

GB801

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 次の記述は、ポインティングベクトル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 電磁エネルギーの流れを表すベクトルである。
- 2 電界ベクトルと磁界ベクトルの外積である。
- 3 大きさは、電界ベクトルと磁界ベクトルを二辺とする三角形の面積に等しい。
- 4 電界ベクトルと磁界ベクトルのなす面に垂直で、電界ベクトルの方向から磁界ベクトルの方向に右ねじを回したときに、ねじの進む方向に向いている。
- 5 大きさは、単位面積を単位時間に通過する電磁エネルギーを表す。

A－2 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  $Z_0 = \frac{\epsilon_0}{\mu_0}$ 
 4  $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ 
 5  $Z_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}$

A－3 電界強度が 5 [mV/m] の到来電波を実効面積  $A_e$  [m<sup>2</sup>] のアンテナで受信して、0.1 [μW] の受信有能電力を得た。 $A_e$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ及び給電回路の損失はないものとする。

- 1 1.5 [m<sup>2</sup>]
 2 3.0 [m<sup>2</sup>]
 3 4.5 [m<sup>2</sup>]
 4 6.0 [m<sup>2</sup>]
 5 7.5 [m<sup>2</sup>]

A－4 次の記述は、円形の開口面アンテナの利得とビームの電力半値幅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、開口面の直径は波長に比べて大きく、波長及び開口効率是一定であり、アンテナの損失はなく、開口面上の電磁界分布は一様であるものとする。

	A	B	C
(1) 利得は、開口面の直径が □ A □ ほど大きくなる。	1 大きい	1/2	小さく
(2) ビームの電力半値幅は、電界強度が最大放射方向の値の □ B □ になる二つの方向にはさまれる角度の幅であり、開口面の直径が大きいほど小さくなる。	2 大きい	1/√2	大きく
	3 大きい	1/2	大きく
	4 小さい	1/√2	大きく
(3) 利得は、ビームの電力半値幅が小さいほど □ C □ なる。	5 小さい	1/2	小さく

A－5 距離 30 [km] のマイクロ波固定通信回線において、周波数が 10 [GHz] で送信機出力が 30 [dBm] のときの受信機入力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 40 [dB] 及び 50 [dB]、送信側及び受信側の給電回路の損失をそれぞれ 5 [dB] 及び 6 [dB] とし、大地及び伝搬路周辺の反射物体からの影響はないものとする。また、自由空間基本伝送損  $L$  (真数) は、送受信アンテナ間の距離を  $d$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] とすれば、次式で与えられるものとし、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\log_{10}\pi = 0.5$  とする。

$$L = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$$

- 1 -55 [dBm]
 2 -50 [dBm]
 3 -45 [dBm]
 4 -39 [dBm]
 5 -33 [dBm]

A－6 特性インピーダンス  $Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕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  $4Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕
- 2  $2Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕
- 3  $Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕
- 4  $Z_0/2$ 〔 $\Omega$ 〕
- 5  $Z_0/4$ 〔 $\Omega$ 〕

A－7 次の記述は、方形導波管と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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 方形導波管は、その遮断周波数より □A□ 周波数の電磁波を伝送できない。また、方形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 □A□。
- (2) マイクロストリップ線路は、□B□ された構造であり、外部から雑音等が混入することがあるが、回路やアンテナを同一面に構成できる利点がある。
- (3) 方形導波管内を伝搬する電磁波は、TE 波又は TM 波であるのに対して、マイクロストリップ線路を伝搬する電磁波は、近似的に □C□ である。

	A	B	C
1	低い	開放	TEM 波
2	低い	密閉	TM 波
3	低い	開放	TM 波
4	高い	密閉	TM 波
5	高い	開放	TEM 波

A－8 方形導波管内の電磁波の群速度が  $2.5 \times 10^8$ 〔m/s〕であるとき、電磁波の位相速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、導波管の内部は空気とする。

- 1  $2.5 \times 10^8$ 〔m/s〕
- 2  $3.6 \times 10^8$ 〔m/s〕
- 3  $4.0 \times 10^8$ 〔m/s〕
- 4  $6.0 \times 10^8$ 〔m/s〕
- 5  $1.2 \times 10^9$ 〔m/s〕

