

分割同軸形バルンのスロットからの 放射電力の周波数特性

畑 宏* 渡辺城康**

(昭和55年10月31日受理)

The Frequency Characteristics of Radiated Power from a Pair of Slots of a Split Coaxial Balun

Hiroshi HATA and Shiroyasu WATANABE

The input impedances of electrically small radiation elements are generally very frequency-sensitive. When such an element is loaded to a split coaxial balun, radiation from a pair of slots on the balun becomes appreciable. The purpose of this paper is to discuss the frequency characteristics of the radiated power from a split coaxial balun that is fed at an arbitrary point in the slotted section and loaded at the center of the slots with a short dipole antenna varying in length.

As the radiation is affected by the diameters of outer conductors and especially by the position of feeding posts, these are treated as parameters. The radiated power from slots is calculated from the far fields obtained by the method of separation of variables. The conduction loss is also taken into account by using a skin depth model on the inside walls of the split section. The circuit theory of BALUN is combined with the field theory to get the frequency characteristics of the input impedance at a reference terminal. The calculated results well agree with the experimental data on 0.03 wave length diameter pipes. These discussions show that the radiated power from a pair of slots becomes superior to that from a dipole antenna when it is shortened to about 40 percent of a half wavelength.

1 ま え が き

平衡-不平衡変換回路(バルン)の理論は従来一般にバルンにおける損失を無視して扱われてきた。しかし負荷インピーダンスの周波数依存性が強い場合、バルン内の半波長($\lambda/2$)または $\lambda/4$ の迂回路や分岐回路のリアクタンス分は負荷のリアクタンス分と共振して大きな損失の原因となり、実際の特性を説明できなくなる。電氣的に小形なアンテナはリア

* 電子工学教室 助教授

** 大学院修士課程

クティブな入力インピーダンスを有するので、これをバルンの負荷にしたものはそのような回路のよい例である。

本論文は、一般に広帯域とされている分割同軸型バルンに平衡側負荷として $\lambda/2$ 以下の短いダイポールアンテナを接続したときの共振点付近のバルンにおける損失と負荷の消費電力の周波数特性を理論的に求める方法を述べたもので、この結果を用いることにより従来この種の回路では測定に頼らざるを得なかった損失特性を設計段階で検討することが可能になった。放射損の算出にあたっては分割スロットからの放射電磁界を求めたので、バルンの理論に放射の理論を導入したことになる。

分割同軸形バルンは先端開放形(Fig. 1 (a)), 両端短絡形(Fig. 1 (b)) の両方とも、リアクティブな回路(スタブ)を利用しているので、負荷との整合が悪い場合には負荷とスロットのアドミタンスが共役に近い状態となって共振現象を起こすため、放射波を生じ導体損も無視できなくなることを報告した.^{1), 2)} これらは、バルンからの放射を利用したアンテナ

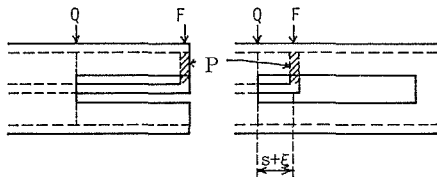
としての報告であるが、今回は伝送線路の一要素としてのバルンをその本来の機能で評価する観点に立ち、バルンの放射損、導体損を計算した。

本来、同軸管や同軸ケーブルの外導体に軸方向に開けられたスロットは普通の使い方(直径が0.1波長以下)では、ほとんど漏れ電波を生じない。しかし、バルンの場合Fig. 1から分かるように、スロット部には平衡モードの他に給電ポストPやスロット短絡部の横方向電流による

Hモードが発生する。このため、二つのスロットは互いに逆相に給電され、両端短絡形では、これが管を茎とする二葉状指向特性をもつ原因となる。³⁾

解析方法として、バルンからの放射電力 P_{rs} はスロット上のHモードの電界を式(3)のようにおき、スロットが一本の場合について変数分離法で解かれた Silver と Saunders の式⁴⁾ を二本の場合に拡張して遠方電磁界を求めた後、算出した。また損失電力 P_l については、スロット部に乗る平行二線 TEM モードの電流分布を軸方向に対しては単位長の等価回路から微分方程式を解いて求め、断面内は外導体の内壁にのみ表皮の深さまで存在し、かつ ϕ 方向に関しては均一に分布すると仮定し、その二乗に単位長の抵抗をかけてスロット区間で積分して求めた。

