

FB701

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、媒質は等方性、非分散性、線形として、誘電率を ϵ [F/m]、透磁率を μ [H/m] 及び導電率を σ [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] 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。

□ $\boldsymbol{H} = \sigma \boldsymbol{E} + \epsilon \frac{\partial \boldsymbol{E}}{\partial t}$ ①

□ $\boldsymbol{E} = -\mu \frac{\partial \boldsymbol{H}}{\partial t}$ ②

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

$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{E}_0 e^{j\omega t}$ ③

$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{H}_0 e^{j\omega t}$ ④

ここで、 $\boldsymbol{E}_0$ 、 $\boldsymbol{H}_0$ 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。

□ $\boldsymbol{H} = (\square \text{ B}) \boldsymbol{E}$ ⑤

式④を式②へ代入すると、次式が得られる。

□ $\boldsymbol{E} = (\square \text{ C}) \boldsymbol{H}$ ⑥

(4) 式⑤と式⑥より、 $\boldsymbol{E}$ 、あるいは、 $\boldsymbol{H}$ に関する波動方程式が得られる。

	A	B	C
1	rot	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
2	rot	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$
3	rot	$\sigma - j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
4	div	$\sigma + j\omega\epsilon$	$-j\omega\mu$
5	div	$\sigma - j\omega\epsilon$	$j\omega\mu$

A－2 自由空間において、放射電力が等しい半波長ダイポールアンテナと微小ダイポールによって最大放射方向の同じ距離の点に生ずるそれぞれの電界強度 E_1 及び E_2 [V/m] の比 E_1/E_2 の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\sqrt{5} = 2.24$ とする。

- 1 0.96
- 2 1.04
- 3 1.22
- 4 1.37
- 5 1.46

A－3 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、送信アンテナの送信電力を 4 [W]、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 2×10^{-4} [W]
- 2 3×10^{-5} [W]
- 3 4×10^{-6} [W]
- 4 5×10^{-7} [W]
- 5 6×10^{-8} [W]

A－4 次の記述は、絶対利得が G (真数) のアンテナの実効面積を表す式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。

(1) 微小ダイポールの実効面積 S_s は、波長を λ [m] とすると、次式で表される。

$S_s = \square \text{ A} \text{ [m}^2\text{]}$

(2) 一方、実効面積が S [m²] のアンテナの絶対利得 G (真数) は、等方性アンテナの実効面積を S_i [m²] とすると、次式で定義されている。

$G = \square \text{ B}$

(3) また、微小ダイポールの絶対利得 G_s (真数) は、次式で与えられる。

$G_s = 3/2$

(4) したがって、絶対利得が G (真数) のアンテナの実効面積 S は、次式で与えられる。

$S = \square \text{ C} \text{ [m}^2\text{]}$

	A	B	C
1	$3\lambda^2/(4\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(2\pi)$
2	$3\lambda^2/(4\pi)$	S_i/S	$G\lambda^2/(4\pi)$
3	$3\lambda^2/(8\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(2\pi)$
4	$3\lambda^2/(8\pi)$	S_i/S	$G\lambda^2/(2\pi)$
5	$3\lambda^2/(8\pi)$	S/S_i	$G\lambda^2/(4\pi)$

A-5 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。

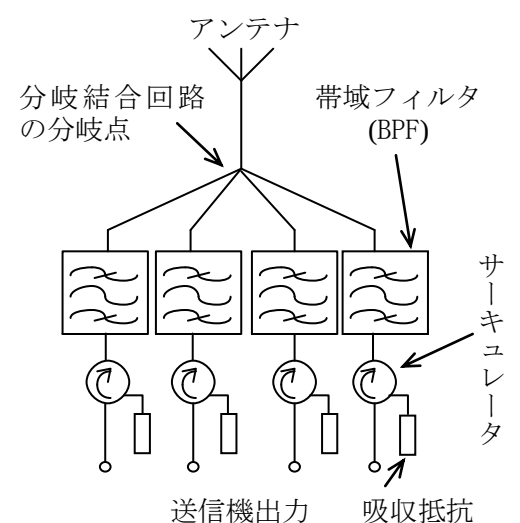
- 1 アンテナの入力インピーダンスが、周波数に対して一定である範囲が広いほど比帯域幅は大きくなる。
- 2 半波長ダイポールアンテナでは、太い素子より細い素子の方が比帯域幅は小さい。
- 3 ディスコーンアンテナの比帯域幅は、スリーブアンテナの比帯域幅より大きい。
- 4 板状逆 F 形アンテナの比帯域幅は、逆 F 形アンテナの比帯域幅より小さい。
- 5 対数周期ダイポールアレーアンテナの比帯域幅は、八木・宇田アンテナ（八木アンテナ）の比帯域幅より大きい。

