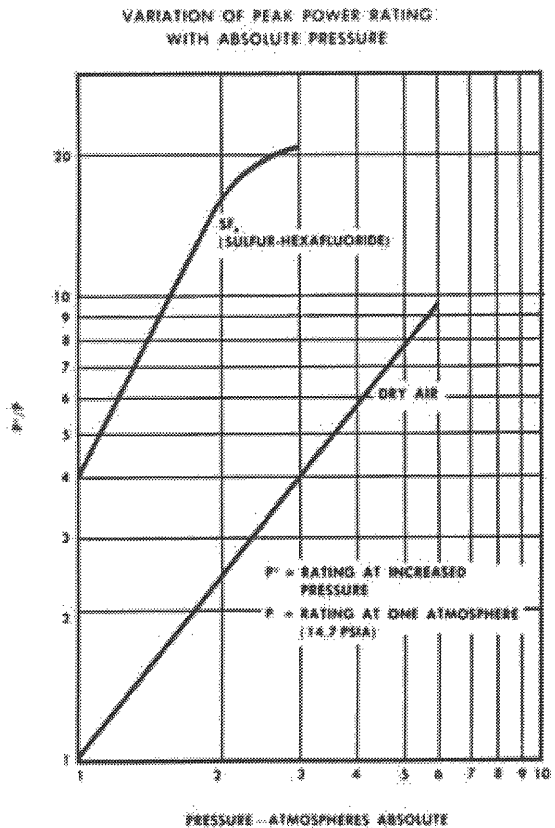


図 A2.4 導波管内にガス加圧をした場合の耐圧の向上因子。[31]より転載。

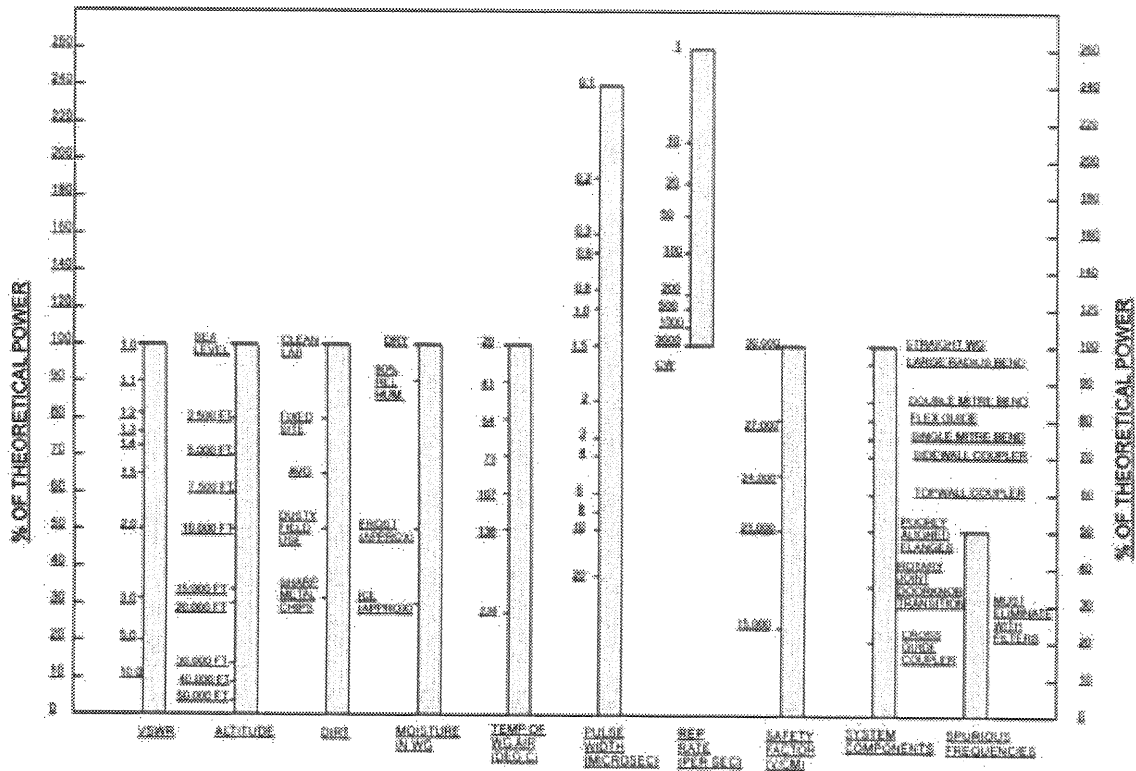


図 A2.5 導波管内の耐圧に関する透減因子。該当する項目の透減因子を出してその積を取ると全体の透減因子が求まる[32]。

of Pulse-Power Capacity of Waveguide を示す [31]。ここでは λ/λ_g の代わりに f/f_c がガイドラインになっているのと、係数は (A2.7) 式の 0.5968 であるのに注意したい。

放電限界に関しては、いろいろな要素が働くために一義的に表 A2.1 や図 A2.3 で判断できない。例えばパルス幅一つとっても、数 μs と数 ms では放電限界は電圧で一桁は異なる。その他種々の因子が考えられるが、耐圧を上げるためには加圧するのが効果的である。このガス加圧による耐圧の上昇因子は、図 A2.4 に示した。この図からわかるように SF_6 ガスに置換しただけで導波管内の耐圧は 4 倍に上昇することが期待され、耐圧向上に大きく寄与する。これは乾燥空気を 3 気圧入れたのと同等で効果である。しかしながら現在は SF_6 ガスは地球環境問題のために使用を抑制する方向であり、もしこれを使用する場合にはこのガスの回収装置を準備する必要がある。

