

FB211

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、自由空間内を伝搬す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の正しい組合せを下の番号から選べ。

|                                                                                                                                   | A         | B       | C  | D  |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|---------|----|----|
| (1) 電波の進行方向に垂直な面上で、互いに直交する方向の電界成分の位相差が □ A □ [rad] で振幅が等しい電波は、円偏波であり、このとき振幅が異なる電波は、楕円偏波である。                                       | 1 0       | $\pi/2$ | 直線 | 円  |
| (2) 電波の進行方向に垂直な面上で、互いに直交する方向の電界成分の位相差が 0 [rad] 又は □ B □ [rad] の電波は、直線偏波である。                                                       | 2 $\pi$   | $\pi/2$ | 円  | 直線 |
| (3) 楕円偏波の長軸方向の電界強度 $E_1$ と短軸方向の電界強度 $E_2$ との比 ( $E_1/E_2$ ) を軸比といい、軸比 (真数) の大きさが 1 に近いほど □ C □ 偏波に近く、 $\infty$ に近いほど □ D □ 偏波に近い。 | 3 $\pi$   | $\pi/2$ | 直線 | 円  |
|                                                                                                                                   | 4 $\pi/2$ | $\pi$   | 円  | 直線 |
|                                                                                                                                   | 5 $\pi/2$ | $\pi$   | 直線 | 円  |

A－2 次の記述は、自由空間に置かれた微小ダイポールを正弦波電流で励振した場合に発生する電界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) 微小ダイポールの長さを $l$ [m]、微小ダイポールを流れる電流を $I$ [A]、角周波数を $\omega$ [rad/s]、波長を $\lambda$ [m]、微小ダイポールの電流が流れる方向と微小ダイポールの中心から距離 $r$ [m] の任意の点 P を見た方向とがなす角度を $\theta$ [rad] とすると、放射電界、誘導電界及び静電界の 3 つの成分からなる点 P における微小ダイポールによる電界強度 $E_\theta$ は、次式で表される。 |                    |                    |
| $E_\theta = \frac{j60\pi I l \sin\theta}{\lambda} \left( \frac{1}{r} - \frac{j\lambda}{2\pi r^2} - \frac{\lambda^2}{4\pi^2 r^3} \right) e^{j(\omega t - 2\pi r/\lambda)} \text{ [V/m]} \dots\dots \textcircled{1}$                              | A                  | B                  |
| (2) $E_\theta$ の放射電界の大きさを $ E_1 $ [V/m]、 $E_\theta$ の誘導電界の大きさを $ E_2 $ [V/m]、 $E_\theta$ の静電界の大きさを $ E_3 $ [V/m] とすると、 $ E_1 $ 、 $ E_2 $ 、 $ E_3 $ は、式①より微小ダイポールの中心からの距離 $r$ が □ A □ [m] のとき等しくなる。                                              | 1 $\lambda/\pi$    | 0.0039 : 0.063 : 1 |
| (3) 微小ダイポールの中心からの距離 $r = \lambda$ [m] のとき、 $ E_1 $ 、 $ E_2 $ 、 $ E_3 $ の比は、式①より $ E_1  :  E_2  :  E_3  \cong$ □ B □ となる。                                                                                                                        | 2 $\lambda/\pi$    | 1 : 0.032 : 0.001  |
|                                                                                                                                                                                                                                                 | 3 $\lambda/(2\pi)$ | 1 : 0.159 : 0.025  |
|                                                                                                                                                                                                                                                 | 4 $\lambda/(2\pi)$ | 0.0039 : 0.063 : 1 |
|                                                                                                                                                                                                                                                 | 5 $\lambda/(2\pi)$ | 1 : 0.032 : 0.001  |

A－3 次の記述は、半波長ダイポールアンテナの実効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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、波長を  $\lambda$  [m] とする。

