論　文

指数分布の同軸不均一伝送線路を用いる波形無ひずみインピーダンス変換器

——同軸不均一伝送線路型インピーダンス変換器——

佐野征吾*
望月学*
武藤真三*
伊藤洋*

(昭和61年8月29日受理)

Distortionless All-Pass Impedance Transformer using an Exponential Type Non-Uniform Coaxial Transmission Line

by Seigo SANO*, Manabu MOCHIZUKI*, Shinzo MUTO*
and Hiroshi ITO*

Abstract

The distortionless all-pass impedance transformer using a non-uniform coaxial transmission line (NUCTL), in which the primary constants change exponentially as a function of the distance x, has been studied. Several parameters of the strucrure were selected to satisfy the distortionless conditions of the voltage and current waveforms in a NUCTL. As the result, the experimental properties of the designed NUCTL type 30 Ω to 50 Ω impedance transformer well agreed with the theoretical one.

1. まえがき

広帯域の回路素子を実現するには不均一伝送線路を利用するのが有効とされ，それゆえ，これまでにも種々の不均一伝送線路型素子の提案あるいはその動作特性に関する研究が行われている。その代表的なものはインピーダンス変換器[1)~3)]，方向性結合器[4)]などであるが，しかし全域通過用のものはほとんどなく，また，その構造も多くの場合ストリップ線路型や模擬線路型であって，使用に便利な同軸線路型のものは少ない。その中で本論文では，伊藤ら[1)]による全域通過すなわち波形無ひずみのインピーダンス変換器設計法を参考にして，これを同軸不均一伝送線路で実現することを試みた。その試作にあたっては，伝送線路の1次定数（単位長当たりの直列インピーダンス $z(x)$ と並列アドミタンス $y(x)$）を指数分布に選び，まず，この指数分布不均一伝送線路における波形無ひずみ条件を検討している。ついで，このインピーダンス変換特性を実験的に測定し，計算結果との比較も行った。その結果，製作した指数分布同軸不均一伝送線路型インピーダンス変換器が波形無ひずみインピーダンス変換器として動作することが確かめられたので，以下にその詳細について報告する。

2. 指数分布伝送線路の波形無ひずみ条件

ここでは，純抵抗性のインピーダンス R_i から R_l への変換をする指数分布の不均一伝送線路を考え，これが波形無ひずみ線路となる条件を導く。

文献1)，5)によると，長さ l(m) の不均一伝送線路の1次定数を

$$z(x) = R(x) + j\omega L(x) \tag{1}$$

$$y(x) = G(x) + j\omega C(x) \tag{2}$$

と表わすとき，その分布が次の二つの条件（I），（II）を満足するときに無ひずみ・無反射・全域通過のインピーダンス変換器が実現されるとしている。

（I）　電圧・電流波形無ひずみ条件：

$$\frac{dZ_{p+}(x)}{dx} = G(x) Z_{p+}{}^2(x) - R(x) \tag{3}$$

* 電気工学科，Department of Electrical Engineering

および

（II）　入出力端における整合条件：

$$R_i = Z_{p+}(0) \equiv \sqrt{L(0)/C(0)} \qquad (4)$$

$$R_l = Z_{p+}(l) \equiv \sqrt{L(l)/C(l)} \qquad (5)$$

ここで，$Z_{p+}(x)$ は

$$Z_{p+}(x) \equiv \sqrt{L(x)/C(x)} \qquad (6)$$

で与えられる無ひずみ波動の波動インピーダンスであり，ω は角周波数である。

以上を指数分布の不均一伝送線路に適用する。すなわち，1次定数の分布が

$$\left.\begin{aligned} z(x) &= z_0 \exp(2kx) \\ z_0 &= R(0)+j\omega L(0) = R_0+j\omega L_0 \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

$$\left.\begin{aligned} y(x) &= y_0 \exp(-2kx) \\ y_0 &= G(0)+j\omega C(0) = G_0+j\omega C_0 \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

とすると，式(6)は

$$Z_{p+}(x) = \sqrt{L_0/C_0}\exp(2kx) \qquad (9)$$

と書ける。ただし，k はテーパ率である。

この式(9)を式(3)に代入し，指数分布不均一伝送線路が無ひずみ線路となるためのテーパ率 k に課せられる条件を求めると

$$2k\sqrt{L_0C_0} = G_0L_0 - R_0C_0 \qquad (10)$$

が容易に導かれる。

式(10)は以下の計算からも導くことができる。

入力端から x(m) の点における進行波の電圧を $v(x)$，電流を $u(x)$ とし，負荷側を見たインピーダンスを

$$Z_L(x) \equiv v(x)/u(x) \qquad (11)$$

で定義すると[5]，$Z_L(x)$ は電信方程式から導かれる次の微分方程式を満たさなければならない。

$$\frac{dZ_L(x)}{dx} = y(x)Z_L{}^2(x) - z(x) \qquad (12)$$

上式の特殊解の一つが $Z_{p+}(x)$ であることが文献5)で示されていることを用い，かつ，$x=l$ における境界条件を考慮すると，式(12)の解は

$$Z_L(x) = Z_{p+}(x) + \frac{\exp[W_L(x)]}{C_L - \int_l^x y(x)\exp[W_L(x)]dx} \qquad (13)$$

