

FB401

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 ϵ [F/m]、透磁率を μ [H/m] 及び導電率を σ [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 ω [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、 γ 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	回転	$\nabla \times$	$\nabla \cdot$	$j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$
2	回転	$\nabla \times$	∇^2	$-j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$
3	回転	$\nabla \cdot$	$\nabla \cdot$	$j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$
4	発散	$\nabla \times$	$\nabla \cdot$	$-j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$
5	発散	$\nabla \cdot$	∇^2	$j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)$

A-2 次の記述は、指向性の積の原理(指向性相乗の理)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、位相定数を β [rad/m]、電界強度の単位表示のための係数を A [V] とし、図に示すように原点 O に置かれたアンテナ a により電波が z 軸と角度 θ [rad] をなす方向へ放射されたとき、 a から距離 d [m] の十分遠方の点における電界強度 E_1 は、 a の指向性係数を D とすれば、次式で表されるものとする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

$$E_1 \cong A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D \quad [\text{V/m}]$$

(1) a と同一のアンテナ b を z 軸上の原点から l [m] 離れた点 Q に置き、 a の電流の M 倍の電流を同位相で流したとき、十分遠方の点における電界強度 E_2 は、次式で表される。

$$E_2 \cong A \frac{e^{-j\beta d}}{d} DKM \quad [\text{V/m}]$$

ここで、 K は定数で、 $K = \square A$ で表される。

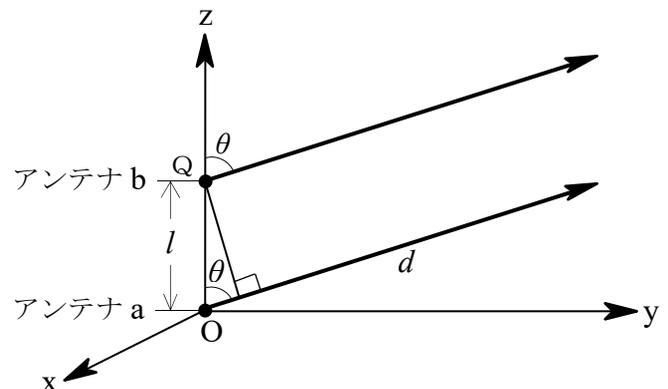
(2) a 、 b 、二つのアンテナによる十分遠方の点における合成電界強度 E は、次式で表される。

$$E = E_1 + E_2 \cong A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D \times (\square B) \quad [\text{V/m}]$$

ここで、□B□ は点 O に □C□ を置き、電流がその M 倍の □C□ を点 Q に置いたときの合成指向性を表す。

(3) 上式より、指向性が相似な複数のアンテナを配列したときの合成指向性は、アンテナ素子の指向性と □C□ の配列の指向性との積で表されることが分かる。

A	B	C
1 $e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
2 $e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	無指向性点放射源
3 $e^{j\beta l \tan \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ
4 $e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	半波長ダイポールアンテナ
5 $e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ

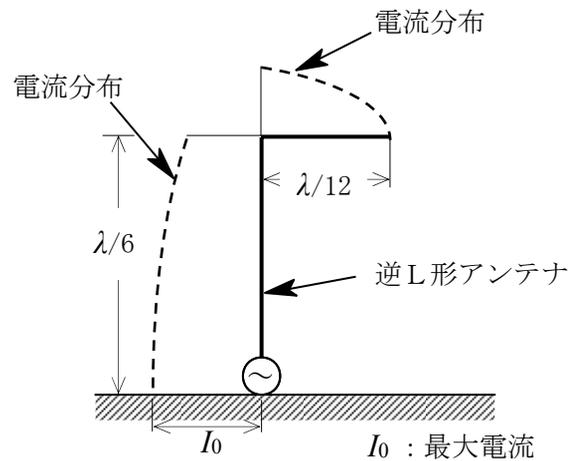


A-3 次の記述は、自由空間において、一つのアンテナを送信と受信に用いたときのそれぞれの特性について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 利得は、同じである。
- 2 放射電力密度の指向性と受信有能電力の指向性は、同じである。
- 3 入力(給電点)インピーダンスは、異なる。
- 4 アンテナ上の電流分布は、一般に異なる。
- 5 放射電界強度の指向性と受信開放電圧の指向性は、同じである。

