

FB601

第一級陸上無線技術士「無線工学 B」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A－1 次の記述は、マクスウェルの方程式から波動方程式を導出す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、媒質は等方性、非分散性、線形、均質として、誘電率を  $\epsilon$  [F/m]、透磁率を  $\mu$  [H/m] 及び導電率を  $\sigma$  [S/m] 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) 電界  $\boldsymbol{E}$  [V/m] と磁界  $\boldsymbol{H}$  [A/m] が共に角周波数  $\omega$  [rad/s] で正弦的に変化しているとき、両者の間には以下のマクスウェルの方程式が成立しているものとする。

□ A  $\boldsymbol{E} = -j\omega\mu\boldsymbol{H}$  . . . . . ①

□ A  $\boldsymbol{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\boldsymbol{E}$  . . . . . ②

(2) 式①の両辺の □ B をとると、次式が得られる。

□ A  $\nabla \times \boldsymbol{E} = -j\omega\mu$  □ A  $\boldsymbol{H}$  . . . . . ③

(3) 式③の左辺は、ベクトルの公式により、以下のように表される。

□ A  $\nabla \times \boldsymbol{E} = \nabla \nabla \cdot \boldsymbol{E} - \nabla^2 \boldsymbol{E}$  . . . . . ④

(4) 通常の媒質中では、電子やイオンは存在しないので、

$\nabla \cdot \boldsymbol{E} = 0$  . . . . . ⑤

(5) 式②～⑤から、 $\boldsymbol{H}$  を消去して、 $\boldsymbol{E}$  に関する以下の波動方程式が得られる。

□ C  $\boldsymbol{E} + \gamma^2 \boldsymbol{E} = 0$

ここで、 $\gamma^2 =$  □ D であり、 $\gamma$  は伝搬定数と呼ばれている。

(6) 同様に、 $\boldsymbol{H}$  に関する以下の波動方程式が得られる。

□ C  $\boldsymbol{H} + \gamma^2 \boldsymbol{H} = 0$

|   | A               | B  | C              | D  |
|---|-----------------|----|----------------|--|
| 1 | $\nabla \times$ | 発散 | $\nabla \cdot$ | $j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon)$  |
| 2 | $\nabla \times$ | 回転 | $\nabla^2$     | $-j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 3 | $\nabla \cdot$  | 回転 | $\nabla^2$     | $-j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon)$ |
| 4 | $\nabla \cdot$  | 発散 | $\nabla^2$     | $j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon)$  |
| 5 | $\nabla \cdot$  | 回転 | $\nabla \cdot$ | $j\omega\mu (\sigma + j\omega\epsilon)$  |

A－2 周波数 6 [GHz]、送信電力 10 [W]、送信アンテナの絶対利得 40 [dB]、送受信点間距離 20 [km] 及び受信入力レベル-16 [dBm] の固定マイクロ波の見通し回線がある。このときの自由空間基本伝送損  $L$  [dB] 及び受信アンテナの絶対利得  $G_r$  [dB] の最も近い値の組合せを下の番号から選べ。ただし、伝搬路は自由空間とし、給電回路の損失及び整合損失は無視できるものとする。また、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} \pi = 0.5$  とする。

|   | $L$ | $G_r$ |
|---|-----|-------|
| 1 | 134 | 30    |
| 2 | 134 | 35    |
| 3 | 134 | 38    |
| 4 | 140 | 41    |
| 5 | 140 | 44    |

A－3 電界面内の電力半値幅が 2 度、磁界面内の電力半値幅が 2 度のビームを持つアンテナの指向性利得  $G_d$  [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナからの全電力は、電界面内及び磁界面内の電力半値幅  $\theta_E$  [rad] 及び  $\theta_H$  [rad] 内に一様に放射されているものとし、指向性利得  $G_d$  (真数) は、次式で与えられるものとする。

$$G_d \doteq \frac{4\pi}{\theta_E \theta_H}$$

|   |         |   |         |   |         |   |         |   |         |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 40 [dB] | 2 | 51 [dB] | 3 | 62 [dB] | 4 | 65 [dB] | 5 | 70 [dB] |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

A－4 次の記述は、半波長ダイポールアンテナの実効面積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、波長を $\lambda$  [m] とする。