A-6 内部導体の外径が 2 [mm]、外部導体の内径が 8 [mm] の同軸線路の特性インピーダンスが 50 [Ω] であった。この同軸線路の外部導体の内径を 2 倍にしたとき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は、同一の誘電体が充填されているものとする。

- 1 75 [Ω]
2 85 [Ω]
3 100 [Ω]
4 150 [Ω]
5 300 [Ω]

A-7 次の記述は、図に示す帯域フィルタ (BPF) を用いた送信アンテナ共用装置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) 移動通信などの1つの基地局に多数の無線チャンネルが用いられ多数の送信アンテナが設置される場合、送信電波の A 変調を防止するため、送信アンテナ相互間で所要の B を得る必要がある。この B は、アンテナを垂直又は水平に、一定の間隔において配置することにより得られるが、送信アンテナの数が多くなると広い場所が必要になるため、送信アンテナ共用装置が用いられることが多い。
- (2) 1つの送信機出力は、サーキュレータとその送信周波数の帯域フィルタを通してアンテナに向かう。他の送信機に対しては、分岐結合回路の分岐点から各帯域フィルタまでの線路の長さを送信波長の1/4の C とし、先端を短絡した1/4波長の C の長さの給電線と同じ働きになるようにして、分岐点から見たインピーダンスが無限大になるようにしている。
- (3) しかし、一般に分岐点から見たインピーダンスが無限大になることはないので、他の3つの送信周波数のそれぞれの帯域フィルタのみでは十分な B が得られない。このため、さらにサーキュレータの吸収抵抗で消費させ、他の送信機への回り込みによる再放射を防いでいる。



- | | A | B | C |
|---|----|-------|-----|
| 1 | 過 | 耐電力 | 奇数倍 |
| 2 | 過 | 結合減衰量 | 偶数倍 |
| 3 | 相互 | 結合減衰量 | 奇数倍 |
| 4 | 相互 | 耐電力 | 偶数倍 |
| 5 | 相互 | 結合減衰量 | 偶数倍 |

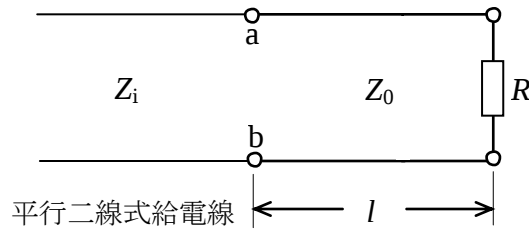
A-8 次の記述は、平面波が有限な導電率の導体中へ浸透する深さを表す表皮厚さ(深さ)について述べたものである。□内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、平面波はマイクロ波とし、 e を自然対数の底とする。

- (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 | $1/e$ | 厚く | 大きく |
| 2 | $1/e$ | 薄く | 小さく |
| 3 | $1/(2e)$ | 厚く | 大きく |
| 4 | $1/(2e)$ | 厚く | 小さく |
| 5 | $1/(2e)$ | 薄く | 大きく |

A-9 図に示すように、特性インピーダンスが Z_i [Ω] の平行二線式給電線と負荷抵抗 R [Ω] との間に特性インピーダンスが Z_0 [Ω] で、長さが l [m] の給電線を挿入して整合させた場合の Z_0 と l の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、端子 ab から負荷側を見たインピーダンス Z_{ab} [Ω] は、波長を λ [m] とすると次式で与えられる。また、各線路は無損失線路とし、 R 、 Z_i 、 Z_0 の値は、それぞれ異なり、 n は 0 又は正の整数とする。

