

FB101

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。

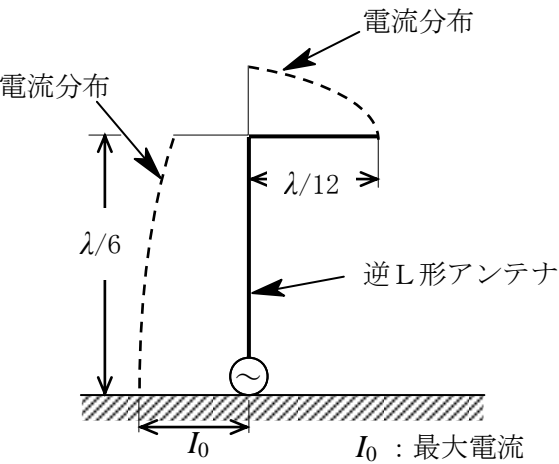
$$E_\theta = \frac{j60\pi I l \sin \theta}{\lambda} \left( \frac{1}{r} - \frac{j\lambda}{2\pi r^2} - \frac{\lambda^2}{4\pi^2 r^3} \right) e^{j(\omega t - 2\pi r/\lambda)} \text{ [V/m]} \quad \cdots \textcircled{1}$$

- (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。
- (3) 微小ダイポールの中心からの距離  $r = 5\lambda$  [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。

	A	B
1	$\lambda / \pi$	0.0039 : 0.063 : 1
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－2 電波の波長を  $\lambda$  [m] としたとき、図に示す水平部の長さが  $\lambda/12$  [m]、垂直部の長さが  $\lambda/6$  [m] の逆 L 形アンテナの実効高  $h$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、大地は完全導体とし、アンテナ上の電流は、給電点で最大の正弦状分布とする。

- 1  $h = \frac{\lambda}{\sqrt{2}\pi}$  [m]
- 2  $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{4\pi}$  [m]
- 3  $h = \frac{\lambda}{2\pi}$  [m]
- 4  $h = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$  [m]
- 5  $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$  [m]



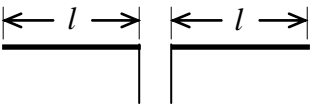
A－3 次の記述は、アンテナの利得と指向性及び受信電力について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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 1.76 倍であり、約 1.5 [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－4 自由空間に置かれた直径 2 [m] のパラボラアンテナの最大放射方向の距離 12 [km] の地点の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、周波数を 3 [GHz]、送信電力を 10 [W]、アンテナの開口効率を 0.6 とし、 $\sqrt{7.2} = 2.7$  とする。

- 1 57 [mV/m]      2 71 [mV/m]      3 93 [mV/m]      4 107 [mV/m]      5 120 [mV/m]

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。



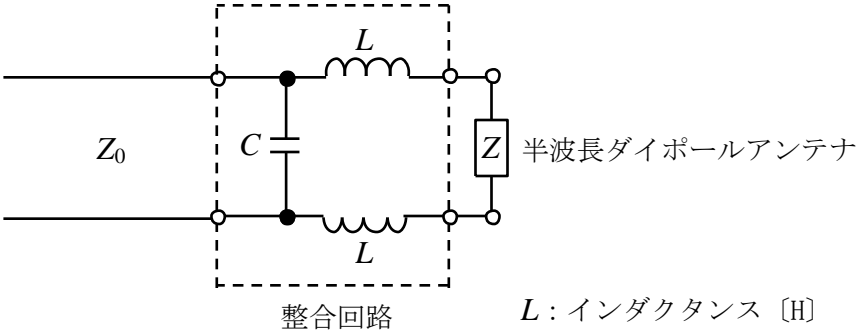
- 1   2.02 [m]
- 2   2.21 [m]
- 3   2.30 [m]
- 4   2.42 [m]
- 5   2.58 [m]

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 倍である無損失の同軸ケーブルの単位長当りの静電容量  $C$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1   95 [pF/m]
- 2   116 [pF/m]
- 3   133 [pF/m]
- 4   166 [pF/m]
- 5   190 [pF/m]