- (1) 電界強度が $E$  [V/m] の地点での電力束密度 $p$  は、次式で与えられる。  
 $p = \square A$  [W/m<sup>2</sup>] . . . . . ①
- (2) 電界強度が $E$  [V/m] の地点にある半波長ダイポールアンテナの放射抵抗を $R$  [Ω] とすると、最大電力（受信有能電力） $P_r$  は、次式で表される。  
 $P_r = \square B$  [W] . . . . . ②
- (3) 半波長ダイポールアンテナの実効面積 $A_e$  は、次式で定義されている。  
 $A_e = P_r/p$  [m<sup>2</sup>]  
したがって、式①及び②から $A_e$  は、次式で求められる。  
 $A_e = \square C$  [m<sup>2</sup>]

|   | A                    | B   | C                           |
|---|----------------------|---|-----------------------------|
| 1 | $\frac{E^2}{120\pi}$ | $\frac{\lambda E^2}{\pi R}$                         | $\frac{120\lambda}{R}$      |
| 2 | $\frac{E^2}{120\pi}$ | $\frac{1}{4R} \left(\frac{\lambda}{\pi} E\right)^2$ | $\frac{30\lambda^2}{\pi R}$ |
| 3 | $\frac{E^2}{60\pi}$  | $\frac{\lambda E^2}{\pi R}$                         | $\frac{60\lambda}{R}$       |
| 4 | $\frac{E^2}{60\pi}$  | $\frac{1}{4R} \left(\frac{\lambda}{\pi} E\right)^2$ | $\frac{15\lambda^2}{\pi R}$ |
| 5 | $\frac{E^2}{30\pi}$  | $\frac{\lambda E^2}{\pi R}$                         | $\frac{30\lambda}{R}$       |

A－5 次の記述は、指向性の積の原理(指向性相乗の理)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、位相定数を $\beta$  [rad/m]、電界強度の単位表示のための係数を $A$  [V] とし、図に示すように原点 $O$ に置かれたアンテナ $a$ により電波が $z$  軸と角度 $\theta$  [rad] をなす方向へ放射されたとき、 $a$  から距離 $d$  [m] の十分遠方の点における電界強度 $E_1$  は、 $a$  の指向性係数を $D$  とすれば、次式で表されるものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

$$E_1 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D \text{ [V/m]}$$

- (1)  $a$  と同一のアンテナ $b$  を $z$  軸上の原点から $l$  [m] 離れた点 $Q$ に置き、 $a$  の電流の $M$  倍の電流を同位相で流したとき、十分遠方の点における電界強度 $E_2$  は、次式で表される。

$$E_2 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} DKM \text{ [V/m]}$$

ここで、 $K$  は定数で、 $K = \square A$  で表される。

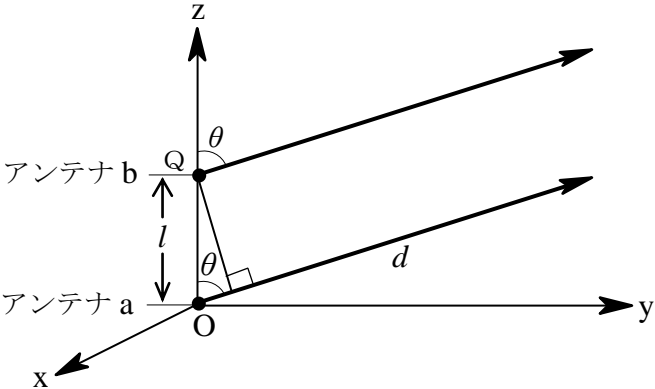
- (2)  $a$ 、 $b$ 、二つのアンテナによる十分遠方の点における合成電界強度 $E$  は、次式で表される。

$$E = E_1 + E_2 \doteq A \frac{e^{-j\beta d}}{d} D \times (\square B) \text{ [V/m]}$$

ここで、□ $B$  は点 $O$ に □ $C$  を置き、電流がその $M$  倍の □ $C$  を点 $Q$ に置いたときの合成指向性を表す。

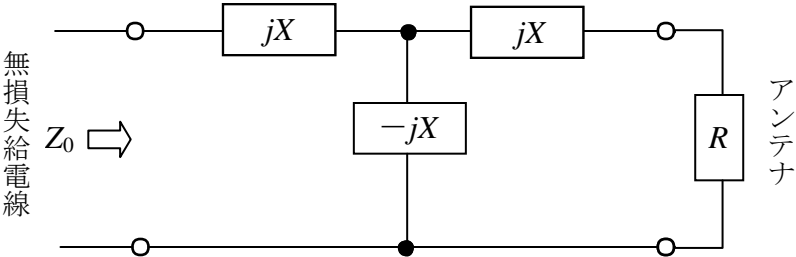
- (3) 上式より、指向性が相似な複数のアンテナを配列したときの合成指向性は、アンテナ素子の指向性と □ $C$  の配列の指向性との積で表されることが分かる。