耐圧に対する透減因子は多くあり、パルス幅や繰返しが増えたり、ガスの湿気やダストの影響な

ど多くが耐圧を減少させる。これに関する一つのガイドラインを図 A2.5 に示した[32]。

図 A2.5 はあくまで目安を与えるものである。パルス幅などでこの図中に該当しない部分もある。がこの目安から出発し、各透減因子の要因を解消しながら耐圧向上に努めると機器を壊さずに試験が進められる。

A.2.5 ハイブリッド(電力分割器)

導波管コンポーネントを議論する場合は行列形式で議論すると便利なが多い。その中でも良く使用されるのは S マトリクスと呼ばれるものである。一般にマイクロ波伝送回路では電圧電流よりも入射波と反射波という量 (例えば電圧の入射波と反射波) で示した方が解りやすい。それは VSWR や反射係数といったマイクロ波回路で測定しやすい量と直接に結びつくからである。これらの入射波、反射波はいずれも振幅及び位相を持つ複素数であり、入射横電界、反射横電界に比例する量とする。またそれらはそれぞれ電力に正規化されていると便利である。即ちポート m において、 $(1/2)a_m a_m^* = (1/2) |a_m|^2$ はポート m での

入射電力を表し、 $(1/2)b_m b_m^* = (1/2) |b_m|^2$ はポート m での反射電力を表すものとする。

I ポートにおける入射波を a_i 、反射波を b_i と書いた時の行列形式の表現

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (\text{A2-9})$$

を散乱マトリックス又は S マトリックスという。

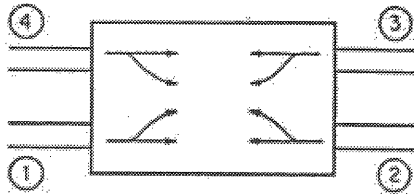


図 A2.6 ハイブリッドの模式図

図 A2.6 のような 4 端子回路を考える。ポート①から入射した電力はポート②と③に出るが④には出ない。又①への反射が 0 であるとする。同じくポート②から入射した電力もポート①と④からのみ出てポート③には出ない。これから $S_{11}=S_{22}=0$ $S_{14}=S_{23}=0$ となる。散乱行列はユニタリでなければならないのでこれから、 $S_{33}=S_{44}=0$ $S_{32}=S_{41}=0$ もでてくるので

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2-10})$$

又、ユニタリ性と複素共役行列の積が単位行列になる関係等を用いると [33]、 $|S_{13}| = |S_{24}|$ 、 $|S_{12}| = |S_{34}|$ 、および

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \quad (\text{A2-11})$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{34}|^2 = 1 \quad (\text{A2-12})$$

となる。一般に S_{ij} は複素数であるがポートでの基準面を適当に選び位相を調整すれば、 S_{12} を実数 (C_1 とする) に、 S_{13} を純虚数 (jC_2 とする) に取ることが出来る [33]。この時

$$|C_1|^2 + |C_2|^2 = 1 \quad (\text{A2-13})$$

となる。これらをまとめると S マトリックスは

$$(S) = \begin{bmatrix} 0 & C_1 & jC_2 & 0 \\ C_1 & 0 & 0 & jC_2 \\ jC_2 & 0 & 0 & C_1 \\ 0 & jC_2 & C_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2-14})$$

となる。もし C_1 と C_2 を $1/\sqrt{2}$ とすれば 3 dB 電力分轄器になる。

方向性結合器のパラメータとしては結合度 (Coupling) C

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = 10 \log \frac{P_i}{P_f} \quad (\text{A2-15})$$

方向性 (Directivity) D

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 10 \log \frac{P_f}{P_b} \quad (\text{A2-16})$$

が重要である。上式の表記ではポート①の入力を P_i とし、ポート③に出る出力を P_f としている。本来出ない筈のポート④からの電力を P_b としている。実際にはこの方向性 D が、ILC においてサーキュレータを省略した場合に問題となる。反射による空洞間のクロストークが無視できるためには 30 dB 以上が必要とされている。

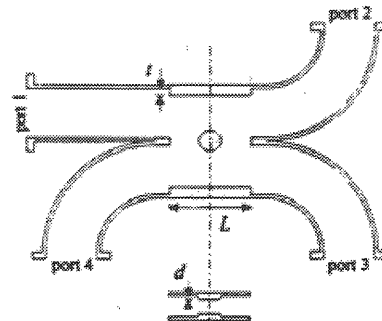


図 A2.7 ハイブリッドの形状と設計上の調整パラメータ

実際のハイブリッドは図 A2.7 のように結合孔の大きさ L 、結合孔部分の幅 (ここでは土手の高さ t)、及びボタンの挿入長 d 等が調整パラメータでありこれを適当に選んでハイブリッドの設計を行う。ボタンの挿入長を変えることにより結合度をわずかに変えることが出来る。その様子を図 A2.8 に示す。この場合 3 dB の分割比が 3.6 dB から 2.6 dB まで変えることが出来た。その間の他のパラメータの変化としては、ロスが 0.1 dB、

アイソレーション(～方向性)が 30 dB→20 dB となった。これらが許容できればボタンの挿入長を電力可変 Knob として使用することが出来る。実際 J-PARC の 324MHz 電力分配系ではこの方法を採用している。

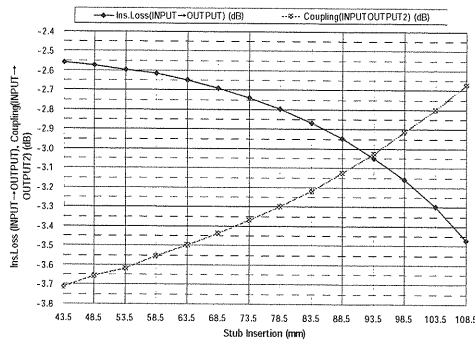


図 A2.8 ハイブリッドのボタンの挿入長を変化させることで電力の分轄比が変わる例。

BCD の TTF 型電力分配系では、3dB ハイブリッド以外にも 1:3 (4.7dB ハイブリッド)、1:4 (6 dB ハイブリッド) が必要である。これらを共通部分と可変部分に分け、製造しやすくしようという試みがなされている。この一例を紹介する。

