

FB212

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  $\epsilon$  [F/m]、透磁率を  $\mu$  [H/m] 及び導電率を  $\sigma$  [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  $\mathbf{E}$  [V/m] と磁界  $\mathbf{H}$  [A/m] が共に角周波数  $\omega$  [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。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{E} \quad \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

(2) 式①の両辺の □A□ をとると、次式が得られる。

$$\square B \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu \square B \mathbf{H} \quad \dots\dots\dots \textcircled{3}$$

(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。

$$\square B \nabla \times \mathbf{E} = \nabla \nabla \cdot \mathbf{E} - \nabla^2 \mathbf{E} \quad \dots\dots\dots \textcircled{4}$$

(4) 通常の媒質中では、電子やイオンは存在しないので、

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad \dots\dots\dots \textcircled{5}$$

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

$$\square C \mathbf{E} + \gamma^2 \mathbf{E} = 0$$

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

(6) また、 $\mathbf{H}$  に関する波動方程式は以下ようになる。

$$\square C \mathbf{H} + \gamma^2 \mathbf{H} = 0$$

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

A-2 電界面内の電力半値幅が 2.5 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  $\theta_E$  [rad] 及び  $\theta_H$  [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。

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

- 1 48 [dB]      2 45 [dB]      3 42 [dB]      4 38 [dB]      5 34 [dB]

A-3 実効長 1 [m] の直線状アンテナを周波数 20 [MHz] で用いたとき、このアンテナの放射抵抗の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、微小ダイポールの放射電力  $P$  は、ダイポールの長さを  $l$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] 及び流れる電流を  $I$  [A] とすれば、次式で表されるものとする。

$$P = 80 \left( \frac{\pi I l}{\lambda} \right)^2 \text{ [W]}$$

- 1 36.5 [ $\Omega$ ]      2 21.5 [ $\Omega$ ]      3 16.0 [ $\Omega$ ]      4 8.0 [ $\Omega$ ]      5 3.5 [ $\Omega$ ]

A-4 自由空間において、周波数 800 [MHz] で半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 20 [dB] のアンテナを用いるとき、このアンテナの実効面積の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 1.8 [m<sup>2</sup>]      2 2.6 [m<sup>2</sup>]      3 3.6 [m<sup>2</sup>]      4 5.2 [m<sup>2</sup>]      5 6.9 [m<sup>2</sup>]

A-5 次の記述は、パラボラアンテナのサイドローブの影響の軽減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 反射鏡面の鏡面精度を向上させる。
- 2 一次放射器の特性を改善して、ビーム効率を高くする。
- 3 電波吸収体を一次放射器外周部やその支持柱に取り付ける。
- 4 オフセットパラボラアンテナにして一次放射器のブロッキングをなくす。
- 5 反射鏡面への電波の照度分布を変えて、開口周辺部の照射レベルを高くする。

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 5 [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 10 [MHz] とする。

- 1 19.6 [ $\mu$ H]
- 2 15.2 [ $\mu$ H]
- 3 9.6 [ $\mu$ H]
- 4 7.6 [ $\mu$ H]
- 5 2.9 [ $\mu$ H]

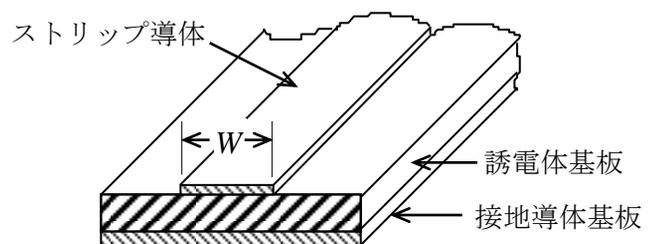
A-7 内部導体の外径が 2 [mm]、外部導体の内径が 16 [mm] の同軸線路の特性インピーダンスが 75 [ $\Omega$ ] であった。この同軸線路の内部導体の外径を 2 倍にしたときの特性インピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、内部導体と外部導体の間には、同一の誘電体が充填されているものとする。

