

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	波形歪の少い遅延回路網の構成に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	小野田真穂樹
Author(English)	
出典(和文)	学位:工学博士, 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第49号, 授与年月日:1964年5月13日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor of Engineering, Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第49号, Conferred date:1964/5/13, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

波形歪の少い遅延回路網の
構成に関する研究

1963. 10

小野田真穂樹

第1章 緒 論	1
1.1 遅延回路網の問題点	1
1.2 本研究の目的	2
1.3 本研究の概要	3
第2章 帯域制限のもとにおける伝送回路の波形伝送	4
2.1 緒 言	4
2.2 帯域制限された波形の伝送	4
2.3 与えられた入力信号に対する帯域制限回路の波形伝送	6
2.4 多段縦続回路の波形伝送	9
2.5 多段縦続回路の過渡特性の近似計算方法	10
2.6 結 言	22
第3章 波形歪を最小にする位相特性及び遅延特性の最適形状とその決定方法	23
3.1 緒 言	23
3.2 代表入力信号波形の指定について	23
3.3 波形歪の評価	24
3.4 位相特性及び遅延特性の最適形状とその一般的決定方法	25
3.5 Gauss形の帯域制限条件のもとにおける最適形状	31
3.6 応 用 例	40
3.7 結 言	43
第4章 波形伝送特性に及ぼす回路素子の損失の影響	44
4.1 緒 言	44
4.2 波形伝送に及ぼす損失の影響	44
4.3 伝送函数の帯域が制限されている場合	48
4.4 代表的な2、3の場合	50

4.5	応用 例	55
4.6	結 言	55
第5章	集中定数形遅延回路網の構成と伝送特性	56
5.1	緒 言	56
5.2	低域通過形の image parameter 形遅延回路網の構成と伝送特性	56
5.3	全周波通過形遅延回路網の構成と伝送特性	64
5.4	結 言	70
第6章	集中定数形遅延回路網の波形伝送特性とその最適 parameter	71
6.1	緒 言	71
6.2	理想 filter 形の帯域制限条件のもとにおける image parameter 形遅延回路網の波形伝送特性	71
6.3	Gauss 形の帯域制限条件のもとにおける image parameter 形遅延回路網の波形伝送特性	76
6.4	結 言	77
第7章	集中定数形遅延回路網の波形伝送特性に及ぼす終端回路の影響	87
7.1	緒 言	87
7.2	終端条件による波形伝送特性の変化	87
7.3	整合回路を用いた遅延回路網の波形伝送例	92
7.4	結 言	95
第8章	従来の分布定数形遅延線路に対する考察	98
8.1	緒 言	98
8.2	一様な分布定数形遅延線路の遅延特性	98
8.3	長い磁心を使用した分布定数形遅延線路の欠点	102
8.4	分布定数形遅延線路の伝送特性の例	105
8.5	結 言	107

第9章	小形で波形歪の少ない新形式の遅延線路 — 分割形分布定数遅延線路	108
9.1	緒言	108
9.2	分割形分布定数遅延線路の基本的性質	108
9.3	分割形分布定数遅延線路の伝送特性	109
9.4	遅延時間特性の補償	120
9.5	分割形分布定数遅延線路の波形伝送特性	125
9.6	結言	125
第10章	分割形分布定数遅延線路に関する実験	128
10.1	緒言	128
10.2	空心形の分割形分布定数遅延線路に関する実験	128
10.3	空心形と分割磁心形の比較に関する実験	132
10.4	分割磁心形分布定数遅延線路の試作例	140
10.5	結言	149
第11章	結論	150
	謝辞	151
	参考文献	152

第 1 章 緒 論

1.1 遅延回路網の問題点

濾波回路網理論とはほぼ平行して、cable による電話伝送の研究を出発点として発達して来た遅延回路網に関する研究はその後種々の面で発展をとげ現在に至っている。その発展段階の途上において、遅延回路網の研究は大別して二つの分野に分離されてしまっていると見ることが出来る。その一つは、濾波回路網と密接な関連をもつ集中定数形の遅延回路網を対象とする研究であり、他の一つは、その出発点における cable の概念をそのまま引きついで発展してきた分布定数形の遅延回路網に関する研究である。⁽¹⁵⁾⁽¹⁷⁾ これらのうち、前者は濾波回路網理論と深い結びつきをもっている事実から容易に想像されるように、その第一段階においては image parameter 理論にもとずいた設計ならびに研究がその主流を占めていたわけである。

⁽¹⁾⁽²⁾ しかも、濾波回路網理論が、image parameter 理論より動作特性理論に発展して行つたのに対して、遅延回路網はその特殊性、すなわち要求される回路次数が濾波回路網の数倍～十倍以上に及ぶ場合が多いこと、及び image parameter 理論が実質的に動作特性理論に等しい全周波通過形の回路が利用されるなどの点が原因となり、特別に遅延量の少ないものを除いて、依然として image parameter 理論を用いた設計、研究の域を出ない現状である。更に、これらの研究は、上の事実から推察される如く、主として周波数領域における性質を主な対象として行なわれて来たわけであり、そのような観点に立つて行なわれた研究の成果は少くない。

⁽¹⁴⁾⁽¹⁹⁾⁽²¹⁾⁽²³⁾⁽²⁸⁾⁽³¹⁾ しかし、遅延回路網が本質的には波形伝送回路であることを考えると、その時間領域における性質を対象として、設計ならびに研究が行われる必要があるのは当然であるが、その面からの研究は最近ようやく始められたような現状であり、その成果も少ないように思われる。

一方、分布定数形の遅延回路に対する研究においては、一つには単位長さに対する遅延時間を増加させて寸法の小形化を計るものと、他の一つに、集中定数形の場合におけると同様、いかにして良好な伝送特性を実現するかを目的にするものとの二つがある。これらのうち、一つの目的である小形化については、分布定数形遅延線路の構造から来る制約があり、又、強磁性体、強透電体などの利用の点からも、従来まで特に有効な方法が見つかつてはいるわけではなく、幾つかの提案が発表されている程度である。⁽⁷⁾⁽²⁶⁾⁽²⁷⁾ 又、他の一つの目的である伝送特性の改善に関しては、線路を構成している coil の形状を変形することによつて遅延時間特性の平坦化

を計る研究などが発表されているが、⁽²⁵⁾⁽²⁹⁾その対象は、集中定数形におけるのと同様に、時間領域における性質は余り考察の対象となっていないようである。

したがって、周波数領域における最適状態が必ずしも時間領域においても最適であるとは限らないという事実を考慮に入れると、集中定数形の遅延回路、分布定数形の遅延線路のいずれに關しても、その時間領域における性質、すなわち波形伝送特性を対象にした研究、設計が行われる必要がある。

又、分布定数形の遅延線路については、強磁性体、強透電体などの材料を有効に利用し、伝送特性の低下を伴うことなしに、小形化を計ることも問題点の一つであると考えられる。

1.2 本研究の目的

1.1で述べられた遅延回路網に関する問題点の概要から推察される如く、各種の遅延回路網に共通した、一般的な性質を対象にした考察と、集中定数形の遅延回路網及び分布定数形の遅延線路のそれぞれに特有の問題点に触れる研究との二つの立場から行うことが適当と考えられる。そこで、これらのうち、第一の共通の立場からの考察については、従来、対象とされることが比較的少なかつた時間領域の性質、すなわち波形伝送特性から遅延回路網の設計を見なおすべく、次の点を研究の主な対象とする。

1. 遅延回路網の如き位相推移回路が波形伝送的に最も良好と考えられるためには、その伝送特性がいかなる条件を満足すればよいか。
2. 遅延回路網を構成する素子が損失を有する場合には、波形伝送的にどのような影響が生じ、したがって、どのような点を考慮して回路を設計すべきであるか。
3. 整合状態における諸特性を基準に設計されることが多いこの種の回路網において現実の問題となる不整合によつて、いかなる波形の反射が生じ、反射による影響を最も少なくするには、いかなる終端条件で回路網を設計すべきであるか。

などについて、これらの波形伝送的な考察に重要な影響をもっている帯域制限の条件との関連において考察を行い、波形伝送的な立場に立つた遅延回路網の設計方針を確立することが目的である。

次に、個々の形式の遅延回路網に関しては、先づ集中定数形のものに対して、信号の帯域制限条件と波形伝送特性の関係を調べ、上に述べた遅延回路網に対する共通の問題点の具体的な形に対して検討する。又、分布定数形の遅延線路に対しては、上述の場合とは多少異なる目標である小形化を達成するために、その伝送特性を低下させることなしに磁性材料、誘電材料な

どを有効に利用した遅延線路の設計方法を得ることを目的とするわけである。

1.3 本研究の概要

以上で述べた目的に対して行う本研究の概要は次の通りである。

先づ、第2章より第4章までは、遅延回路網に対する共通の問題点に対する考察を行うものである。第2章においては、それ以後における考察に必要な基本的な事項として、帯域制限条件のもとで回路の波形伝送特性を求める一般的な方法について述べる。又、その後半においては、これらの一般的な方法によつて計算を遂行する場合以外に、回路に特別な条件が附加されたときには別な方法によつて比較的簡単に応答が求められる一つの近以計算方法を述べる。第3章では、帯域制限のもとにある遅延回路網が、それに加えられる入力波形と出力波形との間の自乗平均的な波形歪を最小にするには回路に与えられた束ばく条件の中でその伝送特性をいかなる形状に選べばよいかを一般的に取扱い方法について述べ、遅延回路網の波形伝送的な設計理論の一部とするものである。第4章では、設計理論においては無損失と考えられて取扱われている回路素子が、現実には損失を有しているために、伝送特性に影響を及ぼすわけであるが、この損失の影響が回路の波形伝送的にどのような関係をもっているかについて、損失の周波数特性との関連で考察する。

つぎに、第5章より第7章までは、集中定数形の遅延回路網に対する考察であり、第5章においては従来から殆んど確立されている周波数領域における伝送特性をもとにした設計理論と回路の構造の概要について述べ、時間領域の性質を対象にした場合と対比する。第6章においては、集中定数形の遅延回路網のうち、image parameter 形式のものについて、その波形伝送特性をいくつかの帯域制限条件のもとで調べ、帯域制限の効果がいかに反映しているかについて検討すると共に、第3章の考察を具体的な回路について確証することにする。第7章では、image parameter 形の回路と終端条件の関連について述べ、終端の反射係数と反射波形の関係を調べる。

第8章より第10章までは、分布定数形の遅延線路と、新しい構造の遅延線路に関するものである。第8章においては、従来からの均一な分布定数形遅延線路の伝送特性と、それを小形化するために生ずる種々の問題点などについて論じ、第9章では、これらの均一な構造を有する遅延線路とは異り、分布定数形と集中定数形の間で値する新しい構造の遅延線路を考え、強磁性体などの有効な利用によつて、小形化と伝送特性の向上を計ることについて理論的立場から述べる。第10章においては、この新形式の遅延線路に対して、基礎的な性質を調べる実験並びに、二三の遅延線路の試作を行い、小形で伝送特性の良好なものが得られることを確認したことを述べる。

第2章 帯域制限のもとにおける伝送回路網の波形伝送

2.1 諸言

遅延回路網の諸性質の解析は、これらの回路が一種の波形伝送回路と考えられることを考慮に入れれば、その周波数領域における性質と時間領域における性質の双方を対象に行われる必要がある。しかし、現在までのところ、その性質が比較的深く解析されているのは主として周波数領域における特性に関してであり、その時間領域における特性、すなわち波形伝送特性については余り多くの取扱いはなされていないようである。更に、従来から取扱われて来た波形伝送的な性質の解析は殆んど、遅延回路網の impulse response 又は step response であり、入力信号又は回路による帯域制限の効果は無視されて来た。しかし、今後の考察で明らかになるように、遅延回路網の波形伝送的な特性が、帯域制限の効果によつて大きく影響を受けることが結論されるため、この効果を考慮に入れた取扱いを行う必要があることになる。そこで、本章では、以後の解析の基礎となる事項として、帯域制限を考慮した波形伝送特性を求めるため必要な諸性質について述べることにする。⁽⁴⁾⁽⁸⁾ 又、遅延回路網などに多く現われる多段回路の過渡応答の近似計算方法についても考察をもあわせて行い。⁽³⁴⁾⁽³⁵⁾

2.2 帯域制限された波形の伝送

スペクトルが或る周波数範囲に限られている信号、すなわち、帯域制限された入力信号が伝送回路に加えられた場合の波形伝送を考える。⁽⁴⁾ このように帯域制限された入力信号を $f(t)$ とすれば、そのスペクトル $F(j\omega)$ は

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (2.1)$$

が、周波数領域で $|\omega| < \omega_b$ の範囲以外には存在しない。

$$F(j\omega) \equiv 0 \quad |\omega| > \omega_b \quad (2.2)$$

このようなスペクトル $F(j\omega)$ は、 ω_b より小さくない任意の角周波数 ω_0 を採用し、

$(-\omega_0, \omega_0)$ を周期とする Fourier 級数に展開される。

$$F(j\omega) = X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-jn\pi\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2.3)$$

ここで、 $X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ は帯域制限函数で、

$$\begin{aligned} X(x) &= 1 & |x| < 1 \\ &= 0 & |x| > 1 \end{aligned} \quad (2.4)$$

で示される。

このようなスペクトルをもつ信号の時間函数 $f(t)$ は、式(2.3)を Fourier 変換することによつて、

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{1}{t_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \frac{\sin \omega_0 (t - nt_0)}{\omega_0 (t - nt_0)} \\ &\quad \left(t_0 = \frac{\pi}{\omega_0} \right) \end{aligned} \quad (2.5)$$

で与えられ、分点 $t = nt_0$ における直交性を用いると、

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nt_0) \frac{\sin \omega_0 (t - nt_0)}{\omega_0 (t - nt_0)} \quad (2.6)$$

の如く、 $f(t)$ の sawpling value $f(nt_0)$ の組で一義的に決定される。

つぎに、上に示した入力信号が伝送函数 $T(j\omega)$ をもつ回路に印加れた場合を考える。与えられた伝送函数が、角周波数 ω_B 以上で有限の振幅特性を有していても、入力信号スペクトルが ω_0 に帯域制限された形式(2.3)～(2.6)で与えられているから $T(j\omega)$ を $|\omega| < \omega_0$ に帯域制限してさしつかえないわけである。そこで、伝送波数 $T(j\omega)$ を区間 $(-\omega_0, \omega_0)$ でつぎのように Fourier 級数に展開する。

$$T(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-jn\pi\frac{\omega}{\omega_0}}, \quad |\omega| < \omega_0 \quad (2.3)$$

ここで Fourier 係数 C_n は、 $T(j\omega)$ の函数形が与えられている場合には、ただちに解析的に求められることもあるが、一般に、 C_n を求める積分操作が困難な場合、あるいは、 $T(j\omega)$ が数値的又は図式的に表示されている場合には、 $T(j\omega)$ の分点値を用いて近似的に係数 C_n を必要な項数だけ求めることもできる。

式(2.7)で表示された伝送函数 $T(j\omega)$ は、現実に意味のあるものは、

$$T(j\omega) = \overline{T(-j\omega)} \quad (2.8)$$

の条件を満足している。したがって、 $T(j\omega)$ の Fourier 係数 C_n は、式(2.7)の形式より明らかのように常に実数となるわけである。また、 C_n は、 $T(j\omega)$ を $|\omega| < \omega_0$ なる領域に帯域制限した伝送函数の impulse response を $k_\ell(t)$ とすれば、その nt_0 なる時刻の値から、

$$C_n = t_0 \cdot k_\ell(nt_0) \quad (2.9)$$

で与えることもできる。

そこで、式(2.6)で表わされるような入力信号 $f(t)$ が、伝送函数 $T(j\omega)$ をもつ回路に印加されたときの出力信号 $g(t)$ は、 $T(j\omega)$ の impulse response を用いた一般的な表示式、

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t-\tau) \cdot k(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

において、 $k(t)$ の代わりに $k_\ell(t)$ と置き換えてさしつかえないことを考慮すれば、入力信号の sampling value と、伝送函数の Fourier 係数とから、

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} f\{(n-m)t_0\} \cdot C_m \right] \frac{\sin \omega_0 (t - nt_0)}{\omega_0 (t - nt_0)} \quad (2.11)$$

と表示される。

したがって、帯域制限された入力信号 $f(t)$ が与えられれば、その sampling value と、伝送函数を $|\omega| < \omega_0$ の範囲で Fourier 展開した係数 C_n とから式(2.11)の関係を用いて出力信号 $g(t)$ を一義的に決定することができるわけである。又、式(2.11)において、分点における直交性から

$$g(nt_0) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} f\{(n-m)t_0\} \cdot C_m \quad (2.12)$$

が得られる。

2.3 与えられた入力に対する帯域制限回路の波形伝送

指定されたスペクトルをもつ波形が、ある周波数範囲に帯域制限された伝送函数をもつ回路に加えられたときの応答波形を求める方法を考える。この入力信号のスペクトルは帯域制限されている必要はない。

先づ、入力信号スペクトルを $F(j\omega)$ 、回路の伝送函数を $T(j\omega)$ とする。ここで、

$T(j\omega)$ は $|\omega| > \omega_0$ で振幅特性がゼロになる如く帯域制限されているものと仮定する。そこで、出力信号のスペクトル $G(j\omega)$ は、

$$G(j\omega) = F(j\omega) \cdot T(j\omega) \quad (2.13)$$

で与えられ、 $T(j\omega)$ の impulse response $k(t)$ は、帯域制限条件から $T(j\omega)$ の区間 $(-\omega_0, \omega_0)$ における Fourier 係数より決定される。つぎに、式 (2.13) において、 $G(j\omega)$ は $T(j\omega)$ と同じ周波数範囲に帯域制限されているのであるから、次の如く表わすことができる。

$$G(j\omega) = \left\{ F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \right\} \cdot T(j\omega) \quad (2.14)$$

ここで、 $X(\omega)$ は式 (2.4) で与えた帯域制限函数である。

その結果、 $G(j\omega)$ に対応する波形 $g(t)$ を求めるためには、入力信号スペクトルを ω_0 に帯域制限した函数、 $F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ の Fourier 係数 B_n が求められればよい。すなわち、

$$F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \sum_{-\infty}^{\infty} B_n \cdot e^{-jn\pi\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2.15)$$

及び

$$\begin{aligned} T(j\omega) &= \sum_{-\infty}^{\infty} C_n \cdot e^{-jn\pi\frac{\omega}{\omega_0}} \\ &= t_0 \sum_{-\infty}^{\infty} k(n t_0) \cdot e^{-jn\pi\frac{\omega}{\omega_0}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

の各 Fourier 係数 B_n, C_n が求められていれば、 $g(t)$ は、たゞちに、式 (2.11) より

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} k\{(n-m)t_0\} \cdot B_m \right] \frac{\sin \omega_0 (t - n t_0)}{\omega_0 (t - n t_0)} \quad (2.17)$$

となるわけである。

したがって、Fourier 係数 B_n を入力信号波形から求めることを考えればよい。そのためには、先づ、入力信号波形 $f(t)$ より、Fourier 変換によつてスペクトル $F(j\omega)$ を求め、更に $F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ より Fourier 係数 B_n 直接に計算する方法が考えられるが、途中の段階として、スペクトル $F(j\omega)$ を必要とする不便さがある。

つぎに，入力信号波形のスペクトル $F(j\omega)$ は不明の場合でも，ただそのスペクトルが或る周波数以上には存在しないという事実が知られているときには，以下の方法によつて， $F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ の Fourier 係数 B_n を計算することができる。

先づ， $F(j\omega)$ について，

$$|F(j\omega)| = 0 \quad , \quad |\omega| \leq \omega_\ell \quad (2.18)$$

が知られていれば， $F(j\omega)$ は，式(2.5)，及び(2.3)より

$$F(j\omega) = t_\ell \sum_{-\infty}^{\infty} f(nt_\ell) \cdot e^{-jn\pi \frac{\omega}{\omega_\ell}} \quad (2.19)$$

$$\left(t_\ell = \frac{\pi}{\omega_\ell}\right)$$

の如く，波形 $f(t)$ の t_ℓ 毎の sampling value で表現される。

つぎに， $F(j\omega) \cdot X\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ の Fourier 係数 B_n は，対応する帯域制限波形 $f_\ell(t)$ の t_0 毎の sampling value から求まるから，

$$\begin{aligned} f_\ell(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{\omega_0}{\omega_\ell} \sum_{-\infty}^{\infty} f(mt_\ell) \cdot \frac{\sin \omega_0 (t - mt_\ell)}{\omega_0 (t - mt_\ell)} \end{aligned} \quad (2.20)$$

なる関係を用いて，

$$f_\ell(nt_0) = \frac{\omega_0}{\omega_\ell} \sum_{m=-\infty}^{\infty} f(mt_\ell) \cdot \frac{\sin \omega_0 (nt_0 - mt_\ell)}{\omega_0 (nt_0 - mt_\ell)} \quad (2.21)$$

のように求めることができる。したがつて，Fourier 係数 B_n は，

$$\begin{aligned} B_n &= t_0 \cdot f_\ell(nt_0) \\ &= t_\ell \sum_{m=-\infty}^{\infty} f(mt_\ell) \cdot \frac{\sin \pi \left(n - m \frac{t_\ell}{t_0}\right)}{\pi \left(n - m \frac{t_\ell}{t_0}\right)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

から計算することができる。

更に， $\omega_\ell = 2\omega_0$ の場合には，

$$\begin{aligned}
 B_n &= \frac{1}{\omega_\ell} \sum_{m=-\infty}^{\infty} f(mt_\ell) \cdot \frac{\sin \pi \left(n - \frac{m}{2} \right)}{\left(n - \frac{m}{2} \right)} \\
 &= \frac{1}{\omega_\ell} \left[\pi \cdot f(2nt_\ell) + 4 \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} f\{(2n-k)t_\ell\} \cdot \frac{(-1)^{\frac{k-1}{2}}}{k} \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

の如く簡単化される

2.4 多段縦続回路の波形伝送

前節までに述べた計算方法において、対象となる伝送回路が多段縦続回路である場合を考える。ここで用いる多段縦続回路の定義は、全体の回路の伝送函数が、それを構成する基本の回路の伝送函数の n 乗で与えられるものを意味することにする。このような例は、同一基本区間多数を整合条件のもとで縦続接続した image parameter 形回路、あるいは all pass 形回路の伝送函数などに見られる。

このような多段回路においては、その伝送函数を式(2.7)の如く Fourier 級数に展開した場合の係数 C_n を求める場合、全体の回路の伝送函数から求める代りに、基本の回路の Fourier 係数を求めておくことによつて、それから全体の回路の係数を計算することができる。すなわち、基本の回路の Fourier 係数を $C_{1,n}$ とし、これを m 段接続した回路の Fourier 係数を $C_{m,n}$ とすれば、 $(m+1)$ 段接続した場合の Fourier 係数 $C_{m+1,n}$ は、

$$C_{m+1,n} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} C_{m,i} \cdot C_{1,n-i}
 \tag{2.24}$$

なる漸化式で与えられるから、 m について 1 より出発すれば、任意の場合を計算することができる。また、これらの係数は、その回路が ω_0 で帯域制限された場合の impulse response $k_{\ell,m}(t)$ と比例関係にあるから、それらの間には、

$$k_{\ell,m+1}(nt_0) = t_0 \sum_{i=-\infty}^{\infty} k_{\ell,m}(it_0) \cdot k_{\ell,1}\{(n-i)t_0\}
 \tag{2.25}$$

の関係がある。

このような計算方法は、多段回路の段数を増加させたときの波形伝送の変化を調べる場

合に適するが、単に、第 n 段接続の場合の特性のみが必要なときには、不適當である。

2.5 多段縦続回路の過渡特性の近似計算方法

前節までで考察したように、一般の多段縦続回路の波形伝送特性を求める一般的な方法が確立されているわけである。しかし、回路の複雑さが増加するに従って、このような一般的な方法によつて計算を行うことは必ずしも容易ではなくなる。(10)

このような場合、対象となる伝送回路をある範囲に限定すれば、その範囲内の伝送関数の持つ特殊性を利用することによつて比較的容易に出力波形を求めることができる場合がある。

そこで、伝送回路の過渡特性 (step response) を求めることに考察の範囲を限定して、これを近似的に計算する一つの方法について検討する。(34)(35)(40)

いくつかの伝送回路を多段に接続し、全体の伝送関数が個々の回路の伝送関数の積で表わされるように構成した場合、個々の回路の step response を用いて、全体の回路の step response を計算することを考える。この場合、個々の回路の step response が overshoot および undershoot を持たず単調に増加する曲線となつている場合については、step response のおもな性質である delay time, および rise time に関して個々の回路とそれら多段にした回路との間に簡単な関係が近似的に成立することが知られている。(18)

ここでは上述のように、全体の伝送関数が個々の回路の伝送関数の積で表わされるような多段回路について、個々の回路の step response が overshoot および undershoot のいずれか一方または双方を持つている場合にも、個々の回路の step response を用いて全体の回路の step response を簡単に求めることができる近似計算方法および個々の回路の delay time, rise time および overshoot (undershoot) を用いて全体の回路のそれらを計算することができる近似式を求めることにする。

2.5.1 個々の回路の step response の近似方法

多段回路 以下個々の回路がすべて同一でない場合もこのように呼ぶ の step response を個々の回路のそれを用いて近似的に算出するとき、ここでは個々の回路の step response を適当な関数で近似し、それを用いて計算を行なう。したがつてまず個々の回路の step response を近似する方法を考える。

伝送回路の呈する step responseには種々の形があるが、そのうち比較的単純な形を持ったものの一例を図 2.1 (a)~(c)に示す。(a)は overshoot, undershoot のいずれも持たない例であり、(b)および(c)はその内のいずれか一方のみを持つ場合である。この(b)および(c)も含めて一般に2つの slopeを持つような step response およびそれに対応した impulse responseを、図 2.2 に一例を示すように、時間原点からそれぞれ α_1 および α_2 だけ遅れた位置に中心を持つ2つの誤差曲線と正規分布曲線で近似する。すなわち個々の回路の step response および impulse responseをそれぞれつぎのような $F(t)$ および $F'(t)$ で近似する。

$$F(t) = \int_{-\infty}^t A_1 e^{-k_1 (\tau - \alpha_1)^2} d\tau + \int_{-\infty}^t A_2 e^{-k_2 (\tau - \alpha_2)^2} d\tau \quad (2.26)$$

$$F'(t) = A_1 e^{-k_1 (t - \alpha_1)^2} - A_2 e^{-k_2 (t - \alpha_2)^2} \quad (2.27)$$

ここで、式(2.26)は $t < 0$ でも零にならないが、 α_1 の値さえ余り小さくしなければ、これによつて現実の回路との間に生ずる誤差はほとんど問題にならない。

式(2.26)において、第1項の $t \rightarrow \infty$ の値が $1 + \rho$ 、第2項のそれが $-\rho$ になるように各係数をきめれば、step response の最終値は1に基準化される。このとき式(2.26)または(2.27)の各係数間にはつぎの関係が成立しなければならない。

$$A_1 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{k_1}} = 1 + \rho, \quad A_2 \cdot \sqrt{\frac{\pi}{k_2}} = \rho \quad (2.28)$$

以上のように、式(2.26)で表わされる step response は各係数を適当に選ぶことによつてたとえば図 2.2 の点線のように overshoot, undershoot, smear などを持った波形を近似的にあらわすことができる。

つぎに、式(2.26)および(2.27)で表わされる responseを持つような伝送回路の周波数領域での伝送関数は、式(2.26)の条件のもとではつぎのごとく一義的に決定

される*。

$$f(j\omega) = (1 + \rho) e^{-j\alpha_1 \omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4k_1}} - \rho e^{-j\alpha_2 \omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4k_2}} \quad (2.29)$$

式(2.29)の伝送関数を図式的に表現すると、図2.3のように、第1項に対応する main path と、これより $\alpha_2 - \alpha_1$ だけ遅れて echo を生ずる echo path とから成るよう
に書ける。

式(2.29)から分かるように、その振幅特性は $\omega = 0$ に対して軸対称、また位相特性は
点対称であるから、上述の近似方法は low-pass 形回路の step response、中心周波数
に関して対称な周波数特性を持った狭帯域 band-pass 形回路に離調しない carrier を
突然印加した場合の出力の包絡線などの近似に適用できる。

近似したいと思う step response はすでに、一般的な計算法その他で計算されている
ものとし、その response から式(2.26)および(2.27)の各係数をきめる方法の一例と
しては、まずその step response の最終値を1に基準化する。つぎに、 α_1 および α_2
としては図2.2に一例を示すように、step response の勾配が極大および極小になる時
間すなわち impulse response が極大、極小となるまでの時間としてもよい。 A_1 およ
び A_2 はこれらの時刻における step response の勾配の値を採用することができる。ま
た、 ρ としては、overshoot または undershoot があるときには、それらの大きさか
あるいはそれより幾分大きな値を用い、その他の場合には最も近似度が高くなるよう
に適当に選ぶ、最後に残りの係数 k_1 および k_2 はこれらの値を式(2.28)に代入すること
によつて必然的に定まる。

2.5.2 多段回路の response

個々の回路の step response を 2.5.1 で述べた方法で近似し、それを用いて多段回路
の response を求めることにする。一般に真空管または transistor 等を介して幾つか

* 正規分布形の impulse response の Fourier 変換は、周波数領域でもやはり正
規分布形になる。すなわち、

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-At^2} \cdot e^{-j\omega t} dt = \sqrt{\frac{\pi}{A}} e^{-\frac{\omega^2}{4A}}$$

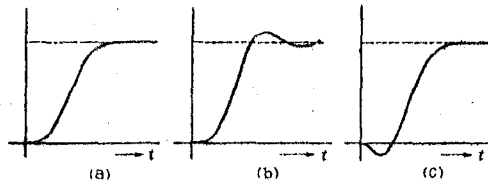


図 2.1 Step response の例

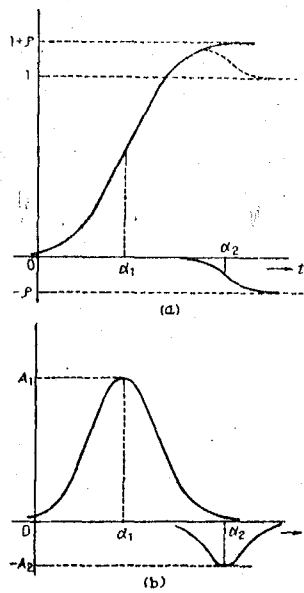


図 2.2 近似に用いる step response (a) および impulse response (b).

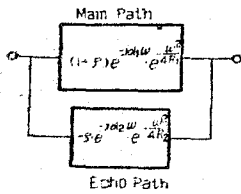


図 2.3 Echo path を用いて表現した伝送特性

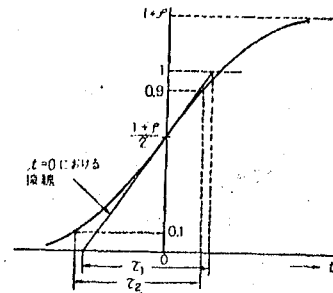


図 2.4 誤差曲線形 response の rise time

の回路を接続した場合，あるいは整合が取れている状態のもとで回路を多段に縦続した場合には，全体の伝送数是个々の回路の伝送関数の積で与えられる。ここでは，このような条件のもとで考えることにする。

式(2.29)の形に表わされた伝送関数を n 個 (これら n 個は同種のものとは限らない) かけ合わせた全体の伝送関数 $f_n(j\omega)$ は，つぎのようになる。

$$\begin{aligned}
 f_n(j\omega) &= \prod_{i=1}^n \left\{ (1+\rho_i) e^{-j\alpha_{1i}\omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4k_{1i}}} \right. \\
 &\quad \left. - \rho_i e^{-j\alpha_{2i}\omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4k_{2i}}} \right\} \\
 &= C_1 \cdot e^{-j\beta_1\omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4m_1}} \\
 &\quad - \sum_{i=1}^n C_{2i} e^{-j\beta_{2i}\omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4m_{2i}}} \\
 &\quad + \frac{n(n-1)}{2} \sum_{i=1}^n C_{3i} \cdot e^{-j\beta_{3i}\omega} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4m_{3i}}} \quad (2.30)
 \end{aligned}$$

ここで第1項および第2項については

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \prod_{i=1}^n (1+\rho_i), \quad \beta_1 = \sum_{i=1}^n \alpha_{1i}, \quad \frac{1}{m_1} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{k_{1i}}, \\
 C_{2i} &= \frac{\rho_i}{1+\rho_i} C_1, \quad \beta_{2i} = \alpha_{2i} - \alpha_{1i} + \beta_1, \\
 \frac{1}{m_{2i}} &= \frac{1}{k_{2i}} - \frac{1}{k_{1i}} + \frac{1}{m_1} \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

である。

また，式(2.30)に対応した step response $F_n(t)$ は，

$$\begin{aligned}
 F_n(t) &= \int_{-\infty}^t C_1 \cdot \sqrt{\frac{m_1}{\pi}} \cdot e^{-m_1(\tau-\beta_1)^2} d\tau \\
 &\quad - \int_{-\infty}^t \sum_{i=1}^n C_{2i} \cdot \sqrt{\frac{m_{2i}}{\pi}} \cdot e^{-m_{2i}(\tau-\beta_{2i})^2} d\tau \\
 &\quad + \int_{-\infty}^t \frac{n(n-1)}{2} \sum_{i=1}^n C_{3i} \cdot \sqrt{\frac{m_{3i}}{\pi}} \cdot e^{-m_{3i}(\tau-\beta_{3i})^2} d\tau \\
 &\quad - \dots \dots \dots \quad (2.32)
 \end{aligned}$$

のごとく決定される。

この場合、個々の回路がすべて同じものならば、式(2.32)はさらにつぎのように簡単化される。

$$\begin{aligned}
 F_n(t) = & \int_{-\infty}^t \frac{(1+\rho)^{n-1}}{\sqrt{n}} \cdot A_1 \cdot e^{-\frac{k_1}{n}(\tau-n\alpha_1)^2} d\tau \\
 & - \int_{-\infty}^t \frac{n\rho(1+\rho)^{n-2} A_1}{\sqrt{n-1+\frac{k_1}{k_2}}} e^{-\frac{k_1}{n-1+\frac{k_1}{k_2}}(\tau-(n-1)\alpha_1-\alpha_2)^2} d\tau \\
 & + \int_{-\infty}^t \frac{n(n-1)\rho^2(1+\rho)^{n-3} A_1}{2\sqrt{n-2+2\frac{k_1}{k_2}}} \\
 & \cdot e^{-\frac{k_1}{n-2+2\frac{k_1}{k_2}}(\tau-(n-2)\alpha_1-2\alpha_2)^2} d\tau \\
 & \dots\dots\dots (2.33)
 \end{aligned}$$

ここで、式(2.32)および(2.33)から分かるように、それらの各項にやはり誤差曲線になっている。これらの式を図2.3のような見方から考えると、第1項は多段回路の中で main path のみを通つてきた成分であり、また第2項はいずれかの echo path を一度だけ、第3項は2度通つて来た成分に相当する。

以上の方法で、多段回路の step response を計算するには、個々の回路の $\rho, \alpha_1, \alpha_2, k_1, k_2$ と式(2.31)とから算出した C, β, m と式(2.32)によつて求めるが、各回路がすべて同一のときには直接式(2.33)によればよい。

この場合、式(2.32)または(2.33)の各項の勾配が最大になる時刻は、これらの式からわかるように一般には互いにずれている。特に式(2.33)では互いに $\alpha_2 - \alpha_1$ ずつずれている。したがつて特定の時刻の付近の波形だけを知りたい場合にはその付近で問題となる項に着目すればよい。たとえば、立上がりの付近の様子を知りたいときには第1項のみに着目すればよいことになる。

2.5.3 多段回路のdelay time およびrise time

つぎに, step response の重要な性質であるdelay time およびrise timeを個々の回路のそれらと overshoot などを用いて近似計算することを考える。

まず個々の回路の overshoot (または undershoot), したがって ρ_i が1に比べてかなり小さい場合には, 特に段数が多くないかぎり式(2.32), (2.33)の第2項は第1項に比べてかなり小さい。また多段回路が overshoot をもつ回路だけから構成されていれば, 第1項に対して第2項に必ず遅れている。したがって, 第1項がかなり最終値に近づいた項に第2項が問題となり始める。そこで, delay time およびrise timeを調べる場合には第1項のみを問題にすることにする。

一般に, delay time およびrise timeの定義としてはstep response が最終値の1/2になるまでの時間および10~90%の時間を採用するのが普通である。しかし, delay time としてstep response の勾配最大になるまでの時間, またrise timeとしてこの最大勾配の直線が0からstep responseの最終値に達するまでの時間を採用した方が理論的に取り扱い易い。step responseが誤差曲線形のときには, これらの定義によるdelay time およびrise timeは前述の通常定義によるものとほとんど変わらない。すなわち, delay time については, overshoot が余り大きくなく, またrise timeに比べてdelay time が余り小さくない限り, 第一近似として上述の2つの定義はほとんど同じものになることは明らかである。またrise timeについては図2.4に示すように最終値が $1 + \rho$ であるような誤差曲線形のstep responseを考え, この勾配最大の点に引いた接線が0~1になるまでの時間 τ_1 とこのstep responseが0.1から0.9に達するまでの時間 τ_2 とを比較したのが表2.1である。これからわかるように, ρ が0.5程度までは5%程度の精度で τ_2 の代わりに τ_1 を使うことができる。

表2.1 異なる定義によるrise timeの比較

ρ	0	0.02	0.04	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
τ_2/τ_1	1.022	1.009	0.999	0.984	0.985	1.000	1.023	1.050

この後者のような定義にしたがうと, 個々の回路のdelay time を $\tau_{d_1}, \tau_{d_2}, \dots, \tau_{d_n}$, rise timeを $\tau_{r_1}, \tau_{r_2}, \dots, \tau_{r_n}$ とすれば, 全体では

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{delay time} = \tau_{d_1} + \tau_{d_2} + \dots + \tau_{d_n} \\ \text{rise time} = \end{array} \right. \quad (2.34)$$

$$\left\{ \frac{\sqrt{(1+\rho_1)^2 \tau r_1 + (1+\rho_2)^2 \tau r_2 + \dots + (1+\rho_n)^2 \tau r_n}}{(1+\rho_1)(1+\rho_2)\dots(1+\rho_n)} \right. \quad (2.35)$$

となる。ここで ρ_i は個々の回路の ρ であり，overshoot（または undershoot）に近い値であるから，近似的には overshoot の大きさとしてもよい。

また，各段がすべて同じときには，式(2.34)および(2.35)は，

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{delay time} = n \tau_d \\ \text{rise time} = \frac{\sqrt{n}}{(1+\rho)^{n-1}} \tau r \end{array} \right. \quad (2.36)$$

$$\left. \right\} \quad (2.37)$$

のごとく簡単化される。ここで overshoot のないとき，すなわち $\rho = 0$ ならば，これらの各式は参考文献(18)に発表されている結果と全く同形になることがわかる。

2.5.4 多段回路の overshoot（または undershoot）

式(2.32)の場合のように，個々の回路が同種のものではない場合には，多段回路の overshoot（または undershoot）がどのようになるかを個々の回路から簡単に推定することはできない。そこで本節では，個々の回路がすべて同種のものからなりたっている多段回路について，その overshoot を個々の回路の step response から近似的に計算することを考える。以下，overshoot のみについて考察するが，undershoot の場合も全く同じことがいえる。

ここで多段回路の step response として，式(2.33)の第1項と第2項だけを考えたと，overshoot が最大になる時刻 t_0 は $F_n'(t_0) = 0$ よりつぎのように二次方程式の根として定まる。

$$\begin{aligned} & \frac{k_1}{n-1+\frac{k_1}{k_2}} \{t_0 - (n-1)\alpha_1 - \alpha_2\}^2 - \frac{k_1}{n} \{t_0 - n\alpha_1\}^2 \\ & = \log_e \left(\frac{n\rho}{1+\rho} \cdot \sqrt{\frac{n}{n-1+\frac{k_1}{k_2}}} \right) \end{aligned} \quad (2.38)$$

したがって overshoot の値は次式のごとく，

$$\text{overshoot} = F_n(t_0) - 1 \quad (2.39)$$

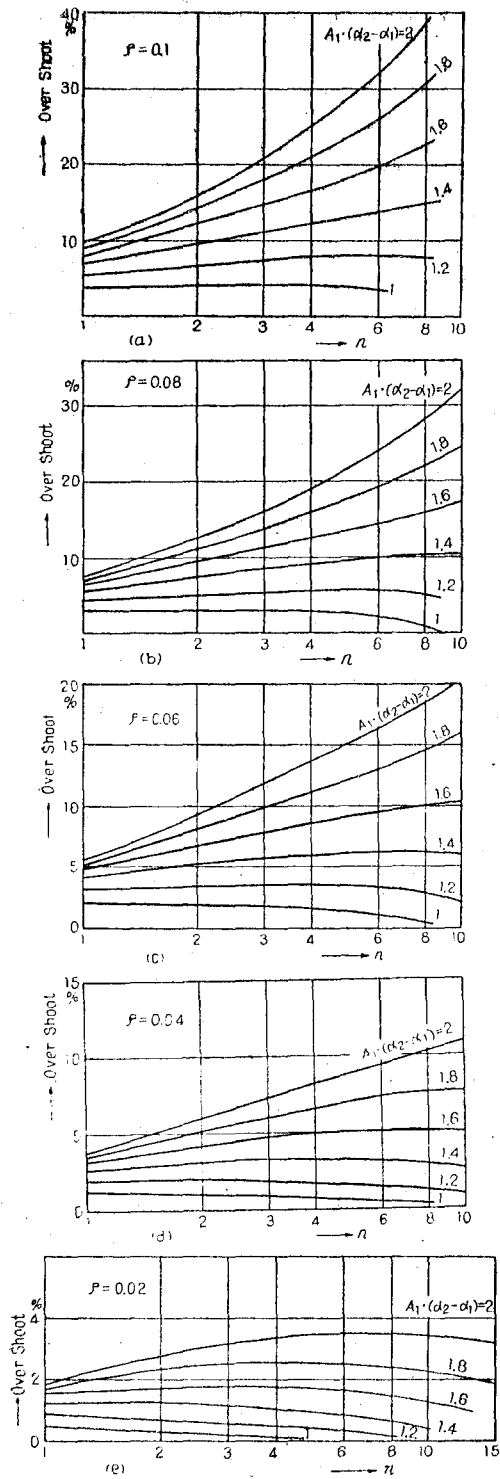


図 2 5 段数 n と overshoot の関係

で表わされる。

この方法で overshoot を計算するには，個々の問題について，式(2.38)および(2.39)を計算すればよい。しかし，段数の増加によつて overshoot がどのようになるかが簡単に推定できるとさらに便利である。つぎにこのような点について考えることにする。

式(2.33)および(2.38)には k_1/k_2 なる因数が入っているが，この値は通常1に対して大幅に異なる値を取ることはほとんどないと考えられる。そこで， $k_1/k_2 = 1$ と置いても段数 n が大きくなるにしたがつてこれに伴う誤差は次第に減少する。したがつて $k_1/k_2 = 1$ とすれば，式(2.33)および(2.38)から

$$F_n(t) = \int_{-\infty}^t \frac{(1+\rho)^{n-1}}{\sqrt{n}} A_1 \cdot e^{-\frac{\pi A_1^2}{n(1+\rho)^2}(\tau - n\alpha_1)^2} d\tau$$

$$- \int_{-\infty}^t \frac{n\rho(1+\rho)^{n-2}}{\sqrt{n}} A_1 e^{-\frac{\pi A_1^2}{n(1+\rho)^2}(\tau - (n-1)\alpha_1 - \alpha_2)^2} d\tau$$

(2.40)

および

$$t_0 = n\alpha_1 + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2} - \frac{n(1+\rho)^2}{2\pi A_1^2(\alpha_2 - \alpha_1)} \log_{\theta} \frac{n\rho}{1+\rho}$$

(2.41)

が得られる。ただし $F_n(t)$ としては式(2.33)の第3項以下は省略した。ここで式(2.40)および(2.41)において時間軸を $n\alpha_1$ だけずらして考えると，これらの式に含まれる因子は， n, ρ, A_1 および $\alpha_2 - \alpha_1$ のみである。ここで A_1 および $\alpha_2 - \alpha_1$ は時間軸の規準化によつて変化するから， $A_1 = 1$ となるように時間軸をきめ，そのような尺度で測つた $\alpha_2 - \alpha_1$ と ρ を用いて段数 n の増加とともに overshoot がどのように変化するかについて式(2.40)および(2.41)を用いて計算した結果を図2.5(a)~(e)に示した。ただし，式(2.40)では省略してある第3項が t_0 においてかなり影響をもつ場合には， t_0 における第3項を入れて補式してある。これらの結果は厳密には $k_1/k_2 = 1$ の場合であるが， n がかなり大きければ， $k_1/k_2 \neq 1$ の場合でもほとんどこの結果と一致するものと思われる。

これから結論できることは，一般に1段のときの overshoot が大きく， $\alpha_2 - \alpha_1$ の大きなものは，段数の増加とともに overshoot が増々大きくなるが， $\alpha_2 - \alpha_1$ の小さなものは，それほど増加しない。また最初の overshoot が4~5%以下のものは $\alpha_2 - \alpha_1$ の

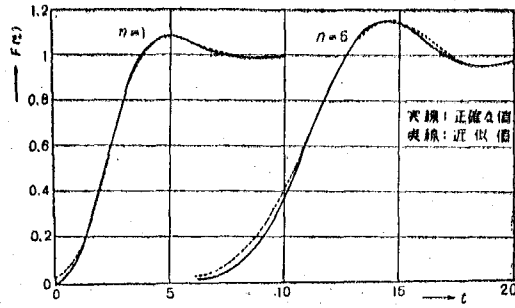


図 2 6 Maximally flat 三次の step response
($n=1$ および 5)

