

FB801

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。

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

(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。

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

(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。

$$E_z = M e^{j(\omega t - ky)} = M e^{j\omega(t - \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} y)} \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

(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。

$$\omega(t - \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} y) = K \quad \dots\dots\dots \text{⑤}$$

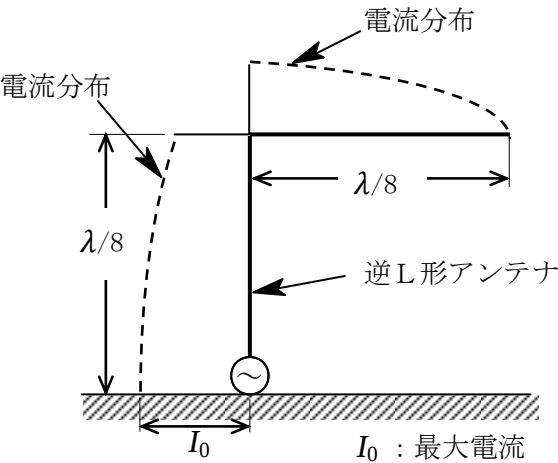
(7) 式⑤の両辺を時間 t について微分すると、等位相面の進む速度、すなわち、電波の速度 c が以下のように求まる。

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

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

- $h = \frac{\lambda}{2\pi} \text{ [m]}$
- $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{4\pi} \text{ [m]}$
- $h = \frac{\lambda}{\sqrt{2}\pi} \text{ [m]}$
- $h = \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\sqrt{2}\pi} \text{ [m]}$
- $h = \frac{\lambda}{2\sqrt{2}\pi} \text{ [m]}$



A－3 次の記述は、微小ダイポールの実効面積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) 受信アンテナから取り出すことのできる □ A □ が、到来電波に垂直な断面積 A_e [m²] 内に入射する電波の電力に等しいとき、 A_e をアンテナの実効面積といい、波長を λ [m]、受信アンテナの絶対利得を G_a (真数) とすれば、次式で表される。
- $A_e \doteq$ □ B □ [m²]
- (2) したがって、微小ダイポールの実効面積 A_s は、次式で表される。
- $A_s \doteq$ □ C □ [m²]

	A	B	C
1	最大電力	$0.08\lambda^2 G_a$	$0.12\lambda^2$
2	最大電力	$0.12\lambda^2 G_a$	$0.08\lambda^2$
3	最大電力	$0.13\lambda^2 G_a$	$0.26\lambda^2$
4	最小電力	$0.13\lambda^2 G_a$	$0.05\lambda^2$
5	最小電力	$0.08\lambda^2 G_a$	$0.12\lambda^2$

A－4 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。

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

- (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。

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

ここで、 K は定数で、 $K =$ □ A □ で表される。

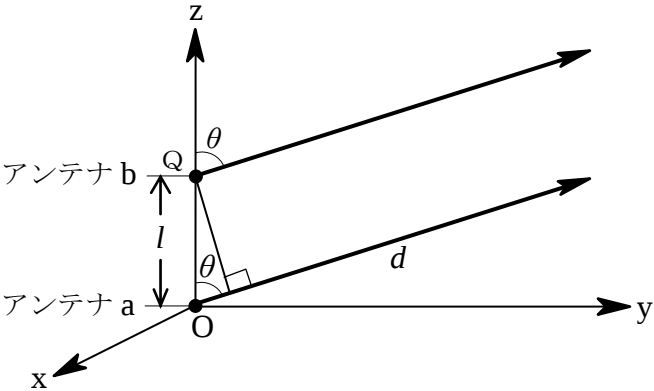
- (2) a 、 b 、二つのアンテナによる十分遠方の点における合成電界強度 E は、次式で表される。