ただし

$$W_L(x) = \int_l^x 2y(x)Z_{p+}(x)dx \qquad (14)$$

$$C_L = \frac{1}{R_l - Z_{p+}(l)} \qquad (15)$$

と表わされる[5]。特に整合条件式(5)を課すと，式(15)で $C_L \to \infty$ となり，したがって式(13)は

$$Z_L(x) = Z_{p+}(x) \qquad (16)$$

となる。

式(7)，(8)のような指数分布の場合には，これらを式(12)に代入すると $Z_{p+}(x)$ が容易に求められ，

$$Z_{p+}(x) = \frac{k+\sqrt{k^2+y_0z_0}}{y_0}\exp(2kx) \qquad (17)$$

を得る[6),7)]。この $Z_{p+}(x)$ すなわち整合時の $Z_L(x)$ が ω に依存しないことが求める条件であるから

$$\begin{aligned} &\frac{k+\sqrt{k^2+y_0z_0}}{y_0}\exp(2kx) \\ &= \frac{k+\sqrt{k^2+(G_0+j\omega C_0)(R_0 j\omega L_0)}}{G_0+j\omega C_0}\exp(2kx) \\ &= A\exp(2kx) \end{aligned} \qquad (18)$$

と置き，上式の ω 無依存性を検討すると

$$\begin{cases} L_0C_0 - A^2C_0 = 0 \\ 2A^2G_0C_0 - 2AkC_0 - R_0C_0 - G_0L_0 = 0 \end{cases}$$

が得られる。これより直ちに

$$A = \sqrt{L_0/C_0} \qquad (19)$$

$$2k\sqrt{L_0C_0} = G_0L_0 - R_0C_0 \qquad (20)$$

が求まる。この式(20)は式(10)に等しく，また式(17)～(19)から得られる

$$Z_{p+}(x) = \sqrt{L_0/C_0}\exp(2kx) \qquad (21)$$

は指数分布線路での式(6)の表現式すなわち式(9)に他ならない。

3. 指数分布の同軸不均一伝送線路の製作

式(7)，(8)のような分布をもつ伝送線路を同軸構造で製作するには，外部導体半径 b を一定とし，内部導体半径 $a(x)$ を

$$a(x) = a_0\exp\{[1-\exp(2kx)]\ln(b/a_0)\} \qquad (22)$$

で変化させ，その中空部を損失性誘電体（比誘電率 ε_r，抵抗率 ρ）で満たせばよい。ただし，a_0 は $x=0$ における内部導体半径である。**図-1** にその構造を示した。

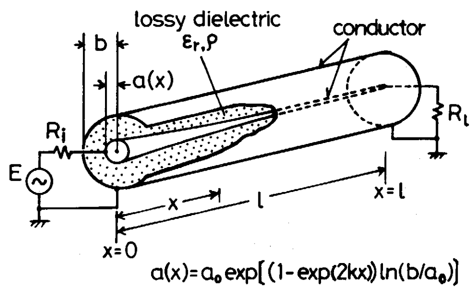

図-1　指数分布同軸不均一伝送線路の構造

Fig. 1　Structure of non-uniform coaxial transmission line(NUCTL) with an exponential distribution.

この場合は $R(x)=0$ であり，また，内部導体の内部インダクタンスを無視すると，1次定数は

$$\left.\begin{aligned} z(x) &= j\omega L_0 \exp(2kx) \\ L_0 &= \frac{\mu_0}{2\pi}\ln\left(\frac{b}{a_0}\right) \end{aligned}\right\} \tag{23}$$

$$\left.\begin{aligned} y(x) &= (G_0+j\omega C_0)\exp(-2kx) \\ G_0 &= \frac{2\pi}{\rho\ln(b/a_0)},\ C_0=\frac{2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r}{\ln(b/a_0)} \end{aligned}\right\} \tag{24}$$

となる。ここで，μ_o, ε_0 はおのおの真空中の透磁率と誘電率である。したがって，上式(23), (24)と式(10)よりテーパ率 k が満たすべき条件を書き直すと

$$k=\frac{1}{2\rho}\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\varepsilon_r}} \tag{25}$$