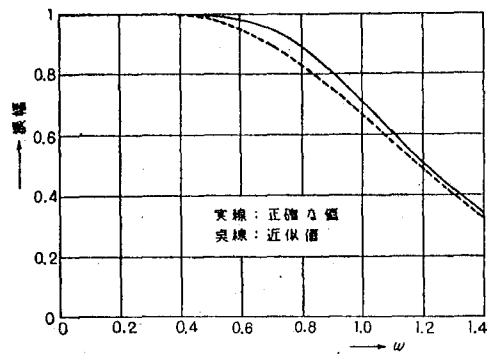


図 2 7 Maximally flat 三次の振幅特性

幾何にかかわらず，ほとんど増加しないなどのことがいえる

2.5.5 応 用 例

以上で述べた方法を用いて，図 2.6 に示すような step response を持つ，振幅 maximally-flat 形三次の伝送回路を 5 段接続したときの全体の step response を近似計算した。この回路の一段の step response は，cutoff 角周波数を 1 と基準化すれば，

$$F_1(t) = 1 - e^{-t} - \frac{2}{\sqrt{3}} e^{-t/2} \cdot \sin \frac{\sqrt{3}}{2} t \quad (2.42)$$

であり，この形から $\rho=0.1$ ， $A_1=0.4$ ， $A_2=0.045$ ， $\alpha_1=2.3$ ， $\alpha_2=6$ のごとくきめ，この値と式 (2.33) とから計算した $n=5$ のときの step response をやはり図 2.6 に示す。このとき，式 (2.33) の第 3 項以下は少略した。したがって $t=1.8$ 程度までは良く近似されているが，それより大きな t に対しては第 3 項以下の影響が出てくる。さらに，この近似方法の周波数領域での近似度を見るため， $n=1$ の場合の振幅特性を図 2.7 に示した。

別に，2.5.3 節以下の方法を用いて，delay time, rise time および overshoot

表 2.2 正確な値と，本文の方法による近似値の比較

		delay time	rise time	overshoot
正確な値	$n=1$	2.13	2.3	8%
	$n=5$	10.5	3.9	15
近似値	$n=5$	10.7	3.8	16

のみについて近似計算を行なった結果を表 2.2 に示した。この場合 delay time および rise time の計算には，式 (2.36) および (2.37) を用い，そのとき ρ としては 1 段のときの overshoot 0.08 を用いた。また $n=5$ の overshoot の算出には，図 2.5 を用いた。

以上，伝送回路を多段に接続した総合回路の step response を個々の回路の step response を用いて，近似的に計算する方法について述べた。この方法は，個々の回路がすべて同種のときには，さらに簡単にその step response, delay time, rise time または overshoot が計算できる。実際には，このような方法で近似ができる step response を持つ伝送回路が比較的多い。

2.6 結 言

伝送回路の波形伝送特性を求める場合に帯域制限の効果を導入することによって *sampling* の概念を利用して計算を行う方法の概要を述べた。又、この計算方法を具体的に *image parameter* 形の遅延回路網の如き多段縦続回路の波形伝送特性の計算に適用する際の二三の関係を示した。更に、多段縦続回路の過渡応答を、その基本区間の過渡応答の形状から求める一近似計算方法についても述べた。

第3章 波形歪を最小にする位相特性及び遅延特性の最適形状とその決定方法

3.1 緒言

線形な伝送回路に信号が通過する際には、一般に、その回路の振幅および位相特性に応じて出力信号に波形ひずみを生ずる。入力信号のスペクトルが存在する周波数範囲にわたって、振幅特性が周波数に対して一定、位相特性が直線であれば、出力にひずみを生じないが、現実の回路においては、振幅偏差および位相偏差が存在するため、一般にこのような理想的な状態を実現することができないわけである。したがって、与えられた条件のもとで、出力信号の波形ひずみを最小にするような振幅偏差および位相（または遅延）偏差の選び方が問題になる⁽²⁰⁾⁽³⁸⁾。ここで、これらの偏差の最適形状を決める場合、振幅および位相偏差の双方が問題になるときとその一方のみが考察の対象となる場合とがある。たとえば、整合した映像パラメータ形回路または、全周波通過形回路を遅延回路として伝送系の一部に用いる場合などが後者に相当する。これらの偏差の選び方に対する考察は二、三行なわれているが⁽⁴⁸⁾、具体的な求め方などについては余り知られていないようである。

そこで、本文では、上述の後者に相当する、位相（または遅延）特性のみを考察の対象とする場合について検討を行なう。ここで、波形ひずみの定義としては、入力波形と出力波形を適当に重ねられるように伸縮、ずらしを行なったときの両者の差の自乗平均値を採用し、入力波形が与えられたとき、位相偏差あるいは遅延偏差の自乗平均値が一定の場合など二、三の条件のもとで、最適形状を近似的に決定する方法と、その応用例について述べる。

3.2 代表入力信号波形の指定について

波形歪を最も小さくするような伝送特性の最適形状を決定する際に、先づ問題となるのは、考察の対象とする系に加えられる帯域制限入力信号としていかなる波形を採用するかということである。現実にあらゆる波形に対して歪が最小となる回路は存在しないわけであるから、入力信号の代表として、一つの波形を採用する必要があることになる。そこで、或一つの伝送回路が与えられたとき、この回路が現実に使用状態にあるときにこれに加えられる種々の信号の性質を考慮して、代表的な波形を選ばなければならない。従来の周波数領域における伝送特性を基準にした設計方法においては、現実に構成される回路は、理想特性からの偏差が伝送周波

数範囲にわたつてほぼ一様である如く選ばれる場合が多いが、この事実は波形的に考えると、impulse の入力に対する波形歪を最小にする如き形状を採用することに対応すると見ることにできる。しかし現実の回路においては、種々のスペクトル分布をもつ入力信号が加えられるわけであるから、帯域制限された impulse を代表入力信号として選ぶことは必ずしも適当とはいえないことになる。それでは、どのような波形を代表入力信号として採用すればよいかということになるが、その一つの選び方として、現実に回路に加えられる入力信号の統計的性質を考慮した方法が考えられる。この方法の例として、N. Wiener がその Prediction Filter に関して採用した手法があり、その系に加えられる入力信号の統計的構造があらかじめ既知である場合であれば、その性質から代表的な入力信号を選定することができる。しかし、一般の伝送系においては、入力信号として考えられる波形に関して、その統計的な構造を確定することは、現在のところ、未だ研究段階にあり、現実に個々の系について、信号の統計的構造を決定することも、特別な場合を除けば、かなり困難であろうと思われるし、更に、このような問題を主として Signal Theory の分野における研究課題であり、回路網に関する研究とはおのずからその対象を異にする性質のものと思われる。

そこで、本章では、系に加えられる入力信号の性質から、例えば統計的にも最も期待される波形、あるいは入力信号の統計的構造から決定される帯域制限条件に対応する波形、又はその他の条件を考慮することによつて、代表的入力信号の波形がすでに決定されていることを前提にする。そして、そのような代表入力の信号に対して、考察すべき伝送回路が呈する波形歪の量を最も小さくするためには、回路に与えられた種々の制約条件の範囲内でいかなる形状の伝送特性を与えればよいかを決定する方法について考えようとするわけである。したがつて、代表的入力信号としていかなる波形を採用するかについては、研究の範囲外に属する問題として直接ここでは触れないことにする。

3.3 波形歪の評価

一般にある信号が伝送回路を通過する際には、その伝送回路の特性に応じて、波形歪を生ずるのが普通である。この波形歪を定量的に評価するためには、どの様な定義を用いるかについて考える。

波形伝送特性を評価するために用いられる波形歪を導入する際に、次の諸性質を仮定する。

先づ、 $a(t)$ なる入力信号が、ある伝送回路に加えられたとき、その回路の出力信号が $f(t)$ であるとする。このとき、 $f(t)$ が $a(t)$ と相似であるときには、波形歪はないものとする。

次に $f(t)$ が時間軸上で、どの位置に現われるかによつて波形歪の大きさに変化はないようにする。

これらの二つの性質を満足するような波形歪の定義は、種々考えられるが、ここで採用するのは、 $f(t)$ 及び $a(t)$ を最も良く重なり合わせたときの両波形の差の自乗平均値である。すなわち、波形歪を \bar{D}^2 とすれば、

$$\bar{D}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ f(t) - k a(t - \tau) \right\}^2 dt \quad (3.1)$$

で与える。ここで、定数 k 、 τ は与えられた波形 $a(t)$ 、 $f(t)$ について、 \bar{D}^2 が最小になるように決定するわけである。

式 (3.1) の表現で注意しなければならないことは、 $a(t)$ の形は同じであつても、その大きさを比例的に増加させれば、 \bar{D}^2 はそれに伴つて増加してしまふことである。したがつて、 $a(t)$ は常にある基準の波形を使用しなければならない。

又、回路が減衰特性をもっている場合には、出力波形の大きさが小さくなり、それに伴つて上式の定義の波形歪は小さく現われるが、この論文の対象である遅延回路網においては、後述のように $k=1$ が得られるために、(3.1) の表現で十分となる。

3.4 波形ひずみを最小にする位相（遅延）偏差の形状

考察の対象となる位相推移回路が伝送系の一部分を構成しており、系の振幅特性はこの回路以外の部分によつて決められている場合を考える。この状態は、伝送系の一部に遅延回路網が挿入されているときに近似的に成り立っている。このことは、言いかえれば、考察の対象となる位相推移回路に、上述の振幅特性によつて帯域制限された入力波形を加えたことに相当する（図 3.1）。ここでは、このように帯域制限された信号が、位相推移回路を通る際に生ずる波形ひずみを最小にするには、その回路の位相または遅延偏差をどのような形によればよいかについて考える。

まず、帯域制限された入力波形を $a(t)$ とし、そのスペクトルが、角周波数 $|\omega| < \omega_0$ の範囲に制限されているとする。

その結果、回路の伝送関数も、この区間内に帯域制限してさしつかえない。そこで、以下の考察に直接に影響を及ぼさない直線的な位相の分を除いた残りの伝送関数を $F(j\omega)$ とすると、

位相偏差 $\theta(j\omega)$ を用いて

$$F(j\omega) = e^{-j\theta(j\omega)} \quad (3.2)$$

で与えられ、位相偏差が余り大きくないときには、近似的に

$$F(j\omega) \doteq 1 - j\theta(j\omega) \quad (3.3)$$

となる。

回路の伝送関数を $|\omega| < \omega_0$ の区間に限つてよいから、位相偏差をこの区間で Fourier 級数に展開することができる。そこで、回路の複雑さを考慮して、位相偏差 $\theta(j\omega)$ をつぎのように N 項の Fourier 級数にて表わす。

$$\theta(j\omega) = \sum_{n=1}^N B_n \sin n\pi \frac{\omega}{\omega_0} \quad (3.4)$$

ここで、回路の複雑さから適当な N を与えて、最適な B_n を求めるわけである。

以上の結果から、上述のように帯域制限された入力に対する出力波形 $f(t)$ は式 (3.3)、(3.4) より

$$f(t) = a(t) + \sum_{n=1}^N \frac{B_n}{2} \left\{ a(t - n t_0) - a(t + n t_0) \right\} \quad (3.5)$$

の形に表わされる。

つぎに、位相 (または遅延) 偏差に課せられる条件としては、最適形状を求めるために回路パラメータを変化させたとき、 B_n の関数として

$$E(B_1, B_2, \dots, B_N, \tau) = \text{一定} \quad (3.6)$$

で与える。

そこで、式 (3.6) の条件のもとで、式 (3.1) の \bar{D} を最小にするように $B_n (n: 1 \sim N)$ 、 k, τ を求めるわけである。したがって東はく条件を含む極値問題として

$$\frac{\partial \bar{D}^2}{\partial k} = 0 \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial \bar{D}^{-2}}{\partial B_n} + \lambda \frac{\partial E}{\partial B_n} = 0 \quad n: 1 \sim N \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial \bar{D}^{-2}}{\partial \tau} + \lambda \frac{\partial E}{\partial \tau} = 0 \quad (3.9)$$

が成立する。

これらの式から B_n, k, τ を求めるために、式 (3.1) の { } 内を、式 (3.5) を用いて、つぎのように書き表わす*

$$(1-k) a(t) + \sum_{n=1}^N \frac{B_n}{2} \{ a(t - n t_0) - a(t + n t_0) \} \\ + \frac{2\tau}{t_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{2n} \{ a(t - n t_0) - a(t + n t_0) \}$$

つぎに、式 (3.10) を式 (3.1) に代入し、式 (3.7) (3.10) と組み合わせることによつて、 $k=1$ が得られる。

したがつて、残された関係式、(3.8) (3.9) は、式 3.10 と組み合わせることによつて

$$\lambda \frac{\partial E}{\partial B_n} + \int_{-\infty}^{\infty} \{ a(t - n t_0) - a(t + n t_0) \} \left[\sum_{m=1}^N \frac{B_m}{2} \{ a(t - m t_0) - a(t + m t_0) \} \right. \\ \left. + \frac{2\tau}{t_0} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{2m} \{ a(t - m t_0) - a(t + m t_0) \} \right] dt = 0 \quad (n: 1 \sim N) \quad (3.11)$$

$$* f(t+\tau) \leftrightarrow A(j\omega) \cdot F(j\omega) \quad e^{j\omega\tau} \doteq A(j\omega) \{ 1 - j\theta(j\omega) + j\omega\tau \}$$

(ただし、 $A(j\omega)$ は $a(t)$ のスペクトルとする) および、 $\omega\tau$ の $|\omega| < \omega_0$ における

Fourier 展開

$$\omega\tau = \frac{2}{\pi} \cdot \omega\tau \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{n} \frac{\sin n\pi \frac{\omega}{\omega_0}}{\omega_0}$$

を用いる。

$$\lambda \frac{\partial E}{\partial \tau} + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2}{t_0} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n} \left\{ a(t - n t_0) - a(t + n t_0) \right\} \left[\sum_{m=1}^N \frac{B}{2} a(t - m t_0) - a(t + m t_0) \right] + \frac{2\tau}{t_0} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^m}{2m} \left\{ a(t - m t_0) - a(t + m t_0) \right\} dt = 0 \quad (3.12)$$

となる。そこで、任意の整数 m, n について、

$\int_{-\infty}^{\infty} a(t - n t_0) \cdot a(t - m t_0) dt$ を求めることによつて**、式(3.11)、(3.12)の第2項以下は、 B_n および τ の1次結合の形に簡単化される。

その結果、第1項の $\frac{\partial E}{\partial B_n}$ および $\frac{\partial E}{\partial \tau}$ が、上と同じように、 B_n および τ の1次式で表わされるような場合には、式(3.11)、(3.12)は、 λ の固有値の問題となり、その固有ベクトルを求めることによつて、 B_n および τ が決定される。この場合、一般に、 λ の固有値は $N+1$ 個存在するが、これらのうち、式(3.1)の波形ひずみ \overline{D}^2 が最小であるものを採用する。

そこで、これらの第1項が B_n および τ の一次結合となるようなものの中で、最も簡単な二三の場合について考えることにする*。

1. 位相偏差の自乗平均値が一定の場合

このときは、図3.2(a.)に示すように、位相特性 β から、 ω_0 においてこれと交わる直線的な位相を引き去つた位相偏差 θ について、式(3.7)の E がつぎのように表わされる。

$$\overline{E}_{p1}^2 = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} \theta^2(j\omega) d\omega = \text{一定} \quad (3.13)$$

これを B_n を用いて表わせば

$$\overline{E}_{p1}^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N B_n^2 = \text{一定} \quad (3.14)$$

となる。

** $a(t)$ が周波数領域内で帯域制限されているから、その sample 値から計算することができる。

* このような条件がほぼ成立する例は後述する。

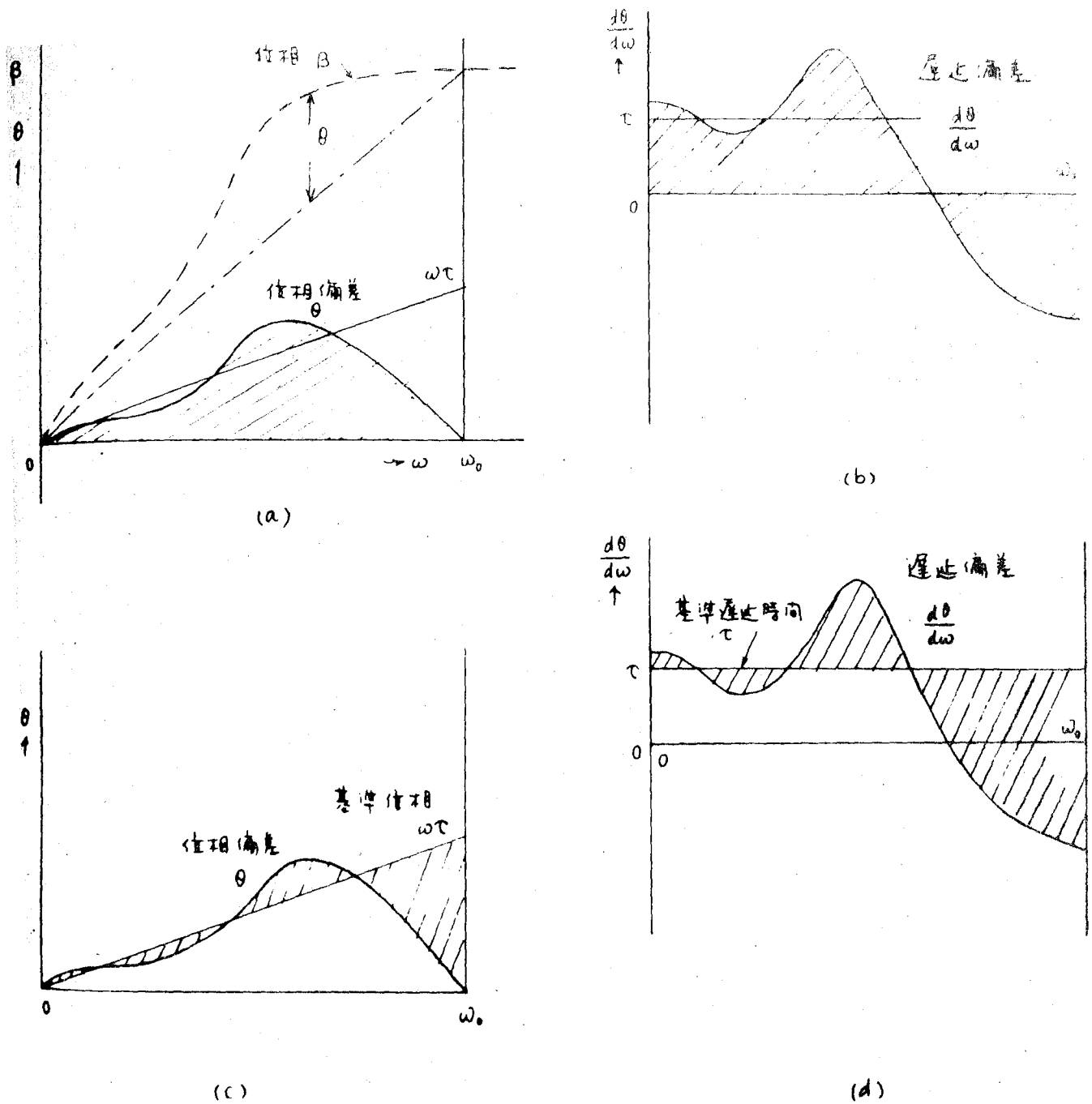


図 3・2 位相または遅延偏差に対する束ばく条件

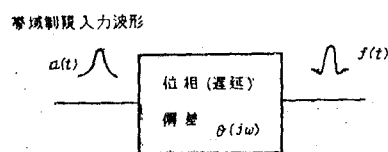


図 3・1 考察の対象となる伝送回路網

2. 遅延偏差の自乗平均値が一定の場合

このときは、図 3.2(b) に示すように、遅延偏差 $d\theta/d\omega$ そのものの自乗平均値が

$$\overline{E_{d_1}^2} = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} \left(\frac{d\theta}{d\omega} \right)^2 d\omega = \text{一定} \quad (3.15)$$

となり、したがって

$$\overline{E_{d_1}^2} = \frac{1}{2} \cdot t_0^2 \sum_1^N n^2 B_n^2 = \text{一定} \quad (3.16)$$

で与えられる。

3. 位相偏差とその基準位相との差の自乗平均値が一定の場合

ここで、基準位相とは、式 (3.1) で \overline{D} を最小にする遅延量 τ に対する位相 $\omega\tau$ のことである。

したがって、図 3.2(c) に示す斜線の部分の自乗平均値が一定であり

$$\overline{E_{p_2}^2} = \frac{1}{\omega_0} \int_0^{\omega_0} \left\{ \theta(j\omega) - \omega\tau \right\}^2 d\omega = \text{一定} \quad (3.17)$$

すなわち

$$\overline{E_{p_2}^2} = \frac{1}{2} \sum_1^N \left\{ B_n + \frac{2\tau}{t_0} \frac{(-1)^n}{n} \right\}^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{2\tau}{t_0} \right)^2 \sum_{N+1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \quad (3.18)$$

が得られる。ただし、この場合には $B_n + \frac{2\tau}{t_0} \cdot \frac{(-1)^n}{n}$ を新しい変数 C_n と置くことによつて、

$$\overline{E_{p_2}^2} = \frac{1}{2} \sum_1^N C_n^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{2\tau}{t_0} \right)^2 \cdot \left(\frac{\pi^2}{6} - \sum_1^N \frac{1}{n^2} \right) \quad (3.19)$$

が得られ、一方、 \overline{D} に関する式 (3.10) に同様な変換をすることによつて、(3.8)(3.9) の代りに、 C_n および τ の 1 次結合で書かれた新しい式が得られ、 C_n を用いた最適形状の表示式が得られる。

4. 遅延偏差とその基準遅延時間との差の自乗平均値が一定の場合

この場合は、図 3.2(d) に示すように、遅延偏差 $d\theta/d\omega$ と基準遅延時間 τ との差で、図の斜線の部分の自乗平均値になり

$$\overline{E}_{d_2}^2 = \frac{1}{w_0} \int_0^{w_0} \left\{ \frac{d\theta}{dw} - \tau \right\}^2 dw = \text{一定} \quad (3.20)$$

すなわち

$$\overline{E}_{d_2}^2 = \frac{1}{2} t_0^2 \left\{ \sum_1^N n^2 B_n^2 + \left(\frac{\tau}{t_0} \right)^2 \right\} = \text{一定} \quad (3.21)$$

が得られる。

ここに示した4つの場合は、波形ひずみを最小にする位相（または遅延）偏差の形を求めるための関係式、式(3.8)(3.9)が、 B_n および τ の連立一次方程式となるようなもののうち、比較的簡単な部類に属するが、実際に回路パラメータを変化させて最適形状を探す場合に、これらの条件のいずれかがほぼ成立する場合がかなりあると考えられる。

つぎに、具体的に、振幅特性を与えて計算した例について述べる。

3.5 Gauss形の帯域制限のもとにおける最適形状

以上で考察したような帯域制限された波形の代表的なものに、理想フィルタにimpulseを加えたときの出力波形があるが、これについては、正弦状の位相偏差が最小のひずみを与えるなどの事実が知られており、また、現実的に得にくい波形である点などから、ここでは、Gauss形の入力波形を考えることにする。その積分波形はovershootもundershootも持たず、最短時間で最終値に達するものの1つで、帯域制限された波形としては、遅延平坦形の回路のimpulse出力がほぼ対応する。そこで、この波形に対し、波形ひずみを最小にする位相（または遅延）偏差の形状を求めることにする。

Gauss形の波形は厳密な意味では無限の周波数までスペクトルを持つているから、これを帯域制限波形として扱うには、適当な周波数で、スペクトルの大きさが、 $w=0$ のときの1%に低下する角周波数を w_0 とし、近似的にこの点で帯域制限をする。そのスペクトル分布は、図3.3に示したようになり、対応する波形は、その最高値を1に規準化したとき、十分小さな誤差で、次式で与えられる。

$$a(t) = e^{-0.53639(t/t_0)^2} \quad (3.22)$$

そこで、この式と式(3.11)(3.12)とを組み合わせ、位相偏差（または遅延偏差）の束縛条件を適当に与えることによつて、上に述べたようにして、 N 個のFourier係数 B_n が決定される。ここで、式(3.11)(3.12)から B_n の係数を計算するには、先に示したように、

$$\int_{-\infty}^{\infty} a(t-nt_0) \cdot a(t-mt_0) dt = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-0.53639\{(t-nt_0)^2 + (t-mt_0)^2\}} dt \quad (3.23)$$

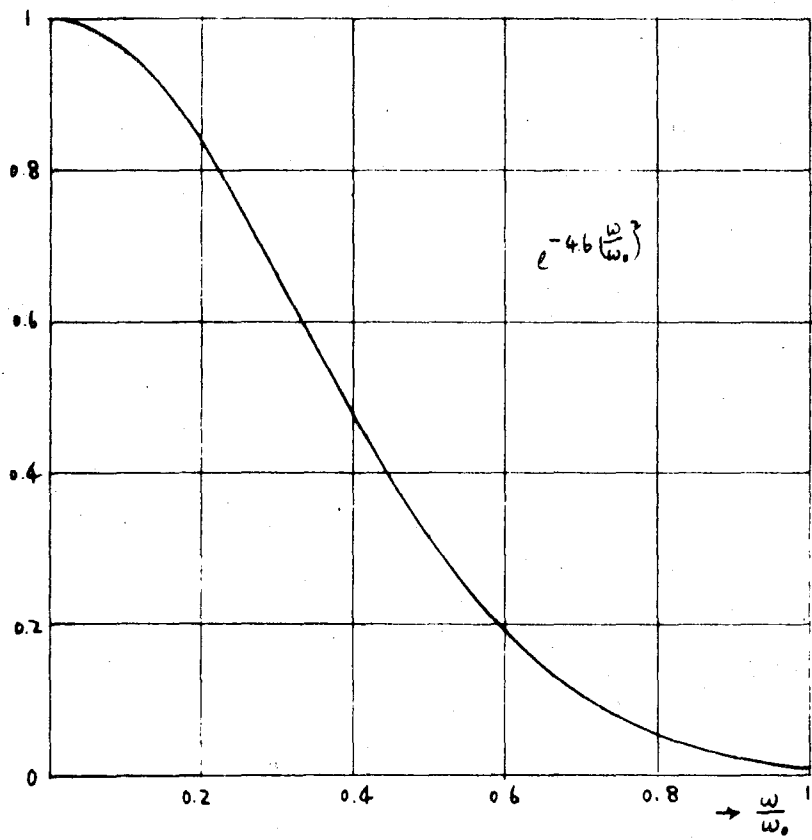


図 3・3 Gauss 波形のスペクトル分布

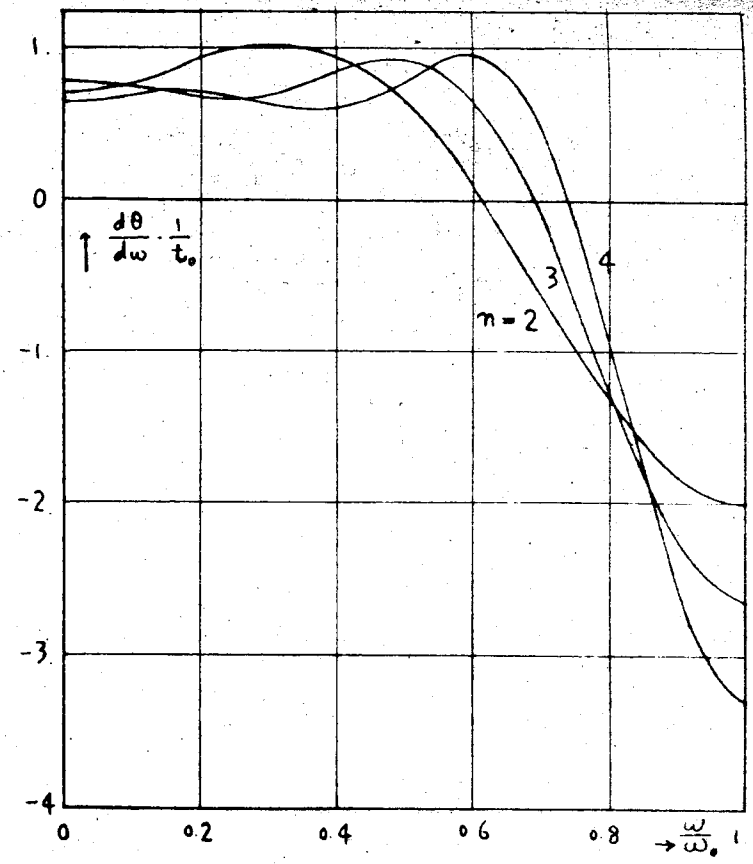
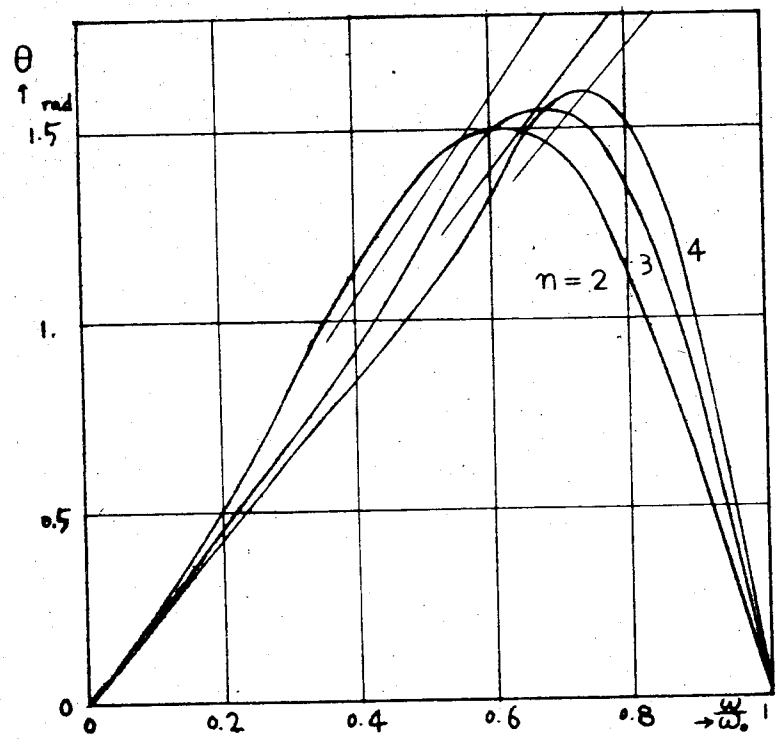


図 3.4 式 (14) に対応する最適形状

(a)

(b)

が求まればよいので、それを計算したものを表 3.1 に示す。

表 3.1

$ n - m $	式 (3.25) の値
0	1
1	0.76475 $\times \sqrt{\frac{\pi}{0.53639 \times 2}}$
2	0.34205
3	0.08948
4	0.01369
5	0.00122
6	0.00007
7	0.00000

これらの結果を用いて、Gauss 形の入力波形について、位相（または遅延）偏差の形状をきめる Fourier 係数を、前章の 1, 3, 4 の束ばく条件のもとで計算した。

1. 位相偏差の 2 乗平均値が一定の場合 (図 3.2 a)

この場合は、式の (3.14) を用い、 $N = 2 \sim 4$ の場合について計算したものを表 3.2 および図 3.4 (a) (b) に示す。ただし、表 3.2 の B_n は、 $\overline{E_{p_1}^2} = 1$ で基準してある。

表 3.2

$N = 2$	$B_1 = 1.3761$ $B_2 = -0.3261$	$\frac{\tau}{t_0} = 0.8295$	$\overline{D} = 0.0763$
3	$B_1 = 1.3280$ $B_2 = -0.4681$ $B_3 = 0.1320$	0.7309	0.0372
4	$B_1 = 1.2869$ $B_2 = -0.5329$ $B_3 = 0.2341$ $B_4 = -0.0705$	0.6768	0.0281

2 位相偏差との基準位相との差の自乗平均値が一定の場合 (図 3.2 c)

この場合には、式(3.19)を用い、まず C_n を求め、つぎに B_n を計算した。 $N: 2 \sim 7$ について求めたものを表 3.3 および図 3.5 に示す。図 3.5 は位相偏差 $\theta(j\omega)$ から基準位相 $\omega\tau$ を引いたものを示してある。また、表 3.3 の B_n は $\bar{E}_{p_2}^2 = 1$ で基準化したものを示す。ここで、 B_n の符号をすべて反対にしてもよい。

表 3.3

$N=2$	$B_1 = 1.5482$ $B_2 = -0.3401$	$\frac{\tau}{t_0} = 0.9637$	$\bar{D} = 0.0888$
3	$B_1 = 1.9666$ $B_2 = -0.6506$ $B_3 = 0.1695$	1.1101	0.0627
4	$B_1 = 2.3074$ $B_2 = -0.9031$ $B_3 = 0.3674$ $B_4 = -0.1020$	1.2435	0.0516
5	$B_1 = 2.6013$ $B_2 = -1.1089$ $B_3 = 0.5456$ $B_4 = -0.2396$ $B_5 = 0.0689$ B_6	1.3673	0.0459
6	$B_1 = 2.8640$ $B_2 = -1.2817$ $B_3 = 0.6968$ $B_4 = -0.3732$ $B_5 = 0.1706$ $B_6 = -0.0502$	1.4834	0.0427
7	$B_1 = 3.1039$ $B_2 = -1.4312$ $B_3 = 0.8248$ $B_4 = -0.4912$ $B_5 = 0.2750$ $B_6 = -0.1287$ $B_7 = 0.0385$	1.5929	0.0410

3. 遅延偏差と基準遅延時間との差の自乗平均値が一定の場合 (図 3.2 d)

この場合には、式(3.21)を用い、 $N=2 \sim 7$ について計算したものを表 3.4 および図 3.6 に示す。図 3.6 は、遅延偏差 $d\theta/d\omega$ から基準遅延時間 τ を引いたものを示してある。また、表 3.4 の B_n は、式(3.21)において $\bar{E}_{d_2}^2 = t_0^2$ となるよう基準化してある。ここで、 B_n の符号をすべて反対にした場合も、波形ひずみ最小の同じ条件を満足している。

表 3.4

$N=2$	$B_1 = 1.0112$ $B_2 = -0.2385$	$\frac{\tau}{t_0} = 0.6123$	$\bar{D} = 0.0561$
3	$B_1 = 0.9534$ $B_2 = -0.3381$ $B_3 = 0.0966$	0.5243	0.0297
4	$B_1 = 0.8719$ $B_2 = -0.3662$ $B_3 = 0.1643$ $B_4 = -0.0507$	0.4579	0.0191
5	$B_1 = 0.7902$ $B_2 = -0.3618$ $B_3 = 0.1971$ $B_4 = -0.0970$ $B_5 = 0.0312$	0.4048	0.0137
6	$B_1 = 0.7150$ $B_2 = -0.3433$ $B_3 = 0.2070$ $B_4 = -0.1251$ $B_5 = 0.0646$ $B_6 = -0.0213$	0.3611	0.0106
7	$B_1 = 0.6483$ $B_2 = -0.3200$ $B_3 = 0.2042$ $B_4 = -0.1375$ $B_5 = 0.0876$ $B_6 = -0.0465$ $B_7 = 0.0155$	0.3248	0.0085

つぎに、上で求めた最適形状に対する波形ひずみと、そうでない形の偏差に対する波形ひずみを簡単な一例について比較してみる。そのため最適形状としては上述3のうち $N=3$ のものを採用し、他の一方には、同じく3項のFourier級数で表わされ、遅延特性の平坦部が equal ripple であるものを採用した。それらの特性は図3.7に示されている。これからわかるように、これら2つの特性は、平坦部 $\frac{\omega}{\omega_0}$ が約0.6以下での遅延時間の最大偏差がほとんど等しく、かつ、傾斜部において両特性がほとんど一致するように選んだ。

その結果は表3.5に示すように、両者の波形ひずみの違いは自乗平均値で約2倍であった。

表 3.5

最適形状	equal ripple
$\bar{D}^2 = 0.00088$	0.00148

以上の考察より明らかなように、一般に、入力波形のスペクトルの大きさが減少している周波数範囲においては、当然ながら、大きな位相偏差(または遅延偏差)が

許されることがわかる。したがって、与えられた回路の位相(または遅延)特性を選ぶ場合には、その回路を含む系の帯域制限関数の形に応じて、上述のような規則にそつた決定方法をとるのが望ましいと思う。ただ、ここで帯域制限関数と偏差との積を作ればほぼ一定になるように予想されるが、このことは一般には成立しないようである。

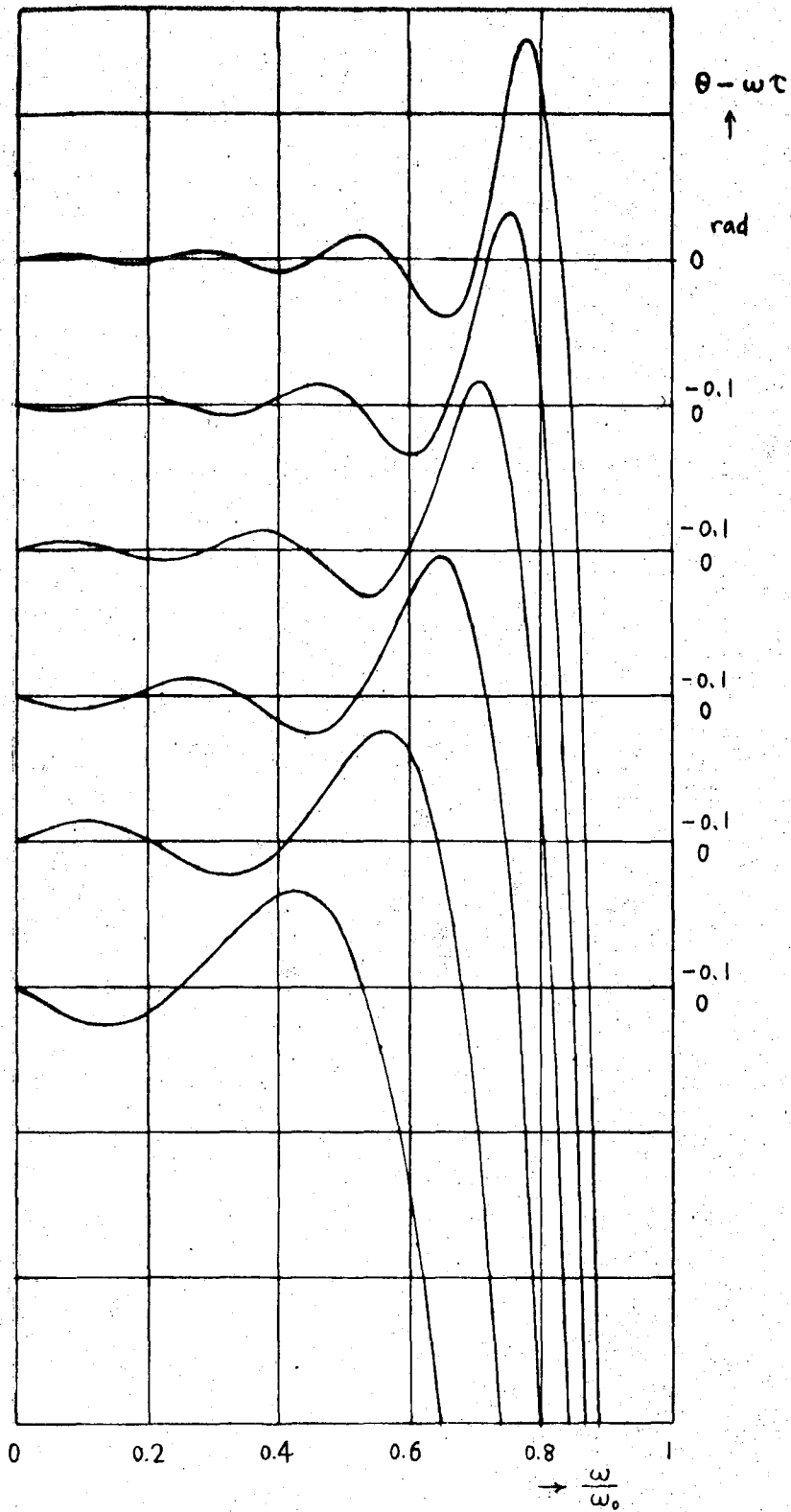


図 3.5 式 (3.5) に対する位相偏差の最適形状

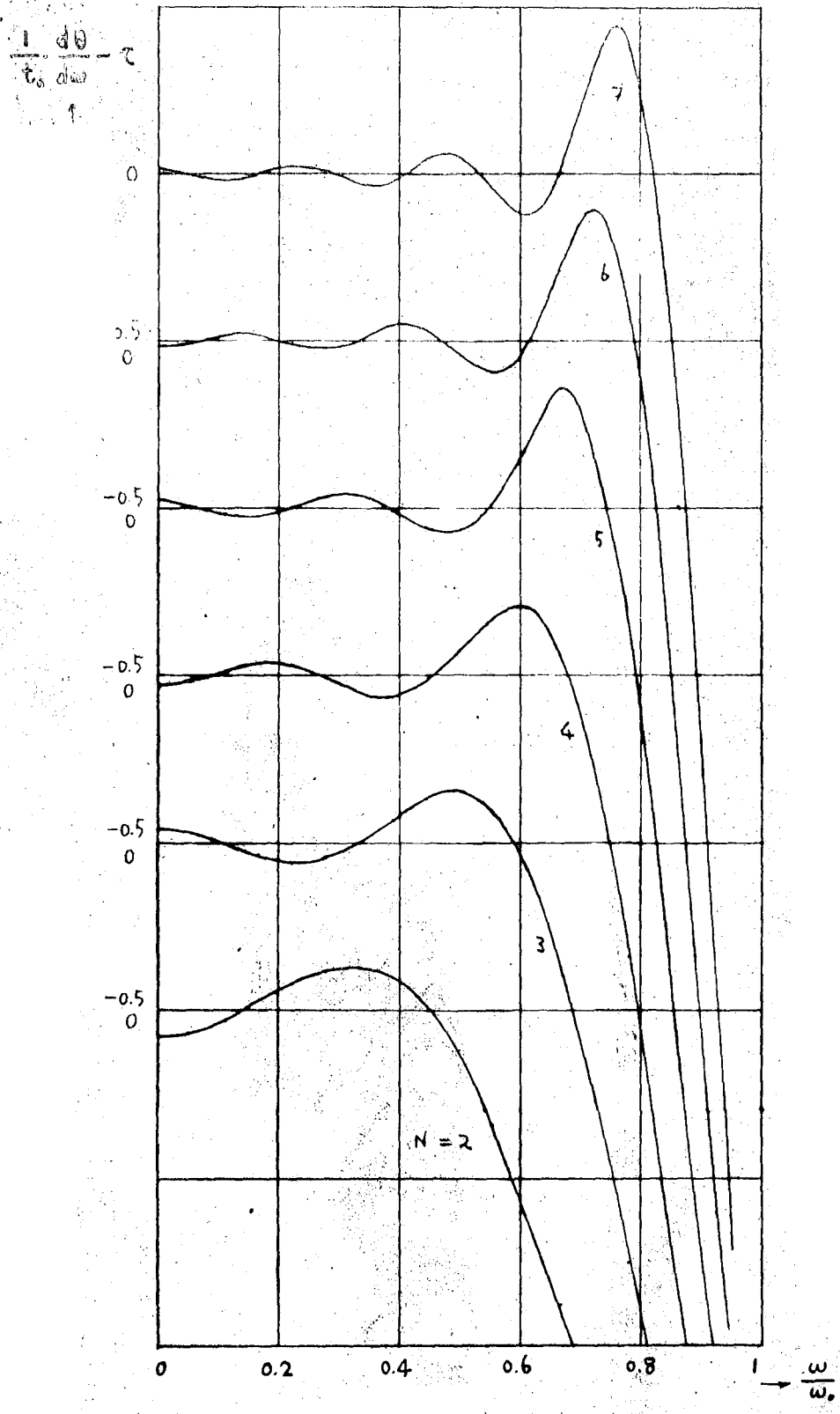
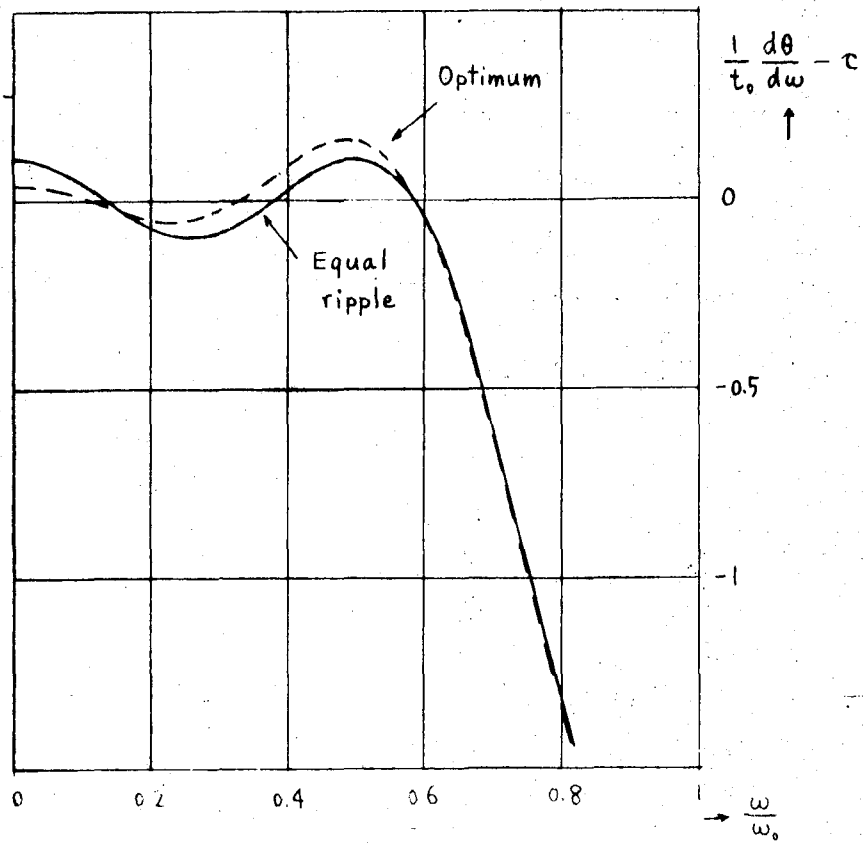


