

FB107

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、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 ϵ [F/m]、透磁率を μ [H/m]、及び導電率を σ [S/m] とする。また、対象の領域には、印加電流はないものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 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は、時間を t [s] とすると、次式で表される。

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

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

(2) \boldsymbol{E} と \boldsymbol{H} が共に角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているとき、 \boldsymbol{E} と \boldsymbol{H} は、それぞれ次式で表される。

$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E}_0 e^{j\omega t}$ ③

$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{H}_0 e^{j\omega t}$ ④

ここで、 \boldsymbol{E}_0 、 \boldsymbol{H}_0 は、時間に依存しない定数とする。

(3) 式③を式①へ代入すると、次式が得られる。

□ $\boldsymbol{H} = (\text{□}) \boldsymbol{E}$ ⑤

式④を式②へ代入すると、次式が得られる。

□ $\boldsymbol{E} = (\text{□}) \boldsymbol{H}$ ⑥

(4) 式⑤と式⑥より、 \boldsymbol{E} 、あるいは、 \boldsymbol{H} に関する波動方程式が得られる。

	A	B	C
1	div	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
2	div	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$
3	rot	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$
4	rot	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
5	rot	$\sigma - j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$

A－2 次の記述は、指向性の積の原理(指向性相乗の理)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、位相定数を β [rad/m]、電界強度の単位表示のための係数を A [V] とし、図に示すように原点 O に置かれたアンテナ a により電波が z 軸と角度 θ [rad] をなす方向へ放射されたとき、 a から距離 d [m] の十分遠方の点における電界強度 E_1 は、 a の指向性係数を D とすれば、次式で表されるものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

$E_1 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D$ [V/m]

(1) a と同一のアンテナ b を z 軸上の原点から l [m] 離れた点 Q に置き、 a の電流の M 倍の電流を同位相で流したとき、十分遠方の点における電界強度 E_2 は、次式で表される。

$E_2 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} DKM$ [V/m]

ここで、 K は定数で、 $K = \text{□}$ で表される。

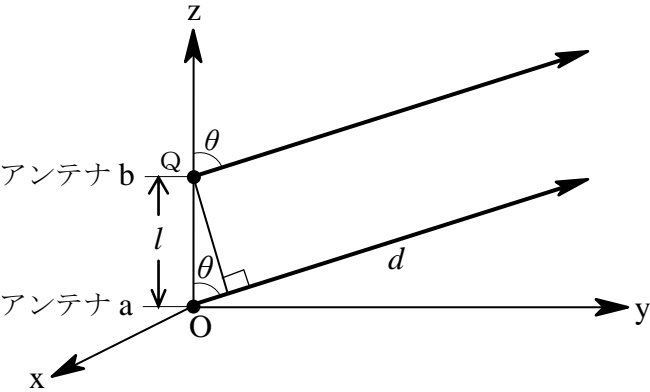
(2) a 、 b 、二つのアンテナによる十分遠方の点における合成電界強度 E は、次式で表される。

$E = E_1 + E_2 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D \times (\text{□})$ [V/m]

ここで、□ は点 O に □ を置き、電流がその M 倍の □ を点 Q に置いたときの合成指向性を表す。

(3) 上式より、指向性が相似な複数のアンテナを配列したときの合成指向性は、アンテナ素子の指向性と □ の配列の指向性との積で表されることが分かる。

A	B	C
1 $e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
2 $e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ
3 $e^{j\beta l \tan \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ
4 $e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
5 $e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	無指向性点放射源

