

FB707

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。

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

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

□ $\boldsymbol{H} =$ □ ⑤

式④を式②へ代入すると、次式が得られる。

□ $\boldsymbol{E} =$ □ 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 次の記述は、微小ダイポールの放射抵抗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) アンテナから電波が放射される現象は、給電点に電流 I [A] が流れ、アンテナからの放射によって電力 P_r [W] が消費されることである。これは、アンテナの代わりに負荷として抵抗 R_r を接続したことに等価である。したがって、次式が成り立つ。

$R_r =$ □ [Ω]

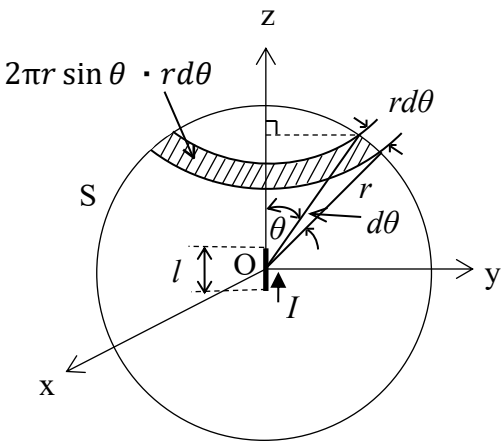
上式で表される仮想の抵抗 R_r [Ω] を放射抵抗と呼び、 P_r [W] を放射電力と呼ぶ。

(2) 図に示すように、微小ダイポールから数波長以上離れた半径 r [m] の球面 S を考えたとき、 P_r [W] は球面上の電力束密度の面積分として次式で求められる。ただし、微小ダイポールの長さを l [m]、波長を λ [m]、微小ダイポールの中心 O から任意の方向と微小ダイポールの軸とのなす角を θ [rad] とし、 θ 方向における電界強度を E_θ [V/m] とする。

$P_r = 2 \int_0^{\pi/2} \frac{|E_\theta|^2}{120\pi} \cdot 2\pi r \sin \theta \cdot r d\theta =$ □ [W]

(3) (1) 及び (2) から、微小ダイポールの放射抵抗 R_r は □ [Ω] となる。

	A	B	C
1	$\frac{P_r}{ I ^2}$	$\frac{\pi^2 I ^2 l^2}{\lambda^2}$	$\frac{\pi^2 l^2}{\lambda^2}$
2	$\frac{P_r}{ I ^2}$	$\frac{80\pi^2 I ^2 l^2}{\lambda^2}$	$\frac{80\pi^2 l^2}{\lambda^2}$
3	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{\pi^2 I ^2 l^2}{\lambda^2}$	$\frac{\pi^2 l^2}{\lambda^2}$
4	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{160\pi^2 I ^2 l^2}{\lambda^2}$	$\frac{160\pi^2 l^2}{\lambda^2}$
5	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{80\pi^2 I ^2 l^2}{\lambda^2}$	$\frac{80\pi^2 l^2}{\lambda^2}$



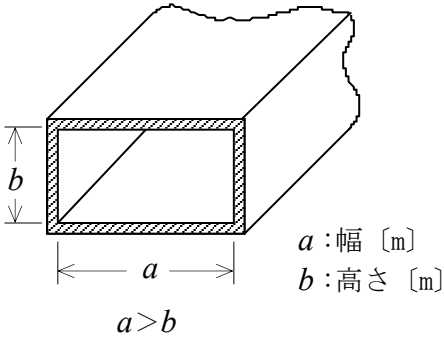
A-3 送信アンテナから距離 20 [km] の地点に設置した受信アンテナによって取り出すことのできる最大電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信電力を 1 [W]、送信アンテナの絶対利得を 40 [dB]、受信アンテナの実効面積を 2 [m²] とする。また、送受信アンテナは共に自由空間にあり、給電線の損失及び整合損はないものとする。

- 1 4.0×10^{-6} [W] 2 9.4×10^{-6} [W] 3 3.8×10^{-5} [W] 4 9.8×10^{-5} [W] 5 4.0×10^{-4} [W]