図 3.16 式 (3.21) に対する遅延偏差の最適形状



☒ 3・7 最適形状と equal ripple の遅延特性

3.6 応用 例

上に示した方法を実際に適用した二、三の例を示そう。

〔例1〕 誘導 m 形遅延回路

広く実用に供されている遅延回路の1つとして、図3.8に示すような誘導 m 形遅延回路を考える。この回路の整合時における伝送特性は、しや断周波数 f_c 以下で、次式で与えられる。

振幅特性 = 一定

$$\text{位相特性 } \beta = 2 \sin^{-1} \frac{m x}{\sqrt{1 + (m^2 - 1)x^2}}$$

$$\text{ただし } x = \frac{f}{f_c}$$

そこで、この回路を正規分布形の帯域制限関数をもつ系に挿入したときの、波形ひずみ \bar{D} が最小となる m を求めることにする。まず、比較的位相特性の良好な $m = 1.25 \sim 1.4$ について考え、遅延時間の偏差の最大値が、 $x = 0$ の遅延時間の20%以下である周波数範囲で用いる場合を選んだ。その結果、 $m = 1.25, 1.3, 1.35, 1.4$ のおのおのに対する上限の周波数は表6のようになり、その範囲で位相偏差を3項のFourier級数で近似した*。その係数が P_n である。

表 3.6

$m = 1.25$	1.3	1.35	1.4
$\omega_0 = 0.78 \omega_c$	$0.81 \omega_c$	$0.83 \omega_c$	$0.85 \omega_c$
$\bar{E}_{d_2} = 0.024$	0.019	0.015	0.018
$P_1 = -0.0235$	-0.0163	-0.0066	0.0032
$P_2 = 0.0080$	0.0087	0.0092	0.0100
$P_3 = -0.0024$	-0.0027	-0.0029	-0.0032

つぎに、この P_n を用いて、位相偏差または遅延偏差が上にかかげた4つの束ばく条件のいずれに最も近いかを調べると**、3.2節の4番目に近いことがわかる。したがって、こ

* 位相偏差の曲線上の3個の分点の値から求まる。

** このとき、基準遅延時間 τ が必要となるが、 $\frac{\partial \bar{D}_2}{\partial \tau} = 0$ から P_2 の一次結合として求まる。

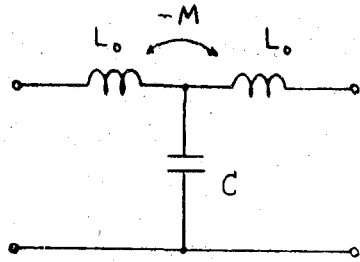
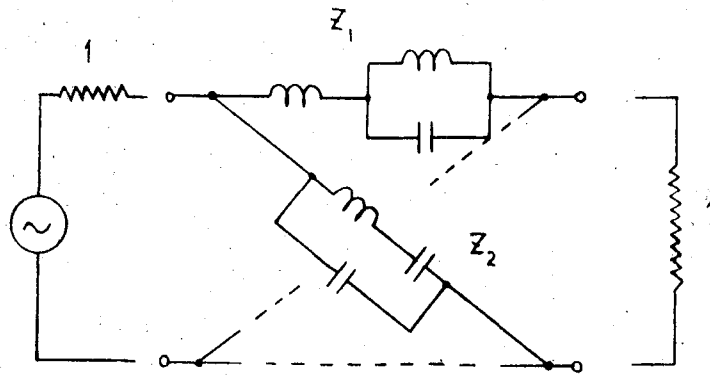


図 3・8 誘導 m 形遅延回路
(1区間)



$$Z_1 Z_2 = 1$$

図 3・9 全周波通過形遅延回路の例

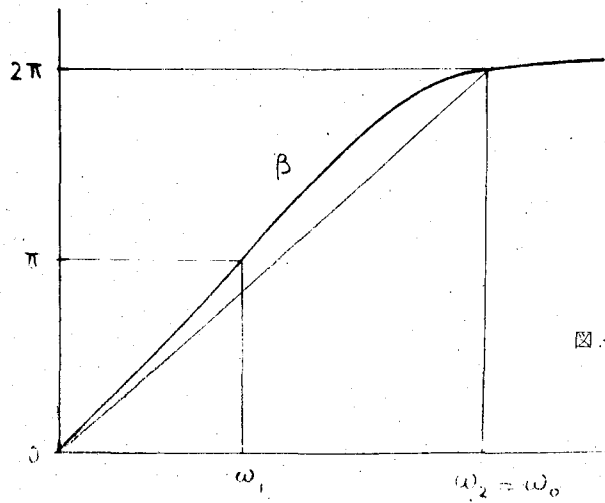


図 3・10 図 3・9 の回路の位相特性

の P_n と表 3.4 の $N=3$ の B_n を比べることによつて、 $m=1.25$ 付近が適当であることになる。このことは、誘導 m 形回路の波形伝送特性を帯域制限の条件のもとで実際に計算した結果からも、同様な結論が得られている。

〔例 2〕 全周波通過形遅延回路

図 3.9 に示すような比較的簡単な全通過 (All-pass) 形遅延回路について考える。基準抵抗で終端した場合、振幅特性は当然 $1/2$ で一定であり、位相特性は

$$\beta = 2 \tan^{-1} \frac{\omega (\omega^2 - \omega_2^2)}{\omega^2 - \omega_1^2}$$

となる。ここで、 ω_1 および ω_2 は、直列インピーダンス Z_1 の並列共振および直列共振角周波数である。

図 3.10 に示すように、 β は ω_1 および ω_2 でそれぞれ π および 2π となる。ここでは、一例として、 ω_2 を帯域制限角周波数 ω_0 とし、 ω_1 をパラメータとして変化させたときの最適値を調べてみる。

簡単のため、 ω_1^2 が $0.25 \omega_0^2$ および $0.32 \omega_0^2$ の 2 つの場合を比較した。その結果、東ばく条件としては、例 1 と同様に、“遅延偏差と基準遅延時間の差の自乗平均値が一定”に最も近く、表 3.7 のようになる。

表 3.7

$\omega_1^2/\omega_0^2 = 0.25$ ($\omega_1 = 0.5 \omega_0$)	$\omega_1^2/\omega_0^2 = 0.32$ ($\omega_1 = 0.5657 \omega_0$)
$E_{d2} = 0.280$	$E_{d2} = 0.330$
$P_1 = 0.061$	-0.323
$P_2 = 0.135$	0.102
$P_3 = 0.061$	0.046

その結果、比較した場合の数が少ないので詳しい結論は下せないが、大略、 $\omega_1^2/\omega_0^2 = 0.32$ の付近が適当と考えられる。

以上の 2 つの例では、位相特性からその偏差の Fourier 級数を求めて比較したわけであるが、位相特性、または遅延特性の曲線が与えられていれば、それらと図 3.4 ~ 6 などを比較することによつても、ほぼ最適形状に近いものが得られると思われる。

3.7 結 言

帯域制限されたスペクトルをもち、与えられた波形の入力信号が、ある位相推移回路（遅延回路など）に加えられたとき、出力信号のひずみが自乗平均値の意味で最小となるような位相偏差あるいは遅延偏差の形状を、これらの偏差があまり大きくないときに、与えられた条件のもとで近似的に求める1つの方法について述べた。また、その結果を用い、Gauss形の入力波形に対する位相偏差および遅延偏差の最適形状を二、三の条件のもとで計算し、さらにその応用例について検討した。その結果、入力波形のスペクトル分布の形が、最適形状にかなり大きな影響を与えることが結論され、当然ながら、スペクトルが小さい周波数では大きな偏差を許すことが望ましいことが確認された。

第4章 波形伝送特性に及ぼす回路素子の損失の影響

4.1 緒言

回路網の構成理論を用いて伝送回路を実際に構成しようとする際に問題となる重要な点の一つに、回路素子の損失が伝送特性に及ぼす影響がある。すなわち、構成理論では純 reactance と考えて取扱われているコイルおよびコンデンサが実際には抵抗分を有しているために、実際に得られた伝送特性が設計値とは異なる点である。これらは、伝送特性が急峻に変化するフィルタ、あるいは回路素子の個数が非常に多い遅延回路網などでは特に問題になる。

素子の損失の影響が比較的簡単に調べられるのは回路網の中の各 reactive 素子の損失率の間に簡単な関係がある場合に限られ、最も簡単な、各素子の損失率がすべて等しい場合には、無損失の回路と損失を含んだ回路の周波数特性の間によく知られよ関係が成り立つ⁽³⁾。また、このような場合に損失をあらかじめ考慮に入れた構成論も展開されている。しかし、一方、素子の損失によって回路の波形伝送特性 (impulse response, step response など) がどのような影響を受けるかについて考察したものは少ないようである。

素子の損失による波形伝送特性の変化は、一般的な計算法によって上述の周波数特性から求めることができるが、個々の回路について一々計算するのは面倒であるし、損失の影響の一般的な性質を調べるのにも適当でない。

以上の点から、本章では、上述のように伝送回路を構成する reactive 素子に一樣な損失が付加された場合、損失率の周波数特性に応じてその回路の波形伝送特性が損失のない場合に比べてどのように変化するかについて考察する。⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾

4.2 波形伝送に及ぼす損失の影響

回路網構成論によって求められた伝送回路の reactive 素子には実際には損失を含んだコイルおよびコンデンサを用いなければならない。そのため、まず回路の中のコイルおよびコンデンサが図 4.1 のようにそれぞれ直列抵抗分および並列 conductance 分をもっているとする。

ここで、これらの素子の損失率 δ および Q をつぎのように定める。

$$\begin{cases} \delta = \frac{r}{L}, & \frac{g}{G} \\ Q = \frac{\omega}{\delta} \quad (\omega : \text{角周波数}) \end{cases} \quad (4.1)$$

この損失率および Q は一般に周波数によつて変化する実数であり、負の周波数まで考えると、抵抗分は周波数の偶関数と考えられるから、損失率は周波数の偶関数、 Q は奇関数となる。

ここで、回路に含まれているすべてのコイルおよびコンデンサについて損失率が等しいとすれば、損失がないときの回路の伝送関数を $T_0(j\omega)$ として、損失のある場合の伝送関数 $T(j\omega)$ はつぎのように与えられる*。

$$T(j\omega) = T_0(j\omega + \delta) \quad (4.2)$$

つぎに、無損失の回路の伝送関数 $T_0(p) = T_0(\delta + j\omega)$ が p 平面の帯状の領域 $0 \leq \sigma \leq \delta$ で正則であるとすれば、つぎのように式(4.2)をTaylor級数に展開することができる。

$$T(p) = T_0(p) + \delta \frac{dT_0(p)}{dp} + \frac{\delta^2}{2!} \frac{d^2 T_0(p)}{dp^2} + \dots$$

$$(p = j\omega) \quad (4.3)$$

ここで、物理的に実現できる回路は、その伝送関数が p 平面の右半面で正則であるから上述の条件を常に満足している。また、負の損失 ($\delta < 0$) を考える場合には、 $T_0(d)$ の極 (左半面) の付近では、その極の実部の絶対値を越えない範囲に損失率 δ の大きさを制限しなければならない。

素子の損失が波形伝送特性に及ぼす影響を調べるために、まず式(4.3)をFourier変換する。このとき、 $T(j\omega)$ および $T_0(j\omega)$ の impulse response のエネルギーは有限であるという条件は満足されているものとする。

その結果、損失を含んだ回路の impulse response $f(t)$ は次式で与えられる。

$$f(t) = f_0(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(j\omega) \cdot \frac{dT_0(j\omega)}{d(j\omega)} \cdot e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta^2(j\omega)}{2!} \cdot \frac{d^2 T_0(j\omega)}{d(j\omega)^2} \cdot e^{j\omega t} d\omega + \dots \quad (4.4)$$

* たとえば、岸：回路解析の基礎 p133.

ここで、 $f_0(t)$ は損失のない場合の impulse response である。損失率 δ の周波数に対する性質と、損失のない場合の伝送関数 $T_0(j\omega)$ とその微係数がわかっているときには式(4.4)を用いて損失のある場合の impulse response を求めることができる。

つぎは、式(4.4)を部分積分することによつて、 $T_0(j\omega)$ の微係数を含まない形を求めることもできる。ここで、 $\omega \rightarrow \infty$ のとき、損失率 δ およびその n 次微係数 (n : 任意) が有限であり、 $|T_0(j\omega)|$ および $T_0(j\omega)$ の微係数が $\omega \rightarrow \infty$ ですべて零になるとすれば、 $f(t)$ はつぎのように求まる。

$$f(t) = f_0(t) - \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} T_0(j\omega) e^{j\omega t} \left\{ \frac{d}{d(j\omega)} + t \right\} \delta(j\omega) d\omega \\ + \frac{1}{2!} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} T_0(j\omega) \cdot e^{j\omega t} \left\{ \frac{d}{d(j\omega)} + t \right\}^2 \delta^2(j\omega) - \dots \quad (4.5)$$

この場合には、式(4.4)とは逆に、損失率の微係数がわかっている必要はない。以上の2式はいずれも損失のない場合の回路の周波数領域における性質、すなわち、 $T_0(j\omega)$ を用いているため、 $T_0(j\omega)$ がわかっている場合にはこれらの式から $f(t)$ を求めることができるが、impulse response 相互の間の変化を調べるためには余り適当とはいえない。そこで、つぎに示す関係、

$$\frac{d^n T_0(j\omega)}{d(j\omega)^n} = \int_{-\infty}^{\infty} (-\tau)^n f_0(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau^* \quad (4.6)$$

を用いて式(4.4)を変形すると、損失を含んだ回路と、含まない回路の impulse response の間に成り立つ関係として次式が得られる。

$$f(t) = f_0(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} (-\tau) f_0(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta^2(j\omega)}{2!} e^{j\omega t} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} (-\tau)^2 f_0(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau + \dots \quad (4.7)$$

ここで、式(4.7)の第1項は損失のない場合の impulse response $f_0(t)$ 、第2項は $-t f_0(t)$ なる波形が $\delta(j\omega)$ なる伝送関数をもつ回路を通つたときの出力波形に相当し、また、第3項は $(-t)^2 f_0(t)$ なる波形が $\frac{\delta^2(j\omega)}{2!}$ なる伝送関数をもつ回路を通つたときの出力波形と同じ形となつている。これらの関係を図式的に表現すると、図4.2のようになる。

* $\tau^n f_0(\tau)$ は Fourier 変換の条件を満足しているとする。

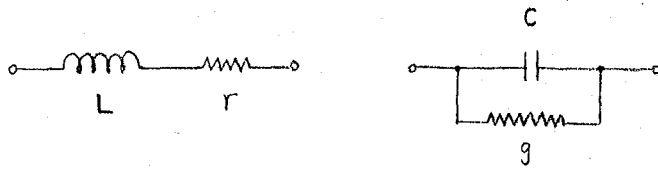
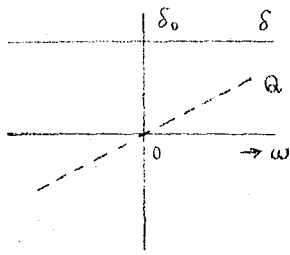
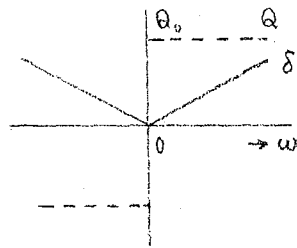


图 4.1 損失をもつ reactive 素子



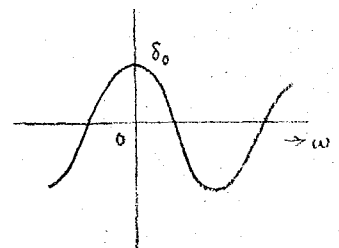
(a)

$\delta : \text{const}$



(b)

$Q : \text{const}$



(c)

$\delta : \text{sinusoidal}$

图 4.3 代表的な損失特性

図では、四角で囲まれた部分が各項に対応した伝送関数を表わし、それぞれに対応した入力が入力から加えられ、その出力波形の総和が $f(t)$ になることを表わしている。

したがって一般に損失率 δ の形が与えられれば、図4.2を参照して、 $\delta, \delta^2/2!$...なる伝送関数をつくり、つぎにそれぞれの関数に対応する入力波形 $-t f_0(t), (-t)^2 f_0(t), \dots$ を加えたときの出力波形を加え合わせるることによつて損失する impulse response の変化を求めることができる。

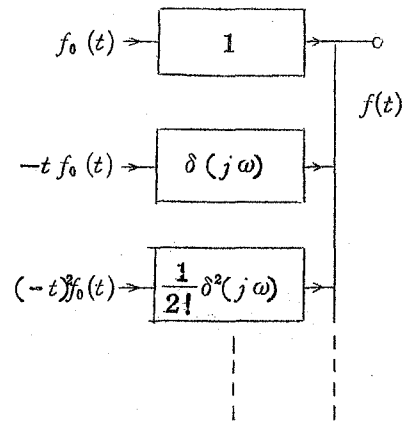


図 4.2 損失の影響の図式的表現

損失率の大きさがかなり小さい場合には、損失の影響を表わす項のうち、第一項のみに着目すれば十分である。実際にも、特別な場合を除いて、このような第一近似で十分な場合が多い。このような場合、式(4.4)、(4.5)、(4.7)の各式においては、第一項および第二項だけについて考察すればよい。また、このようにすれば、後で述べるように損失の影響の一般的な性質を導き出すこともできる。

4.3 伝送関数の帯域が制限されている場合

損失のない場合の回路の伝送関数 $T_0(j\omega)$ の大きさが、ある周波数以上では十分小さくなり、零と見なしてさしつかえない場合には、この伝送関数の帯域が制限されていると考えてその波形伝送的な性質を容易に計算することができる。ここでは、この性質を用いて損失の影響を計算することを考える。

まず、 $T_0(j\omega)$ の大きさを零と見なしてよい角周波数として ω_0 をとり、近似的につぎのように帯域制限されていると考える。

$$T_0(j\omega) \equiv 0, \quad |\omega| > \omega_0 \tag{4.8}$$

つぎに、 $T_0(j\omega)$ をこの帯域内で Fourier 級数に展開する。

$$T_0(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_n \cdot e^{-jn\pi \frac{\omega}{\omega_0}} \tag{4.9}$$

ここで、係数 k_n は $T_0(j\omega)$ の impulse response $f_0(t)$ の $t = nt_0, \left(t_0 = \frac{\pi}{\omega_0}\right)$ における値からつぎの関係を用いてただちに得られる。

$$k_n = t_0 \cdot f_0(nt_0) \tag{4.10}$$

さらに、損失率 $\delta(j\omega)$ も同様にこの帯域内で Fourier 級数に展開する。

$$\delta(j\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m \cdot e^{-jm\pi \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (4.11)$$

式 (4.11) の係数 a_m は、帯域内で等間隔に取られた分点における損失率の値から分点の数だけ容易に求めることができる。

その結果、式 (4.9) ~ (4.11)、および式 (4.11) から計算される次式、

$$\begin{aligned} \frac{1}{2!} \delta^2(j\omega) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m \cdot e^{-jm\pi \frac{\omega}{\omega_0}} \\ \frac{1}{3!} \delta^3(j\omega) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m \cdot e^{-jm\pi \frac{\omega}{\omega_0}} \\ &\dots\dots\dots \end{aligned} \quad (4.12)$$

を式 (4.4) に代入することによつて、損失を含んだ回路の impulse response $f(t)$ の特定の時刻、 $t = nt_0$ における値をつぎのように計算することができる。

$$\begin{aligned} f(nt_0) &= f_0(nt_0) - \sum_{m=-\infty}^{\infty} m t_0 \cdot f_0(m t_0) \cdot a_{n-m} \\ &\quad + \sum_{m=-\infty}^{\infty} (m t_0)^2 \cdot f_0(m t_0) \cdot b_{n-m} \\ &\quad - \sum_{m=-\infty}^{\infty} (m t_0)^3 \cdot f_0(m t_0) \cdot c_{n-m} \\ &\quad + \dots\dots\dots \end{aligned} \quad (4.13)$$

($t_0 = \pi/\omega_0$, $n : -\infty \sim +\infty$ の任意の整数)

したがつて、損失のない場合の伝送関数 $T_0(j\omega)$ が与えられれば、その形から適当な制限帯域 ω_0 を決め、それに応じた時間間隔 t_0 ごとに sample された impulse response $f_0(t)$ の値と、損失率の周波数特性から決定される Fourier 係数 a_m , b_m , c_m ... とから損失のある場合の impulse response の sample 値 $f(nt_0)$ を計算することができる。

さらに、impulse response を積分して得られる step response $F(t)$ を求めるには、式 (4.13) の $f(nt_0)$ を数値積分するか、あるいは、帯域制限の性質を用いて次式の

ように $F(t)$ の sample 値を求めることもできる*。

$$F(n t_0) = \frac{1}{\omega_0} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_i(m\pi) \cdot f\{(n-m)t_0\} \quad (4.14)$$

ここで、

$$S_i(m\pi) = \int_0^{m\pi} \frac{\sin x}{x} dx \quad (4.15)$$

である。

上に述べたような帯域制限の条件が近似的に成立する伝送回路の種類は非常に多いので、ほとんどの場合にこのような方法で素子の損失の影響を考察することが可能である。

4.4 代表的な二三の場合

損失率 $\delta(j\omega)$ の周波数特性が代表的な二、三の場合について、損失による impulse response などの変化について検討する。

4.4.1 損失率が周波数に関して一定のとき（抵抗分が一定）（図 4.3 e）

$$\delta(j\omega) = \delta_0 \text{ (一定)} \quad (4.16)$$

この場合は、Fourier 変換の公式としてよく知られているものであり、式 (4.5) からもつぎのように求められる。

$$f(t) = f_0(t) - \delta_0 t f_0(t) + \frac{\delta_0^2}{2!} t^2 f_0(t) - \dots = f_0(t) \cdot e^{-\delta_0 t} \quad (4.17)$$

損失率が小さいときには、次式で十分である。

$$f(t) \approx f_0(t) - \delta_0 t \cdot f_0(t) \quad (4.18)$$

* この場合、 $F(t)$ の sample 値に直流分が含まれなくなることに注意。

4.4.2 Q が周波数に関して一定のとき。(図 4.3 (b))

$$Q(j\omega) = \begin{cases} Q_0 & \omega > 0 \\ -Q_0 & \omega < 0 \end{cases} \quad (4.19)$$

Q は周波数の奇関数であるから上式のようになり、したがって損失率はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \delta(j\omega) &= \omega/Q_0 \quad (\omega \geq 0) \\ &= \omega/Q_0 \quad (\omega \leq 0) \end{aligned} \quad (4.20)$$

この場合、式(4.4)の各項が Fourier 変換できるためには少なくとも $T_0(j\omega)$ が $\omega \rightarrow \infty$ のとき ω^{-1} よりも急激に零になる必要があるので、近似的に帯域制限が行なわれていると仮定する。その結果、式(4.11)～(4.13)で、

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\omega_0}{Q_0} \cdot \frac{1}{2} \\ a_n &= \begin{cases} \frac{\omega_0}{Q_0} \cdot \left(\frac{-2}{n^2 \pi^2} \right) & n : \text{奇数} \\ 0 & n : \text{偶数} \end{cases} \end{aligned} \quad (4.21)$$

(ω_0 は帯域制限角周波数)

と置けばよい。

また、損失率が小さい場合には、近似的に

$$\begin{aligned} f(nt_0) &\doteq f_0(nt_0) - \frac{\pi}{2Q_0} \cdot n f_0(nt_0) \\ &+ \frac{1}{2Q_0} \cdot \frac{4}{\pi} [(n-1)f_0\{(n-1)t_0\} + (n+1)f_0\{(n+1)t_0\}] \\ &+ \frac{1}{2Q_0} \cdot \frac{4}{9\pi^2} [(n-3)f_0\{(n-3)t_0\} + (n+3)f_0\{(n+3)t_0\}] \\ &+ \dots \dots \dots \end{aligned} \quad (4.22)$$

が成立する。損失率が小さい場合の step response の変化については、式(4.22)から得られる impulse response の sample 値と式(4.14)とから求めることができるが

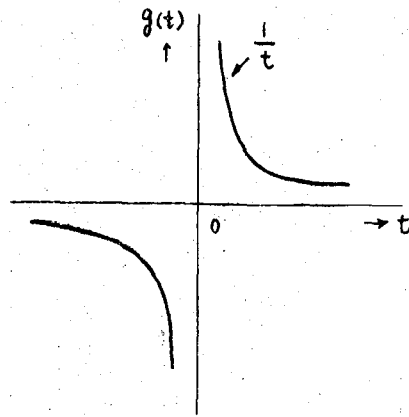


図 4.4

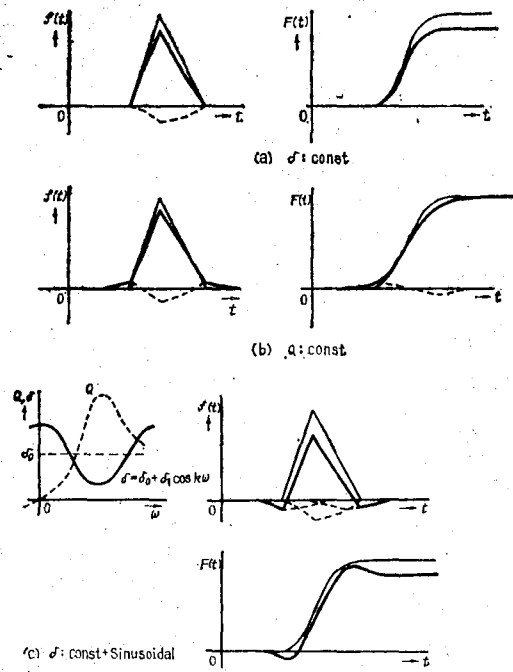


図 4.5 三角波の impulse response に対する代表的な損失特性の影響

この場合には、図 4.4 に示すような波形 $g(t) = 1/t$ を損失のない回路に加えたときの出力波形 $h_0(t)$ を用いてつぎのように表わすこともできる。

$$F(t) \doteq F_0(t) - \frac{1}{\pi \cdot Q_0} t \cdot h_0(t) \quad (4.23)$$

ただし、

$$h_0(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\omega|}{j\omega} T_0(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

であり、 $F_0(t)$ は損失のない場合の step response である。

4.4.3 損失率が正弦的に変化する場合 (図 4.3(c))

$$\delta(j\omega) = \delta_0 \cdot \cos \pi \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (4.24)$$

このときは、 $t_0 = \pi/\omega_0$ を用いると、損失率の小さい場合に impulse response の間に成立する近似的な関係として次式が得られる。

$$f(t) \doteq f_0(t) - \frac{\delta_0}{2} \{ (t-t_0)f_0(t-t_0) + (t+t_0)f_0(t+t_0) \} \quad (4.25)$$

さらに、損失率がいくつかの正弦波の和で表わされている場合には、個々の場合について式 (4.25) を適用し、最後にその結果を相加することによって全体の影響を調べることができる。

つぎに、具体的な例として、損失のない場合の impulse response として三角波を考え、この回路に 4.4.1 ~ 4.4.3 に示したような損失が付加されたときの impulse response と step response の変化の傾向を調べたものが図 4.5 である。ここで、損失の大きさがかなり小さいものとして、大体のようすを示した。図 4.5(a) は、4.4.1 の損失率一定の場合を、図(b)は 4.4.2 の Q が一定の場合を示し、図(c)では損失率がある一定値 δ_0 の上下に余弦的に変化する場合で、 Q の形状が現実に近いものの一例である。図中細線は損失のない場合の波形であり、点線は損失による変化分、さらに太い実線は損失のある場合の波形である。これらからほぼ結論できることとして、

- (1) 損失率が一定の場合には、impulse response および step response の大きさは変化するが、波形は余り大きくは変化しない。
- (2) Q が一定の場合には、impulse response の広がりが大きくなり、最大値が減少

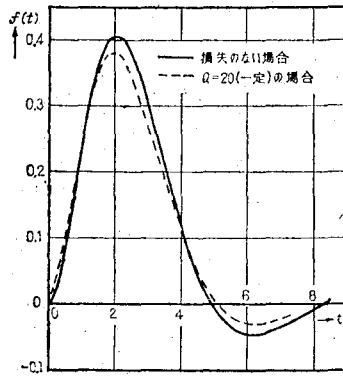


図 4.6 定 K 形 filter についての計算例

する。また overshoot, undershootが減少する方向の成分が生じ、step response の立上がり時間が減少する。しかし、step response の最終値は変わらない。

- (3) 損失率が正弦的（正確には余弦的）な場合には、その周期と位相によつては overshoot, undershoot が生ずる。

などが考えられる。

4.5 応用例

実際の回路について行なつた計算例として、ここでは、定 K 形 filter の1区間を公称 impedance に等しい抵抗で終端した場合に、損失のないときと、 Q が20で一定の場合の impulse response を比較したものを図4.6に示した。このとき、損失のある場合の計算には式(4.22)を用い、filterの cutoff角周波数を1に規準化し、伝送関数の大きさが直流における値の1.6%になる点 ($\omega_c = 1.25\pi$, $t_c = 0.8$) で帯域制限を行なつた。この結果は、図4.5に示した一般的傾向から推察できるものであり、立上がり時間の減少、overshoot の減少などが生じている。

4.6 結 言

伝送回路を構成する reactive 素子がすべて等しい損失率の損失を持つた場合、その損失率の周波数特性に応じて回路の impulse response および step response がどのような変化を受けるかについて考察し、その一般的な性質、および代表的な損失率特性の場合に生ずる一般的な傾向を明らかにした。

第5章 集中定数形遅延回路網の構成と伝送特性

5.1 緒言

今後検討の対象にする遅延回路網をいかなる範囲のものに限定するか、或は、それらの遅延回路網の回路構成はどのようなものであり、又、どのような伝送特性をもっているかについて簡単に述べ、以後の考察の準備としようと思う。

先づ、遅延回路網はその構成上から集中定数形のもの、分布定数形の二つに大別される。これらのうち、分布定数形の遅延線路については第8章以後で述べることにして、本章では、集中定数形の遅延回路網に関して考察する。集中定数形の遅延回路には、その伝送帯域から分類して、低域形及びその等価変換で得られる帯域形と、全周波通過形とに別けられる。又、低域通過形には、 image parameter 形回路に属するものと、動作函数形に属するもの⁽²¹⁾⁽²³⁾の二種がある。これらのうち、動作函数法によつて設計されるものは、その伝送特性を自由に与えることが可能である反面、現実に回路構成を遂行する際の操作の複雑さからあまり高次の回路を構成することは不可能である。したがつて現実には、比較的遅延量が少い場合以外には余り用いられていない。そこで、本章では、量も広く用いられる低域通過形の image parameter 形式のもの、全周波通過形の二種についてその構成と伝送特性について述べることにする。

5.2 低域通過形の image parameter 形遅延回路網の構成

image parameter 遅延回路網は、同形式の濾波回路網と同様に、指定された基本区間を整合条件のもとで多区間縦続に接続することによつて構成される。

この形式の遅延回路網を一般的に考察する場合には、低域形のものについて行つておけば一般性を失うことはない。したがつて、以後、低域形に関して検討をする。

image-parameter 形の遅延回路網の基本区間として用いられる回路には、多くの種類のものが考えられるが、回路構造の複雑さ、伝送特性などの点から、ほと、定 k 形、誘導 m 形、及びその補償形に限られ、それ以上の高級な基本区間は殆んど使用されない。

5.2.1 定 k , 誘道 m 形区間

図 5.1 に示すように、相互誘道をもつ 2 個の coil と 1 個の condenser を使用して構成される基本区間を誘道 m 形区間という。ここで、通常は遅延時間特性の平坦化を実現するために相互 inductance の極性を負に取られる。したがって、遅延回路として用いられる誘道 m 形区間は、図 5.1 に示すような T 形区間のみが実現可能である。また、相互誘導がない場合には、この回路は通常の変 K 形区間に帰着されるが、伝送特性があまり良好でないなどの理由から、特別な場合以外は用いられない。

さらに、図 5.2 , 5.3 に示すような遅延回路網も、同図 (b) に示すような等価変換を行って、等価的な基本区間を採用すれば、いずれも誘道 m 形に帰着される。

つぎに、その伝送特性を調べることにする。

先づ、図 5.1 において、次式で与えられる parameter m を定義する。

$$m = \sqrt{\frac{1 + \frac{M}{L}}{1 - \frac{M}{L}}} \quad (5.1)$$

または、

$$k = \frac{M}{L} = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \quad (5.2)$$

この m を用いて、図 5.2 (a) ~ (b) の回路の image parameter を求める。

そのために、図 5.1 (b) の回路を、誘道 m 形区間の基準形図 5.1 (c) と等置する。このとき、 m は式 (5.1) を用い、

$$L = \frac{m^2 + 1}{2m} L_0 \quad (5.3)$$

$$C = m C_0 \quad (5.4)$$

なる関係を与えることによつて等価になる。

そこで、この回路の image parameter は、通過域内で、

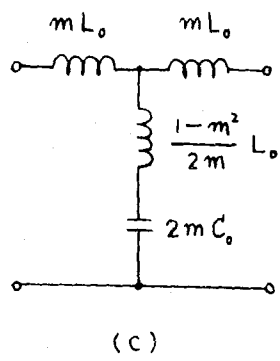
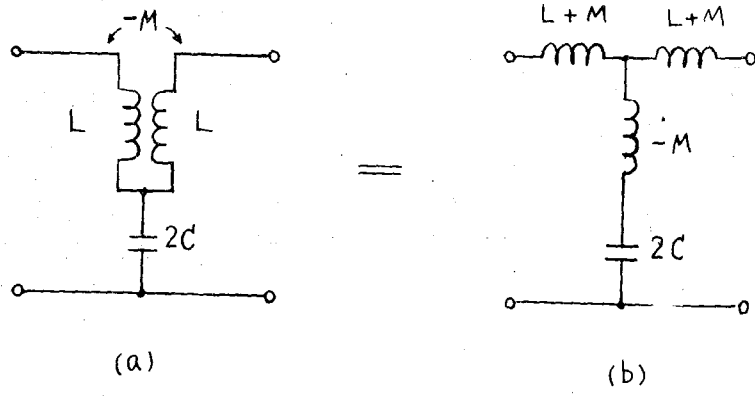


图 5.1

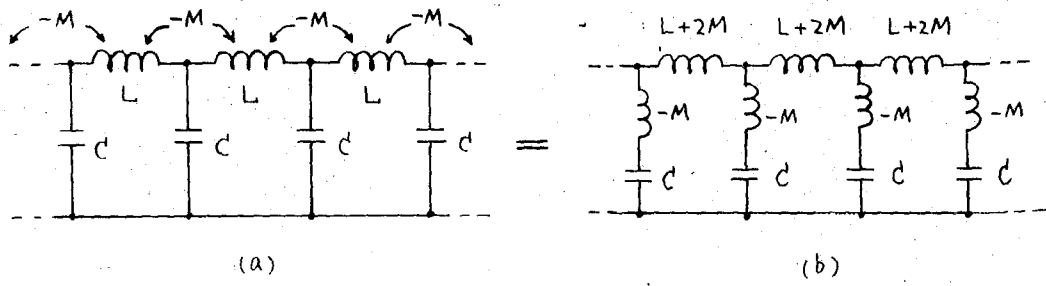


图 5.2

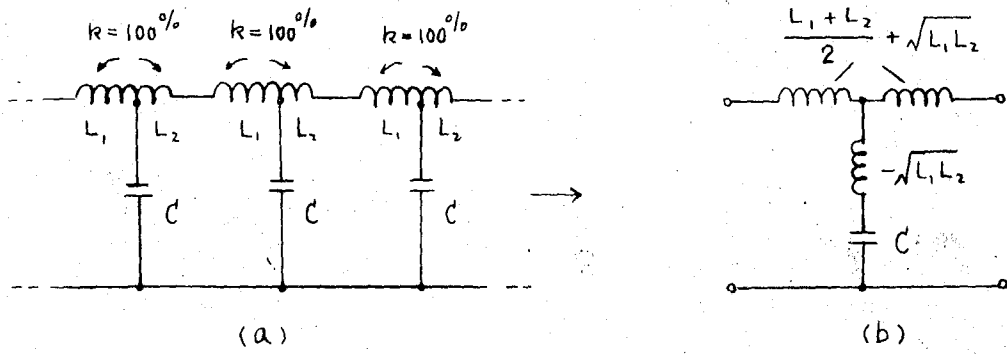


图 5.3

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \sqrt{\frac{m^2 + 1}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (5.5)$$

なる cut off 角周波数 ω_c によつて基準化された角周波数 x を用いて,

1. image impedance

$$Z_I = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sqrt{1 - x^2} \quad \left(x = \frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (5.6)$$

2. 位相実数

$$\beta = 2 \sin^{-1} \frac{m x}{\sqrt{1 + (m^2 - 1) x^2}} \quad (5.7)$$

の如く与えられる。

こゝで $m=1$ と置くことによつて, 定 K 形区間の image parameter を得ることができる。

又, 遅延特性は, $\alpha \beta / \alpha x$ より

3. 群遅延時間 (基準化)

$$\tau = \frac{m}{\sqrt{1 - x^2}} \cdot \frac{1}{1 + (m^2 - 1) x^2} \quad (5.8)$$

が得られる。

式 (5.7), (5.8) で与えられる位相及び遅延特性を m を parameter として図示すると図 5.4 ~ 5.5 の如くなる。

これらの図より明らかなように, 位相特性が最も直線に近い, 従つて遅延時間特性が最も平坦であると考えられるのは, $m = 1.35$ 附近であるが, 実際にいかなる m が最適であるかについては, 第 3 章で考察した如く, 入力信号の性質に大きく関係するわけであるから, 個々の場合に検討を要することになる。

式 (5.7) ~ (5.8) で与えられる特性は, すべて, 整合条件が満足されているときに実現されるが, 現実には通過域内のすべての周波数に対して整合を得ることは不可能である。この点からも, 現実の特性はこれらの理想特性からずれることになる。

与えられた特性から逆に回路を構成するには, 適当に parameter m をきめ, 上に述べた順序を逆にたどつて, 図 5.1 ~ 5.3 などの回路構成を決定すればよい。たゞ, 与えられた伝送周波数帯域に対して, 遅延時間がかかなり大きいときには, 必要な区間数が相当大きくなるが, このようなときには, 現実には素子の損失による減衰などが問題になつて来る

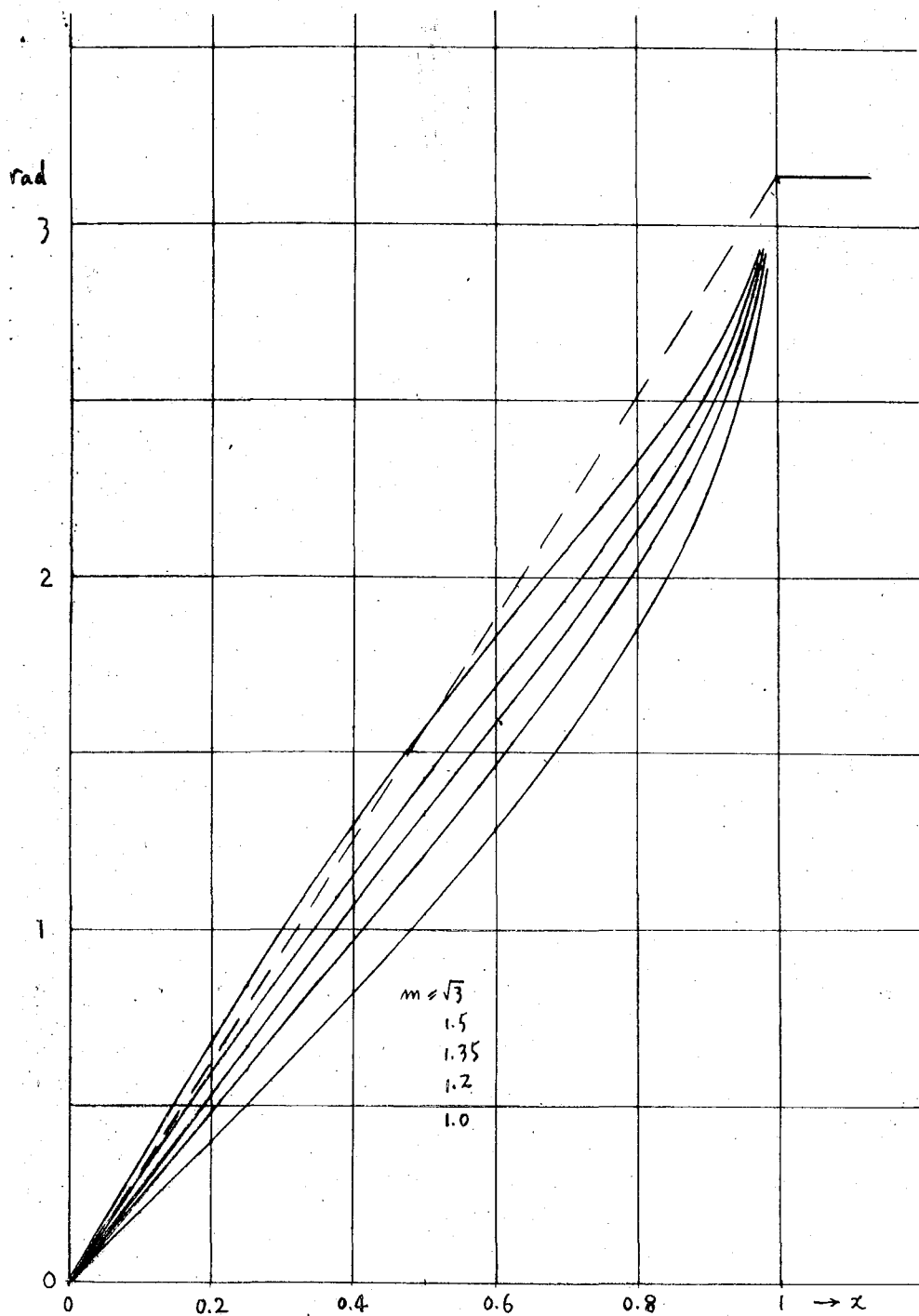


图 5.4

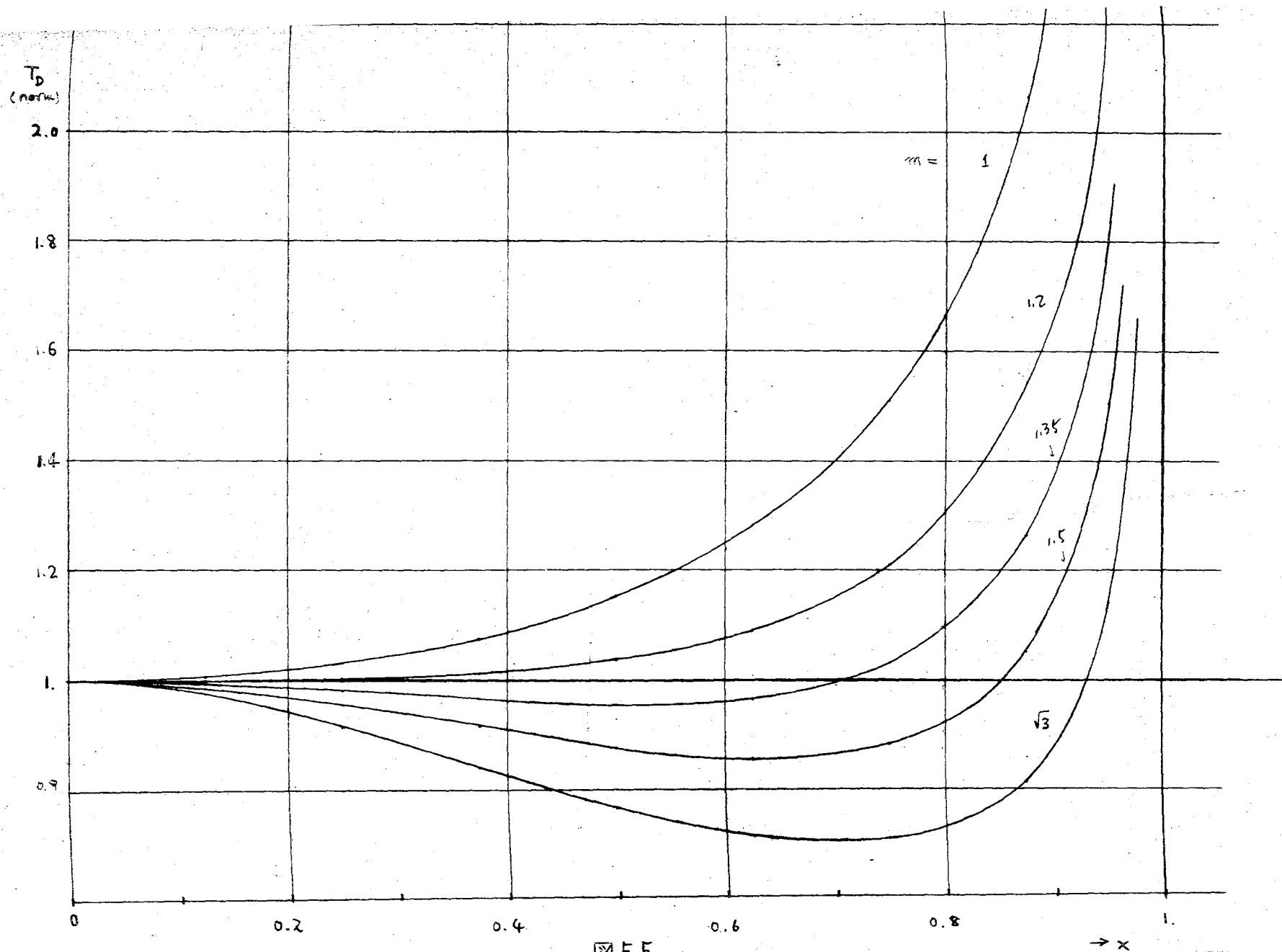


图 5.5

ので、それらをあらかじめ見込んだ設計を行う必要がある。

5.2.2 補償された誘導 m 形区間 (Bridged T 形) (19)

