

FB402

第一級陸上無線技術士「無線工学 B」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A-1 次の記述は、電界  $\boldsymbol{E}$  [V/m] と磁界  $\boldsymbol{H}$  [A/m] に関するマクスウェルの方程式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、媒質は均質、等方性、線形、非分散性とし、誘電率を  $\epsilon$  [F/m]、透磁率を  $\mu$  [H/m]、導電率を  $\sigma$  [S/m]、印加電流を  $J_0$  [A/m<sup>2</sup>] 及び時間を  $t$  [s] とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1)  $\boldsymbol{E}$  と  $\boldsymbol{H}$  に関するマクスウェルの方程式は、次式で表される。

□ A  $\boldsymbol{H} = J_0 + \sigma \boldsymbol{E} + \epsilon \frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}$  . . . . . ①

□ A  $\boldsymbol{E} = -\mu \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}$  . . . . . ②

(2) 式①は、拡張された □ B の法則と呼ばれ、この右辺は、第 1 項の印加電流、第 2 項の導電流及び □ C と呼ばれている第 3 項からなる。第 3 項は、□ C が印加電流及び導電流と同様に磁界を発生することを表している。

(3) 式②は、□ D の法則と呼ばれ、磁界が変化すると、電界が発生することを表している。

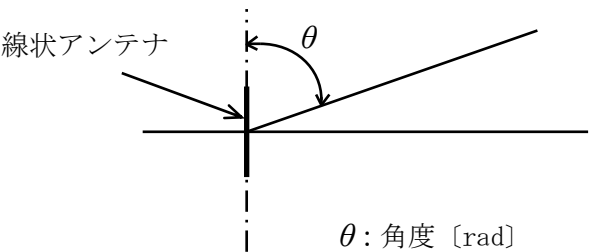
	A	B	C	D
1	$\nabla \cdot$	ファラデー	対流電流	アンペア
2	$\nabla \cdot$	アンペア	変位電流	ファラデー
3	$\nabla \times$	ファラデー	対流電流	アンペア
4	$\nabla \times$	アンペア	変位電流	ファラデー
5	$\nabla \times$	アンペア	対流電流	ファラデー

A-2 次の記述は、図に示すような線状アンテナの指向性について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、電界強度の指向性関数を  $D(\theta)$  とする。

(1) 十分遠方における電界強度の指向性は、 $D(\theta)$  に比例し、距離に □ A 。

(2) 微小ダイポールの  $D(\theta)$  は、□ B と表され、また、半波長ダイポールアンテナの  $D(\theta)$  は、近似的に □ C と表される。

	A	B	C
1	反比例する	$\cos \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$
2	反比例する	$\sin \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$
3	関係しない	$\sin \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$
4	関係しない	$\cos \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$
5	関係しない	$\cos \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$



A-3 実効長 2 [m] の直線状アンテナを周波数 30 [MHz] で用いたとき、このアンテナの放射抵抗の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、微小ダイポールの放射電力  $P$  は、ダイポールの長さを  $l$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] 及び流れる電流を  $I$  [A] とすれば、次式で表されるものとする。

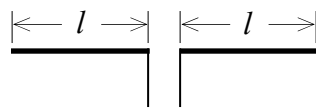
$$P = 80 \left( \frac{\pi I l}{\lambda} \right)^2 \text{ [W]}$$

1	31.6 [Ω]	2	50.2 [Ω]	3	81.4 [Ω]	4	120.8 [Ω]	5	168.7 [Ω]
---	----------	---	----------	---	----------	---	-----------	---	-----------

A-4 次の記述は、アンテナの利得と指向性及び受信電力について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 受信アンテナの利得や指向性は、可逆の定理により、送信アンテナとして用いた場合と同じである。
- 2 自由空間中で送信アンテナに受信アンテナを対向させて電波を受信するときの受信電力は、バビネの定理により求めることができる。
- 3 微小ダイポールの絶対利得は、等方性アンテナの約 1.5 倍であり、約 1.76 [dB] である。
- 4 半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、等方性アンテナの約 1.64 倍であり、約 2.15 [dB] である。
- 5 一般に同じアンテナを複数個並べたアンテナの指向性は、アンテナ単体の指向性に配列指向係数を掛けたものに等しい。

