

FB301

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、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]、導電率を σ [S/m]、印加電流を J_0 [A/m²] 及び時間を t [s] とする。

(1) \boldsymbol{E} と \boldsymbol{H} に関するマクスウェルの方程式は、次式で表される。

 $= J_0 + \sigma \boldsymbol{E} + \epsilon \frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}$ ①

 $= -\mu \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}$ ②

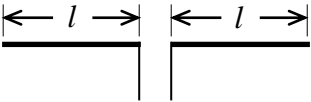
- (2) 式①は、拡張されたアンペアの法則と呼ばれ、この右辺は、第 1 項の印加電流、第 2 項の導電流及び C と呼ばれている第 3 項からなる。
- (3) 式②は、ファラデーの法則と呼ばれている。

	A	B	C
1	rot \boldsymbol{E}	rot \boldsymbol{H}	対流電流
2	rot \boldsymbol{E}	rot \boldsymbol{H}	変位電流
3	div \boldsymbol{E}	div \boldsymbol{H}	対流電流
4	rot \boldsymbol{H}	rot \boldsymbol{E}	対流電流
5	rot \boldsymbol{H}	rot \boldsymbol{E}	変位電流

A－2 次の記述は、アンテナの比帯域幅(使用可能な周波数帯域幅を中心周波数で割った値)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。

- アンテナの入力インピーダンスが、周波数に対して一定である範囲が広いほど比帯域幅は大きくなる。
- 比帯域幅は、パーセントで表示した場合、200 [%] を超えることがある。
- 折返し半波長ダイポールアンテナは、一般に半波長ダイポールアンテナの比帯域幅より大きい。
- ディスコーンアンテナの比帯域幅は、スリーブアンテナの比帯域幅より大きい。
- 対数周期ダイポールアレーアンテナの比帯域幅は、八木・宇田アンテナ(八木アンテナ)の比帯域幅より大きい。

A－3 図に示す半波長ダイポールアンテナを周波数 20 [MHz] で使用するとき、アンテナの入力インピーダンスを純抵抗とするためのアンテナ素子の長さ l [m] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ素子の直径を 7.5 [mm] とし、碍子等による浮遊容量は無視するものとする。



- | | | | | |
|------------|------------|------------|------------|------------|
| 1 2.42 [m] | 2 3.53 [m] | 3 3.63 [m] | 4 3.72 [m] | 5 4.84 [m] |
|------------|------------|------------|------------|------------|

A－4 自由空間に置かれた直径 2 [m] のパラボラアンテナの最大放射方向の距離 18 [km] の地点の電界強度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を 3 [GHz]、送信電力を 10 [W]、アンテナの開口効率を 0.6 とし、 $\sqrt{7.2} = 2.7$ とする。

- | | | | | |
|--------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 1 120 [mV/m] | 2 81 [mV/m] | 3 71 [mV/m] | 4 47 [mV/m] | 5 20 [mV/m] |
|--------------|-------------|-------------|-------------|-------------|

A－5 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 を接続したものと等価である。したがって、次式が成り立つ。

$$R_r = \boxed{A} \text{ } [\Omega]$$

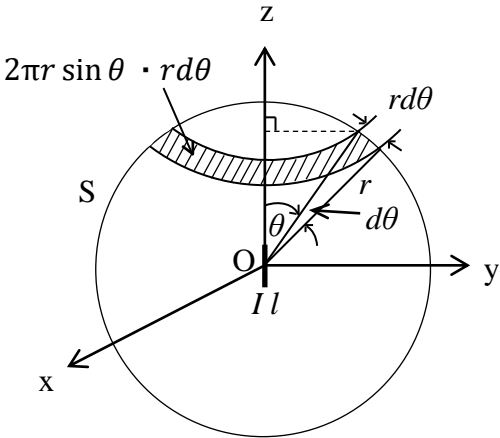
上式で表される仮想の抵抗 R_r [Ω] を放射抵抗と呼び、 P_r [W] を放射電力と呼ぶ。

- (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。

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

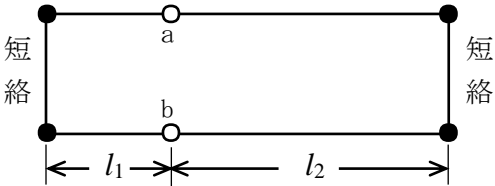
- (3) (1)及び(2)から、微小ダイポールの放射抵抗 R_r は □ C □ [Ω] となる。