図 5.6 に示すように、誘導 m 形区間を 1 個の condenser で橋終したもので、この condenser の値の選び方で誘導 m 形より更に自由度の多い伝送特性が得られる。

この回路の伝送特性は、図 5.6 (c) の如き回路に等置し、それらの parameter を用いて次のように与えられる。

先づ

$$m = \sqrt{\frac{1 + \frac{M}{L}}{1 - \frac{M}{L}}} \quad (5.9)$$

$$a = m^2 \cdot \frac{C'}{C} \quad (5.10)$$

なる 2 個の parameter を導入し、

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (5.11)$$

なる cut off 角周波数によつて基準化された周波数変数 x を用いて、位相定数を次の如く表わすことができる。

$$\beta = 2 \sin^{-1} \frac{m x}{\sqrt{1 + (m^2 - 1 - a) x^2 + a x^4}} \quad (5.12)$$

$$= 2 \tan^{-1} \frac{m x}{\sqrt{1 - x^2} \cdot \sqrt{1 - a x^2}} \quad (5.13)$$

又、遅延時間特性は、

$$\tau = \frac{m (1 - a x^4)}{\sqrt{1 - x^2} \cdot \{ 1 + (m^2 - 1 - a) x^2 + a x^4 \} \sqrt{1 - a x^2}} \quad (5.14)$$

で与えられる。

ただし、この区間の image impedance は、定 K 、誘導 m 形とは異り、次式の如く a の函数となる。

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sqrt{\frac{1 - \alpha^2}{1 - \alpha x^2}} \quad (5.15)$$

したがって、この形の区間と定 K 、誘導 m 形とは互に混合して用いることはできないわけである。

又、式(5.13)、(5.15)から明らかなように、この基本区間は複通過形回路となっている。

5.3 全周波通過形遅延回路網の構成

reactance 素子から成る全周波通過形 (All-pass) 回路を連続に接続することによって遅延回路網を構成する。

このような全通過形回路は、あらゆる周波数にわたって一定な純抵抗の image impedance をもち、この image impedance に等しい抵抗で終端した場合の伝送特性は、あらゆる周波数に対して一定の振幅特性と、周波数によって変化する位相特性となる。したがって、伝送函数の $\lambda = j\omega$ に関する極を λ_j とすれば、伝送函数 $T(j\omega) = T(\lambda)$ は、

$$T(\lambda) = K \cdot \frac{\prod_i (\lambda + \lambda_i)}{\prod_i (\lambda - \lambda_i)} \quad (5.16)$$

となる、この様子を λ 平面に図示すると図 5.7 のようになる。図で、 X は極を、又 O は零点を表わす。式(5.16)より、

$$\left. \begin{array}{l} \text{振幅特性} \quad |T(j\omega)| \quad \text{一定} \\ \text{位相特性} \end{array} \right\} \quad (5.17)$$

$$\beta = -\arg T(j\omega) = 2 \sum_i \arg(\lambda - \lambda_i)$$

となり、位相特性は、式(5.16)の極のみをもつ伝送函数の位相の2倍となる。*

このような全通過回路は、一般に、図 5.8. に示すような対称格子形回路を用いることによつて実現される。図で、各 arm の reactance Z_1 及び Z_2 の間に図示の如き関係、 $Z_1 \cdot Z_2 = R_0^2$ があれば、位相特性は、

* 全通過回路の位相特性の傾斜は常に正である。文献(3) P.241 参照

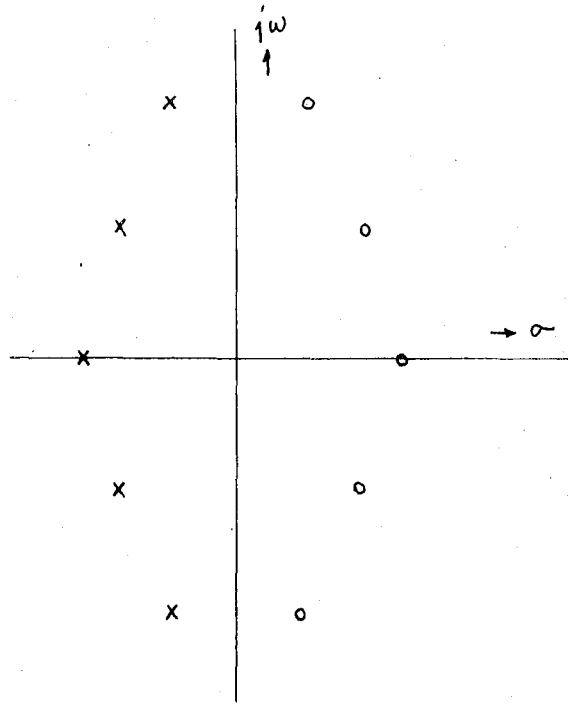
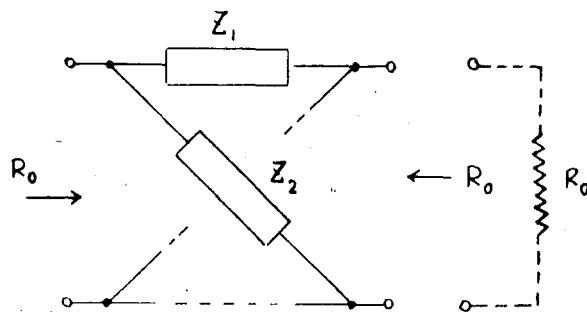


図5.7 全周波通過形の根配列



$$Z_1 Z_2 = R_0^2$$

図5.8 全周波通過回路の構成

$$\beta = 2 \tan^{-1} \frac{Z_1}{R_0} \quad (5.18)$$

の形になり，この回路は， R_0 の image impedance をもつ全周波通過形回路となるわけである。したがって，reactance の形によつて無数の回路が考えられるわけであるが式(5.16)の如き形で与えられた伝送函数を共役な一対の極と零点に分解することによつて，基本的には，二つの形に帰着できる。

それらの基本区間は，図 5.9. に示すような形式の回路である。図 5.9 (a) の回路は，図 5.10 (a) に示すように， λ の実軸上に一対の極及び零点を有するもので，image impedance 及びこれに等しい抵抗で終端した場合の伝送函数は，

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (5.19)$$

$$T(\lambda) = - \frac{\lambda - \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}}{\lambda + \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}} \quad (5.20)$$

となり，逆に，終端抵抗 R_0 と図 5.10 (a) の極の位置 $\lambda = -\mu$ が与えられると，素子値は

$$\left. \begin{aligned} L_0 &= \frac{R_0}{\mu} \\ C_0 &= \frac{1}{\mu R_0} \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

から決定される。

つぎに，図 5.9 (b) の回路は， λ 平面に共役な 1 対の極と 1 対の零点をもつもので，2 個の arm の共振周波数が等しいことを要する。すなわち，

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 \quad (5.22)$$

回路の image impedance 及び伝送函数は，

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} \quad (5.23)$$

$$T(j\omega) = \frac{\lambda^2 - \frac{R_0}{C_1} \lambda + \frac{1}{L_1 C_1}}{\lambda^2 + \frac{R_0}{C_1} \lambda + \frac{1}{L_1 C_1}} \quad (5.24)$$

となり，終端抵抗 R_0 を図 5.10 (b) の極配列 $\lambda = -\mu \pm j\nu$ が与えられたときの素子値は，

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= \frac{2\mu R_0}{\mu^2 + \nu^2}, & C_1 &= \frac{1}{2\mu R_0} \\ L_2 &= \frac{R_0}{2\mu}, & C_2 &= \frac{2\mu}{(\mu^2 + \nu^2)R_0} \end{aligned} \right\} \quad (5.25)$$

で与えられる。

全周波通過回路網の構成方法には，与えられる伝送特性によつて次の二種類がある。

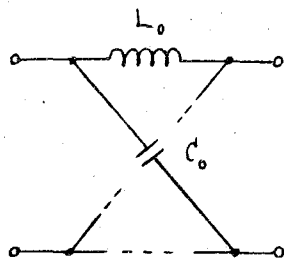
その 1. 伝送函数の極の配列が与えられたとき。

この場合には，要求を満足する伝送函数が式 (5.16) の如き形で与えられ，その極の個数と配列が，図 5.7 の如く既知とする。そこで，この伝送函数の極と零点のうち，実軸上の一对を図 5.9 (a) の回路で，又，平面内の共役な一对の各々を図 5.9 (b) の回路で実現し，最終的にこれらを縦続に接続することによつて所定の回路網を得ることができる。(16)(32)

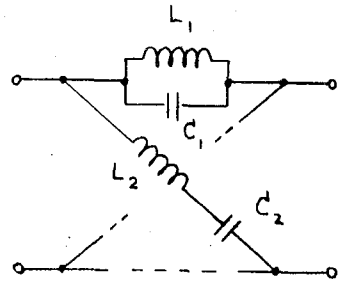
その 2. 位相特性の曲線が 180° の整数倍となる点を与えられたとき，

この場合には，図 5.11 に示すように位相特性 β が Π の整数倍の点を通る角周波数 $\omega_i (i: 1 \sim n)$ を知ることによつて，直接図 5.8 の形の回路構成を得ることができる。⁽⁹⁾ その場合，reactance Z_1 は，式 (5.18) から明らかな如く，この ω_i において直列共振及び並列共振をくり返すような一般の 2 端子 reactance であり， ω_i の値と R_0 とから直ちに決定される。又， Z_2 はこの Z_1 と逆回路の 2 端子 reactance を作ればよい。たゞ，このような形の回路構成を，基本区間の縦続接続による構成に変換するためには，変換前の回路の伝送函数を計算し，その極を求めたのち再び「その 1」の方法で構成する必要がある。

図 5.9 (a), (b) に示す基本回路が実際の回路構成の際に不都合な場合には，その等価回路として，共通帰線形の回路が考えられる。これらを図 5.12 (a), (b) に示した。これらの回路は原回路に比して，素子数が減少しているが，(a) の如く密結合の変成器を要する

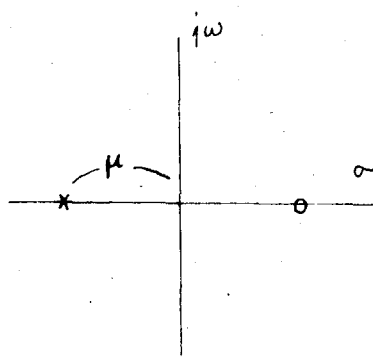


(a)

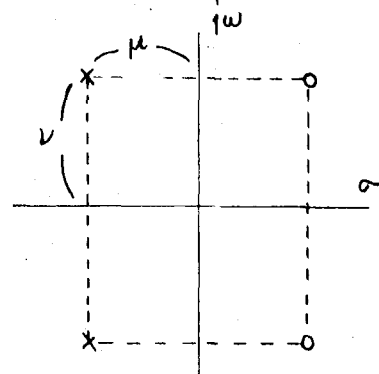


(b)

图 5.9 基本元件



(a)



(b)

图 5.10 基本元件的根配置

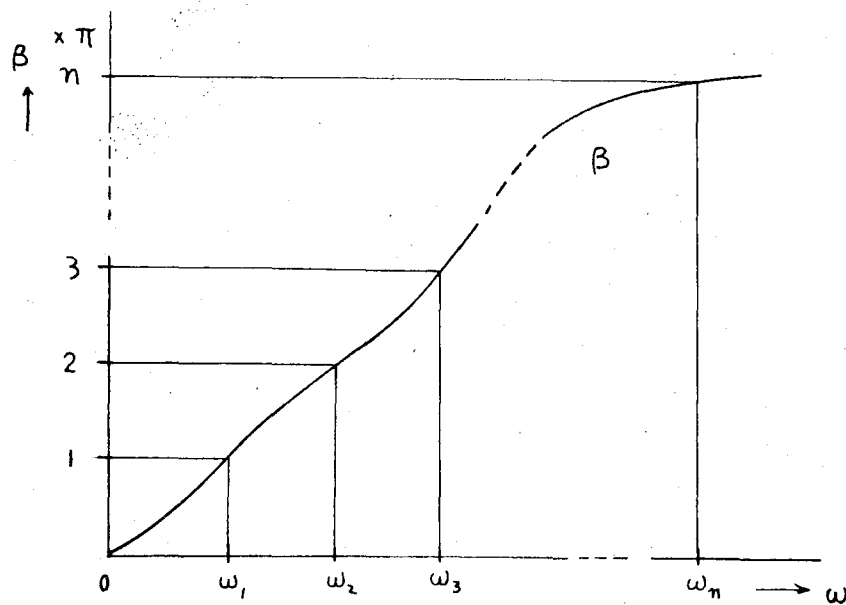
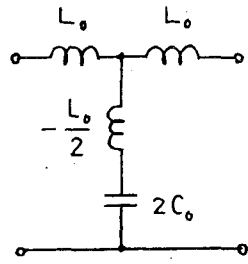
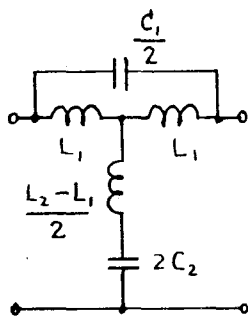


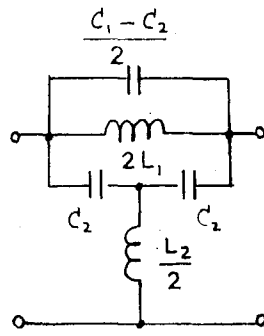
图 5.11 全周波通過形の位相特性



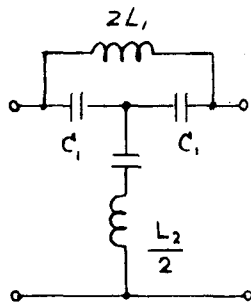
(a)



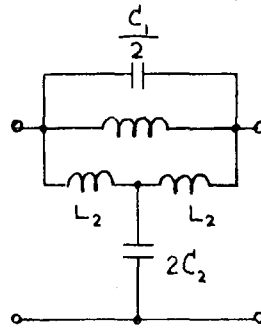
(b-1)



(b-2)



(b-3)



(b-4)

图 5.12 全带波通过回路等值回路

不便はある。又、回路によつては負素子となることもある。

5.4 結 言

集中定数形遅延回路網として比較的多く使用されている低域通過形の **image parameter** 形式のものと、全周波通過形のものについて、その構成方法と周波数領域における伝送特性について述べた。これらの事実の大部分は、すでに知られていることであり、特に新しい概念を導入したわけではないが、以後の種々の考察の際の準備として示した。

ただし、これらの遅延回路網を設計する際には第3章～第4章に述べた方針に従つて回路の **parameter** あるいは複素周波数平面における伝送函数の根配列を選び、上に述べた構成方法によつて回路の合成を行うことが望ましいと考えられる。

第6章 集中定数形遅延回路網の波形伝送特性と その最適 parameter

6.1 緒言

集中定数形遅延回路の周波数領域における性質は、第5章に述べた如く、かなりよく知られているわけであるが、その時間領域における性質すなわち波形伝送特性は余り良く知られていないようである。そこで、本章では、遅延回路として最も広く使用されている定 K 形及び誘導 m 形の image parameter 形遅延回路について、その伝送特性の parameter m と、使用する基本区間の数に対して波形伝送特性がどの様に変化するかについて帯域制限のない場合及び、二三の帯域制限条件のもとで考察する。

誘導 m 形区間が多区間接続された伝送回路の整合時における impulse response については、帯域制限のない場合に関して、すでに解析的な計算方法⁽⁴¹⁾が与えられているが、本章では、帯域制限条件のもとでも計算を行う際の便利さを考え、第2章で述べた sampling による方法を採用する。

そこで、これらの image parameter 形遅延回路について、整合時の impulse response が parameter m 、区間数、帯域制限条件によつて、どの様に変化するかについて検討し、波形伝送的に見た最適条件が、周波数領域における最良の条件とどの様な関係にあるか、又、帯域制限の効果がこれらにどのような影響をもっているかなどについて検討する。⁽⁵¹⁾

6.2 理想 filter 形の帯域制限条件のもとにおける

image parameter 形遅延回路網の波形伝送特性

最も広く用いられている誘導 m 形及び定 K 形の遅延回路網について、理想 filter 形の帯域制限条件を附して impulse response を求め、その形が区間数に対してどのように変化するか、又、誘導 m 形においては、最適 parameter はどの程度になるかなどについて考察する。

先づ、対象となる回路網は、誘導 m 形及び定 K 形に限定し、その回路が整合負荷で終端されているものと仮定する。この仮定は、区間数のかなり多い遅延回路網において、かなり良好な波形伝送特性を要求される場合には、整合区間を終端することが多いことを考慮すれば、かなり容易に認められると考えられる。

つぎに、回路の帯域制限条件としての理想 filter 形特性の cut off 角周波数は、遅延回路網の image parameter の cut off 角周波数と一致するように選ぶ。したがって、現実の問題として、区間数が増加するに従って、cut off 周波数以上の成分の伝送は次第に小さくなることを考えると、多区間の場合には、遅延回路そのものによつてこのような帯域制限条件が与えられるため、上に示した仮定にもとづく計算結果は、回路の帯域制限なしの場合の impulse response に近似的なものを与えることになる。

回路の整合条件が満足されている場合の伝送函数 $T(j\omega)$ は、cut off 周波数 ω_0 以下においては、次式で与えられる。

$$T(j\omega) = e^{-j\beta(\omega)} \quad (6.1)$$

$$\beta(\omega) = 2N \sin^{-1} x \quad (\text{定}K\text{形}) \quad (6.2)$$

$$= 2N \sin^{-1} \frac{m x}{\sqrt{1 + (m^2 - 1)x^2}} \quad (\text{誘導}m\text{形}) \quad (6.3)$$

ただし、 x : 基準化角周波数 $= \frac{\omega}{\omega_0}$

N : 区間数 (1 区間単位)

である。

こゝで、これらの回路の impulse response を計算するには、式 (6.1)~(6.3) で与えられる伝送特性を区間 $(-\omega_0, \omega_0)$ で直接 Fourier 変換する方法があるが、こゝでは、計算の容易さを考慮して、第 2 章で述べた sampling theorem を用いた方法を採用した。そのためには、式 (6.1) を区間 $(-\omega_0, \omega_0)$ で Fourier 級数に展開するのであるが、こゝでは、その Fourier 係数を解折的に求める代わりに、 $0 \sim \omega_0$ の間を M 等分しその各分点における伝送函数の値から Fourier 係数を近似的に算出した。すなわち、式 (6.1) の $T(j\omega)$ を

$$T(j\omega) = \sum_{-M}^M C_n \cdot e^{-jn\pi \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (6.4)$$

の如く $2M+1$ 項の Fourier 級数に展開することによつて、 $-\omega_0 \sim \omega_0$ で理想 filter 形に帯域制限された impulse response $h(t)$ は、第 2 章より

$$k(t) = \frac{1}{t_0} \sum_{n=-M}^M C_n \frac{\sin \omega_0 (t - n t_0)}{\omega_0 (t - n t_0)} \quad (6.5)$$

$$(t_0 = \frac{\pi}{\omega_0})$$

で与えられる。

このような有限個の Fourier 係数を， $0 \sim \omega_0$ を M 等分，すなわち，区間 $(-\omega_0, \omega_0)$ で $2M+1$ 個の分点における $T(j\omega)$ の値から算出するために採用した方法は，各分点において式 (6.4) の右辺が $T(j\omega)$ に一致するように近似する方法である。そのために必要な条件な条件としては，

$$T(-j\omega_0) = T(j\omega_0) : \text{real} \quad (6.6)$$

があるが，式 (6.1) の伝送関数はこれを満足している。つぎに， k 番目の分点 ($k: -M+1 \sim M$ までの $2M$ 個) における $T(j\omega)$ を T_k とすれば， ℓ 番目の Fourier 係数 C_ℓ は，

$$\begin{aligned} \sum_{k=-M+1}^M T_k \cdot e^{j\ell\pi \frac{k}{M}} &= \sum_{n=-M}^M C_n \sum_{k=-M+1}^M e^{j(\ell-n)\pi \frac{k}{M}} \\ &= \begin{cases} 2M C_\ell & \ell \neq \pm M \\ 2M (C_M + C_{-M}), & \ell = \pm M \end{cases} \quad (6.7) \end{aligned}$$

なる関係より求めることができる。

こゝで実際に行つた計算においては，先づ，定 K 形，誘導 m 形，の 1 区間について $M=8$ で Fourier 係数を求め，それより，式 (6.5) を用いて得られた波形を図 6.1 に示す。又，この C_n より，第 2 章，式 (2.13) によつて 4 区間の場合を求めると図 6.2 の如くなる。更に， $M=16$ にして，あらたに Fourier 係数を算出し，10 区間の場合の波形を求めたものが図 6.3 である。

これらのうち，区間数が 1 の場合には，前述の如く，当然ながら理想 filter 形の帯域制限による振動成分が $t < 0$ に現われているが，これらの振動は，区間数が増加するに従つて減少し，帯域制限を行わない本来の impulse response に近づく。

この結果より結論されることは，この様な形式の遅延回路網の整合時における impulse response は，parameter m がおよそ 1.3 ~ 1.5 であるときに最も良好であり，周波数

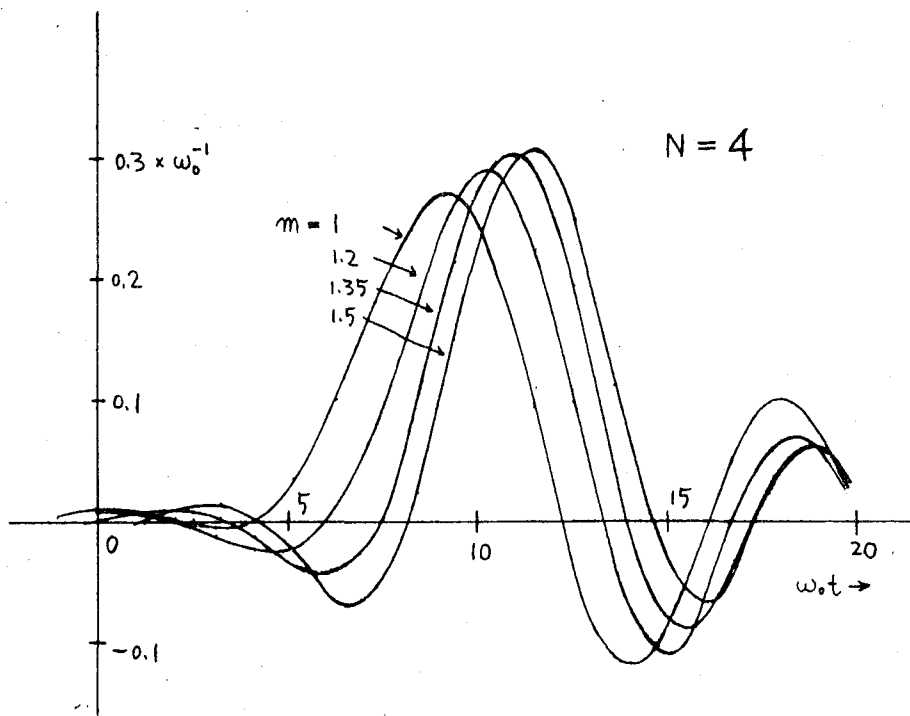


图 6.2

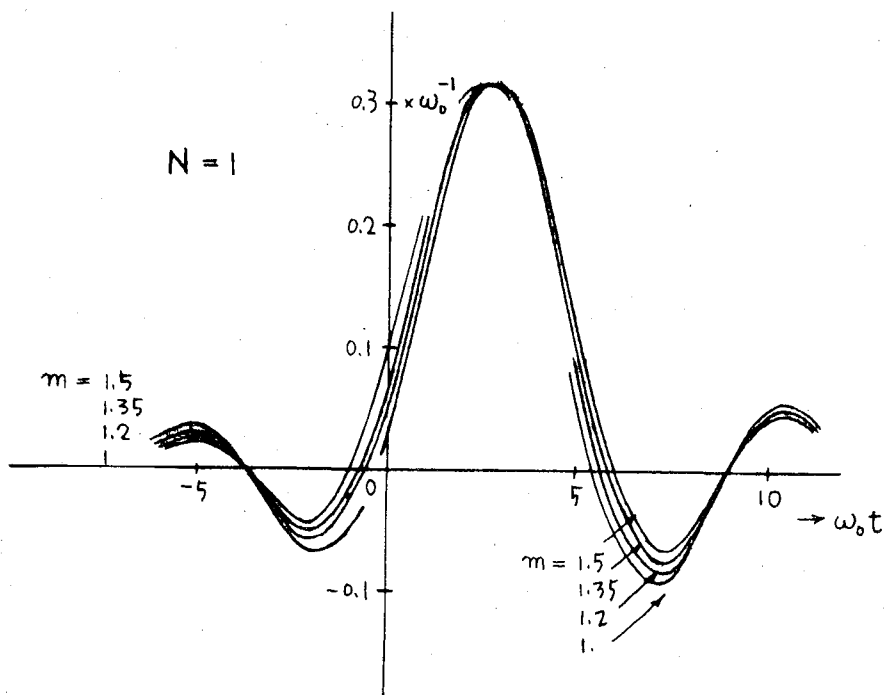


图 6.1

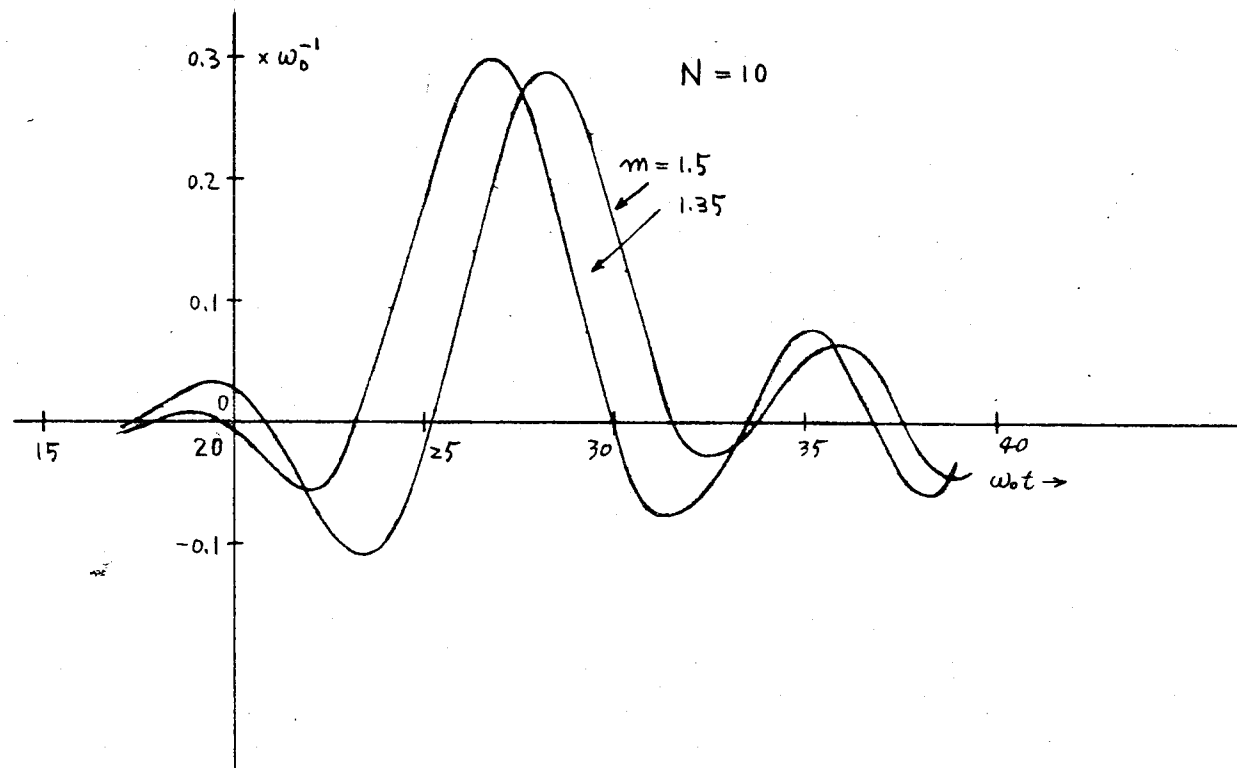


图 6.3

特性から推察される最適値 1.35 附近に大体近いが，区間数によつて多少変化する点である。又，区間数が増加するに従つて最適 parameter の値が少しずつ減少すると同時に，parameter 変化による波形への影響が大きくなるようである。

6.3 Gauss 形の帯域制限条件のもとにおける

image parameter 形遅延回路網の波形伝送特性

前節においては，帯域制限条件として理想 filter 形の函数を採用したが，現実はこのような形に入力信号のスペクトルが制限されている場合はかなり少いと考えられる。そこで，主成分に先だつて生ずる振動成分も，遅れて生ずる振動成分もなく，又，周波数スペクトルの広がりも比較的少い入力信号波形として Gauss 形の波形を考える。すなわち，

$$f(t) = A \cdot e^{-kt^2} \quad (6.8)$$

なる入力信号波形が印加されるものとする。

この波形に対応するスペクトル $F(j\omega)$ は，式 (6.8) の Fourier 変換により，

$$F(j\omega) = A \cdot \sqrt{\frac{\pi}{k}} \cdot e^{-\frac{\omega^2}{4k}} \quad (6.9)$$

で与えられる。そこで，式 (6.9) において $A \sqrt{\frac{\pi}{k}} = 1$ なる如く基準化し，このような形に帯域制限された入力信号波形が遅延回路網に加えられたときに出力として，現われる波形を求めようとするわけである。したがつて，帯域制限函数を，

$$L(\omega) = e^{-0.69315 \left(\frac{\omega}{\omega_A}\right)^2} \quad (6.10)$$

の形に表現し， $\omega = \omega_A$ において $L(\omega) = \frac{1}{2}$ になるように係数を決定した。そこで，具体的な計算は，遅延回路網の cut off 角周波数 ω_C と ω_A との関係について二種類に分けた。すなわち，

$$(1) \quad \omega_A = 0.7 \omega_C$$

$$(2) \quad \omega_A = 0.5 \omega_C$$

について，誘導 m 形，定 K 形の 1 区間，4 区間，10 区間の場合の応答波形を求める。その場合，採用した計算方法は第 2 章，2.3 に示した方法である。

先づ，誘導 m 形回路又は定 K 形回路の伝送函数を $T(j\omega)$ とする。この伝送函数を，前節同様，cut off 角周波数 ω_C で帯域制限し，かつ，整合終端が行なわれていると假定

した。その結果、第2章における式(2.16)のFourier係数 C_n は、前節の結果をそのまま利用できるわけである。

つぎに、式(2.15)の B_n を求めるために、式(6.10)で与えられる入力スペクトルの大きさ $L(\omega)$ が0.01になる角周波数を近似的に限界角周波数とし、それ以後のスペクトル成分は無視し、これを式(2.18)の ω_l として採用した、これを式(2.22)~(2.23)に適用して、Fourier係数 B_n を求め、最終的に式(2.17)より出力波形を計算した。

得られた結果を図6.4~6.12に示す。

これらの結果より結論されることとして、

- (1) 入力信号のスペクトルと区間数によつて最良の出力を呈するparameterが変化する
- (2) 理想filter形の帯域制限に対する最適 m の1.35附近だが、gauss形の帯域制限では、これらより低い m が最適となる。
- (3) 入力信号スペクトルの広がり小さくなるに従つて m が1.2附近が比較的良好な応答を呈し、第3章の例1の結果と一致する。

などがあり、第3章で明らかにされたように、入力信号のスペクトル分布によつて、伝送特性の最適形状がかなり影響を受けることが確認される。

6.4 結 言

image parameter形遅延回路を代表する定 K 形、誘導 m 形の遅延回路網に、帯域制限されたimpulseが加えられたときの波形伝送について、遅延回路のparameter m 、区間数、帯域制限条件などがどのような影響をもつかについて検討した。その結果、波形伝送的に考えて最良と考えられるparameterは、第3章で考察した如く、帯域制限の形状によつて変化することが確認された。理想filter形の帯域制限の場合には、周波数特性から推定される最適parameter m は1.3附近と考えられるが、波形伝送的にもほゞこの値の m の附近が良好と結論される。しかし、区間数によつてある程度の変化があり、区間数が少ない場合は $m=1.5$ に近く、区間数の増加に従つて最適 m は1.35程度になるようである。次に、gauss形の帯域制限の場合には、第3章の結論を参照すれば、理想filter形の帯域制限に比べて、最適 m が低下すると考えられるが、実際に求めた波形伝送特性においても、明らかにこの傾向が現われることが確認された。すなわち、遅延回路網などを含めた伝送回路の波形伝送特性を論ずる場合には、信号の帯域を制限している関数の形状を十分考慮に入れる必要があるものと考えられる。

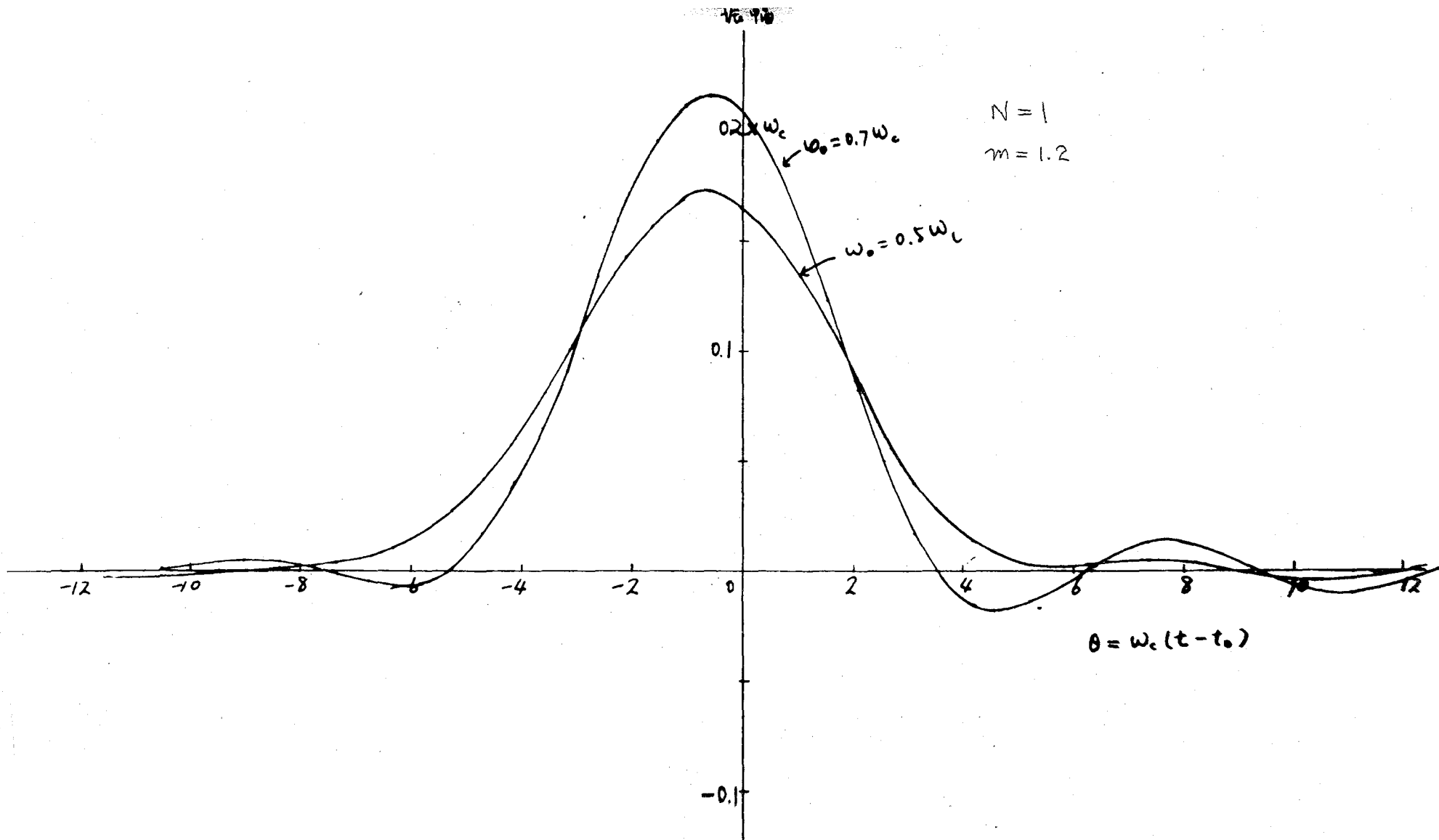
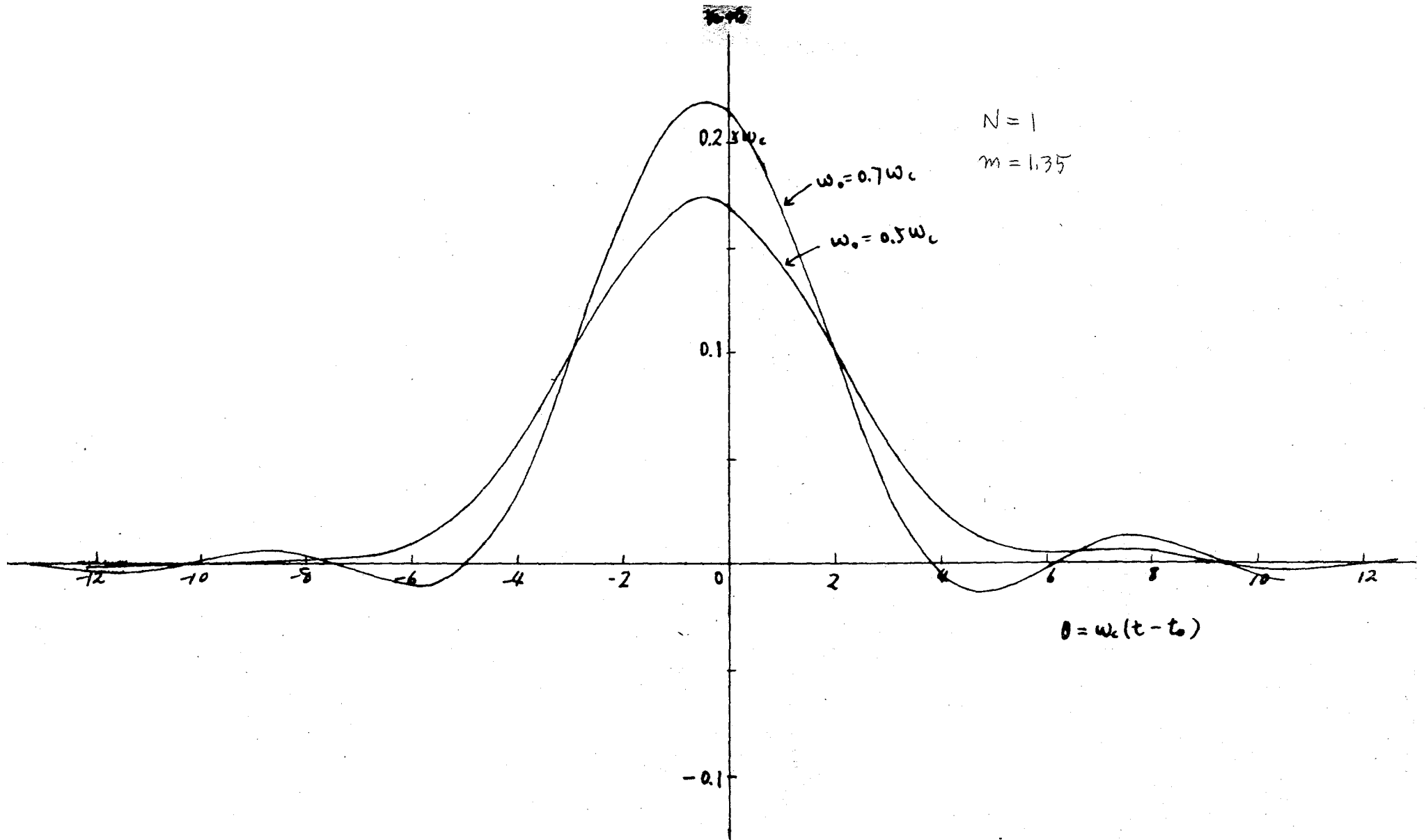
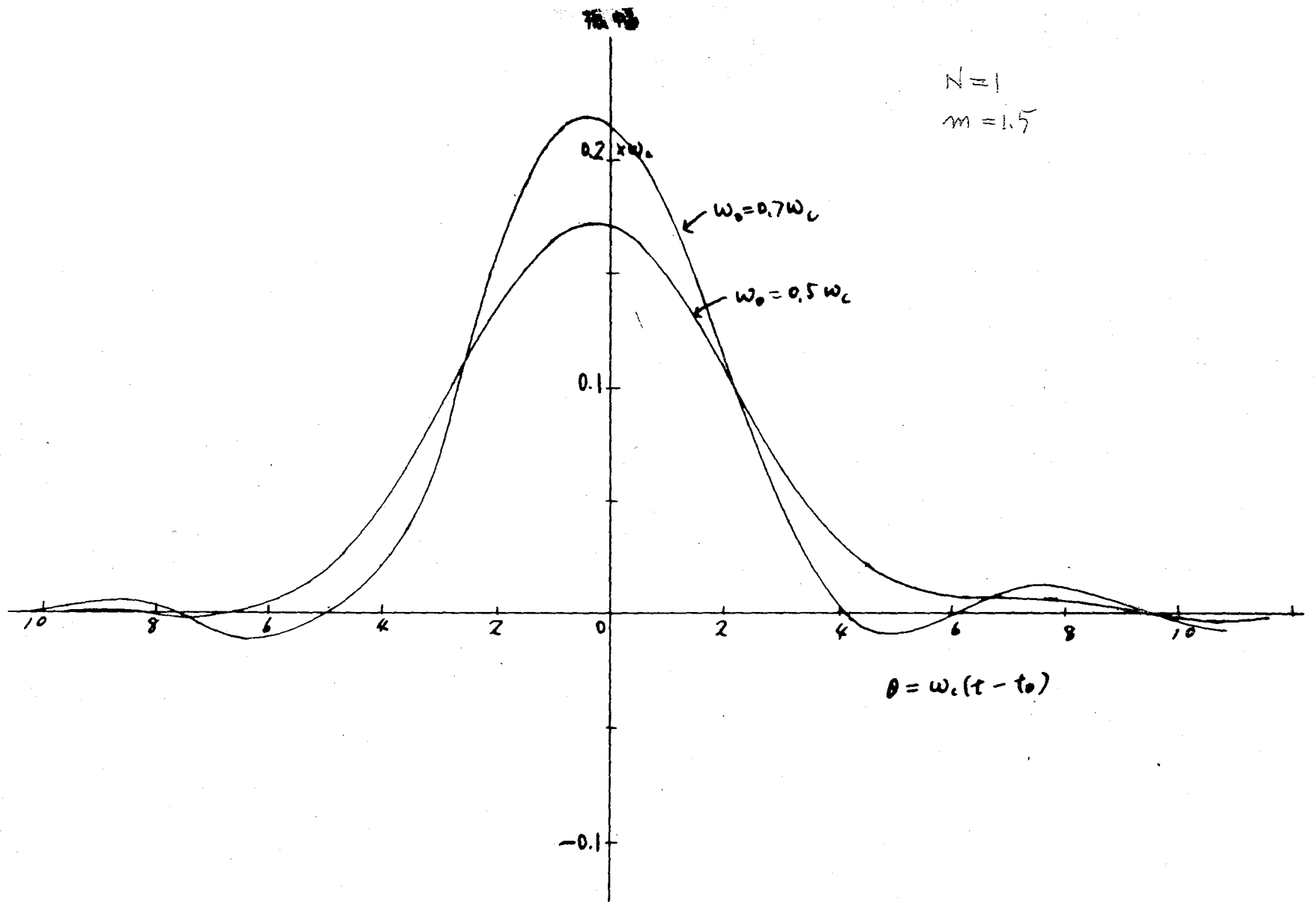


