

FB407

# 第一級陸上無線技術士「無線工学B」試験問題

(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

25問 2時間30分

A - 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  $\epsilon_0$  [F/m]、透磁率を  $\mu_0$  [H/m] として、電界  $E$  [V/m] が角周波数  $\omega$  [rad/s] で正弦的に変化しているものとする。

(1)  $E$  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。

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad \dots\dots$$

(2) 直角座標系  $(x, y, z)$  で、 $E$  が  $y$  だけの関数とすると、式より、以下の式が得られる。

$$\frac{d^2 E}{dy^2} + k^2 E = 0 \quad \dots\dots$$

(3) 式の解は、 $M$ 、 $N$  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。

$$E_z = M e^{-jk y} + N e^{+jk y} \quad \dots\dots$$

(4) 以下、式の右辺の第1項で表される  B のみを考える。 $ky$  が  $2\pi$  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  $\lambda$  となる。すなわち、周波数を  $f$  [Hz] とすると、 $\lambda =$   C [m] となる。

(5) 式の右辺の第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。

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

(6) 式より、 $E_z$  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。

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

(7) 式の両辺を時間  $t$  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。

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

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

A - 2 次の記述は、自由空間を伝搬する電波の偏波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。

- 電界の方向が大地に垂直な直線偏波を一般に垂直偏波という。
- 電界の方向が大地に平行な直線偏波を一般に水平偏波という。
- 電波の伝搬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  $\pi/2$  [rad] で、振幅が異なるとき、一般に楕円偏波という。
- 電波の伝搬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  $\pi$  [rad] で、振幅が異なるとき、一般に直線偏波という。
- 円偏波には回転方向があり、電波の伝搬方向に垂直な面上で、伝搬方向に向かって電界ベクトルが時間の経過とともに反時計回りの方向に回転するとき、一般に右旋円偏波という。

A - 3 次の記述は、アンテナの利得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。

- 相対利得の値は、絶対利得の値より約 2.15 [dB] 低い。
- 等方性アンテナの相対利得は、約 0.6 (真数) である。
- 微小ダイポールの相対利得の値は、完全半波長ダイポールアンテナの相対利得の値より約 0.39 [dB] 低い。
- 放射効率が 1 のアンテナの絶対利得は、指向性利得に等しい。
- アンテナが給電回路と整合しているときのアンテナの利得を  $G$  (真数)、不整合のときの反射損を  $M$  (真数) とすれば、アンテナの動作利得は、 $G/M$  と表される。ただし、 $\Gamma$  を反射係数とすれば、 $M = 1 - |\Gamma|^2$  である。

A - 4 次の記述は、半波長ダイポールアンテナの実効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] とする。

(1) 電界強度が  $E$  [V/m] の地点での電力束密度  $p$  は、次式で与えられる。

$$p = \square A \text{ [W/m}^2\text{]} \dots\dots$$

(2) 電界強度が  $E$  [V/m] の地点にある半波長ダイポールアンテナの放射抵抗を  $R$  [ ] とすると、最大電力 (受信有能電力)  $P_r$  は、次式で表される。

$$P_r = \square B \text{ [W]} \dots\dots$$

(3) 半波長ダイポールアンテナの実効面積  $A_e$  は、次式で定義されている。

$$A_e = P_r / p \text{ [m}^2\text{]}$$

したがって、式 及び から  $A_e$  は、次式で求められる。

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

	A	B	C
1	$\frac{E^2}{30\pi}$	$\frac{\lambda E^2}{\pi R}$	$\frac{30\lambda}{R}$
2	$\frac{E^2}{60\pi}$	$\frac{\lambda E^2}{\pi R}$	$\frac{60\lambda}{R}$
3	$\frac{E^2}{60\pi}$	$\frac{1}{4R} \left( \frac{\lambda}{\pi} E \right)^2$	$\frac{15\lambda^2}{\pi R}$
4	$\frac{E^2}{120\pi}$	$\frac{1}{4R} \left( \frac{\lambda}{\pi} E \right)^2$	$\frac{30\lambda^2}{\pi R}$
5	$\frac{E^2}{120\pi}$	$\frac{\lambda E^2}{\pi R}$	$\frac{120\lambda}{R}$