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



A－6 図に示す無損失の平行二線式給電線の点 a b 間のインピーダンス Z_{ab} の値として、正し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を Z_0 [Ω]、波長を λ [m] とする。また、給電線の長さ l_1 [m]、 l_2 [m] の間には、 $l_1 + l_2 = \lambda/2$ [m] の関係式が成り立ち、 $l_1 \neq 0$ 、 $l_2 \neq 0$ とする。

- 1 0 [Ω]
 2 ∞ [Ω]
 3 $2Z_0$ [Ω]
 4 $Z_0/4$ [Ω]
 5 $Z_0/2$ [Ω]

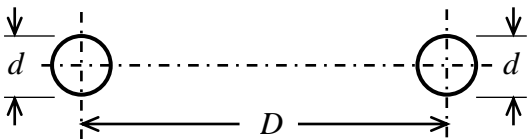


A－7 無損失給電線上の電圧定在波比が 1.25 のとき、電圧波節点から負荷側を見たインピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、給電線の特性インピーダンスは 50 [Ω] とする。

- 1 40 [Ω] 2 50 [Ω] 3 60 [Ω] 4 75 [Ω] 5 100 [Ω]

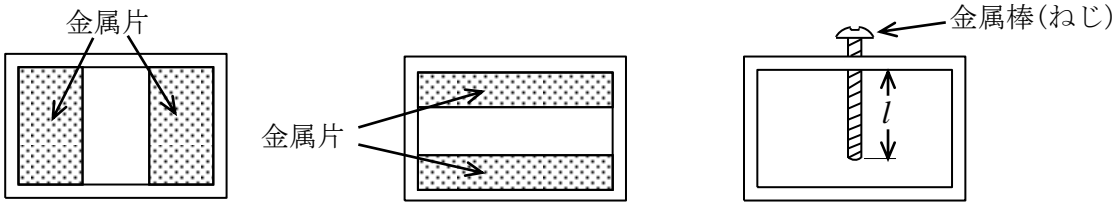
A－8 図に示す無損失の平行二線式給電線と 289 [Ω] の純負荷抵抗を 1/4 波長整合回路で整合させるとき、この整合回路の特性インピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、平行二線式給電線の導線の直径 d を 2 [mm]、2 本の導線間の間隔 D を 10 [cm] とする。

- 1 50 [Ω]
 2 75 [Ω]
 3 150 [Ω]
 4 300 [Ω]
 5 400 [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。

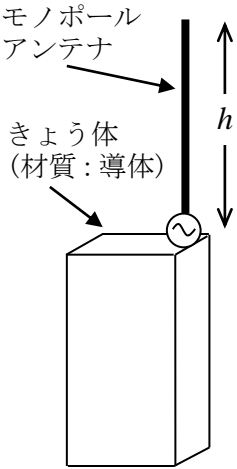
- (1) 導波管の管内に挿入された薄い金属片又は金属棒は、平行二線式給電線にリアクタンス素子を □ A □ に接続したときのリアクタンス素子と等価な働きをするので、整合をとるときに用いられる。
- (2) 図 1 に示すように、導波管内壁の短辺の左右両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ B □ の働きをする。
- (3) 図 2 に示すように、導波管内壁の長辺の上下両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□ C □ の働きをする。
- (4) 図 3 に示すように、導波管に細い金属棒（ねじ）が電界と平行に挿入されたとき、金属棒の挿入長 l [m] が □ D □ [m]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



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

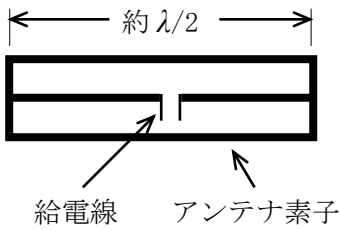
A－10 次の記述は、図に示すように移動体通信に用いられる携帯機のきょう体の上に外付けされたモノポールアンテナ(ユニポールアンテナ)について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 携帯機のきょう体の上に外付けされたモノポールアンテナは、一般にその長さ h によってアンテナの特性が変化する。
- 2 長さ h が 1/2 波長のモノポールアンテナは、1/4 波長のモノポールアンテナと比較したとき、給電点インピーダンスが低い。
- 3 長さ h が 1/2 波長のモノポールアンテナは、1/4 波長のモノポールアンテナと比較したとき、携帯機のきょう体に流れる高周波電流が小さい。
- 4 長さ h が 1/2 波長のモノポールアンテナは、1/4 波長のモノポールアンテナと比較したとき、放射パターンがきょう体の大きさやきょう体に近接する手などの影響を受けにくい。
- 5 長さ h が 3/8 波長のモノポールアンテナは、1/2 波長のモノポールアンテナと比較したとき、50 [Ω] 系の給電線と整合が取りやすい。



