

FB707

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から波動方程式を導出す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の番号から選べ。ただし、媒質は等方性、非分散性、線形、均質として、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。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] が共に角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているとき、両者の間には以下のマクスウェルの方程式が成立しているものとする。

□ A $\boldsymbol{E} = -j\omega\mu\boldsymbol{H}$ ①
 □ A $\boldsymbol{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\boldsymbol{E}$ ②

(2) 式①の両辺の □ B をとると、次式が得られる。

□ A $\nabla \times \boldsymbol{E} = -j\omega\mu$ □ A \boldsymbol{H} ③

(3) 式③の左辺は、ベクトルの公式により、以下のように表される。

□ A $\nabla \times \boldsymbol{E} = \nabla \nabla \cdot \boldsymbol{E} - \nabla^2 \boldsymbol{E}$ ④

(4) 通常の媒質中では、電子やイオンは存在しないので、

$\nabla \cdot \boldsymbol{E} = 0$ ⑤

(5) 式②～⑤から、 \boldsymbol{H} を消去して、 \boldsymbol{E} に関する以下の波動方程式が得られる。

□ C $\boldsymbol{E} + \gamma^2 \boldsymbol{E} = 0$

ここで、 $\gamma^2 =$ □ D であり、 γ は伝搬定数と呼ばれている。

(6) 同様に、 \boldsymbol{H} に関する以下の波動方程式が得られる。

□ C $\boldsymbol{H} + \gamma^2 \boldsymbol{H} = 0$

| | A | B | C | D |
|---|-----------------|----|----------------|---|
| 1 | $\nabla \cdot$ | 回転 | $\nabla \cdot$ | $j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 2 | $\nabla \cdot$ | 発散 | ∇^2 | $j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 3 | $\nabla \times$ | 回転 | $\nabla \cdot$ | $j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 4 | $\nabla \times$ | 回転 | ∇^2 | $-j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 5 | $\nabla \times$ | 発散 | $\nabla \cdot$ | $-j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$ |

A－2 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。

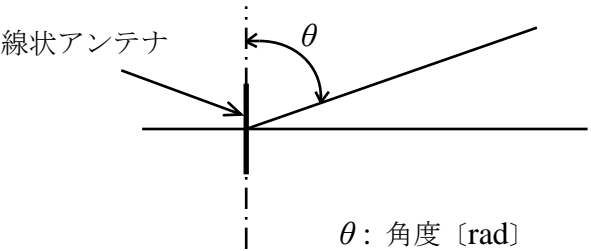
- 受信アンテナの利得や指向性は、可逆の定理により、送信アンテナとして用いた場合と同じである。
- 自由空間中で送信アンテナに受信アンテナを対向させて電波を受信するときの受信電力は、フリスの伝達公式により求めることができる。
- 半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、等方性アンテナの約 2.15 倍であり、約 1.64 [dB] である。
- 微小ダイポールの絶対利得は、等方性アンテナの約 1.5 倍であり、約 1.76 [dB] である。
- 同じアンテナを複数個並べたアンテナの指向性は、アンテナ単体の指向性に配列指向係数を掛けたものに等しい。

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



- A-4 電界面内の電力半値幅が 4.0 度、磁界面内の電力半値幅が 2.5 度のビームを持つアンテナの指向性利得 G_d [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナからの全電力は、電界面内及び磁界面内の電力半値幅 θ_E [rad] 及び θ_H [rad] 内に一様に放射されているものとし、指向性利得 G_d (真数) は、次式で与えられるものとする。
ただし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

$$G_d \doteq \frac{4\pi}{\theta_E \theta_H}$$

- 1 20 [dB] 2 24 [dB] 3 27 [dB] 4 30 [dB] 5 36 [dB]

- 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 L_1 とすれば、パラボラアンテナ 1 の最大受信有能電力 P_1 [W] は、次式となる。

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

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。

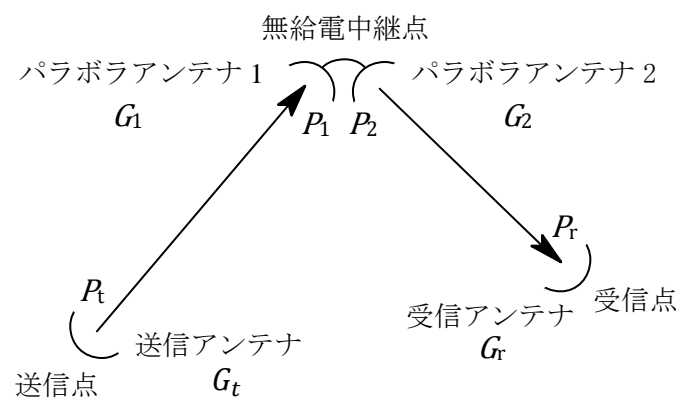
同様に、絶対利得 G_2 (真数) のパラボラアンテナ 2 から再放射された電力を P_2 [W]、無給電中継点と受信点間の自由空間伝搬損失を L_2 とすれば、絶対利得 G_r (真数) の受信アンテナの最大受信有能電力 P_r [W] 及び無給電中継点と受信点間の区間損失 L_2 を求めることができる。