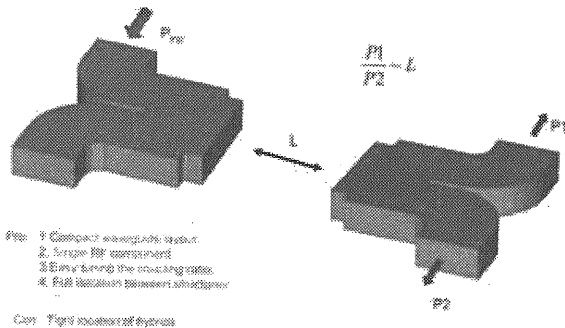


図 A2.9 ハイブリッドの分割比の可変性。

図 A2.9 にその基本概念を示す。電力分割部分は共通にし、その配分比は間の直線部の長さ L を変えて得るようにする。矢印は電力の伝わる向きである。HFSS による計算により分割比は図 A2.10 のように変えられる。赤い直線が 1.3GHz のところである。S13、S14 は L の変化により適切に分割比が変化しているのが解る。一方、S12 の計算値から、Isolation (又は方向性)は L の長さにより大きくは変化せず、鋭い Dip を 1.3GHz

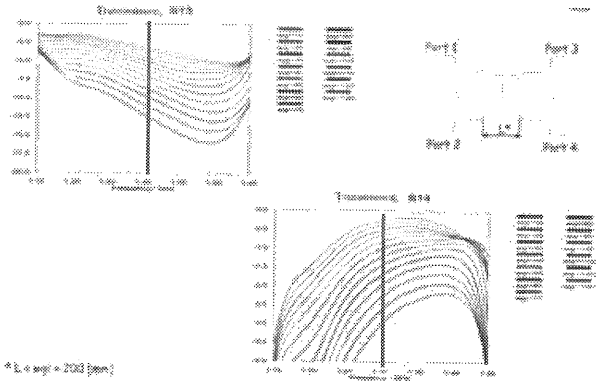


図 A2.10 L を変えた時の S13 と S14 の計算値。電力の分配比が変化していることが解る。

付近に作っている。これからハイブリッドとしての機能は満足していることがわかる。

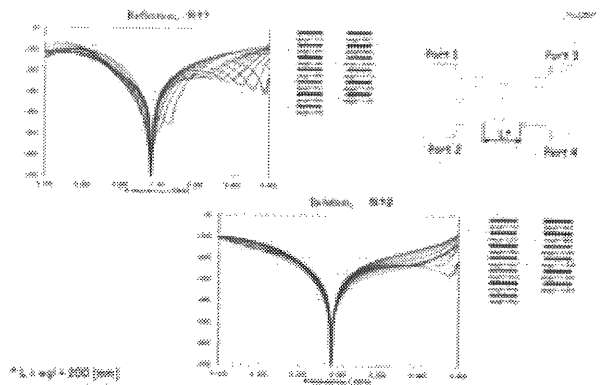


図 A2.11 L を変えた時の S11(左上)と S12(右下)。

A.2.. 6 サークュレータ

アイソレータやサーキュレータは進行方向には大きな減衰が無く電力が透過するが、逆方向の伝播に対しては大きな減衰を与える非可逆素子である。図 A2.12 に非可逆素子の代表的なものを示したが、ここでは関心のあるサーキュレータについて考える。今例えば①に信号発生器を取り付け、他の開口口を終端すると、信号は破線のごとく②へ行くが③には行かない。同じく②に信号

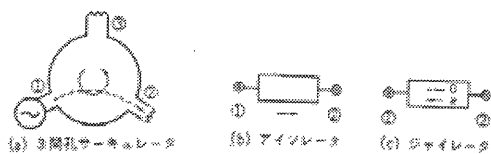


図 A2.12 非可逆回路の例. [36]より転載。

源があると③には伝搬するが①には行かない。このように①→②→③→①と循環する回路をサーキュレータという。一方この逆方向には伝搬しないのでこのような回路を非可逆回路と呼ぶ。

これらは一般にフェライト等を含む回路に直流磁界を加えて得られる。従ってフェライトの高周波電磁界内での性質について理解することが重要である。ここでは原理について簡単に触れる[33][34]。

図 A2.13 にあるように定常磁界 \mathbf{H}_0 中にスピンの角運動量 \mathbf{J} があるとす。磁界はスピンの磁気モーメント \mathbf{M} にトルク \mathbf{T} を働かせ、角運動量 $\mathbf{T} = d\mathbf{J}/dt$ を保ちながらスピンの向きを磁界に揃えようとする。スピンも角運動量を持っているから結局歳差運動を始める。磁化 \mathbf{M} は角運動量 \mathbf{J} と磁気回転比と呼ばれる定数 γ により、 $\mathbf{M} = \gamma \mathbf{J}$ という関係にある。磁界 \mathbf{H} のために \mathbf{M} に働くトルク \mathbf{T} は $\mu_0 \mathbf{H}$ と \mathbf{M} のベクトル積になる。これらをまとめると

$$\frac{1}{\gamma} \frac{d\mathbf{M}}{dt} = \mu_0 \mathbf{M} \times \mathbf{H} \quad (\text{A2-17})$$

\mathbf{M} が時間因子 $\exp(j\omega t)$ を持つとすると

$$\mathbf{M} = \frac{\mu_0 \gamma}{j\omega} \mathbf{M} \times \mathbf{H} \quad (\text{A2-18})$$