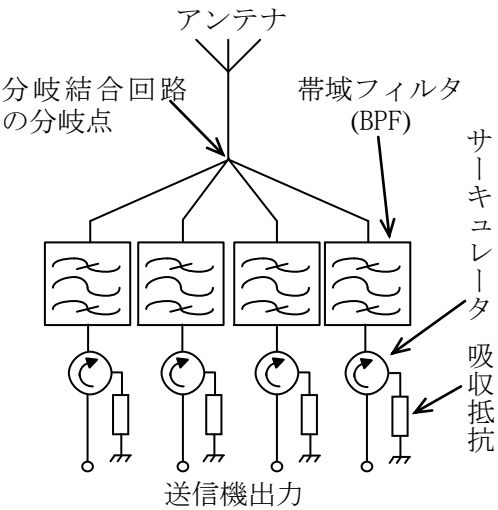
A-7 図に示す整合回路を用いて、特性インピーダンス  $Z_0$  が 730 [Ω] の無損失の平行二線式給電線と入力インピーダンス  $Z$  が 73 [Ω] の半波長ダイポールアンテナとを整合させるために必要な静電容量  $C$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を  $40/\pi$  [MHz] とする。

- 1   37 [pF]
- 2   51 [pF]
- 3   68 [pF]
- 4   94 [pF]
- 5   102 [pF]



A-8 次の記述は、図に示す帯域フィルタ (BPF) を用いた送信アンテナ共用装置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。

- (1) 移動通信などの 1 つの基地局に多数の無線チャネルが用いられ多数の送信アンテナが設置される場合、送信電波の □ A □ 変調を防止するため、送信アンテナ相互間で所要の □ B □ を得る必要がある。この □ B □ は、アンテナを垂直又は水平に、一定の間隔をおいて配置することにより得られるが、送信アンテナの数が多くなると広い場所が必要になるため、送信アンテナ共用装置が用いられることが多い。
- (2) 1 つの送信機出力は、サーキュレータとその送信周波数の帯域フィルタを通してアンテナに向かう。他の送信機に対しては、分岐結合回路の分岐点から各帯域フィルタまでの線路の長さを送信波長の 1/4 の □ C □ とし、先端を短絡した 1/4 波長の □ C □ の長さの給電線と同じ働きになるようにして、分岐点から見たインピーダンスが無限大になるようにしている。
- (3) しかし、一般に分岐点から見たインピーダンスが無限大になることはないので、他の 3 つの送信周波数のそれぞれの帯域フィルタのみでは十分な □ B □ が得られない。このため、さらにサーキュレータの吸収抵抗で消費させ、他の送信機への回り込みによる再放射を防いでいる。

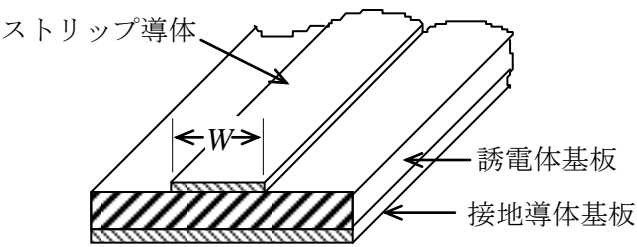


A	B	C
1 相互	結合減衰量	奇数倍
2 相互	結合減衰量	偶数倍
3 相互	耐電力	偶数倍
4 過	耐電力	奇数倍
5 過	結合減衰量	偶数倍

A－9 次の記述は、図に示すマイクロストリップ線路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) 開放線路の一種であるので、外部雑音の影響や放射損がある。放射損を少なくするために、比誘電率の □ A □ 誘電体基板を用いる。
- (2) 伝送モードは、通常、ほぼ □ B □ モードとして扱うことができる。
- (3) 誘電体基板の比誘電率並びにストリップ導体及び誘電体基板の厚さが変わらないとき、特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅  $W$  [m] が狭くなるほど □ C □ なる。

