

GB107

## 第二級陸上無線技術士「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 - 1 自由空間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、自由空間の誘電率  $\epsilon_0$  を  $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$  [F/m] とし、透磁率  $\mu_0$  を  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  [H/m] とする。

1 60 [ ]      2 120 [ ]      3 180 [ ]      4 240 [ ]      5 360 [ ]

- A - 2 自由空間において、アンテナへの到来電波の磁界強度が  $9 \times 10^{-3}$  [A/m] であった。このときの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、電波は平面波とする。

1 120 [  $\mu$ V/m ]      2 240 [  $\mu$ V/m ]      3 850 [ mV/m ]      4 1.7 [ V/m ]      5 3.4 [ V/m ]

- A - 3 次の記述は、自由空間に置かれた無損失の半波長ダイポールアンテナの絶対利得 (真数) 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) 基準アンテナとして使用される等方性アンテナによる電界強度  $E_s$  は、放射電力を  $P_s$  [W]、受信点までの距離を  $d$  [m] とすれば、次式で表される。

$$E_s = \text{[ A ]} \text{ [V/m]} \quad \dots\dots$$

- (2) 半波長ダイポールアンテナの最大放射方向で同一距離における電界強度  $E_h$  は、給電点の電流を  $I$  [A] とすれば、次式で表される。

$$E_h = \text{[ B ]} \text{ [V/m]} \quad \dots\dots$$

また、半波長ダイポールアンテナの放射抵抗を 73.13 [ ] とすると、このアンテナの放射電力  $P_h$  は、次式となる。

$$P_h = 73.13 I^2 \text{ [W]} \quad \dots\dots$$

- (3) 式 より求めた  $I$  を式 へ代入すると、次式となる。

$$E_h = \frac{60\sqrt{P_h}}{d\sqrt{73.13}} \text{ [V/m]} \quad \dots\dots$$

- (4) 半波長ダイポールアンテナの絶対利得 (真数) は、同じ距離において  $E_s = E_h$  となるときの放射電力の比 [ C ] として与えられるから、約 [ D ] となる。

	A	B		D	C
1	$\frac{\sqrt{30P_s}}{d}$	$\frac{60I}{d}$	$\frac{P_s}{P_h}$	1.64	
	$\frac{\sqrt{30P_s}}{d}$	2 $\frac{30I}{d}$	$\frac{P_h}{P_s}$	0.61	
	$\frac{\sqrt{30P_s}}{d}$	3 $\frac{45I}{d}$	$\frac{P_s}{P_h}$	0.61	
	$\frac{\sqrt{45P_s}}{d}$	4 $\frac{30I}{d}$	$\frac{P_h}{P_s}$	1.64	
	$\frac{\sqrt{45P_s}}{d}$	5 $\frac{60I}{d}$	$\frac{P_s}{P_h}$	0.61	

- A - 4 次の記述は、アンテナの指向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) アンテナの放射電磁界は、そのアンテナ固有の [ A ] 特性を持っている。これをアンテナの指向性という。  
 (2) アンテナの指向性係数は、アンテナからの距離に [ B ] 。  
 (3) 一般に指向性の相似なアンテナを並べた場合の合成指向性は、アンテナ素子の指向性と無指向性点放射源の配列の指向性の [ C ] で表される。

	A	B	C
1	時間	比例する	積
2	時間	関係しない	比
3	方向	関係しない	和
4	方向	関係しない	積
5	方向	比例する	和

A - 5 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]、自由空間の特性インピーダンスを  $Z_0$  [ ]、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。

$$P_0 = \frac{G\lambda^2 E^2}{4\pi Z_0} \quad [\text{W}] \quad \dots\dots$$

- (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。

$$S_e = \frac{P_0}{p} = \quad \square \text{ C } \quad [\text{m}^2] \quad \dots\dots$$

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

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

A - 6 次の記述は、無損失給電線上の定在波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) 定在波は進行波と反射波とが合成されて給電線上に生ずる電圧又は電流の分布であり、給電線に沿って □ A 波長の間隔で繰り返す。
- (2) 定在波電圧が最大の点では、定在波電流は □ B である。
- (3) 給電線と負荷が整合しているときの電圧定在波比は □ C である。

