

FB101

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、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、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。また、媒質は等方性、非分散性、線形として、誘電率を ϵ [F/m]、透磁率を μ [H/m] 及び導電率を σ [S/m] とする。

- (1) 電界 E [V/m] と磁界 H [A/m] に関するマクスウェルの方程式は、時間を t [s] とすると、次式で表される。

$$\text{A} \quad H = \sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad \dots\dots$$

$$\text{A} \quad E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad \dots\dots$$

- (2) E と H が共に角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているとき、 E と H は、それぞれ次式で表される。

$$E = E_0 e^{j\omega t} \quad \dots\dots$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} \quad \dots\dots$$

ここで、 E_0 、 H_0 は、時間に依存しない定数とする。

- (3) 式 を式 へ代入すると、次式が得られる。

$$\text{A} \quad H = (\text{B}) E \quad \dots\dots$$

式 を式 へ代入すると、次式が得られる。

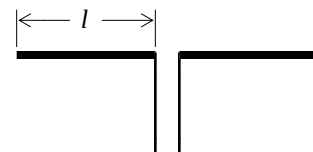
$$\text{A} \quad E = \text{C} H \quad \dots\dots$$

式 と式 より、 E 、あるいは、 H に関する波動方程式が得られる。

	A	B	C
1	・	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
2	・	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$
3	×	$\sigma - j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
4	×	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$
5	×	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$

- A - 図に示す半波長ダイポールアンテナを 10 [MHz] で用いるとき、アンテナの入力インピーダンスを純抵抗にするための素子の長さ l の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ素子の導体は無損失とし、アンテナ素子の 1/4 波長に相当する長さとして直径で求められる特性インピーダンスは、368 [Ω] とする。

- 1 0.60 [m]
2 0.63 [m]
3 0.67 [m]
4 0.72 [m]
5 0.77 [m]



- A - 3 周波数が 100 [MHz]、電界強度が 2 [mV/m] の電波を、素子の太さが等しい二線式折返し半波長ダイポールアンテナで受信した場合の最大受信機入力電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ回路 (給電線を含む) と受信機の入力回路は整合しており、アンテナの最大感度の方向は到来電波の方向と一致しているものとする。

- 1 0.6 [mV] 2 0.9 [mV] 3 1.2 [mV] 4 1.9 [mV] 5 2.5 [mV]

- A - 4 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。

- 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小さい。
- 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。
- 自己補対アンテナの比帯域幅は、八木アンテナの比帯域幅より小さい。
- 進行波アンテナの比帯域幅は、八木アンテナの比帯域幅より大きい。
- ロビックアンテナの比帯域幅は、半波長ダイポールアンテナを規則正しく配列したビームアンテナの比帯域幅より大きい。

A - 5 次の記述は、図に示すパラボラアンテナの動作原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、図の放物線は放物面の中心 O 及び焦点 F を含む任意の断面を示し、この放物線の準線を g とする。

(1) F から放物線上の任意の点 P までの距離と P から g に下ろした垂線の足 Q までの距離との間には、次式の関係がある。

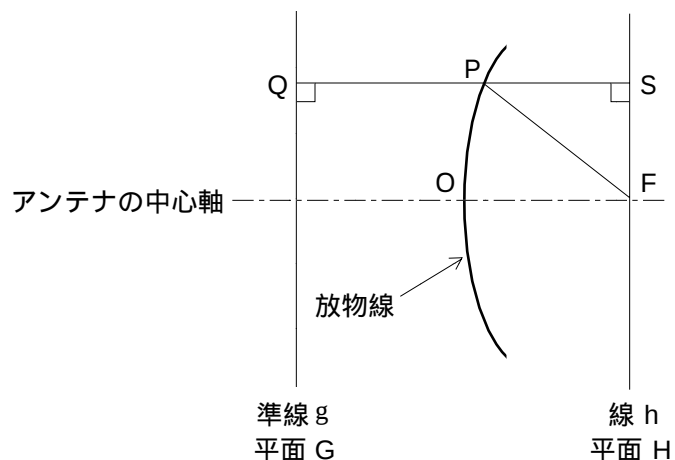
$$\overline{PQ} = \square A \dots\dots$$