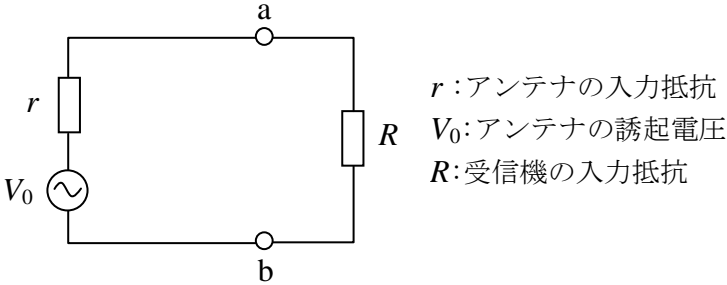


A－3 自由空間において、放射電力が等しい半波長ダイポールアンテナと微小ダイポールによって最大放射方向の同じ距離の点に生ずるそれぞれの電界強度 E_1 及び E_2 [V/m] の比 E_1/E_2 の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\sqrt{5} = 2.24$ とする。

- 1 0.84
- 2 0.96
- 3 1.04
- 4 1.36
- 5 1.48

A－4 周波数が 60 [MHz] の電波を素子の太さが等しい二線式折返し半波長ダイポールアンテナで受信したとき、図に示す等価回路のようにアンテナに接続された受信機の入力端子 **ab** 間における電圧が 6 [mV] であった。このときの受信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、アンテナと受信機の入力回路は整合がとれ、かつアンテナ及び給電線の損失はないものとする。また、アンテナの最大感度の方向は到来電波の方向と一致しているものとする。

- 1 9.2 [mV/m]
- 2 7.0 [mV/m]
- 3 5.9 [mV/m]
- 4 4.5 [mV/m]
- 5 3.8 [mV/m]



A－5 次の記述は、図に示すように、パラボラアンテナを用いてマイクロ波無給電中継を行う場合の送受信点間の伝搬損失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、各アンテナにおける給電系の損失は無視できるものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 送信アンテナの絶対利得を G_t (真数)、送信電力を P_t [W]、無給電中継点におけるパラボラアンテナ 1 の絶対利得を G_1 (真数)、送信点と無給電中継点間の自由空間伝搬損失を Γ_1 とすれば、パラボラアンテナ 1 の受信有能電力 P_1 [W] は、次式となる。

$$P_1 = \text{□ A } \times P_t \quad \text{[W]}$$

したがって、送信点と無給電中継点間の区間損失 L_1 は、□ A の逆数で表せる。

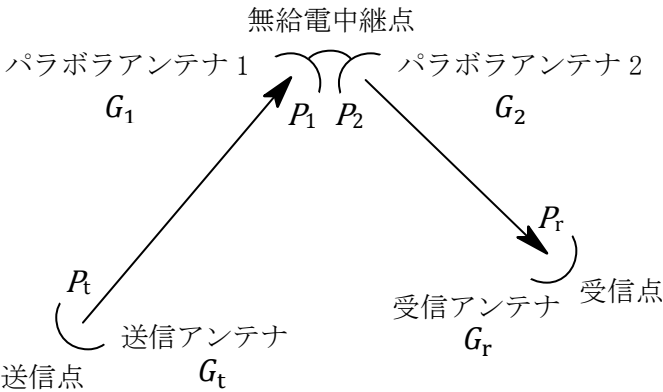
同様にして、絶対利得 G_2 (真数) のパラボラアンテナ 2 から再放射された電力を P_2 [W]、無給電中継点と受信点間の自由空間伝搬損失を Γ_2 とすれば、絶対利得 G_r (真数) の受信アンテナの受信有能電力 P_r [W] 及び無給電中継点と受信点間の区間損失 L_2 を求めることができる。

- (2) 無給電中継の送受信点間の区間損失 L_{tr} は、 P_t/P_r であり、 $P_2 = \text{□ B } \text{[W]}$ であるから、 L_{tr} は、次式で表される。

$$L_{tr} = \text{□ C }$$

- (3) (1) 及び (2) より、 G_t 及び G_r を含めないときの送受信点間の伝搬損失 Γ は、□ D となる。

	A	B	C	D
1	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	P_1	$L_1 L_2$	$\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$
2	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	P_1	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$
3	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	$\frac{G_2 P_1}{G_1}$	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$
4	$\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$	$\frac{G_2 P_1}{G_1}$	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$
5	$\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$	P_1	$L_1 L_2$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$



