

FB807

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] 及び印加電流を  $J_0$  [A/m<sup>2</sup>] 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。

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

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

(2) 式①は、拡張された □ の法則と呼ばれ、この右辺は、第 1 項の印加電流（一次電流源）、第 2 項の導電流（二次電流）及び □ と呼ばれている第 3 項からなる。第 3 項は、□ 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、□ 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	rot	アンペア	変位電流	ファラデー
2	rot	ファラデー	対流電流	アンペア
3	rot	アンペア	対流電流	ファラデー
4	div	ファラデー	対流電流	アンペア
5	div	アンペア	変位電流	ファラデー

A－2 周波数が 100 [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場合の最大受信機入力電圧が 3 [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、アンテナ回路（給電線を含む）と受信機の入力回路は整合しており、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 1.5 [mV/m]
- 2 2.2 [mV/m]
- 3 3.1 [mV/m]
- 4 4.5 [mV/m]
- 5 5.5 [mV/m]

A－3 次の記述は、開口面アンテナによる放射電磁界の空間的分布とその性質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、開口面の直径は波長に比べて十分大きいものとする。

(1) アンテナからの放射角度に対する電界分布のパターンは、フレネル領域では距離によって □、フラウンホーファ領域では距離によって □。

(2) アンテナからフレネル領域とフラウンホーファ領域の境界までの距離は、開口面の実効的な最大寸法を  $D$  [m] 及び波長を  $\lambda$  [m] とすると、ほぼ □ [m] で与えられる。

	A	B	C
1	変化し	ほとんど変化しない	$2D^2/\lambda$
2	変化し	ほとんど変化しない	$D^2/\lambda$
3	変化し	ほとんど変化しない	$3D^2/\lambda$
4	ほとんど変化せず	変化する	$D^2/\lambda$
5	ほとんど変化せず	変化する	$3D^2/\lambda$

A-4 次の記述は、アンテナの比帯域幅(使用可能な周波数帯域幅を中心周波数で割った値) 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 アンテナの入力インピーダンスが、周波数に対して一定である範囲が広いほど比帯域幅は大きくなる。
- 2 折返し半波長ダイポールアンテナは、一般に半波長ダイポールアンテナの比帯域幅より大きい。
- 3 比帯域幅は、パーセントで表示した場合、200〔%〕を超えることがある。
- 4 ディスコーンアンテナの比帯域幅は、スリーブアンテナの比帯域幅より大きい。
- 5 対数周期ダイポールアレーアンテナの比帯域幅は、八木・宇田アンテナ（八木アンテナ）の比帯域幅より大きい。

A-5 開口径が 5〔m〕の円形パラボラアンテナを周波数 6〔GHz〕で使用するときの絶対利得の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、開口効率を 0.6 とし、 $\log_{10}\pi = 0.5$ 、 $\log_{10}6 = 0.78$  とする。

- 1 23〔dB〕
- 2 30〔dB〕
- 3 35〔dB〕
- 4 40〔dB〕
- 5 48〔dB〕

A-6 特性インピーダンスが 50〔Ω〕、電波の伝搬速度が自由空間内の伝搬速度の 0.7 倍である無損失の平行二線式線路の単位長当りのインダクタンス  $L$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 0.12〔μH/m〕
- 2 0.24〔μH/m〕
- 3 0.33〔μH/m〕
- 4 0.48〔μH/m〕
- 5 0.59〔μH/m〕

A-7 次の記述は、給電線とアンテナが整合していないときの伝送効率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) 給電線とアンテナが整合しているとき、給電線への入射電力を  $P_T$ 〔W〕、アンテナ入力端の電力を  $P_R$ 〔W〕、線路の全長を  $l$ 〔m〕、線路の減衰定数を  $\alpha$ 〔m<sup>-1</sup>〕とすると、最大伝送効率  $\eta_0$  は、次式で表される。

$$\eta_0 = P_R/P_T = \exp(\text{   A   })$$

(2) 給電線とアンテナが整合していないとき、伝送効率  $\eta$  は、次式で表される。ただし、アンテナ入力端の入射電力及び反射電力をそれぞれ  $P_{RA}$ 〔W〕、 $P_{RB}$ 〔W〕とし、給電線への入射電力を  $P_{TA}$ 〔W〕とし、アンテナ入力端からの反射電力が給電線を経て給電線入力端へ戻って来る電力を  $P_{TB}$ 〔W〕とする。

$$\eta = \frac{P_{RA}-P_{RB}}{P_{TA}-P_{TB}} \qquad \cdots \cdots \cdots \text{①}$$