(2) F を通り g に平行な直線を線 h 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 までの距離と P から S までの距離との関係から次式となる。

$$\overline{FP} + \overline{PS} = \square B$$

(3) したがって、F に置かれた等方性波源より放射され、パラボラアンテナの放物面で反射されたすべての電波は、パラボラアンテナの軸と平行で、かつ、パラボラアンテナの軸に直角で g を含む平面 G を見掛け上の□Cとして、平面 G に平行な h を含む平面 H へ同位相の平面波として到達する。

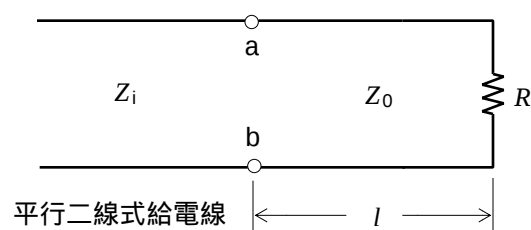
	A	B	C
1	$\overline{2FP}$	$\overline{QS}$	波源
2	$\overline{2FP}$	$\overline{2PQ}$	反射点
3	$\overline{FP}$	$\overline{QS}$	反射点
4	$\overline{FP}$	$\overline{2PQ}$	反射点
5	$\overline{FP}$	$\overline{QS}$	波源



A - 6 図に示すように、特性インピーダンスが Z_i [Ω] の平行二線式給電線と負荷抵抗 R [Ω] との間に特性インピーダンスが Z_0 [Ω] で、長さが l [m] の給電線をそう入して整合させた場合の Z_0 と l 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、端子 ab から負荷側を見たインピーダンス Z_{ab} [Ω] は、波長を λ [m] とすると次式で与えられる。また、各線路は無損失線路とし、 R 、 Z_i 、 Z_0 の値は、それぞれ異なり、 n は 0 又は正の整数とする。

$$Z_{ab} = Z_0 \left(\frac{R \cos(2\pi l / \lambda) + j Z_0 \sin(2\pi l / \lambda)}{Z_0 \cos(2\pi l / \lambda) + j R \sin(2\pi l / \lambda)} \right)$$

	Z_0		l	
1	$Z_0 = \sqrt{RZ_i}$	[Ω]	$\lambda/2$	$n\lambda/4$ 0m
2	$Z_0 = \sqrt{RZ_i}$	[Ω]	$\lambda/4$	$n\lambda/2$ 0m
3	$Z_0 = \sqrt{RZ_i/2}$	[Ω]	$\lambda/4$	$n\lambda/4$ 0m
4	$Z_0 = \sqrt{RZ_i/2}$	[Ω]	$\lambda/8$	$n\lambda/2$ 0m
5	$Z_0 = \sqrt{RZ_i/2}$	[Ω]	$\lambda/8$	$n\lambda/4$ 0m

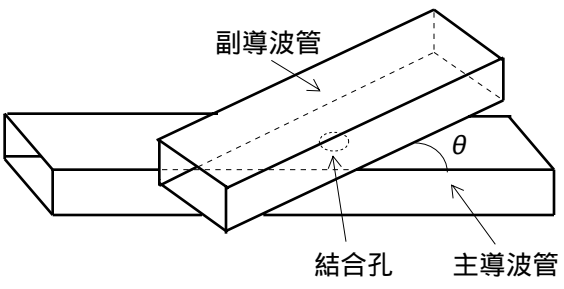


A - 7 特性インピーダンスが 50 [Ω] の無損失給電線の受端に接続された負荷への入射波電圧が 70 [V]、反射波電圧が 30 [V] であるとき、電圧波節から負荷側を見たインピーダンスの大きさとして、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 10 [Ω]
- 2 20 [Ω]
- 3 30 [Ω]
- 4 40 [Ω]
- 5 50 [Ω]

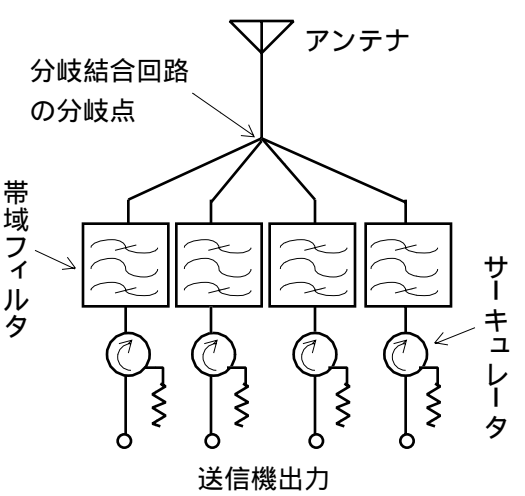
A - 8 次の記述は、図に示す主導波管と副導波管を交差角 θ を持たせて重ね合わせて結合孔を設けたベータ孔方向性結合器について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、導波管内の伝送モードは、 TE_{10} とし、 θ は、 90° より小さいものとする。