	A	B	C
1 1/4	最大		0
2 1/4	最小	1	
3 1/2	最小	0	
4 1/2	最大	0	
5 1/2	最小	1	

A - 7 無損失で特性インピーダンスが 600 [ ]、長さ 1 [m] の平行二線式給電線を終端で短絡したとき、入力インピーダンスの絶対値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数は 100 [MHz] とし、 $\sqrt{3} \approx 1.73$  とする。

- 1 346 [ ]      2 519 [ ]      3 692 [ ]      4 1,038 [ ]      5 2,079 [ ]

A - 8 図に示すように、特性インピーダンスが  $Z_0$  [ ] の平行二線式給電線と給電点インピーダンスが  $R$  [ ] のアンテナを整合させるために、集中定数整合回路を挿入した。この回路の静電容量  $C$  [F] を求める式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $Z_0 > R$  であり、コイルのインダクタンスを  $L$  [H]、角周波数を  $\omega$  [rad/s] とする。

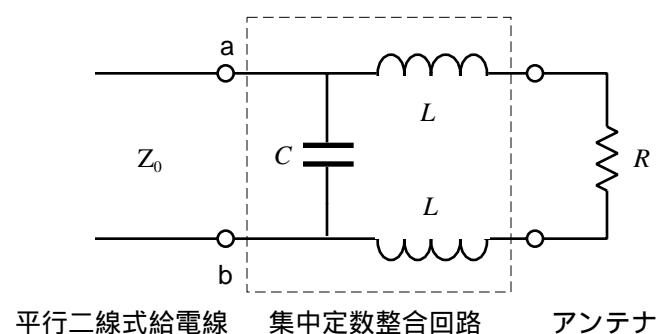
$$C = \frac{Z_0}{2\omega} \sqrt{Z_0 - R}$$

$$C = \frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R}{2}} \quad R$$

3  $C = \frac{Z_0}{2\omega} \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$

4  $C = 2\omega Z_0 \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$

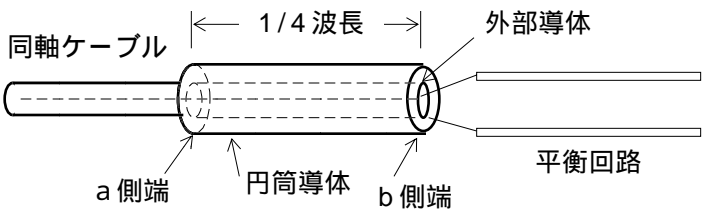
5  $C = \frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{Z_0 - R}$



A - 9 次の記述は、バランの一種であるシュベルトップ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、同軸ケーブルの終端に長さが  $1/4$  波長の円筒導体をかぶせ、その□Aを同軸ケーブルの外部導体に短絡したものである。
- (2) 円筒導体のb側端では、分布電圧が最大で分布電流が最小であるため、インピーダンスは非常に□B。このため、不平衡回路と平衡回路を直接接続したときに生ずる□C電流が、同軸ケーブルの外部導体に沿って流れ出すのを防止することができる。

	A	B	C
1	a側端	小さい	不平衡
2	a側端	小さい	平衡
3	a側端	大きい	不平衡
4	b側端	小さい	平衡
5	b側端	大きい	不平衡



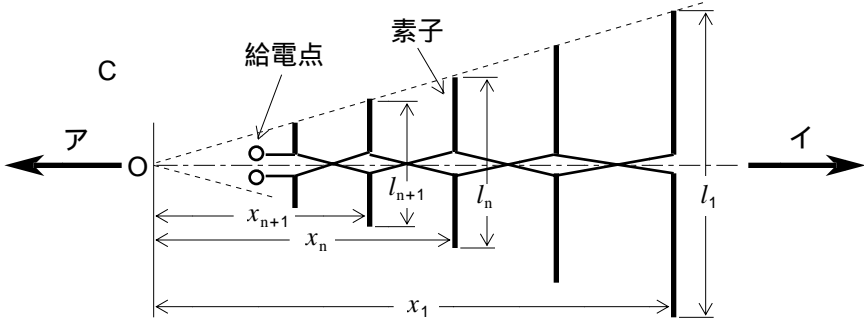
A - 10 太さの様な導線を用いた二線式折返し半波長ダイポールアンテナの入力抵抗の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、半波長ダイポールアンテナの入力抵抗を  $73.13 \Omega$  とする。

