電気通信主任技術者試験用
通信線路解説メモ（メタリック分野）

β2.2 版

はじめに

近年の通信線路専門科目では、光関連の出題が多数を占めていますが、かつてはメタリック回線の出題比重が大きく、現在でもある程度の比率は維持されています。

ところが、メタリック回線の技術はレガシーな分野でもあり、現在のところ学習に適した教科書や資料類が極めて少ない状況のようです。通信線路の過去問解説集は絶版のままで復活の兆しはありません。

また、伝送線路理論は数学的な分野でもあることから、昔から苦手な方が多い分野との評判。さらに、徹底的にやりこむには、三角関数や双曲線関数などのやや複雑な数学知識が必要でもあって、なぜそうなるのかを一から始めるには時間がかかりそうです。

そこで、過去問をベースにしたメタリック伝送路に関する解説メモを作成した次第です。なお、管理者本人としては線路主任を通信線路で取得しているものの、実務には携わっておりませんのであまり自信が無い部分もあることをご了承ください。

β版ですので、まだ問題の整理や必要な知識についてのとりまとめが不完全だったり、数式や解説の誤りも多いと思いますが、これから通信線路あるいは水底線路を受験される皆様に少しでもお役に立てれば幸いです。(誤りや疑問等がございましたら、当面はメールにてご連絡ください。)

なお、**今後メタリックの出題がほとんど無かったとしても関知しませんので**、自己責任にてお願いいたします。（一応、誘導対策・雷害関連は光の問題が混ざってますが大して影響はないでしょう。）

平成 30 年 5 月　電気通信主任技術者総合情報　管理人

改版履歴

β1.0	平成 29 年 10 月	テスト版公開
β2.0	平成 29 年 10 月	収録分野追加（伝送単位）・誤記修正・設問分類変更等
β2.1	平成 29 年 11 月	平成 18 年度までの関連問題追録、解説・誤記の修正等。
β2.2	平成 30 年 5 月	平成 29 年度第 2 回試験の問題を追録

目次

凡例

実際に出題された問題文は、原則、以下のように点線で囲んであります。

> 高周波では導体系の抵抗だけでなく、周囲の金属体中に誘起される渦電流によって電力損失を生ずることがあり、主なものにカッド損などがある。
>
> (H22-2_Q1-2-1-C4)(H25-2_Q1-2-1-C3)(H27-1_Q1-2-1-C4)

このうち、(H22-2_Q1-2-1-C4)の表記は、出題年次と問題番号を表しており、

平成22年度第2回試験　問1　(2)　(ⅰ)　正誤選択文の第4番目

の意味になります。

(H15-1_Q2-1-イウ)の表記のような場合は、穴埋め問題を表し、

平成15年度第1回試験　問2　(1)　$\boxed{(イ)}$

平成15年度第1回試験　問2　(1)　$\boxed{(ウ)}$

という意味になります。

上記の出題例では過去3回の出題があったことを示しますが、必ずしも全く同一の出題文であったことを意味するものではありません。表現がやや異なる類題も含むものとします。類題かそうでないかは主観的な判断です。

また、類題とされる中には「正しかった問題」「誤っていた問題」が混在することがあります。この場合には「××では正しい選択肢が出題された」などと注釈をしています。

解説文にて「**正しい。**」「**誤り。**」とあるのは、**公式解答を意味**しています。稀にこれとは違った解釈で出題文に対して解説をするものもあります。

出題文中で誤り箇所が明確なものは、

> 熱雑音などの基本雑音は、信号レベルに~~比例して~~発生する雑音であり、信号レベルの~~高い~~ところで問題となる。

のように「赤字」と「取り消し線」を加えてあります。ただし、ほぼ全てが誤りの文章ではこれを省略することもありますし、数式では取り消し線を加えるのが困難な場合もありますので正誤を間違えないよう注意してください。

問題文から一部を抜粋した事で、どのような分野での出題か把握が難しいものについては、

> **(特性インピーダンスについて)**
>
> 特性インピーダンスは、無限長の線路の入力インピーダンス…（以下略）

のように、出題分野を文頭に(　)で追記してあります。

数学公式

未整理。

双曲線関数

$$\sinh x = \frac{\mathrm{e}^{x} - \mathrm{e}^{-x}}{2} \quad , \cosh x = \frac{\mathrm{e}^{x} + \mathrm{e}^{-x}}{2} \quad , \tanh x = \frac{\sinh x}{\cosh x} = \frac{\mathrm{e}^{x} - \mathrm{e}^{-x}}{\mathrm{e}^{x} + \mathrm{e}^{-x}}$$

伝送単位

減衰量（Np と dB）

> 伝送線路の送信端の信号電力をＰ$_S$[W]、受信端の信号電力をＰ$_R$[W]とすれば、伝送線路の減衰量Ｌ[dB]は、
>
> $$\mathrm{L} = 10\log_{10}\frac{\mathrm{P_S}}{\mathrm{P_R}}$$
>
> となる。（H23-2_Q1-2-1-C1）

正しい。これが基本となる形である。基礎的なので、電気通信システム科目向きな問題。

> 伝送線路の送信端の信号電力をＰ$_S$[W]、受信端の信号電力をＰ$_R$[W]とすれば、伝送線路の減衰量Ｌ[dB]は、次式で求められる。
>
> $$\mathrm{L} = \cancel{20}\ \log_{10}\frac{\mathrm{P}_{\cancel{\mathrm{R}}}}{\mathrm{P}_{\cancel{\mathrm{S}}}}$$
>
> （H26-2_Q1-2-2-C1）

誤り。電力比での dB であるので、この場合の**係数は 20 でなく、10 である**。電圧・電流比をとる場合は20を掛けるが、これは電力比に直すために2乗する必要があって、

$$10\ \log_{10}\left(\frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{P_1}}\right) = 10\ \log_{10}\left(\frac{\mathrm{V_2^2/Z}}{\mathrm{V_1^2/Z}}\right) = 2 \times 10\ \log_{10}\left(\frac{\mathrm{V_2}}{\mathrm{V_1}}\right)$$

になるからである。

また、通常、減衰量(Loss)と呼ぶ場合には正の値で評価するため、**$\mathrm{P_S}$と$\mathrm{P_R}$を逆**にした方がよい、設問の式だと伝送線路として減衰量は－10dBなどの負の値になる。

> 伝送系の減衰量を表す単位には、ネーパ[Np]とデシベル[dB]がある。ネーパは二点間の信号電力比を自然対数で表したものに１／２を乗じたものであり、デシベルは、二点間の電力比を常用対数で表したものに１０を乗じたものである。（H18-2_Q1-2-1-C2）

正しい。Neper は伝送理論を扱う上で便利な量で、**電圧・電流を表すときに使う**ことが多い。入力電圧を Vi、出力電圧を Vo、ln を自然対数としたとき、減衰量[Np]は

$$\mathrm{N_p} = \ln\left(\frac{V_i}{V_o}\right) \ \leftrightarrow\ \mathrm{e}^{\mathrm{N_p}} = \frac{V_i}{V_o}$$

と表現することができる。これが使われる理由は自然対数の底（Napier 数）を基準とした表現であるため、微積分が楽になるから。

1[Np]の減衰量は e^1=2.718…、言い換えれば元の電圧電流の 36.78…%に減衰するという意味になる。これを電力比の表現になおせば、（伝送システム両端のインピーダンス Z が等しいと仮定して）

$$\mathrm{N_p} = \ln\left(\frac{V_i}{V_o}\right) = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2 = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{V_i^2/Z}{V_o^2/Z}\right) = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_i}{P_o}\right)$$

となって、自然に1／2の係数が導入される。ただ、電力比を Np で表すことが滅多にない。

次にデシベルであるが、人間の感覚的に合致する10を底とする対数（常用対数）によって

$$\mathrm{dB} = 10\ \log_{10}\left(\frac{P_i}{P_o}\right) \quad \leftrightarrow \quad 10^{\frac{\mathrm{dB}}{10}} = \frac{P_i}{P_o}$$

とするのが、本来の定義である。（1920 年代に電話線のロスを表すために提案された dB は、当初からパワー比の定義であった。もっとも最初は TU: Transmission Unit という単位であり、1TU=1dB であった。）

そのため、電圧・電流を扱うにはそれぞれを 2 乗しなくてはならない事情から、

$$\mathrm{dB} = 10\ \log_{10}\left(\frac{P_i}{P_o}\right) = 10\ \log_{10}\left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2 = 20\log_{10}\left(\frac{V_i}{V_o}\right)$$

となって、電圧比・電流比のときに限り、20の係数が出てくることになる。（伝送線路を対象とする前提なので、入出力の線路インピーダンスが等しいという暗黙の了解もある。）

dB と Np はそれぞれが対数で表されるので、相互に換算可能である。

$$8.686 \times \mathrm{Np} \rightarrow \mathrm{dB}$$

$$0.1151 \times \mathrm{dB} \rightarrow \mathrm{Np}$$

であって、1Np は 8.686dB に等しく、また、1dB は 0.1151Np に等しい。なお、8.686 は、より正確にいえば$20 \times \log_{10} \mathrm{e} = (8.6858896\cdots)$の値である。

$$\mathrm{dB} = 20\ \log_{10}\left(\frac{\mathrm{V_i}}{\mathrm{V_o}}\right) = 20\ \log_{10}\left(\mathrm{e}^{\mathrm{N_p}}\right) = 20 \times \mathrm{N_p} \times \log_{10}(\mathrm{e})$$

が成り立つことによる。

> 伝送系で扱う伝送単位には、デシベル[dB]、ネーパ[Np]などがある。デシベルは、２点間の信号電力比を常用対数で表したものに１０を乗じたもので、ネーパは、２点間の信号電力比を自然対数で表したものに $\frac{1}{2}$ を乗じたものであり、自然対数の底を e とすると、
>
> １[~~dB~~]＝２０ log_{10} e [~~Np~~]である。　(H20-2_Q1-2-4-C1)

誤り。式のままだと 1[dB]が 8.686 [Np]ということになってしまって換算係数が逆である。dB と Np の単位を入れ替えて、$1[\mathrm{Np}] = 20\log_{10}\mathrm{e}\ [\mathrm{dB}]$とすれば正しくなる。

> 伝達量 θ は、一般には複素数であり実数部を減衰量あるいは伝送損失、虚数部を位相角という。減衰量の単位にはネーパ[Ｎｐ]、位相角の単位にはラジアン[rad]又は度[°]が用いられる。特に減衰量は
>
> $$\frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{P_1}} = 10^{-(1/20)\theta}$$
>
> として単位にデシベル[dB]が用いられている。　(H15-1_Q2-2-1-C2)

誤り。電圧比の定義式になっている。電力比なので正しくは

$$\frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{P_1}} = 10^{-(1/10)\theta}$$

である。

伝送路の減衰特性は、入力信号パワーＰ ${}_{n}$ と出力信号パワーＰ ${}_{n+1}$ の比により定められる。この比を $\frac{\mathrm{P_{n+1}}}{\mathrm{P_n}} = \mathrm{e}^{-2\theta_n}$ の指数形式で表すと、多数の通信装置とケーブルがシリーズに接続された伝送路の総合減衰特性は、

$$\frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{P_1}} \cdot \frac{\mathrm{P_3}}{\mathrm{P_2}} \cdot \frac{\mathrm{P_4}}{\mathrm{P_3}} \cdots \frac{\mathrm{P_{n+1}}}{\mathrm{P_n}} = \mathrm{e}^{-2(\theta_1+\theta_2+\theta_3+\cdots+\theta_n)}$$

で求められ、指数部のみの足し算ですみ、実用上便利である。 (H15-1_Q2-2-1-C1)

正しい。ごく基本的な「伝送量」の設問であるが、あまり使わない Neper 単位でしかも電力表現という部分に出題のひねりが見える。一般には、

$$\theta = \ln\frac{V_2}{V_1} \quad \leftrightarrow \quad \mathrm{e}^{\theta} = \frac{V_2}{V_1}$$

という電圧・電流での伝送量を見かける事が多いのだが、設問ではパワー表現になっていることから、2 乗した数の２θが基準になっている。要するに設問文では

$$2\theta = \ln\frac{V_2^2/Z}{V_1^2/Z} = \ln\frac{\mathrm{P_2}}{\mathrm{P_1}}$$

を表していて直感的に分かりにくい。伝送システムは掛け算の世界なので、指数表示にしておくと総合特性が特性θの加算に置き換わるので計算が楽である。

dBm 単位（絶対レベル）

　電気通信分野においては、一般に、１[mW]の電力を基準にした絶対電力レベルを表す単位として[dBm]が用いられる。この単位を用いて１[mW]を表すと０[dBm]となる。

(H23-2_Q1-2-1-C2)

正しい。ごく基本的な出題である。絶対レベル＝dBm というのは法的にも定義されている。

　電気通信分野においては、一般に、１[mW]の電力を基準にした絶対電力レベルを表す単位として[dBm]が用いられる。この単位を用いて１[mW]を表すと~~１~~[dBm]となる。

(H26-2_Q1-2-2-C2)

誤り。1[mW]は 0[dBm]。絶対電力レベル P[dBm]は、電力を p[mW]としたときに、

$$P[\mathrm{dBm}] = 10\log_{10}\left(\frac{p}{1\mathrm{mW}}\right)$$

と計算される量なので、p=1mW のときは

$$10\log_{10}\left(\frac{1}{1}\right) = 10\log_{10}1 = 10\times 0 = 0\ [\mathrm{dBm}]$$

サービス問題である。

　通信電力の絶対値を表す単位として用いられる[dBm]は、１[mW]を基準値としている。
１[mW]は０[dBm]、１００[mW]は２０[dBm]、１[W]は３０[dBm]と表される。

(H20-2_Q1-2-4-C2)(H18-2_Q1-2-1-C3)(H15-1_Q2-2-1-C2)

正しい。この種の問題は、どちらかというと電気通信システム科目向けのような気がする。

dBr 単位（相対レベル）

> 伝送システムにおいて、基準点における絶対電力レベル[dBm]と任意の点における絶対電力レベル[dBm]との差は相対電力レベルといわれ、単位として[dBr]が用いられる。
> (H26-2_Q1-2-2-C3)(H23-2_Q1-2-1-C3)

正しい。relative levels (相対)の r である。

> 伝送系において、ある点と基準点とにおける信号の電力比を伝送単位で表した値をその点の相対レベルという。相対レベルの単位は、~~[dBm0]~~で表される。
> (H20-2_Q1-2-4-C3)(H18-2_Q1-2-1-C4)

誤り。正しくは[dBr]。H20-2 では[dBv]という誤り表現であった。

> 伝送系において、ある点と~~1[mW]を基準値とした~~基準点とにおける信号の電力比を伝送単位で表した値は、その点の~~絶対~~レベルといわれ、単位は、[dBr]で表される。
> (H20-2_Q1-2-4-C4)

誤り、dBr は基準点を 1mW と限定していない。

dBm0 単位

> 伝送系の注目する点と伝送系の基準点とにおける信号の電力比を伝送単位で表した値を、その点の相対レベルといい、[dBr]で表す。伝送系の注目する点における信号電力を相対レベル０の点に１[mW]の信号を加えたものを基準として表す際の単位として[dBm0]を用いる。
> (H15-1_Q2-2-1-C4)

誤り。(ただし、出題としては正解選択肢になっている。)

出題誤りではないかと思われる。ITU-T G100.1(The use of the decibel and of relative levels in speechband telecommunications)の 8.5-8.6 節を確認してみたが、「0dBm0」は「相対レベル 0」すなわち 0[dBr]の基準点で測定された、絶対電力レベル(＝dBm)であって、

$$\mathrm{dBm0} = \mathrm{dBm} - \mathrm{dBr}$$

の関係式(8-7)として定義されている。

なので、正しくは「相対レベル0(0dBr)の点における信号の絶対電力(dBm)」としてよいと思う。

> [dBm0]は、伝送システムのゼロ相対レベル点における、信号の絶対電力レベルを示す単位である。例えば、－１５[dBm0]の信号の場合、相対電力レベルが－１０[dBr]の点における絶対電力レベルは~~－５~~[dBm]である。　(H26-2_Q1-2-2-C4)(H23-2_Q1-2-1-C4)

誤り。-15[dBm0]の場合は伝送システムのどこかの基準点(例えば送信端)におけるパワーが、-15[dBm]であることを表しており、-10[dBr]の点であれば、-15-10=-25[dBm]が正解となる。

なお、ゼロ相対レベルという表現は、おそらく 0dBr の言い換えと判断する。

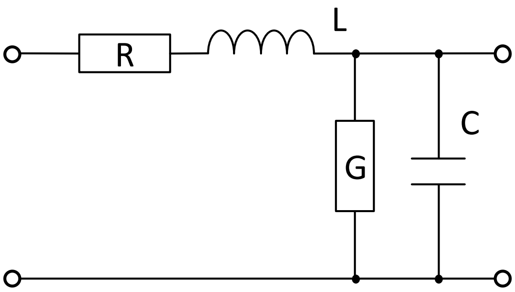
伝送線路理論分野

一次定数関係

基礎知識

一次定数には、直列的な要素として導体そのものの抵抗及び導線に電流の流れを阻止するように働くインダクタンス、並びに並列的な要素として導体間の絶縁体を介して存在する静電容量及び漏れコンダクタンスがある。 (H24-2_Q1-2-1-C1)

正しい。分布定数の１次定数はR、L、C、Gの4要素で、抵抗Rとインダクタンス L が回路の直列要素(直列インピーダンス)。静電容量 C と漏れコンダクタンス G が回路の並列要素(並列コンダクタンス)である。



一般に、抵抗、インダクタンス、静電容量が１点に集中している素子で構成されている回路は、集中定数回路といわれ、これに対して伝送線路のように電気的特性が一点に集中せず分布している回路は分布定数回路といわれる。一様線路は分布定数回路の一つと見なせる。 (H19-1_Q1-2-1-C1)

正しい。基礎知識である。

1 次定数の周波数特性

導体系では、周波数が高くなるに従って抵抗及び内部インダクタンスに変化が生ずる。これは、導体内部において各部の電流が互いに作用を及ぼしあうことで電流分布が変化した結果であり、一般に、導体系の電気的特性として周波数が高くなるに従って抵抗は増加し、内部インダクタンスは緩やかに減少する。

(H27-1_Q1-2-1-C1) (H25-2_Q1-2-1-C2) (H22-2_Q1-2-1-C1)
(H21-1_Q1-2-1-C1) (H19-1_Q1-2-3-C1)

正しい。直流（DC）では導体内へ均一に電流が流れるが、交流になると変化していく。特に高周波領域では、**表皮効果**(skin effect)が強くなり電流が導体表面に集中する（導線内部に電流が流れない）ことによって、電流の流れる面積が減少し抵抗 R が周波数 f の平方根、$\sqrt{f}$ に比例して増大する。

平衡対ケーブルでは、**近接効果**(proximity effect)として知られる、互いに電流を引き寄せるように（あるいは逆に反発しあうように）電流集中する現象も発生して、これも抵抗の増加要因となる。これらを総合すると、**周波数が高くなるに従って抵抗は増大**となる。

内部インダクタンスというのは、導線内部がもつ自己インダクタンス成分を指している。往復電流が流れている平衡対ケーブルの自己インダクタンス L は、μを媒質の透磁率[H/m]、d を電線間の距離[m]、r を電線の半径[m]として

$$L\,[\mathrm{H/m}] = \frac{\mu}{\pi}\ln\left(\frac{d-r}{r}\right)+\frac{\mu}{4\pi}$$

で表される。このうち $\mu/4\pi$ の項を内部インダクタンスと呼び、銅などの比透磁率がほぼ1の金属では単純計算で 1m あたり 0.1μH（あるいは、0.1mH/km）の内部インダクタンスが存在することになる。

ただし、あくまで導線内部に均等に電流が流れている時の自己インダクタンス成分であって、高周波になるほど表皮効果、近接効果、渦電流による導線内部の電流分布変化の影響で、次第に内部インダクタンスは減少し、数十 MHz 以上の高周波領域では存在しないものとして扱うことになる。

だいたいの概算であるが、電話ケーブルで 1km あたり 0.6mH 前後の線路インダクタンスを想定すると、最終的には 16%ほど自己インダクタンスが減少する計算になる。

導体系では、周波数が変化すると抵抗及び内部インダクタンスに変化が生ずる。これは、導体内部において、周波数の変化に伴い電流分布が変化した結果であり、一般に、電気的特性として周波数が高くなると抵抗は増加し、内部インダクタンスは緩やかに減少する。

(H25-1_Q1-2-1-C4)

正しい。上記設問の類題。

漏れコンダクタンスは、心線間の絶縁物を通して流れる電流の割合を示し、漏れコンダクタンスが小さいほど漏洩する電流が~~大きい~~ことを意味している。平衡対ケーブルでは、周波数が高くなると漏れコンダクタンスは急激に~~小さく~~なる。

(H27-1_Q1-2-1-C3)(H25-2_Q1-2-1-C1)(H25-1_Q1-2-1-C2)
(H22-2_Q1-2-1-C3)(H21-1_Q1-2-1-C4)(H19-1_Q1-2-3-C4)

誤り。前半は基本的な1次定数の考え方であるが、漏れコンダクタンスGの単位は抵抗の逆数と考えれば分かりやすく[注]、すなわちI=GVであって、Gが大きいほど電流が流れやすい。

また、平衡対ケーブルの特性上、直流(DC)付近でほぼ$G≒0$に比べ、周波数fが高くなるとGが悪化(大きくなる)。

具体的には心線間に挟む誘電体の交流損失(tanδ)が影響しており、$G \approx \omega C \tan\delta$であるので、周波数に1次比例して増加する。つまり、周波数が2倍ならGも2倍に悪化することになる。

[注] Gの単位は 単位長を1メートルとするとSiemens/meterであるので、単純にその逆数を取るとOhm・meterの物理単位になる。これはRの単位であるOhm/meterとは単位が異なるため、現実にはG=1/Rではない。(集中定数回路においてはG=1/Rが成立する。)

平衡対ケーブルに使用される絶縁材料は、絶縁耐力が大きく、誘電率が~~高く~~、耐候性に優れているなどの性質に加え、焼却時や埋立処理時などにおいて環境へ及ぼす影響が小さいことも重要である。 (H23-2_Q1-2-2-C3)

誤り。一般に通信線の絶縁材料の誘電率は低い方がよい。これは心線間の静電容量Cを小さくするためで、Cが小さいほど損失が少なく、信号伝搬速度が速くなる。

漏れコンダクタンスGは、$G \approx \omega C \tan\delta$であるが、Cが大きいほど損失も大きくなる意味であって、しかも誘電率が高い物質は誘電体損失tanδも大きい傾向がある。

そのほか、伝搬速度($=1/\sqrt{LC}$)が遅くなって、あまり良いことがない。

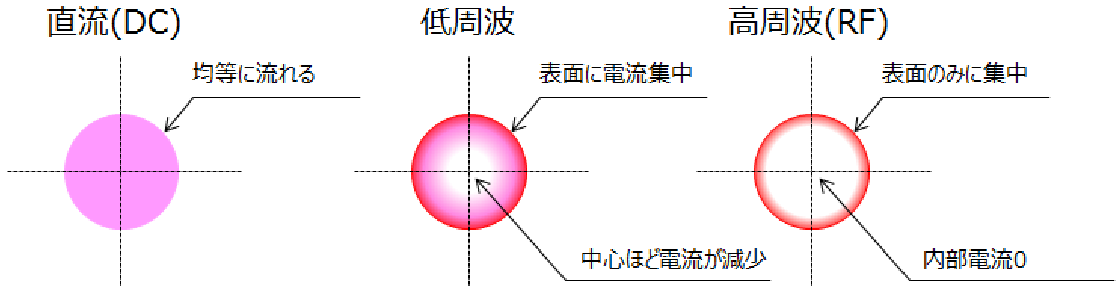
実際のメタリックケーブル(PEC)では、比誘電率が2.2～2.3前後のPE(ポリエチレン)に空気を含ませた発泡ポリエチレン(PEF)を使用して、実効誘電率をさらに低くしている。大昔のPEFケーブルが市外中継線に用いられていたのはこういった理由による。

同軸ケーブルでも低損失なものはPEではなくPEFを使っている。

表皮効果

> 導体中を流れる電流は、その周波数が高くなると導体内を一様に流れるのではなく、導体表面に集中し、電流密度は、表面から深くなるに従って指数関数的に減衰する。この現象は、表皮効果といわれる。 (H21-2_Q1-2-3-C1)

正しい。表皮効果(skin effect)は電磁波が導体内に侵入しにくい現象のことで、直流が流れる円形電線では電流密度が偏ることなく、どの点をとっても均一に流れる。しかしながら周波数が上昇すると、電流が内部に流れず、表面付近に集中するようになってくる。



導体の表面電流密度 i_s, 導体の中心部から距離rの点における電流密度 i_r,電線表面からの距離をｔ(thicknes)としたとき、

$$\left|\frac{i_r}{i_s}\right| \approx \mathrm{e}^{-kt}$$

という近似式があり、**指数関数的**に減衰することになる。(なお、$k=\omega\sigma\mu/\sqrt{2}$で角周波数ω=2πf、導電率σ、透磁率μに関係する量であるが、本問の場合は定数kとして考えてよい。)

なお、表皮効果の目安(表皮深さ/skin depth)は、表面の 1/e≒36.8%の電流密度に減少する深さδが評価基準になっていて軟銅(Cu)だと、σ=58×10⁶, μ=4π×10⁻⁷ から

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} = \frac{2.09}{\sqrt{f\,[\mathrm{kHz}]}}\ [\mathrm{mm}]$$

である。もし 100kHz だと、δ=0.21mm ぐらいになる。

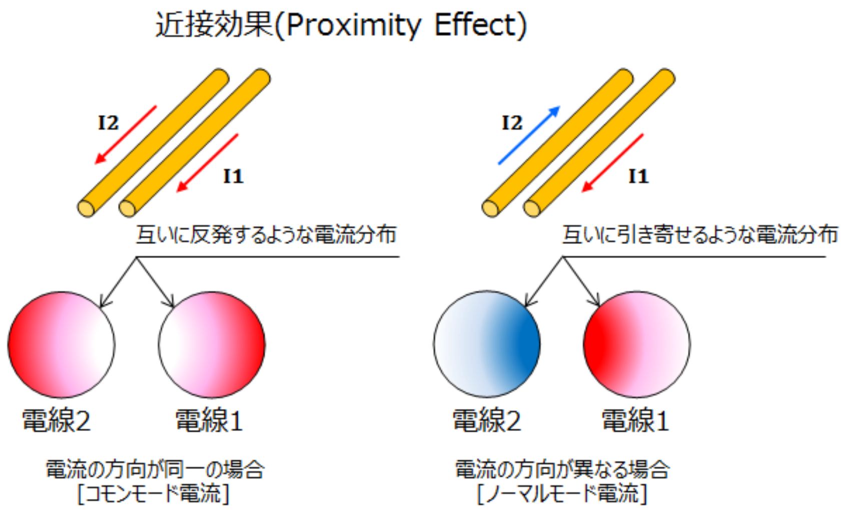
> 平衡対ケーブルなどの金属伝送媒体では、 $\boxed{（ウ）}$ により周波数の平方根に比例して損失が増加するため、高周波になると伝搬距離が急激に短くなる。これに対し、光ファイバでは、分散により伝送周波数帯域が決まることから、使用する波長帯や光ファイバの種類を選ぶことによって、長距離にわたり広い伝送周波数帯域を確保することが可能である。
> (H28-2_Q2-1-ウ)

解答選択肢は「表皮効果」。光ファイバ問題でもこのようなメタルの出題がある。

近接効果

> ごく近くに平行に並んでいる２本の導体に電流が流れたとき、それぞれの電流の向きが、同一方向であると電流は導体内部で他方の導体から離れている側を流れようとし、反対方向であると他方の導体に近い側を流れようとして２本の導体内部の電流密度に偏りが生ずる。この現象は高周波において顕著となり、一般に、近接効果といわれる。
>
> (H25-1_Q1-2-1-C1)(H21-1_Q1-2-1-C2)

正しい。近接効果(proximity effect)の説明である。計算は非常に複雑なので試験に出ることはないと考えて良い。



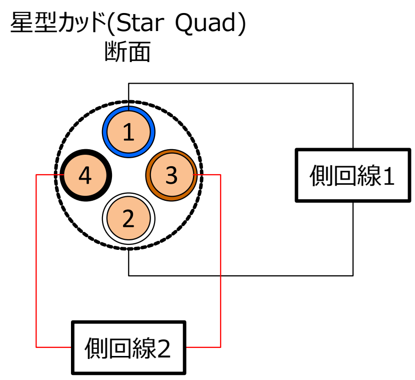
> 近接して平行に並んでいる２本の導体に電流が流れたとき、それぞれの電流が同一方向であると電流が外側に押しやられ、反対方向であると内側に引き合うことで２本の導体の電流密度が変化する現象が生ずる。この現象は高周波において顕著となり、一般に、近接効果といわれる。
>
> (H27-1_Q1-2-1-C2)(H22-2_Q1-2-1-C2)(H19-1_Q1-2-3-C2)

正しい。上記設問の別表現。

その他の渦電流損

> 高周波では導体系の抵抗だけでなく、周囲の金属体中に誘起される渦電流によって電力損失を生ずることがあり、主なものにカッド損などがある。
> (H27-1_Q1-2-1-C4) (H25-2_Q1-2-1-C3) (H22-2_Q1-2-1-C4) (H19-1_Q1-2-3-C3)

正しい。電線に通じた交流電流により、周囲の導体にも電磁誘導作用による渦電流が流れて、それらが熱損失となって失われる。



例えば、電話ケーブルとして最も一般的である星型カッド(Star Quad)内では、2 組 4 本をひとつに束ねている関係上、残りの2本のペア(第2回線)に誘導電流が誘起されて渦電流損が発生するため、単純なツイストペアに比べると抵抗が増加したように見える。これをカッド損(quad loss)と呼ぶ。

なお Quad という用語は、4 本束ねという程度の意味であるので、対撚り(2 本のみ)の場合には用いられない。

分類外

> 平衡対ケーブルは、同じ構造の２本の導体が対をなしているケーブルであり、２本のそれぞれが、それ以外の導体、遮蔽体又は保護金属体(例えば鉛被)などに対して、構造的また電気的にほぼ等しい関係位置となっている。 (H23-2_Q1-2-2-C2)

正しい。いわゆる 2 本の電線を撚り合わせたツイストペアである。ケーブル化したときには周囲の被覆物に対して、おおむね平衡するような配置を取る。ただし、現実には周囲との完全な電気的バランスは取れない。

鉛被(えんぴ)というのは、大昔に使われていた紙絶縁電話ケーブル時代の外皮構造のことで、現在はポリエチレンや塩ビにアルミニウム(AP)という構造なので当然使われていない。使われていたのは明治後期からせいぜい昭和40年代頃までと思われるので、設問の妥当性については少々疑問がある。

一次定数の温度特性において、静電容量は温度による大きな変化はなく、また、外部インダクタンスも線径と線間距離によって決まるため、ほぼ一定である。一方、抵抗及び内部インダクタンスは導電率の関数であるため、導電率の温度変化によって変化する。

(H20-1_Q1-2-2-C1)

正しい。【難問・奇問】に分類しておく。真剣に取り組む必要性は薄いが、過去問として出題されているので、一応解説する。出題の種本は「紙絶縁ケーブル」の話だったりするので、ご注意。

R	かなり温度の影響を受ける。
C	温度特性は無視し得るとされている。
外部L	ほぼ変化しないとされる。
内部L	温度によって導電率σが変化するため、表皮効果等の式に現れる$\sqrt{\omega\sigma\mu}$の項も変化する影響がある。温度上昇により表皮効果が弱まるので内部インダクタンスが増加し、正の温度係数になる。
L	全体のLとしては外部Lが大きいので、内部Lが変化しても影響が小さい。
G	大きく負の温度係数をもつ(紙絶縁の場合)。ここはさすがに出題されなかった。

直流抵抗は温度変化に対して広範囲にわたって直線的に変化し、２０[℃]、ｔ[℃]の直流抵抗をそれぞれR_{20}、R_t、また、αを温度係数とすると、一般に、$R_t = R_{20}\{1-\alpha(t-20)\}$で表され、温度が~~高いほど~~直流抵抗は小さくなる。

(H20-1_Q1-2-2-C2)

誤り。これは電気の常識的な部分で答えられる。高温ほど抵抗値が大きくなるのが普通。数式の部分はこれでよい。

二次定数の温度特性は一次定数の温度特性から推定でき、特性インピーダンスについては、高周波での変化~~が特に大きい~~。

(H20-1_Q1-2-2-C3)

誤り。【難問・奇問】に分類しておく。真剣に憶える必要はないと思うが一応解説。

低周波の特性Zは、$\sqrt{R/\omega C}$の近似式があるように、$\sqrt{R}$に関係する部分が効いてくるので温度に多少の影響は受けるが、高周波では$\sqrt{L/C}$の近似式から変化は<u>極めて小さい</u>とされる。

二次定数関係

> 音声周波帯における減衰定数は、導体抵抗、静電容量及び~~自己インダクタンス~~の平方根に~~反~~比例する。 (H24-2_Q1-2-1-C2)

誤り。音声周波数(300Hz～3kHz 前後)における減衰定数αについては、以下の良好な近似式がある。これはωL が R に比べてかなり小さく、G がωC に比べてかなり小さいという前提で導かれる。

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\ \left\{1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right\}$$

分かりやすいように実線路に近そうな具体的な数値で大雑把に計算してみると、$R(100\Omega/km) \gg \omega L(3.14\Omega/km)$、$\omega C(314\mu S/km) \gg G(1\mu S/km)$ ぐらいの値(at 1kHz)になる。

この中で、$\omega L/R - G/\omega C$ の補正項影響は小さく$0.5 \times (0.03 - 0.003)$ぐらいのため、さらに思い切った簡略化もできて、

$$\alpha \approx \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}$$

と振舞うとしてもよい(上記は数値的にα=8.686×0.125[Np/km]=1.09[dB/km]程度)。これを文章化すると「導体抵抗 R 及び静電容量 C の平方根に比例する」であり、反比例ではない。また、自己インダクタンス L は主要項として現れないので影響は小さい。

> 平衡対ケーブルの抵抗は高周波で表皮効果の影響を受け、漏洩コンダクタンスは周波数に依存し、一般に、抵抗減衰量は周波数の平方根に比例し、漏れ減衰量は周波数に比例する。 (H23-2_Q1-2-2-C2)

正しい。高周波領域での損失α[Np/km]は、

$$\alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2}Y_0 + \frac{G}{2}Z_0$$

で表されるが、このうち第1項を**抵抗減衰量**、第2項を**漏洩減衰量**と呼んでいる。高周波領域の抵抗 R は$\sqrt{f}$ に比例して増加し、漏洩コンダクタンス G は周波数 f に直接比例する。

R については、表皮効果で電流の流れる面積が減少することが直接の要因である。

G については絶縁物の誘電正接を tan δとしたとき $G \cong \omega C \tan\delta = 2\pi f C \tan\delta$ となるからである。

例えば、通信用絶縁材料のスター選手であるポリエチレン(PE)では損失角δが 0.0005 以下(実際はもっと小さい)であるので、1kHz での G は、C が 50nF/km 程度として、

$$G(1kHz) = 2\pi \times (1 \times 10^3) \times (5 \times 10^{-8}) \times (5 \times 10^{-4}) \approx 0.16\ [\mu S/km]$$

ぐらいの値になる。絶縁抵抗換算なら 6.4MΩ･km ほどの値。

これが 10kHz なら 10 倍に漏洩コンダクタンスが悪化する。

> 導体の抵抗は、近接効果などのため高周波になるほど増大し、また、漏れコンダクタンスも誘電体損失のため高周波になるほど増大する。これらにより、一般に、減衰定数は周波数の~~2乗~~に比例して増大する。　(H21-2_Q1-2-3-C2)

誤り。減衰定数αは$\sqrt{f}$に比例する。$\alpha \sim f^2$ではない。低周波では、$\alpha \approx \sqrt{\omega CR/2} = \sqrt{\pi CR} \cdot \sqrt{f}$ に従うことによる。一方、高周波では、G の効果が小さいとして、

$$\alpha \approx \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}$$

に従うので、αは一定値になるように見える。しかしながら、定数としていた抵抗 R 自体が、$\sqrt{f}$に比例するようなるため、広い周波数帯域にわたって、$\sqrt{f}$に比例するようになる。

なお、近接効果自体が周波数に依存するのは誤りではないが、表皮効果とした方がより適切な表現である。「など」という表現があるので表皮効果も含むと解釈するのである。

> 減衰定数を小さくするためには、抵抗と漏れコンダクタンスを小さくすることが必要であり、そのためには、導体径を大きくすること、絶縁物の誘電体損失を~~大きく~~することが有効である。　(H21-2_Q1-2-3-C3)

減衰定数αを低下させて、損失を抑えようとするとき、最も単純なのは導体径を大きくすることである。心線の直径を大きくすれば、抵抗 R が減少するためで、これは電線一般の基本原則。

また、漏れコンダクタンス G は誘電体損失(tan δ)に大きく関係しており、直流では極めて高い絶縁抵抗値であっても、交流では$G = \omega C \tan\delta$となるので、「誘電体損失が小さいほど漏れコンダクタンス G が減少」し、損失が小さくなる。

> 位相定数は、単位長当たりの信号波の位相の遅れを表すものであり、位相定数が小さいほど、信号波の伝搬速度が速い。　(H24-2_Q1-2-1-C3)

正しい。位相定数βは位相速度v_pを直接的に表すもので、

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{2\pi/\lambda} = f\lambda$$

となる。メタル通信線では群速度≒伝搬速度についても、ほぼこれに等しいとして扱う。

> ~~伝搬定数~~は波の減衰の程度を表し、単位はNp(ネーパ)を用い、~~位相速度~~は位相角の変位を示す量で、単位は rad(ラジアン)を用いる。　(H19-1_Q1-2-1-C3)

