

FB501

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、媒質は均質、等方性、線形、非分散性とし、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。また、対象の領域には、印加電流はないものとする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 電界  $\mathbf{E}$  [V/m] と磁界  $\mathbf{H}$  [A/m] に関するマクスウェルの方程式は、時間を  $t$  [s] とすると、次式で表される。

A  $\mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$  . . . . . ①

A  $\mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$  . . . . . ②

(2)  $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{E}$  が共に角周波数  $\omega$  [rad/s] で正弦的に変化しているとき、 $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{E}$  は、それぞれ次式で表される。

$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0 e^{j\omega t}$  . . . . . ③

$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 e^{j\omega t}$  . . . . . ④

ここで、 $\mathbf{H}_0$ 、 $\mathbf{E}_0$  は、時間に依存しない定数とする。

(3) 式③を式①へ代入すると、次式が得られる。

A  $\mathbf{E} =$   B . . . . . ⑤

式④を式②へ代入すると、次式が得られる。

A  $\mathbf{H} =$   C . . . . . ⑥

	A	B	C
1	$\nabla \cdot$	$j\omega\mu\mathbf{E}$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{H}$
2	$\nabla \cdot$	$j\omega\mu\mathbf{E}$	$(\sigma - j\omega\epsilon)\mathbf{H}$
3	$\nabla \times$	$-j\omega\mu\mathbf{E}$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{H}$
4	$\nabla \times$	$-j\omega\mu\mathbf{H}$	$(\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{E}$
5	$\nabla \times$	$j\omega\mu\mathbf{H}$	$(\sigma - j\omega\epsilon)\mathbf{E}$

A-2 次の記述は、アンテナ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) 同じアンテナを直線上で同じ方向に 2 個並べたアンテナの指向性は、アンテナ単体の指向性に  A を掛けたものに等しい。

(2) 半波長ダイポールアンテナでは、アンテナ素子が太い方が帯域幅が  B 。

(3) 対数周期ダイポールアレーアンテナは、 C にわたって、ほぼ一定のインピーダンス特性を持つ。

	A	B	C
1	利得係数	広い	広帯域
2	利得係数	狭い	狭帯域
3	利得係数	狭い	広帯域
4	配列指向係数 (アレーファクタ)	狭い	狭帯域
5	配列指向係数 (アレーファクタ)	広い	広帯域

A-3 電界面内の電力半値幅が 3.9 度、磁界面内の電力半値幅が 2.6 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。

ただし、 $\log_{10} 2 = 0.3$  とする。

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

- 1 36 [dB]      2 42 [dB]      3 48 [dB]      4 54 [dB]      5 60 [dB]

A-4 次の記述は、パラボラアンテナのサイドローブの影響の軽減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 反射鏡面の鏡面精度を向上させる。
- 2 一次放射器の特性を変化させ、ビーム効率を低くする。
- 3 電波吸収体を一次放射器外周部やその支持柱に取り付ける。
- 4 オフセットパラボラアンテナにして一次放射器のブロッキングをなくす。
- 5 反射鏡面への電波の照度分布を変えて、開口周辺部の照射レベルを低くする。

A-5 送信アンテナから距離 40 [km] の地点に設置した受信アンテナによって取り出すことのできる最大電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信電力を 4 [W]、送信アンテナの絶対利得を 40 [dB]、受信アンテナの実効面積を 4 [m<sup>2</sup>] とする。また、送受信アンテナは共に自由空間にあり、給電線の損失及び整合損はないものとする。

- 1  $4.0 \times 10^{-4}$  [W]      2  $9.4 \times 10^{-5}$  [W]      3  $8.0 \times 10^{-6}$  [W]      4  $9.8 \times 10^{-7}$  [W]      5  $2.5 \times 10^{-8}$  [W]

A-6 次の記述は、1/4 波長整合回路の整合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、波長を  $\lambda$  [m] とし、給電線は無損失とする。