- (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、 $P_2 = \boxed{B}$ [W] であるから、 L_{tr} は、次式で表される。

$$L_{tr} = \boxed{C}$$

- (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 L は、□ D □ となる。

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



- A-6 直径 4 [mm]、線間隔 20 [cm] の終端を短絡した無損失の平行二線式給電線において、終端から長さ 1.25 [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イルのインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を 30 [MHz] とする。

- 1 2.9 [μH] 2 5.1 [μH] 3 7.6 [μH] 4 10.2 [μH] 5 15.2 [μH]

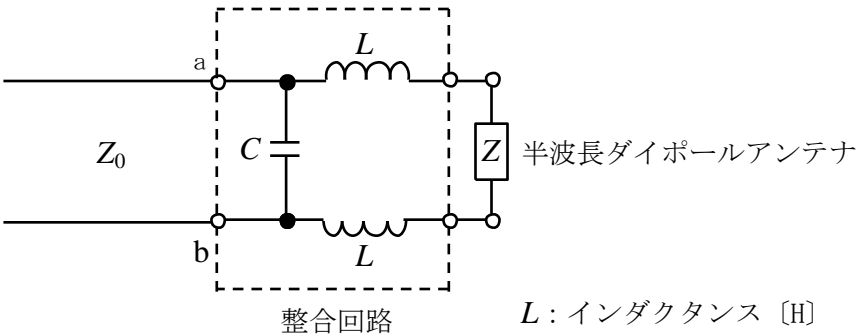
- A-7 次の記述は、同軸給電線の特性について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 同軸給電線の伝送損は、抵抗損によるものと誘電損によるものがあり、抵抗損によるものは、周波数の平方根に比例し、誘電損によるものは、周波数に □ A □ する。
- (2) 同軸給電線内の位相定数と自由空間の位相定数との比で表される波長短縮率は、同軸給電線に充填されている誘電体の比誘電率を ϵ_s とすれば、□ B □ で与えられる。
- (3) 同軸給電線は、通常用いるモードでの遮断周波数は存在しないが、周波数が高くなり、ある周波数 f_c を超えると、□ C □ モードが発生して伝送損の増加や位相ひずみなどを生ずる。この周波数 f_c は、□ C □ モードの遮断周波数である。

| | A | B | C |
|---|-----|-----------------------|----------|
| 1 | 反比例 | $1/\sqrt{\epsilon_s}$ | TE 又は TM |
| 2 | 反比例 | $1/\epsilon_s$ | TEM |
| 3 | 比例 | $1/\epsilon_s$ | TEM |
| 4 | 比例 | $1/\sqrt{\epsilon_s}$ | TE 又は TM |
| 5 | 比例 | $1/\epsilon_s$ | TE 又は TM |

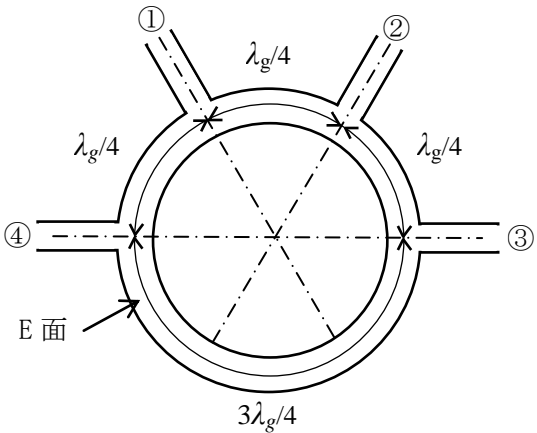
A－8 図に示す整合回路を用いて、特性インピーダンス Z_0 が $365\text{ }[\Omega]$ の無損失の平行二線式給電線と入力インピーダンス Z が $73\text{ }[\Omega]$ の半波長ダイポールアンテナとを整合させるために必要な静電容量 C の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を $30/\pi\text{ }[\text{MHz}]$ とする。