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 反射鏡面の修整を行うとともにその製作精度を向上させる。
- 2 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。
- 3 一次放射器の特性を改善して、ビーム効率を高くする。
- 4 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。
- 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 - 特性インピーダンスが  $30$  [ ] で、導線の直径が  $5$  [mm] の平行二線式線路の周波数  $10$  [MHz] における減衰定数 [dB/m] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、線路の単位長さ当りの抵抗、インダクタンス及びコンダクタンスをそれぞれ  $R$  [ /m]、 $L$  [H/m]、 $G$  [S/m] とし、角周波数は  $\omega$  [rad/s] で、 $R = \omega L$ 、 $G = 0$  とする。また、導線 1 本の単位長さ当りの高周波抵抗は、周波数を  $f$  [MHz]、直径を  $d$  [mm] とすると、次式で表される。通常、伝送回路の場合には減衰量にネ - パ [Np] という単位が用いられており、 $1$  [Np] =  $86.86$  [dB] である。

$$R_0 = \frac{0.0832\sqrt{f}}{d} \text{ [ /m]}$$

- 1  $2.4 \times 10^{-3}$  [dB/m] 2  $4.8 \times 10^{-3}$  [dB/m] 3  $6.8 \times 10^{-3}$  [dB/m] 4  $8.0 \times 10^{-3}$  [dB/m] 5  $9.6 \times 10^{-3}$  [dB/m]

A - 次の記述は、同軸線路と導波管の伝送モード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) 同軸線路は、通常、□ A モードで用いられ、広帯域で良好な伝送特性を示す。

(2) 方形導波管は、通常、TE<sub>10</sub>モードのみを伝送するため、 $a = 2b$  に選び、 $a < \square B$  を満足する波長範囲で用いる。ただし、導波管の断面内壁の長辺を  $a$  [m]、短辺を  $b$  [m]、波長を [m] とする。

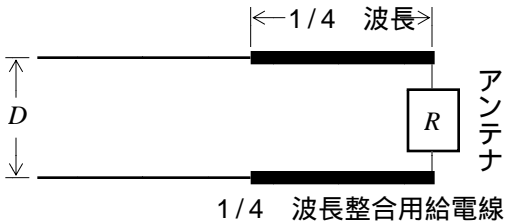
(3) 円形導波管のTE<sub>01</sub>モードは、周波数が□ C なるほど減衰定数の値が低下する性質があるが、導波管の曲った所で他のモードが発生し、伝送損の増加や伝送波形にひずみを生ずることがある。

	A	B	C
1	TE	$2a$	低く
2	TE	$3a$	高く
3	TEM	$3a$	高く
4	TEM	$2a$	高く
5	TEM	$2a$	低く

A - 8 図に示すように、平行二線式給電線と放射抵抗が  $R$  [ ] のアンテナとの間に長さが  $1/4$  波長の給電線を挿入して整合をとるときの整合用給電線の直径の値として、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直径を  $d$  [m]、線間距離を  $D$  [m] とすると、その特性インピーダンス  $Z_0$  [ ] は、次式で与えられるものとし、 $d = 2$  [mm]、 $D = 100$  [mm] とする。また、整合用給電線の線間距離を  $100$  [mm] とし、 $R = 138$  [ ] とする。

$$Z_0 = 276 \log_{10} \frac{2D}{d} \quad [ \quad ]$$

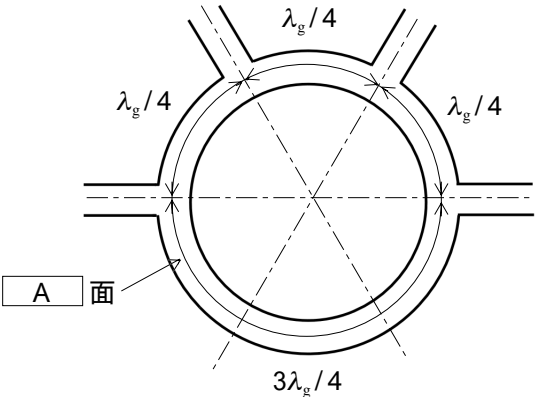
- 1 10 [mm]
- 2 15 [mm]
- 3 17 [mm]
- 4 20 [mm]
- 5 23 [mm]



