

FB207

# 第一級陸上無線技術士「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 - 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、同じ記号の  内には、同じ字句が入るものとする。また、媒質は等方性、非分散性、線形として、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。

- (1) 電界  $E$  [V/m] と磁界  $H$  [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。

$$\text{A} \quad H = \sigma E + \epsilon \frac{\partial E}{\partial t} \quad \dots\dots$$

$$\text{A} \quad E = -\mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad \dots\dots$$

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

$$E = E_0 e^{j\omega t} \quad \dots\dots$$

$$H = H_0 e^{j\omega t} \quad \dots\dots$$

ここで、 $E_0$ 、 $H_0$  は、時間に依存しない定数とする。

- (3) 式 を式 へ代入すると、次式が得られる。

$$\text{A} \quad H = (\text{B}) E \quad \dots\dots$$

式 を式 へ代入すると、次式が得られる。

$$\text{A} \quad E = \text{C} H \quad \dots\dots$$

式 と式 より、 $E$ 、あるいは、 $H$  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 - 送信電力 3 [kW] の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、送信アンテナの絶対利得を 30 [dB]、受信アンテナの実効面積を 2 [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無いものとする。

- 1 300 [μW]      2 400 [μW]      3 550 [μW]      4 600 [μW]      5 750 [μW]

- A - 実効長 1 [m] の直線状アンテナを周波数 20 [MHz] で用いたとき、このアンテナの放射抵抗の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、微小ダイポールの放射電力  $P$  は、ダイポールの長さを  $l$  [m]、波長を  $\lambda$  [m] 及び流れる電流を  $I$  [A] とすれば、次式で表されるものとする。

$$P = 80 \left( \frac{\pi I l}{\lambda} \right)^2 \text{ [W]}$$

- 1 2.5 [ ]      2 3.5 [ ]      3 5 [ ]      4 10 [ ]      5 15 [ ]

- A - 4 自由空間において、周波数 300 [MHz] で相対利得 30 (真数) のアンテナを用いるとき、このアンテナの実効面積の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 1.0 [m<sup>2</sup>]  
2 2.5 [m<sup>2</sup>]  
3 3.9 [m<sup>2</sup>]  
4 5.0 [m<sup>2</sup>]  
5 7.8 [m<sup>2</sup>]

- 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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。また、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 [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。

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

- (1)  $a$  と同一のアンテナ  $b$  を  $z$  軸上の原点から  $d$  [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。

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

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

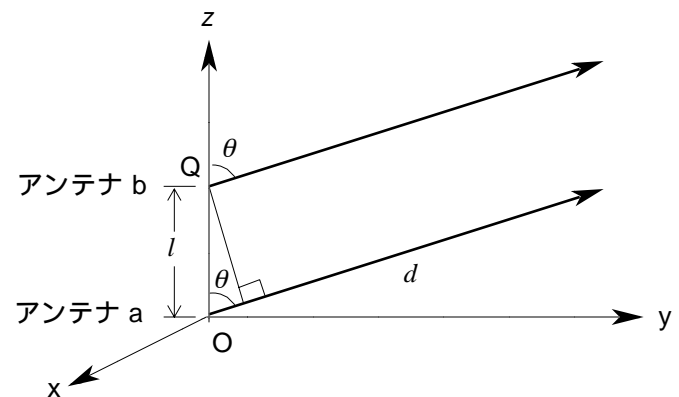
- (2)  $a$ 、 $b$ 、二つのアンテナによる十分遠方の点における合成電界強度は、次式で表される。

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

ここで、 $\square B$  は点  $O$  に  $\square C$  を置き、電流がその  $M$  倍の  $\square C$  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  $\square C$  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	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	半波長ダイポールアンテナ
4	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + K\sqrt{M}$	無指向性点放射源
5	$e^{j\beta l \cos \theta}$	$1 + KM$	無指向性点放射源



- A - 6 特性インピーダンスが  $75 \square$  の無損失給電線に、 $15 \square j 30 \square$  の負荷インピーダンスを接続したときの電圧透過係数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

