

Slotted Line 의 Slot 幅이

特性 Impedance 에 미치는 影響에 關한 考察

鄭 萬 永
(原子力研究所 電子工學研究室)

1. 序 論

超短波帶에서 Micro 波帶에 이르는 周波數帶 即 30 Mc~1,000 Mc 帶에서의 Impedance 를 正確하게 測定하러면 다른 周波數帶에 比하여 取扱하기 困難한 問題들이 많다. 이러한 것을 解決하는 하나의 基準으로 IEC(國際電氣標準會議)案은 基幹測定器로서 Slotted line 을 採用하고 있는데 이때 Slot 幅에 依한 Impedance 의 變化를 正確한 理論式으로 提示된 것이 없었던 것을 여기에 처음으로 이러한 關係를 理論적으로 導出하여서 이 結果에 依하여 所望의 特性 Impedance 에 影響을 주지 않는 限度의 Slot 幅을 算出할 수 있는 根據을 얻었다. 또 前記 周波數帶를 普通의 Coaxial Slotted line 으로 基幹測定器를 만드는 것보다 Slab line 으로 만드는 것이 더 製作이 容易하며 經濟적이고 正確性을 갖출 수 있다는 것을 指摘하는 한편 이때의 Slab line 의 Slot 幅이 外觀上에는 大端히 큰 것 같이 보이나 Coaxial line 으로 等角寫像을 하여 얻어지는 結果에 따라서 Slot 幅이 特性 Impedance 에 미치는 影響을 理論적으로 求함으로써 電氣적으로는 Coaxial line 의 좁은 Slot 幅과 大差 없다는 것을 밝힐 수 있었다.

2. 原 理

一般的으로 Slotted line 으로서 잘 使用되는 Coaxial line 과 새로이 使用될 Slab line 을 比較하기 爲해서 그림 1(a)를 $W = \tan \dot{z}$ 라는 等角寫像을 함으로써 同圖 (b)와 같은 것을 얻는다. 即 (a)圖의 W 平面上의 Coaxial line 을 Z 平面上에

$$W = \tan \dot{z} \dots \dots \dots (1)$$

인 變換을 하면 (a)圖의 外部導體에서 $\theta/2$ 인 Slot 幅은

$$\cot \frac{\theta}{4} = \sin h 2D \dots \dots \dots (2)$$

로 되며

$$\left. \begin{aligned} x &= \pm \frac{\pi}{4} \\ y &= \pm D \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3)$$

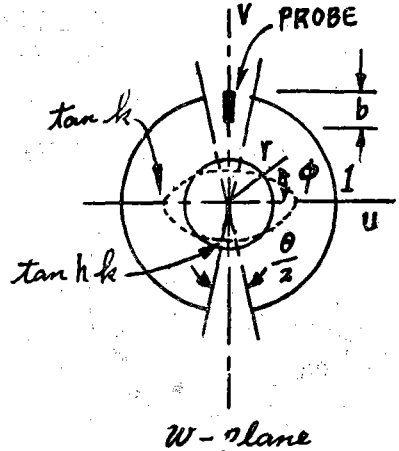


그림 (a) Coaxial line type

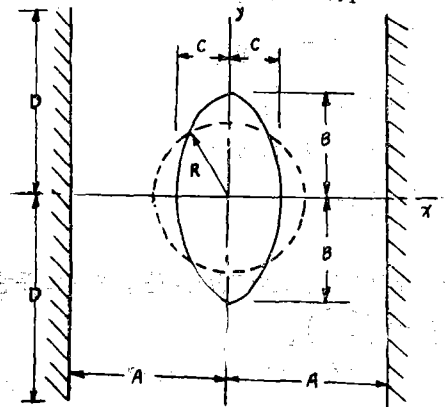


그림 (b) Slab line type

그림 1. Coaxial line 과 Slab line 의 解析圖

인 有限長의 平行平面으로 Z 平面上에 變換이 된다. 여기서 θ 가 작을 때는

$$\theta = \frac{4}{\sin h \frac{\pi D}{2A}} \dots \dots \dots (4)$$

가 되어서 (4)式을 滿足하는 D, A 라면 (a)圖의 Coaxial 의 Slot 幅에 依한 Impedance 를 考慮하면 된다.