- 1 91 [pF]
- 2 120 [pF]
- 3 143 [pF]
- 4 165 [pF]
- 5 186 [pF]



A－9 次の記述は、図に示す環状導波管を用いたラットレース回路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。ただし、全長を $6\lambda_g/4\text{ }[\text{m}]$ とし、間隔を $\lambda_g/4\text{ }[\text{m}]$ 及び $3\lambda_g/4\text{ }[\text{m}]$ とし、四本の E 分岐を設けた構造であり、管内波長を $\lambda_g\text{ }[\text{m}]$ とする。

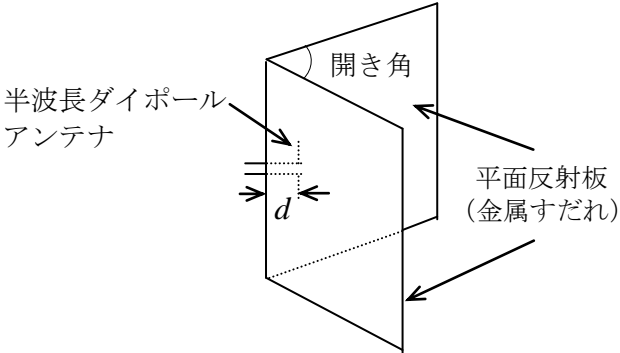
- 1 分岐①からの入力、分岐②と④には出力され、このときの分岐②と④の出力は同相である。
- 2 分岐①からの入力、分岐③には出力されない。
- 3 分岐③からの入力、分岐②と④には出力され、このときの分岐②と④の出力は同相である。
- 4 分岐③からの入力、分岐①には出力されない。
- 5 この回路を用いることにより、送信出力が受信機に入力されずに受信機を保護することができ、一つのアンテナで送受共用することができる。



A－10 次の記述は、図に示すコーナレフレクタ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。ただし、波長を $\lambda\text{ }[\text{m}]$ とし、平面反射板又は金属すだれは、電波を理想的に反射する大きさであるものとする。また、相互インピーダンスによる影響は、無視するものとする。

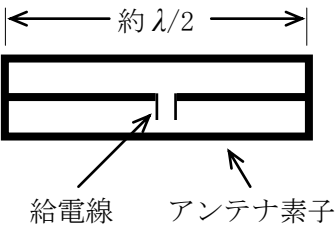
- (1) 半波長ダイポールアンテナに平面反射板又は金属すだれを組み合わせた構造であり、金属すだれは半波長ダイポールアンテナ素子に平行に導体棒を並べたもので、導体棒の間隔は平面反射板と等価な反射特性を得るために約 □ A □ 以下にする必要がある。
- (2) 開き角は、90 度、60 度などがあり、半波長ダイポールアンテナとその影像の合計数は、90 度では 4 個、60 度では 6 個であり、開き角が小さくなると影像の数が増え、例えば、45 度では 8 個、30 度では □ B □ となる。これらの複数のアンテナの効果により、半波長ダイポールアンテナ単体の場合よりも鋭い指向性と大きな利得が得られる。
- (3) アンテナパターンは、2 つ折りにした平面反射板又は金属すだれの折り目から半波長ダイポールアンテナ素子までの距離 $d\text{ }[\text{m}]$ によって大きく変わる。理論的には、開き角が 90 度のとき、 $d = \square C \square$ では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、 $d = \square D \square$ では主ビームは鋭くなるがサイドローブを生ずる。一般に、単一指向性となるように d を $\lambda/4 \sim 3\lambda/4$ の範囲で調整する。

| | A | B | C | D |
|---|--------------|------|--------------|--------------|
| 1 | $\lambda/5$ | 10 個 | $3\lambda/2$ | $\lambda/2$ |
| 2 | $\lambda/5$ | 16 個 | λ | $3\lambda/2$ |
| 3 | $\lambda/10$ | 16 個 | $3\lambda/2$ | λ |
| 4 | $\lambda/10$ | 12 個 | $3\lambda/2$ | λ |
| 5 | $\lambda/10$ | 12 個 | λ | $3\lambda/2$ |



A-11 図に示す三線式折返し半波長ダイポールアンテナを用いて 800 [MHz] の電波を受信したときの実効長の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、3 本のアンテナ素子はそれぞれ平行で、かつ、極めて近接して配置されており、その素材や寸法は同じものとし、波長を λ [m] とする。