- 1 25 [ $\Omega$ ]
- 2 37 [ $\Omega$ ]
- 3 50 [ $\Omega$ ]
- 4 75 [ $\Omega$ ]
- 5 95 [ $\Omega$ ]

A-8 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 □ C □ なるほど高くなる。

- | A     | B   | C  |
|-------|-----|----|
| 1 大きい | TE  | 広く |
| 2 大きい | TEM | 狭く |
| 3 大きい | TM  | 広く |
| 4 小さい | TE  | 狭く |
| 5 小さい | TEM | 狭く |



A-9 次の記述は、有限な導電率の導体中へ平面波が浸透する深さを表す表皮厚さ(深さ)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、平面波はマイクロ波とし、 $e$ を自然対数の底とする。

- 1 導体内の電界、磁界及び電流の振幅が導体表面の振幅の  $1/e$ (約 0.368) に減少する導体表面からの距離をいう。
- 2 導体の透磁率が大きいほど、厚く(深く)なる。
- 3 導体の導電率が大きいほど、薄く(浅く)なる。
- 4 導体内の減衰定数が小さくなるほど、厚く(深く)なる。
- 5 周波数が高くなるほど、薄く(浅く)なる。

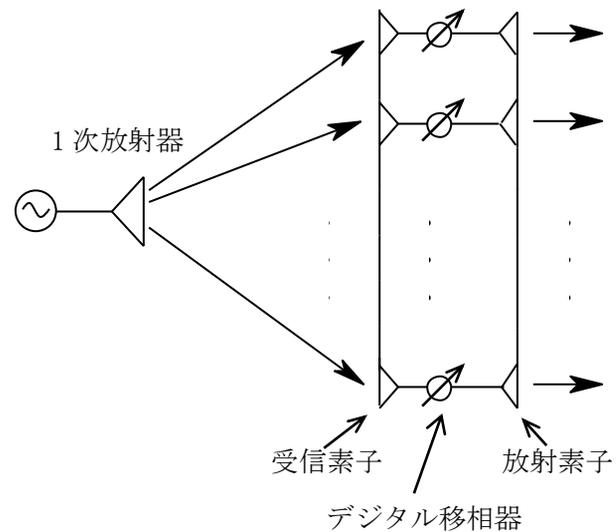
A-10 次の記述は、各種アンテナの特徴などについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 扇形ホーンアンテナのホーンの長さを一定にしたまま、ホーンの開き角を大きくすればするほど扇形ホーンアンテナの利得は大きくなる。
- 3 スリーブアンテナのスリーブの長さは、約  $1/4$  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 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 に等分割しているため、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。

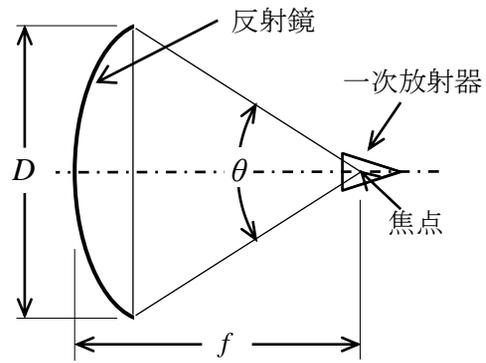
A	B	C
1 $\pi/2^n$	サイドローブ	多く
2 $\pi/2^n$	バックローブ	少なく
3 $\pi/2^{n+1}$	サイドローブ	多く
4 $\pi/2^{n+1}$	バックローブ	少なく
5 $\pi/2^{n+1}$	バックローブ	多く



A-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  $\theta$  [°]、焦点距離を  $f$  [m]、開口効率を  $\eta$  及び波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1)  $\theta$  と  $D$  と  $f$  の関係は、□A□ と表される。
- (2) 絶対利得（真数）は、□B□ と表される。
- (3) 指向性の半値幅 [°] は、 $\lambda$  に □C□、 $D$  に □D□ する。

