

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、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  $A_e$  [m<sup>2</sup>] 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  $\lambda$  [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。

$$A_e = \square B \square \text{ [m}^2\text{]}$$

(2) したがって、微小ダイポールの  $A_e$  は、およそ □ C □ [m<sup>2</sup>] となる。

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

A - 2 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  $R_r$  を接続したことに等価である。したがって、次式が成り立つ。

$$R_r = \square A \square \text{ [ } \quad \text{ ]}$$

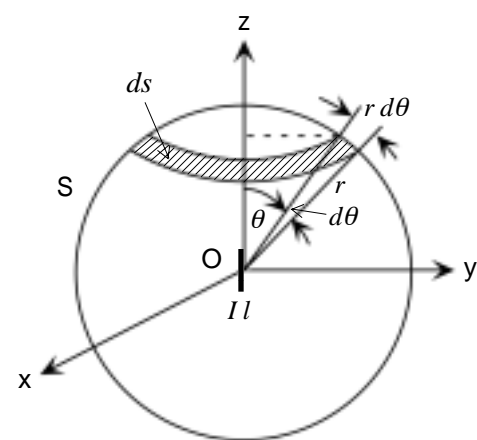
上式で表される仮想の抵抗を放射抵抗と呼ぶ。

(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、この球面から出て行く電磁エネルギーの平均値  $P_r$  [W] を放射電力といい、これ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。

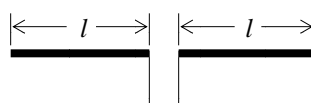
$$P_r = \oint \frac{|E_\theta|^2}{120\pi} ds = \square B \square \text{ [W]}$$

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

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



A - 3 図に示す半波長ダイポールアンテナを周波数 15 [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 10 [mm] とし、碍子等による浮遊容量は無視するものとする。



- 1 4.44 [m]      2 4.64 [m]      3 4.84 [m]      4 5.03 [m]      5 5.24 [m]

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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。また、位相定数を  $\beta$  [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  $\theta$  [rad] をなす方向へ放射されたとき、 $a$  から距離 [m] の十分遠方の点  $P$  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。

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

(1)  $a$  と同一のアンテナ  $b$  を  $z$  軸上の原点  $O$  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、点  $P$  における電界強度  $E_2$  は、次式で表される。

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

ここで、 $K$  は位相による係数で、 $K = \square A$  で表される。

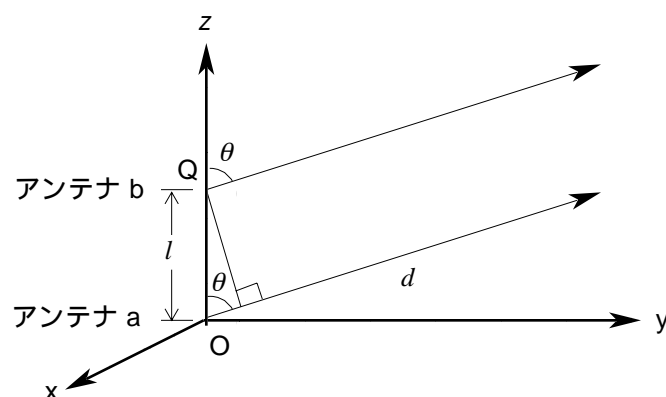
(2)  $a$ 、 $b$ 、2 つのアンテナによる点  $P$  における合成電界強度は、次式で表される。

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

ここで、 $\square B$  は点  $O$  に  $\square C$  を置き、電流がその  $M$  倍の  $\square C$  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の配列の合成指向性は、アンテナ素子の指向性と  $\square C$  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	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	無指向性点放射源
2	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
3	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ
4	$e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
5	$e^{j\beta l \sin \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ



A - 5 次の記述は、物体の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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- 一様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、その物体には導電電流又は  $\square A$  電流が誘起され、これが二次的な波源になり、電磁波が散乱される。
- 物体への入射波の方向と物体からの散乱波の方向が一致し、かつ、入射波の向きと散乱波の向きが逆向きの場合の散乱を  $\square B$  散乱といい、このときの散乱断面積をレーダー断面積あるいは  $\square B$  散乱断面積という。
- 物体を囲む全球面にわたって散乱電力を積分した全散乱電力と入射波の電力束密度の比を  $\square C$  断面積という。
- 物体が有限な導電率を持つ損失性の媒質の場合、入射するエネルギーの一部が熱となって吸収される。この吸収電力と全散乱電力の和に相当する断面積を  $\square D$  という。

