

XB303

第一級海上無線通信士「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 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。

- 1 偏波面が時間及び場所によらず変わらない場合を直線偏波という。
直線偏波のうち、偏波面が大地に平行な場合を水平偏波という。
- 3 直線偏波のうち、偏波面が大地に直角な場合を垂直偏波という。
- 4 互いに直交する、位相差が π [rad] で振幅が異なる2つの電界成分を合成すると、楕円偏波が得られる。
- 5 互いに直交する、位相差が $\pi/2$ [rad] で振幅が同じ2つの電界成分を合成すると、円偏波が得られる。

A - 2 比誘電率が9で、比透磁率が1の均一な媒質中における平面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、媒質の導電率は零とする。

- 1 2.5×10^7 [m/s]
- 2 5.0×10^7 [m/s]
- 3 1.0×10^8 [m/s]
- 4 1.5×10^8 [m/s]
- 5 2.0×10^8 [m/s]

A - 3 均一な到来電波の中に置かれた入力抵抗が150 [Ω]の被測定アンテナの受信開放電圧が400 [μV]であり、同一条件で入力抵抗が75 [Ω]の基準アンテナの受信開放電圧が200 [μV]であるとき、基準アンテナに対する被測定アンテナの相対利得(真数)の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 1 2 2 3 6 4 8 5 10

A - 4 次の記述は、図に示す高さが h [m] の1/4波長接地アンテナの実効高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、1/4波長接地アンテナ上における電流は余弦波状に分布しており、実効高は、この電流分布の面積と長方形の電流分布ABCDの面積とが等しいとして求められるものとする。

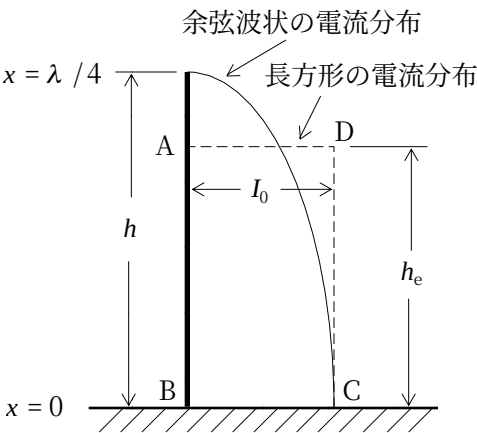
(1) 余弦波状の電流分布に沿って $x = 0$ から $x = \lambda/4$ まで積分して、その面積を求めると、次式ようになる。ただし、波長を λ [m]、電流分布の最大振幅を I_0 [A] とし、アンテナ基部から頂点方向への距離を x [m] とする。

$$S = \int_0^{\lambda/4} I_0 \cos(\square A) dx$$
$$= \frac{\lambda I_0}{2\pi} \square B = \frac{\lambda I_0}{2\pi} \text{ [Am]}$$

(2) 長方形の電流分布では、距離 x によらず電流 I_0 [A] が一様に分布するものと仮定するので、実効高 h_e [m] を h で表すと、以下ようになる。

$$h_e = \frac{S}{I_0} = \square C \text{ [m]}$$

	A	B	C
1	$\frac{2\pi}{\lambda}x$	$\left[\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \right]_0^{\lambda/4}$	$\frac{2h}{\pi}$
2	$\frac{2\pi}{\lambda}x$	$\left[\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \right]_0^{\lambda/4}$	$\frac{h}{\pi}$
3	$\frac{2\pi}{\lambda}x$	$\left[\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x\right) \right]_0^{\lambda/4}$	$\frac{h}{\pi}$
4	$\frac{\pi}{\lambda}x$	$\left[\sin\left(\frac{\pi}{\lambda}x\right) \right]_0^{\lambda/4}$	$\frac{2h}{\pi}$
5	$\frac{\pi}{\lambda}x$	$\left[\cos\left(\frac{\pi}{\lambda}x\right) \right]_0^{\lambda/4}$	$\frac{h}{\pi}$