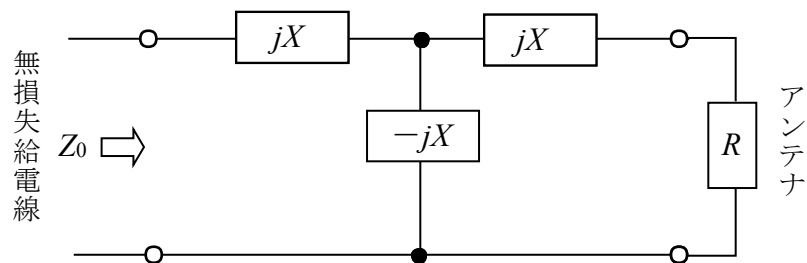
A-5 図に示す半波長ダイポールアンテナを周波数 30 [MHz] で使用するとき、アンテナの入力インピーダンスを純抵抗とするためのアンテナ素子の長さ  $l$  [m] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ素子の直径を 5 [mm] とし、碍子等による浮遊容量は無視するものとする。



- 1 2.42 [m]
- 2 2.83 [m]
- 3 3.63 [m]
- 4 4.84 [m]
- 5 5.36 [m]

A-6 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  が 75 [ $\Omega$ ] の無損失給電線と入力抵抗  $R$  が 147 [ $\Omega$ ] のアンテナを集中定数回路を用いて整合させたとき、リアクタンス  $X$  の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 90 [ $\Omega$ ]
- 2 95 [ $\Omega$ ]
- 3 100 [ $\Omega$ ]
- 4 105 [ $\Omega$ ]
- 5 110 [ $\Omega$ ]



A-7 図に示すように、平行二線式給電線と入力抵抗が  $R$  [ $\Omega$ ] のアンテナとの間に長さが 1/4 波長の給電線を挿入して整合をとるとき、整合用給電線の直径の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、平行二線式給電線の直径を  $d$  [mm]、線間距離を  $D$  [mm] とすると、その特性インピーダンス  $Z_0$  [ $\Omega$ ] は、次式で与えられるものとし、 $d = 1$  [mm]、 $D = 50$  [mm] とする。また、整合用給電線の線間距離を 50 [mm] とし、 $R = 138$  [ $\Omega$ ] とする。

$$Z_0 \cong 276 \log_{10} \frac{2D}{d} [\Omega]$$

- 1 10 [mm]
- 2 15 [mm]
- 3 17 [mm]
- 4 20 [mm]
- 5 23 [mm]



A-8 次の記述は、平面波が有限な導電率の導体中へ浸透する深さを表す表皮厚さ(深さ)について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、平面波はマイクロ波とし、 $e$ を自然対数の底とする。

	A	B	C
(1) 表皮厚さは、導体表面の電磁界強度が □ A □ に減衰するときの導体表面からの距離をいう。	1 $1/e$	厚く	大きく
(2) 表皮厚さが □ B □ なるほど、減衰定数は小さくなる。	2 $1/e$	厚く	小さく
(3) 表皮厚さは、導体の導電率が □ C □ なるほど薄くなる。	3 $1/e$	薄く	小さく
	4 $1/(2e)$	厚く	大きく
	5 $1/(2e)$	薄く	小さく

A-9 次の記述は、同軸線路と導波管の伝送モードについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 同軸線路は、通常、□ A □ モードで用いられ、広帯域で良好な伝送特性を示す。
- (2) 円形導波管の  $TE_{01}$  モードは、周波数が □ B □ なるほど減衰定数の値が低下する性質があるが、導波管の曲った所で他のモードが発生し、伝送損の増加や伝送波形にひずみを生ずることがある。
- (3) 方形導波管は、通常、 $TE_{10}$  モードのみを伝送するため、 $a = 2b$  に選び、 $a < \lambda < \square C \square$  を満足する波長範囲で用いる。ただし、導波管の断面内壁の長辺を  $a$  [m]、短辺を  $b$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] とする。

