



講座 今日からはじめる磁場閉じ込めプラズマ実験

3. プラズマを発生・維持するための電源を整備するよ!

3.2 高周波電源を使いこなす!

3.2 Making Full Use of the Electric Power Supply in High Frequencies for Plasma Experiments

笠原 寛史

KASAHARA Hiroshi

核融合科学研究所

(原稿受付: 2014年5月27日)

高周波電源を使ったプラズマ実験を進める上で、使用する周波数・必要電力を決めることはコスト・高周波システム全体を決定するのに非常に重要な位置を占める。高周波回路を評価または設計するために、入射波および反射波に関する電力の取り扱い、伝送路の種類そして伝送を効率的に行うための整合回路に留意する必要がある。本章では高周波システムを組み上げるための基礎知識を実際の回路例を用いて説明を行った。

Keywords:

radio-frequency, amplifier, impedance-matching, ICH, ECH

3.2.1 はじめに

高周波電源は古くからプラズマ実験に用いられ、電磁気学を中心に理論を詳細に記述した教科書、または実用性重視の簡易高周波回路図を取り扱った本等が多数存在する。しかし実際に電磁波を用いた実験を計画する上で、高周波伝送用のケーブル一つとってみても、直流回路で取り扱っていたような線材の抵抗値が低く、耐圧および電流量が許容できる線であればよいと行った選択は通用しない。逆にすべての条件を調べ、マクスウェル方程式を解くことも実用的ではない。そのため高周波を使ったシステム構築には非常に試行錯誤を繰り返すことになり、高周波システムを組み上げるための勘所を実験者が習得するためには多大な時間が必要となる。これにより本講座は“高周波電源を使いこなす”ことを目標に注意点および簡単な原理等を説明し、新しく高周波を用いた研究を行う人達のために試行錯誤の手間をできるだけ減らすことを目的とした。そのため実用性を意識した周波数選択・システム設計を決める方法についての情報を紹介し、高周波回路を考える上での基礎知識の一部をまとめる。基礎知識としては電磁波の電磁方程式や散乱行列を説明し、高周波回路と電場分布、簡易計算のための簡易化手法のおさらいをする。さらにそれらを利用して回路整合を行うための例を一緒に考える。最後にラジオ周波数・マイクロ周波数帯の実験室での使用例として、条件の厳しい大電力高周波加熱の実例について考え、注意事項や参考になると思われる機器について簡単に紹介する。

3.2.2 高周波を用いたプラズマ実験

3.2.2.1 高周波を用いた実験を計画するために

高周波を用いたプラズマ実験を計画する上で、まず対象となる周波数および必要となる電磁波の電力、発振時間を決めることが重要となる。特にプラズマを加熱するような大電力使用を考えると、注意事項が格段に増える。ここではまずは使用する周波数を決めるために、電磁波の分類および用途・汎用性について考えてみよう

図1は電磁波の周波数に対する波長およびその電磁波帯域の通称、一般的な使用用途およびプラズマ加熱で使われている周波数について記載した。プラズマ実験と離れ、普段身の回りに使われている電磁波帯はおおよそkHz~GHz帯の電磁波である。特に1940年代ではMHz帯の電磁波を精力的に使用してきた。周知のとおりこのクラスの電磁波を増幅する装置としては真空管を利用した電磁波増幅が広く行われている。より波長の短い電磁波は軍事目的としてレーダー開発として盛んになり、近年はGHz帯の電磁波に関する研究開発が急速に進み、その有用性が認識されることにより産業界で普及することで市民権を得ようになってきた。プラズマ実験においても、イオンサイクロトロン波加熱 (ICH) [3]、低域混成波加熱 (LHH)、電子サイクロトロン波加熱 (ECH) [4]を主体とする電磁波を用いた加熱研究が進められている。一般的に使用されている用途とプラズマ加熱として使用している周波数を比較してみると、身の回りで使用されている電磁波の周波数と重なり、汎用的な部品を用いてプラズマ実験を計画することができる。ただし、前に述べた各種電磁波帯の使用歴史とその周

周波数	波長		
DC	Inf		
300 Hz	1000 km	ELF (極低周波)	
3 kHz	100 km	VLF (超短波)	
30 kHz	10 km	LF (長波)	
300 kHz	1 km	MF (中波)	AMラジオ
3 MHz	100 m	HF (短波)	航空通信
30 MHz	10 m	VHF (超短波)	FMラジオ、防災・気象・海上保安
300 MHz	1 m	UHF (極超短波)	携帯電話、電子レンジ、地デジ
3 GHz	10 cm	SHF (センチ波)	衛星放送、レーダー
30 GHz	1 cm	EHF (ミリ波)	レーダー、電波天文
300 GHz	1 mm	サブミリ波	
3 THz	100 μm	遠赤外線～赤外線	
30 THz	10 μm		

ICH

LHH

ECH

図1 電磁の周波数に対する波長および使用例[1,2]. プラズマ加熱でよく用いられている代表的な周波数帯(イオンサイクロトロン波加熱(ICH), 低域混成波加熱(LHH), 電子サイクロトロン波加熱(ECH))を右に記した.

波数帯の機器の成熟度には密接な関係があるため、より高周波帯の電磁波を使用するためにはまだ開発的な要素が不可欠となる。以上のことを考え、周波数を選定することが実験計画を迅速に策定するために必要になる。

3.2.2.2 システムを構築する

物理実験のための高周波システム構築を行うには、まず①使用する周波数および②その規模(電力, 耐電圧, 装置サイズ等)を決め、現実的にシステムを組み上げるのに③必要なコストを考える必要がある。コスト削減は、導入のしやすさにつながるため、コストに関する意識は非常に重要である。図2は高周波システムとして、ICHを行うための加熱機器およびその計測システムの概要図を示す。高周

波を扱うときは直流(DC)を使った回路システムの構築に比べ、伝送路長および伝送路接続点でのインピーダンス整合が重要な役割を持つようになる。伝送路途中でインピーダンスが異なると、その点で電磁波が反射され、入射波および反射波により定在波が発生し、伝送路上に電圧分布が生じる。この分布には図1に示した周波数と電磁波の波長の関係から、波長が短くなると顕著に表れる。また電磁波の伝送距離や装置サイズにより電圧分布が問題なくなることがあるため、常にサイズを意識した装置設計・伝搬経路設計が必要となる。周波数が高くなり数十GHzになると商用の一般的な高周波増幅器による多段増幅では増幅できる電力に限界が生じ、専用のシグナル源を内包した増幅器が必要となる。例えば低電力の高周波増幅ではMini-Circuits社[5]で市販されている高周波増幅素子(半導体)として、周波数26GHz以下までの電磁波を増幅度+14dB(25倍)で1Wまで増幅を可能とする素子が比較的安価で購入できる。より電力が必要な場合には、6GHz以下までの周波数において増幅度+13dB(20倍)で20Wまでの増幅を可能とする半導体が数ドルで購入可能である。ここで増幅度としてdB(デシベル)という単位を用いた。

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{出力電力}}{\text{入力電力}} \right)$$

と定義され、電力の増幅度を容易にする表記方法である。特に使用する電力量の範囲が広いときに効力を発揮する。例えば増幅率が2倍のとき、増幅度は $10 \log_{10} 2 \sim +3 \text{ dB}$ であり、増幅率が10倍のときは $+10 \text{ dB}$ と計算できる。この指標が便利なのは足し算または引き算で増幅度を計算でき、多段増幅などの場合にその効力を発揮する。dBの利便性を生かし、電力量の絶対値として扱う表記方法としてはdBmがよく使われる。dBmは

$$dBm = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{電力}}{1 \text{ mW}} \right)$$