A - 9 次の記述は、図に示す導波管で構成されたラットレース回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。ただし、管内波長を  $\lambda_g$  [m] 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。

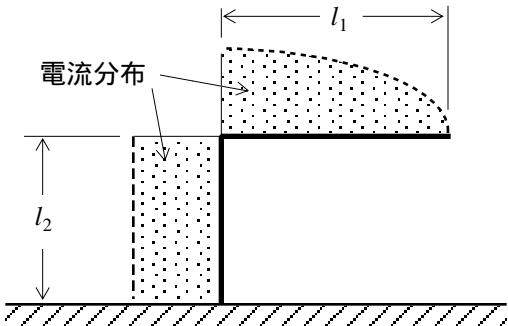
- (1) 導波管の [ A ] 面を環状にして、全長を  $6\lambda_g/4$  [m] とし、間隔を  $\lambda_g/4$  [m] 及び  $3\lambda_g/4$  [m] として、四本の [ A ] 分岐を設けた構造である。
- (2) 分岐 からの入力、左右に分離して、分岐 では行路差が  $\lambda_g$  [m] になるために同相となり、分岐 では行路が同じために同相となる。したがって、分岐 と には出力が得られる。しかし、分岐 では行路差が [ B ] [m] になるために、出力は得られない。同様に、分岐 からの入力、分岐 [ C ] に出力される。
- (3) レーダー装置では、この回路を用い、例えば、分岐 [ D ] 接続した受信機を分岐 に接続した送信機の大送信出力から保護し、かつ、分岐 に接続した一つのアンテナを送受共用にすることが行われている。

	A	B	C	D
1	E	$\lambda_g/4$	と	
2	E	$\lambda_g/2$	と	
3	E	$\lambda_g/4$	と	
4	H	$\lambda_g/4$	と	
5	H	$\lambda_g/2$	と	



A - 10 図に示すように、3 [MHz] で共振する逆L型アンテナのメートル・アンペアを  $20$  [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  $4$  [A] とする。

	$l_1$	$l_2$
1	5 [m]	20 [m]
2	11 [m]	14 [m]
3	16 [m]	9 [m]
4	20 [m]	5 [m]
5	22 [m]	1 [m]

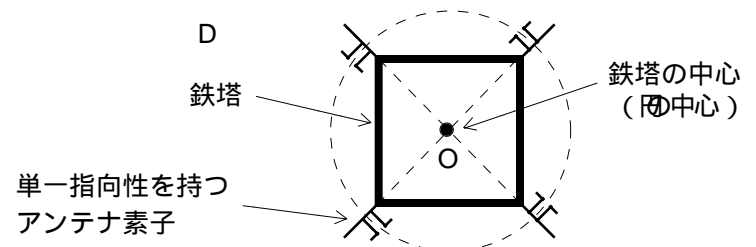


A - 11 次の記述は、図に示すスキューアンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

スキューアンテナは、鉄塔幅が波長に比べて非常に大きい場合や鉄塔に既に別のアンテナが設置されているため新たにその場所にアンテナを設置することが難しい場合などに用いられている。

- (1) 単一指向性を持つアンテナ素子を複数個用いるもので、例えば、反射板付きダイポールアンテナ 4 個を中心が鉄塔の中心と同じ円の円周上に対称に配置する。各アンテナから電波を円の接線方向に放射させ、これらの電波が合成されて水平面内ではほぼ □ A の指向性が得られるようにしている。なお、水平面内の指向性は、アンテナ素子を配置した円の半径を変えると □ B に変化する。
- (2) 給電方法には、 □ C ダイプレクサを用いて各アンテナ素子を同位相、同振幅の電流で励振する方法と、 □ D ダイプレクサを用いて隣接の素子を  $\pi/2$  [rad] の位相差で励振する方法とがある。

