

FB201

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、自由空間内の平面波を波動方程式から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、自由空間の誘電率を ϵ_0 [F/m]、透磁率を μ_0 [H/m] 及び時間を t [s] として、電界 E [V/m] が角周波数 ω [rad/s] で正弦的に変化しているものとする。

(1) E については、以下の波動方程式が成立する。ここで、 $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$ とする。

$$\nabla^2 E + k^2 E = 0 \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

(2) 直角座標系(x,y,z)で、 E が y だけの関数とすると、式①より、以下の式が得られる。

$$\square A + k^2 E_z = 0 \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

(3) 式②の解は、M、N を境界条件によって定まる定数とすると、次式で表される。

$$E_z = M e^{-jky} + N e^{+jky} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

(4) 以下、式③の右辺の第 1 項で表される □ B のみを考える。 ky が 2π の値をとるごとに同一の変化が繰り返されるから、 $ky = 2\pi$ を満たす y が波長 λ となる。すなわち、周波数を f [Hz] とすると、 $\lambda = \square C$ [m] となる。

(5) 式③の右辺の第 1 項に時間項 $e^{j\omega t}$ を掛けると、 E_z は、次式で表される。

$$E_z = M e^{j(\omega t - ky)} \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

(6) 式④より、 E_z の等位相面を表す式は、定数を K とおくと、次式で与えられる。

$$\omega t - ky = K \quad \dots\dots\dots \text{⑤}$$

(7) 式⑤の両辺を時間 t について微分すると、等位相面の進む速度、すなわち、電波の速度 v は以下のように表される。

$$v = \frac{dy}{dt} = \square D = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \text{ [m/s]}$$

	A	B	C	D
1	$\frac{dE_z}{dy}$	前進波	$\frac{1}{f\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\frac{\omega}{k}$
2	$\frac{dE_z}{dy}$	後退波	$\frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{f}$	$\frac{k}{\omega}$
3	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	前進波	$\frac{1}{f\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\frac{\omega}{k}$
4	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	後退波	$\frac{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}{f}$	$\frac{k}{\omega}$
5	$\frac{d^2 E_z}{dy^2}$	前進波	$\frac{1}{f\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$	$\frac{k}{\omega}$

A－2 次の記述は、アンテナの比帯域幅(使用可能な周波数帯域幅を中心周波数で割った値)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 アンテナの入力インピーダンスが、周波数に対して一定である範囲が広いほど比帯域幅は大きくなる。
- 2 半波長ダイポールアンテナでは、太い素子より細い素子の方が比帯域幅は小さい。
- 3 比帯域幅は、パーセントで表示した場合、200 [%] を超えることはない。
- 4 ディスコーンアンテナの比帯域幅は、スリーブアンテナの比帯域幅より大きい。
- 5 対数周期ダイポールアレーアンテナの比帯域幅は、八木・宇田アンテナ(八木アンテナ)の比帯域幅より小さい。

A－3 次の記述は、微小ダイポールの実効面積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) 受信アンテナから取り出すことのできる最大電力が、到来電波に垂直な断面積 A_e [m²] 内に入射する電波の電力に等しいとき、 A_e をアンテナの実効面積といい、波長を λ [m]、受信アンテナの絶対利得を G_a (真数) とすれば、次式で表される。

$$A_e \doteq \square A \text{ [m}^2\text{]}$$

(2) したがって、微小ダイポールの絶対利得 G_s (真数)は □ B であるので、微小ダイポールの実効面積 A_s は、次式で表される。

$$A_s \doteq \square C \text{ [m}^2\text{]}$$

	A	B	C
1	$0.06\lambda^2 G_a$	1.50	$0.09\lambda^2$
2	$0.08\lambda^2 G_a$	1.50	$0.12\lambda^2$
3	$0.08\lambda^2 G_a$	1.76	$0.14\lambda^2$
4	$0.13\lambda^2 G_a$	1.76	$0.23\lambda^2$
5	$0.13\lambda^2 G_a$	1.64	$0.21\lambda^2$

