

GB407

第二級陸上無線技術士「無線工学 B」試験問題

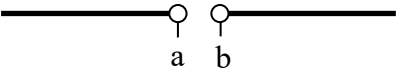
25 問 2 時間 30 分

A-1 自由空間の固有インピーダンス  $Z_0$  [Ω] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、自由空間中の誘電率及び透磁率をそれぞれ  $\epsilon_0$  [F/m]、 $\mu_0$  [H/m] とする。

1  $Z_0 = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0}\right)^2$       2  $Z_0 = \left(\frac{\epsilon_0}{\mu_0}\right)^2$       3  $Z_0 = \frac{\mu_0}{\epsilon_0}$       4  $Z_0 = \frac{\epsilon_0}{\mu_0}$       5  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$

A-2 図に示す長さが半波長程度のダイポールアンテナの給電端子 **ab** から見たインピーダンス  $Z_{ab}$  が次式で与えられるとき、 $Z_{ab}$  を純抵抗とするためのアンテナ素子の短縮率  $\delta \times 100$  [%] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ素子の特性インピーダンス  $Z_0$  は、純抵抗で 315 [Ω] とする。

$Z_{ab} \doteq 73.1 + j42.6 - j\pi Z_0 \delta$  [Ω]



- 1 2.0 [%]      2 3.3 [%]      3 4.3 [%]      4 5.2 [%]      5 7.9 [%]

A-3 次の記述は、等方性アンテナの実効面積を表す式の導出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) 到来電波の電界強度を  $E$  [V/m]、自由空間の固有インピーダンスを  $Z_0$  [Ω]、アンテナの絶対利得を  $G$  (真数) とすれば、次式で示される  $P_0$  [W] は、□ A □ を表す。

$P_0 = \frac{G\lambda^2 E^2}{4\pi Z_0}$  [W]      . . . . . ①

(2) 絶対利得が  $G$  (真数) のアンテナの実効面積  $S_e$  [m<sup>2</sup>] は、到来電波の電力束密度  $p$  [W/m<sup>2</sup>] に対する  $P_0$  [W] の比であり、 $p$  は、□ B □ に等しいので、次式で表される。

$S_e = \frac{P_0}{p} =$  □ C □ [m<sup>2</sup>]      . . . . . ②

(3) 等方性アンテナは、 $G = 1$  であるので、その実効面積は、式②より、□ D □ [m<sup>2</sup>] で求められる。

	A	B	C	D
1	受信有能電力	$2E^2/Z_0$	$G\lambda^2/(2\pi)$	$\lambda^2/(2\pi)$
2	受信有能電力	$E^2/Z_0$	$G\lambda^2/(4\pi)$	$\lambda^2/(4\pi)$
3	放射電力	$E^2/Z_0$	$G\lambda^2/(2\pi)$	$\lambda^2/(2\pi)$
4	放射電力	$E^2/Z_0$	$G\lambda^2/(4\pi)$	$\lambda^2/(4\pi)$
5	放射電力	$2E^2/Z_0$	$G\lambda^2/(2\pi)$	$\lambda^2/(2\pi)$

A-4 次の記述は、アンテナの利得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) 基準アンテナの実効面積を  $A_{es}$  [m<sup>2</sup>] とすると、実効面積が  $A_e$  [m<sup>2</sup>] のアンテナの利得は、□ A □ で表される。

(2) 等方性アンテナに対する利得を □ B □ 利得という。

(3) 半波長ダイポールアンテナの絶対利得は、約 □ C □ [dB] である。

	A	B	C
1	$A_{\text{cs}}/A_e$	相対	1.50
2	$A_{\text{cs}}/A_e$	絶対	2.15
3	$A_e/A_{\text{cs}}$	相対	1.50
4	$A_e/A_{\text{cs}}$	絶対	1.50
5	$A_e/A_{\text{cs}}$	絶対	2.15

A-5 周波数が 600 [kHz]、電界強度が 5 [mV/m] のとき、直径 40 [cm]、巻回数 10 の円形ループアンテナに誘起する電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、円形ループアンテナの面と電波の到来方向とのなす角度は 60 度とする。