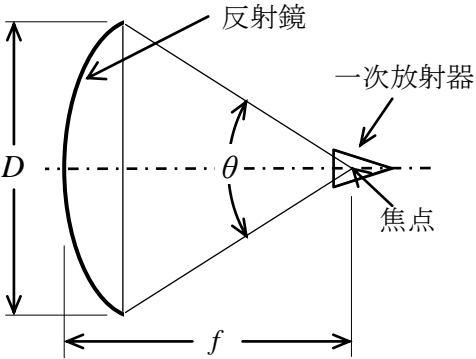
- 1 36 [cm]
- 2 49 [cm]
- 3 59 [cm]
- 4 72 [cm]
- 5 98 [cm]



A-12 次の記述は、図に示すパラボラアンテナの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。ただし、パラボラアンテナの開口直径を D [m]、開口角を θ [°]、焦点距離を f [m]、開口効率を η 及び波長を λ [m] とする。

- (1) θ と D と f の関係は、□ A □ と表される。
- (2) 指向性の半値幅は、近似的に $70 \times$ □ B □ [°] と表される。
- (3) 絶対利得（真数）は、□ C □ と表される。

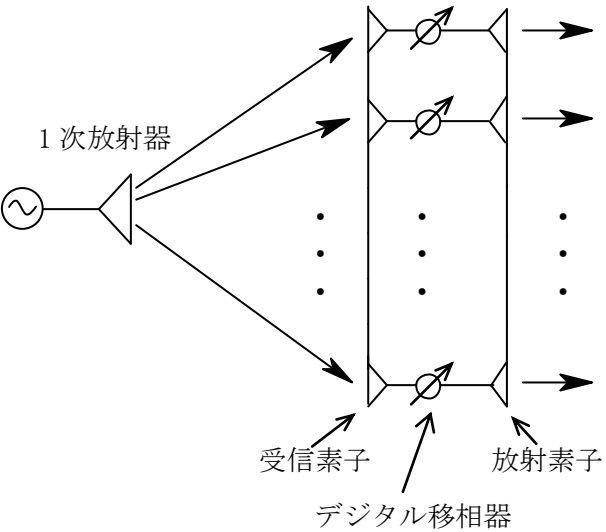
| | A | B | C |
|---|--|---------------------|---|
| 1 | $\tan \frac{\theta}{2} = \frac{D}{2f}$ | $\frac{\lambda}{D}$ | $\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta$ |
| 2 | $\tan \frac{\theta}{2} = \frac{D}{2f}$ | $\frac{D}{\lambda}$ | $\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \eta$ |
| 3 | $\tan \frac{\theta}{4} = \frac{D}{4f}$ | $\frac{D}{\lambda}$ | $\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta$ |
| 4 | $\tan \frac{\theta}{4} = \frac{D}{4f}$ | $\frac{\lambda}{D}$ | $\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta$ |
| 5 | $\tan \frac{\theta}{4} = \frac{D}{4f}$ | $\frac{\lambda}{D}$ | $\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \eta$ |



A-13 次の記述は、図に示す位相走査のフェーズド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) 平面上に複数の放射素子を並べて固定し、それぞれにデジタル移相器を設けて給電電流の位相を変化させて電波を放射し、放射された電波を合成した主ビームが空間のある範囲内の任意の方向に向くように制御されたアンテナである。デジタル移相器は、0 から 2π までの位相角を $2^n (n = 1, 2, \dots)$ 分の 1 に等分割しているので、最小設定可能な位相角は $2\pi/2^n$ [rad] となり、励振位相は、最大 □ A □ [rad] の量子化位相誤差を生ずることになる。
- (2) この量子化位相誤差がアンテナの開口分布に周期的に生ずると、比較的高いレベルの □ B □ が生じ、これを低減するには、デジタル移相器のビット数をできるだけ □ C □ する。

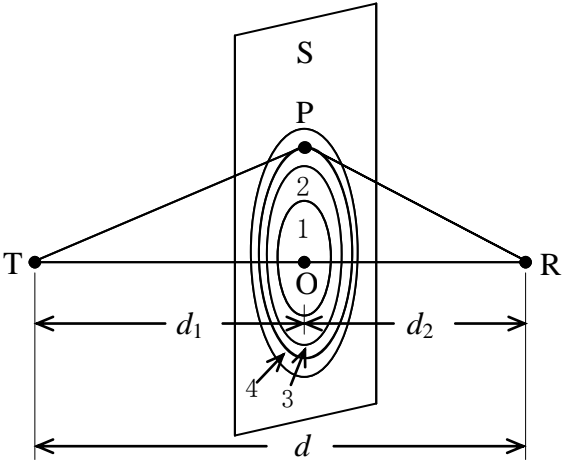
| | A | B | C |
|---|---------------|--------|-----|
| 1 | $\pi/2^n$ | バックローブ | 少なく |
| 2 | $\pi/2^n$ | サイドローブ | 多く |
| 3 | $\pi/2^{n+1}$ | サイドローブ | 多く |
| 4 | $\pi/2^{n+1}$ | バックローブ | 少なく |
| 5 | $\pi/2^{n+1}$ | バックローブ | 多く |