A-4 電波の波長を λ [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 $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$ [m]
- 2 $h = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$ [m]
- 3 $h = \frac{\lambda}{2\pi}$ [m]
- 4 $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{\sqrt{2}\pi}$ [m]
- 5 $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{4\pi}$ [m]



A-5 次の記述は、図に示すように、パラボラアンテナを用いてマイクロ波無給電中継を行う場合の送受信点間の伝搬損失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、各アンテナにおける給電系の損失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) 送信アンテナの絶対利得を G_t (真数)、送信電力を P_t [W]、無給電中継点におけるパラボラアンテナ1の絶対利得を G_1 (真数)、送信点と無給電中継点間の自由空間伝搬損失を Γ_1 とすれば、パラボラアンテナ1の最大受信有能電力 P_1 [W] は、次式となる。

$$P_1 = \boxed{A} \times P_t \quad [W]$$

したがって、送信点と無給電中継点間の区間損失 L_1 は、 \boxed{A} の逆数で表せる。

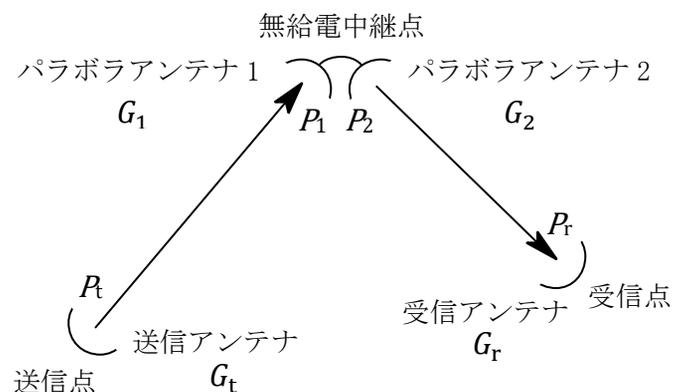
同様に、絶対利得 G_2 (真数) のパラボラアンテナ2から再放射された電力を P_2 [W]、無給電中継点と受信点間の自由空間伝搬損失を Γ_2 とすれば、絶対利得 G_r (真数) の受信アンテナの最大受信有能電力 P_r [W] 及び無給電中継点と受信点間の区間損失 L_2 を求めることができる。

(2) 無給電中継の送受信点間の区間損失 L_{tr} は、 P_t/P_r であり、 $P_2 = \boxed{B}$ [W] であるから、 L_{tr} は、次式で表される。

$$L_{tr} = \boxed{C}$$

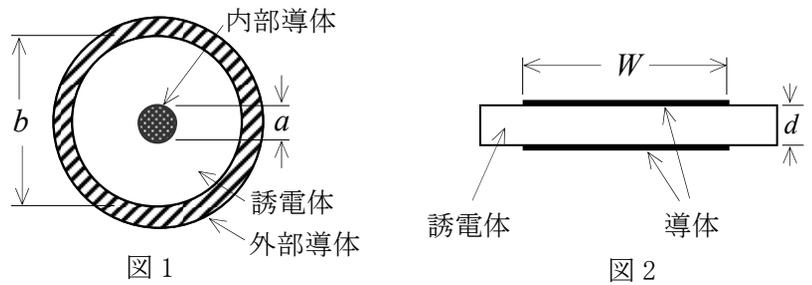
(3) (1)及び(2)より、送受信点間の伝搬損失 Γ は、 G_t 及び G_r を含めずに \boxed{D} と表すことができる。