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

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



A－5 次の記述は、パラボラアンテナのサイドローブの影響の軽減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 反射鏡面の鏡面精度を向上させる。
- 2 一次放射器の特性を改善して、ビーム効率を高くする。
- 3 電波吸収体を一次放射器外周部やその支持柱に取り付ける。
- 4 反射鏡面への電波の照度分布を変えて、開口周辺部の照射レベルを高くする。
- 5 オフセットパラボラアンテナにして一次放射器のブロッキングをなくす。

A－6 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 80 [V]、反射波電圧が 20 [V] であるとき、電圧波節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	10 [Ω]	2	20 [Ω]	3	30 [Ω]	4	40 [Ω]	5	50 [Ω]
---	--------	---	--------	---	--------	---	--------	---	--------

A-7 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5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、 $\log_{10}5 = 0.7$ とする。

- 1 0.16
- 2 0.19
- 3 0.22
- 4 0.26
- 5 0.30

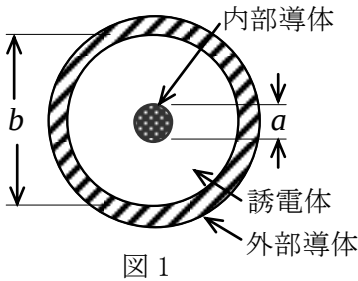


図 1

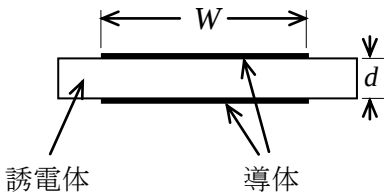
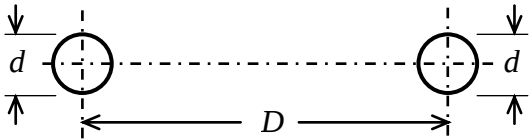


図 2

A-8 図に示す無損失の平行二線式給電線と 289 [Ω] の純負荷抵抗を 1/4 波長整合回路で整合させるとき、この整合回路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、平行二線式給電線の導線の直径 d を 2 [mm]、2 本の導線間の間隔 D を 10 [cm] とする。

- 1 400 [Ω]
- 2 450 [Ω]
- 3 500 [Ω]
- 4 550 [Ω]
- 5 600 [Ω]



A-9 次の記述は、図 1、図 2 及び図 3 に示す TE₁₀ 波が伝搬している方形導波管の管内に挿入されたリアクタンス素子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、導波管の内壁の短辺と長辺の比は 1 対 2 とし、管内波長を λ_g [m] とする。

- (1) 導波管の管内に挿入された薄い金属片又は金属棒は、平行二線式給電線にリアクタンス素子を □ A □ に接続したときのリアクタンス素子と等価な働きをするので、整合をとるときに用いられる。
- (2) 図 1 に示すように、導波管内壁の長辺の上下両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ B □ の働きをする。
- (3) 図 2 に示すように、導波管内壁の短辺の左右両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ C □ の働きをする。
- (4) 図 3 に示すように、導波管に細い金属棒（ねじ）が電界と平行に挿入されたとき、金属棒の挿入長 l [m] が □ D □ [m] より長いとインダクタンスとして働き、短いとキャパシタンスとして働く。

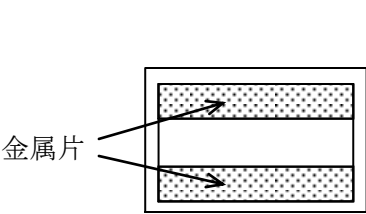


図 1

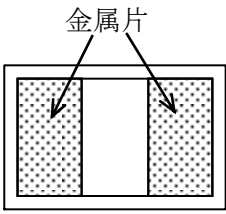


図 2

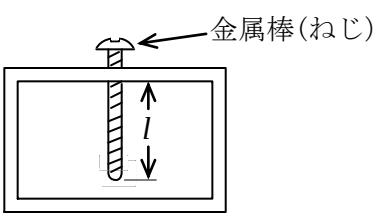


図 3

A	B	C	D
1 直列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/4$
2 直列	キャパシタンス	インダクタンス	$\lambda_g/2$
3 並列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/2$
4 並列	キャパシタンス	インダクタンス	$\lambda_g/4$
5 並列	インダクタンス	キャパシタンス	$\lambda_g/4$

