

FB001

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] として、電界 \boldsymbol{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) \boldsymbol{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。

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

(2) 直角座標系(x,y,z)で、 \boldsymbol{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。

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

(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。

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

(4) 以下、式③の右辺の第 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、 $\lambda = \square \text{ C } \text{ [m]}$ となる。

(5) 式③の右辺の第 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。

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

(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。

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

(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 c が以下のように求まる。

$$c = \frac{dy}{dt} = \square \text{ D } = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \text{ [m/s]}$$

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

A－2 次の記述は、自由空間内を伝搬す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。

(1) 電波の進行方向に垂直な面上で、互いに直交する方向の電界成分の位相差が 0 [rad] 又は □ A [rad] の電波は、直線偏波である。

(2) 電波の進行方向に垂直な面上で、互いに直交する方向の電界成分の位相差が □ B [rad] で振幅が等しい電波は、円偏波であり、このとき振幅が異なる電波は、楕円偏波である。

(3) 楕円偏波の長軸方向の電界強度 E_1 と短軸方向の電界強度 E_2 との比 (E_1 / E_2) を軸比といい、軸比 (真数) の大きさが 1 に近いほど □ C 偏波に近く、 ∞ に近いほど □ D 偏波に近い。

	A	B	C	D
1	$\pi/2$	0	直線	円
2	$\pi/2$	π	円	直線
3	$\pi/2$	π	直線	円
4	π	$\pi/2$	直線	円
5	π	$\pi/2$	円	直線

A－3 電界面内の電力半値幅が 2.0 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、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

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

- 1 29 [dB]
- 2 34 [dB]
- 3 39 [dB]
- 4 43 [dB]
- 5 48 [dB]

A-4 自由空間において、放射電力が等しい微小ダイポールと半波長ダイポールアンテナによって最大放射方向の同じ距離の点に生ずるそれぞれの電界強度 E_1 及び E_2 [V/m] の比 E_1/E_2 の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\sqrt{5} = 2.24$ とする。

- 1 0.65
- 2 0.76
- 3 0.84
- 4 0.96
- 5 1.04

A-5 自由空間において、周波数 150 [MHz] で半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 10 [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 1.9 [m²]
- 2 2.6 [m²]
- 3 3.9 [m²]
- 4 4.5 [m²]
- 5 5.2 [m²]

A-6 特性インピーダンスが 75 [Ω] の無損失給電線に、 $25+j50$ [Ω] の負荷インピーダンスを接続したときの電圧透過係数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 0.85-j0.35
- 2 0.20-j0.35
- 3 0.50-j0.50
- 4 0.25+j0.30
- 5 0.80+j0.60

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 [Ω] であった。この同軸線路の外部導体の内径を 1/2 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 [Ω]
- 2 35 [Ω]
- 3 50 [Ω]
- 4 75 [Ω]
- 5 100 [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。

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

- (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。

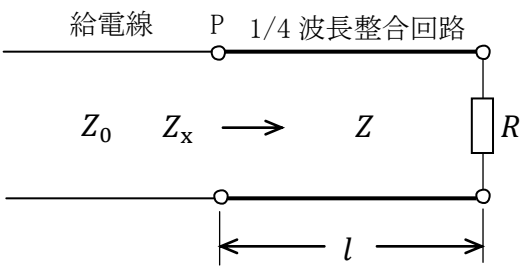
$$\beta l = \text{□ B} \text{ [rad] } \cdots \cdots \text{②}$$

- (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。

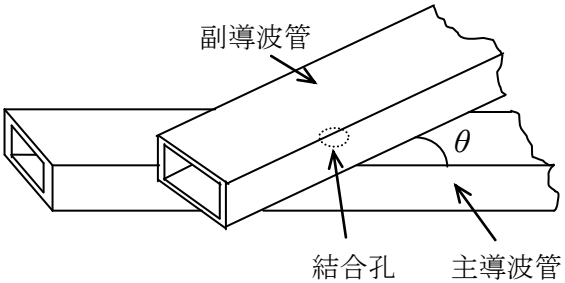
$$Z = \text{□ D} \text{ [Ω] }$$



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

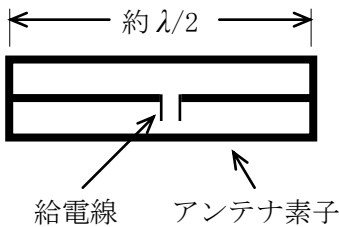
A－9 次の記述は、図に示す主導波管と副導波管を交差角 θ を持たせて重ね合わせて結合孔を設けたベータ孔方向性結合器について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、導波管内の伝送モードは、 TE_{10} とし、 θ は 90 度より小さいものとする。