$P_{RA}$  及び  $P_{TB}$  は、次式となる。

$$P_{RA} = P_{TA}\eta_0 \text{〔W〕} \qquad \cdots \cdots \cdots \text{②}$$

$$P_{TB} = P_{RB}\eta_0 \text{〔W〕} \qquad \cdots \cdots \cdots \text{③}$$

アンテナ入力端の反射係数を  $\Gamma$  とすれば、 $P_{RB}$  は、次式となる。

$$P_{RB} = \text{   B   } \text{〔W〕} \qquad \cdots \cdots \cdots \text{④}$$

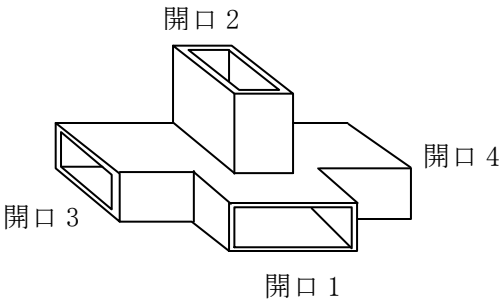
式②、③、④を式①に代入すれば、 $\eta$  は、次式で表される。

$$\eta = \text{   C   }$$

	A	B	C
1	$-al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0}$
2	$-al$	$P_{RA}  \Gamma $	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$
3	$-al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$
4	$-2al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$
5	$-2al$	$P_{RA}  \Gamma $	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0}$

A－8 次の記述は、図に示すマジック T の基本的な動作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、マジック T の各開口は、整合がとれているものとし、また、導波管内の伝送モードは、TE<sub>10</sub>とする。

- マジック T は、E 分岐と H 分岐を組み合わせた構造になっている。
- 開口 1 からの入力、開口 3 と 4 へ出力され、このときの開口 3 と 4 の出力は逆相である。
- 開口 1 からの入力、開口 2 には出力されない。
- 開口 2 からの入力、開口 3 と 4 へ出力され、このときの開口 3 と 4 の出力は逆相である。
- 開口 2 からの入力、開口 1 には出力されない。



A－9 次の記述は、1/4 波長整合回路の整合条件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] とし、給電線は無損失とする。

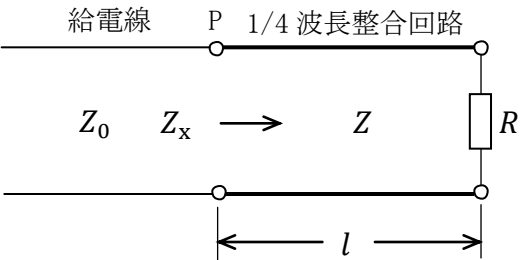
- 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  [Ω] の給電線と負荷抵抗  $R$  [Ω] とを、長さが  $l$  [m]、特性インピーダンスが  $Z$  [Ω] の整合用給電線で接続したとき、給電線の接続点 P から負荷側を見たインピーダンス  $Z_x$  [Ω] は、位相定数を  $\beta$  [rad/m] とすれば、次式で表される。  

$$Z_x = Z \times (\square A) [\Omega] \dots\dots\dots \textcircled{1}$$
- 1/4 波長整合回路では、 $l = \lambda/4$  [m] であるから、 $\beta l$  は、次式となる。  

$$\beta l = \square B [\text{rad}] \dots\dots\dots \textcircled{2}$$
- 式②を式①へ代入すれば、次式が得られる。  

$$Z_x = \square C [\Omega]$$
- 整合条件を満たすための整合用給電線の特性インピーダンス  $Z$  [Ω] は、次式で与えられる。  

$$Z = \square D [\Omega]$$



	A	B	C	D
1	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/4$	$ZR/(Z + R)$	$\sqrt{Z_0 R}$
2	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/2$	$Z^2/R$	$(Z_0 + R)/2$
3	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	$ZR/(Z + R)$	$(Z_0 + R)/2$
4	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/4$	$Z^2/R$	$\sqrt{Z_0 R}$
5	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	$Z^2/R$	$\sqrt{Z_0 R}$