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 250 [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、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。

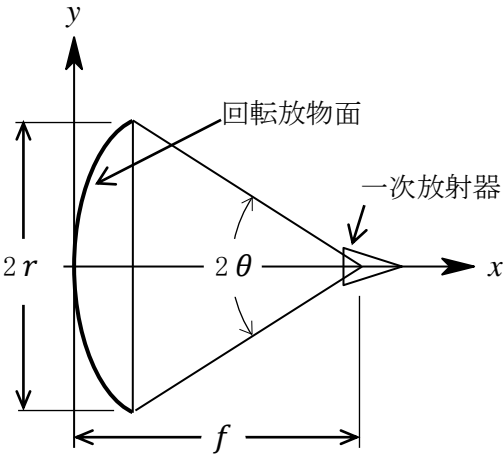
- (1) 垂直面内の指向性は、□ A □ 特性である。
- (2) 航空機が等高度で飛行していれば、航空機からの反射波の強度は、航空機までの距離に □ B □ 。
- (3) 水平面内のビーム幅は、非常に □ C □ 。

	A	B	C
1	コサイン 3 乗	反比例する	狭い
2	コサイン 3 乗	無関係にほぼ一定となる	広い
3	コセカント 2 乗	反比例する	狭い
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 図に示す円形パラボラアンテナの断面図の開口角 2θ [rad] と開口面の直径 $2r$ [m] 及び焦点距離 f [m] との関係を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 θ について、次式が成り立つ。

$$\tan\frac{\theta}{2} = (1 + \cot^2 \theta)^{1/2} - \cot \theta$$

- 1 $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{4f}$
- 2 $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{f}{r}$
- 3 $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{2f}$
- 4 $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{2r}{f}$
- 5 $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{r}{f-r}$



A-14 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。

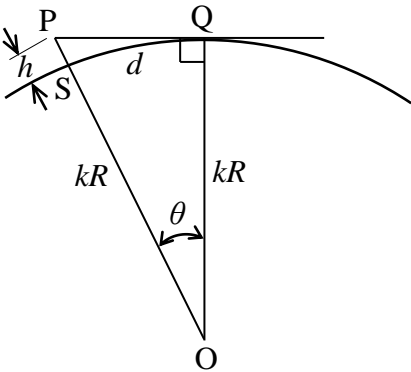
$h \times \square A = kR (1 - \square A) = 2kR \times \sin^2 \frac{\theta}{2} \dots\dots \textcircled{2}$

$\theta = \square B$ [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。

$d \doteq \square C$ [m]

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



A-15 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 100 [W] 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 7 [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 74 [dB μ V/m]
- 2 60 [dB μ V/m]
- 3 50 [dB μ V/m]
- 4 37 [dB μ V/m]
- 5 30 [dB μ V/m]

A-16 次の記述は、通常用いられている周波数における衛星通信の伝搬変動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 固定衛星通信の対流圏におけるシンチレーションは、低仰角の場合は変動幅が大きく、また、その周期は電離圏シンチレーションの周期に比べると長い。
- 2 4GHz 帯及び 6GHz 帯の固定衛星通信において、直線偏波で直交偏波共用通信を行う場合、電離圏でのファラデー回転による偏波の回転が原因で、両偏波間に許容限度以上の干渉を生じさせるおそれがある。
- 3 海事衛星通信において、船舶に搭載する小型アンテナでは、ビーム幅が狭くなり、直接波の他に海面反射波をメインビームで受信することがあるため、フェージングの影響が小さい。
- 4 航空衛星通信において、航空機の飛行高度が高くなるにつれて海面反射波が球面拡散で小さくなり、フェージングの深さも小さくなる。
- 5 陸上移動体衛星通信における伝搬変動の原因には、ビルディングやトンネルなどによる遮へい、樹木による減衰及びビルディングの反射などによるフェージングなどがある。