Fig 6.4





$N=1$
 $m=1.5$

图 6.6

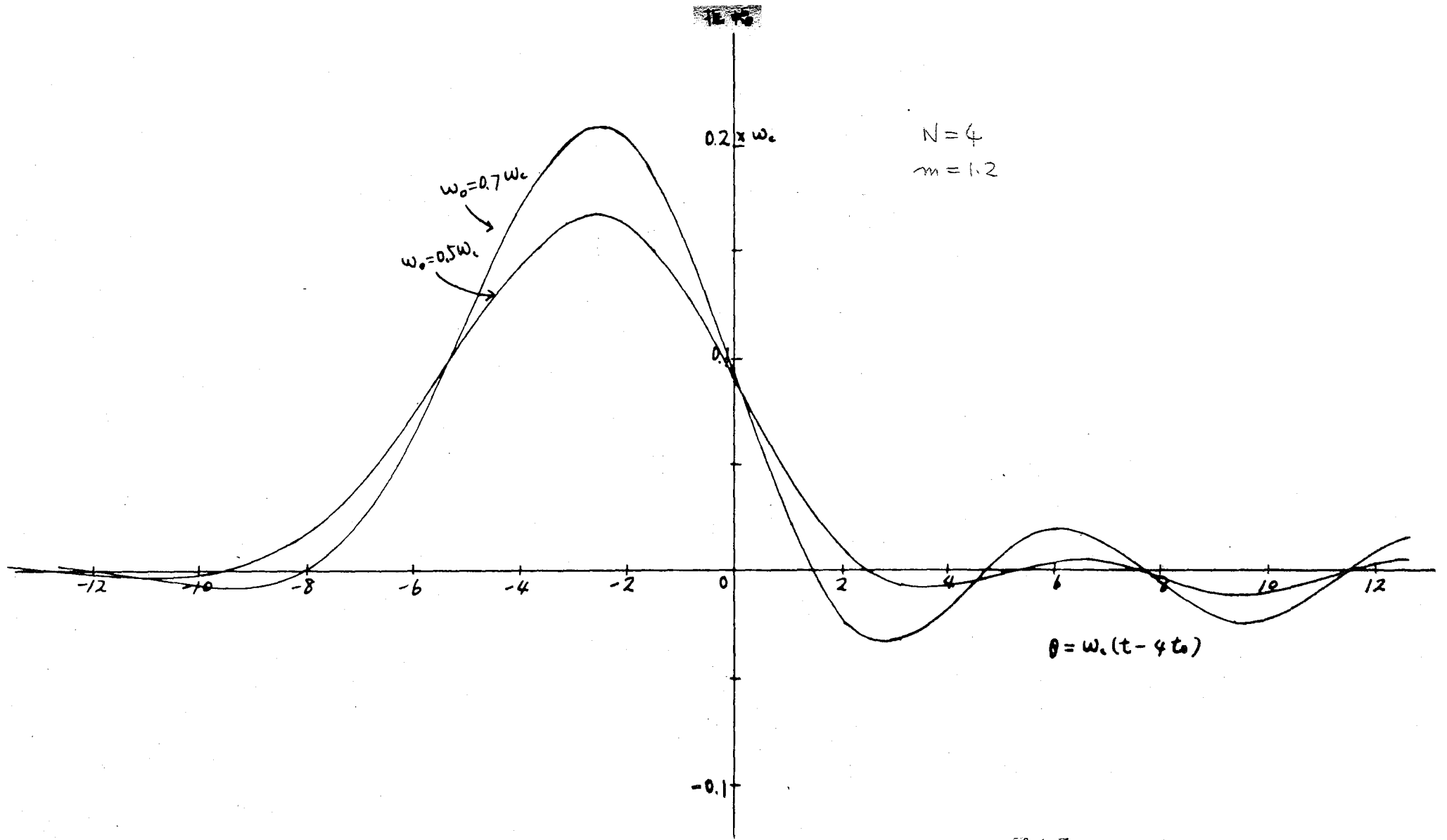
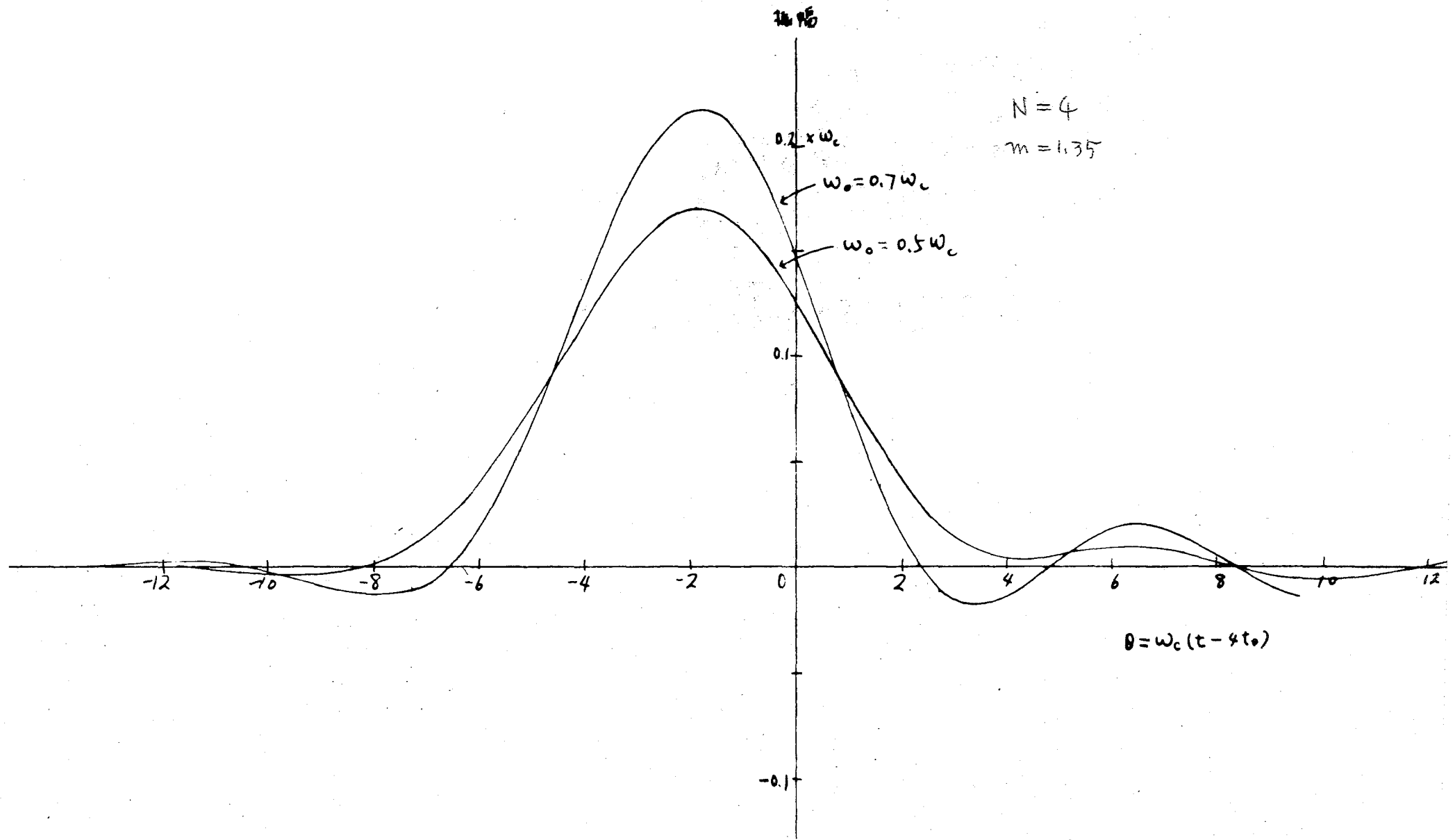


图 6.7



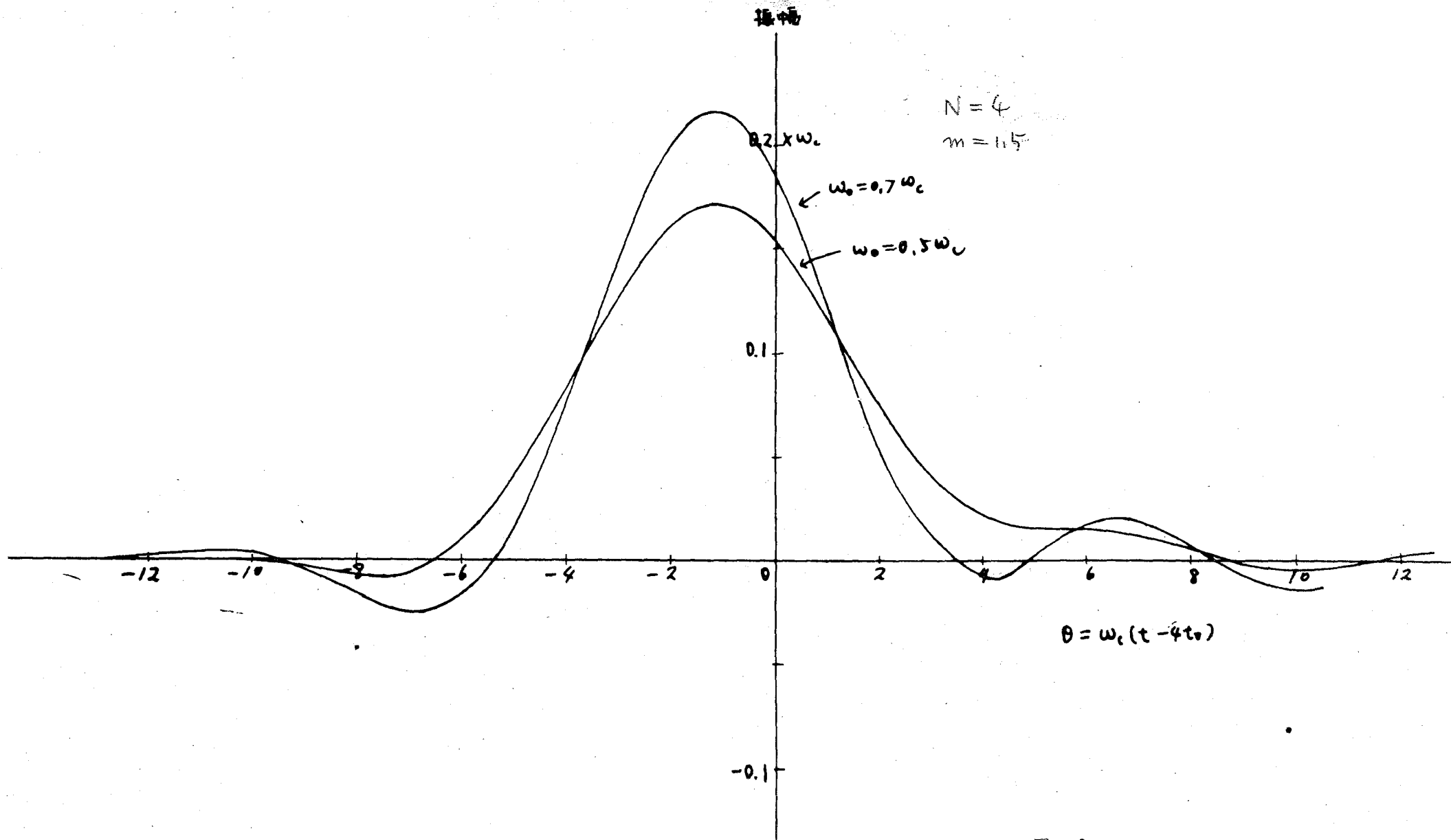
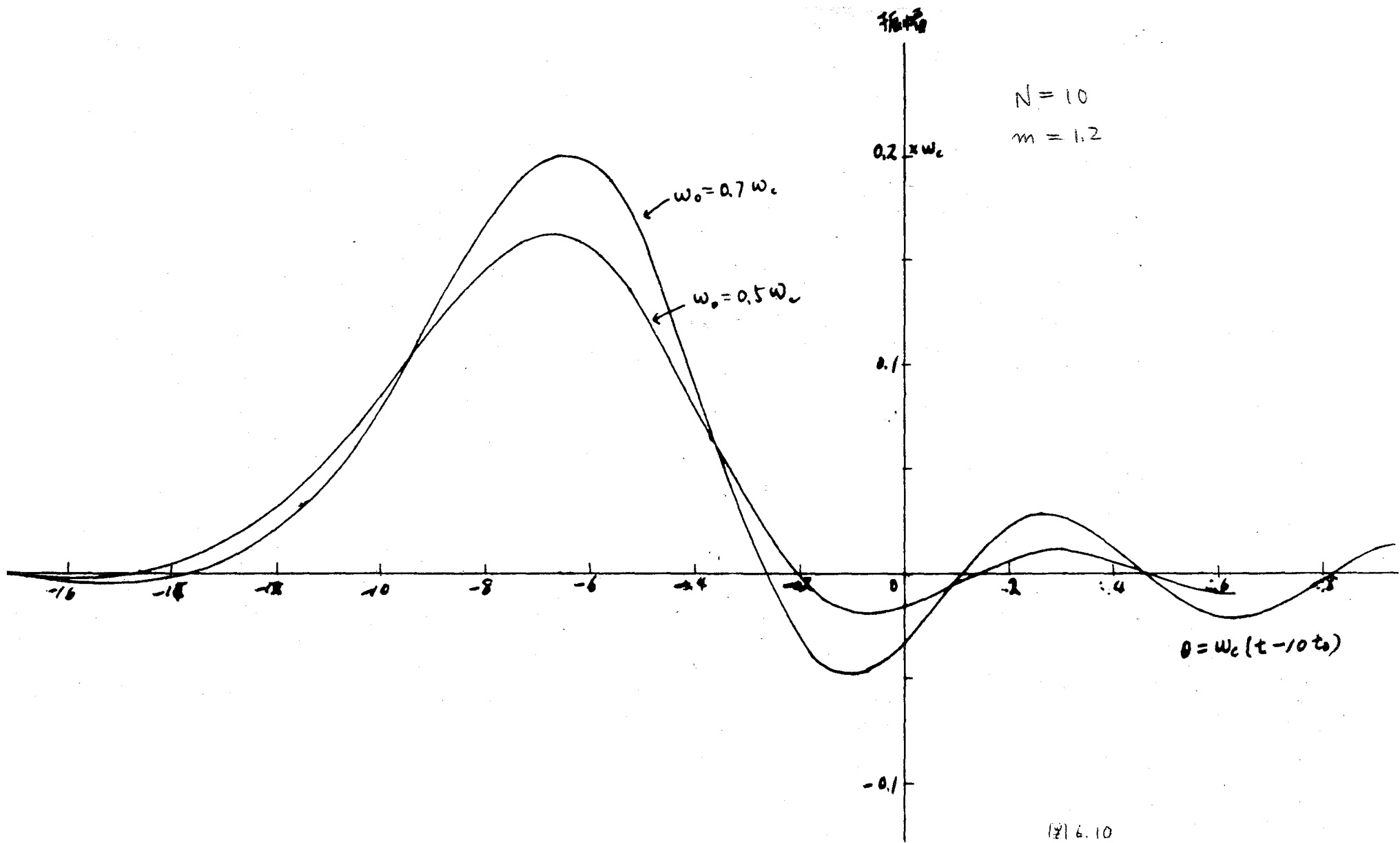


图 6.9



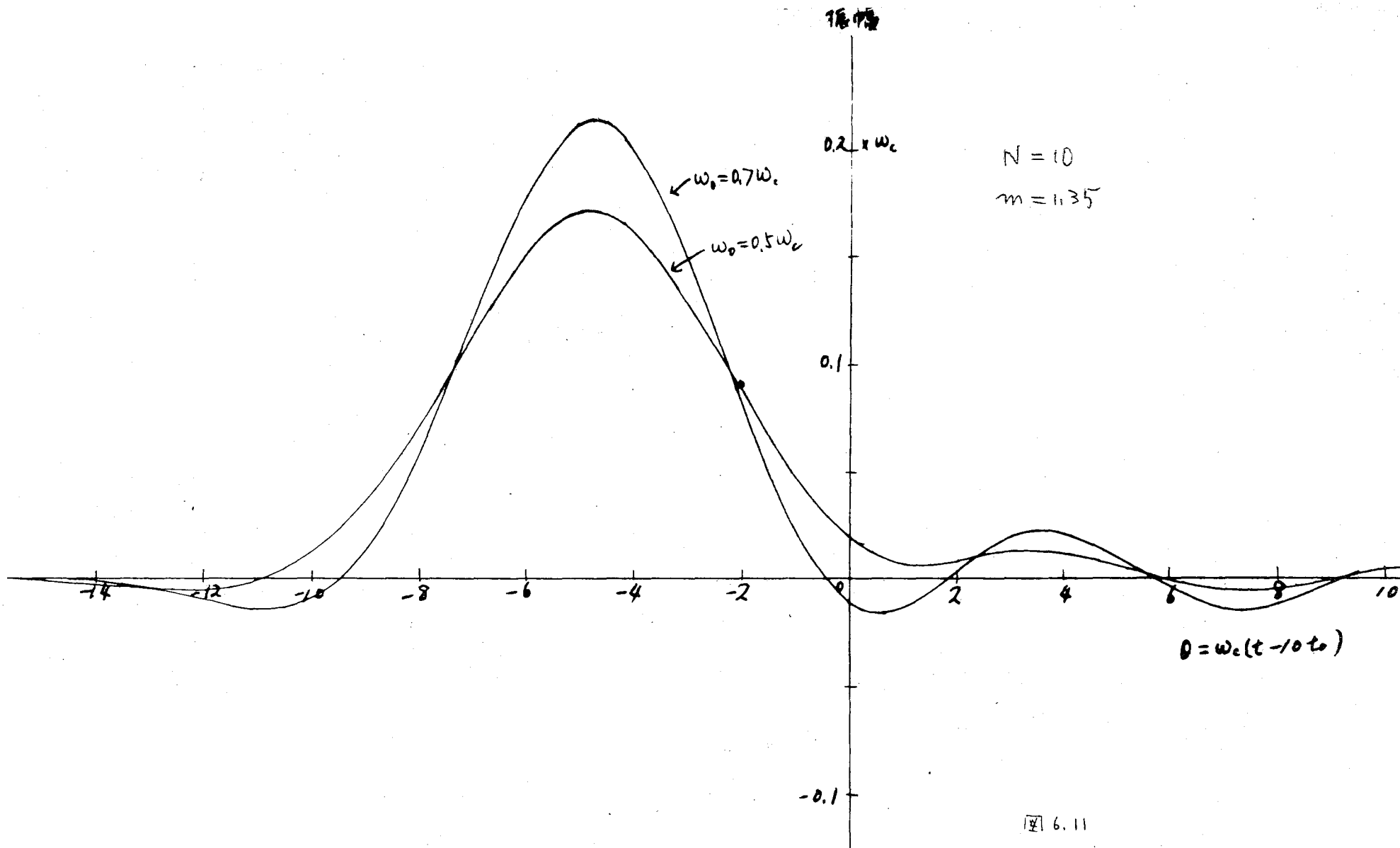


Fig 6.11

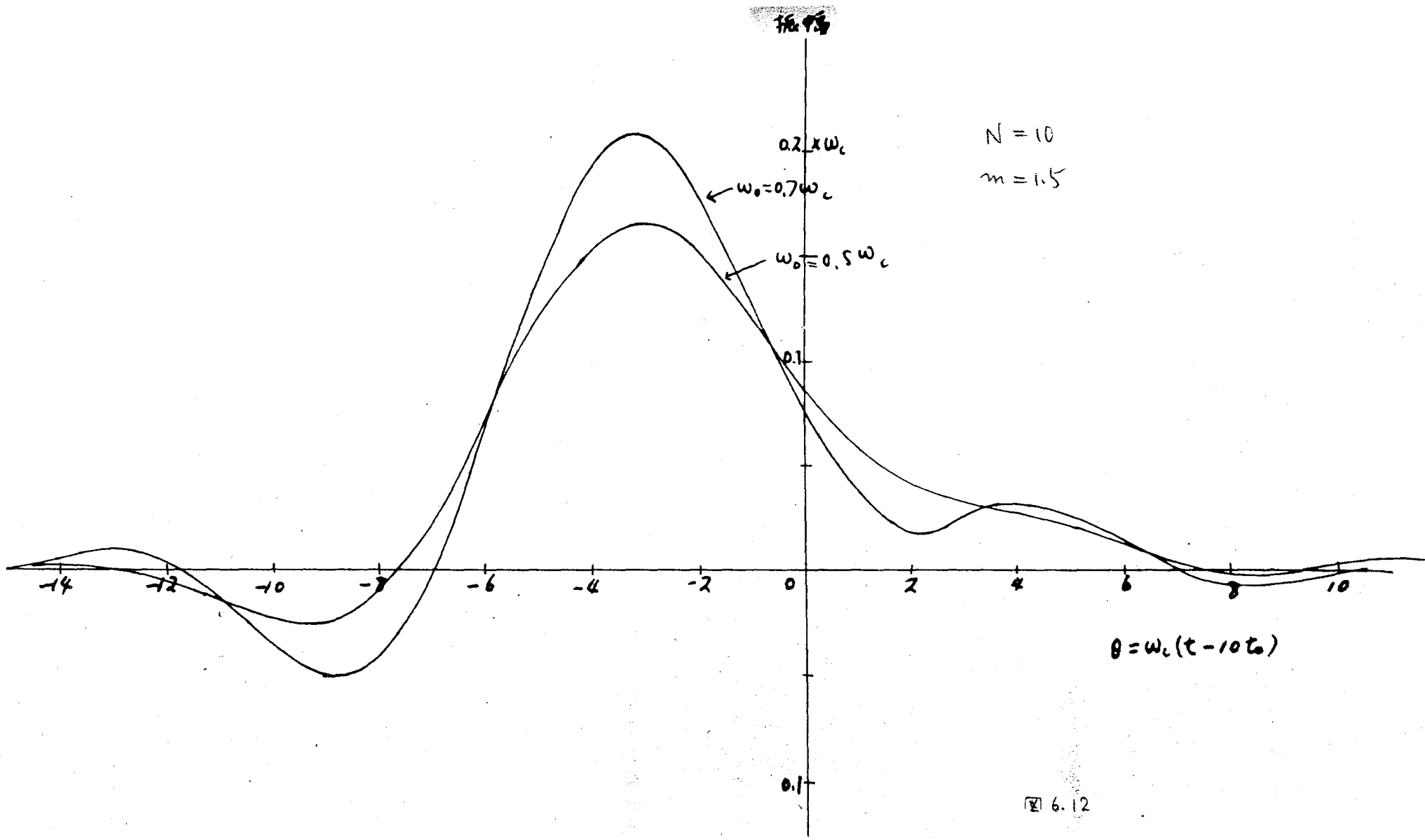


图 6.12

第7章 集中定数遅延回路網の波形伝送特性に 及ぼす終端回路の影響

7.1 緒言

image parameter 形遅延回路網の整合時における伝送特性、波形伝送特性については、第5章及び第6章で述べた如き方法によつて求めることが可能であり、また、それぞれの章に示される如き結果が得られる。しかし、現実これら回路を実用に供する場合には、適当な終端回路を使用しても、伝送帯域の全体にわたつて整合の条件を満すことは不可能であり、いずれかの周波数領域において整合条件からずれる状態が生じ、その結果として整合条件のもとで求めた伝送特性と現実の伝送特性との間にある程度のずれが生ずる。

そこで本章では、image parameterで表現された伝送回路に任意の終端条件で終端された回路の伝送特性の変化について考察し、又、適当な帯域制限条件のもとで、終端条件の変化によつて生ずる反射にもとづく波形伝送特性の変化を求める一般的方法と、反射成分の波形のエネルギーに対する関係について考察する。更に、比較的多く使用されている定 K 形、誘導 m 形の遅延回路を例にとり、定 K 形の image impedance を有する伝送回路をその公称 impedance に等しい抵抗で終端した場合と、整合区間として広く使用される $m=0.6$ の誘導 m 形半区間の終端回路を使用した場合について、反射成分を表現する反響路の impulse response がどのようなになるかについて求めることにし、又、反射成分の有するエネルギーについても比較を行なう。

7.2 終端条件による伝送特性の変化

image parameter によつて表わされた回路の伝送特性が、終端条件によつてどのように変化するかについて考えて見る。

先づ、図7.1に示す如く、特性 impedance Z_{I_1} , Z_{I_2} , 伝ばん定数 θ をもつ回路が、 Z_1 および Z_2 なる終端 impedance によつて終端されているとき、入力電圧 E_1 と出力電圧 E_2 の電圧伝送関数 $T(j\omega)$ は、

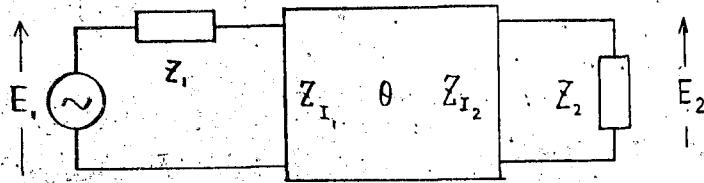


图 7.1

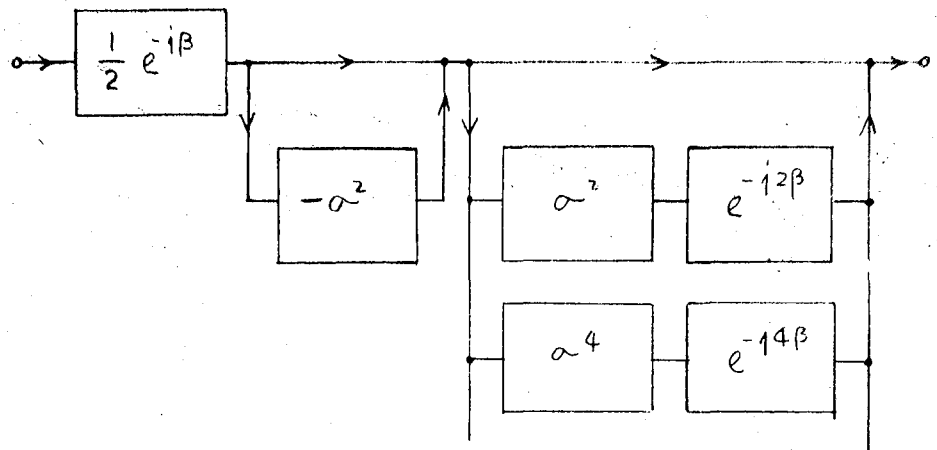


图 7.2

終端の影響の図式的表現

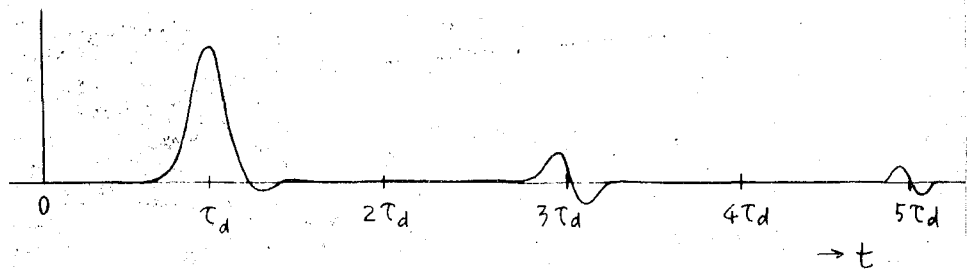


图 7.3

終端の反射による波形の例

$$T(j\omega) = \frac{E_2}{E_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \cdot \frac{1}{\left(\sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}\right) \cos h\theta + \left(\sqrt{Z_1 Z_2} + \frac{1}{\sqrt{Z_1 Z_2}}\right) \sin h\theta} \quad (7.1)$$

で与えられる。

こゝで、 z_1 及び z_2 は特性 impedance で基準化された終端 impedance で、

$$z_1 = \frac{Z_1}{Z_{I_1}}$$

$$z_2 = \frac{Z_2}{Z_{I_2}} \quad (7.2)$$

である。

一般に、始終端の条件が異なる場合には、式(7.1)の形で検討をすることになるが、image parameter 形の遅延回路網においては、回路の特性 impedance が入、出力側で相等しい場合が多い。したがって、以下では、 $Z_{I_1} = Z_{I_2}$ であり、かつ $Z_1 = Z_2$ なる条件のもとで考察を行なうことにする。

$z_1 = z_2 = z$ と置くことによつて、式(7.1)は、

$$T(j\omega) = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\cos h\theta + \frac{z + \frac{1}{z}}{2} \sin h\theta} \quad (7.3)$$

の如く簡単化され、通過域内では、 $\theta = j\beta$ とおくことによつて、

$$T(j\omega) = \frac{e^{-j\beta}}{2} \cdot \frac{1 - \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2}{1 - \left(\frac{z-1}{z+1}\right)^2 e^{-j^2\beta}} \quad (7.4)$$

なる形に表現することができ、この式(7.4)を更に無限級数に展開することによつて、

反射係数 $\sigma = (z-1)/(z+1)$ を用いて、

$$= \frac{e^{-j\beta}}{2} \cdot (1 - \sigma^2) \cdot \left[1 + \sigma^2 \cdot e^{-j^2\beta} + \sigma^4 \cdot e^{-j^4\beta} + \dots \dots \dots \right. \\ \left. + \sigma^{2n} \cdot e^{-j^{2n}\beta} + \dots \dots \dots \right] \quad (7.5)$$

の如き反響を用いた形式に現わされる。これを図式的に表現すると、図 7.2 のようになる。図では、主信号は整合時の伝送函数である $\frac{1}{2} \cdot e^{-j\beta}$ を通過したのち、整合の外れを示す係数 $(1-\sigma^2)$ を通過して出力端に現われる。又、反響は、この主応答が、式 (7.5) の第 2 項以下の各項に相当する伝送函数を通つて出力に現われることになる。その一例を図 7.3 に示す。遅延回路の位相定数 β が余り直線から離れていない場合には、主応答は、位相特性の平均勾配、すなわち遅延時間 T_d の近くに分布する。又、各反響は、およそ $3T_d$ 、 $5T_d$ …………… の付近に集中し、その形状は、反射係数 σ の形によつて決定されるが、 $\omega=0$ で $\sigma=0$ の場合には、図のように正の部分を負の部分が等しく、直流分を含まない形状となる。

式 (7.5) を用いて実際に応答を計算するには、整合時の伝送函数 $e^{-j\beta}/2$ の通過域に帯域制限された応答波形又はこの伝送函数の通過域における Fourier 展開の係数がわかつており、又、反射係数 σ の周波数特性から決定される Fourier 展開が与えられれば、第 2 章に述べた方法によつて計算することができる。

つぎに、整合回路の使い方として図 7.4 に示す回路が使われる場合がある。この回路では、左右の image impedance が Z_I の遅延回路を中心に、その左右に image impedance が対称でなく、 Z_I 、 Z_I' をもつ整合区間を接続し、片側を抵抗 R_0 で終端し、 Z_I' は R_0 なる一定値を近似する形状のものを採用する。例えば、 $m=0.6$ の誘導 m 形の半区間を整合区間に用いる場合などがこの例に相当する。

このような回路の電圧伝送函数 $T(j\omega)$ は、

$$T(j\omega) = \frac{e^{-\theta}}{2} \cdot \frac{1 - \sigma_T^2 e^{-4\theta_T}}{1 - \sigma_T^2 e^{-4\theta_T} \cdot e^{-2\theta}} \quad (7.6)$$

ただし、

$$\sigma_T = \frac{Z_I' - R_0}{Z_I' + R_0}$$

で与えられ、通過域においては、 $\theta = j\beta$ 、 $\theta_T = j\beta_T$ とおくことによつて、

$$T(j\omega) = \frac{e^{-j\beta}}{2} \cdot \frac{1 - \sigma_T^2 e^{-j4\beta_T}}{1 - \sigma_T^2 e^{-j4\beta_T} \cdot e^{-j2\beta}} \quad (7.7)$$

となる。

式 (7.7) と式 (7.4) を比較すれば、図 7.4 の場合には反射係数が変つているのみで

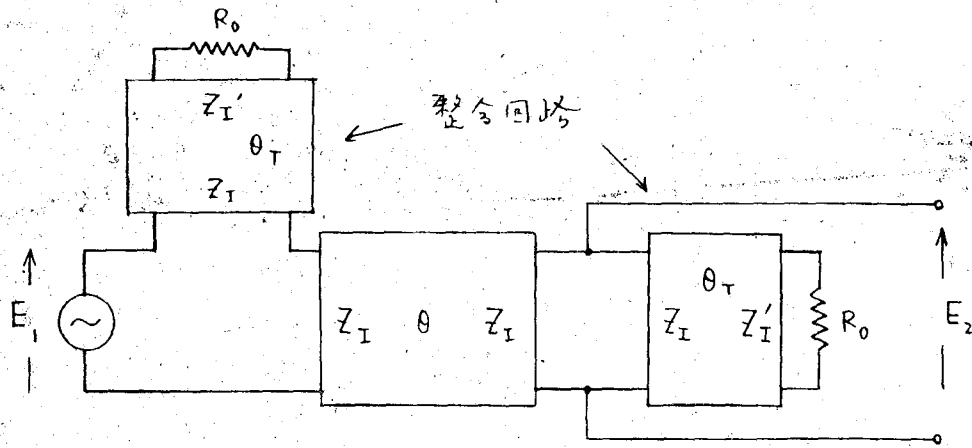


图 7.4 整合终端された4端子

あるから、単にその交換を行なうのみで、図 7.2 ~ 7.3 に示した考察が適用でき、又、応答の計算を行なうときにも $\sigma_T e^{-j2\beta T}$ の Fourier 展開を知ることによつて、終端の効果を求めることができる。

式 (7.5) (及び式 (7.7) の級数展開式) における n 番目の echo $f_n(t)$ については、エネルギーに関して、次式の関係が、

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_n^2(t) dt = \int_{-f_c}^{f_c} \sigma^{4n} |1 - \sigma^2|^2 df \quad (7.8)$$

が成立していることに注意すべきである。

7.3 整合回路を用いた遅延回路の波形伝送例

終端条件の変化によつて波形伝送特性がどのような影響を受けるかについて、image parameter 形遅延回路を例にとり、抵抗終端の場合と、整合回路を用いた場合について比較してみる。

考察の対象とした遅延回路網は、定 K 形又は誘導 m 形の回路で、整合終端としては、比較的広く用いられる $m = 0.6$ の誘導 m 形半区間である⁽⁵⁾。この二つの image impedance の形状は、図 7.5 に示す。

先づ、図 7.1 において、4 端子回路は、定 K 形又は誘導 m 形 T 区間とし、これに公称 impedance に等しい抵抗を Z_1 , Z_2 として接続した場合を考える。こゝで、この回路の図式的表現である図 7.2 において、最も大きい反射成分である第一番目の echo に着目すれば、その形状は、主として反射係数 σ 、

$$\sigma = \frac{\sqrt{1-x^2} - 1}{\sqrt{1-x^2} + 1} \quad (7.9)$$

$$\left(x = \frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

によつてきまり、 $e^{-j2\beta}$ の項はその波形のエネルギーは変化させずに、多少の波形変化を含む推移の効果にすぎない。したがつて、位相特性 β がほぼ直線的であれば、第一番目の echo は図 7.2 より $(1 - \sigma^2) \sigma^2$ に対応する波形が主信号に対する遅延時間の 3 倍の位置に現われると考えられる。

そこで、この定 K 形の image impedance からきまる式 (7.9) の形の反射係数を用いた $(1 - \sigma^2) \sigma^2$ を $|\omega| < \omega_c$ で理想 filter 形に帯域制限したときの波形 $e_1(t)$ 、

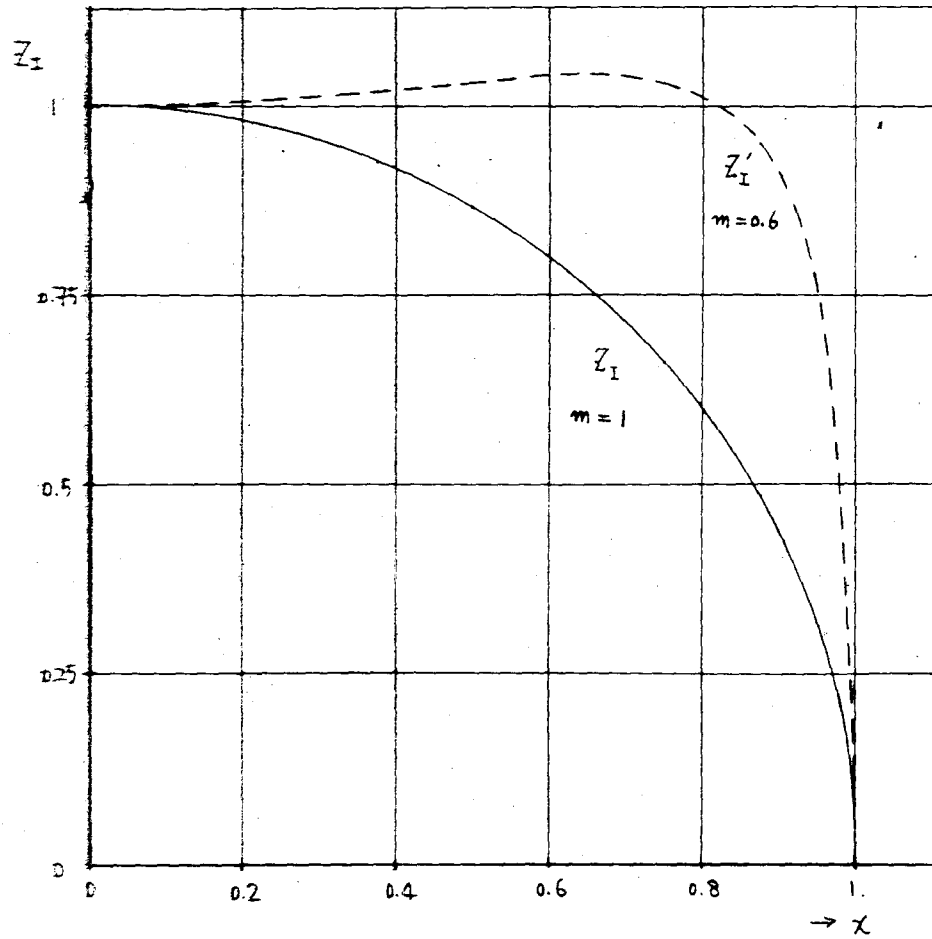


図 7.5

定K形と $m=0.6$ の誘導線形
の image impedance

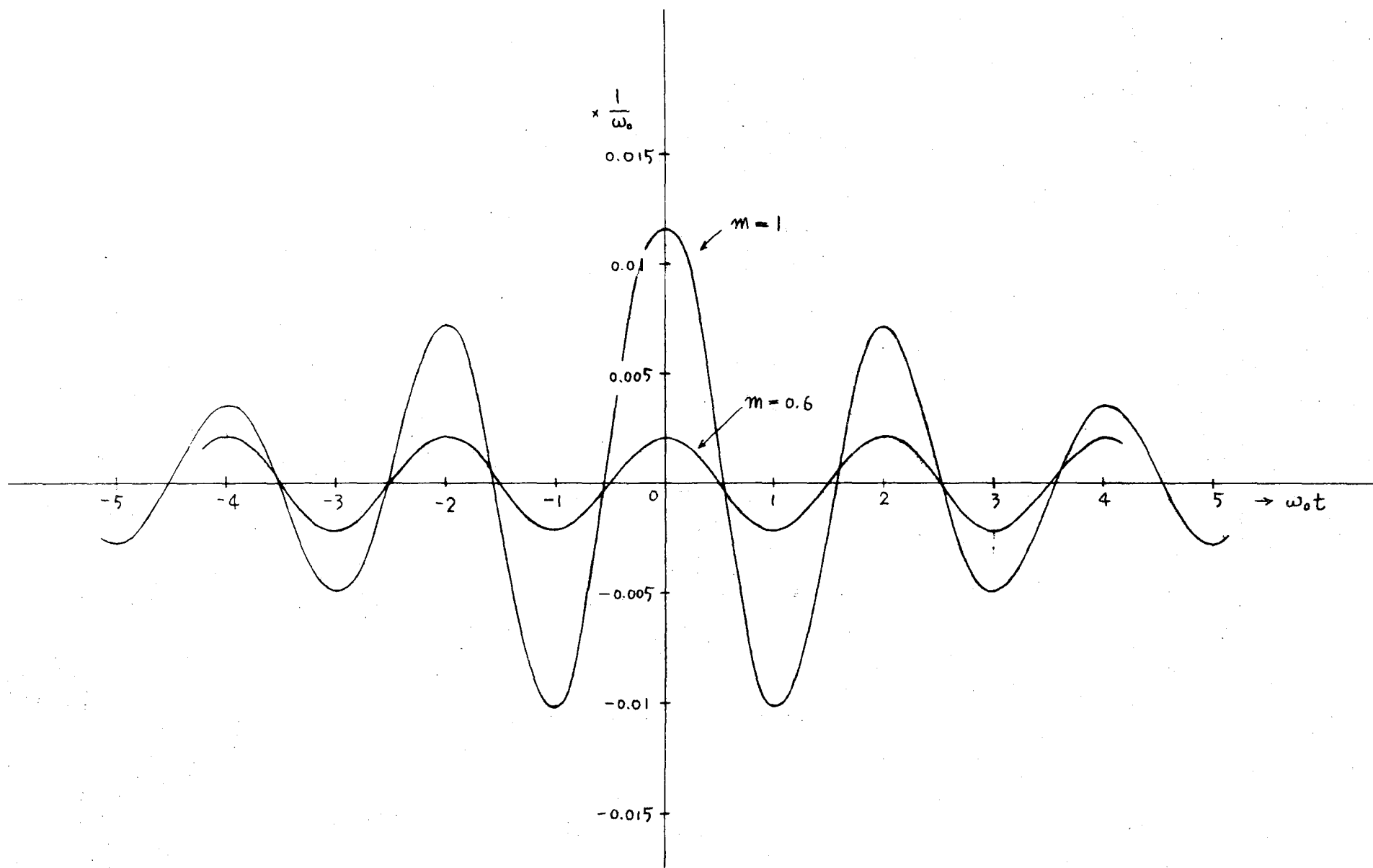


图 7.6 反射成分正表わす及普通の impulse response

$$e_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} (1-\sigma^2) \sigma^2 \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (7.10)$$

を求めると図 7.6 $m=1$ のようになる。

つぎに、 $m=0.6$ の誘導 m 形の半区間を通じて抵抗終端をした場合について、同様な計算を行なつて見ると、式 (7.9) の代りに、

$$\sigma_T = \frac{\frac{\sqrt{1-x^2}}{1-0.64x^2} - 1}{\frac{\sqrt{1-x^2}}{1-0.64x^2} + 1} \quad (7.10)$$

を採用し、式 (7.10) において $\sigma = \sigma_T$ と置き同じ方法を適用した結果、得られた波形を図 7.6 $m=0.6$ に示す。

これらから明らかなのは、前章で扱った整合状態に比べて、抵抗終端のみの場合にはおよそ 3% 程度の第一反射が現われ、 $m=0.6$ の半区間を始終端に用いた場合にはおよそ 0.6% 程度に減少することになる。ただし、整合区間を用いた場合の方が反射の振動の減少率が少ない。

図 7.6 の波形を用いて、具体的に反射の波形を求めたいときには、図 7.2 を参照することによつて、考察している遅延回路網を 3 倍の区間数にした回路に図 7.6 の波形を加えたときの出力波形を求めればよいことは明らかである。

つぎに、Gauss 形の帯域制限を行なつたときに、反射の大きさがどの様に変化するかについて考察する。

対象とする回路のうち、1つは上で扱った回路と同様であり、定 K 形の image impedance をもつたものであり、他の 1つは図 7.4 に示すような終端回路を用い、この区間に $m=0.6$ の誘導 m 形半区間を公称 impedance に等しい抵抗で終端したものである。そこで、これらについて、式 (7.8) で表わされる反射のエネルギーがどの様に変化するかを考える。第一番目の反射のみについて考えると、波形のエネルギーは、Gauss 形の帯域制限のもとでは、式 (7.5)、(7.7)、(7.8) 及び図 7.2 より、

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} f_i^2(t) dt = \begin{cases} \int_{-f_c}^{f_c} e^{-2k\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \cdot \sigma^4 (1-\sigma^2)^2 df & (\text{定}K) \\ \int_{-f_c}^{f_c} e^{-2k\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} \cdot \sigma_T^4 \cdot |1-\sigma_T^2 e^{-j4\beta_T}|^2 df & (\text{誘導}m) \end{cases} \quad (7.11)$$

で与えられる。

ただし、 β_T は $m = 0.6$ の誘導 m 形半区間の位相定数で、

$$\beta_T = \sin^{-1} \frac{0.6x}{\sqrt{1-0.64x^2}} \quad (7.12)$$

である。

ここで、振幅特性の帯域制限函数 $e^{-k\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$ の形としては、第6章の6.3で採用したものと同一で、帯域制限なしの場合を含めて次の3種とした。すなわち、

(1) $k = 0$ (帯域制限なし)

$$(2) e^{-0.69315\left(\frac{\omega}{0.7\omega_c}\right)^2} \\ \text{(} 0.7\omega_c \text{ で振幅が } \omega = 0 \text{ の } 1/2 \text{ に低下、 } \omega_c \text{ では } 25\% \text{)}$$

$$(3) e^{-0.69315\left(\frac{\omega}{0.5\omega_c}\right)^2} \\ \text{(} 0.5\omega_c \text{ で振幅が } \omega = 0 \text{ の } 1/2 \text{ に低下、 } \omega_c \text{ では } 6.3\% \text{)}$$

である。

これらについて、第1番目の反射波形のエネルギー E を計算したものを表7.1に示す。又、同表には、 \sqrt{E} として振幅に対応したものを同時に示してある。

これらから結論されることとして、整合区間を使用した場合の方がわずかではあるが、帯域制限にもとづく反射成分のエネルギーの減少が大きいこと、双方とも、 \sqrt{E} について調べるとその減少率はほぼ cut off 周波数における振幅帯域制限函数の大きさと比例することなどが考えられる。