|   | A                          | B               | C            |
|---|----------------------------|-----------------|--------------|
| 1 | $e^{j\beta l \sin \theta}$ | $1 + K\sqrt{M}$ | 無指向性点放射源     |
| 2 | $e^{j\beta l \sin \theta}$ | $1 + KM$        | 半波長ダイポールアンテナ |
| 3 | $e^{j\beta l \cos \theta}$ | $1 + K\sqrt{M}$ | 無指向性点放射源     |
| 4 | $e^{j\beta l \cos \theta}$ | $1 + KM$        | 半波長ダイポールアンテナ |
| 5 | $e^{j\beta l \cos \theta}$ | $1 + KM$        | 無指向性点放射源     |



A－6 図に示すように、特性インピーダンス $Z_0$ が50 [Ω] の無損失給電線と入力抵抗 $R$ が200 [Ω] のアンテナを集中定数回路を用いて整合させたとき、リアクタンス $X$ の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 56 [Ω]  
2 63 [Ω]  
3 91 [Ω]  
4 100 [Ω]  
5 128 [Ω]



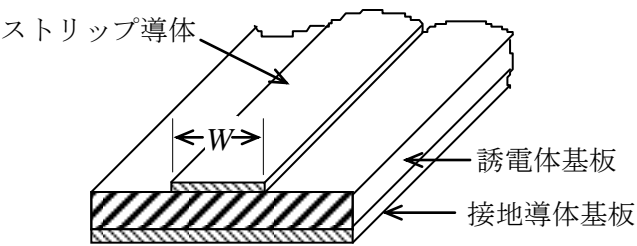
A－7 次の記述は、有限な導電率の導体中へ平面波が浸透する深さを表す表皮厚さ(深さ)について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、平面波はマイクロ波とし、 $e$ を自然対数の底とする。

- 1 導体内の電界、磁界及び電流の振幅が導体表面の振幅の  $1/e$ (約 0.368) に減少する導体表面からの距離をいう。
- 2 導体内の減衰定数が小さくなるほど、厚く(深く)なる。
- 3 周波数が高くなるほど、薄く(浅く) なる。
- 4 導体の導電率が大きいほど、薄く(浅く) なる。
- 5 導体の透磁率が大きいほど、厚く(深く)なる。

A－8 次の記述は、図に示す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) 開放線路の一種であるので、外部雑音の影響や放射損がある。放射損を少なくするために、比誘電率の □ A □ 誘電体基板を用いる。
- (2) 伝送モードは、通常、ほぼ □ B □ モードとして扱うことができる。
- (3) 誘電体基板の比誘電率並びにストリップ導体及び誘電体基板の厚さが変わらないとき、特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅  $W$  [m] が □ C □ なるほど高くなる。

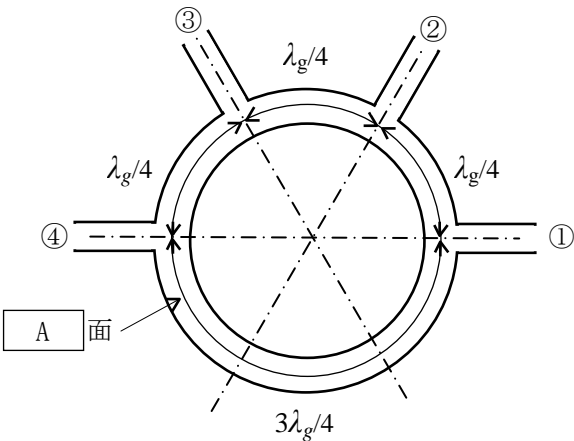
| A     | B   | C  |
|-------|-----|----|
| 1 大きい | TEM | 狭く |
| 2 大きい | TM  | 広く |
| 3 大きい | TE  | 広く |
| 4 小さい | TEM | 広く |
| 5 小さい | TE  | 狭く |