|                                                                                                                                                    | A                      | B                                                     | C                           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------|-------------------------------------------------------|-----------------------------|
| (1) 電界強度が $E$ [V/m] の地点での電力束密度 $p$ は、次式で与えられる。<br>$p =$ □ A □ [W/m <sup>2</sup> ] $\dots\dots\dots \textcircled{1}$                                | 1 $\frac{E^2}{120\pi}$ | $\frac{1}{4R} \left( \frac{\lambda}{\pi} E \right)^2$ | $\frac{30\lambda^2}{\pi R}$ |
| (2) 電界強度が $E$ [V/m] の地点にある半波長ダイポールアンテナの放射抵抗を $R$ [Ω] とすると、最大電力 (受信有能電力) $P_r$ は、次式で表される。<br>$P_r =$ □ B □ [W] $\dots\dots\dots \textcircled{2}$    | 2 $\frac{E^2}{120\pi}$ | $\frac{\lambda E^2}{\pi R}$                           | $\frac{120\lambda}{R}$      |
| (3) 半波長ダイポールアンテナの実効面積 $A_e$ は、次式で定義されている。<br>$A_e = P_r/p$ [m <sup>2</sup> ]<br>したがって、式①及び②から $A_e$ は、次式で求められる。<br>$A_e =$ □ C □ [m <sup>2</sup> ] | 3 $\frac{E^2}{120\pi}$ | $\frac{1}{R} \left( \frac{\lambda}{\pi} E \right)^2$  | $\frac{30\lambda^2}{\pi R}$ |
|                                                                                                                                                    | 4 $\frac{E^2}{60\pi}$  | $\frac{\lambda E^2}{\pi R}$                           | $\frac{60\lambda}{R}$       |
|                                                                                                                                                    | 5 $\frac{E^2}{60\pi}$  | $\frac{1}{4R} \left( \frac{\lambda}{\pi} E \right)^2$ | $\frac{15\lambda^2}{\pi R}$ |

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。

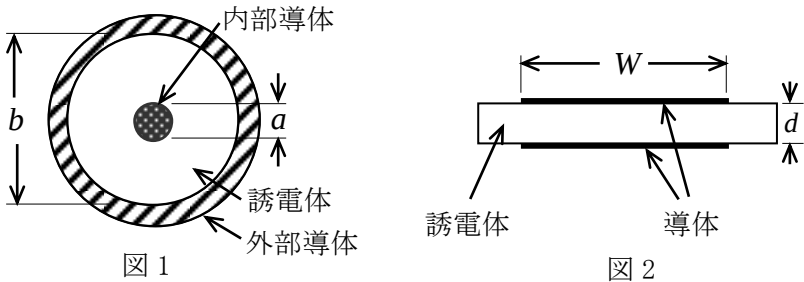
- 1 受信アンテナの利得や指向性は、可逆の定理により、送信アンテナとして用いた場合と同じである。
- 2 自由空間中で送信アンテナに受信アンテナを対向させて電波を受信するときの受信電力は、フリスの伝達公式により求めることができる。
- 3 微小ダイポールの絶対利得は、等方性アンテナの約 1.5 倍であり、約 1.76〔dB〕である。
- 4 半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、等方性アンテナの約 2.15 倍であり、約 3.32〔dB〕である。
- 5 一般に同じアンテナを複数個並べたアンテナの指向性は、アンテナ単体の指向性に配列指向係数を掛けたものに等しい。

A－5 周波数 6〔GHz〕、送信電力 1〔W〕、送信アンテナの絶対利得 40〔dB〕、送受信点間距離 40〔km〕、及び受信入力レベル－45〔dBm〕の固定マイクロ波の見通し回線がある。このときの自由空間基本伝送損  $L$ 〔dB〕及び受信アンテナの絶対利得  $G_r$ 〔dB〕の最も近い値の組合せを下の番号から選べ。ただし、伝搬路は自由空間とし、給電回路の損失及び整合損失は無視できるものとする。また、1〔mW〕を 0〔dBm〕、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\log_{10}\pi = 0.5$  とする。

|   | $L$ | $G_r$ |
|---|-----|-------|
| 1 | 136 | 40    |
| 2 | 136 | 31    |
| 3 | 136 | 25    |
| 4 | 140 | 31    |
| 5 | 140 | 25    |

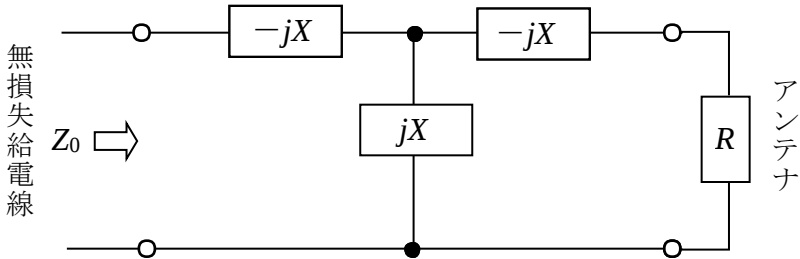
A－6 図 1 は同軸線路の断面図であり、図 2 は平行平板線路の断面図である。これら二つの線路の特性インピーダンスが等しく、同軸線路の外部導体の内径  $b$ 〔m〕と内部導体の外径  $a$ 〔m〕との比  $(b/a)$  の値が 5 であるときの平行平板線路の誘電体の厚さ  $d$ 〔m〕と導体の幅  $W$ 〔m〕との比  $(d/W)$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、両線路とも無損失であり、誘電体は同一とする。また、誘電体の比誘電率を  $\epsilon_r$  とし、自由空間の固有インピーダンスを  $Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕とすると、平行平板線路の特性インピーダンス  $Z_p$ 〔 $\Omega$ 〕は、 $Z_p = (Z_0/\sqrt{\epsilon_r}) \times (d/W)$  で表され、 $\log_{10}2 = 0.3$  とする。