	抵抗終端 ($m=1$)		整合区間 ($m=0.6$)	
	E	\sqrt{E}	E	\sqrt{E}
(1) $k=0$	15.5×10^{-4}	3.94×10^{-2}	2.81×10^{-4}	1.68×10^{-2}
(2) $k = \frac{0.693}{0.7^2}$	1.48×10^{-4}	1.22×10^{-2}	0.183×10^{-4}	0.43×10^{-2}
(3) $k = \frac{0.693}{0.5^2}$	0.16×10^{-4}	0.40×10^{-2}	0.012×10^{-4}	0.11×10^{-2}

表 7.1

7.4 結 言

終端条件の変化にもとづく伝送特性及び波形伝送特性の変化について、主としてimage parameter 形回路が適当な帯域制限を受けている場合を検討し、又、終端における反射係数を用い、回路の波形伝送特性が整合条件が満足されている場合に比べて、どのような変化を呈するかを一般的に求める方法を明らかにした。更に、具体的な例として、定 K 形の image impedance に対し、公称 impedance に等しい抵抗終端の場合と、 $m=0.6$ の誘導 m 形の半区間から成る整合区間を使用して抵抗終端を行なつた場合の2種について、波形伝送特性を表現する反響路の反響スペクトルを求め、整合区間の効果を比較した。その結果、整合区間の使用によつて、反射成分の最大振幅はおよそ $1/5$ に減少するが、その継続時間が長くなり、反射成分のエネルギーから求めた平均振幅においては約 $2/5$ に減少しているに過ぎない。したがつて、反射成分のエネルギーを最小にするように終端回路を設計するには、反射係数の周波数特性の選び方に注意する必要がある、伝送帯域にわたつて適当な分布をもつような最適形状を与えるのが望ましいと考えられる。

才 8章 従来の分布定数形遅延線路に対する考察

8.1 緒言

遅延回路網は、主として集中定数形と分布定数形とに大別されるが、後者の分布定数形遅延線路は、集中定数形の場合と異り、伝送特性を自由に選ぶことは不可能であり、その構造上から決定される比較的せまい範囲の伝送特性しか実現できず、ほぼ一定の共通した傾向をもつのが普通である。しかし、一方その構造が均一なため、遅延時間の増加に対しても、その複雑さには大きな変化はなく、単にその全長が増加するのみであるなどの利点を有している。

そこで、本章では、従来の均一な構造をもつ分布定数形の遅延線路がどのような伝送特性を有しているか、又、その伝送特性にはどのような面で問題となる点があるのかについて調べ、更に、あとで述べる強磁性体の有効な利用などに対する基礎的な考察として、磁心を含む分布定数形線路の性質について検討する。最後に、終端における反射の効果などを考慮に入れた実際の伝送特性と波形伝送特性の例について考察する。

8.2 一様な分布定数型遅延線路の遅延特性

ここでは、後述する分割形の分布定数形遅延線路の考察に必要な範囲で通常の分布定数形に強磁性体、強誘電体を用いたものについて検討する。

図 8.1 に示すように、単位長あたりの遅延時間を増すために磁心の上に半径 r_0 の円筒状ソレノイド・コイルを巻き、これと静電容量を形成するように誘電体と電極をもつ普通の形式の分布定数形遅延線路を考える。

このような無限長線路の単位長あたりの遅延時間 T_α は、周知のごとく次式で与えられる。

$$T_\alpha = \sqrt{L_e \cdot C_e} \quad (8.1)$$

ここで、 L_e, C_e はそれぞれ単位長あたりの実効インダクタンスおよび実効静電容量である。

図 8.1 のような線路の C_e は誘電体の誘電率によって変わるが、図の電極の構造がコイルの磁界に対して short circuit を形成しないような形（たとえば、円周方向には互いに絶縁された多数の導線を軸方向に並べたもの、あるいは適当な抵抗率をもつ導電塗料など）であり、さらに、コイルの直径に比べて誘電体の厚さが十分薄いとすれば、 C_e は周波数に対してほ

ば一定と見なしてさしつかえない*。一方 L_e は一般には周波数によって変化する。

したがって、このような遅延線路の遅延時間特性は、 L_e の周波数特性によって決定されると考えてさしつかえない。そこで、 L_e がどのような周波数依存性をもつかを調べる。

図 8.1 の線路の coil の部分のみを取出して、図 8.2 に示す。

図の様に、coil の内部は透磁率 μ_1 、外部は μ_2 であるとし、軸にそつて円筒座標 (r, θ, Z) を取れば、無限長であるから、回路に損失がなければ、 ω なる角周波数における各点の電流電圧は、その周波数における伝ばん定数を $j\beta$ とし、 $K \cdot e^{-j\beta z} \cdot e^{j\omega t}$ の形になる。wire は十分細く、かつ十分密に巻かれているとすると、電流の z 方向の成分は極めて少く、大部分は θ 方向の成分 I_θ である。従つて I_θ による磁界を求めて L を計算しても大差ない。Maxwell の方程式から、 I_θ のみによる field は、現象が円周方向に変化がないとすれば、 H_r, H_z, E_θ の組合わせしかなく、それらは次式を満足する。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_\theta}{\partial z} = j \omega \mu H_r \\ \frac{\partial}{\partial r} (r E_\theta) = -j \omega \mu r H_z \\ \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} = j \omega \epsilon E_\theta \end{array} \right. \quad (8.2)$$

これらの field は、次式で表わされる様な、 θ 成分のみを持つた vector potential A_θ から求めることができる。

$$A_\theta = \{ P I_1(\rho) + Q K_1(\rho) \} e^{-j\beta z} \cdot e^{j\omega t} \quad (8.3)$$

* Video 周波数帯で用いられる遅延ケーブルでは、インダクタンスを低下させず、また、静電容量もできるだけ多くするため、これらの条件が成り立つような構造が非常に多く、従来の種々の文献においても、 L_e は一定として取り扱われている場合が多い。

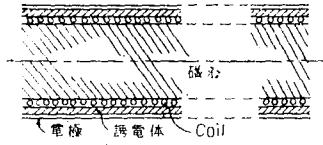


図 8.1 磁心および誘電体を用いた分布定数形遅延線路

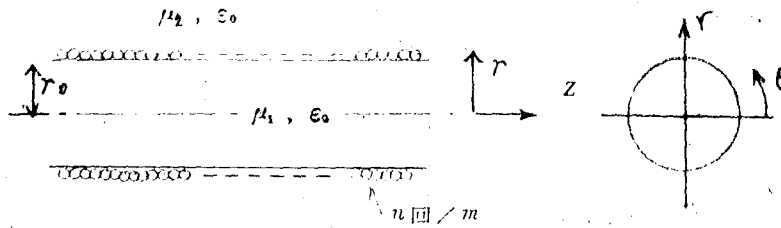


図 8.2

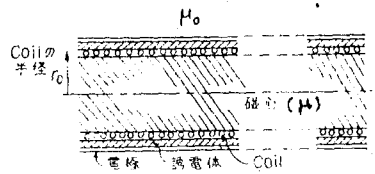


図 8.3 磁心および誘電体を用いた分布定数形遅延線路

ただし $\rho = r \sqrt{\beta^2 - \omega^2 \epsilon \mu}$ であり, $I_1(\rho), K_1(\rho)$ はそれぞれ第 1 種及び第 2 種の order 1 の変形 Bessel 函数である。

磁束の連続性及び Ampere の法則から, 係数 P, Q, を決定し, つぎに, この A_θ を用いて計算される coil 内部の一点における磁界と, その点における coil の電流との交鎖数から単位長の実効 inductance L_e を求めると,

$$L_e = 2\pi r_0 \cdot n \cdot A_\theta(r_0) \\ = \frac{2\pi r_0 \cdot n^2 \cdot \mu_1}{\Gamma_2 \cdot \frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{K_0(\Gamma_2 r_0)}{K_1(\Gamma_2 r_0)} + \Gamma_1 \cdot \frac{I_0(\Gamma_1 r_0)}{I_1(\Gamma_1 r_0)}} \quad (8.4)$$

となる。

こゝで, n は単位長 (m) 当りの coil の巻数, r_0 は coil の半径, $\Gamma = \sqrt{\beta^2 - \epsilon \mu \omega^2}$ で添字 1, 2 はそれぞれ coil の内外を示す。

つぎに, 式 (8.4) を簡単化するのであるが, 考察の対象となる線路の遅延時間 $\tau d = \beta / \omega$ は $1 \mu s / m$ 以上が普通であり, 又, 強磁性体の比透磁率も 1000 以上は考えないものとするれば, $\beta^2 / \epsilon \mu \omega^2 \geq 100$ 程度となるから, $\Gamma_1 = \Gamma_2$ と置いてもさしつかえない。

したがって近似的に,

$$L_e = \frac{2\pi r_0^2 \cdot n^2 \cdot \mu_1}{\beta r_0 \left(\frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{K_0(\beta r_0)}{K_1(\beta r_0)} + \frac{I_0(\beta r_0)}{I_1(\beta r_0)} \right)} \quad (8.5)$$

が得られ, $\beta r_0 = \omega \tau d \cdot r_0$ の函数として表現される。

非常に低い周波数では $\beta \rightarrow 0$ となるから,

$$x \frac{I_0(x)}{I_1(x)} \rightarrow 2 \quad (x \rightarrow 0)$$

$$x \frac{K_0(x)}{K_1(x)} \rightarrow 0 \quad (")$$

を考慮に入れると, L_e は $\omega \rightarrow 0$ のとき,

$$L_e \rightarrow L_0 = \pi r_1^2 n^2 \mu_1 \quad (8.6)$$

になり, 無限長 solenoid の単位長当りの inductance に帰着する。

そこで, 式 (8.5) で表わされた実効 inductance L_e をこの L_0 を用いて基準化すれば, 位相定数 $\beta (= \omega \tau d)$ の函数としての L_e の特性を求めることができる。

具体的な周波数特性を求めたいときには, 先づ, 一つの β に対する L_e を求め, つぎに, 式 (8.1) によつて対応する τd を計算し, 更に $\beta / \tau d = \omega$ 関係によつて ω を求める手段を種々の β について行えばよい。

又, 後述の考察に必要なものは, 線路を伝はんする波の波長であるので, その場合には $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ なる関係を用いるだけで具体的な周波数特性の必要はないわけである。 L_0 によつて基準化した実効 inductance を線路の波長 λ の函数として表現すると, 次式のようになる。

$$\frac{L_e}{L_0} = \frac{1}{\pi \frac{r_0}{\lambda} \left\{ \frac{\mu_1}{\mu_2} \cdot \frac{K_0 \left(2\pi \frac{r_0}{\lambda} \right)}{K_1 \left(2\pi \frac{r_0}{\lambda} \right)} + \frac{I_0 \left(2\pi \frac{r_0}{\lambda} \right)}{I_1 \left(2\pi \frac{r_0}{\lambda} \right)} \right\}} \quad (8.7)$$

以上の考察から推察できることは, L_e の周波数依存性は, coil 内外の磁性体の透磁率の絶対値には関係なく, その相対的な比率にのみ関係すること, 及び coil の半径が重要な影響をもつていることである。

8.3 長い磁心を使用した分布定数型線路の欠点

8.2 で得られたいくつかの関係を用いて, 一様な空心型の分布定数型遅延線路の単位長当りの遅延時間を増大させる目的で, Coil の内部へ強磁性体の磁心を挿入した場合, どのような結果が現われるかについて考えて見る。

先づ, 図 8.3 の如く, coil の外側は透磁率 μ_0 , 内側に μ の透磁率をもつ磁心を挿入した場合, 単位長当りの実効 inductance L_e が周波数に対してどのように変化するかを調べることとする。そこで, 式 8.5 8.7 を用いて, 位相定数 β 又は波長 λ の函数としての

基準値インダクタンス

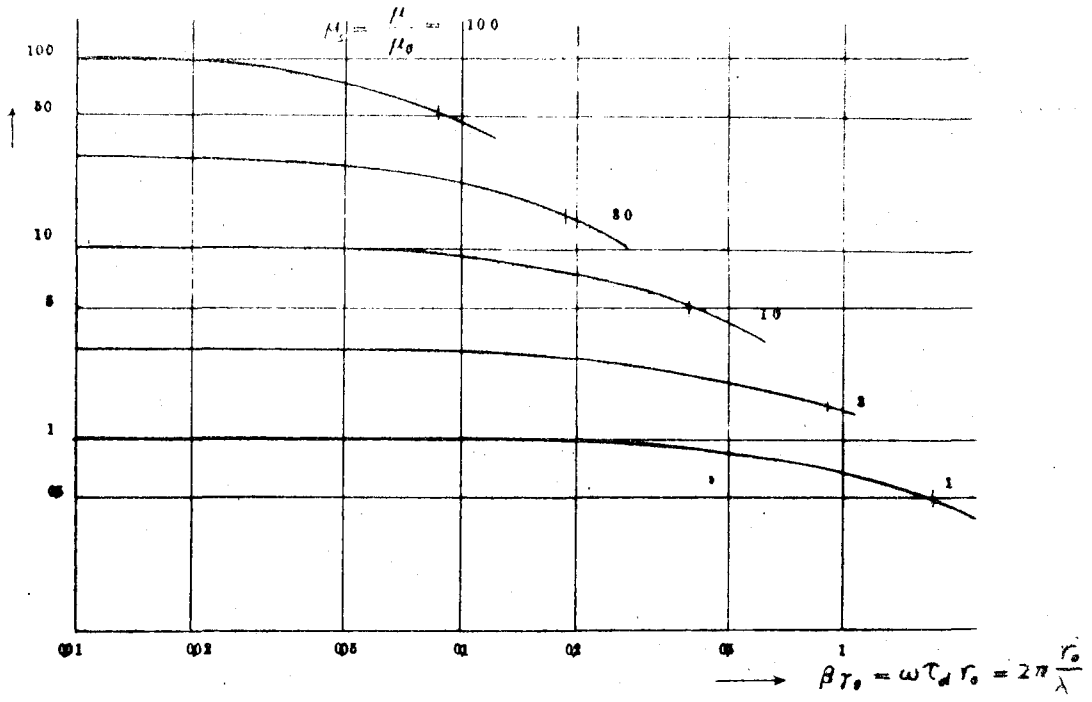


図 8・4 磁心による実効 inductance の変化

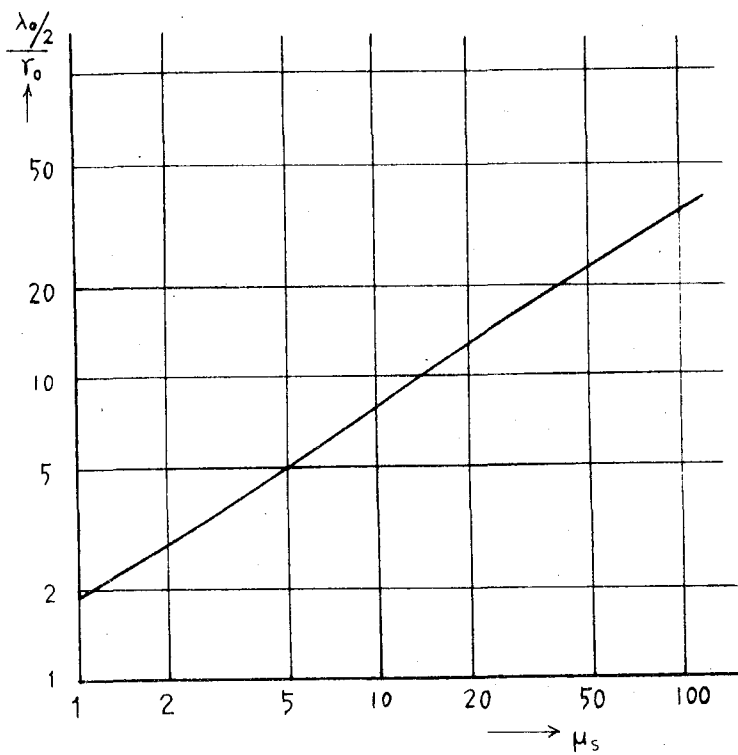


図 8・6 磁心の比誘磁率と実効区間長の関係

L_e の変化を具体的に求めると図 8.4 が得られる。

図 8.4 においては、横軸は、周波数そのものではなく、 $\beta r_0 = \omega \tau_d r_0$ であるので、これが周波数そのものとなるためには、遅延時間 τ_d が一定である場合に限られる。したがって、図 8.4 はおよその目安と考えることにする。しかし、周波数に対する精確な特性は、この図をもとに 8.2 で述べた補正を加えて新しい横軸に対して書き直せばよい。

また、縦軸は空心 ($\mu_s=1$) のときを基準にして表わしてある。この図から、 μ_s を大きくして L_e を増加させると、低い周波数で L_e (したがって τ_d) の低下が起こることがわかる。

このままでは磁心による効果はつきりしないので、集中定数形 (定 K , 誘導 m 形などの low-pass の image parameter 形を考える) の 1 区間に対応して、分布定数形においても実効的な区間を考えることにする。集中定数計の 1 区間では、伝送帯域の端では 180° の位相偏移を生ずるが、分布定数形においては図 8.2 で L_e が $\omega \rightarrow 0$ のときの値の半分になる (τ_d は $1/\sqrt{2}$ 倍) 周波数までを便宜上伝送帯域* を考えておくと、この周波数において 180° 位相差を生ずるような線路の長さは、そのときの波長の半分として直ちに求まる。この様子を示したのが図 8.5 である。その結果、

- (1) 実効的な区間の長さはコイルの半径 r_0 の比として定まる。
- (2) 磁心を挿入することによって、低い周波数における遅延時間は $\sqrt{\mu_s}$ 倍になるが、伝送帯域は μ_s の増加によって急激に減少する。
- (3) したがって伝送帯域を一定に保つためには、 r_0 を小さくせねばならず、遅延時間の増加も余り期待できなくなる。

などが結論できる。

この原因としては、単に磁性体をコイルの内部へ挿入したのでは、遠く離れた巻線間の結合が増加し、それらに流れる電流に位相差があると実効インダクタンスが低下するものと考えられる。この現象を防ぐためには、コイルの外側も同様な磁性体で取り囲む方法が考えられるが、コイルを巻くために、内外の磁性体の間に間げきを設けなければならず、したがって、この現象がある程度残るのは止むを得ない。

ただ、伝送特性が線路の損失による減衰特性の方から決められている場合には、 μ_s が比較的小さい範囲では磁心による効果が期待できるものと思われる。

* 少ないひずみで伝送されるという意味である。線路に減衰があれば伝送帯域を、さらに小さく選ばなければならない。

8.4 分布定数型遅延線路の伝送特性の例

8.3までと考察したものは、一様な無限長の分布定数型線路の遅延特性についてとあつたが、実際に用いる場合には有限長の線路となることを考慮に入れなければならない。したがって、有限長であるための効果が、上述の諸特性に相加される。その最も大きなものは、終端における反射である。

この場合、線路の特性 impedance が一定であれば、終端には単なる抵抗を用いるだけで十分となるが、上述のように、単位長の実効 inductance が周波数によって変化することを考えると、特性 impedance も周波数によって変化を受ける。したがって、当然ながら、特別な終端整合回路を使用しないと反射を生ずることになる。特に、一様な分布定数型遅延線路の振幅特性は広帯域性を有しているために、集中定数型の場合と異なり、反射による echo が余り減衰しないため、伝送特性に悪影響を及ぼすことが考えられる。このような考察のうらづけとなる一例を示そう。

図 8.6～8.8 は従来の分布定数型遅延線路の一例（〇社製）について、周波数領域及び時間領域における伝送特性について検討した結果を示した。この線路は、最も普通に用いられている遅延ケーブルの代表的な一種であり、その遅延時間は約 $1\mu s$ 、全長 65 cm 、特性 impedance は公称 $2.8\text{ K}\Omega$ である。

図 8.6 は、これらの諸特性を測定するための接続図を示し、図 8.7 は、この遅延線路の周波数（振幅）特性を示す。又図 8.8 では、(a)の如き入力波形を印加したとき、出力端子間に現われた出力波形を (b)に示してある。

この一例から結論できることとして、一様な分布定数型遅延線路では、単位長当りの遅延時間が特別に小さいものを除けば、

- (1) 線路の損失から決定される振幅特性の cutoff 周波数は、遅延時間特性の低下し始める周波数に比してかなり高いと考えられる。
- (2) したがって、遅延時間特性によって立上り時間がほぼ決定されると見られる。
- (3) step 状の入力に対して、その出力波形では、主応答に先だつ振動成分が発生するがこの現象は、8.2で考察したように、周波数の増加に対して、次第に減少する遅延特性の結果であると考えられる。
- (4) 振幅特性に示されている如く、終端の反射が存在する。

などの点が考えられる。

このような線路の波形伝送特性は、図に示されているように、余り良好とは言えない。

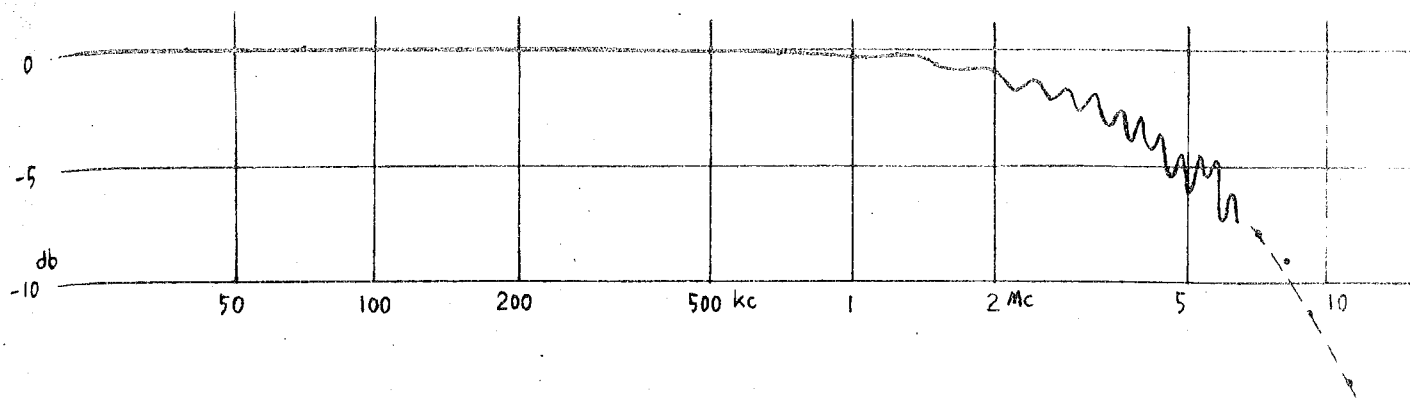


図 8.7 分布定数形遅延線路の 振幅特性の一例

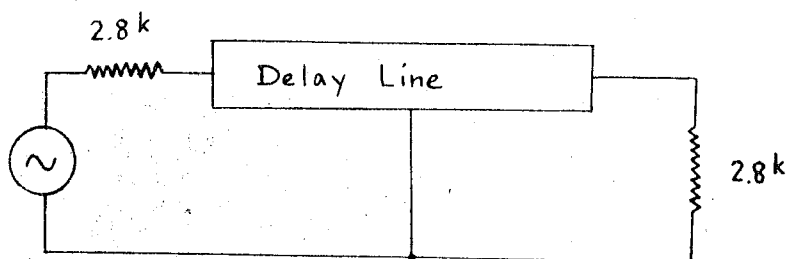


図 8.6

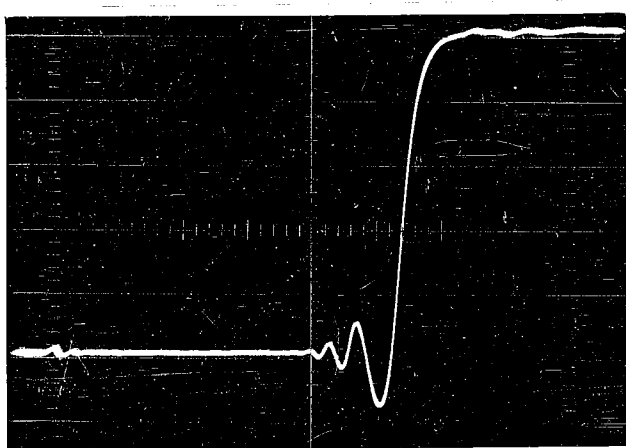
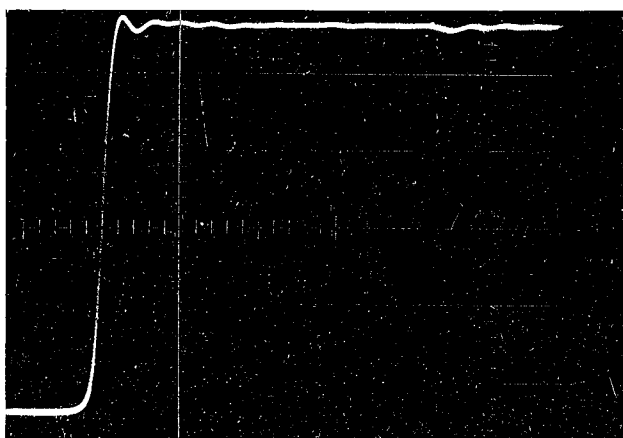


図 8.8

(0.2 μ s/cm)



又、この線路の遅延時間は約 $2\mu s/m$ であり、この値を増加させる目的で coil の直径を増加させたり、磁心を挿入した場合などには、立上り時間は増加し、波形伝送特性の悪化を招くことが、8.2の考察から結論される。

8.5 結言

以上で考察した如く、一様な分布定数型遅延線路においては、その構造が簡単であるという利点がある一方、その伝送特性には、種々の問題点が存在することが明らかとなった。すなわち、遅延時間特性が単調減少の傾向をもつため、波形伝送特性もこの線路特有の形を呈すること、反射の影響が必ず存在すること、などである。又、線路の特性が、その長さと同径の比によって大きく左右され、伝送特性の良好さと、単位長当りの遅延時間とは相反する条件となっている。更に、強磁性体の利用によって、単位長当りの遅延時間の増加を計るとは、同時に伝送特性の低下を伴う。したがって、伝送特性の低下を招くことなしに、小型化を計ることは、このような分布定数線路の構造のままでは不可能であり、強磁性体などの材料の有効な利用も行いにくい。

才9章 小形で波形歪の少ない新形式の遅延線路 —— 分割形分布定数遅延線路

9.1 緒言

強磁性体を利用することによって分布定数形遅延線路を小形で伝送特性なものに改良するためには、従来のまゝの構造で単に磁心を coil の内部に挿入したのでは良好な結果は得られず、ある程度の構造的な変形を必要とすることは第8章において結論された。そこで、このような材料を有効に利用して、小形高性能化をはかった例として、分布定数形の遅延線路を構成しているコイルの内側のみでなく、外側をも強磁性体で取囲み、同時にこれを誘電体としても利用し静電容量を構成させるものなどが発表されているが、⁽⁷⁾⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾材料の有効な利用という点から見ると、未だ不十分な点が残されているように思われる。こゝでは上記のように、強磁性体または強誘電体を有効に利用する一方法として、磁心および強誘電体を用いた分布定数形遅延線路を適当な長さ（磁心の性質からきめられる）に切断し、これを基本区間として、隣接区間との間の電磁的な結合が余り大きくないように互いに間げきを置いて多区間接続して用いる分割形分布定数遅延線路の特徴を述べる。⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾また、この形のうち、理論的検討が行ない得る空心ソレノイド・コイルを用いた場合について、その伝送特性と遅延時間特性の補償法について考察し、磁心を用いる場合の基礎とする⁽⁴²⁾
⁽⁴³⁾。

9.2 分割形分布定数遅延線路の基本的性質

純粋な分布定数形では、コイル内に磁心を挿入することによって、図8.5に示すように実効的な1区間の長さが増加した。集中定数形においては、遅延回路全体に含まれる区間数によって回路の（遅延時間 / 立上がり時間）が決定される。したがって、分布定数形においても、一定の長さの線路に含まれる実効区間数はできるだけ多いことが望ましい。また、実際に使用する立場からは分布定数形は、その直径よりも長さから受ける制約が多い。そこで遅延時間と区間数を減少させることなく長さが短縮できることが望ましく、そのために多少直径が増加してもあまり問題にならない。

そのためには、図8.1のような通常の分布定数形遅延線路（磁心および強誘電体を用いたものも含めて）を有限長で切断したものと考える。このとき、後述するよりその長さが図

8.5に示した実効的な1区間の長さ程度以下であればどのように短くても1区間として働らくことが結論できる。そこで、このような有限長線路を基本区間とし、隣接区間との間に電磁界的結合があまり無いような形で多区間接続して遅延線路を構成することができる。

このような分割形分布定数遅延線路と通常の分布定数形を比較するために、図9.1(a)のような分布定数形と、これを n 分割してつくった分割形分布定数形(b)を考える。ここで前者の遅延時間を Td_1 、実効区間数を m とする。後者では遅延時間は分割によって減少するが、区間数は n/m 倍に増加する。この遅延時間の減少は分割によるインダクタンスの減少にもとづくので、磁心のある場合は実験的にきめなければならないが、空心の場合には長岡係数から算出できる。たとえば、 $n/m=10$ では、図8.5から1区間の(長さ/半径)は約0.18となるので、遅延時間は約0.4倍に減少するが、他方区間数は10倍になる。

この分割分布定数形では、コイルの半径を増加させても区間数には無関係であるから、遅延時間の減少は、半径の増加によって補うことができる。さらに半径を増加させることによって、同一遅延時間を得るのに区間数を減少させることができるため、長さを短縮することができる。ただし区分相互間にはある程度の間げきを置くか、または角度を変えて配列するなどの手段が必要となる。ここで分割分布定数形の特徴をあげると

- (1) 分割された1区間の長さは、およそ無限長線路の実効区間長(図8.5)以下にしなければ改善はない。
 - (2) 空心より磁心を用いた場合に適する。
 - (3) 半径の大きなコイルを用い、長さを短くしても特性の劣化が起こらない。
 - (4) したがって、強誘電体の利用が容易である。
 - (5) 後述するように、伝送特性の補償ができる。
 - (6) 構造が分布定数形より複雑になるが、集中定数形に比べれば簡単である。
- などとなる。

このような形式の遅延線路が適する周波数範囲としては数百 Kc ～数十 Mc 、遅延時間は $10\mu s$ 程度以下また、特性インピーダンスは 100Ω ～数 $K\Omega$ 程度と考えられる。

9.3 分割形分布定数遅延線路の伝送特性

上述のような分割形分布定数線路の伝送特性が計算によって求められるのは空心の場合に限られ、磁心が入った場合は不可能に近い。したがって、ここでは空心の場合について、基本区間の伝送特性を調べることにする。図9.2に示すように、半径 r_0 、長さ l の円筒状に

巻数 N のソレノイド・コイルを巻き、さらに共通帰線となる電極^{*}をもった分割形分布定数線路の 1 区間を考える。

コイルの軸方向に x 軸を取り、コイルの両端で $x = 0$ 、および $x = 1$ となるよう基準化する。ここで、コイルの導線は十分細く、かつ密に巻いてあるとすれば、導線の傾斜（図の β ）はほとんど零である。また、構造上、円周方向には変化がないことを考えに入れると、任意の点 x における導線の電流 $I(x)$ と、帰線からの電位差 $V(x)$ は次式を満足する^{*}。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV(x)}{dx} = -j\omega N \cdot 2\pi r_0 A_\theta(x) \\ \\ \frac{dI(x)}{dx} = -j\omega C_0 V(x) \end{array} \right. \quad (9.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV(x)}{dx} = -j\omega N \cdot 2\pi r_0 A_\theta(x) \\ \\ \frac{dI(x)}{dx} = -j\omega C_0 V(x) \end{array} \right. \quad (9.2)$$

ここで、 $A_\theta(x)$ は各部の電流分布によってきまる点 x の vector potential の円周方向の成分（他の方向の成分はない）であり、 C_0 は全体の静電容量である。

式(9.2)は、通常の分布定数形の平行線の場合と同じであるが、式(9.1)の右辺が点 x における電流のみで定まらず、他の部分を流れる電流によって生ずるこの点の磁界が関係することを示している。

ここで、ソレノイド・コイルの A_θ を一般形で取扱うのは容易でないので、 $r_0/l \geq 1$ の範囲では数%の誤差で成立つ近似式⁽⁶⁾、

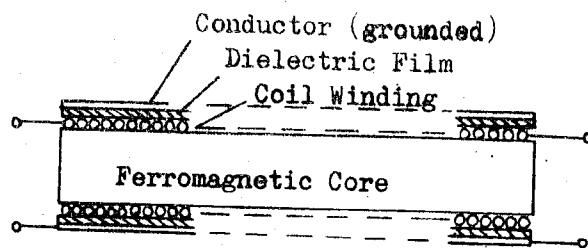
$$A_\theta(x) = \frac{\mu_0}{2\mu} \cdot N \cdot \int_0^1 I(y) \left\{ \log e \frac{8r_0}{l|x-y|} - 2 \right\} dy \quad (9.3)$$

を用いることにする。

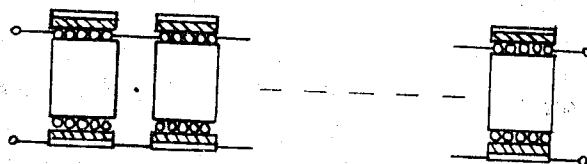
式(9.1)、(9.2)、(9.3) から $V(x)$ および $A_\theta(x)$ を消去し、 $I(x)$ と x に関する式を求めると、つぎのようになる。

* コイルの磁界に対して short circuit を形成しないようにする。

* 簡単にするため、コイルの分布容量は省略する。



(a)



(b)

図 9.1 分布定数形と分割分布定数形遅延線路

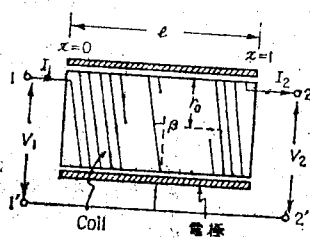
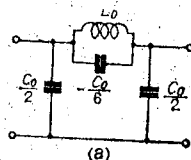
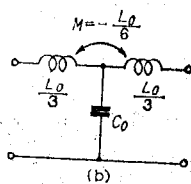


図 9.2 空心形の分割分布定数形遅延線路の基本区間



(a)



(b)

図 9.3 Coil の $r_0/l \rightarrow \infty$ の場合の等価回路 (a), およびその双対回路 (b).

$$I(x) = I_{x=0} + \left(\frac{dI}{dx} \right)_{x=0} \cdot x + \omega^2 \mu_0 C_0 r_0 \cdot N^2 \int_0^1 I(y) f(x,y) dy \quad (9.4)$$

ただし

$$f(x,y) = \frac{2}{1} \left\{ \left(\frac{1}{2} - \log e \frac{8r_0}{l} \right) x^2 + y(2x-y) \log e y + xy + (x-y)^2 \log e |x-y| \right\} \quad (9.5)$$

ここで集中定数形と同様に ω の基準化を行なう。

式(9.1)~(9.3) から $\omega \rightarrow 0$ のときのインダクタンスを求めると、つぎのようになる。

$$L_0 = r_0 \cdot \mu_0 \cdot N^2 \left\{ \log e \frac{8r_0}{l} - \frac{1}{2} \right\} \quad (9.6)$$

これは図9.2で電極を取去って、1-2端子間で測ったコイルのインダクタンスである。これと全体の静電容量 C_0 とからきまるつぎの ω_0 を用いて、

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_0}{2} \cdot \frac{C_0}{2}}} \quad (9.7)$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \omega_N \quad \text{: 基準化角周波数}$$

のようにきめる。

式(9.4)を ω_N で表わし、 $x=0$ および $x=1$ の端子条件を入れれば、回路の四端子表示式の一つが求まり、さらに、自然回路網であり、かつ対称回路であるという条件から他の一つも決定される。その結果、四端子行列は

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g(1), \frac{g^2(1)-1}{j2\omega_N h(1)} \cdot \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \\ j2\omega_N \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} h(1), g(1) \end{pmatrix}$$

のように決まる。ここで式の中の $g(1)$ および $h(1)$ はつぎの積分方程式を満たす関数 $g(x)$ および $h(x)$ の $x=1$ における。

$$g(x) = 1 + \frac{4\omega N^2}{\log e \frac{8r_0}{l} - \frac{1}{2}} \int_0^1 g(y) \circ f(x \circ y) dy \quad (9.9)$$

$$h(x) = x + \frac{4\omega N^2}{\log e \frac{8r_0}{l} - \frac{1}{2}} \int_0^1 h(y) \circ f(x, y) dy \quad (9.10)$$

ここで、実際に伝送特性を求めるには、式(9.9)、(9.10)を解かなければならない $\frac{r_0}{l} \rightarrow \infty$ 、すなわちコイルが極めて短いときには、これらの式は近似を行なうことによつて解析的に簡単に解けるため、その結果を式(9.8)に代入して四端子行列を求めて見ると、図9.3(a)に示した回路の四端子行列に限りなく近づくことがわかる。また図9.3(a)の回路は(b)の回路の双対回路であるから、遅延特性は等しく、単にインピーダンス特性のみが異なるだけである。したがって、コイルの長さが極めて短い分割分布定数形の1区間は、図9.3の回路に極めて近い遅延特性をもっている。図9.3(a)の回路は集中定数回路では実現できない $\frac{r_0}{l} \rightarrow \infty$ 以外の場合には、式(9.9)、(9.10)を数値積分によつて連立一次方程式に変換し、これを解いて近似解を求めることにした。コイルの寸法としては、 $\frac{r_0}{l} = 10, 5, 2.5$ の3種について、また数値積分の分点の取り方としては $x=0 \sim 0.6$ の間は0.1間隔の7点、0.7~1までは0.05間隔の7点、計14点について行なった。 x が小さいところに比べると、 x が1に近い方が計算精度が低下するため上のような不均一な分点を採用した。ここで、 $g(0)=1, h(0)=0$ を考慮に入れると13元連立方程式を種々の周波数について解くことによつて近似解を求めることができる。

ここでは、このようにして求めた $g(x), h(x)$ については直接に示してはいないが、この結果を用い、式(9.8)によつて計算した回路の image parameter を揚げることにした。まず、表9.1には種々の $\frac{r_0}{l}$ について求めた cut off 角周波数を示し、図9.4には振幅特性と位相及び相遅延特性および特性インピーダンスを示した。

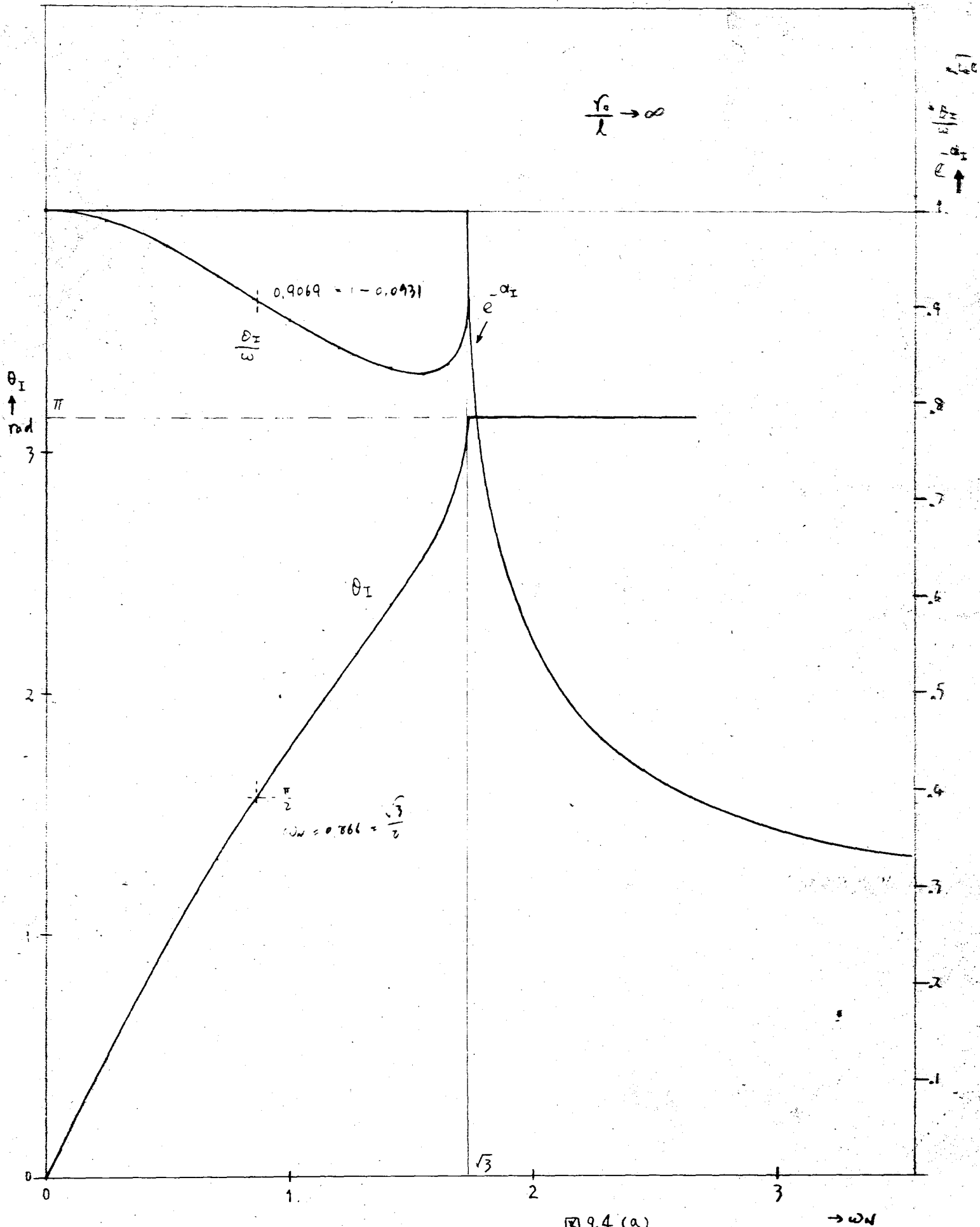
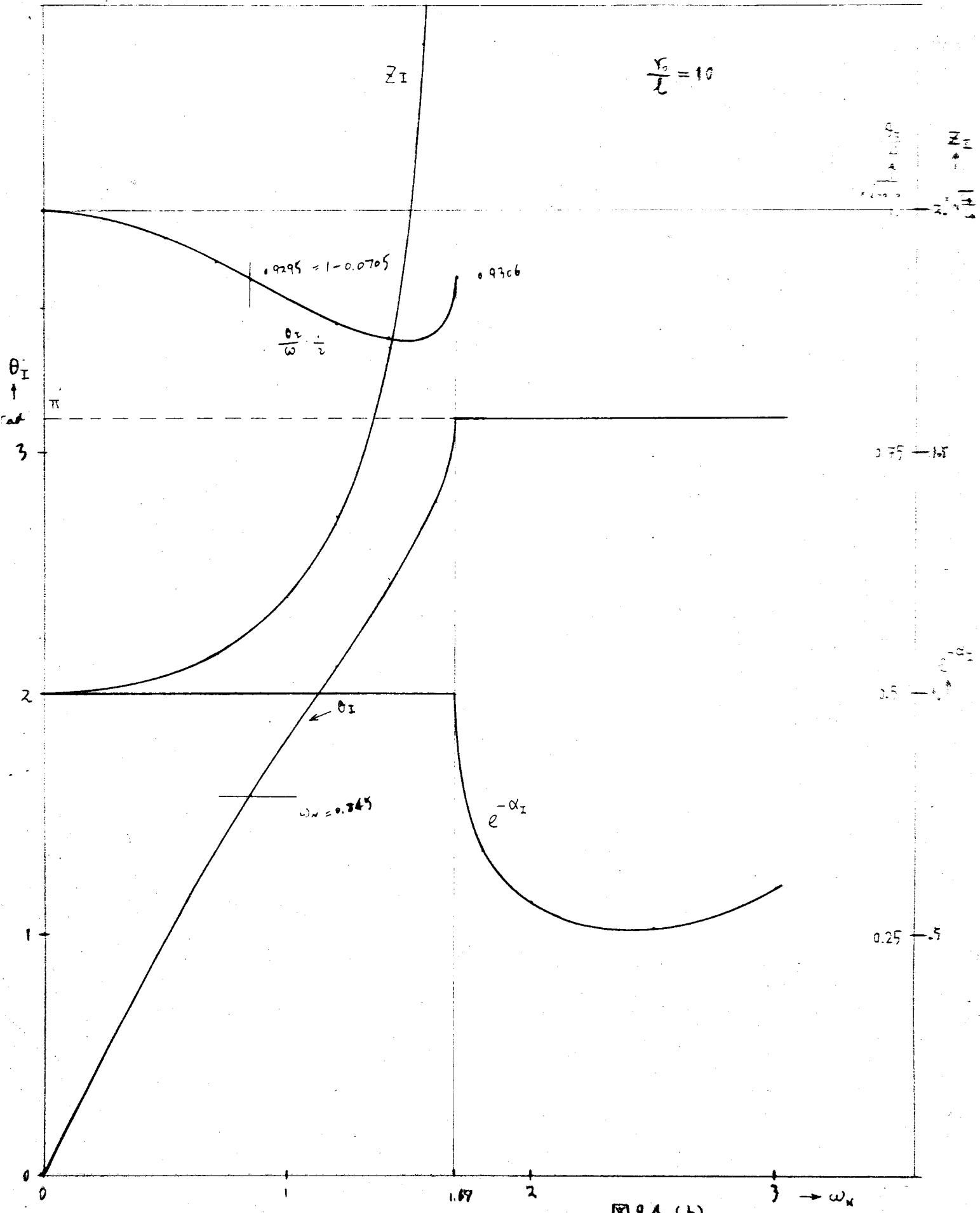