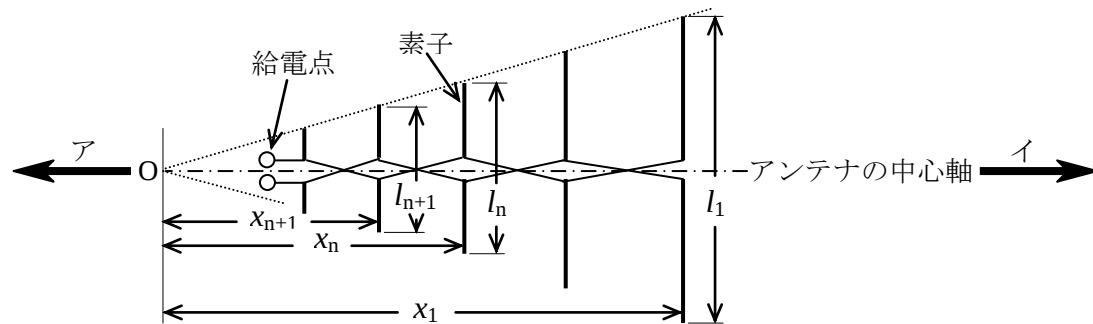
$$Z_{ab} = Z_0 \left(\frac{R \cos(2\pi l / \lambda) + jZ_0 \sin(2\pi l / \lambda)}{Z_0 \cos(2\pi l / \lambda) + jR \sin(2\pi l / \lambda)} \right)$$



	Z_0	l
1	$\sqrt{RZ_i/2}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/2$ [m]
2	$\sqrt{RZ_i/2}$ [Ω]	$\lambda/8 + n\lambda/4$ [m]
3	$\sqrt{RZ_i/2}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/4$ [m]
4	$\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/2 + n\lambda/4$ [m]
5	$\sqrt{RZ_i}$ [Ω]	$\lambda/4 + n\lambda/2$ [m]

A-10 次の記述は、図に示す対数周期ダイポール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 隣り合う素子の長さの比 l_{n+1}/l_n と隣り合う素子の頂点 O からの距離の比 x_{n+1}/x_n は等しい。
- 2 主放射の方向は矢印 I の方向である。
- 3 使用可能な周波数範囲は、最も長い素子と最も短い素子によって決まる。
- 4 素子にはダイポールアンテナが用いられ、隣接するダイポールアンテナごとに逆位相で給電する。
- 5 航空機の航行援助用施設である ILS (計器着陸装置) のローカライザのアンテナとして用いられる。



A-11 次の記述は、図に示す方形のマイクロストリッ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。

- (1) 図1に示すように、地板上に波長に比べて十分に薄い誘電体を置き、その上に放射板を平行に密着して置いた構造であり、放射板の中央から少しずらした位置で放射板と □ A □ の間に給電する。
- (2) 放射板と地板間にある誘電体に生ずる電界は、電波の放射には寄与しないが、放射板の周縁部に生ずる漏れ電界は電波の放射に寄与する。放射板の長さ l [m] を誘電体内での電波の波長 λ_0 [m] の $1/2$ にすると共振する。
図 2 に示すように磁流 $M_1 \sim M_6$ [V] で表すと、磁流 □ B □ は相加されて放射に寄与するが、他は互いに相殺されて放射には寄与しない。
- (3) アンテナの入力インピーダンスは、放射板上の給電点の位置により変化する。また、その周波数特性は、厚さ h [m] が厚いほど、幅 w [m] が広いほど □ C □ となる。
- (4) アンテナの指向性は、放射板に垂直な Z 軸方向に最大放射方向がある単一指向性である。

A	B	C
1 誘電体	M_3 と M_4	狭帯域
2 誘電体	M_1 と M_5	広帯域
3 地板	M_3 と M_4	広帯域
4 地板	M_1 と M_5	広帯域
5 地板	M_1 と M_5	狭帯域