	A	B	C
1	TE	低く	$2a$
2	TE	高く	$2a$
3	TE	低く	$3a$
4	TEM	低く	$3a$
5	TEM	高く	$2a$

A-10 次の記述は、誘電体レンズアンテナについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 電波の誘電体中の位相速度が自由空間中の位相速度と異なることを利用したアンテナである。
- 2 誘電体の屈折率は、誘電体の比誘電率を $\epsilon_r$ とすれば、 $1/\sqrt{\epsilon_r}$ である。
- 3 レンズの形状を凸レンズとして、球面波を平面波に変換する。
- 4 レンズの表面に整合層を設けることによって、レンズの表面で生ずる反射を抑えて放射パターンを改善できる。
- 5 ゴーニングを行うことによって、全体の重量を軽くするとともに、誘電損を少なくすることにより誘電体の媒質定数がアンテナ特性に与える影響を軽減することができる。

A-11 次の記述は、図に示す対数周期ダイポールアレーアンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

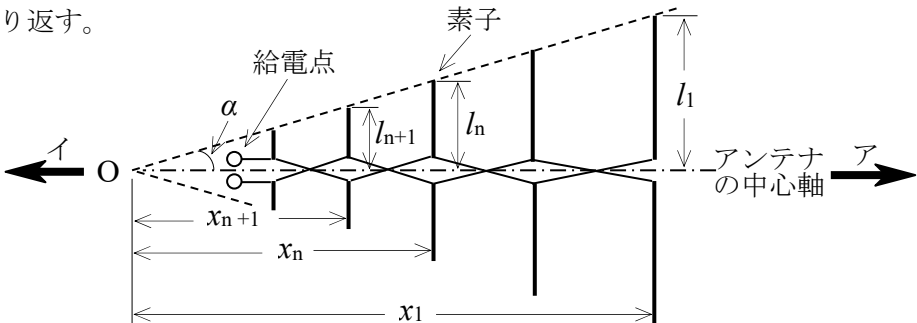
- (1) 各素子の端を連ねる直線(点線)とアンテナの中心軸(一点鎖線)との交点を頂点 O とし、その交角を  $\alpha$  [rad]、 $n$  番目の素子の長さの 1/2 を  $l_n$  [m]、O から  $n$  番目の素子までの距離を  $x_n$  [m] とすれば、次式の関係がある。ただし、 $\tau$  を対数周期比とする。

$$\tau = \square A \square = \frac{x_{n+1}}{x_n}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{l_n}{x_n}$$

- (2) (1)の条件で、図のようにダイポールアンテナ(素子)を配置し、隣接するダイポールアンテナごとに □ B □ で給電する。
- (3)  $\tau$  と  $\alpha$  を適切に設定すると、アンテナの中心軸上の矢印 □ C □ の方向に最大値を持つ単一指向性が得られる。使用可能な周波数範囲は、最も長い素子と最も短い素子によって決まり、その範囲内で入力インピーダンスなどのアンテナ特性は周波数の □ D □ に対して周期的に小さな変化を繰り返す。

	A	B	C	D
1	$l_{n+1}/l_n$	同位相	ア	対数
2	$l_{n+1}/l_n$	逆位相	イ	対数
3	$l_{n+1}/l_n$	同位相	イ	2 乗
4	$l_n/l_{n+1}$	同位相	ア	対数
5	$l_n/l_{n+1}$	逆位相	ア	2 乗



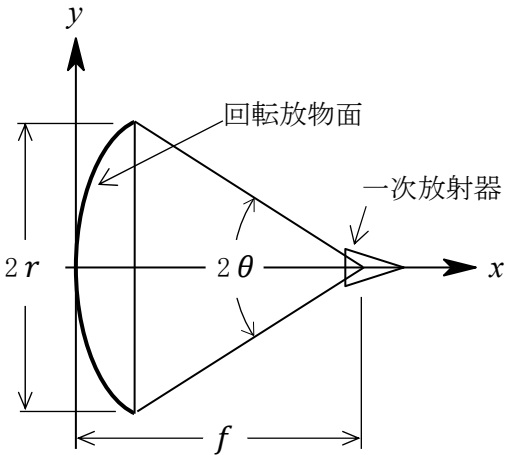
A-12 次の記述は、3素子八木・宇田アンテナ（八木アンテナ）の帯域幅に関する一般的事項について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 利得が最高になるように各部の寸法を選ぶと、帯域幅が狭くなる。
- 2 導波器の長さが中心周波数における長さよりも短めの方が、帯域幅が広い。
- 3 放射器、導波器及び反射器の導体が太いほど、帯域幅が狭い。
- 4 反射器の長さが中心周波数における長さよりも長めの方が、帯域幅が広い。
- 5 対数周期ダイポールアレーアンテナの帯域幅より狭い。