- 1 0.22
- 2 0.26
- 3 0.30
- 4 0.34
- 5 0.38



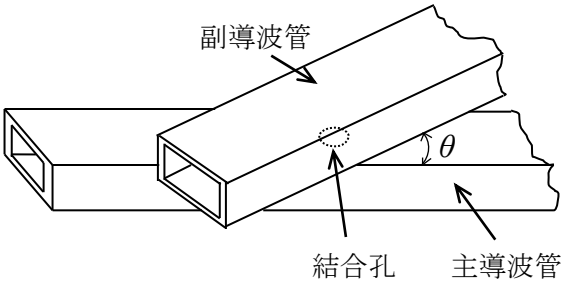
A－7 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  が 50〔 $\Omega$ 〕の無損失給電線と入力抵抗  $R$  が 200〔 $\Omega$ 〕のアンテナを集中定数回路を用いて整合させたとき、リアクタンス  $X$  の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 50〔 $\Omega$ 〕
- 2 75〔 $\Omega$ 〕
- 3 100〔 $\Omega$ 〕
- 4 125〔 $\Omega$ 〕
- 5 150〔 $\Omega$ 〕



A－8 次の記述は、図に示す主導波管と副導波管を交差角  $\theta$  を持たせて重ね合わせて結合孔を設けたベータ孔方向性結合器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、導波管内の伝送モードは、 $TE_{10}$  とし、 $\theta$  は  $90$  度より小さいものとする。

- 1 主導波管と副導波管は、H 面を重ね合わせる。
- 2  $\theta$  をある一定値にすることで、電界結合して左右に進む一方の電磁波を磁界結合した電磁波で打ち消すと同時に他方向の電磁波に相加わるようにする。
- 3 磁界結合した電磁波が副導波管内を対称に両方向に進み、また、電界結合した電磁波が副導波管を一方向に進む性質を利用する。
- 4 磁界結合した電磁波の大きさは、 $\cos\theta$  にほぼ比例して変わる。
- 5 電界結合した電磁波の大きさは、 $\theta$  に無関係である。



A－9 特性インピーダンスが  $50\ [\Omega]$  の無損失給電線に、 $20+j10\ [\Omega]$  の負荷インピーダンスを接続したときの電圧透過係数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1  $0.6+j0.2$       2  $0.6-j0.2$       3  $1.2+j0.4$       4  $1.2-j0.4$       5  $0.8+j0.6$

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。

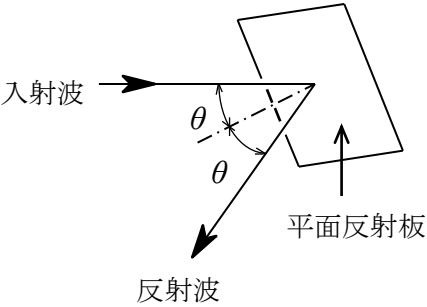
- 1 ブラウンアンテナの  $1/4$  波長の導線からなる地線は、同軸ケーブルの外部導体に漏れ電流が流れ出すのを防ぐ働きをする。
- 2 素子の太さが同じ二線式折返し半波長ダイポールアンテナの受信開放電圧は、同じ太さの半波長ダイポールアンテナの受信開放電圧の約  $4$  倍である。
- 3 ディスコーンアンテナは、スリーブアンテナに比べて広帯域なアンテナである。
- 4 円形パラボラアンテナの半値幅は、波長に比例し、開口径に反比例する。
- 5 カセグレンアンテナは、副反射鏡の二つの焦点の一方と主反射鏡の焦点を一致させ、他方の焦点と一次放射器の励振点とを一致させてある。

A－11 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電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) 無給電アンテナに用いられる平面反射板は、入射波の波源となる励振アンテナからの距離によって遠隔形平面反射板と近接形平面反射板に分けられる。このうち遠隔形平面反射板は、励振アンテナの □ A □ にあるものをいう。
- (2) 平面反射板の有効投影面積  $S_e$  は、平面反射板の実際の面積を  $S\ [m^2]$ 、入射角を  $\theta\ [rad]$ 、平面反射板の面精度などによって決まる開口効率を  $\alpha$  とすれば、次式で表される。  

$$S_e = \text{□ B □} \ [m^2]$$
- (3)  $2\theta$  が □ C □ になる場合には、2 枚の平面反射板の組合せが有効であり、その配置形式には、交差形と平行形といわれるものがある。

| A            | B                     | C  |
|--------------|-----------------------|----|
| 1 フレネル領域     | $\alpha S \cos\theta$ | 鈍角 |
| 2 フレネル領域     | $\alpha S \sin\theta$ | 鋭角 |
| 3 フラウンホーファ領域 | $\alpha S \sin\theta$ | 鋭角 |
| 4 フラウンホーファ領域 | $\alpha S \cos\theta$ | 鈍角 |
| 5 フラウンホーファ領域 | $\alpha S \tan\theta$ | 鈍角 |