	A	B	C
1	小さい	TE	高く
2	小さい	TEM	低く
3	大きい	TE	低く
4	大きい	TEM	高く
5	大きい	TM	低く



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 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2倍である。
- 2 半波長ダイポールアンテナを垂直方向の一直線上に等間隔に多段接続した構造のコーリニアアレーアンテナは、隣り合う各放射素子を互いに同振幅、同位相で励振する。
- 3 スリーブアンテナのスリーブの長さは、約  $1/2$  波長である。
- 4 対数周期ダイポールアレーアンテナは、隣り合うアンテナ素子の長さの比及び各アンテナ素子の先端を結ぶ2本の直線の交点（頂点）から隣り合うアンテナ素子までの距離の比を一定とし、隣り合うアンテナ素子ごとに逆位相で給電する広帯域アンテナである。
- 5 ブラウンアンテナの放射素子と地線の長さは共に約  $1/4$  波長であり、地線は同軸給電線の外部導体と接続されている。

A－11 開口面の縦及び横の長さがそれぞれ 14 [cm] 及び 24 [cm] の角錐ホーンアンテナを、周波数 6 [GHz] で使用した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、電界 (E) 面及び磁界 (H) 面の開口効率を、それぞれ 0.75 及び 0.80 とする。

- |   |         |   |         |   |         |   |         |   |         |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 10 [dB] | 2 | 20 [dB] | 3 | 30 [dB] | 4 | 40 [dB] | 5 | 50 [dB] |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

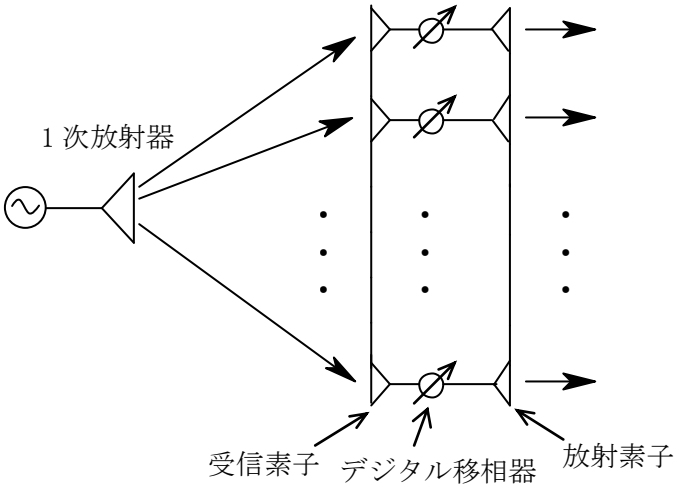
A－12 次の記述は、マイクロ波中継回線などで用いられる無給電アンテナの一種である平面反射板について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 平面反射板と入射波の波源となる励振アンテナとの距離がフラウンホーファ領域にあるものを近接形平面反射板という。
- 2 平面反射板は、給電線を用いないので給電線で生ずる損失がなく、ひずみの発生なども少ない。
- 3 平面反射板により電波通路を変えて通信回線を構成する場合、熱雑音の増加、偏波面の調整、他回線への干渉などに注意する必要がある。
- 4 励振アンテナに近接して平面反射板を設けて電波通路を変える場合、この複合アンテナ系の利得は、励振アンテナと平面反射板との距離、平面反射板の面積と励振アンテナの開口面積との比などで決まる。
- 5 遠隔形平面反射板の受信利得は、電波の入射方向より見た平面反射板の有効開口面積と使用波長で決まる。

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



A-14 地上高 50 [m] の送信アンテナから電波を放射したとき、最大放射方向の 15 [km] 離れた、地上高 10 [m] 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、送信アンテナに供給する電力を 100 [W]、周波数を 150 [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を 6 [dB] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を -1 とする。また、アンテナの損失はないものとする。

1	0.2 [mV/m]	2	0.5 [mV/m]	3	1.1 [mV/m]	4	1.5 [mV/m]	5	2.0 [mV/m]
---	------------	---	------------	---	------------	---	------------	---	------------

A-15 次の記述は、SHF 帯や EHF 帯の地上系固定通信において、降雨時に生ずる交差偏波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、使用する偏波は直線偏波とする。