A-13 図に示す円形パラボラアンテナの断面図の開口角  $2\theta$  [rad] と開口面の直径  $2r$  [m] 及び焦点距離  $f$  [m] との関係を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $\theta$  について、次式が成り立つ。

$$\tan\frac{\theta}{2} = (1 + \cot^2 \theta)^{1/2} - \cot \theta$$

- 1  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{f-r}$
- 2  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{f}{r}$
- 3  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{4f}$
- 4  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{2r}{f}$
- 5  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{2f}$



A-14 次の記述は、陸上の移動体通信の電波伝搬特性について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 基地局から送信された電波は、陸上移動局周辺の建物などにより反射、回折され、定在波を生じ、この定在波中を移動局が移動すると、受信波にフェージングが発生する。この変動を瞬時変動といい、レイリー分布則に従う。一般に、周波数が□A□ほど、また移動速度が速いほど変動が速いフェージングとなる。
- (2) 瞬時変動の数十波長程度の区間での中央値を短区間中央値といい、基地局からほぼ等距離の区間内の短区間中央値は、□B□に従い変動し、その中央値を長区間中央値という。長区間中央値は、移動局の基地局からの距離を  $d$  とおくと、一般に  $Xd^{-\alpha}$  で近似される。ここで、 $X$  及び  $\alpha$  は、送信電力、周波数、基地局及び移動局のアンテナ高、建物高等によって決まる。
- (3) 一般に、移動局に到来する多数の電波の到来時間に差があるため、帯域内の各周波数の振幅と位相の変動が一様ではなく、□C□フェージングを生ずる。□D□伝送の場合には、その影響はほとんどないが、一般に、高速デジタル伝送の場合には、伝送信号に波形ひずみを生ずることになる。多数の到来波の遅延時間を横軸に、各到来波の受信レベルを縦軸にプロットしたものは伝搬遅延プロファイルと呼ばれ、多重波伝搬理論の基本特性の一つである。

A	B	C	D
1 高い	指数分布則	周波数選択性	広帯域
2 高い	指数分布則	周波数選択性	狭帯域
3 高い	対数正規分布則	周波数選択性	狭帯域
4 低い	対数正規分布則	跳躍性	狭帯域
5 低い	指数分布則	跳躍性	広帯域

A-15 図に示すように、周波数 200 [MHz]、送信アンテナの絶対利得 10 [dB]、水平偏波で放射電力 100 [W]、送信アンテナの高さ 100 [m]、受信アンテナの高さ 10 [m]、送受信点間の距離 90 [km] で、送信点から 60 [km] 離れた地点に高さ 300 [m] のナイフエッジがあるときの受信点における電界強度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、回折係数は 0.1 とし、アンテナの損失はないものとする。また、波長を  $\lambda$  [m] とすれば、AC 間と CB 間の通路利得係数  $A_1$  及び  $A_2$  は次式で表されるものとする。

$$A_1 = 2 \sin \frac{2\pi h_1 h_0}{\lambda d_1}$$

$$A_2 = 2 \sin \frac{2\pi h_2 h_0}{\lambda d_2}$$

$d$ : A と B 間の地表距離 [m]  
 $d_1$ : A と C 間の地表距離 [m]  
 $d_2$ : C と B 間の地表距離 [m]  
 $h_0$ : ナイフエッジの高さ [m]  
 $h_1, h_2$ : 送受信アンテナの高さ [m]

1	280	[ $\mu$ V/m]
2	310	[ $\mu$ V/m]
3	412	[ $\mu$ V/m]
4	565	[ $\mu$ V/m]
5	635	[ $\mu$ V/m]

A-16 次の記述は、対流圏伝搬におけるフェージングについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、等価地球半径係数を  $k$  とする。

- (1) シンチレーションフェージングは、□ A □ の不規則な変動により生ずる。

(2) 干渉性  $k$  形フェージングは、直接波と □ B □ の干渉が  $k$  の変動に伴い変化するために生ずる。

(3) 回折性  $k$  形フェージングは、電波通路と大地とのクリアランスが十分でないとき、 $k$  の変化に伴い大地による回折損が変動することにより生ずる。 $k$  が □ C □ になると回折損が大きくなる。