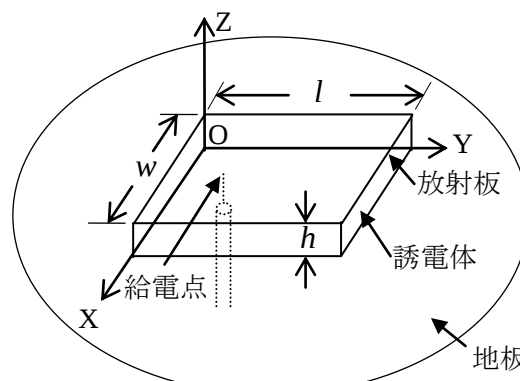


図 1

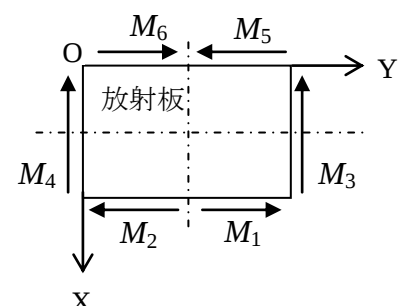
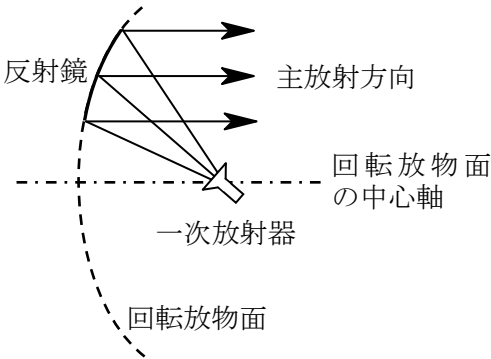


図 2

A-12 次の記述は、図に示す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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

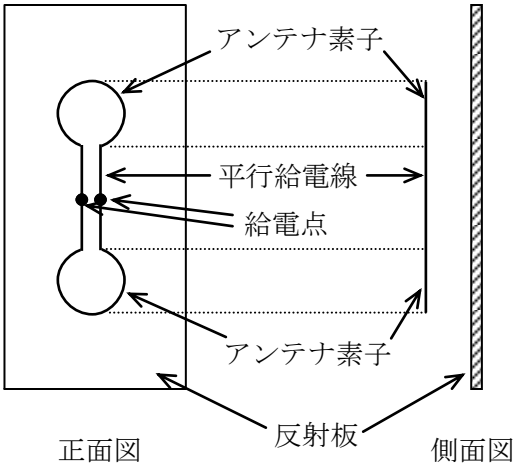
- 1 オフセットパラボラアンテナは、回転放物面反射鏡の一部分だけを反射鏡に使うように構成したものであり、一次放射器は、回転放物面の焦点に置かれ、反射鏡に向けられている。
- 2 反射鏡の前面に一次放射器や給電線路がないため、これらにより電波の通路がブロッキングを受けず、円形パラボラアンテナに比べると、サイドローブが少ない。
- 3 一次放射器が開口面の正面にないため、反射鏡面からの反射波は、ほとんど一次放射器に戻らないので、放射器の指向性を良くすれば、開口効率ほとんど低下しない。
- 4 鏡面が軸対称な構造でないため、直線偏波では原理的に交差偏波が発生しにくい。
- 5 アンテナ特性の向上のため、複反射鏡形式が用いられることがある。



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



A-14 次の記述は、海拔高 h [m] にある超短波 (VHF) アンテナからの電波の見通し距離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、等価地球半径係数を k として、等価地球の半径を kR [m] と表わす。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

図に示すように、等価地球の中心を O 、アンテナの位置 P から引いた等価地球への接線と等価地球との接点を Q 、 $\angle POQ$ を θ [rad] 及び弧 QS の長さを d [m] とする。

- (1) 直角三角形 POQ において、次式が成り立つ。

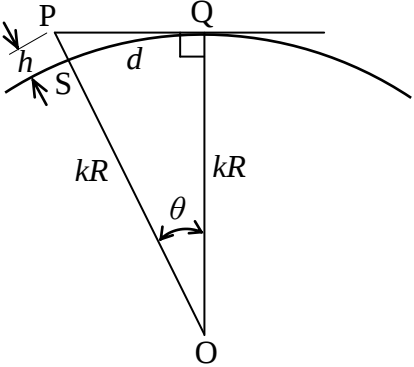
$$kR = (kR + h) \times \square A \dots\dots\dots \textcircled{1}$$
 式①を kR について整理すると次式が成り立つ。

$$h \times \square A = kR (1 - \square A) = 2kR \times \sin^2 \frac{\theta}{2} \dots\dots \textcircled{2}$$

$$\theta = \square B \text{ [rad] であり、} d \ll kR \text{ とすると、次式が成り立つ。}$$

$$\cos \theta \doteq 1、\sin \frac{\theta}{2} \doteq \frac{\theta}{2} \dots\dots\dots \textcircled{3}$$
- (2) θ 及び式③を式②に代入すると、 d は次式で与えられる。

$$d \doteq \square C \text{ [m]}$$



	A	B	C
1	$\sin \theta$	$\frac{d}{kR}$	$\sqrt{2kRh}$
2	$\sin \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{\frac{kRh}{2}}$
3	$\cos \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{2kRh}$
4	$\cos \theta$	$\frac{d}{kR}$	$\sqrt{2kRh}$
5	$\cos \theta$	$\frac{d}{2kR}$	$\sqrt{\frac{kRh}{2}}$