(1) 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  [Ω] の給電線と負荷抵抗  $R$  [Ω] とを、長さが  $l$  [m]、特性インピーダンスが  $Z$  [Ω] の整合用給電線で接続したとき、給電線の接続点 P から負荷側を見たインピーダンス  $Z_x$  [Ω] は、位相定数を  $\beta$  [rad/m] とすれば、次式で表される。

$$Z_x = Z \times (\square A) \text{ [}\Omega\text{]} \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

(2) 1/4 波長整合回路では、 $l = \lambda/4$  [m] であるから、 $\beta l$  は、次式となる。

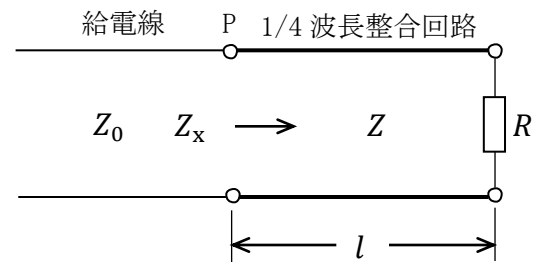
$$\beta l = \square B \text{ [rad]} \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

(3) 式②を式①へ代入すれば、次式が得られる。

$$Z_x = \square C \text{ [}\Omega\text{]}$$

(4) 整合条件を満たすための整合用給電線の特性インピーダンス  $Z$  [Ω] は、次式で与えられる。

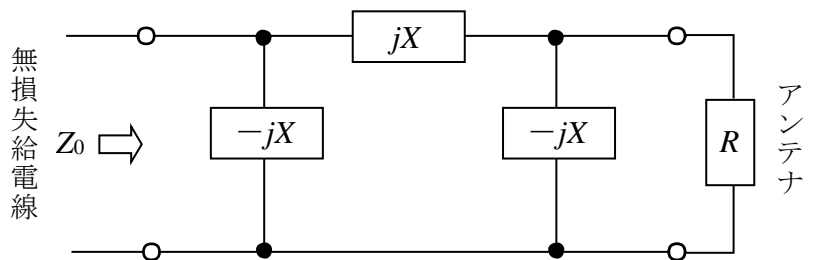
$$Z = \square D \text{ [}\Omega\text{]}$$



	A	B	C	D
1	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/4$	$Z^2/R$	$(Z_0 + R)/2$
2	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/4$	$ZR/(Z + R)$	$\sqrt{Z_0 R}$
3	$\frac{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}$	$\pi/2$	$Z^2/R$	$(Z_0 + R)/2$
4	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	$ZR/(Z + R)$	$(Z_0 + R)/2$
5	$\frac{R \cos \beta l + jZ \sin \beta l}{Z \cos \beta l + jR \sin \beta l}$	$\pi/2$	$Z^2/R$	$\sqrt{Z_0 R}$

A-7 図に示すように、特性インピーダンス  $Z_0$  が 75 [Ω] の無損失給電線と入力抵抗  $R$  が 108 [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。

- 1 100 [Ω]  
2 90 [Ω]  
3 70 [Ω]  
4 45 [Ω]  
5 30 [Ω]

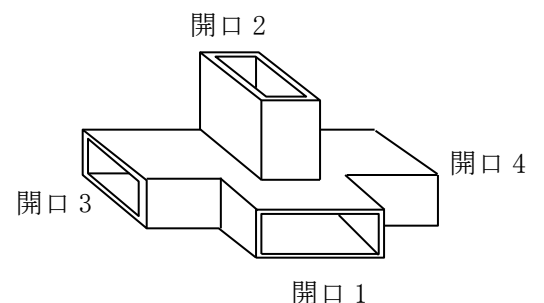


A-8 特性インピーダンスが 50 [Ω] の無損失給電線の受端に接続された負荷への入射波電圧が 60 [V]、反射波電圧が 40 [V] であるとき、電圧波節から負荷側を見たインピーダンスの大きさとして、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 10 [Ω]      2 20 [Ω]      3 30 [Ω]      4 40 [Ω]      5 50 [Ω]