誤り。減衰の程度を表すのは伝搬定数γではなく、その実数項である減衰定数αである。後半は誤り箇所をどこにするか悩む程度に間違っている。

おそらくは説明文を正しいとすると、位相速度ではなく位相量であると思われる。

位相速度を説明するならば、「単位長さあたりの位相角の変位を示す量」「単位は rad/km」あるいは「rad/m」になる。

線路の特性インピーダンスは、一般に、近似式で求められ、３０[kHz]以上の高周波における特性インピーダンスは、線路の静電容量の平方根に~~比例~~し、自己インダクタンスの平方根に~~反比例~~する。　(H25-1_Q1-2-1-C3)(H21-1_Q1-2-1-C3)

誤り。高周波領域では

$$Z_o = \lim_{\omega\to\infty}\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

で近似的に特性Zが表されるため、正しくは「静電容量の平方根に反比例」、「自己インダクタンスの平方根に比例」である。

３０[kHz]以上の高周波での特性インピーダンスの近似式において、特性インピーダンスは、線路の~~導体抵抗~~の平方根に比例し、静電容量の平方根に反比例し、周波数~~が高くなるにしたがって増加する。~~　(H20-1_Q1-2-1-C4)

誤り。先の類問である。「自己インダクタンスの平方根に比例する」が正しい。また、周波数が高くなっても、一定値のままである。

特性インピーダンスとは、交流回路の電気抵抗に相当するものであり、実在の線路を無限に伸ばしたと仮定した場合に示す任意の点における電圧対電流の比をいう。線路の構成・材質が同一であれば同一の値を示し、線路を特性インピーダンスで終端するとその線路は無限長の線路と等価となる。　(H20-1_Q1-2-1-C1)

正しい。受験者を惑わすために文章を過剰に修飾するとこうなる。無限長線路の片端から見た入力インピーダンスが特性インピーダンスの定義。

特性インピーダンスは、無限長の線路の入力インピーダンスと見なすことができ、異なる特性の線路と接続されたとき、あるいは線路が他の機器と接続されるときに、伝送特性の整合を考える上で重要な要素である。　(H19-1_Q1-2-1-C4)

正しい。基礎的な出題である。

（特性インピーダンスについて）

交流回路におけるインピーダンスは、大きさと方向を持つベクトル量であり、大きさと角度で表され、その角度は位相角といわれる。　(H20-1_Q1-2-1-C2)

正しい。$\dot{Z} = R + jX = |\dot{Z}|e^{j\phi}$の表現にて、大きさが$|\dot{Z}|$、角度$\phi$が位相角。特に考える必要もなさそうな、四択を用意するためにダミーとしてつくられた出題ぽい。

音声周波での特性インピーダンスの近似式において、特性インピーダンスは、線路の導体抵抗の平方根に比例し、周波数と静電容量の積の平方根に反比例し、周波数が高くなるにしたがって減少する。　(H20-1_Q1-2-1-C3)

正しい。音声周波の特性インピーダンス近似式は、次の通りである。

$$Z = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}$$

この式において、$\sqrt{R}$に比例すること、$\sqrt{\omega C} = \sqrt{2\pi f C} = \sqrt{2\pi}\sqrt{fC}$に反比例することを文章で書いただけである。非常に分かりにくい。

[2 次定数総合] H27-2_Q1-1

（1）次の文章は、平衡対ケーブルの一次定数と二次定数について述べたものである。 ［　　］ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、［　　］ 内の同じ記号は、同じ解答を示す。 （２点×４＝８点）

平衡対ケーブルは、長手方向に均一で一様な線路であり、その電気特性は ［（ア）］ 定数回路として扱うことができる。この線路の往復導体の単位長さ当たりの抵抗をR、インダクタンスをLとし、また、往復導体間の単位長さ当たりの漏れコンダクタンスをG、静電容量をCとすると、これらのR、L、G、Cは、線路の一次定数といわれる。

一次定数から誘導される ［（イ）］ 定数γ及び特性インピーダンスZ_0は、次式で表される。

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = |Z_0|\, e^{j\phi}$$

ただし、ｊは虚数記号を、ωは伝送波の角周波数を、φは特性インピーダンスの偏角をそれぞれ表し、ｅは自然対数の底とする。

この ［（イ）］ 定数γの式において、実数部αは ［（ウ）］ 定数、虚数部βは ［（エ）］ 定数といわれ、これらのγ、α、β、Z_0は線路の二次定数と総称される。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 比例	② 反射	③ 分布	④ 分散
⑤ 結合	⑥ 増幅	⑦ 立体	⑧ 伝搬
⑨ 振動	⑩ 位相	⑪ 時	⑫ 伝送
⑬ 減衰	⑭ 相加	⑮ 集中	⑯ 伝達

類題

平成 24 年度第 1 回問 1(1) [H24-1_Q1-1]

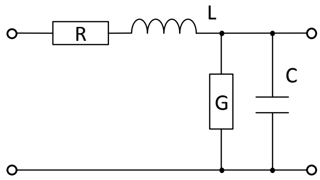
平成 18 年度第 2 回問 1(1) [H18-2_Q1-1]

回答　（ア）③ 分布（イ）⑧ 伝搬（ウ）⑬ 減衰（エ）⑩ 位相

「分布定数回路」における1次定数と2次定数の基本概念を問う問題。

<u>**分布定数回路**</u>　（線路のような長さの単位を持つ回路を扱う電気回路理論）

集中定数回路　（大きさを無視できる回路＝いわゆる普通の電気回路理論）



伝送線路を構成する物理要素から得られる、抵抗R[Ω/m]、自己インダクタンスL[H/m]、漏洩コンダクタンスG[S/m]、静電容量C[F/m]の4つは**1次定数**(Primary Constant)と呼ぶ。（ただ、メタリック伝送路を扱う場合の長さ単位は m でなく km であることが多い。）

それらから得られる、伝送線路の電圧と電流を表す基本的な方程式は、以下の2式である。

$$V = V_1 \mathrm{e}^{-\gamma x} + \mathrm{V}_2 \mathrm{e}^{\gamma x}$$

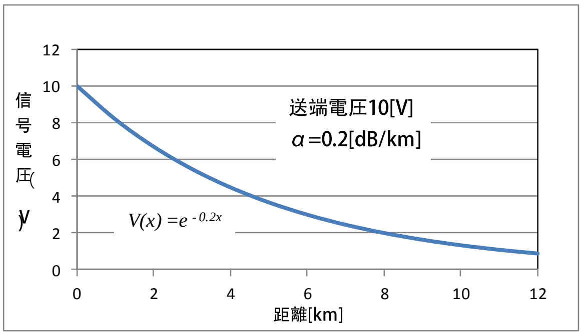
$$I = \frac{1}{\mathrm{Z}_0}(V_1 \mathrm{e}^{-\gamma x} - \mathrm{V}_2 \mathrm{e}^{\gamma x})$$

x が距離であるほか、γ が伝搬の状態を表す定数（**伝搬定数**）、Z_0 が線路の**特性インピーダンス**で電圧・電流比を決める定数であって。それぞれを**2次定数**(Secondary constant)と呼ぶ。

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

γ の実数項 **α は減衰定数**であって、信号が距離によって減衰して行く様子を示す。α=0 のときに無損失という意味で、α が大きいほど距離ごとの減衰が大きい。

γ の虚数項 **β は位相定数**と称されていて、信号位相が距離によって変化する様子≒信号伝達速度≒波長を表現している。



理解のためには、以下の進行波しかない場合の電圧式を考えてみるとよい。

$$V(x) = V_1 \mathrm{e}^{-\gamma x} = V_1 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$$
$$= V_1 \mathrm{e}^{-\alpha x}(\cos \beta x + j \sin \beta x)$$

αx の項は、グラフを見れば分かりやすいと思う。

βx の項は絶対値が常に1、すなわち、($\sqrt{\cos^2 \beta x + \sin^2 \beta x} = 1$)なので信号振幅には影響せず、距離に応じて複素平面をくるくる回転するフェーザ（ベクトル）を表していて、正弦波が距離に応じて位相が進んでいく様子を示す。

β は、線路内の波長 λ や伝搬速度（位相速度）v_p を表す定数でもあり、物理分野では波数と呼ぶ。

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad \rightarrow \quad \lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad , \quad v_p = f\lambda = \frac{2\pi f}{\beta} = \frac{\omega}{\beta}$$

と表現される。β 自体は高周波領域で $\beta \approx \omega\sqrt{LC}$ と簡単な近似式があるように、もろに周波数に関係する量。

例えば、光速で進む波を考えた時、150MHz=波長 2mの正弦波信号は、1m進んだ先の位相が180°（π rad）ずれることになるが、300MHz＝波長1mでは、1m進んだ先で 360°（2π rad)ずれていなければ、それぞれの速度が違うことになってしまうことによる。

すなわち、周波数によって波の速度が変化しないのであれば、β は周波数に直接比例する量であることを示す。（ただし、実際の線路では常に速度一定という前提が成立しているとは限らず、周波数ごとで微妙に速度を異とするのが一般論である。この条件は別に「無歪条件」と呼ばれる。）

なお、これらの式からは時間tがごっそり削ぎ落とされていて、時間の経過とともに振動する要素が省略されている。電気回路計算において、時間を考慮せず電圧・電流振幅と位相差しか考えないことと同じ仕組み。あくまで、あるタイミングでフリーズさせた状態の電圧・電流の距離分布を表していることに注意。

[2 次定数/無歪線路条件] H27-1_Q1-1

（１） 次の文章は、メタリック伝送線路における減衰量、無ひずみ伝送などについて述べたものである。 $\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、内の同じ記号は、同じ解答を示す。 （２点×４＝８点）

減衰量は、二次定数の一つである減衰定数αの大小によって決定される。往復導体の単位長当たりの抵抗とインダクタンスをそれぞれＲとＬ、往復導体間の単位長当たりの漏れコンダクタンスと静電容量をそれぞれＧとＣとすると、Ｒ、Ｌ、Ｇ及びＣは線路の一次定数といわれ、減衰定数αは、これら一次定数から導かれる。

減衰定数αの近似式は、一般に、高周波（３０[kHz]程度以上)の場合、次のように表される。

$$\alpha \fallingdotseq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\boxed{\text{（ア）}}}$$

この近似式において、減衰定数αは、Ｒ＝Ｇ＝０の場合に零になるが、これは全く減衰しないということで実現するのは不可能であり、 $\boxed{\text{（イ）}}$ の関係にある場合に最小の値となる。

しかし、実際の伝送路においては、一次定数の関係は、一般に、$\sqrt{\boxed{\text{（ア）}}} \ll \sqrt{\frac{R}{G}}$ であるため、 $\boxed{\text{（イ）}}$ の減衰量最小条件を満足することは困難であることから、インダクタンスＬを大きくすることで減衰量を小さくする方法がとられる。

また、減衰量最小条件は、無ひずみ伝送の成立する条件でもあり、伝送に用いる周波数帯域全体にわたり、 $\boxed{\text{（ウ）}}$ が一定であること、減衰定数αが一定であること及び $\boxed{\text{（エ）}}$ が周波数に比例することが必要である。

＜(ア)～(エ)の解答群＞

① $\frac{L}{R}$	② ＲＬ＝ＧＣ	③ 線路長	④ 集中定数
⑤ $\frac{L}{C}$	⑥ ＲＧ＝ＬＣ	⑦ 分布定数	⑧ 反射係数
⑨ $\frac{R}{C}$	⑩ ＲＣ＝ＧＬ	⑪ 位相定数	⑫ ボルツマン定数
⑬ ＬＣ	⑭ $\frac{C}{R}$ ＝ＧＬ	⑮ 電流密度	⑯ 特性インピーダンス

類題

平成 29 年度第 2 回問 1(1) [H29-2_Q1-1]

平成 24 年度第 2 回問 1(1) [H24-2_Q1-1]

平成 22 年度第 2 回問 1(1) [H22-2_Q1-1]

回答　（ア）⑤ $\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}$ （イ）⑩ ＲＣ＝ＧＬ （ウ）⑯ 特性インピーダンス （エ）⑪ 位相定数

2次定数の基本的な性質について述べた文章の正否問題で、計算不要の知識問題である。

伝搬定数γは、$\gamma = \alpha + j\beta$ で実数部の α を減衰定数、β を位相定数という。

高周波（30kHz 以上）という定義は、著名な国内の線路教科書での扱いである。α の厳密な値は、

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left\{\sqrt{(R^2+\omega^2L^2)(G^2+\omega^2C^2)} - (\omega^2L^2C^2 - RG)\right\}}$$

であるが、高周波領域の線路である場合、$\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$の条件から、以下のように近似式が導かれる。（導出は少々面倒だが、見たい方はこちら。）

$$\alpha \cong \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)\left\{1 - \frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C}\right)^2\right\}$$

$$\approx \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

この第2項が（ア）の解答として求められているが、暗記は少々面倒な部類に入ると思われる。ここで、α の物理単位を考えると、[Neper/km]が標準なので、R、G、（C／L）または（L／C）がどういうった物理単位かを考えておくと思いだしやすい。

Neper(あるいは Np)単位は、比を表すだけの無単位の量である。1[Np]は 8.686[dB]に等しい。すると、R[Ω/km]と$\sqrt{C/L}$とを掛け合わせたときにΩの物理単位が消去されなければならないことになる。

$$\alpha_R = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \rightarrow \left[\frac{\Omega}{\mathrm{km}}\right] \times [?] \rightarrow \left[\frac{1}{\mathrm{km}}\right]$$

要するに、$\sqrt{\frac{C}{L}}$ は $\left[\frac{1}{\Omega}\right] = [\mathrm{Siemens}]$ の単位を持つことが明らかである。実際にこの逆数である$\sqrt{\frac{L}{C}}$は線路の特性インピーダンス Z_0（Ω）そのものであり、Z_0 の逆数は特性アドミタンス Y_0 である。これらをまとめれば、

$$\alpha \approx \frac{(R \times Y_0) + (G \times Z_0)}{2}$$

であって、G に掛ける（ア）式は⑤の$\sqrt{\frac{L}{C}}$ であることが何とか導き出せる。

（イ）で求められているのは「減衰量最小条件」であるが、これは有名な「無歪条件」と等価であって、無歪条件＝減衰量最小条件と考えておけばよい（設問をよく読めばヒントが書かれている）。この条件は基本的に、以下のインピーダンス表現形式で表すと分かりやすい。

$$\sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 単位[\Omega] \quad （無歪＆減衰最小条件）$$

ここから、

$$\frac{R}{G} = \frac{L}{C}$$

$$RC = GL$$

の条件が求められる。

ただし、一般の線路において(音声帯域)は設問のとおり、$\sqrt{\frac{R}{G}} > \sqrt{\frac{L}{C}}$である。いにしえのケーブル測定値の一例であるが、以下のような1次定数測定値があるので参考に計算してみよう。(おそらく昭和30年代の 0.9mm PEF 市外ケーブル星型カッド。現代では2次定数しか見ないっぽくデータが見当たらない。)

R＝103 [Ω/km] , G＝30 [μS/km] , L＝0.64 [mH/km] , C＝38 [nF/km] (120kHz)

R＝55 [Ω/km] , G＝0.2 [μS/km] , L＝0.75 [mH/km] , C＝38 [nF/km] (1kHz)

これを一例に計算してみると、

$$\sqrt{\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{G}}} = 1.85[\mathrm{k\Omega}] \quad \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}} = 130[\Omega] \quad \text{at } 120[\mathrm{kHz}]$$

$$\sqrt{\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{G}}} = 16.5[\mathrm{k\Omega}] \quad \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}} = 140[\Omega] \quad \text{at } 1[\mathrm{kHz}]$$

ぐらいになる。RC 積(2.1 [μs/km^2]) ＞ GL 積(150[ps/km^2])なら5桁も値が違うのが分かる。

上記は初期のプラスチック(発泡ポリエチレン)ケーブルなので、現代の CCP や PEC でも極端には変わらないと思われる。

(ウ)および(エ)については、多少の知識が必要である。単純には、減衰定数αや位相定数βに無歪み条件を代入してみると雰囲気は分かるのだが、より本質的な「無ひずみ伝送」の中身は

α＝周波数に関係なく一定 (振幅応答)

β＝周波数に<u>1次</u>比例 (位相応答)

という点である。(なお、αとβは独立な量ではなく、複素関数論的に互いに関係がある。)

$$\alpha_{min} = \sqrt{RG} = R\sqrt{\frac{C}{L}} = G\sqrt{\frac{L}{C}} \quad \cdots \text{(周波数に関係せず一定値)}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \cdots \text{(周波数に関係せず一定値)}$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} = 2\pi f\sqrt{LC} \cdots \text{(周波数}f\text{に 1 次比例する)}$$

[1 次/2 次定数総合] H26-2_Q1-1

（１） 次の文章は、一様線路における一次、二次定数の周波数特性などについて述べたものである。
$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、$\boxed{}$ 内の同じ記号は、同じ解答を示す。 （２点×４＝８点）

電気的定数が一様に分布している一様線路において、往復導体の単位長当たりの抵抗とインダクタンスをそれぞれＲとＬ、往復導体間の単位長当たりの漏洩コンダクタンスと静電容量をそれぞれＧとＣとすると、Ｒ、Ｌ、Ｇ及びＣは線路の一次定数といわれる。これら一次定数から導かれる減衰定数α、位相定数β、伝搬定数γ及び $\boxed{（ア）}$ は、二次定数と総称される。

音声周波程度の低周波の場合、一般に、一次定数間において $\boxed{（イ）}$ の関係が成立するため、角周波数をωとすると二次定数のα及びβは、次式で近似できる。

$$\alpha \fallingdotseq \sqrt{\frac{\omega CR}{2}\left\{1-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right\}}$$

$$\beta \fallingdotseq \sqrt{\frac{\omega CR}{2}\left\{1+\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right\}}$$

一方、３０[kHz]以上の高周波になると、表皮効果、$\boxed{（ウ）}$ などのため、一次定数のＲが周波数ｆの $\boxed{（エ）}$ に比例して増加する。

また、$\boxed{（ア）}$ は、低周波では周波数ｆの $\boxed{（エ）}$ に比例して減少し、高周波になると一定値に漸近する。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 逆数	② 平方根	③ ２乗	④ ３乗
⑤ 伝搬速度ｖ	⑥ Ｇ≫ωＣ	⑦ Ｒ≪ωＬ	⑧ 近接効果
⑨ 遮蔽効果	⑩ 反射係数ｍ	⑪ 電磁結合	⑫ ファラデー効果
⑬ ＬＧ≪ＲＣ	⑭ ＬＧ≫ＲＣ	⑮ 特性インピーダンスZ_0	
⑯ 入力インピーダンスＺ			

類題

平成 22 年度第 1 回問 1(1) [H22-1_Q1-1]

回答　（ア）⑮ 特性インピーダンスZ_0（イ）⑬ＬＧ≪ＲＣ（ウ）⑧ 近接効果（エ）② 平方根

線路の各定数の周波数特性に関する設問。計算は不要なので少し楽である。数式を出すのは受験者の出鼻をくじく役割もあると思われる。

（ア） 線路の2次定数を列挙すればよいが、2次定数の大枠は2種類しかない。その内訳を含めても6種類しかなく、設問文の中で欠けているのは特性インピーダンスである。

- γ　:伝搬定数($=\alpha+j\beta$)
  - α　:減衰定数[Neper/km]
  - β　:位相定数[rad/km]
- Z_0　:特性インピーダンス($=|Z_0|e^{j\varphi}$)
  - $|Z_0|$　:特性インピーダンスの絶対値[Ω]
  - φ　:特性インピーダンスの偏角[rad]

（イ） 線路における一般的な1次定数の関係（無歪条件に関するもの）。出題では、CR積とLG積という形で出ることが多く、RCが数桁大きいと憶えておく方がよい。憶え方や意味については付録を参照のこと。CR＝LGの無歪条件も併せて憶える必要がある。

（ウ） 文中より抵抗Rの振舞いの列挙が必要で、おおむね以下のような分類がされている。

- 表皮効果
- 近接効果
- 周囲の金属体による渦電流損（カッド損や遮蔽層の渦電流）

なお、本問では「近接効果」が問われているが、平成 22 年度第 1 回問 1(1)では、「表皮効果」の方が穴埋め問題として出題されている。

> 高周波（３０[kHz]以上）になると電流が導体の表面に集中する （イ） などのため、一次定数のＲが周波数ｆの （ウ） に比例して増加する。　(H22-1_Q1-1-イウ)

（エ） 「一次定数のR」が、周波数fに対してどう振舞うか($R\sim\sqrt{f}$)を問う頻出問題である。「低周波における特性インピーダンス」は憶えにくいのでR側の知識で回答するのがよいと思われる。

なお、音声周波帯域では、周波数の上昇と共に特性インピーダンスが低下していき、その割合は、

$$|Z_0|_{(\mathrm{AF})} \cong \sqrt{\frac{\mathrm{R}}{\omega\mathrm{C}}}$$

である。高周波領域になると$\sqrt{\mathrm{L/C}}$に近づき、最終的には、ほぼ一定値となる。

[1 次/2 次定数総合] H20-1_Q1-1

（1）次の文章は、一様線路の一次定数及び二次定数と減衰量の関係などについて述べたものである。
$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。
（２点×４＝８点）

電気的定数が一様に分布している一様線路において、往復導体の単位長当たりの抵抗をＲ、インダクタンスをＬ、往復導体間の単位長当たりの漏れコンダクタンスをＧ、静電容量をＣとすると、Ｒ、Ｌ、Ｇ、Ｃは、線路の一次定数といわれる。

これら一次定数から導かれる減衰定数α、位相定数β、伝搬定数γ、特性インピーダンス Z_0 は、二次定数と総称され、伝搬定数γと特性インピーダンス Z_0 は、次式で表すことができる。

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$Z_0 = |Z_0|\,e^{j\phi} = \boxed{\text{（ア）}}$$

ただし、ｊは虚数記号を、ωは伝送波の角周波数を、φは特性インピーダンスの偏角をそれぞれ表し、ｅは自然対数の底とする。

また、二次定数は周波数特性があり、３０[kHz]以上の高周波の場合、α及びβは次式で近似できる。

$$\alpha \fallingdotseq \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\beta \fallingdotseq \boxed{\text{（イ）}}$$

ここで、Ｒは、$\boxed{\text{（ウ）}}$ などにより、周波数の平方根に比例して大きくなり、αも同様に大きくなる。さらに、この線路の減衰量が最小となるＲ、Ｌ、Ｇ、Ｃの関係は $\boxed{\text{（エ）}}$ であり、これは、減衰量最小の条件といわれる。実際の伝送路においては、減衰量最小の条件から乖離しており、この条件に近づけるためにＬを大きくする方法が用いられる。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 遮へい効果	② 静電誘導	③ 表皮効果	④ 電磁結合
⑤ $\omega\sqrt{LC}$	⑥ $\omega\sqrt{RG}$	⑦ $\omega\sqrt{\frac{C}{L}}$	⑧ $\omega\sqrt{\frac{C}{L}}$
⑨ $RC = GL$	⑩ $RG = LC$	⑪ $R\sqrt{C} = G\sqrt{L}$	⑫ $RG = \omega^2 LC$
⑬ $\sqrt{\frac{R-j\omega L}{G-j\omega C}}$		⑭ $\sqrt{\frac{G-j\omega C}{R-j\omega L}}$	
⑮ $\sqrt{\frac{G+j\omega C}{R+j\omega L}}$		⑯ $\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$	

回答　（ア）⑯ $\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$　（イ）⑤ $\omega\sqrt{LC}$　（ウ）③ 表皮効果（エ）⑨$RC = GL$

実質的に**知識問題**ではあるが、それが欠けている場合には非常に面倒な計算が必要である。

$$\frac{dV}{dx} = -(R + j\omega L)I \quad , \quad \frac{dI}{dx} = -(G + j\omega C)V$$

が、線路の微小距離区間 dx における微分方程式であり、これらをもう一度微分することで、

$$\begin{aligned}\frac{d^2V}{dx^2} &= -(R + j\omega L)\frac{dI}{dx} \\ &= (R + j\omega L)(G + j\omega C)V \\ &= \gamma^2 V \qquad \text{ただし、} \gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}\end{aligned}$$

が、電圧のみの微分方程式である。この一般解は、2 階微分方程式のよく知られた解であって、

$$V = V_1\, \mathrm{e}^{-\gamma x} + V_2\, \mathrm{e}^{\gamma x}$$

また、電流の方程式も同じ形式なので、積分定数を I_1, I_2 として

$$I = I_1\, \mathrm{e}^{-\gamma x} + I_2\, \mathrm{e}^{\gamma x}$$

ここで、もういちど最初の電圧式に戻って、

$$\frac{dV}{dx} = -(R + j\omega L)I \qquad \text{より}$$

$$\mathrm{I} = -\frac{1}{(R + j\omega L)}\left(-\gamma\, V_1\, \mathrm{e}^{-\gamma x} + \gamma\, V_2\, \mathrm{e}^{-\gamma x}\right)$$

$$= \frac{\gamma}{(R + j\omega L)}\left(V_1\, \mathrm{e}^{-\gamma x} - V_2\, \mathrm{e}^{-\gamma x}\right)$$

となって、電流 I と電圧 V との比率が出てくる。これが特性アドミタンス Y_0 で、特性インピーダンスの逆数である。さらに計算すると、

$$Y_0 = \frac{\gamma}{(R + j\omega L)} = \frac{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}}{(R + j\omega L)} = \sqrt{\frac{G + j\omega C}{R + j\omega L}}$$

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

次に、位相定数 β の高周波近似である。この特性インピーダンスが、高周波領域でどう近似されるかが（イ）の設問であるが、これは比較的簡単で、ω→大としたときに、$\omega L \gg R$,$\omega C \gg G$ の条件となることによる。（単純には R と G を無視する）

$$\begin{aligned}\gamma &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \approx \sqrt{(j\omega L)(j\omega C)} \\ &= \sqrt{-\omega^2 LC} \\ &= j\omega\sqrt{LC}\end{aligned}$$

つまり、R=G=0 としたときは、γ から実数項 α が消え、虚数項 β のみが残り、$\beta = \omega\sqrt{LC}$になる。

（エ）の減衰量最小条件 RC = GL は、

$$\alpha \fallingdotseq \frac{\mathrm{R}}{2}\sqrt{\frac{\mathrm{C}}{\mathrm{L}}}+\frac{\mathrm{G}}{2}\sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}}$$

の与式を使って一応は算出ができる。（が、やはり面倒であるので暗記したほうがよい。）

$$\sqrt{\frac{L}{C}}=Z$$

とおいて、

$$\alpha(Z)=\frac{R}{2Z}+\frac{GZ}{2}$$

とし、αをＺの変数として考えると、この関数は

$$f(x)=ax+b\frac{1}{x}$$

の形をしていて、$\lim_{x\to 0} f(x)=\infty$, $\lim_{x\to\infty} f(x)=\infty$なので、$0<x<\infty$ の定義域で2次関数っぽい動きになり、極値の存在（α最小の点）が想定できる。そこでαをＺで微分して極値をとってみれば

$$\frac{d\alpha}{dZ}=-\frac{R}{2Z^2}+\frac{G}{2}=0$$

$$R-GZ^2=0$$

$$Z^2=\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{G}}$$

$$\therefore\ Z=\sqrt{\frac{L}{C}}=\sqrt{\frac{R}{G}}$$

といった、最小減衰量条件が導かれる。

あとは、この関係を変形すれば設問で求められる式をつくることができて、

$$\frac{L}{C}=\frac{R}{G}\quad\rightarrow\quad RC=GL$$

の条件を導くことができた。

[伝搬方程式] H23-2_Q1-1

（1）　次の文章は、一様線路について述べたものである。$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。　　（２点×４＝８点）

伝送線路として最も基本的な２本の平行導体からなる一様線路においては、抵抗、インダクタンス、静電容量などが線路に沿って一様に存在していると考えられ、このような線路を $\boxed{（ア）}$ 回路として扱うことができる。

線路上の任意の点ｘにおける電圧Ｖ（ｘ）及び電流Ｉ（ｘ）は、自然対数の底をｅ、特性インピーダンスをZ_0、端末条件により定まる積分定数をA及びBとすれば、次式で表すことができる。

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x}$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0}\left(Ae^{-\gamma x} - Be^{\gamma x}\right)$$

ここで、γは $\boxed{（イ）}$ 定数といわれる。γは一般に複素数であり、減衰定数をα、位相定数をβ、虚数記号をｊとすると、$\gamma = \alpha + j\beta$ と表すことができる。

正弦波が線路上を進行していく場合、角周波数をω、任意の点ｘの任意の時間ｔにおける電圧と電流をそれぞれｖ（ｘ，ｔ）及びｉ（ｘ，ｔ）とすると、

$$V(x) = Ae^{-\alpha x + j(\omega t - \beta x)} + Be^{\alpha x + j(\omega t + \beta x)}$$

$$I(x) = \frac{1}{Z_0}\left\{Ae^{-\alpha x + j(\omega t - \beta x)} - Be^{\alpha x + j(\omega t + \beta x)}\right\}$$

となり、位相がｘ、ｔの関数となっていることを示しており、同一位相の点が進む速度をｕとすれば、$u = \boxed{（ウ）}$ であり、ｕは位相速度といわれる。

また、特性インピーダンスZ_0の線路をインピーダンスＺで終端したとき、終端点における電圧反射係数Γは、$\Gamma = \boxed{（エ）}$ となる。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 時定数	② 伝　搬	③ 分　散	④ 分布定数
⑤ 帰　還	⑥ 無誘導	⑦ 拡　散	⑧ 集中定数
⑨ $\frac{Z+Z_0}{Z-Z_0}$	⑩ $\frac{\omega}{\beta}$	⑪ $\frac{Z_0}{Z-Z_0}$	⑫ $\alpha\beta$
⑬ $\frac{\beta}{\omega}$	⑭ $\frac{2Z_0}{Z+Z_0}$	⑮ $\frac{\alpha}{\omega}$	⑯ $\frac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$

回答　（ア）④ 分布定数（イ）② 伝搬（ウ）⑩ $\frac{\omega}{\beta}$ （エ）⑯ $\frac{Z-Z_0}{Z+Z_0}$

計算の必要がない知識問題である。

（ア） 基本問題。集中定数回路と分布定数回路の各用語と違いを知っていれば十分。

（イ） $\gamma = \alpha + j\beta$ とくれば、伝搬定数である。

同じ意味の数式であるが、指数関数表記のパターンと、双曲線関数表記のパターンがあり、今回は指数関数表記の方である。

（ウ） 位相速度を「u」で表した問題。ここは**ω/βとして憶える方がよい**が、一応、設問中の式をいじると、結果が導けるようにはなっている。抜粋した式↓

$$V(x) = A\,\mathrm{e}^{-\alpha x + j(\omega t - \beta x)}$$

ここで、指数項($\mathrm{e}^{-\alpha x + j(\omega t - \beta x)}$)を二つの指数関数に分離して、振幅に関する部分を$V_1$にまとめておく。（もしくは、$\alpha = 0$ と無減衰を仮定してもよい。）

$$V(x,t) = A\,\mathrm{e}^{-\alpha x} \cdot \mathrm{e}^{j(\omega t - \beta x)}$$
$$= V_1\,\mathrm{e}^{j(\omega t - \beta x)} \quad ＊複素信号表現$$
$$\rightarrow V_1 \cos(\omega t - \beta x) \quad ＊実信号表現$$

位相速度というのは、θ がある値に固定された点（ここでは θ_1とするが、$\theta = 0$ の方が分かりやすいかも。）の位置が、移動していく速度を表すので、

$$\omega t - \beta x = \theta_1$$

と置き、両辺を時間tで微分すると、

$$\omega - \beta \frac{dx}{dt} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{dx}{dt} = u = \frac{\omega}{\beta}$$

として、位相速度が計算できる。

なお、波長を λ として、$\beta = 2\pi/\lambda$ の公式を知っていると、

$$u = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{2\pi/\lambda} = \frac{2\pi f}{2\pi/\lambda} = f\lambda$$

と、波の速度の基本公式 $v = f\lambda$ と一致するかの確かめもできる。

（エ） 基本公式を覚えているかどうかの設問。

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

の公式において、Z_Lを Z と書きかえただけの式になる。

[1 次/2 次定数総合] H19-1_Q1-1

（1）　次の文章は、一様線路における伝送特性について述べたものである。$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。　（２点×４＝８点）

一様線路は、理想化された線路として、材質、寸法の等しい往復２導体が均一な媒質中に存在し、その導体間隔が $\boxed{（ア）}$ 方向に対して一定で、かつ、伝送される信号の波長に比較して極めて $\boxed{（イ）}$ 線路であるとされている。

この線路の往復導体の単位長当たりの抵抗をＲ、インダクタンスをＬ、往復導体間の単位長当たりの漏れコンダクタンスをＧ、静電容量をＣとすると、これらＲ、Ｌ、Ｇ、Ｃは、線路の一次定数といわれる。

これら一次定数から導かれる減衰定数α、位相定数β、伝搬定数γ、特性インピーダンスＺ０は、二次定数と総称され、伝搬定数γと特性インピーダンスＺ０は、以下の式で表すことができる。

$\gamma = \alpha + j\beta = \boxed{（ウ）}$

$Z_0 = |Z_0| e^{j\phi} = \boxed{（エ）}$

ただし、ｊは虚数記号を、ωは伝送波の角周波数を、φは特性インピーダンスの偏角をそれぞれ表し、ｅは自然対数の底とする。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 長さ	② 等しい	③ 速い	④ 直径
⑤ 太さ	⑥ 遅い	⑦ 小さい	⑧ 大きい

⑨ $\sqrt{(R - j\omega L)(G - j\omega C)}$　⑩ $\sqrt{(L - j\omega R)(C - j\omega G)}$

⑪ $\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$　⑫ $\sqrt{(L + j\omega R)(C + j\omega G)}$

⑬ $\sqrt{\dfrac{R - j\omega L}{G - j\omega C}}$　⑭ $\sqrt{\dfrac{C - j\omega G}{L - j\omega L}}$

⑮ $\sqrt{\dfrac{G + j\omega C}{R + j\omega L}}$　⑯ $\sqrt{\dfrac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

回答　（ア）① 長さ（イ）⑦ 小さい（ウ）⑪ $\sqrt{(\mathrm{R}+\mathrm{j}\omega\mathrm{L})(\mathrm{G}+\mathrm{j}\omega\mathrm{C})}$（エ）⑯ $\sqrt{\frac{\mathrm{R}+\mathrm{j}\omega\mathrm{L}}{\mathrm{G}+\mathrm{j}\omega\mathrm{C}}}$

（ア） ほとんど考えずに当てはまる語句が選べると思う。

（イ） 導体間隔が広すぎると、心線間の電磁界分布が静電界と静磁界に近似できるという条件が崩れてしまい、分布定数回路として扱えなくなってしまうということ。（マクスウェル方程式の出番になる。）

1m離れていても、低い周波数ならば十分な近似ができるが、1GHz だと波長の3倍以上間隔があいてしまうので、分布定数回路での近似が不可能になる。

（ウ） 完全に知識問題である。二次定数の伝搬定数 γ は、

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

であるが、これを試験中に導出するのは難儀なので、憶えるしかない。

一応、憶え方としては、直列インピーダンス×並列アドミタンスの平方根というぐらいか？物理単位から考えておくと、誤りが減ると思われる。

γ の物理単位は[m^{-1}]あるいは[km^{-1}]で、これに距離をかけることで無単位の量になる。R+jωL はΩ/m 単位、G+jωC は S/m であって、平方根の中身が m^{-2} になるよう考えれば良い。

（エ） これも完全に知識問題である。特性インピーダンスは、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

であるが、憶え方としては、直列インピーダンス／並列コンダクタンスの平方根というぐらいか。

物理単位としてみると、インピーダンスはΩであり、R+jωL はΩ/m、G+jωC はΩの逆数であるジーメンス S/m であることから、平方根の中が Ω^2 にならなくてはいけないことがヒントである。

反射係数と VSWR

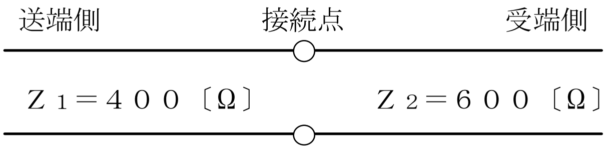
反射係数・透過係数

特性インピーダンスＺ$_1$を持つ一様線路の終端に、特性インピーダンスＺ$_2$を持つ一様線路が接続されているとき、接続点における電流反射係数は、電圧反射係数に－１を掛けた値となり、電流透過係数は、１から電圧反射係数を減じた値となる。　(H21-2_Q1-2-4-C2)

正しい。設問ではΓと表記する場合と、mと表記する場合が混在しているので注意。mは複素数なのだが、それを意識する出題はない。

電圧反射係数	+m	(基準)
電流反射係数	−m	(電圧とは**逆相**で電流が反射する。)
電圧透過係数	1 + (+m)	(境界面では入射+反射電圧が加算されている。)
電流透過係数	1 + (−m)	(境界面では入射+反射電流が加算されている。)

図に示す複合線路において、送端側の特性インピーダンスＺ$_1$を４００[Ω]及び受端側の特性インピーダンスＺ$_2$を６００[Ω]としたとき、二つの線路の接続点における各種数値について述べた次の文章は、 (ク) が正しい。　(H18-2_Q1-2-4)



① 電流反射係数は、－０．８である。　② 電圧反射係数は、０．８である。
③ 電流透過係数は、０．８である。　④ 電圧透過係数は、－０．８である。

正解は③。最初に電圧反射係数mを求めると分かりやすい。

$$m = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{200}{1000} = 0.2$$

であるので、②は誤りとすぐ分かる。

①の電流反射係数は−m＝−０．２で誤り、③の電流透過係数は1−m＝０．８で正しい。④の電圧透過係数は1＋m＝１．２で誤り。

反射波の大小を表す係数として、反射波の大きさを入射波の大きさで除した反射係数が用いられる。反射係数をｍとすると、ｍは常に－１以上で＋１以下の値となり、ｍ＝０の場合は反射が起きない条件となる。　(H17-1_Q1-2-3-C1) (H16-1_Q1-2-3-C1) (H14-1_Q1-2-2-C3)

正しい。

電圧反射係数ｍは、反射電圧を入射電圧で除することにより求められる。また、電流反射係数は、反射電流を入射電流で除することにより求められ、その値は－ｍである。
(H17-1_Q1-2-3-C2)(H16-1_Q1-2-3-C2)(H14-1_Q1-2-2-C1)