A	B	C
1 大気の屈折率	散乱波	大きく
2 大気の屈折率	散乱波	小さく
3 大気の屈折率	大地反射波	小さく
4 太陽フレア	大地反射波	大きく
5 太陽フレア	散乱波	小さく

A-17 球面大地における伝搬において、見通し距離が 26 [km] であるとき、送信アンテナの高さの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、地球の表面は滑らかで、地球の半径を 6,370 [km] とし、地球の等価半径係数を 4/3 とする。また、 $\cos x = 1 - x^2/2$  とする。

- |          |          |          |          |          |
|----------|----------|----------|----------|----------|
| 1 20 [m] | 2 30 [m] | 3 40 [m] | 4 50 [m] | 5 60 [m] |
|----------|----------|----------|----------|----------|

A-18 次の記述は、アンテナ利得の測定について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 3 基のアンテナを使用した場合は、これらのアンテナの利得が未知であってもそれぞれの利得を求めることができる。
- 2 円偏波アンテナの利得の測定に、直線偏波アンテナは使用できない。
- 3 角錐ホーンアンテナは、その寸法から利得を求めることができるので、標準アンテナとして使用される。
- 4 屋外で測定することが困難な場合や精度の高い測定を必要とする場合には、電波暗室内における近傍界の測定と計算により利得を求めることができる。
- 5 衛星地球局用大形アンテナの利得の測定には、測定距離がフラウンホーファ領域になり、また、仰角が十分高く地面からの反射波の影響を避けることができるように、カシオペア A などの電波星の電波を受信する方法がある。

A-19 次の記述は、実効長が既知のアンテナを接続した受信機において、所要の信号対雑音比  $S/N$  (真数) を確保して受信することができる最小受信電界強度を受信機の雑音指数から求める過程について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下番号から選べ。ただし、受信機の等価雑音帯域幅を  $B$  [Hz] とし、アンテナの放射抵抗を  $R_r$  [ $\Omega$ ]、実効長を  $l_e$  [m]、最小受信電界強度を  $E_{\min}$  [V/m] 及び受信機の入力インピーダンスを  $R_i$  [ $\Omega$ ] とすれば、等価回路は図のように示されるものとする。また、アンテナの損失はなく、アンテナ、給電線及び受信機はそれぞれ整合しているものとし、外来雑音は無視するものとする。

- (1) 受信機の入力端の有能雑音電力  $N_i$  は、ボルツマン定数を  $k$  [J/K]、絶対温度を  $T$  [K] とすれば、次式で表される。  

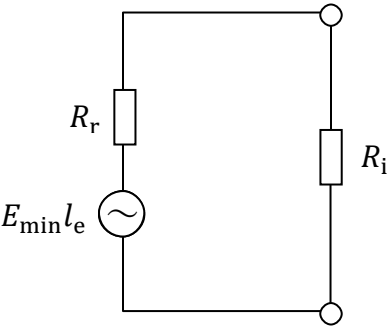
$$N_i = kTB \quad \text{[W]} \quad \cdots \cdots \text{①}$$
アンテナからの有能信号電力  $S_i$  は、次式で表される。  

$$S_i = \text{□ A} \quad \text{[W]} \quad \cdots \cdots \text{②}$$
- (2) 受信機の実出力端における  $S/N$  は、受信機の雑音指数  $F$  (真数) と式①を用いて表すことができるので、 $S_i$  は、次式のようにになる。  

$$S_i = \text{□ B} \quad \text{[W]} \quad \cdots \cdots \text{③}$$
- (3) 式②と③から、 $E_{\min}$  は次式で表されるので、 $F$  を測定することにより、受信可能な最小受信電界強度が求められる。  

$$E_{\min} = \text{□ C} \quad \text{[V/m]}$$

A	B	C
1 $(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$\frac{kTB}{F} (S/N)$	$l_e \sqrt{\frac{4kTB R_r (S/N)}{F}}$
2 $(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$FkTB (S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTB R_r (S/N)}$
3 $(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTB R_r}{F(S/N)}}$
4 $(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTB R_r}{F(S/N)}}$
5 $(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$FkTB (S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTB R_r (S/N)}$