다음에 (a)圖의 中心導體는 (b)圖의 實線과 같이 橢圓으로 變換된다. 여기서 이러한 Slab line 을 製作하러면 橢圓인 中心導體의 製作과 支持問題가 어렵게 되

기 때문에 反對로 Slab line 의 中心導體를 (b)圖의 點線과 같이 圓으로 된 것을 Coaxial line 에 $Z = \tan^{-1} \frac{V}{I}$ 인 逆變換을 하면 (a)圖의 中心導體는 點線과 같이 長徑이 $\tan k$, 短徑이 $\tan hk$ 로 되는 橢圓으로 된다. 이와 같이 하면 既述한 Slab line 은 (a)圖의 Coaxial line 에서 中心導體가 橢圓으로 된 것을 解析하면 Slotted line 으로서의 모든 電氣的인 性質을 求할 수 있게 된다.

여기서 이러한 Coaxial line 의 特性 Impedance 를 誘導하기 위하여 그림 1(a)에서 다음과 같이 Laplace 方程式의 解를 圓橋座標로 表示하면 電位 V 는

$$V = K \ln r + M r^2 \cos 2\phi + \frac{N}{r^2} \cdot \cos 2\phi \dots\dots(5)$$

但, K, M, N, 는 境界條件으로서 決定되는 定數와 같다.

여기에 境界條件으로서

$$\left. \begin{aligned} r=1 & : V=0 \\ r=\tan k, \phi=0 & : V=V_1 \\ r=\tan hk, \phi=\pi/2 & : V=V_1 \end{aligned} \right\} \dots\dots(6)$$

를 代入하면

$$V = \frac{V_1}{S \ln \tan k + T \ln \tan hk} \times \left\{ (S+T) \ln r + R \cos 2\phi \left(r^2 - \frac{1}{r^2} \right) \right\} \dots\dots(7)$$

$$\text{但 } S = \tan h^2 k - \frac{1}{\tan h^2 k}$$

$$T = \tan^2 k - \frac{1}{\tan^2 k}$$

$$R = \ln \tan hk - \ln \tan k$$

$$k = \frac{\pi R}{4A}$$

와 같다.

지금 外部導體上의 表面電荷密度를 $\rho(\phi)$ 라고 두면

$$\begin{aligned} \rho(\phi) &= \epsilon_0 \left(\frac{\partial V}{\partial r} \right)_{r=1} \\ &= \frac{\epsilon_0 V_1 \{ (S+T) + 4R \cos 2\phi \}}{S \ln \tan k + T \ln \tan hk} \dots\dots(8) \end{aligned}$$

와 같다.

따라서 外部導體上의 全負電荷 Q 는

$$Q = \int_0^{2\pi-\theta} \rho(\phi) d\phi = \frac{\epsilon_0 V_1 (2\pi-\theta) (S+T)}{S \ln \tan k + T \ln \tan hk} \dots\dots(9)$$

와 같다.

따라서 特性 Impedance Z_0 는 空氣中에서는 傳播速度 V 가 單位長當의 L, C 와

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \dots\dots(10)$$

但, ϵ , μ_0 는 眞空中의 誘電率 및 導磁率과 같은 關係에 있으므로

$$C = \frac{Q}{V_1}$$

$$L = \frac{\epsilon_0 \mu_0}{C}$$

에서

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 120\pi \cdot \left\{ \frac{S \frac{1}{\ln \tan k} + T \frac{1}{\ln \tan hk}}{(2\pi-\theta)(S+T)} \right\} \dots\dots(11)$$

$$= 60 \left\{ \frac{S}{S+T} \ln \frac{1}{\tan k} + \frac{T}{S+T} \ln \frac{1}{\tan hk} \right\} \left(1 + \frac{\theta}{2\pi} \right) \dots\dots(11)'$$

(11)'式이 Slot 幅 θ 가 있을 때의 特性 Impedance 의 一般式을 表示한다.

