

FB007

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、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、媒質の誘電率を ϵ [F/m]、媒質の透磁率を μ [H/m] 及び媒質の導電率を σ [S/m] とする。

- (1) E と H に関するマクスウェルの方程式は、次式で表される。

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

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

- (2) 式 の右辺は、第 1 項の導電流と、□ B と呼ばれている第 2 項からなる。第 2 項は、空間に流れる □ B が導電流と同様に磁界を発生することを表しているので、この式は、拡張した □ C の法則と呼ばれることがある。
- (3) 式 は、コイルを貫く磁束が変化すると、コイルに電界が発生する物理現象を一般化して表現したものである。マクスウェルはコイルがない空間であっても、そこを貫く磁束が変化すると、その空間に電界が発生することを示したので、この式は、拡張した □ の法則と呼ばれることがある。

	A	B	C	D
1	rot	変位電流	アンペア	ファラデー
2	rot	対流電流	ファラデー	アンペア
3	rot	対流電流	アンペア	ファラデー
4	div	対流電流	ファラデー	アンペア
5	div	変位電流	アンペア	ファラデー

- A - 2 次の記述は、アンテナの利得と指向性及び受信電力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 受信アンテナの利得や指向性は、可逆の定理により、送信アンテナとして用いた場合と同じである。
- 2 等方性アンテナの相対利得は、完全半波長ダイポールアンテナの 0.609 倍であり、-2.15 [dB] である。
- 3 微小ダイポールの絶対利得は、等方性アンテナの 1.5 倍であり、1.76 [dB] である。
- 4 同じアンテナを複数個並べて受信する場合の指向性は、アンテナ単体の指向性に利得係数を掛けたものに等しい。
- 5 自由空間中で送信アンテナに受信アンテナを対向させて電波を受信するときの受信電力は、フリスの伝達公式により求めることができる。

- A - 長さ 2 [m] のダイポールアンテナに 3 [A] の高周波電流を加えたとき、このアンテナから放射される電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

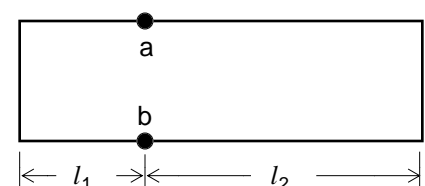
ただし、周波数を 10 [MHz] とし、アンテナ上の電流分布は、アンテナの中央の給電点で最大値を示す三角形状に分布し、アンテナの損失はないものとする。また、微小ダイポールの放射抵抗 R_r は、その実効長を l_e [m]、波長を λ [m] とすれば、次式で表されるものとする。

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{l_e}{\lambda} \right)^2 \quad [\quad]$$

- 1 3 [W] 2 8 [W] 3 12 [W] 4 15 [W] 5 20 [W]

- A - 図に示す無損失の平行二線式給電線の点 ab 間のインピーダンス Z_{ab} の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、給電線の特性インピーダンスを Z_0 []、波長を λ [m] とする。また、給電線の長さ l_1 [m]、 l_2 [m] の間には、 $l_1 + l_2 = \lambda/2$ [m] の関係式が成り立ち、 $l_1 > 0$ 、 $l_2 > 0$ とする。

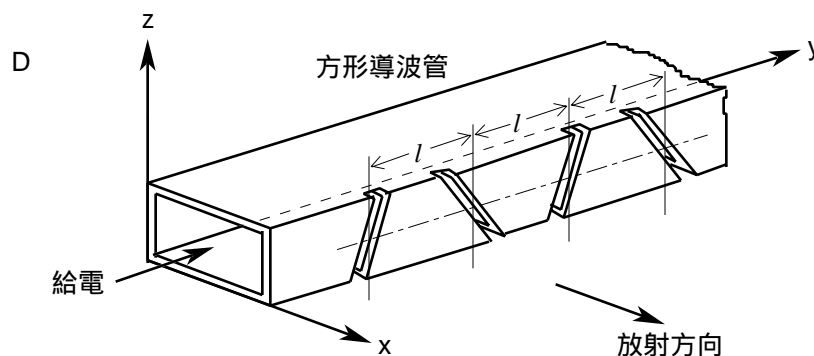
- 1 0 []
- 2 $Z_0/4$ []
- 3 $Z_0/2$ []
- 4 $2Z_0$ []
- 5 []