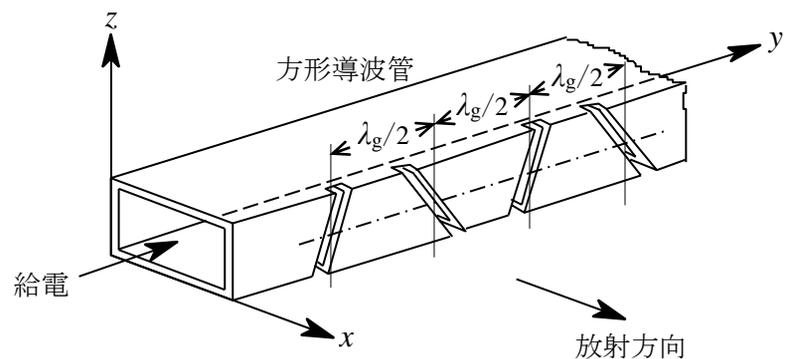
	A	B	C	D
1	$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{D}{2f}$	$\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta$	反比例	比例
2	$\tan \frac{\theta}{2} = \frac{D}{2f}$	$\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) \eta$	比例	反比例
3	$\tan \frac{\theta}{4} = \frac{D}{4f}$	$\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \eta$	比例	反比例
4	$\tan \frac{\theta}{4}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



A-13 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の正しい組合せ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し、管内波長は  $\lambda_g$  [m] とする。また、 $\lambda_g/2$  [m] の間隔で交互に傾斜方向を変えてスロットがあげら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)  $yz$  面に平行な管壁には  $z$  軸に □A□ 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、 $\lambda_g/2$  [m] の間隔で反転しているため、管壁に流れる電流の方向も同じ間隔で反転している。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 □B□ 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、□C□ 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、□C□ 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 □D□ となる。

	A	B	C	D
1	平行	電界	$z$ 成分	水平偏波
2	平行	電界	$y$ 成分	垂直偏波
3	平行	磁界	$y$ 成分	垂直偏波
4	垂直	磁界	$y$ 成分	水平偏波
5	垂直	電界	$z$ 成分	垂直偏波



A-14 周波数 10 [GHz] の電波を用いて地球局から 500 [W] の出力で、静止衛星の人工衛星局へ送信したとき、絶対利得が 30 [dB] のアンテナを用いた人工衛星局の受信機入力  $-87$  [dBW] であった。このときの地球局のアンテナ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、給電系の損失及び大気による損失は無視するものとし、静止衛星と地球局との距離を 36,000 [km] とする。また、 $1$  [W] =  $0$  [dBW]、 $\log_{10} 2 = 0.3$  及び  $\log_{10} 3 = 0.5$  とする。

- |   |         |   |         |   |         |   |         |   |         |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 30 [dB] | 2 | 40 [dB] | 3 | 50 [dB] | 4 | 60 [dB] | 5 | 70 [dB] |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

A-15 次の記述は、対流圏伝搬におけ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。ただし、等価地球半径係数を  $k$  とする。

- (1) シンチレーションフェージングは、□A□ の不規則な変動により生ずる。
- (2) 干渉性  $k$  形フェージングは、直接波と □B□ の干渉が  $k$  の変動に伴い変化するために生ずる。
- (3) 回折性  $k$  形フェージングは、電波通路と大地とのクリアランスが十分でないとき、 $k$  の変化に伴い大地による回折損が変動することにより生ずる。 $k$  が小さくなると回折損が □C□ なる。

	A	B	C
1	太陽フレア	大地反射波	小さく
2	太陽フレア	散乱波	大きく
3	大気の屈折率	散乱波	小さく
4	大気の屈折率	散乱波	大きく
5	大気の屈折率	大地反射波	大きく