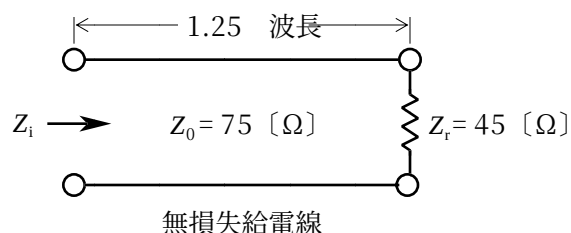


A - 5 単位長当たりの静電容量及びインダクタンスがそれぞれ 10 [pF/m] 及び 2.5 [μ H/m] の無損失給電線を周波数 50 [MHz] で使用したときの位相定数の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 $\pi/4$ [rad/m] 2 $\pi/2$ [rad/m] 3 π [rad/m] 4 $3\pi/2$ [rad/m] 5 2π [rad/m]

A - 6 図に示すように、特性インピーダンス Z_0 が 75 [Ω]、長さ 1.25 波長の無損失給電線の終端に 45 [Ω] の純抵抗負荷 Z_L が接続されているとき、給電線の入力端から見たインピーダンス Z_i の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 0 [Ω]
2 5 [Ω]
3 10 [Ω]
4 25 [Ω]
5 40 [Ω]



A - 7 次の記述は、図 1 に示すように、コイルとコンデンサを用いて無損失給電線と純抵抗負荷を整合させるための条件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、無損失給電線の特性インピーダンスを Z_0 [Ω]、純抵抗負荷を R [Ω]、コイルのインダクタンスを L [H]、コンデンサの静電容量を C [F] 及び角周波数を ω [rad/s] とし、 $Z_0 > R$ 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) 図 2 に示す等価回路において、端子 ab から給電線側を見たインピーダンス Z [Ω] は、次式で表される。

$$Z = j\omega L + \frac{Z_0}{1 + j\omega C Z_0} \quad [\Omega] \quad \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

(2) 給電線の特性インピーダンスと負荷とを整合させるためには、 L 及び C の値を適当に選んで、 $Z = \text{□ A}$ とすればよいから、式①を用いて次式のように表される。

$$\text{□ A} = j\omega L + \frac{Z_0}{1 + j\omega C Z_0} \quad \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

式②の両辺に、 $(1 + j\omega C Z_0)$ を掛けた式の左辺と右辺の □ B を等しいと置くと、次式が得られる。

$$Z_0(1 - \omega^2 LC) = R \quad \dots\dots\dots \textcircled{3}$$

また、左辺と右辺の □ C を等しいと置くと、次式が得られる。

$$L = CRZ_0 \quad \dots\dots\dots \textcircled{4}$$

(3) 式③と④から、整合条件は、次式となる。

$$C = \frac{1}{\omega Z_0} \times \text{□ D} \quad [\text{F}]$$

$$L = \frac{R}{\omega} \times \text{□ D} \quad [\text{H}]$$

A	B	C	D
1 Z_0	実数部	虚数部	$\sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$
2 Z_0	虚数部	実数部	$\sqrt{\frac{R}{Z_0 - R}}$
3 R	実数部	虚数部	$\sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$
4 R	虚数部	実数部	$\sqrt{\frac{R}{Z_0 - R}}$
5 R	実数部	虚数部	$\sqrt{\frac{R}{Z_0 - R}}$