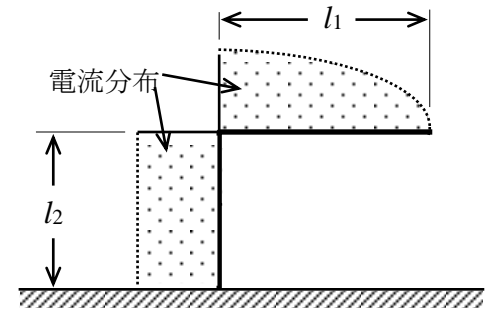
A-9 次の記述は、図に示すマジック T の基本的な動作について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、マジック T の各開口は、整合がとれているものとし、また、導波管内の伝送モードは、TE<sub>10</sub> とする。

- マジック T は、E 分岐と H 分岐を組み合わせた構造になっている。
- 開口 1 からの入力、開口 2 には出力されない。
- 開口 1 からの入力、開口 3 と 4 へ出力され、このときの開口 3 と 4 の出力は同相である。
- 開口 2 からの入力、開口 1 には出力されない。
- 開口 2 からの入力、開口 3 と 4 へ出力され、このときの開口 3 と 4 の出力は同相である。



A-10 図に示す 3 [MHz] で共振する 1/4 波長逆 L 型接地アンテナのメートル・アンペアを 20 [m・A] にするための水平部の長さ  $l_1$  [m] 及び垂直部の高さ  $l_2$  [m] の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの電流分布は、図に示すように、水平部は正弦波状に分布し、垂直部は一様に分布するものとする。また、給電点電流を 5 [A] とする。

	$l_1$	$l_2$
1	5 [m]	20 [m]
2	9 [m]	16 [m]
3	13 [m]	12 [m]
4	17 [m]	8 [m]
5	21 [m]	4 [m]



A-11 次の記述は、円すいホーンレフレクタ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 開口面上に電波を散乱するものがないので、優れた放射特性を持っている。
- 2 円偏波で励振すると、ビームの方向が反射鏡光軸からずれる。
- 3 直線偏波で励振しても、交差偏波成分が現れない。
- 4 給電に用いる導波管を基本モードで励振したときの開口効率は、ホーンの開き角が小さいほど良くなる。
- 5 反射鏡からの反射波が給電点にほとんど戻らないために、広帯域にわたってインピーダンスの不整合が生じにくい。

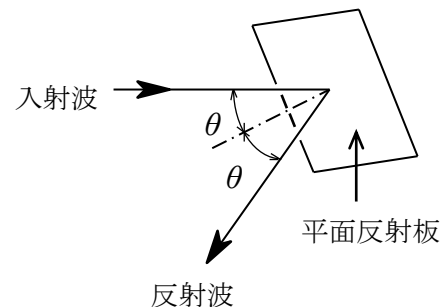
A-12 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電アンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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。

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

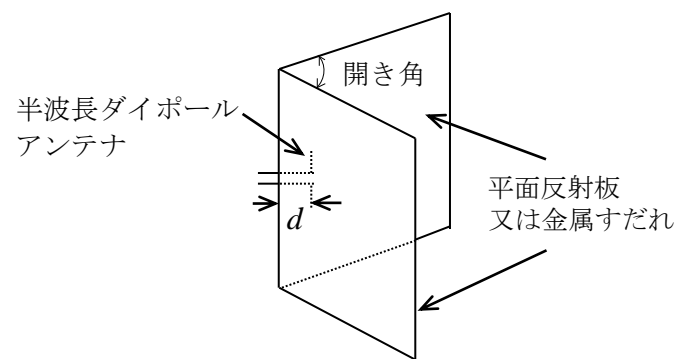
- (3)  $2\theta$  が □ C □ になる場合には、2枚の平面反射板の組合せが有効であり、その配置形式には、交差形と平行形といわれるものがある。

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



A-13 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  $\lambda$  [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。

