

第五章

伝送線路 応用

仮公開

5-1 伝送線路の種類による違い

伝送線路と一口にいても、その種類はいろいろあります。とりわけ、図4-1に示した伝送線路以外にもいくつか種類は存在します。しかし、形はどうかあれ伝送線路と呼ばれるからには少ない損失でエネルギーを負荷に送ることに変わりはありません。ただ、どの線路にも一長一短がありますから、使われる場所や周波数に応じて最も適した線路が使われるのです。

数ある伝送線路のうち、それぞれの線路が持つ固有の特長として、損失の大きさ、構造、電磁界分布があります。そこで、まず予備知識として、損失としてどのようなものがあるのか、また線路上の電磁界分布としてどのようなものがあるのか、ということ調べてみましょう。

5-2 伝送線路での損失

伝送線路での損失としては大きく、導体損、放射損、誘電体損の3つが上げられます。それぞれどのような損失であるのかを分けて説明しましょう。

1) 導体損

導体損は四章のところで述べた線路の持つ抵抗分により発生する損失です。具合の悪いことに、高周波になると電流は導体表面に集中するようになり、導体中心部において電流は流れなくなるという現象が発生します。これを表皮効果といい、周波数が高くなるほど電流が表面に集中するようになります。導体の抵抗は、電流の流れる部分の断面積に逆比例

しますから、表皮効果により周波数が高くなるほど導体損が増加することになります。

2) 放射損

伝送線路の中は電磁波が伝搬していると考えられました。電磁波は空間を伝搬することもできますから、伝送線路内に電磁波を閉じ込めておかないと線路からエネルギーの一部が飛び出してしまうことになります。この飛び出してしまったエネルギーは負荷へと伝送されませんから、損失となります。このように伝送線路からの不要放射により発生する損失を放射損といいます。

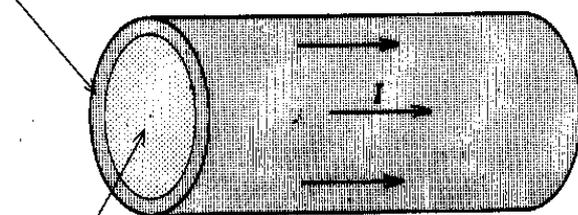
3) 誘電体損

伝送線路の構造は空気中に導体がむき出しというもの以外に、誘電体で導体を覆ったものもあります。この誘電体によっても損失が起ってしまい、この損失を誘電体損といいます。

伝送線路の損失はdBで表されます。また、線路の長さが長いほど損失は大きくなりますから、ある長さでの損失をdBで表すようにします。例えば100mの長さで6dBの損失があれば、その線路の損失は6dB/mと表されます。線路の長さとの損失は比例関係に近いのですが、完全に比例関係にはならないようです。例えば1mで0.1dBの損失を持つからといって1kmで100dBの損失にはならないのです。ですが、このような極端な長さにおける損失の換算ではなく、100m当たりの損失がわかっている、200mの損失を知りたいときなどは比例関係で近似させてしまいます。

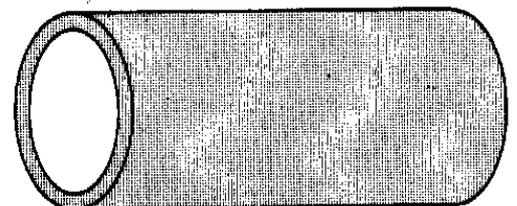
では、減衰量が通過電力にどの程度影響するか

電磁波に接した導体表面部に電流が集中する。



導体中心部に電流が流れなくなる。

断面積が小さくなるので、導体損が増加する。



中空パイプ

=
同じ

図5-1 表皮効果

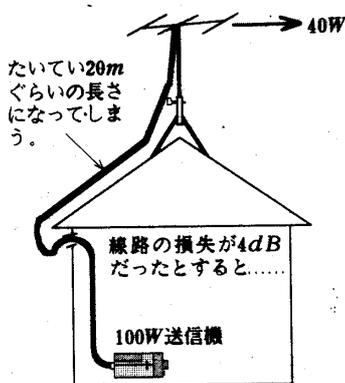


図5-2 同軸線路の損失

減衰量[dB]	通過電力	減衰量[dB]	通過電力
0	100%	2.2	60.3%
0.2	95.5%	2.4	57.5%
0.4	89.1%	2.6	55.0%
0.6	87.1%	2.8	52.5%
0.8	83.2%	3.0	50.1%
1.0	79.4%	3.2	47.9%
1.2	75.9%	3.4	45.7%
1.4	72.4%	3.6	43.7%
1.6	69.2%	3.8	41.7%
1.8	66.1%	4.0	39.8%
2.0	63.1%	5.0	31.6%

表5-1 減衰量と通過電力

を表5-1に示します。例えば屋根の上から部屋の中まで線路を引っ張ってくるのに20m要したとします。この線路の損失が20dB/100mだとすると、20mでおよそ4dBの減衰になりますから、通過電力はおよそ40%、残り60%は損失となります。つまり送信機から100Wの出力を出してもアンテナより放射される電力は半分以下の40Wになってしまうのです。これから各線路に対し、特長のところで損失についても述べますが、その損失を表5-1を見ながら考えていただければその線路の損失がどの程度なのか実感が出てくると思います。

5-3 伝送線路での電磁界

伝送線路上での電磁界を考えると、ちょうど電磁波によって負荷側へエネルギーが伝送されていくという考えができることを四章で述べました。つまり、伝送線路上を電磁波が伝搬していると考えることができるのです。電磁波には三章で説明した平面波(TEM波)の他にいくつか種類が存在し、伝送線路上を伝搬する電磁波はこのどれかとなるので、導波モードという言葉でそれぞれ区別します。例えば伝送線路を伝搬する電磁波がTEM波であるのなら、この線路の導波モードはTEMモードであるということです。では電磁波として平面波以外にどのような電磁波があるのでしょうか。

平面波は進行方向に対し、磁界・電界成分がありませんでした。これに対し、進行方向に電界や磁界成分がある電磁波というものも存在します。進行方向に電界成分や磁界成分のある波とはどのような波なのかを考えるには、金属の管の中を伝搬する電磁波を考えるとわかりやすくなります。図5-3のように金属の管の中に電磁波を伝搬させると、電磁波は管壁で反射を繰り返しながら伝搬していくことになります。電磁波としては管内をジグザグに伝搬しているのですが、エネルギーの流れをみてみれば左から右へと伝搬していることになるのです。ですから、エネルギーの進行方向において電磁界が存在する電磁波というものがここに生まれるわけです。

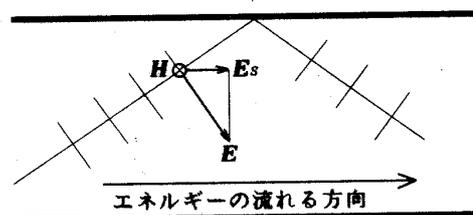


図5-3 進行方向に電磁界が発生する例

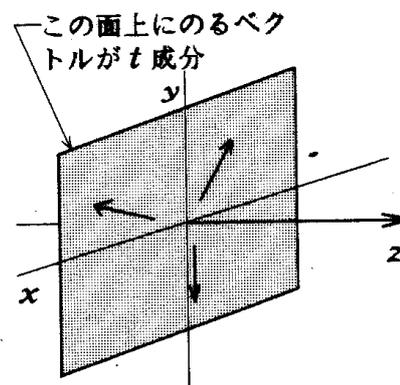


図5-4 t成分とは

進行方向に電界または磁界、もしくは電界と磁界の両方の成分がある波はそれぞれTM波、TE波、混成波と呼び、次のようにまとめることができます。

- 1) TM波 $E_z \neq 0, H_z = 0$ ($E_t \cdot H_t = 0$)
進行方向に電界成分が発生している波
- 2) TE波 $E_z = 0, H_z \neq 0$ ($E_t \cdot H_t = 0$)
進行方向に磁界成分が発生している波
- 3) 混成波 $E_z \neq 0, H_z \neq 0$ ($E_t \cdot H_t \neq 0$)
進行方向に電界・磁界成分が発生している波