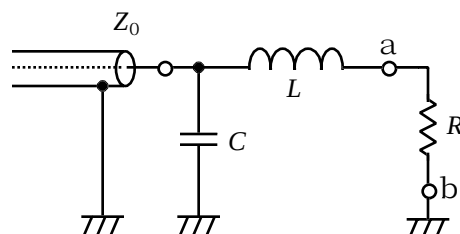


図 1

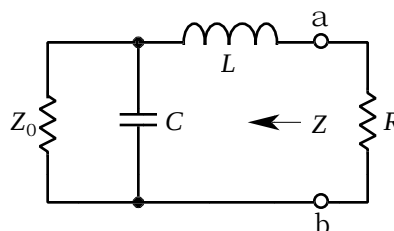


図 2

A - 8 次の記述は、装荷ダイポール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。

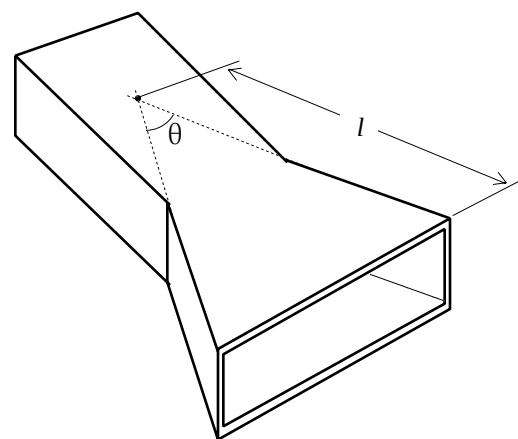
- 必要とするアンテナ特性を得るためにアンテナ上の適当な位置（複数可）にインピーダンスを装荷したものである。
- インピーダンスを装荷する位置が給電点に近い場合は底辺装荷、アンテナの先端に近い場合は頂点装荷という。
- 抵抗装荷の目的は、放射効率などの低下を伴わないで、アンテナの広帯域整合をとることである。
- キャパシタンス装荷の目的は、アンテナの小型化である。
- インダクタンス装荷の目的は、容量性のダイポールアンテナを共振させて整合をとることである。

A - 9 周波数 600 [kHz] において、一辺の長さが 50 [cm] の正方形ループアンテナの実効高を π [cm] とするためのループの巻数として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 10 2 20 3 30 4 40 5 50

A-10 次の記述は、図に示す扇形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の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 方形導波管の終端を開放し、その方形断面の一組の対辺の幅を徐々に広げて所定の大きさにしたものである。開口面積を一定にしたまま、ホーンの長さ l [m] を □A□ とすると、利得が増加する。
 (2) l を一定にしたまま開口角 θ [rad] を変えたとき、利得は変化 □B□。
 (3) 放射される電波は、通常、アンテナの開口面上で □C□ である。



- | | A | B | C |
|---|----|-----|-----|
| 1 | 短く | する | 平面波 |
| 2 | 短く | しない | 球面波 |
| 3 | 長く | しない | 平面波 |
| 4 | 長く | する | 平面波 |
| 5 | 長く | する | 球面波 |

A-11 次の記述は、垂直接地アンテナのリアクタンスの値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。

- (1) 図において、切替スイッチSW を a 側に入れ、高周波発振器を角周波数 [rad/s] で動作させ、可変コンデンサ C_s を調整してアンテナ回路を共振させる。このときの C_s の値を C_{s1} [F]、結合コイルの 1 次側及び 2 次側の自己インダクタンスをそれぞれ L_1 [H]、 L_2 [H]、アンテナのリアクタンスの大きさを X_A [Ω] とすれば、次式が成り立つ。ただし、結合コイルの相互インダクタンス及びアンテナ回路の損失抵抗は、無視するものとする。

$$\omega L_2 + X_A = \square A \square \text{ [Ω] } \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

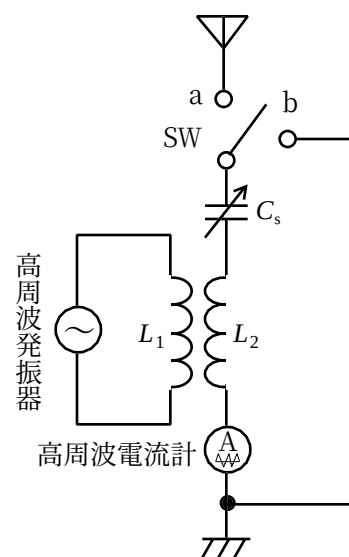
- (2) 次に、SW を b 側に入れ、 C_s をそのままだに C_s を変化させ、回路を共振させる。このときの C_s の値を C_{s2} [F] とすれば、次式が成り立つ。

$$\omega L_2 = \square B \square \text{ [Ω] } \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