- 1 主導波管と副導波管は、H 面を重ね合わせる。
- 2 磁界結合した電磁波が副導波管内を対称に両方向に進み、また、電界結合した電磁波が副導波管を一方向に進む性質を利用する。
- 3 θ をある一定値にすることで、電界結合して左右に進む一方の電磁波を磁界結合した電磁波で打ち消すと同時に他方向の電磁波に相加わるようにする。
- 4 磁界結合した電磁波の大きさは、 $\cos\theta$ にほぼ比例して変わる。
- 5 電界結合した電磁波の大きさは、 θ に無関係である。



A－10 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。

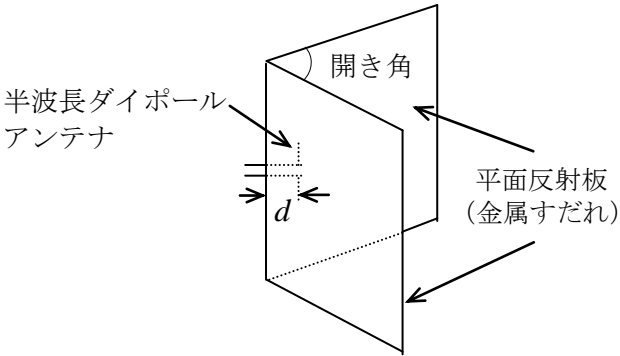
- 1 96 [cm]
- 2 109 [cm]
- 3 116 [cm]
- 4 125 [cm]
- 5 134 [cm]



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 □ A □ 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 4 個、60 度では 6 個であり、開き角が小さくなると影像の数が増え、例えば、45 度では □ B □ 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、 $d =$ □ C □ では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、 $d =$ □ D □ 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
1	$\lambda/5$	10 個	$3\lambda/2$	$\lambda/2$
2	$\lambda/5$	9 個	λ	$3\lambda/2$
3	$\lambda/10$	9 個	$3\lambda/2$	λ
4	$\lambda/10$	8 個	λ	$3\lambda/2$
5	$\lambda/10$	8 個	$3\lambda/2$	λ



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。

- 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が一致している。
- 2 一次放射器から放射された平面波は、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、球面波となる。
- 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、給電路を短くでき、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大きい。
- 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-13 次の記述は、携帯電話等の携帯機に用いられる逆L形アンテナ、逆F形アンテナ及び板状逆F形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 逆L形アンテナは、1/4波長モノポールアンテナの途中を直角に折り曲げたアンテナであり、放射抵抗は、1/4波長モノポールアンテナに比べて大きい。
- 2 逆F形アンテナは、逆L形アンテナの給電点近くで、放射素子と地板（グランドプレーン）の間に短絡部を設けたものである。
- 3 逆F形アンテナは、入力インピーダンスが調整しやすく、逆L形アンテナに比べて機器との間の整合がとりやすい。
- 4 逆F形アンテナの放射素子を板状にし、放射素子と地板（グランドプレーン）との間に短絡板と給電点を設けたものは、板状逆F形アンテナと呼ばれている。
- 5 板状逆F形アンテナは、逆F形アンテナに比べて周波数帯域幅が広い。

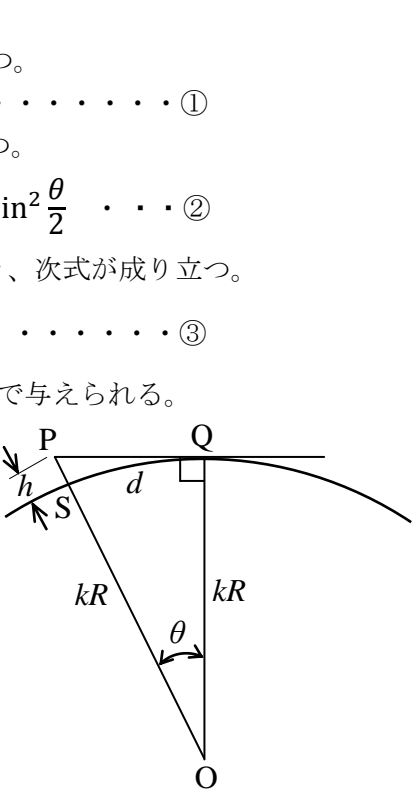
A-14 次の記述は、中波(MF)帯及び短波(HF)帯の電波の伝搬について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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。
- 2 MF帯の地表波の伝搬損は、垂直偏波の場合の方が水平偏波の場合より大きい。
- 3 MF帯の地表波は、伝搬路が陸上の場合よりも海上の場合の方が遠方まで伝搬する。
- 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-15 次の記述は、海拔高 h [m] にある超短波(VHF)アンテナからの電波の見通し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。ただし、等価地球半径係数を k として、等価地球半径を kR [m] と表す。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