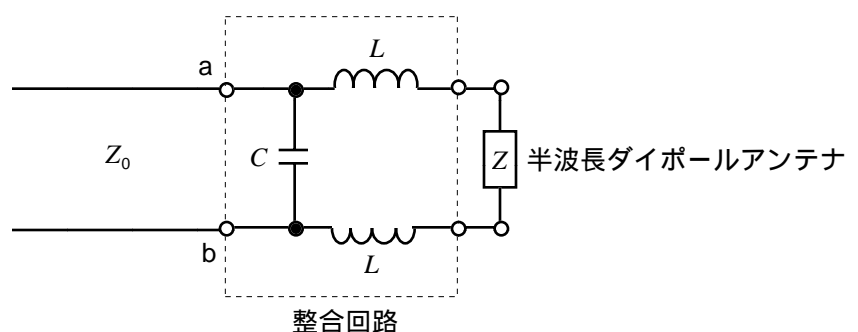
- 1  $0.10 \square j 0.08$       2  $0.50 \square j 0.50$       3  $0.75 \square j 0.16$       4  $1.00 \square j 0.33$       5  $1.00 \square j 0.33$

- 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、厚く（深く）なる。
- 5 導体の透磁率が大きいほど、薄く（浅く）なる。

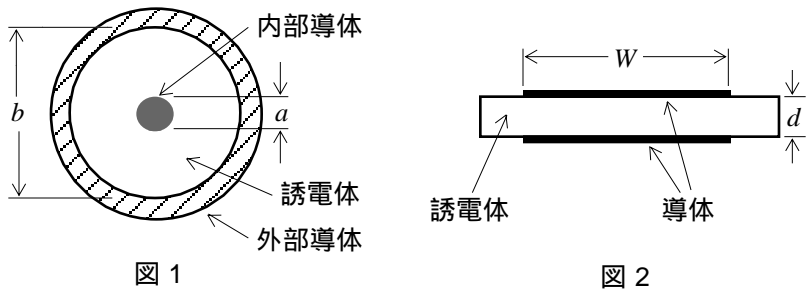
- A - 8 図に示す整合回路を用いて、特性インピーダンス  $Z_0$  が  $365 \square$  の無損失の平行二線式給電線と入力インピーダンス  $Z$  が  $73 \square$  の半波長ダイポールアンテナとを整合させるために必要な静電容量  $C$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を  $20$  [MHz] とする。

- 1  $2$  [pF]  
2  $4$  [pF]  
3  $8$  [pF]  
4  $132$  [pF]  
5  $176$  [pF]



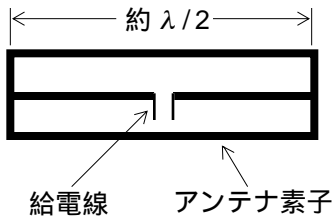
A - 9 図 1 は同軸線路の断面図であり、図 2 は平行平板線路の断面図である。これら二つの線路の特性インピーダンスが等しく、同軸線路の外部導体の内径  $b$  [m] と内部導体の外径  $a$  [m] との比  $(b/a)$  の値が 5 であるときの平行平板線路の誘電体の厚さ  $d$  [m] と導体の幅  $W$  [m] との比  $(d/W)$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、両線路とも無損失であり、誘電体は同一とする。また、誘電体の比誘電率を  $\epsilon_r$  とし、自由空間の特性インピーダンスを  $Z_0$  [ ] とすると、平行平板線路の特性インピーダンス  $Z_p$  [ ] は、 $Z_p = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \times (d/W)$  で表されるものとし、 $\log 5 = 0.7$  とする。

- 1 0.13
- 2 0.18
- 3 0.26
- 4 0.36
- 5 0.42



A - 10 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  $\lambda$  [m] とする。

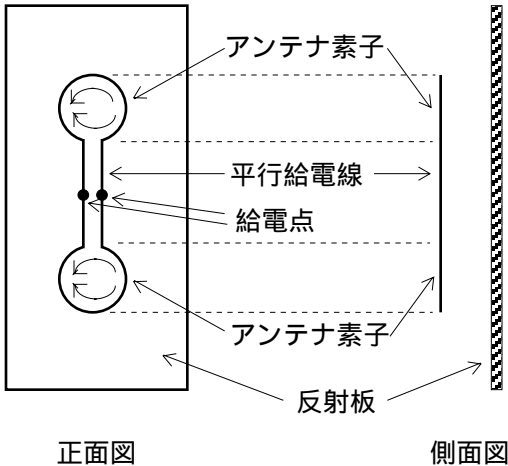
- 1 0.8 [m]
- 2 1.0 [m]
- 3 1.2 [m]
- 4 1.5 [m]
- 5 1.9 [m]



A - 11 次の記述は、図に示す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。□ に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

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



A - 12 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が 48 [dBμ] 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、電界強度は 1 [μV/m] を 0 [dBμ] とし、 $\log 7 = 0.85$  とする。