A-10 アンテナ導線（素子）の特性インピーダンスが 628 [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 25 [μH] 2 67 [μH] 3 83 [μH] 4 100 [μH] 5 125 [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。

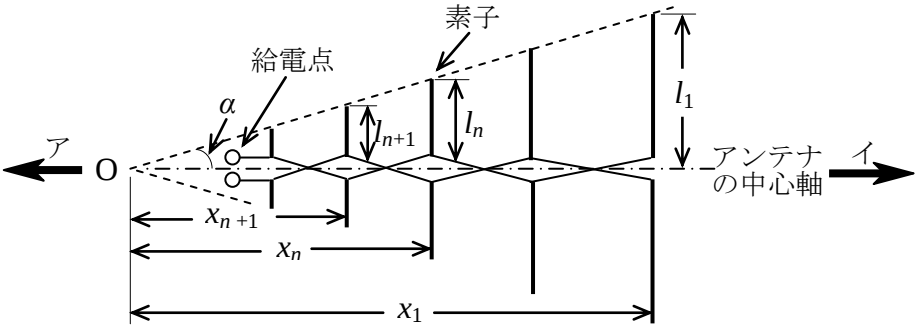
- (1) 各素子の端を連ねる直線(点線)とアンテナの中心軸(一点鎖線)との交点を頂点 **O** とし、その交角を α [rad]、 n 番目の素子の長さの 1/2 を l_n [m]、**O** から n 番目の素子までの距離を x_n [m] とすれば、次式の関係がある。ただし、 τ を対数周期比とする。

$$\tau = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \text{□ A □}$$

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

- (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 x_{n+1}/x_n	同位相	ア	対数
2 x_{n+1}/x_n	逆位相	イ	2 乗
3 x_{n+1}/x_n	逆位相	ア	対数
4 x_n/x_{n+1}	同位相	イ	対数
5 x_n/x_{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。□ 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) 副反射鏡の二つの焦点のうち、一方の焦点は、主反射鏡の焦点と一致し、他方の焦点は、□ A □ の励振点と一致している。
- (2) 主反射鏡の頂点(中心)付近に □ A □ を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。
- (3) 主反射鏡及び副反射鏡の鏡面を □ B □ すると、高能率で低雑音なアンテナを得ることができる。
- (4) 放射特性の乱れは、オフセットカセグレンアンテナより □ C □ 。

A	B	C
1 主反射鏡	小さく	小さい
2 主反射鏡	修整	大きい
3 一次放射器	小さく	小さい
4 一次放射器	修整	小さい
5 一次放射器	修整	大きい

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。

- 1 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。
- 2 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ラウンホーファ領域にあるものを近接形平面反射板という。
- 3 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。
- 4 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。
- 5 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と使用波長で決まる。

A-14 周波数 6 [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 5 [km]
- 2 10 [km]
- 3 20 [km]
- 4 30 [km]
- 5 40 [km]

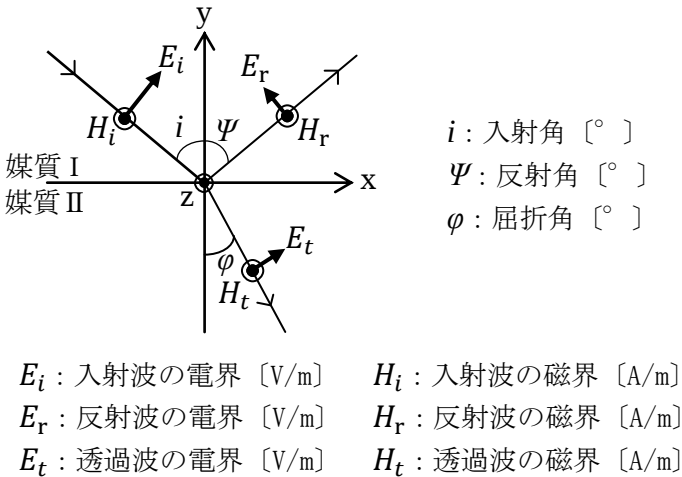
A-15 次の記述は、図に示すように真空中（媒質Ⅰ）から誘電率が ϵ [F/m] の媒質（媒質Ⅱ）との境界に平面波が入射したときの反射について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、境界面は、直角座標の xz 面に一致させ、入射面は xy 面に平行で、電界及び磁界の関係は図に示すとおりとする。また、媒質Ⅱの透磁率は真空中と同じとし、媒質Ⅰ及びⅡの導電率は零とし、屈折率を n とする。