A-12 次の記述は、グレゴリアン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。

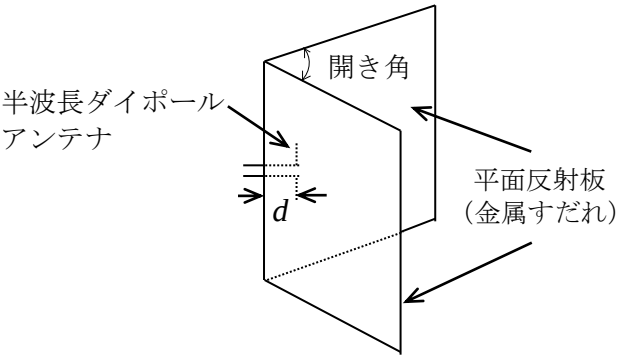
- (1) 主反射鏡に回転放物面、副反射鏡に □ A □ の □ B □ を用い、副反射鏡の一方の焦点を主反射鏡の焦点と一致させ、他方の焦点を一次放射器の位相中心と一致させた構造である。
- (2) また、□ C □ によるブロッキングをなくして、サイドローブ特性を良好にするために、オフセット型が用いられる。

|   | A     | B   | C     |
|---|-------|-----|-------|
| 1 | 回転双曲面 | 凹面側 | 一次放射器 |
| 2 | 回転双曲面 | 凸面側 | 一次放射器 |
| 3 | 回転双曲面 | 凹面側 | 副反射鏡  |
| 4 | 回転楕円面 | 凸面側 | 一次放射器 |
| 5 | 回転楕円面 | 凹面側 | 副反射鏡  |

A-13 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λ[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。

- (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λ/10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 □ A □ 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 □ 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* [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* = □ C □ では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、*d* = □ D □ 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 λ/4～3λ/4 の範囲で調整する。

|   | A   | B    | C    | D    |
|---|-----|------|------|------|
| 1 | 6 個 | 8 個  | λ    | 3λ/2 |
| 2 | 6 個 | 8 個  | 3λ/2 | λ    |
| 3 | 7 個 | 9 個  | 3λ/2 | λ    |
| 4 | 7 個 | 10 個 | 3λ/2 | λ/2  |
| 5 | 7 個 | 10 個 | λ    | 3λ/2 |



A-14 電離層の最大電子密度が 8.1×10<sup>11</sup> [個/m<sup>3</sup>] のとき、臨界周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電離層の電子密度が *N* [個/m<sup>3</sup>] のとき、周波数 *f* [Hz] の電波に対する屈折率 *n* は次式で表されるものとする。

$$n = \sqrt{1 - \frac{81N}{f^2}}$$

|   |           |   |           |   |            |   |            |   |            |
|---|-----------|---|-----------|---|------------|---|------------|---|------------|
| 1 | 4.1 [MHz] | 2 | 8.1 [MHz] | 3 | 10.8 [MHz] | 4 | 12.5 [MHz] | 5 | 16.2 [MHz] |
|---|-----------|---|-----------|---|------------|---|------------|---|------------|

A-15 次の記述は、等価地球半径係数  $k$  に起因する  $k$  形フェージング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  $k$  形フェージングは、 $k$  が時間的に変化し、伝搬波に対する大地(海面)の影響が変化することによって生ずる。
- 2 回折  $k$  形フェージングは、電波通路と大地(海面)のクリアランスが不十分で、かつ、 $k$  が小さくなったとき、大地(海面)の回折損を受けて生ずる。
- 3 回折  $k$  形フェージングの周期は、干渉  $k$  形フェージングの周期に比べて長い。
- 4 干渉  $k$  形フェージングは、 $k$  の変動により直接波と大地(海面)反射波の干渉状態が変化することによって生ずる。
- 5 干渉  $k$  形フェージングによる電界強度の変化は、反射点が大地であるときの方が海面であるときより大きい。

A-16 球面大地における伝搬において、見通し距離が 32 [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 25 [m]
- 2 35 [m]
- 3 50 [m]
- 4 60 [m]
- 5 75 [m]

A-17 地上高が 30 [m] のアンテナから周波数 150 [MHz] の電波を送信したとき、送信点から 15 [km] 離れた地上高 10 [m] の受信点における電界強度として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、受信点における自由空間電界強度を 450 [ $\mu$  V/m] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を -1 とする。