一般にバルンの理論としては無損失の先端開放形について明らかにされているが、⁵⁾ ここでは、それをベースとして両端短絡形バルンの等価回路をFig. 2のように考えた。Fig. 2において、 G_{rs} 、 G_l はそれぞれ P_{rs} 、 P_l に対する給電点コンダクタンスで、 $jB_{\delta 1}$ は給電点より左側のスロットの呈するサセプ



(a) $\lambda_0/4$ open-ended type (b) $\lambda_0/2$ short-ended type

Q : input terminal
F : feeding point

Fig. 1 : Split coaxial baluns.

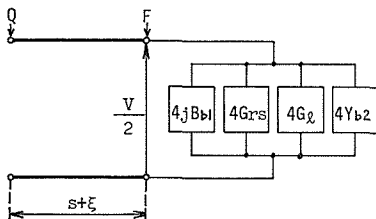


Fig. 2 : Equivalent circuit of a short-ended split coaxial balun.

タンス, Y_{b2} は右側のスロットの呈するアドミタンスで外部負荷のアドミタンスも含めて考えたものである. また W_u はスロット分割部の同軸 TEM モードの特性インピーダンス, V は給電点における平行二線 TEM モードの電圧である.

Fig. 2 の等価回路から, バルンの給電点からみた入力アドミタンス $4Y$ が求まる. Y は外部負荷の整合状態が悪いとき鋭い周波特性をもつので V も周波数に大きく依存する. P_{rs} , P_l の周波数特性はそれぞれ G_{rs} , G_l と V のそれによって決まり, ダイポール (外部負荷) からの放射電力 P_{rd} の周波数特性は, その放射コンダクタンス G_{rd} とダイポールの負荷点における電圧 V_m のそれによって決まる.

バルンのスロットとダイポールは近くに位置しているため相互インピーダンスを考える必要があるが, バルンには不平衡伝送モード, 平衡伝送モードおよび放射モードが存在するので, それぞれについて考える. 不平衡伝送モードと平衡伝送モードは放射電磁界を発生しない. また静電および誘導電磁界はスロットが細いとき不平衡伝送モードによるものは, 管の外に漏れず, 平衡伝送モードによるものはスロット上に集中していると考えられるのでダイポールへの影響は無視できる. 放射モードについては, バルンの二つのスロットを往復するように互いに逆相に給電された紙面と直交する磁流として考えると, ダイポ

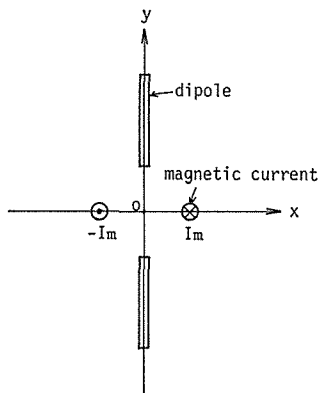


Fig. 3: Magnetic current model of the balun.

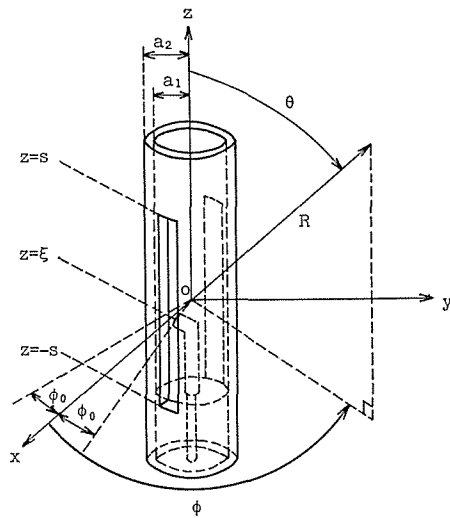


Fig. 4: Structure and symbols of a short-ended split balun with coordinate systems.

- ξ : feeding point
- $2s$: slot length
- $2\phi_0$: angular width of the slot
- a_1, a_2 : inner and outer radius of the outer conductor

ールのある y 軸上では二つの磁流の影響が打ち消しあって実質的に影響がなくなると思われるので放射モードについても相互インピーダンスは零と考えられる. したがって以下の解析ではすべて相互インピーダンスを無視して解析を行なう.