- A-4 次の記述は、アンテナの利得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 絶対利得の値は、相対利得の値より約 2.15 [dB] 小さい。
 - 2 等方性アンテナの相対利得は、約 0.6(真数)である。
 - 3 アンテナが給電回路と整合しているときのアンテナの利得を G (真数)、不整合のときの反射損を M (真数) とすれば、アンテナの動作利得は、 G/M と表される。ただし、 Γ を反射係数とすれば、 $M = 1/(1 - |\Gamma|^2)$ である。
 - 4 放射効率が 1 のアンテナの絶対利得は、指向性利得に等しい。
 - 5 微小ダイポールの相対利得の値は、半波長ダイポールアンテナの相対利得の値より約 0.39 [dB] 小さい。
- A-5 開口径が 2 [m] の円形パラボラアンテナを周波数 15 [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 26 [dB]
 - 2 33 [dB]
 - 3 38 [dB]
 - 4 43 [dB]
 - 5 48 [dB]
- A-6 無損失給電線上の電圧定在波比が 1.25 のとき、電圧波節点から負荷側を見た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、給電線の実効インピーダンスは 50 [Ω] とする。
- 1 40 [Ω]
 - 2 50 [Ω]
 - 3 60 [Ω]
 - 4 75 [Ω]
 - 5 100 [Ω]

- A-7 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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、自由空間波長を λ [m] とする。
- (1) TE_{mn} モードの遮断波長は、□ A □ [m] である。
 - (2) TE₁₀ モードにおける遮断波長は、□ B □ [m]、管内波長は、□ C □ [m] である。
 - (3) 管内を伝搬する電波の群速度は、位相速度より □ D □。

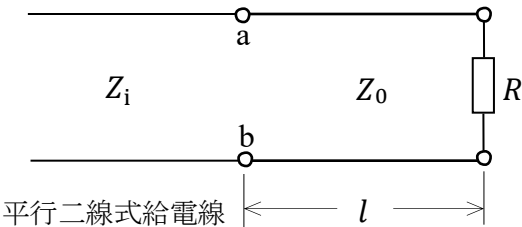
A	B	C	D
1 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$	2a	$\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$	遅い
2 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$	2b	$\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$	速い
3 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$	2a	$\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$	速い
4 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2}}$	2b	$\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$	速い
5 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2}}$	2b	$\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$	遅い



- A-8 図に示すように、特性インピーダンスが Z_i [Ω] の平行二線式給電線と負荷抵抗 R [Ω] との間に特性インピーダンスが Z_0 [Ω] で、長さが l [m] の給電線を挿入して整合させた場合の Z_0 と l の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、端子 ab から負荷側を見たインピーダンス Z_{ab} [Ω] は、波長を λ [m] とすると次式で与えられる。また、各線路は無損失線路とし、 R 、 Z_i 、 Z_0 の値は、それぞれ異なり、 n は 0 又は正の整数とする。

$$Z_{ab} = Z_0 \left(\frac{R \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) + jZ_0 \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)}{Z_0 \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) + jR \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right)} \right)$$

Z_0	l
1 $\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/2 + n\lambda/4$ [m]
2 $\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/2$ [m]
3 $\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/4$ [m]
4 $\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/2$ [m]
5 $\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/2 + n\lambda/4$ [m]