A-15 次の記述は、平面大地における電波の反射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) 平面大地の反射係数は、0 度又は 90 度以外の入射角において、水平偏波と垂直偏波とではその値が異なり、□ A □ の方の値が大きいが、入射角が 90 度に近いときには、いずれも 1 に近い値となる。

(2) 垂直偏波では、反射係数が最小となる入射角があり、この角度を □ B □ と呼ぶ。

(3) 垂直偏波では、□ B □ 以下の入射角のとき、反射波の位相が □ C □ に対して逆位相であるため、円偏波を入射すると反射波は、逆回りの円偏波となる。
- | | A | B | C |
|---|------|---------|------|
| 1 | 水平偏波 | ブルースター角 | 水平偏波 |
| 2 | 水平偏波 | 最小入射角 | 垂直偏波 |
| 3 | 垂直偏波 | 最小入射角 | 水平偏波 |
| 4 | 垂直偏波 | 最小入射角 | 垂直偏波 |
| 5 | 垂直偏波 | ブルースター角 | 水平偏波 |

A-16 次の記述は、通常用いられている周波数における衛星通信の伝搬変動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 固定衛星通信の対流圏におけるシンチレーションは、低仰角の場合は変動幅が小さく、また、その周期は電離圏シンチレーションの周期に比べると短い。
- 2 4GHz 帯及び 6GHz 帯の固定衛星通信において、直線偏波で直交偏波共用通信を行う場合、電離圏でのファラデー回転による偏波の回転が原因で、両偏波間に許容限度以上の干渉を生じさせるおそれがある。
- 3 海事衛星通信において、船舶に搭載する小型アンテナでは、ビーム幅が広くなり、直接波の他に海面反射波をメインビームで受信することがあるため、フェージングの影響が大きい。
- 4 航空衛星通信において、航空機の飛行高度が高くなるにつれて海面反射波が球面拡散で小さくなり、フェージングの深さも小さくなる。
- 5 陸上移動体衛星通信における伝搬変動の原因には、ビルディングやトンネルなどによる遮へい、樹木による減衰及びビルディングの反射などによるフェージングなどがある。

A-17 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 100 [W] 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 [μV/m] を 0 [dBμV/m]、log₁₀7 = 0.85 とする。

- 1 12 [dBμV/m]
- 2 20 [dBμV/m]
- 3 30 [dBμV/m]
- 4 44 [dBμV/m]
- 5 50 [dBμV/m]

A-18 次の記述は、マイクロ波アンテナの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。ただし、波長を λ [m] とする。

- (1) 利得がそれぞれ G_1 (真数) 及び G_2 (真数) の二つのアンテナを距離 d [m] 離して偏波面を揃えて対向させ、一方のアンテナから電力 P_t [W] を放射し、他方のアンテナで受信した電力を P_r [W] とすれば、 P_r/P_t は、次式で表される。
$$P_r/P_t = (\square A \square)^2 G_1 G_2 \cdots \cdots \textcircled{1}$$

上式において、一方のアンテナの利得が既知であれば、他方のアンテナの利得を求めることができる。

(2) 二つのアンテナの利得が同じとき、式①からそれぞれのアンテナの利得は、次式により求められる。
$$G_1 = G_2 = \square B \square$$

(3) アンテナが一つのときは、□ C □ を利用すれば、この方法を適用することができる。
- | | A | B | C |
|---|--------------------------|---|-----|
| 1 | $\frac{\lambda}{2\pi d}$ | $\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$ | 回転板 |
| 2 | $\frac{\lambda}{2\pi d}$ | $\frac{2\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$ | 反射板 |
| 3 | $\frac{\lambda}{\pi d}$ | $\frac{\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$ | 回転板 |
| 4 | $\frac{\lambda}{4\pi d}$ | $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$ | 反射板 |
| 5 | $\frac{\lambda}{4\pi d}$ | $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$ | 反射板 |

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 λ [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 Δl 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。

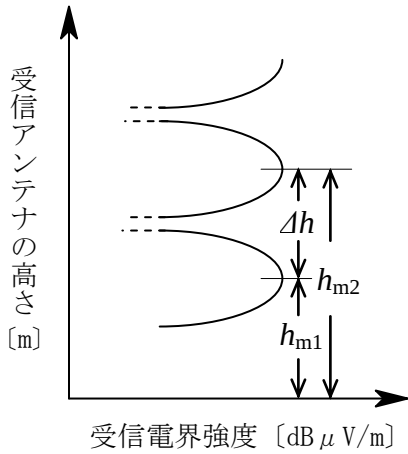
$$\Delta l \approx \boxed{\text{A}} \text{ [m]}$$