- 3 [dB]
- 2 5 [dB]
- 3 7 [dB]
- 4 9 [dB]
- 5 11 [dB]

A - 13 次の記述は、メタルレンズ (電界面金属レンズ) 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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) メタルレンズ は、導波管内では電磁波の □ A □ が自由空間の電磁波の速度より速くなる性質を応用したもので、図 1 に示  
すように電界に □ B □ な金属板で 凹レンズと同じ作用をするレンズを作って、球面波がレンズを通過する間に波面を揃え、  
平面波になって放射するようにしたものである。
- (2) 金属板の間隔  $d$  [m] は一定にする場合があるほか、図 2 に示すように外側に近いほど狭くして、電磁波の □ A □ が  
□ C □ なるようにする場合がある。  $d$  が  $\lambda/2$  [m] より □ D □ ときは、導波管の場合と同様に遮断領域となり、レンズ内で  
電波が減衰する。

	A	B	C	D
1	群速度	平行	速く	大きい
2	群速度	直角	遅く	小さい
3	位相速度	直角	遅く	大きい
4	位相速度	平行	速く	小さい
5	位相速度	平行	遅く	大きい

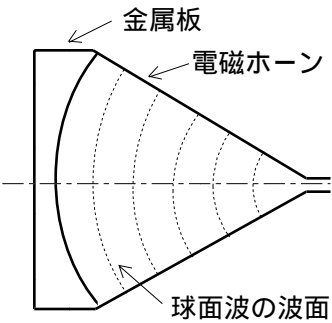


図 1 横から見た図

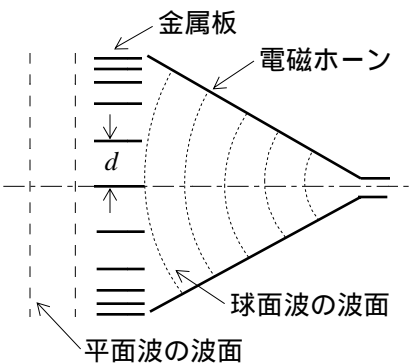


図 2 上から見た図

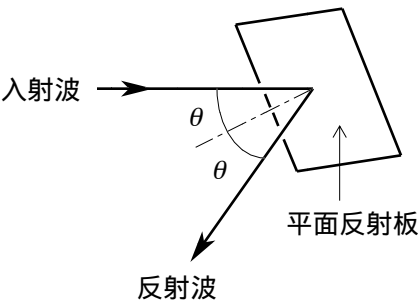
A - 14 次の記述は、図に示すマイクロ波中継回線などに利用される無給電アンテナについて述べたものである。□ 内に入れる べき  
字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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。

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

- (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	フレネル領域	$\alpha S \cos \theta$	鋭角
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	$\alpha S \cos \theta$	鈍角

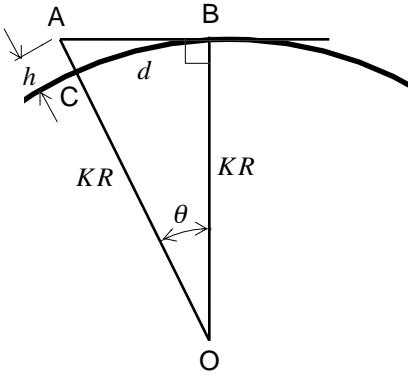


A - 15 次の記述は、中波 ( MF ) 帯及び短波 ( HF ) 帯の伝搬について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号か  
ら選べ。

- 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。
- 3 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。
- 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や周波数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 - 16 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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、等価地球の半径を  $KR$  [m] 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  $A$  から引いた等価地球への接線と等価地球との接点を  $B$ 、 $\angle AOB$  を  $\theta$  [rad] 及び弧  $BC$  の長さを  $d$  [m] とする。



- (1) 直角三角形  $AOB$  において、次式が成り立つ。  
 $KR = (KR + h) \times \square A \dots\dots$   
 式を  $KR$  について整理すると次式が成り立つ。  
 $h \times \square A = KR (1 - \square A) = KR \times \sin^2 \frac{\theta}{2} \dots\dots$   
 $\theta = \square B$  [rad] であり、 $d = KR \theta$  とすると、次式が成り立つ。  
 $\cos \theta = 1 - \frac{\theta^2}{2}, \sin \frac{\theta}{2} = \frac{\theta}{2} \dots\dots$   
 (2)  $\theta$  及び式をに代入すると、 $d$  は次式で与えられる。  
 $d = \square C$  [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 - 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。