ここに t 成分は図5-4のように進行方向と垂直な面

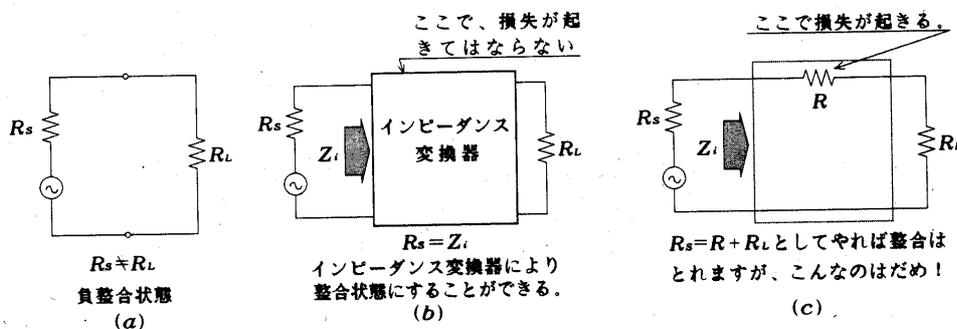


図5-5 インピーダンス変換器

内にある成分をいいます。

5-4 伝送線路の利用先

伝送線路は少ない損失で負荷に電力を送ることを目的として作られたものであることは四章で述べた通りです。ところがそれ以外にも伝送線路には利用方法があり、インピーダンス変換器として使うこともできるのです。インピーダ

図5-5 インピーダンス変換器

ンス変換器はその名の通り見かけ上のインピーダンスをかえるものです。利用先としては、信号源と負荷の間で整合がとれていないとき、図5-5のように間に挿入して信号源から見たインピーダンスが信号源インピーダンスに等しくなるように負荷インピーダンスの値を変換してやるという、整合回路としてなどがあります。インピーダンス変換器はインピーダンス変換のみを行ない、電力を消費してはいけません。つまり、抵抗分があってはいけません。ですから、インピーダンス変換器の中身はコイル、コンデンサのリアクタンス素子のみで構成されます。

図5-6にインピーダンス変換器の例を示します。負荷抵抗は3、そしてインピーダンス変換器内に抵抗がある訳でもないのに、信号源側から見たインピーダンスはちゃんと信号源抵抗の50になっています(Z_i を計算してみてください。50+j2.5程度になります。LやCの値をさらに微調整すれば、虚部のない50きっかりになります)。

これと同じことを伝送線路でも実現できるのです。四章で述べましたが、図5-7のように伝送線路の特性インピーダンスと違った値の負荷が接続されているとき、信号源側から見たインピーダンスは線路の長さにより変化しました。ここで、クランク図を思い出して下さい。 Z_i の変化の仕方は、実部と虚部の両方が変化していました。ですから、長さを調整すれば Z_i の実部を信号源抵抗にある程度近づけることができます。ですが、 Z_i の変化の仕方はクランク図上で円を描いていますから、この円周上に信号源抵抗の値がのっていないと完全に合わせることができません。そこで、送電端側にリアクタンス素子、例えばコンデンサを並列につけてやります。イメージ

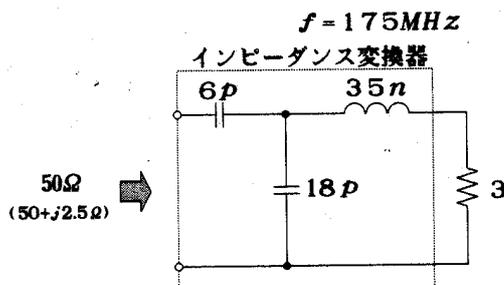


図5-6 インピーダンス変換の例

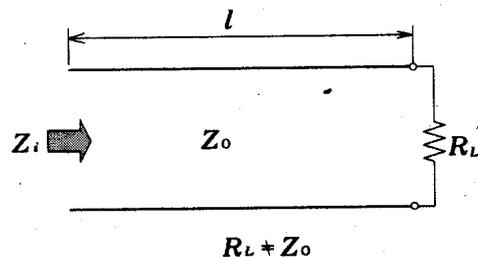


図5-7 線路の長さにより Z_i が変化する

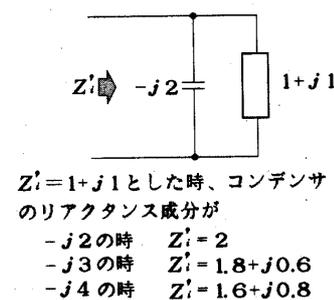
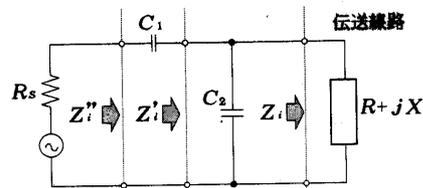


図5-8 コンデンサの役割

としては図5-8のようになります。こうすると、コンデンサの値をかえることにより Z_i' の実部の値も変化することに気付くでしょうか。これで、伝送線路の長さでコンデンサの値をうまく合わせれば Z_i' の実部を信号源抵抗に合わせることが出来ます。しかし、このままではまだ Z_i' においてリアクタンス成分が残っています。そこで、今度は直列にリアクタンス素子、例えば $Im[Z_i']$ が正ならコンデンサを入れることによりリアクタンス成分を打ち消すことができ整合が完了となるのです。

さて、この例ではリアクタンス素子としてコンデンサができました。しかし、わざわざコンデンサを用意しなくても伝送線路の先端を開放もしくは短絡したものは長さによりコンデンサやコイルになってくれますから、図5-10のようにしてもよいのです。このような整合のためのリアクタンス素子の役目をする線路をスタブといいます。この例では直列にコンデンサがひとつ残しておきましたが、インピーダンス変換の回路の作り方によっては完全に伝送線路のみで作りあげることができます。実際にインピーダンス変換器を設計時において、スミスチャートと呼ばれる図を使うと線路の長さやスタブの挿入によってインピーダンスがどのように変化するのが図を通してわかるので大変勉強になりますが、ここでは省略します。スミスチャートについてはマイクロ波や高周波計測関係の本にその原理や使い方がでていますから、興味のある方は是非読んでみてください。

このように、伝送線路には信号伝達以外にも利用することができるのです。



線路の長さで C_2 で Z_i の実部を信号源抵抗になるよう追い込み、 C_1 により虚部を打ち消す。($I_a(Z_i)$ が正の時)

図5-9 インピーダンス変換の原理

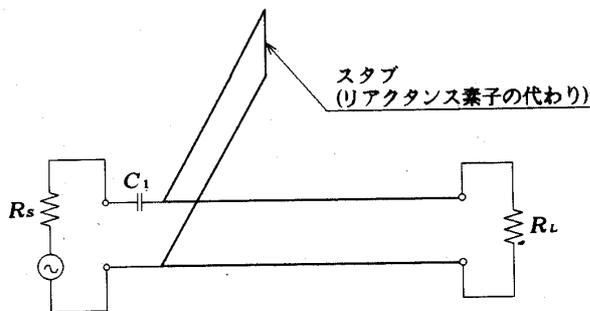


図5-10 スタブ

5-5 平行線路

平行線路は図5-4に示す通り大変簡単な構造をしており、製作が容易である反面、いろいろな欠点もあります。TV受像機とアンテナを結ぶ給電線としてこの線路が用いられていることもありますから、見たことのある人も多いのではないのでしょうか。