A－9 特性インピーダンスが 50〔 $\Omega$ 〕、長さが 1〔m〕の無損失給電線の出力端を短絡したとき、入力端から見た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。ただし、周波数を 50〔MHz〕とし、また、特性インピーダンスが  $Z_0$ 〔 $\Omega$ 〕で、長さが  $l$ 〔m〕の無損失給電線にインピーダンスが  $Z_d$ 〔 $\Omega$ 〕の負荷を接続したときの入力端から見たインピーダンス  $Z_i$  は、位相定数を  $\beta$ 〔rad/m〕とすると、次式で表される。

$$Z_i = Z_0 \left( \frac{Z_d \cos \beta l + j Z_0 \sin \beta l}{Z_0 \cos \beta l + j Z_d \sin \beta l} \right) \text{〔}\Omega\text{〕}$$

- 1  $j30\sqrt{3}$ 〔 $\Omega$ 〕
- 2  $j40$ 〔 $\Omega$ 〕
- 3  $j45\sqrt{3}$ 〔 $\Omega$ 〕
- 4  $j50$ 〔 $\Omega$ 〕
- 5  $j50\sqrt{3}$ 〔 $\Omega$ 〕

A－10 次の記述は、波長に比べて直径が十分小さな受信用ループ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。ただし、ループの面は、大地に対して垂直とする。

- (1) 最小感度の方向は、到来電波の方向がループ面に □A□ ときである。
- (2) 実効長は、ループの面積と巻数の積に □B□ する。
- (3) 水平面内の指向性は、□C□ である。

	A	B	C
1	一致した	比例	全方向性
2	一致した	反比例	8 字特性
3	直角な	反比例	全方向性
4	直角な	比例	8 字特性
5	直角な	反比例	8 字特性

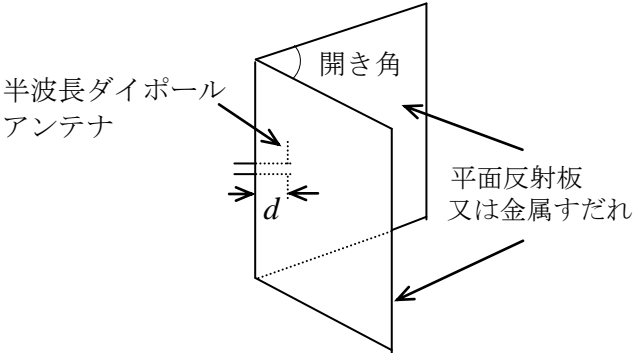
A-11 反射鏡の直径が2[m]の円形パラボラアンテナを周波数6[GHz]で用いたときの絶対利得が40[dB]であった。このパラボラアンテナの開口効率の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 0.50
- 2 0.63
- 3 0.77
- 4 0.85
- 5 0.97

A-12 次の記述は、図に示すコーナレフレクタ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。ただし、波長をλ[m]とし、平面反射板又は金属すだれは、電波を理想的に反射する大きさとする。

- (1) 半波長ダイポールアンテナに平面反射板又は金属すだれを組み合わせた構造であり、金属すだれは半波長ダイポールアンテナの放射素子に平行に導体棒を並べたもので、導体棒の間隔は平面反射板と等価な反射特性を得るために約□A以下にする必要がある。
- (2) 開き角は、60°又は90°の場合などがあり、半波長ダイポールアンテナとその影像の合計数は、60°では□B、90°では4個であり、これらの複数のアンテナの効果により、半波長ダイポールアンテナ単体の場合よりも鋭い指向性と大きな利得が得られる。
- (3) アンテナパターンは、図に示す距離d[m]によって大きく変わる。開き角が90°のとき、d=λでは指向性が二つに割れて正面方向では零になり、d=1.5λでは主ビームは鋭くなるがサイドローブを生ずる。一般に、□Cとなるようにdをλ/4~3λ/4の範囲で調整する。

A	B	C
1 λ/10	8 個	全方向性
2 λ/10	8 個	単一指向性
3 λ/10	6 個	単一指向性
4 λ/4	8 個	全方向性
5 λ/4	6 個	単一指向性



