

XB403

第一級海上無線通信士「無線工学B」試験問題

(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

25問 2時間30分

A - 次の記述は、ポインティングベクトル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 電界ベクトルと磁界ベクトルの内積である。
- 2 電界ベクトルと磁界ベクトルを含む面に垂直なベクトルである。
- 3 方向は、電界ベクトルの方向から磁界ベクトルの方向に右ねじを回したとき、ねじの進む方向になる。
- 4 電磁エネルギーの流れを表すベクトルであって、その大きさは単位面積を単位時間に通過する電磁エネルギー、すなわち電力束密度を表している。
- 5 自由空間において、電界の大きさを  $E$  [V/m] とすれば、その大きさは、 $E^2/(120\pi)$  [W/m<sup>2</sup>] である。

A - 次の記述は、自由空間に置かれた無損失の半波長ダイポールアンテナの最大放射方向における絶対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の正しい組合せを下の番号から選べ。

(1) 基準アンテナとなる等方性アンテナから距離  $d$  [m] だけ離れた点の電界強度  $E_0$  [V/m] は、放射電力を  $P_0$  [W] とすると、次式で表される。

$$E_0 = \frac{\square A}{d} \quad [\text{V/m}]$$

(2) 半波長ダイポールアンテナの最大放射方向で、アンテナから距離  $d$  [m] だけ離れた点の電界強度  $E$  [V/m] は、給電点電流を  $I_0$  [A]、放射抵抗を  $R_r = 73.13$  [ ]、放射電力を  $P_t$  [W] とすると、次式で表される。

$$E = \frac{60I_0}{d} = \frac{60}{d} \sqrt{\frac{P_t}{R_r}} \frac{\square B}{d} \quad [\text{V/m}]$$

(3) 半波長ダイポールアンテナの最大放射方向における絶対利得  $G$  (真数) は、 $E_0$  と  $E$  が等しいときの  $P_0$  と  $P_t$  の比として、次のように求められる。

$$G = \frac{P_0}{P_t} \quad \square C$$

	A	B	C
1	$\sqrt{30P_0}$	$\sqrt{45P_t}$	0.61
2	$\sqrt{30P_0}$	$\sqrt{49P_t}$	1.64
3	$\sqrt{30P_0}$	$\sqrt{49P_t}$	0.61
4	$\sqrt{49P_0}$	$\sqrt{49P_t}$	1.64
5	$\sqrt{49P_0}$	$\sqrt{45P_t}$	0.61

A - 次の記述は、送信アンテナを受信アンテナに用いたときの可逆関係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) 一般に、指向性の可逆関係は、成立 □ A 。
- (2) 一般に、利得及び入力インピーダンスの可逆関係は、成立 □ B 。
- (3) 一般に、アンテナの電流分布の可逆関係は、成立 □ C 。

	A	B	C
1	しない	する	する
2	しない	しない	しない
3	しない	しない	する
4	する	する	しない
5	する	しない	しない

A - 4 次の記述は、アンテナの実効面積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。

(1) アンテナの実効面積を  $S_e$  [m<sup>2</sup>]、等方性アンテナの実効面積を  $S_s$  [m<sup>2</sup>] とすると、アンテナの絶対利得  $G$  は、次式で表される。

$$G = S_e / S_s \quad \dots\dots$$

(2) ここで、アンテナを微小ダイポールとすると、その実効面積は、次式で表される。

$$S_e = \square A \text{ [m}^2\text{]} \quad \dots\dots$$

(3) 式に式及び微小ダイポールの絶対利得  $\square B$  (真数) を代入すると、等方性アンテナの実効面積は、次式で表される。

$$S_s = \square C \text{ [m}^2\text{]}$$

	A	B	C
1	$\frac{3\lambda^2}{8\pi}$	1.0	$\frac{\lambda^2}{4\pi}$
2	$\frac{3\lambda^2}{8\pi}$	1.5	$\frac{\lambda^2}{4\pi}$
3	$\frac{3\lambda^2}{8\pi}$	1.5	$\frac{\lambda^2}{2\pi}$
4	$\frac{3\lambda^2}{4\pi}$	1.0	$\frac{\lambda^2}{4\pi}$
5	$\frac{3\lambda^2}{4\pi}$	1.5	$\frac{\lambda^2}{2\pi}$