	A	B	C	D
1	放電	後方	全散乱	微分散乱断面積
2	放電	前方	微分散乱	全断面積
3	変位	後方	微分散乱	微分散乱断面積
4	変位	前方	微分散乱	微分散乱断面積
5	変位	後方	全散乱	全断面積

A - 6 次の記述は、同軸線路の特性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。

- 通常、直流から TEM 波のみが伝搬する周波数帯で用いられる。
- 通常、最も遮断波長が長い  $TE_{11}$  波が発生する周波数より高い周波数領域では用いられない。
- 比誘電率  $\epsilon_s$  の誘電体が充てんされているときの特性インピーダンスは、比誘電率が 1 のときの特性インピーダンスの  $1/\epsilon_s$  倍となる。
- 比誘電率  $\epsilon_s$  の誘電体が充てんされているときの位相定数は、比誘電率が 1 のときの位相定数の  $\sqrt{\epsilon_s}$  倍となる。
- 抵抗損は周波数の平方根に比例して増加し、誘電体損は周波数に比例して増加する。

A - 7 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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。また、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  [ ] の給電線と負荷抵抗  $R$  [ ] とを、長さが  $l$  [m]、特性インピーダンスが  $Z$  [ ] 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  $Z_x$  [ ] は、位相定数を  $\beta$  [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$Z_x = Z \frac{R + jZ \frac{\text{A}}{\text{A}}}{Z + jR \frac{\text{A}}{\text{A}}} \quad [ ] \dots\dots$$

- (2) 1/4 波長整合回路では、 $l = \lambda / 4$  [m] であるから、 $\beta l$  は、次式となる。

$$\beta l = \text{B} \quad [\text{rad}] \dots\dots$$

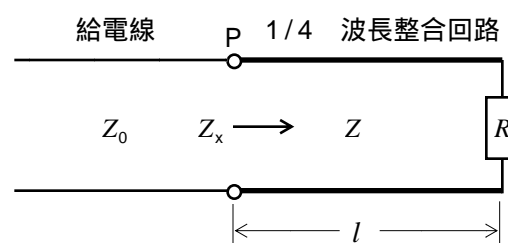
- (3) 式 を式 へ代入すれば、次式が得られる。

$$Z_x = \text{C} \quad [ ]$$

- (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  $Z$  [ ] は、次式で与えられる。

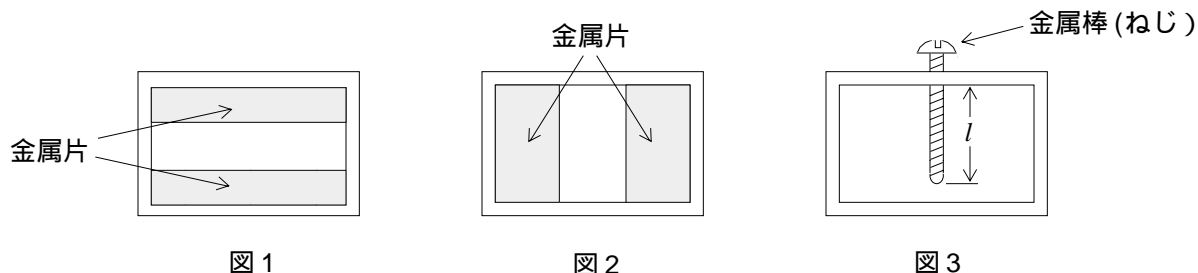
$$Z = \text{D} \quad [ ]$$

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



A - 8 次の記述は、図 1、図 2 及び図 3 に示す  $T_{10}$  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  $\lambda_g$  [m] とする。

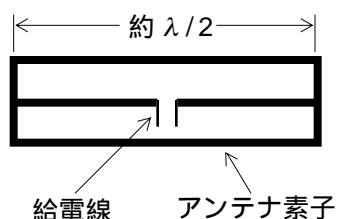
- (1) 導波管の管内に挿入された薄い金属片又は金属棒は、平行二線式給電線にリアクタンス素子を □A□ に接続したときのリアクタンス素子と等価な働きをするので、整合をとるときに用いられる。
- (2) 図 1 に示すように、導波管内壁の長辺の上下両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□B□ の働きをする。
- (3) 図 2 に示すように、導波管内壁の短辺の左右両側又は片側に管軸と直角に挿入された薄い金属片は、□C□ の働きをする。
- (4) 図 3 に示すように、導波管に細い金属棒（ねじ）が電界と平行に挿入されたとき、金属棒の挿入長  $l$  [m] が □D□ [m] よ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



