

FB302

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、自由空間内の平面波を波動方程式から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、自由空間の誘電率を ϵ_0 [F/m]、透磁率を μ_0 [H/m] 及び時間を t [s] として、電界 E [V/m] が角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているものとする。

(1) E については、以下の波動方程式が成立する。ここで、 $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$ とする。

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

(2) 直角座標系 (x, y, z) で、 E が y だけの関数とすると、式①より、以下の式が得られる。

$$\square A + k^2 E_z = 0 \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

(3) 式②の解は、 M 、 N を境界条件によって定まる定数とすると、次式で表される。

$$E_z = M e^{-jky} + N e^{+jky} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

(4) 以下、式③の右边の第 1 項で表される □ B のみを考える。 ky が 2π の値をとるごとに同一の変化が繰り返されるから、 $ky = 2\pi$ を満たす y が波長 λ となる。すなわち、周波数を f [Hz] とすると、 $\lambda = \square C$ [m] となる。

(5) 式③の右边の第 1 項に時間項 $e^{j\omega t}$ を掛けると、 E_z は、次式で表される。

$$E_z = M e^{j(\omega t - ky)} \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

(6) 式④より、 E_z の等位相面を表す式は、定数を K とおくと、次式で与えられる。

$$\omega t - ky = K \quad \dots\dots\dots \text{⑤}$$

(7) 式⑤の両辺を時間 t について微分すると、等位相面の進む速度、すなわち、電波の速度 v は以下のように表される。

$$v = \frac{dy}{dt} = \frac{\omega}{k} = \square D \text{ [m/s]}$$

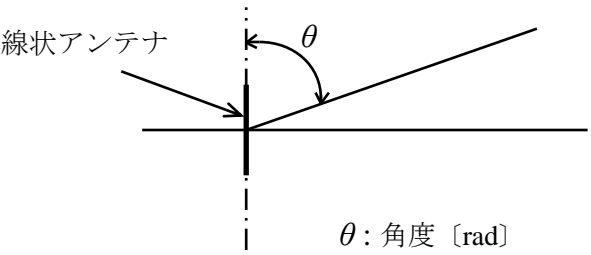
	A	B	C	D
1	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	前進波	$\frac{1}{f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$
2	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	後退波	$\frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{f}$	$\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$
3	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	前進波	$\frac{1}{f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$
4	$\frac{d E_z}{dy}$	前進波	$\frac{1}{f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$
5	$\frac{d E_z}{dy}$	後退波	$\frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{f}$	$\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$

A－2 次の記述は、図に示すような線状アンテナの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。ただし、電界強度の指向性関数を $D(\theta)$ とする。

(1) 十分遠方における電界強度の指向性は、 $D(\theta)$ に比例し、距離に □ A 。

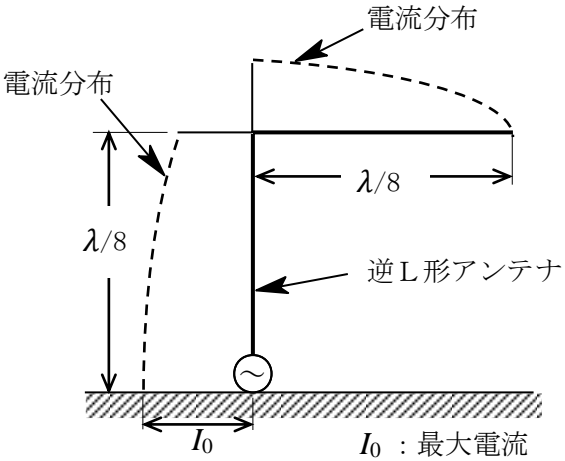
(2) 微小ダイポールの $D(\theta)$ は、□ B と表され、また、半波長ダイポールアンテナの $D(\theta)$ は、近似的に □ C と表される。

	A	B	C
1	反比例する	$\cos^2 \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$
2	反比例する	$\sin^2 \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$
3	反比例する	$\sin \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$
4	関係しない	$\sin \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$
5	関係しない	$\sin^2 \theta$	$\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \sin \theta)}{\sin \theta}$