- 1 57 [ $\mu$  V/m]
- 2 72 [ $\mu$  V/m]
- 3 90 [ $\mu$  V/m]
- 4 102 [ $\mu$  V/m]
- 5 114 [ $\mu$  V/m]

A-18 次の記述は、反射板を用いるアンテナ利得の測定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。なお、同じ記号の  内には、同じ字句が入るものとする。

アンテナが一基のみの場合は、図に示す構成により以下のようにアンテナ利得を測定することができる。ただし、波長を  $\lambda$  [m]、被測定アンテナの開口径を  $D$  [m]、絶対利得を  $G$  (真数)、アンテナと垂直に立てられた反射板との距離を  $d$  [m] とし、 $d$  は、測定誤差が問題とならない適切な距離とする。

(1) アンテナから送信電力  $P_t$  [W] の電波を送信し、反射して戻ってきた電波を同じアンテナで受信したときの受信電力  $P_r$  [W] は、次式で与えられる。

$$P_r = \text{A} \times \frac{P_t G}{16\pi d^2} \cdots \cdots \text{①}$$

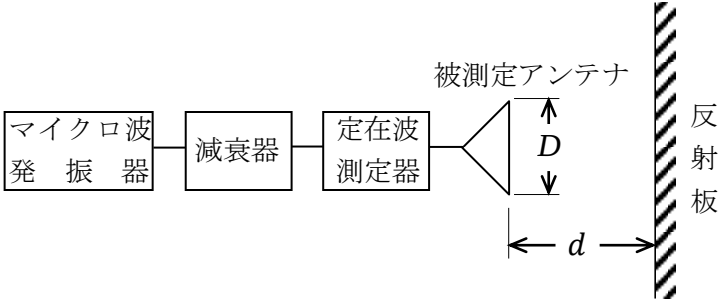
(2) アンテナには定在波測定器が接続されているものとし、反射波を受信したときの電圧定在波比を  $S$  とすれば、 $S$  と  $P_t$  及び  $P_r$  との間には、次の関係がある。

$$\frac{P_r}{P_t} = (\text{B})^2 \cdots \cdots \text{②}$$

(3) 式①及び②より絶対利得  $G$  は、次式によって求められる。

$$G = \text{C} \times \text{B}$$

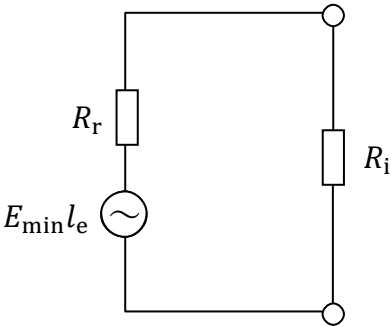
|   | A                         | B                 | C                         |
|---|---------------------------|-------------------|---------------------------|
| 1 | $\frac{G\lambda^2}{8\pi}$ | $\frac{S+1}{S-1}$ | $\frac{16\pi d}{\lambda}$ |
| 2 | $\frac{G\lambda^2}{8\pi}$ | $\frac{S-1}{S+1}$ | $\frac{16\pi d}{\lambda}$ |
| 3 | $\frac{G\lambda^2}{4\pi}$ | $\frac{S-1}{S+1}$ | $\frac{16\pi d}{\lambda}$ |
| 4 | $\frac{G\lambda^2}{4\pi}$ | $\frac{S+1}{S-1}$ | $\frac{8\pi d}{\lambda}$  |
| 5 | $\frac{G\lambda^2}{4\pi}$ | $\frac{S-1}{S+1}$ | $\frac{8\pi d}{\lambda}$  |



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。
- $N_i = kTB$  [W] . . . . . ①
- アンテナからの有能信号電力  $S_i$  は、次式で表される。
- $S_i = \square A$  [W] . . . . . 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。
- $S_i = \square B$  [W] . . . . . 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。
- $E_{\min} = \square C$  [V/m]

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



A-20 次の記述は、平衡給電のアンテナの入力インピーダンス測定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番号から選べ。

- (1) 一般にネットワークアナライザは不平衡系であり、ネットワークアナライザで □ A アンテナのような平衡給電のアンテナの入力インピーダンスを測定する場合、付属の不平衡ケーブルを直接接続するとアンテナ上で電流の不平衡が生じ、測定ケーブルに漏洩電流が流れて誤差を生ずる。このためバランを用いて対応しているが、バランの周波数特性により適用範囲が限定されたり、その効果を定量的に把握するのが難しいので、バランを測定周波数帯毎に変えて繰り返し測定する必要がある。
- (2) バランを用いないで測定する場合は、測定するアンテナを地板の上に構成すればよい。図 1 に示す給電点で対称な構造をもつ方形ループアンテナの場合は、図 2 に示すように、図 1 の方形ループアンテナの縦方向の長さ  $l$  [m] の上半分 ( $l/2$ ) を地板の上に設置すれば、地板の □ B 効果を利用して測定できる。この状態で測定したインピーダンスは、自由空間に方形ループアンテナがある場合の測定値の □ C 倍になる。ただし、地板の半径  $r$  [m] を測定するアンテナの大きさの少なくとも 2 波長以上にする。