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

A - 9 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 200 [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する。また、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- 1 0.8 [m]
- 2 1.0 [m]
- 3 1.2 [m]
- 4 1.4 [m]
- 5 1.6 [m]



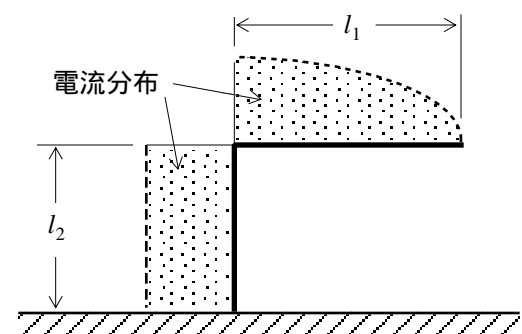
A - 10 次の記述は、平面波が有限な導電率の導体中へ浸透する深さを表す表皮厚さ（深さ） について述べたものである。□ 内に 入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、平面波はマイクロ波とし、 $e$  を自然対数の底とする。

- (1) 表皮厚さは、導体表面の電磁界強度が □ A □ に減衰するときの導体表面からの距離をいう。
- (2) 表皮厚さは、導体の導電率が □ B □ なるほど薄くなる。
- (3) 表皮厚さが厚くなるほど減衰定数は □ C □ なる。

	A	B	C
1	$1/(2e)$	大きく	小さく
2	$1/(2e)$	小さく	大きく
3	$1/(2e)$	大きく	大きく
4	$1/e$	小さく	大きく
5	$1/e$	大きく	小さく

A - 11 図に示すように、2.5〔MHz〕で共振する逆L型アンテナのメートル・アンペアを10〔m・A〕にするための水平部の長さ  $l_1$ 〔m〕及び垂直部の高さ  $l_2$ 〔m〕の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの電流分布は、垂直部は一様に分布し、水平部は正弦波状に分布するものとする。また、給電点電流を2〔A〕とする。

	$l_1$	$l_2$
1	12〔m〕	18〔m〕
2	14〔m〕	16〔m〕
3	18〔m〕	12〔m〕
4	23〔m〕	7〔m〕
5	25〔m〕	5〔m〕



A - 12 開口面の縦及び横の長さがそれぞれ 80〔cm〕及び66〔cm〕の角錐ホーンアンテナを、周波数 3〔GHz〕で使用したときの 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、電界( $E$ )面及び磁界( $H$ )面の開口効率を、それぞれ 0.75 及び 0.8 とする。

1 15〔dB〕	2 20〔dB〕	3 25〔dB〕	4 30〔dB〕	5 35〔dB〕
----------	----------	----------	----------	----------

A - 13 次の記述は、 $k$  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、地球の等価半径係数  $k$  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 回折  $k$  形フェージングの周期は、干渉  $k$  形フェージングの周期に比べて長い。
- 4 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。
- 5 干渉  $k$  形フェージングによる電界強度の変化は、反射点が大地であるときの方が海面であるときより大きい。

A - 14 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小さく、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短い。
- 2 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、マイクロ波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、ビーム幅が広くなり、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大きい。
- 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の遮へい、樹木による減衰及びビルディング反射などによるフェージングなどがある。

A - 15 次の記述は、メタルレンズ (電界面金属レンズ) 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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) メタルレンズは、導波管内では電磁波の □ A □ が自由空間の電磁波の速度より速くなる性質を応用したもので、図 1 に示  
すように電界に □ B □ な金属板で凹レンズを作って、球面波がレンズを通過する間に波面をそろえ、平面波になって放射す  
るようにしたものである。
- (2) 金属板の間隔  $d$  [m] は一定にする場合があるほか、図 2 に示すように外側に近いほど狭くして、電磁波の □ A □ が  
□ C □ なるようにする場合がある。 $d$  が  $\lambda/2$  [m] より □ D □ ときは、導波管の場合と同様に遮断領域となり、レンズ内で  
電波が減衰する。