正しい。

電圧透過係数は、透過電圧を入射電圧で除することにより求められ、電圧反射係数をｍとしたとき、その値は~~１－ｍ~~である。また、電流透過係数の値は、~~１＋ｍ~~である。
(H17-1_Q1-2-3-C3)(H16-1_Q1-2-3-C3)(H14-1_Q1-2-2-C2)

誤り。電圧透過係数と電流透過係数の式が逆になっている。

特定のインピーダンスZ_1を持つある線路の受端に、インピーダンスZ_2が接続されているとき、受端点における電圧反射係数をｍとすると、~~電圧~~透過係数は１－ｍ、~~電流~~透過係数は１＋ｍで表される。
(H18-2_Q1-2-3-C1)

誤り。上の問題の変形版。電流と電圧を入れ替えればよい。

反射電圧と入射電圧の比を電圧反射係数といい、特性インピーダンスZ_0の線路にインピーダンスZ_1の負荷が接続されたときの電圧反射係数は、$\frac{Z_1+Z_0}{Z_1-Z_0}$ と表すことができる。また、このとき電圧透過係数は、~~１から~~電圧反射係数~~を減じた~~値となる。
(H22-1_Q1-2-4-C1)(H21-2_Q1-2-4-C1)

誤り。正しくは「電圧反射係数に1を加えた値」である。反射係数の基本式となる。Z_0の線路にZ_1のインピーダンス負荷を接続したので、線路側から見た反射係数Γは

$$\Gamma=\frac{Z_0-Z_1}{Z_0+Z_1}$$

が正しい。また、反射せずに負荷側へ透過する分の係数（電圧透過係数）は、$1+\Gamma$で表されるためこれも誤りである。

なぜなら、反射点の境界では入射電圧V_fと反射電圧V_rが加算されていて、それがZ_1側線路からの供給電圧（透過電圧）V_2となっているためである。

$$V_2=V_f+V_r=V_f+\Gamma V_f=V_f(1+\Gamma)$$

すなわち入射電圧V_{f1}の$1+\Gamma$倍の電圧となる。

特性インピーダンスZ_1を持つ一様線路の受端に、特性インピーダンスZ_2を持つ一様線路が接続されているとき、受端点における電圧反射係数は、$\frac{Z_2-Z_1}{Z_1+Z_2}$ で表され、電圧透過係数は、電圧反射係数に１を加えた値となる。
(H20-1_Q1-2-4-C1)

正しい。上の設問の正しい形の類題である。

特性インピーダンスが異なる一様線路が相互に接続されているとき、接続点における電流反射係数は、電圧反射係数に－１を乗じた値となり、電流透過係数は、１から電圧反射係数を減じた値となる。 (H22-1_Q1-2-4-C2)(H20-1_Q1-2-4-C2)

正しい。上記問題とわずかに表現が異なるだけである。

線路の端末が開放のときは、終端されるインピーダンスは無限大となることから、電圧反射係数の値は~~－１~~となり、線路の端末が短絡されている場合は、電圧反射係数の値は~~１~~となる。 (H21-2_Q1-2-4-C3)

誤り。開放端(∞のインピーダンスで線路が終端されている状態)では、電圧反射係数Γが、

$$\Gamma_{\mathrm{OPEN}} = \frac{\infty - Z_0}{\infty + Z_0} = 1$$

となるので、設問とは逆である。同様に、終端短絡の場合は、

$$\Gamma_{\mathrm{SHORT}} = \frac{0 - Z_0}{0 + Z_0} = -1$$

となるので、これも設問とは逆である。

一様線路の受端側が短絡されているとき、受端点における電圧反射係数は－１となり、また、一様線路の受端側が開放されているとき、受端点における電圧透過係数は２となる。 (H22-1_Q1-2-4-C3)

正しい。短絡負荷(Short)の場合に電圧反射係数＝－1 なのは暗記もの。短絡したときは受端点が必ず 0V にならなければいけないので、送った電圧を打ち消すように－100%の反射が発生していると考えれば良い。

開放負荷(Open)の場合の電圧透過係数は2であるが、これは受端点において、送った電圧と反射電圧(+100%全反射)が加算されて、合計 200%になっているからである。

なお、透過係数というが、本条件の場合には、透過する先が無いので少々微妙と感じる設問ではある。

特性インピーダンスＺ$_1$を持つ一様線路の受端側が短絡されているとき、受端点における電圧反射係数は－１となり、入射波と同じ大きさで符号が反対の反射波が発生することになる。また、線路の受端側が開放されているとき、受端点における電圧透過係数は２となる。 (H20-1_Q1-2-4-C3)

正しい。先の設問の別表現である。

特性インピーダンスＺ$_1$を持つ一様線路に、特性インピーダンスＺ$_2$を持つ一様線路が接続されているとき、その接続点における電圧反射係数ｍの値は、Ｚ$_2$≫Ｚ$_1$のとき、ｍ≒~~－１~~となり、電圧は入射波と~~逆位相ですべて~~反射される。 (H22-1_Q1-2-4-C4)

誤り。正しくは、「m≒+1」、「入射波と同位相」である。

本問では極端なインピーダンスのミスマッチが発生した線路同士の接続という条件になっており(そ

んなこと、なかなか無いが。)この場合は、OPEN 負荷を Z_1 の線路につなげたと考えておけば良い。

> 特性インピーダンス５０［Ω］の線路に、特性インピーダンス３００［Ω］の線路を接続した場合、５０［Ω］の線路側からみた電圧透過係数と３００［Ω］の線路側からみた電圧透過係数は等~~しい~~。
> (H21-2_Q1-2-4-C4)

誤り。実際計算してみるとよい。50Ω線路を線路 1、300Ω線路を 2 として、1→2 の側の反射係数 Γ_{12} を計算してみると、

$$\Gamma_{12}=\frac{300-50}{300+50}=\frac{250}{350}=\frac{5}{7}$$

よって、1→2 の電圧透過係数は、$1+\Gamma_{12}=12/5$

次に、300Ω線路側から同様の計算を行うと、

$$\Gamma_{21}=\frac{50-300}{50+300}=\frac{-250}{350}=-\frac{5}{7}$$

よって、2→1 の電圧透過係数は、$1+\Gamma_{21}=2/7$ 。

すなわち互いに見た線路の電圧反射係数は正負が異なるので、結果として電圧透過係数(1+Γ)も違ってくることになる。

> 線路上の任意の点 x における電圧Ｖ、電流Ｉをそれぞれ、$V=A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}+B\,\mathrm{e}^{\gamma x}$、$I=\frac{1}{Z_0}(A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}-B\,\mathrm{e}^{\gamma x})$ とするとき、インピーダンスZは、$\mathrm{Z}=\mathrm{Z}_0\frac{A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}+B\,\mathrm{e}^{\gamma x}}{A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}-B\,\mathrm{e}^{\gamma x}}$ となり、その点における電圧反射係数Γは、$\Gamma=\frac{\mathrm{B\,e}^{\gamma x}}{\mathrm{A\,e}^{-\gamma x}}$ と表すことができる。ただし、Z_0は線路の特性インピーダンス、γは伝搬定数、Ａ、Ｂは端末条件により定まる積分定数とする。
> (H21-2_Q1-2-2-C1)

正しい。$V=A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}+B\,\mathrm{e}^{\gamma x}$ 及び $I=(A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}-B\,\mathrm{e}^{\gamma x})/\mathrm{Z}_0$ は線路の基本的な伝搬方程式そのものである。

ここで、$A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}=A\mathrm{e}^{-\alpha x}\mathrm{e}^{-j\beta x}=A\mathrm{e}^{-\alpha x}(\cos\beta x-j\sin\beta x)$ は進行波を表し、$B\,\mathrm{e}^{\gamma x}=B\mathrm{e}^{\alpha x}\mathrm{e}^{j\beta x}=B\mathrm{e}^{\alpha x}(\cos\beta x+j\sin\beta x)$ は反射波を表すものとして考える。

なぜなら、$\mathrm{e}^{\alpha x}$の係数は距離 x が進むほど信号が大きくなってあたかも増幅しているかのような意味をもつためで、損失をもつ線路では遠端側から送られてくる波が減衰してこちらにやってくるという解釈が適切だからである。$\mathrm{e}^{-\alpha x}$は単純に距離 x が進むほど減衰する意味なので進行波と解釈する。

ある点(距離 x)におけるインピーダンスは、線路電圧 V を線路電流 I を割った値になるので、単純に、

$$Z_x=\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{I}}=\mathrm{Z}_0\frac{A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}+B\,\mathrm{e}^{\gamma x}}{A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}-B\,\mathrm{e}^{\gamma x}}$$

。また、任意の点xにおける電圧反射係数Γは、$V=A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}+B\,\mathrm{e}^{\gamma x}$より

$$\Gamma_v=\frac{\text{反射波電圧}}{\text{入射電圧}}=\frac{B\,\mathrm{e}^{\gamma x}}{A\,\mathrm{e}^{-\gamma x}}$$

となる。

線路の終端負荷をＺ$_{L}$とするとき、これが特性インピーダンスＺ$_{0}$に近いほど反射波は小さくなる。Ｚ$_{L}$＝Ｚ$_{0}$のとき反射は消滅し、この状態をインピーダンスが整合しているといい、入射波の電力はすべて終端負荷に吸収される。 (H21-2_Q1-2-2-C2)

正しい。線路の特性インピーダンスが負荷インピーダンスに等しい場合は、反射は生じないので、全て負荷側で消費（吸収）されるように見える。

特性インピーダンスがＺ$_{1}$とＺ$_{2}$の異なる二つの一様線路が縦続に接続されている場合、特性インピーダンスＺ$_{1}$側からの入射波について、Ｚ$_{1}$＜Ｚ$_{2}$のときは、電圧反射係数は~~負~~、Ｚ$_{1}$＞Ｚ$_{2}$のときは、電圧反射係数は~~正~~となる。 (H18-2_Q1-2-2-C1)

誤り。正負が逆である。このような場合、Z_2の一様線路を単なる負荷として考えて良い。負荷が線路の特性インピーダンスより大きい値の場合には電圧反射係数が正になる。逆なら負になる。
開放端の電圧反射係数が＋1、短絡端のそれが－1になることを考えると分かりやすい。

線路の受端が開放されている場合は、受端において入射波は全反射されるが、このとき、電圧、電流~~ともに入射波と同位相~~で反射される。 (H18-2_Q1-2-2-C2)

誤り。開放端の反射では、電流反射係数が－1で逆位相である。（電圧は同相反射で正しい。）

開放端の境界面では、電流がゼロに固定されるため、入射電流を100％打ち消すように反射が発生しなくてはならない。よって、電流の反射係数は－100％になる。（逆位相）

線路の受端が短絡されている場合は、受端において入射波は全反射されるが、このとき、電圧は入射波と~~同位相~~で反射され、電流は~~逆位相~~で反射される。 (H18-2_Q1-2-2-C3)

誤り。短絡端の反射では、電圧反射係数が－1で逆位相である。また、電流反射係数は＋1である。

短絡端の境界面では、電圧がゼロに固定されるため、入射電圧を100％打ち消すように反射が発生しなくてはならない。よって、電圧の反射係数は－100％になる。（逆位相）

局部的に同軸ケーブルが変形して外部導体半径がわずかに小さくなった場合、その場所の静電容量がΔＣだけ増加し、インピーダンス不均等が生じて反射が起こる。この場合、ΔＣが小さくても周波数が高くなるほど反射係数は大きくなる。 (H18-2_Q1-2-2-C4)

正しい。厳密には難問に分類できるが、一般論として伝送路のインピーダンスが途中で僅かに狂った場合、低周波では問題ないが、高周波では影響が大きくなることがよく知られている。
その損傷区間はごく短い x の長さで、異なるインピーダンス Z_x、伝搬定数 γ'の線路が接続されたも

のと考えればよく、その入力インピーダンスは

$$Z_i = Z_x \tanh\left(\gamma' x + \tanh^{-1}\frac{Z_0}{Z_x}\right)$$

と表す事ができる。、$\gamma' x$ 次第で入力インピーダンスZiが変化して反射係数も増加する事を示す。

γのうち減衰定数αは短い区間なので無視できるため、実質的に位相定数βが効いてくることになり、

$$\gamma' x = j\beta' x$$

と近似できる。

周波数が低ければ$\gamma' x$自体が無視できるため、Z_i=Z_0とみなせるが、周波数が高くなるとβがかなり大きい数値になるため、僅かな距離 x でもインピーダンス変化が生じて反射が増加することになる。

特性インピーダンスＺ$_1$を持つ一様線路の受端に、特性インピーダンスＺ$_2$を持つ一様線路が接続されているとき、受端点における電圧反射係数をｍとすると、逆流減衰量(反射電圧が入射電圧に対してどれだけ減衰して発生しているかを表したもの)は、

$$\cancel{20}\log_{10}\left(\frac{1}{m^2}\right)$$

で表される。　(H20-1_Q1-2-4-C4)

誤り。「**逆流減衰量**」というのは非常に古い表現である。

その中身は「反射点における入射波」と「反射点における反射波」の電力比を表したものである。正しくは、

$$逆流減衰量 = 10\ \log_{10}\left(\frac{1}{\mathrm{m}^2}\right) = -10\log_{10}(\mathrm{m}^2) = -20\ \log_{10}(\mathrm{m}) = 20\ \log_{10}\left(\frac{1}{\mathrm{m}}\right)$$

の、いずれかになる。なので、本問では 20 の係数を誤りとしたが、m^2を誤りとしてもよい。

現在では高周波工学において単に接続点での RL(リターンロス)として扱うことが多い。

特定のインピーダンスＺ$_1$を持つある線路の受端に、インピーダンスＺ$_2$が接続されているとき、受端点における電圧反射係数をｍとすると、逆流減衰量(反射電圧が入射電圧にしてどれだけ減衰して発生しているかを表したもの)は、~~２０~~ $\log_{10}$（１／ｍ^2）と表される。　(H18-2_Q1-2-3-C2)

誤り。正しくは、係数が20でなく10である。あるいはm^2→mと修正すれば、係数が20でもよい。

特性インピーダンスの異なる二つの一様な線路が縦続接続され、送端側の特性インピーダンスＺ$_1$及び受端側の特性インピーダンスＺ$_2$を、それぞれＺ$_1$＝４００［Ω］、Ｚ$_2$＝６００［Ω］としたとき、二つの線路の接続点における各種数値について述べた次の文章のうち、正しいものは、 （ク） である。 (H14-1_Q1-2-4)

① 電流反射係数は、－０．６である。

② 逆流減衰量は、７［dB］である。ただし、$\log_{10}5$ ＝０．７とする。

③ 反射減衰量は、０．４［dB］である。ただし、$\log_{10}$(１/０．９６)=０．０２とする。

④ 電圧反射係数は、０．２である。

正解は④である。それぞれ試し計算をすればよい。

(4) 最初に**電圧反射係数m**を求めるのが分かりやすいので計算してみると、

$$m = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{600 - 400}{600 + 400} = 0.2$$

となって、最初から正しい選択肢が選べるようになっている。

(1) **電流反射係数**は－m。すなわち－０．２であるので誤り。

(2) **逆流減衰量**は、$-20\log_{10}(0.2)$を計算すればよいが、少々面倒。

$$20\log_{10}\left(\frac{1}{0.2}\right) = 20\log_{10}(5) = 20 \times 0.7 = 14\ [\mathrm{dB}]$$

(3) **反射減衰量**は与えられた数値では計算ができないか、もしくは逆流減衰量と等しくなるため誤りである。

反射減衰量(反響減衰量または不整合減衰量)は、線路の始端において測定される反射係数を表していて、

$$反射減衰量[\mathrm{dB}] = 20\log_{10}\left|\frac{V_1}{V_2}\right| = 20\log_{10}\left|\frac{1}{m}\right| + 2L$$

である。単純に接続点での反射比[dB]+伝送路損失 L[dB]の2倍(往復の減衰分)という扱いである。

高周波工学・無線分野では RL(Return Loss)と呼ばれている量。

この接続点における反射減衰量の$20\log_{10}|1/m|$ の項を、かつては「**逆流減衰量**」と呼んで、反射減衰量と区別していた時代がある。

すなわち、「反射減衰量」は線路損失を含めて計算しなければならない量であって、本問ではそもそも計算前提が無いため計算ができないか、あるいは線路損失 L がゼロとして、(2)で計算した逆流減衰量と等しいとするしかない。

ただし、一部の書籍では**反射減衰量**を「**反射損**」として扱っているので、それに従えば

$$M = 10\log_{10}\left(\frac{1}{1-m^2}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{1}{0.96}\right) = 10 \times 0.02 = 0.2[\mathrm{dB}]$$

となって、与えられた数値で計算が可能になる。(反射損は無線工学分野でよく使われる用語である。)

しかしながら、誤り選択肢でもあるし、あまり疑問を持つ必要は無さそうである。(メタリック線路分野における反射減衰量の出題は、本問が最初で最後であった。なお光分野では入射パワーと反射パワーの比として普通に用語が出てくる。)

[反射係数の計算]　H26-1_Q1-1

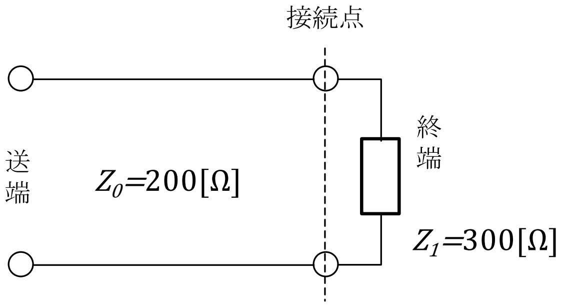
（１）　次の文章は、メタリック伝送線路における反射の諸特性について述べたものである。
$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。

（２点×４＝８点）

伝送路の特性インピーダンスが変化する点では、信号波が折り返す反射現象が生ずる。このとき、一般に、進行してきた信号波は入射波、進行方向とは反対の方向へ戻っていく波は反射波、反射点で反射せず進む波は $\boxed{（ア）}$ といわれ、反射の大きさは特性インピーダンスの変化の大きさに依存する。

反射の大きさを表す指標として反射係数が用いられ、図に示すような特性インピーダンス Z_0 の一様線路をインピーダンス Z_1 で終端した場合、接続点における電圧反射係数の値は $\boxed{（イ）}$ となる。また、図において、接続点が開放されている場合、終端のインピーダンスは $\boxed{（ウ）}$ と考えられる。したがって、終端開放時の入射電圧は $\boxed{（エ）}$ ほとんどすべて反射される。

特性インピーダンスの異なる線路を接続した複合線路でも、同様に、接続点で反射が生ずることから、実際の線路においては、できるだけ特性インピーダンスを均一にすることにより、反射損失を抑えることが重要である。



〈(ア)～(エ)の解答群〉

① ０．２	② ゼロ	③ 入射波と逆位相で	④ 透過波
⑤ ０．４	⑥ 定在波	⑦ 減衰波	⑧ 周波数に反比例する
⑨ ０．６	⑩ 無限大	⑪ 周波数に比例する	⑫ ファラデーの法則により
⑬ ０．８	⑭ 進行波	⑮ 入射波と同位相で	⑯ テブナンの定理により

類題・同一問題

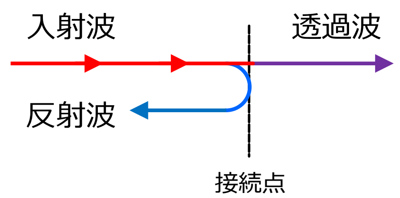
平成 28 年度第 1 回 問 1(1) [H28-1_Q1-1]

平成 23 年度第 1 回 問 1(1) [H23-1_Q1-1]

回答　　（ア）④ 透過波（イ）① ０．２（ウ）⑩ 無限大（エ）⑮ 入射波と同位相で

反射がある伝送線路の基本的な設問（簡単な計算あり）。それほど難しくはない。

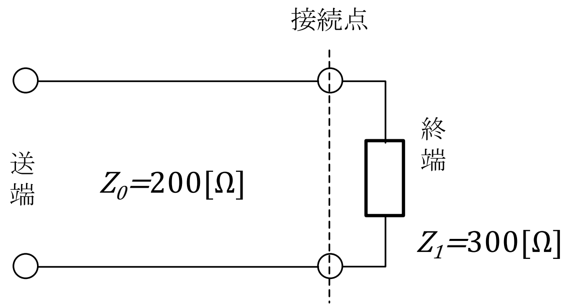
（ア）については、右の図を見れば分かると思う。



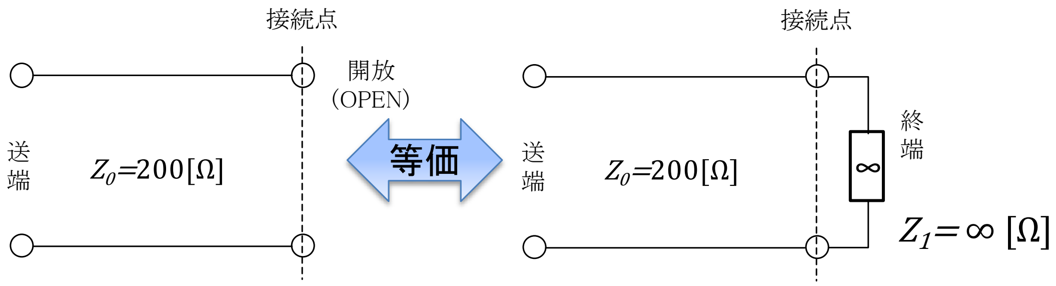
（イ）は図示の電圧反射係数Γを数値計算することになる。

反射係数の基本式より、

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{300 - 200}{300 + 200} = \frac{100}{500} = +0.2$$



（ウ）は、終端開放(Open)の場合の等価的な負荷のインピーダンスを問われていて、何もつないでいない＝無限大の負荷を接続したと考えることによる。



（エ）は、反射波（電圧）の位相を回答する。実質二者択一の問題であり、入射波と同位相か逆位相かを選択するのだが暗記した方がよい問題。一応（イ）で計算した電圧反射係数を考えれば、自然に答えが導ける。終端開放時の電圧反射係数 Γ_{OPEN} は、

$$\Gamma_{OPEN} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{\infty - 200}{\infty + 200} = \frac{\infty}{\infty} = 1$$

なので、「+1」となり、これは「同位相」で全反射する事を示す。（逆位相で全反射なら「-1」になる。負荷を短絡＝Short したときには逆位相の全反射が実現。）

VSWR

> 反射波が存在すると、入射波と合成され定在波が発生し、その振幅の最大値と最小値の比を定在波比（ＳＷＲ）という。電圧定在波比（ＶＳＷＲ）と電圧反射係数Γの間に成立する関係式は、$\mathrm{VSWR} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$ である。　(H21-2_Q1-2-2-C3)

正しい。VSWR(Voltage Standing Wave Ratio)は、反射パワーの評価値の一つであり、最小で1、最大は∞となる量である。

$|\Gamma|$ は $0 \leq |\Gamma| \leq 1$ の定義量であるので、全反射時（$|\Gamma| = 1$）のときに、VSWR も無限大となる。また反射がゼロの場合は$\Gamma = 0$ となるので、VSWR は1となる。

反射波が存在する線路の電圧分布では、必ず一定距離（1/4 波長）ごとに電圧最大となる場所（腹）と最小となる場所（節）が現れる。あたかもその場所に留まって振動する波のように見えるため、定位置に固定されて存在する波：定在波（Standing Wave)と呼ばれる。

2線式の裸線伝送路では、交流電圧計や高周波電圧計などで容易に線路電圧測定ができたため、古くはこの VSWR が線路の反射係数を評価するのに適した量であった（同軸ケーブルでは不向きなのだが、歴史的な経緯もあって現在も使われている。）。

ここで、その「定在波の腹」にあたる部分、最大の電圧振幅$\mathrm{V_{max}}$ は、入射電圧 V_fと反射電圧 V_rの和なので、

$$V_{max} = V_f + V_r = V_f + |\Gamma|\, V_f = V_f(1 + |\Gamma|)$$

一方、線路電圧が最小値を取る点（定在波の節）での値は、入射電圧 V_fと反射電圧 V_rの差になるので、

$$V_{min} = V_f - V_r = V_f - |\Gamma|\, V_f = V_f(1 - |\Gamma|)$$

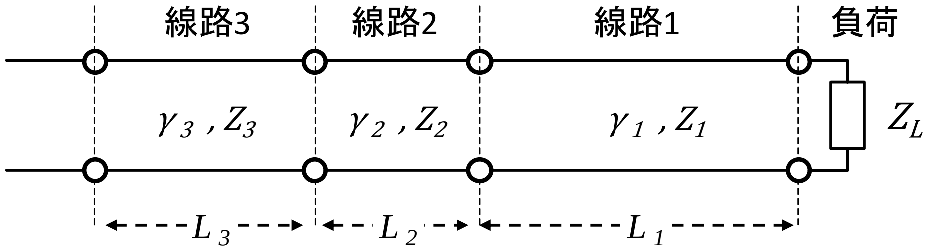
VSWR は、この線路中の最小電圧振幅と最大電圧振幅の比が定義であって、

$$\mathrm{VSWR} = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_f(1 + |\Gamma|)}{V_f(1 - |\Gamma|)} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

複合線路理論

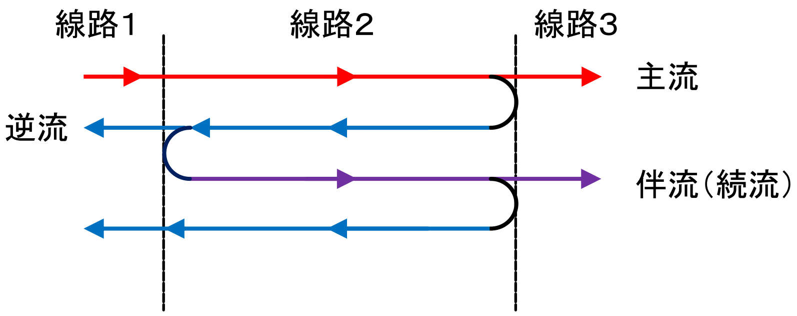
複合線路は、特性インピーダンスなどが異なる幾つかの線路を縦続接続することによって構成される線路モデルであり、一様線路と比較して、より現実的な線路に近づけたモデルである。 (H27-2_Q1-2-1-C1)

正しい。下図を参考のこと。一様線路とはどこをとっても全く均一な特性の伝送路という意味である。



複合線路では、一般に、多数の接続点で反射を生ずるが、~~奇数回~~の反射により送端側に戻る波は伴流又は続流といわれる。 (H27-2_Q1-2-1-C2)(H24-2_Q1-2-2-C1)

誤り。偶数回である。下図は線路2を中心として一部の反射波のみを抽出したものである。



奇数回の反射　:逆流
偶数回の反射　:伴流(続流)

特性の異なる複数の線路を縦続に接続した複合線路においては、複数の接続点において繰返し反射が生ずるが、奇数回反射した波、偶数回反射した波と主信号の比をそれぞれ逆流係数及び伴流係数（続流係数）という。 (H18-2_Q1-2-3-C3)

正しい。奇数回が逆流なので逆流係数。偶数回が伴流なので伴流係数である。

伴流は広帯域の同軸ケーブル伝送において問題化したもので、反射によって時間遅れの信号が届くことによって、(アナログ)テレビジョン伝送のゴースト現象発生などにつながるので、一時期は注目されていた現象であった。

なお、逆流係数は同軸ケーブルによって km 単位の長距離伝送をする際の評価項目であった。伝送ロスが大きく実質的に負荷端からの反射が無視できるという前提において、同軸ケーブルの品質や敷設によるインピーダンス不均等による反射状態を考慮するためのものである。

> 複合線路の伝送特性を解析することは、一様線路と比較して複雑ではあるが、一様線路の解析手法を基本に、位置角の考え方を採り入れることで容易になる。 (H27-2_Q1-2-1-C3)

正しい。位置角というのは位置 x に関係する双曲線関数の複素数で表される角度。定常状態の複合線路を解析的に解くにあたっては、位置角があると逐次的な計算によって入力端あるいは出力端の電圧・電流が計算できる。

> 複合線路の伝送特性を解析することは、一様線路と比較して複雑ではあるが、一様線路の解析手法を基本に、~~テブナンの定理~~を用いることで容易になる。 (H24-2_Q1-2-2-C2)

誤り。正しくは「位置角」だと思われる。テブナンの定理(もしくは鳳(ほう)－テブナンの定理)は電気回路解析の基本手法の一つであるが、複合線路問題を解くための定理ではない。ちなみに鳳秀太郎は歌人、与謝野晶子の兄貴。

> 複合線路の任意の点における電圧、電流及びインピーダンスは、位置角を θ とすると、一般に、電圧は sinh θ に、電流は cosh θ に、インピーダンスは tanh θ にそれぞれ比例する。
> (H27-2_Q1-2-1-C4)

正しい。位置角 θ は、伝搬定数 γ、負荷からの距離 x、負荷のインピーダンス Z_r、線路の特性インピーダンスを Z_0 とおいたとき、

$$\theta_x = \gamma x + \theta_r = \gamma x + \tanh^{-1}\frac{Z_r}{Z_o}$$

で表される量である。Z_r は負荷に限らず線路を含めた接続点のインピーダンスとして捉えるとよく、θ_r も<u>負荷接続点での位置角</u>である。

$$\theta_r = \tanh\frac{Z_r}{Z_0}$$

負荷からの距離 x の点における、電圧、電流及び<u>入力</u>インピーダンスを、それぞれ $V(x),I(x),Z(x)$ とし、また、V_r ,I_r をそれぞれ負荷接続点の電圧、電流値、Z_0 を距離 x の点における<u>特性</u>インピーダンスとすれば、

$$V(x) = V_r\frac{\sinh(\gamma x + \theta_r)}{\sinh(\theta_r)} = K_1\ V_r\ \sinh(\theta_x)$$

$$I(x) = I_r\frac{\cosh(\gamma x + \theta_r)}{\cosh(\theta_r)} = K_2\ I_r\ \cosh(\theta_x)$$

$$Z(x) = Z_0\tanh(\gamma x + \theta_r) = K_3\,Z_0\tanh(\theta_x)$$

と書けるので、「電圧は sinh θ 」に、「電流は cosh θ 」に、「インピーダンスは tanh θ 」に比例となると、とりあえずは言えそうである。

なお、この設問においては cosh(θr)や sinh(θr)は、距離 x に関係しない固定的な係数として考えているようである。これら V,I,Z の関係は比例関係で間違いないのだが、「比例する」という表現をしている教科書はない。本来の「比例関係」とは、θ_1、θ_2 を位置角としたときに下式のようなイメージである。。

$$\frac{V_1}{\sinh\theta_1} = \frac{V_2}{\sinh\theta_2}\ ,\qquad \frac{I_1}{\cosh\theta_1} = \frac{I_2}{\cosh\theta_2}\ ,\qquad \frac{Z_1}{\tanh\theta_1} = \frac{Z_2}{\tanh\theta_2}$$

複合線路においては、位置角 θ を用いることにより任意の点の電圧、電流及びインピーダンスを求めることができ、一般に、電圧は ~~cosh θ~~ に、電流は ~~tanh θ~~ に、インピーダンスは ~~sinh θ~~ にそれぞれ比例する。　(H24-2_Q1-2-2-C4)

誤り。電圧は sinh θ 、電流は cosh θ 、インピーダンスは tanh θ に比例する。解説は一つ前の問題を参照。

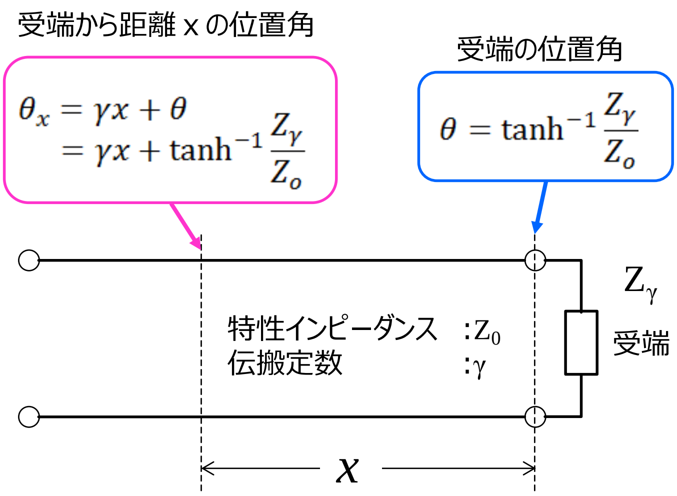
あくまで、感覚的ではあるが、

$$\tanh x = \frac{\sinh x}{\cosh x} \quad \leftrightarrow \quad Z = \frac{V}{I}$$

の対応関係を思えば、誤り選択肢と気付けるかも。

特性インピーダンスがＺ $_0$ である一様な線路の受端側にインピーダンスＺ $_\gamma$ を接続したとき、受端の位置角 θ は、 $\theta = \tanh^{-1}\frac{Z_\gamma}{Z_0}$ となる。　(H24-2_Q1-2-2-C3)

正しい。下図を参考のこと。



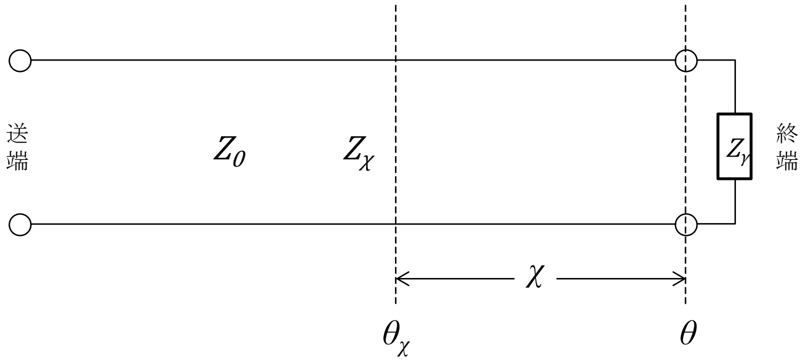
[複合線路総合] H29-1_Q1-1

（1） 次の文章は、一様線路及び複合線路の概要について述べたものである。$\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、内の同じ記号は、同じ解答を示す　（２点×４＝８点）

通信線路の材質、寸法などが長さ方向に対して一様な往復２導体が均質な空間にあり、かつ、導体間隔が線路長及び伝搬される正弦波の波長と比較して十分小さい線路は、一様線路といわれる。図に示すように、特性インピーダンスＺ$_0$の一様線路をインピーダンスＺ$_\gamma$で終端した場合、Ｚ$_\gamma$における $\boxed{（ア）}$ をθとすると、θは $\boxed{（イ）}$ で表され、任意の点における電圧、電流及びインピーダンスを簡単な計算により求めることが可能となる。

例えば、伝搬定数をγとすると、終端したインピーダンスＺ$_\gamma$から距離χの点のインピーダンスＺχを求めるとき、終端から距離χの点の $\boxed{（ア）}$ をθ$_\chi$とすると、θ$_\chi$は $\boxed{（ウ）}$ で表されるため、Ｚ$_\chi$ ＝ Ｚ$_0$ tanh($\boxed{（ウ）}$)となる。特別な場合として終端短絡の場合、終端の $\boxed{（ア）}$ は $\boxed{（エ）}$ となる。

特性インピーダンス及び伝搬定数の異なる幾つかの線路を縦続接続することによって構成される線路は複合線路といわれ、複合線路は、一様線路と比較して、より現実的である一方で、解析が複雑である。しかし、この複合線路も一様線路の考え方を基礎にして $\boxed{（ア）}$ を導入することにより解析を容易にすることができる。



(H29-1_Q1-1)

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 0	② 1	③ 2π	④ 無限大
⑤ $\tanh\frac{Z_\gamma}{Z_0}$	⑥ $\tanh\frac{Z_0}{Z_\gamma}$	⑦ $\tanh^{-1}\frac{Z_\gamma}{Z_0}$	⑧ $\tanh^{-1}\frac{Z_0}{Z_\gamma}$
⑨ $\gamma x+\theta$	⑩ $\gamma x-\theta$	⑪ $\frac{\chi}{\gamma}x+\theta$	⑫ $\frac{\chi}{\gamma}x-\theta$
⑬ 偏角	⑭ 角周波数	⑮ 位置角	⑯ 位相角

ほぼ同一問題

平成 25 年度第 2 回問 1(1) [H25-2_Q1-1]　平成 19 年度第 2 回問 1(1) [H19-2_Q1-1]

平成 21 年度第 2 回問 1(1) [H21-2_Q1-1]

回答　（ア）⑮ 位置角（イ）⑦ $\tanh^{-1}\frac{Z_\gamma}{Z_0}$（ウ）⑨ $\gamma x+\theta$　（エ）① 0

定常状態の複合線路問題で解く基本的な手法を、一様線路に（簡単に）適用する設問。使い慣れない関数が出てくるので戸惑うかもしれないが、実際の計算はしなくてよい設問となっている。

この場合の基本方程式（インピーダンス関連のみの抜粋）は以下の通りである。

$$\tanh\theta=\frac{Z_\gamma}{Z_0}$$

$$Z_\chi=Z_0\ \tanh(\gamma\chi+\theta)=Z_0\ \tanh(\theta_\chi)$$

ここで、Z_χは負荷から距離 χ の点で終端側を見た時の入力インピーダンス、Z_0は線路の特性インピーダンス、γ は線路の伝搬定数、Z_γは終端インピーダンス、そして θ は終端点→χ＝0 の点における位置角である。また θ χなる量は、距離 χ の点での位置角　$\theta_\chi=\gamma x+\theta$ になる。いずれにしても、θ は位置角と呼ばれる量である。

（イ）では、この θ を求めることになるが、逆関数を使えばよいので、

$$\tanh\theta=\frac{Z_\gamma}{Z_0}\ \rightarrow\ \theta=\ \tanh^{-1}\frac{Z_\gamma}{Z_0}$$

