

FB307

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 ϵ [F/m]、透磁率を μ [H/m]、及び導電率を σ [S/m] とする。また、対象の領域には、印加電流はないものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 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は、時間を t [s] とすると、次式で表される。

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

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

(2) $\boldsymbol{E}$ と $\boldsymbol{H}$ が共に角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているとき、 $\boldsymbol{E}$ と $\boldsymbol{H}$ は、それぞれ次式で表される。

$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E}_0 e^{j\omega t}$ ③

$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{H}_0 e^{j\omega t}$ ④

ここで、 $\boldsymbol{E}_0$ 、 $\boldsymbol{H}_0$ は、時間に依存しない定数とする。

(3) 式③を式①へ代入すると、次式が得られる。

□ A □ $\boldsymbol{H} =$ □ B □ ⑤

式④を式②へ代入すると、次式が得られる。

□ A □ $\boldsymbol{E} =$ □ C □ ⑥

	A	B	C
1	$\nabla \cdot$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\boldsymbol{H}$	$j\omega\mu\boldsymbol{E}$
2	$\nabla \cdot$	$(\sigma - j\omega\epsilon)\boldsymbol{H}$	$j\omega\mu\boldsymbol{E}$
3	$\nabla \times$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\boldsymbol{H}$	$-j\omega\mu\boldsymbol{E}$
4	$\nabla \times$	$(\sigma - j\omega\epsilon)\boldsymbol{E}$	$j\omega\mu\boldsymbol{H}$
5	$\nabla \times$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\boldsymbol{E}$	$-j\omega\mu\boldsymbol{H}$

A－2 電界面内の電力半値幅が 3.0 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 θ_E [rad] 及び θ_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、 $\log_{10} 5.5 = 0.74$ とする。

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

- 1 31 [dB]
- 2 37 [dB]
- 3 42 [dB]
- 4 48 [dB]
- 5 54 [dB]

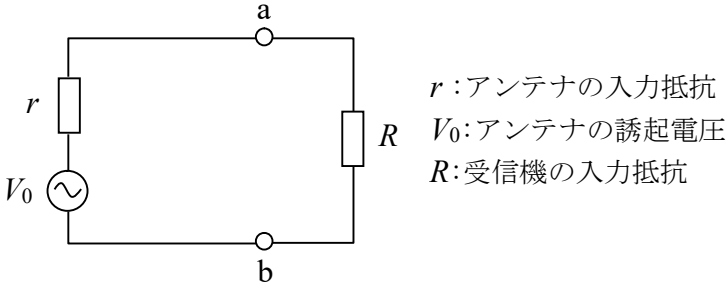
A－3 次の記述は、アンテナの利得及び指向性について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 受信アンテナの利得及び指向性は、□ A □ により、それを送信アンテナとして使用したときの利得及び指向性と同じである。
- (2) 同じアンテナを直線上で同じ方向に2個並べたアンテナの指向性は、アンテナ単体の指向性に □ B □ を掛けたものに等しい。
- (3) 等方性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は、約 □ C □ (真数)である。

A	B	C
1 バビネの原理	利得係数	0.61
2 バビネの原理	配列指向係数 (アレーファクタ)	0.91
3 可逆定理	配列指向係数 (アレーファクタ)	0.61
4 可逆定理	利得係数	0.61
5 可逆定理	利得係数	0.91

A－4 周波数が 150 [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とき、図に示す等価回路のようにアンテナに接続された受信機の入力端子 **ab** 間における電圧が 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、アンテナと受信機の入力回路は整合がとれ、かつアンテナ及び給電線の損失はないものとする。また、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 4.7 [mV/m]
- 2 6.9 [mV/m]
- 3 7.5 [mV/m]
- 4 9.4 [mV/m]
- 5 12.4 [mV/m]



A－5 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 ω [rad/s]、波長を λ [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 θ [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_θ は、次式で表される。

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

- (2) E_θ の放射電界の大きさを $|E_1|$ [V/m]、 E_θ の誘導電界の大きさを $|E_2|$ [V/m]、 E_θ 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 $r = 0.01 \lambda$ [m] のとき、 $|E_1|$ 、 $|E_2|$ 、 $|E_3|$ の比は、式①より $|E_1| : |E_2| : |E_3| =$ B となる。