- 1  $200 \Omega$       2  $250 \Omega$       3  $300 \Omega$       4  $350 \Omega$       5  $400 \Omega$

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。□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。

- 電气的特性が使用周波数の対数に対応して周期的に変化する□Aアンテナである。
- (2) 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  $x_n/x_{n+1}$  は□B。
- (3) 主放射の方向は矢印□Cの方向である。

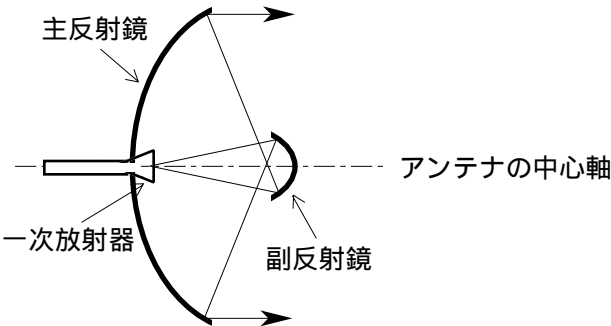
	A	B	
1	自己相似	等しい	ア
2	自己相似	異なる	イ
3	自己相似	等しい	イ
4	進行波	異なる	ア
5	進行波	等しい	イ



A - 12 次の記述は、図に示すグレゴリア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) 一次放射器及び主反射鏡と副反射鏡の二つの反射鏡から構成されるアンテナで、副反射鏡として□A面を用いるアンテナである。
- (2) パラボラアンテナに比べて一次放射器と送受信機との間の給電路が□B。
- (3) 衛星追跡用アンテナとして用いるとき、アンテナの□Cからの不要な電波の影響を受けにくい。

	A	B	C
1	だ円	長くなる	後方
2	だ円	短くできる	後方
3	だ円	短くできる	前方
4	双曲	長くなる	後方
5	双曲	短くできる	前方



A - 13 次の記述は、各種アンテナ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下の番号から選べ。

- 1 八木アンテナは、利得を上げるために、導波素子と反射素子が放射素子の前後に 1/2 波長間隔でそれぞれ複数個使われる。
- 2 対数周期ダイポールアレーアンテナは、ダイポールアンテナに比べて狭帯域なアンテナである。
- 3 高さが同じ垂直接地アンテナと逆 L 形接地アンテナの実効高は同じである。
- 4 カセグレンアンテナの指向性利得は、同じ開口面積を持つパラボラアンテナの指向性利得より大きい。
- 5 ホーンアンテナから放射される電波は、開口面近傍ではほぼ球面波とみなすことができる。

A - 14 次の記述は、人工雑音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 自動車から発生する雑音は、点火装置からの雑音が最も強く、周波数スペクトルは、長波（ LF ）帯から極超短波（ UHF ）帯までの広帯域に及ぶ。
- 2 小形整流子モーターを使用する機器から発生する雑音の周波数スペクトルは、長波（ LF ）帯から超短波（ VHF ）帯までの広帯域に及ぶ。
- 3 コンピュータのクロックパルスによる雑音の周波数スペクトルは、基本波のみで、高調波成分は含まない。
- 4 高圧送配電線におけるコロナ放電から発生する雑音により受信妨害を受けるのは、主としてラジオ放送の中波（ MF ）帯であり、テレビジョン放送や FM 放送はほとんど妨害を受けない。
- 5 電気鉄道から発生する雑音は、パンタグラフ系からの雑音が最も大きく、回転機からの雑音は小さい。

A - 15 次の記述は、マイクロ波からミリ波までの周波数帯における降雨による減衰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) 降雨による減衰は、約 □ A □〔GHz〕で顕著になり、周波数が高くなると共に増大するが、約 □ B □〔GHz〕以上でほぼ一定になる。  
降雨による減衰の主な要因は、電波の吸収又は □ C □である。

