

FB408

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、自由空間に置かれた微小ダイポールを正弦波電流で励振した場合に発生する電界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) 微小ダイポールの長さを  $l$  [m]、微小ダイポールを流れる電流を  $I$  [A]、角周波数を  $\omega$  [rad/s]、波長を  $\lambda$  [m]、微小ダイポールの電流が流れる方向と微小ダイポールの中心から距離  $r$  [m] の任意の点 P を見た方向とがなす角度を  $\theta$  [rad] とすると、放射電界、誘導電界及び静電界の 3 つの成分からなる点 P における微小ダイポールによる電界強度  $E_\theta$  は、次式で表される。

$$E_\theta = \frac{j60\pi I l \sin \theta}{\lambda} \left( \frac{1}{r} - \frac{j\lambda}{2\pi r^2} - \frac{\lambda^2}{4\pi^2 r^3} \right) e^{j(\omega t - 2\pi r/\lambda)} \text{ [V/m]} \quad \dots \textcircled{1}$$

- (2)  $E_\theta$  の放射電界の大きさを  $|E_1|$  [V/m]、 $E_\theta$  の誘導電界の大きさを  $|E_2|$  [V/m]、 $E_\theta$  の静電界の大きさを  $|E_3|$  [V/m] とすると、 $|E_1|$ 、 $|E_2|$ 、 $|E_3|$  は、式①より微小ダイポールの中心からの距離  $r$  が  A  [m] のとき等しくなる。
- (3) 微小ダイポールの中心からの距離  $r = 5\lambda$  [m] のとき、 $|E_1|$ 、 $|E_2|$ 、 $|E_3|$  の比は、式①より  $|E_1| : |E_2| : |E_3| \doteq$   B  となる。

	A	B
1	$\lambda / \pi$	0.004 : 0.063 : 1
2	$\lambda / \pi$	1 : 0.032 : 0.001
3	$\lambda / \pi$	1 : 0.159 : 0.025
4	$\lambda / (2\pi)$	0.004 : 0.063 : 1
5	$\lambda / (2\pi)$	1 : 0.032 : 0.001

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。

- 1 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。
- 2 比帯域幅は、パーセントで表示した場合、200 [%] を超えることはない。
- 3 半波長ダイポールアンテナでは、太い素子より細い素子の方が比帯域幅は大きい。
- 4 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。
- 5 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 自由空間において、周波数 500 [MHz] で半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 20 [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 1.8 [m<sup>2</sup>]      2 2.6 [m<sup>2</sup>]      3 3.6 [m<sup>2</sup>]      4 4.7 [m<sup>2</sup>]      5 6.9 [m<sup>2</sup>]

A-4 周波数 6 [GHz]、送信電力 10 [W]、送信アンテナの絶対利得 30 [dB]、送受信点間距離 20 [km]、及び受信入力レベル -40 [dBm] の固定マイクロ波の見通し回線がある。このときの自由空間基本伝送損  $L$  [dB] 及び受信アンテナの絶対利得  $G_r$  [dB] の最も近い値の組合せを下の番号から選べ。ただし、伝搬路は自由空間とし、給電回路の損失及び整合損失は無視できるものとする。また、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} \pi = 0.5$  とする。

	$L$	$G_r$
1	134	40
2	134	31
3	134	24
4	140	31
5	140	24

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。

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

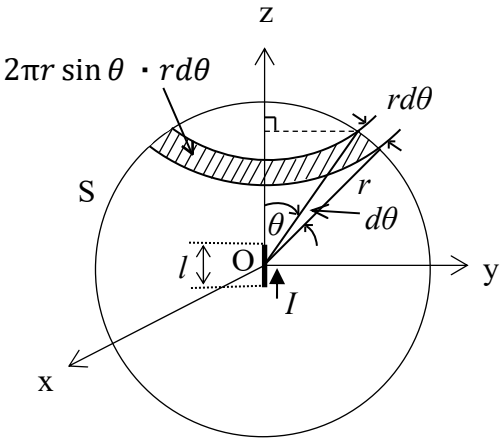
上式で表される仮想の抵抗  $R_r$  [Ω] を放射抵抗と呼び、 $P_r$  [W] を放射電力と呼ぶ。

- (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  $\lambda$  [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  $\theta$  [rad] とし、 $\theta$  方向における電界強度を  $E_\theta$  [V/m] とする。