この平行線路について、電磁界や導波モード、そして特性インピーダンスなどを調べてみることに致しましょう。

5-5-1 平行線路の電磁界

四章と少し重複しますが、平行線路上の電磁界を図5-5に示します。復習がてら述べますが、図中の電気力線や磁力線などの力線密度が高いほど電界や磁界が強いところです。

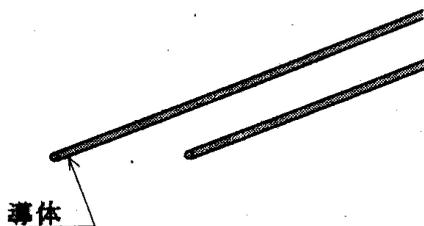
さて、電気力線・磁力線はすべて平行になっていますから、平行線路を伝搬する電磁波はTEM波であるといえます。TEM波といえば自由空間を伝搬する電磁波もTEM波でしたから、この伝送線路は変形され

た自由空間と考えられるのです。

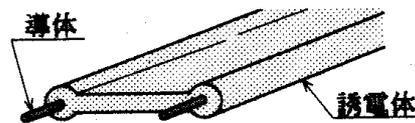
5-5-2 特性インピーダンス

伝送線路をTEM波が伝送していると考えられるのなら、分布定数回路の $R(\Omega/m)$, $L(H/m)$, $C(F/m)$, $G(S/m)$ から特性インピーダンスを求めることができます。また、線路の損失が十分に小さいなら特性インピーダンスは式(2-??)を使って求めることができますから、結局 L と C さえ求めることができれば特性インピーダンスを求めることができます。この L と C ですが、実は C については第一章で、そして L については第二章で既に求めておりますので、これを利用することに致しましょう。まず真空中に平行に張られた二つの導線のインダクタンスと容量の式を持ってきます。式(2-??)より $a < d$ のときの平行線路のインダクタンスは

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} \log_e \frac{d}{a} \quad (5-1)$$



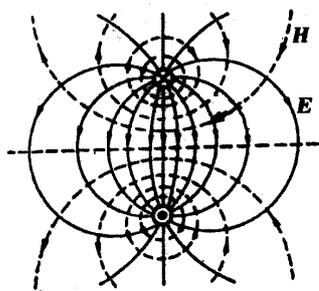
(a)



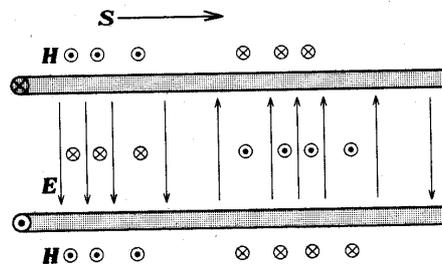
TVでおなじみの平行線路はこちら。誘電体で導体が覆われている。

(b)

図5-11 平行線路



正面図



側面図

図5-12 平衡線路の電磁界

また容量は式(1-77)より

$$C = \frac{\pi\epsilon_0}{\log_e \frac{d}{a}} \quad (5-2)$$

したがって平行線路の特性インピーダンスは

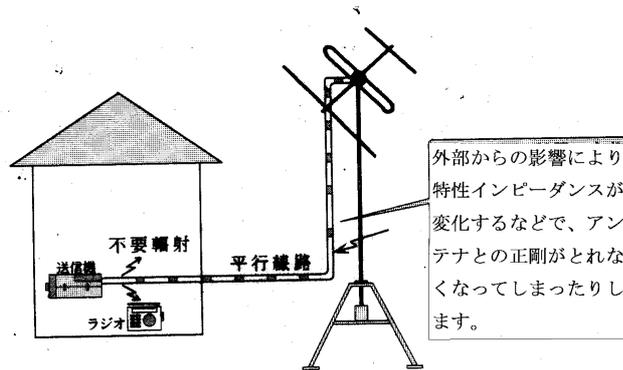
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_0 \log_e \frac{d}{a}}{\pi}}{\frac{\pi\epsilon_0}{\log_e \frac{d}{a}}}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \log_e \frac{d}{a} \approx 120 \log_e \frac{d}{a} [\Omega]$$

(5-3)

となります。

5-5-3 平行線路の特長

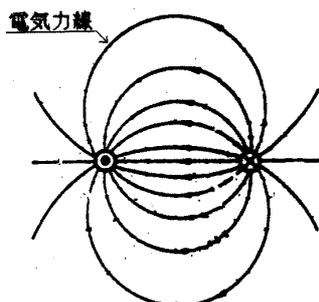
平行線路は、ただ二本の導線を平行においてあるだけという非常に簡単な構造のため、希望する特性インピーダンスを持った伝送線路を製作しやすく、また高周波伝送において導体損失が少ないという長所があります。しかし、線路上を伝搬する電磁波の空間と自由空間とで明確な境界が無く、線路の周辺に電磁界が発生することになり、この線路周辺の電



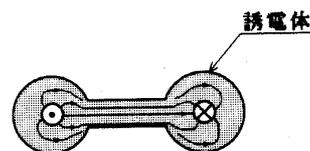
不要輻射により、ラジオなどの電気機器に影響を与えてしまうことがあります。

図5-13 平行線路の欠点

磁界は、そのまま電磁波として自由空間へと飛び出してしまいますので、放射損が大きい線路となります。このように電磁界成分を放射しやすいということは、逆に外部の電磁界の影響を受けやすいということになり、外来雑音をいとも簡単に拾ってしまうこととなります。他にも天候などの影響を受けやすいといった欠点もありせっかくの長所も生きてきません。この欠点を補うため図5-7のように両導体の間に誘電率の高い物質を入れて、この誘電体に電界を集中させることにより、外部への放射を押さえる措置がとられることもあります。もちろんこの時、誘電体のため導線間の容量が大きくなりますから式(5-3)の定数は変わってきます。



誘電体がないときの電界分布



誘電体内に電界が集中するので、不要輻射が抑えられる。

図5-14 平行線路で不要複写を少なくする処置

種類	導体		絶縁体寸法			減衰量 dB/100m		特性インピーダンス
	構成	外形	約(mm)			下記の値以下	標準値(参考)	
			A	B	C			
1型 VHF 受信用フィーダ(200M)	7/0.23	0.69	9.0	1.5	1.0	11.1	8.9	300
2型 VHF 受信用フィーダ(200M)	7/0.26	0.78	9.5	1.5	1.0	9.6	7.7	300
3型 VHF 受信用フィーダ(200M)	7/0.29	0.87	10	2.0	1.0	8.5	6.8	300
4型 VHF 受信用フィーダ(200M)	7/0.32	0.96	10	2.0	1.0	7.6	6.1	300
1型 UHF 受信用フィーダ(700M)	7/0.29	0.87	9.0	5.5	3.6	23.8	19.0	200
2型 UHF 受信用フィーダ(200M)	7/0.32	0.96	10	6.0	3.8	22.5	18	200

仮公開

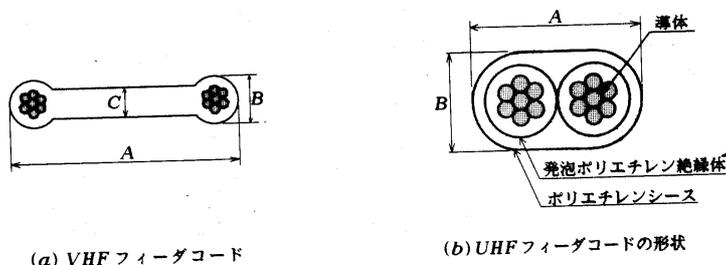


図5-15 平行フィーダコードの形状

この伝送線路を用いて信号を伝送させたとき、どのくらいの減衰量となるのかをTVフィーダを例に表5-2にのせます。雨天時には、この表の減衰量が数倍に増えたりして、外部からの影響を大変受けやすい線路です。この線路は不要輻射と外部からの影響の受けやすさなどから、送信機とアンテナを結ぶ給電線としてはほとんど使われていません。