A - 5 終端が短絡されている無損失の平行二線式給電線上で、定在波電圧の最小点のうち、終端に最も近い点から終端までの距離が 0.75 [m] であった。このとき使用している周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、平行二線式給電線の線路波長は自由空間波長と同じであるものとする。

- 1 40 [MHz]    2 80 [MHz]    3 120 [MHz]    4 160 [MHz]    5 200 [MHz]

A - 6 無損失給電線の位相定数  $\beta$  [rad/m] と特性インピーダンス  $Z_0$  [ ] を表す式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、角周波数を  $\omega$  [rad/s] とし、単位長さ当たりの静電容量及び自己インダクタンスをそれぞれ  $C$  [F/m] 及び  $L$  [H/m] とする。

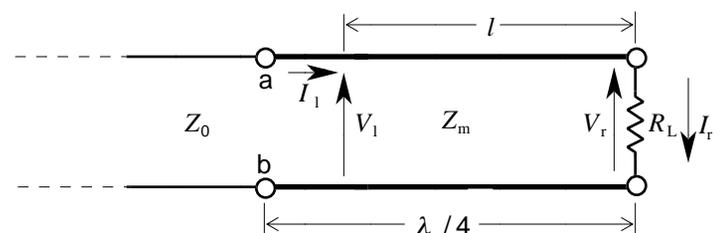
- |   |                                       |                                  |
|---|---------------------------------------|----------------------------------|
| 1 | $\beta \cong 1/\sqrt{LC}$ [rad/m]     | $Z_0 \cong \sqrt{L/C}$ [ ]       |
| 2 | $\beta \cong \omega\sqrt{LC}$ [rad/m] | $Z_0 \cong \omega\sqrt{L/C}$ [ ] |
| 3 | $\beta \cong \omega\sqrt{LC}$ [rad/m] | $Z_0 \cong \sqrt{L/C}$ [ ]       |
| 4 | $\beta \cong \sqrt{L/C}$ [rad/m]      | $Z_0 \cong 1/\sqrt{LC}$ [ ]      |
| 5 | $\beta \cong \sqrt{L/C}$ [rad/m]      | $Z_0 \cong \omega\sqrt{L/C}$ [ ] |

A - 7 図に示す特性インピーダンスが  $Z_0$  [ ] の無損失線路と負荷抵抗  $R_L$  [ ] との間に、長さが  $\lambda/4$  [m] で、特性インピーダンスが  $Z_m$  [ ] の無損失給電線を挿入して整合をとる場合、図の点 a、b から負荷側を見込むインピーダンス  $Z_{ab}$  [ ] と  $Z_m$  [ ] を表わす式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、波長を  $\lambda$  [m] とし、挿入する無損失給電線の終端から  $l$  [m] の点における電圧及び電流をそれぞれ  $V_1$  [V] 及び  $I_1$  [A]、終端における電圧及び電流をそれぞれ  $V_r$  [V] 及び  $I_r$  [A]、位相定数を  $\beta$  [rad/m] とすれば、以下の関係式が成り立つものとする。

$$V_1 = V_r \cos\beta l + j Z_m I_r \sin\beta l \quad \text{[V]}$$

$$I_1 = I_r \cos\beta l + j (V_r / Z_m) \sin\beta l \quad \text{[A]}$$

- |   |                            |                            |
|---|----------------------------|----------------------------|
| 1 | $Z_{ab} = R_L^2 / Z_m$ [ ] | $Z_m = R_L^2 / Z_0$ [ ]    |
| 2 | $Z_{ab} = Z_m^2 / R_L$ [ ] | $Z_m = Z_0^2 / R_L$ [ ]    |
| 3 | $Z_{ab} = Z_m^2 / R_L$ [ ] | $Z_m = \sqrt{Z_0 R_L}$ [ ] |
| 4 | $Z_{ab} = Z_m + R_L$ [ ]   | $Z_m = Z_0 - R_L$ [ ]      |
| 5 | $Z_{ab} = Z_m + R_L$ [ ]   | $Z_m = Z_0 + R_L$ [ ]      |