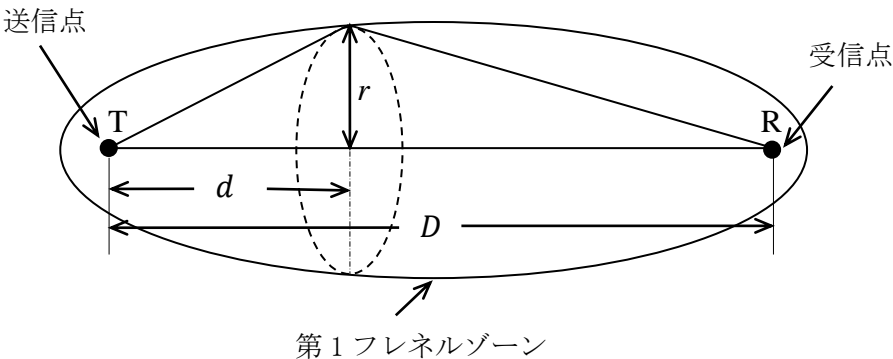
A-17 次の記述は、図に示す第 1 フレネルゾーンについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 送信点 T から受信点 R 方向に測った距離 d [m] の地点における第 1 フレネルゾーンの回転楕円体の断面の半径 r [m] は、送受信点間の距離を D [m]、波長を λ [m] とすれば、次式で与えられる。

$$r = \square A \text{ [m]}$$

- (2) 周波数が 15 [GHz]、 D が 30 [km] であるとき、 d が 12 [km] の地点での r は、約 □ B [m] である。

A	B
1 $\sqrt{\lambda d \left(1 - \frac{d}{D}\right)}$	6
2 $\sqrt{\lambda d \left(1 + \frac{d}{D}\right)}$	12
3 $\sqrt{\lambda d \left(1 - \frac{d}{D}\right)}$	24
4 $\sqrt{\lambda d \left(\frac{D}{d} - 1\right)}$	36
5 $\sqrt{\lambda d \left(\frac{D}{d} + 1\right)}$	48



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。

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

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。

$$G_1 = G_2 = \square B$$

- (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 $\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	回転板
2 $\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
3 $\frac{\lambda}{2\pi d}$	$\frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	回転板
4 $\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$	反射板
5 $\frac{\lambda}{4\pi d}$	$\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$	反射板

A-19 次の記述は、ハイトパターンの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。ただし、波長を λ [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) 超短波 (VHF) の電波伝搬において、送信アンテナの地上高、送信周波数、送信電力及び送受信点間距離を一定にしておいて、受信アンテナの高さを上下に移動させて電界強度を測定すると、直接波と大地反射波との干渉により、図に示すようなハイトパターンが得られる。
- (2) 直接波と大地反射波との通路差 Δl は、送信及び受信アンテナの高さをそれぞれ h_1 [m]、 h_2 [m] 及び送受信点間の距離を d [m] とし、 $d \gg (h_1 + h_2)$ とすると、次式で表される。

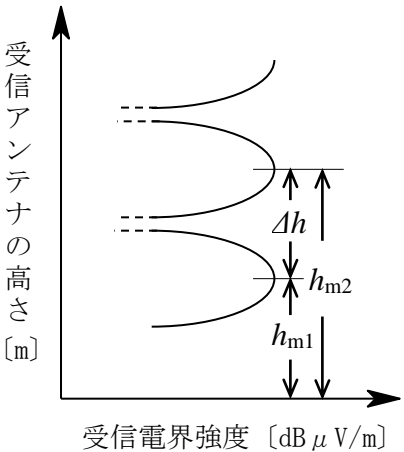
$$\Delta l \approx \boxed{\text{A}} \text{ [m]}$$

受信電界強度 $|E|$ [V/m] は、自由空間電界強度を E_0 [V/m] とすると、次式で表される。

$$|E| \approx 2 E_0 \times |\boxed{\text{B}}| \text{ [V/m]}$$

- (3) ハイトパターンの受信電界強度 $|E|$ [V/m] が極大になる受信アンテナの高さ h_{m2} と h_{m1} との差 Δh は、 $\boxed{\text{C}}$ [m] である。

	A	B	C
1	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
2	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
3	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
4	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
5	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$



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	狭帯域	高い
3	整合	広帯域	高い
4	遮断	狭帯域	高い
5	遮断	広帯域	低い