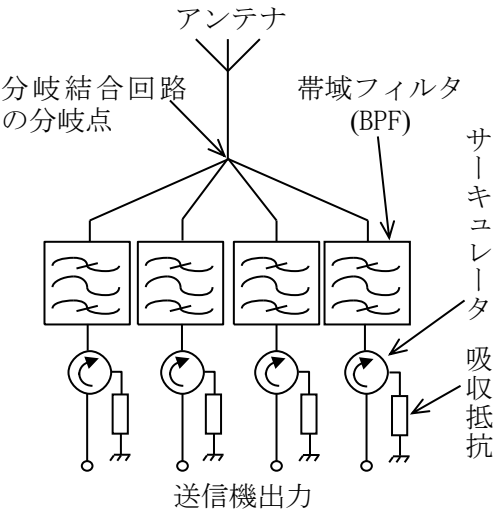


A-9 次の記述は、図に示す帯域フィルタ (BPF) を用いた送信アンテナ共用装置について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 移動体通信などの 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 □ C □ の奇数倍とし、先端を短絡した □ C □ 波長の奇数倍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	過	耐電力	1/4
2	過	結合減衰量	1/3
3	相互	結合減衰量	1/3
4	相互	耐電力	1/3
5	相互	結合減衰量	1/4

A-10 開口面の縦及び横の長さがそれぞれ 14 [cm] 及び 24 [cm] の角すいホーンアンテナを、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。

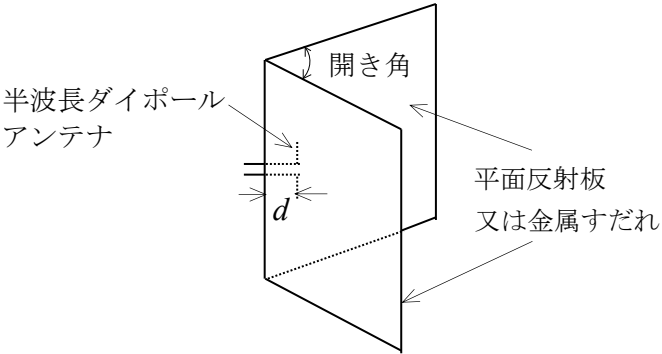
1	10 [dB]	2	20 [dB]	3	30 [dB]	4	40 [dB]	5	50 [dB]
---	---------	---	---------	---	---------	---	---------	---	---------

A-11 次の記述は、図に示すコーナ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。ただし、波長を λ [m] とし、平面反射板又は金属すだれは、電波を理想的に反射する大きさであるものとする。

- (1) 半波長ダイポールアンテナに平面反射板又は金属すだれを組み合わせた構造であり、金属すだれは半波長ダイポールアンテナ素子に平行に導体棒を並べたもので、導体棒の間隔は平面反射板と等価な反射特性を得るために約 $\lambda/10$ 以下にする必要がある。

(2) 開き角は、90 度、60 度などがあり、半波長ダイポールアンテナとその影像の合計数は、90 度では □ A □、60 度では □ B □ であり、開き角が小さくなると影像の数が増え、例えば、45 度では □ C □ となる。これらの複数のアンテナの効果により、半波長ダイポールアンテナ単体の場合よりも鋭い指向性と大きな利得が得られる。

(3) アンテナパターンは、2 つ折りにした平面反射板又は金属すだれの折り目から半波長ダイポールアンテナ素子までの距離 d [m] によって大きく変わる。理論的には、開き角が 90 度のとき、 $d = \square D \square$ では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、 $d = \square E \square$ では主ビームは鋭くなるがサイドローブを生ずる。一般に、単一指向性となるように d を $\lambda/4 \sim 3\lambda/4$ の範囲で調整する。



	A	B	C	D	E
1	4 個	6 個	8 個	$3\lambda/2$	λ
2	4 個	6 個	8 個	λ	$3\lambda/2$
3	3 個	5 個	9 個	$3\lambda/2$	λ
4	3 個	6 個	9 個	λ	$3\lambda/2$
5	3 個	5 個	9 個	λ	$3\lambda/2$

A-12 次の記述は、ASR（空港監視レーダー）の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) 垂直面内の指向性は、□A特性である。
- (2) (1)の特性によると、航空機が等高度で飛行していれば、航空機からの反射波の強度は、航空機までの距離に□B。
- (3) 水平面内のビーム幅は、非常に□C。