			A	B	C
1	10	200	散乱		
2	10		回折	50	
3	10	0.5	散乱		
4	3	200	回折		
5	3	80	散乱		

A - 16 次の記述は、短波（ HF ）帯の電波伝搬における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 干渉フェージングは、二つ以上の電波通路を通った電波の振幅及び位相が異なり、受信点で互いに干渉することにより生ずる。
- 2 偏波フェージングは、電離層反射の際、電離層の変動によって反射波の偏波面が時間的に変動することにより生ずる。
- 3 吸収フェージングは、電離層の吸収作用による伝搬損失が時間的に変動することにより生ずる。
- 4 跳躍フェージングは、電子密度の変化の少ない夜間に多く生ずる。
- 5 跳躍フェージングは、跳躍距離の近傍で起きるフェージングで、電波が電離層を反射したり突き抜けたりするために生ずる。

A - 17 次の記述は、スプラジック E 層（ Es ）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 E 層とほぼ同じ高度に現われ、層の厚さは E 層より薄い。
- 2 中緯度地域では冬季よりも夏季に、また、夜間よりも昼間に多く発生する。
- 3 その発生は太陽活動とあまり関係がなく、発生時刻は不規則で予測が難しい。
- 4 電子密度は、時間と共に大きく変動し、F 層の電子密度より大きくなることもある。
- 5 この層が発生すると、極超短波（ UHF ）帯の電波が反射され、1,000 ～ 2,000 m の遠方まで伝搬することがある。

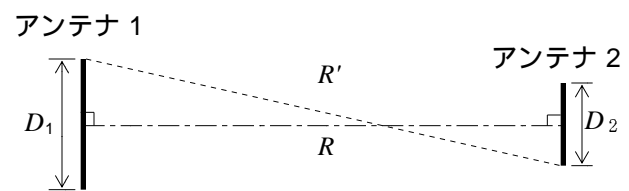
A - 18 1/4 波長垂直接地アンテナの接地抵抗を測定したとき、周波数 3〔MHz〕で 3.8〔 〕であった。このアンテナの放射効率の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、大地は完全導体とし、アンテナ導線の損失抵抗及び接地抵抗による損失以外の損失は無視できるものとする。また、波長を  $\lambda$ 〔m〕とすると、給電点から見たアンテナ導線の損失抵抗  $R_L$  は、次式で表されるものとする。

$$R_L = 0.1\lambda / 8 \text{〔 〕}$$

- 1 0.88
- 2 0.91
- 3 0.93
- 4 0.95
- 5 0.97

A - 19 図は、使用する電波の波長  $\lambda$ 〔m〕に比べて大きなアンテナ直径  $D_1$ 〔m〕又は  $D_2$ 〔m〕を持つ 2 つの開口面アンテナの利得や指向性を測定する場合の最小測定距離  $R$ 〔m〕を求めるための幾何学的な関係を示したものである。 $D_1 = 0.7$ 〔m〕、 $D_2 = 0.3$ 〔m〕及び測定周波数が 30〔GHz〕のときの  $R$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、通路差  $R$  は、 $R = R' - R \quad (D_1 + D_2)^2 / (8R)$  〔m〕とし、 $R$  が  $\lambda / 16$ 〔m〕以下であれば適切な測定ができるものとする。

- 1 50〔m〕
- 2 100〔m〕
- 3 150〔m〕
- 4 200〔m〕
- 5 250〔m〕



A - 20 次の記述は、図に示す構成によりマイクロ波のアンテナの利得を測定す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、同じ記号の〔 〕内には、同じ字句が入るものとする。また、各アンテナの損失は無視し、基準アンテナと試験アンテナ（被測定アンテナ）は同じ位置に置くものとする。