なお、平行線路は二本の導線の電圧・電流が対称に分布をして動作します。

このように動作する線路を平衡形線路といいます。そして、この平衡動作に対するものとして不平行動作というものがあり、後で述べる同軸線路などがこれにあたります。平衡・不平衡の各動作については、同軸線路のところですべて述べます。

5-6 導波管

導線に電流を流すことにより負荷にエネルギーを伝送させる方法では、表皮効果の影響があるので高周波の伝送には不利です。そこで、導線に電流を流すことをやめて、電磁波としてエネルギーを伝送してやれば、導体損の影響がなくなってくれます。もちろん電磁波として伝送させるためには電気エネルギーを電磁波にかえるためにアンテナをつなげなければなりませんし、負荷で電気エネルギーを取り出すためには電磁波を電気エネルギーに変換するようアンテナをつけなければいけないという手間があります。ですが周波数が数十GHzにもなると導体損は非常に大きくなってしまいますので、変換の手間はあるけれど電磁波の形の方がだんぜん有利になるのです。

電磁波は電流のように導線を通る訳でもなく空气中を伝搬できるので、送電端側で電気エネルギー

から変換された電磁波は四方八方へと飛んでいってしまいます。ですから負荷へと届かず全く別な方向へと飛んでいってしまった電磁波のエネルギーは損失となってしまいます。そこで送電端にて放射された電磁波エネルギー全てを負荷へと送り込むために金属の管を使います。これが導波管です。

導波管には管の断面の形によりいくつか種類があります。代表的なものとしては図5-17に示すような矩形導波管や円形導波管があります。ここでは断面が矩形である矩形導波管を中心に話しを進めていく

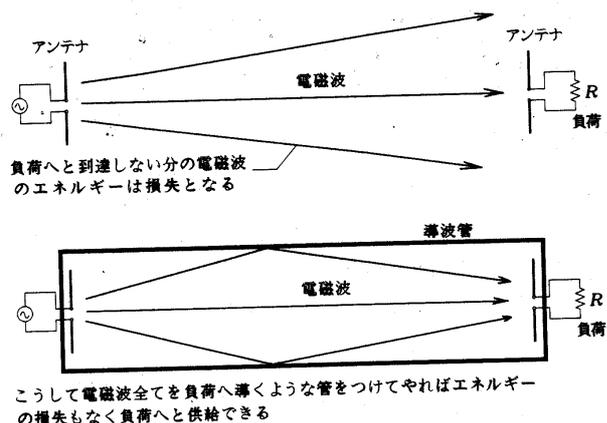


図5-16 導波管

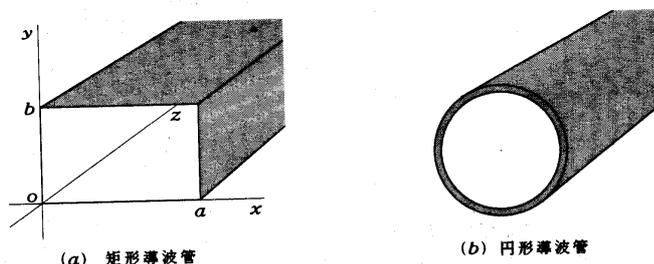


図5-17 導波管の形の代表的な物

ことにします。

5-7 導波管内の電磁界

導波管内を伝搬する電磁波は、TEM波ではなくTE波やTM波になります。このことは、5-3にてTE波、TM波の説明をするときに金属管内を伝搬する電磁波を用いたことから容易に想像がつくと思います。ですから、導波管内の電磁界を考えるまえに、導波管内を伝搬する電磁波はTE波なのか、それともTM波なのかをはっきりさせておく必要があります。

導波管内を伝搬する電磁波のモード(TE波かTM波)は、導波管への電磁波の送り込み方にかかっています。つまり、導波管の使用者がTM波を使いたいといえばTM波が伝搬するように電磁波を送り込み、TE波を使いたければTE波が伝搬するように送り込んでやればよいということです。送り込み方について詳しくは後ほど述べますが、ここでは導波モードに応じた励振方法があって、その方法を使えば自分の好きなモードが使えるんだということを軽く頭にとどめておいて下さい。

こうして、方法はどうあれ導波モードは使用者が自由に選べるんだということがわかりました。では、TE波、TM波どちらを使えばいいのでしょうか。このことについての回答はもう少しお待ちください。どうしてかという、TE波やTM波はさらに細かく分けることができ、それぞれを特長を持っているので、そのあたりまで知らないと判断がつかないからです。ですから、まずTE波やTM波がさらに細かく分けられるということはどういうことなのか、そしてそれぞれの違いはなんなのかを一通り見ておく必要があります。

TE波やTM波の中においてもさらに種類分けができるとはどういうことかという、例えばTE波なら同じTE波の部類であっても電磁界分布は何通りかあるということです。ですから、それぞれを区別するためにTE₀₁とかTE₁₁などと添え字をつけます。もちろんこれらの電磁波がどのような電磁界分布をもつのかは、電磁波の励振方法によって決まります。

このように導波管を伝搬する電磁波の電磁界分布は数多くあり、この電磁界分布のことを姿態(mode:モード)といいます。つまり、例としてTE₁₁を使ってみるとTE₁₁の電磁界分布 = TE₁₁の姿態ということです。では、導波管を伝搬する電磁波の姿態としてどのようなものがあるのかを見ていくことにしましょう。

導波管内部の電磁界を調べるのには、まずマックスウェルの方程式からTE波・TM波の波動方程式を導くことから始まります。電磁波がz方向に伝搬しているとすると、TE波はE_z = 0、TM波はH_z = 0、また金属板に対し電気力線は必ず垂直に、磁力線は必ず平行になりますから、マックスウェルの方程式に以上の条件をおいてTE波・TM波における波動方

仮公開

程式を求めてやります。ここで、この条件のもとマックスウェルの方程式を変形していくと、TE波はH_zさえ求めれば、そしてTM波はE_zさえ求めてやれば他の界をすべてそれを用いて表すことができるという結果が得られます。しかるに、TE波についてはH_zの、TM波についてはE_zの波動方程式をそれぞれ求めて、導波管という境界条件のもとこの波動方程式を解けば、導波管内進行方向の電磁界を求めることができるのです。そして、あとは他の界成分を進行方向の電磁界分布をもとに求めてやれば、導波管内の電磁界分布が求めることができるというわけです。では実際に矩形導波管を使ってざっとやってみることにします。ざっとやるので式の導きなどは省略します。

TE波・TM波それぞれの進行方向の電磁界成分の波動方程式をマックスウェルの方程式から導きます。次に導波管が図5-17(a)のような寸法であるとして、境界条件を立てます。すると表5-3のようにまとめられます。次にこの境界条件を満たすような波動方程式の解を求めてやります。このような、ある境界条件を満たすような解を求める問題を固有値問題といえます。固有値問題と言えば、固有関数やら固有値という言葉がでてくる問題で、何となく代数幾何の世界へと入ってきたような感じを受けます。表5-3の波動方程式を同表の境界条件のもとで解こうとしても、kという定数がありますから、この定数の

表5-3

	TE波	TM波
波動方程式	$\nabla_t^2 H_z + k_t^2 H_z = 0$	$\nabla_t^2 E_z + k_t^2 E_z = 0$
条件	$\frac{\partial H_z}{\partial y} \Big _{x=0,a} = 0$ $\frac{\partial H_z}{\partial x} \Big _{y=0,a} = 0$	$E_z = 0$ ($x=0,a$ $y=0,b$)

tはx-y平面の成分を指します。

$$\nabla_t^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \text{ です }$$

取り方によって解が変わってきます。このkが固有値で、ある固有値を定めればそれに対応した解、つまりその固有値によって与えられた固有な関数(=固有関数)が定まり、この固有関数こそが電磁界分布を表している関数なのです。ところでkは周波数成分を含んでいますから、周波数によって電磁界分布が変わってくるということになります。よって、ある固有値を定めてその上で条件を満たす解、すなわち固有関数を求めれば、その固有値における導波管内部の電磁界分布が求まります。

では実際に矩形導波管という条件のもとで固有関数を求めると、

TE波

$$H_z = A \cos \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y$$

TM波

$$E_z = A \sin \frac{m\pi}{a} x \sin \frac{n\pi}{b} y$$

というような式が得られます。突然mとかnというものがでてきましたが、これはつまり、導波管という条件のもとで式を解いたらこの条件を満たす解は複数でてきて、まとめて表すと上式のようにmやnを使って複数の波の式を一つに表すことができた、ということです。例えばm=1, n=1の波も存在しますし、m=1, n=2という波だって存在するといえるのです。これが、TE波やTM波にもいろいろな

矩形導波管において....