A－9 次の記述は、図に示す導波管で構成されたラットレース回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。ただし、管内波長を  $\lambda_g$  [m] 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) 導波管の □ A □ 面を環状にして、全長を  $6\lambda_g/4$  [m] とし、間隔を  $\lambda_g/4$  [m] 及び  $3\lambda_g/4$  [m] として、四本の □ A □ 分岐を設けた構造である。
- (2) 分岐①からの入力は、左右に分離して、分岐②では行路差が  $\lambda_g$  [m] になるために同相となり、分岐④では行路が同じために同相となる。したがって、分岐②と④には出力が得られる。しかし、分岐③では行路差が □ B □ [m] になるために、出力は得られない。同様に、分岐②からの入力、分岐 □ C □ に出力される。
- (3) レーダー装置では、この回路を用い、例えば、分岐 □ D □ に接続した受信機を分岐③に接続した送信機の大送信出力から保護し、かつ、分岐②に接続した一つのアンテナを送受共用にすることが行われている。

| A   | B             | C   | D |
|-----|---------------|-----|---|
| 1 H | $\lambda_g/4$ | ③と④ | ① |
| 2 H | $\lambda_g/2$ | ③と④ | ④ |
| 3 E | $\lambda_g/4$ | ①と③ | ④ |
| 4 E | $\lambda_g/2$ | ①と③ | ① |
| 5 E | $\lambda_g/4$ | ③と④ | ① |



A－10 アンテナ導線(素子)の特性インピーダンスが471〔Ω〕で、長さ25〔m〕の垂直接地アンテナを周波数1.5〔MHz〕に共振させて用いるとき、アンテナの基部に挿入すべき延長コイルのインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、大地は完全導体とする。

- 1 25〔μH〕
- 2 35〔μH〕
- 3 50〔μH〕
- 4 100〔μH〕
- 5 125〔μH〕

A-11 次の記述は、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) 主反射鏡に回転放物面、副反射鏡に回転楕円面の □ A □ を用い、副反射鏡の一方の焦点を主反射鏡の焦点と一致させ、他方の焦点を一次放射器の □ B □ 中心と一致させた構造である。
- (2) また、□ C □ によるブロッキングをなくして、サイドローブ特性を良好にするために、オフセット型が用いられる。

|   | A   | B   | C     |
|---|-----|-----|-------|
| 1 | 凹面側 | 開口端 | 一次放射器 |
| 2 | 凹面側 | 位相  | 副反射鏡  |
| 3 | 凸面側 | 位相  | 一次放射器 |
| 4 | 凸面側 | 開口端 | 一次放射器 |
| 5 | 凸面側 | 位相  | 副反射鏡  |

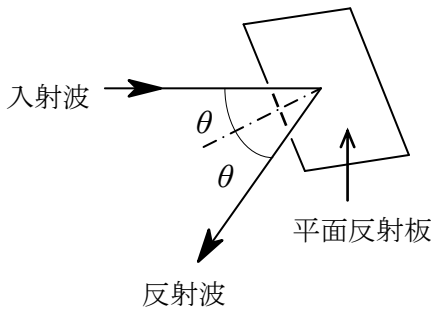
A-12 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電アンテナについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 無給電アンテナに用いられる平面反射板は、入射波の波源となる励振アンテナからの距離によって遠隔形平面反射板と近接形平面反射板に分けられる。このうち遠隔形平面反射板は、励振アンテナの □ A □ にあるものをいう。
- (2) 平面反射板の有効投影面積  $S_e$  は、平面反射板の実際の面積を  $S$  [m<sup>2</sup>]、入射角を  $\theta$  [rad]、平面反射板の面精度などによって決まる開口効率を  $\alpha$  とすれば、次式で表される。

$S_e = \square B \square \text{ [m}^2\text{]}$

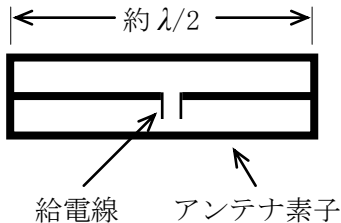
- (3)  $2\theta$  が □ C □ になる場合には、平面反射板を 2 枚用いれば開口効率の低下を少なくすることができる。

|   | A          | B                      | C  |
|---|------------|------------------------|----|
| 1 | フラウンホーファ領域 | $\alpha S \cos \theta$ | 鈍角 |
| 2 | フラウンホーファ領域 | $\alpha S \sin \theta$ | 鋭角 |
| 3 | フラウンホーファ領域 | $\alpha S \sin \theta$ | 鈍角 |
| 4 | フレネル領域     | $\alpha S \cos \theta$ | 鈍角 |
| 5 | フレネル領域     | $\alpha S \sin \theta$ | 鋭角 |