A-20 次の記述は、開口面アンテナの測定における放射電磁界の領域について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) アンテナにごく接近した □ A 領域では、静電界や誘導電磁界が優勢であるが、アンテナからの距離が離れるにつれてこれらの電磁界成分よりも放射電磁界成分が大きくなってくる。
- (2) 放射電磁界成分が優勢な領域を放射界領域といい、放射近傍界領域と放射遠方界領域の二つの領域に分けられる。二つの領域のうち放射 □ B 領域は、放射エネルギーの角度に対する分布がアンテナからの距離によって変化する領域で、この領域において、アンテナの □ B の測定が行われる。
- (3) アンテナの放射特性は、□ C によって定義されているので、□ B の測定で得られたデータを用いて計算により □ C の特性を間接的に求める。

A	B	C
1 フレネル	遠方界	誘導電磁界
2 フレネル	近傍界	誘導電磁界
3 フレネル	遠方界	放射遠方界
4 リアクティブ近傍界	遠方界	放射遠方界
5 リアクティブ近傍界	近傍界	放射遠方界

B-1 次の記述は、図に示すように、同一の半波長ダイポールアンテナ A 及び B で構成したアンテナ系の利得を求める過程について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、アンテナ系の相対利得  $G$  (真数) は、アンテナ系に電力  $P$  [W] を供給したときの十分遠方の点  $O$  における電界強度を  $E$  [V/m] とし、このアンテナと置き換えた基準アンテナに電力  $P_0$  [W] を供給したときの点  $O$  における電界強度を  $E_0$  [V/m] とすれば、次式で与えられるものとする。  
 なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

$$G = \frac{|E|^2}{P} / \frac{|E_0|^2}{P_0} = M/M_0 \cdots \cdots \text{①} \text{ ただし、 } M = \frac{|E|^2}{P}, M_0 = \frac{|E_0|^2}{P_0} \text{ とする。}$$

(1) アンテナ A 及び B の入力インピーダンスは等しく、これを  $Z_i$  [Ω]、自己インピーダンスと相互インピーダンスも等しく、これらをそれぞれ  $Z_{11}$  [Ω]、 $Z_{12}$  [Ω] とすれば、 $Z_i$  は、次式で表される。

$$Z_i = \text{ア} \text{ [Ω]} \cdots \cdots \text{②}$$

(2) アンテナ A と同一の半波長ダイポールアンテナを基準アンテナとして、給電点の電流を  $I$  [A]、 $Z_{11}$  の抵抗分を  $R_{11}$  [Ω] とすれば、 $M_0$  は、次式で表される。

$$M_0 = \text{イ} \cdots \cdots \text{③}$$

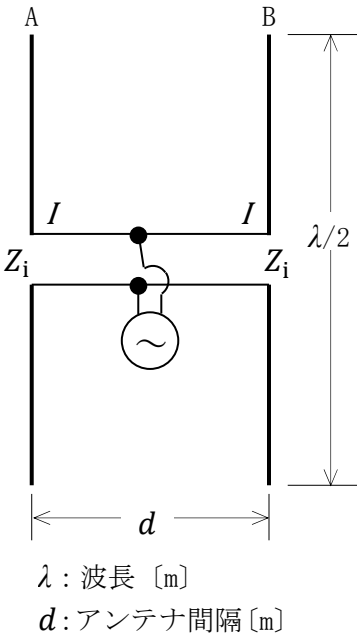
(3) アンテナ A 及び B にそれぞれ  $I$  を供給すれば、 $M$  は、次式で表される。ただし、 $Z_{12}$  の抵抗分を  $R_{12}$  [Ω] とする。

$$M = \text{ウ} \cdots \cdots \text{④}$$

(4) 式③と④を式①へ代入すれば、アンテナ系の相対利得  $G$  は、次式によって求められる。

$$G = \text{エ} \cdots \cdots \text{⑤}$$

(5) 式⑤において、 $R_{11}$  は一定値であるから、 $G$  は  $R_{12}$  のみの関数となる。 $R_{12}$  の値は □ によって変わるので、□ の大きさにより  $G$  を変えることができる。



- |                               |                                 |                                     |       |  |
|-------------------------------|---------------------------------|-------------------------------------|-------|--|
| 1 $\frac{ E_0 ^2}{R_{11} I }$ | 2 $Z_{11} + Z_{12}$             | 3 $\frac{R_{11}}{2(R_{11}+R_{12})}$ | 4 $I$ | 5 $\frac{ 2E_0 ^2}{2(R_{11}+R_{12}) I ^2}$   |
| 6 $2(Z_{11} + Z_{12})$        | 7 $\frac{ E_0 ^2}{R_{11} I ^2}$ | 8 $\frac{2R_{11}}{R_{11}+R_{12}}$   | 9 $d$ | 10 $\frac{ E_0 ^2}{2(R_{11}+R_{12})^2 I ^2}$ |