- TE_mn TM_mn
- m: 導波管の長辺にそう電界(磁界)の半サイクルごとの変化がいくつか
- n: 短辺にそう分布の数

円形導波管において....

- TE_mn TM_mn
- m: 電気力線が全て直交する平面の数
- n: 電界が0になる円筒の数

図5-19 添え字の意味

a=2bの矩形導波管

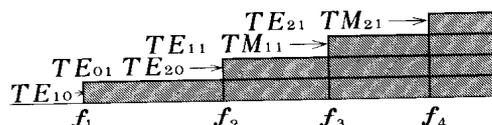


図5-20 周波数による伝送可能なモードの推移

姿態あるんだということを式によって表されたものなのです。ところが、更に詳しく式を見ていくと、固有値kと矩形導波管の寸法の間には

$$k_t^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (5-5)$$

という関係式を導くことができます。この寸法の導波管内に、ある周波数の電磁波を伝搬させるとき、周波数(すなわちk)と寸法は決まっていますから、

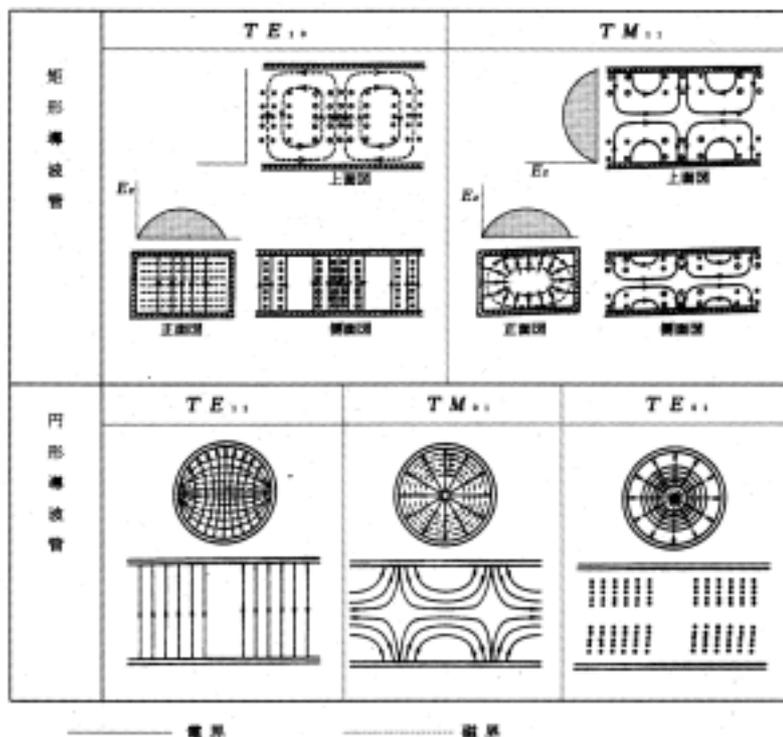


図5-21 矩形導波管 および 円形導波管の各種モードの電磁界

m , n の値は上式の関係を満たした値でなければなりません。ですから導波管の寸法と周波数によっては $m = 1$, $n = 1$ という波は存在しないということができてきます。

さて、ここで少し頭を整理してみましよう。完全導体を管壁とする導波管では TM 波、 TE 波が単独で存在するという性質があります。また、同じ周波数、同じ種類の波 (TM 波なら TM 波、 TE 波なら TE 波ということ) であっても、異なる電磁界分布が存在することがあります。つまり、 TE 波、 TM 波は更に細かく分類できるのです。そこで m や n の値を添え字にして $m = 1$, $n = 0$ の TE 波なら TE_{01} モードといったような表記にして、それぞれを区別します。この添え字をモード次数といい、 m の値が x 方向の定在波の山の数、 n の値が y 方向の定在波の数です。図 5-19 に矩形導波管・円形導波管のモード次数についてまとめておきます。

円形導波管では 0 になる円筒面は少なくともひとつはあります。それは導波管の管壁自身です。ここでは電気力線が起ろうとしても短絡しているので、必然的に電界が 0 となる円筒面がひとつできるので(したがって、円形導波管では $n=0$ の波は存在しません)。

さて、これらのモード全てが導波管を伝搬できるかということそうはいかなく、周波数によって存在できたりできなかつたりするのです(式 5-5 において、 m, n, a, b が決まっている時、この式を満たす k でなければ伝搬できない) 具体的に $a=2b$ の矩形導波管で例を挙げると、低い周波数では TE_{10} モードのみが、そして周波数が高くなってくるといろいろなモードが伝搬できるようになり、この様子を示したものが図 5-20 です。また、この図において f_1 以下の周波数では伝搬できるモードが無いとでておりますが、このように導波管ではある値以下の周波数では電磁波が伝搬できなくなります。この f_1 をこの導波管の遮断周波数といいます。また f_2 や f_4 という周波数を各モードにおける遮断周波数といいます。

導波路において最も低い遮断周波数を持つモードを主要波といい、それ以外のモードを高次モードといいます。図 5-20 から矩形導波管では、使用する周波数が $f_1 < f < f_2$ の範囲であれば TE_{10} モードしか伝送せず、これを単一モード伝送といいます。また $f_2 < f$ となると複数のモードが伝搬可能となり、これを多重モード伝送といいます。信号の伝送には単一モードを利用するのがよく、もし矩形導波管の寸法を $a = 2b$ の関係で作成すると、およそ $a < \lambda < 2a$ という電磁波の範囲がこの単一モードになります。このうち λ が $2a$ に近いと減衰が大きいので、およそ $a < \lambda < 1.5a$ の電磁波を利用します。このことから周波数が非常に高くないと導波管の大きさが実用範囲に入らないため、マイクロ波以上の電磁波の伝送路として用いられます。なお、いままで述べた導波

管は矩形導波管についてでしたが、他にも円形の導波管があり、この円形導波管は他の伝送線路にない特長があります。やはり円形導波管も矩形導波管と同じように、導波モードに単一モード・高次モードが存在しますが、このうち高次モードである TE_{01} は周波数を上げると減衰定数がどこまでも小さくなるという大変面白い特性を持ちます。したがって超高周波の長距離伝送には円形導波管に TE_{01} モードの電磁波でもって伝送させると減衰も少なく有利となります。

最後に矩形導波管・円形導波管における各モードの電磁界をいくつか図 5-12 に示します。どのモードにおいても境界条件はちゃんと満たしていること、逆にいえば境界条件を満たす電磁界分布は無数にあるんだということが実感できればと思います。

5-7-1 導波管の励振方法

導波管内は電磁波が伝搬していますから、何があってもあれアンテナは絶対に必要です。アンテナについては次の章で詳しく述べますが、この先を読むにあたって、何だか理由はわからないけどアンテナから電磁波がでるとということ、アンテナ線のまわりには同心円上の磁界ができるんだということを頭においておいて下さい。