- | | A | B | C | D |
|---|----------------------------|-----------------------|------------------|-------------------------------------|
| 1 | $\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$ | P_1 | $\sqrt{L_1 L_2}$ | $\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$ |
| 2 | $\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$ | P_1 | $L_1 L_2$ | $\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$ |
| 3 | $\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$ | $\frac{G_2 P_1}{G_1}$ | $\sqrt{L_1 L_2}$ | $\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$ |
| 4 | $\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$ | $\frac{G_2 P_1}{G_1}$ | $\sqrt{L_1 L_2}$ | $\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$ |
| 5 | $\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$ | P_1 | $L_1 L_2$ | $\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$ |



A-6 図1は同軸線路の断面図であり、図2は平行平板線路の断面図である。これら二つの線路の特性インピーダンスが等しく、同軸線路の外部導体の内径 b [m] と内部導体の外径 a [m] との比 (b/a) の値が4であるときの平行平板線路の誘電体の厚さ d [m] と導体の幅 W [m] との比 (d/W) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、両線路とも無損失であり、誘電体は同一とする。また、誘電体の比誘電率を ϵ_r とし、自由空間の固有インピーダンスを Z_0 [Ω] とすると、平行平板線路の特性インピーダンス Z_p [Ω] は、 $Z_p = (Z_0/\sqrt{\epsilon_r}) \times (d/W)$ で表され、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。

- 1 0.22
- 2 0.26
- 3 0.30
- 4 0.34
- 5 0.38



A-7 無損失給電線上の電圧定在波比が 1.35 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、給電線の特性インピーダンスは 75 [Ω] とする。

- 1 42.3 [Ω]
- 2 55.6 [Ω]
- 3 68.9 [Ω]
- 4 75.0 [Ω]
- 5 87.8 [Ω]

A-8 次の記述は、1/4 波長整合回路の整合条件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、給電線は無損失とする。

(1) 図に示すように、特性インピーダンス Z_0 [Ω] の給電線と負荷抵抗 R [Ω] とを、長さが l [m]、特性インピーダンスが Z [Ω] の整合用給電線で接続したとき、給電線の接続点 P から負荷側を見たインピーダンス Z_x [Ω] は、位相定数を β [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$Z_x = Z \times (\text{□ A}) \text{ [Ω] } \dots \dots \dots \text{①}$$

(2) 1/4 波長整合回路では、 $l = \lambda/4$ [m] であるから、 βl は、次式となる。

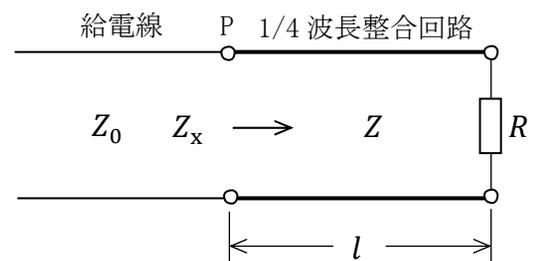
$$\beta l = \text{□ B} \text{ [rad] } \dots \dots \dots \text{②}$$

(3) 式②を式①へ代入すれば、次式が得られる。

$$Z_x = \text{□ C} \text{ [Ω] }$$

(4) 整合条件を満たすための整合用給電線の特性インピーダンス Z [Ω] は、次式で与えられる。

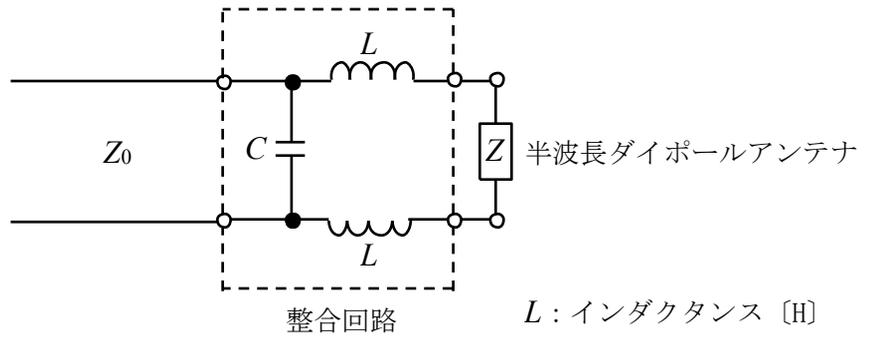
$$Z = \text{□ D} \text{ [Ω] }$$



	A	B	C	D
1	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/4$	Z^2/R	$(Z_0 + R)/2$
2	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/4$	$ZR/(Z + R)$	$\sqrt{Z_0 R}$
3	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/2$	Z^2/R	$(Z_0 + R)/2$
4	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	Z^2/R	$\sqrt{Z_0 R}$
5	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	$ZR/(Z + R)$	$(Z_0 + R)/2$