なお, Fig. 4 に解析に用いた両端短絡形バルンの構造, 記号および座標系を示したが, 解析はすべてスロットの共振周波数を750(MHz) として行なった.

2 バルンの給電点放射コンダクタンス

バルン単独の給電点放射コンダクタンス G_{rs} はその放射電力 P_{rs} と給電点電圧 V により

$$G_{rs} = \frac{P_{rs}}{|V|^2} \quad (1)$$

から求まる. また P_{rs} は遠方電磁界から

$$P_{rs} = -R^2 \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_\phi \cdot H_\theta^* \sin \theta d\theta d\phi \quad (2)$$

により計算されるので, 次にバルンによる遠方電磁界を求める.

Silver と Saunders は開口上の電界分布が与えられたときの遠方電磁界を求める式を算出しているので,⁴⁾ まずスロット上の放射モードの電界分布を仮定するが, この電界はスロット開口上でバルンに乗る平行二線 TEM モードの電界と共通であると考えられるから, それを求める. まず電界の ϕ 成分の z 方向分布は, バルンを Fig. 5 (a) のような分布定数線路で考え, 単位長無損失等価回路を仮定し, 微分方程式をたてて, 境界条件 ($z = \pm s$ で $V_b = 0$, および $z = \xi$, $z = 0$ で電圧は連続) を考慮して解くと, Fig. 5 (b) のような分布になる. また ϕ 方向に関しては, スロット幅が波長にくらべて小さいことからスロット開口面で一定とする. さらに電界の z 成分は開口面上どこでも零と考えられる. 放射モードの電界も同じように与えられるので, その開口面の電界を次のようにおく.

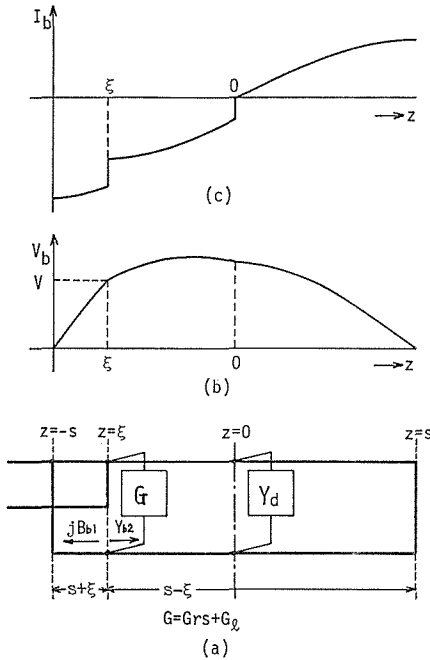


Fig. 5 (a): Equivalent distributed circuit of the Fig. 4 loaded with a dipole.
 (b), (c): Voltage and current distribution of the TEM-mode of a parallel two conductor line.

$$E_\phi = G_1(z) \cdot F_1(\phi) \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{\sin k(s+z)}{\sin k(s+\xi)} \\ \frac{\sin k(s-z)}{\sin k(s+\xi)} \end{cases} \quad (-s \leq z \leq \xi)$$

$$G_1(z) = \begin{cases} \frac{\sin k(s-z) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin kz}{\sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} & (\xi \leq z \leq 0) \\ \frac{\sin k(s-z)}{\sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} & (0 \leq z \leq s) \end{cases}$$

$$F_1(\phi) = \begin{cases} V/2a_2\phi_0 & (-\phi_0 \leq \phi \leq \phi_0) \\ -V/2a_2\phi_0 & (\pi - \phi_0 \leq \phi \leq \pi + \phi_0) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases}$$

$$E_z = 0$$

ここで、 W_b はスロット分割部の平行二線 TEM モードの特性インピーダンス、 Y_d はハレン法によって計算されたダイポールの入力アドミタンスである。⁶⁾

この電界を用いて遠方電磁界を計算すると次のようになる。

$$\begin{cases} E_\phi = -\frac{2Ve^{-jkR}}{R} \cdot \frac{1}{\pi^2 ka_2 \sin^2 \theta} \cdot A(\theta) \cdot \Sigma' \frac{j^n}{H_n'(ka_2 \sin \theta)} \cos n\phi \frac{\sin n\phi_0}{n\phi_0} \\ H_\theta = -\frac{E_\phi}{\zeta_0}, \quad E_\theta = E_R = H_\phi = H_R = 0 \end{cases} \quad (4)$$