- 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。
- 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。
- 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。
- 太陽以外の恒星から発生する雑音を宇宙雑音といい、銀河の中心方向から到来する雑音が強い。
- 衛星通信では、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、通信不能になることがある。

A - 18 次の記述は、微小ダイポールによる電界に関連し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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) アンテナの中心軸から角度  $\theta$  [rad] 方向の距離  $d$  [m] 離れた点における電界の  $\theta$  方向の成分  $E_\theta$  は、 $1/d^3$ 、 $1/d^2$ 、 $1/d$  それぞれに比例する項からなる三つの電界成分を含んでいる。 $d$  が □ A のところで三つの成分の大きさが等しくなるが、この値よりも  $d$  が小さい範囲では、最も大きいのは □ B 成分で、次に大きいのは □ C 成分である。
- (2)  $d$  が □ A より大きくなるにつれて放射電界成分が支配的になり、 $d$  が  $5\lambda$  [m] のところでは、放射電界の大きさ 1 に対して誘導電界の大きさは、約 □ D となる。
- (3) 最近、従来の遠距離通信に対して、主として □ C を利用する近接通信技術が開発され、電波の新しい利用が進んでいる。

	A	B	C	D
1	約 $0.10\lambda$ [m]	誘導電界	静電界	0.016
2	約 $0.10\lambda$ [m]	静電界	誘導電界	0.016
3	約 $0.10\lambda$ [m]	誘導電界	静電界	0.032
4	約 $0.16\lambda$ [m]	静電界	誘導電界	0.032
5	約 $0.16\lambda$ [m]	誘導電界	静電界	0.032

A - 19 次の記述は、電波吸収体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 電波吸収体には導電性材料、誘電性材料及び磁性材料が使われている。
- 2 垂直方向からの入射波に対してほとんど反射が無い良好な電波吸収体は、あらゆる入射角度に対しても良好な吸収特性を示す。
- 3 一般に、あらゆる偏波の入射波に対して一様な吸収特性を持たせることは難しい。
- 4 一般に、誘電性材料による電波吸収体は、表面をくさび形にしたり、あるいは吸収量の異なる材料を多層構造にしたりして、吸収特性を良くしたものが多い。
- 5 誘電性材料と磁性材料を組み合わせることにより、広い周波数帯域で良好な吸収特性を持つ電波吸収体を構成することができる。

A - 20 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。ただし、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  $(L_1 > 1)$  にしたとき、試験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。

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

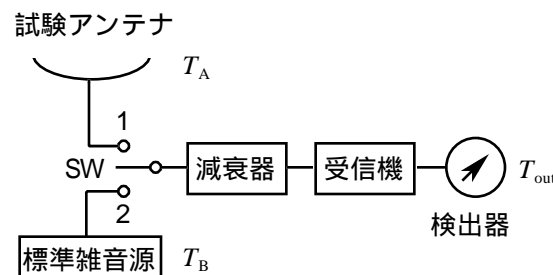
- (3) 次に SW を 2 にして、検出器の指示値が(2)の場合と同じ大きさになるように減衰器を調整する。そのときの減衰量の値を  $L_2$  ( $L_2 > 1$ ) とし、標準雑音源の雑音温度を  $T_B$  [K]、周囲温度を  $T_0$  [K] とすると、 $T_{out}$  [K] は、次式で表される。

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

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

これより、 $T_A$  は次式によって求められる。

$$T_A = T_0 + \square D \text{ [K]}$$



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

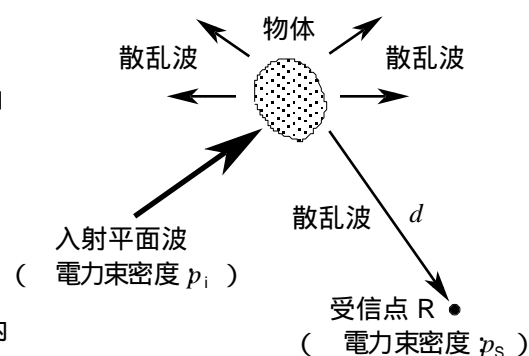
B - 1 次の記述は、散乱波について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (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、物体の散乱断面積は、次式で定義される。

$$= \lim_{d \rightarrow \infty} \left\{ 4\pi d^2 \left( \square \text{ウ} \right) \right\} \text{ [m}^2\text{]}$$