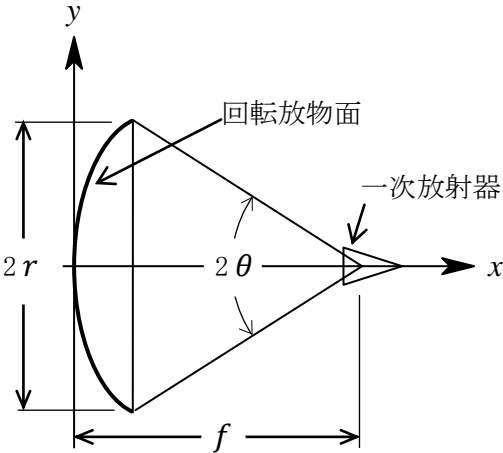
A－10 次の記述は、各種アンテナの特徴について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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。
- 素子の太さの等しい二線式折返し半波長ダイポールアンテナの入力インピーダンスは、半波長ダイポールアンテナの約 4 倍である。
- 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。
- グレゴリアンアンテナの副反射鏡は、回転双曲面である。

A-11 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  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{f}$
- 2  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{f}{r}$
- 3  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{f-r}$
- 4  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{2f}$
- 5  $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{2r}{f}$



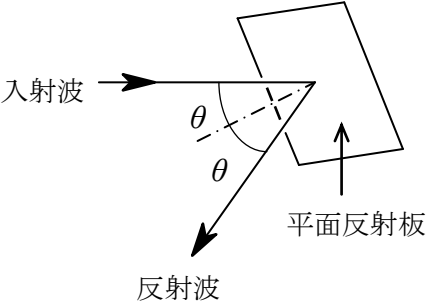
A-12 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電アンテナについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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 □ A □ 形平面反射板は、励振アンテナのフラウンホーファ領域にあるものをいう。
- (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<sup>2</sup>]、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。

$$S_e = \text{□ B □} \text{ [m}^2\text{]}$$

- (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	遠隔	$\alpha S \sin \theta$	鋭角
2	遠隔	$\alpha S \cos \theta$	鈍角
3	遠隔	$\alpha S \tan \theta$	鈍角
4	近接	$\alpha S \cos \theta$	鈍角
5	近接	$\alpha S \sin \theta$	鋭角



A-13 次の記述は、図に示す携帯電話等の携帯機に用いられる逆L形アンテナ、逆F形アンテナ及び板状逆F形アンテナの原理的構成例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) 逆L形アンテナは、図1に示すように1/4波長モノポールアンテナの途中を直角に折り曲げたアンテナであり、そのインピーダンスの抵抗分の値は、1/4波長モノポールアンテナに比べて □ A □、また、リアクタンス分の値は、□ B □で大きいため、通常と同軸線路などとのインピーダンス整合が取りにくい。
- (2) 逆F形アンテナは、図2に示すように逆L形アンテナの給電点近くのアンテナ素子と地板（グランドプレーン）の間に短絡部を設け、アンテナの入力インピーダンスを調整しやすくし、逆L形アンテナに比べてインピーダンス整合が取りやすくしたものである。
- (3) 板状逆F形アンテナは、図3に示すように逆F形アンテナのアンテナ素子を板状にし、短絡板と給電点を設けたものであり、逆F形アンテナに比べて周波数帯域幅が □ C □。