- 1 15 [μV]      2 20 [μV]      3 39 [μV]      4 49 [μV]      5 62 [μV]

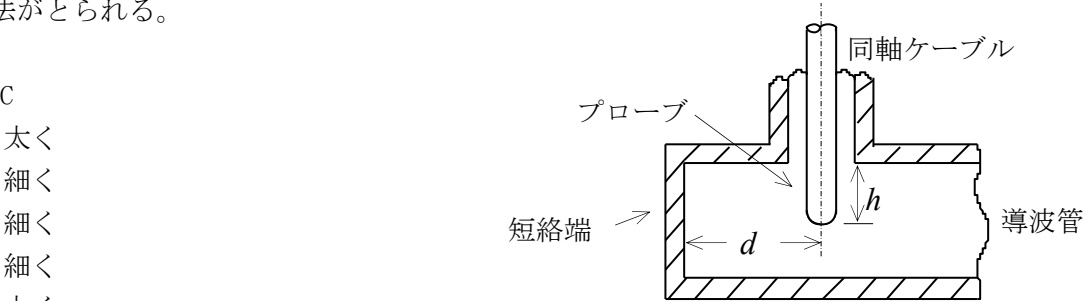
A-6 特性インピーダンス  $Z_0$  [Ω] の平行二線式給電線の線の直径及び間隔をそれぞれ 4 倍にした。このときの給電線の特性インピーダンスの値として、正しいものを下の番号から選べ。

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

A-7 次の記述は、同軸ケーブルと導波管との結合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。

- (1) 図は、一方が短絡された方形導波管の H 面の中央の位置に同軸ケーブルをコネクタで接続して、同軸ケーブルの内部導体を導波管に挿入してプローブとし、両給電回路を結合する方法の一例である。これは一般に電界結合と呼ばれており、励振モードは □ A □ モードである。
- (2) 同軸ケーブルと導波管との整合をとるには、電波を一方に送り出すために短絡端とプローブの距離  $d$  [m] を管内波長のほぼ □ B □ とし、プローブの挿入の長さ  $h$  [m] を調整する。さらに広帯域にわたって整合をとるにはプローブの太さを □ C □ するなどの方法がとられる。

A	B	C
1	TE <sub>10</sub>	1/4
2	TE <sub>10</sub>	1/2
3	TE <sub>11</sub>	1/4
4	TE <sub>11</sub>	1/2
5	TE <sub>11</sub>	1/4



A-8 特性インピーダンスが 300 [Ω] の無損失給電線に純抵抗負荷 50 [Ω] を接続したときの電圧定在波比(VSWR)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1
- 2
- 2
- 3
- 3
- 4
- 4
- 5
- 5
- 6

A-9 次の記述は、導波管及び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) 導波管は、基本モードの遮断周波数より □ A □ 周波数の電磁波を伝送することはできない。
- (2) 導波管の基本モードの遮断周波数は、他の高次モードの遮断周波数より □ B □ 。
- (3) マイクロストリップ線路の伝搬モードは、近似的に □ C □ モードである。

A	B	C
1	低い	高い
2	低い	低い
3	高い	低い
4	高い	低い
5	高い	高い

A-10 次の記述は、各種アンテナの特徴など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 垂直接地アンテナの大地からの高さと同様に逆 L 形接地アンテナの垂直部の大地からの高さと同じ場合、その実効高は逆 L 形接地アンテナの方が大きい。
- 2 スリブアンテナの利得は、半波長ダイポールアンテナとほぼ同じである。
- 3 ディスコーンアンテナは、スリブアンテナに比べて広帯域なアンテナである。
- 4 パラボラアンテナは、開口面近傍で放射される電波がほぼ球面波になるように設計される。
- 5 カセグレンアンテナの副反射鏡は、回転双曲面である。

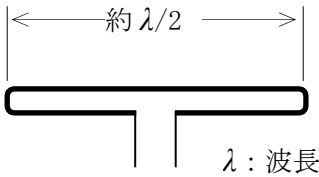
A-11 反射鏡の直径が 2 [m] の円形パラボラアンテナを周波数 6 [GHz] で用いたときの絶対利得（真数）が 10,000 であった。このパラボラアンテナの開口効率の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1
- 0.47
- 2
- 0.57
- 3
- 0.63
- 4
- 0.72
- 5
- 0.86