| A          | B        | C   |
|------------|----------|-----|
| 1 半波長ダイポール | イメージ(影像) | 2   |
| 2 半波長ダイポール | 回折       | 2   |
| 3 半波長ダイポール | イメージ(影像) | 1/2 |
| 4 J 形      | イメージ(影像) | 1/4 |
| 5 J 形      | 回折       | 1/2 |

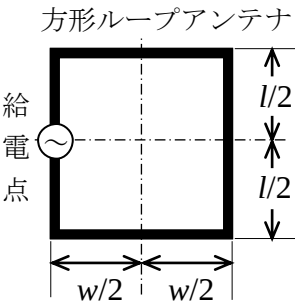


図 1

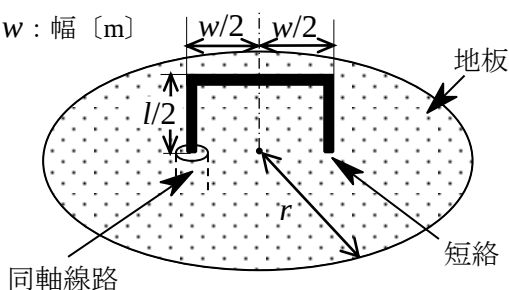
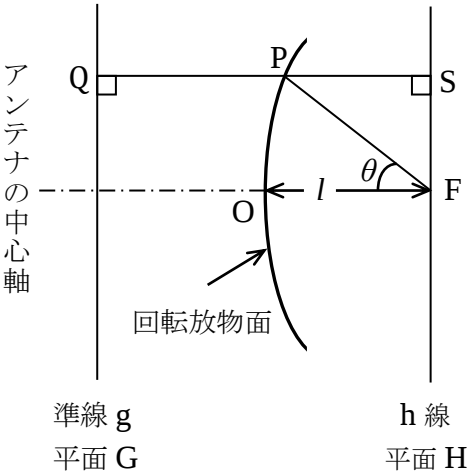


図 2

B－1 次の記述は、パラボラアンテナの開口面から放射される電波が平面波となる理由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) 図に示すように、回転放物面の焦点を  $F$ 、中心を  $O$ 、回転放物面上の任意の点を  $P$  とすれば、 $F$  から  $P$  までの距離  $\overline{FP}$  と  $P$  から準線  $g$  に下ろした垂線の足  $Q$  との距離  $\overline{PQ}$  との間には、次式の関係がある。
- $\overline{PQ} = \text{ア} \cdots \cdots \cdots \text{①}$
- (2)  $F$  を通り  $g$  に平行な直線を  $h$  線とし、 $P$  から  $h$  に下ろした垂線の足を  $S$  とすれば、 $F$  から  $P$  を通って  $S$  に至る距離  $\overline{FP} + \overline{PS}$  は、式①の関係から、次式で表される。
- $\overline{FP} + \overline{PS} = \text{イ}$
- (3) 焦点  $F$  に置かれた等方性波源より放射され、回転放物面で反射されたすべての電波は、アンテナの中心軸に垂直で  $g$  を含む平面  $G$  を見掛け上の □ウ□ として、アンテナの中心軸に平行に、 $G$  に平行で  $h$  を含む平面  $H$  へ □エ□ の平面波として到達する。
- (4)  $F$  から放射され回転放物面で反射されて  $H$  に至る電波通路の長さはすべて等しいから、放射角度  $\theta = 0$  のときの電波通路の長さと  $\theta \neq 0$  のときの電波通路の長さも等しく、 $\overline{FP} + \overline{PS}$  を焦点距離  $l$  で表すと、次式が成り立つ。
- $\overline{FP} + \overline{PS} = \text{オ} \times l$



- |                    |                    |       |       |      |
|--------------------|--------------------|-------|-------|------|
| 1 $2\overline{FP}$ | 2 $2\overline{PQ}$ | 3 波源  | 4 逆位相 | 5 2  |
| 6 $\overline{FP}$  | 7 $\overline{QS}$  | 8 反射点 | 9 同位相 | 10 4 |

B－2 次の記述は、図に示す方形のマイクロストリップ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を下の番号から選べ。ただし、給電は、同軸給電とする。