A	B	C
1 セカント 2 乗	反比例する	狭い
2 セカント 2 乗	無関係にほぼ一定となる	狭い
3 セカント 2 乗	反比例する	広い
4 コセカント 2 乗	無関係にほぼ一定となる	狭い
5 コセカント 2 乗	反比例する	広い

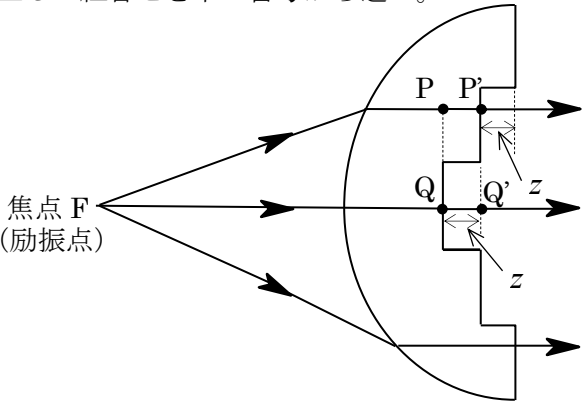
A-13 次の記述は、図に示す誘電体レンズの重量及び誘電損の軽減のために、レンズの厚さを帯状に切り取るゾーニングの厚さ z を求める計算の過程について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 図の焦点 F から発射された電波は、ゾーニングの入口 Q 点と P 点において同相であり、かつ、ゾーニングの出口 Q' 点と P' 点においても同相になるように z の長さを選ぶ必要がある。
- (2) 空気中の波長を λ 、誘電体中の波長を λ' とし、 m を整数とすると、 z と λ 、 z と λ' の間にそれぞれ次式が成り立つ場合には、(1) の条件を満たす。

$$z/\lambda = m \cdots \cdots \textcircled{1}$$

$$z/\lambda' = \text{□A} \cdots \cdots \textcircled{2}$$

- (3) ここで、誘電体レンズの屈折率を n とすると
- $$n = \text{□B} \cdots \cdots \textcircled{3}$$
- が成立するので、①、②、③から、 z は λ と n を用いて次式で表せる。
- $$z = \text{□C}$$



	A	B	C
1	$m+1/2$	λ/λ'	$\lambda/(n-1)$
2	$m+1/2$	λ'/λ	$n\lambda/(1-n)$
3	$m+1$	λ/λ'	$\lambda/(n-1)$
4	$m+1$	λ'/λ	$n\lambda/(1-n)$
5	$m+1$	λ'/λ	$n\lambda/(n-1)$

A-14 次の記述は、電離圏中の電子密度のゆらぎ(不規則性)が衛星通信に与える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) 電離圏中の電子密度のゆらぎは、F 層や中緯度地域における E 層で起こり、入射電波を散乱又は屈折させ、受信電波の強度、位相、偏波面、到来方向の変動の原因になる。この変動をシンチレーションといい、通常はピッチが速く、その深さ(dB 値のピークからピーク)はほぼ周波数の□A 乗に反比例し、□B の頃が最も大きい。
- (2) シンチレーションは、地域的には F 層のゆらぎが夜間発達する□C で最も多く発生する。

A	B	C
1 3	夏至及び冬至	赤道地帯
2 3	夏至及び冬至	中緯度地域
3 1.5	春分及び秋分	赤道地帯
4 1.5	春分及び秋分	中緯度地域
5 1.5	夏至及び冬至	中緯度地域

A-15 次の記述は、等価地球半径係数 k に起因する k 形フェージングの一般的な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。

- 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 次の記述は、陸上移動通信における伝搬損の推定法の一つである奥村-秦式の特徴について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 奥村-秦式は、携帯電話システム等の無線回線設計や基地局配置を検討するための伝搬損の推定法である。推定対象とする地域を都市部、郊外地、開放地の3つに分け、送受信地点間距離、周波数、基地局アンテナ高及び□Aをパラメータとして電界強度の特性がまとめられている。
- (2) 都市部における伝搬損は、伝搬距離の概ね□B乗で変化するとされている。
- (3) 推定対象地域の地形としては、伝搬路の地形プロファイルから判断して、地形の起伏が概ね□C[m]以下で、起伏のうねりが緩やかな平坦な地形である準平滑地形を対象としている。
- (4) 開放地とは、電波到来方向に高い樹木、建物などの障害物がなく、目安として、前方□D[m]以内が開けているような田地、畑地、野原を指す。