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。

$$E \approx 2E_0 \times |\boxed{\text{B}}|$$

- (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 Δh は、 $\boxed{\text{C}}$ [m] である。

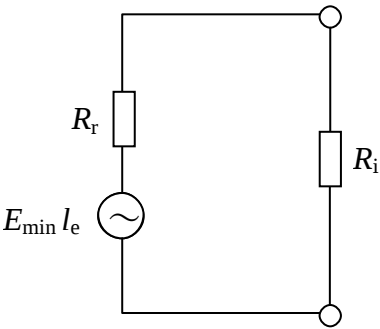
	A	B	C
1	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
2	$\frac{2h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2h_1}$
3	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\cos\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
4	$\frac{4h_1h_2}{d}$	$\sin\left(\frac{2\pi h_1h_2}{\lambda d}\right)$	$\frac{\lambda d}{2\pi h_1}$
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、実効長が既知のアンテナを接続した受信機において、所要の信号対雑音比 (S/N) を確保して受信することができる最小受信電界強度を受信機の雑音指数から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、受信機の等価雑音帯域幅を B [Hz] とし、アンテナの放射抵抗を R_r [Ω]、実効長を l_e [m]、最小受信電界強度を $E_{\min}$ [V/m] 及び受信機の入力インピーダンスを R_i [Ω] とすれば、等価回路は図のように示されるものとする。また、アンテナ、給電線及び受信機はそれぞれ整合しているものとし、外来雑音は無視するものとする。

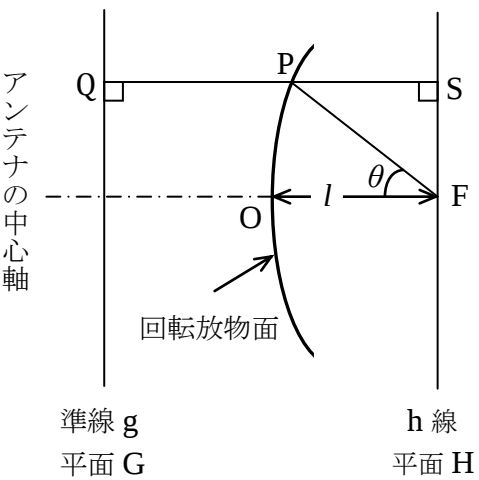
- (1) 受信機の入力端の有能雑音電力 N_i は、ボルツマン定数を k [J/K]、絶対温度を T [K] とすれば、次式で表される。
- $$N_i = kTB \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{①}$$
- アンテナからの有能信号電力 S_i は、次式で表される。
- $$S_i = \boxed{\text{A}} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{②}$$
- (2) 受信機の実出力端における S/N は、受信機の雑音指数 F と式①を用いて表すことができるので、 S_i は、次式のようにになる。
- $$S_i = \boxed{\text{B}} \text{ [W]} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$
- (3) 式②と③から、 $E_{\min}$ は次式で表されるので、 F を測定することにより、受信可能な最小受信電界強度が求められる。
- $$E_{\min} = \boxed{\text{C}} \text{ [V/m]}$$

	A	B	C
1	$(E_{\min}l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r}{F(S/N)}}$
2	$(E_{\min}l_e)^2 \frac{1}{R_r}$	$FkTB(S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTBR_r(S/N)}$
3	$(E_{\min}l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$\frac{kTB}{F} (S/N)$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r(S/N)}{F}}$
4	$(E_{\min}l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$\frac{kTB}{F(S/N)}$	$l_e \sqrt{\frac{4kTBR_r}{F(S/N)}}$
5	$(E_{\min}l_e)^2 \frac{1}{4R_r}$	$FkTB(S/N)$	$\frac{1}{l_e} \sqrt{4FkTBR_r(S/N)}$