A-16 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	最大	$\sin r / \sin i$	大きい
2	最大	$\cos i / \cos r$	小さい
3	最大	$\sin i / \sin r$	大きい
4	最小	$\sin i / \sin r$	大きい
5	最小	$\sin r / \sin i$	小さい

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、チャネル情報を用い、信号処理により分離することができる。
- 3 MIMO では、水平偏波は用いることができない。
- 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 には、ビームフォーミング (ビーム形成) を用いる方式と用いない方式がある。

A-18 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  $-j125$  [ $\Omega$ ] 及び  $+j20$  [ $\Omega$ ] であった。この給電線の実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 20 [ $\Omega$ ]
- 2 35 [ $\Omega$ ]
- 3 50 [ $\Omega$ ]
- 4 60 [ $\Omega$ ]
- 5 75 [ $\Omega$ ]

A-19 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。□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。

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の特性を縮尺した模型を用いて室内で測定を行うことがある。

- (1) 模型の縮尺率は、測定する空間の誘電率及び透磁率に □A□、アンテナ材料の導電率に □B□。
- (2) 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、次式で求められる。

$$f_m = \text{□C□} \text{ [Hz]}$$

- |   | A      | B     | C         |
|---|--------|-------|-----------|
| 1 | 依存するが  | 依存しない | $f/(1+p)$ |
| 2 | 依存するが  | 依存しない | $f/p$     |
| 3 | 依存しないが | 依存する  | $f/p^2$   |
| 4 | 依存しないが | 依存する  | $f/p$     |
| 5 | 依存しないが | 依存する  | $f/(1+p)$ |

A-20 次の記述は、開口面アンテナの測定における放射電磁界の領域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) アンテナにごく接近した □A□ 領域では、静電界や誘導電磁界が優勢であるが、アンテナからの距離が離れるにつれてこれらの電磁界成分よりも放射電磁界成分が大きくなっていく。
- (2) 放射電磁界成分が優勢な領域を放射界領域といい、放射近傍界領域と放射遠方界領域の二つの領域に分けられる。二つの領域のうち放射 □B□ 領域は、放射エネルギーの角度に対する分布がアンテナからの距離によって変化する領域で、この領域において、アンテナの □B□ の測定が行われる。
- (3) アンテナの放射特性は、□C□ によって定義されているので、□B□ の測定で得られたデータを用いて計算により □C□ の特性を間接的に求める。

- |   | A         | B   | C     |
|---|-----------|-----|-------|
| 1 | リアクティブ近傍界 | 近傍界 | 放射遠方界 |
| 2 | リアクティブ近傍界 | 遠方界 | 誘導電磁界 |
| 3 | リアクティブ近傍界 | 近傍界 | 誘導電磁界 |
| 4 | フレネル      | 近傍界 | 放射遠方界 |
| 5 | フレネル      | 遠方界 | 誘導電磁界 |

B-1 次の記述は、半波長ダイポールアンテナを用いた受信アンテナの散乱断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を下の番号から選べ。ただし、アンテナ及び給電線の損失はないものとし、アンテナの入力インピーダンスは純抵抗とする。

(1) 到来電波によりアンテナに誘導された起電力  $V$  [V] によって、アンテナの放射抵抗  $R_r$  [ $\Omega$ ] を流れる電流を  $I$  [A] とすれば、散乱電力  $P_A$  は、次式で表される。

$$P_A = \text{ア} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

(2)  $P_A$  及びその点の電力束密度  $p$  により散乱断面積  $A_s$  は、次式で表される。

$$A_s = \frac{P_A}{p} \text{ [m}^2\text{]} \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

