

UHF 大電力クライストロンの出力素子のインピーダンス整合解 IMPEDANCE-MATCHING SOLUTIONS FOR OUTPUT DEVICES OF HIGH POWER UHF KLYSTRON

竹内保直#

Yasunao Takeuchi #

High Energy Accelerator Research Organization (KEK)

Abstract

The coaxial disk-type RF window and the doorknob transition have been adopted for the output devices of the high power UHF klystron for a long time. In this paper, the characteristics of the impedance-matching solutions for the coaxial disk-type RF windows with the choke structure are described using the impedance loci on the Smith charts. Also, the impedance matching design procedures of the doorknob transition from the WX152D waveguide to the WR1500 are discussed.

1. はじめに

1980 年代初頭、KEK-TRISTAN 加速空洞の高周波源である 1.2MW 連続波 UHF クライストロン(東芝製 E3786、周波数: 508.6MHz)の高周波出力素子は、当初、円筒形セラミックスの高周波窓とそれを含む同軸導波管変換器(WX77D→WR1500)の構造が採用されていた。大電力での安定な性能を得るために、1987 年、KEK において田中治郎の指導の元に、馬場斉が中心となって、同軸平板形セラミックスの高周波窓とドアノブ型同軸導波管変換器を組み合わせた構造を持つ出力素子が設計され、クライストロン(E3786)の改良に採用された(Figure 1 参照)[1][2]。

この同軸平板形セラミックスを用いた高周波窓には、同軸管の内導体と外導体部分に、インピーダンス整合をとるためのチョーク構造が設けられている。馬場斉はチョーク構造を含む高周波窓部分を、等価回路を用いて解析した。その結果、整合条件を満たすチョークの長さが 2 つ存在することを見だし、短い方の解を選択した[1]。筆者は当時、馬場斉の元で、チョーク構造を持つ高周波窓、及び、ドアノブ型変換器のインピーダンス整合を得るための、それぞれのコールドモデルの測定と、整合解の選択の作業に関わった。特にドアノブ型変換器の整合解の決定に際しては、馬場斉の設計による 3 種類の直径のドアノブ型変換器のコールドモデルに対して、測定の方法と整合解の決定方針を定めて、整合解を選択した。当時は、HFSS 等のような高周波電磁場のシミュレーションコードがなかったため、コールドモデルの測定によって、設計が進められた。この設計は、現在でも、東芝電子管デバイス社製クライストロン(E3786, E3732)で採用されている。

本論文では、これらの設計を例として、次の 2 項目について記述する。

(1) チョーク構造を持つ同軸平板形高周波窓の(複数個存在する)整合解の性質を、簡単な等価回路モデルとスミス図表を用いて解析する。シミュレーションコード(HFSS)を用いて、整合解の性質を確認する。

(2) コールドモデルを測定して実施した、前述のドアノブ型変換器の整合解の選択プロセスを、シミュレーションコード(HFSS)を用いて再現して、入力インピーダンスの解析から適切な整合解を選択する方法を示す。

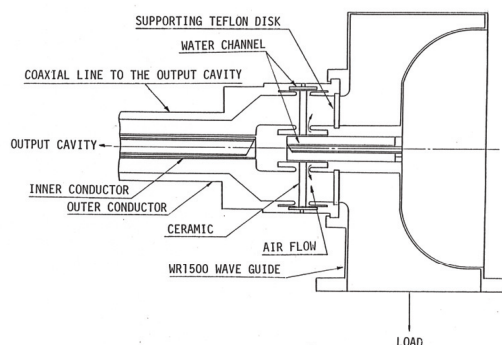


Figure 1: RF output devices of the UHF klystron (E3786).