	A	B	C	D
1	位相速度	直角	遅く	大きい
2	位相速度	平行	速く	小さい
3	位相速度	平行	遅く	大きい
4	群速度	平行	速く	大きい
5	群速度	直角	遅く	小さい

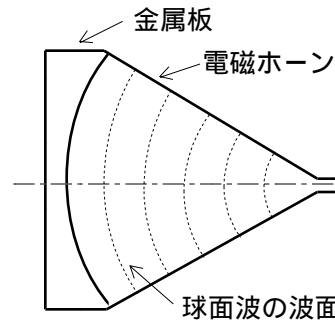


図 1 側面図

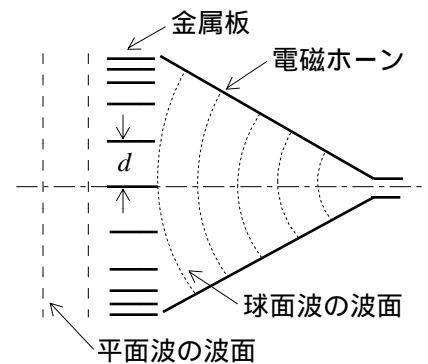
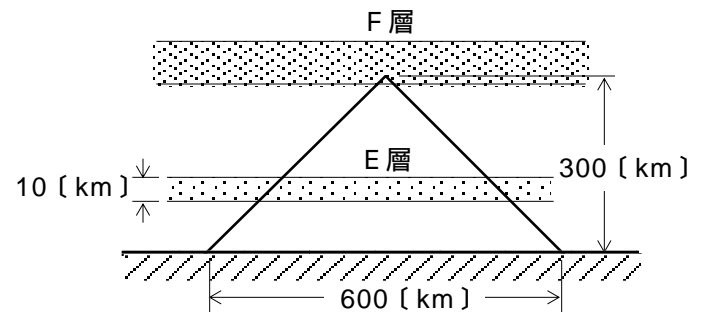


図 2 平面図

A - 16 図に示す送受信点間の距離が 600 [km] の短波 ( HF ) の電離層伝搬回線において、周波数 5 [MHz] の電波が F 層 1 回反射  
伝搬で受ける第一種減衰量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層での第一種減衰は無く、E 層の電子密  
度は、E 層内では一定で E 層以外では零とし、F 層の見掛けの高さを 300 [km]、E 層の厚さを 10 [km] とする。また、大  
地は水平な平面であり、電離層は大地に平行であるものとし、E 層の電子密度  $N$  を  $2 \times 10^{11}$  [個/m<sup>3</sup>]、E 層の電子の平均衝突  
回数  $\nu$  を  $10^5$  [回/s] とする。さらに、E 層で受ける 1 [km] 当たりの第一種減衰量  $\Gamma$  は、角周波数を  $\omega$  [rad/s] とすれば、  
次式で表される。

$$\Gamma = 4.6 \times 10^{-2} \frac{N\nu}{\omega^2 + \nu^2} \text{ [dB/km]}$$

- 1 27 [dB]  
2 30 [dB]  
3 32 [dB]  
4 35 [dB]  
5 38 [dB]



A - 17 高さ 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、高さ 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]、送信アンテナの相対利得を 6 [dB] とし、大地は平面であるものとする。

- 1 0.2 [mV/m]      2 0.5 [mV/m]      3 0.8 [mV/m]      4 1.1 [mV/m]      5 1.5 [mV/m]

A - 18 次の記述は、電波無響室 (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。混入する黒  
鉛の量によって吸収材料の誘電率が変わるので、図 1 に示すように、自由空間との □ ため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つ  
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を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	狭帯域	高い
2	整合	広帯域	低い
3	整合	広帯域	高い
4	遮断	広帯域	低い
5	遮断	狭帯域	高い

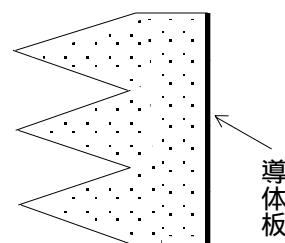


図 1

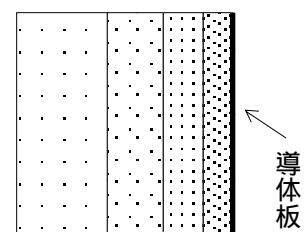


図 2

A - 19 次の記述は、利得の基準として用いられるマイクロ波標準アンテナの利得の校正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、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。また、送信電力を  $P_t$  [W]、受信電力を  $P_r$  [W] 及び波長を  $\lambda$  [m] とし、給電回路等の損失は無視するものとする。