- (1) 図1に示すように、地板上に波長に比べて十分に薄い誘電体を置き、その上に放射板を平行に密着して置いた構造であり、放射板の中央から少しずらした位置で放射板と □ア□ の間に給電する。
- (2) 放射板と地板間にある誘電体に生ずる電界は、電波の放射には寄与しないが、放射板の周縁部に生ずる漏れ電界は電波の放射に寄与する。放射板の長さ  $l$  [m] を誘電体内での電波の波長  $\lambda_e$  [m] の  $1/2$  にすると共振する。
- 図2に示すように磁流  $M_1 \sim M_6$  [V] で表すと、磁流 □イ□ は相加されて放射に寄与するが、他は互いに相殺されて放射には寄与しない。
- アンテナの指向性は、放射板から □ウ□ 軸の正の方向に最大放射方向がある単一指向性である。
- (3) アンテナの入力インピーダンスは、放射板上の給電点の位置により変化する。また、その周波数特性は、厚さ  $h$  [m] が □エ□ ほど、幅  $w$  [m] が □オ□ 広帯域となる。

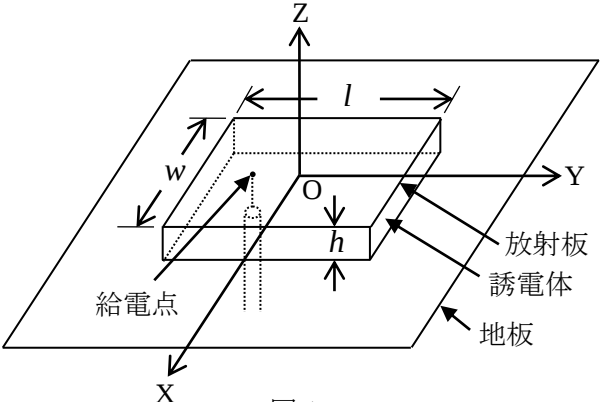


図 1

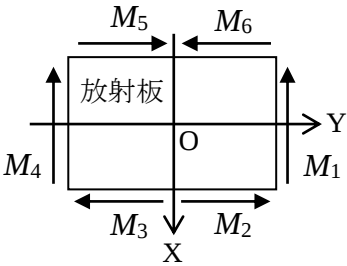


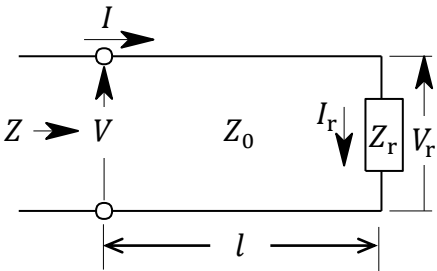
図 2

- |       |                 |     |      |         |
|-------|-----------------|-----|------|---------|
| 1 地板  | 2 $M_2$ と $M_6$ | 3 X | 4 厚い | 5 狭いほど  |
| 6 誘電体 | 7 $M_1$ と $M_4$ | 8 Z | 9 薄い | 10 広いほど |

B-3 次の記述は、図に示すように、無損失の平行二線式給電線の終端から  $l$  [m] の距離にある入力端から負荷側を見たインピーダンス  $Z$  [ $\Omega$ ] 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。ただし、終端における電圧を  $V_r$  [V]、電流を  $I_r$  [A]、負荷インピーダンスを  $Z_r$  [ $\Omega$ ] とし、無損失の平行二線式給電線の特性インピーダンスを  $Z_0$  [ $\Omega$ ]、位相定数を  $\beta$  [rad/m]、波長を  $\lambda$  [m] とすれば、入力端における電圧  $V$  と電流  $I$  は、次式で表されるものとする。

$$V = V_r \cos \beta l + j Z_0 I_r \sin \beta l \quad \text{[V]}$$

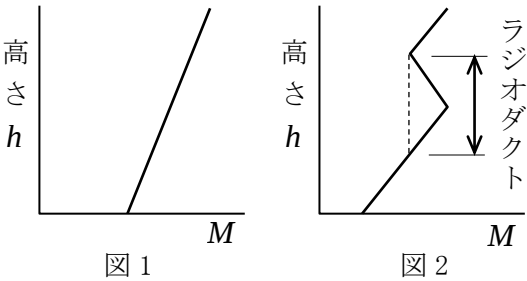
$$I = I_r \cos \beta l + j (V_r / Z_0) \sin \beta l \quad \text{[A]}$$



- ア  $l = \lambda/4$  のとき、 $Z$  は  $Z_r$  と等しい。  
 イ  $l = \lambda/2$  のとき、 $Z$  は  $Z_0^2 / Z_r$  と等しい。  
 ウ 周波数が 10 [MHz] で  $l = 37.5$  [m] のとき、 $Z$  は  $Z_r$  と等しい。  
 エ  $Z_r = \infty$  (終端開放) のとき、 $Z$  は  $-j Z_0 \cot \beta l$  と表される。  
 オ  $Z_r = 0$  (終端短絡) のとき、 $Z$  は  $j Z_0 \tan \beta l$  と表される。