	A	B
1	λ / π	0.0039 : 0.063 : 1
2	λ / π	0.019 : 0.123 : 1
3	$\lambda / (2\pi)$	1 : 0.159 : 0.025
4	$\lambda / (2\pi)$	0.0039 : 0.063 : 1
5	$\lambda / (2\pi)$	0.019 : 0.123 : 1

A－6 直径 4 [mm]、線間隔 20 [cm] の終端を開放した無損失の平行二線式給電線がある。この終端から長さ 1.25 [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ンデンサの静電容量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を 30 [MHz] とする。

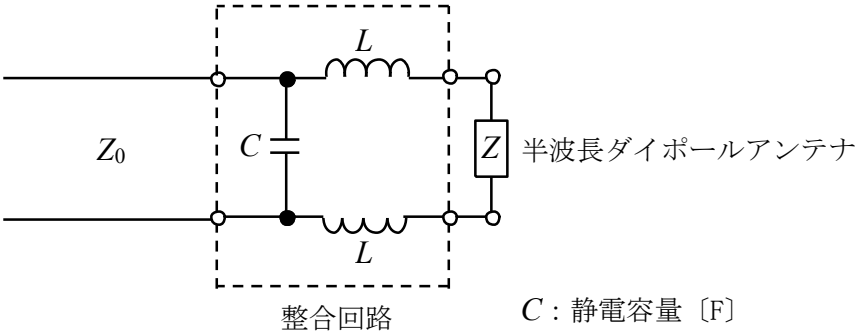
- 1 10 [pF]
- 2 25 [pF]
- 3 50 [pF]
- 4 72 [pF]
- 5 93 [pF]

A－7 特性インピーダンスが 75 [Ω] の無損失給電線の終端に、 $25 + j50$ [Ω] の負荷インピーダンスを接続したとき、終端における反射係数と給電線上に生ずる電圧定在波比の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

	反射係数	電圧定在波比
1	$\frac{1}{4}(1 + j3)$	$\frac{4 + \sqrt{10}}{4 - \sqrt{10}}$
2	$\frac{1}{3}(1 + j2)$	$\frac{5 + \sqrt{3}}{5 - \sqrt{3}}$
3	$\frac{1}{3}(1 + j2)$	$\frac{3 + \sqrt{5}}{3 - \sqrt{5}}$
4	$\frac{1}{5}(-1 + j3)$	$\frac{5 + \sqrt{10}}{5 - \sqrt{10}}$
5	$\frac{1}{5}(-1 + j3)$	$\frac{10 + \sqrt{5}}{10 - \sqrt{5}}$

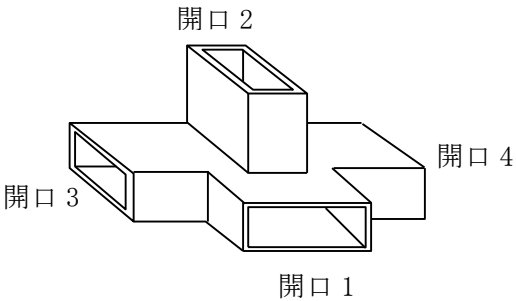
A－8 図に示す整合回路を用いて、特性インピーダンス Z_0 が $730\text{ }[\Omega]$ の無損失の平行二線式給電線と入力インピーダンス Z が $73\text{ }[\Omega]$ の半波長ダイポールアンテナとを整合させるために必要なインダクタンス L の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を $40/\pi\text{ }[\text{MHz}]$ とする。

- 1 7.4 $[\mu\text{H}]$
- 2 5.6 $[\mu\text{H}]$
- 3 4.2 $[\mu\text{H}]$
- 4 2.8 $[\mu\text{H}]$
- 5 1.4 $[\mu\text{H}]$



A－9 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_{10} とする。

- 1 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。
- 2 開口 1 からの入力、開口 2 には出力されない。
- 3 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。
- 4 開口 2 からの入力、開口 1 には出力されない。
- 5 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。