- (1) 標準アンテナが 1 個のみのときは、図に示すように、アンテナから距離  $m$  離して正対させた反射板を用いて利得を測定することができる。利得  $G_0$  は、反射板のアンテナのある側と反対側に影像アンテナを考えれば、次式により求められる。

$$G_0 = \square A \times \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

- (2) 同じ標準アンテナが 2 個あるときは、一方を送信アンテナ、他方を受信アンテナとし、それぞれの偏波面を合わせ、最大指向方向を互に対向させて利得を測定する。利得  $G_1$  は、測定距離を  $d$  [m] とすれば、次式により求められる。

$$G_1 = \square B \times \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

- (3) 標準アンテナが 3 個あるときは、アンテナ 2 個ずつの三通りの組合せで、(2) と同様に利得を測定する。測定距離を  $d$  [m] とし、アンテナ A、B 及び C の利得をそれぞれ  $G_A$ 、 $G_B$  及び  $G_C$  とすれば、以下の連立方程式が得られる。この連立方程式を解くことにより、各アンテナの利得が求められる。ただし、アンテナ A、B 及び C の送信電力を  $P_{tA}$  [W]、 $P_{tB}$  [W] 及び  $P_{tC}$  [W]、受信電力を  $P_{rA}$  [W]、 $P_{rB}$  [W] 及び  $P_{rC}$  [W] とする。

$$\text{アンテナ A で送信、アンテナ B で受信: } G_A G_B = (\square B)^2 \times \frac{P_{rB}}{P_{tA}} \dots\dots$$

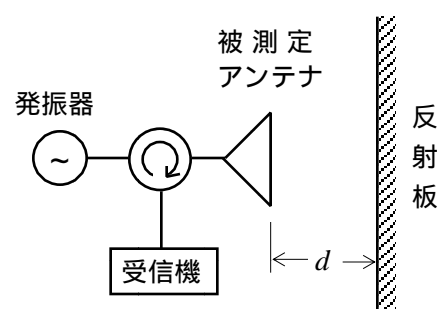
$$\text{アンテナ B で送信、アンテナ C で受信: } G_B G_C = (\square B)^2 \times \frac{P_{rC}}{P_{tB}} \dots\dots$$

$$\text{アンテナ C で送信、アンテナ A で受信: } G_C G_A = (\square B)^2 \times \frac{P_{rA}}{P_{tC}} \dots\dots$$

$G_A$  を式、 、 より解くと、次式が得られる。

$$G_A = \frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{P_{rB}}{P_{tA}}\right) \times (\square C) \times \left(\frac{P_{rA}}{P_{tC}}\right)}$$

	A	B	C
1	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{rC}}{P_{tB}}$
2	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{tB}}{P_{rC}}$
3	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{rC}}{P_{tB}}$
4	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{tB}}{P_{rC}}$
5	$\frac{4\pi d}{\lambda}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$	$\frac{P_{rC}}{P_{tB}}$



A - 20 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  $\lambda$  [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  $\Delta l$  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。

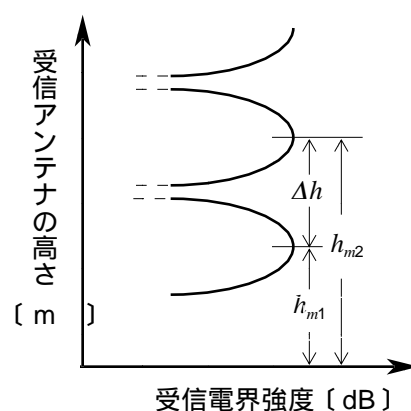
$$\Delta l = \square A \text{ [m]}$$

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。

$$E = 2E_0 \times \square B \text{ [V/m]}$$

- (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  $\Delta h$  は、 $\square C$  [m] である。

	A	B	C
1	$\frac{4h_1 h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
2	$\frac{4h_1 h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
3	$\frac{2h_1 h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
4	$\frac{2h_1 h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
5	$\frac{2h_1 h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$