一般的으로 等角寫像에 依한 電氣容量은 變化하지 않으므로 (11)'式은 그대로 θ 가 (4)式과 같은 關係에 있는 Slab line 의 特性 Impedance Z_0 가 된다. 여기서 $\tan k = \tan hk = k$ 가 되면 (11)'式은

$$Z_0 = 60 \ln \frac{1}{k} \cdot \left(1 + \frac{\theta}{2\pi} \right) \dots\dots(12)$$

와 같다. 이것은 普通 Coaxial line 의 特性 Impedance 를 表示하는 式에다가 Slot 幅에 依한 影響이 考慮된 一般式이 된다.

3. 設計法과 精度

(11)式에 依해서 k 의 變化에 따르는 特性 Impedance $Z_0(\Omega)$ 를 圖示한 것이 그림 2이다. 이때 $\frac{\theta}{2\pi} \ll 1$ 이라고 했다. 여기서 $Z_0 = 75 \Omega$ 를 얻기 위해서는

$$k = \pi \frac{R}{4A} = 0.285$$

이 된다.

$$\text{따라서 } \frac{D}{A} = 5.6$$

$$R = 0.5(\text{cm})$$

라고 하면

$$A = 13.7(\text{mm})$$

$$D = 76.7(\text{mm})$$

라는 斷面의 크기가 決定된다. 이때의 等價的인 Coaxial line 의 Slot 幅 θ 는 0.0012 rad 이 된다. 그러므로 Slab line 에서 間隔이 27.4 mm, 幅 76.7 mm 의 平行 平板으로 上下面이 開放되어 있어도 그것을 Coaxial line 의 Slot 幅으로 換算해보면 거의 無視할 수가 있다. 萬若 Slot 幅이 Coaxial line 에 있어서 더 넓어질 때 Coaxial line 의 特性 Impedance 는 (11)'式에 依해서 그림 3과 같이 變化된다. 여기서 $\theta = 0.001$ rad 일 때 $Z_0 = 72.15 \Omega$ 으로 된 것이 $\theta = 0.01$ rad 까지는 거의 變化없으나 그 以上에서는 容量 C 가 次次 작아지므로 特性 Impedance 는 反對로 커진다는 것을 알 수 있다.