A-12 次の記述は、図に示す素子の太さが同じ二線式折返し半波長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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 上下に対向する 2 本の素子に流れる電流の方向は、□ A □ である。
- (2) 入力インピーダンスは、半波長ダイポールアンテナの約 □ B □ 倍である。
- (3) 同一電波を受信したときの受信有能電力は、半波長ダイポールアンテナで受信したときの受信有能電力と □ C □ 。

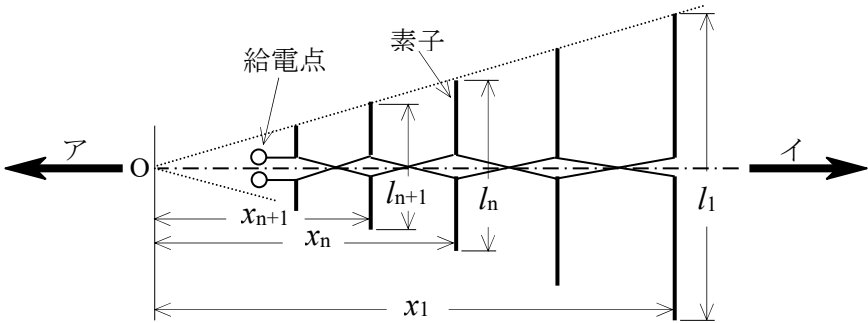
A	B	C
1 反対の向き	4	ほぼ同一である
2 反対の向き	2	大きく異なる
3 反対の向き	2	ほぼ同一である
4 同じ向き	2	大きく異なる
5 同じ向き	4	ほぼ同一である



A-13 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。□ 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) 隣り合う素子の長さの比  $l_n/l_{n+1}$  と隣り合う素子の頂点 O からの距離の比 □ A □ は等しい。
- (2) 半波長ダイポールアンテナと比較して周波数帯域幅が □ B □ 。
- (3) 主放射の方向は矢印 □ C □ の方向である。

A	B	C
1 $x_n/x_{n+1}$	広い	イ
2 $x_n/x_{n+1}$	広い	ア
3 $x_n/x_{n+1}$	狭い	イ
4 $x_{n+1}/x_n$	広い	ア
5 $x_{n+1}/x_n$	狭い	イ



A-14 周波数 150〔MHz〕の電波を高さ  $h_1$  が 30〔m〕の送信アンテナから放射したとき、送信点からの距離  $d$  が 10〔km〕、高さ  $h_2$  が 10〔m〕の地点における電界強度  $E$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信アンテナの放射電力を 15〔W〕、送信アンテナの絶対利得を 3〔dB〕とし、アンテナ等の損失はないものとする。また、このときの  $E$  は、波長を  $\lambda$ 〔m〕、自由空間電界強度を  $E_0$ 〔V/m〕とすると、次式で表されるものとし、 $\log_{10}2 = 0.3$  とする。

$$E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \text{〔V/m〕}$$

- 1 454〔μV/m〕
- 2 565〔μV/m〕
- 3 660〔μV/m〕
- 4 756〔μV/m〕
- 5 830〔μV/m〕

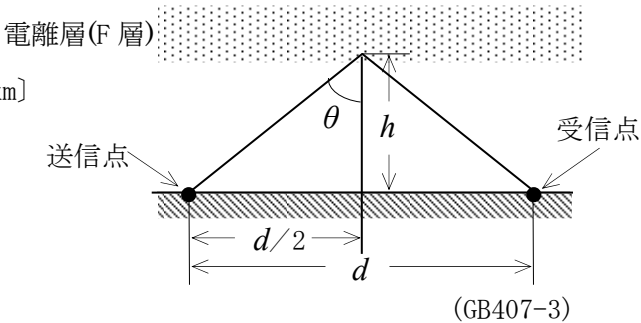
A-15 次の記述は、電離層と電子密度について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) E 層は夜間も消滅せず、その電子密度は、一般に □ A □ の方が大きい。
- (2) スポラジック E 層 ( $E_s$ ) は、□ B □ とほぼ同じ高さに生じ、その電子密度は F 層の電子密度より大きくなることもある。
- (3) F 層は、昼間は □ C □ を除き  $F_1$  層と  $F_2$  層に分かれるが、夜間は一つにまとまり、そのときの電子密度は、一般に冬より夏の方が大きい。