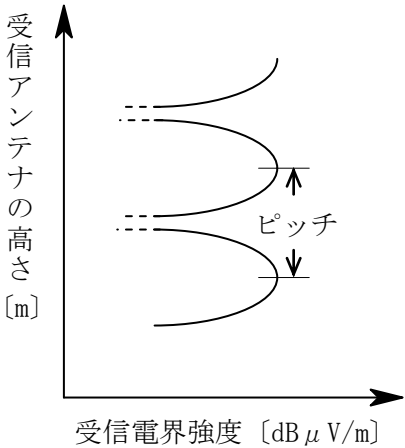
A-13 次の記述は、オフセットパラボラアンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 曲面が□Aの反射鏡の一部と、□Aの焦点に置かれた一次放射器から構成されている。
- (2) 開口面の正面に一次放射器や給電線路など電波の通路をさえぎるものがないため□Bが良く、放射特性が良好である。
- (3) 衛星用の受信アンテナとして用いる場合、同じ仰角で用いる開口径の等しい円形パラボラアンテナに比べて、地上通信回線の電波による干渉や大地からの熱雑音の影響を□C。

A	B	C
1 回転放物面	開口効率	受けにくい
2 回転放物面	面精度	受けやすい
3 回転放物面	開口効率	受けやすい
4 回転双曲面	開口効率	受けやすい
5 回転双曲面	面精度	受けにくい

A-14 超短波(VHF)帯の電波伝搬において、送信アンテナの高さ、送信周波数、送信電力及び通信距離の条件を一定にして、受信アンテナの高さを変化させて、受信電界強度(受信点の電界強度)を測定すると、図に示すハイトパターンが得られる。この現象に関する記述として、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、大地は完全導体平面で、反射係数を-1とする。

- 1 見通し距離内の電波伝搬における受信電界強度は、直接波と大地反射波の合成によって生ずる。
- 2 大地反射波の位相は、直接波の位相より、通路差による位相差と反射の際に生ずる位相差との和の分だけ遅れる。
- 3 大地反射波と直接波の電界強度の大きさを同じとすれば、両者の位相が同位相のときは受信電界強度が極大になり、逆位相のときは零となる。
- 4 受信電界強度の極大値は、受信点の自由空間電界強度のほぼ2倍となる。
- 5 受信電界強度が周期的に変化するピッチは、周波数が高くなるほど、広くなる。



A-15 次の記述は、対流圏伝搬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) 大気の屈折率は、□ A □ 前後の値であり、気象状態によるこの値のわずかな変動が電波の伝搬に大きな影響を与える。標準大気中では、大気の屈折率は高さとともにほぼ直線的に減少するため、地表面にほぼ平行に放射された電波は上方に凸に曲がり、見通し距離が増大する。
- (2) 標準大気中では、わん曲する電波の通路を直線的に扱うために、等価的に地球の半径を □ B □ するような等価地球半径係数を用いる。
- (3) 大気の屈折率の高度分布を示す *M* 曲線が負の傾きを生じているときには、□ C □ が生成され、超短波 (VHF) 帯からマイクロ波 (SHF) 帯の電波が異常に遠距離まで伝搬することがある。

	A	B	C
1	1.3333	大きく	ラジオダクト
2	1.3333	小さく	フレネルゾーン
3	1.0003	大きく	ラジオダクト
4	1.0003	小さく	フレネルゾーン
5	1.0003	小さく	ラジオダクト

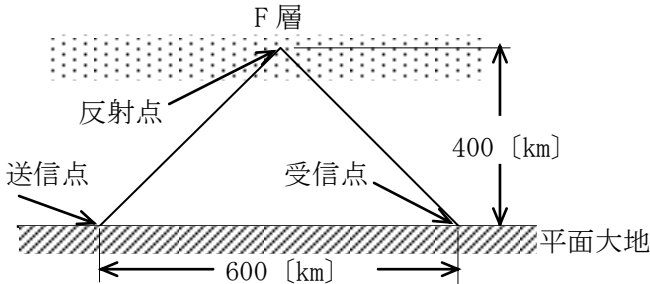
A-16 次の記述は、マイクロ波 (SHF) 帯以上の電波の減衰について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 気体分子による減衰は、電波の周波数が気体分子の持つ双極子の固有振動数と一致すると、分子の □ A □ が起こり、電波のエネルギーの一部がこれらの気体分子に吸収されることによって生ずる。SHF 帯以上の電波では酸素や □ B □ などによる減衰が起こる。
- (2) 降雨による減衰は、電波が雨滴にあたり、そのエネルギーの一部が吸収や □ C □ されることによって生ずる。
- (3) 霧や細かい雨による減衰は、周波数が □ D □ になると増加し、単位体積中に含まれる水分の量に比例する。