2. チョーク構造を備えた同軸平板型高周波窓の整合解の性質

2.1 モデルと等価回路

チョーク構造を持つ同軸平板型高周波窓の整合解の性質を調べるために、Figure 2 に示す、同軸構造(WX152D)内部にセラミックスとチョーク構造を持つモデルを考察する。この構造の等価回路は、馬場斉の文献[1]を参考にして、Figure 3 のように表すことができる。等価回路に対応する、チョーク部分+セラミックス部分+チョーク部分の F-matrix は(2-1)式で表される[3]。

$$\begin{bmatrix} 1 & jZ_1 \tan \beta L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta_2 T & jZ_2 \sin \beta_2 T \\ \frac{j \sin \beta_2 T}{Z_2} & \cos \beta_2 T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jZ_1 \tan \beta L \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{--- (2-1)}$$

ここで、セラミックスの比誘電率: $\epsilon_r=9$ を仮定する。WX152D の特性インピーダンスを Z_0 とする。電磁波の伝搬モードは、すべて、TEM モードを仮定する。周波数:

ytake@post.kek.jp

508.6MHz、 β :TEMモードの波数。 Z_2 、 β_2 は、それぞれ、セラミックス内の特性インピーダンスと波数である。誘電率 ϵ を仮定すると、 $Z_2=Z_0/3$ 、 $\beta_2=3\beta$ となる。 Z_1 は、同軸管内導体内側と、外導体外側のチョーク構造を、同軸管と見なしてそれぞれの特性インピーダンスの和をとったものである。

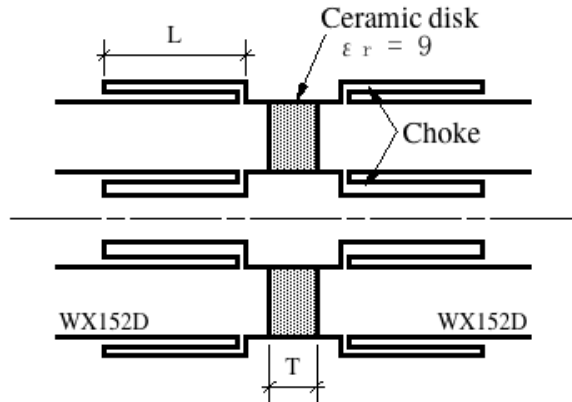


Figure 2: Choke type RF window.

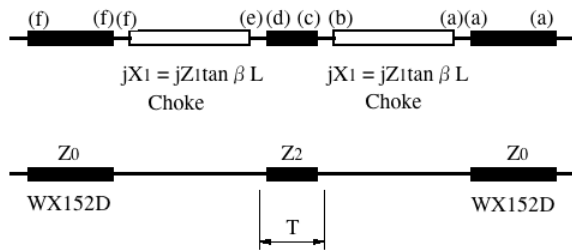


Figure 3: Equivalent circuit of choke type RF window.

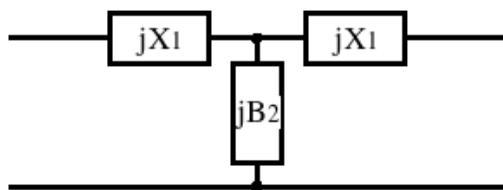


Figure 4: Equivalent circuit of choke type RF window ($T \ll \lambda$).

まず、このモデルで、セラミックスの厚さ T が波長に比べて充分小さい場合を考察する。このとき、セラミックス部分は、(2-1)式の対応する中央の F-matrix から、集中定数の容量性サセプタンス $jB_2 \approx j(\epsilon_r - 1)2\pi T / (\lambda Z_0)$ に近似できる。この高周波窓は、近似的に、Figure 4 の集中定数回路で表され、容量性サセプタンスが十分に小さい領域で、2 つ誘導性リアクタンスの値で整合解が存在することが、インピーダンスの計算から分かる。この 2 つの解の存在は Figure 4 の集中定数等価回路が持つ性質である。