A－6 直径 4 [mm]、線間隔 20 [cm] の終端を開放した無損失の平行二線式給電線がある。この終端から長さ 2.5 [m] のところから終端を見たインピーダンスと等価となるコンデンサの静電容量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を 20 [MHz] とする。

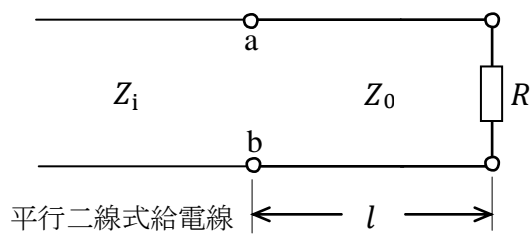
- 1 10 [pF]
- 2 25 [pF]
- 3 50 [pF]
- 4 72 [pF]
- 5 93 [pF]

A-7 内部導体の外径が 4 [mm]、外部導体の内径が 16 [mm] の同軸線路の特性インピーダンスが 50 [Ω] であった。この同軸線路の外部導体の内径を 2 倍にしたときの特性インピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、内部導体と外部導体の間には、同一の誘電体が充填されているものとする。

- 1 25 [Ω] 2 37 [Ω] 3 50 [Ω] 4 75 [Ω] 5 100 [Ω]

A-8 図に示すように、特性インピーダンスが Z_i [Ω] の平行二線式給電線と負荷抵抗 R [Ω] との間に特性インピーダンスが Z_0 [Ω] で、長さが l [m] の給電線を挿入して整合させた場合の Z_0 と l の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、端子 ab から負荷側を見たインピーダンス Z_{ab} [Ω] は、波長を λ [m] とすると次式で与えられる。また、各線路は無損失線路とし、 R 、 Z_i 、 Z_0 の値は、それぞれ異なり、 n は 0 又は正の整数とする。

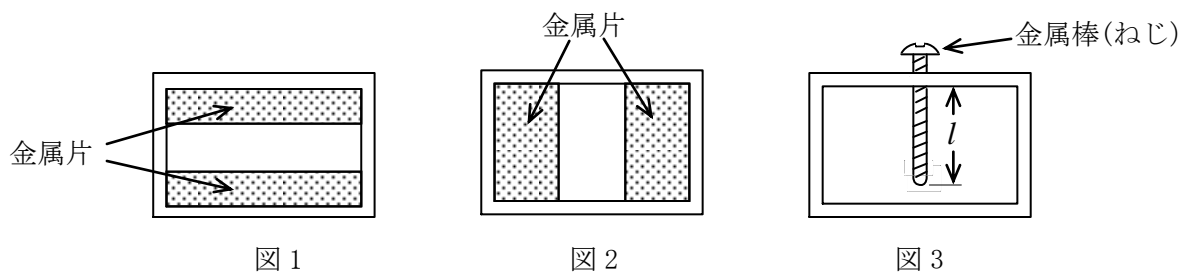
$$Z_{ab} = Z_0 \left(\frac{R \cos(2\pi l/\lambda) + jZ_0 \sin(2\pi l/\lambda)}{Z_0 \cos(2\pi l/\lambda) + jR \sin(2\pi l/\lambda)} \right)$$



	Z_0	l
1	$\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/2$ [m]
2	$\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/2 + n\lambda/4$ [m]
3	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/2$ [m]
4	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/4$ [m]
5	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/4$ [m]

A-9 次の記述は、図 1、図 2 及び図 3 に示す TE_{10} 波が伝搬している方形導波管の管内に挿入されたリアクタンス素子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、導波管の内壁の短辺と長辺の比は 1 対 2 とし、管内波長を λ_g [m] とする。