となりこれを解くと今考えているスピンの集合からなるモデルの磁化率が出てくる。これを解くに当たって磁界 \mathbf{H} は z 方向に向いた大きい一定外場 \mathbf{H}_0 と、それに重畳した z に垂直な小さい高周波磁界ベクトルを考える。 \mathbf{M} もこれに追従し、 z 方向の大きい成分 \mathbf{M}_0 と小さい成分になるとする。そうすると

$$\mathbf{H} = (\mathbf{e}_x H_x + \mathbf{e}_y H_y) e^{j\omega t} + \mathbf{e}_z H_0 \quad (\text{A2-19})$$

$$\mathbf{M} = (\mathbf{e}_x M_x + \mathbf{e}_y M_y) e^{j\omega t} + \mathbf{e}_z M_0 \quad (\text{A2-20})$$

これらを (A2-18) 式に代入すると

$$M_x = \frac{\omega_0 \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2} H_x + j \frac{\omega \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2} H_y \quad (\text{A2-21})$$

$$M_y = -j \frac{\omega \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2} H_x + \frac{\omega_0 \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2} H_y \quad (\text{A2-22})$$

となる。但し $\omega_0 = -\mu_0 \gamma H_0$ 、 $\omega_M = -\mu_0 \gamma M_0$ である。透磁率の定義式

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} = \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M})$$

$$B_x = \mu_0 (H_x + M_x) \quad (\text{A2-23})$$

$$B_y = \mu_0 (H_y + M_y)$$

に適用すると

$$B_x = \mu H_x - j\kappa H_y$$

$$(\text{A2-24})$$

$$B_y = j\kappa H_x + \mu H_y$$

但し

$$\mu = \mu_0 \left(1 + \frac{\omega_0 \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2} \right)$$

$$(\text{A2-25})$$

$$\kappa = -\mu_0 \frac{\omega \omega_M}{\omega_0^2 - \omega^2}$$

である。

図 A2.13 双極子の歳差運動[34]。

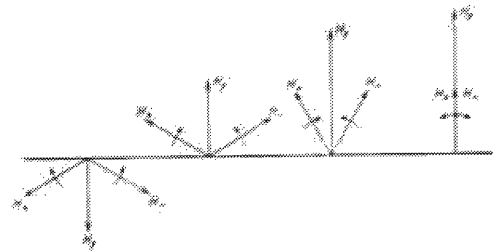
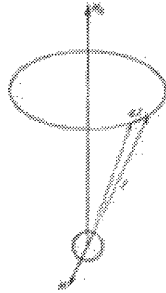


図 A2.14 円偏波の合成[34]。

次にフェライト中での偏波の回転について見てみる。任意の方向に向いた普通の直線偏波のベクトルは、二つの互いに反対方向に回転する等しい大きさの円偏波が重畳したものとして表すことが出来る。図 A2.14 はいろいろな位相の瞬間におけるこの重畳の様子を示している。円偏波が進む時は電磁界ベクトルは進行方向のは面の中で次々連続的に方向を回転している。 z 軸方向に進む時計回りのベクトルを $+$ で示すと H^+_y は H^+_x と大きさは等しく位相的には $\pi/2\text{rad}$ 遅れている。半時計回りに回る H^- ベクトルでは逆に $\pi/2\text{rad}$ 進んでいる。従って $+$ の回転する各々のベクトルに対して

$$H_x^+ = e^{j\pi/2} H_y^+ = jH_y^+$$

$$(\text{A2-26})$$

$$H_x^- = e^{-j\pi/2} H_y^- = -jH_y^-$$

となり、負の z 方向に進む波については同様に

$$\begin{aligned} H_x^+ &= e^{-j\pi/2} H_y^+ = -jH_y^+ \\ H_x^- &= e^{j\pi/2} H_y^- = jH_y^- \end{aligned} \quad (\text{A2-27})$$

となる。その結果 (A2-24) 式から

$$B_x^+ = (\mu - \kappa) H_x^+ \quad (\text{A2-28})$$

$$B_y^+ = (\mu - \kappa) H_y^+$$

$$B_x^- = (\mu + \kappa) H_x^- \quad (\text{A2-29})$$

$$B_y^- = (\mu + \kappa) H_y^-$$

が得られる。従って円偏波の場合には+回転、-回転それぞれについて実効透磁率 μ_{eff} が $(\mu - \kappa)$ 、 $(\mu + \kappa)$ を持つと解釈できる。ここで注意しなければならないのは+円偏波と-円偏波で値が違うことである。

以上の結果から z 軸、すなわち磁化方向に平行に伝搬する円偏波をした平面波の伝搬定数を求めることが出来る。マックスウェルの方程式に z 方向に伝搬する平面波という条件で代入して解くと

$$\left(-\frac{k_z^2}{j\omega\epsilon} + j\omega\mu\right)H_x = -\omega\kappa H_y \quad (\text{A2-30})$$

となり、+円偏波と-円偏波の場合に求めてやると

$$k_z^+ = \pm j\omega\sqrt{\epsilon(\mu - \kappa)} \quad (\text{A2-31})$$

$$k_z^- = \pm j\omega\sqrt{\epsilon(\mu + \kappa)} \quad (\text{A2-32})$$

となる。これから得られる重要な結論は、正の回転の円偏波は負の回転の円偏波に比べて大きな位相速度 $j\omega/k_z^+$ を持つということである。

以上の議論から、磁場中での円偏波の伝搬の

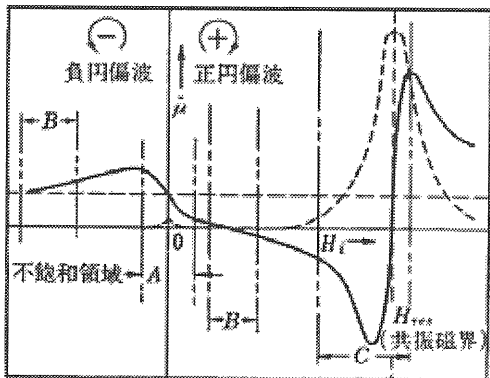


図 A2.15 フェライトの円偏波に対する印加磁場と透磁率の関係。[28]より転載。

様子が分かったので、具体的なサーキュレータ等について簡単に述べる。このデバイスではフェライトの役割が重要であるが、外部磁場の強さにより、フェライトの透磁率が変化する。その変化する領域の使い方で用法に異なる名称がついている。図 A2.15 において透磁率が単調に減少または増加する A 領域を使うものをファラデー回転形、円偏波に対して透磁率が 0 付近の B 領域を使用するものを電界変位形、C 領域のように透磁率が大きく変化するところを用いるのが共鳴吸収作用形と呼ばれている。これらの各作用を利用したものとしてアイソレータ (2 開口素子で単向管と呼ばれる) があるが、ここではサーキュレータについて述べる。