- (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  $\lambda/10$  以下にする必要がある。
- (2) 開き角は、90 度、60 度などがあり、半波長ダイポールアンテナとその影像の合計数は、90 度では □ A □、60 度では □ B □ であり、開き角が小さくなると影像の数が増え、例えば、45 度では □ C □ となる。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。理論的には、開き角が 90 度するとき、 $d = \square D \square$  では指向性が二つに割れて正面方向では零になり、 $d = \square E \square$  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、単一指向性となるように  $d$  を  $\lambda/4 \sim 3\lambda/4$  の範囲で調整する。



	A	B	C	D	E
1	4 個	6 個	8 個	$\lambda$	$3\lambda/2$
2	4 個	6 個	8 個	$3\lambda/2$	$\lambda$
3	3 個	5 個	9 個	$3\lambda/2$	$\lambda$
4	3 個	6 個	9 個	$\lambda$	$3\lambda/2$
5	3 個	5 個	9 個	$\lambda$	$3\lambda/2$

A-14 次の記述は、陸上の移動体通信の電波伝搬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) 基地局から送信された電波は、陸上移動局周辺の建物などにより反射、回折され、定在波を生じ、この定在波中を移動局が移動すると、受信波にフェージングが発生する。この変動は瞬時変動といわれ、レイリー分布則に従う。一般に、周波数が高いほど、また移動速度が □ A □ ほど変動が速いフェージングとなる。
- (2) 瞬時変動の数十波長程度の区間での中央値を短区間中央値といい、基地局からほぼ等距離の区間内の短区間中央値は、□ B □ に従い変動し、その中央値を長区間中央値という。長区間中央値は、移動局の基地局からの距離を  $d$  とおくと、一般に  $Xd^{-\alpha}$  で近似される。ここで、 $X$  及び  $\alpha$  は、送信電力、周波数、基地局及び移動局のアンテナ高、建物高等によって決まる。
- (3) 一般に、移動局に到来する多数の電波の到来時間に差があるため、帯域内の各周波数の振幅と位相の変動が一様ではなく、□ C □ フェージングを生ずる。□ D □ 伝送の場合には、その影響はほとんどないが、一般に、高速デジタル伝送の場合には、伝送信号に波形ひずみを生ずることになる。多数の到来波の遅延時間を横軸に、各到来波の受信レベルを縦軸にプロットしたものは伝搬遅延プロファイルと呼ばれ、多重波伝搬理論の基本特性の一つである。

	A	B	C	D
1	速い	対数正規分布則	周波数選択性	狭帯域
2	速い	指数分布則	跳躍性	狭帯域
3	遅い	対数正規分布則	周波数選択性	広帯域
4	遅い	対数正規分布則	跳躍性	狭帯域
5	遅い	指数分布則	跳躍性	広帯域

A-15 次の記述は、電波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 空電雑音は、雷放電によって発生する衝撃性雑音であり、遠距離の無数の地点で発生する個々の衝撃性雑音電波が電離層伝搬によって到来し、これらの雑音が重なりあって連続性雑音となる。
- 2 空電雑音のレベルは、熱帯地域では一般に雷が多く発生するので終日高いが、中緯度域では遠雷による空電雑音が主体となるので、夜間はD層による吸収を受けて低く、日中はD層の消滅に伴い高くなる。
- 3 電離圏雑音には、超長波(VLF)帯で発生する連続性の雑音や、継続時間の短い散発性の雑音などがある。
- 4 太陽以外の恒星から発生する雑音は宇宙雑音といい、銀河の中心方向から到来する雑音が強い。
- 5 静止衛星からの電波を受信する際、春分及び秋分の前後数日間、地球局の受信アンテナの主ビームが太陽に向くときがあり、このときの強い太陽雑音により受信機出力の信号対雑音比(S/N)が低下したりすることがある。