希望するモードの電磁波を励振するためには、そのモードと同じ電磁界を作り出してやればよいのです。とはいえ全く同じ電磁界はちょっと作れませんので、似たような電磁界を作り出してやることになります。矩形導波管で TE_{10} モードを伝送させることを例に取り上げて説明しましょう。 TE_{10} モードは図 5-21 に示すように上から見ると磁力線が渦を巻いています。ですからアンテナを図 5-22 のように導波管に差し込んで励振してやればこれと似た磁界が出来上がり、 TE_{10} モードが発生するのです。しかし、このままですと電磁界は導波管の左右どちらの方向にも伝搬するので、アンテナからおよそ $1/4$ 離れた片側を短絡してやり一方のみ伝搬するようにしてやります。もうひとつの例として TM_{11} の励振方法を図 5-23 にのせます。

5-7-2 導波管の特長

導波管はマイクロ波以上の伝送には減衰の少なから適しているのですが、形状的に使用する電磁波の波長程度の大きさになり、金属パイプということから重さもあるので、回路の中での利用は後述するマイクロストリップ線路に取って代われ、いまではアンテナと送受信器を結ぶ給電線(管?)としてのみ利用されるのがほとんどです。

実際に導波管の減衰がどの程度なのかを見てみることにしましょう。ここでは JIS-C-6603 により規格されている導波管を例にあげます。この規格は表 5-4 に示すように、導波管の寸法と推奨周波数が取り

決められております。それぞれの導波管を推奨する周波数で用いた場合、どのくらいの減衰があるのかを図5-24に示します。平行線路では700MHzで20dB/100mもの減衰があり、周波数がさらに高くなれば損失もさらに増加します。ところが導波管では、10GHzという高い周波数でもWRJ-10を用いた場合、単純に考えると10dB/100m程度となります。導波管がいかに減衰の少ない線路であるかわかるかと思ひます。

次に各モードごとの減衰量の違いを見てみましょう。図5-25に円形導波管及び矩形導波管における各モードごとの減衰量の例を示します。各モードにより減衰量は違っており、特に円形導波管のTE01モードは周波数が高くなると減衰量が下がるという面白い特性を持っています。ですから非常に高い周波数の伝送を行なうには、このモードを使うと減衰の点で大変有利になります。

以上をまとめると導波管はGHz帯以上の周波数の伝送において実現できる減衰量の少ない伝送路となります。ただし、金属管ですから自由に曲げることもできず、大きさも使用する波長程度と大きく重くなるが欠点です。ですから、本当に高い周波数の伝送にしか使えません。導波管は、たいてい導波モードとして主モードを使います。そして、図5-24から高い周波数を扱うときに、その周波数により推奨される導波管よりも大きいサイズのものをを用いると簡単に減衰量を減らすことができます。ですが、このとき高次モードの伝送も可能となりますから注意が必要となります。なお、超高周波を伝送させるには図5-25より円形導波管のTE01モードが有利となります。

5-8 同軸線路

同軸線路は金属パイプの中の中心に導線を通したような構造をしております。導波管と似た感じもしますが、導線に電流を流して負荷にエネルギーを送るため、動作としては平行線路よりになります。平行線路の一方の導線を、もう一方の導線で覆ってしまつたものと考えてもよいでしょう。このとき、金属管となつた方の導体を外部導体、金属管に包まれた導線を中心導体と呼びます。外部導体が金属管になっていると、導波管と同様、自由に曲げたりすることができません。ですから外部導体を網線に、外部導体と中心導体の間に損失の少ない誘電体を充填した構造にして、曲げることができるようにしたものもあります。むしろこちらの方が、テレビとアンテナをつなぐ同軸線路としてなじみあるものかと思ひます。ではこの同軸線路についての電磁界や特性インピーダンスを求めてみましょう。

5-8-1 同軸線路の電磁界

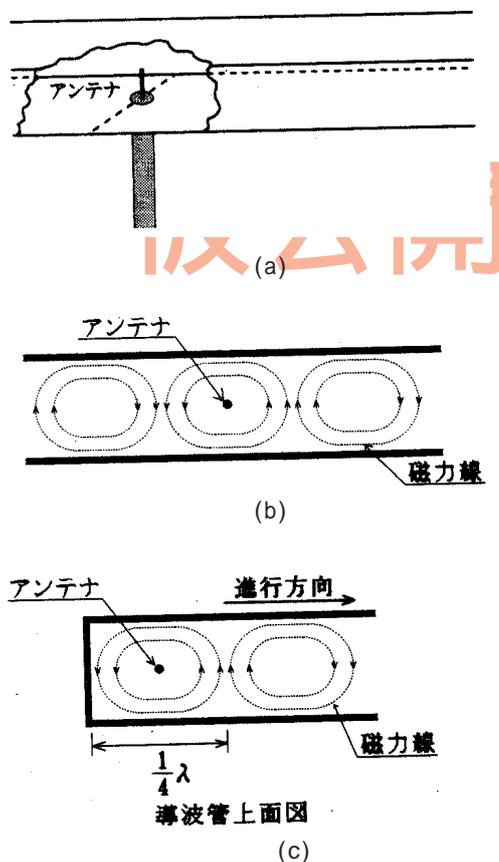


図5-22 TE01の励振方法

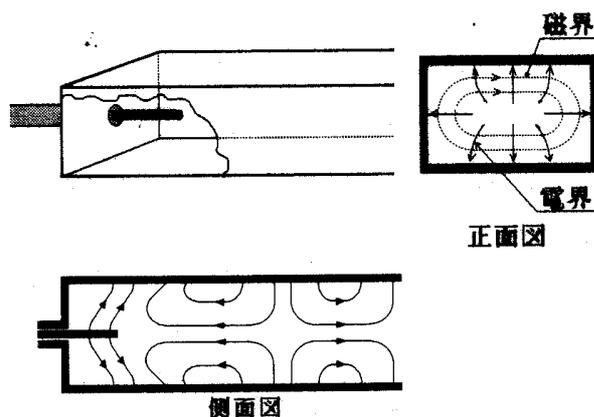


図5-23 TM11の励振方法

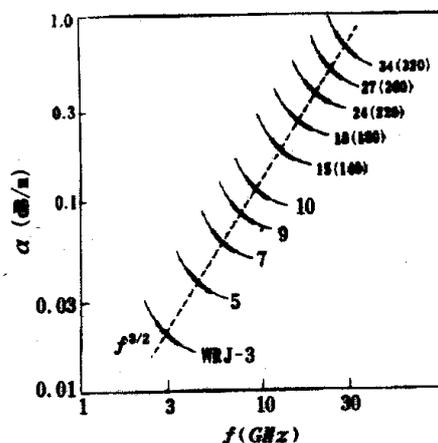
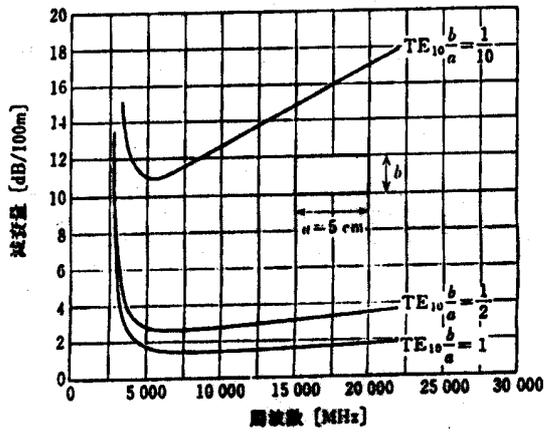
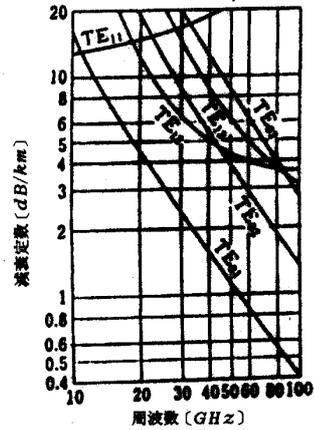