2.2 スミス図表上のインピーダンス軌跡を用いた整合解の表し方

次に、セラミックス厚さ T の制限を取り除いて、Figure 2、Figure 3 のモデルの整合解の性質を、Figure 5 に示すようなスミス図表 (インピーダンス図表) を用いて調べる。Figure 3 の等価回路の右側を特性インピーダンス Z_0 (WX152D: 50Ω) で終端して、右側をみた回路上のインピーダンス軌跡を描く。最終的に、等価回路の左端 (f) からみた規格化インピーダンスが 1 (スミス図表上の中心 o) となると、整合解となる。点 (a) は、Figure 5 の中心 o に対応する。チョーク長さ L が、 $0 < L < \lambda/4$ の場合、リアクタンス jX_1 は、 $jX_1 = jZ_1 \tan \beta L$ で表され、スミス図表上の規格化インピーダンス ($Z_n = r + jx$) の虚数部分が X_1/Z_0 だけ変化する。従って、 X_1 の大きさにより、 $r=1$ の円 (C_1) の周上を右側に回転する。ここで、その終点を、仮に (b) - (規格化インピーダンス: $1 + 0.417j$) に選ぶ。すると、セラミックスの誘電率 $\epsilon_r = 9$ より、セラミックス部分の特性インピーダンス Z_2 は、 $Z_2 = Z_0/3$ となることから、セラミックス部分からみた規格化インピーダンスは、(b) のインピーダンスに $Z_0/Z_2 = 3$ を乗じて得られ、 $r=3$ の円 (C_2) の周上の点 (c) - (規格化インピーダンス: $3 + 1.250j$) となる。セラミックス内部から見たインピーダンスは、点 (c) から o を中心とした時計回りの円周上の点となり、円周角が表す電気長がセラミックスの厚さ T に対応する。ここで、セラミックス上の左端点 (d) が、Figure 5 のように、円 C_2 上に乗るようにセラミックス厚さ T を 8mm に定めると、点 (d) - (規格化インピーダンス: $3 - 1.250j$) となる。さらに、点 (e) - (規格化インピーダンス: $1 - 0.417j$)、セラミックスの左側のチョークによるリアクタンスの効果により、点 (f) は図表の中心 o に重なり、整合解となる。同様にして、 $T=8\text{mm}$ での別の整合解が、(a') - (b') - (c') - (d') - (e') - (f) の軌跡に存在することが分かる。このように、このモデルの整合解は、スミス図表上の 2 つの円 C_1 、 C_2 を利用したインピーダンス軌跡で表すことができる。このような特徴は、Pillbox 型高周波窓、及び、オーバーアンダーカット構造を持った同軸平板型高周波窓でのアドミタンス軌跡と整合解との関係[4]に類似している。

ここで、セラミックスの左右のチョーク長さを、 L (left)、 L (right) のように区別して、それぞれ、任意の長さをとることができるという条件を与えると、それぞれのチョークのリアクタンス X_1 は、正 ($0 < L < \lambda/4$ の場合)、負 ($\lambda/4 < L < \lambda/2$ の場合) の値をとることができる。文献[4]を参考にすると、スミス図表上でのインピーダンス軌跡の幾何学的な特徴から、「このモデルで整合を得るための必要十分条件は、セラミックス内部から見たインピーダンスが円 C_2 の周上の点から出発して、 C_2 の円周上の点で終わることである。」が分かる。 C_2 の円周上の点から、点 o を中心とした円周を描いて C_2 の円周上に戻るインピーダンス軌跡は、次の 3 種類である。(1) インピーダンスの軌跡が C_2 の内部を通る、(2) インピーダンスの軌跡が C_2 の外部を通る、(3) インピーダンスの軌跡が 360 度回転して、元の C_2 の周上の点に戻る。(注意:ここでは、電気長が 1/2 波長加わることによるインピーダンス整合解の周期解は、特に断らない限り除いて議論する。)