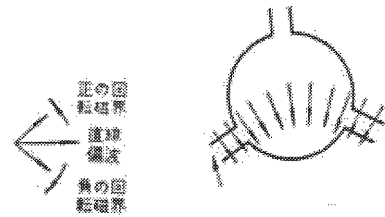


図 A2.16 3ポートサーキュレータ。

サーキュレータには 3 端子型と 4 端子型がある。よく使用されているのは 3 端子型である。代表的なものは図 A2.16 の右図の中央にフェライトが配置され、外部磁界が紙面に垂直にかけられている。動作について定性的に示す。今、直流磁界が紙面下から上へ向かってかけられているとする。A2.13 図左にあるように直線偏波は正の方向に回転する円偏波と負の方向に回転する円偏波に分解できる。今まで議論してきた通り二つ

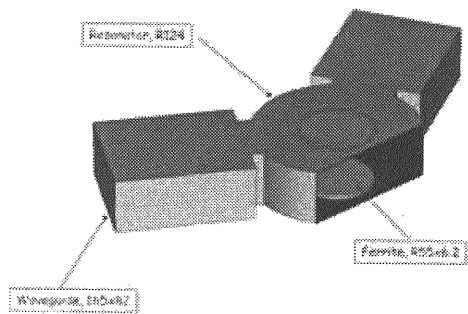


図 A2.17 計算に用いたサーキュレータの形状。

の円偏波では比透磁率が異なったように見える。A2.12 の B 領域では $\mu^+ < \mu^-$ で、正の回転磁界の方が位相速度が大きくなるために、波は図 A2.13 のように第 2 ポートの方に伝搬する。より詳しくは専門書[35][36]等を参照されたい。

この 3 端子サーキュレータの振る舞いを見るために HFSS による計算結果を示す。形状及び計算に用いたフェライト材とその位置関係などを図 A2.17 に示した。図 A2.18 には入力ポートでの電力を 5 MW に規格化した時の電界を示す。赤が 5 MV/m である。ポート 1 からポート 2 には電力は伝搬するが、ポート 3 には伝搬しないのが解

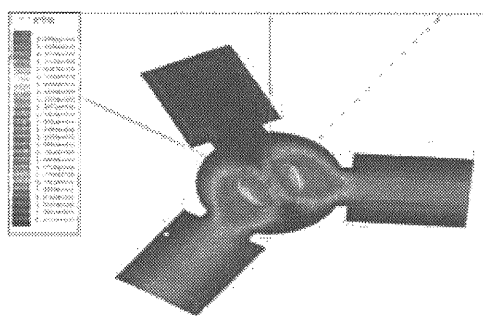


図 A2.18 電界の様子。入力を 5 MW に規格化している。

る。図 A2.19 には S11、S12、S13 の計算値を示す。これから 1.3GHz 付近では S12(緑)はほぼ損失無しで伝搬するのに対して、S12、S13 は深い DIP がある。

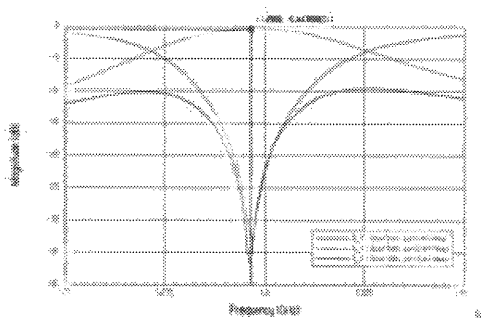
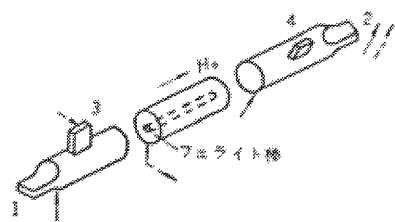


図 A2.19 S11、S12、S13 の計算値。

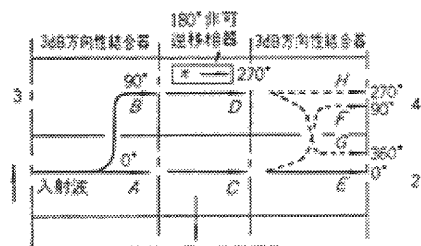
4 端子型サーキュレータとしては、所謂位相差型サーキュレータと呼ばれるものが有名である。これに関しては図 A2.14 に原理図を示した。図からもわかるとおり 2 つの 3 dB 方向性結合器

の間を非可逆的移相器と可逆的移相器で持って接続したものである。非可逆移相器はフェライト等を用いて進行方向には π ラジアン位相を進めるが逆方向には働かないようなものである。これは前述の領域 A を用いるのでファラデー回転形のジャイレータの働きをしている[33]。

図 A2.20 の (b) に沿って説明すると、ポート 1 から入射した電力は始めの 3 dB ハイブリッドで等しい振幅の波 A と B(90 度位相が進む)に分かれる。波 B は非可逆移相器により更に 180 度