- 導波管の管内に挿入された薄い金属片又は金属棒は、平行二線式給電線にリアクタンス素子を □ A □ に接続したときのリアクタンス素子と等価な働きをするので、整合をとるときに用いられる。
- 図 1 に示すように、導波管内壁の長辺の上下両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ B □ の働きをする。
- 図 2 に示すように、導波管内壁の短辺の左右両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ C □ の働きをする。
- 図 3 に示すように、導波管に細い金属棒（ねじ）が電界と平行に挿入されたとき、金属棒の挿入長 l [m] が □ D □ [m] より長いとインダクタンスとして働き、短いとキャパシタンスとして働く。



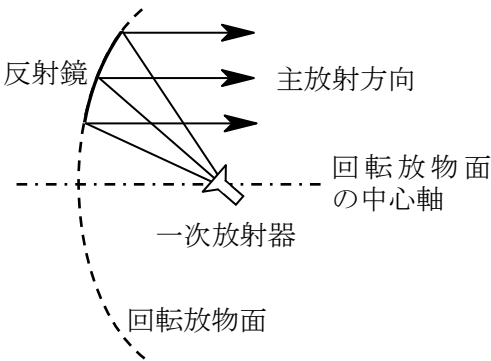
A	B	C	D
1 並列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/2$
2 並列	キャパシタンス	インダクタンス	$\lambda_g/4$
3 並列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/4$
4 直列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/4$
5 直列	キャパシタンス	インダクタンス	$\lambda_g/2$

A-10 次の記述は、各種アンテナの特徴など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。

- 半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、約 2.15 [dB] である。
- スリーブアンテナの利得は、半波長ダイポールアンテナとほぼ同じである。
- ディスコーンアンテナは、スリーブアンテナに比べて広帯域なアンテナである。
- 頂角が 60 度のコーナレフレクタアンテナの指向特性は、励振素子と 2 枚の反射板による 3 個の影像アンテナから放射される 4 波の合成波として求められる。
- グレゴリアンアンテナの副反射鏡は、回転楕円面である。

A-11 次の記述は、図に示すオフセットパラボラ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 オフセットパラボラアンテナは、回転放物面反射鏡の一部分だけを反射鏡に使うように構成したものであり、一次放射器は、回転放物面の焦点に置かれ、反射鏡に向けられている。
- 2 反射鏡の前面に一次放射器や給電線路がないため、これらにより電波の通路がブロッキングを受けず、円形パラボラアンテナに比べてサイドローブが少ない。
- 3 反射鏡の前面に一次放射器がないため、反射鏡面からの反射波はほとんど一次放射器に戻らず、円形パラボラアンテナに比べて周波数特性が狭帯域である。
- 4 鏡面が軸対称な構造でないため、直線偏波では原理的に交差偏波が発生しやすい。
- 5 アンテナ特性の向上のため、複反射鏡形式が用いられることがある。



A-12 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 α [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、 τ を対数周期比とする。

$$\tau = \boxed{A} = \frac{x_{n+1}}{x_n}$$
$$\alpha = \tan^{-1} \frac{l_n}{x_n}$$

- (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) τ と α 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/l_{n+1}	同位相	ア	対数
2 l_n/l_{n+1}	逆位相	イ	2 乗
3 l_{n+1}/l_n	同位相	イ	対数
4 l_{n+1}/l_n	逆位相	ア	2 乗
5 l_{n+1}/l_n	逆位相	イ	対数

A-13 次の記述は、ASR（空港監視レーダー）の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) 垂直面内の指向性は、□ A □ 特性である。
- (2) 航空機が等高度で飛行していれば、航空機からの反射波の強度は、航空機までの距離に □ B □ 。
- (3) 水平面内のビーム幅は、非常に □ C □ 。

A	B	C
1 コセカント 2 乗	反比例する	狭い
2 コセカント 2 乗	反比例する	広い
3 コセカント 2 乗	無関係にほぼ一定となる	狭い
4 コサイン 3 乗	反比例する	狭い
5 コサイン 3 乗	無関係にほぼ一定となる	広い