A-9 図に示す整合回路を用いて、特性インピーダンス Z_0 が $730 [\Omega]$ 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 $73 [\Omega]$ 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 $30/\pi$ [MHz] とする。

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

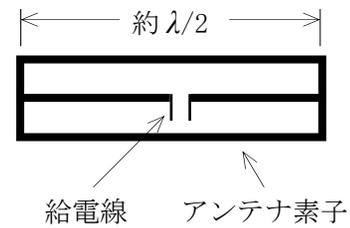


A-10 次の記述は、各種アンテナの特徴などについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 ブラウンアンテナの1/4波長の導線からなる地線は、同軸ケーブルの外部導体に漏れ電流が流れ出すのを防ぐ働きをする。
- 2 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。
- 3 ディスコーンアンテナは、スリーブアンテナに比べて広帯域なアンテナである。
- 4 頂角が90度のコーナレフレクタアンテナの指向特性は、励振素子と2枚の反射板による2個の影像アンテナから放射される3波の合成波として求められる。
- 5 対数周期ダイポールアレーアンテナは、半波長ダイポールアンテナに比べて広帯域なアンテナである。

A-11 図に示す三線式折返し半波長ダイポールアンテナを用いて 300 [MHz] の電波を受信したときの実効長の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、3本のアンテナ素子はそれぞれ平行で、かつ、極めて近接して配置されており、その素材や寸法は同じものとし、波長を λ [m] とする。また、アンテナの損失はないものとする。

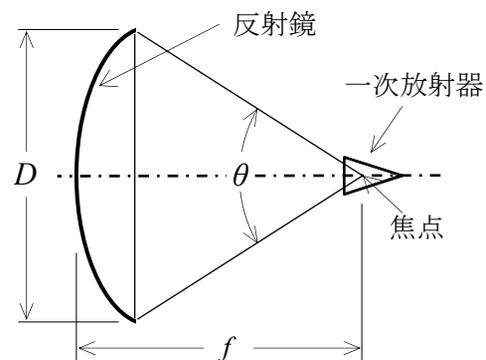
- 1 76 [cm]
- 2 96 [cm]
- 3 115 [cm]
- 4 155 [cm]
- 5 191 [cm]



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]、開口面積を A [m²]、実効面積を A_e [m²]、開口角を θ [°]、焦点距離を f [m]、開口効率を η 及び波長を λ [m] とする。

- (1) 開口効率 η は、□ A □ と表される。
- (2) (1)より、絶対利得(真数)は、□ B □ と表される。
- (3) 指向性の半値幅は、 λ に □ C □、 D に □ D □ する。

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



A-13 次の記述は、カセグレン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。

- 1 副反射鏡の二つの焦点のうち、一方の焦点と主反射鏡(回転放物面反射鏡)の焦点が一致し、他方の焦点と一次放射器の励振点と一致している。
- 2 一次放射器から放射された球面波は、副反射鏡により反射され、さらに主反射鏡により反射されて、平面波となる。
- 3 一次放射器を主反射鏡の頂点(中心)付近に置くことができるので、給電線を短くでき、その伝送損を少なくできる。
- 4 主反射鏡の正面に副反射鏡やその支持柱などがあり、放射特性の乱れは、オフセットカセグレンアンテナより少ない。
- 5 主及び副反射鏡の鏡面を本来の形状から多少変形して、高利得でサイドローブが少なく、かつ小さい特性を得ることができる。