2.3 3種類の整合解の性質

(A) セラミックス内部から見たインピーダンス軌跡が C_2 内部となる場合

- 2つの L の値で整合解が存在する ($0 < L < \lambda/4$)。
- この整合解のセラミックスの厚さを T_1 と表記すると、中心 o から C_2 に引いた2本の接線の間の角度 (C_2 を挟む角度) が表す電気長が T_1 の最大値 (周期解を除く) となる。この値を参考文献[4]にならって、 T_{1max} とすると、セラミックス厚さは、 $0 < T_1 \leq T_{1max}$ の範囲の任意の値をとることができる。このモデル (WX152D、誘電率 9) では、 $T_{1max}=10.63\text{mm}$ である。
- 接線解 T_{1max} は、2つの L の解が重なり、重根となっている。
- Figure5 に $T_1=8\text{mm}$ の場合の、2つの整合解のインピーダンス軌跡を示す。

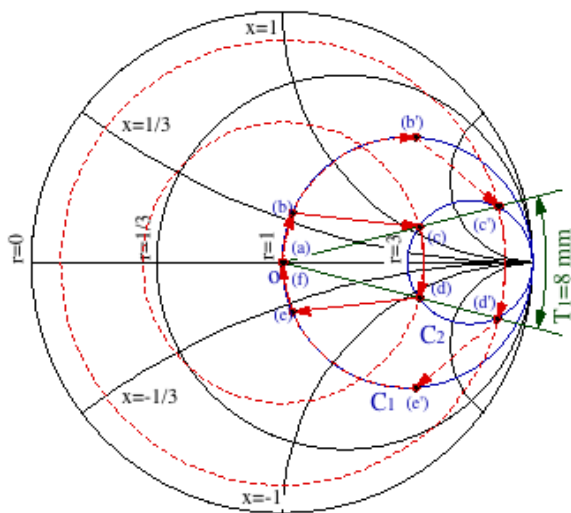


Figure 5: Impedance loci of the matching solutions when $T_1=8\text{mm}$ ($0 < T_1 \leq T_{1max}$). There exist two solutions.

(B) セラミックス内部から見たインピーダンス軌跡が C_2 外部となる場合

- 2つの L の値で整合解が存在する ($\lambda/4 < L < \lambda/2$)。
- この整合解のセラミックスの厚さを T_2 と表記すると、中心 o から C_2 に引いた2本の接線の間の角度 (C_2 の外側角度) が表す電気長が T_2 の最小値となる。この値を参考文献[4]にならって、 T_{2min} とすると、セラミックス厚さは、 $T_{2min} \leq T_2 < \lambda_{(ceramics)}/2$ の範囲の任意の値となる。このモデルでは、 $T_{2min}=87.61\text{mm}$ である。したがって、 $87.61\text{mm} \leq T_2 < 98.24\text{mm}$ である。
- 接線解 T_{2min} は、2つの L の解が重なり、重根となっている。
- Figure6 に $T_2=90.24\text{mm}$ の場合の、2つの整合解のインピーダンス軌跡を示す。

(C) セラミックス内部から見たインピーダンス軌跡が C_2 周上の点から始まる 360° の円周となる場合

- セラミックス厚さ T は $\lambda_{(ceramics)}/2=98.24\text{mm}$ となる。
- チョークのリアクタンス X_1 は、セラミックス内部のインピーダンス軌跡の出発点を、WX152D 側から見た C_1 上

の点で定まる。右側のチョークリアクタンス $X_1(\text{right})$ と左側の $X_1(\text{left})$ とは符号が異なり、 $X_1(\text{left})=-X_1(\text{right})$ となる。

注意: (A)、(B) の結果より、 $T_{1max} < T < T_{2min}$ の範囲 (このモデルでは $10.63\text{mm} < T < 87.61\text{mm}$) のセラミックス厚さ T では、整合解が存在しない。