图 9.4 (a)



9.4 (b)

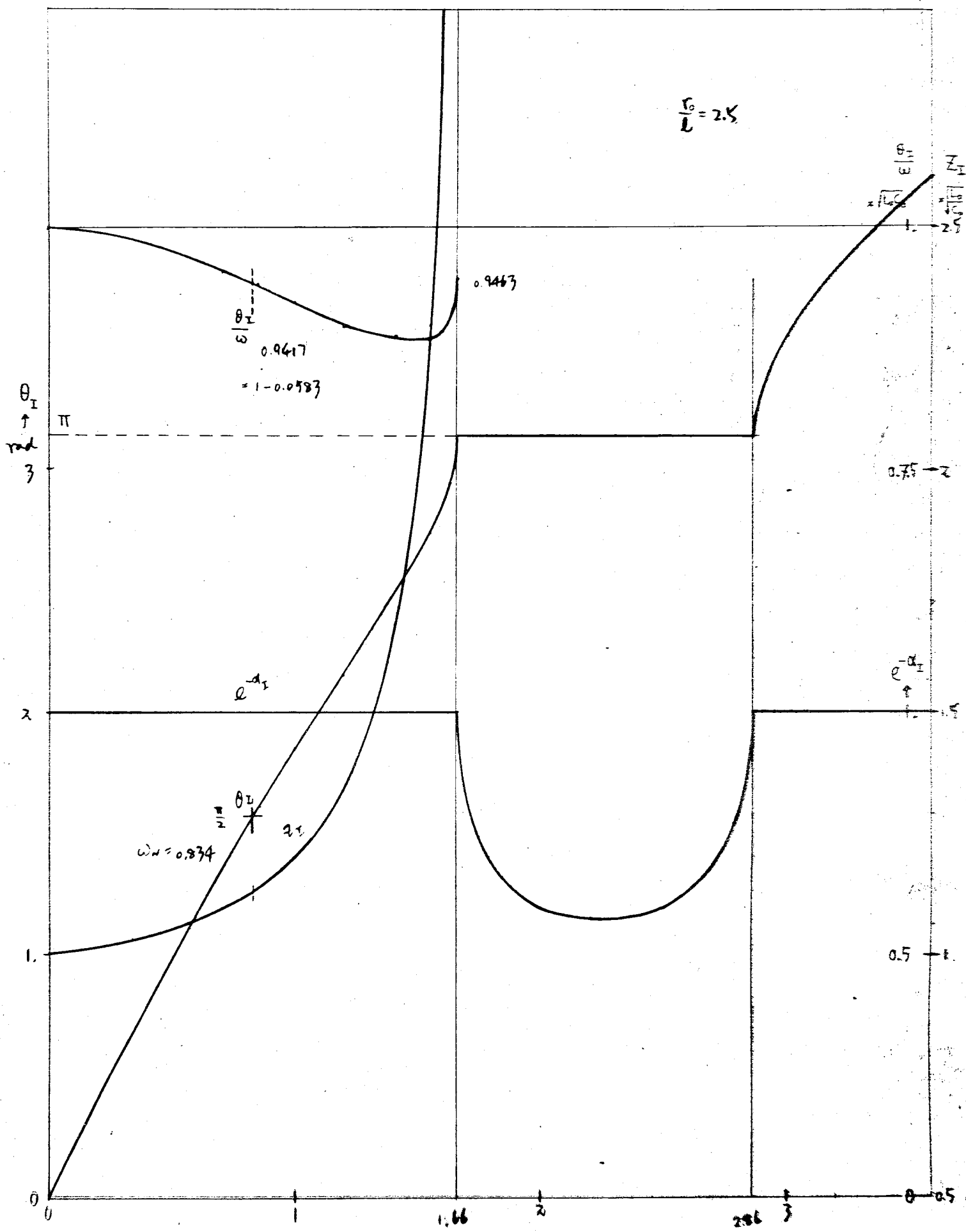


图 9.4 (d)

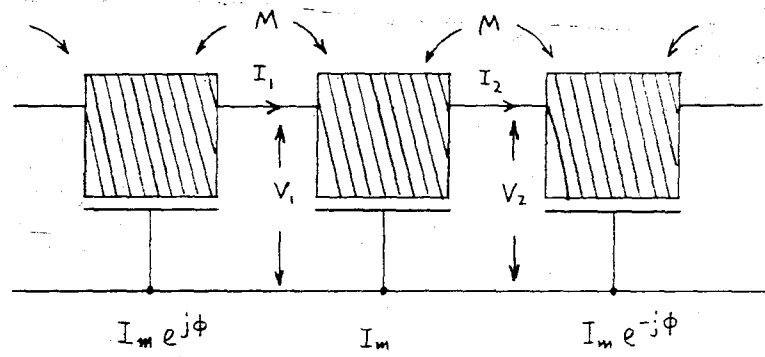


図 9.5 電磁結合がある場合

表 9.1 各コイル寸法に対する out off 角周波数

コイルの r_0/l	out off 角周波数
∞	$\sqrt{3} \omega_0$
10	1.69 ω_0
5	1.68 ω_0
2.5	1.66 ω_0

ここで、遅延特性としては相遅延時間 ($\frac{\theta}{\omega}$) よりも群遅延時間 ($\frac{d\theta}{d\omega}$) の方が適当と思われるが、ここでは位相角 θ が数値でしか与えられていないため、微分計算による誤差を避けるため相遅延時間を採用した。

また、ここには示していないが、このような分割形分布定数線路は複数個の通過帯域をもっており、コイルの長さ半径の比 ($\frac{l}{r_0}$) が増加するにしたがって低周波側に移動する。このような回路の性質をまとめると、

(1) 低い周波数における遅延時間と特性インピーダンスは、それぞれ $\sqrt{L_0 C_0}$ および

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad \text{で与えられる。}$$

(2) 一般に複数個の通過帯域をもつが、最も重要な一番低い通過帯域での性質は coil の寸法によって大きな変化はない。

(3) コイルの長さが十分短い ($\frac{r_0}{l} \rightarrow \infty$) ときには、図 9.3 (a) の回路と等価になる。

また近似的には多少長くなってもほぼ等価と考えられる。

(4) 通過帯域 (一番低い) 内での映像相遅延時間の偏差はコイル寸法によって多少変わるが 15% 前後である。

(5) 特性インピーダンスは集中定数形の特性に近く、out off 周波数付近で急に増加するようになる。などのことが結論できる。また、実際にこの形の遅延線路を使用した場合の減衰特性は、out off 周波数付近までは減衰が少なく、それ以後は急に増加する形になると考えられる。さらに、コイルの長さが長くなるにしたがって第二番目の通過帯域が、一番下の通過帯域に近づいて来るため、その間にある減衰帯域における減衰も次第に減少する。

実際に遅延線路を構成する場合には、図 9.2 に示したような基本区間を多数導線によ

って接続し、電磁的な結合は少なくなるように間隔などを置くのであるが、現実にはこの間隔を余り大きく取るのは不利である。

したがって、この結合による影響を考える必要があり、また、その量を適当にすることによって伝送特性の補償が問題になる。以下、この点について考える。

9.4 遅延時間特性の補償

上述のような電磁的な結合のうちで、最も問題になるのが隣接コイル間の相互誘導である。この影響を一般的に扱うことは困難であるので、つぎのような仮定を置く。

- (1) 無限個の区間が接続されたものの一部をかんがえる。
- (2) 隣接各区間内の一定の点における電圧電流は、図 9.5 のように $\phi(\omega)$ の位相差をもつ。
- (3) 隣接コイル間以外の結合は無視する。
- (4) 1つの区間が隣接区間におよぼす効果は、その区間内の各巻線の電流の平均値でま

る。この仮定は区間数がかなり多ければ、cut off 周波付近を除いた通過帯域内で近似的に成立すると考えられる。

ここで、相互誘導の大きさを表わすのに、図 9.5 において帰線の電極を除きコイル部分のみを取出したときのコイル間の相互インダクタンス M を用い、コイルが同方向に巻いてあるときに負の符号とする。図 9.5 の真中の区間の電流の平均値を I_m とすれば、左右の 2 つによって真中の区間に誘導される起電力 V' は

$$V' = j\omega M (I_m e^{j\phi} + I_m e^{-j\phi}) = j\omega M \cdot I_m \cdot 2\cos\phi \quad (9.11)$$

となる。これより前述の式 (9.1)、(9.2) に対応する関係として次式が得られる。

$$\frac{dV}{dx} = -j\omega N \cdot 2\pi r o A \theta^1(x) + j\omega M I_m \cdot 2\cos\phi \quad (9.12)$$

$$\frac{dI}{dx} = -j\omega C o V(x) \quad (9.13)$$

ここで、添字 1 は自分の区分による効果を示す。式 (10.12)(10.13) より回路の四端子表示式の一つを求めると

$$I_2 = I_1 \cdot g(1) - j\omega C_o V_1 h(1) + \omega^2 C_o M I_m \cos \phi \quad (9.14)$$

が得られる。ここで、 $g(1)$ および $h(1)$ は相互誘導のない場合に前節で式 (9.9), (9.10) から求めたものである。図 9.6 の端子条件として得られる関係、すなわち、 $V_1 = Z_1 \cdot I_1$, $I_1 = I_2 \cdot e^{j\phi}$ を用い、さらに、 $I_m = \alpha \cdot I_2 \cdot e^{j\phi/2}$

と置けば、式 (9.14) は

$$e^{-j\phi} = g(1) - j\omega C_o Z_1 h(1) + \omega^2 C_o M \alpha \cdot e^{-j\phi/2} \cos \phi \quad (9.15)$$

となる。ここで係数 α は区間内の電流分布から求められるが、この場合には回路が対称であるため実数となる。また、 Z_1 は特性インピーダンスで、通過帯域では実数となる。そこで式 (9.15) を実部および虚部に分けることによって、つぎの二つの関係式が得られる。

$$\phi = \cos^{-1} \frac{g(1)}{1 - \omega_N^2 \cdot \frac{M}{L_o} \cdot 4\alpha \cos \frac{\phi}{2}} \quad (9.16)$$

$$Z_1 = \frac{\sin \phi - \omega_N^2 \cdot \frac{M}{L_o} \cdot 4\alpha \sin \frac{\phi}{2} \cdot \cos \phi}{2\omega_N h(1)} \cdot \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} \quad (9.17)$$

この ϕ および Z_1 が相互誘導がある場合の位相角および特性インピーダンスである。この場合の特徴としては、

- (1) 位相角が 90° および 180° の周波数では相互誘導による影響は現われない。
- (2) 通過帯域は変わらない。

が結論できる。

式 (9.16)、(9.17) を用いて相互誘導による効果を調べる場合、式中の α としては、式 (9.9)、(9.10) から求まる $g(x)$ 、 $h(x)$ を使って $M=0$ の場合について計算したもの* 以外には得られないが、一般に結合度 M/L_0 がかなり小さいので、第一近似としてこれを採用することができる。また $\omega_N \rightarrow 0$ の場合の遅延時間および特性インピーダンスは

$$\left. \begin{aligned} \tau_{d0} &= \sqrt{L_0 \cdot C_0} \cdot \sqrt{1 - \frac{2M}{L_0}} \\ Z_{10} &= \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cdot \sqrt{1 - \frac{2M}{L_0}} \end{aligned} \right\} \quad (9.18)$$

で与えられる。

ここで、一例として、 $\frac{r_0}{l} = 2.5$ の場合について、 $\omega_N \rightarrow 0$ の遅延時間が、位相角が 90° のときの遅延時間に等しくなるように M/L_0 を選んだ場合について式 (9.16)、(9.17) を用いて調べることにする。この場合、図 9.4 より $M/L_0 = +0.058$ が得られる。すなわち、コイルは一つ置きに巻線方向が反対になっており、かつ 5.8% の結合をもつようにする。このときの相遅延時間特性および特性インピーダンスを示したのが図 9.6 である。out of 付近では誤差が増加するため省略した。その結果、遅延特性はかなり良く補償されることがわかる。他の寸法のコイルについても同様な M の値を求めておくと表 9.2 のようになる。

表 9.2

coil の r_0/l	補償 M/L_0
∞	9.3%
10	7.1
5	6.5
2.5	5.8

$$* \quad a = \sqrt{\left\{ \int_0^1 g(x) dx \right\}^2 + \left\{ \int_0^1 \sqrt{1-g^2(x)} \cdot \frac{h(x)}{h(1)} dx \right\}^2}$$

より求まる。

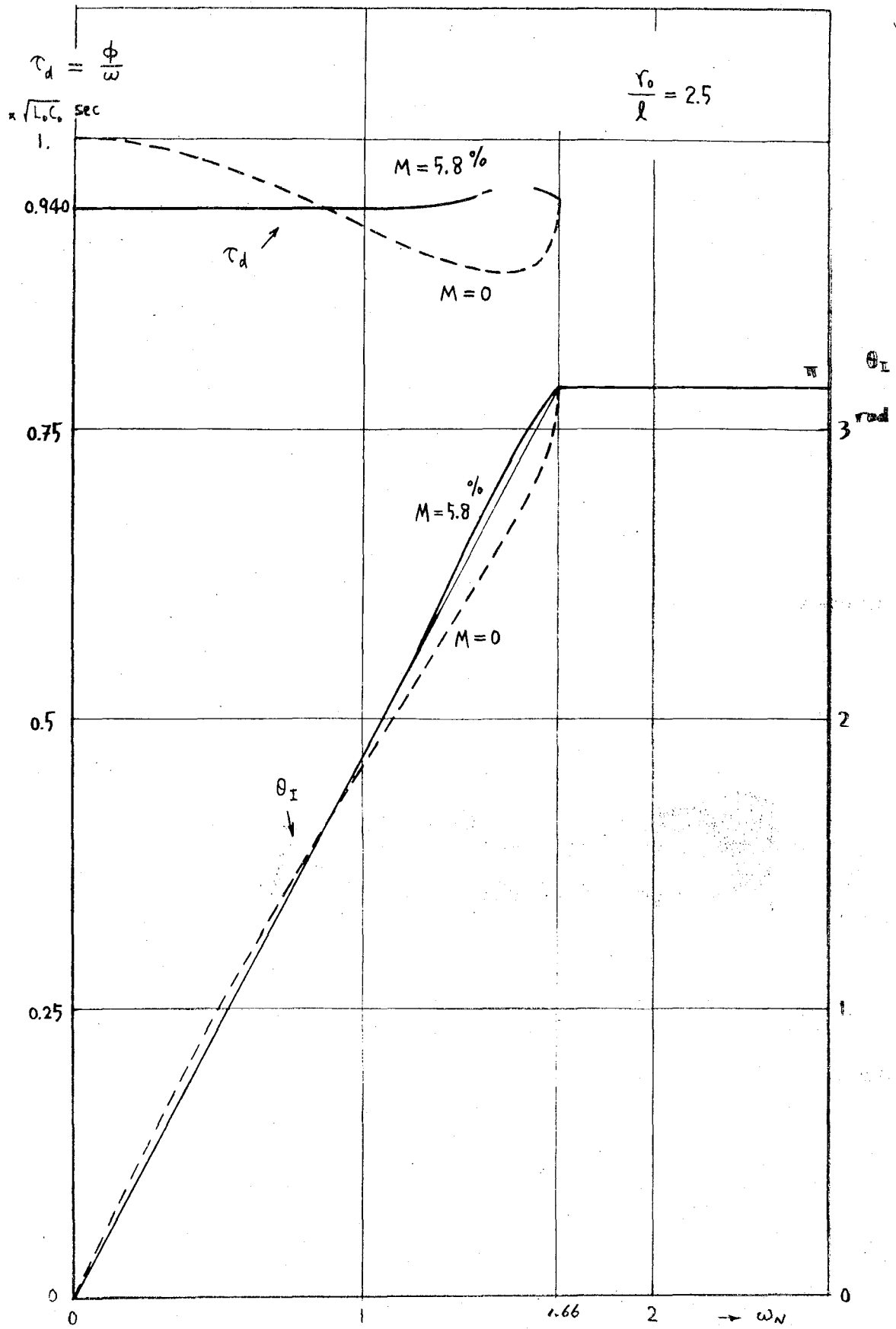


图 96 (a) 相互誘導による補償

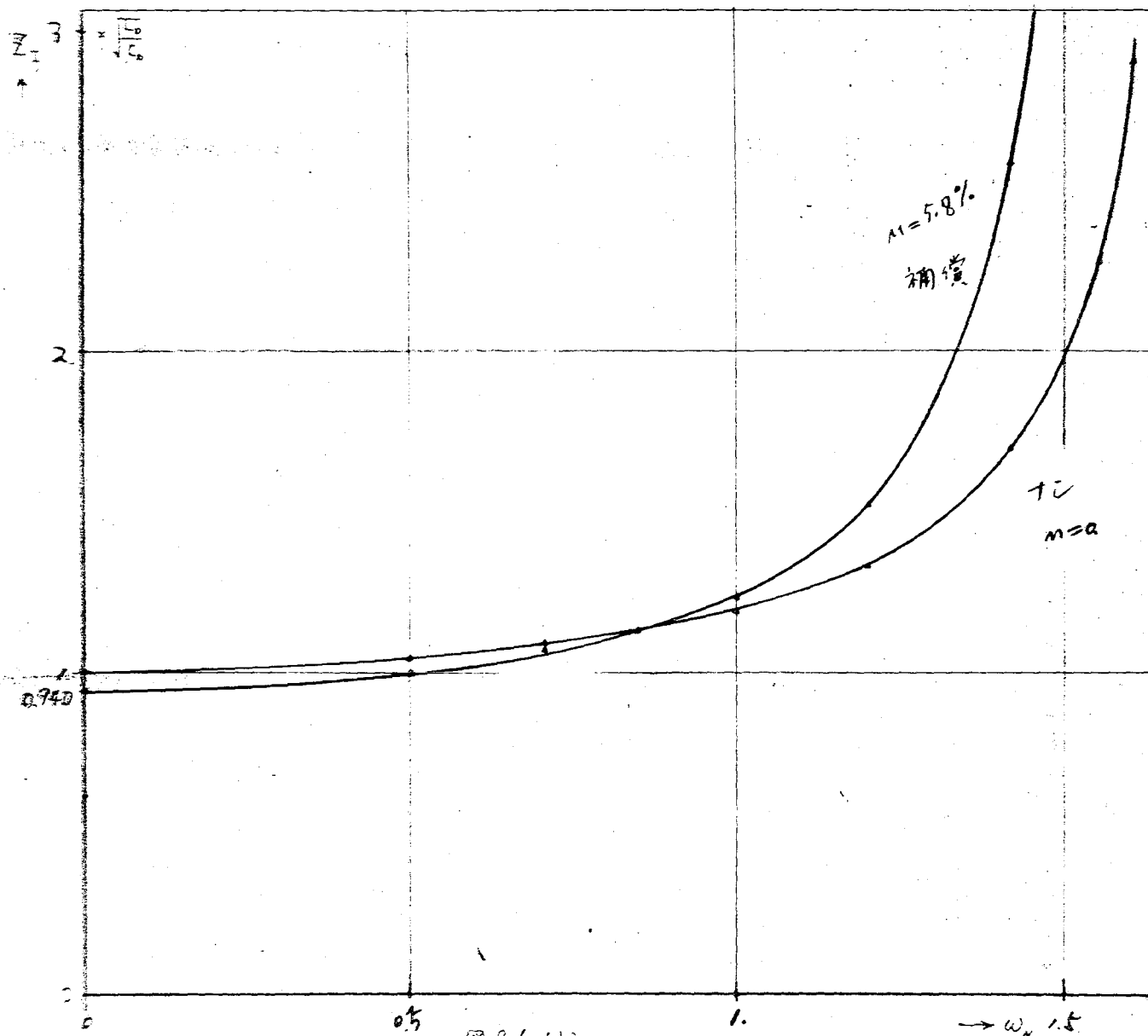


图 9.6 (b)

9.5 分割形分布定数遅延線路の波形伝送特性

前節まで求めた空心形の分割形分布定数遅延線路の波形伝送特性について考察することにする。これらの遅延線路に、その cut off 周波数に等しい制限周波数をもつ理想 filter を通過した impulse を入力として加えた場合の応答波形を計算する。

そこで、線路の基本区間を構成する coil の半径 r と長さ l の比によつて線路の伝送特性がかなり変化するから、これを parameter として、 r/l が ∞ 、10、5、25 の4つの場合について、image impedance に等しい impedance で終端した整合時の波形を求める。

計算方法としては、第6章において集中定数形の遅延線路に関して採用した方法と同じであり、伝送函数の25個の分点値から Fourier 係数を近似的に計算して波形の sampling 値を求め、応答波形を計算した。

それらの結果を、図9.7 - 9.8に示す。横軸は、cut off 角周波数 ω_c を用いて基準化した。又、区間数 N は1、2、4である。

図には、 $r/l=25$ 、10 の二つの場合を示したが、その他の parameter の場合も殆んど同様な形状を呈している。

これらの遅延補償を行ってない線路の帯域制限のもとにおける impulse response は、誘導 m 形の遅延回路と比較すると、いづれも $m = 1.5 \sim 1.7$ の場合の応答波形に近い形状となっていることが明らかになった。

又、図には示してないが、9.4で考察した遅延特性を補償した分割形分布定数線路の応答波形は、区間数が1~4程度では、理想 filter の応答波形と殆んど変わらないことが確認された。

9.6 結言

以上のように分割形分布定数遅延線路の基本的性質および空心の場合の伝送特性を明らかにし、さらに区間相互間の電磁的結合による影響および遅延特性の補償について考察した。このような遅延線路は通常の分布定数形に比べると、強磁性体または強誘電体の利用が行ない易く、小形で伝送特性の良好なものが得られる反面、構造が複雑になる。しかし集中定数形に比べれば構造が簡単であるため、遅延時間に比してかなり速い立上がり時間が要求されるとき、すなわち区間数がかかなり多い場合に適すると思われる。

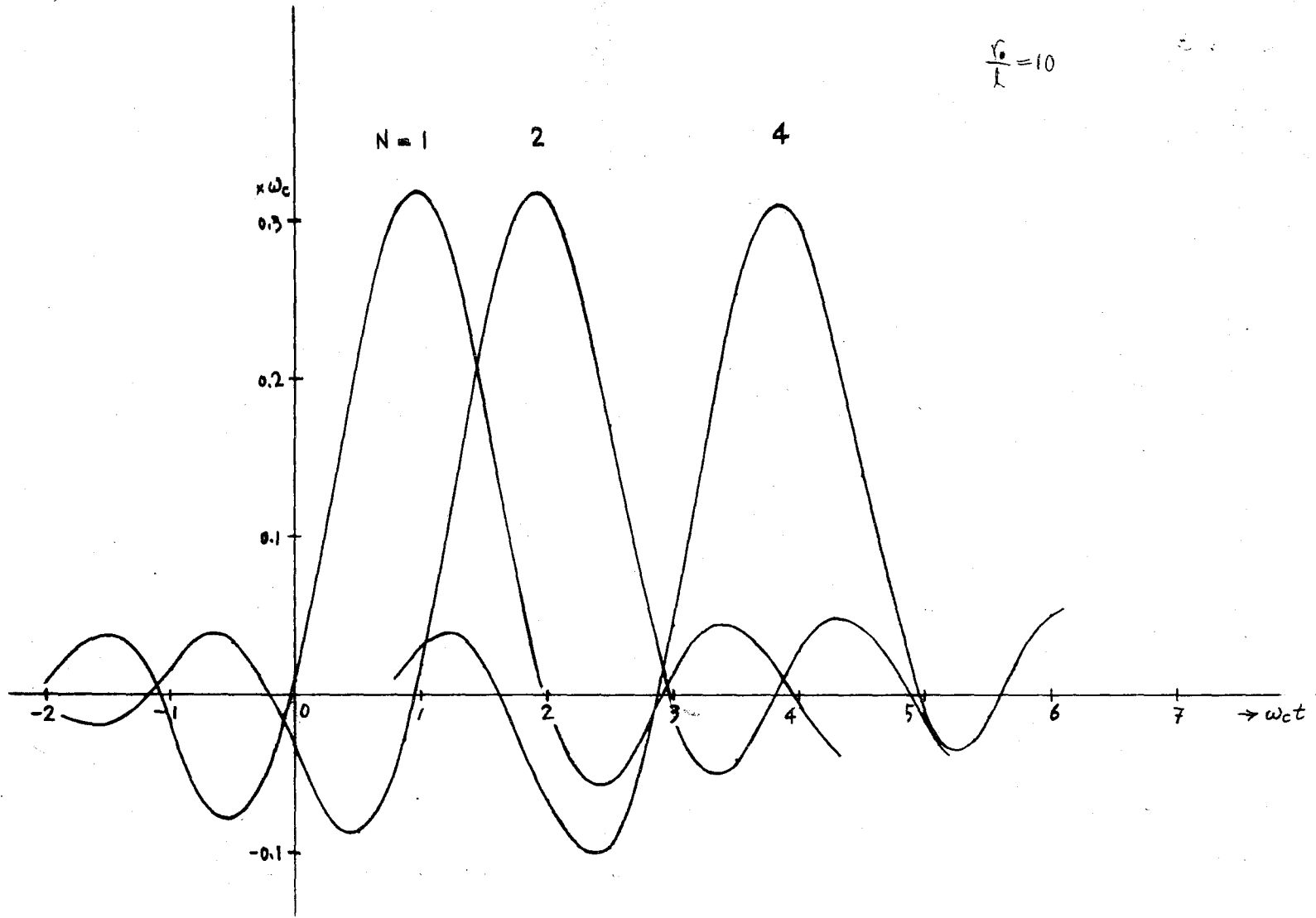
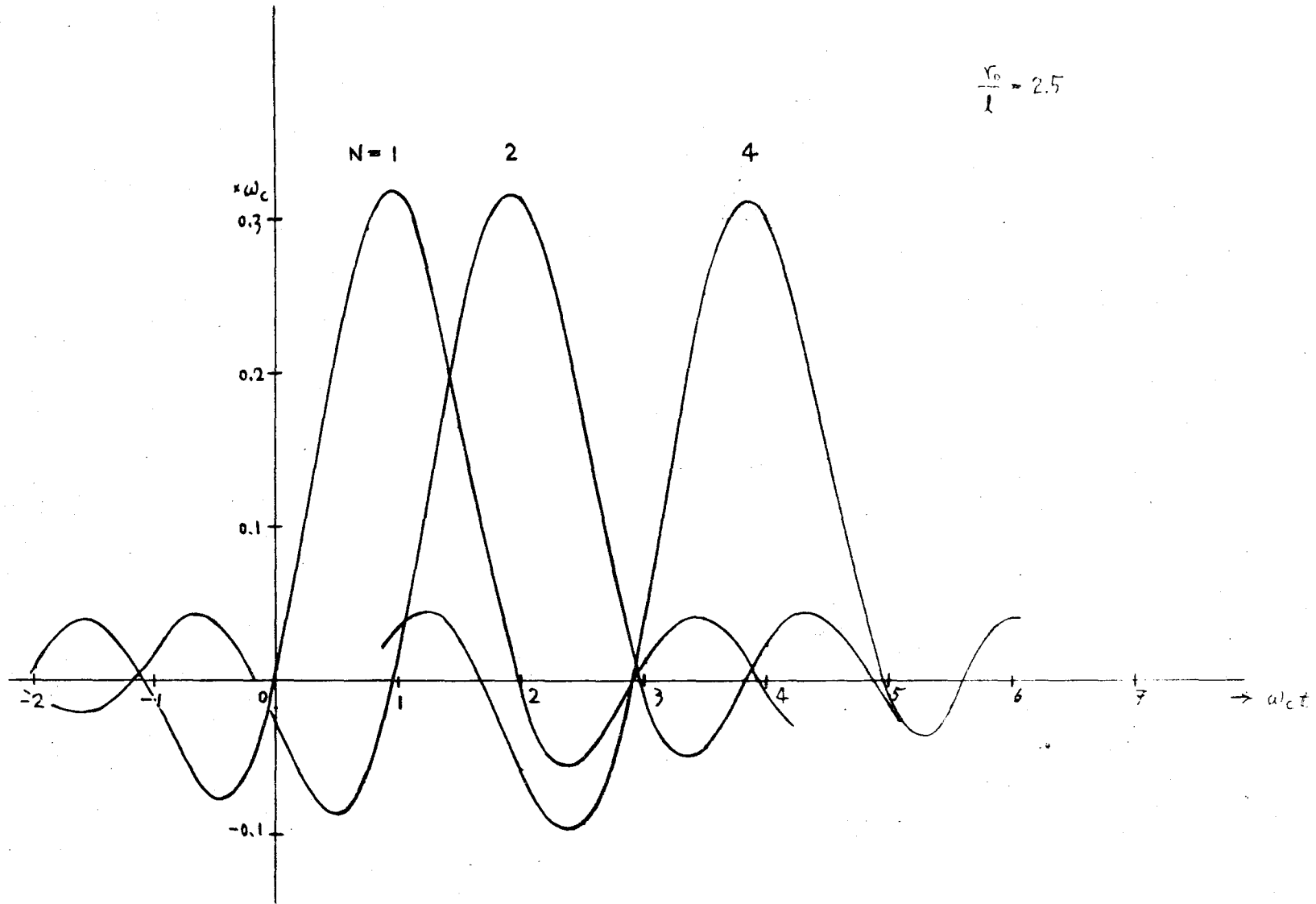


图 9.7



9.8

才 1 0 章 分割形分布定数線路に関する実験

1 0.1 緒言

前章まで、分割形分布定数遅延線路の一般的な性質、及び、空心形の分割形分布定数線路についてその伝送特性などについて考察したわけであるが、このような遅延線路の実用性について更に検討を進めるためには、実験的な考察を行う必要がある。又、この形式の遅延線路が有効であるためには磁心を用いることが必要であることはすでに述べた通りであるが、磁心を使用した線路の伝送特性などが、理論的に計算できにくい点を考慮すれば、ある程度の実験的考察によって推定するほかはない。したがって、本章では、内容を3つに分け、第1に空心の分割形遅延線路を試作し、その区間数と遅延時間、立上り時間などの関係について二三の考察を試みる。次に、磁心を含んだ分割形分布定数遅延線路の基本区間の性質がどのようなものであるかを知るために、長さの異なる数種の基本区間を空心形と磁心形で作し、それらの伝送特性、impedance 特性などについて測定を行い、空心形と磁心形の類似性、相違性を調べ、類似する性質に関して磁心形の寸法が空心形のいかなる寸法のものに等価であるかについて考察する。第3には、最も実用性のあると考えられる磁心を coil の内外に使用した分割形分布定数遅延線路の二三種を試作し、その特徴、実用性などについて検討する。

1 0.2 空心形の分割形分布定数遅延線路に関する実験

上に述べたごとく、分割分布定数形の構造は強磁性体の磁心を用いたときに最も効果を発揮するわけであるが、空心の coil では構造上から得られる利点は余り大きくない。しかし空心形の線路について検討することは、磁心形の線路の性質を調べる基礎となるので、先づ、空心の線路について二三の検討を行うことにする。

考察の対象とした空心形の分割形分布定数遅延線路の構造を図 1 0.1 に示す。

coil は、外径 15 mm、厚さ約 1 mm の酸化チタン磁器円筒上に 0.08 mm のエナメル線を 1 区間当り 40 回巻いてある。この 1 区間の coil の半径と長さの比は、実測で約 2 であり、したがって、第 9 章の結果より、位相特性の補償に必要な相互 inductance の大きさは約 6% となる。このような大きさの相互 inductance を得るための coil 間の間隔は 1.4 mm が適当である。又、線路を構成する capacity は、この磁器円筒の内面に導電塗

料（皮膜の体積固有抵抗が $10^{-4} \Omega \text{cm}$ 程度のもの）を塗布し、この塗料と coil を形成する導線との間で形成されている。

この 1 区間の定数は次のようである。

自己 inductance L_0 : 40.4 μH

相互 inductance M : 2.6 μH (6.5 %)

capacity C_0 : 108 pF

遅延時間 $\tau_0 \doteq \sqrt{(L_0 - M) \cdot C_0}$: 0.064 μs / section

特性 impedance $Z_0 \doteq \sqrt{\frac{L_0 - M}{C_0}}$: 590 Ω

cutoff 周波数 $f_c \doteq \frac{1.6}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$: 7.7 MC

この空心型線路について、区間数に対して遅延時間、立上り時間がどのように変化するかを調べた。

測定に用いた線路は、図 1 0. 1 を 1 - 3 2 区間で、その線路を図 1 0. 2 に示すように公称 impedance に等しい抵抗で終端したものである。この線路で、測定に必要な区間より後にある区間は切り離し、必要な区間のみ終端を接続して、区間数に対して、線路の遅延時間及び立上り時間を測定した。その結果を図 1 0. 3 に示す。

これらの実験結果から結論できることとして、当然のことながら、遅延時間は区間数に比例して増加することが示される。又、このような空心型の分割形分布定数線路では、立上り時間 τ_r は、図 1 0. 3 より区間数 n に対し、ほぼ、 $\tau_r \propto n^{0.4}$ の程度で増加する。

この結果を用いて、与えられた（遅延時間）/（立上り時間）を実現するのに必要な区間数 n を求めると、

$$n = 0.58 \left(\frac{\tau_d}{\tau_r} \right)^{1.6}$$

の関係が得られる。これを、集中定数型の遅延線路として最も広く用いられている誘導 M 型における近似的な関係、

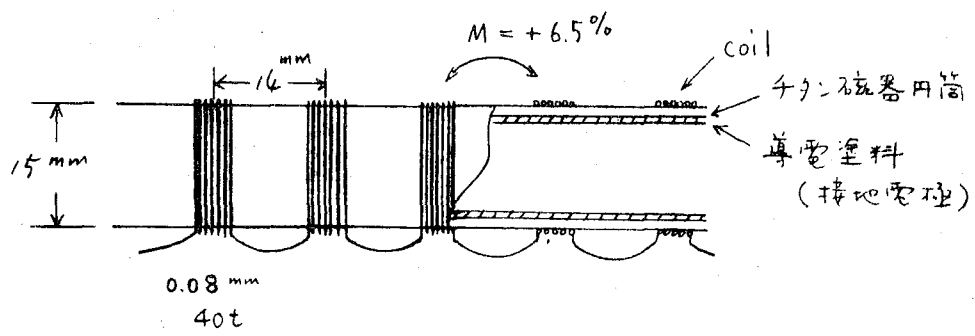


図 10.1 空心形の構造

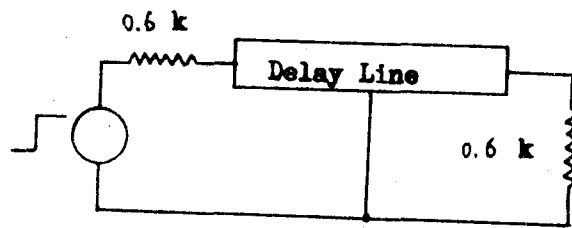
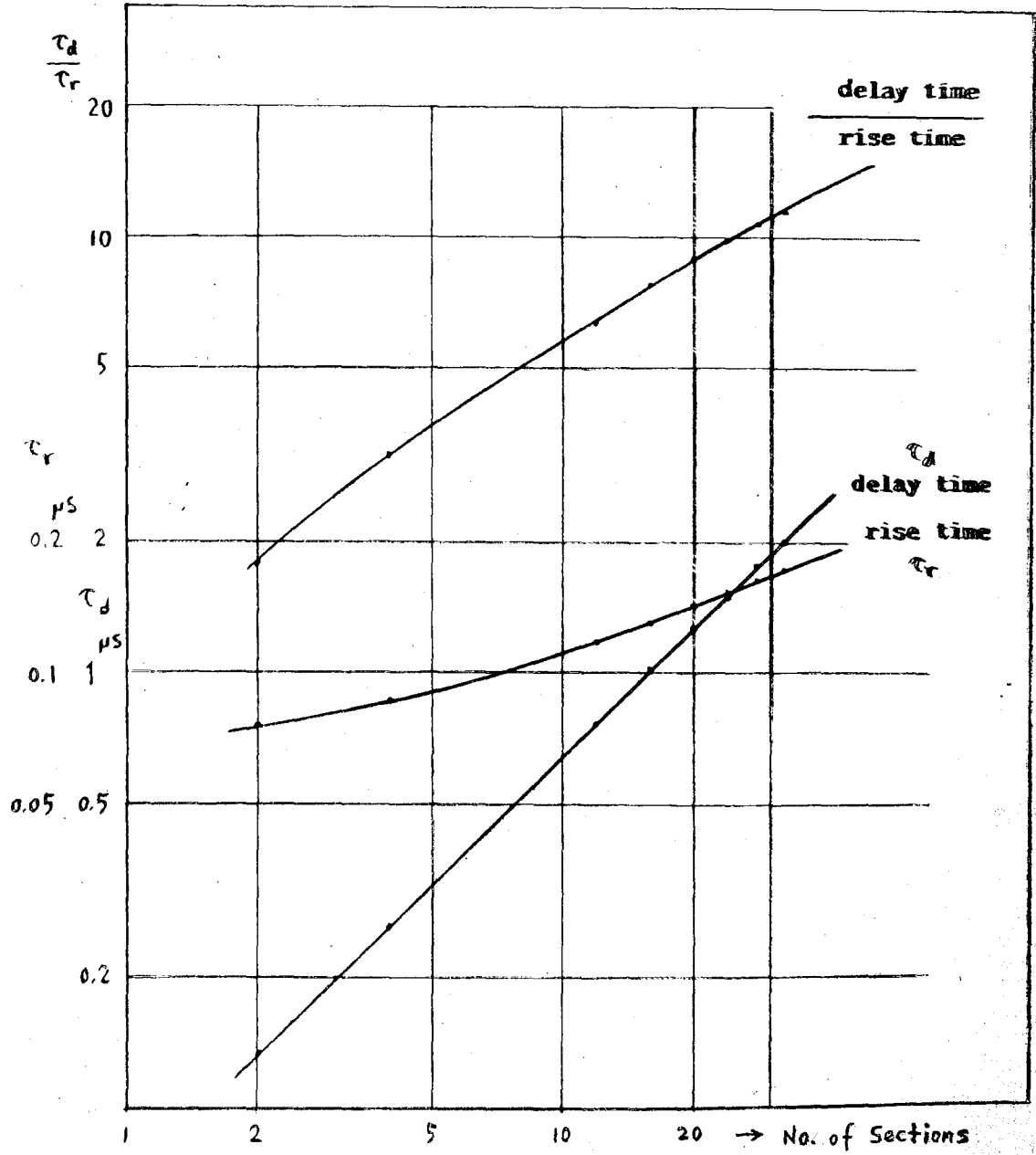


図 10.2

図 10.3 空心形線路の遅延時間と立ち上がり時間



$$n = 0.94 \left(\frac{\tau_d}{\tau_r} \right)^{1.5}$$

と比較すれば、 $\tau_d/\tau_r \doteq 100$ 以下は前者の方が有利ということになり、従って、一般に実用される範囲では、多くとも τ_d/τ_r が30程度であることを考えれば、区間数の点では、分割分布定数形が優れていることになる。

こゝで注意すべきことは、上述の分割型の如く、接地側の電極に導電塗料を用いたものでは、その抵抗のためcoilの実効Qが低下する欠点がある。したがって、導電塗料の代わりに、軸方向に細い導線を並べた接地電極を用いる場合の方が、より望ましい結果が得られると考える。

1 0.3 空心形と分割磁心形との比較に関する実験

第9章において考察したように、理論的に伝送特性が求められる場合は、空心型に限られるわけである。しかし実用的に価値の多いのは磁心を挿入した場合であるから、磁心型の伝送特性を実験的に検討して置く必要がある。

そこで、磁心型が空心型に対して、どの様な類似点及び相違点を有しているかについて、基本区間について比較検討する。

実験の対象とした基本区間としては、図10.4(a)(b)に示すもので、次の3種である。

- a、空心形 (coil 直径 50 mm) 図 1 0. 4 (a)
- b、内部磁心のみをもつ型 図 1 0. 4 (b)
- c、内部磁心以外に、外部に円筒磁心をもつ型 図 1 0. 4 (b) 点線

これらの基本区間の伝送特性は、第9章に述べた如く、周波数としては、基準化周波数を採用すれば、coilの半径(r)と長さ(l)の比 l/r の函数のみで表わすことができると考えられるから、こゝで検討する要素としては、

- a、空心型と磁心型の伝送特性(振幅特性)が l/r でどのように変化するか。
 - b、空心型と磁心型に類似性が認められる特性に関して、磁心型の l/r は等価的にいくらの l/r の空心型に相当するか。又、この相当率は磁心の μ とどの様な関係にあるか。
- を考える。

そこで、表10.1に示すように、上述の3種の基本区間について、そのcoilの長さを種々変化させたとき、公称 impedance に等しい抵抗で終端した場合の振幅特性、過渡特性を測定し、それらの結果から、表の末尾に示した如く各定数を算出した。

又、これらのうち、 f_c/f_0 、 τ_d/τ_r 及び τ_d と $1/r$ の関係を図示すると、図 10.5、10.6、10.7 の如くなる。

更に、ここに示した結果以外に、振幅特性そのものの形状についても、空心型と磁心型に相当大きい類似性が認められる。

したがって、先づ、図 10.5より結論できる点としては、磁心を coil の内部に挿入する効果は inductance を増加させる以外に、等価的に $1/r$ を増大させたことに相当することが示される。その定量的な値については、ここに示した場合においては、磁心の比透磁率が約 70 のとき、 $1/r$ においては約 20 倍程度の増加に対応する。すなわち、空心の場合の直線を約 20 倍右側へ移動することによって、ほぼ、磁心型の直線と重なるということである。この事実は、第 8 章の図 8.5 に示した無限長の線路における「実効区間長の増大」の効果において、 $\mu_s=70$ の場合の増大率は約 15 となることを考えると、この程度の比透磁率の磁心の場合には、上で実験したような有限長の基本区間においても、ほぼ無限長の場合に近い増大率と考えてさしつかえない。

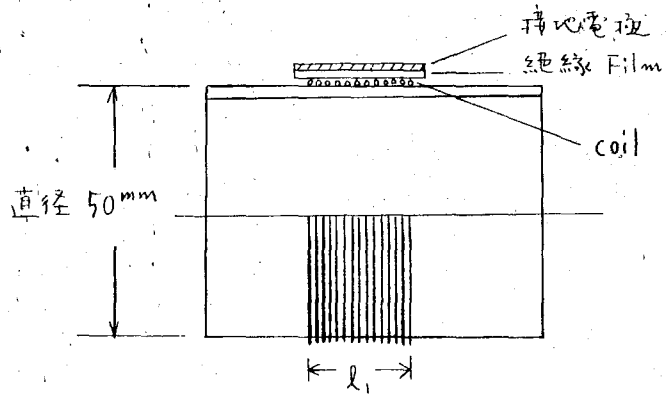
更に、図 10.6 では、空心型、磁心型にかかわらず $\tau_d/\tau_r=1$ なる結果が得られているが、このことは、言いかえると、この程度の $1/r$ の線路は、等価的に誘導 M 型などの集中定数型の 1 区間に相当するものと考えられることになる。又、この事実は、上記の実効区間長の増加の効果を考慮しても矛盾しないことが結論される。

図 10.7 は、 $1/r$ に対する τ_d の変化の様子が、空心型でも磁心型でもほぼ同様であることを示し、したがって、それらの性質が類似している一面を示していると見ることができる。

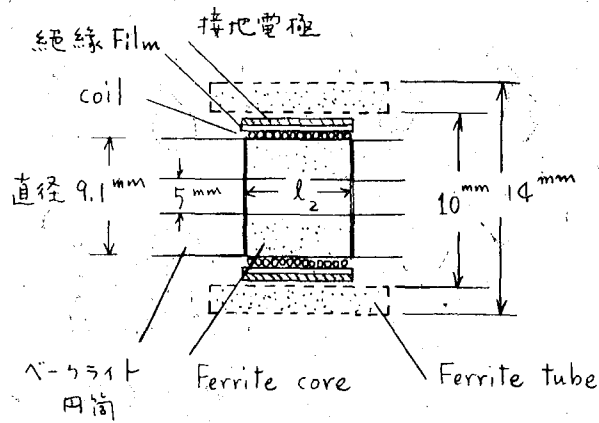
次に、coil の外部に用いる磁性体円筒の効果は、この実験が基本区間のみを考察の対象にしているため、自己 inductance の増大の効果と、若干の実効区間長の変化が認められるだけである。

したがって、得られる結論として、

1. 比透磁率 μ_s の磁心上に巻かれた coil をもつ基本区間の性質は、図 8.5 に示した実効区間長の比だけ $1/r$ を縮小した空心型の基本区間の特性に近い。
2. coil の外部の磁性体円筒の作用は、coil の自己 inductance を増大させる効果がある以外には、円筒と内部磁心との間隔が余り小さくないかぎり実効的な $1/r$ に及ぼす効果は少い。しかし、後述のように、多区間接続された遅延線路においては、区間相互間の相互 inductance を減少させる効果が大きく、波形伝送特性の改善に大きな効果を示す。



(a)



(b)