A－10 次の記述は、図に示す誘電体レンズアンテナの波源 O から誘電体の凸面上の点 P までの距離を求める式の算出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、中心線 CA の延長線上の O から凸面上の点 A 及び点 P までの距離を、それぞれ $l\text{ }[\text{m}]$ 及び $r\text{ }[\text{m}]$ とし、 OA と OP のなす角を $\theta\text{ }[\text{rad}]$ とする。

- (1) 自由空間の電波の速度を $v_0\text{ }[\text{m/s}]$ 、誘電体中の電波の速度を $v_d\text{ }[\text{m/s}]$ とすれば、 O から発射された電波が点 B と点 C に到達する時間は等しくなければならないので、次式が成り立つ。

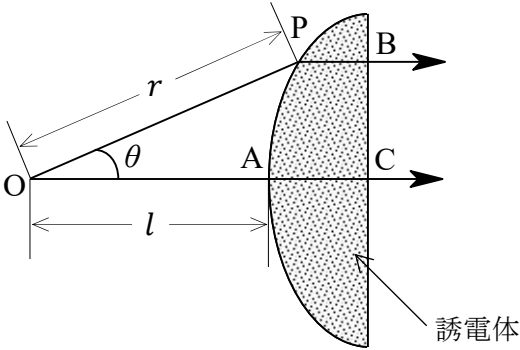
$$\frac{l}{v_0} + \boxed{\text{A}} = \frac{r}{v_d} \text{ [s]} \cdots \text{①}$$

- (2) 誘電体の屈折率を n とすれば、次式の関係がある。

$$n = \boxed{\text{B}} \cdots \text{②}$$

したがって、式②を式①に代入すれば、 r は次式となる。

$$r = \boxed{\text{C}} \text{ [m]}$$

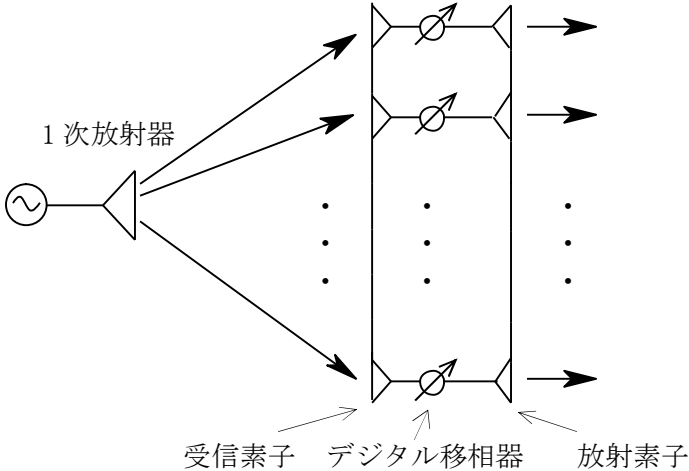


	A	B	C
1	$\frac{r \cos \theta}{v_d}$	$\frac{v_0}{v_d}$	$\frac{(n+1)l}{n \cos \theta}$
2	$\frac{r \cos \theta - l}{v_d}$	$\frac{v_0}{v_d}$	$\frac{(n-1)l}{n \cos \theta - 1}$
3	$\frac{r \cos \theta - l}{v_d}$	$\frac{v_d}{v_0}$	$\frac{(n+1)l}{n \cos \theta - 1}$
4	$\frac{r \cos \theta + l}{v_d}$	$\frac{v_d}{v_0}$	$\frac{(n-1)l}{n \cos \theta - 1}$
5	$\frac{r \cos \theta + l}{v_d}$	$\frac{v_0}{v_d}$	$\frac{(n+1)l}{n \cos \theta - 1}$

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 2π 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。

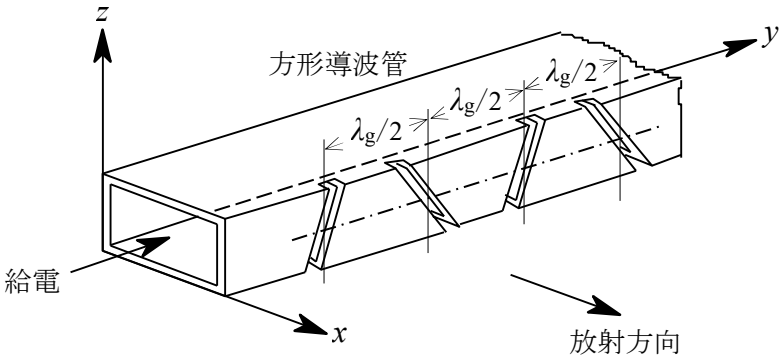
A	B	C
1 $\pi/2^n$	バックローブ	少なく
2 $\pi/2^n$	サイドローブ	多く
3 $\pi/2^{n+1}$	サイドローブ	多く
4 $\pi/2^{n+1}$	バックローブ	少なく
5 $\pi/2^{n+1}$	バックローブ	多く