A - 5 次の記述は、図に示すスロットアレー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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。また、スロットアレーアンテナの xy 面に平行な面は大地に平行であり、管内には TE₁₀ モードの電磁波が伝搬しているものとする。

- (1) 管内における y 軸方向の電界分布は、管内波長の□A の間隔で反転しているので、管壁に流れる電流の方向も同じ間隔で反転している。一定の間隔 l [m] で、交互に傾斜角の方向が変わるように開けられた各スロットから放射される電波の□B の方向は、各スロットに垂直な方向となる。
- (2) 隣り合う二つのスロットから放射された電波の電界をそれぞれ y 成分と z 成分に分解すると、□C 成分は互いに逆向きであるが、もう一方の成分は同じ向きになる。このため、□C 成分が打ち消され、もう一方の成分は加え合わされるので、偏波は□D 偏波となる。

	A	B	C	
1	1/2	電界	z	水平
2	1/2	磁界	y	垂直
3	1/2	磁界	z	水平
4	1/4	磁界	y	垂直
5	1/4	電界	z	垂直



A - 6 次の記述は、図に示すように、パラボラアンテナを用いてマイクロ波無給電中継を行う場合の送受信点間の伝搬損失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、各アンテナにおける給電系の損失は無視できるものとする。

- (1) 送信アンテナの絶対利得を G_t (真数)、送信電力を P_t [W]、無給電中継点におけるパラボラアンテナ 1 の絶対利得を G_1 (真数)、送信点と無給電中継点間の自由空間伝搬損失を Γ_1 とすれば、パラボラアンテナ 1 の受信最大有効電力 P_1 [W] は、次式となる。

$$P_1 = \square A \times P_t \quad [W]$$

したがって、送信点と無給電中継点間の区間損失 L_1 は、□A の逆数で表せる。

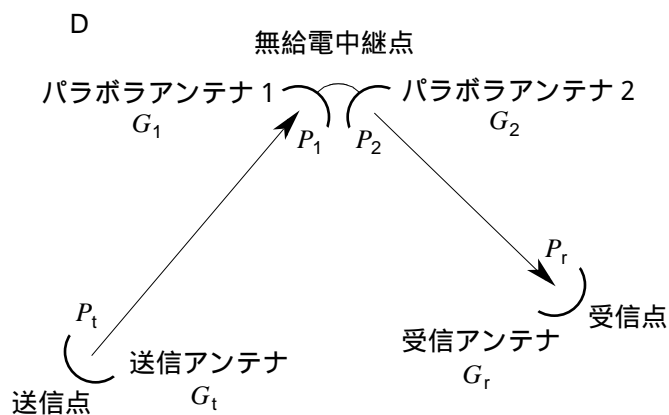
同様にして、絶対利得 G_2 (真数) のパラボラアンテナ 2 から再放射された電力を P_2 [W]、無給電中継点と受信点間の自由空間伝搬損失を Γ_2 とすれば、絶対利得 G_r (真数) の受信アンテナの受信最大有効電力 P_r [W] 及び無給電中継点と受信点間の区間損失 L_2 を求めることができる。

- (2) 無給電中継の送受信点間の区間損失 L_{tr} は、 P_t/P_r であり、 $P_2 = \square B$ [W] であるから、 L_{tr} は、次式で表される。

$$L_{tr} = \square C$$

- (3) (1) 及び (2) より、 G_t 及び G_r を含めないときの送受信点間の伝搬損失 Γ は、□D となる。

	A	B	C	
1	$\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$	P_1	$L_1 L_2$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$
2	$\frac{\Gamma_1}{G_t G_1}$	$\frac{G_2 P_1}{G_1}$	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$
3	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	P_1	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$
4	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	$\frac{G_2 P_1}{G_1}$	$\sqrt{L_1 L_2}$	$\frac{G_1 G_2}{\Gamma_1 \Gamma_2}$
5	$\frac{G_t G_1}{\Gamma_1}$	P_1	$L_1 L_2$	$\frac{\Gamma_1 \Gamma_2}{G_1 G_2}$