A-14 次の記述は、フレネルゾーン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) 図において、距離 d [m] 離れた送信点 T と受信点 R を結ぶ線分 TR 上の点 O を含み、線分 TR に垂直な平面 S がある。
 S 上の点 P を通る電波の通路長 (TP+PR) と □ A □ との通路差が $\lambda/2$ の整数倍となる点 P の軌跡は、 S 面上で複数の同心円となる。また、 S が直線 TR 上を移動したとき、 T 、 R を焦点とし、線分 TR を回転軸とする回転楕円体となる。ただし、 TO 、 OR の距離をそれぞれ d_1 [m]、 d_2 [m]、また、波長を λ [m] とする。
- (2) 回転楕円体に囲まれた領域をフレネルゾーンといい、最も内側の領域を第1フレネルゾーン、以下、第2、第3、第 n フレネルゾーンという。第 n フレネルゾーンの円の半径は、約 □ B □ [m] となる。
- (3) 見通し内で無線回線を設定する場合には自由空間に近い良好な伝搬路を保つ必要があり、一般には、少なくとも障害物が第1フレネルゾーンに入らないようにクリアランスを設ける必要がある。

| | A | B |
|---|-----------|---|
| 1 | d_1+d_2 | $\sqrt{\frac{d_1d_2}{n\lambda(d_1+d_2)}}$ |
| 2 | d_1+d_2 | $\sqrt{\frac{2\lambda d_1d_2}{n(d_1+d_2)}}$ |
| 3 | d_1+d_2 | $\sqrt{n\lambda \frac{d_1d_2}{d_1+d_2}}$ |
| 4 | $d-d_2$ | $\sqrt{n\lambda \frac{d_1d_2}{d_1+d_2}}$ |
| 5 | $d-d_2$ | $\sqrt{\frac{2\lambda d_1d_2}{n(d_1+d_2)}}$ |

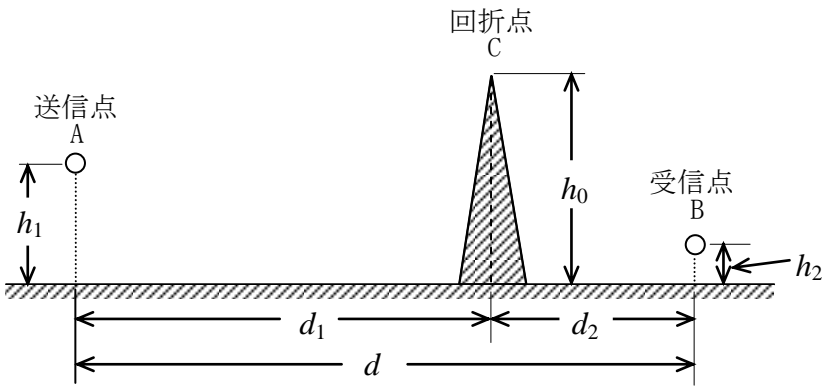


A-15 図に示すように、周波数 100 [MHz]、送信アンテナの絶対利得 10 [dB]、水平偏波で放射電力 100 [W]、送信アンテナの高さ 100 [m]、受信アンテナの高さ 5 [m]、送受信点間の距離 50 [km] で、送信点から 30 [km] 離れた地点に高さ 150 [m] のナイフエッジがあるとときの受信点における電界強度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、回折係数は 0.1 とし、アンテナの損失はないものとする。また、波長を λ [m] とすれば、AC 間と CB 間の通路利得係数 A_1 及び A_2 は次式で表されるものとする。

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

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

- 1 60 [μ V/m]
2 94 [μ V/m]
3 107 [μ V/m]
4 120 [μ V/m]
5 132 [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、衛星ー地上間通信における電離層の影響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) 電波が電離層を通過する際、その振幅、位相などに □ A □ の不規則な変動を生ずる場合があり、これを電離層シンチレーションといい、その発生は受信点の □ B □ と時刻とに依存する。
- (2) 電波が電離層を通過する際、その偏波面が回転するファラデー回転(効果)により、□ C □ を用いる衛星通信に影響を与えることがある。

| | A | B | C |
|---|-----|----|------|
| 1 | 短周期 | 経度 | 円偏波 |
| 2 | 短周期 | 緯度 | 直線偏波 |
| 3 | 長周期 | 経度 | 円偏波 |
| 4 | 長周期 | 経度 | 直線偏波 |
| 5 | 長周期 | 緯度 | 円偏波 |