- (3) 式①、②より、次式が導かれる。

$$X_A = \square C \square \text{ [Ω] }$$

- | | A | B | C |
|---|------------------------------------|------------------------------------|--|
| 1 | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s1}}$ | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s2}}$ | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s2}} - \frac{1}{\omega C_{s1}}$ |
| 2 | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s1}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s2}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s1}} - \frac{1}{\omega C_{s2}}$ |
| 3 | $\frac{1}{\omega C_{s1}}$ | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s2}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s1}} - \frac{1}{\omega C_{s2}}$ |
| 4 | $\frac{1}{\omega C_{s1}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s2}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s1}} - \frac{1}{\omega C_{s2}}$ |
| 5 | $\frac{1}{\omega C_{s1}}$ | $\frac{1}{\omega C_{s2}}$ | $\frac{\omega L_1}{\omega C_{s2}} - \frac{1}{\omega C_{s1}}$ |



A-12 次の記述は、図に示す電界強度測定器を用いて短波（ HF ） 帯の電波の電界強度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、ループアンテナ及びアンテナ回路（ 給電線を含む。 ）
 は校正されており、ループアンテナの大きさは波長に比べて十分小さく、アンテナ回路の損失は無視するものとする。また、ループアンテナの実効高は 1 [m] を、測定する電波の電界強度は 1 [μ V/m] を、受信機の入力電圧及び出力計の電圧は 1 [μ V] をそれぞれ 0 [dB] とし、減衰器の値を正とする。

- (1) スイッチ SW を a 側に入れ、受信機を測定する電波の周波数に同調させた後、ループアンテナを最高感度の方向に向けて固定する。次に受信機の減衰器を調節して出力計の指示値を適当な値（例えば V_0 [dB] ）にする。このときの減衰器の読みを D_1 [dB] 、測定する電波の電界強度を E_x [dB] 、受信機の利得を G_r [dB] 及びループアンテナの実効高を H_e [dB] とすると、 V_0 は、次式で表される。

$$V_0 = E_x + H_e + \text{□ A} \text{ [dB] } \dots\dots\dots \text{①}$$

- (2) スイッチ SW を b 側に入れ、比較発振器の周波数を測定する電波の周波数に合わせ、減衰器を調節して出力計の指示値が (1) と同じ値 V_0 [dB] になるようにする。このときの減衰器の値を D_2 [dB] 、比較発振器の出力電圧を V_s [dB] とすると、 V_0 は、次式で表される。

$$V_0 = V_s + \text{□ B} \text{ [dB] } \dots\dots\dots \text{②}$$

- (3) 式①及び②より、 E_x は、次式から求められる。

$$E_x = V_s - H_e + \text{□ C} \text{ [dB]}$$

	A	B	C
1	$G_r + D_1$	$G_r - D_2$	$D_2 - D_1$
2	$G_r + D_1$	$G_r + D_2$	$D_1 - D_2$
3	$G_r - D_1$	$G_r - D_2$	$D_1 - D_2$
4	$G_r - D_1$	$G_r + D_2$	$D_2 - D_1$
5	$G_r - D_1$	$G_r - D_2$	$D_2 - D_1$

電界強度測定器

A-13 次の記述は、アンテナの入力インピーダンス測定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) 不平衡系のネットワークアナライザで □ A アンテナのような平衡給電のアンテナのインピーダンスを測定する場合、付属の不平衡ケーブルで直接接続するとアンテナ上で電流の不平衡が生じ、ケーブルに不平衡電流が流れて誤差を生ずる。この解決方法の一つとして、□ B 法がある。
- (2) 図 1 に示すような給電点で対称な構造を持つ方形ループアンテナの場合には、図 2 に示すように、方形ループアンテナの縦方向の長さ l [m] の上半分 ($l/2$) を地板の上に設置すれば、地板の □ B 効果を利用してアンテナの入力インピーダンスが測定できる。この場合に測定されるインピーダンスは、自由空間に方形ループアンテナがある場合の測定値の □ C 倍になる。ただし、地板の半径は、測定するアンテナの l より少なくとも 2 波長以上大きいものとする。