A－4 送信アンテナから距離 20 [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 1 [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 2 [m²] 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
- 4.0×10^{-6} [W]
- 2
- 9.4×10^{-6} [W]
- 3
- 3.8×10^{-5} [W]
- 4
- 9.8×10^{-5} [W]
- 5
- 4.0×10^{-4} [W]

A－5 次の記述は、開口面アンテナによる放射電磁界の空間的分布とその性質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十分大きいものとする。なお、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) アンテナからの放射角度に対する電界分布のパターンは、領域では距離によって変化し、領域では距離によってほとんど変化しない。
- (2) アンテナから 領域と 領域の境界までの距離は、開口面の実効的な最大寸法を D [m] 及び波長を λ [m] とすると、ほぼ [m] で与えられる。

A	B	C
1	フラウンホーファ	フレネル
2	フラウンホーファ	フレネル
3	フレネル	フラウンホーファ
4	フレネル	フラウンホーファ
5	フレネル	フラウンホーファ

A－6 特性インピーダンスが 50 [Ω] の無損失給電線の終端に、 $25 + j75$ [Ω] の負荷インピーダンスを接続したとき、終端における反射係数と給電線上に生ずる電圧定在波比の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

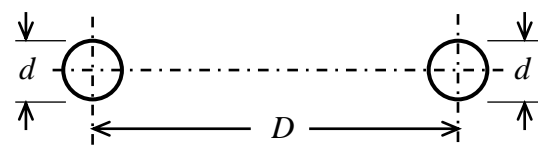
反射係数	電圧定在波比
1 $1 + j$	$\frac{1 - \sqrt{2}}{1 + \sqrt{2}}$
2 $\frac{1}{3}(1 - j2)$	$\frac{5 + \sqrt{3}}{5 - \sqrt{3}}$
3 $\frac{1}{3}(1 - j2)$	$\frac{3 + \sqrt{5}}{3 - \sqrt{5}}$
4 $\frac{1}{3}(1 + j2)$	$\frac{5 + \sqrt{3}}{5 - \sqrt{3}}$
5 $\frac{1}{3}(1 + j2)$	$\frac{3 + \sqrt{5}}{3 - \sqrt{5}}$

A－7 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 90 [V]、反射波電圧が 10 [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
- 40 [Ω]
- 2
- 35 [Ω]
- 3
- 30 [Ω]
- 4
- 25 [Ω]
- 5
- 20 [Ω]

A－8 図に示す無損失の平行二線式給電線と 163〔Ω〕の純負荷抵抗を 1/4 波長整合回路で整合させるとき、この整合回路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、平行二線式給電線の導線の直径 d を 3〔mm〕、2 本の導線間の間隔 D を 15〔cm〕とする。

- 1 75〔Ω〕
- 2 150〔Ω〕
- 3 300〔Ω〕
- 4 400〔Ω〕
- 5 600〔Ω〕



A－9 次の記述は、平面波が有限な導電率の導体中へ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。□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、平面波はマイクロ波とし、 e を自然対数の底とする。

- (1) 表皮厚さは、導体表面の電磁界強度が □ A □ に減衰するときの導体表面からの距離をいう。
- (2) 表皮厚さは、導体の導電率が大きくなるほど □ B □ なる。
- (3) 表皮厚さが厚くなるほど、減衰定数は □ C □ なる。

	A	B	C
1	$1/(2e)$	厚く	大きく
2	$1/(2e)$	厚く	小さく
3	$1/(2e)$	薄く	大きく
4	$1/e$	厚く	大きく
5	$1/e$	薄く	小さく