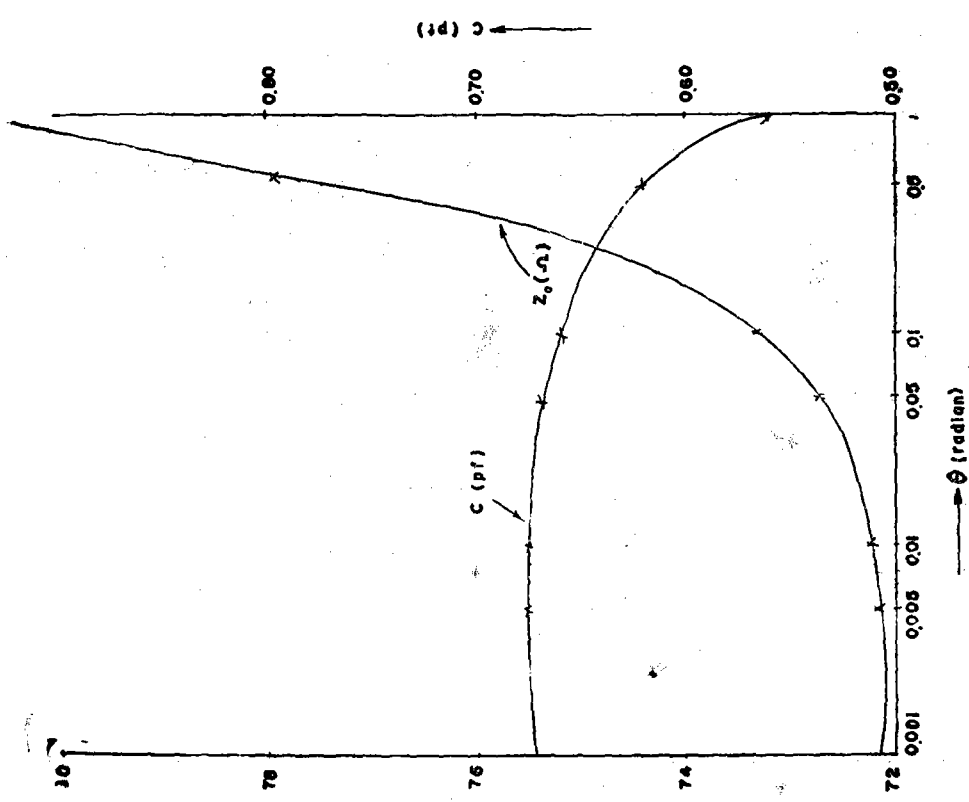
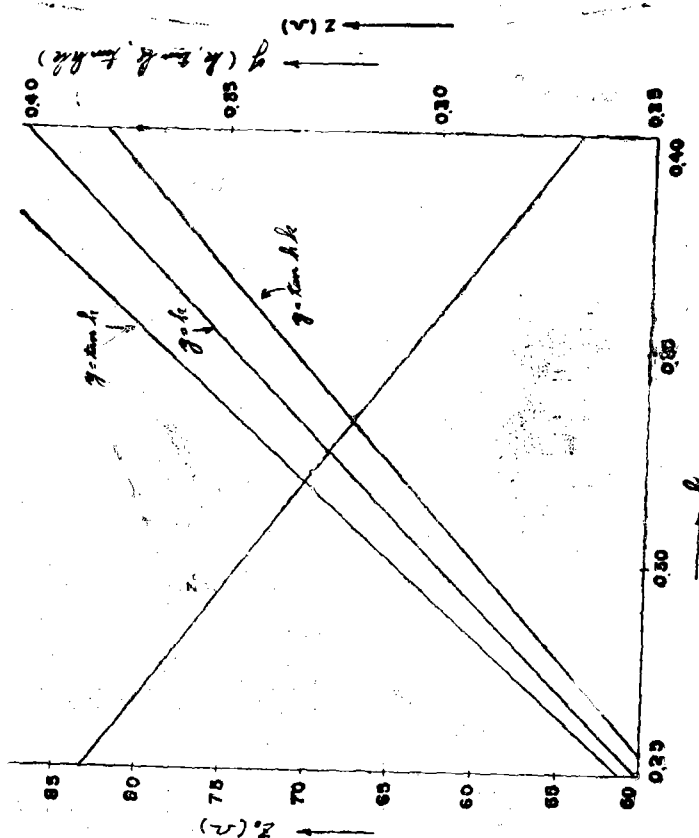


그림 2. k 변화에 따르는 특성 Impedance의 函數關係圖

그림 3. Slot 幅 θ 變化에 따르는 等價的符號과 그에의 特性 Impedance

한편 $k < 0.06$ 일 때는

$$\tan k \approx \tan h \quad k \approx h \dots \dots \dots (13)$$

가 되어서 (11)'식은 (12)식과 같게 된다. 그러나 일반적으로 72 Ω 附近的 特性 Impedance 를 갖는 $k = 0.30$ 近傍에서는 그림 2와 같이 $\tan k > k > \tan hk$ 가 되어서 普通 coaxial line 때와 같이 簡單한 式으로서는 定할 수 없다. 여기서 (11)'식과 (12)식에 의한 Z_0 를 $k = 0.30 \quad \theta = 0.001 \text{ rad}$ 일때를 各各 計算하여 이것을 比較하면

(11)'式에서 72.15 Ω ($\theta = 0$), 72.16 Ω ($\theta = 0.001$)

(12)式에서 72.24 Ω ($\theta = 0$), 72.25 Ω ($\theta = 0.001$)

과 같다. 여기서 $\theta = 0.001 \text{ rad}$ 의 普通 Coaxial line의 Slot 幅에 對해서 (12)식의 Z_0 는 (11)'식과 0.09 Ω 의 誤差 밖에 없다는 것을 確認할 수 있다. 따라서 中心 導體가 橢圓인 Coaxial line 이나 圓일 때의 그것은 거의 無視할 수 있는 範圍內的 Impedance 偏差 밖에 없고 Slab line의 中心 導體가 圓이고 外部 導體가 平行 平面이라도 거의 (4)식과 같은 關係에 있는 Slot 幅을 가진 Coaxial line 과 같은 特性 Impedance 로 取扱할 수 있다.