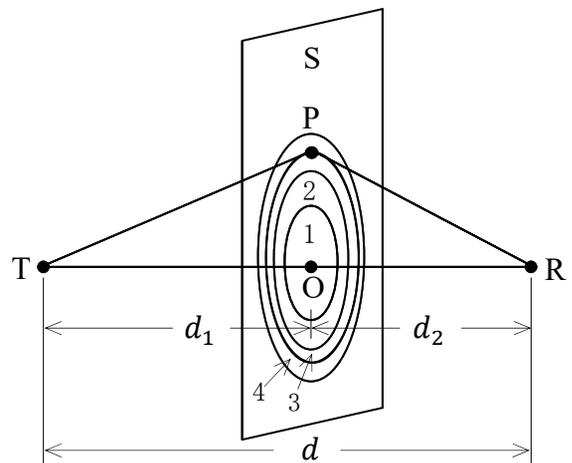
A-14 地上高が 30 [m] のアンテナから周波数 300 [MHz] の電波を送信したとき、送信点から 15 [km] 離れた地上高 10 [m] の受信点における電界強度として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、受信点における自由空間電界強度を 500 [μ V/m] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を -1 とする。

- 1 38 [μ V/m] 2 57 [μ V/m] 3 63 [μ V/m] 4 102 [μ V/m] 5 126 [μ V/m]

A-15 次の記述は、フレネルゾーン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) 図において、距離 d [m] 離れた送信点 T と受信点 R を結ぶ線分 TR 上の点 O を含み、線分 TR に垂直な平面 S がある。S 上の点 P を通る電波の通路長 (TP+PR) と □ A との通路差が $\lambda/2$ の整数倍となる点 P の軌跡は、S 面上で複数の同心円となる。また、S が線分 TR 上を移動したとき、T、R を焦点とし、線分 TR を回転軸とする回転楕円体となる。ただし、TO、OR の距離をそれぞれ d_1 [m]、 d_2 [m]、また、波長を λ [m] とする。
- (2) 回転楕円体に囲まれた領域をフレネルゾーンといい、最も内側の領域を第 1 フレネルゾーン、以下、第 2、第 3、第 n フレネルゾーンという。第 n フレネルゾーンの円の半径は、約 □ B [m] となる。
- (3) 見通し内で無線回線を設定する場合には自由空間に近い良好な伝搬路を保つ必要があり、一般には、少なくとも障害物が第 1 フレネルゾーンに入らないようにクリアランスを設ける必要がある。

- | | |
|-----------|--|
| A | B |
| 1 $d-d_1$ | $\sqrt{\frac{d_1 d_2}{n \lambda d}}$ |
| 2 $d-d_2$ | $\sqrt{n \lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$ |
| 3 $d-d_1$ | $\sqrt{\frac{2 \lambda d_1 d_2}{n d}}$ |
| 4 d | $\sqrt{\frac{2 \lambda d_1 d_2}{n d}}$ |
| 5 d | $\sqrt{n \lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$ |



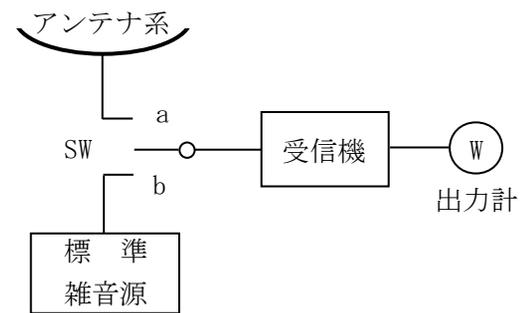
A-16 送受信点間の距離が 800 [km] の F 層 1 回反射伝搬において、半波長ダイポールアンテナから放射電力 10 [kW] で送信したとき、受信点での電界強度の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層の高さは 300 [km] であり、第一種減衰はなく、第二種減衰は 6 [dB] とし、電離層及び大地は水平な平面で、半波長ダイポールアンテナは大地などの影響を受けないものとする。また、電界強度は 1 [μ V/m] を 0 [dB μ V/m]、 $\log_{10} 7 = 0.85$ とする。