- 1 主導波管と副導波管は、H 面を重ね合わせる。
- 2 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。
- 3 電界結合した電磁波の大きさは、 θ に無関係であるが、磁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。
- 4 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。
- 5 2 結合孔方向性結合器のように通路差を利用しないので、広帯域で使用する事ができる。



A - 9 次の記述は、図に示す帯域フィルタを用いた送信アンテナ共用装置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。

- (1) 移動通信などの1つの基地局に多数の無線チャネルが設置される場合、送信電波の □ A □ 変調や送信機から受信機への干渉を防止するため、送信アンテナ相互間及び送信アンテナと受信アンテナ間で所要の □ B □ を得る必要がある。この □ B □ は、アンテナを垂直又は水平に、一定の間隔をおいて配置することにより得られるが、送信機の数が増えると広い場所が必要になるため、送信アンテナ共用方式が用いられることが多い。
- (2) 1つの送信機出力は、サーキュレータとその送信周波数の帯域フィルタを通してアンテナに向かう。他の送信機に対しては、分岐結合回路の分岐点から各帯域フィルタまでの線路の長さを送信波長の $1/4$ の □ C □ とし、先端を短絡した $1/4$ 波長の □ C □ の長さの給電線と同じ働きになるようにして、分岐点から見たインピーダンスが無限大になるようにしている。
- (3) しかし、一般に分岐点から見たインピーダンスが無限大になることはないで、他の3つの送信周波数のそれぞれの帯域フィルタのみでは十分な □ B □ が得られない。このため、さらにサーキュレータの吸収抵抗で消費させ、他の送信機への回り込みによる再放射や受信機への干渉を防いでいる。



A	B	C
1 相互	動作減衰量	奇数倍
2 相互	結合減衰量	偶数倍
3 相互	結合減衰量	奇数倍
4 過	動作減衰量	偶数倍
5 過	動作減衰量	奇数倍

A - 10 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。

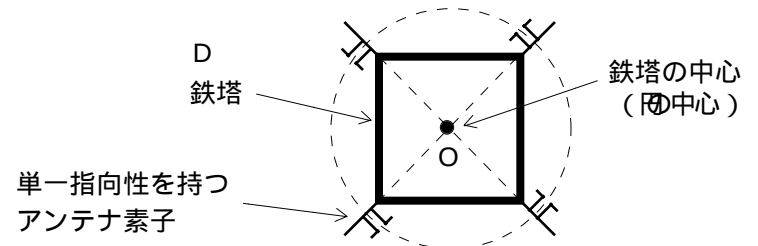
- 1 平面反射板と入射波の波源となる励振アンテナとの距離がフラウンホーファ領域にあるものを近接形平面反射板という。
- 2 平面反射板は、給電線を用いないので給電線が長くなる場合に生ずる損失はなく、ひずみの発生なども少ない。また、フレネル領域で励振アンテナの開口面積と同程度の大きさの平面反射板を置くと、励振アンテナによる電波のビームを大きな損失なく反射させることができる。
- 3 平面反射板により電波通路を変えて通信回線を構成する場合、熱雑音の増加、偏波面の調整、他回線への干渉などに注意する必要がある。
- 4 励振アンテナに近接して平面反射板を設けて電波通路を変える場合、この複合アンテナ系の利得は、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 - 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	D
1 円形状	不規則	ブリッジ	ノッチ
2 円形状	周期的	ノッチ	ブリッジ
3 円形状	周期的	ブリッジ	ノッチ
4 8 字形	周期的	ノッチ	ブリッジ
5 8 字形	不規則	ブリッジ	ノッチ



A - 12 次の記述は、図に示す対数周期ダイポールアレー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。