	A	B	C	D
1	移動局アンテナ高	1.5～2	100	600～800
2	移動局アンテナ高	3～3.5	20	300～400
3	移動局アンテナ高	1.5～2	20	600～800
4	建物高	1.5～2	20	300～400
5	建物高	3～3.5	100	600～800

A-17 周波数 10 [GHz] の電波を用いて地球局から 300 [W] の出力で、対地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が -90 [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、 $\log_{10}2 = 0.3$ 及び $\log_{10}3 = 0.5$ とする。

- 1 60 [dB] 2 65 [dB] 3 70 [dB] 4 75 [dB] 5 80 [dB]

A-18 次の記述は、マイクロ波アンテナの利得を測定するときに、平面大地での反射波等の影響を少なくする一般的な対策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) 反射点の近傍に大地に垂直な金属板の反射防止板を設けて測定誤差を軽減する。この場合、反射防止板のエッジで回折波を生ずることがあるが、エッジに適当な□Aをつけると回折波の影響を軽減することができる。
- (2) 被測定アンテナと対向させる基準アンテナは、いずれもできるだけ□B位置に設置する。
- (3) ハイトパターンを測定して、大地の□Cを求め、計算により反射波の影響を軽減する。

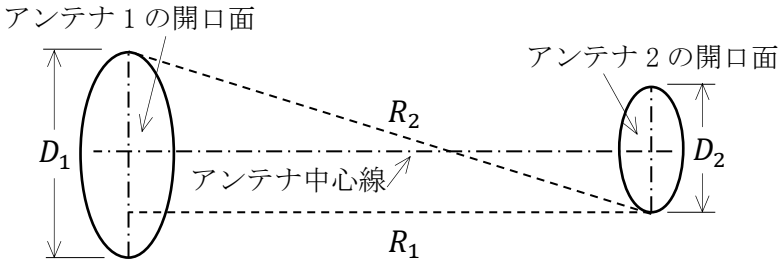
	A	B	C
1	丸み	低い	導電率
2	丸み	高い	反射係数
3	丸み	高い	導電率
4	凹凸	高い	反射係数
5	凹凸	低い	導電率

A-19 次の記述は、電波吸収体の一般的な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。

- 1 電波吸収体には導電性材料、誘電性材料または磁性材料が使われている。
- 2 垂直方向からの入射波に対してほとんど反射が無い良好な電波吸収体は、あらゆる入射角度に対しても良好な吸収特性を示す。
- 3 あらゆる偏波の入射波に対して一様な吸収特性を持たせることは難しい。
- 4 電波吸収体は、表面をくさび形にしたり、あるいは吸収量の異なる材料を多層構造にしたりして、広い周波数帯域で吸収特性を良くすることができる。
- 5 誘電性材料と磁性材料を組み合わせることにより、各々の材料を単独で用いる場合に比べて広い周波数帯域で良好な吸収特性を持つ電波吸収体を構成することができる。

A-20 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 ΔR 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。



$$\Delta R = R_2 - R_1$$

$$= \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{2}\right)^2} - R_1$$

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

- (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 λ [m] とすれば、通路差 ΔR 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	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$
2	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4\lambda}$
3	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
4	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
5	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$