(1) 図に示すように電界が入射面に平行である場合の反射係数 R は、次式で表される。

$$R = \frac{E_r}{E_i} = \frac{n^2 \cos i - \sqrt{n^2 - \sin^2 i}}{n^2 \cos i + \sqrt{n^2 - \sin^2 i}}$$

(2) 上式において、 $n = \square \text{ A}$ の時、反射係数 R が零となり、反射波がないことになる。このときの入射角を $\square \text{ B}$ とい、このときの入射角と屈折角の和は $\square \text{ C}$ [°] である。

A	B	C
1 $\tan i$	ブルースター角	90
2 $\tan i$	グレージング角	120
3 $\sin i$	ブルースター角	120
4 $\sin i$	グレージング角	90
5 $\cos i$	グレージング角	180



A-16 電離層の最大電子密度が 1.21×10^{12} [個/m³] のとき、臨界周波数の値として、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 2.2 [MHz]
- 2 4.3 [MHz]
- 3 6.3 [MHz]
- 4 8.4 [MHz]
- 5 9.9 [MHz]

A-17 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。
- 2 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。
- 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の。
- 5 衛星通信では、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、通信不能になることがある。

A-18 次の記述は、アンテナ利得の測定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 3基のアンテナを使用した場合は、これらのアンテナの利得が未知であってもそれぞれの利得を求めることができる。
- 2 角錐ホーンアンテナは、その寸法から利得を求めることができるので、標準アンテナとして使用される。
- 3 円偏波アンテナの利得の測定に、直線偏波アンテナは使用できない。
- 4 屋外で測定することが困難な場合や精度の高い測定を必要とする場合には、電波暗室内における近傍界の測定と計算により利得を求めることができる。
- 5 衛星地球局用大形アンテナの利得の測定には、測定距離がフラウンホーファ領域になり、また、仰角が十分高く地面からの反射波の影響を避けることができるように、カシオペアAなどの電波星の電波を受信する方法がある。

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。
- スイッチを 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、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。

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

式①より、次式のように T_R が求まる。

$$T_R = \text{□ A} \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

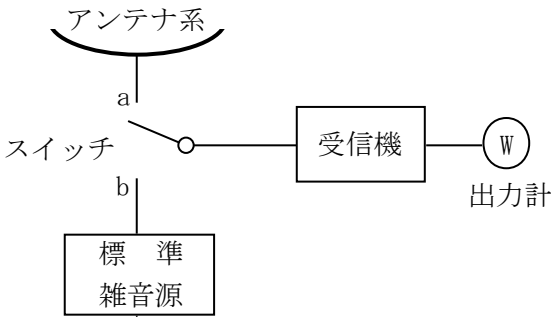
- (2) 次に、スイッチを a 側に入れたときの出力計の読みを N_A [W] とすると、 N_N と N_A の比 Y_2 は次式で表される。

$$Y_2 = \frac{N_N}{N_A} = \text{□ B} \dots\dots\dots \textcircled{3}$$

- (3) 式③より、 T_A は、次式で表される。

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

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

A-20 次の記述は、電波暗室で用いられる電波吸収体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。

- (1) 誘電材料による電波吸収体は、誘電材料に主に黒鉛粉末の損失材料を混入したり、表面に塗布したものである。自由空間との □ A のために、図 1 に示すように表面をテーパ形状にしたり、図 2 に示すように種々の誘電率の材料を層状に重ねて □ B 特性にしたりしている。層状の電波吸収体の設計にあたっては、反射係数をできるだけ小さくするように、材料、使用周波数、誘電率などを考慮して各層の厚さを決めている。
- (2) 磁性材料による電波吸収体には、焼結フェライトや焼結フェライトを粉末にしてゴムなどと混合させたものがある。その使用周波数は、通常、誘電材料による電波吸収体の使用周波数より □ C 。