と定義され、1mWに対する電力の大きさである。ここで

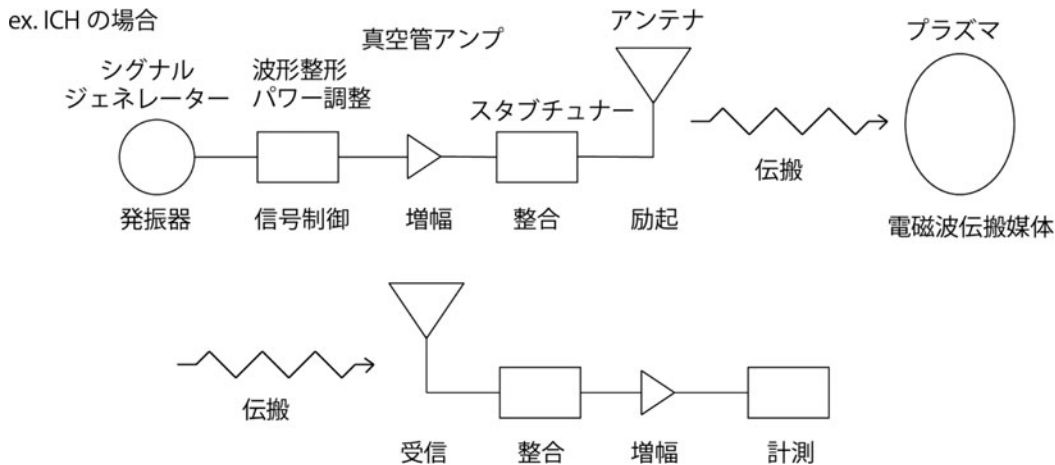


図2 高周波システムの概要およびICHによる電磁波伝送システム例. 高周波を利用した実験システム概要は発振器・制御・増幅・整合・励起・伝搬からなっている。対象物から自発的に高周波が外部へ伝搬してくる場合は、下部の受信・整合・増幅・計測器のみでシステムは成立する。

0 dBm は 1 mW であり、+30 dBm が 1 W であることを覚えて置くと計算が非常に楽になる。例えばシグナルジェネレーターから 0 dBm の電磁波を発生させ、直列に増幅度 +20 dB の増幅器を 3 段使い、伝送路の損失を -3 dB とすると、 $0 \text{ dBm} + 20 \text{ dB} \times 3 - 3 \text{ dB} = +57 \text{ dBm}$ と計算できる。また +30 dBm が 1 W であることから、+60 dBm はその 1000 倍となる 1 kW になり、-3 dB はその半分であることから 0.5 kW と素早く計算できる。このように加算および減算で増幅を計算することはシステム全体の増幅度を非常にわかりやすくし、システムの設計を考える上で時間の節約となる。

より大電力な高周波電源が必要になると、高周波電力の多段増幅または発振源を内蔵した共振型の大電力発振器が必要になる。近年は半導体増幅素子の開発が進み、数十 GHz で数十 kW の出力ができる高周波電力増幅システムが販売されている。ただし汎用的に使われているラジオ局の送信出力は、FM 周波数帯において数十 kW レベルあり [6]、定常的に kW レベルの出力が可能な増幅器は非常に高額で、数百万円以上のシステムになる。そのためまだ汎用として使用されていない数十 GHz 帯の定常大電力発振管に関しては非常に高額になることを覚悟する必要がある。自作の発振器製作ではなく製品購入を検討する場合は、必要とする周波数範囲および電力を決め、高周波電源を専門に扱う会社に相談することをおすすめする。

3.2.3 高周波電源を考えるための基礎知識

前章では高周波システムの概要および入手しやすい増幅器例を紹介した。この章では各々の希望に適したシステムを作り上げるために必要不可欠な高周波物理を取り扱うための基礎知識をおさらいする。

3.2.3.1 集中定数から分布定数へ（伝送路を考えよう）

伝送線を伝搬する電磁波の波長に比べ経路長が十分に短い場合、その経路上の電圧分布は一定と考えてよい。例えば直流電流は波長が無限大であるため、伝送線路の抵抗が無視出来るとすると経路上での電圧分布は存在しない。これに対し、30 MHz 程度の電磁波を取り扱う時には、真空（大気）中で 1 波長が 10 m であることを考えると、電磁波の波長は十分長く感じる。実用書には経験的に経路長の 1/100 波長程度 [7] までは経路上の電位分布を無視しても問題にならないと記載されている場合が多い。これは 30 MHz の電磁波では 10 cm となるため、経路長を 10 cm 以内になるように集約したシステムを作る必要がある。しかし大電力を扱うようになると機器の制約から装置サイズが大きくなるため、1/100 波長以内にシステムを構築することは事実上困難になり経路上の電圧・電流分布を考慮する必要がある。

高周波の伝送路上の分布を考えるために、図 3 のように単位長さ辺りの抵抗 $R(\Omega/\text{m})$ 、インダクタンス $L(\text{H}/\text{m})$ 、コンダクタンス $G(\text{S}/\text{m})$ 、容量 $C(\text{F}/\text{m})$ をもつ伝送路を考える時、経路方向 x に対する電圧 $V(x, t)$ 、電流 $I(x, t)$ の関係式は

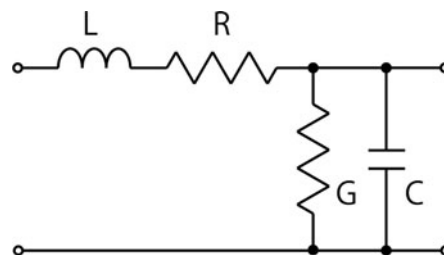


図 3 電磁波の伝送を考える基本モデル。単位長さ辺りの抵抗成分 R 、インダクタンス成分 L 、コンダクタンス成分 G 、容量成分 C である。この経路長は波長に比べ十分短いとする。

$$-\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = \frac{L\partial I(x, t)}{\partial t} + RI(x, t) \quad (1)$$

$$-\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = C\frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + GV(x, t) \quad (2)$$

となる。(1), (2) 式を経路方向で偏微分して整理すると、電圧に関する式は

$$\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} = LC\frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial t^2} + (LG + RC)\frac{\partial V(x, t)}{\partial t} + RGV(x, t) \quad (3)$$

となり、式(3)の V を I にすると I についての伝搬方程式が成立し、これは telegrapher's equation (電信方程式) と呼ばれている。ソース電源が周波数 ω で時間的に振動しているとする、(3)式から、 V, I に関する電磁波の波形が以下のように導かれる。

$$V(x, t) = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x} \quad (4)$$

$$I(x, t) = \frac{1}{Z_0} (A_1 e^{\gamma x} - A_2 e^{-\gamma x}) \quad (5)$$

この時 A_1, A_2 は境界条件により決まりそれぞれ進行波・反射波の大きさに相当し、 γ は伝搬定数、 $Z_0 (= V/I)$ は特性インピーダンスである。

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \gamma_{\text{real}} + j\gamma_{\text{imag}} \quad (6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = Z_{0\text{real}} + jZ_{0\text{imag}} \quad (7)$$