	A	B	C
1	J 形	反射	2
2	J 形	反射	1/2
3	半波長ダイポール	イメージ(影像)	2
4	半波長ダイポール	反射	2
5	半波長ダイポール	イメージ(影像)	1/2

図 1

図 2

A-14 次の記述は、超短波（ VHF ） 帯の電波の見通し外への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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 大気中に気温の逆転層ができると、□ A □が発生して、一般に電波はその中にトラップされて見通し外まで伝搬する。
- (2) 標準大気中で受信点が見通し外にある場合には、電波は滑らかな球面大地に沿って進むので伝搬損失は非常に大きくなるが、伝搬途中に高い山があると、電波は山頂付近での□ B □現象により、伝搬損失が小さくなることもある。
- (3) 大気中の気温や水蒸気は絶えず変動しており、これらの関数である誘電率も絶えず変動し、その濃淡が空間的、時間的に生じている。電波がこれらの不規則な誘電率の大気の塊に当たると□ C □を起し、これが□ C □波になって見通し外まで伝搬することがある。

A	B	C
1 無線ダクト	散乱	屈折
2 ラジオダクト	回折	散乱
3 跳躍フェージング	散乱	散乱
4 跳躍フェーディング	散乱	屈折
5 跳躍フェーディング	回折	散乱

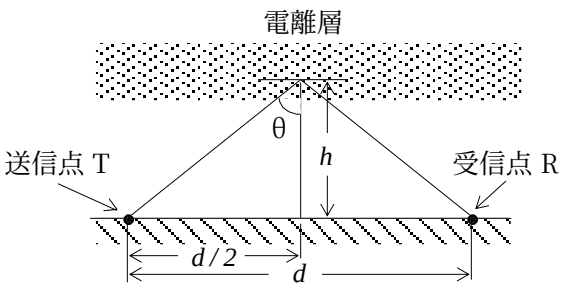
A-15 次の記述は、交差偏波識別度について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 一つの周波数で、互いに□ A □する二つの偏波を用いて異なる信号を送信すれば、周波数を有効に利用できる。しかし、降雨などでは、一般に雨滴の形状は球形でないため、二つの偏波の間に□ B □が生ずる。
- (2) 二つの偏波の□ B □の程度は、受信信号の主偏波の電界強度と交差偏波の電界強度との□ C □で表される。

	A	B	C
1	平行	分離	差
2	平行	結合	比
3	直交	分離	比
4	直交	分離	差
5	直交	結合	比

A-16 図に示すように、1/4 波長垂直直接地アンテナから周波数 16〔MHz〕の電波を放射したときの跳躍距離の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、臨界周波数は 8〔MHz〕で、電離層は均一であり、水平大地に平行であるものとし、見掛けの高さ h を 250〔km〕とする。また、 $\sqrt{3}$ 1.73 とする。

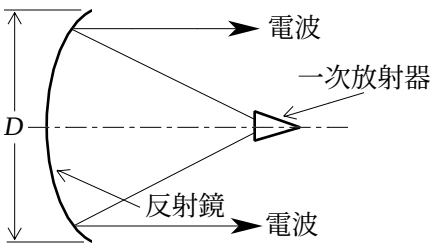
- 1 550〔km〕
- 2 630〔km〕
- 3 750〔km〕
- 4 870〔km〕
- 5 1,000〔km〕



A-17 次の記述は、図に示すパラボラアンテナの利得と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。ただし、波長を λ 〔m〕、反射鏡の開口面の直径を D 〔m〕とする。