	A	B	C	D
1	共鳴	水素	散乱	低く
2	共鳴	水蒸気	散乱	高く
3	散乱	水蒸気	散乱	低く
4	散乱	水素	回折	高く
5	散乱	水蒸気	回折	低く

A-17 図に示すように、送受信点間の距離が 600 [km] の電離層伝搬において、F 層の見掛けの高さが 400 [km] で、最高使用可能周波数 (MUF) が 16 [MHz] であった。このときの臨界周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電離層は均一であり、平面大地に平行であるものとする。

- 1 8.9 [MHz]
- 2 10.5 [MHz]
- 3 11.3 [MHz]
- 4 12.8 [MHz]
- 5 15.0 [MHz]



A-18 次の記述は、アンテナの諸特性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。

- (1) 一般に □ A □ がマイクロ波アンテナの利得を測定する場合の基準アンテナとして用いられる。
- (2) 測定するアンテナの前後比(F/B)は、最大放射方向の電界強度  $E_f$  [V/m] と最大放射方向から □ B □ 方向の範囲内の最大の電界強度  $E_r$  [V/m] を測定し、 $E_f/E_r$  として求める。
- (3) 開口面アンテナの測定では、測定周波数が一定の場合、開口面の面積が □ C □ ほど送信アンテナと受信アンテナとの距離を大きくする必要がある。

A	B	C
1 微小ループアンテナ	90 度±60 度	小さい
2 微小ループアンテナ	180 度±60 度	大きい
3 微小ループアンテナ	180 度±60 度	小さい
4 ホーンアンテナ	180 度±60 度	大きい
5 ホーンアンテナ	90 度±60 度	小さい

A-19 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。

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

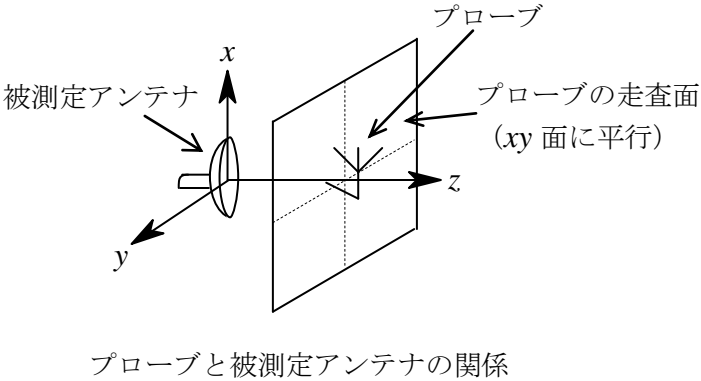
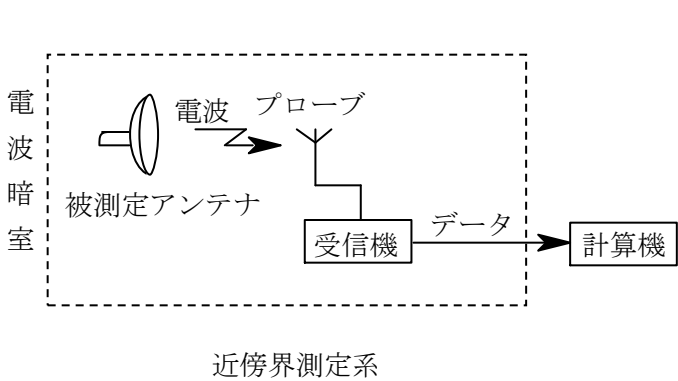
- (3) 両方のアンテナの利得が等しいときには、それらを  $P_t$  と  $P_r$  の測定値から、次式によって求めることができる。