ここで $\zeta_0 = 120\pi (\Omega)$ 、 Σ' は奇数のみの和、 H_n' は第二種ハンケル関数の微分であり

$$\begin{cases} A(\theta) = \frac{2[\sin ks \cdot B_1(\cos) + j \cos ks \cdot B_1(\sin)] - W_b Y_d \sin ks \{B_1(\sin) - jB_2(\Theta)\}}{\sin k(s+\xi) \{ \sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi \}} \\ B_1(g) = g(ks) \cdot g(k\xi \cos \theta) - g(k\xi) \cdot g(ks \cos \theta) \\ \quad g \text{ は関数を示す。} \\ B_2(\Theta) = \sin ks \cdot \cos(k\xi \cos \theta) + \sin k\xi \cos(ks \cos \theta) - \sin k(s+\xi) \end{cases} \quad (5)$$

したがって式(1)~(5)により G_{rs} は次の式で与えられる。

$$G_{rs} = \frac{4}{\zeta_0 \pi^4 k^2 a_2^2} \int_0^\pi \frac{1}{\sin^3 \theta} |A(\theta)|^2 \Sigma' \frac{1}{|H_n'(ka_2 \sin \theta)|^2} \left(\frac{\sin n\phi_0}{n\phi_0} \right)^2 d\theta \quad (6)$$

3 バルンの給電点損失コンダクタンス

バルンの給電点損失コンダクタンス G_l は損失電力 P_l の給電点電圧 V により

$$G_l = \frac{P_l}{|V|^2} \quad (7)$$

から求まる。 P_l は、バルンの損失が共振している平行二線 TEM モードにより、 $-s \leq z \leq s$ の間で発生しているものと仮定すれば、

$$P_l \doteq R_\delta \int_{-s}^s |I_b(z)|^2 dz \quad (8)$$

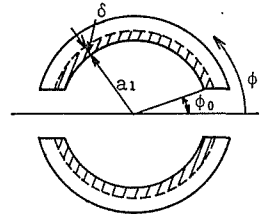


Fig. 6 : Current distribution in a cross section.

より求まる. ここで $I_b(z)$ 平行二線 TEM モードの電流, R_b は単位長の抵抗で電流の断面内分布が Fig. 6 のように ϕ 方向については均一で外導体の内壁にそって表皮の厚さだけ流れるとすると

$$R_b = \frac{2\rho}{(\pi - 2\phi_0)a_1\delta} \quad (9)$$

で与えられる. ここで ρ は抵抗率, δ は表皮の厚さである.

また $I_b(z)$ は, 電圧と同様の方法で求まり, 次の式で与えられ Fig. 5 (c) のような分布となる.

$$I_b(z) = \begin{cases} j \frac{V \cos k(s+z)}{W_b \sin k(s+\xi)} & (-s \leq z \leq \xi) \\ -j \frac{V \cos k(s-z) + jW_b Y_d \sin ks \cdot \cos kz}{W_b \sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} & (\xi \leq z \leq 0) \\ -j \frac{V \cos k(s-z)}{W_b \sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} & (0 \leq z \leq s) \end{cases} \quad (10)$$

式(7)~(10)により G_l は次のようになる.

$$G_l = \frac{\rho}{2(\pi - 2\phi_0)ka_1\delta W_b^2} \left[\frac{\sin 2k(s+\xi) + 2k(s+\xi)}{\sin^2 k(s+\xi)} + \frac{\{\sin 2k(s-\xi) + 2k(s-\xi)\} + 2W_b B_d \sin ks \{2k\xi \cos ks + \sin ks - \sin k(s-2\xi)\} - |\sin k(s-\xi)|}{|\sin k(s-\xi)|} - \frac{|Y_d|^2 (W_b \sin ks)^2 (\sin 2k\xi + 2k\xi)}{jW_b Y_d \sin k\xi|^2} \right] \quad (11)$$

ここで

$$B_d = \text{Im}g \{Y_d\} \quad (12)$$

である.