	A	B	C	
1	8 字形	不規則	ブリッジ	ノッチ
2	8 字形	周期的	ノッチ	ブリッジ
3	円形状	周期的	ノッチ	ブリッジ
4	円形状	不規則	ブリッジ	ノッチ
5	円形状	周期的	ブリッジ	ノッチ



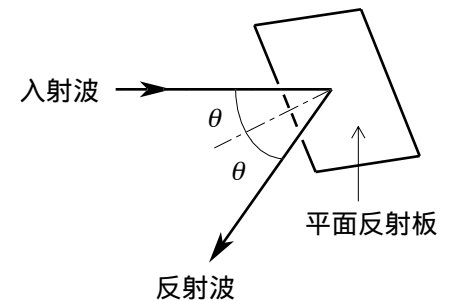
A - 12 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電アンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 無給電アンテナに用いられる平面反射板は、入射波の波源となる励振アンテナからの距離によって遠隔形平面反射板と近接形平面反射板に分けられる。このうち遠隔形平面反射板は、励振アンテナの □ A にあるものをいう。
- (2) 平面反射板の有効投影面積  $S_e$  は、平面反射板の実際の面積を  $S$  [m<sup>2</sup>]、入射角を  $\theta$  [rad]、平面反射板の面精度などによって決まる開口効率を  $\alpha$  とすれば、次式で表される。

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

- (3)  $2\theta$  が □ C になる場合には、平面反射板を 2 枚用いれば開口効率の低下を少なくすることができる。

	A	B	C
1	フレネル領域	$\alpha S \cos \theta$	鈍角
2	フレネル領域	$\alpha S \sin \theta$	鋭角
3	フラウンホーファ領域	$\alpha S \cos \theta$	鈍角
4	フラウンホーファ領域	$\alpha S \sin \theta$	鋭角
5	フラウンホーファ領域	$\alpha S \sin \theta$	鈍角



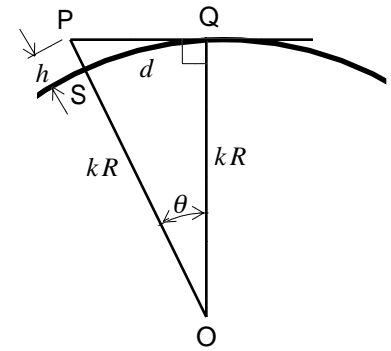
A - 13 次の記述は、カセグレンアンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (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、高利得で、サイドローブの特性が良好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	一次放射器	修整	大きい
2	一次放射器	修整	小さい
3	一次放射器	小さく	小さい
4	主反射鏡	修整	大きい
5	主反射鏡	小さく	小さい

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、等価地球の半径を  $kR$  [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  $Q$ 、 $POQ$  を  $\theta$  [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。

$$kR = k(R + h) \times \boxed{A} \dots$$

式 を  $kR$  について整理すると次式が成り立つ。

$$h \times \boxed{A} = kR (1 - \boxed{A}) \quad \text{---} R \times \sin^2 \frac{\theta}{2} \dots$$

$$\theta = \boxed{B} \text{ [rad] であり、} d = kR \text{ とすると、次式が成り立つ。}$$

$$\cos \theta = 1 - \sin^2 \frac{\theta}{2} \quad \dots$$

(2)  $\theta$  及び式 を式 に代入すると、 $d$  は次式で与えられる。

$$d = \boxed{C} \text{ [m]}$$

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

A - 15 次の記述は、対流圏伝搬におけるフェージング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  $k$  とする。