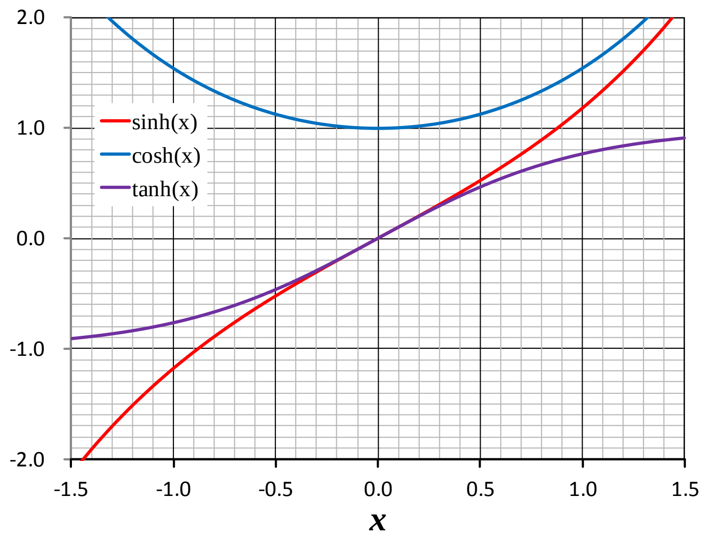
とおけばよい。tanh 関数（ハイパボリックタンジェント関数）の逆関数は arctanh(*x*)と表す場合もあるが、解答群の中には無いので、$\tanh^{-1}$ の表記を使うことになる。

次に（エ）で求められている終端短絡時の θ であるが、

$$\tanh\theta=\frac{0}{Z_0}=0$$

を満たす θ を求めなくてはならない。

双曲線関数の知識やグラフ概形を知っていれば、θ＝0 と回答できるが、無い場合は以下のように双曲線関数の定義式から求めるぐらいしかできそうにない。



$$\tanh\theta=\frac{e^\theta-e^{-\theta}}{e^\theta+e^{-\theta}}$$

これがゼロになる条件を考えると、$e^\theta-e^{-\theta}=0$ ということが分かるので、

$$e^\theta=\frac{1}{e^\theta}\ \rightarrow\ e^{2\theta}=1$$

が条件を満たす θ となる。$e^0=1$は指数の基本であるので、θ＝0 が導かれる。

tanh θ は θ が実数の場合、上のグラフのように θ が+∞のとき+1、-∞のとき-1、0 のとき 0 である。

漏話特性

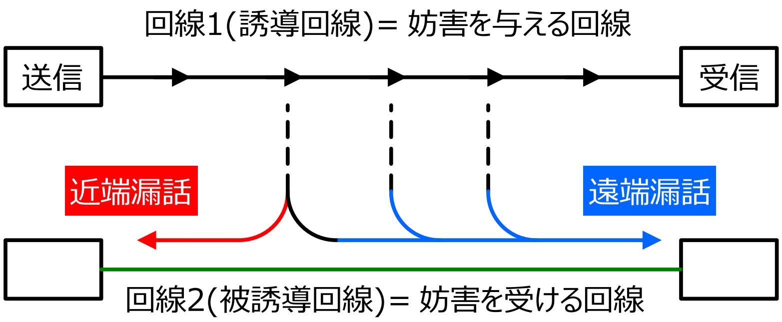
漏話の分類

> 漏れてくる話の内容が明確にわかるような漏話は了解性漏話といわれ、多数の音声が重なり合うなどして雑音化した漏話は非了解性漏話といわれる。 (H23-1_Q1-2-1-C2)

正しい。特に了解性漏話は通信の秘密の確保の点からも抑圧すべき対象として古くから漏話対策の主眼となってきた経緯がある。

> 誘導回線の信号の伝送方向とは逆の方向に伝搬して送信側に生ずる漏話は近端漏話、誘導回線の信号の伝送方向と同一の方向に伝搬して受信側に生ずる漏話は遠端漏話といわれ、一般に、近端漏話は線路損失の影響が小さいため、遠端漏話と比較して通信に妨害を及ぼす影響が大きい。 (H23-1_Q1-2-1-C3)

正しい。近端漏話(NXT,NEXT :Near end closstalk)と遠端漏話(FXT,FEXT: Far end closstalk)の基本。近端漏話の方がパワーが大きく、サービスに影響を与えやすい。



> 漏話を生じさせる側の回線は誘導回線、漏話を受ける側の回線は被誘導回線といわれ、被誘導回線において、誘導回線の送端側に生ずる漏話は近端漏話、誘導回線の受端側に生ずる漏話は遠端漏話といわれる。 (H28-1_Q1-2-2-C2) (H24-1_Q1-2-1-C1) (H20-2_Q1-2-3-C1)

正しい。「誘導回線」「被誘導回線」は問題文中で正確に読み解く必要がある。

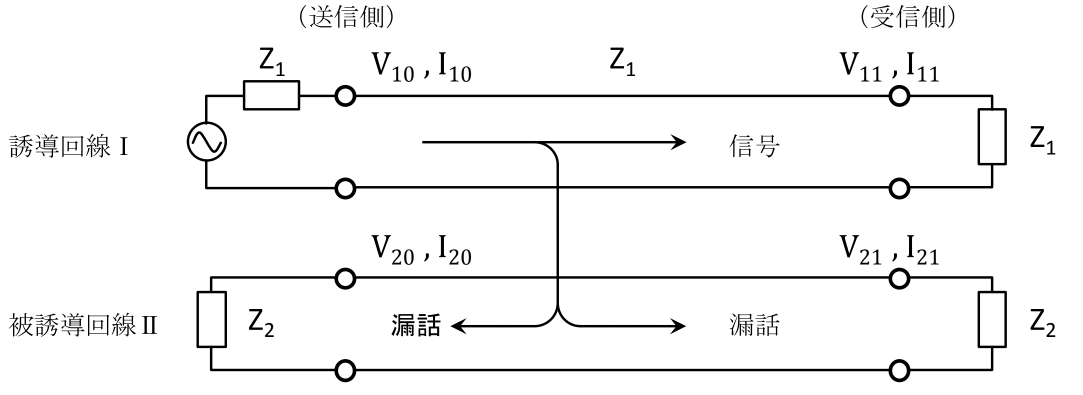
> 漏話を発生させる側の回線は誘導回線、漏話を受ける側の回線は被誘導回線といわれる。また、被誘導回線において、誘導回線の送端側に生ずる漏話は~~遠端漏話~~、誘導回線の受端側に生ずる漏話は~~近端漏話~~といわれる。
> (H27-2_Q1-2-2-C4) (H25-1_Q1-2-2-C2) (H22-1_Q1-2-2-C1) (H20-1_Q1-2-3-C1)

誤り。遠端と近端が逆になっている。

> （中略）誘導回線の信号伝送方向と逆方向に生ずる漏話は近端漏話、誘導回線の信号伝送方向と同一方向に生ずる漏話は遠端漏話といわれる。 (H21-1_Q1-2-2-C1)

正しい。信号伝送方向という観点からの遠端・近端の表現になっている。

伝送路で発生する漏話は、平衡対ケーブルなどにおいて誘導対から被誘導対への電気的な結合により発生するもの、同軸ケーブルなどの不平衡性に基づく導電結合により発生するものなどがある。これらのうち、電気的な結合により発生する漏話には、図の~~受信~~側に現れる近端漏話と図の~~送信~~側に現れる遠端漏話がある。 (H18-1_Q1-2-2-C1)



誤り。送信と受信が逆である。

漏話減衰量の定義

> 漏話減衰量は、誘導回線の送端電力と、被誘導回線の漏話電力（漏話量）の比の対数で表され、漏話電力が大きいほど漏話減衰量は小さく、漏話電力が小さいほど漏話減衰量が大きい。
>
> (H28-1_Q1-2-2-C4)(H26-1_Q1-2-2-C3)

正しい。基本の形である。漏話減衰量というのは、回線間のクロストーク現象が常に存在する前提で考えられたもので、送信パワーがどれだけ損失(ロス)を受けて漏話パワーとして現れたかを表現している。

$$a\,[\mathrm{dB}] = \log_{10}\left|\frac{P_1}{P_2}\right|$$

たとえば、回線1で 1mW の電力で送信しているとき、回線2側に 0.01mW の漏話電力が現れたとすると、

$$a\,[\mathrm{dB}] = 10\times\log_{10}\left|\frac{1}{0.01}\right| = 10\times\ \log_{10}|100| = 10\times\log_{10}|10^2| = 10\times 2 = 20\,[\mathrm{dB}]$$

となり、回線1の送信電力が 20dB の減衰(ロス)を受けて、回線2に現れたと解釈する。このロス自体は大きいほど好ましい値。

> 漏話減衰量は、誘導回線の送端電力と、被誘導回線の漏話電力（漏話量）の比の対数で表され、漏話電力が大きいほど漏話減衰量は~~大きく~~、漏話電力が小さいほど漏話減衰量が~~小さい~~。
>
> (H26-1_Q1-2-1-C3)(H24-1_Q1-2-1-C4)(H19-2_Q1-2-2-C3)

誤り。前問の誤りバージョン。

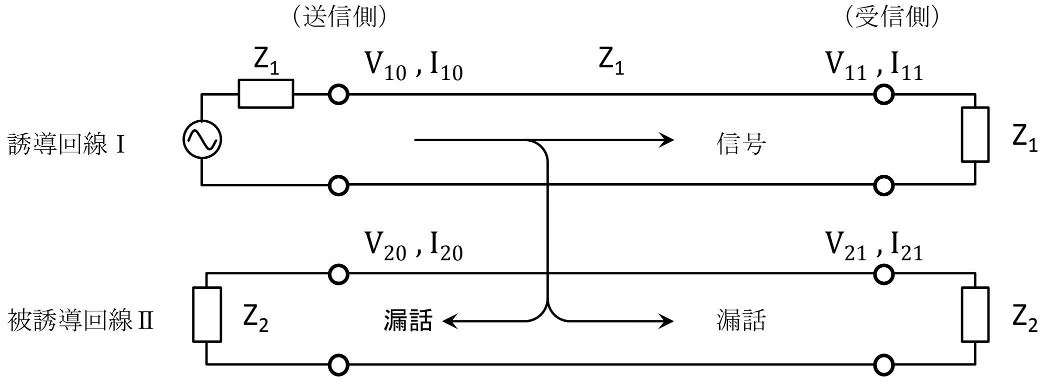
> 漏話減衰量L[dB]は、誘導回線の送端電力P[mW]と被誘導回線の漏話電力 P_L [mW]の比であり、次式で表される。
>
> $$\mathrm{L} = 10\log_{10}\frac{\mathrm{P_L}}{\mathrm{P}}$$
>
> (H27-2_Q1-2-2-C3)(H25-1_Q1-2-2-C3)

誤り。$\mathrm{P_L}$ と P が逆である。H27-2 においては、正しい式で正誤が出題された。絶対値を付けた方が正しくなるか否かは微妙である。(一般には絶対値を付ける。)

> 漏話減衰量は誘導回線の送端電力と被誘導回線の漏話電力の比であり、次式で表される。
>
> $$\text{漏話減衰量} = 10\ \log_{10}\frac{\cancel{\text{漏話}}\text{電力}}{\cancel{\text{送端}}\text{電力}}$$
>
> (H20-1_Q1-2-3-C2)

誤り。上の類題である。

図１において、誘導回線Ⅰの送端及び受端の電圧、電流をV_{10}，I_{10}及びV_{11}，I_{11}、被誘導回線Ⅱの両端に現れる電圧、電流をV_{20}，I_{20}及びV_{21}，I_{21}、誘導回線Ⅰ及び被誘導回線Ⅱの特性インピーダンスをZ_1、Z_2とする。 (H21-1_Q1-2-2-C1)



それぞれ整合終端された誘導回線Ⅰ、被誘導回線Ⅱにおいて、漏話減衰量(単位を[dB]とする。)は、次式で定義される。

$$\text{近端漏話減衰量} = 10\log_{10}\left|\frac{V_{10}I_{10}}{V_{20}I_{20}}\right|$$

$$\text{遠端漏話減衰量} = 10\log_{10}\left|\frac{V_{10}I_{10}}{V_{21}I_{21}}\right|$$

正しい。パワーの比を電圧と電流の積で示しているだけで、定義そのものである。

図に示すように、それぞれ整合終端された誘導回線Ⅰ、被誘導回線Ⅱの２回線において誘導回線Ⅰの送端及び受端の電圧、電流をV_{10}，I_{10}及びV_{11}，I_{11}、被誘導回線Ⅱの両端に現れる電圧、電流をV_{20}，I_{20}及びV_{21}，I_{21}とすると、漏話減衰量(単位は、[dB]とする。)は、次式で定義される。なお、図中のZ_1、Z_2は、特性インピーダンスとする。

(H18-1_Q1-2-2-C2)

＜※図は上の問題と同じのため省略＞

~~近端~~漏話減衰量 $= 10\log_{10}\left|\frac{V_{10}I_{10}}{V_{21}I_{21}}\right|$　　~~遠端~~漏話減衰量 $= 10\log_{10}\left|\frac{V_{10}I_{10}}{V_{20}I_{20}}\right|$

誤り。近端と遠端の式が逆である。

漏話結合の種類

> 二つの回線間の電気的な結合には静電結合と電磁結合があるが、メタリック伝送の音声回線においては、~~静電結合~~の漏話に対する影響は小さく、~~電磁結合~~が支配的である。
> (H27-2_Q1-2-2-C1)(H25-1_Q1-2-2-C1)(H20-1_Q1-2-3-C3)

誤り。音声周波(300～3kHz)では、静電結合 C の影響の方が支配的になる。高周波になると線路のインピーダンスが低下していくので、電磁結合 M が支配的になる。

もし、V_1を誘導回線の電圧、V_2を被誘導回線の電圧として、微小区間 dx ごとの誘導電圧 V_2は、

$$V_2\,dx = \left(CZ_2 \pm \frac{M}{Z_1}\right)V_1\,dx$$

となる。Z_1は誘導回線の線路インピーダンス、Z_2は被誘導回線の線路インピーダンスである。

＋の符号は近端、－の符号は遠端の値であり、C と M はそれぞれ静電結合、電磁結合に関する構造の不平衡並びに周波数の関数である。

すると、低い周波数(音声帯域)ではインピーダンス Z_1, Z_2 が大きいため、C の影響が大きく、また高周波になると低いインピーダンスに落ち着くので、M の影響が相対的に大きくなる。

なお、H20-1 では正解の形で正誤を問われている。

> 平衡対ケーブルの漏話は、任意の 2 対間の静電結合及び電磁結合によって生ずるが、音声回線では~~静電結合~~は微小な値であることから、~~静電結合~~による漏話の軽減方法を考慮する必要はない。　(H21-1_Q1-2-3-C1)(H22-1_Q1-2-3-C1)

誤り。理由は同上。

> 伝送路で発生する漏話には、2 対以上のケーブルなどにおいて生ずる一つの導線対(誘導対)と他の導線対(被誘導対)との間の電磁結合及び静電結合によって生ずる~~非直線~~漏話、同軸ケーブルの不平衡に起因する~~静電~~結合によって生ずる~~非了解性~~漏話などがある。
> (H20-2_Q1-2-3-C2)

誤り。全般的に誤りである。非直線漏話ではなく、単なる漏話でよいと思われる。それによって生じる漏話は了解性になることも、非了解性になることもあってどっちつかず。また、同軸ケーブルの不平衡に起因する漏話は導電性結合である。

> 伝送端局装置で発生する漏話には、装置内の布線間で生ずるもの、変復調器に加わる搬送波が他の通話路の搬送波成分を含むために生ずるものなどがある。　(H20-2_Q1-2-3-C4)

正しい。(ことになっている。)。元々、正しい選択肢を選ぶ中の正解選択肢であって、他の3つを明確な誤りとするときのダミー正解的な存在なので、あまり気にしないほうがよい。アナログ多重伝送端局って出題時点ですら存在しなかったでしょうから。

出題の種本を見ると、アナログ多重伝送理論の章で布線(装置内・シェルフ間配線)漏話と、同一搬送波を使用する変調器間で搬送波供給回路を通じての漏話があると記載されている。

同軸ケーブルでは、導電的結合漏話が発生するが、静電結合及び電磁結合による漏話は発生しない。また、同軸ケーブルでは、周波数が高くなるに従って、表皮効果により、漏話が減少する。 (H18-1_Q1-2-3-C2)

正しい。(が、細かくて古い内容。)同軸ケーブルに電流が流れるとき、大部分は同軸内部の中心導体と外部導体の内壁に流れるのだが、ごく一部は「結合インピーダンス」を通じて外部導体の外側、その長さ方向に電位差を生じる。(同軸が不平衡伝送路であることが要因。)

この現象は周波数が高い場合や外部導体が厚い場合には、表皮効果によるシールド作用が強く働いて、実質的に無視できるものである。(注:外部導体の厚みがごく薄いということを前提している議論。これは**アナログ搬送多重回線の搬送用同軸ケーブル**を考えているからである。また同軸外皮は金属が剥き出しになっていて、ケーブル内の同軸外部導体同士が電気的に接触しているという前提も必要。)

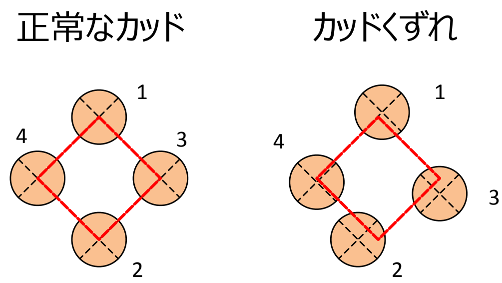
周波数が低く、外部導体の厚みが薄いときには、同軸外部導体の表面にも電位差を生じて、これがケーブルの金属遮蔽体や他の同軸ケーブルの外皮に電流を流す要因になり、さらにこの別の同軸ケーブル外皮に流れた電流がその内部へ結合を通じた起電力を生じるというプロセスになる。

つまり、**導電的結合**とは、同軸外部導体が互いに接触した状態で、同軸外皮を電流が流れることによる結合という意味である。

平衡対ケーブルの漏話は、主として２回線間の静電結合及び電磁結合によって生ずる。これらのうち、静電結合による漏話の大きさは、静電結合の大きさに比例し、ペア違いなど誤接続した場合やカッドくずれが起きた場合は、静電結合が大きくなるため、漏話も大きくなる。

(H18-1_Q1-2-3-C1)

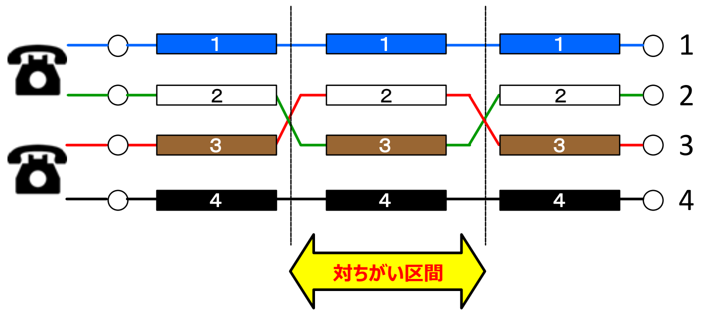
正しい。4つの心線が完全に正方形に配置されていると漏話は発生しない。この配置関係が崩れた状態を「カッドくずれ」といい、漏話が増大する要因の一つである。



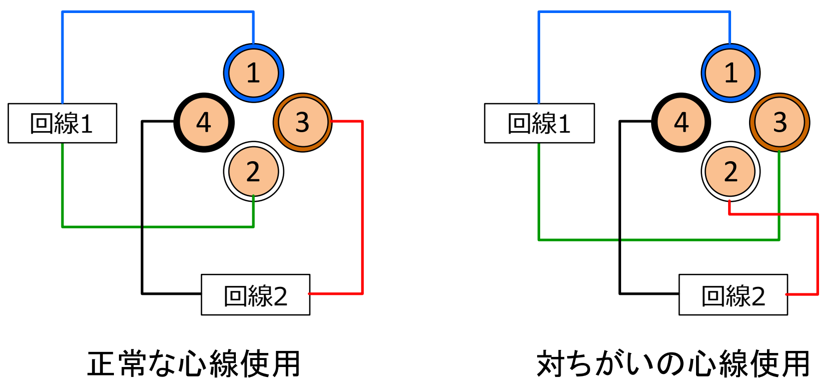
「ペア違い」や「対ちがい」は、星型カッドにおいて、途中区間で心線を誤って接続した状態を指している。

星型では心線の1と2、および3と4がペアとして２回線が共用しているが、途中で心線が入れ違ってしまうと当然のことながら通信ができない。当然、接続試験時にそれを正しい位置に戻すのだが、二重に間違って誤接続をすると、一見、導通が取れて通信ができるように見える。

対ちがい（ペア違い）



しかしながら、途中で心線が入れ替わった区間が残るため、その区間においては対称的な心線配置ではなくなり、漏話が増大するのである。



［カッドくずれと漏話］H17-2_Q1-2-1

（ｉ） 図１に示すように心線１及び心線２で構成される回線（回線Ａとする。）と、心線３及び心線４で構成される回線（回線Ｂとする。）の二つの回線で構成される、星形カッド構造のケーブルの漏話について述べた次のＡ～Ｃの文章は、 $\boxed{（オ）}$ 。 (H17-2_Q1-2-1)

Ａ ケーブル心線のカッドくずれが生ずると、回線Ａの磁束の変化により回線Ｂに発生する誘導起電力が、心線３と心線４とで異なった大きさになるため、漏話電流が発生する。

Ｂ 一般に、星形カッドでは、心線１と心線３の心線間、及び心線１と心線４の心線間の間隔は同じであるため、それぞれの静電容量は等しくなる。したがって、理論的に心線１から静電結合により心線３及び心線４に流れる電流は互いに打ち消しあい、静電結合による漏話は発生しない。

Ｃ ケーブル心線のカッドくずれが生ずると、心線１と心線３の心線間、及び心線１と心線４の心線間の静電容量が異なるため、心線１からの静電結合により、心線３及び心線４に流れる電流は等しくならず、それぞれの電流の差が漏話電流となる。

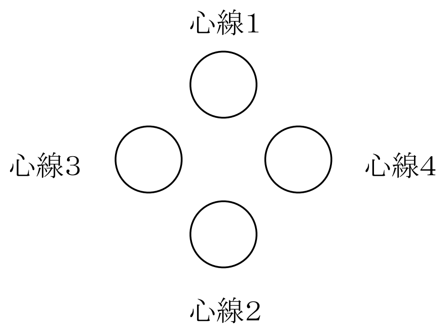


図1

（選択肢は①Ａのみ正しい～⑧Ａ、Ｂ、Ｃいずれも正しく無い、の標準パターンなので記載省略）

Ａ～Cの文章は全て正しいが解答となる。

心線が完全に四角形の頂点に配置されたならば、静電結合も電磁結合も値が等しく、かつ正負が逆の誘導が生じるので、結果として漏話結合が完全にキャンセルされる。

正常な回線でも漏話が生じる要因は、実際の製品ではこの配置がごくわずかにずれていることによる。大雑把ではあるが、心線間の静電容量値が 50nF/km のとき、構造不平衡等による静電結合値は数百 pF/km 以下になるよう仕様策定や製造がなされている

電磁結合についても静電結合と同様に構造不平衡によるものなので、静電結合値との相関がある。

より精密な解説はかなり長くて面倒そうなので、別途作成予定。

漏話と線路インピーダンスとの関係

静電結合による漏話は被誘導回線のインピーダンスに比例し、電磁結合による漏話は誘導回線のインピーダンスに反比例する。

(H22-1_Q1-2-2-C2) (H24-1_Q1-2-1-C2) (H26-1_Q1-2-2-C1)

正しい。静電結合(C 結合)は、妨害側の電線電位が誘導されるため、受け側回線のインピーダンスが低いと影響も少ない。逆に、電磁結合(M 結合)は、回線の電流量に影響されるため、妨害側のインピーダンスが低いほど電流が多いことになり、M 結合の影響が大きくなる。

より正確に式で表せば、V_1を誘導回線の電圧、V_2を被誘導回線の電圧として、微小区間 dx ごとの誘導電圧 V_2は、

$$V_2\,dx = \left(CZ_2 \pm \frac{M}{Z_1}\right)V_1\,dx$$

である。C の影響による漏話は被誘導回線の特性インピータンス Z_2に比例。M の影響による漏話は誘導回線側の特性インピーダンス Z_1に反比例という表現はここから来ている。

なお、静電結合は C でなく K と表現する教科書が多いので注意。(イメージしやすいよう本メモでは C という記号を採用しただけである。)

電磁結合によって生ずる漏話は、線路の特性インピーダンスに反比例し、静電結合によって生ずる漏話は、線路の特性インピーダンスに比例する。 (H21-1_Q1-2-2-C3)

正しい。上記の類問。誘導・被誘導の両回線が等しい特性とすれば、

$$V_2 = \left(CZ_2 \pm \frac{M}{Z_1}\right)V_1 = \left(CZ_0 \pm \frac{M}{Z_0}\right)V_1$$

なので、M 結合＝Z_0に反比例、C 結合＝Z_0に比例となる。

信号が隣接回線に漏れる現象は漏話といわれる。漏話は、一般に、メタリックケーブルが電磁的又は静電的に結合することによって生じ、前者は誘導回線の~~電圧~~の大きさに、後者は誘導回線の~~電流~~の大きさに比例する。 (H28-1_Q1-2-2-C1) (H23-1_Q1-2-1-C1)

誤り。電流と電圧を入れ替えれば正しい文章となる。

漏話の成分のうち、電磁的結合(M 結合)は誘導回線に電流→磁場→被誘導回線へ起電圧発生という現象なので 1 次側の電流値 I_1が効いてくる。M を電磁結合に関する線路構造の定数として、2 次側の起電力は$V = j\omega M \cdot I_1$で表せる。(いわゆる電磁誘導の基本式。)

一方の静電的成分(C 結合)は1次側の電圧 V_1印加によって、2 次側に電流が漏れるイメージで捉えるとよく、もれた電流の総合計 I は$I = j\omega C \cdot V_1$で表せる。(ただしここの部分は端折りすぎてて正確ではない。イメージとしての参考である。)

静電結合による漏話量は、線路の特性インピーダンスに比例する。したがって、装荷ケーブルは、一般に、無装荷ケーブルと比較して、特性インピーダンスが大きいため、漏話減衰量が小さくなる。 (H27-2_Q1-2-2-C2)(H25-1_Q1-2-2-C4)(H20-1_Q1-2-3-C4)

正しい。

H27-2 では「特性インピーダンスが~~小さい~~ため」という誤り選択が出題された。

H20-1 では「漏話減衰量が~~大きく~~なる」という誤り選択が出題された。

同一ケーブル特性間での漏話の基本式である、

$$V_2 = \left(CZ_2 \pm \frac{M}{Z_1}\right)V_1$$

より、静電結合 C による漏話電圧 V_2 は、線路の特性インピーダンス Z_2 に比例するので正しい。

装荷ケーブルとは、1～2km程度の一定間隔で装荷線輪(コイル)を意図的に挿入して、線路の等価的なインダクタンス量(数十～百数十 mH/km 程度)を増加させたケーブル。20 世紀初頭に実用化された超古典的な技術。

音声周波数帯に対して不足するインダクタンスを補って信号減衰を改善する目的で、昭和40～50年代ぐらいまで使われていた。もちろん現代では無装荷が標準。逆に撤去漏れとなっていた装荷線輪が各種通信に悪影響を及ぼす事例が報告されている。

これは、音声周波数以上をカットする LPF(Low Path Filter)の性質を有するためで、高周波帯域を使用する ISDN や ADSL が使用できない副作用があることによる。

装荷回線は、無装荷回線(0.65mm ケーブルで 600Ω前後 at1kHz)に比べてインピーダンスが大きい(1k～1.9kΩ)ので、漏話特性が悪化しやすいことになる。(特性悪化＝漏話減衰量が減少。)

漏話の周波数特性・線路長特性

> 平衡対ケーブルの場合、一般に、誘導回線と被誘導回線のインピーダンスは等しいので、特性インピーダンスが高くなる低周波では静電結合による漏話が支配的であるが、特性インピーダンスが低くなる高周波では電磁結合による漏話も考慮する必要がある。
>
> (H26-1_Q1-2-2-C2)(H22-1_Q1-2-2-C3)(H24-1_Q1-2-1-C3)

正しい。誘導側、被誘導側に限らず、漏話が問題になるのはたいていが同一ケーブル内、同一カッド内の回線である。それゆえ、2回線の特性も同一として考えることが多い。音声周波程度では C 結合が支配的だが、数十 kHz 以上の領域になると特性 Z の低下によって電流が増加するので、電磁結合が強くなる。戦前の多重電話研究で問題となった。

> 平衡対ケーブルにおける漏話減衰量は、高周波になるに従い、一般に、オクターブ当たり遠端漏話では６［ｄＢ］、近端漏話では４．５［ｄＢ］の減少傾向を示す。また、遠端漏話減衰量は、線路長が長くなるに従い増大するが、近端漏話減衰量は、線路長には無関係である。
>
> (H26-2_Q1-2-1-C3)(H22-1_Q1-2-3-C2)(H21-1_Q1-2-3-C4)

正しい。「オクターブ当たり」とは「周波数が2倍になるごと」に読み替えるとよい。

高周波の近端漏話減衰量を a_n、遠端漏話減衰量を a_f、線路長を l、周波数を f とすると、

$$a_n = K_N \left(\frac{f}{f_o}\right)^{\frac{3}{2}} = K'_N\, f^{\frac{3}{2}}$$

$$a_f = K_F\, \frac{l}{l_o}\left(\frac{f}{f_o}\right)^2 = K'_F\ f^2$$

といった特性がある。ここで l_o は基準となる線路長、f_o は基準となる周波数のことで、K_F、K_N はその基準値における近端および遠端漏話量である。

周波数が2倍となったときの NXT(近端漏話減衰量)A_n の比を計算してみると、

$$10\ \log_{10}\frac{K'_N\, f^{\frac{3}{2}}}{K'_N(2f)^{\frac{2}{3}}} = 10\ \log_{10}\frac{1}{2\sqrt{2}} = -4.515 \approx -4.5[\mathrm{dB/Oct}]$$

また、FXT(遠端漏話減衰量)A_f の比は、

$$10\ \log_{10}\frac{K'_F f^2}{K'_F\,(2f)^2} = 10\ \log_{10}\frac{1}{4} = -6.021 \approx -6[\mathrm{dB/Oct}]$$

の周波数特性を持つ（悪化する）ことになる。

日立のPECケーブル論文を見ると、NXT はおおむね 100kHz を境に 4.5dB/Oct の傾きになるようである。低い周波数では FXT と同じ 6dB/Oct の傾きである。

また、電電公社の論文を探すと、0.1MHz～8MHz で NXT が 4dB/Oct、FXT が 6dB/Oct で実測されたデータが見つかった。(“既存市内ケーブルの漏話特性と伝送特性” 小島伸哉　他, 電気通信研究所研究実用化報告　20 巻 7 号 pp.1633-1678,1971 年)。この論文が大元と推測される。

なお、NXT が $f^{\frac{3}{2}}$ に比例する直接の要因は減衰定数 α が高周波で $\sqrt{f}$ に比例することによる。（要するに、抵抗 R が表皮効果で増大するため。）

遠端漏話では線路長 l が直接効いてくるので、長さが2倍になるごとに 3dB 悪化することになる。

> 平衡対ケーブルにおける漏話減衰量は、高周波になるに従い、遠端漏話ではオクターブ当たり６[dB]、近端漏話では４．５[dB]の減少傾向を示す。また、~~遠端~~漏話減衰量は、線路長には無関係であるが、~~近端~~漏話減衰量は、線路長が長くなるに従い増大する。
> (H18-1_Q1-2-3-C1)

誤り。先の問題の誤りバージョン（初出時）。遠端と近端が入れ替わっている。

> 近端漏話は、静電結合漏話と電磁結合漏話の和となる。また、伝送路長に~~比例し~~、周波数の~~２乗~~に比例して増加する。 (H19-2_Q1-2-2-C1)

誤り。厳密には線路長に依存するが影響は小さい。また、f の 3/2 乗に比例する。

> 遠端漏話は、静電結合漏話と電磁結合漏話の差となる。また、伝送路長に~~依存せず~~周波数の~~２分の３乗~~に比例して増加する。 (H19-2_Q1-2-2-C2)

誤り。線路長に比例する。f の 2 乗に比例する。

漏話の改善方法

漏話を減少させるための一つの有効な方法は、各対の２本の導線を撚ることであより、さらに、隣接する対どうしで撚りピッチを変えると、撚りピッチを同一にした場合と比較して大きな軽減効果が得られる。 (H28-1_Q1-2-2-C3)(H23-1_Q1-2-1-C4)

正しい。導線を撚り合わせる（ツイストする）ことは、メタル通信線にとっての基本的な作法。電話ケーブル以外の信号ケーブルも同様。LAN ケーブルなどが身近な例。

撚ることで外部電磁界がうまくキャンセルされて妨害を受けにくいことと、均一な線路がつくりやすいことが挙げられる。

漏話の観点から見ると、撚りピッチが同一のペアやカッドを同一ケーブル内に収容すると、隣接カッドやカッド内ペア間で漏話しやすいことが古くより知られていて、日本では昭和初期から研究がなされ、電話ケーブル使用以前の時代(硬銅線による架空裸線期)にも、交叉(Transpostion)と呼ばれる手法でこれらをキャンセルしていた。

LAN ケーブルも分解してみれば、ペアごとに撚りピッチが異なるのが見て分かる。

ちなみに、強力な妨害源である送電線においてもこれに類似した事を行っていて Transposition というのだが、こちらは「撚架」と訳されている。(線路定数の均一化と通信線への誘導妨害を軽減するため。)

ケーブル内の各対の２本の導線を撚ることにより漏話は軽減でき、隣接する対どうしで撚りピッチを~~同一にする~~と、撚りピッチを~~変えた~~場合と比較して大きな軽減効果が得られる。
(H26-2_Q1-2-1-C1)(H22-1_Q1-2-3-C4)(H21-1_Q1-2-3-C2)(H20-2_Q1-2-3-C3)

誤り。理由は同上。

信号の伝送方向(設備センタからユーザ方向又はユーザから設備センタ方向)ごとに回線をそれぞれ別々のケーブルに分けて収容する２条ケーブル方式は、遠端漏話と比較して漏話妨害の影響が大きい近端漏話を軽減する効果がある。 (H26-2_Q1-2-1-C2)

正しい。2条方式と呼ばれるメタルの古典的な漏話対策である。なお、ケーブルの数え方は１本ではなく１条というのが正しい。

歴史的にみると、近端漏話の影響が大きい電話局近傍だけを2条にして、その他の区間を1条にした、2条1条方式という中間的なものも戦前に存在していたようである。

全2条方式は、設備面において効率的でない。ISDN加入者線で2線式時分割(ピンポン伝送方式)を採用して、送受信タイミングをずらすことにしたのは、近端漏話対策でもあった。

信号の伝送方向(設備センタからユーザ方向又はユーザから設備センタ方向)ごとに心線をそれぞれ別々のケーブルに分けて収容しても、漏話妨害が遠端漏話と比較して大きい近端漏話を軽減する効果は~~ない~~。 (H22-1_Q1-2-3-C3)(H21-1_Q1-2-3-C3)

誤り。前問の誤りバージョンである。

ディジタル伝送方式における２線時分割伝送回線では、通信事業者の設備センタから送出するバースト信号の位相をすべて同期させているため、同一設備センタを送端とする２線時分割伝送方式の回線相互では、~~遠端漏話雑音と比較して近端漏話雑音の方が雑音の影響が大きい~~。

(H18-1_Q1-2-2-C3)

誤り。ISDN のメタリックアクセス方式において日本で採用された2線時分割伝送方式(TCM-ISDN: Time Compression Multiplexing-ISDN)では、問題文のとおり、センタ側の下り送出タイミングを全ユーザに対して同期させている。この送出時にはユーザ側からの上り信号はなく、受信のみをする。次のタイミングではユーザ側からの上り信号が送出され、センタ側は受信のみを行う。

このように交互に送信・受信を繰り返す様子から卓球に例えて**ピンポン伝送方式**とも呼ばれていた。

これ以外にも、4線伝送方式(送信2線・受信2線で全二重通信を行う方式)、ハイブリッド方式(音声回線と同様に2線で送受信を同時に行うエコーキャンセラ方式)などもあったが、日本においては**近端漏話を避ける目的**でこれらの方式は採用されず、原理的に近端漏話が問題化しないピンポン方式が採用された経緯がある。

送受信を同時にする際には、送信信号の近端漏話が受信側に影響するためで、ピンポン伝送をしている限りは、漏話があっても関係ないのである。

(米国でエコキャン方式が採用され、後に日本で ADSL が普及する際に Annex.C が導入された理由でもある。Annex.A の北米方式はエコキャン使用が前提のため、ピンポン伝送と相性が悪かった。)

よって、問題となるのは遠端漏話の方のみである。

雑音とひずみ

雑音分野

メタル系の雑音分類

伝送系内部で発生する雑音は、信号を伝送していない場合でも発生する基本雑音と、信号の伝送を行ったときに発生する準漏話雑音とに分けることができる。 (H22-1_Q1-2-1-C1)

正しい。用語定義はこの出題に集約されているので解説は省略する。

伝送系では、信号伝送を妨害する種々の不要な信号が混入してくるが、これらは総称して回線雑音といわれる。回線雑音は、伝送系内部で発生するものと、外部からの影響により発生するものに分けられる。伝送系内部で発生する回線雑音には、信号を伝送していない場合でも既に存在している基本雑音がある。 (H17-2_Q1-2-3-C1)

正しい。

基本雑音（熱雑音・ショット雑音・1/f 雑音）

基本雑音は、入力信号の有無に関係のない雑音で、増幅器や変調器などの能動回路で発生し、熱雑音、ショット雑音、１／ｆ雑音などがある。基本雑音は、一般に、入力信号レベルの低いところで問題となる。 (H28-1_Q1-2-1-C1) (H26-1_Q1-2-1-C1) (H23-1_Q1-2-2-C1)