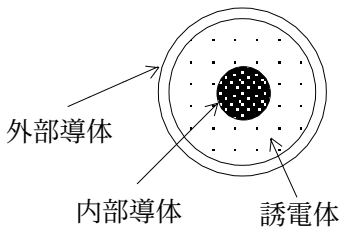
- (1) 利得は、反射鏡の開口面積、開口効率に比例し、□ A □に反比例する。
- (2) 指向性の半値幅（半値角）は λ の□ B □倍以上で、反射鏡の開口面上の電力束密度が一樣なときには、近似的に□ C □度と表される。

	A	B	C
1	λ^2	10	$90\lambda/D$
2	λ^2	10	$70\lambda/D$
3	λ^2	3	$90\lambda/D$
4	λ	10	$70\lambda/D$
5	λ	3	$90\lambda/D$



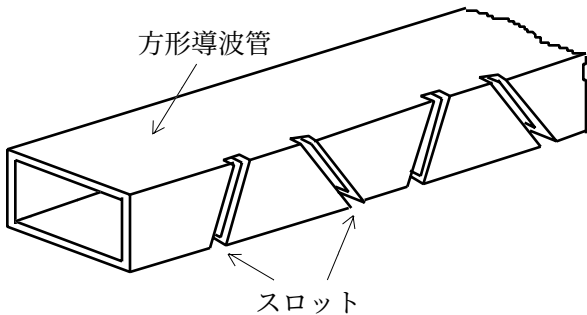
A-18 図に示す内部導体の外径が 2〔mm〕、外部導体の内径が 6〔mm〕の同軸ケーブルの特性インピーダンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、内部導体と外部導体の間に充填する誘電体の比誘電率を 2 とし、 $\log 3 = 0.48$ とする。

- 1 47〔Ω〕
- 2 58〔Ω〕
- 3 65〔Ω〕
- 4 72〔Ω〕
- 5 94〔Ω〕



A-19 次の記述は、導波管スロットアレー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 図に示すように、一定の長さの方形導波管の短辺側面に、スロットを数十個から百個程度設けた構造であり、給電点は中央部又は一方の端である。
- 2 スロットの間隔は、管内波長の 1/2 にした共振形とそれよりやや広くした非共振形とがある。
- 3 交互に斜めに配置したスロットの一对から放射される電波の電界の水平成分は互いに同位相であり、垂直成分は互いに逆位相である。
- 4 アンテナ全体から放射される電波の合成電界の方向は水平であり、水平偏波を放射する。
- 5 指向特性は、垂直面内で非常に鋭く、水平面内では広いファンビームとなる。