B-4 次の記述は、マイクロ波 (SHF) 帯の電波の対流圏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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 標準大気において、大気の屈折率  $n$  は地表からの高さとともに □ ア □、標準大気中の電波通路は、送受信点間を結ぶ直線に対して上方に凸にわん曲する。  
 (2) 実際の大地は球面であるが、これを平面大地上の伝搬として等価的に取り扱うために、 $m = n + (h/R)$  で与えられる修正屈折率  $m$  が定義されている。ここで、 $h$  [m] は地表からの高さ、 $R$  [m] は地球の □ イ □ である。 $m$  は 1 に極めて近い値で不便なので、修正屈折指数  $M$  を用いる。 $M$  は、 $M =$  □ ウ □  $\times 10^6$  で与えられ、標準大気では地表からの高さとともに増加する。  
 (3) 標準大気の  $M$  曲線は、図 1 に示すように勾配が一定の直線となる。この  $M$  曲線の形を □ エ □ という。  
 (4) 大気中に温度などの □ オ □ 層が生ずるとラジオダクトが発生し、電波がラジオダクトの中に閉じ込められて見通し距離より遠方まで伝搬することがある。このときの  $M$  曲線は、図 2 に示すように、高さのある範囲で □ エ □ とは逆の勾配を持つ部分を生ずる。



- 1 接地形                      2 逆転                      3 減少するから                      4  $(m+1)$                       5 半径  
 6 増加するから                      7  $(m-1)$                       8 均一                      9 等価半径                      10 標準形

B-5 次の記述は、図に示すようにアンテナに接続された給電線上の電圧定在波比(VSWR)を測定することにより、アンテナの動作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、アンテナの利得を  $G$  (真数)、入力インピーダンスを  $Z_L$  [ $\Omega$ ] とする。また、信号源と給電線は整合がとれているものとし、給電線は無損失とする。

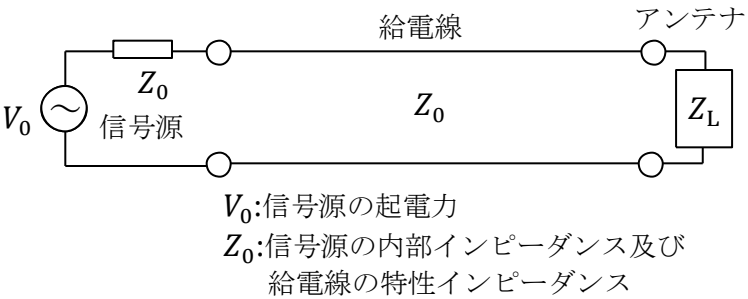
- (1) 給電線上の任意の点から信号源側を見たインピーダンスは常に  $Z_0$  [ $\Omega$ ] である。アンテナ側を見たインピーダンスが最大値  $Z_{\max}$  [ $\Omega$ ] となる点では、アンテナに伝送される電力  $P_t$  は、次式で表される。  

$$P_t = \text{□ ア □} \text{ [W]} \cdots \cdots \cdots \text{①}$$
 (2) VSWR を  $S$  とすると、 $Z_{\max} =$  □ イ □ であるから、式①は、 $S$ 、 $V_0$  及び  $Z_0$  で表すと次式となる。  

$$P_t = \text{□ ウ □} \text{ [W]} \cdots \cdots \cdots \text{②}$$
 アンテナと給電線が整合しているときの  $P_t$  を  $P_0$  とすれば、式②から  $P_0$  は、次式で表される。  

$$P_0 = \text{□ エ □} \text{ [W]} \cdots \cdots \cdots \text{③}$$
 (3) アンテナと給電線が整合していないために生ずる反射損  $M$  は、式②と③から次式となる。  

$$M = P_0 / P_t = \text{□ オ □} \cdots \cdots \cdots \text{④}$$
 (4) アンテナの動作利得  $G_w$  (真数) の定義と式④から、 $G_w$  は次式で与えられる。



したがって、VSWR を測定することにより、 $G_w$  を求めることができる。

- 1  $\left(\frac{V_0}{2Z_0}\right)^2 Z_{\max}$                       2  $SZ_0$                       3  $\frac{S^2 V_0^2}{Z_0(1+S^2)^2}$                       4  $\frac{V_0^2}{4Z_0}$                       5  $\frac{(1+S^2)^2}{4S^2}$   
 6  $\left(\frac{V_0}{Z_0 + Z_{\max}}\right)^2 Z_{\max}$                       7  $S^2 Z_0$                       8  $\frac{S V_0^2}{Z_0(1+S)^2}$                       9  $\frac{V_0^2}{2Z_0}$                       10  $\frac{(1+S)^2}{4S}$