4 入力アドミタンス

図 5 (a) において, バルンの給電点から右をみたアドミタンス Y_{b2} は

$$Y_{b2} = -j \frac{1}{W_b} \frac{\cos k(s-\xi) + jW_b Y_d \sin ks \cdot \cos k\xi}{\sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} \quad (13)$$

となり, 給電点より左をみた平行二線モードのサセプタンスは

$$jB_{b1} = -j \frac{1}{W_b} \cot k(s+\xi) \quad (14)$$

となる。したがって給電点からみた入力アドミタンスはFig. 2より

$$4Y = 4(G_{rs} + G_l + jB_{b1} + Y_{b2}) \tag{15}$$

で与えられる。

式(15)の計算結果を Fig. 7, 8 のスミチャート上にインピーダンスで示した。なお、

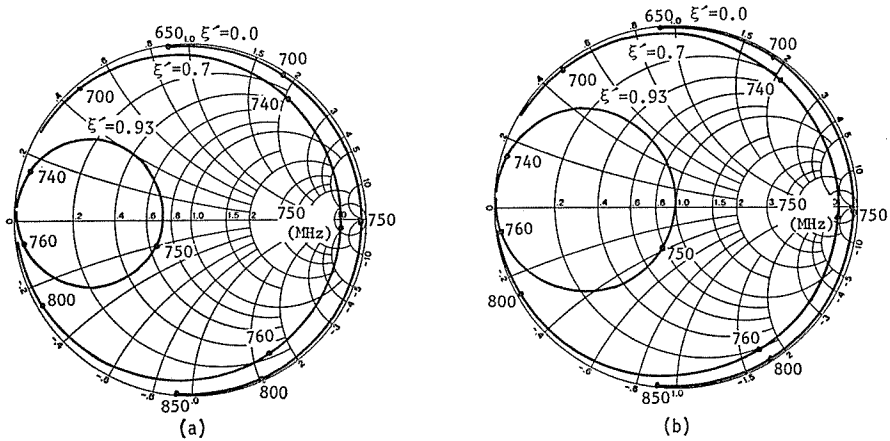


Fig. 7 : Frequency characteristics of $4Y$ of an unloaded split balun.
 (a) Balun A: $a_2=3(\text{mm})$, $\phi_0=1/3(\text{rad})$ (b) Balun B: $a_2=6(\text{mm})$, $\phi_0=1/10(\text{rad})$
 $\xi' = \xi/(\lambda_0/4)$

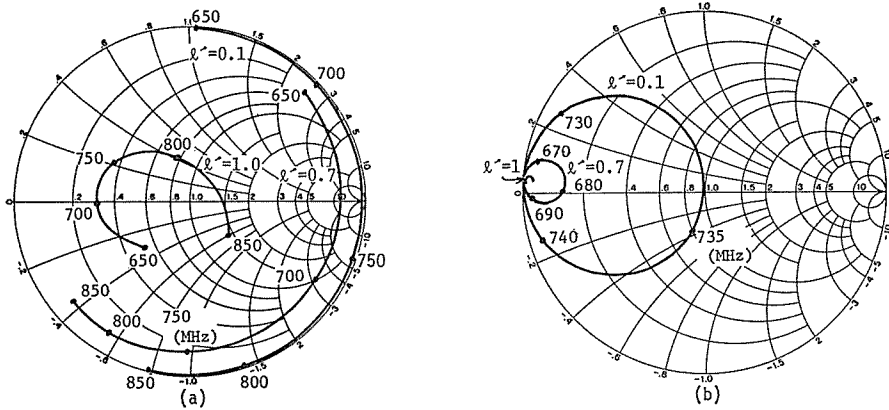


Fig. 8 : Frequency characteristics of $4Y$ of the dipole-loaded Balun B.
 (a) $\xi'=0.0$, (b) $\xi'=0.93$ $l' = l/(\lambda_0/4)$, l : dipole length

Fig. 7は外部負荷がないときのもので $Y_d=0$ として計算される。

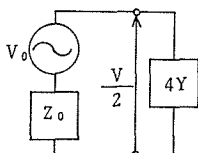
計算にあたって、ハンケル関数の微分は、 $x=ka_2 \sin \theta \ll 1$ なので次の近似式を用いた。

$$H_n'(x) \doteq -j \frac{n!}{2\pi} \left(\frac{x}{2}\right)^{-n-1} \quad (x \ll 1) \tag{16}$$

また Σ' は高次の項が小さいことから $n=1$ の値のみ用いた。

5 給電点電圧の周波数特性

Fig. 2 における分割部の同軸モードの特性インピーダンス W_u を給電線と整合させれば、Fig. 2 は給電点においてFig. 9 のような等価回路となる。ここで V_0 、 Z_0 はそれぞれ電源電圧とその内部抵抗である。この等価回路から給電点電圧 V は



$$V = \frac{2V_0}{4YZ_0 + 1} \quad (17)$$

Fig. 9: Lumped constant equivalent circuit of the balun at the feeding point when $W_u=Z_0$.