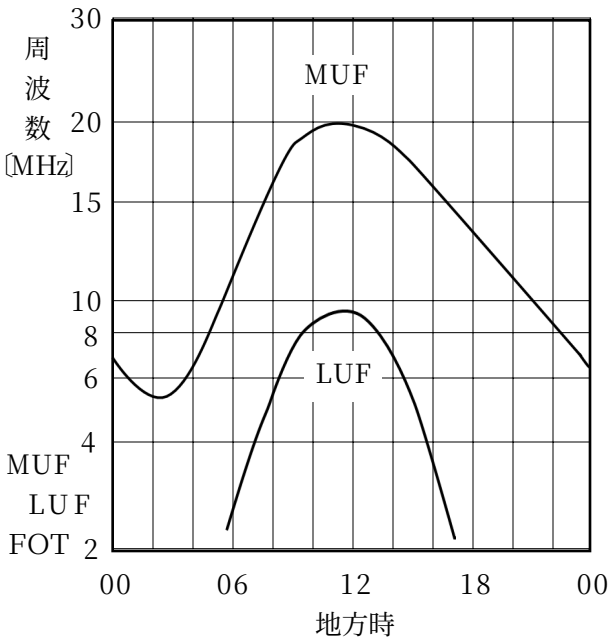


A-20 図はある通信回線における MUF と LUF の曲線を示したものである。以下の記述は、この回線で 4、8、12〔MHz〕の波を用いて通信するときの運用方法について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 24 時間にわたり通信を確保するためには、□A□ 頃に 4〔MHz〕から 12〔MHz〕に切り換え、また、16 時頃から 18 時頃の間に 12〔MHz〕から 4〔MHz〕に切り換えればよいが、MUF に近い周波数では回線が不安定になる。これを回避するため、通常、□B□を使用する。
- (2) したがって、□A□ 頃の切り換えでは、一旦、8〔MHz〕に切り換え、さらに 9 時頃に □C□〔MHz〕に切り換える。また、□C□〔MHz〕から 4〔MHz〕に切り換える時刻を 16 時頃にすれば、一日中□B□以下の周波数で安定した回線が確保できる。

	A	B	C
1	7 時	F Q	12
2	7 時	LFU	4
3	4 時	FOT	12
4	4 時	LFU	4
5	4 時	FOT	4

最高使用可能周波数 : MUF
 最低使用可能周波数 : LUF
 最適使用周波数 : FOT



B - 1 次の記述は、アンテナの一般的特性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 放射効率、入力電力を P_i [W]、放射電力を P_r [W] とすれば、 P_r / P_i である。
- イ 指向性利得は、電波のある特定の方向（通常、最大放射方向）への放射強度を全方向について平均した放射強度で割ったものである。
- ウ 絶対利得（真数）は、指向性利得（真数）と放射効率の積である。
- エ 実効面積は、絶対利得（真数）を波長の二乗で割った量に比例する。
- オ 開口面アンテナの開口効率、幾何学的な開口面積を実効面積で割ったものである。

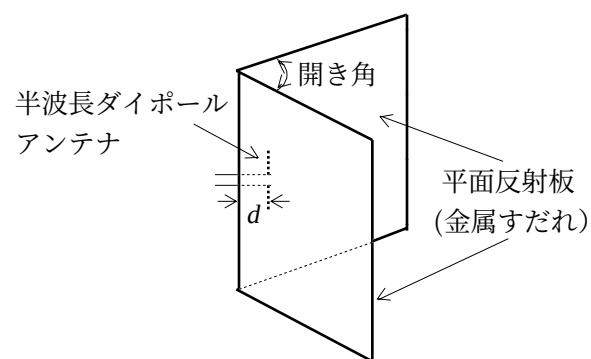
B - 2 次の記述は、各種の給電線について述べたものである。このうち正しいものを 1 、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア 平行二線式給電線は、太さの等しい導線を一定間隔で平行に配置した平衡形の給電線であり、同軸ケーブルに比べて雨風や近接物体などの外部からの影響を受けやすい。
- イ 平行二線式給電線の特性インピーダンスの大きさは、導線の直径が大きいほど、また、導線間の間隔が狭いほど大きくなる。
- ウ 同軸ケーブルの特性インピーダンスは、一般に平行二線式給電線の特性インピーダンスより大きい。
- エ 同軸ケーブルによって伝送される電磁波は、主に TE 波と TM 波である。
- オ 導波管は、その管軸に直角な断面が長方形や円形などの導体の管であり、電磁波は、導波管の内部に閉じ込められて伝送され、導波管とその外部との間の電磁的結合はほとんどない。

B - 3 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であるものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 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 □ ア 以下にする必要がある。
- (2) 開き角は、□ イ 又は 90 度の場合が多く、半波長ダイポールアンテナとその影像の合計数は、□ イ では 6 個、90 度では □ ウ 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、2つ折りにした平面反射板又は金属すだれの折り目から半波長ダイポールアンテナ素子までの距離 d [m] によって大きく変わる。開き角が 90 度のとき、 $d =$ □ エ では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、 $d = \lambda/2$ 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、□ オ となるように d を $\lambda/4 \sim 3\lambda/4$ の範囲で調整する。