(a) ファラデー回転形サーキュレータ



(b) 非可逆移相器と 3dB 方向性結合器を組み合わせた 4 端子サーキュレータを断面からみた図

図 A2.20 位相差型サーキュレータの原理。

[34]より転載。

進むので D 点では入射波 C より 270 度位相が進んでいる。次の 3 dB ハイブリッドでは波 C は波 E と波 F(90 度位相が進んだ波)に分かれる。波 D は波 H (270 度位相が進んだまま) と波 G (270 度 + 90 度 = 360 度位相が進む)に分かれる。出力ポート②では波 E と波 G が合成されるが、結局同位相である。出力ポート④は波 F と波 H の合成であるが、逆位相となっているので 0 となる。同様の解析をポート②から入力した場合等に対して行くと、端子 2 → 3、3 → 4、4 → 1 と循環することが分かる。3 db 方向性結合器の代わりに Magic-T を用いることも出来る。4 端子型サーキュレータのほうが大電力に向き、STF で使用している 5MW サーキュレータはこのタイプである。

A.2.7 3-スタブチューナ

導波管回路でインピーダンスの変成や整合をするにはいろいろな方法があるがスタブを設けてそれを変化させる方法が一般的である。マイクロ波の教科書に書いてある通り、特性インピーダンス Z_c で長さが Y の伝送回路に付加インピーダンス Z_L を負荷した時に入り口から負荷側を見たインピーダンスは周知のごとく

$$Z_{in} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \quad (A2-34)$$

である。ライン長 Y が変化するとこのインピーダンスは 0 (短絡) から無限大 (開放) まで変化する。これは伝送回路が長さと共にインピーダンスが変化するリアクタンス素子であることを意味する。任意の負荷インピーダンスを伝送回路に整合させるにはこのリアクタンス素子として短絡 (又は開放) した伝送線路を用いるのが便利である。これをスタブ整合と呼ぶ。この解析にはスミスチャート又はアドミッタンスチャートを用いるのが便利である。ここではスタブ整合の基礎的なことに

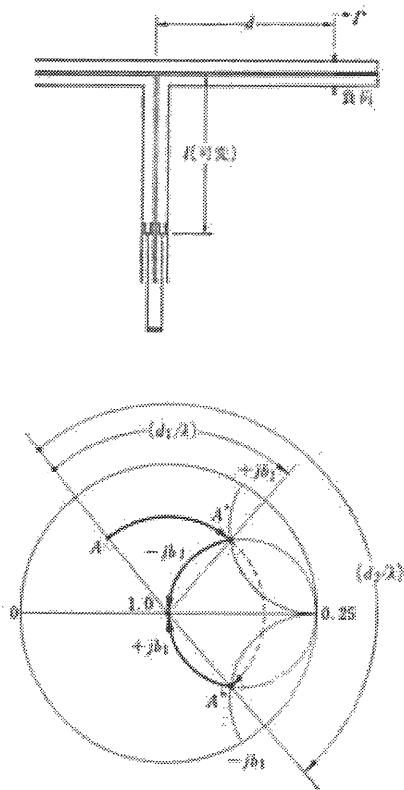


図 A2.21 単一並列スタブによる整合回路 [28]

ついて触れ、3スタブチューナがスミスチャート上の全領域をカバーできるデバイスであることを説明する。

単一並列スタブ回路が図 A2.15 の上の図のようにあった場合を考える。整合をとる条件を数値的に解くには (A2-34) 式等を用いて行うが退屈な計算である。これをアドミッタンスチャート上で図式的に解くと簡単である。図 A2.21 の下図に、これを示した。もともとの伝送線路に負荷がつながっており、一定の反射係数 Γ を持つとする。この負荷のある点 A から伝送線路に沿って離れていくとアドミッタンスチャート上では $\Gamma =$ 一定のライン、すなわちアドミッタンスチャートの中心点を中央とする円周上を動く。スタブがある場所を A' (距離 d_1) とする。これが正規化アドミッタンス $g = 1$ の円状にあれば $-j b_1$ だけのサセプタンスをスタブが持てば中心点に来て整合が取れる。同様に別の点、A'' (距離 d_2) に

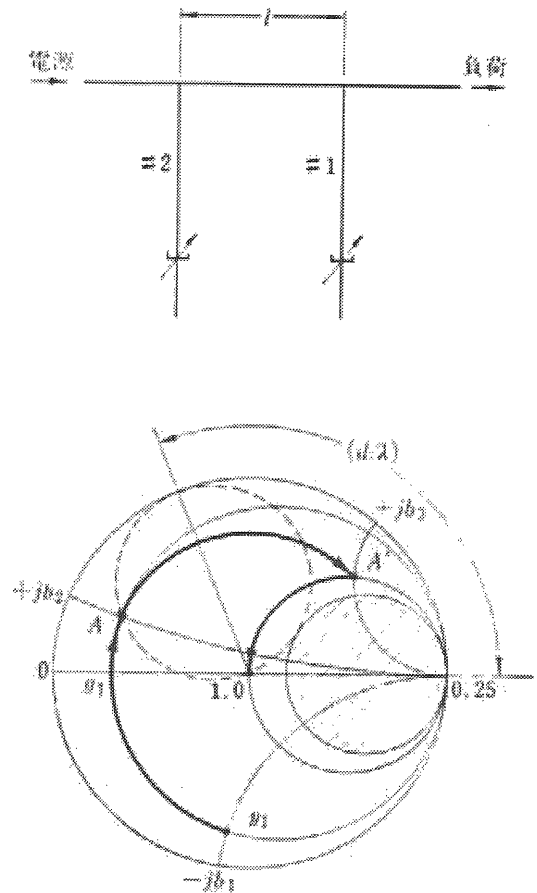


図 A2.22 複スタブ整合回路 [28]