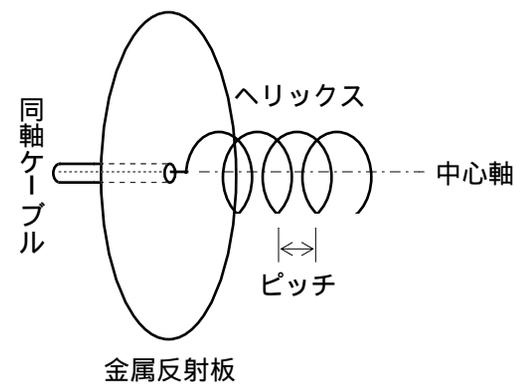


A - 8 次の記述は、スリーブアンテナとコリニアアレーアンテナについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、2 つのアンテナは大地に垂直に置かれているものとする。

- 1 スリーブアンテナは、放射素子とスリーブにより、垂直半波長ダイポールアンテナとほぼ同じ働きをする。
- 2 スリーブアンテナの相対利得は、ほぼ0〔dB〕である。
- 3 コリニアアレーアンテナは、例えば、半波長ダイポールアンテナを縦方向に積み重ねた構造で、各半波長ダイポールアンテナは互いに逆相で、同じ振幅の電流で励振される。
- 4 共に垂直偏波用アンテナである。
- 5 水平面内の指向性は、共にほぼ全方向性である。

A - 9 次の記述は、図に示すエンドファイヤ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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ヘリックスの1巻の長さは、約1波長とする。

- (1) ピッチを約 1/4 波長にすると、□ の方向に電波が放射される。
- (2) ヘリックスの巻数を15程度にすると、約 □ B (dB) の利得が得られる。
- (3) 指向性は、□ C である。



	A	B	C
1	中心軸と直角	10	単一指向性
2	中心軸と直角	20	双方向性
3	中心軸と直角	20	単一指向性
4	中心軸	10	単一指向性
5	中心軸	20	双方向性

A - 10 次の記述は、ホーン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。

- (1) 一般にホーンアンテナと □ A の一部を使った反射鏡から構成されている。
- (2) ホーンアンテナから放射された電波は反射鏡によって反射され、□ B となって開口面から外部へ放射される。
- (3) 給電方向と放射方向の軸が異なり、いわゆる □ C 形式であるため、反射波が給電点にもどる量が少なく不整合が生じにくい。

	A	B	C
1	放物面	球面波	オフセット
2	放物面	球面波	グレゴリアン
3	放物面	平面波	オフセット
4	双曲面	球面波	オフセット
5	双曲面	平面波	グレゴリアン

A - 11 次の記述は、給電線の特性インピーダンス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、給電線は波長に比べて非常に長く、かつ、損失は無視するものとする。

(1) 図に示すように、給電線の終端に既知の抵抗  $R$  [ ] を接続し、給電線上の電圧分布を測定してその最大値を  $V_{\max}$  [V]、最小値を  $V_{\min}$  [V] とすれば、電圧定在波比  $S$  は、次式で表される。

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} \dots\dots$$

$S$  を電圧反射係数  $\Gamma$  で表せば次式となる。

$$S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \dots\dots$$

給電線の特性インピーダンスを  $Z_0$  [ ] とすれば、 $|\Gamma| = \frac{|R - Z_0|}{R + Z_0}$  であるから、この式を式 に代入すると次式となる。