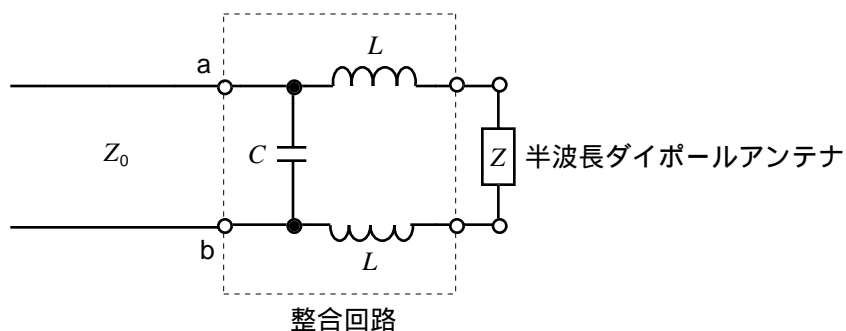


A - 直径 4 [mm]、線間隔 20 [cm] の終端を短絡した無損失の平行二線式給電線において、終端から長さ 2.5 [m] のところから終端を見たインピーダンスと等価となるコイルのインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、周波数を 20 [MHz] とする。

- 1 3.8 [μH] 2 5.1 [μH] 3 7.6 [μH] 4 10.2 [μH] 5 15.2 [μH]

- 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 [] 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 [] 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 10 [MHz] とする。

- 1 2 [pF]
- 2 4 [pF]
- 3 8 [pF]
- 4 100 [pF]
- 5 120 [pF]



- A - 9 次の記述は、平行二線式給電線及び同軸給電線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。ただし、同じ記号の [] 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 平行二線式給電線の損失が極めて少ないとき、近似的に、減衰定数の高周波抵抗に関連する項は、周波数の平方根に比例し、[A] に関連する項は、誘電正接 ($\tan \delta$) が一定であれば周波数に比例する。
- (2) 同軸給電線内の位相定数と自由空間の位相定数との比で表される波長短縮率は、同軸給電線に充てんされている誘電体の比誘電率を ϵ_s とすれば、[B] で与えられる。
- (3) 同軸給電線は、通常用いるモードでの遮断周波数は存在しないが、周波数が高くなり、ある周波数 f_c を超えると、[C] モードが発生して伝送損の増加や位相ひずみなどを生ずる。この周波数 f_c は、[C] モードの遮断周波数である。

	A	B	C
1	不整合損	$1/\sqrt{\epsilon_s}$	TE 又は TM
2	不整合損	$1/\epsilon_s$	TEM
3	誘電損	$1/\epsilon_s$	TE 又は TM
4	誘電損	$1/\epsilon_s$	TEM
5	誘電損	$1/\sqrt{\epsilon_s}$	TE 又は TM

- A - 10 次の記述は、誘電体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) 導波管の切り口から放射される電波は球面波であるので、先端に向かって徐々に細くなる形状の誘電体棒を導波管の切り口に差し込んで、球面波を [A] に変換するためのアンテナである。
- (2) 誘電体棒中を進む電波の位相速度は、誘電体棒の側面から少しずつ自由空間中に放射されて進む電波の位相速度より [B] なるので、両波の位相が誘電体棒の中心軸に直角な面上で等しくなるような比誘電率を持つ誘電体を選ぶ。
- (3) 指向性は、誘電体棒の中心軸方向の単方向性であり、利得は主として誘電体棒の長さによって変わり、入力インピーダンスは [C] 特性を持つ。