(1) 絶対利得  $G_t$ （真数）の送信アンテナから送信電力  $P_t$ 〔W〕を送信したとき、距離  $d$ 〔m〕離れた受信点での電波の電力束密度  $p$  は、次式で表される。

$$p = \text{〔 A 〕} \text{〔W/m}^2\text{〕} \quad \dots\dots\dots$$

(2) スイッチ  $SW$  を基準アンテナ側にして受信電力  $P_s$ 〔W〕を測定する。基準アンテナの絶対利得及び実効面積をそれぞれ  $G_s$ （真数）及び  $S$ 〔m<sup>2</sup>〕、波長を  $\lambda$ 〔m〕とすれば、式 から、 $P_s$  は、次式で表される。

$$P_s = Sp = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_s p = \text{〔 B 〕} \times G_s G_t P_t \text{〔W〕} \quad \dots\dots\dots$$

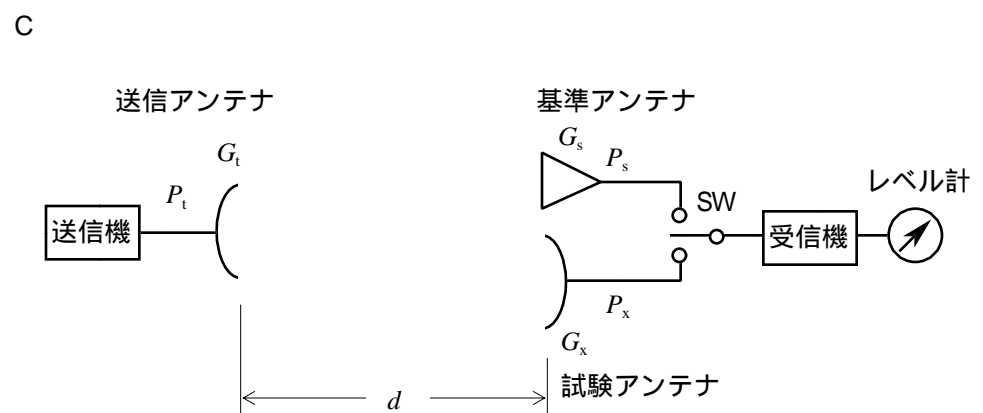
(3)  $SW$  を試験アンテナ側にして受信電力  $P_x$ 〔W〕を測定する。試験アンテナの利得を  $G_x$ （真数）とすれば、式 と同様に、 $P_x$  は、次式で表される。

$$P_x = \text{〔 B 〕} \times G_x G_t P_t \text{〔W〕} \quad \dots\dots\dots$$

(4) 式 と から、 $G_x$  は次式となり、試験アンテナの利得が測定できる。

$$G_x = \text{〔 C 〕}$$

A	B	C
$\frac{G_t P_t}{4\pi d^2}$	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\frac{G_s}{P_x}$
$2 \frac{G_t P_t}{4\pi d^2}$	$\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$	$\frac{G_s P_x}{P_s}$
$\frac{G_t P_t}{\pi d^2}$	$\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2$	$\frac{G_s P_x}{P_s}$
$\frac{G_t P_t}{\pi d^2}$	$\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2$	$\frac{G_s}{P_x}$
$\frac{G_t P_t}{d^2}$	$\frac{1}{4\pi} \left(\frac{\lambda}{d}\right)^2$	$\frac{G_s P_x}{P_s}$



B - 1 次の記述は、進行波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 入出力が整合している線路上の電流及び電圧は一方向にのみ進行していく。  
イ 線路が無損失のとき、電流及び電圧の振幅は、線路上  $1/2$  波長ごとに最大点又は最小点がある。  
ウ 電流の位相は、線路上の各点において異なる。  
エ 進行波アンテナには半波長ダイポールアンテナや逆 L 形アンテナがある。  
オ 大地に水平に張った無限に長い無損失の導線上を電波が進行するとき、導線に分布している単位長当たりのインダクタンスを  $L$  [H/m]、大地との間の単位長当たりの静電容量を  $C$  [F/m] とすれば、 $1/\sqrt{LC}$  [m/s] の速度で進行する。