図 10.4 空心形と磁心形の構造

表 1 0.1

1. 空心型 : coil 直径 50mm

coil 長 1

(1) 線径 0.08mm

l (mm)	$\frac{l}{r}$	f_o	$\frac{-3db}{f_c}$	$\frac{f_c}{f_o}$	τ_r	τ_d	$\frac{\tau_d}{\tau_r}$	$f_o.$ τ_r	$f_o.$ τ_d
20	0.8	210 ^{kc}	600 ^{kc}	2.86	1.15 ^{μs}	1.2 ^{μs}	1.04	0.24	0.25
10	0.4	508	1100	2.16	0.46	0.5	1.09	0.23	0.25
5	0.2	1240	2070	1.67	0.23	0.22	0.96	0.28	0.27
2.5	0.1	2960	4050	1.37	0.094	0.096	1.02	0.28	0.28

(2) 線径 0.06mm

2.5	0.1	2130	2900	1.36	0.14	0.14	1.0	0.3	0.3
1	0.04	6400	7000	1.09	0.046	0.054	1.17	0.29	0.34

2. 磁心型 (内部のみ) : coil 直径 9.1mm

coil 長 = core 長 = 1

core の比透磁率 : 64 - 69

30 ^{mm}	6.6	0.336 ^{MC}	0.55 ^{MC}	1.64	0.68 ^{μs}	0.84 ^{μs}	1.24	0.23	0.28
20	4.4	0.574	0.83	1.45	0.44	0.5	1.14	0.25	0.29
15	3.3	0.830	1.03	1.24	0.33	0.33	1.	0.27	0.27
10	2.2	1.59	1.6	1.00	0.17	0.19	1.12	0.27	0.30
8	1.76	2.10	2.05	0.98	0.15	0.15	1.	0.32	0.31
5	1.1	4.08	3.35	0.82	0.095	0.11	1.16	0.39	0.45
4	0.88	6.0	3.65	0.61	0.09	0.08	0.9	0.54	0.48

3. 磁心型 (外部円筒磁心つき) : coil 直径 9.1mm

: 外部 core の比透磁率 : 約 300

l (mm)	$\frac{l}{r}$	f_0	-3db f_c	$\frac{f_c}{f_0}$	τ_r	τ_d	$\frac{\tau_d}{\tau_r}$	$f_0 \cdot \tau_r$	$f_0 \cdot \tau_d$
30 ^{mm}	6.6	0.203 ^{MC}	0.31 ^{MC}	1.52	1.0 ^{μs}	1.4	1.4	0.20	0.20
20	4.4	0.323	0.41	1.27	0.76	0.96	1.26	0.24	0.31
15	3.3	0.458	0.51	1.11	0.52	0.64	1.23	0.24	0.29
10	2.2	0.874	0.78	0.89	0.35	0.35	1.0	0.3	0.3
8	1.76	1.18	0.97	0.82	0.26	0.26	1.0	0.31	0.31
5	1.1	2.70	1.5	0.56	0.16	0.13	0.84	0.43	0.35
4	0.88	3.80	2.0	0.53	0.13	0.1	0.8	0.49	0.38

$$f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L_0 C_0}}$$

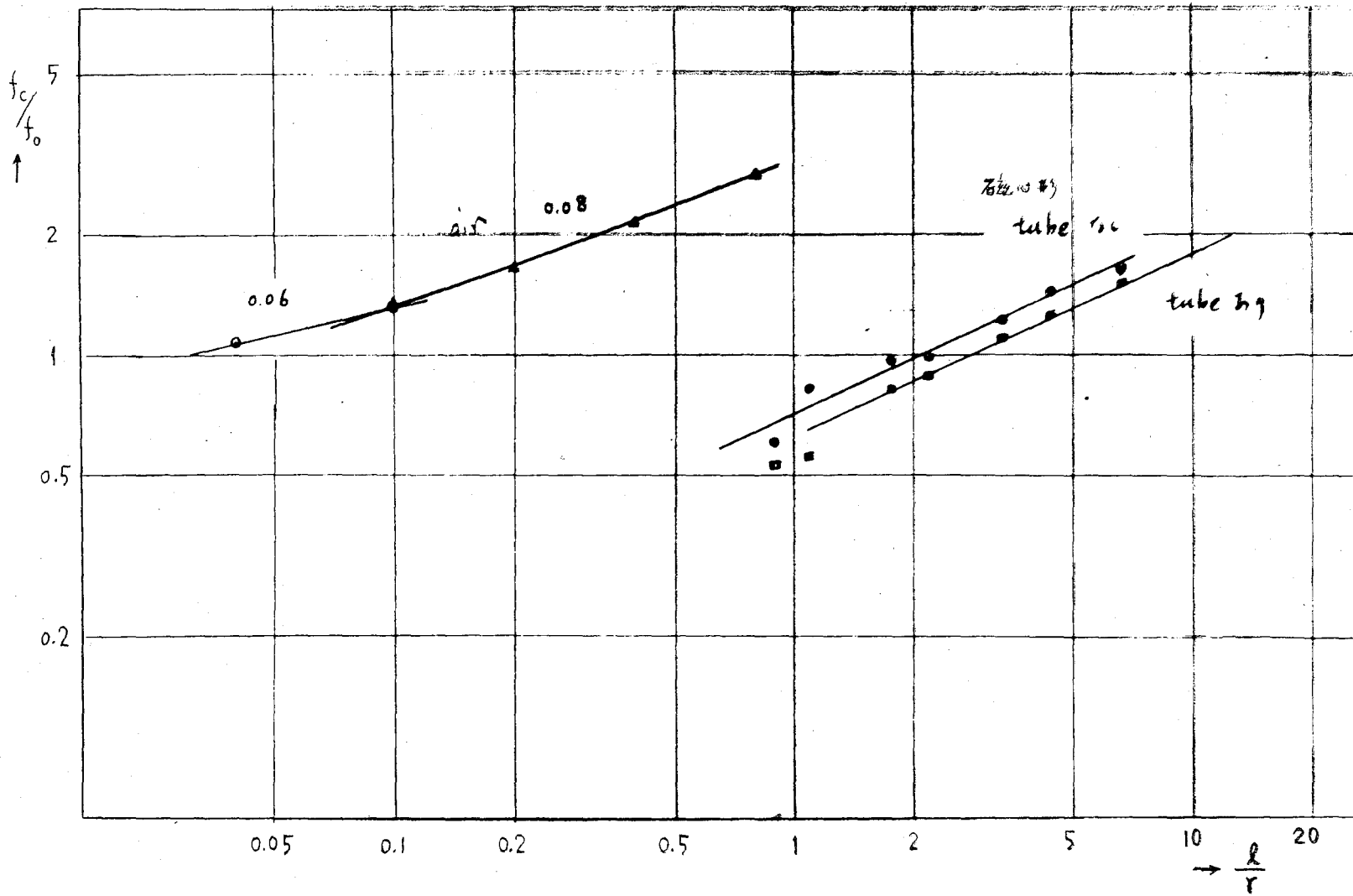
(L_0, C_0 : 基本区間の $\omega=0$ における

inductance , capacity)

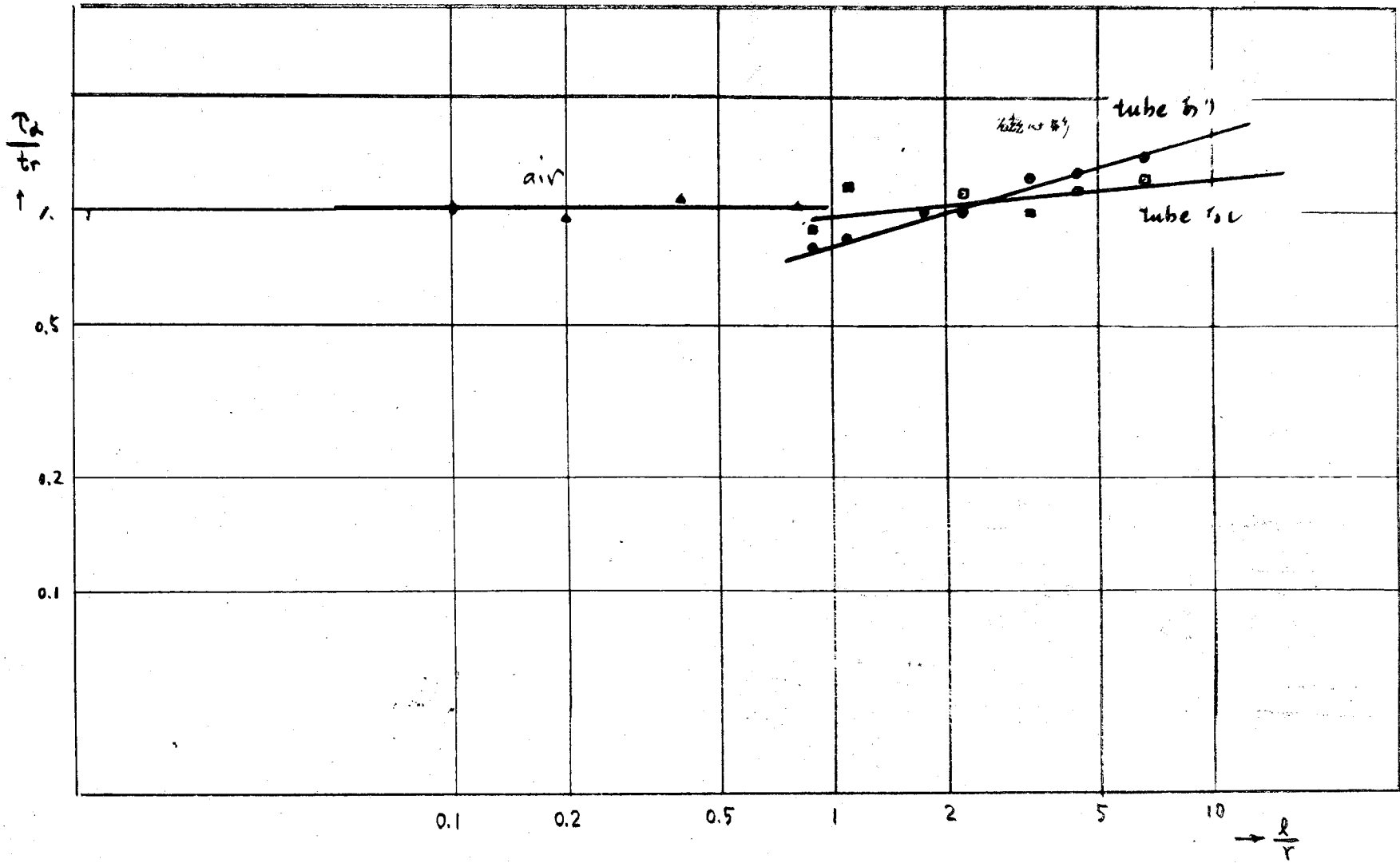
f_c : 振幅特性の 3 db 低下周波数

τ_r : 10% - 90% の立上り時間

τ_d : 最終値の 1/2 に達する遅延時間



10.5



10.6

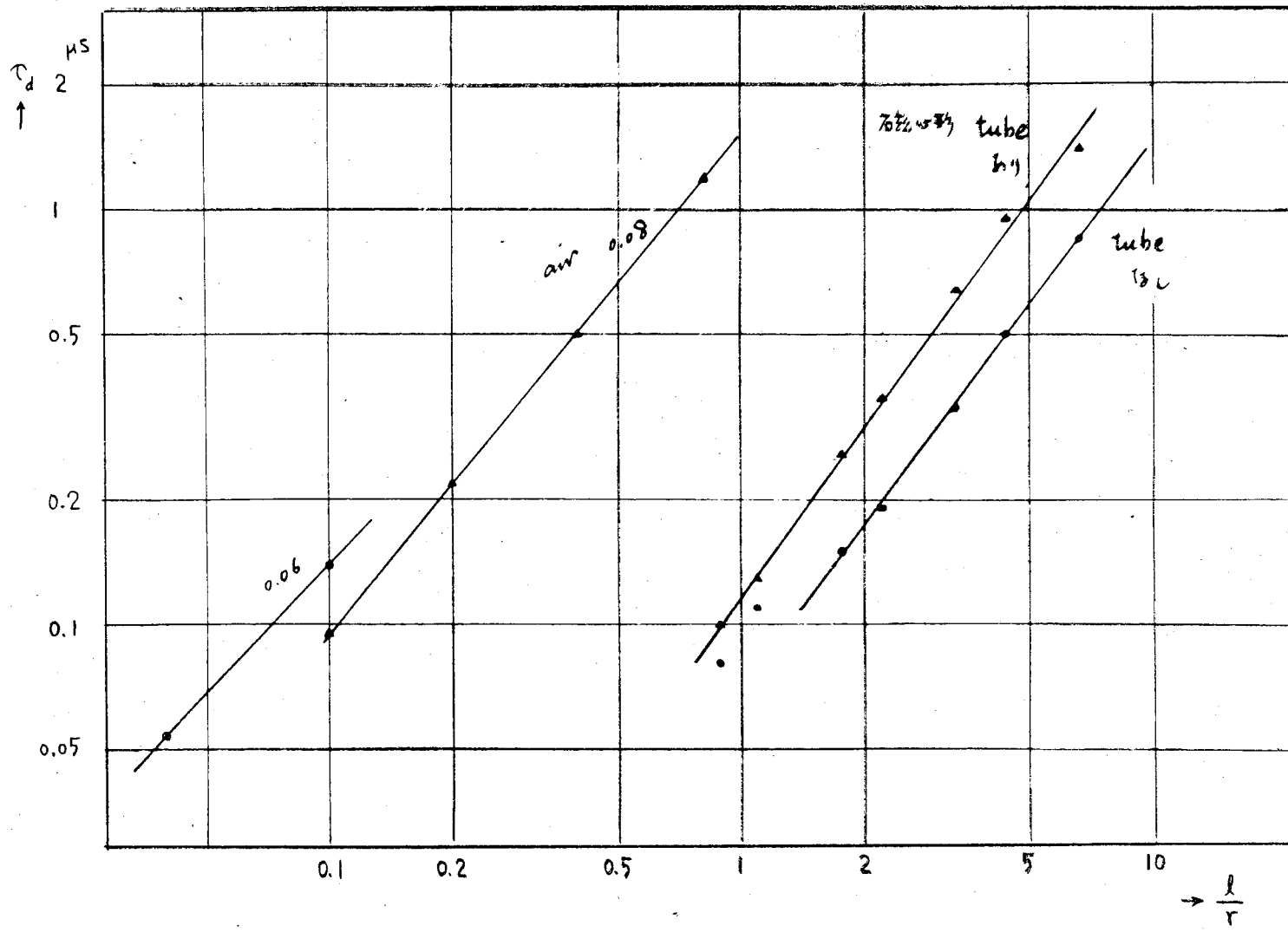


图 10.7

1 0.4 分割磁心形分布定数遅延線路の試作例

前節までの考察によって得られた結論にもとづいて、分割磁心を含む分割形分布定数遅延線路を二種類試作し、その実用性について検討を行う。

試作に供した線路の構造としては、図 10.8 の断面図に示すように、中心に穴のあいた Ferrite 円板状の磁心と、これと同形で長さの異なるベークライト製の spacer を交互に並べ、その磁心の上部に coil を巻く。更に、coil の外側に薄い誘電体の皮膜をはりつけ、その周囲を接地電極で取り囲み、この誘電体皮膜を通して、coil との間に capacity を構成させる。接地電極の構造は、従来の分布定数型遅延線路の場合と同じく、互に絶縁された導線を線路の軸方向に多数並べ、coil の磁界に対して short circuit を構成しないように作られている。ただし、coil の Q が低下して、線路の性能の低下が許される場合には、接地電極として誘電体皮膜上に適当な導電率をもつ導電塗料を塗布したものを使用してもよい。

試作した遅延線路は、区間間に存在する電磁結合を減少させて、波形伝送特性を改善させるために、すべて外部に磁性体円筒を使用した構造であり、coil の巻き方は簡単のため各区間とも同方向とした。

二種の線路は、Ferrite core の寸法、区間数が相違するのみで、構造上の主な特徴は同一である。次に各々について述べる。

その 1

遅延時間 : $0.9 \mu s$
 立上り時間 : $0.1 \mu s$
 特性 impedance : $1.75 \sqrt{Z_0}$

図 10.3 より区間数が 20 となる。したがって、

区間数 : 20
 1 区間の inductance : $77 \mu H$
 " capacity : $25 pF$

なる定数を要する。

使用した磁心の寸法その他は、

直径 : $9 mm$
 長さ : $3 mm$

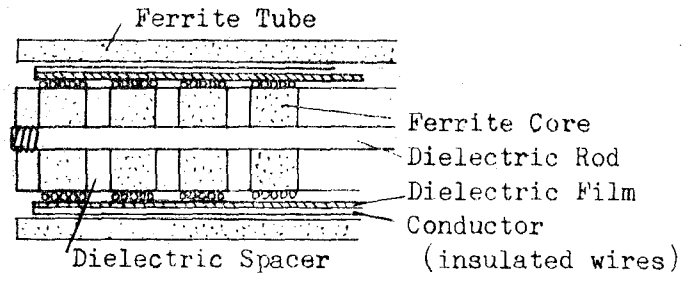


図 10.8 試作した分割磁心形遅延線路の構造

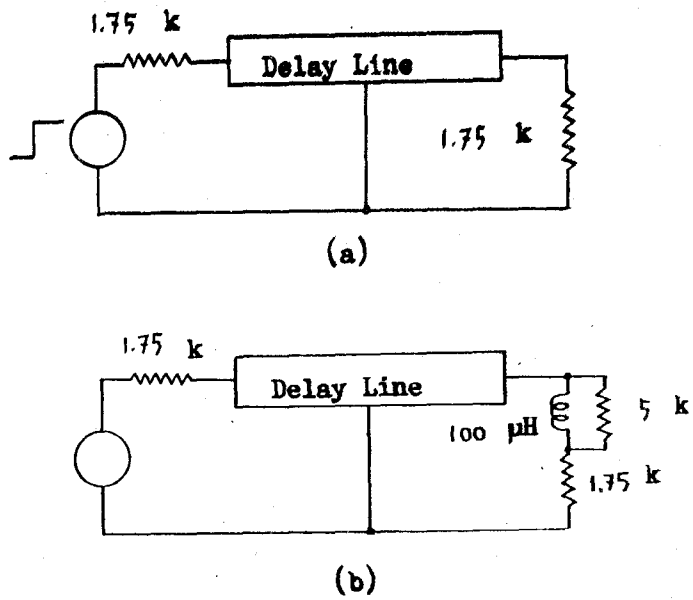


図 10.9 測定回路

spacer の長さ : 3 mm
 外部円筒の内径 : 10 mm
 " 外径 : 14 mm
 内部磁心の比透磁率 約 30
 外部 " 100

である。

接地電極は 0.1 mm のエナメル線を並行に置き、片端だけを共通に接続したものである。

この線路について、図10.9(a)(b) に示す回路を用いて振幅特性及び step response を測定した。

図 10.9(a) は、公称 impedance $1.75 \text{ K}\Omega$ の抵抗で終端したものであり、図10.9(b) は、遅延時間特性を外部で補償するためにピーキング回路を受端に使用したものである。

測定結果のうち、振幅特性と impedance 特性を図10.10 に示す。振幅特性のうち (a)、(b) は図10.9 の (a)、(b) に対応する。又、impedance 特性 Z は、 $1.75 \text{ K}\Omega$ の純抵抗を受端に接続した線路を送端から測定した impedance の絶対値を示した。

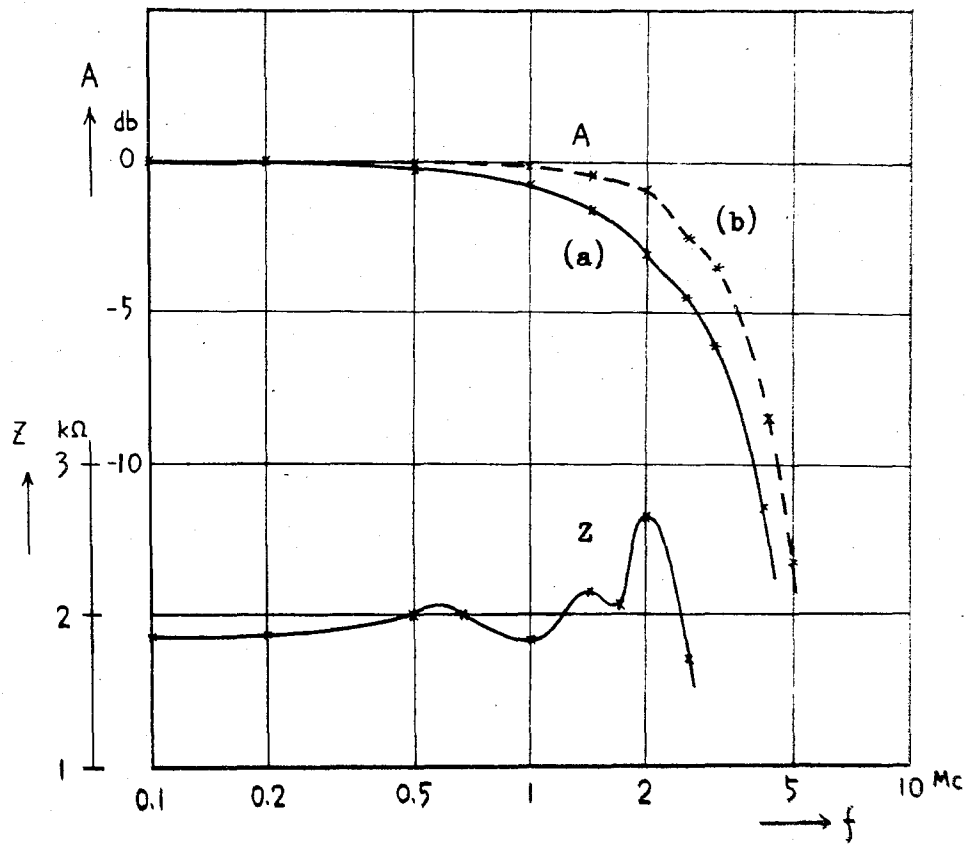
step response は、図10.11(c) に示す step 状の入力波形が印加されたときの出力波形を (a)、(b) に示す。この (a)、(b) も測定回路の (a)、(b) に対応している。

得られた結果は、

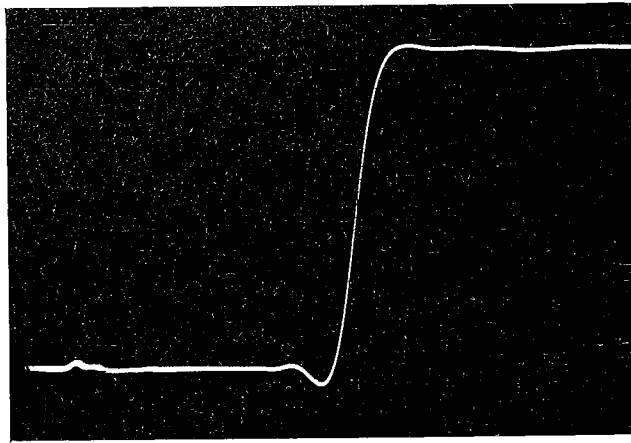
3 db 低下周波数は、(a) の回路	:	2 Mc
(b) の "	:	3 Mc
遅延時間	:	$0.9 \mu s$
立上り時間 (a)	:	$0.16 \mu s$
(b)	:	$0.11 \mu s$

である。

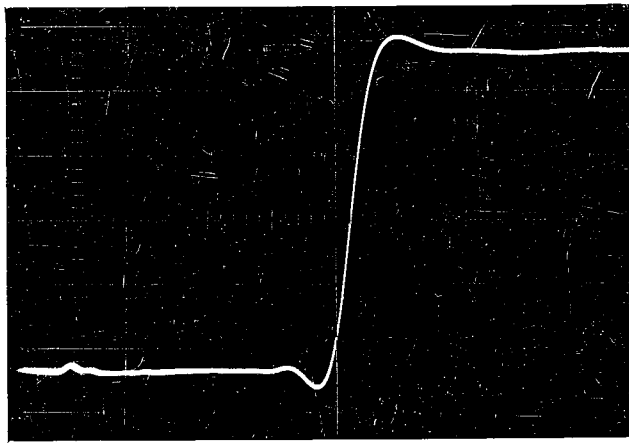
これらの結果から明らかなように、従来の分布定数型の線路に比べて、step-response が良好であり、主応答に先だつて生ずる振動成分ははるかに少ないことが結論される。又、全長も約 120 mm であることは、分布定数型線路の場合に約 500 mm であることを考えると、およそ 1/4 倍に縮小される。



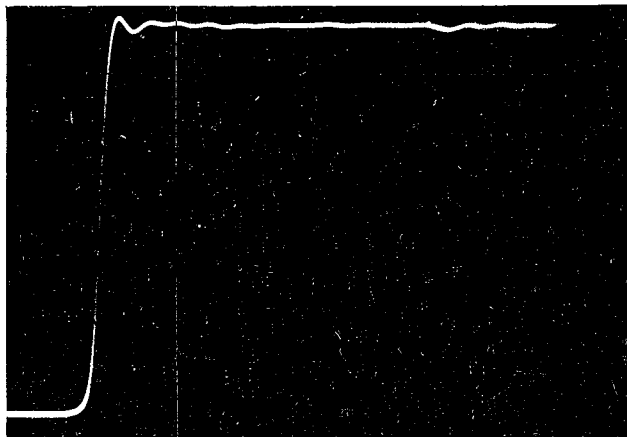
10.10 移相及 impedance 特性 (系列)



(a)



(b)



(c)

ix 10.11

(0.2 μ s/cm)

その 2

その 1 に比べて、波形伝送特性は多少劣るが、更に小型のものを試作した。

遅延時間	：	$1.0\mu s$
立上り時間	：	$0.15\mu s$
特性 impedance	：	$2.9K\Omega$
区間数	：	10
1 区間の inductance	：	$270\mu H$
" capacity	：	33pF

使用した磁心の寸法などは、

直径	：	8.5mm
長さ	：	4mm
spacer の長さ	：	2mm
穴の直径	：	3mm
外部円筒磁心の内径		9.0mm
" 外径		12mm
遅延線路の全長		60mm
内部磁心の比透磁率		約 7 0
外部磁心の "		約 3 0 0

測定した回路は、図10.9(a)と同様で、公称 impedance $2.9K\Omega$ の抵抗で終端し、振幅特性、impedance 特性、step response を測定した。振幅特性、impedance 特性は図10.10に示した。

又、図10.13(a)に公称 impedance 終端の step response を、更に同図(b)にピーキングを行つた場合の step response を示した。

図10.14 には、試作した線路の写真と、それに使用した内部及び外部の磁心のようすを揚げる。

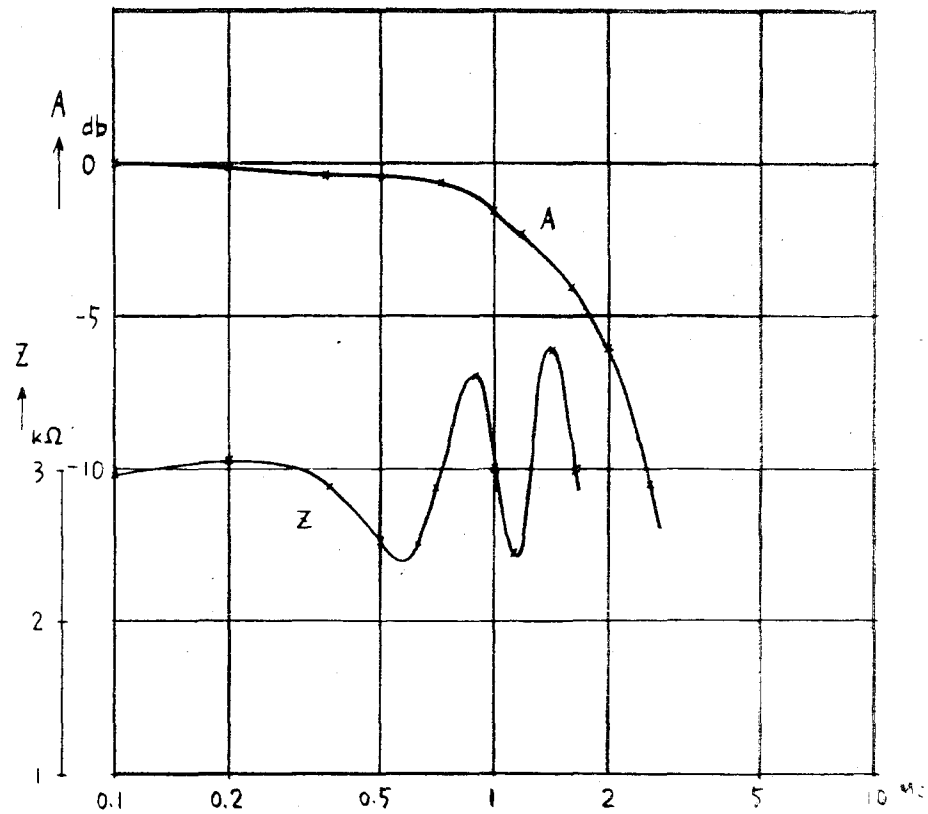
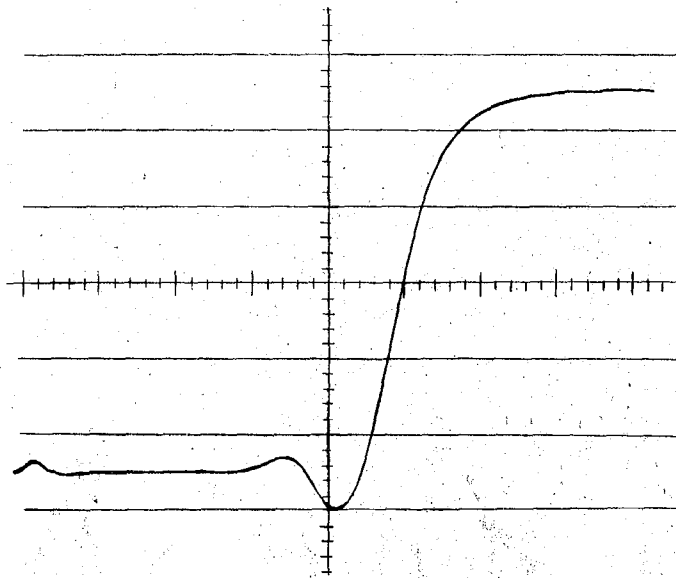
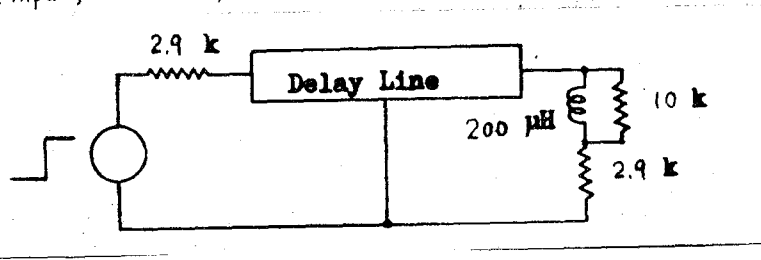
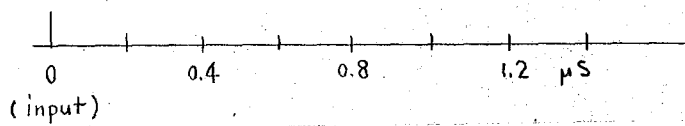
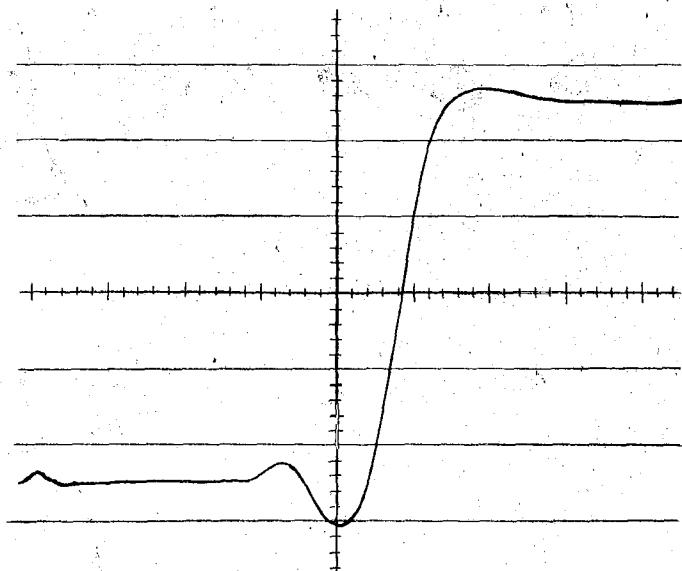


图 10.12 接隔网络的 impedance 特性 (Zn2)

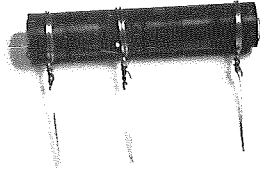
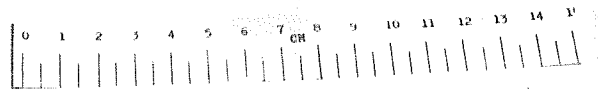


(a)

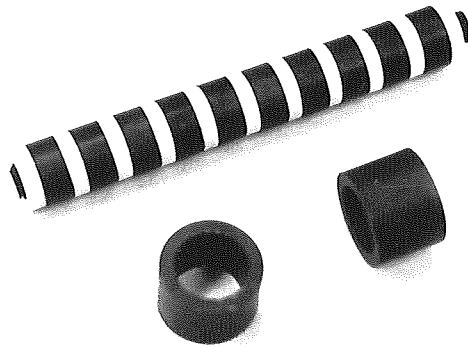


(b)

Fig 10.13 Step response (Z02)



⑧ 10.14



1 0.5 結言

以上、分割形分布定数遅延線路を実際に試作し、その特性、実用化などについて考察した。このような遅延線路は通常の分布定数形に比べると、強磁性体または強誘電体の利用が行ない易く、小形で伝送特性の良好なものが得られる反面、構造が複雑になる。しかし集中定数形に比べれば構造が簡単であるため、遅延時間に比してかなり速い立上がり時間が要求されるとき、すなわち区間数がかなり多い場合に適すると思われる。

その特長の二三を掲げると

1. 従来の遅延 cable と同等な遅延時間及び立上り時間をもつたものが、 $1/4$ – $1/8$ 倍程度の長さでできる。
2. 過渡特性が良好である。特に立上りに先だつて起こる振動成分が少く、この成分は、各区分の間隔を大きく取ることによつて更に減少させることができる。
3. 磁氣的に shield されているため、この様な遅延素子を何本も密接して束ねたりしても、干渉による波形歪は見られない。
4. 区間相互間の結合を適当に選ぶことによつて、遅延時間特性の補償（平坦化）を行うことができる。

などのことが結論できる。

今後の問題点としては、温度による遅延時間の変動などが考えられるが、この点については、未だ実験を行っていないため不明であるが、磁性体の μ と、透電体の ϵ の温度係数を適当に選ぶことによつて、ある程度防げるものと思われる。

才 11 章 結 論

本研究は、遅延回路網に共通の問題点と、各種の遅延回路網に固有の問題との二つの対象に分けられて行なわれて来たが、その結果得られた成果の概要を述べる。

先づ、本研究の第一の目的である共通の問題点に関しては、遅延回路網の波形伝送特性に対する評価を決定する一つの方法として、自乗平均誤差としての波形歪を最小にするための回路の伝送特性、あるいは回路 parameter の最適値を決定する一般的な方法が明らかにされたこと、⁽⁵⁰⁾⁽⁵³⁾ 及び、これらの結果から導びかれる結論として、波形伝送特性によつて回路の動作を評価する場合には、信号或は回路の帯域制限条件が重要な影響をもつていることが明確になつた。すなわち、回路に附された帯域制限の形状によつて、その回路が最適伝送を行う状態が大きく変化を受けることであり、遅延回路網の設計を行う際には、従来如く、単に周波数領域における性質を基準にするのではなく、帯域制限条件を考慮に入れて、伝送される信号の性質と回路の特性の双方に基づいて設計を行う必要があると考えられる。更に、現実起る素子の損失及び終端条件の変化による波形伝送特性への影響も明らかにされたので⁽⁴⁹⁾、これらを含めた波形伝送的な設計が現実に行なわれることが望ましい。

次に、分布定数形の遅延線路に対する、強磁性体、強誘電体の有効な利用による小形化、高性能化については、従来均一な構造をもつ分布定数形の線路に直接これらの材料、特に磁性材料を利用することは、伝送特性の低下を伴わずには行い得ないと結論される。したがつて、構造上、ある程度の変形を伴うことが要求され、材料の性質によつてきまる適当な長さの磁心をもつ有限長の分布定数形線路の多区間接続から成る新しい構造の遅延線路を考えることによつて、これらの材料を有効に利用することができた。⁽³⁶⁾⁽³⁷⁾⁽⁴³⁾ 又、理論的に予測される伝送特性、遅延特性の補償方法などについて検討し、更にこの形式の遅延線路を試作した結果、従来分布定数形の遅延線路に比べて、単位長当りの遅延時間が数倍〜10倍に上昇し、かつ波形伝送特性がはるかに良好なものか現実に得られることが確認された。⁽⁵²⁾

なお、今後の問題点として、波形伝送的な考察については、それぞれの要求に応じた別々の観点に立つた評価が行なわれる必要があると考えられる。又、集中定数形の遅延回路については、回路の次数が多いため、素子の偏差による影響なども問題となると思われる。分布定数形においては、未だ、新しい材料の利用の面での種々の工夫、伝送特性の改善、安定性の向上などに問題点が残されていると思われる。

謝 辞

研究の発端である問題の提起より始まり、研究の全過程を通じて、理解ある御指導をいただき、終始励まされた東京工業大学川上正光教授に、こゝで厚く御礼を申し上げる次第である。又、研究の遂行に対し、直接御教示御指導をいただいた同学岸源也助教授に心から感謝する。更に、研究過程において、適切な御助言、御激励をいただいた同学柳沢健助教授、当麻喜弘博士にも合わせて御礼を申し上げたい。

又、本研究における実験の際に、磁性材料などについて細い御配慮をいただいた東京電気化学工業 *KK* の徳江哲夫氏、中山高氏、及び伝送特性の測定について御便宜を計つていただいた *NHK* 技研石橋副部長の諸氏に対してもこゝで御礼を申し上げる次第である。

参 考 文 献

1. 成書

- (1) E.A.Guillemain : Communication Networks , Vol 1, 2 John Wiley & Sons , Inc. New york 1935
- (2) 永井・神谷 : 伝送回路網学 コロナ社 1937
- (3) H.W.Bode : Network Analysis and Feedback Amplifier Design , Van Nostrand , New york 1945
- (4) 染各 : 波形伝送、修教社 , 1949
- (5) J.H.Mole : Filter Design Data , E & F.N.Spon Ltd. London 1952
- (6) 宮島 : 電磁気学、みすゞ書房、1952
- (7) H.W.Katz . Solid State Magnetic and Dielectric Devices, John Wiley & Sons , New york , 1959
- (8) 岸 : 通信伝送、コロナ社、1961

2. 論文

- (9) 山本、内山、津田、 : " 遅延回路の新等価回路 " 電気試験所 報
第3巻、第2号 P.15 1939-2
- (10) A.V.Bedford,G.L.Fredendall : " Transient response of multistage Video frequency amplifiers " . P.IRE vol27,No4,P.277,1939-4
- (11) H.A.Wheeler : " The interpretation of amplitude and Phase distortion in terms of paired echoes "
P.I.RE. Vol 27 . P.359 , 1939 - 6
- (12) F.Strecker : " Uber den Einfluss kleiner phasenverzerrung von Fernsehsignalen " ,
E.N.T. Vol 17 , No3 , P.51 1940-3
- (13) F.Strecker : " Beeinflussung der kurven form von Vorgängen durch Dampfungs- und Phasen verzerrung "
E.N.T. vol 17 No5 P.93 1940-5
- (14) M.J.E.Golay , " The ideal low - Pass filter in the form of a dispersionless lag line "
P.IRE . vol 34 . No3 , P.138 1946 - 3

- (15) H.E.Kallmann, "Equalized delay lines"
P.IRE, vol 34 No9 P.646 1946 - 9
- (16) 山本, 人見 : "Tschebyscheff 特性を有する遅延回路"
電気試験所彙報, 11巻, 10-12号 P.116, 1947
- (17) J.P.Blewett, J.H.Rubel, "Video delay lines"
P.IRE vol 35, No 12, p.1580 1947-12
- (18) W.C.Ermore, "The transient response of damped linear networks with particular regard to wide-band amplifiers",
Jour.App.phys.vol 19, P55, 1948 - 1
- (19) M.H.Hebb, C.W.Horton, F.B.Jones, "On the design of networks for constant time delay",
Jour. App. Phys., vol 20, P.616, 1949 - 6
- (20) P.R.Aigrain, E.M.Williams, "Design of optimum transient response amplifiers"
P.IRE, vol 37, No8 P.873 1949 - 8
- (21) W.E.Thomson "Delay network having maximally flat frequency characteristics"
P.IEE, vol 96 pt3 P.487, 1949 - 11
- (22) A.T.Turner, "Artificial lines for video distribution and delay"
RCA Rev. Vol 10, P.477, 1949 - 12
- (23) W.E.Thomson, "Network with maximally flat delay"
W.E. Vol 29, p.256 1952-10
- (24) E.D.Sunde, "Theoretical fundamentals of pulse transmission 1.2"
B.S.T.J. Vol 33, No3 P. 1954 - 5
No4 P. 1954 - 7
- (25) D.A.Gillen, "A simple method of phase compensation of video delay lines"
"
- (26) H.W.katz, R.E.Schultz, "Miniaturized ferrite delay lines"
Conv. IRE. CT. pt2. P.78 1955 - 3

- (27) J.B.Hickey, "A miniature precision delay line"
Conv. IRE . pt3, p.21 1955 - 3
- (28) 安田、桑原 . "遅延回路の解析"
NHK技術研究、vol 28. P.1 1956 - 9
- (29) F.D.Lewis , R.M.Frazier , "Distributed - parameter variable delay lines using skewed turns for delay equalization"
P.IRE vol 45, No2 . P.196 , 1957 - 2
- (30) D.Elders , "A novel construction concept for linear delay lines"
IRE Trans . vol CP - 4 , No1 , P24 , 1957 - 3
- (31) 渡辺 : "LC遅延回路の影像遅延時間"
National Tech.Rep . vol 2 , P.44 , 1957 - 6
- (32) E.S.Kuh : "Synthesis of lumped parameter precision delay line"
P.IRE.vol 45, No12, P1632, 1957 - 12
- (33) J.Braun : "Theory and design of delay lines" Report of ustav radiotechniky a elektroniky . 1959
- (34) 小野田 : "多段回路の STEP RESPONSE について"
回路網専門委員会資料 1959 - 3
- (35) 小野田 : "多段回路の過渡応答の簡明な一計算方法"
昭和34年電気4学会連合大会論文集 P.14, 1959 - 4
- (36) 小野田 : "小型遅延素子の一型式"
昭和34年通信学会全国大会論文集 , P.114 1959 - 11
- (37) 小野田 : "遅延回路の小型化について"
回路網専門委員会資料 1960 - 2
- (38) O.Herrmann , W.Schussler : "Zur Auswahl von Filtern mit günstigem Einschwingverhalten"
AEU . vol 14 P.183
- (39) E.Ulbrich , H piloty : "Über den Entwurf von Allpassen, Tiefpassen und Bandpassen mit einer im Tschebyscheffschen Sinne approximierten Konstanten Gruppenlaufzeit"
AEU , vol 14 No. 10 , P.451 1960 - 10

- (40) 小野田 : " 多段回路の step response の一近似計算方法 "
 電気通信学会雑誌 , vol 43, No.10 , p.1090 , 1960 - 10
- (41) P.Poincelot : " Reponse impulsionnelle d'une ligne a retard ",
 Cables et trans . vol 15 No.2 P.93 1961 - 6
- (42) 小野田 : " 半分布定数型遅延線路の伝送特性 "
 昭和 36 年電気 4 学会連合大会論文集 P.23 1961 - 4
- (43) 小野田 : " 半分布定数型遅延線路 "
 電気通信学会雑誌 , vol 44 , No9 . P.1362 1961 - 9
- (44) 小野田 : " 波形伝送に及ぼす回路損失の影響について "
 昭和 36 年通信学会全国大会論文集 P.30 1961 - 11
- (45) 小野田 : " 波形伝送に及ぼす回路損失の影響について "
 回路網専門委員会資料 1961 - 12
- (46) T.A.Abele : " Übertragungsfaktoren mit Tschebyscheffscher
 Approximation Konstanter Gruppenlaufzeit "
 AEU vol 16 No.1 P.9 1962 - 1
- (47) J.Jess , W.Schussler : " Über Filter mit günstigem
 Einschwingverhalten ",
 AEU , vol 16 No.3 P.117 1962 - 3
- (48) W.Postl : " Ein Energiekriterium zur Bewertung von Impulsfiltern "
 AEU vol 16 No.7 P.351 1962 - 7
- (49) 小野田 : " 回路素子の損失が波形伝送特性に及ぼす影響 "
 電気通信学会雑誌 vol 45 , No.9 , P.1201 1962 - 9
- (50) 小野田 : " 波形歪を最小にする遅延偏差の最適形状について "
 昭和 37 年通信学会全国大会論文集 , P.13 1962 - 11
- (51) 小野田 : " 映像パラメータ型遅延回路網の過渡特性 "
 昭和 38 年電気 4 学会連合大会論文集 P.53 1963 - 4
- (52) 小野田 : " A compact video delay line "
 IEEE Trans . vol BTR - 9 No.2 P.94 1963 - 7
- (53) 小野田 : " 波形歪を最小にする位相及び遅延偏差の最適形状について "
 電気通信学会雑誌 vol 46, No.8 , P.1091 1963 - 8

3. 特許出願

(54) 小野田：遅延回路素子（特許願 34 - 21506）

1959 - 7