図に示すように、等価地球の中心を O 、アンテナの位置 P から引いた等価地球への接線と等価地球との接点を Q 、 $\angle POQ$ を θ [rad] 及び弧 QS の長さを d [m] とする。

- (1) 直角三角形 POQ において、次式が成り立つ。
- $$kR = (kR + h) \times \square A \dots\dots\dots \textcircled{1}$$
- 式①を kR について整理すると次式が成り立つ。
- $$h \times \square A = kR (1 - \square A) = 2kR \times \sin^2 \frac{\theta}{2} \dots\dots\dots \textcircled{2}$$
- $\theta = \square B$ [rad] であり、 $d \ll kR$ とすると、次式が成り立つ。
- $$\cos \theta \doteq 1, \sin \frac{\theta}{2} \doteq \frac{\theta}{2} \dots\dots\dots \textcircled{3}$$
- (2) θ 及び式③を式②に代入すると、 d は次式で与えられる。
- $$d \doteq \square C \text{ [m]}$$



	A	B	C
1	$\sin \theta$	$\frac{d}{kR}$	$\sqrt{2kRh}$
2	$\sin \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{\frac{kRh}{2}}$
3	$\cos \theta$	$\frac{d}{kR}$	$\sqrt{2kRh}$
4	$\cos \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{2kRh}$
5	$\cos \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{\frac{kRh}{2}}$

A-16 周波数 10 [GHz] の電波を用いて地球局から 300 [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、1 [W] = 0 [dBW]、 $\log_{10}2 = 0.3$ 及び $\log_{10}3 = 0.5$ とする。

- 1 60 [dB]
- 2 70 [dB]
- 3 80 [dB]
- 4 90 [dB]
- 5 100 [dB]

A-17 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 が最大るとき、 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	$\sin i / \sin r$	小さい
3	最大	$\sin i / \sin r$	大きい
4	最小	$\sin r / \sin i$	小さい
5	最小	$\sin i / \sin r$	大きい

A-18 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。
$$P_r / P_t = (\text{□ A □})^2 G_1 G_2 \cdots \cdots \text{①}$$

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。
$$G_1 = G_2 = \text{□ B □}$$
- (3) アンテナが一つの場合は、□ 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	$\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
2	$\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	反射板
3	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	回転板
4	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
5	$\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	回転板

A-19 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	フレネル	近傍界	放射遠方界
2	フレネル	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	リアクティブ近傍界	近傍界	放射遠方界
5	リアクティブ近傍界	遠方界	誘導電磁界

A-20 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。

$$Y_1 = \frac{N_0}{N_N} = \frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R} \dots\dots\dots ①$$

式①より、次式のように T_R が求まる。

$$T_R = \boxed{A} \dots\dots\dots ②$$

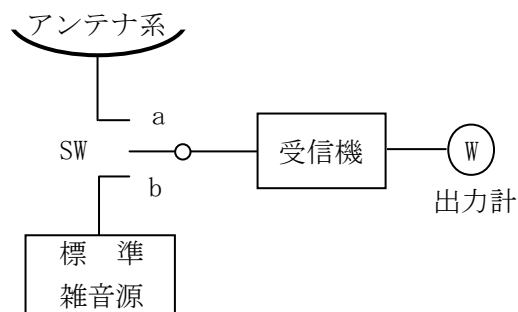
- (2) 次に、SW を a 側に入れたときの出力計の読みを N_A [W] とすると、 N_N と N_A の比 Y_2 は次式で表される。