B - 2 次の記述は、給電回路及び平衡又は不平衡回路のインピーダンス整合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) 給電線の実インピーダンスと給電線に接続されているアンテナや送受信機の入力又は出力インピーダンスが □ア と、これらの接続点から反射波が生じ、定在波が発生して電力の □イ が低下する。これを防ぐため、これらの接続点にインピーダンス整合回路を挿入して整合をとる。  
(2) 同軸給電線のような □ウ とダイポールアンテナのような平衡回路を直接接続すると、平衡回路に □エ が流れ、送信や受信に悪影響を生ずる。これを防ぐため、二つの回路の間に □オ を挿入して、整合をとる。

- |        |        |          |         |         |
|--------|--------|----------|---------|---------|
| 1 等しい  | 2 異なる  | 3 バラン    | 4 不平衡回路 | 5 不平衡電流 |
| 6 反射効率 | 7 伝送効率 | 8 アイソレータ | 9 平衡電流  | 10 平衡回路 |

B - 3 次の記述は、携帯電話機用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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 周波数約 1 [GHz] 以上の電波に対して、人体は損失のある □ア として働くので、頭部のごく近くで使用する携帯電話機から放射される電波は吸収や散乱を起こす。そのため、携帯電話機が人体の近傍にない場合に比べて、アンテナの特性が変化する。  
(2) 一般の携帯電話機には、□イ アンテナ及び内蔵用の板状逆 F 型アンテナが装備されているものもある。送受信兼用の □イ アンテナの長さは、人体による □ウ パターンの変化を軽減するなどのために、 $1/4$  波長よりも  $8$  波長程度 □エ してある。  
(3) □イ アンテナと板状逆 F 型アンテナとによる □オ ダイバーシティ受信を行うことで、建物などの反射波による受信時のフェージングの補償ができる。

- |       |        |       |       |        |
|-------|--------|-------|-------|--------|
| 1 短く  | 2 スリーブ | 3 放射  | 4 定在波 | 5 空間   |
| 6 周波数 | 7 ホイップ | 8 誘電体 | 9 長く  | 10 磁性体 |

B - 次の記述は、マイクロ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) マイクロ波の伝搬では、地理的な条件による例外を除いて一般に □ア の日の深夜又は早朝に顕著なフェージングが多く生ずる。  
(2) 見通し距離の海上伝搬路と山岳伝搬路を比較した場合、大地反射波によるフェージングの影響が小さい □イ の方が安定している。  
(3) 伝搬路が長いほど、フェージングの発生頻度と □ウ が共に大きくなる。また、伝搬路の平均地上高が □エ ほどフェージングは大きくなる。  
(4) 大気の状態の変化により、電波があたかも導波管内に閉じ込められて反射を繰り返しながら伝搬するように遠距離まで伝搬するのは、□オ による伝搬である。

- |      |         |          |      |          |
|------|---------|----------|------|----------|
| 1 曇天 | 2 散乱    | 3 ラジオダクト | 4 低い | 5 海上伝搬路  |
| 6 晴天 | 7 周波数変動 | 8 変動幅    | 9 高い | 10 山岳伝搬路 |

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  $Z_0$  [ ] の同軸給電線で信号源と負荷に接続され、副線路は電流を測定する検出器と終端抵抗  $R$  [ ] 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 [rad/s] とすると、 $L = R$  及び  $R = 1/(\omega C)$  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。

$$i_c = \text{ア} \text{ [A]} \dots\dots$$

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。

$$i_m = \text{イ} \text{ [A]} \dots\dots$$

(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  $i_t$  [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、 $i_t$  は、次式で表される。

$$i_t = i_c + i_m = \text{ウ} \text{ [A]} \dots\dots$$

(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 は次式となる。

$$i_t = \text{エ} \text{ [A]}$$

また、負荷側からの反射波のみのときには  $I$  の符号が変わるから、 $i_t = 0$  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 $j\omega \left( \frac{CV}{2R} + \frac{MI}{2R} \right)$ | 4 $j\omega CV$  | 5 $j\omega MI$             |
| 6 $\frac{j\omega CV}{2}$ | 7 比                       | 8 積  | 9 $j\omega \left( \frac{CV}{2} + \frac{MI}{2R} \right)$ | 10 $\frac{j\omega MI}{2R}$ |