$$S = \frac{|R + Z_0| + |R - Z_0|}{|R + Z_0| - |R - Z_0|} \dots\dots$$

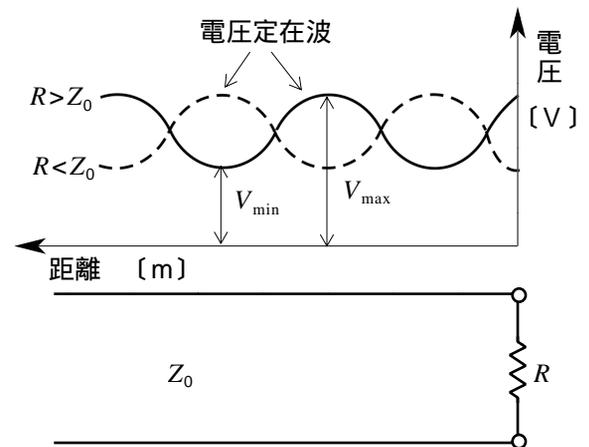
(2) 式 及び より、 $R > Z_0$  のとき、求める  $Z_0$  は、次式で表される。

$$Z_0 = R/S = \frac{B}{C} \text{ [ ]}$$

また、 $R < Z_0$  のとき、 $Z_0$  は、次式で表される。

$$Z_0 = SR = \frac{A}{C} \text{ [ ]}$$

	A	B	C
1	$\frac{1 +  \Gamma }{1 -  \Gamma }$	$\frac{RV_{\min}}{V_{\max}}$	$\frac{RV_{\max}}{V_{\min}}$
2	$\frac{1 +  \Gamma }{1 -  \Gamma }$	$\frac{RV_{\min}}{V_{\max}}$	$\frac{V_{\max}}{RV_{\min}}$
3	$\frac{1 +  \Gamma }{1 -  \Gamma }$	$\frac{RV_{\max}}{V_{\min}}$	$\frac{RV_{\min}}{V_{\max}}$
4	$\frac{1 -  \Gamma }{1 +  \Gamma }$	$\frac{RV_{\max}}{V_{\min}}$	$\frac{V_{\max}}{RV_{\min}}$
5	$\frac{1 -  \Gamma }{1 +  \Gamma }$	$\frac{RV_{\min}}{V_{\max}}$	$\frac{RV_{\max}}{V_{\min}}$



A - 12 開口面アンテナの利得の測定を基準とする開口面アンテナと対向させて行うとき、両アンテナの開口面上の任意の点の間行程差によって生ずる誤差を 2 [%] 以下にするために必要な最小の測定距離 (アンテナ間の距離) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、被測定及び基準アンテナの開口面は円形とし、それらの直径をそれぞれ 3 [m] 及び 2 [m] とする。また、周波数を 1 [GHz] とする。

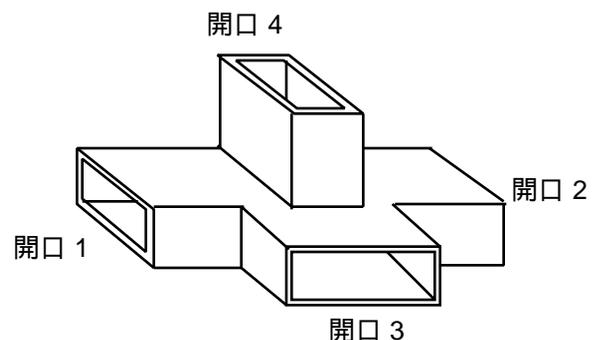
- 1 70 [m]      2 100 [m]      3 120 [m]      4 140 [m]      5 170 [m]

A - 13 次の記述は、図に示すマジック T を用いて未知のインピーダンスを測定する方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、測定器相互間の整合はとれているものとし、接続部からの反射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) 未知のインピーダンスを測定するには、開口 1 に標準可変インピーダンス、開口 2 に被測定インピーダンスを接続し、開口 3 に □ A □、開口 4 に □ B □ を接続する。

(2) 標準可変インピーダンスを加減して □ B □ への出力が □ C □ になるようにする。このときの標準可変インピーダンスの値が被測定インピーダンスの値である。

	A	B	C
1	高周波発振器	検波器	零
2	高周波発振器	終端抵抗	最大
3	抵抗減衰器	終端抵抗	零
4	抵抗減衰器	終端抵抗	最大
5	抵抗減衰器	検波器	最大