A-13 図に示す三線式折返し半波長ダイポールアンテナを用いて 400 [MHz] の電波を受信したときの実効長の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、3 本のアンテナ素子はそれぞれ平行で、かつ、極めて近接して配置されており、その素材や寸法は同じものとし、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- 1 0.33 [m]
- 2 0.55 [m]
- 3 0.72 [m]
- 4 1.05 [m]
- 5 1.52 [m]



A-14 次の記述は、中波(MF)帯及び短波(HF)帯の電波の伝搬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 MF 帯の E 層反射波は、日中はほとんど使えないが、夜間は D 層の消滅により数千キロメートル伝搬することがある。
- 2 MF 帯の地表波の伝搬損は、水平偏波の場合の方が垂直偏波の場合より大きい。
- 3 MF 帯の地表波は、伝搬路が海上の場合よりも陸上の場合の方が遠方まで伝搬する。
- 4 HF 帯では、電離層の臨界周波数などの影響を受け、その伝搬特性は時間帯などによって大きく変化する。
- 5 HF 帯では、MF 帯に比べて、磁気嵐やデリンジャー現象などの異常現象の影響を受けやすい。

A-15 電離層の最大電子密度が  $4.9 \times 10^{11}$  [個/m<sup>3</sup>] のとき、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、電離層の電子密度が  $N$  [個/m<sup>3</sup>] のとき、周波数  $f$  [Hz] の電波に対する屈折率  $n$  は次式で表されるものとする。

$$n = \sqrt{1 - \frac{81N}{f^2}}$$

- 1 1.4 [MHz]
- 2 2.2 [MHz]
- 3 4.3 [MHz]
- 4 6.3 [MHz]
- 5 8.4 [MHz]

A-16 次の記述は、等価地球半径係数  $k$  に起因する  $k$  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  $k$  形フェージングは、 $k$  が時間的に変化し、伝搬波に対する大地(海面)の影響が変化することによって生ずる。
- 2 干渉  $k$  形フェージングは、 $k$  の変動により直接波と大地(海面)反射波の干渉状態が変化することによって生ずる。
- 3 干渉  $k$  形フェージングによる電界強度の変化は、反射点が大地であるときの方が海面であるときより小さい。
- 4 回折  $k$  形フェージングは、電波通路と大地(海面)のクリアランスが不十分で、かつ、 $k$  が小さくなったとき、大地(海面)の回折損を受けて生ずる。
- 5 回折  $k$  形フェージングの周期は、干渉  $k$  形フェージングの周期に比べて短い。

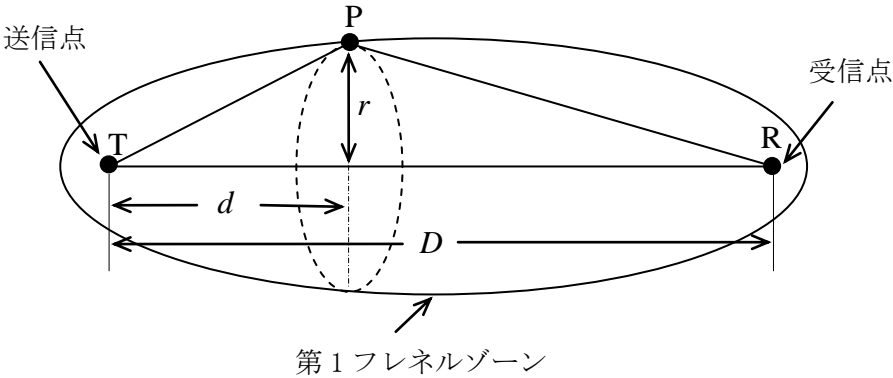
A-17 次の記述は、図に示す第1フレネルゾーンについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 送信点 **T** から受信点 **R** 方向に測った距離  $d$  [m] の地点における第1フレネルゾーンの回転楕円体の断面の半径  $r$  [m] は、送受信点間の距離を  $D$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] とすれば、次式で与えられる。

$$r = \text{□ A} \text{ [m]}$$

- (2) 周波数が 10 [GHz]、 $D$  が 30 [km] であるとき、 $d$  が 15 [km] の地点での  $r$  は、約 □ B [m] である。

| A   | B  |
|---|----|
| 1 $\sqrt{\lambda d \left(1 - \frac{d}{D}\right)}$ | 15 |
| 2 $\sqrt{\lambda d \left(1 + \frac{d}{D}\right)}$ | 30 |
| 3 $\sqrt{\lambda d \left(1 - \frac{D}{d}\right)}$ | 45 |
| 4 $\sqrt{\lambda d \left(\frac{D}{d} - 1\right)}$ | 30 |
| 5 $\sqrt{\lambda d \left(\frac{D}{d} + 1\right)}$ | 45 |