- (1) シンチレーションフェージングは、□  $A$  の不規則な変動により生ずる。  
 (2) 干渉性  $k$  形フェージングは、直接波と □  $B$  の干渉が  $k$  の変動に伴い変化するために生ずる。  
 (3) 回折性  $k$  形フェージングは、電波通路と大地とのクリアランスが十分でないとき、 $k$  の変化に伴い大地による回折損が変動することにより生ずる。 $k$  が小さくなると回折損が □  $C$  なる。

A			B	A			B	C
1	大気の屈折率	大地反射波	大きく	4	太陽フレア	大地反射波	大きく	
2	大気の屈折率	散乱波	小さく	5	太陽フレア	散乱波	小さく	
3	大気の屈折率	散乱波	大きく					

A - 16 超短波 ( VHF ) 帯の地上波の見通し距離内における電界強度 [V/m] の近似式として、正しいものを下の番号から選べ。  
 ただし、送信アンテナ及び受信アンテナの高さをそれぞれ  $h_1$  [m] 及び  $h_2$  [m]、両アンテナ間の距離を  $d$  [m]、放射電力を  $P_t$  [W]、送信アンテナの相対利得を  $G$  (真数)、波長を  $\lambda$  [m]、自由空間電界強度を  $E_0$  [V/m] とすると、 $|E|$  は、次式で与えられる。また、伝搬路は平面大地で、かつ大地の反射係数は -1 とし、送受信アンテナは、互いに最大放射方向に向けられ、 $2\pi h_1 h_2 / (\lambda d) < 0.5$  [rad] とする。なお、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。

$$|E| = 2 E_0 \times \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right| \text{ [V/m]}$$

$$1 \quad |E| = \frac{44 G P_t h_1 h_2}{\lambda d} \quad 2 \quad |E| = \frac{88 G P_t h_1 h_2}{\lambda d} \quad 3 \quad |E| = \frac{44 \sqrt{G P_t h_1 h_2}}{\lambda d^2} \quad 4 \quad |E| = \frac{88 \sqrt{G P_t h_1 h_2}}{\lambda d^2} \quad 5 \quad |E| = \frac{88 G P_t h_1 h_2}{\lambda d^2}$$

A - 17 次の記述は、デリンジャ現象 ( SID ) 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。

- SID の継続時間は、10 数分から数 0 分の場合が多く、日照半球の太陽直下で最も影響が大きい。
- SID による D 層と E 層の電子密度の急激な増加は、短波 ( HF ) 帯の電波を異常に減衰させて通信不能な状態にするがある。
- SID が起こる原因は、太陽フレアにより、D 層の電子密度が急上昇し、ここで電波が吸収されるためである。
- SID による電波の減衰は、短波 ( HF 帯) では比較的低い方の周波数が最も影響を受ける。
- SID による D 層の実効反射高度の低下に伴い、超長波 ( VLF ) 帯の電波の位相進み及び受信電界強度の減少が引き起これる。

A - 18 次の記述は、図に示す構成例を用いるアンテナ雑音温度の測定方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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 低雑音アンテナの雑音温度を測定するときは、標準雑音源として液体ヘリウムなどで冷却した□A□を使う。  
 (2) 最初にスイッチ SW を 1 にして、減衰器の減衰量の値を ( $L_1 > 1$ ) にしたとき、試験アンテナの雑音温度を  $T_A$  [K]、周囲温度を  $T_0$  [K] とすると、そのときの検出器の指示値  $T_{out}$  [K] は、次式で表される。

$$T_{out} = \frac{T_A}{L_1} + \square B \text{ [K]}$$

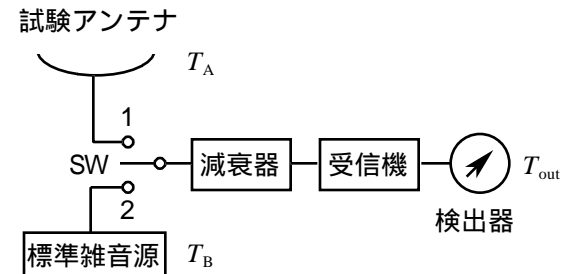
- (3) 次に SW を 2 にして、検出器の指示値が(2)の場合と同じ大きさになるように減衰器を調整する。そのときの減衰量の値を  $L_2$  ( $L_2 > 1$ ) とし、標準雑音源の雑音温度を  $T_B$  [K]、周囲温度を  $T_0$  [K] とすると、 $T_{out}$  [K] は、次式で表される。