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 λ_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け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 軸に平行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、□ A □ [m] の間隔で反転しているので、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。

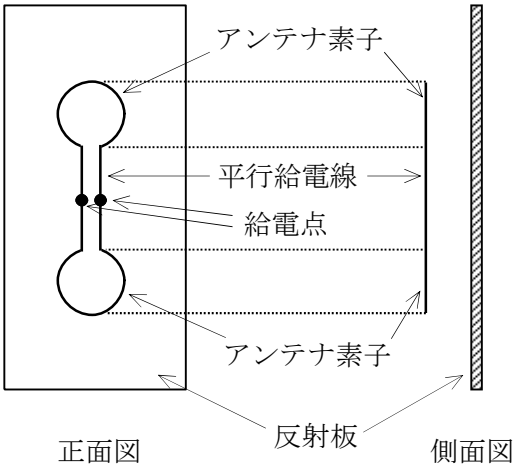
A	B	C	D
1 $\lambda_g/4$	磁界	y 成分	水平偏波
2 $\lambda_g/4$	電界	z 成分	垂直偏波
3 $\lambda_g/2$	電界	y 成分	垂直偏波
4 $\lambda_g/2$	磁界	y 成分	垂直偏波
5 $\lambda_g/2$	電界	z 成分	水平偏波



A-13 次の記述は、図に示す反射板付きの水平偏波用双ルー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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、二つのループアンテナ間給電線の長さは約 0.5 波長で、反射板とアンテナ素子の間隔は約 0.25 波長とする。

- (1) 二つのループアンテナの各々の直径は、それぞれ約 □ A □ 波長である。
- (2) 指向性は、□ B □ と等価であり、垂直面内で □ C □ となる。

A	B	C
1 0.32	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	単一指向性
2 0.32	スーパースタイルアンテナ	8 字特性
3 0.5	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	8 字特性
4 1	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	単一指向性
5 1	スーパースタイルアンテナ	単一指向性



A-14 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-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 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。
- 3 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。
- 4 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。
- 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、電波雑音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 空電雑音は、雷放電によって発生する衝撃性雑音であり、遠距離の無数の地点で発生する個々の衝撃性雑音電波が対流圏伝搬によって到来し、これらの雑音が重なりあって連続性雑音となる。
- 2 空電雑音のレベルは、熱帯地域では一般に雷が多く発生するので終日高いが、中緯度域では遠雷による空電雑音が主体となるので、日中は D 層による吸収を受けて低く、夜間は D 層の消滅に伴い高くなる。
- 3 電離圏雑音には、超長波 (VLF) 帯で発生する連続性の雑音や、継続時間の短い散発性の雑音などがある。
- 4 太陽以外の恒星から発生する雑音は宇宙雑音といい、銀河の中心方向から到来する雑音が強い。
- 5 静止衛星からの電波を受信する際、春分及び秋分の前後数日間、地球局の受信アンテナの主ビームが太陽に向くときがあり、このときの強い太陽雑音により受信機出力の信号対雑音比 (S/N) が低下したりすることがある。

A-17 臨界周波数が 7.2 [MHz] のとき、電離層の最大電子密度の値として、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/m³] 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。

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

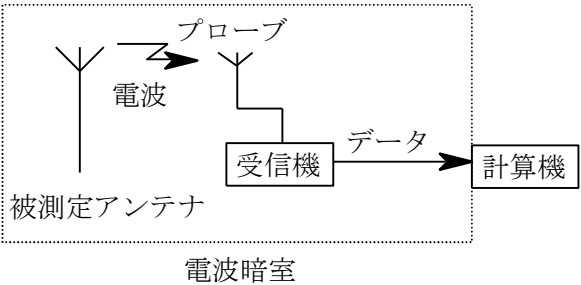
- 1 2.1×10^{10} [個/m³] 2 3.3×10^{11} [個/m³] 3 6.4×10^{11} [個/m³] 4 8.1×10^{11} [個/m³] 5 3.3×10^{12} [個/m³]