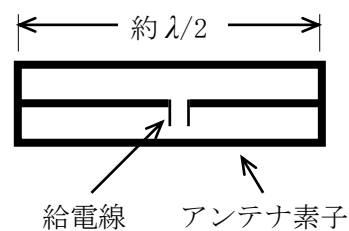
A－10 次の記述は、カセグレンアンテナについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 回転放物面の主反射鏡、□ A □ の副反射鏡及び一次放射器で構成され、副反射鏡の二つの焦点のうち、一方の焦点は、主反射鏡の焦点と一致し、他方の焦点は、一次放射器の励振点と一致している。
- (2) 一次放射器を主反射鏡の頂点(中心)付近に置くことにより給電線路が □ B □ ので、その伝送損を少なくできる。
- (3) 主反射鏡及び副反射鏡の鏡面を □ C □ すると、高能率で低雑音なアンテナを得ることができる。
- (4) 放射特性の乱れは、オフセットカセグレンアンテナより □ D □ 。

	A	B	C	D
1	回転楕円面	短くできる	小さく	小さい
2	回転双曲面	長くなる	修整	大きい
3	回転楕円面	短くできる	修整	小さい
4	回転双曲面	短くできる	修整	大きい
5	回転楕円面	長くなる	小さく	小さい

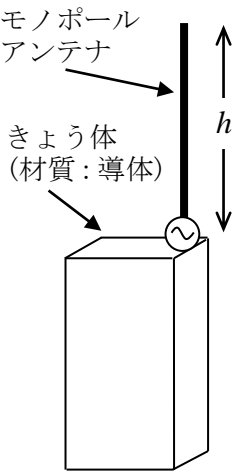
A－11 図に示す三線式折返し半波長ダイポールアンテナを用いて 150〔MHz〕の電波を受信したときの実効長の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、3 本のアンテナ素子はそれぞれ平行で、かつ、極めて近接して配置されており、その素材や寸法は同じものとし、波長を λ 〔m〕とする。また、アンテナの損失はないものとする。

- 1 96〔cm〕
- 2 113〔cm〕
- 3 136〔cm〕
- 4 155〔cm〕
- 5 191〔cm〕



A-12 次の記述は、図に示すように移動体通信に用いられる携帯機のきょう体の上に外付けされたモノポールアンテナ(ユニポールアンテナ)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。

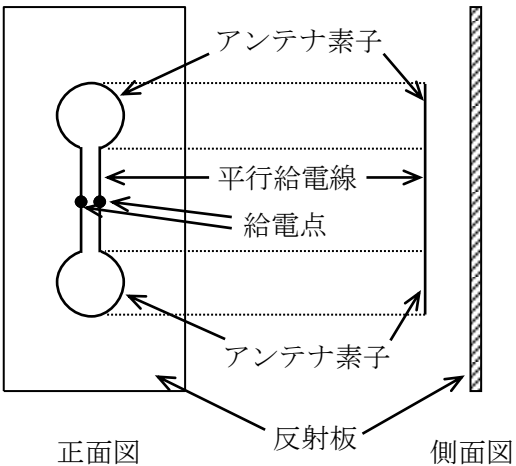
- 1 携帯機のきょう体の上に外付けされたモノポールアンテナは、一般にその長さ h によってアンテナの特性が変化する。
- 2 長さ h が $1/2$ 波長のモノポールアンテナは、 $1/4$ 波長のモノポールアンテナと比較したとき、放射パターンがきょう体の大きさやきょう体に近接する手などの影響を受けにくい。
- 3 長さ h が $1/2$ 波長のモノポールアンテナは、 $1/4$ 波長のモノポールアンテナと比較したとき、携帯機のきょう体に流れる高周波電流が大きい。
- 4 長さ h が $1/2$ 波長のモノポールアンテナは、 $1/4$ 波長のモノポールアンテナと比較したとき、給電点インピーダンスが高い。
- 5 長さ h が $3/8$ 波長のモノポールアンテナは、 $1/2$ 波長のモノポールアンテナと比較したとき、 $50\text{ }\Omega$ 系の給電線と整合が取りやすい。



A-13 次の記述は、図に示す反射板付きの水平偏波用双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、二つのループアンテナの間隔は約 0.5 波長で、反射板とアンテナ素子の間隔は約 0.25 波長とする。

- (1) 二つのループアンテナの円周の長さは、それぞれ約 □ A □ 波長である。
- (2) 指向性は、□ B □ と等価であり、垂直面内で □ C □ となる。