A-16 送受信点間の距離が 800 [km] の F 層 1 回反射伝搬において、半波長ダイポールアンテナから放射電力 4.9 [kW] で送信したとき、受信点での電界強度が 48 [dBμV/m] であった。第 1 種減衰が無いとき、第 2 種減衰量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層の見掛けの高さを 300 [km] とし、電離層及び大地は水平な平面で、半波長ダイポールアンテナは大地などの影響を受けないものとする。また、 $\log_{10}7 \approx 0.85$  とする。

- 1 3 [dB]      2 6 [dB]      3 9 [dB]      4 12 [dB]      5 15 [dB]

A-17 球面大地における伝搬において、見通し距離が 30 [km] であるとき、送信アンテナの高さの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、地球の表面は滑らかで、地球の半径を 6,370 [km] とし、等価地球半径係数を 4/3 とする。また、 $\cos x = 1 - x^2/2$  とする。

- 1 21 [m]      2 32 [m]      3 44 [m]      4 53 [m]      5 62 [m]

A-18 次の記述は、アンテナの一般的な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) 半波長ダイポールアンテナの特性を 300 [MHz] で測定するとき、誘導電界の影響を無視できるようにするために、送信用のアンテナから離さなければならない距離は、通常 □ A □ 以上である。
- (2) パラボラアンテナの特性を比較法によって測定する場合、送信アンテナと受信アンテナ間の許容できる最小距離は、それぞれのアンテナの直径の □ B □ に比例し、波長に □ C □ する。

	A	B	C
1	1 [m]	和	比例
2	1 [m]	和	反比例
3	1 [m]	和の 2 乗	反比例
4	3 [m]	和の 2 乗	反比例
5	3 [m]	和の 2 乗	比例

A-19 次の記述は、ハイトパターン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。ただし、波長を $\lambda$  [m] とし、大地は完全導体平面でその反射係数を-1 とする。

- (1) 超短波 (VHF) の電波伝搬において、送信アンテナの地上高、送信周波数、送信電力及び送受信点間距離を一定にしておいて、受信アンテナの高さを上下に移動させて電界強度を測定すると、直接波と大地反射波との干渉により、図に示すようなハイトパターンが得られる。
- (2) 直接波と大地反射波との通路差  $\Delta l$  は、送信及び受信アンテナの高さをそれぞれ  $h_1$  [m]、 $h_2$  [m] 及び送受信点間の距離を  $d$  [m] とし、 $d \gg (h_1 + h_2)$  とすると、次式で表される。

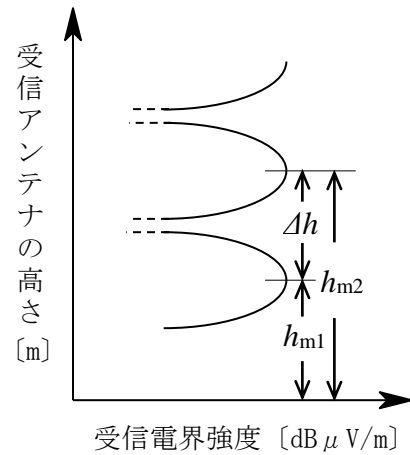
$$\Delta l \approx \boxed{A} \text{ [m]}$$

受信電界強度  $|E|$  [V/m] は、自由空間電界強度を  $E_0$  [V/m] とすると、次式で表される。

$$|E| \approx 2E_0 \times |\boxed{B}| \text{ [V/m]}$$

- (3) ハイトパターンの受信電界強度  $|E|$  [V/m] が極大になる受信アンテナの高さ  $h_{m2}$  と  $h_{m1}$  との差  $\Delta h$  は、 $\boxed{C}$  [m] である。

	A	B	C
1	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
2	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
3	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
4	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
5	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$



A-20 次の記述は、反射板を用いるアンテナ利得の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。

アンテナが一基のみの場合は、図に示す構成により以下のようにアンテナ利得を測定することができる。ただし、波長を $\lambda$  [m]、被測定アンテナの開口径を  $D$  [m]、絶対利得を  $G$  (真数)、アンテナと垂直に立てられた反射板との距離を  $d$  [m] とし、 $d$  は、測定誤差が問題とならない適切な距離とする。