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□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□をレーダー断面積又は□オ□散乱断面積という。



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

B - 2 次の記述は、図に示すテレビジョンの放送設備の給電回路に用いられる定インピーダンスノッチダイプレクサ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。ただし、 $R_0$ は回路の不整合部分で生ずる反射波及び透過波を吸収するための抵抗である。また、映像送信機の出力を  $P_V$ 、音声送信機の出力を  $P_A$  とする。

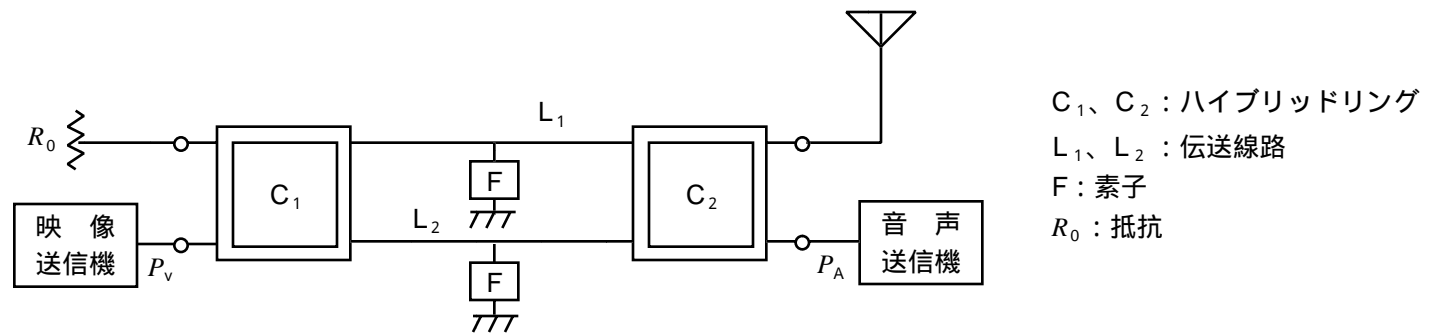
ア  $P_V$  と  $P_A$  を互いに干渉させることなく合成してアンテナに給電する装置である。

イ F は、 $P_V$  を通過させ、 $P_A$  を反射させるための素子であり、映像搬送周波数に対しては直列同調、音声搬送周波数に対しては並列同調の働きをする。

ウ 映像搬送周波数に対しては、 $C_1$  の端子 と から F を見れば短絡状態であり、音声搬送周波数に対しては、 $C_2$  の端子 と から F を見れば高インピーダンスとなる。

エ  $P_V$  は、 $C_1$  の端子 と に同振幅で位相差 [rad] の信号として現れ、それぞれ  $C_2$  の端子 と に到達する。これらの二つの信号は  $C_2$  によって同相で合成されて、端子 に出される。

オ  $P_A$  は、端子 と に現れるが、ほとんどの成分が F によって反射され  $C_2$  に戻り、合成されて、端子 に出される。



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特性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、ホーンの長さが充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  $\lambda$  [m]、開口面積を  $A$  [m<sup>2</sup>] とすると、次式で与えられる。

$$G = \square \text{ウ}$$

(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、周辺部より進むためである。位相を揃えて利得を上げるために、パラボラ形反射鏡や□オと組み合わせて用いる。

- |      |      |                               |       |            |
|------|------|-------------------------------|-------|------------|
| 1 屈折 | 2 位相 | 3 $\frac{32A}{\pi\lambda^2}$  | 4 長さ  | 5 コーナレフレクタ |
| 6 反射 | 7 振幅 | 8 $\frac{32\lambda^2}{\pi A}$ | 9 開き角 | 10 電波レンズ   |

B - 4 次の記述は、超短波（VHF 帯）の地上伝搬において、伝搬路上に山岳がある場合の電界強度に関し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) 図において、送信点 T から山頂の点 M を通って受信点 R に到達する通路は、TMR、 ${}_1MRR$ 、 ${}_1TMP_2R$ 、 ${}_1TP_1MR$ 、 ${}_2P_2R$  の 4 通りある。この各通路に対応して、それぞれの 〓 ア を、 $\dot{S}_1$ 、 $\dot{S}_2$ 、 $\dot{S}_3$ 、 $\dot{S}_4$  とすれば、受信点 R における電界強度は、次式で表される。ただし、山岳が無い場合の受信点の自由空間電界強度を  $\dot{E}_0$  [V/m]、大地の反射点  $P_1$  及び  $P_2$  における大地反射係数をそれぞれ  $\dot{R}_1$ 、 $\dot{R}_2$  とする。

$$\dot{E} = \dot{E}_0 (\dot{S}_1 + \dot{R}_1 \dot{S}_2 + \dot{R}_2 \dot{S}_3 + \text{〓 イ}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots$$