B－1 次の記述は、パラボラアンテナの開口面から放射される電波が平面波となる理由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) 図に示すように、回転放物面の焦点を F 、中心を O 、回転放物面上の任意の点を P とすれば、 F から P までの距離 $\overline{FP}$ と P から準線 g に下ろした垂線の足 Q との距離 $\overline{PQ}$ との間には、次式の関係がある。
 $\overline{PQ} = \text{ア} \cdots \cdots \text{①}$
- (2) F を通り g に平行な直線を h 線とし、 P から h に下ろした垂線の足を S とすれば、 F から P を通って S に至る距離 $\overline{FP} + \overline{PS}$ は、式①の関係から、次式で表される。
 $\overline{FP} + \overline{PS} = \text{イ}$
- (3) 焦点 F に置かれた等方性波源より放射され、回転放物面で反射されたすべての電波は、アンテナの中心軸に垂直で g を含む平面 G を見掛け上の □ウ□ として、アンテナの中心軸に平行に、 G に平行で h を含む平面 H へ □エ□ の平面波として到達する。
- (4) F から放射され回転放物面で反射されて H に至る電波通路の長さはすべて等しいから、放射角度 $\theta = 0$ のときの電波通路の長さと $\theta \neq 0$ のときの電波通路の長さも等しく、 $\overline{FP} + \overline{PS}$ を焦点距離 l で表すと、次式が成り立つ。
 $\overline{FP} + \overline{PS} = \text{オ} \times l$



- | | | | | |
|--------------------|--------------------|-------|-------|------|
| 1 $\overline{FP}$ | 2 $\overline{QS}$ | 3 反射点 | 4 逆位相 | 5 4 |
| 6 $2\overline{FP}$ | 7 $2\overline{PQ}$ | 8 波源 | 9 同位相 | 10 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、電界と磁界が常に同相で振動する。
- ウ 導波管中を伝搬できる。
- 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 376.7 [Ω] である。

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。

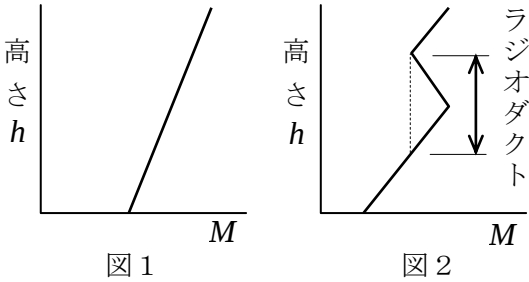
- (1) 方形導波管の終端を角錐状に広げて、導波管と自由空間の固有インピーダンスの整合をとり、□ア□ を少なくして、導波管で伝送されてきた電磁波を自由空間に効率よく放射する。
- (2) 導波管の電磁界分布がそのまま拡大されて開口面上に現れるためには、ホーンの長さが十分長く開口面上で電磁界の □イ□ が一様であることが必要である。この条件がほぼ満たされたときの正面方向の利得 G (真数) は、波長を λ [m]、開口面積を A [m²] とすると、次式で与えられる。
 $G = \text{ウ}$
- (3) ホーンの □エ□ を大きくし過ぎると利得が上がらない理由は、開口面の中心部の位相が、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 屈折 | 2 位相 | 3 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 4 開き角 | 5 遅れる |
| 6 反射 | 7 振幅 | 8 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$ | 9 長さ | 10 進む |

B-4 次の記述は、マイクロ波（SHF）帯の電波の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) 標準大気において、大気の屈折率 n は地表からの高さとともに減少するから、標準大気中の電波通路は、送受信点間を結ぶ直線に対して □ ア わん曲する。
- (2) 実際の大地は球面であるが、これを平面大地上の伝搬として等価的に取り扱うために、 $m = n + (h/R)$ で与えられる修正屈折率 m が定義されている。ここで、 h [m] は地表からの高さ、 R [m] は地球の □ イ である。 m は 1 に極めて近い値で不便なので、修正屈折指数 M を用いる。 M は、 $M =$ □ ウ $\times 10^6$ で与えられ、標準大気では地表からの高さとともに増加する。
- (3) 標準大気の M 曲線は、図 1 に示すように勾配が一定の直線となる。この M 曲線の形を □ エ という。
- (4) 大気中に温度などの □ オ が生ずるとラジオダクトが発生し、電波がラジオダクトの中に閉じ込められて見通し距離より遠方まで伝搬することがある。このときの M 曲線は、図 2 に示すように、高さのある範囲で □ エ とは逆の勾配を持つ部分を生ずる。

- | | | | | |
|---------|--------|-----------|-------|--------|
| 1 下方に凸に | 2 等価半径 | 3 $(m-1)$ | 4 接地形 | 5 逆転層 |
| 6 上方に凸に | 7 半径 | 8 $(m+1)$ | 9 標準形 | 10 均一層 |