A - 14 自由空間において、相対利得が 3 [dB] の送信アンテナから電波を放射したとき、最大放射方向で送信点から 20 [km] 離れた点の電界強度が 7 [mV/m] であった。このときの供給電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

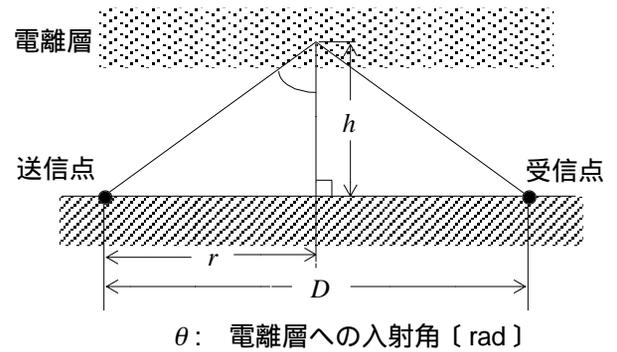
- 1 100 [W]      2 150 [W]      3 200 [W]      4 250 [W]      5 300 [W]

A - 15 次の記述は、対流圏伝搬における電波の通路と地球の等価半径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、大気は標準大気とする。

- 1 水平に発射された電波は、湾曲した大地に沿うようにわずかに弧を描きながら進む。
- 2 電波の見通し距離は光の見通し距離よりもいくぶん短い。
- 3 地球の等価半径を用いると、電波の通路は直線で描かれる。
- 4 地球の等価半径係数は、ほぼ 4/3 である。
- 5 受信点の高さを変えないで、送信点の高さを 2 倍にすると、見通し距離は $\sqrt{2}$  倍になる。

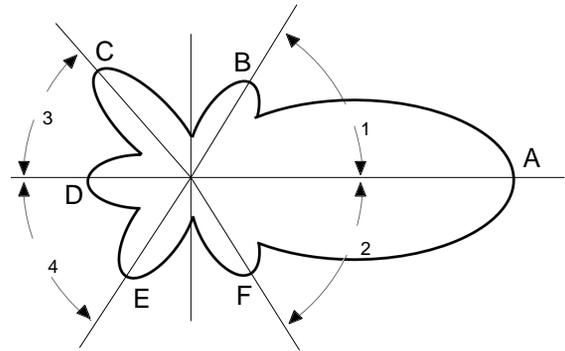
A - 16 図に示すように、見掛けの高さ  $h$  [m] の電離層の下で、全方向性アンテナから周波数 24 [MHz] の電波を放射したとき、跳躍距離  $D$  が 1,200 [km] であった。このときの  $h$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、臨界周波数は 8 [MHz] とし、大地及び電離層は共に水平であるものとする。また、距離  $r$  を  $D/2$  [km] とし、 $\sqrt{2}$  1.41 とする。

- 1 213 [km]
- 2 243 [km]
- 3 288 [km]
- 4 310 [km]
- 5 346 [km]



A - 17 図に示す電界強度の放射パターンを持つアンテナの前後 (FB) 比の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、メインローブ A の電界強度の最大値を 0 [dB] としたとき、B、C、D、E 及び F の各サイドローブの電界強度の最大値をそれぞれ -20 [dB]、-14 [dB]、-26 [dB]、-16 [dB] 及び -18 [dB] とし、また、角度  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$  及び  $\theta_4$  をそれぞれ 60 度、62 度、43 度及び 56 度とする。

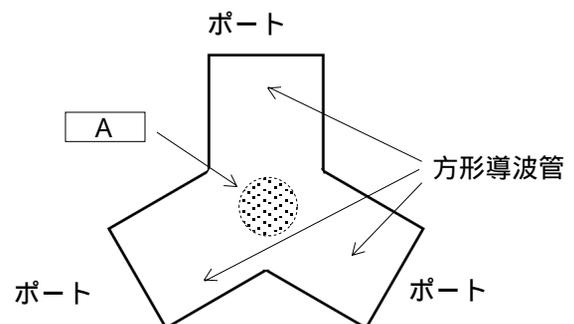
- 1 10 [dB]
- 2 12 [dB]
- 3 14 [dB]
- 4 16 [dB]
- 5 20 [dB]