A	B	C
1 冬より夏	E 層	冬
2 冬より夏	F 層	夏
3 夏より冬	E 層	夏
4 夏より冬	E 層	冬
5 夏より冬	F 層	夏

A-16 図に示す電離層伝搬で、電離層 (F 層) の臨界周波数が 4〔MHz〕のとき、5〔MHz〕の電波で通信するときの跳躍距離  $d$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、大地は水平な平面であり、電離層は大地に平行であるものとする。また、F 層の見掛けの高さ  $h$  は 400〔km〕で、F 層の電子密度を一定とする。

- 1 200〔km〕
- 2 300〔km〕
- 3 400〔km〕
- 4 500〔km〕
- 5 600〔km〕



A-17 次の記述は、対流圏伝搬で生ずる  $k$  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。

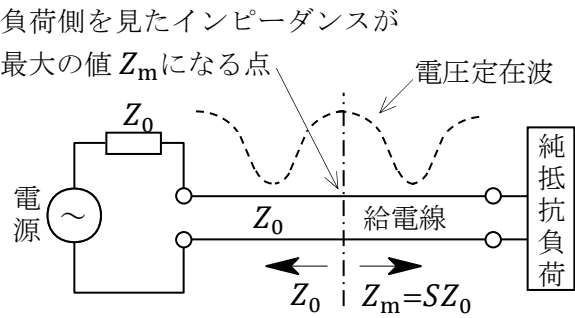
- 1 大気屈折率分布が時間的に変化し、等価地球半径係数  $k$  が変化して生ずるフェージングである。
- 2 干渉性  $k$  形フェージングの影響を軽減するには、反射波が途中の山などの地形によって遮へいされるように伝搬路を選定するなどの方法がある。
- 3 干渉性  $k$  形フェージングは、大地反射係数が小さいほど深い。
- 4 回折性  $k$  形フェージングの影響を軽減するには、電波通路と大地との間隔を十分大きくとればよい。
- 5 回折性  $k$  形フェージングは、等価地球半径係数  $k$  が小さくなり、電波が下向きに(大地の方へ)屈折して、電波通路と大地との間隔が十分でない場合に、電波が大地による回折損を受け減衰することにより生ずる。

A-18 次の記述は、図に示す構成例により、電圧定在波比を測定して反射損を求める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、電源は、起電力が  $V_0$  [V] で給電線特性インピーダンスと等しい内部抵抗  $Z_0$  [Ω] を持ち、また、無損失の平行二線式給電線の終端には純抵抗負荷が接続されているものとする。

- (1) 給電線上の任意の点から電源側を見たインピーダンスは、常に  $Z_0$  [Ω] であるので、負荷側を見たインピーダンスが最大の値  $Z_m$  [Ω] となる点に流れる電流を  $I$  [A] とすれば、この点において負荷側に伝送される電力  $P_t$  は、次式となる。  
$$P_t = I^2 Z_m = \text{□ A} \times Z_m \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{①}$$
- (2) 電圧定在波比を  $S$  とすれば、 $Z_m = SZ_0$  の関係があるから、式①は、次式となる。  
$$P_t = \frac{V_0^2}{Z_0} \times \text{□ B} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{②}$$
- (3) 負荷と給電線が整合しているとき  $S=1$  であるから、このときの  $P_t$  を  $P_0$  とすれば、式②から  $P_0$  は、次式となる。  
$$P_0 = \text{□ C} \text{ [W]} \dots\dots\dots \text{③}$$
- (4) 負荷と給電線が整合していないときに生ずる反射損  $M$  は、 $P_0$  と  $P_t$  の比であり、式②と③から次式となる。  
$$M = \frac{P_0}{P_t} = \text{□ D}$$