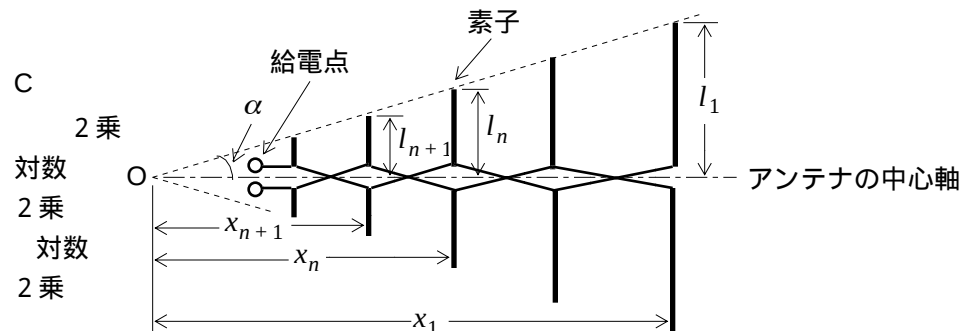
- (1) 各素子の端を連ねる直線(点線)とアンテナの中心軸との交点を頂点 O とし、その交角を α [rad]、 n 番目の素子の長さの $1/2$ を l_n [m]、O から n 番目の素子までの距離を x_n [m] とすれば、次式の関係がある。ただし、 τ を対数周期比とする。

$$\tau = \frac{l_{n+1}}{l_n} = \frac{x_{n+1}}{x_n}$$

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

- (2) (1)の条件で、通常、ダイポールアンテナを十数本配置し、隣接するダイポールアンテナ □ A 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 □ B 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、その範囲内でのアンテナ特性は、周波数の □ C に対して周期的に小さな変化を繰り返す。

A	B
1 をすべて同位相	O の方向
2 をすべて同位相	O と反対の方向
3 ごとに逆位相	O の方向
4 ごとに逆位相	O の方向
5 ごとに逆位相	O と反対の方向



A - 13 次の記述は、衛星 - 地上間通信における電離層の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) 電波が電離層を通過する際、その振幅、位相などに □ A の不規則な変動を生じる場合があり、これを電離層シンチレーションといい、その発生は受信点の □ B と時刻とに依存する。
- (2) 電波が電離層を通過する際、その偏波面が回転するファラデー回転 (効果) により、 □ C を用いる衛星通信に影響を与える。

A	B	C
1 長周期	経度	直線偏波
2 長周期	緯度	円偏波
3 短周期	緯度	円偏波
4 短周期	緯度	直線偏波
5 短周期	経度	円偏波

A - 14 次の記述は、誘電体レンズ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 電波の誘電体中の位相速度が自由空間中の位相速度と異なることを利用したアンテナである。
- 2 誘電体の屈折率は、誘電体の比誘電率を ϵ_r とすれば、 $\sqrt{\epsilon_r}$ である。
- 3 レンズの形状を凹レンズとして、球面波を平面波に変換する。
- 4 レンズの表面に整合層を設けることによって、レンズの表面で生ずる反射を抑えて放射パターンを改善できる。
- 5 ゴーミングを行うことによって、全体の重量を軽くするとともに、誘電損を少なくすることにより誘電体の媒質定数がアンテナ特性に与える影響を軽減することができる。

A - 15 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 λ 〔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。

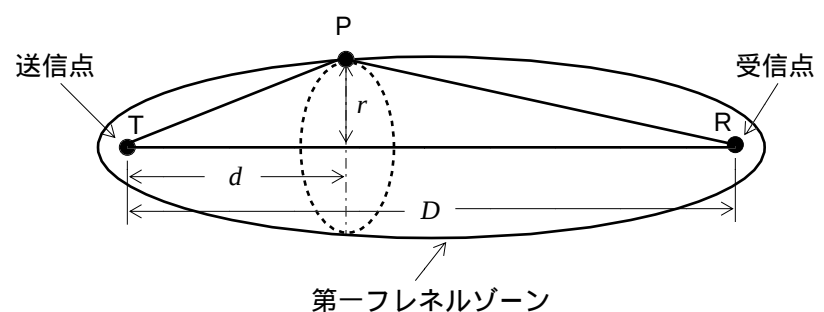
$$|E| = 2 E_0 \times \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d} \right| \quad [\text{V/m}]$$

- 1 $|E| = \frac{25 G P_t h_1 h_2}{\lambda d}$ 2 $|E| = \frac{44 G P_t h_1 h_2}{\lambda d}$ 3 $|E| = \frac{88 G P_t h_1 h_2}{\lambda d}$ 4 $|E| = \frac{44 \sqrt{G P_t} h_1 h_2}{\lambda d^2}$ 5 $|E| = \frac{88 \sqrt{G P_t} h_1 h_2}{\lambda d^2}$