A-18 次の記述は、電波暗室で用いられる電波吸収体の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。

- (1) 誘電材料による電波吸収体は、誘電材料に主に黒鉛粉末の損失材料を混入したり、表面に塗布したものである。自由空間との □ A のために、図1に示すように表面をテーパ形状にしたり、図2に示すように種々の誘電率の材料を層状に重ねて □ B 特性にしたりしている。層状の電波吸収体の設計にあたっては、反射係数をできるだけ小さくするように、材料、使用周波数、誘電率などを考慮して各層の厚さを決めている。
- (2) 磁性材料による電波吸収体には、焼結フェライトや焼結フェライトを粉末にしてゴムなどと混合させたものがある。その使用周波数は、通常、誘電材料による電波吸収体の使用周波数より □ C 。

| A    | B   | C  |
|------|-----|----|
| 1 遮断 | 狭帯域 | 高い |
| 2 遮断 | 広帯域 | 低い |
| 3 整合 | 狭帯域 | 高い |
| 4 整合 | 広帯域 | 低い |
| 5 整合 | 広帯域 | 高い |

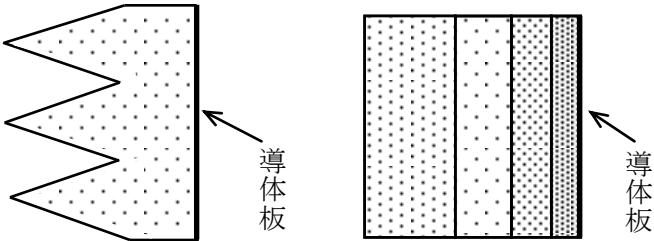


図 1

図 2

A-19 次の記述は、図に示す構成例を用いるアンテナ雑音温度の測定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) 低雑音アンテナの雑音温度を測定するときは、標準雑音源として液体ヘリウムなどで冷却した □ A □ を使う。
- (2) 最初にスイッチ SW を 1 にして、減衰器の減衰量の値を  $L_1(L_1 > 1)$ にしたとき、被測定アンテナの雑音温度を  $T_A$  [K]、周囲温度を  $T_0$  [K] とすると、そのときの検出器の指示値  $T_{out}$  [K] は、次式で表される。

$$T_{out} = \frac{T_A}{L_1} + \square B \quad [K]$$

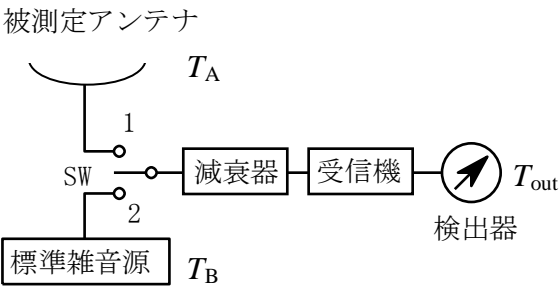
- (3) 次に SW を 2 にして、検出器の指示値が(2)の場合と同じ大きさになるように減衰器を調整する。そのときの減衰量の値を  $L_2(L_2 > 1)$ とし、標準雑音源の雑音温度を  $T_B$  [K]、周囲温度を  $T_0$  [K] とすると、 $T_{out}$  [K] は、次式で表される。