	A	B	C
1	1	スーパータースタイルアンテナ	8 字特性
2	1	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	単一指向性
3	0.5	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	8 字特性
4	0.5	反射板付き 4 ダイポールアンテナ	単一指向性
5	0.5	スーパータースタイルアンテナ	単一指向性



A-14 次の記述は、電波の伝わり方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。

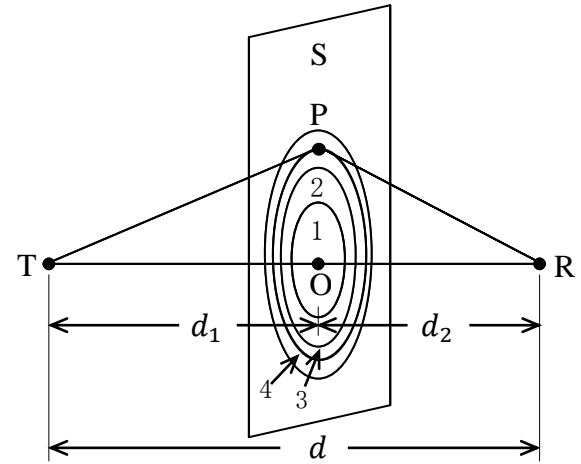
- (1) 地表波は、地表面に沿って伝搬する波で、周波数が低いほど、また、大地の導電率が □ A □ ほど遠くまで伝搬する。
- (2) 対流圏散乱波は、対流圏内の □ B □ によって生ずる波で、見通し外遠距離通信に利用することができる。
- (3) ラジオダクト波は、対流圏内の気温逆転現象などによって屈折率が □ C □ に変化することによって生ずる波で、あたかも導波管内を伝わる波のように見通し外の遠距離まで伝わる。

	A	B	C
1	大きい	酸素量の変動	水平方向
2	小さい	屈折率のゆらぎ	水平方向
3	小さい	酸素量の変動	高さ方向
4	大きい	屈折率のゆらぎ	高さ方向
5	大きい	屈折率のゆらぎ	水平方向

A-15 次の記述は、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) 図において、距離 d [m] 離れた送信点 T と受信点 R を結ぶ線分 TR 上の点 O を含み、線分 TR に垂直な平面 S がある。 S 上の点 P を通る電波の通路長 ($TP+PR$) と □ A □ との通路差が $\lambda/2$ の整数倍となる点 P の軌跡は、 S 面上で複数の同心円となる。また、 S が直線 TR 上を移動したとき、 T 、 R を焦点とし、線分 TR を回転軸とする回転楕円体となる。ただし、 TO 、 OR の距離をそれぞれ d_1 [m]、 d_2 [m]、また、波長を λ [m] とする。
- (2) 回転楕円体に囲まれた領域をフレネルゾーンといい、最も内側の領域を第1フレネルゾーン、以下、第2、第3、第 n フレネルゾーンという。第 n フレネルゾーンの円の半径は、約 □ B □ [m] となる。
- (3) 見通し内で無線回線を設定する場合には自由空間に近い良好な伝搬路を保つ必要があり、一般には、少なくとも障害物が第1フレネルゾーンに入らないようにクリアランスを設ける必要がある。

A	B
1 d_1+d_2	$\sqrt{\frac{d_1 d_2}{n \lambda d}}$
2 d_1+d_2	$\sqrt{n \lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$
3 $d-d_1$	$\sqrt{\frac{2 \lambda d_1 d_2}{n d}}$
4 $d-d_2$	$\sqrt{n \lambda \frac{d_1 d_2}{d}}$
5 $d-d_2$	$\sqrt{\frac{2 \lambda d_1 d_2}{n d}}$



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 10 [kW] で送信したとき、受信点での電界強度の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層の高さは 300 [km] であり、第一種減衰はなく、第二種減衰は 7 [dB] 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、電界強度は 1 [μ V/m] を 0 [dB μ V/m]、 $\log_{10} 7 = 0.85$ とする。