	A	B	C
1	平面波	遅く	広帯域
2	平面波	速く	狭帯域
3	平面波	速く	広帯域
4	表面波	速く	狭帯域
5	表面波	遅く	広帯域

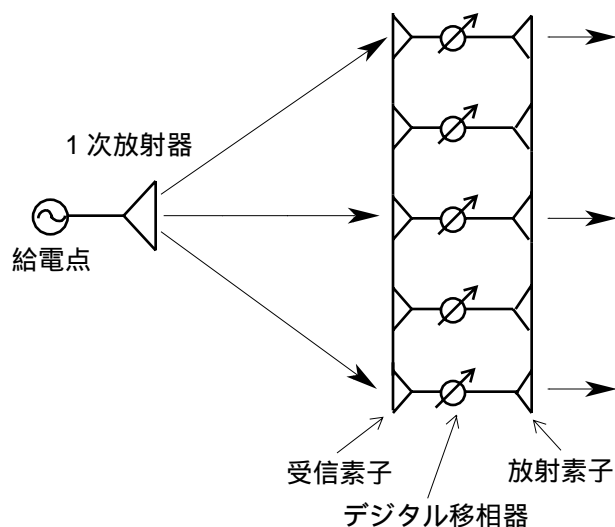
- A - 11 次の記述は、円すいホーンレフレクタアンテナについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 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 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、ホーンの開き角が大きいほど良くなる。
- 3 構造が非対称なため、直線偏波で励振したとき、交差偏波成分が現れる。
- 4 円偏波で励振すると、ビームの方向が偏波の旋回方向によって中心から互いに反対方向にずれる。
- 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、図に示す位相走査のフェーズドアレー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) 平面上に複数の放射素子を並べて固定し、それぞれにデジタル移相器を設けて給電電流の位相を変化させて電波を放射し、放射された電波を合成した主ビームが空間のある範囲内の任意の方向に向くように制御されたアンテナである。デジタル移相器は、 $0 \sim 2\pi$ の位相角を 2^n ($n = 1, 2, \dots$) に等分割しているため、最小設定可能な位相角は □ A □ [rad] となり、励振位相は、最大 $\pi/2^n$ [rad] の量子化位相誤差を生ずることになる。
- (2) この量子化位相誤差がアンテナの開口分布に周期的に生ずると、比較的高いレベルの □ B □ が生じ、これを低減するには、デジタル移相器の演算ビット数をできる限り多くしたり、また、□ C □ 形空間給電方式にするなどして、給電点から各放射素子に至る途中に固定の位相分布を持たせるなどの方法がある。

	A	B	C
1	$2\pi/2^n$	バックローブ	反射
2	$2\pi/2^n$	サイドローブ	透過
3	$2\pi/2^n$	バックローブ	透過
4	$\pi/2^n$	サイドローブ	透過
5	$\pi/2^n$	バックローブ	反射



A - 13 次の記述は、通信衛星や放送衛星に搭載されている成形ビームアンテナのビームパターンを生じさせる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。

- (1) 複数の 1 次放射器を用いる方法は、オフセットパラボラアンテナの焦点付近に複数個のステップホーンや円すいホーンの 1 次放射器を配置し、それぞれの 1 次放射器を適当な電力配分比及び □ で励振して、目的のビームパターンを得るものである。この方法は、複雑な形のビームパターンを生じさせるのに適して □ B □ 。
- (2) ホーンアンテナの開口部の形状を変形する方法は、1 次放射器として使用するホーンアンテナを □ C □ し、開口部の形状をだ円形などに変形して、目的のビームパターンを得るものである。

	A	B	C
1	偏波	いない	小型化
2	偏波	いる	大型化
3	位相差	いる	小型化
4	位相差	いる	大型化
5	位相差	いない	小型化

A - 14 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。
- 2 空電雑音のレベルは、熱帯地域では一般に雷活動が活発であるので終日高いが、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。
- 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。
- 5 衛星通信では、春分及び秋分の前後数日間、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 - 15 球面大地における伝搬において、送信アンテナの高さが 100 [m] であるとき、見通し距離の値として、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、地球の等価半径係数を 2 とする。また、 $\cos x \approx 1 - x^2/2$ ($x \ll 1$) とする。