	A	B	C
1	整合	広帯域	低い
2	整合	広帯域	高い
3	整合	狭帯域	高い
4	遮断	狭帯域	高い
5	遮断	広帯域	低い

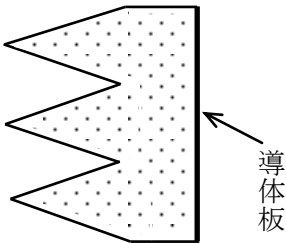


図 1

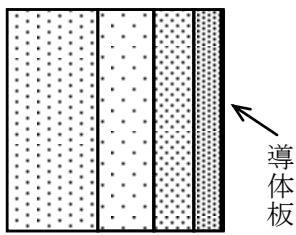
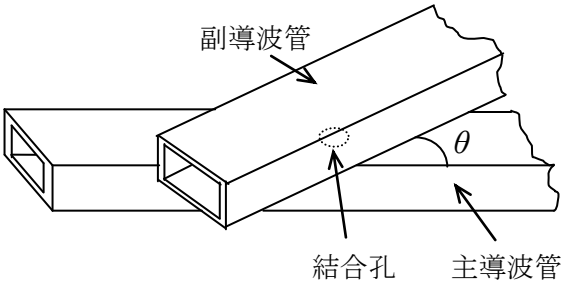


図 2

B-1 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。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。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。

- ア 主導波管と副導波管は、H 面を重ね合わせる。
- イ 電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、磁界結合した電磁波が副導波管を一方方向に進む性質を利用する。
- ウ 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。
- エ 電界結合した電磁波の大きさは、 $\sin\theta$ にほぼ比例して変わる。
- オ 磁界結合した電磁波の大きさは、 θ に無関係である。



B-2 次の記述は、アンテナの指向性利得とビーム立体角との関係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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図に示すように、極座標の原点 O に置かれた開口面アンテナから放射される電波の単位立体角当たりの電力束密度を $P(\theta, \phi)$ [W/sr]、その最大放射方向の単位立体角当たりの電力束密度を $P(\theta, \phi)_{\max}$ [W/sr] 及び同じ位置に置かれた等方性アンテナから放射される電波の単位立体角当たりの電力束密度を P_a [W/sr] とすると、指向性利得 G (真数) は、次式で表される。

$$G = \text{ア} \dots\dots\dots \text{①}$$

- (2) P_a は、□ イ □ 電力 P_t [W] をアンテナの周りの全立体角で割ったものに等しいから、次式のように表される。

$$P_a = \frac{P_t}{\text{ウ}} \dots\dots\dots \text{②}$$

- (3) 式②を①へ代入し、ビームの立体角を B [sr] とすると、 G は、次式で表される。

$$G = \frac{\text{ウ}}{B} \dots\dots\dots \text{③}$$

- (4) 式②において、 P_t は、 $P(\theta, \phi)$ をアンテナの周り全体について積分したものに等しいから、次式で表される。

$$P_t = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi P(\theta, \phi) d\theta \dots\dots\dots \text{④}$$