- | | | | | |
|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| 1 22 [dB μ V/m] | 2 45 [dB μ V/m] | 3 50 [dB μ V/m] | 4 57 [dB μ V/m] | 5 74 [dB μ V/m] |
|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|

A-17 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、日中は D 層による吸収を受けて低く、夜間は D 層の消滅に伴い高くなる。
- 2 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対流圏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。
- 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-18 次の記述は、アンテナ利得の測定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 3 基のアンテナを使用した場合は、これらのアンテナの利得が未知であってもそれぞれの利得を求めることができる。
- 2 角錐ホーンアンテナは、その寸法から利得を求めることができるので、標準アンテナとして使用される。
- 3 屋外で測定することが困難な場合や精度の高い測定を必要とする場合には、電波暗室内における近傍界の測定と計算により利得を求めることができる。
- 4 開口面アンテナの利得を測定する場合の送受信アンテナの離すべき最小距離は、開口面の大きさに関係し、使用波長に関係しない。
- 5 円偏波アンテナの利得の測定をする場合には、一般に円偏波によって測定するが、直線偏波アンテナをビーム軸のまわりに回転させて測定することもできる。

A-19 アンテナ利得が 20(真数)のアンテナを無損失の給電線に接続して測定した電圧定在波比(VSWR)の値が 2.5 であった。このアンテナの動作利得(真数)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 16.3
- 2 17.9
- 3 18.8
- 4 19.9
- 5 21.3

A-20 次の記述は、図に示す構成により、アンテナ系雑音温度を測定する方法 (Y 係数法) 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、アンテナ系雑音温度を T_A [K]、受信機の等価入力雑音温度を T_R [K]、標準雑音源を動作させないときの標準雑音源の雑音温度を T_0 [K]、標準雑音源を動作させたときの標準雑音源の雑音温度を T_N [K] とし、 T_0 及び T_N の値は既知とする。

- (1) スイッチ SW を b 側に入れ、標準雑音源を動作させないとき、 T_0 [K] の雑音を受信機に入る。このときの出力計の読みを N_0 [W] とする。
SW を b 側に入れたまま、標準雑音源を動作させたとき、 T_N [K] の雑音を受信機に入るので、このときの出力計の読みを N_N [W] とすると、 N_0 と N_N の比 Y_1 は、次式で表される。

$$Y_1 = \frac{N_0}{N_N} = \boxed{\text{A}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{①}$$

式①より、次式のように T_R が求まる。

$$T_R = \frac{T_0 - Y_1 T_N}{Y_1 - 1} \quad \cdots \cdots \cdots \text{②}$$

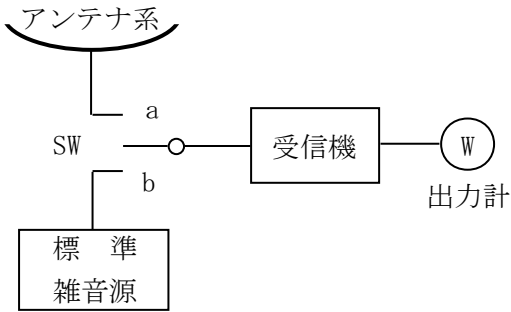
- (2) 次に、SW を a 側に入れたときの出力計の読みを N_A [W] とすると、 N_N と N_A の比 Y_2 は次式で表される。

$$Y_2 = \frac{N_N}{N_A} = \boxed{\text{B}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{③}$$

- (3) 式③より、 T_A は、次式で表される。

$$T_A = \boxed{\text{C}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{④}$$

式④に式②の T_R を代入すれば、 T_A を求めることができる。



	A	B	C
1	$\frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R}$	$\frac{T_N + T_R}{T_A + T_R}$	$\frac{T_N + T_R}{Y_2} - T_R$
2	$\frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R}$	$\frac{T_N - T_R}{T_A - T_R}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} + T_R$
3	$\frac{T_0 + T_R}{T_N + T_R}$	$\frac{T_N + T_R}{T_A + T_R}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} - T_R$
4	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_N + T_R}{T_A + T_R}$	$\frac{T_N + T_R}{Y_2} - T_R$
5	$\frac{T_0 - T_R}{T_N - T_R}$	$\frac{T_N - T_R}{T_A - T_R}$	$\frac{T_N - T_R}{Y_2} + T_R$