- 1
一つの周波数で、互いに直交する二つの偏波を用いて異なる信号を伝送すれば、周波数の利用効率が 2 倍になるが、降雨時には交差偏波が発生しやすい。
- 2
落下中の雨滴は、雨滴内外の圧力や表面張力の影響を受け、落下方向につぶれた形に変形するが、その変形の度合いは、雨滴が大きいほど大きい。
- 3
風のある降雨時には、上下方向に扁平な回転楕円体に近い形に変形した雨滴が水平方向より傾き、その長軸方向の電界成分の減衰が短軸方向の電界成分の減衰よりも小さくなるために交差偏波が発生する。
- 4
受信信号の主偏波の電界強度を  $E_p$  [V/m]、交差偏波の電界強度を  $E_c$  [V/m] とすると、通常、交差偏波識別度は、 $20\log_{10}(E_p/E_c)$  [dB] と表される。
- 5
交差偏波識別度は、降雨が強いほど、また、雨滴の傾きが大きいほど劣化する。

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 □ と時刻などに依存する。
- (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	長周期	経度	円偏波
2	長周期	経度	直線偏波
3	長周期	緯度	円偏波
4	短周期	緯度	直線偏波
5	短周期	経度	円偏波

A-17 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、定在波などを生じ、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。この変動を瞬時値変動といい、レイリー分布則に従う。一般に、周波数が高いほど、また移動速度が □ A □ ほど変動が速いフェージングとなる。
- (2) 瞬時値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 遅い	指数分布則	周波数選択性	広帯域
2 遅い	対数正規分布則	跳躍	狭帯域
3 遅い	指数分布則	跳躍	広帯域
4 速い	指数分布則	周波数選択性	広帯域
5 速い	対数正規分布則	周波数選択性	狭帯域

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、送信電力を  $P_t$  [W]、受信電力を  $P_r$  [W] 及び波長を  $\lambda$  [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。

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

- (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。

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

- (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。

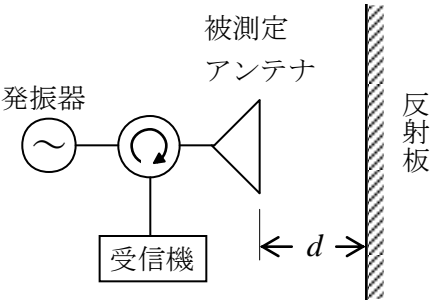
$$\text{アンテナ X で送信、アンテナ Y で受信：} G_X G_Y = (\square B)^2 \times \frac{P_{rY}}{P_{tX}} \dots\dots \textcircled{1}$$

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

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

$G_Z$  を式①、②、③より解くと、次式が得られる。

$$G_Z = \frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{P_{rZ}}{P_{tY}}\right) \times (\square C) \times \left(\frac{P_{rX}}{P_{tZ}}\right)}$$



	A	B	C
1	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{tX}}{P_{rY}}$
2	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{tZ}}{P_{rY}}$
3	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{rY}}{P_{tX}}$
4	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{rY}}{P_{tX}}$
5	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{tX}}{P_{rY}}$

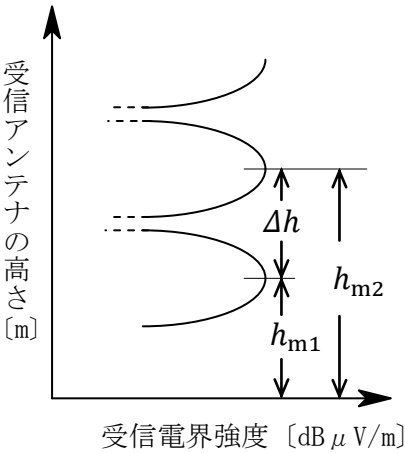
A-19 次の記述は、ハイトパターンの測定について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、波長を $\lambda$  [m] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を $-1$  とする。

- (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。

$$\Delta l \approx \text{□ A} \text{ [m]}$$

- (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	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
2	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
3	$\frac{3h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{4\pi h_1}$
4	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
5	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$