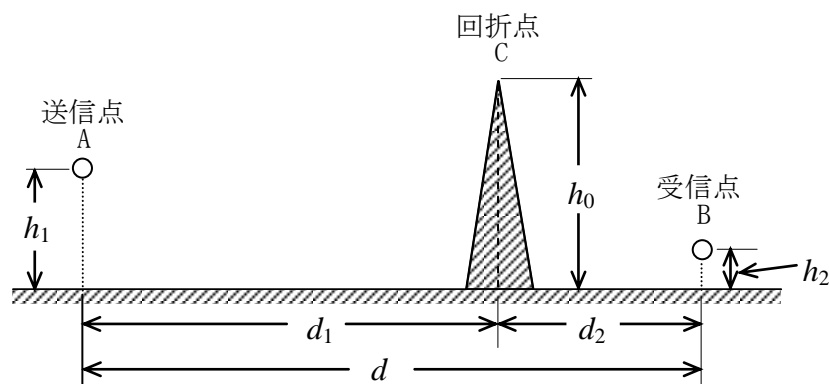
A-14 周波数 14 [GHz] の電波の自由空間基本伝送損が 140 [dB] となる送受信点間の距離の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 17.1 [km] 2 22.1 [km] 3 28.4 [km] 4 34.2 [km] 5 44.2 [km]

A-15 図に示すように、周波数 100 [MHz]、送信アンテナの半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 10 [dB]、水平偏波で放射電力 1 [kW]、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 λ [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。

$$A_1 = 2 \sin \frac{2\pi h_1 h_0}{\lambda d_1} \quad A_2 = 2 \sin \frac{2\pi h_2 h_0}{\lambda d_2}$$

- 1 282 [μ V/m]
2 312 [μ V/m]
3 416 [μ V/m]
4 565 [μ V/m]
5 711 [μ V/m]



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]

A-16 次の記述は、通常用いられている周波数における衛星通信の伝搬変動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。

- 4GHz 帯及び 6GHz 帯の固定衛星通信において、直線偏波で直交偏波共用通信を行う場合、電離圏でのファラデー回転による偏波の回転が原因で、両偏波間に許容限度以上の干渉を生じさせるおそれがある。
- 固定衛星通信の対流圏におけるシンチレーションは、低仰角の場合は変動幅が小さく、また、その周期は電離圏シンチレーションの周期に比べると短い。
- 海事衛星通信において、船舶に搭載する小型アンテナでは、ビーム幅が広くなり、直接波の他に海面反射波をメインビームで受信することがあるため、フェージングの影響が大きい。
- 航空衛星通信において、航空機の飛行高度が高くなるにつれて海面反射波が球面拡散で小さくなり、フェージングの深さも小さくなる。
- 陸上移動体衛星通信における伝搬変動の原因には、ビルディングやトンネルなどによる遮へい、樹木による減衰及びビルディングの反射などによるフェージングなどがある。

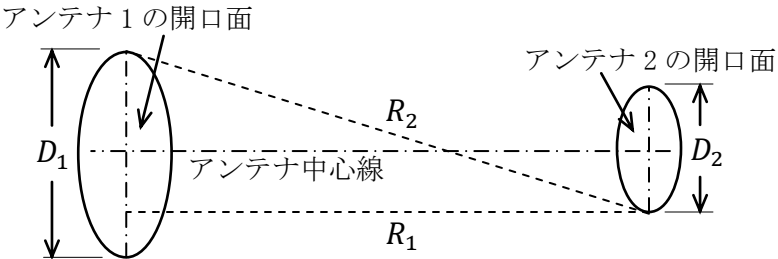
A-17 次の記述は、電離層における電波の反射機構について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- 電離層の電子密度 N の分布は、高さと共に徐々に増加し、ある高さで最大となり、それ以上の高さでは徐々に減少している。 N が零のとき、電波の屈折率 n はほぼ 1 であり、 N が最大のとき、 n は □ A □ となる。
- N が高さと共に徐々に増加している電離層内の N が異なる隣接した二つの水平な層を考え、地上からの電波が層の境界へ入射するとき、下の層の屈折率を n_i 、上の層の屈折率を n_r 、入射角を i 、屈折角を r とすれば、 n_r は、 $n_r = n_i \times$ □ B □ で表される。
- このときの r は i より □ C □ ので、 N が十分大きいとき、電離層に入射した電波は、高さと共に徐々に下に向かって曲げられ、やがて地上に戻ってくることになる。