- (2) 送信点 T から山頂の点 M までの直接波と大地反射波の位相差  $\phi_1$  [rad] 及び山頂の点 M から受信点 R までの直接波と大地反射波の位相差  $\phi_2$  [rad] とし、 $\dot{R}_1 = \dot{R}_2 = 1$ 、 $|\dot{S}| = |\dot{S}_1| = |\dot{S}_2| = |\dot{S}_3| = |\dot{S}_4|$  とすれば、

式は、次式で表される。

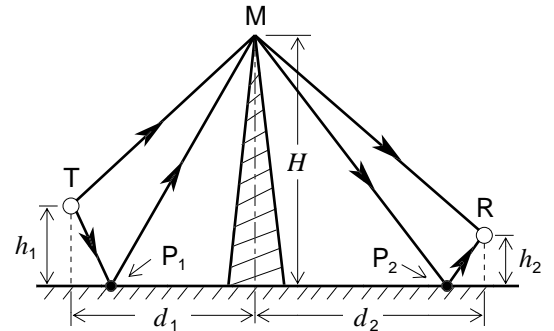
$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times (1 - e^{-j\phi_1} - e^{-j\phi_2} + \text{〓 ウ}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots$$

式を書き換えると次式で表される。

$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times (1 - e^{-j\phi_1}) (\text{〓 エ}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots$$

- (3) 式を、電波の波長  $\lambda$  [m]、送受信アンテナ高  $h_1$  [m]、 $h_2$  [m]、山頂の高さ  $H$  [m]、送受信点から山頂直下までのそれぞれの水平距離  $d_1$  [m] 及び  $d_2$  [m] を使って書き直すと、受信電界強度の絶対値  $E$  は、次式で表される。

$$E = |\dot{E}_0| \times |\dot{S}| \times \left| 2 \sin \left( \frac{2\pi h_1 H}{\lambda d_1} \right) \right| \times \text{〓 オ} \quad [\text{V/m}]$$



- |        |   |                             |                             |  |
|--------|---|-----------------------------|-----------------------------|--|
| 1 散乱係数 | 2 $\left  2 \cos \left( \frac{2\pi h_2 H}{\lambda d_2} \right) \right $ | 3 $e^{-j(\phi_1 + \phi_2)}$ | 4 $1 - e^{-j\phi_2}$        | 5 $\dot{R}_1 \dot{R}_2 \dot{S}_4^2$                                      |
| 6 回折係数 | 7 $\dot{R}_1 \dot{R}_2 \dot{S}_4$                                       | 8 $1 + e^{-j\phi_2}$        | 9 $e^{-j(\phi_1 - \phi_2)}$ | 10 $\left  2 \sin \left( \frac{2\pi h_2 H}{\lambda d_2} \right) \right $ |

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、給電線の特異インピーダンスを  $Z_0$  [ ] 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。

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

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

したがって、給電点インピーダンスを  $Z_L$  [ ] 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、式とから次式で表される。

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

- (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。

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

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

- (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。

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

ここで、 $S$  は電圧定在波比である。

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

$$Z_L = \text{〓 オ} \quad [\text{ }]$$

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 $Z_0 \left( \frac{Z_L + j Z_0 \tan \beta l}{Z_0 + j Z_L \tan \beta l} \right)$ | 2 $ V_f  (1 +  \Gamma )$ | 3 $\frac{ V_f  (1 +  \Gamma )}{Z_0}$ | 4 $\frac{1 +  \Gamma }{1 -  \Gamma }$ | 5 $Z_0 \left( \frac{1 - j \tan \beta l_{\min}}{S - j \tan \beta l_{\min}} \right)$  |
| 6 $Z_0 \left( \frac{Z_0 + j Z_L \tan \beta l}{Z_L + j Z_0 \tan \beta l} \right)$ | 7 $ V_f  (1 -  \Gamma )$ | 8 $\frac{ V_f  (1 -  \Gamma )}{Z_0}$ | 9 $\frac{1 -  \Gamma }{1 +  \Gamma }$ | 10 $Z_0 \left( \frac{S - j \tan \beta l_{\min}}{1 - j \tan \beta l_{\min}} \right)$ |