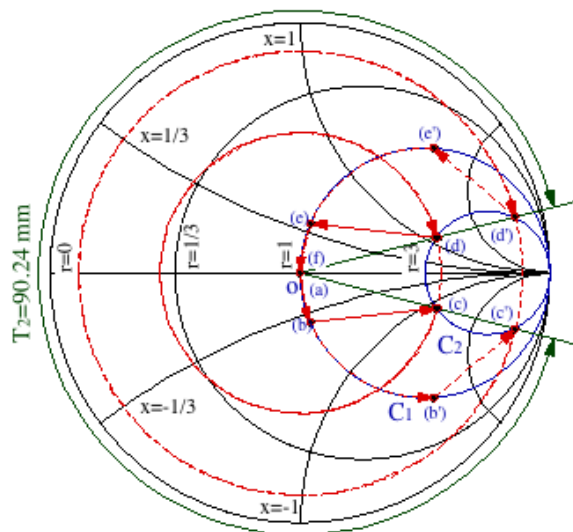


Figure 6: Impedance loci of the matching solutions when $T_2=90.24\text{mm}$ ($T_{2min} \leq T_2 < \lambda_{(ceramics)}/2$). There exist two solutions.

2.4 RF シミュレーションコードでの確認

Figure2 のモデルの整合解を、RF シミュレーションコード (HFSS) を用いて確認した。シミュレーションに使用したモデルでは、同軸管外導体の外側チョーク構造の内径、外径を、それぞれ、153.9mm、157.9mm とし、内導体の内側のチョーク構造の内径、外径を、48mm、64mm とした。このとき、Figure3 の等価回路の Z_1 の値は 18.78 となる。セラミックスの厚さ T は、8mm、90mm、30mm の3種類を選択した。シミュレーションモデルでは、チョーク構造とセラミックスとの間の近接効果を小さくするために、同軸管にチョーク構造を接続する位置を、セラミックス表面から 5mm 離れた。この 5mm の距離と、近接効果は、等価回路からの違いとなるため、整合解の振舞いに影響を与えるが、等価回路の大きな性質は現れると予測した。

Figure7 に結果 ($|S_{11}|$ とチョーク長さ L の関係) を示す。 $T=8\text{mm}$ の場合、前節 (A) で示したように、 $0 < L < \lambda/4$ の範囲に2つの整合解 ($L=73\text{mm}$ 、 107mm) が存在する。これらは、等価回路から計算される2つの解 ($L=78.5\text{mm}$ 、 131.0mm) に対応する。さらに、等価回路からは出てこない $L=143\text{mm}$ 付近の透過特性が現れている。この透過特性は、電磁場分布の解析から、「左右のチョーク構造とセラミックスとの間の近接効果が働いて、空洞共振回路を形成していることが原因」と考えている。 $T=90\text{mm}$ の場合は、前節 (B) の説明のように、 $\lambda/4 < L < \lambda/2$ の範囲に2つの整合解 ($L=206\text{mm}$ 、 148mm) が存在する。これらは、等価回路から計算される2つの解 ($L=214.0\text{mm}$ 、 164.5mm) に対応する。また、近接効果によると考えられ

る、 $L=135\text{mm}$ の透過特性が存在する。 $T=30\text{mm}$ の場合、近接効果で現れる $L=142\text{mm}$ 付近の透過特性を除くと、前節で述べたように整合解は存在しない。これらの整合解の中では、 $L=107\text{mm}$ 、 $L=148\text{mm}$ に対応する解は、チョーク構造内に電磁場が比較的多く入りこみ、大電力用には適していない。 $L=73\text{mm}$ に対応する解が大電力用として適している。また、 $L=206\text{mm}$ ($T=90\text{mm}$) に対応する解も、高い周波数領域でセラミックス厚さが薄くなりすぎるような場合に、比較的厚いセラミックス厚さを選択でき、帯域も広いため、大電力用以外では十分に実用的な整合解であると考えられる。この厚いセラミックスに対応する整合解の実用例は、筆者の知る限り存在していない。