- | | A | B | C |
|---|----|-------------------|-----|
| 1 | 最小 | $\sin r / \sin i$ | 小さい |
| 2 | 最小 | $\sin i / \sin r$ | 大きい |
| 3 | 最大 | $\sin r / \sin i$ | 大きい |
| 4 | 最大 | $\sin i / \sin r$ | 小さい |
| 5 | 最大 | $\sin i / \sin r$ | 大きい |

A-18 次の記述は、自由空間において開口面の直径が波長に比べて十分大きなアンテナの利得を測定する場合に考慮しなければならない送受信アンテナ間の最小距離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) 図に示すように、アンテナ 1 及びアンテナ 2 を距離 R_1 [m] 離して対向させたとき、アンテナ 1 の開口面上の任意の点とアンテナ 2 の開口面上の任意の点の間の距離が一定でないため、両アンテナ開口面上の任意の点の間を伝搬する電波の相互間に位相差が生じ、測定誤差の原因となる。
- (2) 最大の誤差は、両アンテナの開口面上の 2 点間の最長距離 R_2 [m] と最短距離 R_1 [m] との差によって決まり、その差 ΔR は、次式によって表される。ただし、アンテナ 1 及びアンテナ 2 の開口面の直径をそれぞれ D_1 [m] 及び D_2 [m] とし、 $D_1 + D_2 \ll R_1$ とする。



$$\begin{aligned} \Delta R &= R_2 - R_1 \\ &= \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{2}\right)^2} - R_1 \\ &\doteq \boxed{\text{A}} \text{ [m]} \end{aligned}$$

- (3) 通路差による測定利得の誤差を 2 [%] 以内にするには、波長を λ [m] とすれば、通路差 ΔR が □ B □ 以下であればよいことが知られているので、両アンテナ間の最小距離 R_{\min} は、次式で表される。

$$R_{\min} = \boxed{\text{C}} \text{ [m]}$$

	A	B	C
1	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$
2	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4\lambda}$
3	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
4	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
5	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$

A-19 次の記述は、模型を用いて行う室内でのアンテナ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。

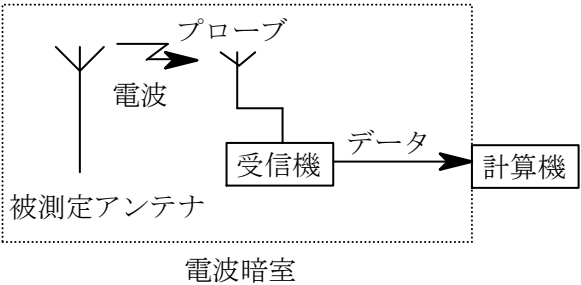
- 1 短波 (HF) 帯のアンテナのような大きいアンテナや航空機、船舶、鉄塔などの大きな建造物に取り付けられるアンテナを縮尺した模型を用いて測定を行う。
- 2 模型の縮尺率は、アンテナ材料の導電率に依存する。
- 3 模型の縮尺率は、測定する空間の誘電率及び透磁率に依存しない。
- 4 測定は、通常、電波暗室で行われる。
- 5 実際のアンテナの使用周波数を f [Hz]、模型の縮尺率を p ($p < 1$) とすると、測定周波数 f_m [Hz] は、 $f_m = f / (1 + p)$ と表せる。

A-20 次の記述は、アンテナの近傍界を測定するプローブの走査法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。

図に示すように電波暗室で被測定アンテナの近くに半波長ダイポールアンテナやホーンアンテナなどで構成されたプローブを置き、それを走査して近傍界の特性を測定し、得られた測定値から数値計算により遠方界の特性を求める。このための走査法には、平面走査法、円筒面走査法及び球面走査法がある。