- (1) アンテナから送信電力  $P_t$  [W] の電波を送信し、反射して戻ってきた電波を同じアンテナで受信したときの受信電力  $P_r$  [W] は、次式で与えられる。

$$P_r = \frac{G\lambda^2}{4\pi} \times \boxed{A} \dots\dots\dots \textcircled{1}$$

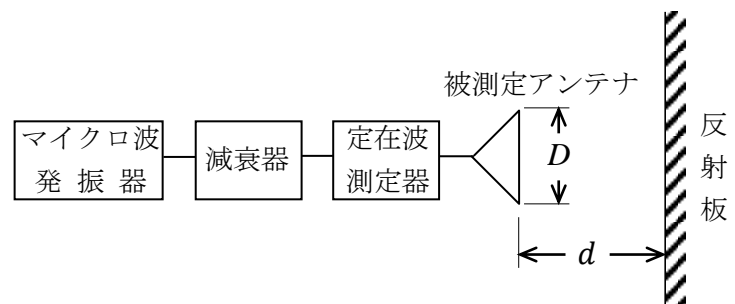
- (2) アンテナには定在波測定器が接続されているものとし、反射波を受信したときの電圧定在波比を  $S$  とすれば、 $S$  と  $P_t$  及び  $P_r$  との間には、次の関係がある。

$$\frac{P_r}{P_t} = (\boxed{B})^2 \dots\dots\dots \textcircled{2}$$

- (3) 式①及び②より絶対利得  $G$  は、次式によって求められる。

$$G = \boxed{C} \times \boxed{B}$$

	A	B	C
1	$\frac{P_t G}{8\pi d^2}$	$\frac{S+1}{S-1}$	$\frac{16\pi d}{\lambda}$
2	$\frac{P_t G}{8\pi d^2}$	$\frac{S-1}{S+1}$	$\frac{16\pi d}{\lambda}$
3	$\frac{P_t G}{16\pi d^2}$	$\frac{S-1}{S+1}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$
4	$\frac{P_t G}{16\pi d^2}$	$\frac{S-1}{S+1}$	$\frac{16\pi d}{\lambda}$
5	$\frac{P_t G}{16\pi d^2}$	$\frac{S+1}{S-1}$	$\frac{8\pi d}{\lambda}$



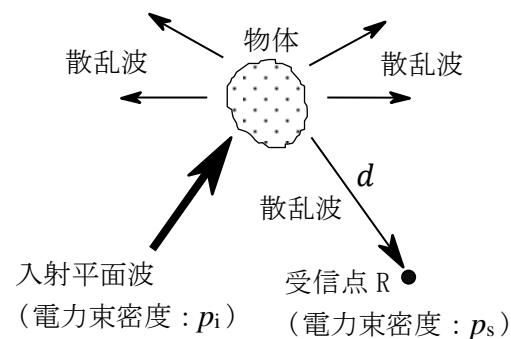
B-1 次の記述は、散乱断面積について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (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導電電流が生じ、また、誘電体の場合には □ア が生じ、これら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。

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

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 □ウ 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 □エ 散乱断面積という。金属球のレーダー断面積  $\sigma$  は、球の半径  $r$  [m] が波長に比べて十分大きい場合、□オ [m<sup>2</sup>] にほぼ等しい。



- |      |             |                  |      |               |
|------|-------------|------------------|------|---------------|
| 1 分極 | 2 $p_i/p_s$ | 3 全方向に無指向性       | 4 前方 | 5 $\pi r^2$   |
| 6 磁化 | 7 $p_s/p_i$ | 8 受信点方向に対して単一指向性 | 9 後方 | 10 $4\pi r^2$ |

B-2 次の記述は、TEM 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 電磁波の伝搬方向に電界及び磁界成分が存在しない横波である。
- イ 電磁波の伝搬方向に直角な平面内では、電界と磁界が常に逆相で振動する。
- ウ 導波管中を伝搬できない。
- エ 平行二線式給電線を伝搬できない。
- オ 真空の固有インピーダンスは、約 120 [Ω] である。