スタブにおいて、 $j b_1$ だけのサセプタンスをスタブが持つばやはり中心点に来て整合が取れる。これはシンプルであるが負荷までの距離が一定であると限られた場合しか整合が取れない。

複スタブ回路になるともう少し自由度が出てくる。図 A2.22 の上に複スタブ回路を示した。形状から π スタブ回路とも呼ぶ。整合を取る点に着目して #2 スタブの点から出発する。ここでア図ドミッタンスチャートの中心に位置しなければならない。#2 のスタブ(サセプタンス分は $-j b_3$)の前は A' である。ここから距離 Y だけ伝送線を負荷側に戻る時は、反射係数一定の処を戻るのでアドミッタンスチャートの中心をセンターにした円周上を戻る($A \leftarrow A'$)。#1 のスタブ(サセプタンス分は $j b_1 + j b_2$)の所が A 点となる。 A 点からスタブのサセプタンスを見ない負荷のみのアドミッタンスを見た点が y_1 である。ところで図 A2.16 で A' を求めるには、 $g = 1$ の円を転がして A 点と交わる点を出せば良い。この複並列スタブ回路で整合が取れない範囲は図中の点線円に外接する g 円の斜線内である。この斜線内にあると #1 のスタブのサセプタンスをいくら調整しても、その並列アドミッタンスを点線円状に移動させられないからである。パイ回路のスタブ間隔 Y が 0.25λ の時は、整合不能円が $g = 1$ 円に一致してその面積が一番大きくなる。 Y が $\lambda/8$ では整合不能円は $g = 2$ となる。

複スタブ回路では整合不能な領域が存在することを述べたが、全領域で整合を取るようになるためには 3 スタブチューナがあればよい。この辺の議論は文献[33]を参照のこと。ねじを用いたスタブでも同様でありその整合の取れる範囲を図 A2.23 に示す。3 スタブチューナはアドミッタンスチャート上のすべての範囲で整合可能であり、これからすべてのアドミッタンスの調整が可能である。これを利用して空洞等の Q を 3 スタブチューナで変える用途もある。マイクロ波管のリーケダイアグラム(マイクロ波管の負荷にわざと反射を立てて、それによりマイクロ波管出力空洞の実効的な Q_L を変化させ、出力の変化をマッピングした図)を調べる場合にも使用される。

一方で 3 スタブのうち、第 1 スタブと第 3 スタブを一緒に動かすことによって、反射は一定であるが位相を変化させることも出来る。これが J-PARC や ILC の BCD で使用されているか又は提案されている移相器である。但し、 Q チューナとしても使用されることから分かるとおり、空洞の Q も変化してその機能の分離が難しい。移相器としてはライン長を変化させる、又は導波管の幅を変えて実効的な管内波長の変化から位相を変化させるデバイス等が望ましい。ここでは詳細は省略する。

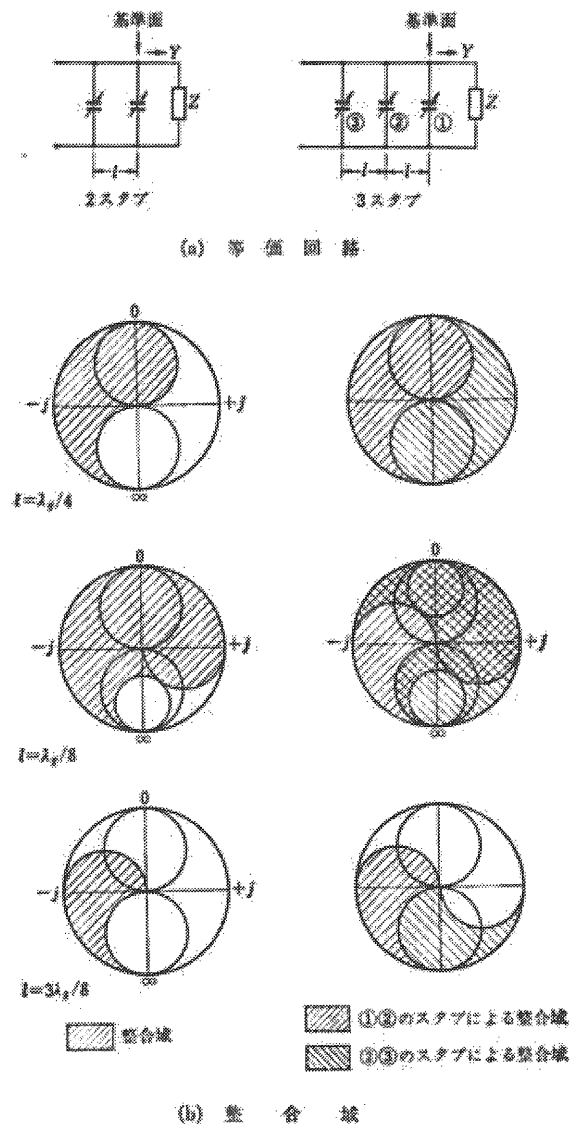


図 A2.23 複ネジスタブ整合器のスタブ距離と整合範囲の関係[28]。

参考文献

本文中に記載した事柄の材料の多くは、ILC-GDE のワークショップや毎週行われているTV会議等に出てくるPPTファイル等に多くを負っている。又、ILCのHomepageであるWikiにも多くの材料が提示されているが、アクセスに制限があるので、ここでは強いて引用文献には挙げていない。興味ある方は、講師まで連絡願いたい。