A-17 次の記述は、無線 LAN や携帯電話などで用いられる MIMO (Multiple Input Multiple Output) 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 MIMO では、送信側と受信側の双方に複数のアンテナを用いることによって、空間多重伝送による伝送容量の増大、ダイバーシティによる伝送品質の向上を図ることができる。
- 2 空間多重された信号は、複数の受信アンテナで受信後、チャネル（伝送路）情報を用い、信号処理により分離することができる。
- 3 MIMO には、送信側でチャネル（伝送路）情報が既知の方式と未知の方式がある。
- 4 複数のアンテナを近くに配置するときは、相互結合による影響を考慮する。
- 5 MIMO では、水平偏波は用いることができない。

A-18 次の記述は、利得の基準として用いられるマイクロ波標準アンテナの利得の校正法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、送信電力を P_t [W]、受信電力を P_r [W] 及び波長を λ [m] とし、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 標準アンテナが 1 個のみのときは、図に示すように、アンテナから距離 d [m] 離して正対させた反射板を用いて利得を測定することができる。利得 G_0 は、反射板のアンテナのある側と反対側に影像アンテナを考えれば、次式により求められる。

$$G_0 = \boxed{A} \times \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

- (2) 同じ標準アンテナが 2 個あるときは、一方を送信アンテナ、他方を受信アンテナとし、それぞれの偏波面を合わせ、最大指向方向を互いに対向させて利得を測定する。利得 G_1 は、測定距離を d [m] とすれば、次式により求められる。

$$G_1 = \boxed{B} \times \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

- (3) 標準アンテナが 3 個あるときは、アンテナ 2 個ずつの三通りの組合せで、(2) と同様に利得を測定する。測定距離を一定値 d [m] とし、アンテナ X、Y 及び Z の利得をそれぞれ G_X 、 G_Y 及び G_Z とすれば、以下の連立方程式が得られる。この連立方程式を解くことにより、各アンテナの利得が求められる。ただし、アンテナ X、Y 及び Z の送信電力を P_{tX} [W]、 P_{tY} [W] 及び P_{tZ} [W]、受信電力を P_{rX} [W]、 P_{rY} [W] 及び P_{rZ} [W] とする。

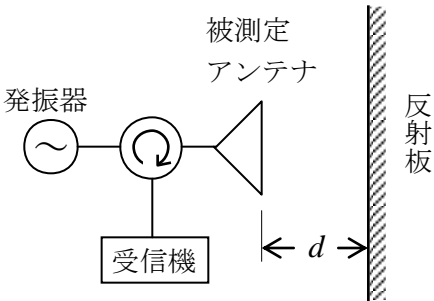
$$\text{アンテナ X で送信、アンテナ Y で受信：} G_X G_Y = (\boxed{B})^2 \times \frac{P_{rY}}{P_{tX}} \quad \dots \textcircled{1}$$

$$\text{アンテナ Y で送信、アンテナ Z で受信：} G_Y G_Z = (\boxed{B})^2 \times \frac{P_{rZ}}{P_{tY}} \quad \dots \textcircled{2}$$

$$\text{アンテナ Z で送信、アンテナ X で受信：} G_Z G_X = (\boxed{B})^2 \times \frac{P_{rX}}{P_{tZ}} \quad \dots \textcircled{3}$$

G_Y を式①、②、③より解くと、次式が得られる。

$$G_Y = \frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{P_{rZ}}{P_{tY}}\right) \times (\boxed{C}) \times \left(\frac{P_{rY}}{P_{tX}}\right)}$$



| | A | B | C |
|---|--------------------------|--------------------------|-------------------------|
| 1 | $\frac{8\pi d}{\lambda}$ | $\frac{4\pi d}{\lambda}$ | $\frac{P_{tY}}{P_{rZ}}$ |
| 2 | $\frac{8\pi d}{\lambda}$ | $\frac{8\pi d}{\lambda}$ | $\frac{P_{rX}}{P_{tZ}}$ |
| 3 | $\frac{8\pi d}{\lambda}$ | $\frac{4\pi d}{\lambda}$ | $\frac{P_{tZ}}{P_{rX}}$ |
| 4 | $\frac{4\pi d}{\lambda}$ | $\frac{4\pi d}{\lambda}$ | $\frac{P_{tZ}}{P_{rX}}$ |
| 5 | $\frac{4\pi d}{\lambda}$ | $\frac{8\pi d}{\lambda}$ | $\frac{P_{rX}}{P_{tZ}}$ |