4. 定在波 測定器로서의 適應性

30 Mc 帶에서 定在波를 測定할 수 있게 하려면 最少限 5 m의 長이 있어야만 最小, 最大의 電壓 定在波值로서 Impedance 를 測定할 수가 있다. 이러한 것을 Coaxial line 型 定在波 測定器로써 實現하려면 中心 導體의 支持問題에서 外部 導體와의 幾何學的인 中心 位置에 完全對稱으로 固定하는 것이 容易한 일이 아닌 同時에 그 위를 Slotted line 에 따라서 探針의 長이를 一定하게 移動한다는 것은 容易한 일이 아니며 精密測定에 있어서는 測定誤差가 介入할 餘地가 許多하다. 여기에 比較해서 Slab line 에서는 첫째로 外部 導體가 平行 平面이므로 固定하기가 쉽고 그 中心 位置에 中心 導體를 支持하는 것은 極 容易한 일이다. 그리고 探針의 長이를 一定하게 維持하면서 移動할 때 上下左右의 振動이 幾何學的인 構造上으로 보아서 極 적다. 뿐만 아니라 電氣的으로 Coaxial line 과 磁力線 및 電氣力線의 分布를 比較해 보면 그림 4와 같이 探針 位置 附近의 磁力線의 變化가 Slab line 에서 極 적게 되어 있는 것을 알 수 있다. 따라서 電氣的으로 上下左右의 探針 位置 變動에 따르는 測定 誤差가 極 적다는 것을 알 수 있다. 이러한 것을 探針과 中心 導體와의 사이의 間隔의 微小變化에 對한 Slab line 의 探針 感度を S_p , Coaxial line 의 그것을 S_c 라고 하면 S_p, S_c 는 다같이 電界의 gradient 에 比例하므로 探針의 位置를 $x = 0$ 라고 하면

$$\frac{S_p}{S_c} = \left(\frac{dE}{dy} \right)_{x=0} \left(\frac{dE}{dr} \right)_{x=0} = \left(\frac{dr}{dy} \right)_{x=0} = 1 - r^2 \dots \dots \dots (14)$$

여기서 $r = 1 - b \dots \dots (15)$ 라고 하면
但, b 는 coaxial line 에 對한 探針의 長이를 外部 導體의 半徑을 1로 한 比

$$\frac{S_p}{S_c} = b(2 - b) \dots \dots \dots (16)$$

지금 $b = \frac{1}{16}$ 라면

$$\frac{S_p}{S_c} = \frac{1}{10}$$

이 된다.

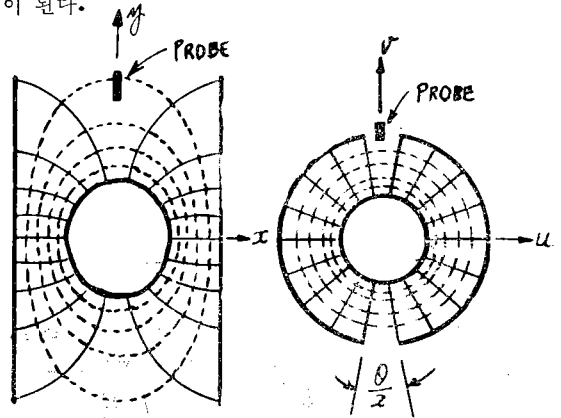


그림 4. Slab line 과 coaxial line 의 電界(實線) 및 磁界(點線) 分布의 斷面圖

그러나 反面에서는 이와같이 Slab line 의 探針 感도가 낮기 때문에 Q 가 높은 共振型 檢出部를 必要로 하며 이로써 測定 周波數 範圍가 限定된다. 이러한 檢出 感度を 올리려면 搬送波 自體를 200 Kc 程度로 얇게 變調한 것을 檢出하여서 200 Kc 와 DC 增幅을 別途로 各段에서 增幅을 할 수 있게 되므로 感도가 낮다는 것은 免할 수 없는 缺點이라고 할 수 없으며 人體의 影響이라든지 探針 插入에 依한 傳送線路의 影響이 적다는 것은 根本的으로 Slab line 型이 Coaxial line 型의 定在波 測定器에 比較해서 좋다는 長點이다.