A - 16 次の記述は、伝搬路の設定の際に考慮される第一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) 送受信点を設定するときには、図に示すように、送信点 T と受信点 R を結ぶ直接波の伝搬通路 TR と障害物による反射点 P を経由する反射波の伝搬通路 TPR との通路差が□ A 以内となる第一フレネルゾーンの範囲内に障害物が入らないように、クリアランスをとらなければならない。
- (2) 送信点から受信点方向に測った距離 d 〔m〕の地点における第一フレネルゾーンの回転だ円体の断面の半径 r 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。
 $r = \square B$ 〔m〕
- (3) 周波数が 6〔GHz〕、 D が 18〔km〕であるとき、 d が 6〔km〕の地点での r は、約 □ C 〔m〕である。

	A	B	C
1	半波長	$\sqrt{\lambda d\left(\frac{D}{d}-1\right)}$	24
2	半波長	$\sqrt{\lambda d\left(1-\frac{d}{D}\right)}$	14
3	1 波長	$\sqrt{\lambda d\left(1-\frac{d}{D}\right)}$	24
4	1 波長	$\sqrt{\lambda d\left(1-\frac{d}{D}\right)}$	14
5	1 波長	$\sqrt{\lambda d\left(\frac{D}{d}-1\right)}$	24



A - 17 次の記述は、マイクロ波アンテナの利得を測定するときに、平面大地での反射波の影響を少なくする一般的な対策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) 反射点の近傍に大地に垂直な金属板や □ A の反射防止板を設けて測定誤差を軽減する。
- (2) 試験アンテナ (被測定アンテナ) と対向させる基準アンテナは、いずれもできるだけ □ B 位置に設置する。
- (3) ハイトパターンを測定して、大地の □ C を求めて、計算により反射波の影響を軽減する。

	A	B	C
1	電波吸収体	高い	反射係数
2	電波吸収体	低い	導電率
3	電波吸収体	低い	反射係数
4	誘電体	低い	導電率
5	誘電体	高い	反射係数

A - 18 次の記述は、実効長が既知のアンテナを接続した受信機において、所要の信号対雑音比（ S/N ）を確保して受信することができる最小受信電界強度を受信機の雑音指数から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、受信機の等価雑音帯域幅を B 〔Hz〕とし、アンテナの放射抵抗を R_r 〔 Ω 〕、実効長を l_e 〔m〕、最小受信電界強度を $E_{\min}$ 〔V/m〕及び受信機の入力インピーダンスを R_i 〔 Ω 〕とすれば、等価回路は図のように示されるものとする。また、アンテナ、給電線及び受信機はそれぞれ整合しているものとし、外来雑音は無視するものとする。

- (1) 受信機の入力端の有能雑音電力 N_i は、ボルツマン定数を k 〔J/K〕、絶対温度を T 〔K〕とすれば、次式で表される。

$$N_i = kTB \quad \text{〔W〕} \quad \dots\dots$$

アンテナからの有能信号電力 S_i は、次式で表される。

$$S_i = \quad \text{A} \quad \text{〔W〕} \quad \dots\dots$$

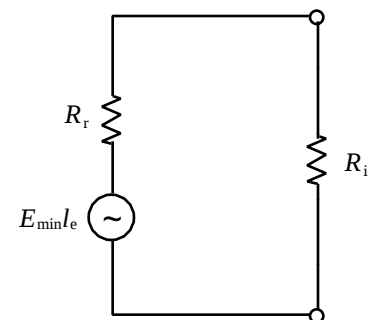
- (2) 受信機の出力端における S/N は、受信機の雑音指数 F と式 を用いて表すことができるので、 S_i は、次式のようにになる。

$$S_i = \quad \text{B} \quad \text{〔W〕} \quad \dots\dots$$

- (3) 式 と から、 $E_{\min}$ は次式で表されるので、 F を測定することにより、受信可能な最小受信電界強度が求められる。

$$E_{\min} = \quad \text{C} \quad \text{〔V/m〕}$$

	A	B	C
1	$(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r}{F(S/N)}}$
2	$(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$FkTB(S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTBR_r(S/N)}$
3	$(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$\frac{kTB}{F}(S/N)$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r(S/N)}{F}}$
4	$(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$FkTB(S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTBR_r(S/N)}$
5	$(E_{\min} l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r}{F(S/N)}}$