となり、 V_0 、 Z_0 を周波数に対して一定とすると Y の周波数特性により V のそれが決まる。

6 電力の周波数特性

バルンの放射電力 P_{rs} および損失電力 P_l の周波数特性は V とそれぞれの電力に対応する給電点コンダクタンスにより

$$P_{rs} = \left| \frac{2V_0}{4YZ_0 + 1} \right|^2 G_{rs} \quad (18)$$

$$P_l = \left| \frac{2V_0}{4YZ_0 + 1} \right|^2 G_l \quad (19)$$

から求まる。またダイポールからの放射電力 P_{rd} の周波数特性は、ダイポールが負荷されているスロット中央の電圧 V_m が

$$V_m = \frac{\sin ks}{\sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} \cdot V \quad (20)$$

で与えられるので、これとダイポールの放射コンダクタンス G_{rd} から

$$P_{rd} = \left| \frac{\sin ks}{\sin k(s-\xi) - jW_b Y_d \sin ks \cdot \sin k\xi} \cdot \frac{2V_0}{4YZ_0 + 1} \right|^2 G_{rd} \quad (21)$$

となる。ここで G_{rd} はダイポールを無損失とすると

$$G_{rd} = \text{Re}\{Y_d\} \quad (22)$$

から求まる。

Fig.10~12 に電力の周波数特性の計算結果を示した。Fig.10は無負荷の場合の P_{rs} の特性で、Fig. 11, 12 はダイポール長をパラメータとした P_{rs} 、 P_l 、 P_{rd} の特性である。(Fig.12では P_l の特性を省いた。)

なお、電力の計算において給電点が端に近づくと $k(s-\xi)=\pi$ となる周波数がスロット

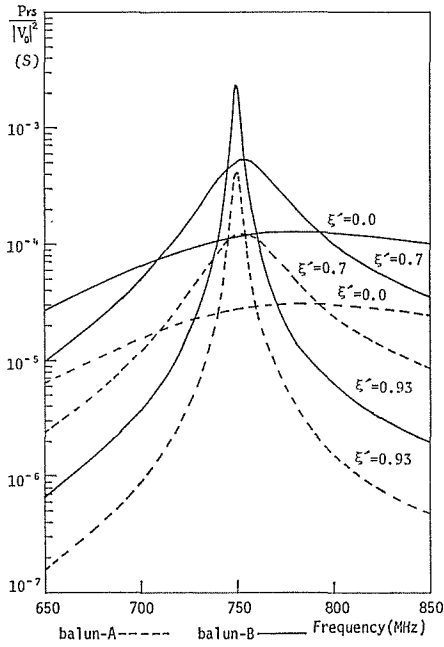


Fig. 10: Frequency characteristics of Prs for various feeding points (unloaded).

の共振周波数に近くなり、この周波数付近で電力を計算すると Y_d が小さいとき不連続となる。これは、線路を損失を考えるととき以外は無損失として取り扱ったため、式(3)の $G_1(z)$ および式(10)の $I_1(z)$ の分布が実際とは異なった分布(特に $Y_d=0$ では無限大)になるからである。したがって、この周波数付近では損失を考慮し伝搬定数を

$$\gamma_b = \alpha_b + jk, \quad \alpha_b: \text{減衰定数} \quad (23)$$

として取り扱い、 W_b を複素数 とすることによって図のようななめらかな特性が得られる。その他の周波数では線路の損失が電圧、電流分布に影響をおよぼすほど大きくないと考え無損失線路として取り扱った。