$$T_{out} = \frac{T_B}{L_2} + \square C \text{ [K]}$$

$$\text{したがって、} \frac{T_A}{L_1} + \square B = \frac{T_B}{L_2} + \square C$$

これより、 $T_A$  は次式によって求められる。

$$T_A = T_0 + \square D \text{ [K]}$$

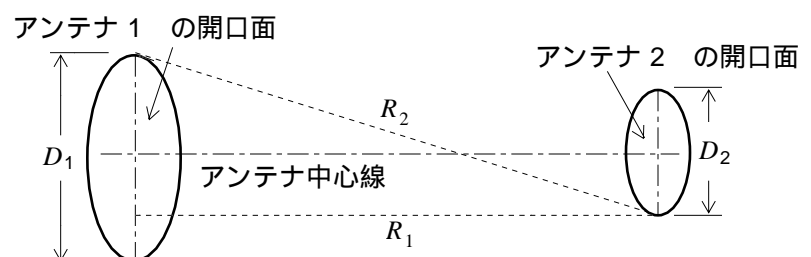


	A	B	C	D
1	電磁ホーン	$\left(1 - \frac{T_0}{L_1}\right)$	$\left(1 - \frac{1}{L_2}\right)T_0$	$\frac{L_1}{L_2}(T_B + T_0)$
2	電磁ホーン	$\left(1 - \frac{1}{L_1}\right)T_0$	$\left(1 - \frac{T_0}{L_2}\right)$	$\frac{L_2}{L_1}(T_B - T_0)$
3	終端抵抗	$\left(1 - \frac{1}{L_1}\right)T_0$	$\left(1 - \frac{1}{L_2}\right)T_0$	$\frac{L_1}{L_2}(T_B - T_0)$
4	終端抵抗	$\left(1 - \frac{1}{L_1}\right)T_0$	$\left(1 - \frac{T_0}{L_2}\right)$	$\frac{L_1}{L_2}(T_B - T_0)$
5	終端抵抗	$\left(1 - \frac{T_0}{L_1}\right)$	$\left(1 - \frac{1}{L_2}\right)T_0$	$\frac{L_1}{L_2}(T_B + T_0)$

A - 19 次の記述は、自由空間において開口面の直径が波長に比べて十分大きなアンテナの利得を測定する場合に考慮しなければならない送受信アンテナ間の最小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。

- (1) 図に示すように、アンテナ 1 及びアンテナ 2 を距離 [m] 離して対向させたとき、アンテナ 1 の開口面上の任意の点とアンテナ 2 の開口面上の任意の点の間の距離が一定でないため、両アンテナの開口面上の任意の点の間を伝搬する電波の相互間に位相差が生じ、測定誤差の原因となる。  
 (2) 最大の誤差は、両アンテナの開口面上の 2 点間の最長距離  $R_2$  [m] と最短距離  $R_1$  [m] との差によって決まり、その差  $\Delta R$  は、次式によって表される。ただし、アンテナ 1 及びアンテナ 2 の開口面の直径をそれぞれ  $D_1$  [m] 及び  $D_2$  [m] とし、 $D_1 + D_2$   $R_1$  とする。

$$\begin{aligned} \Delta R &= R_2 - R_1 \\ &= \sqrt{R_1^2 + \left(\frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{2}\right)^2} - R_1 \\ &\approx \square A \text{ [m]} \end{aligned}$$