A-18 次の記述は、アンテナの近傍界を測定するプローブの走査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。

図に示すように電波暗室で被測定アンテナの近くに半波長ダイポールアンテナやホーンアンテナなどで構成されたプローブを置き、それを走査して近傍界の特性を測定し、得られた測定値から数値計算により遠方界の特性を求める。このための走査法には、平面走査法、円筒面走査法及び球面走査法がある。

- (1) 平面走査法では、被測定アンテナを回転させないでプローブを上下左右方向に走査して測定する。この走査法は、□ A □ アンテナなどのアンテナの測定に適している。
- (2) 円筒面走査法では、(1)と同様のプローブを用い、被測定アンテナを大地に □ B □ な軸を中心に回転させ、プローブを上下方向に走査して測定する。この走査法は、□ C □ アンテナなどのアンテナの測定に適している。

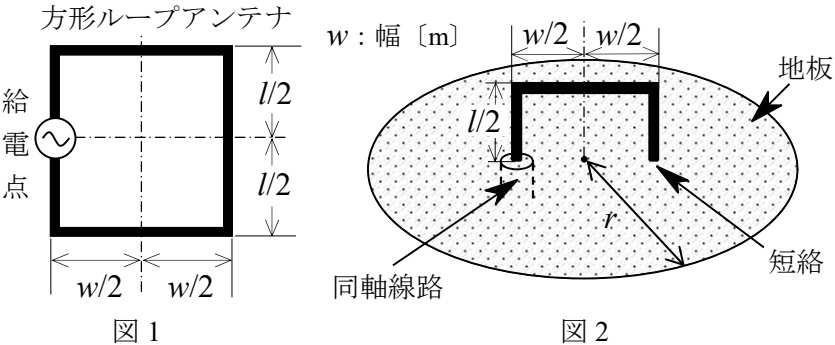
A	B	C
1 ファンビーム	水平	ペンシルビーム
2 ファンビーム	垂直	ペンシルビーム
3 ファンビーム	水平	無指向性
4 ペンシルビーム	垂直	ファンビーム
5 ペンシルビーム	水平	ファンビーム



A-19 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の番号から選べ。

- (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	イメージ(影像)	1/2
3 半波長ダイポール	回折	2
4 逆 L 形	イメージ(影像)	1/4
5 逆 L 形	回折	1/2



A-20 アンテナ利得が 50 (真数) のアンテナを無損失の給電線に接続して測定した電圧定在波比 (VSWR) の値が 1.8 であった。このアンテナの動作利得 (真数) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 16.3	2 22.9	3 28.8	4 39.9	5 45.9
--------	--------	--------	--------	--------

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。

$$\overline{PQ} = \boxed{\text{ア}} \cdots \cdots \text{①}$$

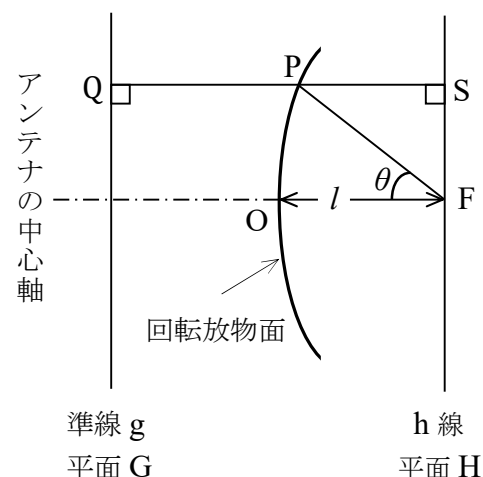
- (2) F を通り g に平行な直線を h 線とし、 P から h に下ろした垂線の足を S とすれば、 F から P を通って S に至る距離 $\overline{FP} + \overline{PS}$ は、式①の関係から、次式で表される。