また、Fig.13にはダイポール長に対する全放射電力とスロットからの放射電力の比

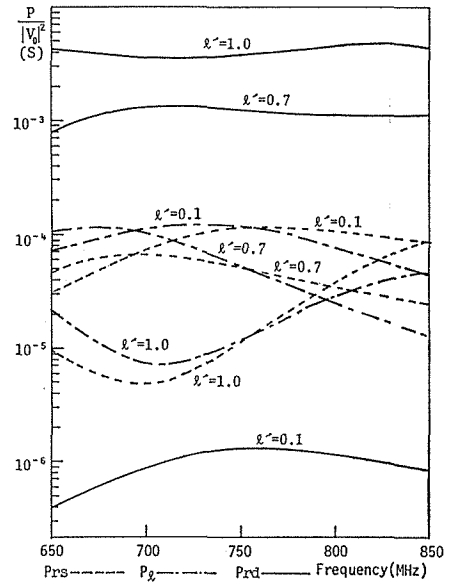


Fig. 11: Frequency characteristics of Prs, P_l and Prd for various dipole lengths ($\xi'=0.0$).

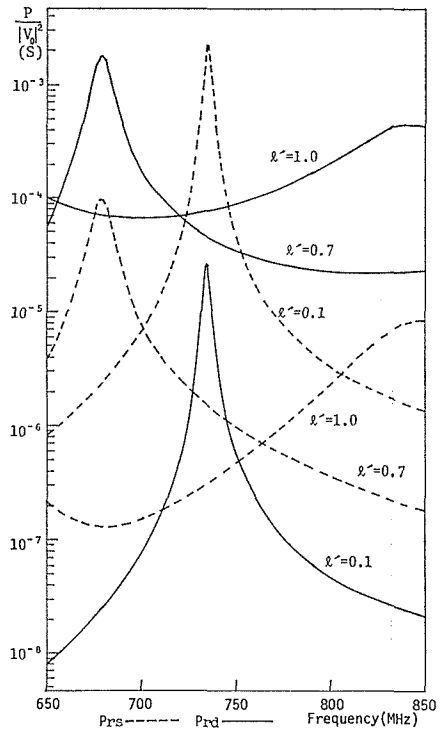


Fig. 12: Frequency characteristics of Prs and Prd for various dipole lengths ($\xi'=0.93$).

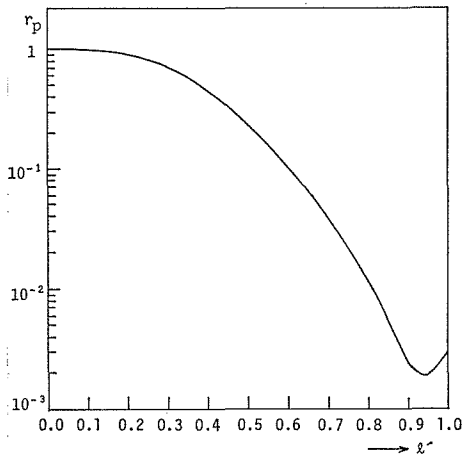


Fig. 13 : Slot radiation ratio r_p vs. dipole lengths ($\xi' = 0.0$).

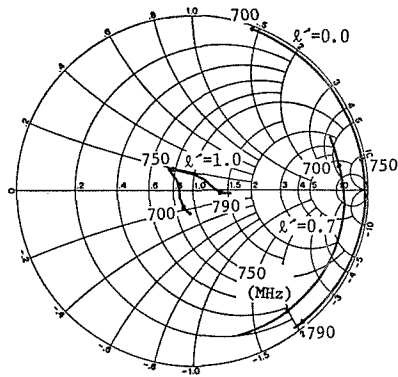


Fig. 14 : Measured $4Y$ for various dipole lengths ($\xi' = 0.0$).

$$r_p = \frac{P_{rs}}{P_{rs} + P_{rd}} \quad (24)$$

の特性を示した。

7 測定結果

Fig.14, 15にネットワークアナライザを用いて測定した同軸側入力アドミタンス(インピーダンス表示)を示した。測定結果は理論値とよく一致しているが、インピーダンスが小さくなると測定系の周波数特性が大きく現れるため正確な測定ができなかった。

また全放射電力は測定できないので、バ

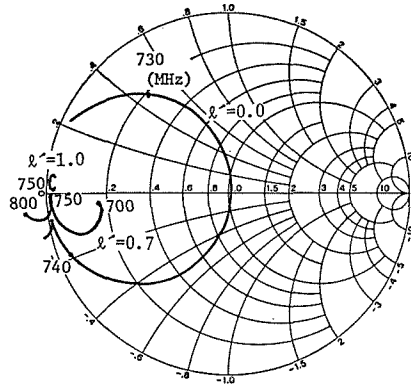


Fig. 15 : Measured $4Y$ for various dipole lengths ($\xi' = 0.93$).