A－3 電波の波長を λ [m] としたとき、図に示す水平部の長さが $\lambda/8$ [m]、垂直部の長さが $\lambda/8$ [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 $h = \frac{\lambda}{2\pi}$ [m]
- 2 $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{4\pi}$ [m]
- 3 $h = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$ [m]
- 4 $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\sqrt{2}\pi}$ [m]
- 5 $h = \frac{\lambda}{\sqrt{2}\pi}$ [m]



A－4 次の記述は、絶対利得が G (真数) のアンテナの実効面積を表す式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) 微小ダイポールの実効面積 S_s は、波長を λ [m] とすると、次式で表される。
 $S_s = \square A$ [m²]
- (2) 一方、実効面積が S [m²] のアンテナの絶対利得 G (真数) は、等方性アンテナの実効面積を S_i [m²] とすると、次式で定義されている。
 $G = \square B$
- (3) また、微小ダイポールの絶対利得 G_s (真数) は、次式で与えられる。
 $G_s = 3/2$
- (4) したがって、絶対利得が G (真数) のアンテナの実効面積 S は、次式で与えられる。
 $S = \square C$ [m²]

	A	B	C
1	$3\lambda^2/(8\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(2\pi)$
2	$3\lambda^2/(8\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(4\pi)$
3	$3\lambda^2/(8\pi)$	S_i/S	$G\lambda^2/(2\pi)$
4	$3\lambda^2/(4\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(2\pi)$
5	$3\lambda^2/(4\pi)$	S_i/S	$G\lambda^2/(4\pi)$

A－5 開口径が 1.5 [m] の円形パラボラアンテナを周波数 20 [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 48 [dB]
- 2 51 [dB]
- 3 54 [dB]
- 4 57 [dB]
- 5 60 [dB]

A－6 特性インピーダンスが 50 [Ω]、電波の伝搬速度が自由空間内の伝搬速度の 0.85 倍である無損失の同軸ケーブルの単位長当りのインダクタンス L の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

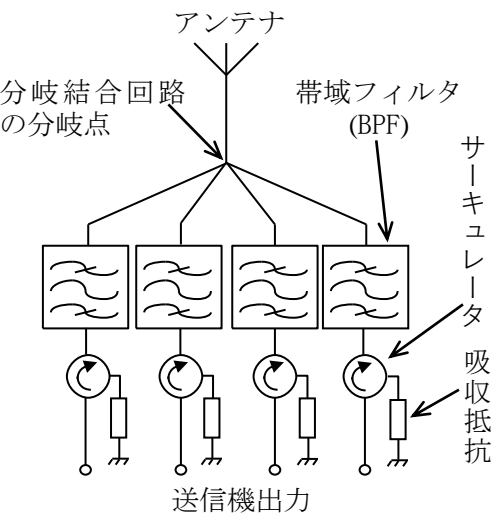
- 1 0.01 [μH/m]
- 2 0.06 [μH/m]
- 3 0.10 [μH/m]
- 4 0.15 [μH/m]
- 5 0.20 [μH/m]

A－7 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増え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－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	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/2$ [m]
3	$\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/2$ [m]
4	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/4$ [m]
5	$\sqrt{\frac{RZ_i}{2}}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/4$ [m]

A－9 特性インピーダンスが 50 [Ω] の無損失給電線の受端に接続された負荷への入射波電圧が 90 [V]、反射波電圧が 10 [V] であるとき、電圧波腹から負荷側を見たインピーダンスの大きさとして、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 75 [Ω]

2 63 [Ω]

3 50 [Ω]

4 40 [Ω]

5 33 [Ω]

A-10 アンテナ導線（素子）の特性インピーダンスが 942 [Ω] で、長さ 25 [m] の垂直接地アンテナを周波数 1.5 [MHz] に共振させて用いるとき、アンテナの基部に挿入すべき延長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、大地は完全導体とする。

- 1 50 [μH]
- 2 73 [μH]
- 3 83 [μH]
- 4 93 [μH]
- 5 100 [μH]