A-20 次の記述は、電波暗室で用いられる電波吸収体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。

- (1) 誘電材料による電波吸収体は、誘電材料に主に黒鉛粉末の損失材料を混入したり、表面に塗布したものである。自由空間との □ A のために、図 1 に示すように表面をテーパ形状にしたり、図 2 に示すように種々の誘電率の材料を層状に重ねて □ B 特性にしたりしている。層状の電波吸収体の設計にあたっては、反射係数をできるだけ小さくするように、材料、使用周波数、誘電率などを考慮して各層の厚さを決めている。
- (2) 磁性材料による電波吸収体には、焼結フェライトや焼結フェライトを粉末にしてゴムなどと混合させたものがある。その使用周波数は、通常、誘電材料による電波吸収体の使用周波数より □ C 。

	A	B	C
1	遮断	狭帯域	高い
2	遮断	広帯域	低い
3	整合	広帯域	低い
4	整合	狭帯域	高い
5	整合	広帯域	高い

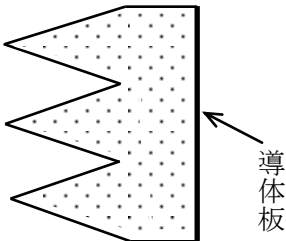


図 1

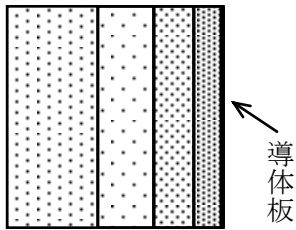
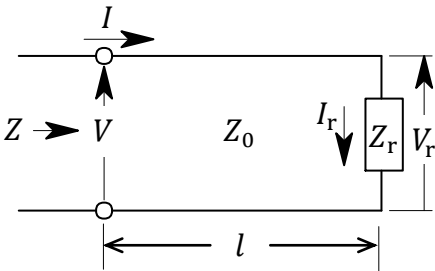


図 2

B-1 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  $Z$  [Ω] 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  $Z_r$  [Ω] とし、無損失の平行二線式給電線の実性インピーダンスを  $Z_0$  [Ω]、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。

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

- ア  $l = \lambda/4$  のとき、 $Z$  は  $Z_0^2 / Z_r$  と等しい。
- イ  $l = \lambda/2$  のとき、 $Z$  は  $Z_r$  と等しい。
- ウ 周波数が 30 [MHz] で  $l = 40$  [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  $j Z_0 \tan \beta l$  と表される。
- オ  $Z_r = 0$  (終端短絡) のとき、 $Z$  は  $-j Z_0 \cot \beta l$  と表される。



B－2 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。

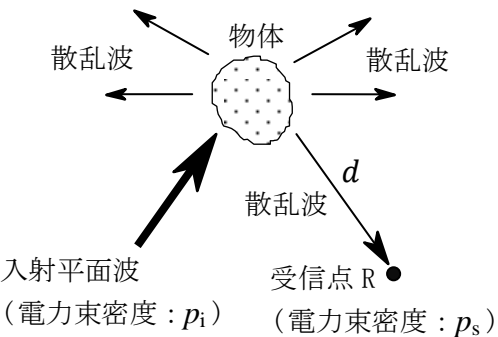
- (1) 均質な媒質中に置かれた媒質定数の異なる物体に平面波が入射すると、その物体が導体の場合には導電電流が生じ、また、誘電体の場合には □ ア □ が生じ、これらの電流が二次的な波源になり、電磁波が再放射される。
- (2) 図に示すように、自由空間中の物体へ入射する平面波の電力束密度が  $p_i$  [W/m<sup>2</sup>] で、物体から距離  $d$  [m] の受信点 R における散乱波の電力束密度が  $p_s$  [W/m<sup>2</sup>] であったとき、物体の散乱断面積  $\sigma$  は、次式で定義される。