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

- (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。

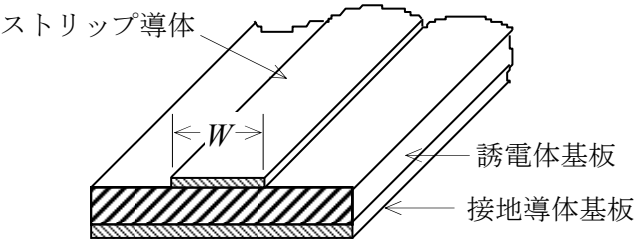
	A	B	C
1	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{\pi^2 I ^2l^2}{\lambda^2}$	$\frac{80\pi^2l^2}{\lambda^2}$
2	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{160\pi^2 I ^2l^2}{\lambda^2}$	$\frac{160\pi^2l^2}{\lambda^2}$
3	$\frac{P_r}{120\pi I ^2}$	$\frac{80\pi^2 I ^2l^2}{\lambda^2}$	$\frac{\pi^2l^2}{\lambda^2}$
4	$\frac{P_r}{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



A-6 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の正しい組合せを下の番号から選べ。

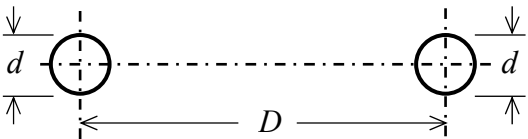
- (1) 開放線路の一種であるので、外部雑音の影響や放射損がある。放射損を少なくするために、比誘電率の □ A 誘電体基板を用いる。
- (2) 伝送モードは、通常、ほぼ □ B モードとして扱うことができる。
- (3) 誘電体基板の比誘電率並びにストリップ導体及び誘電体基板の厚さが変わらないとき、特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅  $W$  [m] が狭くなるほど □ C なる。

	A	B	C
1	大きい	TEM	大きく
2	大きい	TEM	小さく
3	大きい	TM	小さく
4	小さい	TE	小さく
5	小さい	TEM	大きく



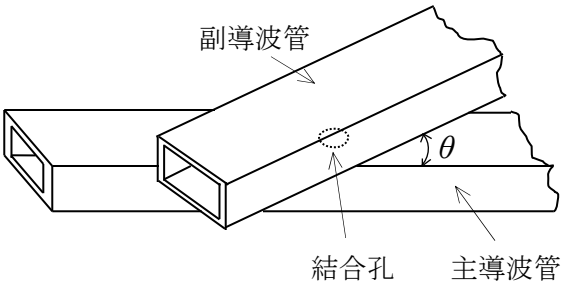
A-7 図に示す無損失の平行二線式給電線と 163 [Ω] の純負荷抵抗を 1/4 波長整合回路で整合させるとき、この整合回路の特性インピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、平行二線式給電線の導線の直径  $d$  を 0.3 [cm]、2 本の導線間の間隔  $D$  を 15 [cm] とする。

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



A-8 次の記述は、図に示す主導波管と副導波管を交差角  $\theta$  を持たせ、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、 $\theta$  は 90 度より小さいものとする。

- 1 主導波管と副導波管は、E 面を重ね合わせる。
- 2  $\theta$  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。
- 3 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。
- 4 電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 磁界結合した電磁波の大きさは、 $\theta$  に無関係である。



A-9 次の記述は、給電線とアンテナが整合していないときの伝送効率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) 給電線とアンテナが整合しているとき、給電線への入射電力を  $P_T$  [W]、アンテナ入力端の電力を  $P_R$  [W]、線路の全長を  $l$  [m]、線路の減衰定数を  $\alpha$  [m<sup>-1</sup>] とすると、最大伝送効率  $\eta_0$  は、次式で表される。

$$\eta_0 = P_R/P_T = \exp(\square A)$$

- (2) 給電線とアンテナが整合していないとき、伝送効率  $\eta$  は、次式で表される。ただし、アンテナ入力端の入射電力及び反射電力をそれぞれ  $P_{RA}$  [W]、 $P_{RB}$  [W] とし、給電線への入射電力を  $P_{TA}$  [W] とし、アンテナ入力端からの反射電力が給電線を経て給電線入力端へ戻って来る電力を  $P_{TB}$  [W] とする。

$$\eta = \frac{P_{RA} - P_{RB}}{P_{TA} - P_{TB}} \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