A-11 次の記述は、図に示す対数周期ダイポール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。

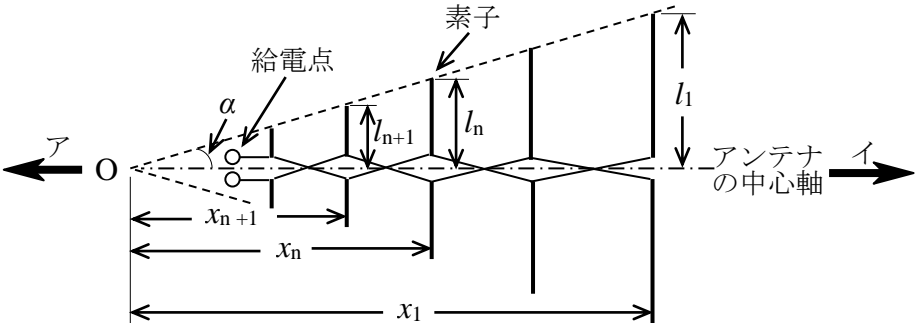
- (1) 各素子の端を連ねる直線(点線)とアンテナの中心軸(一点鎖線)との交点を頂点 **O** とし、その交角を α [rad]、**n** 番目の素子の長さの 1/2 を l_n [m]、**O** から **n** 番目の素子までの距離を x_n [m] とすれば、次式の関係がある。ただし、 τ を対数周期比とする。

$$\tau = \frac{\boxed{\text{A}}}{\phantom{\boxed{\text{A}}}} = \frac{x_{n+1}}{x_n}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{l_n}{x_n}$$

- (2) (1)の条件で、図のようにダイポールアンテナ(素子)を配置し、隣接するダイポールアンテナごとに □ **B** で給電する。
- (3) τ と α を適切に設定すると、アンテナの中心軸上の矢印 □ **C** の方向に最大値を持つ単一指向性が得られる。使用可能な周波数範囲は、最も長い素子と最も短い素子によって決まり、その範囲内で入力インピーダンスなどのアンテナ特性は周波数の □ **D** に対して周期的に小さな変化を繰り返す。

A	B	C	D
1 l_{n+1}/l_n	逆位相	ア	対数
2 l_{n+1}/l_n	同位相	イ	対数
3 l_{n+1}/l_n	逆位相	イ	2 乗
4 l_n/l_{n+1}	同位相	イ	対数
5 l_n/l_{n+1}	逆位相	ア	2 乗



A-12 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。

- 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が一一致している。
- 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。
- 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小さい。
- 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。
- 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-13 次の記述は、マイクロ波中継回線などで用いられる無給電アンテナの一種である平面反射板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。

- 平面反射板と入射波の波源となる励振アンテナとの距離がフレネル領域にあるものを近接形平面反射板という。
- 平面反射板は、給電線を用いないので給電線で生ずる損失がなく、ひずみの発生なども少ない。
- 平面反射板により電波通路を変えて通信回線を構成する場合、熱雑音の増加、偏波面の調整、他回線への干渉などに注意する必要がある。
- 遠隔形平面反射板の受信利得は、電波の入射方向より見た平面反射板の有効開口面積で決まり、使用波長には依存しない。
- 励振アンテナに近接して平面反射板を設けて電波通路を変える場合、この複合アンテナ系の利得は、励振アンテナと平面反射板との距離、平面反射板の面積と励振アンテナの開口面積との比などで決まる。

A-14 次の記述は、陸上の移動体通信の電波伝搬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。

- (1) 基地局から送信された電波は、陸上移動局周辺の建物などにより反射、回折され、定在波などを生じ、この定在波中を移動局が移動すると、受信波にフェージングが発生する。この変動を瞬時値変動といい、□ A □ に従う。一般に、周波数が高いほど、また移動速度が速いほど変動が速いフェージングとなる。
- (2) 瞬時値変動の数十波長程度の区間での中央値を短区間中央値といい、基地局からほぼ等距離の区間内の短区間中央値は、□ B □ に従い変動し、その中央値を長区間中央値という。長区間中央値は、移動局の基地局からの距離を d とおくと、一般に $Xd^{-\alpha}$ で近似される。ここで、 X 及び α は、送信電力、周波数、基地局及び移動局のアンテナ高、建物高等によって決まる。
- (3) 一般に、移動局に到来する多数の電波の到来時間に差があるため、帯域内の各周波数の振幅と位相の変動が一様ではなく、□ C □ フェージングを生ずる。□ D □ 伝送の場合には、その影響はほとんどないが、一般に、高速デジタル伝送の場合には、伝送信号に波形ひずみを生ずることになる。多数の到来波の遅延時間を横軸に、各到来波の受信レベルを縦軸にプロットしたものは伝搬遅延プロファイルと呼ばれ、多重波伝搬理論の基本特性の一つである。