- 1 20 [km] 2 40 [km] 3 50 [km] 4 60 [km] 5 80 [km]

A - 16 次の記述は、電離層における電波の反射機構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) 電離層の電子密度 N の分布は、高さと共に徐々に増加し、ある高さで最大となり、それ以上の高さでは徐々に減少している。 N が零のとき、電波の屈折率 n は ほぼ 1 でありが最大のとき、 n は □ A となる。
- (2) N が高さと共に徐々に増加している電離層内の N が異なる隣接した二つの水平な層を考え、地上からの電波が層の境界へ入射するとき、下の層の屈折率を n_i 、上の層の屈折率を n_r 、入射角を i 、屈折角を r とすれば、 n_r は、 $n_r = n_i \times$ □ B で表される。
- (3) このときの r は i より □ C ので、 N が十分大きいとき、電離層に入射した電波は、高さと共に徐々に下に向かって曲げられ、やがて地上に戻ってくることになる。

	A	B	C
1	最小	$\sin i / \sin r$	大きい
2	最小	$\cos i / \cos r$	小さい
3	最大	$\sin i / \sin r$	小さい
4	最大	$\cos i / \cos r$	大きい
5	最大	$\sin i / \sin r$	大きい

A - 17 次の記述は、マイクロ波やミリ波帯の無線回線において、降雨時に生ずる交差偏波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、使用する偏波は直線偏波とする。

- 1 一つの周波数で、互いに直交する二つの偏波を用いて異なる信号を伝送すれば、周波数の利用効率が 2 倍になるが、降雨時には交差偏波が発生しやすい。
- 2 落下中の雨滴は、雨滴内外の圧力や表面張力の影響を受け、落下方向につぶれた形に変形するが、その変形の度合いは、雨滴が大きいほど高い。
- 3 風のある降雨時には、雨滴が傾き、交差偏波が発生しやすい。
- 4 受信信号の主偏波の電界強度を E_p [V/m]、交差偏波の電界強度を E_c [V/m] とすると、通常、交差偏波識別度は、 $20 \log (E_c / E_p)$ [dB] と表される。
- 5 交差偏波識別度は、降雨が強いほど、また、雨滴の傾きが大きいほど劣化する。

A - 18 次の記述は、模型を用いて行う室内でのアンテナ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 短波 (HF) 帯のアンテナのような大きいアンテナや航空機、船舶、鉄塔などの大きな建造物に取り付けられるアンテナの縮尺した模型を用いて測定を行う。
- 2 模型の縮尺率は、アンテナ材料の導電率に依存する。
- 3 模型の縮尺率は、測定する空間の誘電率及び透磁率に依存しない。
- 4 測定は通常、電波無響室 (電波暗室) で行われる。
- 5 実際のアンテナの使用周波数を f [Hz]、模型の縮尺率を p (ただし、 $p < 1$) とすると、測定周波数 f_m [Hz] は、 $f_m = f(1+p)$ [Hz] と表せる。

A - 19 次の記述は、開口面アンテナの測定における放射電磁界の領域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) アンテナにごく接近した □ A 領域では、静電界や誘導電磁界が優勢であるが、波源からの距離が離れるにつれてこれらの電磁界成分よりも放射電磁界成分が大きくなっていく。静電界と誘導電界及び放射電界の強さがちょうど等しくなる点の距離は、波長を λ [m] とすれば、約 $\lambda / (2)$ [m] である。
- (2) 放射電磁界成分が優勢な領域を放射界領域といい、放射近傍界領域と放射遠方界領域の二つの領域に分けられる。波源からこの二つの領域の境界までの距離は、アンテナの直径を D [m] とすれば、 $2D^2 / \lambda$ [m] である。二つの領域のうち放射 □ B 領域は、放射エネルギーの角度に対する分布が距離によって変化する領域であり、アンテナの □ B 測定ではこの領域が用いられる。
- (3) アンテナの放射特性は、□ C によって定義されているので、放射 □ B の測定で得られたデータを用いて計算により □ C の特性を得ている。