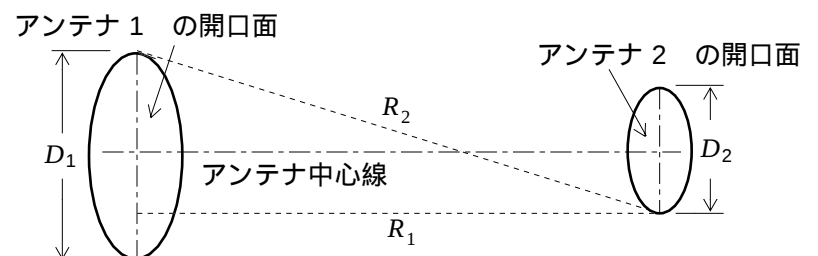


A - 19 次の記述は、自由空間において開口面の直径が波長に比べて十分大きなアンテナの利得をフレネル領域で測定する場合に考慮しなければならない送受信アンテナ間の最小距離について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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間との距離が一定でないため、両アンテナの任意の点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 ΔR 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。

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



- (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 λ 〔m〕とすれば、通路差 ΔR 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。

$$R_{\min} = \quad \text{C} \quad \text{〔m〕}$$

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

A - 20 次の記述は、陸上の移動体通信の電波伝搬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。ただし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 基地局から送信された電波は、陸上移動局周辺の建物などにより反射、回折され、□A□周波数の約半波長の長さの周期を持つ定在波を道路上に生ずる。
- (2) このような道路上を移動局が移動すると、受信波にフェージングが発生する。□A□周波数が□B□ほど、また移動速度が速いほど変動が速いフェージングとなる。
- (3) 広帯域伝送では、多数の電波の到来時間に差があるため、帯域内の各周波数の振幅と位相の変動が一様ではなく、□C□フェージングを生じ、伝送信号のスペクトルが変形し、ひずみを生ずる。

	A	B	C
1	信号	高い	周波数選択性
2	信号	低い	シンチレーション
3	搬送	低い	周波数選択性
4	搬送	低い	シンチレーション
5	搬送	高い	周波数選択性

B - 1 次の記述は、散乱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。

- (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□ア□電流が誘起され、また、□イ□の場合には分極電流が誘起され、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を p_0 [W/m²]、物体から点P方向への実効放射電力を P_s [W] とすれば、物体の点P方向の散乱断面積 σ_p は、次式で表される。

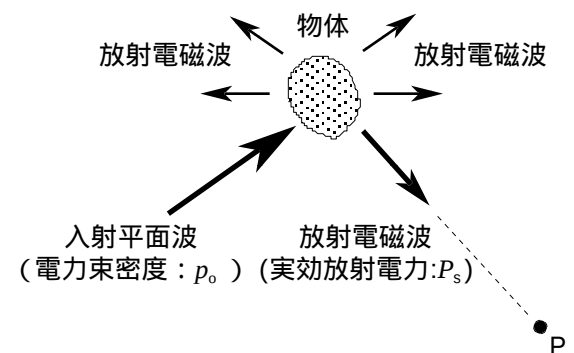
$$\sigma_p = \text{ウ} \quad [\text{m}^2]$$

このとき、物体から十分遠方の距離 d [m] の点における散乱波の電力束密度 p は、次式で表される。

$$p = \text{エ} \quad [\text{W/m}^2]$$

- (3) 散乱方向が入射波の方向と一致するときの σ_p をレーダー断面積又は□オ□散乱断面積という。

1 放電	2 誘電体	3 P_s/p_0	4 $p_0 \sigma_p / d^2$	5 前方
6 導電	7 磁性体	8 $4\pi p_0 / P_s$	9 $p_0 \sigma_p / (4\pi d^2)$	10 後方