また γ_{real} は減衰定数、 γ_{imag} は位相定数、 j は虚数を表しており、理想的な伝送路で損失がない場合では、 R (～ジュール損失) = G (～誘電損失) = 0 とすると、

$$\gamma = j\gamma_{\text{imag}} = j\omega\sqrt{LC}, \quad Z_0 = Z_{0\text{real}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

となる。ここで減衰量について市販の同軸ケーブルを例に考えて見る。フジクラ製の RG177/U 同軸ケーブルは特性インピーダンス 50 Ω 、使用最大電圧 11 kVeff な良好な高周波同軸ケーブルである。同軸ケーブルの外導体の外形は 18.9 mm、内導体外形は 4.95 mm であり、内導体と外導体の間を満たしている絶縁物としてポリエチレンを使用したケーブルである。メーカーの特性表 [8] によると、室温

(20°C) 下での減衰量は $-15 \text{ dB/1 km}@30 \text{ MHz}$ であることから、30 MHz の電磁波を約 60 m 伝搬させると伝搬後の電力が半分になる。この距離が長いかわかりは各々のシステム設計に依存しているため一概に評価できないが、電磁波を加熱に使う場合は増幅器と対象物の間が離れていることが多いため、より損失の少ない伝送線路が要求される。さらにこの損失は周波数に比例して大きくなるため、GHz 帯の電磁波を伝送するには非常に損失が大きい。そこで大電力または GHz の高周波を伝送する線路として誘電損失が無視できる同軸管また導波管（オーバーサイズも含む）が現実的な伝送路として用いられている。前に述べた損失は主に絶縁体部のコンダクタンス成分により誘電損失が生じており、真空または大気圧下では同軸管・導波管のコンダクタンスが無視できるため低損失を達成できる。さらに GHz の電磁波伝送では導体表面のジュール損失をなくすために電磁波長に対してオーバーサイズのコレゲート導波管 [9] の開発・研究などが進められている。

3.2.3.2 高周波回路の簡易モデル化 (S-parameter)

電信方程式 (4) と (5) から、高周波は同一特性インピーダンスの線路上において、進行波と反射波の合成により空間的に電圧・電流の分布があることがわかる。また実際に計測する際にもインピーダンス $Z (= V/I)$ は空間的に分布をもつため、測定位置を意識する必要がある。電圧・電流を計測する際には、電源および計測物を接続することにより、電源・計測物のインピーダンスによって定数 A_1, A_2 が変わることから、高周波における回路評価を複雑にしている。高周波電圧・電流を直接測ることに對し、入射波・反射波の電力を計る方法は、計測部のインピーダンスも計算できるため、高周波を実用的に評価する方法として広く使われている。図 3 では詳細な分布を知るために電信方程式を解いたが、システム設計をするために詳細な経路上の全点の分布より、特定の重要となる箇所の電圧・電流またはインピーダンスを知ることができれば十分な場合も多い。特に特性インピーダンスが一定の場所では周期的な分布が生じているため、その最大値または最小値だけでシステム設計は十分できる。図 3 の伝送路を簡易回路図に変換すると図 4 のようになる。点線で囲った部分がある長さをもった特性インピーダンス Z_0 の伝送路である。その両端にポートを有し、両端での入射波 V_f 、反射波 V_r の値を知ること、ボックス部の内部をモデル化できる。このモデル化の利点はこの回路を接続していくことでシステム全体をモデル化でき、ポート数に関しても制約はない。図 4 のモデルを計算するために、ポート 1 およびポート 2 への反射について考えると、

$$V_{r1} = S_{11}V_{f1} + S_{12}V_{f2}, \quad (9)$$

$$V_{r2} = S_{21}V_{f1} + S_{22}V_{f2}. \quad (10)$$

ここで、 S_{11} はポート 1 での入射波の反射波への割合（入力反射係数）、 S_{12} はポート 2 の入射波からポート 1 への反射波への割合（逆方向伝達係数）、 S_{21} はポート 1 の入射波からポート 2 への反射波への割合（順方向伝達係数）、 S_{22} はポート 2 の入射波の反射波への割合（出力反射係数）を示

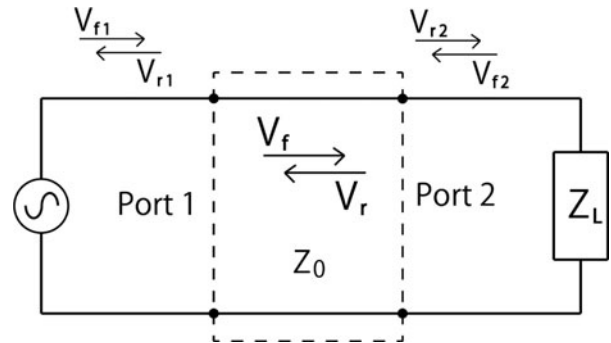


図 4 伝送路の散乱行列モデル。
ボックスで囲った内部の特性インピーダンス Z_0 が分かれば、単位長さ辺りの $L \cdot R \cdot G \cdot C$ 値を直接知らなくとも計算可能。各ポートでの添え字 f は入射波、 r は反射波を示す。 Z_L は負荷インピーダンスとし、ポート 1 へ接続されている電源（ソース）のインピーダンスはソースに内蔵されているものとする。

し添え字の番号において後の番号のポートから前の番号のポートへの割合と考えると理解しやすい [10, 11]。この $S_{11} \sim S_{22}$ を散乱パラメータ (Scattering parameter) と呼び、相手のポートをポートの特性インピーダンスで終端させ、相手側の入射波をなくすことで計測できる。例えば

$$S_{11} = \frac{V_{r1}}{V_{f1}}.$$

ここでは $V_{f2} = 0$ を満たしている。同様にして $S_{12} \sim S_{22}$ に関して計算および実測できる。一般に n 個のポートについて (9) 式のような関係式を求めると

$$\begin{pmatrix} V_{r1} \\ \vdots \\ V_{rn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{f1} \\ \vdots \\ V_{fn} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

と書き下すことができる。通常ケーブルの接続による反射を考えるとときはまさにこの一列目の S_{n1} について考える。これに対し相手のポートから反射波がある場合は $S_{12} \sim S_{1n}$ について考える必要がある。散乱行列に関する詳細な説明は教科書に任せることにする [11]。近年は高周波計測用のネットワークアナライザの価格も下がり、散乱行列の値を計算して表示してくれる計測器が多数出回っており、上記のボックス（ポート間）の反射を評価するために利用される場面が多い。中にはスミスチャート [12] を表示させ、反射波を減らすために必要なインダクタンスやコンダクタンスなどの計算を自動的に行う優れた機器もある。ネットワークアナライザは高周波回路の診断を行う上で非常に便利であるが、その反面計測に使用する励起電磁波のパワーはそれほど大きくない。通常最大入射電力としても 60 mW ($+16 \text{ dBm}$) 程度であろう。大電力発振器などは実施に真空管に多量の電力を投入することで本来の入力インピーダンスになるものもあり、数ワットレベルの駆動電力を必要とするため、ネットワークアナライザ [13] の駆動電力では真空管をドライブするのに不十分になることがあり、正確なインピーダンス計測を行うことができない場合もある。そのような場合、読者にはこの章で S_{11} を導出した