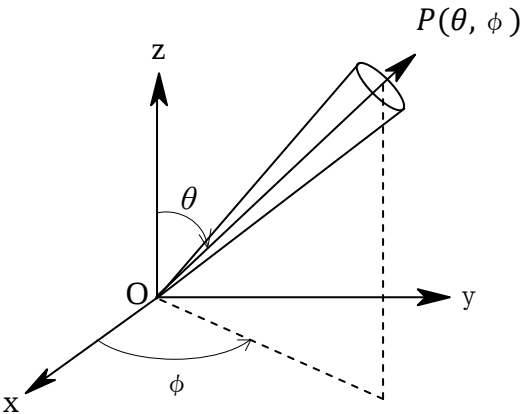
また、式①、②、③及び④から、 B は、次式で表される。

$$B = \frac{\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi P(\theta, \phi) d\theta}{P(\theta, \phi)_{\max}}$$

B の値が □ エ □ ほど、狭い立体角内に全放射電力が集中していることになり、指向性利得が大きくなることになる。

- (5) 水平及び垂直面内のビーム幅 (3dB ビーム幅) をそれぞれ θ_H [rad] 及び θ_V [rad] とすれば、ビーム幅が狭いとき B は θ_H と θ_V の積で近似できるから、 θ_H 及び θ_V を「度」で表したものを、それぞれ θ_{Hd} 及び θ_{Vd} とし、これらを用い、式③を整理すると、次式が得られる。

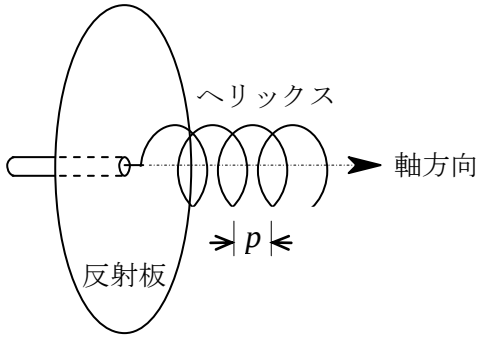
$$G \doteq \text{オ}$$



- | | | | | | | | | | |
|---|---------------------------------------|---|----|---|--------|---|-----|----|---|
| 1 | $\frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{2P_a}$ | 2 | 入射 | 3 | 4π | 4 | 大きい | 5 | $\frac{20,626}{\theta_{Hd}\theta_{Vd}}$ |
| 6 | $\frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{P_a}$ | 7 | 放射 | 8 | 2π | 9 | 小さい | 10 | $\frac{41,253}{\theta_{Hd}\theta_{Vd}}$ |

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

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。

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

- (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。

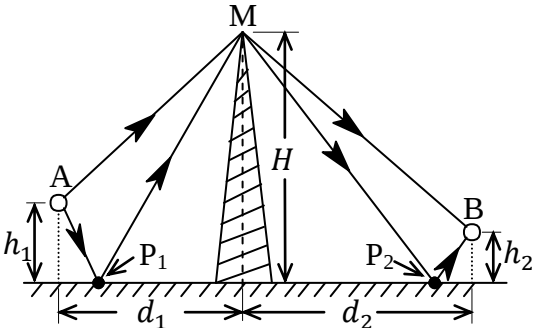
$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times \{1 - e^{-j\phi_1} - e^{-j\phi_2} + \text{□ ウ}\} \text{ [V/m]} \dots\dots\dots \text{②}$$

式②を書き換えると次式で表される。

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

- (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。

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



- | | | | | |
|--------|-----------------------------------|---------------------------|----------------------|--|
| 1 散乱係数 | 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 回折係数 | 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。

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

- (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。

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

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。

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

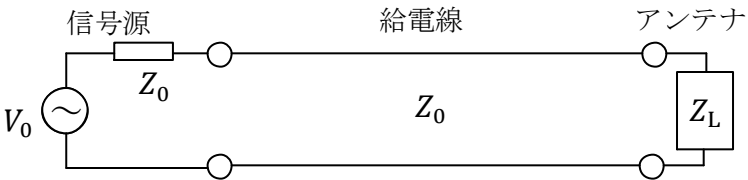
- (3) アンテナと給電線が整合していないために生ずる反射損 M は、式②と③から次式となる。

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

- (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。

$$G_w = \text{□ オ}$$

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。



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特性インピーダンス

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