B-3 次の記述は、自由空間伝送損失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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。ただし、半波長ダイポールアンテナの放射抵抗を 73.13 [Ω] とし、アンテナの損失はないものとする。

- (1) 相対利得  $G_t$  (真数) の送信アンテナに、電力  $P_t$  [W] を供給すると、最大放射方向の距離  $d$  [m] の地点 Q における電界強度  $E$  は、次式で表される。

$$E = \text{□ア} \quad [\text{V/m}] \quad \dots \dots \dots \text{①}$$

- (2) 地点 Q に実効長  $h_e$  [m] のアンテナを置いて受信するとき、アンテナの放射抵抗を  $R$  [Ω] とすると、アンテナの受信可能電力  $P_r$  は、次式で表される。

$$P_r = \text{□イ} \quad [\text{W}] \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

- (3) 式①を式②に代入すれば、次式が得られる。

$$\frac{P_r}{P_t} = \text{□ウ} \quad \dots \dots \dots \text{③}$$

- (4) 放射抵抗  $R$  [Ω] のアンテナの実効長  $h_e$  は、相対利得を  $G_r$  (真数)、波長を  $\lambda$  [m] とすると、次式で表される。

$$h_e = \text{□エ} \quad \dots \dots \dots \text{④}$$

- (5) 式③へ式④を代入すれば、 $P_r$  は、次式で表される。

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{\text{□オ}} \quad [\text{W}] \quad \dots \dots \dots \text{⑤}$$

- (6) 式⑤の □オ が、求める自由空間伝送損失である。

- |                                 |                          |                                 |   |                                      |
|---------------------------------|--------------------------|---------------------------------|---|--------------------------------------|
| 1 $\frac{7\sqrt{G_t P_t}}{d}$   | 2 $\frac{(E h_e)^2}{4R}$ | 3 $\frac{49 G_t h_e^2}{4R d^2}$ | 4 $\frac{\lambda}{\pi \sqrt{G_r}} \sqrt{\frac{R}{73.13}}$ | 5 $\frac{6.0 \pi^2 d^2}{\lambda^2}$  |
| 6 $\frac{\sqrt{45 G_t P_t}}{d}$ | 7 $\frac{(E h_e)^2}{2R}$ | 8 $\frac{45 G_t h_e^2}{4R d^2}$ | 9 $\frac{\lambda}{\pi} \sqrt{G_r} \sqrt{\frac{R}{73.13}}$ | 10 $\frac{4.7 \pi^2 d^2}{\lambda^2}$ |

B-4 次の記述は、角すい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を下の番号から選べ。

- (1) 方形導波管の終端を角すい状に広げて、導波管と自由空間の固有インピーダンスの整合をとり、□アを少なくして、導波管で伝送されてきた電磁波を自由空間に効率よく放射する。
- (2) 導波管の電磁界分布がそのまま拡大されて開口面上に現れるためには、ホーンの長さが十分長く開口面上で電磁界の□イが同様であることが必要である。この条件がほぼ満たされたときの正面方向の利得  $G$  (真数) は、波長を  $\lambda$  [m]、開口面積を  $A$  [m<sup>2</sup>] とすると、次式で与えられる。
- $$G = \frac{\square \text{ウ}}{\square \text{エ}}$$
- (3) ホーンの□エを大きくし過ぎると利得が上がらない理由は、開口面の周辺部の位相が、中心部より□オためである。位相を揃えて利得を上げるために、パラボラ形反射鏡と組み合わせて用いる。

- 1 反射    2 屈折    3  $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$     4 開き角    5 遅れる
- 6 長さ    7 振幅    8  $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$     9 位相    10 進む