$$T_{out} = \frac{T_B}{L_2} + \square C \quad [K]$$

$$\text{したがって、} \frac{T_A}{L_1} + \square B = \frac{T_B}{L_2} + \square C$$

これより、 $T_A$  は次式によって求められる。

$$T_A = T_0 + \square D \quad [K]$$

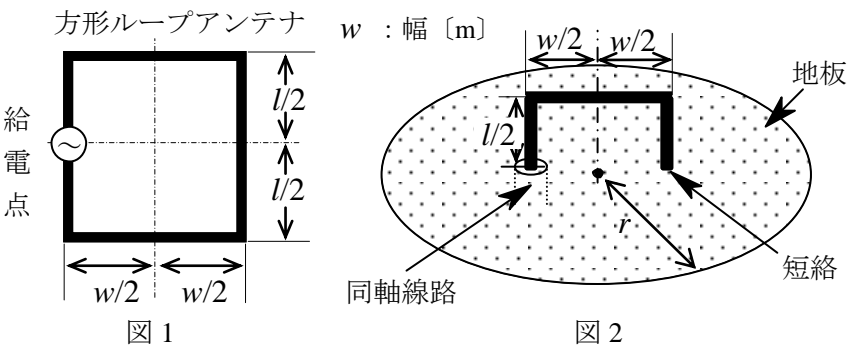


|         | A | B                                    | C                                    | D                             |
|---------|---|--------------------------------------|--------------------------------------|-------------------------------|
| 1 終端抵抗  |   | $\left(1 - \frac{1}{L_1}\right) T_0$ | $\left(1 - \frac{T_0}{L_2}\right)$   | $\frac{L_1}{L_2} (T_B - T_0)$ |
| 2 終端抵抗  |   | $\left(1 - \frac{1}{L_1}\right) T_0$ | $\left(1 - \frac{1}{L_2}\right) T_0$ | $\frac{L_1}{L_2} (T_B - T_0)$ |
| 3 終端抵抗  |   | $\left(1 - \frac{T_0}{L_1}\right)$   | $\left(1 - \frac{1}{L_2}\right) T_0$ | $\frac{L_1}{L_2} (T_B + T_0)$ |
| 4 電磁ホーン |   | $\left(1 - \frac{T_0}{L_1}\right)$   | $\left(1 - \frac{1}{L_2}\right) T_0$ | $\frac{L_1}{L_2} (T_B + T_0)$ |
| 5 電磁ホーン |   | $\left(1 - \frac{1}{L_1}\right) T_0$ | $\left(1 - \frac{T_0}{L_2}\right)$   | $\frac{L_2}{L_1} (T_B - T_0)$ |

A-20 次の記述は、平衡給電の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。

- (1) 一般にネットワークアナライザは不平衡系であり、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入ピーダンスを測定する場合、付属の不平衡ケーブルを直接接続するとアンテナ上で電流の不平衡が生じ、測定ケーブルに漏洩電流が流れて誤差を生ずる。このためバランを用いて対応しているが、バランの周波数特性により適用範囲が限定されたり、その効果を定量的に把握するのが難しいので、バランを測定周波数帯毎に変えて繰り返し測定する必要がある。
- (2) バランを用いないで測定する場合は、測定するアンテナを地板の上に構成すればよい。図 1 に示す給電点对称な構造をもつ方形ループアンテナの場合は、図 2 に示すように、図 1 の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 □ 効果を利用して測定できる。この状態で測定したインピーダンスは、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  $r$  [m] を測定するアンテナの大きさの少なくとも 2 波長以上にする。

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

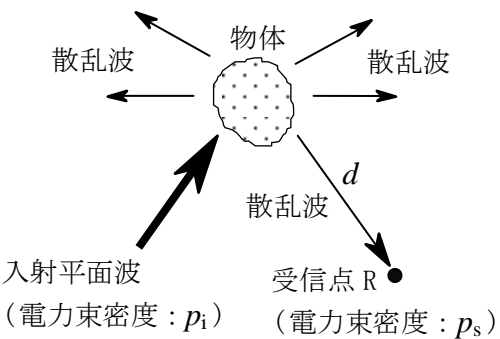


B－1 次の記述は、散乱断面積について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (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が  $p_i$  [W/m<sup>2</sup>] で、物体から距離  $d$  [m] の受信点 R における散乱波の電力束密度が  $p_s$  [W/m<sup>2</sup>] であったとき、物体の散乱断面積  $\sigma$  は、次式で定義される。

$$\sigma = \lim_{d \rightarrow \infty} \{4\pi d^2 ( \text{□ウ□} )\} \quad [\text{m}^2]$$

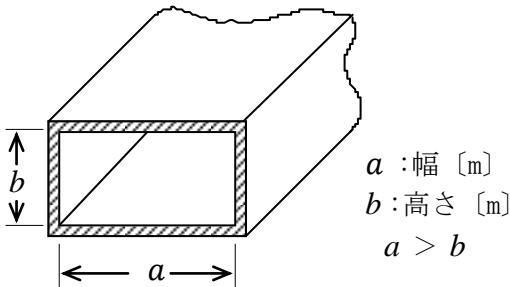
- 上式は、受信点における散乱電力が、入射平面波の到来方向に垂直な断面積  $\sigma$  内に含まれる入射電力を □エ□ で散乱する仮想的な等方性散乱体の散乱電力に等しいことを意味している。
- (3) 散乱方向が入射波の方向と一致するときの  $\sigma$  をレーダー断面積又は □オ□ 散乱断面積という。