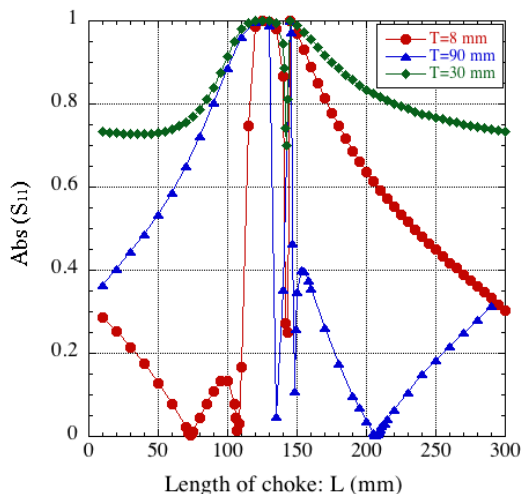


Figure 7: Results of the simulation; $|S_{11}|$ vs length of choke, with $T=8, 90, 30\text{ mm}$.

3. ドアノブ型同軸導波管変換器

Figure1 に示すクライストロン E3786 のドアノブ型変換器の設計値の最終結果については詳しく報告されている [1] [2]。ここでは、設計の過程で整合解を選択する際に用いた手法について述べる。この変換機は、WX152D 同軸管 (TEM モード) から、WR1500 導波管 (TE₁₀ モード) への変換器である。508.6MHz の連続波 1.2MW の大電力高周波に対応するものであるため、特に、大電力の伝送に対して安定な能力を有することに注意を払った。

Figure8 にこの変換器の概略を示す。(概略図上の基準面までの距離と同軸管部分の長さは、今回シミュレーションによって確認したときのモデルで使用したものである。) 設計当時はシミュレーションコードが存在しない時代であったため、異なる直径の 3 種類のコールドモデルを作成し、主として、ドアノブの後ろに置かれた短絡板 (WR1500) の位置: L 、ドアノブの高さ (h) を変えるためのスペーサ: a 、3 種類のドアノブの直径: D をパラメータとして、WR1500 導波管に設けた基準面から見た入力アドミタンスを測定して決定した。同軸管を終端して、矩形導波管側に基準面を設定した理由は、ドアノブ構造と短絡板だけで完全な整合が得られなかった場合に、矩形導波管にアイリスやポスト等の素子を設けて最終的に整合の調整を行うことを考慮したためである。短絡板は、ドアノブ構造に対して、より大きな誘導性サセプタンスを得る

ために、導波管断面形状の板ではなく、ドアノブを少し取り囲む形状の構造を採用した [1]。

最初の段階で、各パラメータの変化が、入力アドミタンスにどのように影響するかを調べた。第一に、短絡板の位置 L の効果を測定した。一例として、Figure9 に、 $D=356\text{mm}$ のモデルで、5 種類のスペーサ a について、短絡板の位置 L を $188\text{mm} \sim 238\text{mm}$ (10mm ステップ) の範囲で変化させたときの、基準面から見た入力アドミタンスを示す。これらの値は、設計当時の手順を HFSS の計算を用いて、今回再現したものである。

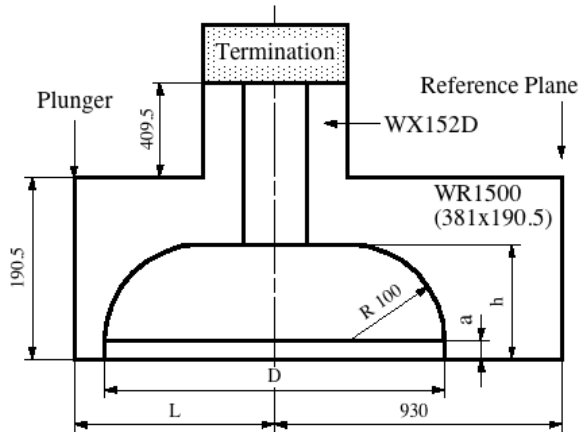


Figure8: Schematic drawing of the doorknob-type transformer.