B - 1 次の記述は、図 1 に示す分割同軸バルン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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、分割同軸給電線の 2 本の溝は長さが  $l$  [m] で、幅が無視できる程度に狭いものとし、同軸給電線及び平衡給電線の特性インピーダンスを、それぞれ  $Z_0$  [ ] 及び  $Z_p$  [ ] とし、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) 等価回路は図 2 で示され、同軸給電線と、インピーダンス  $Z_s$  が並列に接続された平衡給電線とを巻線比が □ ア の理想変成器によって結合したものとなっている。 $Z_s$  [ ] は、分割同軸給電線の特性インピーダンス  $W_s$  [ ] を用いて、次式によって表される。

$$Z_s = \text{□ イ} [ ] \dots\dots$$

- (2)  $l$  が □ ウ [m] のとき、上式より  $Z_s$  は無限大になり、同軸給電線の終端には □ エ [ ] の負荷のみが接続されて、インピーダンスの整合がとれるとともに平衡と不平衡の変換が行われる。

- (3)  $l$  が □ ウ [m] 以外ときには、式 で与えられるインピーダンスが  $Z_p$  に並列に接続されたかたちとなる。このとき、平衡と不平衡の変換は維持 □ オ 。

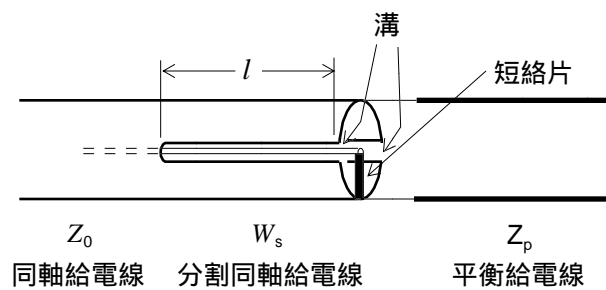


図 1

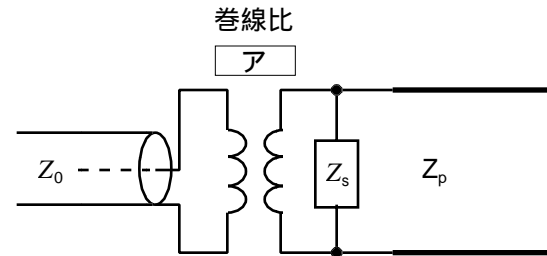


図 2

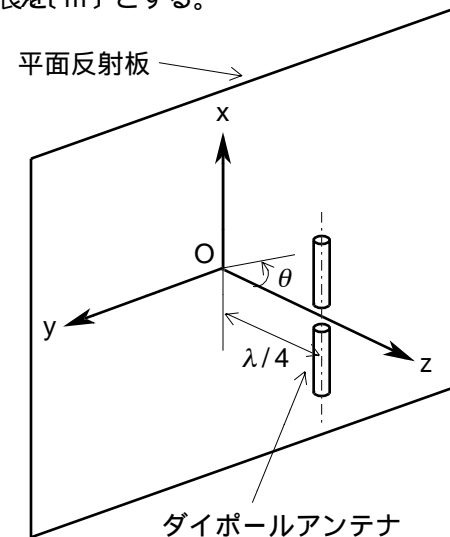
- |   |         |   |             |   |             |   |      |    |  |
|---|---------|---|-------------|---|-------------|---|------|----|--|
| 1 | 1: 4    | 2 | $\lambda/4$ | 3 | 1: 2        | 4 | される  | 5  | $j W_s \cot \left( \frac{2\pi}{\lambda} l \right)$ |
| 6 | $Z_p/2$ | 7 | $Z_p/4$     | 8 | $\lambda/2$ | 9 | されない | 10 | $j W_s \tan \left( \frac{2\pi}{\lambda} l \right)$ |

B - 2 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 空間ダイバーシティは、主に干渉性フェージングの影響を軽減するのに有効である。  
 イ 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小さいほど小さい。  
 ウ 周波数ダイバーシティは、主に選択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。  
 オ 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も得られる。