B-1 次の記述は、図に示すように、同一の半波長ダイポールアンテナ A 及び B で構成したアンテナ系の利得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、アンテナ系の相対利得 G (真数) は、アンテナ系に電力 P [W] を供給したときの十分遠方の点 O における電界強度を E [V/m] とし、このアンテナと置き換えた基準アンテナに電力 P_0 [W] を供給したときの点 O における電界強度を E_0 [V/m] とすれば、次式で与えられるものとする。
なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

$$G = \frac{|E|^2}{P} \bigg/ \frac{|E_0|^2}{P_0} = M/M_0 \cdots \cdots \cdots \text{①} \quad \text{ただし、} M = \frac{|E|^2}{P}, M_0 = \frac{|E_0|^2}{P_0} \text{ とする。}$$

- (1) アンテナ A 及び B の入力インピーダンスは等しく、これを Z_i [Ω]、自己インピーダンスと相互インピーダンスも等しく、これらをそれぞれ Z_{11} [Ω]、 Z_{12} [Ω] とすれば、 Z_i は、次式で表される。

$$Z_i = \boxed{\text{ア}} \text{ [Ω]} \quad \cdots \cdots \cdots \text{②}$$

- (2) アンテナ A と同一の半波長ダイポールアンテナを基準アンテナとして、給電点の電流を I [A]、 Z_{11} の抵抗分を R_{11} [Ω] とすれば、 M_0 は、次式で表される。

$$M_0 = \boxed{\text{イ}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{③}$$

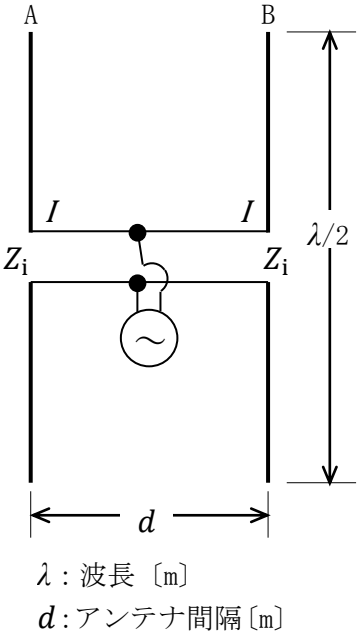
- (3) アンテナ A 及び B にそれぞれ I を供給すれば、 M は、次式で表される。ただし、 Z_{12} の抵抗分を R_{12} [Ω] とする。

$$M = \boxed{\text{ウ}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{④}$$

- (4) 式③と④を式①へ代入すれば、アンテナ系の相対利得 G は、次式によって求められる。

$$G = \boxed{\text{エ}} \quad \cdots \cdots \cdots \text{⑤}$$

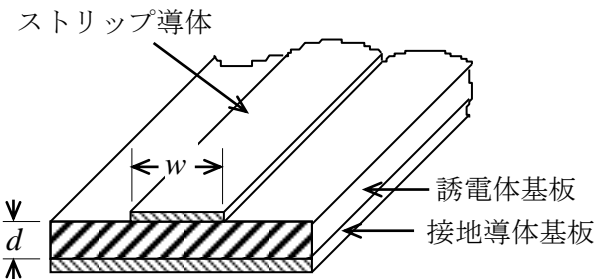
- (5) 式⑤において、 R_{11} は一定値であるから、 G は R_{12} のみの関数となる。 R_{12} の値は □ オ によって変わるので、□ オ の大きさにより G を変えることができる。