- 1 63 [dB μ V/m] 2 57 [dB μ V/m] 3 51 [dB μ V/m] 4 38 [dB μ V/m] 5 30 [dB μ V/m]

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 伝送において、数十から数百ほどのアンテナ素子を用いて、高度なビームフォーミングによりミリ波など高周波数帯使用時の伝搬損失補償等を可能とする技術を Massive MIMO と呼ぶ。
- 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 では、垂直偏波は用いることができない。

A-18 次の記述は、図に示す構成により、アンテナ系雑音温度を測定する方法 (Y 係数法) 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、アンテナ系雑音温度を T_A [K]、受信機の等価入力雑音温度を T_R [K]、標準雑音源を動作させないときの標準雑音源の雑音温度を T_0 [K]、標準雑音源を動作させたときの標準雑音源の雑音温度を T_N [K] とし、 T_0 及び T_N の値は既知とする。



- (1) スイッチ SW を b 側に入れ、標準雑音源を動作させないとき、 T_0 [K] の雑音が受信機に入る。このときの出力計の読みを N_0 [W] とする。
SW を b 側に入れたまま、標準雑音源を動作させたとき、 T_N [K] の雑音が受信機に入るので、このときの出力計の読みを N_N [W] とすると、 N_0 と N_N の比 Y_1 は、次式で表される。

$$Y_1 = \frac{N_0}{N_N} = \boxed{A} \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

式①より、次式のように T_R が求まる。

$$T_R = \boxed{B} \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

- (2) 次に、SW を a 側に入れたときの出力計の読みを N_A [W] とすると、 N_N と N_A の比 Y_2 は次式で表される。

$$Y_2 = \frac{N_N}{N_A} = \frac{T_N + T_R}{T_A + T_R} \dots\dots\dots \textcircled{3}$$

- (3) 式③より、 T_A は、次式で表される。

$$T_A = \boxed{C} \dots\dots\dots \textcircled{4}$$

式④に式②の T_R を代入すれば、 T_A を求めることができる。

	A	B	C
1	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 + 1}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} + T_R$
2	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 - 1}$	$\frac{T_N + T_R}{Y_2} - T_R$
3	$\frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 - 1}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} - T_R$
4	$\frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 + 1}$	$\frac{T_N + T_R}{Y_2} - T_R$
5	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 + 1}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} + T_R$

A-19 次の記述は、マイクロ波アンテナの利得の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。ただし、波長を λ [m] とする。

- (1) 利得がそれぞれ G_1 (真数) 及び G_2 (真数) の二つのアンテナを距離 d [m] 離して偏波面を揃えて対向させ、一方のアンテナから電力 P_t [W] を放射し、他方のアンテナで受信した電力を P_r [W] とすれば、 P_r / P_t は、次式で表される。

$$P_r / P_t = (\boxed{A})^2 G_1 G_2 \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

上式において、一方のアンテナの利得が既知であれば、他方のアンテナの利得を求めることができる。

- (2) 二つのアンテナの利得が同じとき、式①からそれぞれのアンテナの利得は、次式により求められる。

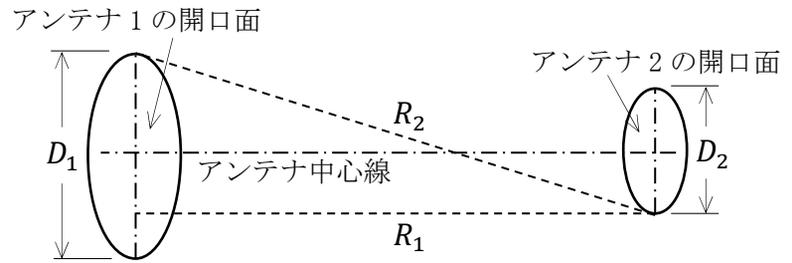
$$G_1 = G_2 = \boxed{B}$$

- (3) アンテナが一つのときは、□ C を利用すれば、この方法を適用することができる。

	A	B	C
1	$\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	回転板
2	$\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
3	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	回転板
4	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
5	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	反射板