A-19 アンテナ利得が 30 (真数) のアンテナを無損失の給電線に接続して測定した電圧定在波比 (VSWR) の値が 3 であった。このアンテナの動作利得 (真数) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 22.5
- 2 25.3
- 3 27.5
- 4 29.3
- 5 35.5

A-20 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 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、 $f_m = f / (1 + p)$ [Hz] と表せる。
- 5 測定は、通常、電波暗室で行われる。

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。

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

- (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。

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

- (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。

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

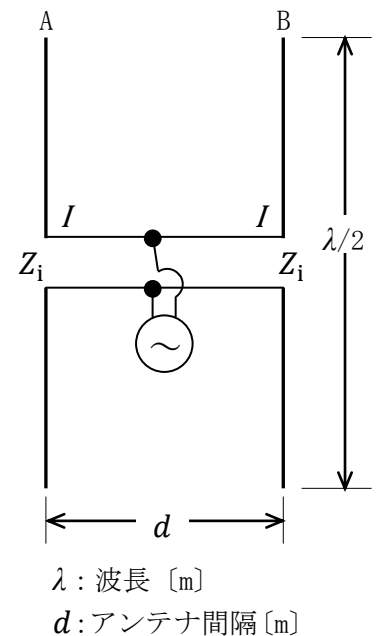
- (3) アンテナ A 及び B にそれぞれ I を供給すれば、 M は、次式で表される。ただし、 Z_{12} の抵抗分を R_{12} [Ω] とする。

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

- (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。

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

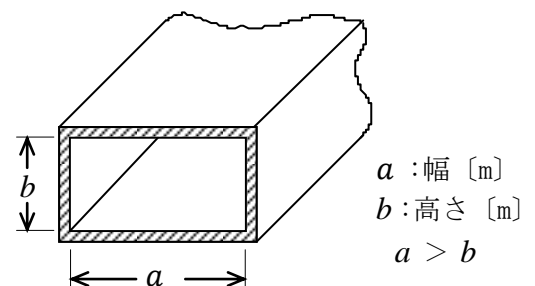
- (5) 式⑤において、 R_{11} は一定値であるから、 G は R_{12} のみの関数となる。 R_{12} の値は □ オ によって変わるので、□ オ の大きさにより G を変えることができる。



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

B-2 次の記述は、図に示す方形導波管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、自由空間における電波の波長を λ [m]、速度を c [m/s] とする。

- (1) TE_{mn} モードの遮断波長は、□ ア [m] である。
 (2) TE_{10} モードにおける遮断波長は、□ イ [m]、管内波長は、□ ウ [m] である。導波管内を伝搬する電波の群速度 v_g [m/s] は、位相速度 v_p [m/s] より □ エ、 v_g と v_p の間には □ オ の関係がある。



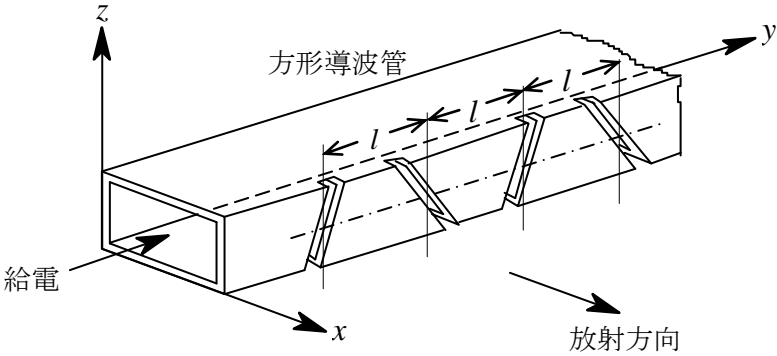
- | | | | | |
|---|--------|--|------|---------------------|
| 1 $\frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$ | 2 $2b$ | 3 $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$ | 4 速く | 5 $v_p v_g = c^2$ |
| 6 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2}}$ | 7 $2a$ | 8 $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$ | 9 遅く | 10 $v_p v_g = 2c^2$ |

B-3 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。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 とし、解答せよ。