B - 3 次の記述は、図に示す平面反射板付きダイポー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、ダイポールアンテナの中心軸は、直交座標系の  $x$  軸に平行に、かつ、その給電点を  $z$  軸上に置き、また、平面反射板は  $xy$  平面上に、かつ、その中心を座標系の原点  $O$  に置くものとし、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) ダイポールアンテナが、平面反射板から  $z$  軸上の  $\lambda/4$  [m] の位置に置かれたときの指向性は、ダイポールアンテナをそのままにして平面反射板を取り除き、 $z$  軸上の □ ア [m] の位置に、ダイポールアンテナに流れる電流と □ イ の電流が流れるイメージ（影像）アンテナを置いたときの  $z$  軸上の正領域における指向性に等しい。ただし、平面反射板は、波長に比べて十分に大きいものとする。
- (2)  $z$  軸上の正領域の  $yz$  平面上で電波の放射方向と  $z$  軸とのなす角度を  $\theta$  [rad] とすると、指向性  $D(\theta)$  の大きさは □ ウ となり、 $z$  軸上に最大放射方向を持つ □ エ 指向性が得られるが、平面反射板の大きさが小さいと平面反射板の端部で生ずる □ オ の影響が無視できなくなる。



- |   |     |   |              |   |      |   |   |    |   |
|---|-----|---|--------------|---|------|---|---|----|---|
| 1 | 逆向き | 2 | 双方向          | 3 | 反射波  | 4 | $-\lambda/2$                                      | 5  | $\sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)$ |
| 6 | 回折波 | 7 | $-\lambda/4$ | 8 | 同じ向き | 9 | $2 \sin \left( \frac{\pi}{2} \cos \theta \right)$ | 10 | 単一  |

B - 4 次の記述は、アンテナの一般的な測定法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) 半波長ダイポールアンテナの特性を 300〔MHz〕で測定するとき、誘導電界の影響を無視できるようにするために、送信用のアンテナから離さなければならない距離は、通常 □ア□ 以上である。
- (2) パラボラアンテナの特性を比較法によって測定する場合、送信アンテナと受信アンテナ間の許容できる最小距離は、それぞれのアンテナの直径の □イ□ に比例し、波長に □ウ□ する。
- (3) 屋外で測定する場合、送信及び受信アンテナの地上高を共に測定距離に比べて十分に □エ□ 設定することにより、避けることが難しい大地反射波を積極的に利用して測定する方法がある。
- (4) 通常、超短波（VHF）帯以上の高い周波数帯のアンテナ測定に □オ□ が使われる主な理由は、壁面の周波数に対する特性を高い周波数ほど良好にすることができるからである。

- |        |      |        |               |            |
|--------|------|--------|---------------|------------|
| 1 低く   | 2 比例 | 3 3〔m〕 | 4 和           | 5 和の2乗     |
| 6 1〔m〕 | 7 高く | 8 反比例  | 9 電波無響室（電波暗室） | 10 シールドルーム |

B - 5 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導く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、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、極座標の原点に置かれた開口面アンテナから放射される電波の電力束密度を  $P(\theta, \phi)$ 〔W/sr〕、その最大放射方向の電力束密度を  $P(\theta, \phi)_{\max}$ 〔W/sr〕及び同じ位置に置かれた無指向性アンテナから放射される電波の電力束密度を  $P_a$ 〔W/sr〕とすると、指向性利得  $G$ （真数）は、次式で表される。

$$G = \frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{P_a} \dots\dots$$

- (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。

$$P_a = \frac{P_t}{4\pi} \dots\dots$$

- (3) 式 (2) を (1) に代入し、ビーム立体角を  $B$ 〔sr〕とすると、 $G$  は、次式で表される。

$$G = \frac{P_t}{P(\theta, \phi)_{\max} B} \dots\dots$$

- (4) 式 (3) 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。

$$P_t = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi P(\theta, \phi) \sin\theta d\theta \quad [\text{W}] \dots\dots$$

また、式 (4) 、 (3) 及び (2) から、 $B$  は、次式で表される。

$$B = \frac{\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi P(\theta, \phi) \sin\theta d\theta}{P(\theta, \phi)_{\max}} \quad [\text{sr}]$$

すなわち、 $P(\theta, \phi)_{\max}$  内の電力束密度が一様であるとしたとき、 $B$  は全放射電力を通過させるために必要な立体角であるから、この値が □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、指向性利得は大きくなる。

- (5) 水平及び垂直面内のビーム幅（3dB ビーム幅）をそれぞれ  $\theta_H$ 〔rad〕及び  $\theta_V$ 〔rad〕とすれば  $B \approx \theta_H \theta_V$  で近似できるから、 $\theta_H$  及び  $\theta_V$  を「度」で表したものを、それぞれ  $\theta_{Hd}$  及び  $\theta_{Vd}$  とし、これらを用い、式 (5) を書き直すと、次式が得られる。

$$G \approx \frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{P_a} \dots\dots$$

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