B-2 次の記述は、TEM 波について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 電磁波の伝搬方向に電界及び磁界成分を □ ア □ 横波である。  
 (2) 電磁波の伝搬方向に直角な平面内では、電界と磁界が常に □ イ □ で振動する。  
 (3) 導波管中を伝搬 □ ウ □ 。  
 (4) 真空の固有インピーダンスは、□ エ □ [Ω] である。  
 (5) 位相速度は、光の速度と □ オ □ 。

- |       |      |            |        |       |
|-------|------|------------|--------|-------|
| 1 等しい | 2 同相 | 3 $90\pi$  | 4 持たない | 5 できる |
| 6 異なる | 7 逆相 | 8 $120\pi$ | 9 できない | 10 持つ |

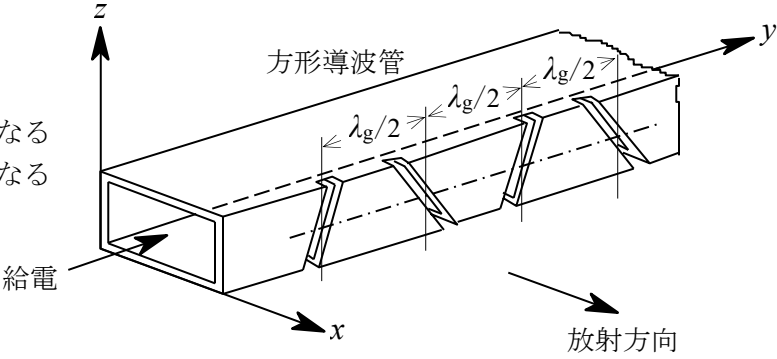
B-3 次の記述は、中波 (MF) 帯及び短波 (HF) 帯の電波の伝搬について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア MF 帯の E 層反射波は、日中はほとんど使えないが、夜間は D 層の消滅により数千キロメートル伝搬することがある。  
 イ MF 帯の地表波の伝搬損は、垂直偏波の場合の方が水平偏波の場合より大きい。  
 ウ MF 帯の地表波は、伝搬路が海上の場合よりも陸上の場合の方が遠方まで伝搬する。  
 エ HF 帯では、電離層の臨界周波数などの影響を受け、その伝搬特性は時間帯や周波数などによって大きく変化する。  
 オ HF 帯では、MF 帯に比べて、電離層嵐 (磁気嵐) やデリンジャー現象などの異常現象の影響を受けやすい。

B-4 次の記述は、図に示すスロットアレーアンテナから放射される電波の偏波について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、スロットアレーアンテナは  $xy$  面に平行な面を大地に平行に置かれ、管内には  $TE_{10}$  モードの電磁波が伝搬しているものとし、管内波長は  $\lambda_g$  [m] とする。また、 $\lambda_g/2$  [m] の間隔で交互に傾斜方向を変えてスロットがあげられているものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1)  $yz$  面に平行な管壁には  $z$  軸に □ ア □ な電流が流れており、スロットはこの電流の流れを妨げるので、電波を放射する。
- (2) 管内における  $y$  軸方向の電界分布は、管内波長の □ イ □ の間隔で反転しているので、管壁に流れる電流の方向も同じ間隔で反転している。交互に傾斜角の方向が変わるように開けられた各スロットから放射される電波の □ ウ □ の方向は、各スロットに垂直な方向となる。
- (3) 隣り合う二つのスロットから放射された電波の電界をそれぞれ  $y$  成分と  $z$  成分に分解すると、□ エ □ は互いに逆向きであるが、もう一方の成分は同じ向きになる。このため、□ エ □ が打ち消され、もう一方の成分は加え合わされるので、偏波は □ オ □ 。

- |      |       |      |          |            |
|------|-------|------|----------|------------|
| 1 平行 | 2 1/2 | 3 電界 | 4 $y$ 成分 | 5 水平偏波となる  |
| 6 垂直 | 7 1/4 | 8 磁界 | 9 $z$ 成分 | 10 垂直偏波となる |