A - 18 次の記述は、図に示す導波管サーキュレータ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。

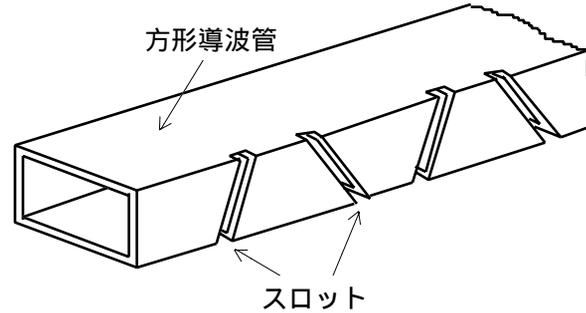
- (1) Y 接合した方形導波管の接合部の中心に円柱状の □ A □ 覆き、この円柱の軸方向に適当な大きさの □ B □ を加えた構造である。
- (2)  $TE_{10}$  モードの電磁波をポート へ入力するとポート へ、ポート へ入力するとポート へ、ポート へ入力するとポート へそれぞれ出力し、それぞれ他のポートへの出力は極めて小さいので、各ポート間に可逆性が □ C □ 。

- | A        | B   | C  |
|----------|-----|----|
| 1 セラミックス | 静電界 | ある |
| 2 セラミックス | 静電界 | ない |
| 3 フェライト  | 静磁界 | ある |
| 4 フェライト  | 静電界 | ある |
| 5 フェライト  | 静磁界 | ない |



A - 19 次の記述は、図に示すスロットアレー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。ただし、方形導波管は H 面が大地に平行に置かれており、管内を伝搬する電磁波は  $TE_{10}$  モードとする。

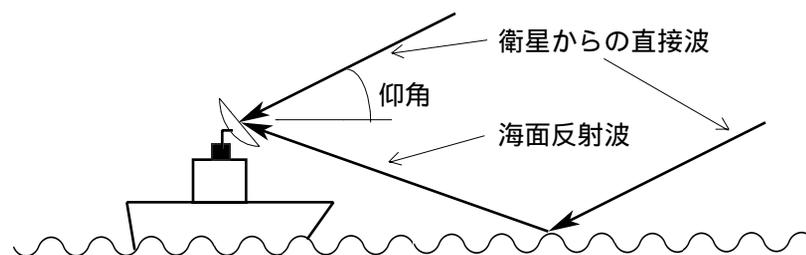
- 1 一定の長さの方形導波管の短辺側面に、スロットを数十個から百個程度設けた構造であり、給電点は中央部又は一方の端である。
- 2 スロットの間隔は、管内波長の  $1/4$  にした共振形とそれよりやや広くした非共振形とがある。
- 3 交互に斜めに配置したスロットの一对から放射される電波の電界の水平成分は同位相であり、垂直成分は逆位相である。
- 4 アンテナ全体から放射される電波の合成電界の方向は水平であり、水平偏波を放射する。
- 5 指向特性は、水平面内で非常に鋭く、垂直面内では広いファンビームとなる。



A - 20 次の記述は、海事衛星通信で発生することがあるフェージング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、船舶地球局等のアンテナで受信される衛星からの電波は、直接波と海面反射波が合成されたものであり、□ A □ の変動や船舶の動揺によりフェージングが発生することがある。
- (2) このフェージングの影響は、電波の到来する角度 (仰角) が □ B □ ほど、また、アンテナの利得が □ C □ ほど大きくなる。

	A	B	C
1	衛星	小さい (低い)	大きい
2	衛星	大きい (高い)	小さい
3	衛星	大きい (高い)	大きい
4	海面	小さい (低い)	小さい
5	海面	大きい (高い)	小さい