$$Y_2 = \frac{N_N}{N_A} = \boxed{B} \dots\dots\dots ③$$

- (3) 式③より、 T_A は、次式で表される。

$$T_A = \boxed{C} \dots\dots\dots ④$$

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

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。

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

- (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。

$$Z_i = \boxed{ア} \text{ [Ω]} \dots\dots\dots ②$$

- (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。

$$M_0 = \boxed{イ} \dots\dots\dots ③$$

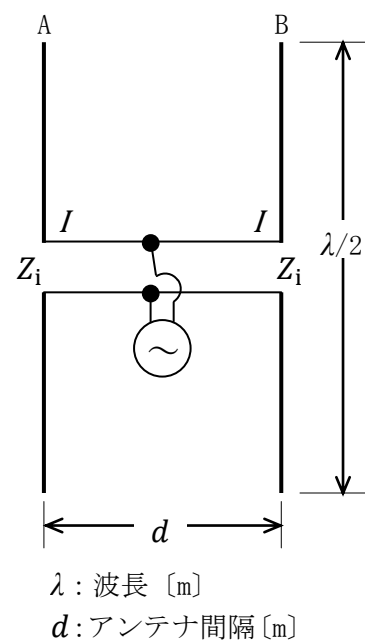
- (3) アンテナ A 及び B にそれぞれ I を供給すれば、 M は、次式で表される。ただし、 Z_{12} の抵抗分を R_{12} [Ω] とする。

$$M = \boxed{ウ} \dots\dots\dots ④$$

- (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。

$$G = \boxed{エ} \dots\dots\dots ⑤$$

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

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る。
- 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 120〔Ω〕である。

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。

$$G = \square \text{ウ}$$
- (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、開口面の中心部の位相が、周辺部より□ 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 位相 | 3 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$ | 4 長さ | 5 遅れる |
| 6 反射 | 7 振幅 | 8 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 9 開き角 | 10 進む |

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、②AP₁MB、③AMP₂B、④AP₁MP₂B の 4 通りある。この各通路に対応して、それぞれの □ ア 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 P₁ 及び P₂ における大地反射係数をそれぞれ \dot{R}_1 、 \dot{R}_2 とする。

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

- (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 ϕ_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 ϕ_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。

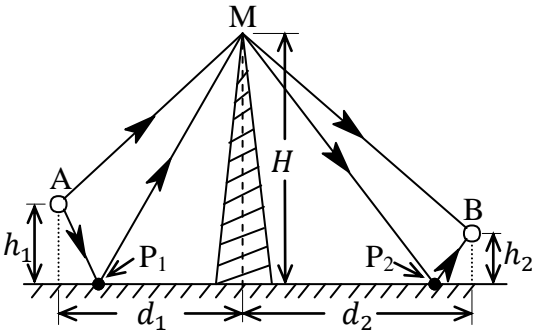
$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times \{1 - e^{-j\phi_1} - e^{-j\phi_2} + \square \text{ウ}\} \text{ [V/m] } \dots\dots\dots \text{②}$$

式②を書き換えると次式で表される。

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

- (3) 式③を、電波の波長 λ [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。

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



- | | | | | |
|--------|-----------------------------------|---------------------------|----------------------|--|
| 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、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。

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

- (2) VSWR を S とすると、 $Z_{\max} = SZ_0$ であるから、式①は、次式で表される。

$$P_t = \text{イ} \text{ [W]} \cdots \cdots \cdots \text{②}$$

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。

$$P_0 = \text{ウ} \text{ [W]} \cdots \cdots \cdots \text{③}$$

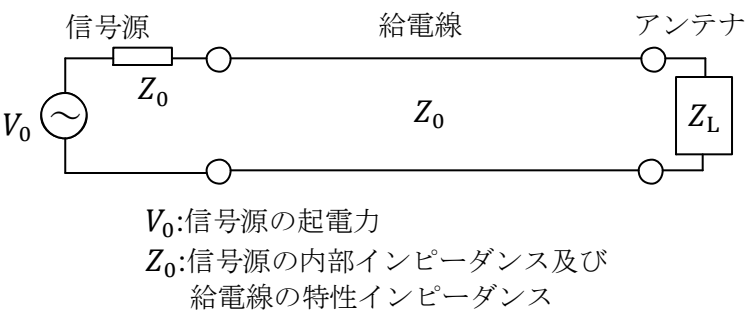
- (3) アンテナと給電線が整合していないために生ずる反射損 M は、式②と③から次式となる。

$$M = \frac{P_0}{P_t} = \text{エ} \cdots \cdots \cdots \text{④}$$

- (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。

$$G_w = \text{オ}$$

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 | $\frac{SV_0^2}{Z_0(1+S)^2}$ | 3 | $\frac{V_0^2}{4Z_0}$ | 4 | $\frac{(1+S)^2}{2S}$ | 5 | $\frac{4SG}{(1+S)^2}$ |
| 6 | $\left(\frac{V_0}{Z_0 + Z_{\max}}\right)^2 Z_{\max}$ | 7 | $\frac{V_0^2(1+S)^2}{2Z_0S}$ | 8 | $\frac{V_0^2}{2Z_0}$ | 9 | $\frac{(1+S)^2}{4S}$ | 10 | $\frac{2SG}{(1+S)^2}$ |