- (3) 通路差による測定利得の誤差を 2 [%] 以内にするには、波長を  $\lambda$  [m] とすれば、通路差  $\Delta R$  が□B□以下であればよいことが知られているので、両アンテナ間の最小距離  $R_{min}$  は、次式で表される。

$$R_{min} = \square C \text{ [m]}$$

	A	B	C	A	B	C
1	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\lambda / 4$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{2\lambda}$	4	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
2	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\lambda / 2$	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4\lambda}$	5	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{4R_1}$	$\frac{4(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$
3	$\frac{(D_1 + D_2)^2}{8R_1}$	$\lambda / 16$	$\frac{2(D_1 + D_2)^2}{\lambda}$			

A - 20 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、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、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 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  $d$  [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。

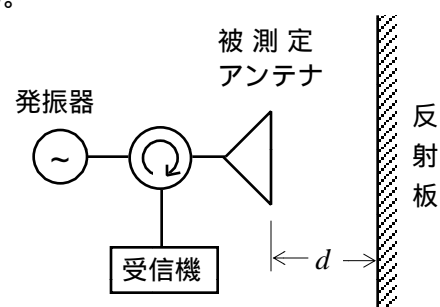
$$G_1 = \square B \times \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$$

- (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 X、Y 及び Z の利得をそれぞれ  $G_X$ 、 $G_Y$  及び  $G_Z$  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 X、Y 及び Z の送信電力を  $P_{tX}$  [W]、 $P_{tY}$  [W] 及び  $P_{tZ}$  [W]、受信電力を  $P_{rX}$  [W]、 $P_{rY}$  [W] 及び  $P_{rZ}$  [W] とする。

$$\text{アンテナ X で送信、アンテナ Y で受信： } G_X G_Y = (\square B)^2 \times \frac{P_{rY}}{P_{tX}} \dots\dots$$

$$\text{アンテナ Y で送信、アンテナ Z で受信： } G_Y G_Z = (\square B)^2 \times \frac{P_{rZ}}{P_{tY}} \dots\dots$$

$$\text{アンテナ Z で送信、アンテナ X で受信： } G_Z G_X = (\square B)^2 \times \frac{P_{rX}}{P_{tZ}} \dots\dots$$



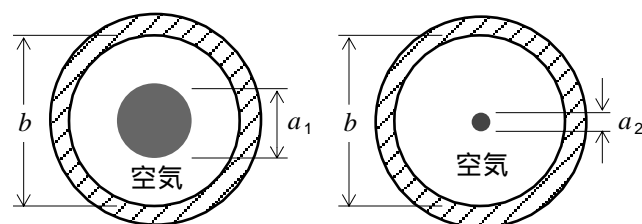
$G_X$  を式、 、 より解くと、次式が得られる。

$$G_X = \frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{P_{rY}}{P_{tX}}\right) \times (\square C) \times \left(\frac{P_{rX}}{P_{tZ}}\right)}$$

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

B - 1 次の記述は、特性インピーダンスが 200 [ ] の同軸ケーブルと比較したときの特性インピーダンスが 50 [ ] の同軸ケーブルの特徴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、図に示すように、二つの同軸ケーブルの外部導体の内径は等しく、内部導体の外径は異なるものとし、外部導体と内部導体の間には空気が充てんされているものとする。

- ア 内部導体の外径が小さい。  
 イ 減衰定数が小さい。  
 ウ 伝送できる電力容量が小さい。  
 エ 耐電圧が大きい。  
 オ  $TE_{11}$  モードの遮断周波数が低い。



$b$  : 外部導体の内径  
 $a_1$ 、 $a_2$  : 内部導体の外径

B - 2 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、ホーンの長さが充分長く開口面上で電磁界の□イが一樣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  $\lambda$  [m]、開口面積を  $A$  [m<sup>2</sup>] 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、周辺部より進むためである。位相を揃えて利得を上げるために、パラボラ形反射鏡や□オと組み合わせて用いる。

1 反射	2 振幅	3 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$	4 長さ	5 電波レンズ
6 屈折	7 位相	8 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$	9 開き角	10 コーナレフレクタ