- ア 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、22 [GHz] 付近に水蒸気分子の共鳴周波数が、60 [GHz] 付近に酸素分子の共鳴周波数がある。
 イ 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、周波数が高くなると減少し、単位体積の空気中に含まれる水分の量に反比例する。
 ウ 降雨による減衰は、雨滴による吸収と散乱で生じ、10 [GHz] 以上で顕著になり、200 [GHz] 付近までは周波数が高いほど、また、降雨強度が大きいくほど、減衰量が大きくなる。
 エ 降雨による交差偏波識別度の劣化は、扁平な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と無関係である。
 オ 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降雨があると、雨滴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。

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。一定の間隔 l [m] で、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 1/4 3 磁界 4 z 成分 5 水平偏波となる
6 平行 7 1/2 8 電界 9 y 成分 10 垂直偏波となる

B-5 次の記述は、図に示す Wheeler cap (ウィーラー・キャップ) 法による小形アンテナの放射効率の測定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、金属の箱及び地板の大きさ及び材質は、測定条件を満たしており、アンテナの位置は、箱の中央部に置いて測定するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 入力インピーダンスから放射効率を求める方法

地板の上に置いた被測定アンテナに、アンテナ電流の分布を乱さないよう適当な形及び大きさの金属の箱をかぶせて隙間がないように密閉し、被測定アンテナの入力インピーダンスの □ ア □ を測定する。このときの値は、アンテナの放射抵抗が無視できるので損失抵抗 R_l [Ω] とみなすことができる。

次に、箱を取り除いて、同様に、入力インピーダンスの □ ア □ を測定する。このときの値は、被測定アンテナの放射抵抗を R_r [Ω] とすると □ イ □ [Ω] となる。

金属の箱をかぶせないときの入力インピーダンスの □ ア □ の測定値を R_{in} [Ω]、かぶせたときの入力インピーダンスの □ ア □ の測定値を R'_{in} ($= R_l$) [Ω] とすると、放射効率 η は、 $\eta =$ □ ウ □ で求められる。

ただし、金属の箱の有無にかかわらず、アンテナ電流を一定とし、被測定アンテナは直列共振形とする。また、給電線の損失はないものとする。

- (2) 電圧反射係数から放射効率を求める方法

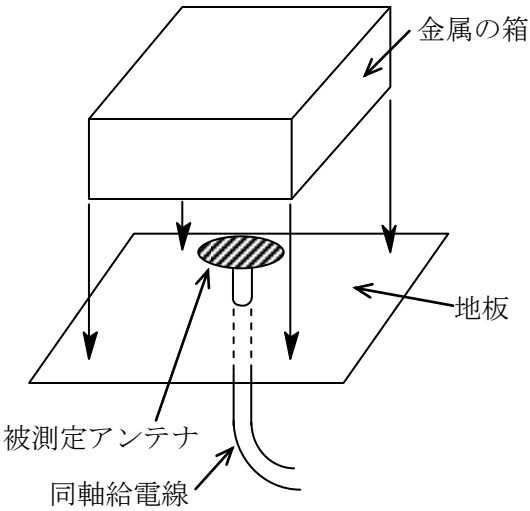
金属の箱をかぶせないときの送信機の実出力電力を P_o [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を P_{ref} [W]、(1)と同じように被測定アンテナに金属の箱をかぶせたときの送信機の実出力電力を P'_o [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を P'_{ref} [W] とすると、放射効率 η は、次式で求められる。ただし、送信機と被測定アンテナ間の給電線の損失はないものとする。

$$\eta = \frac{P_o - P_{ref} - (P'_o - P'_{ref})}{P_o - P_{ref}} \dots\dots\dots \text{①}$$

$P_o = P'_o$ のとき、 η は、式①より次式のようにになる。

$$\eta = \frac{\text{□ エ □}}{1 - (P_{ref}/P_o)} \dots\dots\dots \text{②}$$

金属の箱をかぶせないときの電圧反射係数を $|\Gamma|$ 、かぶせたときの電圧反射係数を $|\Gamma'|$ とすると、 η は、式②より、 $\eta =$ □ オ □ となり電圧反射係数から求められる。ただし、 $|\Gamma'| \geq |\Gamma|$ が成り立つ範囲で求められる。



- 1 実数部 2 $R_r + R_l$ 3 $1 - (R_{in}/R'_{in})$ 4 $(P'_{ref}/P'_o) - (P_{ref}/P_o)$ 5 $\frac{|\Gamma'| - |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$
6 虚数部 7 $R_r - R_l$ 8 $1 - (R'_{in}/R_{in})$ 9 $(P_{ref}/P_o) - (P'_{ref}/P'_o)$ 10 $\frac{|\Gamma'|^2 - |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2}$