- [1] 松本利広、1高周波電力制御の設計、*超電導リニアコライダー*(OHO06)。
- [2] 明本光生、1高周波電力源の考え方とその設計(2) *超電導リニアコライダー*(OHO06)。
- [3] G. A. Loew and R.B. Neal, "Accelerating Structure", in "*Linear Accelerators*", edited by P. M. Lapostolle and A. L. Septier, North-Holland Publishing Company, Amsterdam, 1970.
- [4] TESLA, "The Superconducting Electron-Positron Collider with Integrated X-ray Laser Laboratory, Technical Design Report", DESY 2001-011, ECFA 2001-209, TESLA report 2001-23, TESLA-FEL 2001-05, March 2001.
- [5] U.S. Linear Collider Technology Options Study, March 4, 2004.
- [6] C. Bearzatto, M. Bres, G. Faillon, "Advantages of Multiple Beam Klystrons", ITG Gamisch-Parenkirchen Germany, May 4-5, 1992.
- [7] R. Palmer, "Introduction to Cluster Klystrons", Proceedings of Int. Workshop on Pulsed RF Power Sources for Linear Colliders (RF93), Dubna, Protovino, Russia, July 5-9, 1993.
- [8] A. Beunas, G. Faillon, S. Choroba and A. Gamp, "A High Efficiency Long Pulse Multibeam Klystron for the TESLA Linear Collider", http://tesla.desy.de/new_pages/TESLA_Report_s/2001/pdf_files/tesla2001-01.pdf
- [9] E. Wright, A. Balkcum, H. Bohlen, M. Cattelino, L. Cox, M. Cusick, E. Eisen, F. Friedlander, S. Lenci, B. Stockwell and L. Zitelli, "Development of a 10 MW, L-band Multiple Beam Klystron for Tesla", Proc. of EPAC 2002, Paris, France, 2002.
- [10] E. Wright, A. Balkcum, H. Bohlen, M. Cattelino, L. Cox, E. Eisen, K. Eppley, F. Friedlander, S. Lenci, A. Staprans, B. Stockwell and L. Zitelli, "Test Results for a 10-MW, L-band multiple Beam Klystron for TESLA", Proc. of EPAC 2004, Lucerne, Switzerland, 2004.
- [11] A. Larionov, V. Teryaev, S. Matsumoto and Y. H. Chin, "Design of Multi-Beam Klystron in X-band", Proc. of 27th Accelerator Meeting in Japan, pp.305-307, Kyoto, Japan, 2002.
- [12] A. Yano, S. Miyake, S. kazakov, A. Larionov, V. Teriaev, and Y. H. Chin, "The Toshiba E3736 Multi-beam Klystron", Proc. of LINAC 2004, Lubeck, Germany, 2004.
- [13] 福田茂樹「クライストロンとその周辺」OHOセミナー、1989.
- [14] 道園真一郎「高周波源」OHOセミナー、2002
- [15] R. S. Symons, "Scaling Laws and Power Limits for Klystrons", IEDM, 1986.
- [16] K. R. Eppley, W. R. Hermannsfeldt, and R. H. Miller, "Design of a Wiggler-focused Sheet Beam X-Band Klystron", Proc. of PAC'97, Washington, D. C., March 16-19, 1987.
- [17] C. Adolphson, "Main Linac Power and Quad/BPM/Wakes", PPT slide at Vancouver GDE Meeting, 2006. (これは、一般の人が入手できるかどうか定かではない—筆者注)
- [18] A.S. Gilmour, Jr., *Microwave Tubes*, Artech House, Boston, 1986.
- [19] *Pulse Generator*, ed. By G. N. Glasoe and J. V. Lebacqz, Boston Technical Pub., Lexington, Mass. 1964.
- [20] 放射光入射器増強計画 (Design Report on PF Injector Linac Upgrade for KEKB), KEK Report 95-18, 1996.
- [21] M. Ono, S. Anami, M. Kawamura, E. Kadokura, S. Koseki, H. Kubo and Y. Ichikawa, "Power Supply System for 324 MHz Klystron of the JHF Proton Linear Accelerator", Proc. of the 12th Symp. On Acc. Science and Tech., Wako, Japan, 1999.
- [22] 大型ハドロン計画・陽子ライナック、ワーキング・グループ報告、第8章 高周波源、JHP-10/KEK Internal 88-8, 1988.
- [23] W. Bothe, "Pulse Generation for TESLA, a Comparison of Various Methodes", *TESLA-COLLABORATION*, TESLA 94-21, 1994.
- [24] H. Pfeffer, C. Jensen, S. Hays, L. Bartekson, "The TESLA Modulator", *TESLA-COLLABORATION*, TESLA 93-30, 1993.

- [25] 田中治郎、馬場齊、1大電力パルストランス、z
東京大学原子核研究所、INS-TH-69, 1971.
- [26] 大木正路、高電圧工学、槓書房、1982.
- [27] W. B. W. Alison, *A Handbook for the Mechanical Tolerancing of Waveguide Components*, Artech House, INC., MA, 1987.
- [28] 蓮沼 博、高木勝義、「マイクロ波基礎回路の設計」、オーム社、1964.
- [29] “Waveguide Flanges- Presssurizeable Contact Types for Waveguide Sizes WR90 to WR2300”, RS-271-A.
- [30] Mega Industries, INC.,
<http://www.megaind.com/documents/rigidwaveguide.pdf>.
- [31] *Microwave engineers' handbook*, Compiled and edited by T. S. Saad, Artech House, Mass, 1971.
- [32] J. Ciavolella, “Take the hassle out of high power design”, *Microwaves*, 11(6): pp.60-62, 1972./ Ciavolella Chart, www.iinkmicrotek.com.
- [33] R. E Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGraw-Hills Book Co., 1966.
- [34] H. A Atwater, *Introduction to Microwave Theory*, McGraw-Hills Book Co., 1962.
- [35] 小西良弘、「フェライトを用いた最近のマイクロ波回路技術」,電子通信学会、1972.
- [36] J. Helszajn, *Waveguide Junction Circulators: Theory and Practice*, John Wiley & Sons, Ltd, 1998.
- [37] V. Katalev, S. Choroba, “RF Power Distributing Waveguide Systems for TESLA”, Russian PAC, October, 2002.