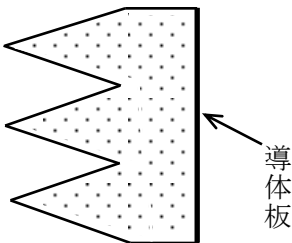


図 1

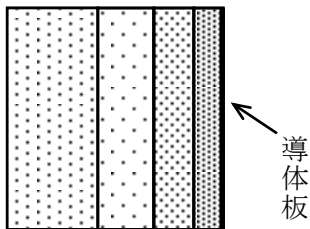


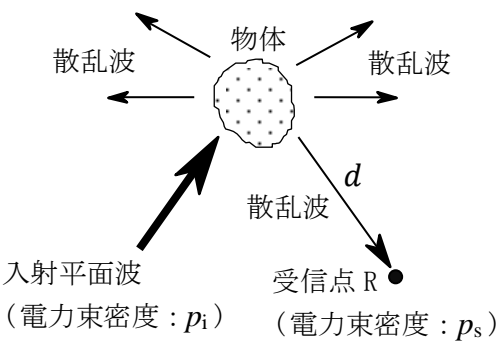
図 2

B－1 次の記述は、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、これらの電流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。

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

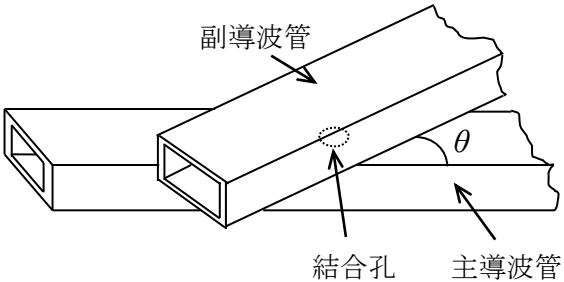
- 上式は、受信点における散乱電力が、入射平面波の到来方向に垂直な断面積 σ 内に含まれる入射電力を □ ウ □ で散乱する仮想的な等方性散乱体の散乱電力に等しいことを意味している。
- (3) 散乱方向が入射波の方向と一致するときの σ をレーダー断面積又は □ エ □ 散乱断面積という。金属球のレーダー断面積 σ は、球の半径 r [m] が波長に比べて十分大きい場合、□ オ □ [m²] にほぼ等しい。



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

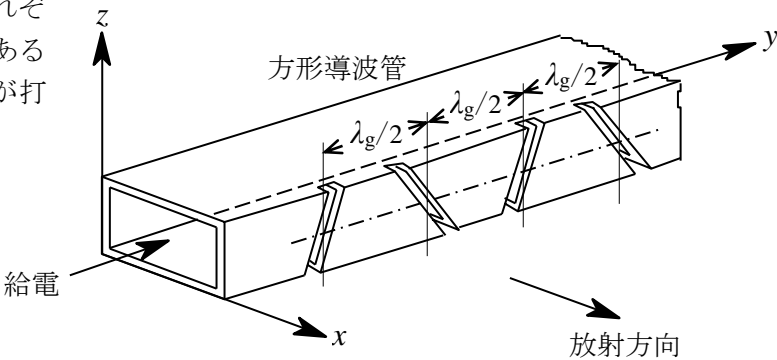
B－2 次の記述は、図に示す主導波管と副導波管を交差角 θ を持たせて重ね合わせて結合孔を設けたベータ孔方向性結合器について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。ただし、導波管内の伝送モードは、TE₁₀ とし、 θ は 90 度より小さいものとする。

- ア 主導波管と副導波管は、H 面を重ね合わせる。
- イ 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 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。
- オ 電界結合した電磁波の大きさは、 θ に無関係である。



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かれ、管内には TE₁₀ 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げ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開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 1/4 | 3 磁界 | 4 z 成分 | 5 水平偏波となる |
| 6 垂直 | 7 1/2 | 8 電界 | 9 y 成分 | 10 垂直偏波となる |

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。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 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、□ ア 付近に酸素分子の共鳴周波数があり、22〔GHz〕付近に水蒸気分子の共鳴周波数がある。
- (2) 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□ イ になると増加する。
- (3) 降雨による減衰は、雨滴による吸収と□ ウ で生じ、概ね 10〔GHz〕以上で顕著になり、ほぼ 200〔GHz〕までは周波数が高いほど、降雨強度が大きいほど、減衰量が大きくなる。
- (4) 降雨による交差偏波識別度の劣化は、形状が□ エ 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が原因で生ずる。
- (5) 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□ オ があると、それ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。