	A	B	C
1	大きく	容量性	狭い
2	大きく	誘導性	広い
3	小さく	容量性	広い
4	小さく	誘導性	広い
5	小さく	誘導性	狭い

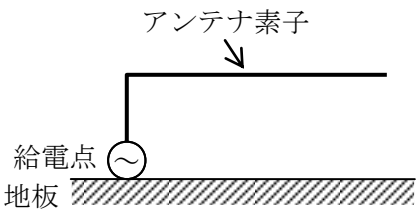


図1 逆L形アンテナ

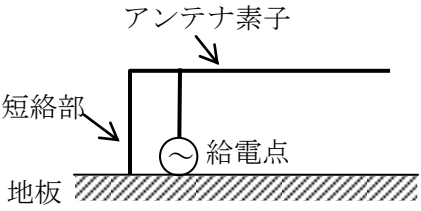


図2 逆F形アンテナ

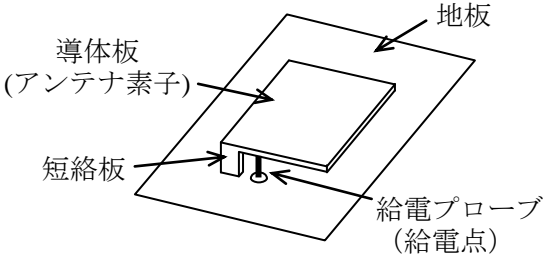


図3 板状逆F形アンテナ

A-14 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 300 [ $\mu$  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    13 [ $\mu$  V/m]
- 2    19 [ $\mu$  V/m]
- 3    26 [ $\mu$  V/m]
- 4    38 [ $\mu$  V/m]
- 5    63 [ $\mu$  V/m]

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短い。
- 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小さい。

A-16 球面大地における伝搬において、見通し距離が 30 [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    53 [m]
- 2    60 [m]
- 3    73 [m]
- 4    80 [m]
- 5    93 [m]

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。

- (1) 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。
- (2)  $N$  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。
- (3) このときの  $r$  は  $i$  より 

C

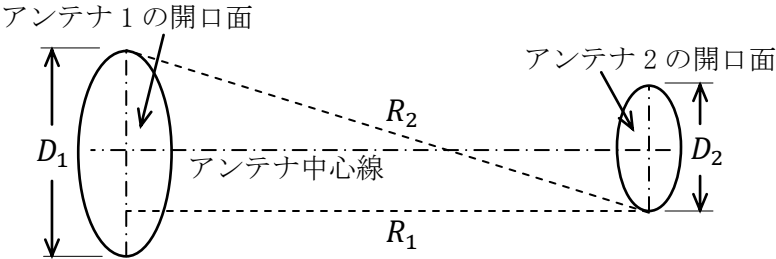
 ので、 $N$  が十分大きいとき、電離層に入射した電波は、高さと共に徐々に下に向かって曲げられ、やがて地上に戻ってくることになる。

- |   | A  | B                 | C   |
|---|----|-------------------|-----|
| 1 | 最小 | $\sin i / \sin r$ | 大きい |
| 2 | 最小 | $\cos i / \cos r$ | 小さい |
| 3 | 最大 | $\cos i / \cos r$ | 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  $\Delta R$  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  $\lambda$  [m] とすれば、通路差  $\Delta R$  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	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$
2	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
3	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{2}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4\lambda}$
4	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{4(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
5	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$

A-19 長さ  $l$  [m] の無損失給電線の終端を開放及び短絡して入力端から見たインピーダンスを測定したところ、それぞれ  $-j128$  [ $\Omega$ ] 及び  $+j50$  [ $\Omega$ ] であった。この給電線の特性インピーダンスの値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 50 [ $\Omega$ ]

2 60 [ $\Omega$ ]

3 65 [ $\Omega$ ]

4 75 [ $\Omega$ ]

5 80 [ $\Omega$ ]

A-20 次の記述は、ハイトパターンの測定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] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を  $-1$  とする。