- 1 $\frac{|E_0|^2}{R_{11}|I|^2}$
- 2 $Z_{11} + Z_{12}$
- 3 $\frac{|E_0|^2}{2(R_{11} + R_{12})^2|I|^2}$
- 4 I
- 5 $\frac{R_{11}}{R_{11} + 2R_{12}}$
- 6 $Z_{11} + 2Z_{12}$
- 7 $\frac{|E_0|^2}{R_{11}|I|}$
- 8 $\frac{|2E_0|^2}{2(R_{11} + R_{12})|I|^2}$
- 9 d
- 10 $\frac{2R_{11}}{R_{11} + R_{12}}$

B－2 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を下の番号から選べ。

- (1) 接地導体基板の上にアルミナやフッ素樹脂などの厚さの薄い誘電体基板を密着させ、その上に幅が狭く厚さの極めて薄いストリップ導体を密着させた □ア の線路である。
- (2) 本線路は、開放線路の一種であり、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 □イ 誘電体基板を用いる。
- (3) 伝送モードは、通常、ほぼ □ウ モードとして扱うことができる。
- (4) 特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅を w 、誘電体基板の厚さを d 、誘電体基板の比誘電率を ϵ_r とすると、□エ が大きいほど、また ϵ_r が □オ 、小さくなる。



- | | | | | |
|--------|--------|-------------|---------|----------|
| 1 平衡形 | 2 の大きい | 3 TEM | 4 d/w | 5 大きいほど |
| 6 不平衡形 | 7 の小さい | 8 TE_{11} | 9 w/d | 10 小さいほど |

B－3 次の記述は、角錐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錐状に広げて、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 が一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 λ [m]、開口面積を A [m²] とすると、次式で与えられる。
$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$
- (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、開口面の中心部の位相が、周辺部より □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 振幅 | 3 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 4 長さ | 5 進む |
| 6 屈折 | 7 位相 | 8 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$ | 9 開き角 | 10 遅れる |

B－4 次の記述は、地上と衛星間の電波伝搬における対流圏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 電波が電離圏を通過する際、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、これを電離圏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、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 η は、 $\eta =$ □ ウ □ 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

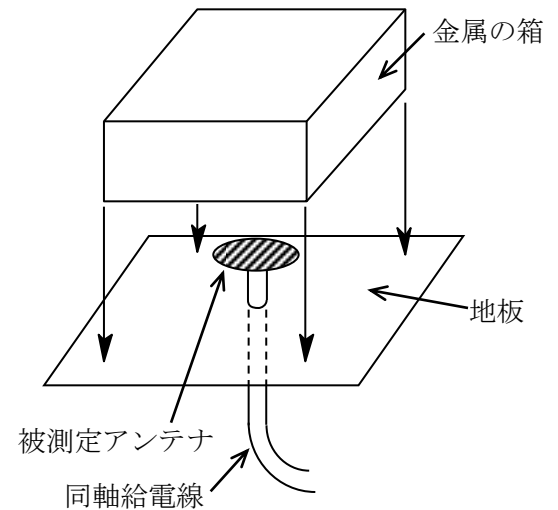
金属の箱をかぶせないときの送信機の実出力電力を P_o [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を P_{ref} [W]、(1)と同じように被測定アンテナに金属の箱をかぶせたときの送信機の実出力電力を P'_o [W]、被測定アンテナの入力端子からの反射電力を P'_{ref} [W] とすると、放射効率 η は、次式で求められる。ただし、送信機と被測定アンテナ間の給電線の損失はないものとする。

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

$P_o = P'_o$ のとき、 η は、式①より次式のようにになる。

$$\eta = \frac{\text{エ}}{1 - (P_{ref}/P_o)} \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

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、 η は、式②より、 $\eta =$ □ オ □ 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 $(P'_{ref}/P'_o) - (P_{ref}/P_o)$ | 5 $\frac{ \Gamma' - \Gamma }{1 - \Gamma }$ |
| 6 実数部 | 7 $R_r + R_l$ | 8 $1 - (R_{in}/R'_{in})$ | 9 $(P_{ref}/P_o) - (P'_{ref}/P'_o)$ | 10 $\frac{ \Gamma' ^2 - \Gamma ^2}{1 - \Gamma ^2}$ |