過程を思い出し、発振器、増幅器、整合回路、位相・電力結合度の校正済み方向性結合器およびオシロスコープを用いて、実際に入射波・反射波を直接計測しインピーダンス計算に挑戦して頂きたい。上記のシステムを用いて、既知の特性インピーダンス Z_0 上のある点での反射係数 Γ を求めることができる。入射波・反射波電力を計測し、更にその反射波と入射波の位相差 $\delta\theta = \theta_r - \theta_i$ から、

$$\Gamma = \frac{V_r}{V_i} e^{-j\delta\theta}, \quad (12)$$

を得る。また、反射係数とインピーダンス Z に以下の式(13)が成り立つため、

$$Z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} Z_0. \quad (13)$$

これよりインピーダンス Z を求めることができる。インピーダンスがわかれば整合に必要な条件も判明する。

3.2.3.3 効率のよい電力伝送（インピーダンス整合（以下整合とする）について考える）

高周波では直流回路のような導線上は等電位であるという発想が必ずしも通用しない。3.2.3.1~3.2.3.2で高周波電力の通る線路の特性インピーダンスと線路上での電圧・電流の空間的な分布を再確認した。次に高周波システムを考える上で重要な整合について考えよう。図5は信号側・負荷側のインピーダンスが異なり、その間に損失の無い理想的な整合回路を挿入したモデルである。整合のためにはコンデンサおよびインダクティブコイル（以下コイルとする）を利用し、可能な限り損失を減らした理想的な整合回路を考える。コンデンサとコイルは周波数に依存してインピーダンスが変化するため、周波数でインピーダンスが変化しない抵抗が回路素子としては使いやすいが、その反面発熱により電力損失が生じるため理想的な整合回路用素子としては除外した。もちろん現実的にはコンデンサやコイル素子をもつ抵抗およびコンダクタンス成分が、損失になる点は忘れてはいけない。実際に素子を選定する場合には使用する周波数における損失分を考慮する必要がある。

周波数 $f \sim 30$ MHz に関して負荷インピーダンス $Z_L = 3 + 30j$ (Ω) の実験系のインピーダンスの整合条件を計算してみよう。特性インピーダンス 50Ω で Z_L を正規化してやると $z_L = 0.06 + 0.6j$ となる。インピーダンスの逆数であるアドミタンス $Y (= 1/Z)$ についても合わせて考えると、正規化アドミタンス y_L は $1/z_L (= 0.165 - 1.65i)$ となる。図6に正規化した負荷インピーダンスの点を“現状”としてプロットした。なお整合状態とは整合回路後のインピーダンスが特性インピーダンスと一致するため、正規化インピーダンスは $z_L = 1 + 0j$ となる。スミスチャートは等レジスタンス円および、等リアクタンス曲線からなり、“現状”を通る等レジスタンス円を赤で記載した。この等レジスタンス円は円周上の一点に抵抗値が無限大となる点（右端）を通り、円は上下対称となる。これに対し抵抗が0となる左端を通る円は等インダクタンス円（緑）と呼びこの円周上ではインダクタンスが一定となる。なお等レジスタ

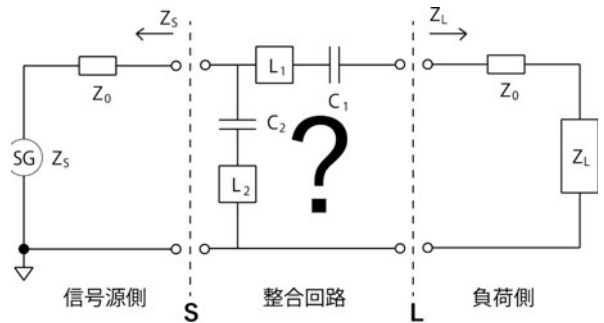


図5 理想的な整合回路モデル。
電源の出力インピーダンス Z_s 、負荷インピーダンス Z_L 、伝送路の特性インピーダンス Z_0 における理想的な整合回路モデル。整合回路部の L はインダクタンス、 C は容量を示し、損失に寄与する成分は無視できるとする。

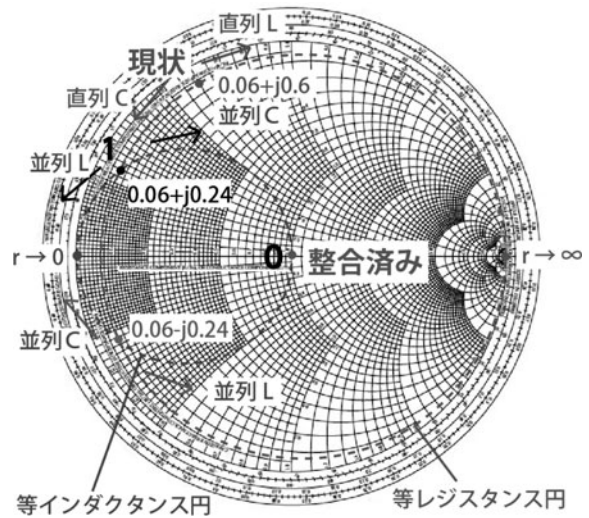


図6 スミスチャートを使った整合調整例。
実際にスミスチャートを使った整合調整例。特性インピーダンスは 50Ω 、初期のインピーダンス Z は $Z = 3 + j30\Omega$ とし、特性インピーダンスで正規化下後の値は $z = 0.06 + j0.6$ (現状) である。

ンス円はコイルおよびコンデンサを直列に接続したときの变化する軌跡に相当し、等インダクタンス円はコイルおよびコンデンサを並列に接続した軌跡に相当する。図6には各々コイルまたはコンデンサ成分を追加したときの点の移動方向を併せて記載してあり、整合を考える参考にしていただきたい。整合を行う上で最短と考えられるのは、“現状”の点から赤い（等レジスタンス）円に沿って $0.06 + 0.24j$ の点（ポイント1）に移動させ、その後緑の（等インダクタンス）円に沿ってスミスチャートの中央の“整合済み”の点（ポイント0）に移動させる方法である。ポイント1の正規化インピーダンス、正規化アドミタンスはそれぞれ

$$z_1 = 0.06 + 0.2375j$$

$$y_1 = 1 - 3.9579j$$

である。計算を簡単化させるために、追加コンポーネントがコイルの時は、直列時にはインピーダンスの代数和で計算し、並列時にはアドミタンスの代数和で計算できる。またコンデンサでは上記の内容が逆転し、直列接続ではアド

ミタンス，並列接続ではインピーダンスで計算を行う．必要な追加要素を計算すると，スミスチャートから正規化値として $\Delta z = 0.6 - 0.2375 \sim 0.363$ を追加する必要がある．この実際の容量は，

$$\Delta C = 1/2\pi f \Delta z Z_0 \sim 293 \text{ pF}$$

と見積もることができる．またポイント 1 から整合点へは並列にコンデンサを追加する必要がある．正規化アドミタンスとして $\Delta y = 0 - (-3.9579) \sim 3.96$ を追加する必要がある．同様に実容量を計算すると，

$$\Delta C = \Delta y / 2\pi f Z_0 \sim 420 \text{ pF}$$

となる．スミスチャート図を使い整合に必要なコンデンサ容量が計算出来たが，現実の場面では追加するコンデンサにコンダクタンスや抵抗成分があり，コンデンサのサイズによる伝送路効果が入ってくるため，計算が微妙にずれてくる．そのため整合には何回か値の近いコンデンサ等を取り替えて試行錯誤が必要となってくる．可変コンデンサや可変コイルを使うことで微調整は容易にできるが，構造上高電圧および定常電力に向いておらず，ソリッドタイプのコンデンサまたコイルの方が後でトラブルが少ないだろう．コンデンサでなく，コイルに関して必要インダクタを計算すると，直列・並列に追加する時は各々

$$\text{直列：} \Delta L = \frac{\Delta z Z_0}{2\pi f} (H) \quad (14), \quad \text{並列：} \Delta L = \frac{Z_0}{2\pi f \Delta y} (H) \quad (15)$$