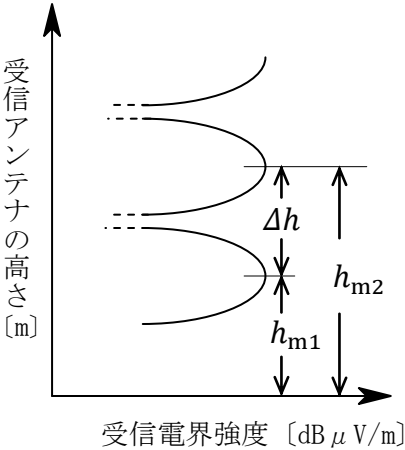
- (1) 超短波 (VHF) の電波伝搬において、送信アンテナの地上高、送信周波数、送信電力及び送受信点間距離を一定にして、受信アンテナの高さを上下に移動させて電界強度を測定すると、直接波と大地反射波との干渉により、図に示すようなハイトパターンが得られる。

(2) 直接波と大地反射波との通路差  $\Delta l$  は、送信及び受信アンテナの高さをそれぞれ  $h_1$  [m]、 $h_2$  [m]、送受信点間の距離を  $d$  [m] とし、 $d \gg (h_1 + h_2)$  とすると、次式で表される。

$$\Delta l \doteq \boxed{\text{A}} \text{ [m]}$$

- (3) ハイトパターンの受信電界強度が極大になる受信アンテナの高さ  $h_{m2}$  と  $h_{m1}$  の差  $\Delta h$  は、 □ B □ [m] である。

	A	B
1	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
2	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
3	$\frac{3h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{4\pi h_1}$
4	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
5	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$



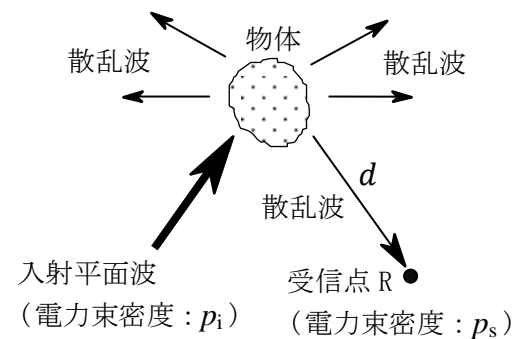
B－1 次の記述は、散乱断面積について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 均質な媒質中に置かれた媒質定数の異なる物体に平面波が入射すると、その物体が導体の場合には導電電流が生じ、また、誘電体の場合には □ ア □ が生じ、これらが二次的な波源になり、電磁波が再放射される。
- (2) 図に示すように、自由空間中の物体へ入射する平面波の電力束密度が  $p_i$  [W/m<sup>2</sup>] で、物体から距離  $d$  [m] の受信点 R における散乱波の電力束密度が  $p_s$  [W/m<sup>2</sup>] であったとき、物体の散乱断面積  $\sigma$  は、次式で定義される。

$$\sigma = \lim_{d \rightarrow \infty} \{4\pi d^2 ( \text{□ イ □} )\} \quad [\text{m}^2]$$

上式は、受信点における散乱電力が、入射平面波の到来方向に垂直な断面積  $\sigma$  内に含まれる入射電力を □ ウ □ で散乱する仮想的な等方性散乱体の散乱電力に等しいことを意味している。

- (3) 散乱方向が入射波の方向と一致するときの  $\sigma$  をレーダー断面積又は □ エ □ 散乱断面積という。金属球のレーダー断面積  $\sigma$  は、球の半径  $r$  が波長に比べて十分大きい場合、□ オ □ にほぼ等しい。



- |      |             |                  |      |               |
|------|-------------|------------------|------|---------------|
| 1 磁化 | 2 $p_s/p_i$ | 3 全方向に無指向性       | 4 前方 | 5 $\pi r^2$   |
| 6 分極 | 7 $p_i/p_s$ | 8 受信点方向に対して単一指向性 | 9 後方 | 10 $4\pi r^2$ |