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。



$$\begin{aligned} \Delta R &= R_2 - R_1 \\ &= \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{2}\right)^2} - R_1 \\ &\doteq \boxed{A} \text{ [m]} \end{aligned}$$

	A	B	C
1	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
2	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$
3	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$
4	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{16}$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
5	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{\lambda}{4}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4\lambda}$

- (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。

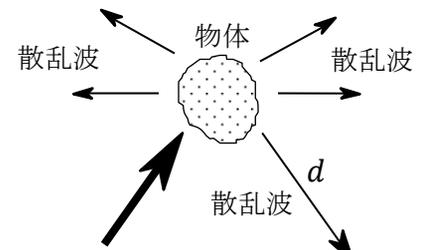
$$R_{\min} = \boxed{C} \text{ [m]}$$

B-1 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/m²] 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/m²] であったとき、物体の散乱断面積 σ は、次式で定義される。

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

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 σ 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。



入射平面波 (電力束密度: p_i) 受信点 R (電力束密度: p_s)

- (3) 散乱方向が入射波の方向と一致するときの σ 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 σ は、球の半径 r [m] が波長に比べて十分大きい場合、 □オ□ [m²] にほぼ等しい。

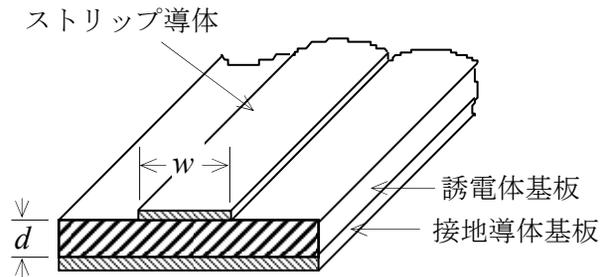
- | | | | | |
|------|-------------|------------------|------|--------------|
| 1 分極 | 2 p_s/p_i | 3 全方向に無指向性 | 4 後方 | 5 $4\pi r^2$ |
| 6 磁化 | 7 p_i/p_s | 8 受信点方向に対して単一指向性 | 9 前方 | 10 πr^2 |

B-2 次の記述は、地上と衛星間の電波伝搬における対流圏及び電離圏の影響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 大気屈折率は、常時変動しているので電波の到来方向もそれに応じて変動し、シンチレーションの原因となる。
- イ 大気による減衰は、晴天時の水滴を含まない大気の場合には衛星の仰角が低いほど大きくなる。
- ウ 電離圏による第1種減衰は、超短波(VHF)帯以上の周波数では、周波数が高くなるほど大きくなる。
- エ 電離圏の屈折率は、周波数が低くなると1に近づく。
- オ 電波が電離圏を通過する際、その振幅、位相などに短周期の不規則な変動を生ずる場合があり、これを電離圏シンチレーションという。

B-3 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を下の番号から選べ。

- (1) 接地導体基板の上にアルミナやフッ素樹脂などの厚さの薄い誘電体基板を密着させ、その上に幅が狭く厚さの極めて薄いストリップ導体を密着させた □ア の線路である。
- (2) 本線路は、開放線路の一種であり、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 □イ 誘電体基板を用いる。
- (3) 特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅を w 、誘電体基板の厚さを d 、誘電体基板の比誘電率を ϵ_r とすると、□ウ が小さいほど、また ϵ_r が小さいほど、□エ なる。
- (4) 伝送モードは、通常、ほぼ □オ モードとして扱うことができる。



- | | | | | |
|--------|--------|--------------------|---------|--------|
| 1 不平衡形 | 2 の大きい | 3 TE ₁₁ | 4 d/w | 5 大きく |
| 6 平衡形 | 7 の小さい | 8 TEM | 9 w/d | 10 小さく |

B-4 次の記述は、図に示すようにアンテナに接続された給電線上の電圧定在波比(VSWR)を測定することにより、アンテナの動作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を下の番号から選べ。ただし、アンテナの利得を G (真数)、入力インピーダンスを Z_L [Ω] とする。また、信号源と給電線は整合がとれているものとし、給電線は無損失とする。