- (1) 平面走査法では、被測定アンテナを回転させないでプローブを □ A □ 方向に走査して測定する。特にペンシルビームアンテナや回転のできないアンテナの測定に適している。
- (2) 円筒面走査法では、(1) と同様のプローブを用い、被測定アンテナを大地に □ B □ な軸を中心に回転させ、プローブを □ C □ 方向に走査して測定する。指向性の測定できる範囲が平面走査法よりも広がり、ファンビームアンテナなどのアンテナ測定に適している。

	A	B	C
1	上下左右	垂直	上下
2	上下左右	水平	左右
3	上下左右	水平	上下
4	上下	水平	上下
5	上下	垂直	左右



B-1 次の記述は、半波長ダイポールアンテナを用いた受信アンテナの散乱断面積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、アンテナ及び給電線の損失はないものとし、アンテナの入力インピーダンスは純抵抗とする。

(1) 到来電波によりアンテナに誘導された起電力 V [V] によって、アンテナの放射抵抗 R_r [Ω] を流れる電流を I [A] とすれば、散乱電力 P_A は、次式で表される。

$$P_A = \text{ア} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

(2) P_A 及びその点の電力束密度 p により散乱断面積 A_s は、次式で表される。

$$A_s = \frac{P_A}{p} \text{ [m}^2\text{]} \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

(3) 受信電界強度を E [V/m]、自由空間の固有インピーダンスを Z_0 [Ω] とすると、 p は、次式で表される。

$$p = \text{イ} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

(4) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信電力は最大値となり、また、同じ大きさの電力を受信アンテナが散乱していると考えられるので、式①の P_A は、次式となる。

$$P_A = \text{ウ} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

(5) 式②へ式③及び④を代入すると、 A_s は、次式で求められる。

$$A_s = \text{エ} \text{ [m}^2\text{]} \quad \dots\dots\dots \text{⑤}$$

(6) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信アンテナの散乱断面積は、受信アンテナの実効面積 オ なる。

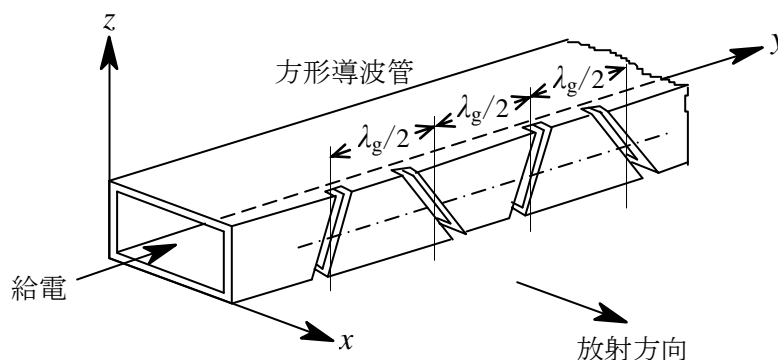
- | | | | | |
|----------------------|----------------------|------------------------------|------------------------|----------------------|
| 1 $ I ^2 R_r$ | 2 $\frac{V^2}{4R_r}$ | 3 $\frac{V^2 Z_0}{2R_r E^2}$ | 4 $\frac{ I ^2}{4R_r}$ | 5 $\frac{V^2}{2R_r}$ |
| 6 $\frac{E^2}{2Z_0}$ | 7 の 1/2 と | 8 $\frac{V^2 Z_0}{4R_r E^2}$ | 9 と等しく | 10 $\frac{E^2}{Z_0}$ |

B-2 次の記述は、TEM 波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 電磁波の伝搬方向に電界及び磁界成分が存在する縦波である。
- イ 電磁波の伝搬方向に直角な平面内では、電界と磁界が常に逆相で振動する。
- ウ 導波管中を伝搬できない。
- エ 平行二線式給電線を伝搬できる。
- オ 真空の固有インピーダンスは、約 120 [Ω] である。