A	B	C	D
1 ポアソン分布則	指数分布則	周波数選択性	広帯域
2 ポアソン分布則	対数正規分布則	跳躍性	狭帯域
3 ポアソン分布則	指数分布則	跳躍性	広帯域
4 レイリー分布則	対数正規分布則	周波数選択性	狭帯域
5 レイリー分布則	指数分布則	周波数選択性	広帯域

A-15 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 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。
- 3 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。
- 4 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。
- 5 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。

A-16 超短波(VHF)帯の地上波の見通し距離内における電界強度 $|E|$ [V/m] の近似式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信アンテナ及び受信アンテナの高さをそれぞれ h_1 [m] 及び h_2 [m]、両アンテナ間の距離を d [m]、放射電力を P_t [W]、送信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を G (真数)、波長を λ [m]、自由空間電界強度を E_0 [V/m] とすると、 $|E|$ は、次式で与えられる。また、伝搬路は平面大地で、かつ大地の反射係数は -1 とし、送受信アンテナは、互いに最大放射方向に向けられ、 $2\pi h_1 h_2 / (\lambda d) < 0.5$ [rad] とする。なお、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。

$$|E| = 2E_0 \times \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right| \text{ [V/m]}$$

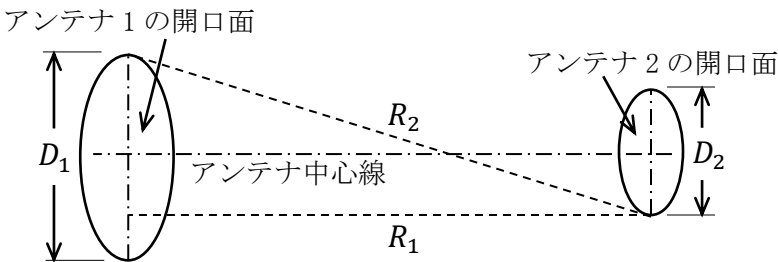
- 1 $|E| \doteq \frac{44GP_t h_1 h_2}{\lambda d}$ 2 $|E| \doteq \frac{88\sqrt{GP_t} h_1 h_2}{\lambda d^2}$ 3 $|E| \doteq \frac{44\sqrt{GP_t} h_1 h_2}{\lambda d^2}$ 4 $|E| \doteq \frac{88GP_t h_1 h_2}{\lambda d}$ 5 $|E| \doteq \frac{88GP_t h_1 h_2}{\lambda d^2}$

A-17 周波数 7.5 [GHz] の電波の自由空間基本伝送損が 140 [dB] となる送受信点間の距離の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 17.1 [km] 2 22.1 [km] 3 31.8 [km] 4 44.2 [km] 5 63.6 [km]

A-18 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。



$$\Delta R = R_2 - R_1$$

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

$$\doteq \text{□ A □} \text{ [m]}$$

- (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。

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

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

A-19 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] の雑音を受信機に入る。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] の雑音を受信機に入るので、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。

$$Y_1 = \frac{N_0}{N_N} = \text{□ A □} \dots\dots\dots \text{①}$$

式①より、次式のように T_R が求まる。

$$T_R = \text{□ B □} \dots\dots\dots \text{②}$$

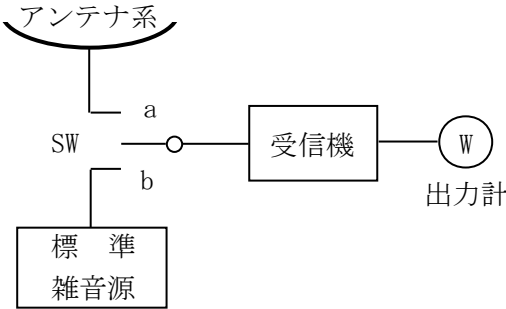
- (2) 次に、SW を a 側に入れたときの出力計の読みを N_A [W] とすると、 N_N と N_A の比 Y_2 は次式で表される。

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

- (3) 式③より、 T_A は、次式で表される。

$$T_A = \text{□ C □} \dots\dots\dots \text{④}$$

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	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 + 1}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} + T_R$