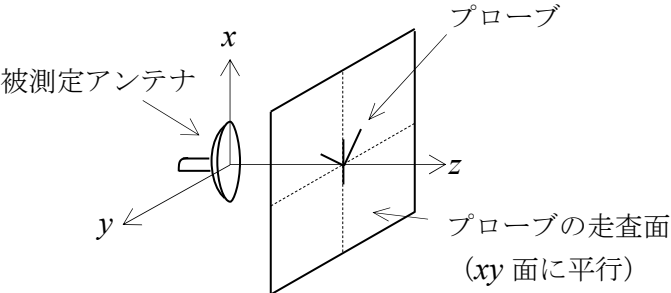
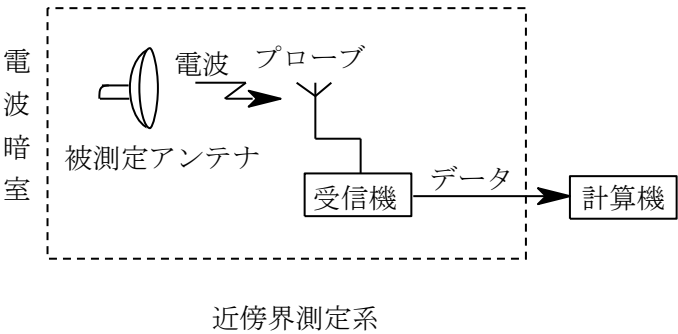
すなわち、電圧定在波比を測定すれば、反射損を求めることができる。

	A	B	C	D
1	$\left(\frac{V_0}{Z_0+Z_m}\right)^2$	$\left(\frac{2}{1+S}\right)^2$	$\frac{V_0^2}{Z_0}$	$\frac{(1+S)^2}{4}$
2	$\left(\frac{V_0}{Z_0+Z_m}\right)^2$	$\frac{S}{(1+S)^2}$	$\frac{V_0^2}{4Z_0}$	$\frac{(1+S)^2}{4S}$
3	$\left(\frac{V_0}{2Z_0+Z_m}\right)^2$	$\left(\frac{2}{1+S}\right)^2$	$\frac{V_0^2}{Z_0}$	$\frac{(1+S)^2}{4}$
4	$\left(\frac{V_0}{2Z_0+Z_m}\right)^2$	$\frac{S}{(1+S)^2}$	$\frac{V_0^2}{4Z_0}$	$\frac{(1+S)^2}{4S}$
5	$\left(\frac{V_0}{2Z_0+Z_m}\right)^2$	$\frac{S}{(1+S)^2}$	$\frac{V_0^2}{4Z_0}$	$\frac{(1+S)^2}{4}$



A-19 次の記述は、図に示すアンテナの近傍界を測定するプローブの平面走査法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 プローブには、半波長ダイポールアンテナやホーンアンテナなどが用いられる。
- 2 被測定アンテナを回転させないでプローブを上下左右方向に走査して測定を行うので、鋭いビームを持つアンテナや回転不可能なアンテナの測定に適していない。
- 3 高精度の測定には、受信機の直線性を校正しておかなければならない。
- 4 数値計算による近傍界から遠方界への変換が、円筒面走査法や球面走査法に比べて容易である。
- 5 多重反射による誤差は、プローブを極端に大きくしたり、被測定アンテナに接近させ過ぎたりすることで生ずる。



プローブと被測定アンテナの関係 (GB407-4)

A-20 次の記述は、自由空間において十分離れた距離に置いた二つのアンテナを用いてアンテナの利得を求める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。ただし、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。

- (1) 利得がそれぞれ  $G_1$  (真数)、 $G_2$  (真数) の二つのアンテナを、距離  $d$  [m] だけ離して偏波面をそろえて対向させ、その一方のアンテナへ電力  $P_t$  [W] を加えて電波を送信し、他方のアンテナで受信したときのアンテナの受信電力が  $P_r$  [W] であると、次式が成り立つ。

$$P_r = G_1 G_2 P_t \times \text{□ A}$$

- (2) 一方のアンテナの利得が既知のとき、例えば、 $G_1$  が既知であれば、 $G_2$  は、次式によって求められる。

$$G_2 = \frac{P_r}{P_t G_1} \times \text{□ B}$$

- (3) 両方のアンテナの利得が等しいときには、それらを  $P_t$  と  $P_r$  の測定値から、次式によって求めることができる。

$$G_1 = G_2 = \frac{4\pi d}{\lambda} \times \text{□ C}$$

	A	B	C
1	$\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$
2	$\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$	$\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$	$\sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$
3	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$	$\sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$
4	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$
5	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$	$\sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$