正しい。**熱雑音**（ジョンソンノイズ）は電子の熱的なランダム運動によるもので、白色ノイズである。抵抗 R の両端に発生する平均電圧の2乗値$\overline{v^2}$は、以下の式に従う（B を帯域幅、T を絶対温度、k をボルツマン定数、R を抵抗値とする。10THz 程度までは適用可能みたいである。）

$$\overline{v^2} = 4kTBR$$

ショット雑音(散弾雑音)はデバイスに直流電流が流れる際に、電流量が完全に連続でないことが要因で発生するもの。要は電子という最小単位のつぶつぶである素電荷(1.6×10^{-19}C)の存在によって、わずかに電流が揺らぐ現象のことをいう。白色ノイズである。ノイズの平均電流の2乗値は、q を素電荷、I を直流電流値、B を帯域幅として、

$$\overline{i^2} = 2qIB$$

1／f雑音は昔、フリッカ(flicker)雑音と呼ばれていた、周波数が低いほどノイズ量が増える種類を指す。直流電流に関係しており、半導体デバイスでは汚染や結晶欠陥に関連していることが多いようである。命名された特徴から、ピンクノイズである。（波長の長い赤色が強いという意味。）

ノイズの平均電流の2乗値は、K をデバイス固有の定数、f が対象周波数、Δf が観測帯域幅、I が直流電流値、a は 0.5~2 の定数として、おおむね以下の式に従う。

$$\overline{i^2} = K_1 \frac{I^a}{f} \Delta f$$

増幅器で発生する基本雑音には、導体中の自由電子の熱的じょう乱運動による熱雑音があり、入力信号の有無にかかわらず発生する雑音である。 (H22-1_Q1-2-1-C2)

正しい。

導体中の自由電子が、熱運動し、ランダムな電荷の移動に伴いランダムな電圧が誘導され、その熱的じょう乱運動により発生する雑音は、熱雑音といわれる。 (H18-1_Q1-2-1-C1)

正しい。

熱雑音などの基本雑音は、信号レベルに~~比例して~~発生する雑音であり、信号レベルの~~高い~~ところで問題となる。 (H22-2_Q1-2-3-C1)

誤り。信号の有無に関係なく発生するのが基本雑音。また、基本雑音は信号レベルの低いところで問題になる。（信号が強くても基本雑音は増えないため。）

基本雑音は、信号の大小とは無関係であることから、信号レベルが低いところで影響が大きく、ＳＮ比は、信号電力と比例関係にある。 (H17-2_Q1-2-3-C2)

正しい。SN 比：Signal Noise Ratio でノイズ量と信号の比である。基本雑音のみであれば、ノイズ量Nが一定なので信号電力Sが増加するとSN比も増加する。（比例する。）

基本雑音とは、増幅器で発生する雑音で、導体中の自由電子の熱的じょう乱運動による熱雑音である。信号伝送を行って~~いるとき~~に発生し、信号レベルの~~高い~~ところで影響が大きく、ＳＮ比は信号電力に~~反比例~~となる。 (H19-1_Q1-2-4-C1)

誤り。上の設問の誤りバージョン。

基本雑音は、増幅器などで発生する雑音で、導体中の自由電子の熱的じょう乱運動による熱雑音であり、~~特定の~~周波数帯域に存在している。基本雑音は、通話の有無とは無関係であることから、ＳＮ比は信号電力と比例関係となる。 (H19-2_Q1-2-4-C1)

誤り。特定の周波数ではなく、全周波数に一様に分布しているのが熱雑音である。

増幅器などにおいて、導体中の自由電子の熱的じょう乱運動により発生する雑音は~~インパルス性~~雑音といわれる。~~インパルス性~~雑音を避けることは原理的に不可能であり、全周波数に対して一様に分布していることから白色雑音ともいわれる。

(H24-1_Q1-2-2-C1) (H21-2_Q1-2-1-C1) (H20-2_Q1-2-1-C1)

誤り。インパルス性雑音ではなく、熱雑音が正しい。

外部からの誘導により発生する雑音の一つとして、非定常的に発生する雑音は、~~ショット雑音~~といわれる。 (H18-1_Q1-2-1-C2)

誤り。ショット雑音は基本雑音であって外部から誘導される雑音ではない。また定常的である。

準漏話雑音

多重通話路において回路中の増幅器などの部分では、信号の高調波のほかに和及び差の周波数の様々な組合せからなる相互変調積による結合波が発生し、各部分で発生したこれらのひずみは、逐次累積されて非了解性の漏話となる。これは準漏話雑音といわれる。

(H17-2_Q1-2-3-C3)

正しい。

準漏話雑音とは、多重通話路において非直線ひずみを有する部分で発生した結合波が逐次累積されることにより生ずる~~了解性~~漏話の一つである。伝送系内部の雑音で、信号伝送を行って~~いないときにおいても~~発生する。 (H19-1_Q1-2-4-C2)

誤り。非了解性漏話。信号伝送時のみ発生する。

準漏話雑音は、非了解性漏話の一つである。準漏話雑音は、~~位相ひずみ~~を有する部分において、高調波のほかに和及び差周波数の種々の組合せからなる相互変調積による結合波が発生し、各部分で発生したこれらのひずみが逐次累積されることにより発生する。

(H19-2_Q1-2-4-C2)

誤り。位相ひずみそのものは、雑音を発生することはない。正しくは非直線歪みと思われる。

準漏話雑音は、~~位相ひずみ~~を有する部分において高調波のほかに和及び差周波数の種々の組合せからなる相互変調積による結合波が発生し、各部分で発生したこれらのひずみが逐次累積されることにより発生する~~了解性~~漏話の一つである。 (H22-2_Q1-2-3-C2)

誤り。上の問題に同じ。

多重漏話雑音（バブル雑音）

多重漏話雑音とは、誘導回線が多数ある場合に、同時に漏れてくる各回線からの漏話が同程度のものであるとき、互いに干渉することにより生ずる~~了解性~~の雑音であり、バブル雑音ともいわれる。 (H19-2_Q1-2-4-C3)(H19-1_Q1-2-4-C3)

誤り。非了解性である。多対ケーブル内で多数の回線から少しづつ漏話を受けて、大きなノイズとなったものを多重漏話雑音という。多数の漏話の集合体なので、了解性漏話ではない。古くはバブル雑音(bubble noise)と呼ばれた。

多重漏話雑音は、平衡対ケーブルと比較して同軸ケーブルにおいて特に問題となり、テレビジョン伝送などにおいては、伝送距離及び回線収容心線数を制限する要因となる。 (H22-1_Q1-2-1-C3)

誤り（全体的に）。同軸ケーブルで高周波伝送する場合、表皮効果の影響で外部とは電磁的にほぼ完全遮断されるので漏話は考えなくても良い。テレビジョン伝送はアナログでも数 MHz の帯域幅を持っているのでなおさらである。

多重漏話雑音は、~~平衡ケーブル~~と比較して、~~同軸ケーブル~~において大きな影響を及ぼし、誘導回線が多数ある場合には同時に漏れてくる多重漏話は互いに干渉して~~了解性~~の雑音となる。 (H22-2_Q1-2-3-C3)

誤り。理由は同上。同軸と平衡ケーブルを入れ替えるとちょうどよい。また了解性ではなく、非了解性である。

誘導雑音

誘導雑音とは、外部からの誘導により通信路に侵入する雑音である。送電線による誘導雑音には、送電線の電圧成分を誘導源とする静電誘導により生ずるものと、送電線の電流成分を誘導源とする電磁誘導により生ずるものとがある。(H19-1_Q1-2-4-C4)

正しい。高電圧→静電誘導、強電流→電磁誘導である。

漏話以外の雑音としては、雷及び電気鉄道などの強電流施設から静電的又は電磁的に通信路に入る誘導雑音、放送波などが架空線などを介して侵入する誘導雑音などがある。
(H22-1_Q1-2-1-C4)(H19-2_Q1-2-4-C4)

正しい。放送波は電界強度が高く、線路がアンテナとして動作することによる。低い周波数でかつ強力な AM 放送に影響を受ける。

アクセス回線の架空平衡対ケーブルが、放送送信アンテナからの放送波の受信アンテナとなり、電圧が誘起される雑音は、放送波誘導雑音といわれる。(H18-1_Q1-2-1-C3)

正しい。

雷、電気鉄道などの強電流施設から静電的又は電磁的結合により通信路に侵入する雑音は~~流合雑音~~といわれ、放送波などが架空ケーブルなどを介して侵入する雑音は~~過負荷雑音~~といわれる。(H23-1_Q1-2-2-C2)(H26-1_Q1-2-1-C2)

誤り。いずれも誘導雑音である。流合雑音はCATVインターネットのような1:Nの関係性がある通信システムにおいて、多数の上り雑音がセンター側で合流したものをいう。過負荷雑音は、PCM符号化雑音の一種で量子化範囲を超えた大レベル信号が入力されたときに発生する雑音。

その他の雑音

漏話以外の雑音としては、紙絶縁ケーブルにおける手ひねり心線接続部が一時的に接触不良となった場合に発生するバースト状の雑音がある。(H22-2_Q1-2-3-C4)

正しい。今はもう新設されていない紙絶縁ケーブル。古い時代に地下に敷設されたSTケーブル(スタルペス)では手ひねり接続が行われていて、接触不良により瞬断(時々断)となる例が多いようである。これをバースト状と表現しているだけ。地下管路なので車両通行などが後押しをする模様。

[雑音総合]H18-1_Q1-1

（1）　次の文章は、メタル伝送系における雑音の種類と特徴について述べたものである。
$\boxed{\quad}$ 内の(ア)～ (エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、内の同じ記号は、同じ解答を示す。　（２点×４＝８点）

メタル伝送系では、信号伝送を妨害する種々の不要な信号が混入してくるが、これらは総称して回線雑音といわれる。回線雑音は、伝送系内部で発生する雑音と、伝送系外部から侵入する雑音とに分けられる。

さらに、伝送系内部で発生する雑音は、伝送系において信号を伝送していないときにも既に存在する $\boxed{（ア）}$ と、信号の伝送を行ったときに発生する $\boxed{（イ）}$ とに分けることができる。

$\boxed{（ア）}$ は、入力信号の有無にかかわらず混入する雑音であり、主に増幅器や変調器などの能動回路で発生し、熱雑音などが支配的である。

$\boxed{（イ）}$ は、増幅器や変調器で用いられるダイオード、トランジスタなどの素子の $\boxed{（ウ）}$ によって生ずる高調波ひずみによる雑音である。

また、 $\boxed{（ア）}$ は、入力電力のレベルが高くなるほど改善されるが、 $\boxed{（イ）}$ は、この逆であるため、増幅器、変調器の入力レベルには、ＳＮ比が最大となる入力レベル値が存在する。

一方、伝送系外部から侵入するものとしては、他の通信線路からの $\boxed{（エ）}$ 、あるいは、電気鉄道などの強電流施設から静電的、電磁的に通信路に入る誘導雑音などがある。

＜(ア)～(エ)の解答群＞

① 反響	② 漏話雑音	③ ビート雑音
④ 直線性	⑤ 等価増幅機能	⑥ 時々断
⑦ ＡＳＥ雑音	⑧ 非直線性	⑨ 識別再生機能
⑩ 光／電気変換	⑪ 基本雑音	⑫ 準漏話雑音

雑音の基本的な出題である。

(ア)は、“入力信号の有無にかかわらず混入”とあるので⑪の基本雑音。
(イ)は、“信号の伝送を行ったときに発生”とあるので、⑫の準漏話雑音。
(ウ)は、“高調波ひずみ”なので、⑧の非直線性。
(エ)は、“他の通信線路から”とあるので、②の漏話雑音。

が、それぞれ該当する。

伝送ひずみ

ひずみの分類

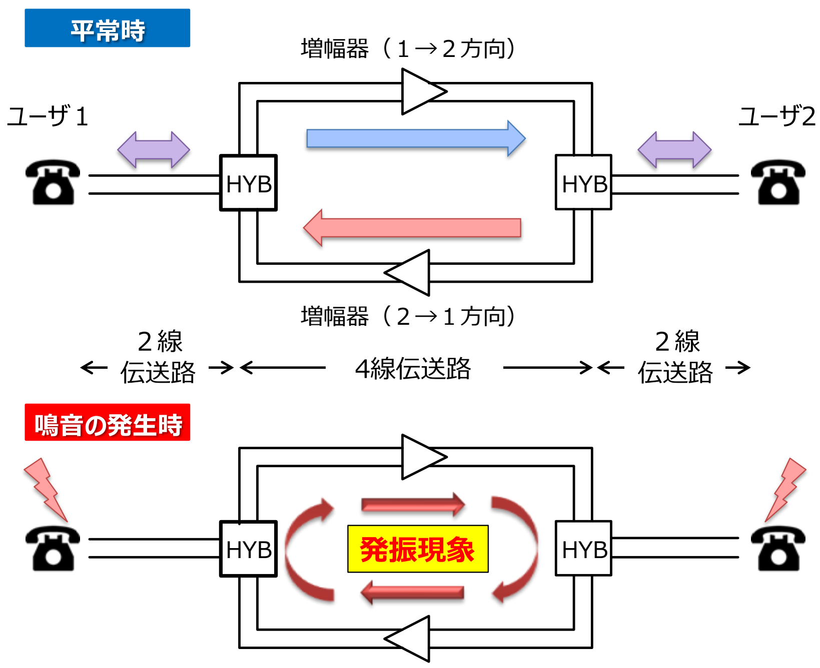
> 伝送系の入力側に加えられた信号波形と出力側に現れる信号波形が異なる現象は、ひずみといわれ、減衰ひずみ、位相ひずみなどがある。 (H18-1_Q1-2-1-C4)

正しい。入出力の波形が異なることを伝送歪みという。このとき、振幅(信号レベル)が変わっても波形さえ同じであればひずみではない。

減衰ひずみと鳴音

> 減衰ひずみは、伝送系の減衰量が周波数によって異なるために生ずるひずみであり、音声回線においては、鳴音が発生するなど安定度を低下させる要因となる。
> (H27-1_Q1-2-2-C1)(H22-2_Q1-2-2-C1)(H25-2_Q1-2-2-C1)

正しい。**鳴音**(singing)とは、2線加入者線—4線伝送路の場合の伝送路の発振現象のこと。
端末設備規則第五条では「電気的又は音響的結合により生ずる発振状態をいう。」と定義している。



※HYBはハイブリッド回路（トランス等）を表す

> 減衰ひずみは、伝送系の減衰量が距離に対して一定でないため生ずるひずみである。伝送周波数帯域内の減衰ひずみは、中継器に線路の等化機能を付加することにより補償される。
> (H19-2_Q1-2-3-C1)

誤り。距離ではなく周波数である。

伝送系の減衰量が周波数に対して一定でないために生ずるひずみは、減衰ひずみといわれる。音声回線において、特定の周波数で減衰量が特に少ないと、その周波数において鳴音を起こしやすくなる。われ、波形ひずみの原因となる。

(H26-1_Q1-2-1-C4)(H24-1_Q1-2-2-C2)(H21-2_Q1-2-1-C3)(H20-2_Q1-2-1-C3)

正しい。

非直線ひずみ

> 伝送系の入力と出力が比例関係にないために生ずるひずみは、非直線ひずみといわれ、波形ひずみの原因となる。 (H24-1_Q1-2-2-C3)(H21-2_Q1-2-1-C4)(H20-2_Q1-2-1-C4)

正しい。類題の基本となる出題である。

> 非直線ひずみは、伝送系の入力と出力が比例関係にないために生ずるひずみである。搬送多重回線においては、非直線ひずみによる高調波及び混変調波の発生により、ある通話路から他の通話路への漏話及び雑音の原因となる。
> (H25-2_Q1-2-2-C3)(H22-2_Q1-2-2-C3)(H19-2_Q1-2-3-C3)

正しい。**高調波**とは入力信号周波数の整数倍の周波数に発生する不要信号である。例えば、1kHz を入力した場合、非直線ひずみが発生すると、2kHz,3kHz,4kHz…といった周波数の信号が発生してしまう。

混変調波(Cross Modulation)というのは、**相互変調波**(IM:Inter Modulation)の類語として考えて良いようである。無線分野での「混変調」は、目的外帯域の強力な信号により希望波が AM 変調されるという現象のことなのであるが、有線伝送路だと少々分からないところがある。

相互変調(IM)は、2 つ以上の異なる周波数の信号を同時入力したときに発生するもので、それぞれの周波数を f_1, f_2 とした場合、

$$f_3 = 2f_1 - f_2\,,\quad f_4 = 2f_2 - f_1$$

といった和や差の周波数を出力する現象である。(相互変調積とも。) 上記の場合は、2 倍と 1 倍の組み合わせなので、3次の IM という。1MHz と 1.2MHz なら、0.8MHz と 1.4MHz の不要波が出力される。

現実にはさらに高次の IM も発生し、$f_5 = 3f_1 - 2f_2 = 0.6\text{MHz},\quad f_6 = 3f_2 - 2f_1 = 1.6\text{MHz}$といったように無数の不要波が出ることになる。

これらは伝送路の非線形性によって発生するものであって、出題的には「非直線ひずみ」として扱われることが多い。

直線性(線形性)がある伝送路の場合、入力をx、出力をyとしたとき、定数をbとおいて、

$$y = bx$$

という、1 次方程式の形で書けるという意味である。もし伝送路系が非直線性(非線形性)を含む場合には、最終的に

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 + ex^4 \cdots$$

のべき級数に書き換えられる。

搬送多重回線というのは、たぶん現代では使用されていないと…思う歴史的な用語。無線変調伝送の有線版のようなもので、アナログ電話の 1 回線を 4kHz 帯域の1単位として変調し、周波数分割多重(FDM)方式で数十 kH~数十 MHz の搬送周波数で伝送するものである。もっとも音声以外にもテレビジョン伝送なども含められる。強いて言えば CATV のシステムがこれに近い。

方式によるが多重度が数十から1万回線程度で、非直線歪みがあると多数の信号による無数の不要波が互いの回線を妨害することになる。これは非了解性の漏話であり、また雑音でもある。

ちなみに、昭和40年代にはデジタル化された PCM 伝送方式が実用化されています。

> 多重通話路において非直線ひずみを有する部分では、高調波のほかに和周波数及び差周波数の種々の組合せからなる相互変調積による結合波が発生し、各部分で発生したこれらのひずみは、逐次、累積されて非了解性の漏話となる。われ、波形ひずみの原因となる。
>
> (H21-2_Q1-2-1-C2) (H20-2_Q1-2-1-C2)

正しい。こちらでは**搬送多重回線**ではなく**多重通話路**という表現になっている。いずれにしてもアナログ伝送をイメージしていると思われる。

相互変調積(inter modulation product)というのは、前述の相互変調積の出力周波数成分($f_3 = 2f_1 - f_2$など)のことで、入力周波数和や差で表される周波数のこと。結合波(coupled wave)というのはその結果として出力される波のことを指すが、現在では非線形光学分野でしか使われないようである。

> 非直線ひずみは、増幅器や変調器の入力と出力が比例関係にないために生ずるひずみであり、波形ひずみの原因となる。特に、変調器の場合は入力波と搬送波との組合せによる相互変調ひずみも相加される。(H23-1_Q1-2-2-C3)

正しい。こちらの場合も搬送電話イメージのようなので、変調器という表現が出てくる。

> 非直線ひずみは、増幅器や変調器の入力と出力が比例関係にないために生ずるひずみであり、波形ひずみの原因となる。非直線ひずみには、入力信号の整数倍の周波数成分を持つ高調波ひずみ、複数の入力信号の組合せによる相互変調ひずみなどがある。
>
> (H28-1_Q1-2-1-C2) (H26-1_Q1-2-1-C3)

正しい。この設問が最も素直。

> 非直線ひずみは、伝送系の入力信号と出力信号とが比例関係にないために生ずるひずみであり、~~ジッタ及びワンダ~~の原因となる。搬送多重回線においては、非直線ひずみによる高調波、混変調波などの発生により、ある通話路からほかの通話路への漏話及び雑音の原因となる。
>
> (H27-1_Q1-2-2-C3)

誤り。ジッタやワンダはデジタル伝送パルスのタイミング揺らぎのことで、伝送路の非線形性との関係は希薄である。ITU-T では、10Hz 以上の細かい揺らぎ成分がジッタ(jitter)、10Hz 未満の低周波揺らぎがワンダ(wander)と定義されている。

位相ひずみ（遅延ひずみ）

> 位相ひずみは、伝送系の群伝搬時間が周波数によって異なるために生ずるひずみであり、遅延ひずみともいわれデータ伝送などにおいて大きな影響を及ぼす。
> (H14-2_Q1-2-4-C2)

正しい。類題の基本形式。

群伝搬時間というのは、信号やエネルギの伝搬時間の厳密な言い方である。（かなり古い教科書では群速度というよりは群伝搬時間の方が好まれて使われていたようである。）

ここで「群(Group)」というのは、ある狭い帯域幅に含まれる 2 波以上の正弦波信号の集合であって、信号の伝達速度とみなせるものを群速度と呼ぶ。

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$$

位相（遅延）ひずみが大きい伝送路というのは、このv_gが周波数によって大きく変化するという意味になる。当然ながら**群伝搬時間** τ_g は、伝送路長を L として

$$\tau_g = \frac{L}{v_g} = \frac{\mathrm{L}}{\frac{d\omega}{d\beta}} \to L\frac{d\beta}{d\omega}$$

と表現できる。

位相定数 β が ω に 1 次比例する量であればKを定数として、$\beta = \omega K$とかけるので、

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{K}$$

のように**群速度が定数**（周波数に影響しない）になる。（メタリックでは、より具体的に$K = \sqrt{LC}$だと考えても差し支えない。）

もし β が周波数の 1 次関数でない場合には、周波数によって伝搬速度と遅延時間が異なってくる。

位相ひずみが大きい場合、音声であっても明瞭度が低下して聞き取りにくくなるほか、デジタル伝送だと、受信波形が大きく歪むことでビットエラーを起こしやすくなる。

特に、高速データ通信においては、より広帯域のスペクトルを必要とするので、周波数ごとの伝搬速度の違いが極端な波形崩れにつながり、ひどい場合には通信ができなくなる。

> 位相速度は、単一周波数における波が伝搬する速度をいい、ある周波数範囲の集合体（群）である波の場合は、一般に、群速度といわれる。 (H19-1_Q1-2-1-C2)

正しい。位相ひずみの出題ではないが、関連が強いため、ここに分類しておく。

> 位相ひずみは、伝送系の位相量が周波数に対して比例関係にないため、すなわち $\boxed{\text{群伝搬時間}}$ が周波数によって異なるために生ずるひずみであり、 $\boxed{\text{遅延}}$ ひずみともいわれる。
> (H15-1_Q2-1-イウ)

正しい。（穴埋め選択肢。）

> 位相ひずみは、伝送系の位相量が周波数に対して比例関係にないために生ずるひずみであり、群伝搬時間が周波数によって異なるために生ずることから、遅延ひずみともいわれ、データ伝送などにおける伝送品質に大きな影響を及ぼす要因となる。
>
> (H28-1_Q1-2-1-C3)(H27-1_Q1-2-2-C2)

正しい。H28-1 の出題では「遅延ひずみ」が「群遅延ひずみ」となっていたが、内容は同じである。

> 位相ひずみは、伝送系の位相量が周波数に対して比例関係に~~ある~~ために生ずるひずみであり、群伝搬時間が周波数により異なるために生ずることから、遅延ひずみともいわれ、データ伝送などにおいて大きな影響を及ぼす。 (H22-2_Q1-2-2-C2)(H19-2_Q1-2-3-C2)

誤り。位相量が周波数に比例する→位相ひずみ無し。

> 位相ひずみは、伝送系の位相の変化量が周波数に対して比例関係に~~ある~~ために生ずるひずみであり、群伝搬時間が周波数により異なるために生ずることから、~~同期~~ひずみともいわれ、データ伝送などにおいて大きな影響を及ぼす。 (H25-2_Q1-2-2-C2)

誤り。**比例関係にない**ので生じる歪みである。同期歪みではなく**遅延ひずみ**である。

（複合線路の電気的諸特性）

伝送系の位相量を表す単位には、ラジアン[rad]あるいは度[°]などがある。ひずみのない伝搬速度の速い線路を得るためには、位相量は、できるだけ小さく、周波数に比例することである。 (H18-2_Q1-2-1-C1)

正しい。（ことになっているが、不適切な問題と感じるので以下は参考である。）

ここまでの出題で使われていた**位相量**(phase)は、本来、2端子対回路網などの集中定数回路における位相変化量を意味することが多いのであるが、伝搬速度という用語があるとおり、分布定数回路系を2端子対網で表すときの話である。

伝送回路（2端子対回路網）の**位相量**は、回路網の入出力の伝送量を

$$\theta = \ln\frac{V_1}{V_2}$$

のように、電圧比の自然対数をとったときの虚数項成分のことである。

$$\theta = \ln\left|\frac{V_1}{V_2}\right| + j\ \arg\left(\frac{V_1}{V_2}\right) = \alpha + j\beta$$

ここで、αを減衰量[Np]、βを位相量[rad]と呼ぶ。

分布定数回路でもほぼ同じ表現であるが、物理単位が異なってくる。分布定数では単位長さあたりのα [Np/m]、β [rad/m]だからである。

結局、「位相量」の単位が rad であること自体は間違ってはいないが、この前提で話を進めると、分布定数回路の場合には伝送路の長さをx、位相定数をβとしたときの、始端から終端までの位相推移ϕの総量

$$\phi = \beta x = 2\pi \cdot \left(\frac{x}{\lambda}\right)$$

を指しているので、この量自体が小さいとしても単に伝送路長が短い場合も含まれてきて「伝搬速度」という文章との整合性が取りにくい。（伝送路長が一定という前提ならよい。）

よって、後半の文章に出た「位相量」という用語は、「位相定数β」あるいは「単位長あたりの位相量」と読み替えることでより適切な文章に変わる。

これまで扱ってきた各出題において「位相量」という用語の意味が多少あいまいなのは、上記の使い分けが曖昧な部分に因るところが大きいと思われる。

結論としては**「位相量」＝「伝送路全体の位相推移量」≒「単位長あたりの位相量」＝「位相定数β」**と読み替えるほうが無難でよい。また、単位長あたりのときの単位は「rad/m」や[rad/km]などになることに注意すること。

無ひずみ伝送（減衰量最小条件）

> 減衰ひずみを最小とする条件は、減衰量を最小とすることであり、この条件は、無ひずみ条件と等価である。 (H20-2_Q1-2-2-C2) (H19-1_Q1-2-2-C2)

正しい。線路の無歪み伝送の条件であるヘビサイド条件（RC=LG）を満たせば、同時に減衰量最小の条件も満たす。

> 無ひずみ伝送の条件は、伝送に用いる有効周波数帯域全体にわたり、特性インピーダンス及び減衰定数が一定であり、位相定数が周波数に比例することである。 (H25-2_Q1-2-2-C4)

正しい。類題の正しい形の原形である。無歪み伝送というのは、伝送路への入力波形が出力波形と相似である（全く同じ形をしている）条件をいう。形が同じというだけで、大きさ（振幅）は変わっても良い。

特性インピーダンスをZ_0，減衰定数をα，位相定数をβとしたとき、

α：周波数に<u>無関係</u>に一定

β：周波数に1次比例

というのが、無歪み伝送の条件である。上記の条件を満たせば、自然に

Z_0：周波数に<u>無関係</u>に一定

という条件も満たされる。

より具体的には以下の関係になる。

$$\alpha = \sqrt{RG}$$
$$\beta = \omega\sqrt{LC}$$
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

さらに深く知りたい場合は<u>付録（無歪み伝送）</u>を参照。

> 無ひずみ伝送の条件は、伝送に用いる周波数帯域内において、位相定数が周波数に対して~~一定~~であり、かつ、インピーダンスが周波数に~~比例~~することである。 (H19-1_Q1-2-2-C1)

誤り。周波数に対して位相定数が比例しなくてはならない。

> 無ひずみ伝送の条件は、伝送に用いる周波数帯域内において、特性インピーダンスが一定であること、減衰定数が一定であること、位相定数が周波数に~~反比例~~することである。 (H19-2_Q1-2-3-C4)

誤り。理由は同上

> 無ひずみ伝送の条件は、伝送に用いる周波数帯域内において、位相定数が一定であり、かつ、インピーダンスが周波数に~~比例~~することである。 (H20-2_Q1-2-2-C1)

誤り。インピーダンスは一定でなければならない。

実際の伝送路では、一般に、無ひずみ伝送の条件を満たさないため、減衰量を軽減する方法として装荷コイルを用いてインダクタンスを挿入する方式がある。装荷コイルは、音声帯域の減衰量の軽減には有効であるが、広帯域を使う信号伝送や多重伝送には逆効果となることがある。

(H20-2_Q1-2-2-C3)(H19-1_Q1-2-2-C3)

正しい。無ひずみ条件(＝最小減衰量条件)を満たすために、無理やり線路のインダクタンスを増やすことを装荷(Loading)という。現実に適用されたのは数百m~数km間隔で数十から百数十[mH]程度のコイル(装荷線輪:Loading Coil)を挿入する手法である。(具体的には方式によるが、市内ケーブルで 100mH-1km or 915m 程度の重装荷(B 形と称した)が昭和後半の標準だったようである。)

この技術は増幅技術が未熟なアナログ電話システム初期においては、長距離回線を実現するための重要な要素であった。

ところが、装荷は集中定数の挿入によって擬似的な分布定数を実現するという技術であって、本物の分布定数回路ではない。ある周波数以上になると極端に減衰が激しくなる性質をもつ。装荷回線は音声伝送(300~3.4kHz)に最適化されている都合上、4kHz を超えたあたりで減衰量が大きくなる設計となっていた。

これが要因で、装荷線輪がうっかり残っているとISDN化したときに高周波損失が大きく、回通出来ない事象が発生したわけである。当然、メタリックのアクセスであるADSL についても同様の事象が生じる。(VDSL ではごく短距離なので装荷線輪と出会う可能性はない。あったらよほど運が悪い。)

上記以外にも、国際回線では人間が感じられるほど伝送路遅延が大きい、反響が発生するなど、音声伝送路としても独特のクセを持っていた技術である。

線路における減衰量が最小になる条件は、ＲＣ＝ＧＬであるが、実際の伝送線路においては、ＲＣ~~＜~~ＧＬであるので、~~Ｃ~~を大きくするか~~Ｌ~~を小さくすると減衰量は減少する。ただし、Ｒは抵抗、Ｃは静電容量、Ｇはコンダクタンス、Ｌはインダクタンスを示す。

(H21-2_Q1-2-3-C4)

誤り、RC＝GLの無歪(かつ減衰量最小)条件はよいが、一般に RC>GL である。インピーダンスの表現形式にして考えてみると、音声周波近辺の電話線であれば、

$$\sqrt{\frac{L}{C}}\ (100\Omega\sim200\Omega) < \sqrt{\frac{R}{G}}\ \left(5\mathrm{k}\Omega\sim15\mathrm{k}\Omega\ \text{前後}\right)$$

程度と考えておけばよいと思われ、そこから

$$\frac{L}{C} < \frac{R}{G} \rightarrow \mathrm{LG} < CR \rightarrow RC > GL$$

の条件が誘導できる。

古典的に減衰条件の改善は、インダクタンス L を大きくする、抵抗 R を小さくするという方向で実用化がなされていたが、L を大きくする「装荷(Loading)」はかなり以前に廃れている。

なお、G を大きくすることは絶縁を甘くして漏れ電流を増やすという意味なので、結局、損失そのものが増加してしまって意味がなく、C を小さくするには心線間を大きく離して配置する必要があって現実的でない事情もある。

[雑音とひずみ総合] H28-2_Q1-1

（1） 次の文章は、メタリックケーブルを用いたアナログ伝送系における雑音及びひずみの種類と特徴について述べたものである。 [ ] 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、 [ ] 内の同じ記号は、同じ解答を示す。

（2点×4＝8点）

メタリックケーブルを用いたアナログ伝送系における雑音は、一般に、伝送系内部で発生する雑音と外部から侵入する雑音に分けられ、さらに、伝送系内部で発生する雑音は、信号を伝送していない場合でも存在する基本雑音と信号伝送に伴って発生する [(ア)] 雑音とに分けることができる。基本雑音は、通話の有無と無関係であることから、信号レベルの低いところで問題となり、一般に、大きな妨害になるものは増幅器で発生する雑音であり、その主な成分の一つは、周波数に対して一様に分布している [(イ)] 雑音である。

一方、伝送系の入力側に加えられた信号波形と出力側に現れる信号波形が異なる現象は、ひずみといわれる。このうち、位相ひずみは、伝送系の位相量が周波数に対して比例関係にないため、すなわち [(ウ)] が周波数により異なるために生ずるひずみであり、伝送品質に影響を及ぼす。

また、 [(エ)] ひずみは、伝送系の入力と出力が比例関係にないために生ずるひずみである。伝送路中の増幅器などの [(エ)] ひずみによる高調波及び混変調波の発生は、雑音の原因となる。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① ＳＮ比	② 準漏話	③ 減衰	④ インパルス性
⑤ ビート	⑥ 反響	⑦ 鳴音	⑧ 群伝搬時間
⑨ 熱	⑩ 誘導	⑪ 低周波	⑫ 対数
⑬ 量子化	⑭ 非直線	⑮ 磁気	⑯ フリッカ

類題・同一問題

平成 28 年度第 2 回 問 1(1) [H28-2_Q1-1]

平成 25 年度第 1 回 問 1(1) [H25-1_Q1-1]

平成 21 年度第 1 回 問 1(1) [H21-1_Q1-1]

回答　（ア）② 準漏話（イ）⑨ 熱（ウ）⑧ 群伝搬時間（エ）⑭ 非直線

（ア） は、「準漏話雑音」であるが、別名「非直線漏話」の名のとおり、回路の非直線性が要因で発生する雑音。

元は、周波数分割多重アナログ電話回線で問題となったもので、広帯域に複数の回線帯域が詰め込まれていることと、入出力特性が完全に直線でないことによって、信号同士が相互に干渉しあうものである。回路や無線系だとIM（相互変調）と言うほうが多いかもしれない。

信号が無い場合に雑音がなくなるというのは、トラヒックが増える時間になると雑音が増える特性ということでもある。

（イ） 自然界の法則による熱雑音。これは有限の温度をもつ以上必ず回路から発生しているノイズで低減策はあるものの、完全に無くすことはできない。

「周波数に対して一様に分布」するのが特徴で、さまざまな波長を含む光の色になぞらえて白色雑音とかWhite Noiseと呼ばれる。電子が熱で振動することが要因と説明されることが多い。用途によっては、絶対零度（-273.15℃)近くに回路素子を冷やして極限まで雑音を減らす事も。

（ウ） 位相ひずみ。伝送路の位相特性が「周波数に対して直線」であるときは発生しない。

$$v = f\lambda = \frac{2\pi f}{\beta} \qquad \rightarrow \beta = \frac{2\pi}{v} f$$

の関係式があるので、波の伝搬速度vが一定である限り、βは周波数に直接比例する（あるいは、周波数に応じて、線路内波長も変化するともいえる）。しかし、位相ひずみがある線路というのは、周波数によってこの伝搬速度が変化する意味である。

速度には「位相速度」と「群速度」があって、一般的な通信ケーブルであれば、ほぼ同値であるので、選択肢としては「群伝搬時間」が適当である。

（エ） は「入力と出力が比例関係にない」ことから、自然に「非直線ひずみ」が答えとなる。（ア）の準漏話雑音の話と関係する。

[ひずみ総合] H17-2_Q1-1

（１）次の文章は、アナログ伝送系におけるひずみについて述べたものである。 $\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、 $\boxed{}$ 内の同じ記号は、同じ解答を示す。 （２点×４＝８点）

伝送系の入力側に加えられた信号波形と出力側に現れる信号波形が異なる現象は、ひずみといわれ、 $\boxed{(ア)}$ ひずみ、位相ひずみ及び $\boxed{(イ)}$ ひずみの３種類がある。

$\boxed{(ア)}$ ひずみは、周波数帯域を有する信号の $\boxed{(ア)}$ の大きさが、周波数によって異なるために生ずるひずみであり、音声回線では一部の周波数において $\boxed{(ア)}$ が大きいと漏話の影響を受けやすく、また、 $\boxed{(ア)}$ が小さいと、その周波数帯のみ特に大きく増幅されて鳴音を発生しやすくなる。

位相ひずみは、位相が周波数に対して比例関係にないため、すなわち群伝搬時間が周波数によって異なるために生ずるひずみであり、 $\boxed{(ウ)}$ ひずみともいわれる。

$\boxed{(イ)}$ ひずみは、伝送路上に設置された増幅器や変調器などへの入力と出力とが比例関係にないために生ずるひずみである。

一般に、ひずみは、伝送路と逆の特性を持った $\boxed{(エ)}$ によって、ある程度補正することができる。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 結合波	② 熱	③ 線形	④ 遅延
⑤ 減衰	⑥ 等化器	⑦ 振幅	⑧ 圧縮
⑨ 伝搬定数	⑩ 反射	⑪ 非直線	⑫ 雑音
⑬ エコーキャンセラー		⑭ ブリッジタップ	

ひずみに関する出題の基本形式である。

(ア) “周波数によって異なる”, “鳴音”, “その周波数帯のみ特に大きく増幅”のキーワードから⑤の「減衰」か⑦の「振幅」であると想定される。後は、“…が小さいと…大きく増幅”という表現から、⑤の「減衰」が適切な回答となる。

(イ) “入力と出力とが比例関係にない”ことから、⑪の「非直線」ひずみであることが分かる。現在では非線形という数学系の習慣に寄った訳語が多いのだが、伝送理論上は非直線という古い訳語が多い。いずれも nonlinear が原義であって言わんとするところは同じである。

(ウ) 位相ひずみの別名であるので、④の「遅延」ひずみである。

(エ) 伝送路上で発生した歪みを補正するシステムを⑥の等化器という。イコライザ（equalizer）の訳語。

誘導・雷害対策

雷害とその対策

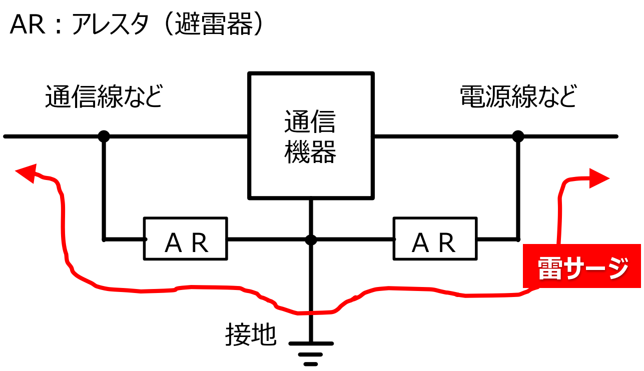
落雷が発生すると、電磁誘導雷サージ、静電誘導雷サージなどにより通信ケーブルや電力線に過電圧や過電流が発生する場合がある。