(3) 受信電界強度を  $E$  [V/m]、自由空間の固有インピーダンスを  $Z_0$  [ $\Omega$ ] とすると、 $p$  は、次式で表される。

$$p = \text{イ} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

(4) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信電力は最大値となり、また、同じ大きさの電力を受信アンテナが散乱していると考えられるので、式①の  $P_A$  は、次式となる。

$$P_A = \text{ウ} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

(5) 式②へ式③及び④を代入すると、 $A_s$  は、次式で求められる。

$$A_s = \text{エ} \text{ [m}^2\text{]}$$

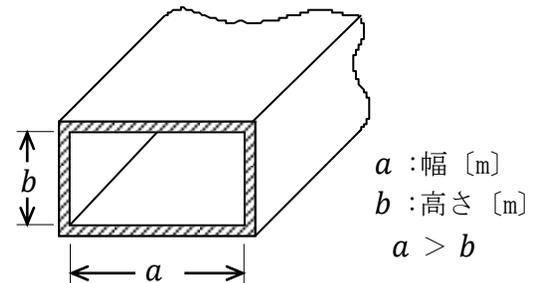
(6) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信アンテナの散乱断面積は、受信アンテナの実効面積  オ  なる。

- |                        |                      |                              |               |                       |
|------------------------|----------------------|------------------------------|---------------|-----------------------|
| 1 $\frac{ I ^2}{4R_r}$ | 2 $\frac{V^2}{2R_r}$ | 3 $\frac{V^2 Z_0}{4R_r E^2}$ | 4 $ I ^2 R_r$ | 5 $\frac{V^2}{4R_r}$  |
| 6 $\frac{E^2}{Z_0}$    | 7 と等しく               | 8 $\frac{V^2 Z_0}{2R_r E^2}$ | 9 の 1/2 と     | 10 $\frac{E^2}{2Z_0}$ |

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  $\lambda$  [m]、速度を  $c$  [m/s] とする。

(1) TE<sub>mn</sub> モードの遮断波長は、 ア  [m] である。

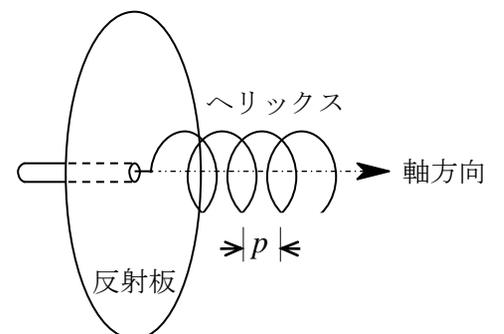
(2) TE<sub>10</sub> モードにおける遮断波長は、 イ  [m]、管内波長は、 ウ  [m] である。導波管内を伝搬する電波の位相速度  $v_p$  [m/s] は、群速度  $v_g$  [m/s] より  エ 、 $v_p$  と  $v_g$  の間には  オ  の関係がある。



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

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 巻きの高さが 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 巻きの高さが 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 巻きの高さが 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  エ  すると、主ビームの半値角が大きくなる。
- (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 進行波 | 2 軸と直角の方向 | 3 直線 | 4 多く  | 5 広くなる  |
| 6 定在波 | 7 軸方向     | 8 円  | 9 少なく | 10 狭くなる |

B-4 次の記述は、超短波 (VHF) 帯の地上伝搬において、伝搬路上に山岳がある場合の電界強度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) 図において、送信点 A から山頂の点 M を通って受信点 B に到達する通路は、①AMB、②AP<sub>1</sub>MB、③AMP<sub>2</sub>B、④AP<sub>1</sub>MP<sub>2</sub>B の4通りある。この各通路に対応して、それぞれの  を、 $\dot{S}_1, \dot{S}_2, \dot{S}_3, \dot{S}_4$  とすれば、受信点 B における電界強度  $\dot{E}$  は、次式で表される。ただし、山岳がない場合の受信点の自由空間電界強度を  $\dot{E}_0$  [V/m]、大地の反射点 P<sub>1</sub> 及び P<sub>2</sub> における大地反射係数をそれぞれ  $\dot{R}_1, \dot{R}_2$  とする。

$$\dot{E} = \dot{E}_0 (\dot{S}_1 + \dot{R}_1 \dot{S}_2 + \dot{R}_2 \dot{S}_3 + \text{イ}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots \dots \dots \text{①}$$