B - 1 次の記述は、自由空間を伝搬する電波の偏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 電界の方向が大地に平行な直線偏波を水平偏波という。
- イ 磁界の方向が大地に平行な直線偏波を垂直偏波という。
- ウ 電波の伝搬方向に垂直な面上で、互いに直交する大きさが等しい二つの電界成分を  $\pi/2$  [rad] の位相差で合成しても、円偏波とならない。
- エ 電波の伝搬方向に垂直な面上で、互いに直交する二つの電界成分を  $0$  [rad] 又は  $\pi$  [rad] の位相差で合成すれば、直線偏波となる。
- オ 電波の伝搬方向に垂直な任意の固定平面上で、伝搬方向に向かって見て、電界ベクトルが時間の経過とともに時計回りの方向に回転する場合の円偏波を一般に左旋円偏波という。

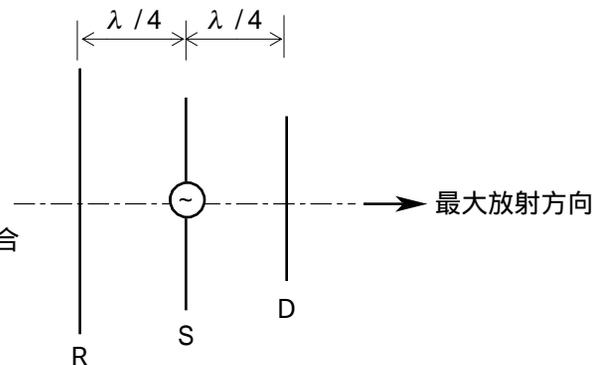
B - 2 次の記述は、マイクロ波帯における導波管と同軸ケーブルの特徴について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 同軸ケーブルは、誘電体が充てんされているため、導波管に比べて単位長さ当たりの伝送損が □ア□。また、低い周波数の使用制限 □イ□。
- (2) 導波管は、同軸ケーブルと比較して □ウ□ による抵抗損が少なく、同軸ケーブルのように誘電体が充てんされていないので、それによる誘電損がない。また、遮断周波数 □エ□ の周波数の電磁波は伝送できない。
- (3) 大電力の伝送に適しているのは、 □オ□ である。

- |       |       |           |      |           |
|-------|-------|-----------|------|-----------|
| 1 大きい | 2 はない | 3 表皮効果    | 4 以上 | 5 導波管     |
| 6 小さい | 7 がある | 8 ファラデー効果 | 9 以下 | 10 同軸ケーブル |

B - 3 次の記述は、図に示す3素子八木アンテナの動作原理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、波長を $\lambda$  [m] とし、素子 S の長さは $\lambda/2$ 、素子 R の長さは $\lambda/2$  より少し長く、また、素子 D の長さは $\lambda/2$  より少し短いものとする。

- (1) S から放射された電波が S から $\lambda/4$  [m] 離れた R に到達すると、その位相は、S における位相より  $\pi/2$  [rad] □ア□。この電波によって R に電波と同相の誘起電圧が発生する。R に流れる電流の位相は、R が誘導性リアクタンスであるため、誘起電圧より  $\pi/2$  [rad] 遅れる。
- (2) R に流れる電流は、その電流より位相が □イ□ [rad] 遅れた電波を再放射する。再放射された電波が S に到達すると、その位相は、R における位相より  $\pi/2$  [rad] 遅れる。
- (3) 結果的に、S から出て R を経て S に戻って来た電波の位相遅れの合計が □ウ□ [rad] となり、S から放射される電波と同相になるため、R で再放射された電波は、矢印の方向へ向かう電波を強めることになる。
- (4) 一方、S から放射された電波により、S から $\lambda/4$  [m] だけ離れた D に流れる電流の位相は、D が □エ□ リアクタンスであるため、その誘起電圧より進み、この電流によって電波が再放射される。
- から再放射される電波は、S から放射された電波が $\lambda/4$  [m] の距離だけ伝搬した電波を □オ□ ことになる。



- |       |           |          |       |        |
|-------|-----------|----------|-------|--------|
| 1 進む  | 2 $\pi/4$ | 3 $2\pi$ | 4 容量性 | 5 弱める  |
| 6 遅れる | 7 $\pi/2$ | 8 $\pi$  | 9 誘導性 | 10 強める |