これらの雷サージに対しては、通信装置の設置環境、設備構成などを考慮した適切な対策をとる必要がある。例えば、通信ケーブルに侵入した雷サージが電力線や接地線へ流出する過程において通信機器を破壊する事象に対しては、 （ア） 対策が有効である。

④ 接地線径を太くする　　⑫ ブリッジタップを外す
⑬ 機器ごとに個別に接地する　⑮ バイパスルートをつくる

（H27-1_Q5-1-ア）

正解は、「⑮のバイパスルートをつくる」である。バイパス・アレスタ法を示しているものと思われる。雷電流を防ぐのは非常に厳しいため、通信機器においては機器内を雷電流が経由しないようにあらかじめ迂回路をつくるのが一般的である。なお、アレスタ（避雷器）は一定以上の電圧がかかると電流が流れる素子で、通常状態では回路や回線に影響を与えないような特性の部品が採用される。



右図は正確にいえば、共通接地法の概念であり、純粋なバイパス法ではないが、図から接地部分を除去すると、純粋なバイパス・アレスタ法になる。

接地線径を太くするのにも多少効果はあるが、どちらかといえば補助的な手段である。

もし、「機器ごとに個別に接地する」としたら全くの逆効果になる。機器ごとに電位が異なってしまい、雷対策の基本である「等電位化」に逆行する形になる。

「ブリッジタップを外す」は、加入者線路内の反射・伝送特性に関係する措置なので雷対策とは無関係。ISDN や ADSL などのメタリックでのデジタル伝送のお話。

雷害対策には、通信線と電源線間に雷サージのバイパスルートの作成や通信装置と電源線間に絶縁トランスを設置して絶縁を強化するなどの方法がある。（H22-2_Q5-2-4-C1）

正しい。アレスタ（避雷器）を利用してサージ電流が侵入してきたときの迂回ルートを設けるのが良好な対策である。鉄砲水がやってきたときに水門を開いて放水路に流すイメージ。

一方、絶縁トランスによるものも有効であって、直流的に回路を分離して通信機器への電流ルートを遮断し、その際に発生する高電圧に耐えるような絶縁トランス設計がされている。

> 雷害故障の主な要因は、接地間電位差である。この電位差を解消するため、等電位化対策や雷サージのバイパス対策を講ずる方法がある。(H18-2_Q4-2-3-C1)

正しい。等電位化は、機器間の電位を等しくして雷サージが機器間を流れないようにする基本対策である。(電位が高くても電流が流れさえしなければ装置は破壊されない。)

> 雷害対策には、通信線と電源線へ避雷素子を設置し、雷サージが通信装置へ侵入しないように避雷素子間の接地線を連結して雷サージのバイパスルートを作成する方法がある。
> (H29-2_Q5_2-3-C2)

正しい。基本的な対策である。(バイパス･アレスタ方)

> 加入者保安器のアースを大地に接地しないで架空ケーブルの支持線に接続する形態では、通信線を経由して雷サージが通信機器などに侵入するおそれがあるので、加入者保安器のアースは大地に直接接地することが望ましい。(H22-2_Q5-2-4-C1)

正しい。通信設備のトラブル Q&A にも出ている望ましくない施工事例(支持線戻し)。保安器は雷サージを大地に流すために設置されるものだが、通信ケーブルの支持線(吊線)に接地をとってしまうと、支持線と通信線は似たような電位になっているため保安器としては動作しない。また、支持線→保安器→端末→電源というサージ流出経路ができてしまう。

> 光ファイバケーブルのテンションメンバを適切に成端しないと、雷サージによるテンションメンバからの放電により心線が損傷し、故障が発生することがある。この故障防止対策として、テンションメンバを屋外通信装置内の接地と連接する方法がある。(H22-2_Q5-2-4-C1)

正しい。メタリック通信線ではないものの、光ファイバケーブルにも金属線(鋼製のテンションメンバ)が内蔵されることが多い(最近はプラスチックもある。)。メタルのテンションメンバの場合、成端箱内でアースをとっておかないと放電しやすく危険性が高い。

> 光ファイバケーブルの抗張力体などに金属材料を使用した光ファイバケーブルの誘導雷サージ対策には、接続点において抗張力体をクロージャの金具へ連結し、テンションメンバ把持金具を電気的に連結したうえで、接地を行う方法がある。(H29-2_Q5_2-3-C4)

正しい。

> 雷サージに対する防護素子(アレスタ)の基本動作特性は、一般に、動作しないときには、~~低~~抵抗、~~低~~インピーダンスであり、動作したときは~~高~~抵抗となり、動作時間が非常に短時間であることなどが要求される。(H22-2_Q5-2-4-C1)(H18-2_Q4-2-3-C1)

最近は SPD(Surge Protective Device)という名称も広まってきたアレスタ。Arrester は雷サージを捕まえるという意味であるが、なぜか日本では避けるという訳語である。

アレスタは非線形抵抗素子であって、印加電圧によって抵抗値が変化する特性をもつ。高電圧に達すると抵抗(インピーダンス)が一気に低下して短絡状態となりサージ電流を流すことが主目的。

高電圧がかからない平常時には、回路に影響を与えないよう高抵抗(ハイインピーダンス)である。

設問文は低いと高いが逆である。

アレスタの動作時間は形式(ガス放電形とか酸化亜鉛形とか)によって変わるが、速いものだとナノ秒オーダ、遅くても数十マイクロ秒で動作するものが多い。

> 誘導雷サージとは、設備の近傍に落雷し、その誘導電圧によって、設備、通信機器などに侵入してくる雷サージであり、通常、通信機器などに引込まれる通信ケーブル、あるいは商用電源線を伝わって侵入するものである。 (H18-2_Q4-2-3-C1)

正しい。雷サージには直撃雷と誘導雷の 2 種類がある。誘導雷には設問文のように近傍への落雷影響によるものと、雷雲の強い電界によって誘導された線路の電荷が、雲間放電によって拘束を解かれて線路上を移動するものがある。

> アレスタには大きく分けて、ガス入り放電管などの放電ギャップ型とバリスタ、ツェナーダイオードなどの固体防護素子型がある。~~ツェナーダイオード~~の特徴としては、反応速度が速く、静電容量が大きく、低周波向きである。 (H18-2_Q4-2-4-C1)

誤り。ツェナー(電圧領域によってはアバランシェ)ダイオードの静電容量は小さめである(具体的な容量は製品によって大きく違うので何とも言い難い)。文章に該当するのは「(酸化亜鉛)バリスタ」の方であると思われる。

> 通信線路の雷防護対策としては、通信ケーブルの金属シースや吊線などを接続し、できるだけ多点で接地する方法、通信ケーブルの絶縁耐力(心線－シース間)を向上させる方法などがある。 (H18-2_Q4-2-3-C1)

正しい。メタリック通信ケーブルを防護するには、とにかくケーブル内・ケーブル間での電位差をゼロに近づけ絶縁破壊させないこと、所々で大地に接地してなるべく大地との接続を良好にすることである。

接続端子函がある場所で、吊線(メッセンジャーワイヤ)と金属シースを接続し(300～500mごと)、その吊線もそこで大地に接地する。心線の保護にあたっては、接続端子函内に通信線用保安器を設置する場合もある。

なお、絶縁耐力を向上させることは確かに有効な方法であるが、実際に適用されている資料は見つけられなかった。

> 誘導雷サージは、線路近傍に落雷した雷放電電流の電磁界によって通信線路に発生するものである。誘導雷サージによる故障防止対策としては、金属シース付きケーブルを使用するとともに、金属シースは大地と絶縁させる必要がある。 (H18-1_Q1-2-4-C4)

誤り。架空ケーブルの場合は分布的に多点で大地と接地させる必要がある。(直撃雷対策として地下ケーブルの場合には、プラスチック管路を使って雷撃点付近の絶縁耐力を上げる方法もある。)

雷サージには、大きく分けて誘導雷サージと直撃雷サージがある。誘導雷サージは、落雷電流で発生した電磁波に起因する~~静電誘導~~現象により、通信線や電力線に誘導される電圧や電流である。 (H29-2_Q5_2-3-C1)

誤り。静電誘導が強い場合もあるが(雲間放電による線路上の拘束電荷の緩和現象)、本設問の場合には落雷電流とあるので、電磁誘導成分によるものとする方がより適切であろう。

一般に、接地抵抗は、接地体の形状、寸法、埋設の深さ、土壌の抵抗率によって決まる。通常、土壌の抵抗率は、土壌の水分、電解質の量、温度などによる~~変動はなく、一定~~である。 (H18-2_Q4-2-4-C4)

誤り。雨が降れば土壌の抵抗率が低下し、接地抵抗が下がることが容易に想像できる。サービス問題。

誘導とその対策

送電線に通信線が接近・平行していると、送電線の電圧及び電流のために通信線に電圧が誘起され、誘導妨害が発生することがある。したがって、送電線に接近・平行して通信線を新設する場合、誘導妨害の影響を事前に考慮し、対策を講ずる必要がある。　(H18-2_Q4-2-1-C1)

正しい。静電誘導（電圧による誘導）と電磁誘導（電流による誘導）に関する基本的な説明である。

強電流施設による誘導には、静電誘導と電磁誘導の二つがあり、その特徴は異なる。静電誘導は、~~電流~~成分を誘導源とする現象であるが、電磁誘導は、~~電圧~~成分を誘導源とする現象である。　(H18-1_Q1-2-4-C1)

誤り。電流と電圧が逆である。

静電誘導は、正の電荷と負の電荷が互いに引き寄せられることにより発生する。通信線が送電線や交流電鉄などの起誘導線路に近接している場合、静電誘導による雑音発生の原因となることがある。　(H17-2_Q1-2-4-C2)

正しい。

通信線に発生する誘導電圧は、雑音発生の原因となったり、誘導電圧の大きさによっては人体に危害が及ぶ場合がある。起誘導電流としては、送電線事故時の地絡電流、交流電鉄の漏えい電流などがある。　(H17-2_Q1-2-4-C1)

正しい。起誘導電流とは、誘導源となる送電線側の電流のことである。

電磁誘導を減少させる有効な方法は、妨害源となる送電線などと通信線との離隔距離を十分にとることである。また、やむを得ずに交差する場合は、交差部をできる限り直角にすることが有効な方法である。　(H18-1_Q1-2-4-C2)

正しい。電磁誘導は磁界の発生による誘導であるので、起誘導電流（送電線電流）と通信線を90°直角に配置すると理論上は誘導起電力がゼロになる。

電磁誘導軽減対策として、架空線路を地下化し、ケーブルを金属管路へ収容する方法、アルミ被誘導ケーブルなどを使用することにより、遮へい係数を~~増加~~させる方法がある。
(H18-1_Q1-2-4-C3)

誤り。遮蔽係数は1のときに無遮蔽で、ゼロのときに完全遮蔽を意味する係数である。対策は全て正しいが、「遮へい係数を減少させる」が正しい解答になる。アルミ被誘導ケーブルについては、後の問題で解説。

誘導妨害の対策が必要な場合、抗張力体がＦＲＰでＰＥシース構造としたノンメタリックの光ファイバケーブルを用いる方法が有効である。 (H29-2_Q5_2-3-C3)

正しい。光ファイバでは誘導の原因である金属を使わないプラスチックのみで構成された、ノンメタリックの製品を使うことができる。

強電施設からの誘導電圧の低減化対策としては、通信線路の遮へい効果の改善、ルートの変更、回線平衡度の改善があるが、架空線路から地下金属管路内へのケーブル移設は、~~静電誘導の影響を受けやすいため、一般に、有効ではない。~~ (H18-2_Q4-2-4-C2)

誤り。架空から地下金属管路内に移設すれば、少なくとも静電誘導に対しては絶大な効果がある。地下に埋めるだけでは電磁誘導の影響が避けられないが、金属管内に収めることで、一定の遮蔽効果が見込める。(金属管が鋳鉄などの透磁率の高い材料だとなおよい。)

雷害以外の誘導現象には、強電流施設の近傍に配線された通信ケーブルに静電誘導を誘起するもの、通信ケーブルがアンテナとなり放送波を受信するものなどがある。静電誘導の影響を避けるための対策として、一般に、 $\boxed{（ウ）}$ の遮蔽層を有する通信ケーブルが使用される。

② カーボン ③ アルミニウム ⑧ 高密度ポリエチレン ⑩ ステンレス

(H27-1_Q5-1-ウ)

正解は「③ アルミニウム」。ケーブルの外皮構造で電磁的な遮蔽の機能があるものは(1)静電誘導遮蔽のみの機能のもの、(2)磁気遮蔽にも効果があるもの、の2種類に分かれる。特に(1)の静電遮蔽の構造としては LAP(Laminated Aluminum Polyethylene)構造が一般的で、防湿効果の他にもアルミ箔による静電遮蔽効果を改善するために用いられている。(CCP-AP ケーブルが該当)

なお、「ステンレス」を用いたものも静電遮蔽効果が十分あるものの、強度を増して鳥獣被害を防止する目的(HS ケーブル)なので、この題意からすると「最も適した解答」ではないと考えられる。

「カーボン」は導電性に劣るので、遮蔽目的としてはあまり期待されない。高圧送電ケーブル(CV ケーブル)での電位傾度緩和目的で導体と絶縁層の間に挟まれたり、微小な信号を測定する特殊ケーブルで摩擦起電力を減少させる目的などで使われるぐらいである。

「高密度ポリエチレン」は、そもそも絶縁物なので遮蔽効果がないからアウト。

交流電気鉄道は、主な方式としてトランスの挿入方法の違いによりＢＴき電方式とＡＴき電方式がある。いずれの方式においても、通信線に生ずる誘導電圧としては、給電電流の基本波成分による常時誘導電圧と高調波成分による誘導雑音電圧がある。 (H22-2_Q5-2-1-C1)

正しい。BT饋電とAT饋電の 2 種類がある。それぞれ、BT(Booster Transformer)、AT(Auto Transformer)の略。電鉄の誘導は平成一桁台まで出題の常連であったが最近は出題されていない。

常時誘導電圧は電気事故以外の平常時における誘導電圧をいい、基本波とは、電鉄の供給周波数(日本では 50Hz/60Hz が多いはず。)そのものを示している。高調波成分はその周波数の整数倍の周波数を指し、ブーンという音(ハム音)としてアナログ電話雑音がユーザに認識されるため、誘導雑音電圧と称される。

> 交流電気鉄道は、トロリー線とレールの間に交流を印加して電車を走らせているが、主な方式としてトランスの挿入方法の違いによりＢＴき電方式とＡＴき電方式がある。いずれの方式においても、通信線に生ずる誘導電圧としては、給電電流の基本波成分による常時誘導電圧と高調波成分による誘導雑音電圧がある。 (H18-2_Q4-2-1-C2)

正しい。先の問題の類題である。

> 誘導防止対策には、通信回線の大地に対するインピーダンスを~~低くして~~平衡度の改善を図る、強電流施設との相互インダクタンスを~~増大~~させる、遮へい係数を~~大きく~~するなどの方法がある。 (H22-2_Q5-2-1-C2)

誤り。相互インダクタンスは低いほど結合が小さく、誘導電圧が低下するので好ましい。遮蔽係数は1(100%)のときに無遮蔽という意味であって、値が小さいほど遮蔽効果が高いことを意味する。

なお、対地インピーダンスは「高くして」の方が正解のようである(H21-2_Q4-1 の問題文中にも現れる。)。このあたり、縦電圧が横電圧(コモンモード→ノーマルモード)に変換されるときの(漏話)係数に関するものであって、確認したところ理論展開が複雑であった。大雑把な理解であるが、対地インピーダンスを上げることでコモンモード電流が流れにくくなり、結果として構造不平衡に起因するノーマルモードへの変換も小さくなるということのようである。式は複雑なので省略する。

> (強電流施設からの誘導防止対策)
> 通信線で行う誘導防止対策としては、アルミニウム被誘導遮へいケーブルを用いる方法があるが、遮へい体には、遮へい効果を上げるために透磁率の高い磁性材料を用いる。
> (H22-2_Q5-2-1-C3)

正しい。透磁率の高い磁性材料を使ったケーブルには電磁軟鉄テープを使ったESケーブル(Electromagnetic Sheilding)がある。磁気を遮蔽するには、高い透磁率の材料が必要で、ケーブルだと鉄(軟鉄)を使用する。

アルミニウム被誘導遮へいケーブルは、心線｜アルミ被覆｜内部 PE シース｜電磁テープ｜外部 PE シースの基本構造。

> 誘導防止対策には、誘導を与える強電流施設側で行う対策と誘導を受ける通信線側で行う対策がある。通信線で行う対策の代表的なものは、アルミ被誘導遮へいケーブルを用いる対策があるが、遮へい体には、遮へい効果を上げるために透磁率の~~低い~~磁性材料を用いることが望ましい。 (H18-2_Q4-2-1-C4)

誤り。透磁率が高い材質でなければ磁気遮蔽はできない。

> 誘導雑音による伝送品質劣化には、電力線や電気鉄道などの強電流施設からの高調波成分の誘導妨害による音声回線の品質劣化などがある。 (H22-2_Q5-2-1-C4)

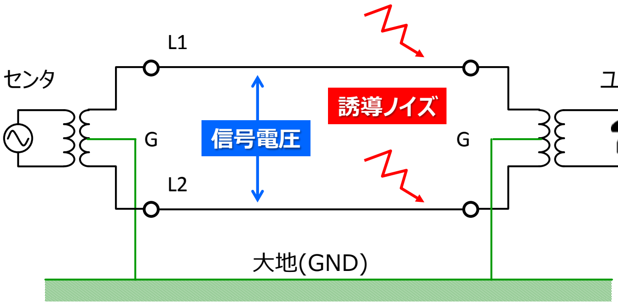
正しい。基本形式。高調波成分とは、例えば 50/60Hz の整数倍の成分のことで、50/60Hz では音声回線での伝送が難しく影響は少ないが、数倍の周波数だと電話伝送の可聴域に入ってくるので雑音としてユーザに認識される。

> 誘導雑音電圧は、通信回線を構成する２本の心線間に生ずる誘導電圧であり、通話妨害を引き起こすものである。これは、起誘導源に含まれるひずみ波と通信回線の大地に対する不平衡によって生ずる。　(H22-2_Q5-2-2-C1)

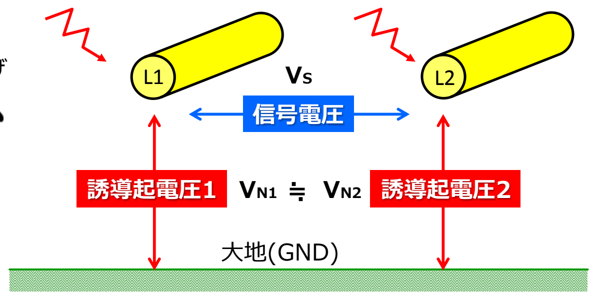
正しい。雑音電圧なのでユーザの通話に影響するノイズである。起誘導源とは送電線などの強電流線路を表す専門用語(送配電分野・通信線路分野)。送電線のひずみ波というのは、50/60Hz の高調波であって、100,150,200Hz…(or 120,180,240Hz…)の事を指していて、これが誘導するとユーザが識別できる帯域であるので音声通話に支障をきたす。

これらは、二本の心線間に均等に誘導を起こす限りはさほど問題にならない(コモンモードノイズであるので線間電位差がゼロであって。通話信号に干渉しない。)

ところが、実回線にはわずかに不平衡があるため、コモンモードノイズ電力の一部がノーマルモードノイズに変換される現象が発生する。



平衡伝送路：誘導ノイズは２線均等に侵入

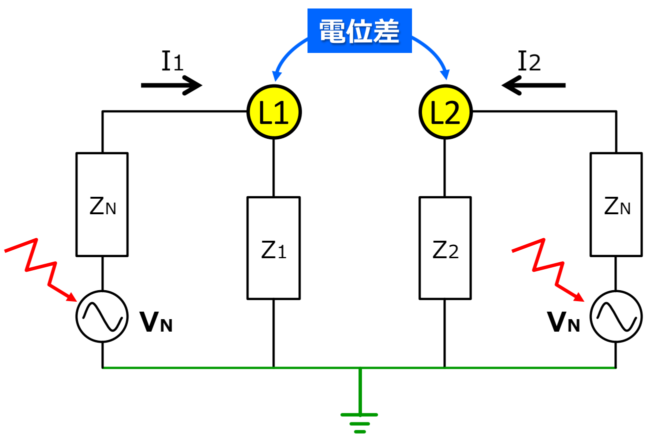


平衡伝送路では２線が狭い空間に集中し
撚り合わせてあるので、誘導起電圧はほぼ等しい。

上図は平衡伝送路における誘導の概念図で、誘導ノイズは各線に等しい量の誘導を受けるが、通話電力はあくまで2線間の電力として使われているので、影響がない。(完全平衡の前提)

不平衡(アンバランス)が生じるというのは、各線の対地インピーダンスや機器内の接地インピーダンスが異なるときである。そうなると、各線の誘導起電力が等しくても、大地に対するインピーダンスが等しくないために、不均等な電流が流れ、心線間に電位差として現れる。

対地インピーダンス$Z_1 = Z_2$でないと心線間の電位差発生



平衡度のよい回線では、この対地インピーダンスのバランスが良好に保たれているので、不平衡電圧の発生が少なくなる。

> 常時誘導縦電圧は、送電線などの正常運転時に、誘導作用により通信線の長さ方向に生ずる誘導電圧である。　(H22-2_Q5-2-2-C2)

正しい。縦というのは longitudinal の訳語で、「長さ方向」「長手方向」あるいは「軸方向」「前後方向」という意味である。「縦波」が進行方向に対して振動する波である由来と同じ。

異常時誘導縦電圧は、送電線などの事故発生時に、地絡電流により通信線の長さ方向に生ずる誘導電圧である。 (H22-2_Q5-2-2-C3)

正しい。常時と異常時を区別しておけばよい。

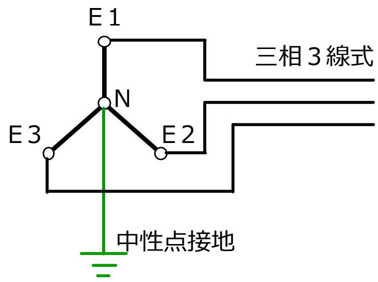
直接接地方式をとる架空送電線に１線地絡事故が生じた場合、地絡電流が大地帰路電流となって流れるため、隣接する通信線－大地間に電圧を誘起する。これは、異常時誘導縦電圧といわれる。 (H18-2_Q4-2-1-C3)

正しい。上記設問の類題である。1線地絡事故は三相3線式の送電線において、1線が大地（鉄塔）と接触・ショートした電気事故をいう。

地絡電流とは、その時に大地を通して流れる電流であるが、これは送電元の変電所や発電所に大地を通じて電流が戻るという意味で、この「大地帰路電流」は、かなり深い場所（地下数百メートル以上）を流れると見積もられている。

その結果、送電線に流れる電流による磁場と、地下深くに流れる帰路電流による磁場は相当かけ離れた位置関係で発生することになり、送電線近傍の磁場はほとんどキャンセルされずに通信線へ電磁誘導を引き起こしてしまう。

中性点直接接地方式



なお、**直接接地方式**というのは、三相3線式の送電線の中性点の接地方式の一つで、直接N相（中性点）を大地に接地する方式である。

この方式は地絡事故が発生すると、**地絡電流が最も大きくなるタイプの接地方式**であるので、通信線路側から見るといちばん嫌なタイプなのである。ただし、送電側の立場では健全相の電位上昇が無いことで絶縁が甘くできたり、保護装置（継電器）が確実に動作するメリットがあって、中性点直接接地の場合は事故時に高速で電路を遮断するようにシステム設計がされている。

この他に、非接地、高抵抗接地、消孤リアクトル接地の各方式があって、1線地絡時には

直接接地＞高抵抗接地＞非接地＞消孤リアクトル

の順に影響が小さくなる。

架空送電線に地絡故障が発生すると、地絡電流は送電線の地絡点から大地に流れ込み、地下を通って変電所のアースへ戻る。この送電線と大地とが作るループと、通信線と大地とが作るループの二つのループが、静電結合することにより通信線に誘導電圧が発生する。誘導電圧は、起誘導電流が大きいほど、また、送電線と通信線の離隔距離が近いほど大きくなる。

(H17-2_Q1-2-4-C3)

誤り。静電結合ではなく電磁結合である。

図２に示すように、大地に対する電圧Ｖ$_{\mathrm{E}}$の送電線の近くに通信線がある場合、送電線と大地間の静電容量をＣ$_1$、通信線と大地間の静電容量をＣ$_2$、送電線と通信線間の静電容量をＣ$_3$とすると、送電線からの静電誘導により通信線に発生する電圧Ｖ$_{\mathrm{C}}$の算出式について記した次の式のうち、正しいものは、 （ク） である。 (H21-1_Q1-2-4)(H17-2_Q1-2-4)

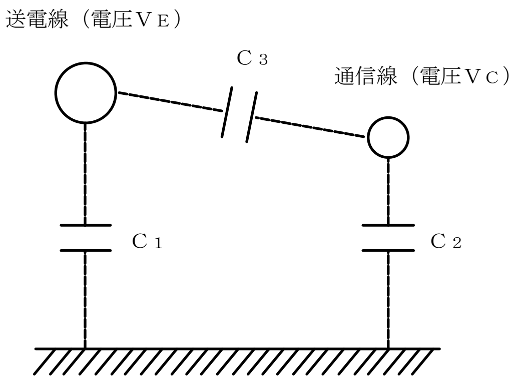
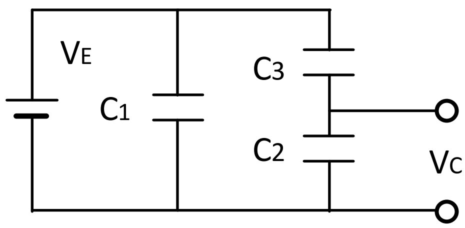


図２

① $\mathrm{V_C} = \dfrac{(\mathrm{C_2}+\mathrm{C_3})\mathrm{V_E}}{\mathrm{C_3}}$　② $\mathrm{V_C} = \dfrac{\mathrm{C_3}\mathrm{V_E}}{\mathrm{C_2}+\mathrm{C_3}}$

③ $\mathrm{V_C} = \dfrac{\mathrm{C_1}\mathrm{V_E}}{\mathrm{C_1}+\mathrm{C_2}}$　③ $\mathrm{V_C} = \dfrac{\mathrm{C_2}\mathrm{V_E}}{\mathrm{C_2}+\mathrm{C_3}}$

正解は②。基本的な電磁気学の問題であって静電誘導電圧を計算するために必要な知識である。分かりやすいように電気回路に置き換えれば、以下のような等価回路となる。



$\mathrm{V_C}$は$\mathrm{C_1}$の送電線の対地容量と関係がなく、$\mathrm{C_3}$と$\mathrm{C_2}$の分圧で$\mathrm{V_C}$が与えられることが分かる。

$\mathrm{C_3}$と$\mathrm{C_2}$の静電分圧比は、暗記したほうが早いのだが、一応導出することにしてみる。

二つの静電容量に溜まる電荷量Ｑが等しいという条件と、Ｑ＝ＣＶの基本式によって、$\mathrm{Q} = \mathrm{V_{C2}C_2} = \mathrm{V_{C3}C_3}$、および、$\mathrm{V_{C2}} + \mathrm{V_{C3}} = \mathrm{V_E}$の二つの方程式が立てられるので、

$$\frac{\mathrm{V_{C2}}}{\mathrm{V_{C3}}} = \frac{C_3}{C_2} = \frac{V_{C2}}{V_E - V_{C2}}$$

となって、これを$\mathrm{V_{C2}}$について解けば、

$$C_3(\,V_E - V_{C2}) = C_2V_{C2}$$

$$V_{C2}(C_2 + C_3) = \mathrm{C_3V_E}$$

ゆえに

$$\mathrm{V_{C2}} = \frac{\mathrm{C_3}}{\mathrm{C_2} + \mathrm{C_3}}\,\mathrm{V_E}$$

[誘導軽減対策] H21-2_Q4-1

（1）次の文章は、通信ケーブルの誘導電圧軽減対策などについて述べたものである。 $\boxed{\quad}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、内の同じ記号は、同じ解答を示す。（２点×４＝８点）

強電流施設による誘導には、 $\boxed{（ア）}$ と $\boxed{（イ）}$ の二つがある。

$\boxed{（ア）}$ は、強電流施設の近傍で発生する現象で、その誘導源は電圧成分であり、通信ケーブルに遮へい用の金属シースを設けるなど比較的容易な対策で防護が可能となる。 $\boxed{（ア）}$ を減少させる対策として、原因物から十分な距離をとる、接地を行う、地下化するなどの方法がある。

一方、 $\boxed{（イ）}$ は、電流成分を誘導源とする現象であり、その影響範囲は広く、かつ、対策もかなり困難である。 $\boxed{（イ）}$ を減少させる対策として、強電流施設との相互 $\boxed{（ウ）}$ を減少させる、遮へい係数を減少させる、大地に対するインピーダンスを高くして平衡度の改善を図る、遮へい線と通信ケーブル間の相互インピーダンスを増大させるなどの方法がある。

$\boxed{（イ）}$ の一例としては、１線地絡事故などで送電線に不平衡の大きな事故電流が生じた場合、地絡電流が大地帰路電流となって流れるため、隣接する通信線に $\boxed{（エ）}$ 電圧が誘起されるものがある。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 常時誘導危険	② 磁気誘導	③ 静電誘導	④ コンダクタンス
⑤ リアクタンス	⑥ 電磁誘導	⑦ 誘導放出	⑧ 常時誘導雑音
⑨ 異常時誘導縦	⑩ 誘導散乱	⑪ 誘導結合	⑫ インダクタンス
⑬ アドミタンス	⑭ 常時誘導縦		

静電誘導と電磁誘導の基本的な問題である。

(ア) “誘導源は電圧成分であり” とあるので、③「静電誘導」となる。

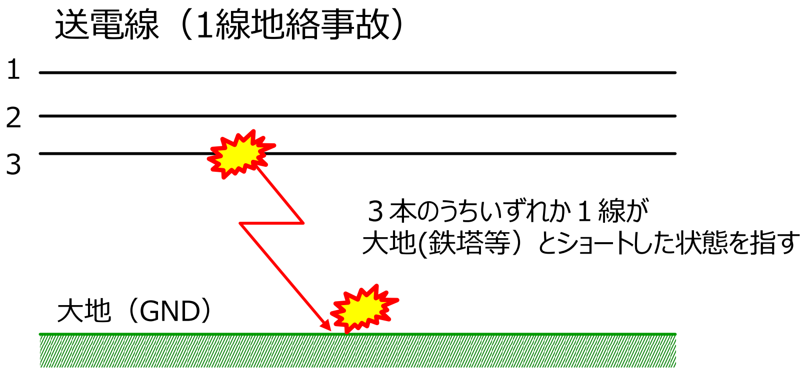
(イ) “電流成分を誘導源とする現象であり”とあるので、⑥「電磁誘導」となる。

(ウ) “強電流施設との相互 $\boxed{（ウ）}$ を減少させる、”については、⑫ インダクタンスしか当てはまるものはない。送電ケーブルと通信線路の間の相互インダクタンス M があるとして、その被誘導電圧 V は、

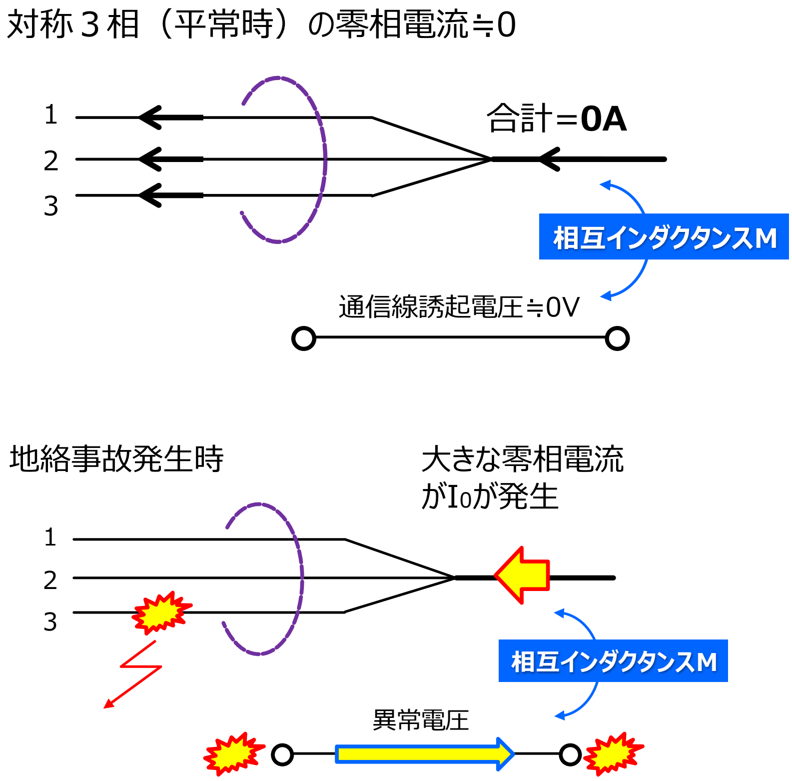
$$|V| = \omega MI \cdot l$$

と表される。ここで、l はケーブル同士が平行する長さ、I は送電電流（実際には、送電電流 I は三相なので零相電流成分であることに注意）。また遮蔽の効果がある場合には係数をλ（0≦K≦1）として、上記の数値にかければよい。

“1線地絡事故などで(中略)隣接する通信線に（エ）電圧が誘起される”は、**異常時誘導縦電圧**である。送電線にて地絡事故が起こると、零相電流が急激に増加する。



零相電流は、3相3線をまとめて1本の電線であるとみなしたときの合計電流値であって、平常時は3相がバランスを取っているため小さい値である。しかしながら、地絡事故が発生すると大きな3相不平衡が発生し、零相電流が急激に増加するので、通信線路側に高電圧が誘起され危険な状態となる。



この値については、2017 年現在の日本国内において、送電線種別ごとに 650V～300V 以下とNTT と電力事業者間の協定がなされているとのこと。現在は削除されているが、ITU-T 勧告 K.33 が基準として参照されていたようである。

異常時誘導危険電圧制限値	650V	故障継続時間 0.06s 以下
	430V	故障継続時間 0.1s 以下
	300V	その他の送電線

放送波等の対策

ラジオ放送波による誘導妨害には、通信線に誘導された誘導縦電圧が電話機の内部回路にある半導体素子などで検波されて生ずるものがある。　(H22-2_Q5-2-3-C1)

正しい。高周波であるAMラジオ放送局が近くにあると、通信線路がアンテナとなって電話機に混入する。その際、非線形素子があると検波されてしまい音声信号として復調されることが干渉の要因である。なお、縦電圧(Longitudinal Voltage)は線路の長手方向に誘導された電圧成分を表す。

ラジオ放送の送信アンテナに近いエリアでは、電話機の受話器からラジオ放送が聞こえる場合がある。この対策の一つに、高周波成分が電話機回路に入り込まないように （ウ） を挿入する方法がある。

① ＡＰＤ　⑥ コンデンサ　⑦ 可変抵抗器　⑨ ＦＥＴ

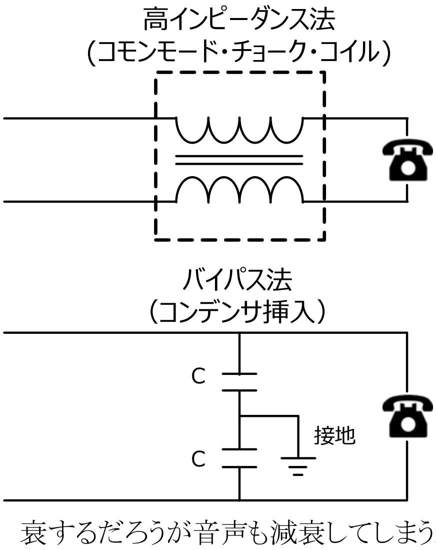
(H27-1_Q5-1-エ)

正解は「コンデンサ」。AMラジオは500kHz~1.5MHz程度の高周波であるが、送信所に近いと放送がそのまま混入するケースがある。防止策には、(1)コモンモードチョークコイルを挿入する。(2)コンデンサを挿入する。(3)専用のフィルタを挿入するの3パターンが考えられる。

(1)の対策は、コイルを挿入することで高周波インピーダンスを上げる目的(高インピーダンス法)

(2)の対策は、同容量の2個のコンデンサを挿入(接地)することで、高周波的に接地する目的(バイパス法)

(3)の対策は、(1)(2)を含めて総合的に対策する目的。



電話に限らない話だが、(1)と(2)を組み合わせると高周波ノイズ対策(コモンモードノイズ対策)としては非常に効果が高く、さまざまな回路で用いられる基本形式である。最近は見かけなくなってきたが、デスクトップPCなどのAC電源線にはめるフェライトコアなどは(1)のコイル1回巻きパターンに相当。

「APD」は、おそらくアバランシェ・フォト・ダイオードのことで、関係がなさそう。放送波対策用品にはADP(アダプタ)と名前が付くことがあるので、紛らわしさを狙ったかもしれない。

「可変抵抗器」は機能的にただの抵抗であって、放送波は減衰するだろうが音声も減衰してしまう。

「FET」は電界効果トランジスタなので、無関係である。

併設電源線からの伝導性ノイズの対策は、妨害源となる併設導線と通信線の離隔をとることが基本対策である。コモンモード誘導電圧を抑制する対策としては、チョークコイルの挿入などが効果的である。 (H18-2_Q4-2-4-C3)

正しい。(が、前提状況が曖昧で困る。他の3選択肢が全て誤りなので、ダミー正解の一種と思われる。)伝導性ノイズとは放射性ノイズの対義語で、実際にメタル通信線や電源線を通じて侵入するノイズ成分のことである。ユーザ宅での状況と想定すると、電源線を通じて他所からやってくる伝導性ノイズの影響を減らすには、通信線と離隔と取るのが正しい(が、現実には難しい場合が多い模様。)

また、伝導性ノイズで問題となるのはAC電源に2線に共通して侵入するコモンモードノイズであるので、通信線と(端末側)電源線の双方にコモンモードチョークコイルを挿入して、ノイズに対してハイ・インピーダンスにすることで、侵入を防ぐ。

電話機におけるラジオ放送波からの誘導防止対策としては、電話機回路に~~音声周波数程度の低周~~波電圧をバイパスするコンデンサを挿入したり、機器入出力部にフィルタを挿入する方法が有効である。 (H22-2_Q5-2-3-C2)

誤り。音声周波帯域をバイパスするような大容量のコンデンサを接続しては、音声信号そのものも大きく減衰してしまうことになるので対策としては不適切。小容量のコンデンサで高周波電圧のみをバイパスするのが正しい。

ＡＤＳＬなどのデジタル回線は、伝送周波数がラジオ放送波周波数と重なる場合において、誘導電圧による回線のＳＮ比の低下や伝送速度の低下などの伝送品質の劣化~~は生じない~~。 (H22-2_Q5-2-3-C3)

誤り。デジタル伝送でもビットエラーの増加や通信不能と言う形で伝送品質の劣化が現れる。

ラジオ放送波による誘導電圧は、水平電界成分と垂直電界成分によるものがあるが、水平電界成分によるものが支配的である。 (H22-2_Q5-2-3-C4)

正しい。(ただし、公式回答では誤りとされている。)

AMラジオの電波は垂直偏波(電界)で放送されている。大地が有限の導電率を持つので進行方向に対して少しだけ水平の電界成分も発生する。

ケーブルシースと接地がアンテナとなって、この水平電界が縦電圧として誘起されるのが要因である。(ケーブル遮へい体と大地への接地経路が Wave Anntena/Beverage Anntena として動作する。)

このシースに流れた電流が内部の回線にさらに誘導を起こし、平衡度に応じて横電圧としても現れる。つまり、**誘導電圧**に関しては**水平電界成分が支配的**である。放送波そのものは垂直電界成分が支配的であるのは間違いない。

(本問に関する参考文献)

“放送波の架空通信ケーブルへの誘導” 中平瑞穂
電気通信研究所研究実用化報告 22 巻 6 号 1973 年 pp.1713-1731.
“加入者通信線に現れる放送波誘導電圧” 服部光男 他
電子通信学会論文誌 Vol.J67-B No.7 1984 年 pp.822-823.