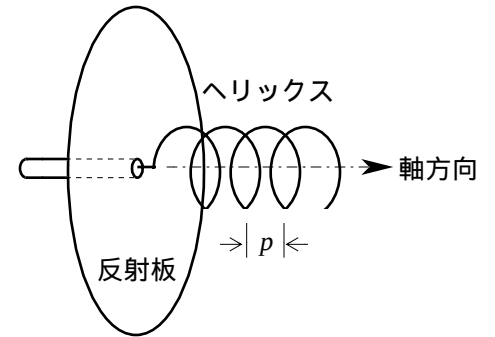
B - 2 次の記述は、SHF 帯及び EHF 帯の電波の伝搬について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (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□なると増加し、単位体積の空気中に含まれる水分の量に比例する。
- (3) 降雨による減衰は、雨滴による吸収と□ウ□をせじ、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、また、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相互に干渉を起こすことがある。

1 22 [GHz]	2 低く	3 散乱	4 扁平な	5 霧の粒子
6 60 [GHz]	7 高く	8 回折	9 球状の	10 雨滴

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 □エ すると、主ビームの半値角が大きくなる。
- (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 定在波 | 2 軸方向 | 3 直線 | 4 少なく | 5 広くなる |
| 6 進行波 | 7 軸と直角の方向 | 8 円 | 9 多く | 10 狭くなる |

B - 4 次の記述は、特性インピーダンスが $200 [\Omega]$ 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 $50 [\Omega]$ 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、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 減衰定数が大きい。
 ウ 伝送できる電力容量が大きい。
 エ 耐電圧が大きい。
 オ TE₁₁ モードの遮断周波数が低い。

B - 5 次の記述は、無損失給電線上の定在波の測定により、アンテナの給電点インピーダンスを求める過程について述べたものである。□内に入れるべき数式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 $Z_0 [\Omega]$ とする。

- (1) 給電点から l [m] だけ離れた点の電圧 V 及び電流 I は、給電点の電圧を V_L [V]、電流を I_L [A]、位相定数を β [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$V = V_L \cos \beta l + j Z_0 I_L \sin \beta l \quad [\text{V}] \quad \dots\dots$$

$$I = I_L \cos \beta l + j (V_L / Z_0) \sin \beta l \quad [\text{A}] \quad \dots\dots$$

したがって、給電点インピーダンスを Z_L [Ω] とすると、給電点から l [m] だけ離れた点のインピーダンス Z は、式 □ と から次式で表される。

$$Z = V / I = \square \text{ア} [\Omega] \quad \dots\dots$$

- (2) 電圧定在波の最小値を $V_{\min}$ 、電流定在波の最大値を $I_{\max}$ 、入射波電圧を V_f [V]、反射波電圧を V_r [V] 及び反射係数を Γ とすれば、 $V_{\min}$ と $I_{\max}$ は、次式で表される。

$$V_{\min} = \square \text{イ} [\text{V}] \quad \dots\dots$$

$$I_{\max} = \square \text{ウ} [\text{A}] \quad \dots\dots$$

- (3) 給電点からの電圧定在波の最小点までの距離 $l_{\min}$ の点は、電流定在波の最大になる点でもあるから、この点のインピーダンス $Z_{\min}$ は、 Z_0 と $|\Gamma|$ を用いて、次式で表される。

$$Z_{\min} = \square \text{エ} \times Z_0 = Z_0 / S [\Omega] \quad \dots\dots$$

ここで、 S は電圧定在波比である。

- (4) 式 □ の l に $l_{\min}$ を代入した式と式 □ が等しくなるので、 Z_L は、次式で表される。

$$Z_L = \square \text{オ} [\Omega]$$

上式から、 S と $l_{\min}$ が分かれば、 Z_L を求めることができる。

- | | | | | |
|--|--------------------------|--------------------------------------|---------------------------------------|---|
| 1 $Z_0 \left(\frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \right)$ | 2 $ V_f (1 + \Gamma)$ | 3 $\frac{ V_f (1 - \Gamma)}{Z_0}$ | 4 $\frac{1 - \Gamma }{1 + \Gamma }$ | 5 $Z_0 \left(\frac{S - j \tan \beta l_{\min}}{1 - j S \tan \beta l_{\min}} \right)$ |
| 6 $Z_0 \left(\frac{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}{Z_L + j Z_0 \tan \beta l} \right)$ | 7 $ V_f (1 - \Gamma)$ | 8 $\frac{ V_f (1 + \Gamma)}{Z_0}$ | 9 $\frac{1 + \Gamma }{1 - \Gamma }$ | 10 $Z_0 \left(\frac{1 - j S \tan \beta l_{\min}}{S - j \tan \beta l_{\min}} \right)$ |