矩形導波管に設けられた短絡板は、ドアノブ付近を基準にして考えると、矩形導波管に接続されたスタブチューナの構造と見なすことができる。単純な導波管のみの構造では、短絡部までの長さを L' とすると、スタブの規格化アドミタンスは、 $Y_{\text{stub}}/Y_0 = -j \cot(\beta L')$ で表される。ここで β は導波管 TE₁₀ モードでの波数、 Y_0 は矩形導波管の特性アドミタンスである。 $0 < L < \lambda/4$ の範囲では負符号のサセプタンス (誘導性) となり、 L の変化と共にアドミタンスの虚数部分のみが変化する。このことから筆者は、「Figure8 の基準面から見た入力アドミタンスは、短絡板の位置 L を変化させた時、基準面を適当に移動させると、実数部が一定で、虚数部分のみが変化するように見える」と予想した。

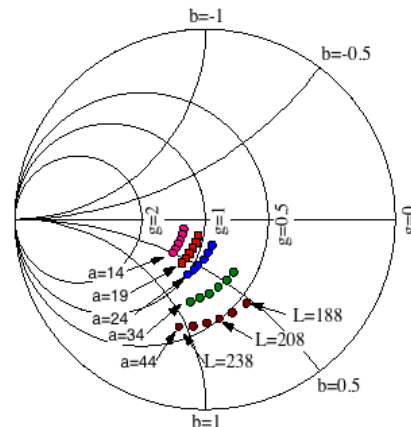


Figure9: Input admittance at the reference plane.

Figure10 に、Figure9 の測定値を用いて、各スペーサ a の値のデータ毎に、反射率の位相を変えて、スミス図表(規格化アドミタンス: $Y/Y_0 = g + jb$) 上で、コンダクタンス g が一定 ($g = \text{const}$) の曲線に近づくように描いたものである。(注意: この位相の回転角度は、スペーサ a の大きさによって異なる。また、短絡板をドアノブに 10mm 程度まで近づけると、曲線からずれる。短絡板を大きく離しても、 $g = \text{const}$ の曲線から少しずれる傾向がある。設計での短絡板目標位置の付近で L を変化させるのが望ましい。)

Figure10 の結果から、 $g=1$ の曲線上にのるスペーサ a の値を内挿(あるいは、HFSS 計算等)で容易に求めることができる。このモデルでは、 $a=19\text{mm}$ が近い値である。インピーダンス整合の解は無数に存在するが、筆者は、この $g=1$ の曲線に乗る解を選択することが合理的であると判断して採用した。このように選択すると、短絡板の調整によって反射率を最小近くに調整でき、どのような整合解を採用したかを定めることができるためである。さらに、 $D=356$ のモデルでも、短絡板のみでは完全な整合がとれていないが、ドアノブの形状(例えば $R100 \rightarrow R50$)を変更して、同じ手法で短絡板のみでの整合をとる場合にもそのまま使用できる評価基準である。

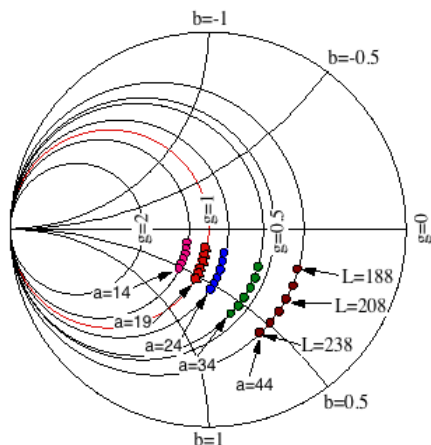


Figure10: Input admittance at the adjusted reference planes.