> 通信回線への誘導妨害の要因となるラジオ放送波は、一般に、~~水平~~偏波であるが、地表面を伝搬する過程で大地の持つ誘電率の影響を受けて、電界は、電波の進行方向に傾き、~~垂直~~成分を生ずる。 (H18-2_Q4-2-2-C1)

誤り。水平偏波と垂直偏波が逆である。また、影響を受けるのは導電率と誘電率の双方である。Eh を電界の水平成分、Ev を垂直成分とした場合は、以下の式がある。

$$\left|\frac{E_h}{E_v}\right| = \left[\epsilon_s^2 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}\right)^2\right]^{-\frac{1}{4}}$$

ここで、ε_sは大地の比誘電率、σ は大地の導電率である。大地が完全導体なら傾かない。

> 大地面上に水平に架渉された通信メタリックケーブルにおいては、ラジオ放送波の電界強度の水平成分及び垂直成分が、ケーブル長手方向に分布した誘導源として働き、心線と大地間に誘導縦電圧が発生することがある。 (H18-2_Q4-2-2-C2)

正しい。ここでも縦電圧という表現がでるが、線路の長さ方向に誘導される電圧成分でいわゆるコモンモード電圧と呼ばれるものである。

> 国内のＡＭラジオ放送の周波数帯（約５００［kHz］～１，６００［kHz］）とＡＤＳＬの周波数帯が重なっている場合、ＡＤＳＬ回線の信号にＡＭラジオ放送の信号が混入して、回線の伝送速度低下や接続の切断などが発生することがある。 (H18-2_Q4-2-2-C3)

正しい。ADSLの伝送帯域は方式によって異なるが、上限はおおむね 552kHz～3.75MHz であり、1.5Mbps の初期 ADSL でもわずかに AM 放送帯域（526.5kHz～1606.5kHz)と重複する。

[誘導総合] H20-2_Q1-1

（1）　次の文章は、電気通信に対する誘導妨害の概要について述べたものである。 $\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。　（２点×４＝８点）

電気通信に対して誘導妨害を起こす主な誘導源には、電力線、電気鉄道などの強電流施設、放送波などがある。

強電流施設による誘導には、静電誘導と電磁誘導の２種類があるが、静電誘導は、通信線が電力線から数十[m]以上離れるとほとんど問題とならず、また、通信線の近傍に $\boxed{(ア)}$ された遮へい線を設置することにより、軽減することが可能である。

一方、電磁誘導は、静電誘導と比較して、通信線に与える影響範囲が広く、かつ、対策も困難であるが、電磁誘導を軽減する対策としては、通信線と電力線との距離を離すこと及び通信線と電力線との交差部分をできる限り直角にすることにより $\boxed{(イ)}$ を減少させる方法、アルミ被誘導遮へいケーブルを使用することにより $\boxed{(ウ)}$ を減少させる方法などがある。

また、放送波による誘導妨害は、通信ケーブルがアンテナとなって電波を受信し、通話信号や伝送信号に対する雑音となるものをいい、通話妨害や $\boxed{(エ)}$ の低下による伝送品質の劣化を引き起こすものである。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① 絶縁	② 静電容量	③ 接地	④ 漏れコンダクタンス
⑤ 導体抵抗	⑥ 動作減衰量	⑦ 開放	⑧ 相互インダクタンス
⑨ 表皮効果	⑩ 電圧反射係数	⑪ ＳＮ比	⑫ 特性インピーダンス
⑬ 伝搬定数	⑭ 遮へい係数	⑮ 帯電	⑯ 電圧透過係数

解答は③、⑧、⑭、⑪である。

静電誘導現象は、電力線の電位が高いときに周囲の導体が影響を受けるもので、遮蔽（静電シールド／ファラデーケージ）を施すだけで比較的簡単に対策が可能である。ただし、遮蔽には**接地**を施す必要がある。ケーブル遮蔽体の片端を接地するだけでも効果が出る。

地下埋設ケーブルだと地面がシールドになるので関係がない。

電磁誘導は、電力線に電流が大量に流れることによって、磁界が発生し、それが通信線と鎖交することで、起電力が生じる現象である。地下ケーブルでも関係なくダメージをくらう。

この結合は「相互インダクタンス」を通じて発生するもので、これをどう低減するかが問われている。

遮蔽係数というのは、1次側の強電流と2次側の誘導起電力の比であって、遮蔽係数が1というのは、ノーガード戦法という意味である。逆に係数が0ならば電力線に全く影響を受けない無敵状態である。

電磁誘導対策としては、電力線との距離を離すのが最もよいが、そういう対策がとれれば苦労はしなわけで、いろいろと工夫がなされる。

【角度】 電磁誘導の特徴は磁界の発生なので、通信線を電力線に対し90度直角に配置すると理屈の上では誘導が生じない。逆に互いに平行に施設されているとMAXの打撃を受ける。

【遮蔽ケーブル】 遮蔽効果を上げる専用のケーブルを使う。ESケーブルでは高透磁率の軟鉄テープを使って磁界がケーブル内部に侵入すること自体を抑制する。（電磁シールド）

なお、「アルミ被誘導遮へいケーブル」は心線束をアルミの被覆遮へい層で覆った上で、さらに電磁軟鉄テープを巻いて PE シース（外皮）としたものである。

【遮蔽線／シールド両端接地】 通信線の近くに導線を這わせて両端を接地しておくと、そこにも誘導電流が流れるのだが、ちょうど通信線の誘導をキャンセルするような電流が流れる。

そのとき通信線には、電力線からの誘導と遮蔽線から誘導が互いに打ち消しあった差分だけが起電力として残るので、それなりの遮蔽が期待できる。

これをケーブル内部の遮蔽体とか、ケーブルを入れる管路などの金属管に対して行うと、さらに効果が高い。

放送波が通信に影響を与える解答選択肢の中で、「伝送品質の劣化」に当てはまるものはS／N比ぐらいしかない。サービス問題だと思う。

[誘導・雷害総合] H18-2_Q4-1

（1）　次の文章は、電気通信に対する誘導妨害の概要について述べたものである。 $\boxed{}$ 内の(ア)～(エ)に最も適したものを、下記の解答群から選び、その番号を記せ。ただし、内の同じ記号は、同じ解答を示す。　（２点×４＝８点）

電気通信に対して誘導妨害を起こす主な誘導源には、電力線や電気鉄道などの強電流施設や、放送波、雷などがある。

強電流施設による誘導には、 (ア) と (イ) の２種類がある。 (ア) は、強電流施設の近傍で発生する現象で、その誘導源は電圧成分であり、通信ケーブルに遮へい用の金属シースを設けるなどの比較的容易な対策で防護が可能である。一方、 (イ) は、電流成分を誘導源とする現象であり、その影響範囲は広く、かつ、対策も困難である。

放送波による誘導妨害は、通信ケーブルがアンテナとなって電波を受信し、通信信号や伝送信号に対する雑音となるものをいい、通話妨害や (ウ) の低下による伝送品質の劣化を引き起こすものである。

また、雷による誘導妨害は、大部分が通信線の近傍への落雷によって誘導される誘導雷によるものであり、誘導雷による雷サージの機器への侵入を防護するため、 (エ) などが用いられている。

〈(ア)～(エ)の解答群〉

① アレスタ	② 減衰	③ 自己誘導	④ ＳＮ比
⑤ 相互誘導	⑥ 誘導電圧	⑦ 特性インピーダンス	⑧ 静電誘導
⑨ ブースタ	⑩ 電磁誘導	⑪ スプリッタ	⑫ 導体抵抗
⑬ 誘導電流			

全般的に難易度は低めの設問である。

(ア) “誘導源は電圧成分”とあるので⑧の「静電誘導。」
(イ) “電流成分を誘導源とする現象”とあるので、⑩の「電磁誘導」
(ウ) “伝送品質の劣化”なので、④の「SN比」ぐらいしか当てはまる語句がない。
(エ) “雷サージの機器への侵入を防護”とあるので、①の「アレスタ」ぐらいしかない。

付録 A

A-1　誘電損失

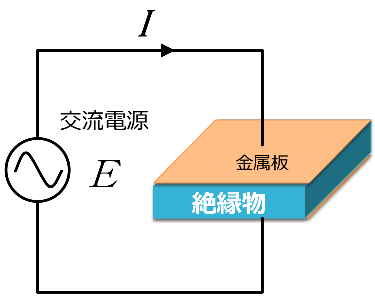
誘電損失とは、絶縁物に交流をかけたときのエネルギ損失のことと考えると分かりやすい。

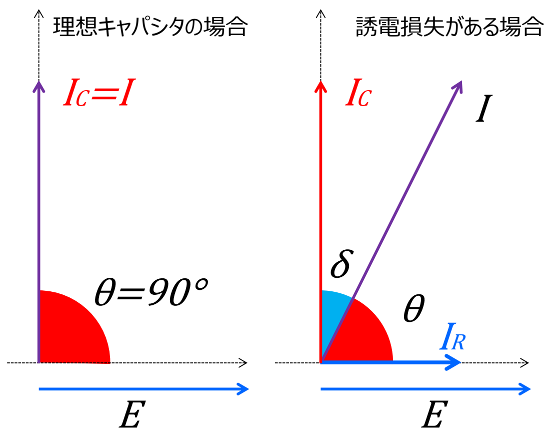
絶縁体の抵抗値は、その目的・性質から非常に高い値を示すものである。実質的に無限大と考えても差し支えないケースも多い。実際、新品の電話ケーブルであれば、1kmあたり5GΩ以上という高抵抗の規格になっている。

ところが、この絶縁抵抗値は直流やごく低い周波数に限った条件の値であって、交流周波数が高くなると、あたかも絶縁が悪くなったかのような値を示す物質が多い。

導体板を向かい合わせにして、キャパシタ（コンデンサ）をつくるときには何らかの絶縁物を挟むことになる。この絶縁物によってキャパシタの商品名も変わってきて、真空（バキュームコンデンサ）、空気（エアコンデンサ）、マイカ、セラミック、ポリプリピレンなどなど、多様な種類が製作販売されている。

ここで、キャパシタに交流電圧Eをかけて、その時流れる電流をIとすると、理想キャパシタでは電圧と電流がちょうど90°位相がずれることになるのだが、現実の絶縁物（誘電体）が挟まったキャパシタではそうはならず、少しずれた値（89.999°とか）になる。





このとき、キャパシタ内部での損失電力をWとすれば、

$$
\begin{aligned}
W &= E \cdot I \cdot \cos\theta \\
&= E^2 \omega C \cdot \cos\theta
\end{aligned}
$$

で表すことができ、Cはキャパシタの静電容量、θは電圧と電流の位相差を表す。

ところが、絶縁体として使われる物質では、θ＝90°でないにしても、ほとんど90°なので、90－θ＝δとおいて、非常に小さい角度δで表す方が分かりやすい。cos θの値はδが小さい限りは、tan δにほぼ等しい。

$$\tan\delta = \frac{I_r}{I_c} = \frac{I \cdot \cos\theta}{I \cdot \sin\theta} \approx \frac{\cos\theta}{1} = \cos\theta$$

このことを利用すれば、損失電力Wは、

$$W = E^2 \omega C \cdot \tan\delta$$

と表すことができ、δを損失角、tan δを誘電正接と呼んでいる。

例えば心線絶縁に多用されるポリエチレンの δ は 0.0005° 以下であり、回路のQで表せば、2000 以上に相当する。(なお、実際の製品ではもっと良いようである。高密度 PE(HDPE)では 0.00011 というデータも見かけた。)

損失角 δ が小さいと、tan δ = δ とみなしても、あまり影響がない。

ケーブルの絶縁抵抗の逆数とみなす「漏洩コンダクタンス G」は、この tan δ の影響を受ける。

電磁気の理論(静電界と定常電流の関係)によれば、二つの導体間の静電容量を C としたとき、その間の絶縁物を導電性のある媒質に置き換えた時の導体間抵抗値 R は、σ を媒質の導電率、ε を誘電率として、

$$R = \frac{\epsilon}{\sigma C}$$

の関係性が知られている。

これを漏れコンダクタンス G の表現に直せば、

$$G = \frac{\sigma}{\epsilon} C$$

となって、漏洩コンダクタンス G は静電容量 C に直接比例する関係にあることが分かる。

tan δ の定義から考えると、G と C の並列回路を想定して

$$\tan\delta = \frac{I_G}{I_C} = \frac{E \cdot G}{E \cdot \omega C} = \frac{G}{\omega C}$$

であるので、

$$G = \omega C \tan\delta \approx \omega C \delta$$

一般的に G/C という比はケーブル性能の良否を表していて、

$$\tan\delta = \frac{G}{\omega C} = \frac{1}{\pi f} \cdot \frac{G}{2C} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{\pi f} \cdot D$$

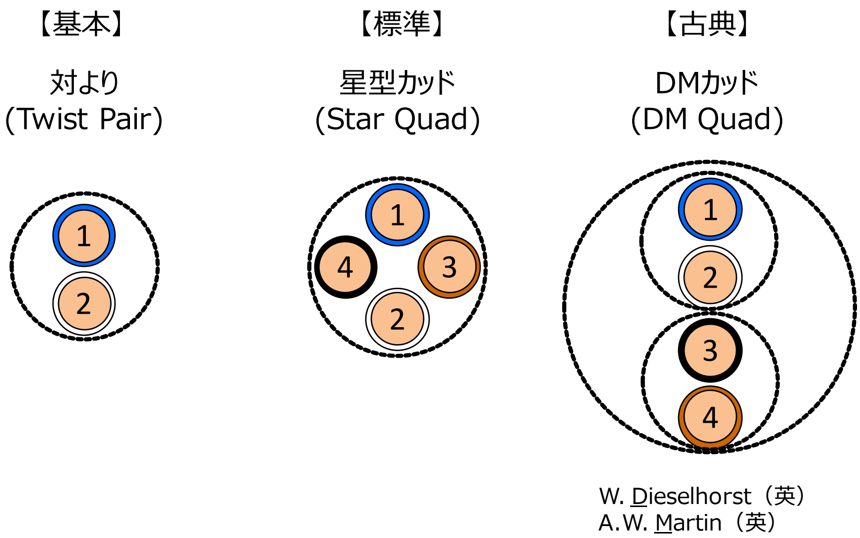
とおいて、D をダンピング定数(減幅定数)と呼んで評価していた。

現在のケーブルに使われるような絶縁材料では、損失角 δ は周波数にさほど影響されないものが多いと思われるので、G はおおむね周波数に比例するとみてよい。

また、高周波になったり実線路になったりすると一次定数自体があまり有意な評価値ではなくなって二次定数の方が重要視されるので、このあたりの厳密性にはあまり疑問を持たないほうがよいかもしれない。

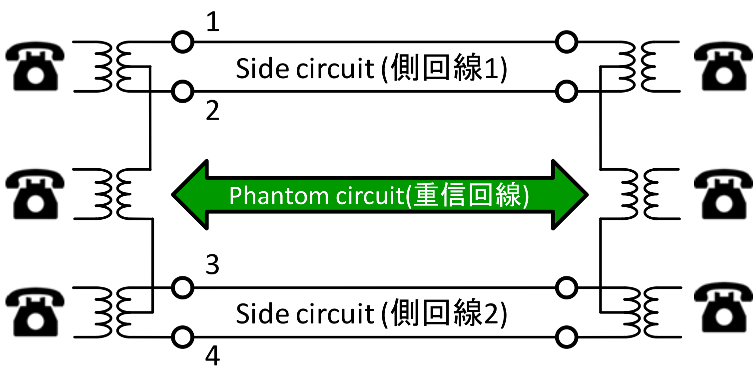
A-2　カッド構造

ケーブル心線の撚り方は、下記の3つが代表的であるが、DM カッド撚りについては昭和中期頃までのケーブルであって現在は全く見かける事がない。ツイストペアについては LAN ケーブルとしてごくありふれたケーブルになっているが、電話用としては屋内配線などで見かける程度である。



カッド(Quad)というのは、4 本組という意味なので、対よりをカッドと呼ぶことはない。これ以外にも撚り方は存在してヨーロッパで使用されたものがあるようだが割愛する。DM は W. Dieselhorst（英）と A.W. Martin（英）の発明者由来とされていることは線路系の教科書に何気に書かれている。が、1 名のものではなく、連名のパテント(1903 年頃)だと気付いたのは最近のこと。

この DM カッドは別名を重信カッドと言い、元来は 4 本の線で 3 回線を確保するためのものであった。1-2の回線は第 1 側回線（Side circuit）、3-4の回線は第2側回線で、この他に、1-2/3-4のペアでもう 1 回線（重信回線:Phantom circuit)を構成するものである。古くはそれぞれを S 回線、P 回線と呼んでいた。側回線は実回線とも書かれる。



昭和中期頃にはコストがかさむ市外中継回線での必須要素であったものの、現代ではもう P 回線を使う機会はなく、その名の通り、幽霊技術になっている感がある。（加入者線路の直流抵抗低減のために 1-3＆4-2 というペアで抵抗を半減させることがあるぐらい。）

DM カッドは、この重信回線の特性を改良するもので、ツイストペア同士をさらにツイストペアにして重信回線のバランスを保つようにつくられていて、20世紀中頃までは広く用いられていた。

しかしながら、長距離は多重通信化が進み、ケーブル断面積の利用効率が悪い DM カッドは、昭和初期の研究から次第に星型カッドへ移行していった。

星型カッドでも重信回線が構成できるし、何より面積をとらない（DM カッド比 75%）。対よりは同比で 96%程度で DM とあまり変わらないこともある。

星型は外形が円形で安定していて、均一な線路を製造しやすいことから、漏話特性の改善もしやすく、高周波領域（搬送多重電話）での使用も安定的にできたため、昭和10年代あたりから星型が優勢となっていき、市内ケーブルがプラスチック化（昭和35年～CCP ケーブル）された頃には標準的なカッドとなっていた模様。

A-3　無歪み伝送

無歪み伝送というのは、伝送線路理論では、単純に $LG = CR$ だったり、あるいは

$$\frac{L}{C} = \frac{R}{G}$$

の条件(Heaviside condition)を満たせば良いことを理解していれば間に合いそうである。後は、減衰定数αが一定であり、かつ、位相定数βが周波数f（あるいは角周波数ω）に比例すること。そしてそれらの影響によって特性インピーダンスZ_0が一定になることさえ覚えておけば良い。

ただ、これらは伝送システムの一側面であって、ここにもう少し詳しく条件を書いてみることにした。この条件とは、線形時不変(LTI)システムにおける応答関数の振る舞いのことである。

$f_i(t)$をインプット関数，$f_o(t)$をアウトプット関数、Kを定数、tを時間，t_0を時間定数としたとき、

$$f_o(t) = K \cdot f_i(t - t_0)$$

の入出力特性がある伝送路は、入力がK倍の振幅になって、時間t_0だけ遅れて出力される無ひずみ伝送路であることを意味する。

これは時間領域の応答であって、周波数応答（フーリエ変換した応答）に書き換えたときに、$H(j\omega)$をシステム関数として、

$$H(j\omega) = K \cdot e^{\,j\omega t_0}$$

という表現になる。一般には、

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \cdot e^{\,j\theta(\omega)}$$

であって、$|H(j\omega)|$は振幅応答、$\theta(\omega)$は位相応答という。

すなわち、無歪み伝送を行うためには、

$$|H(j\omega)| = K \quad \text{（ωに関係なく一定）}$$

$$\theta(\omega) = \omega\, t_0 = \omega K_2 \quad \text{（ωに比例）}$$

の条件を満たさなくてはならない。

メタリック伝送路におけるシステム応答$H(j\omega)$は、（進行波の一部だけ抜き出すと）

$$H(j\omega) = \mathrm{e}^{-\gamma(\omega)x}$$

であって、γ（ω）はおなじみの伝搬定数のことである。

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$$

すると、$H(j\omega)$は

$$H(j\omega) = \mathrm{e}^{-\gamma(\omega)x} = \mathrm{e}^{-\alpha(\omega)x} \cdot \mathrm{e}^{-j\beta(\omega)x}$$

$$= |H(j\omega)| \cdot \mathrm{e}^{j\theta(\omega)x}$$

要するに、伝送路におけるシステム関数としては、振幅応答$|H(j\omega)| = \mathrm{e}^{-\alpha x}$、位相応答 $\theta(\omega) = -\beta x$ということであって、無歪み伝送のためにはαが周波数に無関係の定数で、βがωに1次比例する必要性が直接示される。

$|H(j\omega)|$に関する部分が振幅ひずみ、また、$\mathrm{e}^{j\theta(\omega)x}$に関する部分が位相ひずみとして分けて考えることができる。

A-4 群速度・群伝搬時間

群速度というのは、信号やエネルギの伝搬速度の厳密な言い方である。「群(Group)」というのは、ある狭い帯域幅に含まれる 2 波以上の正弦波信号の集合を意味する。

位相速度(phase velocity)v_pは、位相定数 β [rad/m]を基準にして、

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}$$

であるが、これは単一周波数の正弦波信号が、変化することもなくひたすらに伝送路を流れている波形であって、これだけでは波のエネルギー伝搬速度であるかどうかの証拠能力が低い。

そこで、ごく接近した角周波数で$\omega - d\omega$, ω, $\omega + d\omega$の3正弦波を伝送路に入力すると、ωを搬送波とし、ごく低周波(dω)でAM変調された波形と同等となるので、変調された波形が伝送路上をどう移動するかという観点での伝搬速度が評価できる。

$\omega - d\omega, \omega + d\omega$ の側波帯(Sideband)の電圧振幅を、搬送波の m/2 倍として、変調包絡線波形は

$$V(x,t) = V_1\,(1 + m \cdot \cos(d\omega \cdot t - d\beta \cdot x))$$

ここに、mは無線工学における AM 変調度と呼ばれる指標と等価である。

この変調波が移動する速度を v_g とすれば、$d\omega \cdot t - d\beta \cdot x = K$(定数)とおいて、

$$\frac{dK}{dt} = d\omega - d\beta \cdot \frac{dx}{dt} = 0$$

ゆえに、

$$\frac{dx}{dt} = v_g = \frac{d\omega}{d\beta}$$

これが群速度(group velocity)の中身である。一般の平衡対ケーブルや同軸ケーブルでは、ほぼ $v_g = v_p$ になるので、厳密な区別をすることは少ない。

例えば、高周波伝送路の位相定数 β は、近似的に $\beta = \omega\sqrt{LC}$ であるので、群速度は

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{d}{d\beta}\,\frac{\beta}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

になり、位相速度の方も、

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

であって、この場合には$v_g = v_p$になることが分かる。

ただ、TEM 伝送路ではほぼ一致するものではあるものの、厳密にいえば異なってくるケースもあることから、群速度で伝搬した時間を群伝搬時間(あるいは**遅延**)と言うのである。

ただ、この群速度も伝送路に異常な分散(βが急激に変化する周波数)があったりすると、おかしな値を取ったりするので、必ずしもエネルギや信号の伝搬速度であるわけでなかったりする。

位相(遅延)ひずみが大きい伝送路では、音声であっても明瞭度が低下して聞き取りにくくなるほか、デジタル伝送だと、受信波形が大きく歪むことでビットエラーを起こしやすくなる。

特に、高速データ通信においては、より広帯域のスペクトルを必要とするので、周波数毎の伝搬速度が違うことが波形崩れにつながり、激しい場合には完全に通信不能に陥る可能性がある。

A-5　メタリック通信ケーブルの略称

通信ケーブルは時代や適用場所によって種類があるが、ケーブルの名前が多々あって(多くはNTT 開発品)記憶しにくいので、以下に略称や由来をまとめてみた。

略称	由来(スペル)	意味	
○素材(絶縁材料や外皮の素材)			
PE	Polyethylene	ポリエチレン	
PEF	Polyethylene Foamed	発泡ポリエチレン	[2]
PVC	Polyvinyl Chloride	ポリ塩化ビニル(塩ビ)	
○ケーブル固有名			
CCP	Color Coded Polyethylene	PE 心線を色識別した加入者用架空ケーブル 1960 年頃導入	[1]
PEC	Color Coded Foamed Polyethylene Insulated Conductor Cable	カラーコード(CC)発泡ポリエチレン(PEF)絶縁の意味。外皮が LAP 構造の加入者用地下ケーブル．ST の後継で 1980 年頃導入	[7]
ST	STALPETH; Steel Alminnum Polyethylene	外皮構造が、PE、鋼製テープ、アルミテープで心線が紙絶縁の地下ケーブル 1960 年頃導入	[9]
SD	Self supporting Distribution	自己支持形の小規模加入者配線	[6]
○機能名称			
JF	Jelly Filled	ゼリー充填形の防水構造	[5]
LAP (AP)	Laminated Aluminum Polyethylene	外皮構造として PE を使用しその内面にアルミテープを接着したもの	[3]
SS	Self Supporting	ケーブルと吊線を一体化した自己支持形架空ケーブル構造	[4]
WB	Water Block	防水ケーブル構造。光ケーブルではこの表現が多い気がする。	[7]
FR	Fire Retardant	難燃性ケーブル。FRPE は局内用として使用	[8]
CS	Corrugated Steel	波付き鋼管で保護されたケーブル。鳥虫害･猟銃対策用。1969 年頃導入	[9]
HS	High Strength	高強度。波付きステンレス管で保護されたケーブル。1986 年頃導入	[7]
ES	Electromagnetic Shieliding	電磁誘導シールド	[7]

文献1　電気通信自主技術開発史　線路編　日本電信電話公社　昭和 54 年

[1]　文献1　p.226

[2]　文献1　p.176

[3]　文献1　p.241

[4]　文献1　p.246

[5]　文献1　p.255

[6]　文献1　p.268

[7]　現場で役立つ通信設備のトラブル Q&A　NTT 東日本技術協力センタ　2011 年 p.230

[8]　新情報通信概論　2 版　電気通信協会 2011 年 p.120

[9]　電気通信主任技術者試験　設備管理解説　改訂版　電気通信協会　昭和 63 年　p.271

付録 B

B-1 周波数別の２次定数

厳密解（全周波数で適用可能）

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2+\omega^2 L^2)(G^2+\omega^2 C^2)}-(\omega^2 LC-RG)\right)}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2+\omega^2 L^2)(G^2+\omega^2 C^2)}+(\omega^2 LC-RG)\right)}$$

$$|Z_0| = \sqrt[4]{\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}}$$

$$\phi = \frac{1}{2}\left(\tan^{-1}\frac{\omega L}{R}-\tan^{-1}\frac{\omega C}{G}\right)$$

DC の場合

$$\alpha = \sqrt{RG}$$

$$\beta = 0$$

$$|Z_0| = \sqrt{\frac{R}{G}}$$

$$\phi = 0$$

DC 付近から電源周波数程度まで

$$\alpha = \sqrt{RG}\left[1+\frac{1}{8}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{\omega C}{G}\right)^2\right]$$

$$\beta = \omega\left(\frac{L}{2}\sqrt{\frac{G}{R}}+\frac{C}{2}\sqrt{\frac{R}{G}}\right)$$

$$|Z_0| = \sqrt{\frac{R}{G}}\left\{1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2-\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right\}$$

$$\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)$$

低周波（音声周波程度）

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left[1-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

$$|Z_0| = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2-\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right)$$

$$\phi = -\left[\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}+\frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

高周波（30kHz 以上）

$$\alpha = \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)\left[1-\frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L}-\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC}\left\{1+\frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L}-\frac{G}{\omega C}\right)^2\right\}$$

$$|Z_0| = \sqrt{\frac{L}{C}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2-\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right)$$

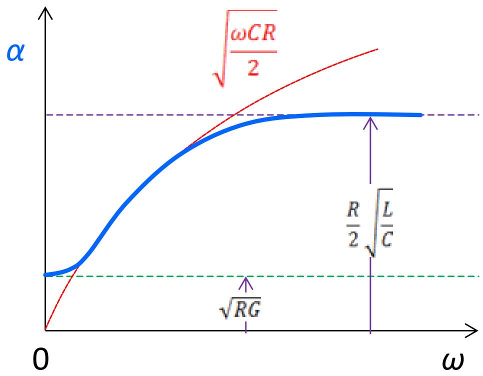
$$\phi = \frac{1}{2}\left(\frac{G}{\omega C}-\frac{R}{\omega L}\right)\cdot \left\{1-\frac{1}{3}\left[\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2+\left(\frac{R}{\omega L}\right)\left(\frac{G}{\omega C}\right)+\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right\}$$

２次定数のグラフ概形

以下は、L,R,C,G の4定数が、周波数に対して不変であるという前提のグラフであって、現実とは一致しないものであることに注意。特にRとGは大きく周波数の影響を受け、Lもやや影響を受ける。

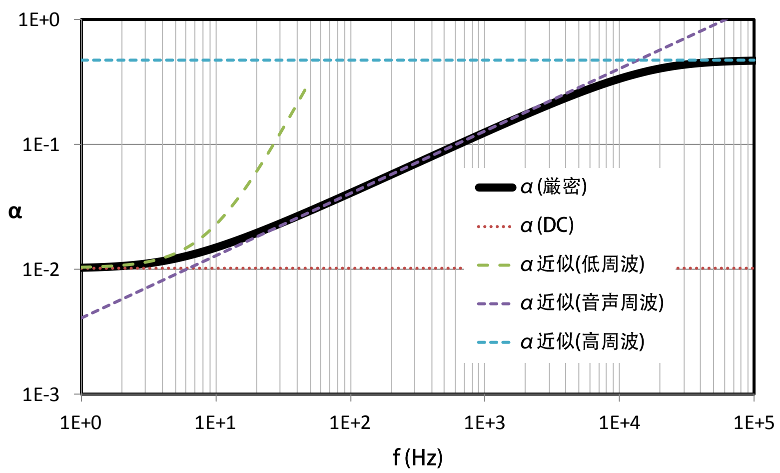
また、x 軸と y 軸はかなり極端化して概形を表示したものであって、現実により近い定数で計算したものとは印象が異なると思われる。そのため、両対数グラフでの計算結果も併記してある。

減衰定数αの周波数概形

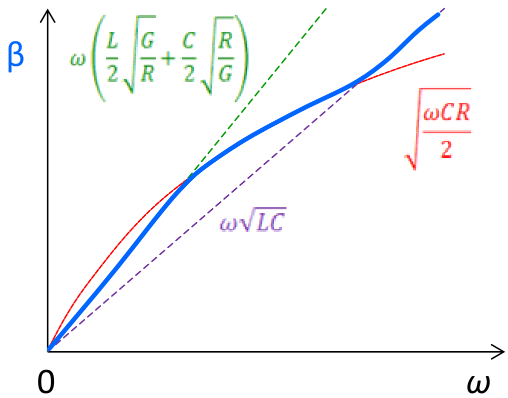


よく描かれるタイプの図である。直流の$\sqrt{RG}$から、$\sqrt{\omega CR/2}$に遷移したあと、$(R/2)\sqrt{L/C}$のラインに漸近するということを表している。

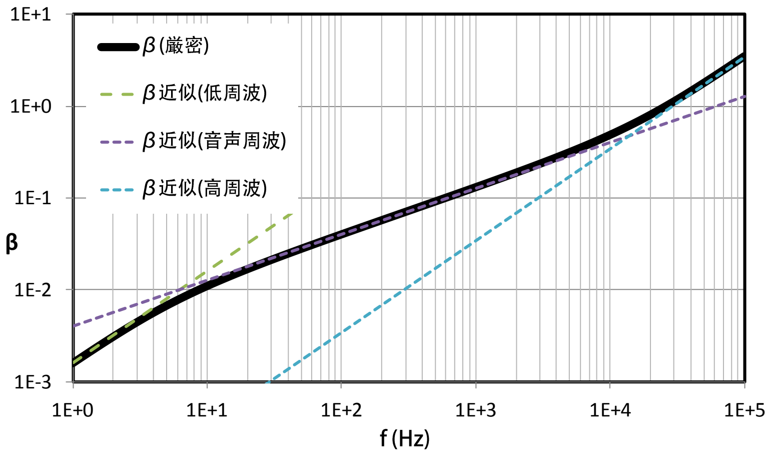
より現実に近そうな線路条件（R=105Ω/km,G=1μS/km,L=0.6mH/km,C=50nF/km)を使って、両対数グラフに表示すると、以下のようになる。（αの単位は Np/km）



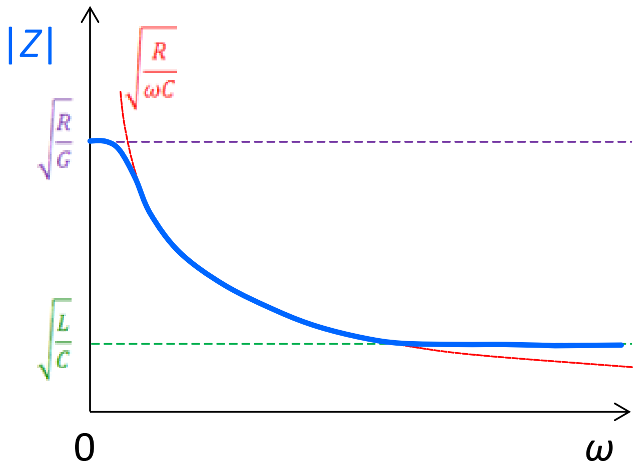
位相定数 β の周波数概形



位相定数 β は、3つのラインを乗り移るようなグラフになる。α と同様の条件で計算した両対数グラフは以下の通りである。(β の単位は rad/km）

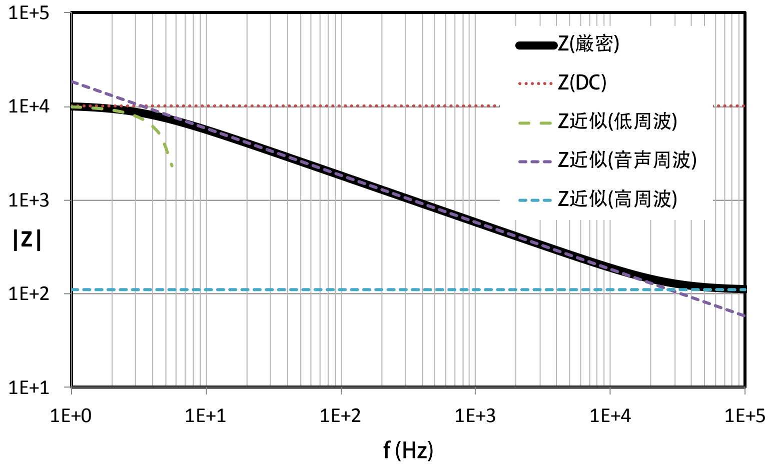


特性インピーダンスの絶対値の周波数概形

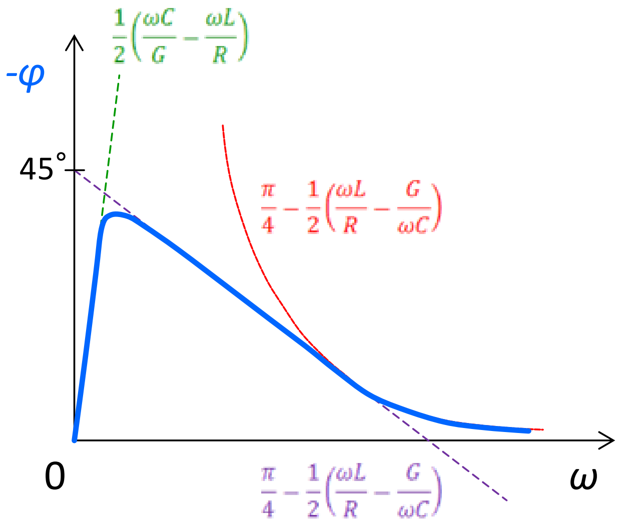


特性インピーダンスは、直流値から周波数が上昇するごとに漸次低下していく概形を示す。

αと同様の条件で計算した両対数グラフは以下の通りである。(|Z|の単位はΩ)