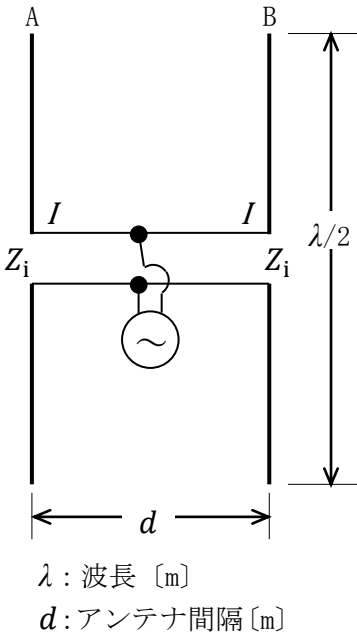
A-20 次の記述は、マイクロ波のアンテナの利得測定について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

	A	B	C
(1) 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き、それぞれの利得を求めることが□A。	1 できない	ロンビックアンテナ	できる
(2) 標準アンテナには、□Bが多く用いられる。	2 できない	角錐ホーンアンテナ	できる
(3) 円偏波アンテナの測定をする場合、測定アンテナとして直線偏波のアンテナを用いることが□C。	3 できる	ブラウンアンテナ	できない
	4 できる	ロンビックアンテナ	できない
	5 できる	角錐ホーンアンテナ	できる

B-1 次の記述は、図に示すように、同一の半波長ダイポールアンテナA及びBで構成したアンテナ系の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、アンテナ系の相対利得*G*（真数）は、アンテナ系に電力*P*〔W〕を供給したときの十分遠方の点*O*における電界強度を*E*〔V/m〕とし、このアンテナと置き換えた基準アンテナに電力*P*₀〔W〕を供給したときの点*O*における電界強度を*E*₀〔V/m〕とすれば、次式で与えられるものとする。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

$$G = \frac{|E|^2}{P} / \frac{|E_0|^2}{P_0} = M/M_0 \cdots \cdots \textcircled{1} \text{ ただし、} M = \frac{|E|^2}{P}、M_0 = \frac{|E_0|^2}{P_0} \text{ とする。}$$

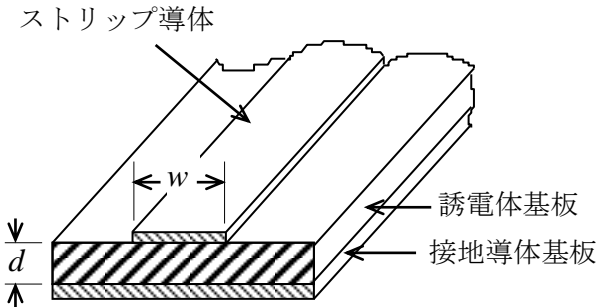
- (1) アンテナA及びBの入力インピーダンスは等しく、これを*Z*_i〔Ω〕、自己インピーダンスと相互インピーダンスも等しく、これらをそれぞれ*Z*₁₁〔Ω〕、*Z*₁₂〔Ω〕とすれば、*Z*_iは、次式で表される。
- Z*_i = □ア〔Ω〕.....②
- (2) アンテナAと同一の半波長ダイポールアンテナを基準アンテナとして、給電点の電流を*I*〔A〕、*Z*₁₁の抵抗分を*R*₁₁〔Ω〕とすれば、*M*₀は、次式で表される。
- M*₀ = □イ.....③
- (3) アンテナA及びBにそれぞれ*I*を供給すれば、*M*は、次式で表される。ただし、*Z*₁₂の抵抗分を*R*₁₂〔Ω〕とする。
- M* = □ウ.....④
- (4) 式③と④を式①へ代入すれば、アンテナ系の相対利得*G*は、次式によって求められる。
- G* = □エ.....⑤
- (5) 式⑤において、*R*₁₁は一定値であるから、*G*は*R*₁₂のみの関数となる。*R*₁₂の値は□オによって変わるので、□オの大きさにより*G*を変えることができる。



- | | | | | |
|-------------------------------|---------------------------------|-----------------------------------|-------|--|
| 1 $\frac{ E_0 ^2}{R_{11} I }$ | 2 $Z_{11} + 2Z_{12}$ | 3 $\frac{2R_{11}}{R_{11}+R_{12}}$ | 4 d | 5 $\frac{ 2E_0 ^2}{2(R_{11}+R_{12}) I ^2}$ |
| 6 $Z_{11} + Z_{12}$ | 7 $\frac{ E_0 ^2}{R_{11} I ^2}$ | 8 $\frac{R_{11}}{R_{11}+2R_{12}}$ | 9 I | 10 $\frac{ E_0 ^2}{2(R_{11}+R_{12})^2 I ^2}$ |