となり，k は損失性誘導体の比誘電率 ε_r と抵抗率 ρ によって決められる。

本論文では，損失性誘導体としてポリスチレンにカーボンをドープしたものを用いたが(**図-2** 参照)，その比誘電率と抵抗率はカーボンのドープ割合によって**図-3** のように大きく変化した。工学的には $R_i=50\,\Omega$ から $R_l=75\,\Omega$ へのインピーダンス変換などがより必要とされるが，図-3の制約と式(25)に従うテーパ率 k の内部導体の製作上の都合などから，以下で試作，検討する指数分布の同軸不均一伝送線路型インピーダンス変換器の諸パラメータは

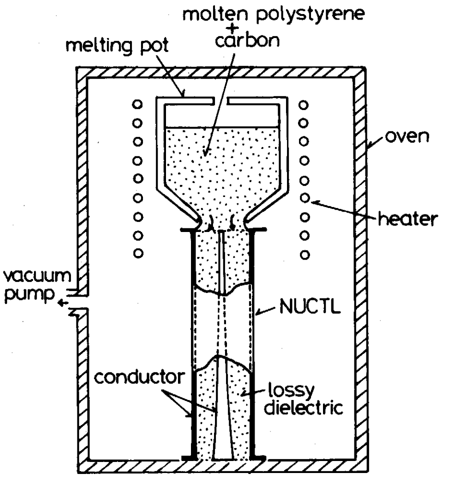

図-2 同軸不均一伝送線路内への損失性誘電体の挿入法

Fig. 2 Fabrication method of lossy dielectric filled into a non-uniform coaxial transmission line(NUCTL) with an exponential distribution.

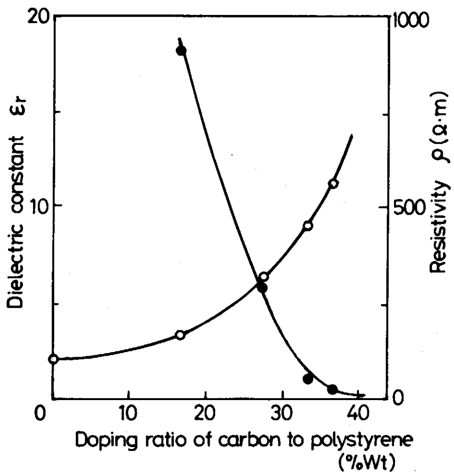

図-3 ポリスチレンにドープしたカーボンの割合に対する比誘電率 ε_r と抵抗率 ρ の変化

Fig. 3 Dielectric constant ε_r and resistivity ρ of lossy dielectric vs. doping ratio of carbon to molten polystyrene.

$$\left.\begin{aligned} &Z_{p+}(0)=30\,\Omega,\ Z_{p+}(l)=50\,\Omega \\ &a_0=1.56\,\mathrm{mm},\ b=7.0\,\mathrm{mm},\ l=0.1\,\mathrm{m} \\ &\varepsilon_r=9.0,\ \rho=25\,\Omega\cdot\mathrm{m} \\ &k=2.6\,\mathrm{m}^{-1} \end{aligned}\right\} \tag{26}$$

のように選んだ。

4. インピーダンス変換器の特性

製作した $30\,\Omega \to 50\,\Omega$ インピーダンス変換器の出力端にマイクロ波用 $50\,\Omega$ 広帯域終端器（島田理化製）を接続し，そのときの入力インピーダンス $Z_{in}=Z_L(0)$ を定在波法とアドミタンスメータ（GR 社製，Type 1602B，～1GHz 用）を用いて測定した[8]。得られた結果を**図-4** に示す。同図には比較のために，出力端不整合時 $(Z_{p+}(l) \neq R_l=25\,\Omega)$ のときの実験値と式(13)～(17)から計算した理論値もあわせて示してある。測定周波数範囲は実験上の制約から 1～2 GHz の範囲であるが，図-4 より，実験値と理論値がよく一致していることがわかる。すなわち，出力端不整合時には Z_{in} の実部は大きく変動して $30\,\Omega$ からずれ，また，その虚部も 0 からずれて純抵抗性ではなくなるが，整合時の Z_{in} は周波数によらずほぼ $30\,\Omega$ 一定となっている。これより，製作した指数分布の同軸不均一伝送線路は全域通過のインピーダンス変換器として動作しているといえる。

さらに，時間領域での波形無ひずみ性を確かめるため，このインピーダンス変換器にパルス幅が 8 ns と

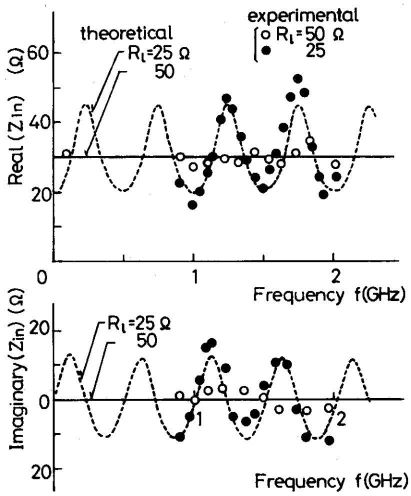

図-4　指数分布同軸不均一伝送線路型インピーダンス変換器の入力インピーダンスの周波数依存性（30 Ω → 50 Ω 変換用）

Fig. 4　Input impedance of 30 to 50 Ω impedance transformer using a NUCTL with an exponential distribution vs. frequency.