B-5 次の記述は、アンテナ利得などの測定において、送信又は受信アンテナの一方の開口の大きさが波長に比べて大きいときの測定距離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、任意の角度を α とすれば、 $\cos(\alpha/2) = \pm\sqrt{(1 + \cos\alpha)/2}$ であり、三角形 ABC の頂角を A 、 B 、 C とし、その対辺の長さをそれぞれ a 、 b 、 c とすれば、 $a^2 = b^2 + c^2 - 2bc \cos A$ の関係がある。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図 1 に示すように、アンテナ間の測定距離を L [m]、寸法が大きい方の円形開口面アンテナ 1 の直径を D [m]、その縁 P から小さい方のアンテナ 2 までの距離を L' [m] とすれば、 L と L' の距離の差 ΔL は、次式で表される。ただし、 $L > D$ とし、アンテナ 2 の大きさは無視できるものとする。

$$\Delta L = L' - L = \text{□ ア} - L$$

$$\approx L \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2L} \right)^2 \right\} - L = \frac{D^2}{8L} \text{ [m]} \quad \dots\dots\dots \text{①}$$

波長を λ [m] とすれば、 ΔL による電波の位相差 $\Delta\theta$ は、次式となる。

$$\Delta\theta = \text{□ イ} \text{ [rad]} \quad \dots\dots\dots \text{②}$$

- (2) アンテナ 1 の中心からの電波の電界強度 $\dot{E}_0$ [V/m] とその縁からの電波の電界強度 $\dot{E}_0'$ [V/m] は、アンテナ 2 の点において、その大きさが等しく位相のみが異なるものとし、その大きさをいずれも E_0 [V/m] とすれば、 $\dot{E}_0$ と $\dot{E}_0'$ との間に位相差がないときの受信点での合成電界強度の大きさ E [V/m] は、□ ウ [V/m] である。また、位相差が $\Delta\theta$ のときの合成電界強度 $\dot{E}'$ の大きさ E' は、図 2 のベクトル図から、次式で表される。

$$E' = \text{□ エ} = \text{□ ウ} \times \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \text{ [V/m]} \quad \dots\dots\dots \text{③}$$

したがって、次式が得られる。

$$E'/E = \cos\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right) \quad \dots\dots\dots \text{④}$$

- (3) 式④へ $\Delta\theta = \pi/8$ [rad] を代入すると、 $E'/E \approx 0.98$ となり、誤差は 2 [%] 以下となる。したがって、誤差が約 2 [%] 以下となる最小の測定距離 $L_{\min}$ は、式②から次式となる。

$$L_{\min} = \text{□ オ} \text{ [m]}$$

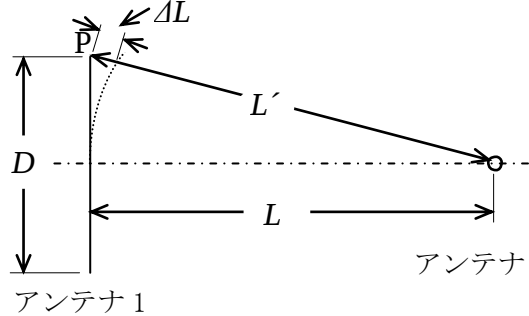


図 1

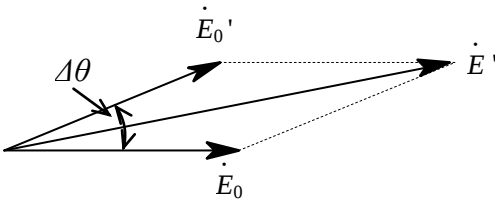


図 2

- | | | | | |
|---|--------------------------------|-----------------|--|---------------------------|
| 1 $\sqrt{L^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2}$ | 2 $\frac{\pi D^2}{4\lambda L}$ | 3 $2E_0$ | 4 $\sqrt{2}E_0\sqrt{1 - \cos\Delta\theta}$ | 5 $\frac{D^2}{\lambda}$ |
| 6 $\sqrt{L^2 + D^2}$ | 7 $\frac{\pi D^2}{8\lambda L}$ | 8 $\sqrt{2}E_0$ | 9 $\sqrt{2}E_0\sqrt{1 + \cos\Delta\theta}$ | 10 $\frac{2D^2}{\lambda}$ |