B-2 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) 伝送モードは、通常、ほぼ□ウモードとして扱うことができる。
- (4) 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、□エが小さいほど、またε_rが□オ、大きくなる。



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

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

B-4 次の記述は、SHF 帯及び EHF 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 晴天時の大気ガスによる電波の共鳴吸収は、主に酸素及び水蒸気分子によるものであり、100 [GHz] 以下では、22 [GHz] 付近に酸素分子の共鳴周波数が、40 [GHz] 付近に水蒸気分子の共鳴周波数がある。
- イ 霧や細かい雨などのように波長に比べて十分小さい直径の水滴による減衰は、主に吸収によるものであり、周波数が高くなると増加する。
- ウ 降雨による交差偏波識別度の劣化は、扁平な雨滴に進入する電波の減衰及び位相回転の大きさが偏波の方向によって異なることと無関係である。
- エ 降雨による減衰は、雨滴による吸収と散乱で生じ、概ね 10 [GHz] 以上で顕著になり、200 [GHz] 付近までは周波数が高いほど、また、降雨強度が大きいほど、減衰量が大きくなる。
- オ 二つの通信回線のアンテナビームが交差している領域に降雨があると、雨滴による散乱のために通信回線に干渉を起こすことがある。

B-5 次の記述は、無損失給電線上の定在波の測定により、アンテナの給電点インピーダンス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、給電線の実特性インピーダンスを Z_0 [Ω] とする。

- (1) 給電点から l [m] だけ離れた給電線上の点の電圧 V 及び電流 I は、給電点の電圧を V_L [V]、電流を I_L [A]、位相定数を β [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$V = V_L \cos \beta l + j Z_0 I_L \sin \beta l \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

$$I = I_L \cos \beta l + j (V_L / Z_0) \sin \beta l \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

したがって、給電点インピーダンスを Z_L [Ω] とすると、給電点から l [m] だけ離れた給電線上の点のインピーダンス Z は、式①と②から次式で表される。

$$Z = V / I = \text{□ア} \quad [\Omega] \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

- (2) 電圧定在波の最小値を V_{\min} 、電流定在波の最大値を I_{\max} 、入射波電圧を V_f [V]、反射波電圧を V_r [V] 及び反射係数を Γ とすれば、 V_{\min} と I_{\max} は、次式で表される。

$$V_{\min} = \text{□イ} \quad [\text{V}] \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

$$I_{\max} = \text{□ウ} \quad [\text{A}] \quad \dots\dots\dots \text{⑤}$$

- (3) 給電点からの電圧定在波の最小点までの距離 l_{\min} の点は、電流定在波の最大になる点でもあるから、この点のインピーダンス Z_{\min} [Ω] は、 Z_0 と $|\Gamma|$ を用いて、次式で表される。

$$Z_{\min} = (\text{□エ}) \times Z_0 = Z_0 / S \quad \dots\dots\dots \text{⑥}$$

- ここで、 S は電圧定在波比である。
- (4) 式③の l に l_{\min} を代入した式と式⑥が等しくなるので、 Z_L は、次式で表される。

$$Z_L = \text{□オ} \quad [\Omega]$$

上式から、 S と l_{\min} が分かれば、 Z_L を求めることができる。

- | | | | | |
|--|--------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|---|
| 1 $Z_0 \left(\frac{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}{Z_L + j Z_0 \tan \beta l} \right)$ | 2 $ V_f (1 - \Gamma)$ | 3 $\frac{ V_f (1 + \Gamma)}{Z_0}$ | 4 $\frac{1 + \Gamma }{1 - \Gamma }$ | 5 $Z_0 \left(\frac{1 - j S \tan \beta l_{\min}}{S - j \tan \beta l_{\min}} \right)$ |
| 6 $Z_0 \left(\frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \right)$ | 7 $ V_f (1 + \Gamma)$ | 8 $\frac{ V_f (1 - \Gamma)}{Z_0}$ | 9 $\frac{1 - \Gamma }{1 + \Gamma }$ | 10 $Z_0 \left(\frac{S - j \tan \beta l_{\min}}{1 - j S \tan \beta l_{\min}} \right)$ |