このドアノブ型変換器の設計では、 $D=298, 340, 356\text{mm}$ の 3 種類のコールドモデルをこの順に作成して、それぞれのモデルで、整合解を選択した。その手順は、

- (1) 数種類のスペーサ a の値で、短絡板の位置 L を変化させて、入力アドミタンス測定する。前述の方法を用いて、規格化入力アドミタンスの $g = \text{const}$ の曲線に乗るように、位相角(基準面)を調整して、Figure 10 のような図表を作成する。
- (2) スペーサ a の値を内挿することにより、基準面を調整した規格化入力アドミタンスが $g=1$ の曲線上にのるスペーサ a の値を定める。
- (3) 短絡板を調整して、反射率が小さくなるように調整する。大電力を扱うことから、短絡板とドアノブの間の距離は、約 19mm を最小と定めた。
- (4) ドアノブ直径が大きくなるほど、短絡板を近づけることで、反射率をより小さい値に調整できたが、 $D=356\text{mm}$ でも、短絡板調整のみでは完全な整合に至らなかった。

- (5) 開発期間が限られていたため、 $D=340\text{mm}$ ($a=21\text{mm}$, $L=189\text{mm}$) の寸法を決定した段階で、この構造を利用して実用化が進められた。
- (6) 最後に残った反射を取り除くため、矩形導波管側のフランジ部分に容量性アイリスを採用した。大電力を扱うことから、容量性アイリスよりも誘導性アイリスが好ましいが、容量性アイリスの場合は、ドアノブ近く ($D=340$ のドアノブ中心から 226mm) に設置できるといった利点があるため、容量性アイリスを選択した。
- (7) 特にデータは示していないが、 $D=298\text{mm}$ の構造+容量性アイリス、 $D=340\text{mm}$ の構造+容量性アイリスの 2 つの整合解では、広い帯域がとれた。このような性質のメカニズムについては、文献[5]に述べられている。

矩形導波管側から、同軸管で終端されたドアノブ変換器を見ると、短絡板の構造を除けば、 $Y_{in} = G + jB$ のように見える。スペーサ a を変化させると、主として実数部 G が大きく変わり、 G/Y_0 を 1 に近づけることができる。直径 D の変化は、虚数部 B の大きさに大きく影響を与えている。また、短絡板の誘導性サセプタンス ($-jB_s$) を利用して、虚数部を変化させることができ、 B/Y_0 をゼロに近づけることができる。

ここで説明した方法は、その後、KEKB 加速器の ARES 空洞用入力結合器等の、ドアノブ型変換器を備えた数種類の入力結合器の設計において、シミュレーションコードを用いてインピーダンス整合を計算する際に採用された [6]。

4. まとめ

チョーク構造を持つ同軸平板型高周波窓については、簡単なモデルを用いて、整合解の性質を調べた。整合解が複数存在する性質、整合解が存在しないセラミックス厚さの範囲等の知見が得られた。ドアノブ型同軸導波管変換器の設計手順については、入力アドミタンスの変化を調べることで、容易に整合解が得られることを示した。最適な設計を達成するためには、このような入力インピーダンス(アドミタンス)の変化を知ること重要であると考える。本件のクライストロン出力素子の設計は、現在の標準から評価すると、まだ、改善の余地があるが、既に約 30 年間、大きなトラブルもなく使用され続けている。この報告が、今後の改良等に役立つことであれば幸いである。

参考文献

- [1] 馬場齊「連続出力 1.2MW クライストロンの WX-152D 同軸導波管型セラミック出力窓と矩形導波管同軸導波管結合器の設計」、KEK Progress Report 86-4.
- [2] S. Isagawa *et al.*, KEK Preprint 87-7.
- [3] 参考文献[1]. この中の、セラミックス部分を表す F-matrix 内の式が正しくないとと思われるので注意.
- [4] Y. Takeuchi, KEK Preprint 2002-124.
- [5] G. L. Ragan, "Microwave Transmission Circuit", sec. 6.6.
- [6] 内藤富士雄, KEK, 私信.