- (1) 給電線上の任意の点から信号源側を見たインピーダンスは常に Z_0 [Ω] である。アンテナ側を見たインピーダンスが最大値 Z_{max} [Ω] となる点では、アンテナに伝送される電力 P_t は、次式で表される。

$$P_t = \text{□ア} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{①}$$

- (2) VSWR を S とすると、 $Z_{max} = \text{□イ}$ であるから、式①は、 S 、 V_0 及び Z_0 で表すと次式となる。

$$P_t = \text{□ウ} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{②}$$

アンテナと給電線が整合しているときの P_t を P_0 とすれば、式②から P_0 は、次式で表される。

$$P_0 = \text{□エ} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{③}$$

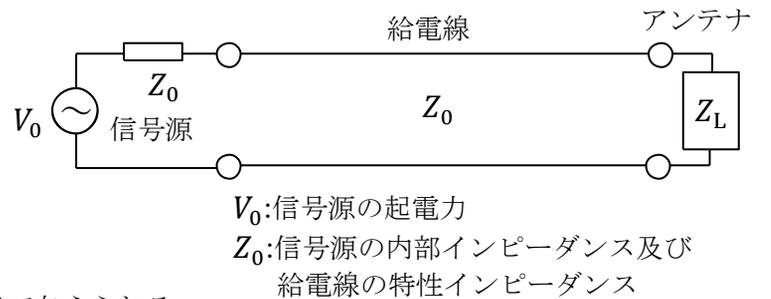
- (3) アンテナと給電線が整合していないために生ずる反射損 M は、式②と③から次式となる。

$$M = P_0 / P_t = \text{□オ} \dots\dots\dots \text{④}$$

- (4) アンテナの動作利得 G_w (真数)の定義と式④から、 G_w は次式で与えられる。

$$G_w = \frac{4SG}{(1+S)^2}$$

したがって、VSWR を測定することにより、 G_w を求めることができる。



- | | | | | |
|--|-------------|------------------------------------|------------------------|----------------------------|
| 1 $\left(\frac{V_0}{2Z_0}\right)^2 Z_{max}$ | 2 $S^2 Z_0$ | 3 $\frac{S^2 V_0^2}{Z_0(1+S^2)^2}$ | 4 $\frac{V_0^2}{2Z_0}$ | 5 $\frac{(1+S^2)^2}{4S^2}$ |
| 6 $\left(\frac{V_0}{Z_0 + Z_{max}}\right)^2 Z_{max}$ | 7 SZ_0 | 8 $\frac{SV_0^2}{Z_0(1+S)^2}$ | 9 $\frac{V_0^2}{4Z_0}$ | 10 $\frac{(1+S)^2}{4S}$ |

V_0 : 信号源の起電力
 Z_0 : 信号源の内部インピーダンス及び給電線の特性インピーダンス

B-5 次の記述は、角錐ホーン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。

- (1) 方形導波管の終端を角錐状に広げて、導波管と自由空間の固有インピーダンスの整合をとり、□ア を少なくして、導波管で伝送されてきた電磁波を自由空間に効率よく放射する。
- (2) 導波管の電磁界分布がそのまま拡大されて開口面上に現れるためには、ホーンの長さが十分長く開口面上で電磁界の□イ が一様であることが必要である。この条件がほぼ満たされたときの正面方向の利得 G (真数) は、波長を λ [m]、開口面積を A [m²] とすると、次式で与えられる。

$$G = \text{□ウ}$$

- (3) ホーンの□エ を大きくし過ぎると利得が上がらない理由は、開口面の周辺部の位相が、中心部より□オ ためである。位相を揃えて利得を上げるために、パラボラ形反射鏡と組み合わせて用いる。

- | | | | | |
|------|------|-------------------------------|-------|--------|
| 1 屈折 | 2 反射 | 3 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 4 開き角 | 5 進む |
| 6 長さ | 7 位相 | 8 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$ | 9 振幅 | 10 遅れる |