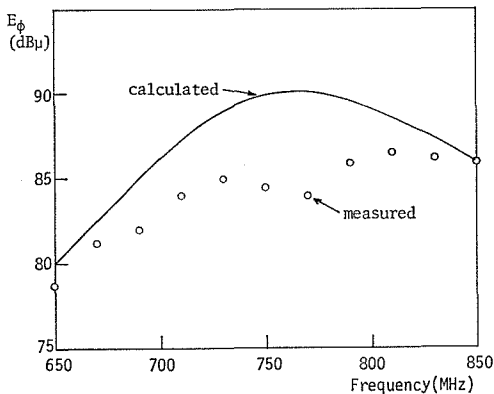


Fig. 16 : Frequency characteristics of E_ϕ in the direction of $\phi = 0(\text{deg})$, $\phi = 90(\text{deg})$.

ルン単独の指向性がほとんど周波数に対して一定であることから、ピーク方向($\phi = 0^\circ$, $\theta = 90^\circ$)の電界を理論と測定で比較したところFig.16のようになった。両者の間には5(dB)程度の誤差があったが、だいたいの傾向は一致しているので、全放射電力についても理論と測定値が一致していると思われる。誤差の原因は、入力アドミタンスの特性が正しいことから測定系において考慮しなかった損失によるものではないかと思われる。

なおバルンは構造上の不完全性に起因

する外部不平衡電流が流れるはずであるが、それによる放射電界をピーク方向で測定したところ、スロットのHモードからの放射の1%程度であった。したがって不平衡電流による放射の影響はほとんどないと思われる。

8 む す び

波長に対して細い同軸線でも、負荷の整合が悪いとき分割同軸形バルンのスロットから大きな放射があるが、その周波数特性を理論的に説明した。バルンの外部負荷として半波長以下のダイポールを用いた場合のスロット上の電界を仮定して遠方電磁界を求め、バルンからの放射電力を算出した。また、バルンの電流分布を仮定して損失電力を算出した。これらの電力から給電点コンダクタンスを算出し、給電点からみた入力アドミタンスを求め測定結果とよく一致することを確認した。また、分割部の同軸モードの特性インピーダンスが給電線に整合したときの給電電圧の周波数特性を入力アドミタンスより求め、それにより電力の周波数特性を求めた。これは測定との比較ができないので、ピーク方向の電界を理論と測定で比較したところ周波数に対する傾向はほぼ一致した。両者の差は測定系の損失によるものと思われるが、さらに検討する必要がある。また全放射電力に対してスロットからどの程度放射しているかを算出したが、バルンの管径が $3\lambda_0/100$ 、ダイポールの太さが $3\lambda_0/800$ のときダイポール長が半波長の40%以下ではスロットからの放射の方が大きく、問題になることが分かった。

給電点位置は周波数特性や整合状態に大きな影響を与え、中央給電が最も広帯域になることが分かった。

スロットとダイポールの相互インピーダンスは零として解析を行なったが、実験結果とよく一致しているので仮定は正しかったと思われる。

なお、本文中の計算は信州大学データステーションを経由して東京大学大型計算機センターの HITAC 8800/8700 および M-200H を用いて行なった。

最後に日頃いろいろ御教示頂いている本学倉石教授、放射電力等の計算の基礎を残された東芝久保元春氏、また御助言、御援助を賜った東芝総研永井淳所長ならびに藤倉電線田中重信開発本部長に深謝する。

文 献

- (1) 畑：「先端で整合した高感度小型ダイポールセンサ」信学論(B), J59-C, P532 ('76-8).
- (2) 畑, 久保：「分割同軸アンテナの給電法の検討」信学技報, vol. A・P 78-67 ('78-11).
- (3) 畑, 山本, 久保：「逆相給電スロット対の放射指向性」昭53信学光・電波全国大会 No. 53.
- (4) R. E. Collin, F. J. Zucker: 「Antenna Theory Part 1」P. 568, McGrawhill, 1969.
- (5) 倉石：「テレビとFM放送機」P. 128, 電機大出版局, 昭42.
- (6) 内田, 虫明：「超短波空中線」P. 85, コロナ社, 昭30.