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

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

A-20 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る。
- 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 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。
- 5 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難しい。



B－1 次の記述は、自由空間内におけるアンテナの放射電界強度の計算式の誘導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、アンテナ等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]、アンテナから距離  $d$  [m] 離れた点における電界強度を  $E_0$  [V/m] とすると、この点の □ア□  $W$  [W/m<sup>2</sup>] は、次式で表される。

$$W = \frac{P_0}{4\pi d^2} = \text{□イ□} \text{ [W/m}^2\text{]}$$

上式から、 $E_0$  は、次式で表される。

$$E_0 = \text{□ウ□} \text{ [V/m]}$$

- (2) 等方性アンテナ及び任意のアンテナに、それぞれ電力  $P_0$  [W] 及び  $P$  [W] を入力したとき、両アンテナから十分離れた同一地点における両電波の電界強度が等しければ、任意のアンテナの絶対利得  $G$  (真数) は、次式で与えられる。

$$G = \text{□エ□}$$

- (3) したがって、絶対利得  $G$  の任意のアンテナに電力  $P$  [W] を入力したとき、このアンテナから距離  $d$  [m] 離れた点における電界強度  $E$  [V/m] は、次式で表される。

$$E = \frac{\text{□オ□}}{d} \text{ [V/m]}$$

1 有効電力	2 $\frac{E_0^2}{120\pi}$	3 $\frac{\sqrt{30P_0}}{d}$	4 $\frac{P_0}{P}$	5 $2\sqrt{30GP}$
6 ポインティング電力	7 $\frac{E_0^2}{60\pi}$	8 $\frac{2\sqrt{30P_0}}{d}$	9 $\frac{P}{P_0}$	10 $\sqrt{30GP}$

B－2 次の記述は、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) 給電線特性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、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 異なる	2 伝送効率	3 平衡回路	4 不平衡電流	5 バラン
6 等しい	7 反射効率	8 不平衡回路	9 平衡電流	10 アイソレータ

B－3 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1、誤っているものを2として解答せよ。

- ア 1/4 波長垂直接地アンテナの放射抵抗は、ほぼ 73.13 [Ω] である。
- イ スリー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。
- ウ 二線式折返し半波長ダイポールアンテナの入力インピーダンスは、半波長ダイポールアンテナの約 4 倍である。
- エ ホーンアンテナは、開口面の大きさを一定にしたまま、ホーンの長さを短くすると利得は大きくなる。
- オ カセグレンアンテナの副反射鏡は、回転双曲面である。

B－4 次の記述は、超短波 (VHF) 帯及び極超短波 (UHF) 帯の電波の見通し外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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 電波は、障害物があると □ ア □ によりその裏側にも回り込んで伝搬する。そのために球面大地上の見通し外伝搬において、伝搬路の途中に □ イ □ がある場合、それがない場合に比べて □ ア □ により受信電界強度が上がることもある。
- (2) 大気は乱流により絶えず変動しているため、□ ウ □ が周囲とは違った領域が生じている。この領域で電波が散乱され、見通し外にも伝搬する。この現象を利用する対流圏散乱通信において受信される電波は、多くの散乱体によって散乱されて到来した振幅及び □ エ □ が異なる多くの波の合成波であるので、□ オ □ フェージングを生ずる。

- 1 回折
2 山岳
3 屈折率
4 位相
5 ダクト形
- 6 反射
7 河川
8 導電率
9 周期
10 レイリー

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。  

$$i_c \doteq \square \text{ ア } \text{ [A] } \cdots \cdots \cdots \text{ ①}$$
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。  

$$i_m \doteq \square \text{ イ } \text{ [A] } \cdots \cdots \cdots \text{ ②}$$
- (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。  

$$i_f = i_c + i_m = \square \text{ ウ } \text{ [A] } \cdots \cdots \cdots \text{ ③}$$
- (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。  

$$i_f = \square \text{ エ } \text{ [A]}$$
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、 $i_f = 0$  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  $j\omega\left(\frac{CV}{2R} + \frac{MI}{2R}\right)$ 
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  $\frac{j\omega MI}{2R}$