$$\overline{FP} + \overline{PS} = \boxed{\text{イ}}$$

- (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。

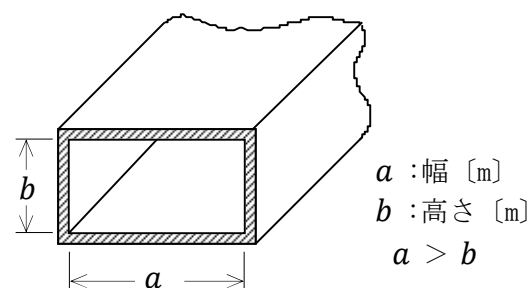
$$\overline{FP} + \overline{PS} = \overline{FP} \times (\boxed{\text{オ}}) = 2l$$



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

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 λ [m]、速度を c [m/s] とする。

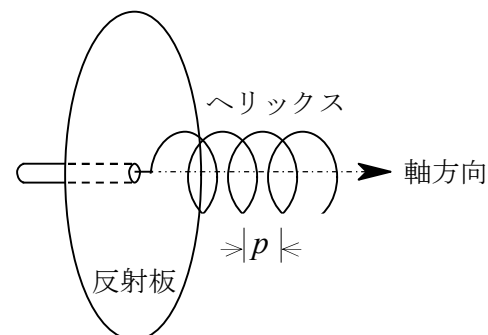
- (1) TE_{mn} モードの遮断波長は、□ ア □ [m] である。
- (2) TE_{10} モードにおける遮断波長は、□ イ □ [m]、管内波長は、□ ウ □ [m] である。導波管内を伝搬する電波の群速度 v_g [m/s] は、位相速度 v_p [m/s] より □ エ □、 v_p と v_g の間には □ オ □ の関係がある。



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

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波長以上にとると、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 円 | 4 大きく | 5 狭くなる |
| 6 定在波 | 7 軸方向 | 8 直線 | 9 小さく | 10 広くなる |

B－4 次の記述は、ダイバーシティ方式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 スペース（空間）ダイバーシティには、受信ダイバーシティと送信ダイバーシティがある。
- イ スペース（空間）ダイバーシティの効果は、異なる受信点間の電界強度変動の相関が大きいほど大きい。
- ウ 偏波ダイバーシティは、主にダクト性フェージングの影響を軽減するのに有効である。
- エ 偏波ダイバーシティの効果は、同じ受信点に直交する偏波面を持つ2つのアンテナを設置して、それらの出力を合成するか、あるいは、出力の大きな方のアンテナに切り替えることによって得られる。
- オ 周波数ダイバーシティは、周波数が異なると、フェージングの状態が異なることを利用した方式である。

B－5 次の記述は、図に示す電気的特性の等しい二つのマイクロ波アンテナの利得測定の方法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、アンテナ間の距離 d [m] は、波長 λ [m] に比較して十分大きいものとする。

(1) 送受信アンテナの偏波面を一致させ、受信電力が □ア□ となるように両アンテナの方向を調整する。そのときの送受信電力をそれぞれ P_t [W] 及び P_r [W] とし、送受信アンテナの利得をそれぞれ G_t (真数) 及び G_r (真数) とすれば、受信点における電力束密度 p は、次式で表される。

$p =$ □イ□ [W/m²] ①

また、受信アンテナの実効面積 A_e は、次式で表される。

$A_e =$ □ウ□ [m²] ②

したがって、 P_r は式①と②から、次式で表される。

$P_r = A_e p =$ □エ□ [W] ③

(2) 送受信アンテナの電気的特性が等しいことから、利得 G_t 及び G_r は等しくなり、これを G (真数) と置くと、式③から、次式が得られる。

$G_t = G_r = G =$ □オ□

- | | | | | |
|------------------------------|---|--------------------------------|---|-------|
| 1 $\frac{P_t G_t}{2\pi d^2}$ | 2 $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_t G_r P_t$ | 3 $\frac{\lambda^2 G_r}{2\pi}$ | 4 $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$ | 5 最大 |
| 6 $\frac{P_t G_t}{4\pi d^2}$ | 7 $\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2 G_t G_r P_t$ | 8 $\frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$ | 9 $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$ | 10 最小 |