끝으로 被測定物과의 結合에 있어서는 N 型 同軸接 栓으로 變換되어야 하는데 이 變換部를 taper 型으로 하는 것이 普通이나 變換部의 長이를 짧게 하기 위해서는 Step 型으로 하여 實驗的으로 잘 調整하면 殘留 定在波比 1까지 얻을 수 있다.

5. 結 論

Slotted line 의 Slot 幅이 주는 特性 Impedance 의 影響을 理論的으로 求하였다. 特히 30~1,000 Mc 帶에

서 從來의 Coaxial line 보다 Slab line 이 더 製作하기 가 쉽고 經濟的이라는 點에서 Slab line 과 Coaxial line 의 Slot 幅에 依한 特性 Impedance 의 變化를 72Ω 附近에서 比較해 본 結果 間隔 27.4mm, 幅 76.7mm 의 平行平板으로 되어 있는 Slab line 이라도 Coaxial line 으로 하면 0.0012 rad 의 Slot 幅에 지나지 못하며

0.01 rad 까지 Slot 幅이 넓어져도 特性 Impedance 에 의 變化가 없다는 限界를 밝혔다.

參考文獻

- 1) W. B. Wholey & W. N. Eldred: "A New Type of Slotted Line Section" Proc. IRE. March 1950.

超多重 同軸海底 Cable 方式比較

Term	System	大西洋橫斷同軸 Cable 方式; TAT-I (SB)	太平洋橫斷同軸 Cable 方式; TPC (SD)
Compleat Zone Diatance		1956-IX Scotland/Newfoundland 3600km	1964-VII Tokyo-Hawaii 9800km
No. of CH.		36CH(4Kc)	128(3Kc)
Span of Repeater		69km	37km
Const. Cost		42 million dollars	80 million dollars
Cable System		2-cables Armored	1-cable Armorless
Weigh in water		0.97(t/km)	0.47(t/km)
Breaking Strength		12.5(t)	7(t)
Modulus		13.0km	14.8km
Trans. Loss		0.87db/km(114Kc)	1.37db/km(1080Kc)
Repeater Type		Flexible One-way	Rigid, Both-way
Size of Reater		7.3cm(φ) × 244cm(l)	30cm(φ) × 90cm(l)
Trans. Band		20~164(Kc)	108~504, 660~1052(Kc)
No. of Repeater		51 × 2	about 270
Feeding Voltage		DC ± 2000(V)	DC ± 6,000(V)
Max. depth		4,100(m)	7,000(m)

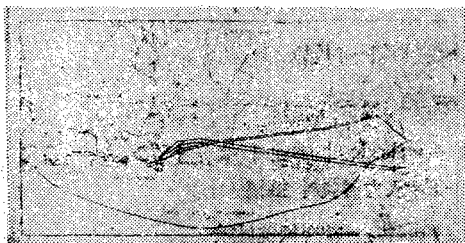


그림 1. 太平洋橫斷 Cable 布設圖

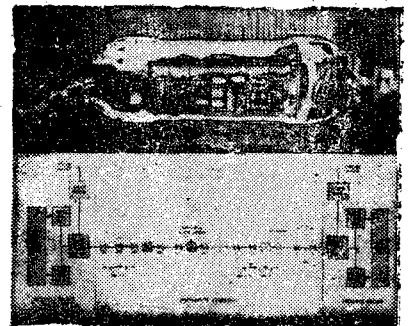


그림 2. 大西洋橫斷方式(TAT-3)中繼系統圖 및 中繼器內部