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

B-4 次の記述は、SHF 帯及び EHF 帯の電波の伝搬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) 晴天時の大気ガスによる電波の共鳴吸収は、主に酸素及び水蒸気分子によるものであり、100 [GHz] 以下では、□付 近に水蒸気分子の共鳴周波数がある。
- (2) 霧や細かい雨などのように波長に比べて十分小さい直径の水滴による減衰は、主に吸収によるものであり、周波数が □イ となると増加し、単位体積の空気中に含まれる水分の量に比例する。
- (3) 降雨による減衰は、雨滴による吸収と □ウ で生じ、概ね 10 [GHz] 以上で顕著になり、ほぼ 200 [GHz] までは周波数 が高いほど、降雨強度が大きいほど、減衰量が大きくなる。
- (4) 降雨による交差偏波識別度の劣化は、形状が □エ 雨滴に進入する電波の減衰及び位相回転の大きさが偏波の方向によ って異なることが原因で生ずる。
- (5) 二つの通信回線のアンテナビームが交差している領域に □オ があると、それによる散乱のために通信回線に干渉を起 こすことがある。

- 1 60 [GHz] 2 低く 3 散乱 4 球状の 5 雨滴
- 6 22 [GHz] 7 高く 8 回折 9 扁平な 10 霧の粒子

B-5 次の記述は、無損失給電線上の定在波の測定により、アンテナの給電点インピーダンス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、給電線の実効インピーダンスを Z_0 [Ω] とする。

- (1) 給電点から l [m] だけ離れた給電線上の点の電圧 V 及び電流 I は、給電点の電圧を V_L [V]、電流を I_L [A]、位相定数を β [rad/m] とすれば、次式で表される。
 $V = V_L \cos \beta l + j Z_0 I_L \sin \beta l$ [V] ①
 $I = I_L \cos \beta l + j (V_L / Z_0) \sin \beta l$ [A] ②
したがって、給電点インピーダンスを Z_L [Ω] とすると、給電点から l [m] だけ離れた給電線上の点のインピーダンス Z は、 式①と②から次式で表される。
 $Z = V / I =$ □ア [Ω] ③
- (2) 電圧定在波の最小値を V_{\min} 、電流定在波の最大値を I_{\max} 、入射波電圧を V_f [V]、反射波電圧を V_r [V] 及び反射係数を Γ とすれば、 V_{\min} と I_{\max} は、次式で表される。
 $V_{\min} =$ □イ [V] ④
 $I_{\max} =$ □ウ [A] ⑤
- (3) 給電点からの電圧定在波の最小点までの距離 l_{\min} の点は、電流定在波の最大になる点でもあるから、この点のインピーダ ンス Z_{\min} [Ω] は、 Z_0 と $|\Gamma|$ を用いて、次式で表される。
 $Z_{\min} = ($ □エ $) \times Z_0 = Z_0 / S$ ⑥
ここで、 S は電圧定在波比である。
- (4) 式③の l に l_{\min} を代入した式と式⑥が等しくなるので、 Z_L は、次式で表される。
 $Z_L =$ □オ [Ω]
上式から、 S と l_{\min} が分かれば、 Z_L を求めることができる。

- 1 $Z_0 \left(\frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \right)$ 2 $|V_f| (1 + |\Gamma|)$ 3 $\frac{|V_f| (1 - |\Gamma|)}{Z_0}$ 4 $\frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}$ 5 $Z_0 \left(\frac{S - j \tan \beta l_{\min}}{1 - j S \tan \beta l_{\min}} \right)$
- 6 $Z_0 \left(\frac{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}{Z_L + j Z_0 \tan \beta l} \right)$ 7 $|V_f| (1 - |\Gamma|)$ 8 $\frac{|V_f| (1 + |\Gamma|)}{Z_0}$ 9 $\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$ 10 $Z_0 \left(\frac{1 - j S \tan \beta l_{\min}}{S - j \tan \beta l_{\min}} \right)$