B-5 次の記述は、図に示す Wheeler cap (ウィーラー・キャップ) 法による小形アンテナの放射効率の測定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、金属の箱及び地板の大きさ及び材質は測定条件を満たしており、アンテナの位置は箱の中央部に置いて測定するものとする。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 入力インピーダンスから放射効率を求める方法

地板の上に置いた被測定アンテナに、アンテナ電流の分布を乱さないよう適当な形及び大きさの金属の箱をかぶせて隙間がないように密閉し、被測定アンテナの入力インピーダンスの□アを測定する。このときの値は、アンテナの放射抵抗が無視できるので損失抵抗  $R_l$  [Ω] とみなすことができる。

次に、箱を取り除いて、同様に、入力インピーダンスの□アを測定する。このときの値は、被測定アンテナの放射抵抗を  $R_r$  [Ω] とすると□イ [Ω] となる。

金属の箱をかぶせないときの入力インピーダンスの□アの測定値を  $R_{in}$  [Ω]、かぶせたときの入力インピーダンスの□アの測定値を  $R'_{in}$  [Ω] とすると、放射効率  $\eta$  は、 $\eta = \frac{\square \text{ウ}}{\square \text{エ}}$  で求められる。ただし、金属の箱の有無にかかわらず、アンテナ電流を一定とし、被測定アンテナは直列共振形とする。また、給電線の損失はないものとする。

(2) 電圧反射係数から放射効率を求める方法

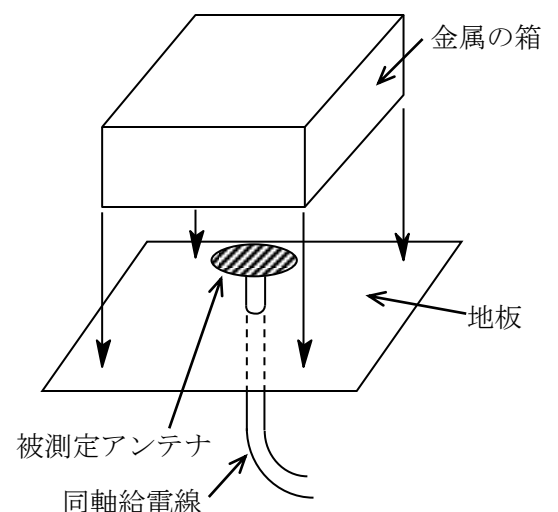
金属の箱をかぶせないときの送信機の実出力電力を  $P_o$  [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を  $P_{ref}$  [W]、(1)と同じように被測定アンテナに金属の箱をかぶせたときの送信機の実出力電力を  $P'_o$  [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を  $P'_{ref}$  [W] とすると、放射効率  $\eta$  は、次式で求められる。ただし、送信機と被測定アンテナ間の給電線の損失はないものとする。

$$\eta = \frac{P_o - P_{ref} - (P'_o - P'_{ref})}{P_o - P_{ref}} \dots \dots \dots \text{①}$$

$P_o = P'_o$  のとき、 $\eta$  は、式①より次式のようにになる。

$$\eta = \frac{(P'_{ref}/P'_o) - (P_{ref}/P_o)}{\square \text{エ}} \dots \dots \dots \text{②}$$

金属の箱をかぶせないときの電圧反射係数を  $|\Gamma|$ 、かぶせたときの電圧反射係数を  $|\Gamma'|$  とすると、 $\eta$  は、式②より、 $\eta = \frac{\square \text{オ}}{\square \text{カ}}$  となり電圧反射係数から求められる。ただし、 $|\Gamma'| \geq |\Gamma|$  が成り立つ範囲で求められる。



- 1 虚数部    2  $R_r - R_l$     3  $1 - (R_{in}/R'_{in})$     4  $1 - (P_{ref}/P_o)$     5  $\frac{|\Gamma'|^2 - |\Gamma|^2}{1 - |\Gamma|^2}$
- 6 実数部    7  $R_r + R_l$     8  $1 - (R'_{in}/R_{in})$     9  $1 - (P_o/P_{ref})$     10  $\frac{|\Gamma'| - |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$