$P_{RA}$  及び  $P_{TB}$  は、次式となる。

$$P_{RA} = P_{TA}\eta_0 \text{ [W]} \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

$$P_{TB} = P_{RB}\eta_0 \text{ [W]} \dots\dots\dots \textcircled{3}$$

アンテナ入力端の反射係数を  $\Gamma$  とすれば、 $P_{RB}$  は、次式となる。

$$P_{RB} = \square B \text{ [W]} \dots\dots\dots \textcircled{4}$$

式②、③、④を式①に代入すれば、 $\eta$  は、次式で表される。

$$\eta = \square C$$

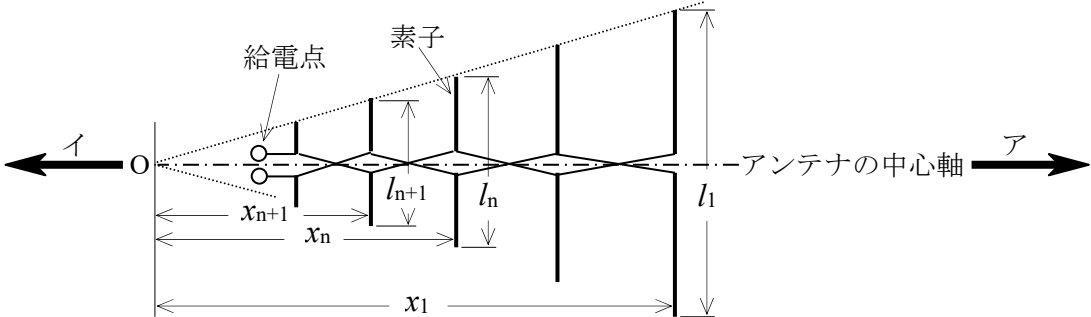
	A	B	C
1	$-al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0}$
2	$-al$	$P_{RA}  \Gamma $	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$
3	$-al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$
4	$-2al$	$P_{RA}  \Gamma $	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0}$
5	$-2al$	$P_{RA}  \Gamma ^2$	$\eta_0 \frac{1- \Gamma ^2}{1- \Gamma ^2\eta_0^2}$

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 12.5 [m] の垂直接地アンテナを周波数 3 [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 33 [μH]      2 50 [μH]      3 73 [μH]      4 100 [μH]      5 124 [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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 隣り合う素子の長さの比  $l_{n+1}/l_n$  と隣り合う素子の頂点 O からの距離の比  $x_{n+1}/x_n$  は等しい。
- 2 主放射の方向は矢印アの方である。
- 3 素子にはダイポールアンテナが用いられ、隣接するダイポールアンテナごとに逆位相で給電する。
- 4 八木・宇田アンテナ（八木アンテナ）に比べて帯域幅が広い。
- 5 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る。



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。

- (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) 一次放射器から放射された□B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、□Cとなる。
- (3) 放射特性の乱れは、オフセットカセグレンアンテナのほうが□D。

	A	B	C	D
1	一次放射器	球面波	平面波	大きい
2	一次放射器	平面波	球面波	大きい
3	一次放射器	球面波	平面波	小さい
4	主反射鏡	球面波	平面波	大きい
5	主反射鏡	平面波	球面波	小さい

A-13 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 2 乗	反比例する	狭い
2	コサイン 2 乗	無関係にほぼ一定となる	広い
3	コサイン 2 乗	反比例する	広い
4	コセカント 2 乗	反比例する	広い
5	コセカント 2 乗	無関係にほぼ一定となる	狭い

A-14 周波数 12〔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	19.9〔km〕	3	25.7〔km〕	4	31.8〔km〕	5	43.6〔km〕
---	----------	---	----------	---	----------	---	----------	---	----------

A-15 次の記述は、電離圏中の電子密度のゆらぎ(不規則性)が衛星通信に与える影響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) 電離圏中の電子密度のゆらぎは、F 層や中緯度地域における E 層でおき、入射電波を散乱又は屈折させ、受信電波の強度、位相、偏波面、到来方向の変動の原因になる。この変動をシンチレーションといい、通常ピッチが速く、その深さ(dB 値のピークからピーク)はほぼ周波数の□A乗に反比例し、□Bの頃が最も大きい。
- (2) シンチレーションは、地域的には F 層のゆらぎが夜間発達する□Cで最も多く発生する。

	A	B	C
1	3	夏至及び冬至	赤道地帯
2	3	夏至及び冬至	中緯度地域
3	1.5	春分及び秋分	中緯度地域
4	1.5	春分及び秋分	赤道地帯
5	1.5	夏至及び冬至	中緯度地域