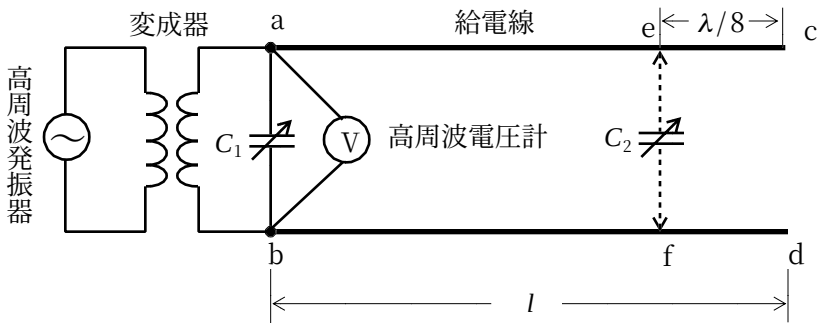
- | | | | | |
|----------------|--------|-------|---------------|----------|
| 1 $\lambda/4$ | 2 60 度 | 3 4 個 | 4 $\lambda/2$ | 5 全方向性 |
| 6 $\lambda/10$ | 7 45 度 | 8 8 個 | 9 λ | 10 単一指向性 |



B - 4 次の記述は、図に示す構成により、標準可変コンデンサを用いて平行二線式給電線の特性インピーダンス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を下の番号から選べ。ただし、波長を λ [m] とし、給電線の損失は無視できるものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 終端 cd を開放した給電線に、変成器を介して高周波発振器から角周波数 ω [rad/s] の高周波電圧を加え、高周波電圧計の指示が □ア になるように可変コンデンサ C_1 [F] を調節する。入力端 ab から見た給電線のインピーダンス Z_i は、線路の長さを l [m]、位相定数を β [rad/m]、特性インピーダンスを Z_0 [Ω] とすれば、次式で表される。
- $Z_i =$ □イ [Ω]
- したがって、終端 cd より $\lambda/8$ [m] 離れた ef 端から cd 端を見たときの給電線のインピーダンス Z_{ef} は、次式で表される。
- $Z_{ef} =$ □ウ [Ω]
- (2) 次に、終端 cd から ef 端までの長さ $\lambda/8$ [m] の給電線を切り離し、ef 端の位置に標準可変コンデンサ C_2 [F] を接続し、高周波電圧計の指示が □ア になるように C_2 を調節する。このとき、 C_2 のリアクタンスの大きさは、 Z_{ef} の大きさ □エ ので、 Z_0 は、次式で表される。
- $Z_0 =$ □オ [Ω]

- | | | | | |
|------|----------------------|---------------------------|---------------------|----------------------------------|
| 1 最大 | 2 $-jZ_0\sin\beta l$ | 3 $-jZ_0$ | 4 と等しい | 5 $\frac{1}{\omega C_2}$ |
| 6 最小 | 7 $-jZ_0\cot\beta l$ | 8 $j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ | 9 の $\sqrt{2}$ 倍となる | 10 $\frac{\sqrt{2}}{\omega C_2}$ |



B - 5 次の記述は、衛星通信における電波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) 地上の無線回線でフェージングを生ずる □ア などのような大気屈折率の変化は、一般に地表面に平行に生ずるので、この変化が衛星回線へ及ぼす影響は、□イ 地域などで低仰角伝搬路となる場合を除いてほとんど無視できる。
- (2) 一般に伝搬特性が安定であり、また、□ウ フェージングが生じないので、広帯域伝送が可能である。
- (3) 電離層の影響はほとんど無視できるが、□エ [GHz] 付近までの周波数の領域では偏波面の回転が生ずる。このため、□オ のアンテナを用いてその影響を取り除くようにしていることが多い。

- | | | | | |
|---------|------|-------|------|---------|
| 1 エコー | 2 赤道 | 3 吸収 | 4 2 | 5 円偏波 |
| 6 電波ダクト | 7 極 | 8 選択性 | 9 10 | 10 垂直偏波 |