となることを記載しておく．

条件によってはコンデンサおよびコイルを特注する必要が生じるため，伝送路を利用した整合方法も広く用いられ，スタブチューナー（以下スタブと呼ぶ）と呼ばれている．単一の特性インピーダンス Z_0 をもつ長さ L_{ine} の伝送路の端のインピーダンスを Z_{out} とした時，伝送路の入り口のインピーダンスは(12)式のように連続的な値をもつ[14]．

$$Z_{\text{in}} = \frac{Z_{\text{out}} + jZ_0 \tan \beta L_{\text{ine}}}{Z_0 + jZ_{\text{out}} \tan \beta L_{\text{ine}}} Z_0 \quad (16)$$

ここで， $\beta = 2\pi/\lambda$ とした．一般的に使われる整合回路素子としての伝送路端のインピーダンスは $Z_{\text{out}} = 0$ （短絡）または無限（開放）である．容量計算として使いやすいインピーダンス形式に書き直すと

$$\frac{-j}{2\pi f C} = j2\pi f L = Z_0 \left| \frac{1}{\tan(\beta L_{\text{ine}})} \right|, \quad (17)$$

となる．注意しないといけないのは伝送路長が $0 < L_{\text{ine}} < \lambda/4$ の時，伝送路の先端が開放のスタブのインピーダンスは，始めコンデンサ（容量性）として，短絡のスタブはコイル（誘導性）として働く．伝送路が長くなり $\lambda/4 < L_{\text{ine}} < \lambda/2$ の時は，先端が開放のスタブはコイルとして作用し，短絡の場合はコンデンサとして機能する（図 7）． $0 < L_{\text{ine}} < \lambda/2$ において伝送路端が短絡・開放の違いによらず，長さによってコイルおよびコンデンサの両役割を担うことが可能である．スタブの伝送路長が $\lambda/2$ より

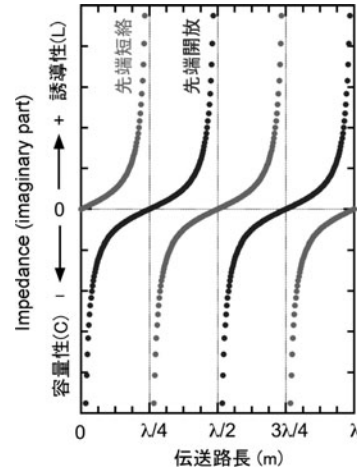


図 7 伝送線路長に対するスタブのインピーダンス変化．スタブチューナーの伝送路長（横軸）はスタブ内の電磁波の波長で規格化している．先端の違いによらず周期的にインピーダンスが変化している．

長くなると，インピーダンスの値がスタブ長が 0 の時と同じになり，スタブ長 $\lambda/2$ でインピーダンスが周期的に変化する．なお伝送路として同軸管を採用する場合は，内導体の固定および外部への電磁波の放射を防ぐために，伝送路端として短絡が好まれる傾向にある．さらにインピーダンスがスタブ長に対して周期的に変化するからといってスタブ長をむやみに長くすると，スタブの中に高い電圧箇所が複数存在し，その高電圧がかかる箇所で絶縁破壊が引き起こされる可能性が高くなる．そのためできるだけ短いスタブの使用が好まれている．

3.2.4 高周波加熱実験の現場から

ここからはより現実の場に即した事例を紹介しながら高周波電源を使いこなすことを考える．高周波電源の直流電源部は通常の直流電源とほぼ同じである．しかし，高周波電力の発振まで考えると注意事項が増えてくるため，その注意事項に焦点を絞る．少量の電力を取り扱う場合は，損失はあまり重要とならない．損失を減らす労力は発振周波数の純度や計測精度を向上することに費やした方が建設的である．これに対し大電力を取り扱う際は損失が装置故障につながるため非常に重要な課題である．本節では実際に高周波大電力加熱装置を用いる現場の声を取り上げて話を進めていくことにする．

3.2.4.1 ラジオ周波数帯の電磁波の増幅 (ICH)

核融合科学研究所ではICHを用いた大電力定常加熱研究が進められている．実験の性質上磁場を変更して実験を行うため，10~100 MHz の範囲で電磁場の増幅を可能としたシステムになっている．標準運転として利用している周波数は水素のイオンサイクロトロン周波数に合わせた 38.5 MHz（この時磁場強度は 2.75 T）である．発振可能出力として，一系統あたり定常的には約 0.5 MW，数秒では約 1.5 MW の発振を可能としている．図 8 に LHD での ICH 加熱システムの高周波出力部までの概要を示した．最終的に必要となる電力は MW クラスであり，そのため LPA（低電力増幅），IPA（中間段増幅），DPA（駆動段増幅），FPA

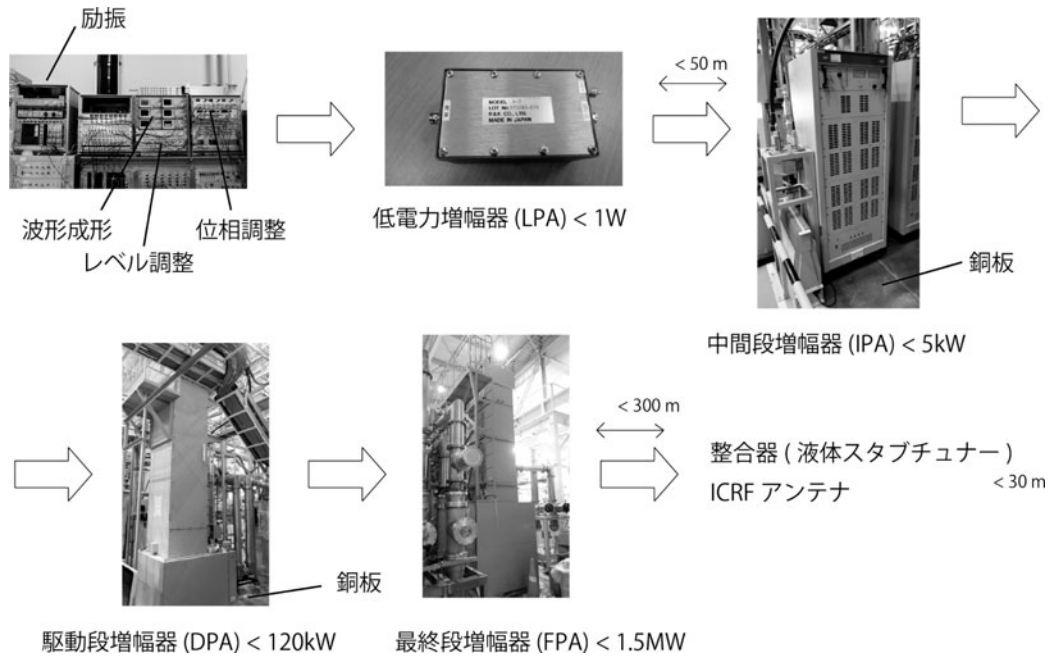


図8 ICH加熱システム概要図.