A-16 次の記述は、等価地球半径係数  $k$  に起因する  $k$  形フェージング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  $k$  形フェージングは、 $k$  が時間的に変化し、伝搬波に対する大地(海面)の影響が変化することによって生ずる。
- 2 回折  $k$  形フェージングは、電波通路と大地(海面)のクリアランスが不十分で、かつ、 $k$  が小さくなったとき、大地(海面)の回折損を受けて生ずる。
- 3 干渉  $k$  形フェージングの周期は、回折  $k$  形フェージングの周期に比べて短い。
- 4 干渉  $k$  形フェージングによる電界強度の変化は、反射点が海面であるときの方が大地であるときより小さい。
- 5 干渉  $k$  形フェージングは、 $k$  の変動により直接波と大地(海面)反射波の干渉状態が変化することによって生ずる。

A-17 地上高 50 [m] の送信アンテナから電波を放射したとき、最大放射方向の 20 [km] 離れた、地上高 10 [m] の受信点における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、送信アンテナに供給する電力を 100 [W]、周波数を 150 [MHz]、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 6 [dB] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を -1 とする。また、アンテナの損失はないものとし、 $\log_{10}2 = 0.3$  とする。

- 1
- 0.2 [mV/m]
- 2
- 0.5 [mV/m]
- 3
- 1.1 [mV/m]
- 4
- 1.5 [mV/m]
- 5
- 2.0 [mV/m]

A-18 アンテナ利得が 30(真数)のアンテナを無損失の給電線に接続して測定した電圧定在波比(VSWR)の値が 3 であった。このアンテナの動作利得(真数)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1
- 16.3
- 2
- 22.5
- 3
- 28.8
- 4
- 37.9
- 5
- 45.9

A-19 次の記述は、アンテナの測定をするときに考慮すべき事項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)
- 被測定アンテナを、送信アンテナとして使用した場合と受信アンテナとして使用した場合のアンテナ利得及び指向性は、アンテナの □ A □ から等しい。
- (2)
- 送受信アンテナ間の距離が短すぎるとアンテナ利得や指向性の測定値に誤差が生ずる。測定誤差を小さくするため、送信アンテナからの電波が受信アンテナの近傍で □ B □ とみなせるように送受信アンテナ間の距離を大きくとる必要がある。
- (3)
- 屋外で測定する場合、周囲の建造物や樹木からの反射波による誤差が発生することがあるので、□ C □ で実施する。

A	B	C
1 可逆性	球面波	ボアサイト
2 可逆性	平面波	オープンサイト
3 非可逆性	平面波	オープンサイト
4 非可逆性	球面波	ボアサイト
5 非可逆性	球面波	オープンサイト

A-20 次の記述は、平衡給電のアンテナの入力インピーダンス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。

- (1)
- 一般にネットワークアナライザは不平衡系であり、ネットワークアナライザで □ A □ アンテナのような平衡給電のアンテナのインピーダンスを測定する場合、付属の不平衡ケーブルを直接接続するとアンテナ上で電流の不平衡が生じ、測定ケーブルに漏洩電流が流れて誤差を生ずる。このためバランを用いて対応しているが、バランの周波数特性により適用範囲が限定されたり、その効果を定量的に把握するのが難しいので、バランを測定周波数帯毎に変えて繰り返し測定する必要がある。
- (2)
- バランを用いないで測定する場合は、測定するアンテナを地板の上に構成すればよい。図 1 に示す給電点对称な構造をもつ方形ループアンテナの場合は、図 2 に示すように、図 1 の方形ループアンテナの縦方向の長さ  $l$  [m] の上半分 ( $l/2$ ) を地板の上に設置すれば、地板の □ B □ 効果を利用して測定できる。この状態で測定したインピーダンスは、自由空間に方形ループアンテナがある場合の測定値の □ C □ 倍になる。ただし、地板の半径  $r$  [m] を少なくとも 2 波長以上にする。

A	B	C
1 半波長ダイポール	イメージ(影像)	1/2
2 半波長ダイポール	イメージ(影像)	2
3 半波長ダイポール	回折	2
4 逆 L 形	イメージ(影像)	2
5 逆 L 形	回折	1/2