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 376.7 [Ω] である。

B－3 次の記述は、角錐ホー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を下の番号から選べ。

- (1) 方形導波管の終端を角錐状に広げて、導波管と自由空間の固有インピーダンスの整合をとり、□ ア □ を少なくして、導波管で伝送されてきた電磁波を自由空間に効率よく放射する。
- (2) 導波管の電磁界分布がそのまま拡大されて開口面上に現れるためには、ホーンの長さが十分長く開口面上で電磁界の □ イ □ が一様であることが必要である。この条件がほぼ満たされたときの正面方向の利得  $G$  (真数) は、波長を  $\lambda$  [m]、開口面積を  $A$  [m<sup>2</sup>] とすると、次式で与えられる。

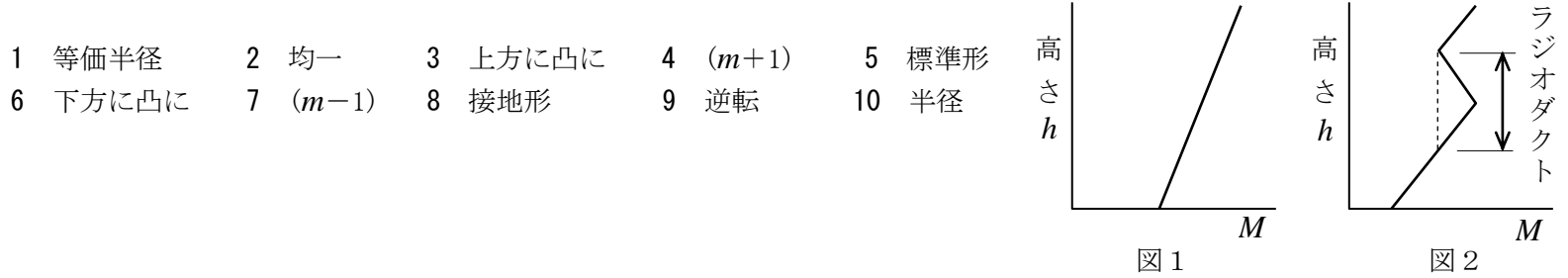
$$G = \text{□ ウ □}$$

- (3) ホーンの □ エ □ を大きくし過ぎると利得が上がらない理由は、開口面の中心部の位相が、周辺部より □ オ □ ためである。位相を揃えて利得を上げるために、パラボラ形反射鏡と組み合わせて用いる。

- |      |      |                               |       |        |
|------|------|-------------------------------|-------|--------|
| 1 反射 | 2 位相 | 3 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 4 長さ  | 5 進む   |
| 6 屈折 | 7 振幅 | 8 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$  | 9 開き角 | 10 遅れる |

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減少するから、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 □ア□ 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、修正屈折示数  $M$  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。



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、給電線の実性インピーダンスを  $Z_0$  [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  $\beta$  [rad/m] とすれば、次式で表される。
$$V = V_L \cos \beta l + j Z_0 I_L \sin \beta l \quad [\text{V}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{①}$$

$$I = I_L \cos \beta l + j (V_L / Z_0) \sin \beta l \quad [\text{A}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{②}$$
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。
$$Z = V / I = \text{□ア□} \quad [\Omega] \quad \cdots \cdots \cdots \text{③}$$
(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  $\Gamma$  とすれば、 $V_{\min}$  と  $I_{\max}$  は、次式で表される。
$$V_{\min} = \text{□イ□} \quad [\text{V}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{④}$$

$$I_{\max} = \text{□ウ□} \quad [\text{A}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{⑤}$$
(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  $Z_{\min}$  は、 $Z_0$  と  $|\Gamma|$  を用いて、次式で表される。
$$Z_{\min} = (\text{□エ□}) \times Z_0 = Z_0 / S \quad [\Omega] \quad \cdots \cdots \cdots \text{⑥}$$
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。
$$Z_L = \text{□オ□} \quad [\Omega]$$
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  $Z_0 \left( \frac{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}{Z_L + j Z_0 \tan \beta l} \right)$       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  $Z_0 \left( \frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \right)$       7  $|V_f| (1 - |\Gamma|)$       8  $\frac{|V_f| (1 - |\Gamma|)}{Z_0}$       9  $\frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$       10  $Z_0 \left( \frac{1 - j S \tan \beta l_{\min}}{S - j \tan \beta l_{\min}} \right)$