B - 4 次の記述は、超短波 ( VHF ) 帯の電波が見通し外まで伝搬する場合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) 球面地球上の電波の回り込み現象及びナイフエッジ状の地形などによる □ア□ により、見通し外まで伝搬する。
- (2) 夏季に発生することのある □イ□ による反射により、見通し外まで伝搬する。
- (3) 大気や電離層の組成の局所的な乱れによる □ウ□ により、見通し外まで伝搬する。
- (4) 大気の □エ□ の高度分布などを表わす M 曲線が標準大気の場合と異なり逆転しているとき、これにより形成される □オ□ 内を電波が見通し外まで伝搬する。

- |      |                     |      |       |           |
|------|---------------------|------|-------|-----------|
| 1 回折 | 2 フレネルゾーン           | 3 散乱 | 4 屈折率 | 5 磁気嵐     |
| 6 吸収 | 7 スポラジック E 層 ( Es ) | 8 海面 | 9 導電率 | 10 ラジオダクト |

B - 5 次の記述は、図に示すマイクロ波用のアンテナの利得を比較法により測定する方法と測定上の注意事項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、波長を  $\lambda$  [m]、測定距離を  $d$  [m] とし、図中の三つのアンテナはいずれも開口面アンテナとして、受信アンテナ（基準アンテナ及び被測定アンテナ）と受信機は整合がと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) スイッチ SW を基準アンテナ側に接続して、受信電力  $P_s$  [W] を測定する。送信アンテナから放射された電波の受信点での電力束密度を  $P_0$  [W/m<sup>2</sup>]、基準アンテナの利得を  $G_s$  (真数) とすれば、 $P_s$  は、次式で表される。

$$P_s = P_0 G_s \times \text{ア} \text{ [W] } \dots\dots$$

(2) SW を被測定アンテナ側に切り替えて、受信電力  $P_x$  [W] を測定する。被測定アンテナの利得を  $G_x$  (真数) とすれば、受信電力  $P_x$  は、次式で表される。

$$P_x = P_0 G_x \times \text{ア} \text{ [W] } \dots\dots$$

(3) 式 と から

$$\frac{P_s}{P_x} = \text{イ} \dots\dots$$

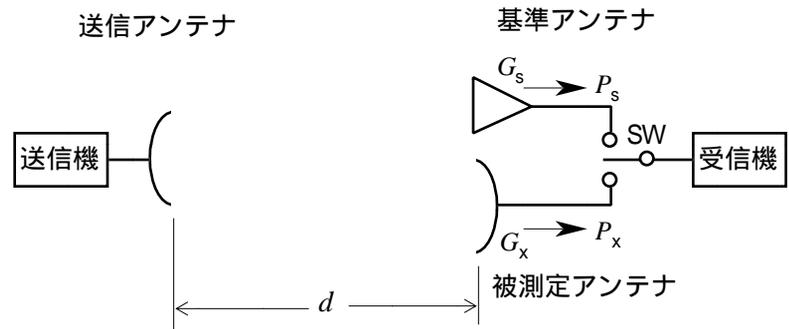
これより、被測定アンテナの利得  $G_x$  は、

$$G_x = \text{ウ} \dots\dots$$

基準アンテナの  $G_s$  は既知なので、 $P_s$  と  $P_x$  を測定することにより、式 より被測定アンテナの利得  $G_x$  を求めることができる。

(4)  $d$  が送信及び受信アンテナの開口直径の大きさに比べて □、測定誤差が大きくなる。

(5) 周波数が □ 場合には、降雨などの気象の影響を受けないように注意する必要がある。



- |   |                          |   |                   |   |                              |   |      |    |    |
|---|--------------------------|---|-------------------|---|------------------------------|---|------|----|----|
| 1 | $\frac{\lambda^2}{2\pi}$ | 2 | $\frac{G_s}{G_x}$ | 3 | $\frac{P_x}{P_s} \times G_s$ | 4 | 大きいと | 5  | 高い |
| 6 | $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ | 7 | $\frac{G_x}{G_s}$ | 8 | $\frac{P_s}{P_x} \times G_s$ | 9 | 小さいと | 10 | 低い |