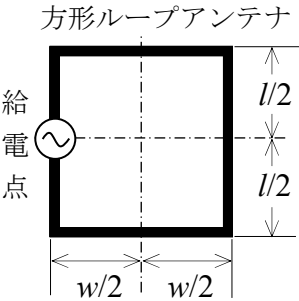


図 1

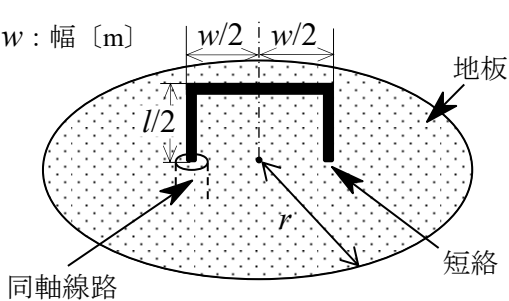


図 2

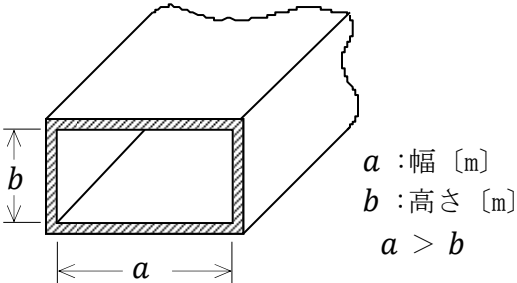
B-1 次の記述は、半波長ダイポールアンテナを用いた受信アンテナの散乱断面積を求める過程について述べたものである。  
 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、アンテナ及び給電線の損失はないものとし、アンテナの入力インピーダンスは純抵抗とする。

- (1) 到来電波によりアンテナに誘導された起電力  $V$  [V] によって、アンテナの放射抵抗  $R_r$  [ $\Omega$ ] を流れる電流を  $I$  [A] とすれば、散乱電力  $P_A$  は、次式で表される。  
 $P_A =$   ア  [W] . . . . . ①
- (2)  $P_A$  及びその点の電力束密度  $p$  により散乱断面積  $A_s$  は、次式で表される。  
 $A_s = \frac{P_A}{p}$  [m<sup>2</sup>] . . . . . ②
- (3) 受信電界強度を  $E$  [V/m]、自由空間の固有インピーダンスを  $Z_0$  [ $\Omega$ ] とすると、 $p$  は、次式で表される。  
 $p =$   イ  [W/m<sup>2</sup>] . . . . . ③
- (4) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信電力は最大値となり、また、同じ大きさの電力を受信アンテナが散乱していると考えられるので、式①の  $P_A$  は、次式となる。  
 $P_A =$   ウ  [W] . . . . . ④
- (5) 式②へ式③及び④を代入すると、 $A_s$  は、次式で求められる。  
 $A_s =$   エ  [m<sup>2</sup>]
- (6) 受信アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信アンテナの散乱断面積は、受信アンテナの実効面積  オ  なる。

- |   |                      |   |                    |   |                    |   |                            |    |         |
|---|----------------------|---|--------------------|---|--------------------|---|----------------------------|----|---------|
| 1 | $ I ^2 R_r$          | 2 | $\frac{E^2}{2Z_0}$ | 3 | $\frac{V^2}{2R_r}$ | 4 | $\frac{V^2 Z_0}{2R_r E^2}$ | 5  | と等しく    |
| 6 | $\frac{ I ^2}{4R_r}$ | 7 | $\frac{E^2}{Z_0}$  | 8 | $\frac{V^2}{4R_r}$ | 9 | $\frac{V^2 Z_0}{4R_r E^2}$ | 10 | の 1/2 と |

B-2 次の記述は、図に示す方形導波管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、自由空間における電波の波長を  $\lambda$  [m]、速度を  $c$  [m/s] とする。

- (1) TE<sub>mn</sub> モードの遮断波長は、 ア  [m] である。
- (2) TE<sub>10</sub> モードにおける管内波長は、 イ  [m]、遮断波長は、 ウ  [m] である。導波管内を伝搬する電波の位相速度  $v_p$  [m/s] は、群速度  $v_g$  [m/s] より  エ 、 $v_p$  と  $v_g$  の間には  オ  の関係がある。



- |   |   |   |      |   |  |   |    |    |                         |
|---|---|---|------|---|--|---|----|----|-------------------------|
| 1 | $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2}}$ | 2 | $2b$ | 3 | $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$ | 4 | 速く | 5  | $v_p v_g = c^2$         |
| 6 | $\frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}$  | 7 | $2a$ | 8 | $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$ | 9 | 遅く | 10 | $v_p v_g = \sqrt{2}c^2$ |

B-3 次の記述は、図に示す方形のマイクロストリップ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、給電は、同軸給電とする。