核融合科学研究所のICH実験で用いられている加熱システムの概要図. 磁場2.75 Tの水素のサイクロトロン共鳴に併せて周波数38.5 MHzを採用しており, 励振からのアンテナの総電磁波伝送長は数百メートル以上となる.

(最終段増幅)と多段増幅を行っている. MHz帯の電磁波の良い点として, この多段増幅を行うための機器が充実しており, 入手も比較的容易なことが挙げられる. MHz帯で10 kW以下の増幅器は通常のラジオの送信機として広く使われているため, 実験で使う性能・コストを考えて選択を行えばよい. 近年の半導体技術の成熟によりMOSFETの石(半導体)を使った増幅器が一般的であり, インピーダンス整合が必要ではあるが簡便で接続先のインピーダンスに発振が敏感でない製品が多い. 核融合研では低電力増幅器として増幅度+20 dB(24 V駆動, 最大1 W)の半導体アンプを使用している. また中間段増幅としてはクリエートデザイン製[15]のアンプを使用し最大5 kWまで+60 dBの増幅を行う事ができる. 増幅後の出力が数十kW以上になると, 半導体では増幅が厳しく, 昔ながらの真空管(球)を使ったアンプが多用されている. 以前は数kW以下の高周波増幅にも真空管が使われ, 一般的な放送局の送信用の増幅器として用いられていたが, 調整等が簡便な半導体にとって変わられている. 数十kWを超す大電力増幅には今もなお真空管が使われているが, 絶対量としての使用頻度が下がっていることから, 真空管の価格が高騰している. この周波数帯のMWクラスの増幅用真空管として, 4CM2500KG (EIMAC)[16]やTH525A (THARES)[17]などがよく使われており, プレート電圧24kV, プレート電流60~80 Aで運転を行うことで1 MW程度の出力を達成している. 発振効率としては約50~60%であり, 比較的高率のよい高周波増幅ができることが特徴である. また図8をみてもらうとわかるが, 発振器の下に銅製の板が敷き詰められており, 多点接地されている. 直流回路の発想では多点アースは悪であるが, 高周波では比較的多点アースが好まれる. これは先に述べた伝送路によりインピーダ

ンスが異なることに関係があり, 一点アースした場合は経路によっては高インピーダンスになり接地不良と同様の動作を示す時がある. そこで高周波電源ではインピーダンスを下げるために多点アースを基本的に採用し, その実現のために銅板の上に発振機器を設置している.

次に通常研究室レベルで使う電力としては100 kWクラスで十分であることを考え, 図9に駆動段増幅器の簡易回路図を記載した. この回路図を元に100 kW弱の高周波増幅に関する問題点および改善について考えてみることにする. この増幅回路は最大使用周波数110 MHzの真空管

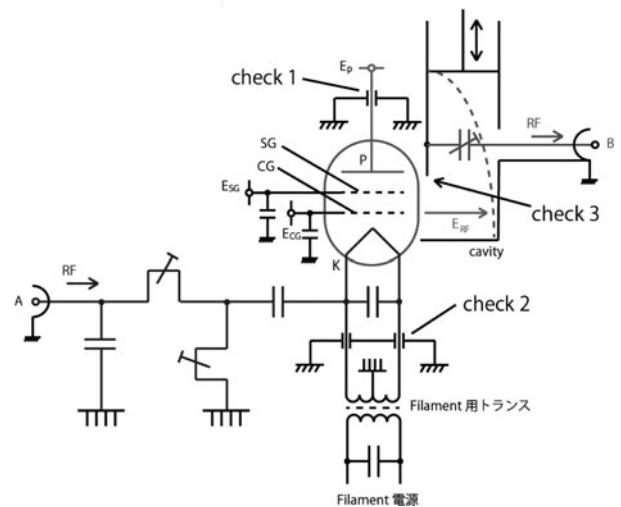


図9 真空管を用いた簡易増幅器回路図. 真空管を使った増幅回路は, 高周波電力をカソードへ効率良く伝送させるための入力整合回路, 4極真空管(カソード(K), コントロールグリッド(CG), スクリーニンググリッド(SG), アノード(P))およびキャビティ, 出力結合コンデンサからなる.

(4CW150KE (EIMAC))[18]を使用し、プレート電圧 15 kV で約 100 kW の出力を達成している。詳細な特性は Richardson Electronics の HP (web site)[19]を参照していただきたい。図 9 の左にあるポート A に特性インピーダンス 50 Ω の同軸ケーブルで接続された駆動用の高周波は可変コンデンサ・直列可変インダクタンス・並列可変インダクタンスに伝搬され、DC カット用のコンデンサを通して真空管（四極管）内に伝搬されている。この増幅器はカソード(K)に高周波信号を加え、コントロールグリッド(CG)、スクリーングリッド(SG)、プレート(P)に適した電圧をかけることで4極管として真空管を動作させている。真空管内部で高周波電流が流れているが、電流はプレートを通じて供給されているため、真空管外側の金属部にも高周波電流が流れており、真空管外側のプレート部と増幅キャビティの設置部の間に増幅された高周波電場 E_{RF} (真空管右側 check 3 下周辺)が励起され、共鳴箱の中で緑の点線のような電場強度分布が作られ、結合コンデンサを通して同軸管に高周波電力を出力している。発振器は大まかに分類すると、入力調整用の整合回路・電力増幅用の真空管・電力取り出しのためのキャビティ部の3段構成になっている。キャビティ部分は3次元構造をもち、その構造が電磁波の共鳴・伝送路への結合に関係しているため、空間的電圧分布等を考慮する必要がある。入力調整用回路としては、適した位置にコンデンサまたはコイルのいずれか一つがあればいいが、この発振器は10–100 MHzの広い領域で整合調整の必要があるため、整合調整にある程度の自由度をもたせた設計になっている。真空管一つ一つは個性をもっているため、実際に回路に組みこんで回路調整をする必要がある。

真空管を増幅回路に組み込んだ後、初めて発振させるときは、内部のフィラメント(F)、コントロールグリッド、スクリーングリッド、カソードをいきなり強熱して歪みが出ないように温度はゆっくり上げることが望ましい。特にしばらく使っていない真空管は真空度が悪くなっておりその状態で真空管を運転すると、真空管の中で放電が生じ、グリッドやカソードの一部を局所的に温める。また真空悪化によってもたらされた粒子を介して電流が流れ、疑似ショートした状態になる危険性もある。短パルスで熱負荷の少ない発振を繰り返すエージング等を行って真空管内の真空度を下げ、熱応力に対してグリッド・カソード等を馴染ませる事が重要である。真空管は局所的な温度上昇または異常放電によってグリッドまたはカソードが熱でゆがみ、コントロールグリッドとカソードが接触するGKタッチと呼ばれる深刻な真空管破損が起きやすい。真空管に関しては仕様範囲内の運転に心掛けるだけでなく、コントロールグリッド、スクリーングリッドに流れる電流がどのように変化するかを常時モニターし、インターロック等を整備することが重要である。

図 9 中に増幅器を正常に動作させるために重要なチェックポイント1～3を記した。チェックポイント1・2は、増幅器の内部から外部への電磁波の伝搬・回り込みが生じ易い箇所であり、この箇所から高周波が漏れ出していない