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。

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

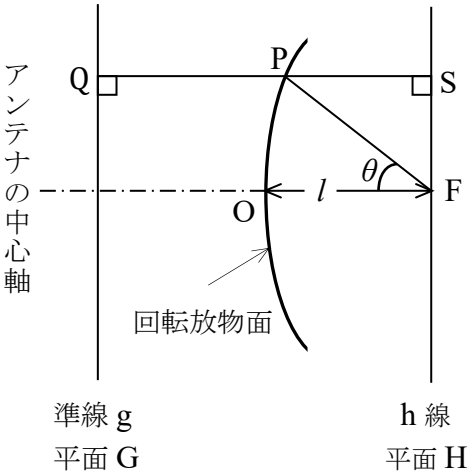
- (2) F を通り g に平行な直線を h 線とし、P から h に下ろした垂線の足を S とすれば、F から P を通って S に至る距離 $\overline{FP} + \overline{PS}$ は、式①の関係から、次式で表される。

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

- (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 $1 + \cos\theta$

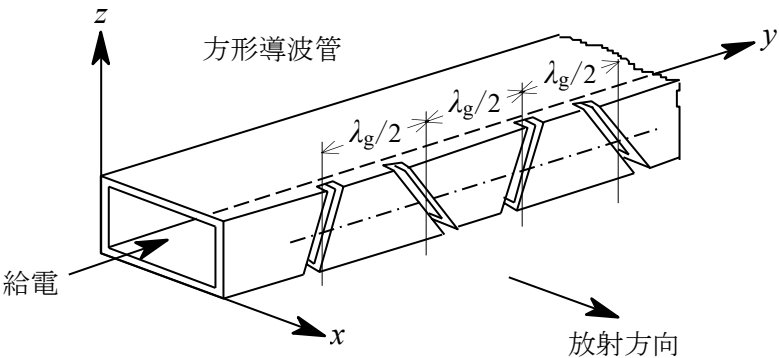


B-2 次の記述は、TEM 波について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア 電磁波の伝搬方向に電界及び磁界成分が存在しない横波である。
- イ 電磁波の伝搬方向に直角な平面内では、電界と磁界が常に同相で振動する。
- 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ない。
- オ 真空の固有インピーダンスは、約 120π [Ω] である。

B-3 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き、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 □ア□ 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、管内波長の □イ□ 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あけられた各スロットから放射される電波の □ウ□ 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、□エ□ 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、□エ□ 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 □オ□ 。



- | | | | | |
|------|-------|------|----------|------------|
| 1 平行 | 2 1/2 | 3 電界 | 4 y 成分 | 5 水平偏波となる |
| 6 垂直 | 7 1/4 | 8 磁界 | 9 z 成分 | 10 垂直偏波となる |

B-4 次の記述は、中波(MF)帯及び短波(HF)帯の電波の伝搬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 MF 帯の E 層反射波は、日中はほとんど使えないが、夜間は D 層の消滅により数千キロメートル伝搬することがある。
イ MF 帯の地表波の伝搬損は、水平偏波の場合の方が垂直偏波の場合より大きい。
ウ MF 帯の地表波は、伝搬路が海上の場合よりも陸上の場合の方が遠方まで伝搬する。
エ HF 帯では、電離層の臨界周波数などの影響を受け、その伝搬特性は時間帯や周波数などによって大きく変化する。
オ HF 帯では、MF 帯に比べて、電離層嵐(磁気嵐)やデリンジャー現象などの異常現象の影響を受けやすい。

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。

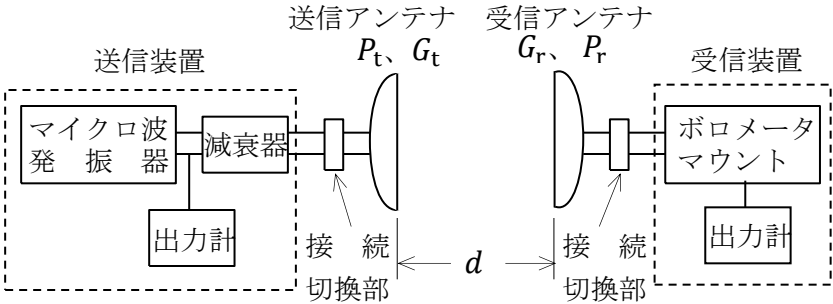
$A_e =$ □ウ□ [m²] ②

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 |