- (1) 図1に示すように、地板上に波長に比べて十分に薄い誘電体を置き、その上に放射板を平行に密着して置いた構造であり、放射板の中央から少しずらした位置で放射板と □ ア □ の間に給電する。
- (2) 放射板と地板間にある誘電体に生ずる電界は、電波の放射には寄与しないが、放射板の周縁部に生ずる漏れ電界は電波の放射に寄与する。放射板の長さ  $l$  [m] を誘電体内での電波の波長  $\lambda_e$  [m] の □ イ □ にすると共振する。

図2に示すように磁流  $M_1 \sim M_6$  [V] で表すと、磁流 □ ウ □ は相加されて放射に寄与するが、他は互いに相殺されて放射には寄与しない。

- アンテナの指向性は、放射板から □ エ □ 軸の正の方向に最大放射方向がある単一指向性である。
- (3) アンテナの入力インピーダンスは、放射板上の給電点の位置により変化する。また、その周波数特性は、厚さ  $h$  [m] が □ オ □ ほど、幅  $w$  [m] が広いほど広帯域になる。

- |       |       |                 |     |       |
|-------|-------|-----------------|-----|-------|
| 1 地板  | 2 1/3 | 3 $M_3$ と $M_4$ | 4 X | 5 厚い  |
| 6 誘電体 | 7 1/2 | 8 $M_1$ と $M_5$ | 9 Z | 10 薄い |

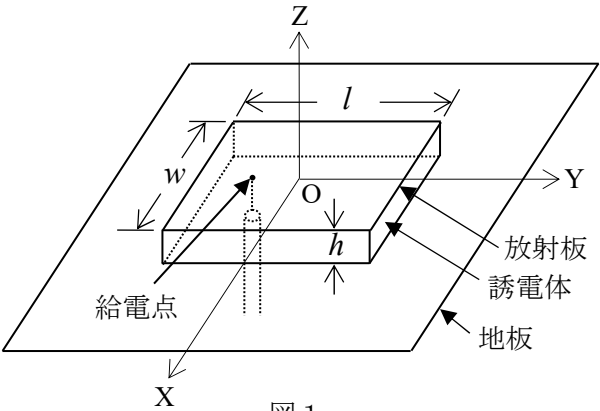


図 1

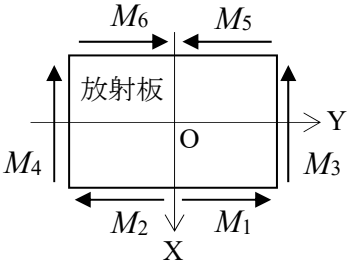


図 2

B-4 次の記述は、ダイバーシティ方式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 スペース（空間）ダイバーシティには、受信ダイバーシティと送信ダイバーシティがある。このうち受信ダイバーシティとは、電波の伝搬方向と同一の方向に数波長以上離れた2基以上のアンテナを使用して受信する方式のことである。
- イ スペース（空間）ダイバーシティの効果は、異なる受信点間の電界強度変動の相関が大きいほど小さい。
- ウ 偏波ダイバーシティは、主にダクト性フェージングの影響を軽減するのに有効である。
- エ 偏波ダイバーシティの効果は、同じ受信点に直交する偏波面を持つ2つのアンテナを設置して、それらの出力を合成するか、あるいは、出力の大きな方のアンテナに切り替えることによって得られる。
- オ 周波数ダイバーシティは、周波数が異なると、フェージングの状態が異なることを利用した方式である。

B-5 次の記述は、電界や磁界などの遮へい（シールド）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) 静電遮へいは、静電界を遮へいすることであり、導体によって完全に囲まれた領域内に電荷がなければ、その領域内には □ ア □ が存在しないことを用いている。
- (2) 磁気遮へいは、主として静磁界を遮へいすることであり、 □ イ □ の大きな材料の中を磁力線が集中して通り、その材料で囲まれた領域内では、外部からの磁界の影響が小さくなることを用いている。
- (3) 電磁遮へいは、主として高周波の電磁波を遮へいすることであり、電磁波により遮へい材料に流れる □ ウ □ が遮へいの作用をする。遮へい材は、銅や □ エ □ などの板や網などであり、網の場合には、網目の大きさによっては、網がアンテナの働きをするので、その大きさを波長に比べて十分 □ オ □ しなければならない。

- |      |       |         |          |        |
|------|-------|---------|----------|--------|
| 1 磁界 | 2 透過率 | 3 変位電流  | 4 アルミニウム | 5 小さく  |
| 6 電界 | 7 透磁率 | 8 高周波電流 | 9 フッ素樹脂  | 10 大きく |