図5-24 導波管における減衰



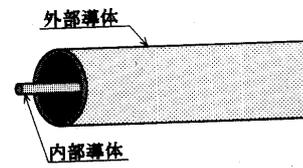
(a) 矩形導波管



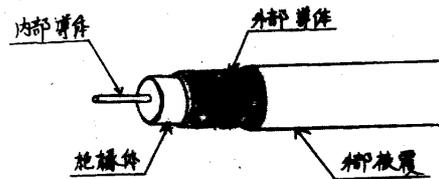
(b) 円形導波管

図5-25 導波管の減衰定数

同軸線路を伝搬する電磁波は平行線路と同じく TEM モードになります。したがって電界と磁界は進行方向に垂直で図5-27のような電磁界分布となります。ところが周波数を上げていくと TEM 波以外にも TE 波や TM 波、すなわち高次モードでの伝搬ができるようになります。とはいえ、このような高次モードは特に利点がないので、基本モードの範囲内で使うようにします。どのくらいの周波数で高次モードの伝搬可能となるのか、いわゆる基本モードにおける上限周波数は同軸線路の寸法によって変わってきて、同軸線路の径が大きければ大きいほど低い周波数で高次モードの伝搬が可能となります。実際にどのくらいの周波数になるかといいますと、直径 10mm、特性インピーダンス 50 の同軸線路の場合、およそ 13.6GHz 以上で高次モードの伝搬が可能となります。参考として高次モードを避けるためには、



(a) 同軸管とも言う



(b) TVでおなじみ同軸ケーブル

図5-26 同軸線路

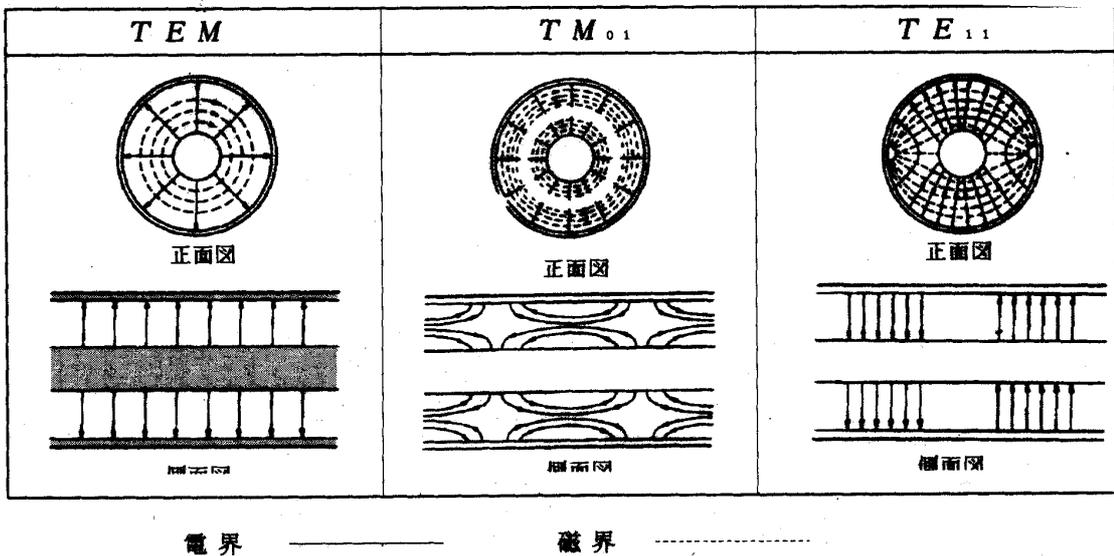
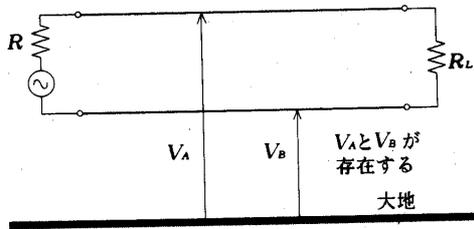
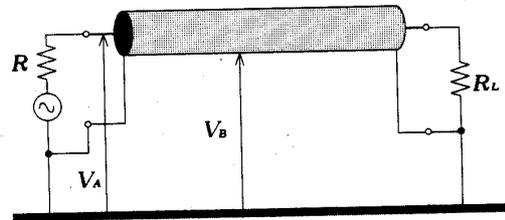


図5-27 同軸線路の各種モードの電磁界



(a)平衡線路の動作



(b)同軸線路の動作

図5-28 平衡線路と不平衡線路

表5-5 ポリエチレン充実絶縁同軸ケーブルの構造および特性(75 系)

名称	特性				内部導体 外形 mm	構造					
	減衰量標準値 dB/km					PE絶縁体 外形 mm	外部導体 構成	外部被服 外形 mm	厚さ mm	材質	仕上り 外形 mm
	1MHz	10MHz	30MHz	200MHz							
1.5C-2V	27	82	143	300	0.2	1.6	軟導線 一重編組	2.9	0.4	PVC	2.9
3C-2V	12	40	70	195	0.5	3.1		5.8	1		5.8
5C-2V	7.6	25	47	125	0.8	5		7.5	0.9		7.5
10C-2V	4.8	16	29	80	*7/0.5	9.6		13.4	1.4		13.4
20C-2V	2.2	7.4	14	38	2.9	18.8		23.9	1.9		23.9

* 内部導体外形においてA/Bは、直径Bの導線をA本より線にした物

表5-6 ポリエチレン充実絶縁同軸ケーブルの構造および特性(50 系)

名称	特性				内部導体 外形 mm	構造					
	減衰量標準値 dB/km					PE絶縁体 外形 mm	外部導体 構成	外部被服 外形 mm	厚さ mm	材質	仕上り 外形 mm
	1MHz	10MHz	30MHz	200MHz							
1.5D-2V	27	85	155	390	0.2	1.6	軟導線 一重編組	2.9	0.4	PVC	2.9
3D-2V	13	44	77	220	0.5	3.1		5.8	1		5.8
5D-2V	7.3	26	46	125	0.8	5		7.5	0.9		7.5
10D-2V	3.6	14	24	65	*7/0.5	9.6		13.4	1.4		13.4
20D-2V	1.9	6.6	13	41	2.9	18.8		23.9	1.9		23.9

* 内部導体外形においてA/Bは、直径Bの導線をA本より線にした物

3 C - 2 V

50 の線路を使用した場合、使用周波数を f [GHz]、直径を D [mm] として

$$D < \frac{136}{f} \quad (5-6)$$

を満足しなければなりません。

5-8-2 同軸線路の特性インピーダンス

同軸線路も基本の導波モードがTEM波ですから平行線路と同じ手法で特性インピーダンスを求めることができます。同軸線路の単位長あたりのLやCもやはり第一章と第二章で求めておきまして、これを利用しましょう。真空中におかれた同心円筒状に配置された導線に電流を流したときの自己インダクタンスと静電容量はそれぞれ式(1-80)と式(2-??)とから

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \log_e \frac{b}{a} \quad (5-7)$$

外部導体の概略内径
特性インピーダンス
C:75 D:50

絶縁方式

2:PE充実絶縁型

外部導体及び外部被覆構成

V:一重外部導体編組+PVC被覆

図5-29 名称の意味

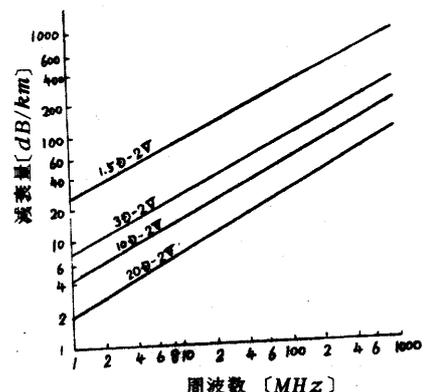


図5-30 同軸線路の減衰定数

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\log_e \frac{b}{a}} \quad (5-8)$$