かチェックすることにある。特にチェックポイント1は大電流を供給しているアノードラインであり、高周波が電源へ回り込みしやすく、アノード電源ひいてはコントロールグリッド・スクリーングリッド電源にも影響して電源全体を不安定にする危険性がある。3.1章の直流電源の製作で述べられた注意事項に加えてしっかりと高周波の逆流対策が必要となる。定常発振時はその電流使用量も考えて基幹の電源に影響を及ぼしていないか確認することが重要である。チェックポイント2では、カソードに高周波駆動用の電流が流れ込みフィラメントを通してトランス電源へ高周波が回り込むことを防ぐ必要がある。チェックポイント1・2では共に貫通コンデンサを使用して高周波が電源側に流れないように抑えているが、コンデンサの容量が少ないと大電流の高周波が漏れて流れてしまい誤動作を引き起こす可能性がある。定常発振時にチェックポイント2において貫通コンデンサを高周波電磁波が通過することにより、フィラメント電源が不安定になり同じ電源を使用していた制御機器がエラーを起こした経験があり、不要なトラブルを避けるために是非確認してほしい。チェックポイント3は真空管と外部キャビティ間にカプトンなどで非常に狭い距離で絶縁しコンデンサを作っているが、その部分に共振または三次元構造が原因で高い高周波電場がかかり、絶縁破壊または絶縁電圧劣化が生じることがある。特にカプトンは小さい穴が空き易いが外見上は判別できないことが多いため、絶縁電圧劣化などが起きた時は目視点検だけでなく、実際に高圧を印加して調べる事が重要である。

整合調整用素子としては、利便性から可変コンデンサなどが使われる場合も多いが、定常運転では素子の微小電力損失により運転中に徐々に温度が上昇するため、絶縁電圧を高くするために真空化された可変コンデンサ内のガス圧が増加し結局絶縁耐圧が落ちることがある。冷却をしっかりと行い、損失を減らす工夫を試みたこともあるが、大電力定常運転において性能を維持し続ける可変コンデンサは今のところ思いつかない。定常用の整合素子として伝送路を利用したスタブチューナーは構造が簡便だがMHz帯では装置サイズが大きくなる。万能な解がなかなか見いだせないため必要な内容を明確にし、コスト・労力を天秤にかけ選択していただきたい。

3.2.4.2 マイクロ波帯の電磁波増幅 (ECH)

周波数のより高い電磁波を取り扱うようになると、ラジオ周波数帯の取り扱いと比べて視点が少し変わってくる。ここではプラズマ加熱または協同トムソン散乱などで使われる電子サイクロトロン周波数帯の電磁波（マイクロ波／ミリ波～数十GHz）について考える。マイクロ波／ミリ波帯の電磁波励起原理の詳細については、2006年に紹介された“高周波によるプラズマ加熱技術入門”[2]を一読して欲しい。電磁波として意識するときは装置サイズに対する波長を比較することが重要であり、1/100波長程度の長さ以内であることを想定していた。100GHzのミリ波では電磁波の1/100波長は30ミクロンであり、実質的に装置の長さを意識する必要がある。しかし現実的にはミリ波帯の電磁波を取り扱う時は波長を意識して考えるより、波長に対し

いてオーバーサイズの機器を使用して、光として電磁波の伝送を取り扱うことが多い。これはこの後に説明するミリ波の伝送に関連がある。ここではまずミリ波の発振から伝送までの概略を考えよう。図10に核融合科学研究所で現在使用している 77 GHz の大電力ジャイロトロンを概要を示す。ジャイロトロンは電子銃・軸方向に磁場を印加された円筒状キャビティ（共振器）・モード変換器・真空窓・コレクタからなる。電子銃部で熱電子放射が生じ、超伝導コイルで作られた軸方向の磁場に巻き付いた電子が集団運動しながらコレクタ部へ向けて移動していく。サイクロトロン共鳴メーザー作用により加速・減速される集団ができ、形状を最適化されたキャビティを通過する過程で磁場に垂直成分のエネルギーの一部が電磁波に変わりモード変換器へ導かれる。このモード変換器においてキャビティから出てくる TE (Transverse Electric) モードは直線偏波のガウスビームに変換され、出力窓からジャイロトロン外部へ伝送する。ジャイロトロン出口には準光学的結合器 (Matching Optics Unit: MOU) が設置され、ガウスビームと伝送路との整合を取っている。ここで TE (Transverse Electric) モードとは、電磁波の進行方向に電場成分を持たずに伝搬していく電磁波である[19]。コレクタはキャビティで電磁波に変換されなかった磁場に平行方向に運動している電子のエネルギーを受け渡す場所になる。この損失エネルギーは比較的大きく、電力効率を高めることができなかったが、構造としては複雑になるが、ボディ電位 (~80 kV) とコレクタ電位 (~60 kV) の電位差により減速され電子をコレクタに衝突させる方式を採用した。これにより系全体で考えた場合、実効的に消費される電力は、コレクタ電圧 × 電流となり、効率改善を行っている。さらにコレクタ部に電子が集中的に衝突するとその箇所の温度が上昇しジャイロトロン内の真空が悪化したり、コレクタが溶けたりするため、磁場をスイープさせコレクタ部の衝突箇所を分散

させることにより、運転中もジャイロトロン内を高真空状態に保つことができている。高性能ジャイロトロンとしては、日本原子力研究開発機構で開発されたジャイロトロンが国際熱核融合実験炉 (ITER) で要求される特性を既に満たしており、発振効率56%の状態ですら1 MW・800秒の発振に成功している[20]。

ジャイロトロンから取り出された電磁波は、通常導波管を用いて伝送されている。導波管ではシングルモード伝送からマルチモード伝送といろいろな方法があるが、大電力ミリ波加熱を研究している現場では、伝送損失が少ない、波長に対してオーバーサイズの円形コルゲート導波管中に HE₁₁ (~TE₁₁+TM₁₁) モードの電磁波を伝送する方法がとられている。ここで TM (Transverse Magnetic) モードは進行方向に磁場成分をもたない電磁波である。図11に境界面 (左面) で励起した HE₁₁モードが円形コルゲート導波管中を伝搬する計算例を示す。この円形コルゲート導波管は核融合科学研究所の ECH 加熱にも使用しているモデルと同じにした。計算に関しては COMSOL[21]の光学モジュールを用い3次元電磁解析を行った。また計算領域を限定するために伝送路の終端 (右面) には反射のない吸収領域を仮定している。電磁波を吸収させながら伝搬させることで反射を防いでいる。この円形コルゲート導波管は突起部の幅を 0.2 mm、凹部の深さ 0.6 mm でその幅を 0.6 mm として、伝送路方向に 0.8 mm の周期構造をもたせている。あまりに細かい突起部であるため、図11では絵としてはつぶれてしまった点をご容赦いただきたい。また伝送路長は 20 mm 程度と短いですが、電磁波の波長 (~3.9 mm) の 4 倍程度あるため伝送として十分長いと考えても問題ない。なおこのタイプの円形コルゲート導波管[22]は、アメリカの General Atomics (GA) [23]や日本の古河電工などからも購入できる。GA 製円形コルゲート導波管の伝搬周波数領域は 70-170 GHz、定格電力は 1 MW 以下である。図11で