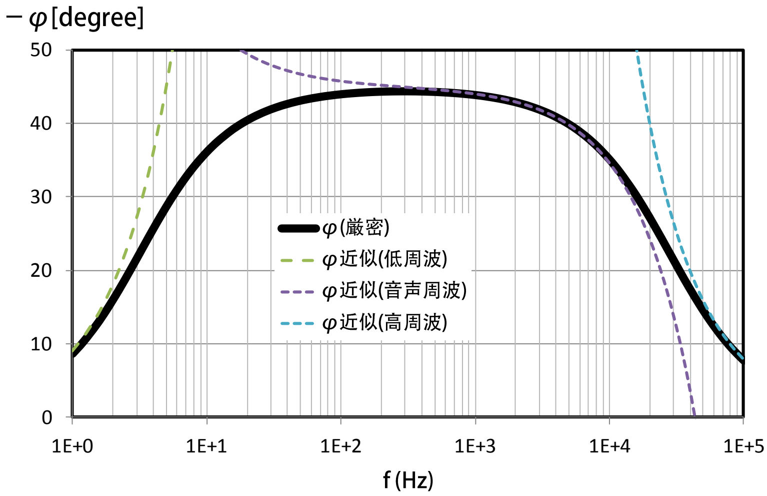
特性インピーダンスの偏角 φ の概形



特性インピーダンスの偏角は DC では無論ゼロであるが、一気に－45°（π／4）近辺の容量性インピーダンスを示した後、徐々に減少していき、高周波では再びゼロに戻る曲線を描く。

すなわち音声周波数あたりでは、進行波電圧と進行波電流の位相差が 45 度程度あるということを意味する。

α と同様の条件で計算した両対数グラフは以下の通りである。(|φ|の単位は度)



B-2　２次定数の導出方法

厳密解の導出

厳密解は少々複雑であり、関数の動きが非常に分かりにくい。ただし値を入れれば周波数や線路条件に関係なく答えが出るので、シミュレーションなどには向いていると思われる。

減衰定数 α と位相定数 β の導出は、伝搬定数の定義式

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

より、γ^2 と $|\gamma|^2$ を計算することにより求められる。

まず、γ^2 を2次定数のまま計算すれば、

$$\gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = (\alpha^2 - \beta^2) + j(2\alpha\beta)$$

であり、1次定数側も同様に計算すると、

$$\begin{aligned}\gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 &= (R + j\omega L)(G + j\omega C)\\ &= RG - \omega^2 LC + j\omega LG + j\omega CR\\ &= (RG - \omega^2 LC) + j\omega(LG + CR)\end{aligned}$$

であるので、実数項と虚数項同士の恒等式になって、1次定数と2次定数の関係式

$$\alpha^2 - \beta^2 = -(\omega^2 LC - RG)$$

が得られる。

次に、伝搬定数の絶対値の2乗である $|\gamma|^2$ を計算すれば、複素数の基本性質により、

$$|\gamma|^2 = \alpha^2 + \beta^2$$

となり、これを1次定数側で計算するには、以下のようにいったん極形式に変換しておくと分かりやすい。

$$\begin{aligned}\gamma &= \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}\\ &= \sqrt{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}\ \mathrm{e}^{j\theta_1}\sqrt{G^2 + \omega^2 C^2}\ \mathrm{e}^{j\theta_2}}\\ &= \sqrt{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}\ \sqrt{G^2 + \omega^2 C^2}\ \mathrm{e}^{j(\theta_1+\theta_2)}}\\ &= \sqrt{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}\ \ \mathrm{e}^{j\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)}\end{aligned}$$

ここで、$\mathrm{e}^{j\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)}$ の絶対値は常に1（要は $|\mathrm{e}^{jx}|=1$）であることから、考慮する必要がなくなって、

$$|\gamma|^2 = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}$$

であるから、これらの結果をまとめて、

$$\alpha^2 + \beta^2 = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}$$

簡単のため、P,Q の二つの代数で

$$P = \alpha^2 + \beta^2 = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}$$
$$Q = \alpha^2 - \beta^2 = -(\omega^2 LC - RG)$$

として、連立方程式から α と β を求めれば、

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}(P + Q)} \quad , \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{2}(P - Q)}$$

であるので、最終的に

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2+\omega^2 L^2)(G^2+\omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG)\right)}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2+\omega^2 L^2)(G^2+\omega^2 C^2)} + (\omega^2 LC - RG)\right)}$$

次に、特性インピーダンスの極形式表現に必要な、絶対値 $|Z_0|$ と偏角 ϕ を求める。定義式は以下の通り。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = |Z_0|\,\mathrm{e}^{j\phi}$$

まず平方根の中の分母と分子をそれぞれ極形式に変換し、

$$R + j\omega L = \sqrt{R^2+\omega^2 L^2}\,\mathrm{e}^{j\theta_1} \quad , \quad \theta_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

$$\mathrm{G + j\omega C} = \sqrt{G^2+\omega^2 C^2}\,\mathrm{e}^{j\theta_2} \quad , \quad \theta_2 = \tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)$$

とおけば、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\sqrt{R^2+\omega^2 L^2}\ \mathrm{e}^{j\theta_1}}{\sqrt{G^2+\omega^2 C^2}\ \mathrm{e}^{j\theta_2}}} = \sqrt{\sqrt{\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}}\,\mathrm{e}^{j(\theta_1-\theta_2)}}$$

$$= \sqrt[4]{\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}}\ \mathrm{e}^{j\frac{1}{2}(\theta_1-\theta_2)}$$

よって、特性インピーダンスの絶対値は、

$$|Z_0| = \sqrt[4]{\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}} \quad \text{もしくは} \quad \left(\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}\right)^{\frac{1}{4}}$$

となり、その偏角 ϕ は $\phi = \frac{1}{2}\,(\theta_1 - \theta_2)$ なので、

$$\phi = \frac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)\right]$$

となる。

もし、特性インピーダンスを極形式以外の表現としたい場合は、

$$Z_0 = R_0 + jX_0$$

とおいて、実部と虚部それぞれを求める事になる。伝搬定数 α 、β を求めた時と類似の展開手法によって、Z_0^2 と $|Z_0|^2$ のから値が求められる。

まず、既に求めた $|Z_0|$ から、

$$|Z_0|^2 = R_0^2 + X_0^2 = \sqrt{\frac{R^2+\omega^2 L^2}{G^2+\omega^2 C^2}}$$

の関係が得られる。つぎに、Z_0^2を計算すれば、

$$Z_0^2 = \frac{R + j\omega L}{G + j\omega C} = \frac{(R + j\omega L)(G - j\omega C)}{G^2 + \omega^2 C^2} = \frac{(RG + \omega^2 LC) + j\omega(L - C)}{G^2 + \omega^2 C^2}$$

$$= \frac{RG + \omega^2 LC}{G^2 + \omega^2 C^2} + j\frac{\omega(L - C)}{G^2 + \omega^2 C^2}$$

であり、また、

$$Z_0^2 = (R_0^2 - X_0^2) + j\,2R_0X_0$$

であるので、実部と虚部の恒等式となり、

$$R_0^2 - X_0^2 = \frac{RG + \omega^2 LC}{G^2 + \omega^2 C^2}$$

の関係式が得られる。

簡単のため、P,Q の二つの代数で

$$P = R_0^2 + X_0^2 = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}}$$

$$Q = R_0^2 - X_0^2 = \frac{RG + \omega^2 LC}{G^2 + \omega^2 C^2}$$

として、連立方程式から R_0 と X_0 を求めれば、

$$R_0 = \sqrt{\frac{1}{2}(P + Q)} \quad , \quad X_0 = \sqrt{\frac{1}{2}(P - Q)}$$

となるので、最終的に

$$R_0 = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}} + \frac{RG + \omega^2 LC}{G^2 + \omega^2 C^2}\right)} \quad , \quad X_0 = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}} - \frac{RG + \omega^2 LC}{G^2 + \omega^2 C^2}\right)}$$

といった表現形式になる。

[DC]直流における２次定数の導出

ω=0 であるので、

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$
$$= \sqrt{\mathrm{RG}}$$

から、$\alpha = \sqrt{\mathrm{RG}}$ ，$\beta = 0$と単純な解が求められる。そもそも DC なのでインダクタンス L やキャパシタンス C は考慮外でよい。

同様に、特性インピーダンスは、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{\mathrm{R}}{\mathrm{G}}}$$

実際のケーブルでは絶縁抵抗が十分高いことから、G がきわめて小さく、分布定数回路として扱うケースは稀である。

しかしながら、長距離の DC 伝送で大きな漏れ電流が均等に発生していると見なせるケースであれば双曲線関数を使って精密に解くことに意味が出てくる。（例えば海水中に裸銅線を沈めたときの終端・始端の電圧やインピーダンスを求めたい…などのケースでは実用的な数値が計算できる。まぁ完全に DC だと電気分解して難しいでしょうが…。）

1km あたりの新品電話ケーブル（0.65mm)における値を計算してみると、絶縁抵抗値が 5GΩ、線路抵抗（往復ループ）を 105Ωとして、インピーダンスは 700kΩの超 Hi-Z。しかも、R と違って G は湿気の侵入などの環境次第では 1、2 桁変わるのを覚悟するぐらいに敏感な領域なので、あまり当てにならない。

減衰定数は 0.000145Np/km≒0.0145%/km ときわめて小さい電圧降下率に見える、が、1mW のパワーに換算して考えると、たかだか 1mW のパワーを 27V×37μA で DC 送電したときの減衰条件という意味で、単に電流が少ないから低損失になっているだけである。

[LF]低周波における２次定数の導出

交流周波数が DC 近辺から数十 Hz(電源周波数程度)という条件(ω ≒0)で算定されるもので、参考にした教科書には一応掲載されているので、導出してみる。

定義式から、ω の項について平方根を級数展開できるように配慮して項を整理すると、

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$= \sqrt{R\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)G\left(G + j\frac{\omega C}{G}\right)}$$

$$= \sqrt{RG}\sqrt{\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)\left(G + j\frac{\omega C}{G}\right)}$$

となるが、$\sqrt{RG}$は直流での γ であるからこれを$\gamma_{DC} = \sqrt{RG}$と表すことにする。$\omega L/R$と$\omega C/G$の項は直流付近なので、極めて小さい値である。

さらに計算を進めて、

$$\gamma = \gamma_{DC}\sqrt{1 - \frac{LC}{RG}\omega^2 + j\left(\frac{L}{R} + \frac{C}{G}\right)\omega}$$

$$= \gamma_{DC}\sqrt{1 - a\omega^2 + jb\omega}$$

と、代数 a,b を使って簡略な表現にいったん直して見通しやすくしておく。平方根を開くには、

$$\sqrt{1+x} = 1 + \sum_{n=0}^{\infty}(-1)^{n-1}\frac{(2n-3)!!}{n!\,2^n}x^n = 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^4}{16} - \frac{5x^5}{128} + \cdots, \qquad |x| \leq 1$$

のべき級数展開公式を利用する。すると伝搬定数は

$$\gamma = \gamma_{DC}\left[1 + \frac{1}{2}(-a\omega^2 + jb\omega) - \frac{1}{8}(-a\omega^2 + jb\omega)^2 + \frac{1}{16}(-a\omega^2 + jb\omega)^3 \cdots\right]$$

と展開できるので、この級数の ω ²項までで十分な精度が得られるとし、整理を進めていく。

$$\gamma \approx \gamma_{DC}\left[1 - \frac{a}{2}\omega^2 + j\frac{b}{2}\omega - \frac{1}{8}(\cancel{a\omega^4} - b^2\omega^2 \cancel{- j2ab\omega^3})\right]$$

$$\approx \gamma_{DC}\left[1 - \frac{a}{2}\omega^2 + j\frac{b}{2}\omega - \frac{b^2}{8}\omega^2\right]$$

$$= \gamma_{DC}\left[1 - \frac{1}{8}(b^2 - 4a)\omega^2 + j\frac{b}{2}\omega\right]$$

始めに、$b^2 - 4a$の項を元の1次定数表現に戻して、計算しておけば、

$$b^2 - 4a = \left(\frac{L}{R} + \frac{C}{G}\right)^2 - 4\frac{LC}{RG}$$

$$= \left(\frac{L}{R}\right)^2 + \left(\frac{C}{G}\right)^2 + 2\frac{LC}{RG} - 4\frac{LC}{RG}$$

$$= \left(\frac{L}{R}\right)^2 + \left(\frac{C}{G}\right)^2 - 2\frac{LC}{RG}$$

$$= \left(\frac{L}{R} - \frac{G}{C}\right)^2$$

と比較的簡単な項に整理できる。

残る、$j\frac{b}{2}$の項は単純に、

$$\frac{1}{2}b = \frac{1}{2}\left(\frac{L}{R} + \frac{C}{G}\right)$$

であるので、これらの結果をまとめて、伝搬定数は以下のまとめられる。

$$\gamma = \gamma_{DC}\left[1 - \frac{1}{8}\left(\frac{L}{R} - \frac{G}{C}\right)^2 \omega^2 + j\frac{1}{2}\left(\frac{L}{R} + \frac{C}{G}\right)\omega\right]$$

あとは、実数項 α と虚数項 β をそれぞれ分ければよく、LF（低周波帯）の α は

$$\alpha_{LF} = \gamma_{DC}\left[1 - \frac{1}{8}\left(\frac{L}{R} - \frac{G}{C}\right)^2 \omega^2\right]$$

$$= \sqrt{RG}\left[1 - \frac{1}{8}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{\omega G}{C}\right)^2\right]$$

β は

$$\beta_{LF} = \gamma_{DC}\ \frac{1}{2}\left(\frac{L}{R} + \frac{C}{G}\right)\omega$$

$$= \omega\sqrt{RG}\left(\frac{L}{2R} + \frac{C}{2G}\right)$$

$$= \ \omega\left(\frac{L}{2}\sqrt{\frac{G}{R}} + \frac{C}{2}\sqrt{\frac{R}{G}}\right)$$

となる。減衰定数 α については、ほぼ直流と同じ$\sqrt{RG}$であるが、周波数の2乗に従って直流値からずれてくることを表している。

また、位相定数 β については、ω に直接比例し、直流の特性インピーダンスと深く関係することがわかる。（$\sqrt{}$R/G は DC の Z_0 である）、X_Lを L によるリアクタンス成分、X_Cを L によるリアクタンスとして、

$$\beta_{LF} = \frac{1}{2}\left(\frac{X_L}{Z_{DC}} + \frac{Z_{DC}}{X_C}\right)$$

とも書き直すことができる。

次に、特性インピーダンスとその偏角の導出であるが、これは定義式からよりも厳密解を崩して使用したほうが簡便なようである。

$$|Z_0| = \left(\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}\right)^{\frac{1}{4}}$$

より、$\omega L/R$と$\omega C/G$をまとめるようにして（ω ≒0 なので、いずれも微少な値）整理すると、

$$|Z_0| = \left(\frac{R^2\left(1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}\right)}{G^2\left(1 + \frac{\omega^2 C^2}{G^2}\right)}\right)^{\frac{1}{4}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{G}}\left(\frac{1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}}{1+\frac{\omega^2C^2}{G^2}}\right)^{\frac{1}{4}}$$

ここで、4乗根を展開することになるが、x 及び y を 1 より十分に小さい数としたとき、1次近似では、

$$\sqrt[4]{\frac{1+x}{1+y}} \cong \left(1+\frac{1}{4}x\right)\left(1-\frac{1}{4}y\right) \approx 1+\frac{1}{4}(x-y)$$

が成立するので、

$$|Z_0|_{\mathrm{LF}} = \sqrt{\frac{R}{G}}\left(\frac{1+\frac{\omega^2L^2}{R^2}}{1+\frac{\omega^2C^2}{G^2}}\right)^{\frac{1}{4}} \approx \sqrt{\frac{R}{G}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\frac{\omega^2L^2}{R^2}-\frac{\omega^2C^2}{G^2}\right]\right)$$

$$= \sqrt{\frac{R}{G}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2-\left(\frac{\omega C}{G}\right)^2\right]\right)$$

と結果が得られる。偏角 φ は、定義式

$$\phi = \frac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)\right]$$

から、arctan 関数の展開公式

$$\tan^{-1}x = x-\frac{1}{3}x^3+\frac{1}{5}x^3-\cdots$$

を x が十分に小さいため、1次の項で打ち切って近似すると、

$$\phi_{LF} = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{\omega C}{G}\right)$$

以上で、DC 付近の低周波(LF)近似公式が求められた。

各値を再掲すると、以下の通りである。

$$\alpha_{\mathrm{LF}} = \sqrt{RG}\left[1-\frac{1}{8}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{\omega G}{C}\right)^2\right]$$

$$\beta_{\mathrm{LF}} = \omega\left(\frac{L}{2}\sqrt{\frac{G}{R}}+\frac{C}{2}\sqrt{\frac{R}{G}}\right)$$

$$|Z_0|_{\mathrm{LF}} = \sqrt{\frac{R}{G}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2-\left(\frac{\omega C}{G}\right)^2\right]\right)$$

$$\phi_{LF} = \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{\omega C}{G}\right)$$

[AF]音声周波における２次定数の導出

ωが小さいので、(1) $R \gg \omega L$, (2) $\omega C \gg G$, の２条件のほか、

$$\sqrt{\frac{R}{G}} \gg \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ より (3) } CR \gg LG$$

の計3条件で伝搬定数を展開する。以下の定義式

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

より、(1+微少量)となるような項に整理すると、

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

$$= \sqrt{R\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right) \cdot j\omega C\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}$$

$$= \sqrt{j\omega CR}\sqrt{\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)\left(1 - j\frac{G}{\omega C}\right)}$$

$$= \sqrt{j}\sqrt{\omega CR}\sqrt{1 + \frac{LG}{CR} + j\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)}$$

ここで、LG/CR は、条件3より、極めて小さい値になるので省略できる。(1kHz の実線路で 10^{-4} オーダ)。また

$$\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}$$

の値もかなり小さい(1kHz の実線路では 0.05 前後)ため、平方根を展開する際は１次の項だけをとれば十分である。よって、

$$\sqrt{1 + \frac{LG}{CR} + j\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)} \approx 1 + j\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)$$

と近似しても大差は出ない。

$$\gamma = \sqrt{j}\sqrt{\omega CR}\left(1 + j\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right)$$

$$= \frac{1 + j}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\omega CR}\left(1 + j\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right)$$

$$= \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left\{1 + j\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right) + j - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right\}$$

$$= \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right) + j\left\{1 + \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right\}\right]$$

ここから、実数項αと虚数項βをそれぞれ抜き出せば、

$$\alpha_{AF} = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\ \left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

$$\beta_{AF} = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\ \left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

として、音声帯域周波の伝搬定数近似が求められる。

次に、**特性インピーダンス**とその**偏角**の導出であるが、これは定義式から求めることができる。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

から、R ≫ ωL，ωC ≫ G の条件を考慮してまとめると、

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)}{j\omega C\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} \cdot \sqrt{\frac{1 + j\frac{\omega L}{R}}{1 + \frac{G}{j\omega C}}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{\omega C}}\ \sqrt{-j}\ \sqrt{\frac{1 + j\frac{\omega L}{R}}{1 - j\frac{G}{\omega C}}}$$

ここで、各項を極座標形式にすると、いろいろと便利である。

$$\sqrt{-j} = \frac{1 - j}{2} = e^{-j\frac{\pi}{4}}$$

$$1 + j\frac{\omega L}{R} = \sqrt{1 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}}\ e^{j\theta_1} \quad ,\quad \text{ただし}\theta_1 = \tan^{-1}\frac{\omega L}{R}$$

$$1 - j\frac{G}{\omega C} = \sqrt{1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}}\ e^{-j\theta_2} \quad ,\quad \text{ただし}\theta_2 = \tan^{-1}\frac{G}{\omega C}$$

また、適当な代数 a、b で表記を簡略化しておく。

$$a = \frac{\omega L}{R} \qquad , \qquad b = \frac{G}{\omega C}$$

すると、特性インピーダンスの式は、

$$\mathrm{Z}_0 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot\ e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot \sqrt{\frac{\sqrt{1 + a^2}\ \ e^{j\theta_1}}{\sqrt{1 + b^2}\ \ e^{-j\theta_2}}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot \ e^{-j\frac{\pi}{4}} \cdot \ \sqrt{\frac{\sqrt{1+a^2}}{\sqrt{1+b^2}} \cdot e^{j(\theta_1+\theta_2)}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \left(\frac{1+a^2}{1+b^2}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot e^{j\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)} \cdot \ e^{-j\frac{\pi}{4}}$$

$$= \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \left(\frac{1+a^2}{1+b^2}\right)^{\frac{1}{4}} \cdot e^{-j\left[\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)\right]}$$

ここで、4 乗根の展開については、上記の a,b の値が小さいことを利用して、

$$\sqrt[4]{\frac{1+a}{1+b}} = \left(1+\frac{1}{4}a\right)\left(1-\frac{1}{4}b\right) \approx 1+\frac{1}{4}(a-b)$$

と精度よく近似できるので、特性インピーダンスの式は

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot \left(1+\frac{1}{4}(a-b)\right) \cdot e^{-j\left[\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)\right]}$$

まで展開できる。あとは元の1次定数に戻しておけばよく、（θ1とθ2は除く）

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot \left(1+\frac{1}{4}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right) \cdot e^{-j\left[\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}(\theta_1+\theta_2)\right]}$$

指数項の絶対値は常に1（$\left|e^{\pm jx}\right| = 1$）であることを考慮すれば、既に特性インピーダンスの絶対値が上記で求められており、その値は

$$|Z_0|_{AF} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \cdot \left(1+\frac{1}{4}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{G}{\omega C}\right)\right)$$

となる。

最後に偏角であるが、指数項の位相だけを見ればよい。

$$\phi = -\left(\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}\ (\theta_1+\theta_2)\right)$$

$$= -\left\{\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{G}\right)\right]\right\}$$

ここで、$\omega L/R$も$\omega C/G$も、前提条件より十分小さい値であることから、

$$\tan^{-1} x = x-\frac{1}{3}x^3+\frac{1}{5}x^3-\cdots$$

の1次項だけで精度よい近似となるはずで、結果として、偏角の近似値は、

$$\phi_{AF} = -\left[\frac{\pi}{4}-\frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R}-\frac{\omega C}{G}\right)\right]$$

として求められた。

以上で求めた音声周波帯域(AF 帯)の2次定数を再掲すると、

$$\alpha_{AF} = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

$$\beta_{AF} = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}}\left[1 + \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} - \frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

$$|Z_0|_{AF} = \sqrt{\frac{R}{\omega C}}\left(1 + \frac{1}{4}\left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)^2 - \left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right)$$

$$\phi_{AF} = -\left[\frac{\pi}{4} - \frac{1}{2}\left(\frac{\omega L}{R} + \frac{G}{\omega C}\right)\right]$$

減衰定数α、位相定数βは、おおむね周波数の平方根($\sqrt{\omega}$)に比例している。

また、特性インピーダンスは純抵抗とならず、容量性で 45° 近辺にいることが分かる。この偏角は周波数が高くなると 0° に近づいていく。(電話ケーブルだと、1kHz で 45° ~40° ぐらい。)

これらは、周波数があまり高くないのでインダクタンス L が効かず、漏洩コンダクタンス G も小さいために、ほぼ直列抵抗－並列キャパシタの回路に近いからである。

[RF]高周波における２次定数の導出

どの程度の周波数で高周波(RF)と呼ぶのかは、前提とする条件によって大分変わるものである。古くから電話線の線路理論では30kHz というのが目安になっているが、あまり厳密なものではない。MHz や GHz などを有線伝送路で扱っていなかった頃の名残とも見える。

伝搬定数 γ と一次定数RGLCとの関係基本式、

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

を、$\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$として近似するものである。

$$\gamma = \sqrt{j\omega L\left(\frac{R}{j\omega L} + 1\right) j\omega C\left(\frac{G}{j\omega C} + 1\right)}$$

$$= \sqrt{j\omega L \cdot j\omega C}\ \sqrt{\left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right)\left(1 - j\frac{G}{\omega C}\right)}$$

$$= j\omega\sqrt{LC}\ \sqrt{1 - \frac{RG}{\omega^2 LC} - j\left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C}\right)}$$

とまとめておくと、平方根の中が 1+微小項となるので扱いやすくなる。平方根の近似式、

$$\sqrt{1 - x} = 1 - \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} - \frac{x^3}{16} + \cdots, \qquad |x| \le 1$$

を利用して展開していくが、少々複雑な展開が想定されるので、

$$p = \frac{RG}{LC} \quad , \quad q = \frac{R}{L} + \frac{G}{C}$$

と表記を簡略化しておけば、伝搬定数 γ が

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC}\ \cdot \sqrt{1 - (p\omega^{-2} + jq\omega^{-1})}$$

のように、単純化できて級数展開しやすい。

あとは平方根を開く際にどこで級数近似を打ち切るかの問題となるが、ここでは ω^{-3} 項までを有意な数値としてみなすことにする。($j\omega\sqrt{LC}$をかけた後の全体として、ω^{-2} の項までを扱う意味になる。)

$$\sqrt{1 - (p\omega^{-2} + jq\omega^{-1})}$$

$$\approx 1 - \frac{1}{2}(p\omega^{-2} + jq\omega^{-1}) - \frac{1}{8}(p\omega^{-2} + jq\omega^{-1})^2 - \frac{1}{16}(p\omega^{-2} + jq\omega^{-1})^3$$

$$= 1 + \left(-\frac{1}{2}\,p\omega^{-2} - j\frac{1}{2}q\omega^{-1}\right)$$

$$+\left(-\frac{1}{8}p^2\omega^{-4} + \frac{1}{8}q^2\omega^{-2} - j\frac{2}{8}\,pq\omega^{-3}\right)$$

$$+\ \left(-\frac{1}{16}\mathrm{p}^3\omega^{-6} + j\frac{1}{16}q^3\omega^{-3} - j\frac{3}{16}p^2q\omega^{-5} - j\frac{3}{16}pq^2\omega^{-4}\right)$$

と展開した中で、$\omega^{-4}, \omega^{-5}, \omega^{-6}$は、無視して再度整理する。

$$\sqrt{1-(p\omega^{-2}+jq\omega^{-1})}$$

$$\approx 1-\frac{1}{2}p\omega^{-2}-j\frac{1}{2}q\omega^{-1}+\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}-j\frac{2}{8}pq\omega^{-3}+j\frac{1}{16}q^3\omega^{-3}$$

$$=\left(1-\frac{1}{2}p\omega^{-2}+\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)+j\left(-\frac{1}{2}q\omega^{-1}-\frac{1}{4}pq\omega^{-3}+\frac{1}{16}q^3\omega^{-3}\right)$$

あとは、γ の式にこの計算結果を戻せばよい。

$$\gamma=j\omega\sqrt{LC}\cdot\left[\left(1-\frac{1}{2}p\omega^{-2}+\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)+j\left(-\frac{1}{2}q\omega^{-1}-\frac{1}{4}pq\omega^{-3}+\frac{1}{16}q^3\omega^{-3}\right)\right]$$

$$=\sqrt{LC}\left[\left(\frac{1}{2}q+\frac{1}{4}pq\omega^{-2}-\frac{1}{16}q^3\omega^{-2}\right)+j\omega\left(1-\frac{1}{2}p\omega^{-2}+\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)\right]$$

実数項の α (減衰定数)を抽出すれば、

$$\alpha=\sqrt{LC}\left(\frac{1}{2}q+\frac{1}{4}pq\omega^{-2}-\frac{1}{16}q^3\omega^{-2}\right)$$

$$=\sqrt{LC}\cdot\frac{1}{2}q\left(1+\frac{1}{2}p\omega^{-2}-\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)$$

ではあるが、まず 1 次近似だけで α を予計算しておくと

$$\alpha_1=\sqrt{LC}\cdot\frac{1}{2}q$$

$$=\sqrt{LC}\cdot\frac{1}{2}\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right)$$

$$=\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

次に、補正項を計算すれば、

$$\frac{1}{2}p\omega^{-2}-\frac{1}{8}q^2\omega^{-2}=-\frac{1}{8}\omega^{-2}(q^2-4p)$$

$$=-\frac{1}{8\omega^2}\left[\left(\frac{R}{L}+\frac{G}{C}\right)^2-4\left(\frac{RG}{LC}\right)\right]$$

$$=-\frac{1}{8\omega^2}\left[\left(\frac{R}{L}\right)^2+\left(\frac{G}{C}\right)^2+2\left(\frac{RG}{LC}\right)-4\left(\frac{RG}{LC}\right)\right]$$

$$=-\frac{1}{8\omega^2}\left[\left(\frac{R}{L}\right)^2+\left(\frac{G}{C}\right)^2-2\left(\frac{RG}{LC}\right)\right]$$

$$=-\frac{1}{8\omega^2}\left(\frac{R}{L}-\frac{G}{C}\right)^2$$

よって、最終的な減衰定数 α は、

$$\alpha=\left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}}+\frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)\left(1-\frac{1}{8\omega^2}\left(\frac{R}{L}-\frac{G}{C}\right)^2\right)$$

$$= \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)\left(1 - \frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C}\right)^2\right)$$

次に、位相定数 β であるが、既に求めた γ の虚数項を抽出すればよいので、下記に再掲した

$$\gamma = \sqrt{LC}\ \left[\left(\frac{1}{2}q + \frac{1}{4}\,pq\omega^{-2} - \frac{1}{16}q^3\omega^{-2}\right) + j\omega\left(1 - \frac{1}{2}\,p\omega^{-2} + \frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)\right]$$

より、

$$\beta = \sqrt{LC}\ \left[\omega\left(1 - \frac{1}{2}\,p\omega^{-2} + \frac{1}{8}q^2\omega^{-2}\right)\right]$$

$$= \omega\sqrt{LC}\ \left[1 + \frac{1}{8\omega^2}\,(-4p + q^2)\right]$$

ここで、$-4p + q^2$の項を先に計算しておく。

$$-4p + q^2 = -4\left(\frac{RG}{LC}\right) + \left(\frac{R}{L} + \frac{G}{C}\right)^2$$

$$= \left(\frac{R}{L}\right)^2 + \left(\frac{G}{C}\right)^2 + 2\left(\frac{RG}{LC}\right) - 4\left(\frac{RG}{LC}\right)$$

$$= \left(\frac{R}{L}\right)^2 + \left(\frac{G}{C}\right)^2 - 2\left(\frac{RG}{LC}\right)$$

$$= \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C}\right)^2$$

この結果を代入して、最終的に、

$$\beta = \omega\sqrt{LC}\ \left[1 + \frac{1}{8\omega^2}\left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C}\right)^2\right]$$

$$= \omega\sqrt{LC}\ \left[1 + \frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C}\right)^2\right]$$

として、β が求められた。

次に、インピーダンス Z_0と偏角 φ を求める。厳密式から、出発すると求めやすい。

$$|Z_0| = \sqrt[4]{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}} = \left(\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{G^2 + \omega^2 C^2}\right)^{\frac{1}{4}}$$

より、$\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$の条件を加味して計算すると、

$$|Z_0| = \left[\frac{\omega^2 L^2\left(\frac{R^2}{\omega^2 L^2} + 1\right)}{\omega^2 C^2\left(\frac{G^2}{\omega^2 C^2} + 1\right)}\right]^{\frac{1}{4}}$$

$$= \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}}\ \left[\frac{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}}{1 + \frac{G^2}{\omega^2 C^2}}\right]^{\frac{1}{4}}$$

$$= \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}}\left[\frac{1+\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}{1+\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2}\right]^{\frac{1}{4}}$$

ここで、$\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$であって、4 乗根の値は、ほぼ1に等しいので、以下の近似式が使用できる。

$$\left(\frac{1+x}{1+y}\right)^{\frac{1}{4}} = \left(1+\frac{1}{4}x\right)\left(1-\frac{1}{4}y\right) \approx 1+\frac{1}{4}(x-y)$$

よって、

$$|Z_0| \approx \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}}\left(1+\frac{1}{4}\left[\left(\frac{R}{\omega L}\right)^2-\left(\frac{G}{\omega C}\right)^2\right]\right)$$

最後に、偏角であるが、これも下記の厳密式

$$\phi = \frac{1}{2}\left(\tan^{-1}\frac{\omega L}{R}-\tan^{-1}\frac{\omega C}{G}\right)$$

を利用すると良い。$\omega L \gg R$, $\omega C \gg G$の条件から考えると、

$$\tan^{-1}\frac{\omega L}{R} \cong \frac{\pi}{2} \quad , \quad \tan^{-1}\frac{\omega C}{G} \cong \frac{\pi}{2}$$

と、それぞれ 90° に極めて近い角度であって、そのままでは級数展開が厳しい。そこで、arctan ではなく、arccot 関数を利用する。

$$\tan^{-1}\frac{1}{x} = \cot^{-1}x$$

の関係があり、その級数展開式は、

$$\cot^{-1}x = \frac{\pi}{2}-\sum_{\mathrm{n}=1}^{\infty}(-1)^{n-1}\frac{x^{2n-1}}{2^{n-1}} = \frac{\pi}{2}-\left\{x-\frac{x^3}{3}+\frac{x^5}{5}-\frac{x^7}{7}+\cdots\right\}$$

である。

ここで、

$$p = \frac{R}{\omega L} \quad , \quad q = \frac{G}{\omega C}$$

と表記を簡略化しておくと、

$$\tan^{-1}\frac{\omega L}{R} = \tan^{-1}\frac{1}{p} = \cot^{-1}p$$

$$\tan^{-1}\frac{\omega C}{G} = \tan^{-1}\frac{1}{q} = \cot^{-1}q$$

$$\phi = \frac{1}{2}(\cot^{-1}p-\cot^{-1}q)$$

と、各項を展開しやすい形式に書き換えることが出来る。

$$\cot^{-1} p = \frac{\pi}{2} - \left\{ p - \frac{p^3}{3} + \frac{p^5}{5} - \frac{p^7}{7} + \cdots \right\}$$

$$\cot^{-1} q = \frac{\pi}{2} - \left\{ q - \frac{q^3}{3} + \frac{q^5}{5} - \frac{q^7}{7} + \cdots \right\}$$

このべき級数のうち、p^3,q^3 の項までをとることにすると、

$$\phi_{RF} \cong \frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{2} - p + \frac{1}{2}p^3 - \frac{\pi}{2} + q - \frac{q^3}{3} \right)$$

$$= \frac{1}{2}\left((q-p) - \frac{1}{3}(q^3 - p^3) \right)$$

$$= \frac{1}{2}(q-p)\left[1 - -\frac{1}{3}\left(\frac{q^3 - p^3}{q-p} \right) \right]$$

$$= \frac{1}{2}(q-p)\left[1 - \frac{1}{3}(p^2 + pq + q^2) \right]$$

最後に p,q を１次定数に戻して、

$$\phi_{RF} = \frac{1}{2}\left(\frac{G}{\omega C} - \frac{R}{\omega L} \right)\left\{ 1 - \frac{1}{3}\left[\left(\frac{R}{\omega L} \right)^2 + \left(\frac{R}{\omega L} \right)\left(\frac{G}{\omega C} \right) + \left(\frac{G}{\omega C} \right)^2 \right] \right\}$$

以上で高周波における近似式が求められた。

以下に各2次定数を再掲する。

$$\alpha_{RF} = \left(\frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2}\sqrt{\frac{L}{C}} \right)\left(1 - \frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right)^2 \right)$$

$$\beta_{RF} = \omega\sqrt{LC}\left[1 + \frac{1}{8}\left(\frac{R}{\omega L} - \frac{G}{\omega C} \right)^2 \right]$$

$$|Z_0|_{RF} = \sqrt{\frac{\mathrm{L}}{\mathrm{C}}}\left(1 + \frac{1}{4}\left[\left(\frac{R}{\omega L} \right)^2 - \left(\frac{G}{\omega C} \right)^2 \right] \right)$$

$$\phi_{RF} = \frac{1}{2}\left(\frac{G}{\omega C} - \frac{R}{\omega L} \right)\left\{ 1 - \frac{1}{3}\left[\left(\frac{R}{\omega L} \right)^2 + \left(\frac{R}{\omega L} \right)\left(\frac{G}{\omega C} \right) + \left(\frac{G}{\omega C} \right)^2 \right] \right\}$$

B-3 無歪み条件の導出

メタリック伝送路の無歪み条件の導出方法は幾つかあるが、ここでは簡易なものを示してみる。

無歪み伝送の数学的条件から、振幅特性が周波数に無関係である条件を適用すると、DC から高周波に至るまで減衰定数 α が一定でなくてはならない。

DC での減衰定数 α は

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$
$$= \sqrt{RG}$$

と簡単に計算できるが、あらゆる周波数において $\alpha = \sqrt{RG}$ にならなくてはいけないことになる。

一方、α の厳密式は

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG)\right)}$$

であるので、これがと等しいと置くことで導出ができる。

$$\sqrt{RG} = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG)\right)}$$

両辺を二乗して平方根を外す。

$$RG = \frac{1}{2}\left(\sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG)\right)$$

1/2 の係数を整理する。

$$2RG = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)} - (\omega^2 LC - RG)$$

さらに二乗して整理をすすめる。

$$RG + \omega^2 LC = \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}$$
$$(RG + \omega^2 LC)^2 = (R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)$$
$$= \omega^4 L^2 C^2 + \omega^2(R^2 C^2 + L^2 G^2) + R^2 G^2$$

$$R^2 G^2 + 2\omega^2 RGLC + \omega^4 L^2 C^2 = \omega^4 L^2 C^2 + \omega^2(R^2 C^2 + L^2 G^2) + R^2 G^2$$

から、

$$2\omega^2 RGLC = \omega^2(R^2 C^2 + L^2 G^2)$$
$$2RGLC = R^2 C^2 + L^2 G^2$$
$$R^2 C^2 + L^2 G^2 - 2RGLC = 0$$
$$(RC + LG)^2 = 0$$
$$RC + LG = 0$$

よって、最終的に

$$RC = LG$$

の無歪条件が求められた。