ですから、特性インピーダンスは

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\frac{\mu_0 \log_e \frac{b}{a}}{2\pi}}{\frac{2\pi\epsilon_0}{\log_e \frac{b}{a}}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \log_e \frac{b}{a} \approx 60 \log_e \frac{b}{a} [\Omega]$$

(5-9)

となります。

5-8-3 同軸線路の特長

同軸線路は平行線路と同じように直流からの伝送が可能ですが、しかし、平行線路と同軸線路は同じように二つの導体から構成されて入るものの、その動作は異なり、そこに特長が現れてきます。大地を基準とすれば、平行線路は二つの導体どちらも大地に対し電位を持つような動作させます。これに対し同軸線路は、片側の導体が常に大地と同電位(すなわち0V)となるような動作をさせるのです。平行線路のような動作を平衡動作、同軸線路のような動作を不平衡動作といい、それぞれの動作について詳しくは七章の後の方で説明します。その部分だけ軽く先読みしておいてもいいかもしれません。

ここで、同軸線路は常に片方の導体が接地電位であり、その導体でもう一方の導体をくるんでしまっていることに注目して下さい。このおかげで電磁界を外部導体の中に閉じ込めておけますから、放射損が無く、外来雑音に強いですし、また周囲環境からの影響にも強く、平衡線路のように雨が降ったからといって特性インピーダンスや減衰量が大きく変化してしまうということはありません。

同軸線路の短所は損失の多さにあります。TVとアンテナを結ぶ最も一般的な直径4mmほどの3C-2Vと呼ばれる同軸ケーブルは200MHzで20dB/100mほどの損失を持ちます。平衡線路の4形VHF平行フィード並みの損失に抑えるには直径13mmほどの10C-2Vという同軸ケーブルを用いなければなりません。平行フィードでは10×2mmの薄っぺらい形だったのに対し、直径13mmのケーブルは相当な大きさになり、また重さも重く、ケーブルを曲げるにも少し力を入れないと曲げられないほどです。

同軸ケーブルには、内部導体と外部導体の間に充填する誘電体の種類や外部導体の構造から大変多くの種類が作られております。表5-5、表5-6に代表的な同軸線路についての構造を示します。

5-9 マイクロストリップ線路

マイクロストリップ線路はあまりお目にかかることの無い線路ですが、それは平行線路や同軸線路と違って、この線路の特長が生きる最適の使用場所があまり目の触れることの無い場所だからであって、実際には大変多く利用されている線路です。構造は図5-31のようにストリップコンダクタとグランドプレーン、そしてそれらを支える誘電体からできております。

5-9-1 マイクロストリップ線路の電磁界

この線路の構造から、電気力線の一部は空気中と誘電体の境界を通過することになり、電磁界は大変複雑なものとなります。この線路を伝搬する電磁界を厳密に見ると、伝搬方向にも電磁界成分が発生しており、TEM波とは違った電磁波が伝搬しております。しかし、伝搬方向の成分は大変小さいので、この成分を無視してTEM波で近似してもさほど問題になりません。

5-9-2 マイクロストリップ線路の特性インピーダンス

伝送線路上をTEM波が伝送しているとするのなら、平行線路や同軸線路と同じように単位長あたり

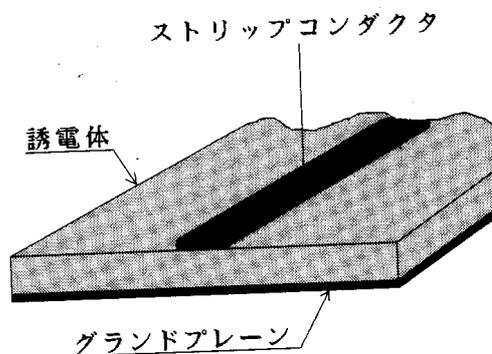


図5-31 マイクロストリップライン

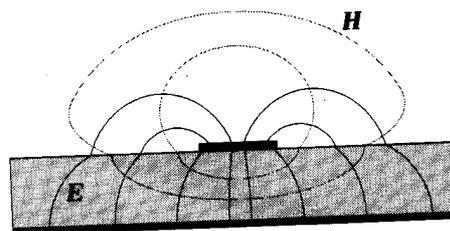


図5-32 マイクロストリップラインの電磁界

のLやCを求めてやれば特性インピーダンスを求めることができます。ところがマイクロストリップ線路は導波モードがTEMモードでないため、そう一筋縄にはいきません。そこで、ここでは結果のみを示すとします。

マイクロストリップ線路の電磁界については色々解析されており、特性インピーダンスを表す式もいくつか存在します。ここでは

$$Z_0 = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W} \frac{1}{1 + 1.735\epsilon_r^{-0.0724}(W/h)^{-0.836}} \quad (5-10)$$

という式を挙げてみます。この式においてWはストリップコンダクタの幅、hはストリップコンダクタとグランドプレーンとの距離、そしてrは誘電体の誘電率です。この式はストリップコンダクタの厚さtを考えに入れていない式で、もし考慮するのなら、

$$W_{err} = W + \frac{t}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} + 1 \right) \quad (5-11)$$

と、式(5-10)においてWをW_{eff}に置き換えてやります。

5-9-3 マイクロストリップ線路の特長

マイクロストリップ線路の絶縁体としてプリント基板を用いれば、プリント基板を作成する要領で伝送線路を作ることができます。特に、プリント基板上にプリントパターンよろしく線路を作ることができますから、電子回路との混在が可能となるのです。それゆえマイクロストリップ線路はインピーダンス変換器として多く利用されます。図5-33にマイクロストリップ線路の利用例を示します。

マイクロストリップ線路は、同軸線路を変形させて平べったくしたものと考えることができます。ですから、同じ幅の同軸線路とマイクロストリップ線路なら、マイクロストリップ線路の方が導体表面積が狭くなった分損失が増加することになります。

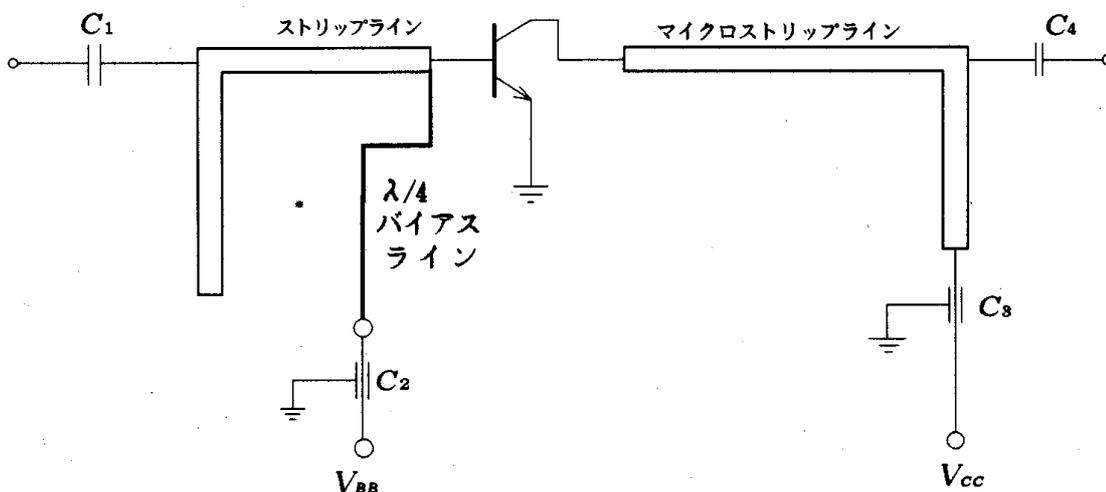


図5-33 マイクロストリップラインの応用例 高周波増幅回路