- |      |       |             |                  |       |
|------|-------|-------------|------------------|-------|
| 1 導電 | 2 誘電体 | 3 $p_i/p_s$ | 4 受信点方向に対して単一指向性 | 5 後方  |
| 6 放電 | 7 磁性体 | 8 $p_s/p_i$ | 9 全方向に無指向性       | 10 前方 |

B－2 次の記述は、図に示す方形導波管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、自由空間における電波の波長を  $\lambda$  [m]、速度を  $c$  [m/s] とする。

- (1) TE<sub>mn</sub> モードの遮断波長は、□ア□ [m] である。
- (2) TE<sub>10</sub> モードにおける遮断波長は、□イ□ [m]、管内波長は、□ウ□ [m] である。導波管内を伝搬する電波の群速度  $V_g$  [m/s] は、位相速度  $V_p$  [m/s] より □エ□、 $V_g$  と  $V_p$  の間には □オ□ の関係がある。



- |  |        |  |      |                     |
|--|--------|--|------|---------------------|
| 1 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{2b}\right)^2}}$  | 2 $2a$ | 3 $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2b}\right)^2}}$ | 4 速く | 5 $V_p V_g = c^2$   |
| 6 $\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}}$ | 7 $2b$ | 8 $\frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}$ | 9 遅く | 10 $V_p V_g = 2c^2$ |

B－3 次の記述は、八木アンテナ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 進行波アンテナである。
- イ 一般に、導波器は放射器（給電素子）より短く、反射器は放射器（給電素子）より長い。
- ウ 利得は、反射器の数に正比例して増加する。
- エ 導波器は、容量性素子として、反射器は、誘導性素子として働く。
- オ 素子の導体を太くすると、アンテナの周波数帯域幅を少し広くできる。

B－4 次の記述は、地上と衛星間の電波伝搬における大気及び電離圏の影響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 大気の屈折率は、常時変動しているので電波の到来方向もそれに応じて変動し、シンチレーションの原因となる。
- イ 大気による減衰は、晴天時の水滴を含まない大気の場合には衛星の仰角が低いほど小さくなる。
- ウ 電離圏による減衰は、超短波(VHF)帯の高い方の周波数以上ではほとんど無視できる。
- エ 電波が電離層を通過する際、その振幅、位相などに短周期の不規則な変動を生ずる場合があり、これを電離層シンチレーションという。
- オ 電離圏の屈折率は、周波数が低くなると1に近づく。

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。 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、給電線の実特性インピーダンスを  $Z_0$  [ $\Omega$ ] とする。

- (1) 給電点から  $l$  [m] だけ離れた給電線上の点の電圧  $V$  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  $\beta$  [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$V = V_L \cos \beta l + j Z_0 I_L \sin \beta l \quad [\text{V}] \quad \dots \dots \dots \text{①}$$

$$I = I_L \cos \beta l + j (V_L / Z_0) \sin \beta l \quad [\text{A}] \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

したがって、給電点インピーダンスを  $Z_L$  [ $\Omega$ ] とすると、給電点から  $l$  [m] だけ離れた給電線上の点のインピーダンス  $Z$  は、式①と②から次式で表される。

$$Z = V / I = \text{ア} \quad [\Omega] \quad \dots \dots \dots \text{③}$$

- (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  $\Gamma$  とすれば、 $V_{\min}$  と  $I_{\max}$  は、次式で表される。

$$V_{\min} = \text{イ} \quad [\text{V}] \quad \dots \dots \dots \text{④}$$

$$I_{\max} = \text{ウ} \quad [\text{A}] \quad \dots \dots \dots \text{⑤}$$

- (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。

$$Z_{\min} = \text{エ} \times Z_0 = Z_0 / S \quad [\Omega] \quad \dots \dots \dots \text{⑥}$$

ここで、 $S$  は電圧定在波比である。

- (4) 式③の  $l$  に  $l_{\min}$  を代入した式と式⑥が等しくなるので、 $Z_L$  は、次式で表される。

$$Z_L = \text{オ} \quad [\Omega]$$

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