- 1 40〔GHz〕
2 高く
3 散乱
4 球状の
5 霧の粒子
- 6 60〔GHz〕
7 低く
8 回折
9 扁平な
10 雨滴

B－5 次の記述は、アンテナ利得などの測定において、送信又は受信アンテナの一方の開口の大きさが波長に比べて大きいときの測定距離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、任意の角度を α とすれば、 $\cos^2(\alpha/2) = (1 + \cos \alpha)/2$ である。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図 1 に示すように、アンテナ間の測定距離を L 〔m〕、寸法が大きい方の円形開口面アンテナ 1 の直径を D 〔m〕、その縁 P から小さい方のアンテナ 2 までの距離を L' 〔m〕 とすれば、 L と L' の距離の差 ΔL は、次式で表される。ただし、 $L > D$ とし、アンテナ 2 の大きさは無視できるものとする。

$$\Delta L = L' - L = \text{□ ア} - L$$

$$\simeq L \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2L} \right)^2 \right\} - L = \frac{D^2}{8L} \text{〔m〕} \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

波長を λ 〔m〕 とすれば、 ΔL による電波の位相差 $\Delta \theta$ は、次式となる。
$$\Delta \theta = \text{□ イ} \text{〔rad〕} \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

- (2) アンテナ 1 の中心からの電波の電界強度 \dot{E}_0 〔V/m〕とその縁からの電波の電界強度 \dot{E}_0' 〔V/m〕は、アンテナ 2 の点において、その大きさが等しく位相のみが異なるものとし、その大きさをいずれも E_0 〔V/m〕 とすれば、 \dot{E}_0 と \dot{E}_0' との間に位相差がないときの受信点での合成電界強度の大きさ E 〔V/m〕は、□ ウ 〔V/m〕である。また、位相差が $\Delta \theta$ のときの合成電界強度 \dot{E}' の大きさ E' は、図 2 のベクトル図から、次式で表される。

$$E' = \text{□ エ} = \text{□ ウ} \times \cos \left(\frac{\Delta \theta}{2} \right) \text{〔V/m〕} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

したがって、次式が得られる。

$$E'/E = \cos \left(\frac{\Delta \theta}{2} \right) \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

- (3) 式④へ $\Delta \theta = \pi/8$ 〔rad〕を代入すると、 $E'/E \simeq 0.98$ となり、誤差は約 2〔%〕となる。したがって、誤差が約 2〔%〕以下となる最小の測定距離 L_{\min} は、式②から次式となる。

$$L_{\min} = \text{□ オ} \text{〔m〕}$$

- 1 $\sqrt{L^2 + D^2}$
2 $\frac{\pi D^2}{8 \lambda L}$
3 $\sqrt{2} E_0$
4 $\sqrt{2} E_0 \sqrt{1 + \cos \Delta \theta}$
5 $\frac{2 D^2}{\lambda}$
- 6 $\sqrt{L^2 + \left(\frac{D}{2} \right)^2}$
7 $\frac{\pi D^2}{4 \lambda L}$
8 $2 E_0$
9 $\sqrt{2} E_0 \sqrt{1 - \cos \Delta \theta}$
10 $\frac{D^2}{\lambda}$

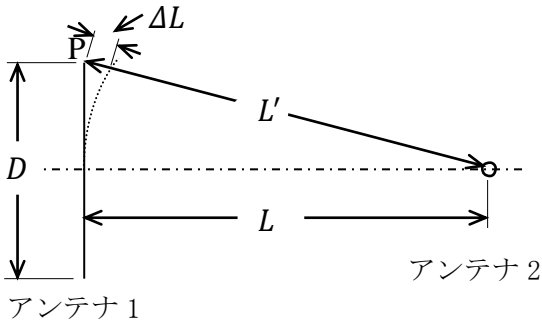


図 1

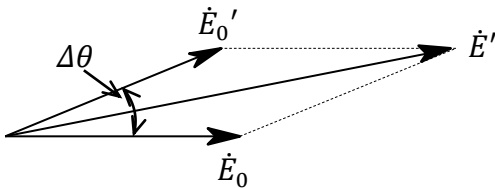


図 2