B - 3 次の記述は、パラボラアンテナの開口面から放射される電波が平面波となる理由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) 図に示すように、回転放物面の焦点を F、中心を O、回転放物面上の任意の点を P とすれば、F から P までの距離 FP と P から準線に下ろした垂線の足 Q との距離 PQ との間には、次式の関係がある。

$$PQ = \square \text{ア} \dots\dots$$

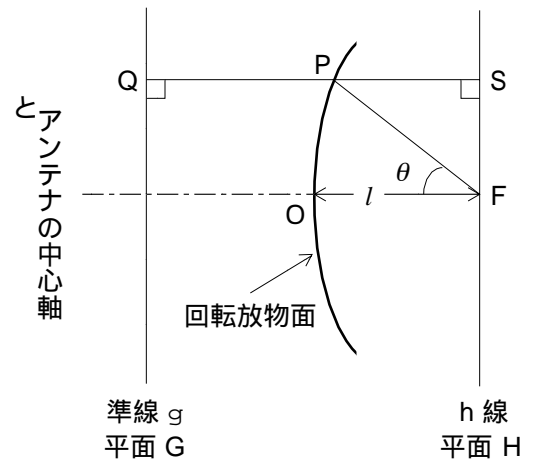
- (2) F を通り h に平行な直線を h 線とし、P から h に下ろした垂線の足を S とすれば、F から P を通って S に至る距離 FP + PS は、式 (1) の関係から、次式で表される。

$$FP + PS = \square \text{イ}$$

- (3) 焦点 F に置かれた等方性波源より放射され、回転放物面で反射されたすべての電波は、アンテナの中心軸に垂直で g を含む平面 G を見掛け上の □ウ として、アンテナの中心軸に平行に、G に平行で h を含む平面 H □エ の平面波として到達する。

- (4) F から放射され回転放物面で反射されて H に至る電波通路の長さはすべて等しいから、放射角度  $\theta = 0$  のときの電波通路の長さと  $\theta \neq 0$  のときの電波通路の長さも等しく、FP + PS を焦点距離 l で表すと、次式が成り立つ。

$$FP + PS = \square \text{オ} \times l$$



- |   |                  |   |                  |   |     |   |     |    |   |
|---|------------------|---|------------------|---|-----|---|-----|----|---|
| 1 | $2\overline{FP}$ | 2 | $2\overline{PQ}$ | 3 | 波源  | 4 | 同位相 | 5  | 2 |
| 6 | $\overline{FP}$  | 7 | $\overline{QS}$  | 8 | 反射点 | 9 | 逆位相 | 10 | 4 |

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。  
 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大きい。  
 ウ 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。  
 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、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。

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  $Z_L$  [ ] 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  $Z_0$  [ ] である。アンテナ側を見たインピーダンスが最大値  $Z_{\max}$  [ ] 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。

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

- (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。

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

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。

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

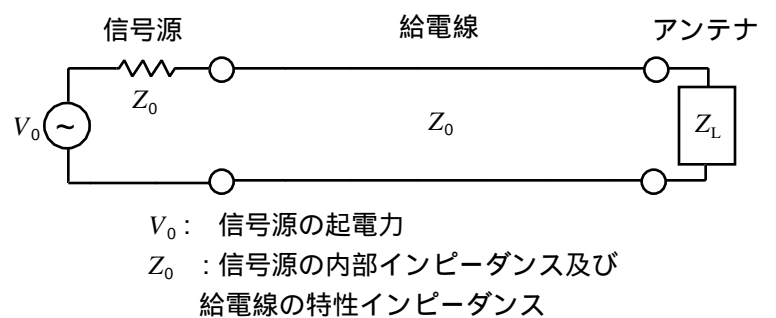
- (3) アンテナと給電線が整合していないために生ずる反射損 M は、式 (2) と (3) から次式となる。

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

- (4) アンテナの動作利得  $G_w$ （真数）の定義と式 (3) から、 $G_w$  は次式で与えられる。

$$G_w = \square \text{オ}$$

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