100 ns の電圧パルスを入力し，出力端におけるその波形観測を行った。観測した波形写真を**図-5** に示す。同図の出力パルスは測定系の遅延（約 10 ns）を受けているが，実際の入出力電圧パルス間の遅延（計算では約 1 ns)を見ることはできなかった。しかし，電圧波形はほとんど無ひずみで伝達されていることは明らかである。また，電圧伝達関数の絶対値は 1 となっていて，整合時のこの不均一伝送線路における理論値に一致することも確かめられた。数 GHz のマイクロ波あるいはそれと同程度の周波数成分をもつ電圧パルス（パルス幅にして数 100 ps）の無ひずみ波形観測は測定器がないのでできなかったが，ここで得た結果は，試作したインピーダンス変換器が 100 MHz 以下の周波数帯域でも設計どおりの動作をしていることを示したものといえる。

5．むすび

本論文では，波形無ひずみ条件を入出力端整合条件を満足するような指数分布の不均一伝送線路を同軸構造で製作することを試み，また，そのインピーダンス変換特性を理論的および実験的に検討した。その結果，この不均一伝送線路型素子が波形無ひずみのインピーダンス変換器として動作することが明らかにされた。試作したものは 30 Ω → 50 Ω 変換用であるが，使用する損失性誘電体などについてさらに検討を加えれば，

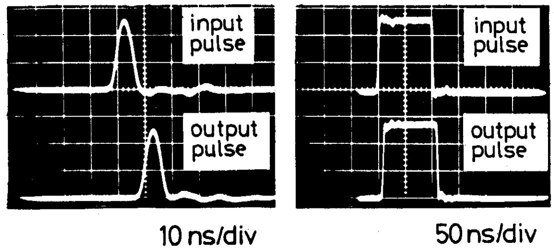

図-5　インピーダンス変換器の入出力端における電圧パルスの観測波形

Fig. 5　Voltage pulse waveforms observed at input and output terminal of the designed impedance transformer.

目的にあう純抵抗間の波形無ひずみインピーダンス変換器も製作可能である。

近年，超高速ディジタル光通信が実用化されようとしているが，レーザダイオードの駆動部や各種電気信号伝送部における伝送路などでのインピーダンス整合は，それが広帯域であるため技術的に難しい問題を内包している。本論文の成果は，この分野への応用を可能とするものである。

終わりに，本研究に貴重な助言を与えられた本学中川恭彦教授，鈴木嘉彦助教授，高原幹夫助教授らに感謝する。

文　献

1) 伊藤，河西，佐藤："不均一分布線路による無ひずみ・無反射・全域通過インピーダンス変換器の設計理論"，信学論(A)，**J63-A**, 4, pp. 261-268 (1980)
2) R.W. Klopfestein: "A Transmission Line Taper of Improved Design", Proc. IRE, **44**, pp. 31-35 (1956)
3) 佐野，望月，武藤，伊藤，伊藤："同軸不均一伝送線路の整合負荷とその広帯域インピーダンス変換器応用"，昭 61 電子通信学会総合全国大会予稿集，758 (1986)
4) M.I. Sobby and E.A. Hosny: "The design of directional coupler using exponential lines in inhomogenous media", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., **MTT-30**, 1, pp. 71-76 (1982)
5) 伊藤，佐藤："1 次元不均一分布線路の無ひずみ理論"，信学論(A)，**J63-A**, 2, pp. 122-129 (1980)
6) 佐野，松川，武藤，伊藤："不均一伝送線路の整合負荷"，昭 60 電子通信学会総合全国大会予稿集，52 (1985)
7) 佐野，松川，武藤，伊藤，伊藤："不均一ストリップ伝送線路における整合の実験的検討"，信学論(A)，**J69-A**, 1, pp. 161-162 (1986)
8) 佐野，望月，武藤，伊藤，伊藤："同軸不均一伝送線路の整合負荷の検討およびその広帯域インピーダンス変換器への応用"，信学論(C)，**J69-C**, 9, pp. 1134-1139 (1986)