- (2) 送信点 A から山頂の点 M までの直接波と大地反射波の位相差を  $\phi_1$  [rad] 及び山頂の点 M から受信点 B までの直接波と大地反射波の位相差を  $\phi_2$  [rad] とし、 $\dot{R}_1 = \dot{R}_2 = -1, |\dot{S}| = |\dot{S}_1| = |\dot{S}_2| = |\dot{S}_3| = |\dot{S}_4|$  とすれば、式①は、次式で表される。

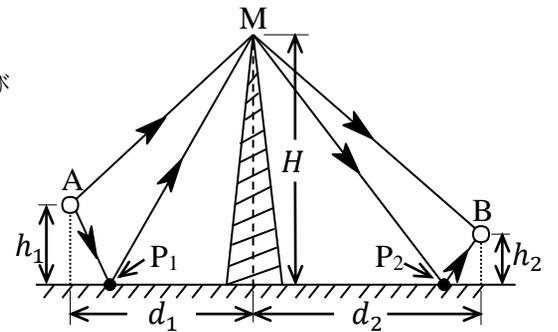
$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times \{1 - e^{-j\phi_1} - e^{-j\phi_2} + \text{ウ}\} \quad [\text{V/m}] \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

式②を書き換えると次式で表される。

$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times (1 - e^{-j\phi_1}) (\text{エ}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots \dots \dots \text{③}$$

- (3) 式③を、電波の波長  $\lambda$  [m]、送受信アンテナ高  $h_1$  [m]、 $h_2$  [m]、山頂の高さ  $H$  [m]、送受信点から山頂直下までのそれぞれの水平距離  $d_1$  [m] 及び  $d_2$  [m] を使って書き直すと、受信電界強度の絶対値  $E$  は、近似的に次式で表される。

$$E \approx |\dot{E}_0| \times |\dot{S}| \times \left| 2 \sin \left( \frac{2\pi h_1 H}{\lambda d_1} \right) \right| \times \text{オ} \quad [\text{V/m}]$$



- |        |                                     |                             |                      |  |
|--------|-------------------------------------|-----------------------------|----------------------|--|
| 1 回折係数 | 2 $\dot{R}_1 \dot{R}_2 \dot{S}_4^2$ | 3 $e^{-j(\phi_1 + \phi_2)}$ | 4 $1 + e^{-j\phi_2}$ | 5 $\left  2 \sin \left( \frac{2\pi h_2 H}{\lambda d_2} \right) \right $  |
| 6 散乱係数 | 7 $\dot{R}_1 \dot{R}_2 \dot{S}_4$   | 8 $e^{-j(\phi_1 - \phi_2)}$ | 9 $1 - e^{-j\phi_2}$ | 10 $\left  2 \cos \left( \frac{2\pi h_2 H}{\lambda d_2} \right) \right $ |

B-5 次の記述は、マイクロ波アンテナの測定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 アンテナの測定項目には、入力インピーダンス、利得、指向性、偏波などがある。
- イ 三つのアンテナを用いる場合、これらのアンテナの利得が未知であると、それぞれの利得を求めることはできない。
- ウ 円偏波アンテナの測定をする場合には、円偏波の電波を送信して測定することができるほか、直線偏波のアンテナを送信アンテナに用い、そのビーム軸のまわりに回転させながら測定することもできる。
- エ 開口面アンテナの指向性を測定する場合の送受信アンテナの離すべき最小距離は、開口面の大きさに関係し、使用波長に関係しない。
- オ 角錐ホーンアンテナは、その寸法から利得を求めることができるので、利得測定の標準アンテナとして使用される。