B-5 次の記述は、アンテナ利得などの測定において、送信又は受信アンテナの一方の開口の大きさが波長に比べて大きいときの測定距離について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、任意の角度を  $\alpha$  とすれば、 $\cos^2(\alpha/2) = (1 + \cos \alpha)/2$  である。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図 1 に示すように、アンテナ間の測定距離を  $L$  [m]、寸法が大きい方の円形開口面アンテナ 1 の直径を  $D$  [m]、その縁 P から小さい方のアンテナ 2 までの距離を  $L'$  [m] とすれば、 $L$  と  $L'$  の距離の差  $\Delta L$  は、次式で表される。ただし、 $L > D$  とし、アンテナ 2 の大きさは無視できるものとする。

$$\Delta L = L' - L = \text{□ ア □} - L$$

$$\cong L \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{D}{2L} \right)^2 \right\} - L = \frac{D^2}{8L} \text{ [m]} \quad \dots \dots \dots \text{①}$$

波長を  $\lambda$  [m] とすれば、 $\Delta L$  による電波の位相差  $\Delta \theta$  は、次式となる。

$$\Delta \theta = \text{□ イ □} \text{ [rad]} \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

- (2) アンテナ 1 の中心からの電波の電界強度  $\dot{E}_0$  [V/m] とその縁からの電波の電界強度  $\dot{E}_0'$  [V/m] は、アンテナ 2 の点において、その大きさが等しく位相のみが異なるものとし、その大きさをいずれも  $E_0$  [V/m] とすれば、 $\dot{E}_0$  と  $\dot{E}_0'$  との間に位相差がないときの受信点での合成電界強度の大きさ  $E$  [V/m] は、□ ウ □ [V/m] である。また、位相差が  $\Delta \theta$  のときの合成電界強度  $\dot{E}'$  の大きさ  $E'$  は、図 2 のベクトル図から、次式で表される。

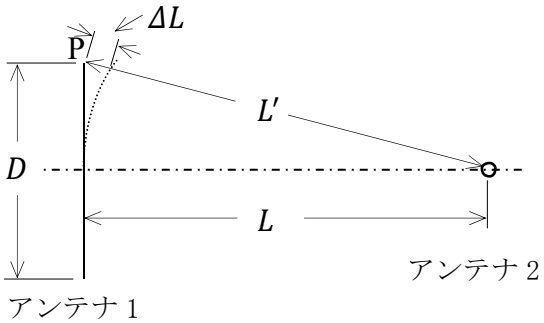


図 1

$$E' = \text{□ エ □} = \text{□ ウ □} \times \cos \left( \frac{\Delta \theta}{2} \right) \text{ [V/m]} \quad \dots \dots \dots \text{③}$$

したがって、次式が得られる。

$$E'/E = \cos \left( \frac{\Delta \theta}{2} \right) \quad \dots \dots \dots \text{④}$$

- (3) 式④へ  $\Delta \theta = \pi/8$  [rad] を代入すると、 $E'/E \cong 0.98$  となり、誤差は約 2 [%] となる。したがって、誤差が約 2 [%] 以下となる最小の測定距離  $L_{\min}$  は、式②から次式となる。

$$L_{\min} = \text{□ オ □} \text{ [m]}$$

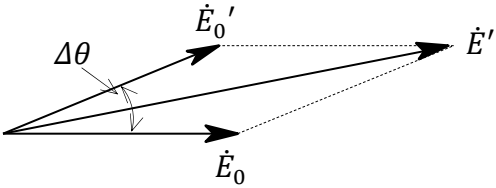


図 2

- |   |                                |                 |  |                           |
|---|--------------------------------|-----------------|--|---------------------------|
| 1 $\sqrt{4L^2 + D^2}$                       | 2 $\frac{\pi D^2}{4\lambda L}$ | 3 $\sqrt{2}E_0$ | 4 $\sqrt{2}E_0\sqrt{1 - \cos \Delta \theta}$ | 5 $\frac{D^2}{\lambda}$   |
| 6 $\sqrt{L^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2}$ | 7 $\frac{\pi D^2}{8\lambda L}$ | 8 $2E_0$        | 9 $\sqrt{2}E_0\sqrt{1 + \cos \Delta \theta}$ | 10 $\frac{2D^2}{\lambda}$ |