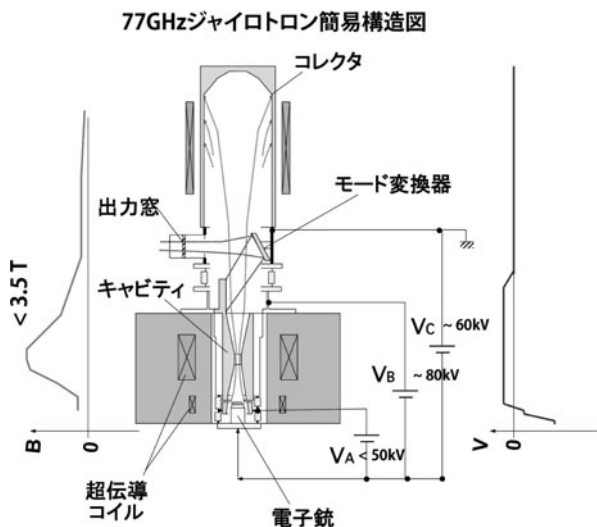


図10 大電力用ジャイロトロン簡易構造図。電子銃・共鳴キャビティ・モード変換器・出力窓からなる。磁場生成のための超伝導コイル、コレクタでの損失エネルギーを減らすための減衰用電場などがある。

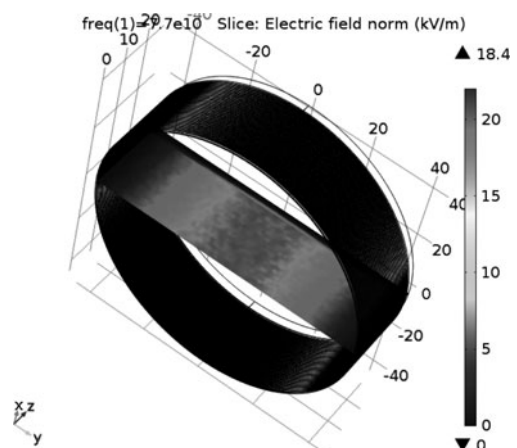


図11 コルゲート導波管内の電場強度分布。異なる2種類の内径φ88.9 mm (z方向: 0.2 mm)、φ88.9 + 1.2 mm (z方向: 0.6 mm)の円筒が交互に0.8 mm周期で連続的に連なっている。上記の伝送路長は20 mm。77 GHzの電磁波を左面からHE₁₁モードで励起し、右面に反射のない吸収境界条件を設け、表面損失のない完全導体の金属壁中での電磁波の導波管中内の電場強度分布を計算した。

は、電場は円形導波管の中央に集まり、管壁付近は非常に弱いことから導波管の壁部でのジュール損失の少ない伝送ができる事がわかる。また高周波電場が管の中央に集中し、電磁波は集団として直進していることから、波動として境界条件を考え電磁波の伝送を考えなくても、光（ビーム）として取り扱っても問題ないことがわかる。コルゲート導波管をつなげるときはこのビーム伝送を妨げない用に行う事が重要であり、電磁波ビームの光軸と伝送路の管軸を正確に合わせることで、モード変換を抑え、壁面損失を減らす事ができる。コルゲート構造のない円筒導波管に HE_{11} を伝搬させるとモード変換により伝送線路上に周期的な電圧分布構造が現れ、壁面付近にも強い電場が生じる。伝送線路長に不要なモードが生じ、ミリ波の損失につながっていないか注意する必要がある。実際に電磁波の伝送評価を行う方法として、導波管を接続した所々で感熱紙を利用し、ミリ波のエネルギーが感熱紙を燃やす（焦がす）ことで電場分布を計算と比較し、電磁波の伝搬モードが崩れていないか確認する手法をとっている。直線的な伝送路以外にもミリ波伝送には伝送路を曲げるベンド部、電磁波の偏波面を変更する偏波器、電力評価のための検出回路および複数の偏波が混ざったモードから偏波の種類毎に電磁波を分離する偏波分離器など多数のコンポーネントが必要となる。近年の電磁解析ソフトおよび計算機の性能向上により、波長に対してオーバーサイズのコンポーネントの電磁波解析が容易にかつ正確にできるようになってきた。各コンポーネントの選定および開発には電磁解析ソフトを有効に活用することをお勧めする。

3.2.5 最後に

高周波電源を使いこなすことを念頭に、周波数の選定、高周波システム概要、電磁波伝搬の基礎知識、高周波回路を効率的に伝送させるための整合、FM周波数帯の増幅器およびその注意事項、ミリ波増幅器の簡単な説明およびミリ波伝送について説明した。ミリ波増幅器を使いこなすためには非常に多くの開発事項について理解および経験が必要であるため、今回は開発・調整に関する点には触れないこととした。また筆者がFM周波数帯の電磁波を中心に研究をすすめていたこともあり、FM周波数帯の電磁波に力点をおいてしまった点についてはご容赦いただきたい。マイクロ波／ミリ波コンポーネントに関しては電磁解析ソフトの進展により、3次元構造を考慮した最適化および高精度な予想ができるようになってきたため、計算結果を基に方針を決めていただきたい。本章は現実に使用しているス

ペックを敢えて記載することで、高周波電源を組み上げるときに参考になるようにした。会社名なども敢えて記載したが、今回は記載しなかったが高周波コンポーネントを取り扱う優れた会社は他にも多数存在するため、インターネットなどを利用して検索して必要なコンポーネントの情報を入手して欲しい。高周波電源に関する研究は非常に試行錯誤の積み重ねで発展してきたが、読者には少しでも試行錯誤の労力を減らし、本来の目的である物理実験に精力をつぎ込めるように手助けになることを期待する。また本節を作成するにあたりアドバイス・またはコメントをいただいた核融合科学研究所のプラズマ加熱物理研究グループのメンバーには多大な感謝を申し上げたい。

参考文献

- [1] www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/serach/myuse/summary/index.htm
- [2] 武藤 敬他：講座“高周波によるプラズマ加熱技術入門” プラズマ・核融合学会誌 82, 376 (2006).
- [3] R. Koch *et al.*, Fusion Eng. Des. 47, 97 (2005).
- [4] E. Westerhof *et al.*, Fusion Eng. Des. 47, 108 (2005).
- [5] www.minicircuits.com/products/Amplifiers.shtml
- [6] www.soumu.go.jp/soutsu/kanto/bc/digital/menkyo/
- [7] 広畑 淳：高周波技術センスアップ101 (CQ出版, 2003) p93.
- [8] www.fujikura.co.jp/products/cable/coaxial/cd1203.html
- [9] A. Cavallo *et al.*, Rev. Sci. Instr. 81, 2396 (1990).
- [10] 森 栄二：マイクロウェーブ技術入門講座 (CQ出版, 2003) p131.
- [11] 市川祐一, 青木 勝：GHz時代の高周波回路設計 (CQ出版, 2003) p31.
- [12] cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-6966JA.pdf
- [13] 広畑 淳：高周波技術センスアップ101 (CQ出版, 2003) p84.
- [14] www.cd-corp.com/k1.html
- [15] www.rell.com/filebase/en/src/Datasheets/4cm2500kg.pdf
- [16] www.thalesgroup.com/sites/default/files/asset/document/TH525_sub_size_6_down_10_A%20.pdf
- [17] www.cpii.com/docs/datasheets/78/4CW150-000E.pdf
- [18] www.rell.com
- [19] 中島将光：マイクロ波工学 (森北出版, 2010) p.43.
- [20] K. Sakamoto *et al.*, Nucl. Fusion 49, 095019 (2009).
- [21] www.comsol.com/products
- [22] J.J. Doane, Infrared Millimeter Waves 13, 123 (1985).
- [23] www.ga.com/straight-corrugated-waveguides