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

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。

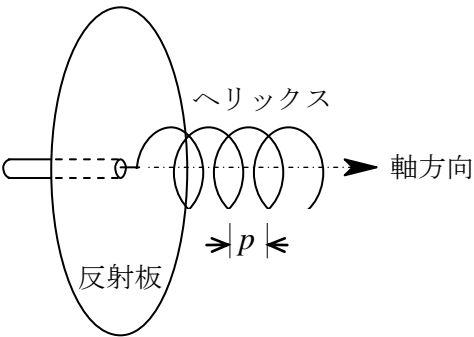
- |      |             |                  |      |              |
|------|-------------|------------------|------|--------------|
| 1 分極 | 2 $p_i/p_s$ | 3 受信点方向に対して単一指向性 | 4 後方 | 5 $4\pi r^2$ |
| 6 磁化 | 7 $p_s/p_i$ | 8 全方向に無指向性       | 9 前方 | 10 $\pi r^2$ |



B－3 次の記述は、図に示すヘリカル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、ヘリックスのピッチ  $p$  は、数分の1波長程度とする。

- (1) ヘリックスの1巻きの長さが1波長に近くなると、電流はヘリックスの軸に沿った □ ア □ となる。
- (2) ヘリックスの1巻きの長さが1波長に近くなると、ヘリックスの □ イ □ に主ビームが放射される。
- (3) ヘリックスの1巻きの長さが1波長に近くなると、偏波は、□ ウ □ 偏波になる。
- (4) ヘリックスの巻数を少なくすると、主ビームの半値角が □ エ □ なる。
- (5) ヘリックスの全長を2.5波長以上にすると、入力インピーダンスがほぼ一定になるため、使用周波数帯域が □ オ □ 。

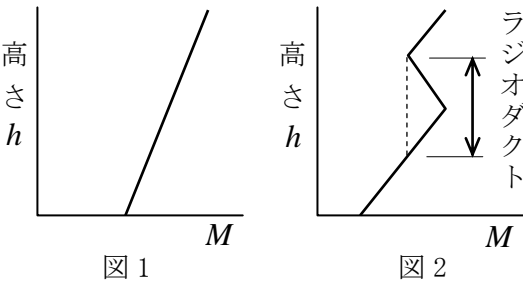
- |       |           |      |       |         |
|-------|-----------|------|-------|---------|
| 1 定在波 | 2 軸方向     | 3 直線 | 4 大きく | 5 狭くなる  |
| 6 進行波 | 7 軸と直角の方向 | 8 円  | 9 小さく | 10 広くなる |



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、修正屈折指数  $M$  を用いる。 $M$  は、 $M = \text{□ ウ □} \times 10^6$  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 半径    | 2 逆転      | 3 下方に凸に | 4 $(m-1)$ | 5 接地形 |
| 6 上方に凸に | 7 $(m+1)$ | 8 標準形   | 9 等価半径    | 10 均一 |



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。

$$\Delta L = L' - L = \text{ア} - L$$

$$\simeq L \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{D}{2L} \right)^2 \right\} - L = \frac{D^2}{8L} \text{〔m〕} \dots\dots\dots \text{①}$$

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。  
 $\Delta\theta = \text{イ} \text{〔rad〕} \dots\dots\dots \text{②}$

- (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、 $\text{ウ}$ 〔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。

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

したがって、次式が得られる。

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

- (3) 式④へ $\Delta\theta = \pi/8$ 〔rad〕を代入すると、 $E'/E \simeq 0.98$ 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。

$$L_{\min} = \text{オ} \text{〔m〕}$$

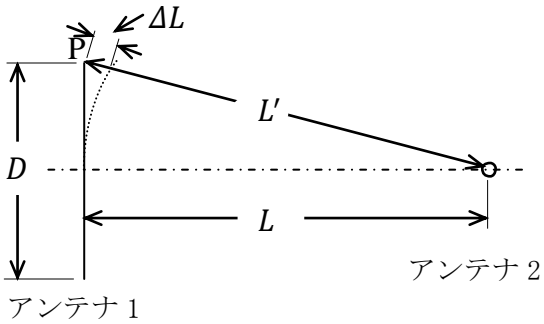


図 1

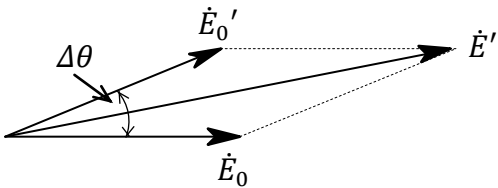


図 2

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