B-1 次の記述は、絶対利得  $G$  (真数) のアンテナの放射電界強度の計算式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、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。

- (1) 等方性アンテナの放射電力を  $P_0$  [W] とすれば、アンテナから半径  $d$  [m] の距離にある球面を通過して出て行く電波の電力束密度  $w$  は、次式で表される。

$$w = \text{□ ア} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad \cdots \cdots \text{①}$$

一方、電界強度が  $E_0$  [V/m]、磁界強度が  $H_0$  [A/m] の点の電波の電力束密度を  $p$  とおくと、 $p$  は  $E_0$  と  $H_0$  を用いて次式で表される。

$$p = \text{□ イ} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad \cdots \cdots \text{②}$$

式②を、 $E_0$  [V/m] だけで表すと、次式となる。

$$p = \text{□ ウ} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad \cdots \cdots \text{③}$$

$w = p$  のとき、式①及び③より、 $E_0$  は次式で表される。

$$E_0 = \text{□ エ} \text{ [V/m]}$$

- (2) 絶対利得  $G$  (真数) のアンテナの放射電力を  $P$  [W] とすれば、このアンテナの最大放射方向の距離  $d$  [m] における放射電界強度  $E$  は、次式で表される。

$$E = \text{□ オ} \text{ [V/m]}$$

1	$\frac{P_0}{2\pi d^2}$	2	$\frac{E_0}{H_0}$	3	$\frac{E_0^2}{120\pi}$	4	$\frac{\sqrt{30P_0}}{d}$	5	$\frac{\sqrt{49GP}}{d}$
6	$\frac{P_0}{4\pi d^2}$	7	$E_0 H_0$	8	$\frac{E_0^2}{90\pi}$	9	$\frac{\sqrt{49P_0}}{d}$	10	$\frac{\sqrt{30GP}}{d}$

B-2 次の記述は、基本的な八木・宇田アンテナ (八木アンテナ) 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、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) 放射器として半波長ダイポールアンテナ又は □ア が用いられ、反射器は 1 本、導波器は利得を上げるために複数本用いられることが多い。
- (2) 三素子のときには、素子の長さは、□イ が最も長く、導波器が最も短い。
- (3) 放射器と反射器の間隔を □ウ [m] 程度にして用いる。
- (4) 素子の太さを □エ すると、帯域幅がやや広くなる。
- (5) 放射される電波が水平偏波のとき、水平面内の指向性は □オ である。

1	水平ビームアンテナ	2	反射器	3	$\lambda/4$	4	太く	5	単一指向性
6	折返し半波長ダイポールアンテナ	7	放射器	8	$\lambda/2$	9	細く	10	全方向性

B-3 次の記述は、方形導波管の伝送損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 誘電損は、内部が中空の導波管では極めて小さいが、雨水などが管内に浸入した場合は極めて大きくなる。
- イ 同じ導波管どうしを接続する場合、接続部での伝送損を防ぐため、チョーク接続などの方法を用いる。
- ウ 管壁において電波が反射するとき、管壁に侵入する表皮厚さ(深さ)は、周波数が高くなるほど厚く(深く)なる。
- エ 遮断周波数より十分高い周波数では、周波数が高くなるほど伝送損が小さくなる。
- オ 遮断周波数に十分近い周波数範囲では、遮断周波数に近くなるほど伝送損が大きくなる。

B-4 次の記述は、各周波数帯における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) 長波(LF)帯では、南北方向の伝搬路で日の出及び日没のときに受信電界強度が急に □ア□ なる日出日没現象がある。
- (2) 中波(MF)帯では、主に地表波による伝搬となるが、夜間は □イ□ の消滅により減衰が小さくなるため、電離層反射波も伝搬する。
- (3) 短波(HF)帯では、主に電離層伝搬であり、電離層による □ウ□ 及び反射の影響が大きく、昼夜、季節、太陽活動などの変化により最適の伝搬周波数が異なる。
- (4) 超短波(VHF)帯では、主に □エ□ による伝搬であり、これに大地反射波が加わる。この周波数帯では、スプラジック E 層(Es)反射により遠距離へ伝搬したり、対流圏散乱波により見通し外へ伝搬することがある。
- (5) SHF 帯及びEHF 帯では、□オ□ 及び酸素による共鳴吸収及び降雨による減衰が大きくなる。

- |      |       |      |       |        |
|------|-------|------|-------|--------|
| 1 強く | 2 F 層 | 3 吸収 | 4 地表波 | 5 X 線  |
| 6 弱く | 7 D 層 | 8 回折 | 9 直接波 | 10 水蒸気 |

B-5 次の記述は、方向性結合器を用いて同軸給電回路の反射係数及び定在波比を測定する原理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、方向性結合器の主線路と副線路は、図に示すように静電容量  $C$  [F] 及び相互インダクタンス  $M$  [H] によって結合されているものとし、主線路は特性インピーダンス  $Z_0$  [Ω] の同軸給電線で高周波発振器とアンテナに接続され、副線路は電流を測定する検出器と終端抵抗  $R$  [Ω] に接続されているものとする。また、検出器の内部抵抗と終端抵抗は等しく、副線路の自己インダクタンスを  $L$  [H]、角周波数を  $\omega$  [rad/s] とすると、 $\omega L \ll R$  及び  $R \ll 1/(\omega C)$  のとき、 $M = CRZ_0$  の関係があるものとする。

- (1) 主線路上の電圧を  $V$  [V]、電流を  $I$  [A] とすると、副線路に流れる電流は、 $V$  に比例し、静電結合により静電容量  $C$  を通り検出器と終端抵抗に二分されるので、その一つを  $i_c$  とすると、 $i_c$  は、次式で表される。  
 $i_c \asymp$  □ア□ [A] ..... ①  
また、誘導結合により副線路に流れる電流  $i_M$  は、 $I$  に比例し次式で表される。ここで、 $i_M$  の向きは誘導結合の方向により検出器側又は終端抵抗側のいずれかの方向になる。  
 $i_M \asymp$  □イ□ [A] ..... ②
- (2)  $i_c$  と  $i_M$  の合成電流は、 $i_M$  の向きによりそれらの和又は差となるが、ここでは、検出器側の電流  $i_f$  [A] が和、終端抵抗側の電流  $i_r$  [A] が差となるように回路が構成されているものとする、 $i_f$  は、次式で表される。  
 $i_f = i_c + i_M \asymp$  □ウ□ [A] ..... ③
- (3) 入射波のみのときは、 $V/I = Z_0$  であり、条件から  $M = CRZ_0$  であるから、式③は次式となる。  
 $i_f \asymp$  □エ□ [A]  
また、負荷側(アンテナ)からの反射波のみのときには  $I$  の符号が変わるから、 $i_f = 0$  となる。この場合、方向性結合器に接続されている検出器と終端抵抗を入れ替えると、この反射波電圧に比例した電流を測定できる。このようにして、入射波電圧と反射波電圧を測定し、それらの □オ□ から反射係数を求め、定在波比を算出する。

- |                           |                           |   |                |                          |
|---------------------------|---------------------------|---|----------------|--------------------------|
| 1 $\frac{j\omega MI}{2}$  | 2 $\frac{j\omega CV}{2R}$ | 3 $j\omega\left(\frac{CV}{2} + \frac{MI}{2R}\right)$  | 4 積            | 5 $\frac{j\omega CV}{2}$ |
| 6 $\frac{j\omega MI}{2R}$ | 7 比                       | 8 $j\omega\left(\frac{CV}{2R} + \frac{MI}{2R}\right)$ | 9 $j\omega CV$ | 10 $j\omega MI$          |