	A	B	C
1	フレネル	遠方界	誘導電磁界
2	フレネル	近傍界	放射遠方界
3	リアクティブ近傍界	近傍界	誘導電磁界
4	リアクティブ近傍界	近傍界	放射遠方界
5	リアクティブ近傍界	遠方界	誘導電磁界

A - 20 次の記述は、送信用アンテナの利得を置換法によって測定する方法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番号から選べ。

- (1) 標準半波長ダイポールアンテナを図1のように接続して、高周波発振器を試験周波数に合わせ給電回路と整合させた後、スイッチ S を交互に切り換えたときの電界強度測定器の指示値が通常□ ように減衰器を調節する。このときの減衰量を D_1 [dB] とする。
- (2) 次に、被測定アンテナを図2のように接続し、高周波発振器を試験周波数に合わせた後、(1)と同様に調節したときの減衰量を D_2 [dB] とすると、標準半波長ダイポールアンテナを基準にした被測定アンテナの□ B □ 利得 G は次式で表される。
- ただし、(1) 及び (2) の測定において、受信点における電界強度を等しくするものとする。

$$G = \square C \quad [\text{dB}]$$

A	B	C
1 20 [dB] 異なる	動作	$D_2 + D_1$
2 20 [dB] 異なる	指向性	$D_2 - D_1$
3 等しくなる	動作	$D_2 - D_1$
4 等しくなる	指向性	$D_2 - D_1$
5 等しくなる	動作	$D_2 + D_1$

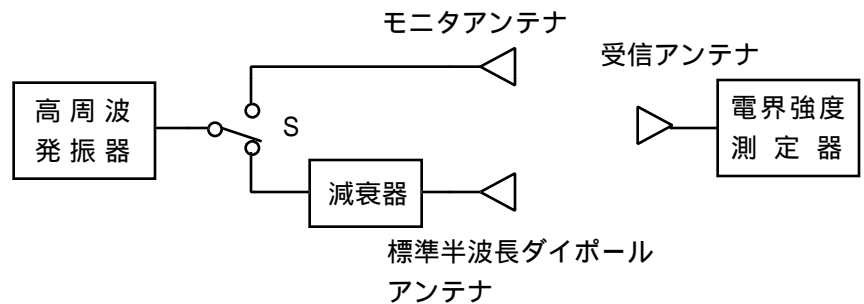


図 1

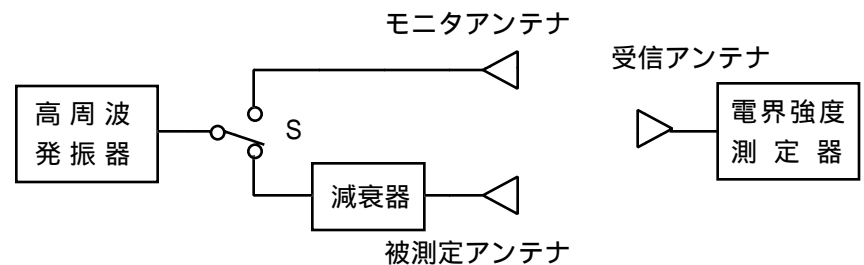


図 2

B - 1 次の記述は、半波長ダイポールアンテナを用いた受信アンテナの散乱断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を下番号から選べ。ただし、アンテナの入力インピーダンスは純抵抗とする。

- (1) アンテナの損失抵抗が零のとき、到来電波によりアンテナに誘導された起電力 V [V] によって、アンテナの放射抵抗 R_r [] を流れる電流を I [A] とすれば、散乱電力 P_A は、次式で表されるものと考えられる。
- $$P_A = \square \text{ア} \quad [\text{W}] \quad \dots\dots$$
- (2) ある点 X における受信電界強度を E [V/m]、自由空間の特性インピーダンスを Z_0 [] とすると、点 X における電力束密度 p は、次式で表される。
- $$p = \square \text{イ} \quad [\text{W/m}^2] \quad \dots\dots$$
- (3) 点 X における E 及び p が P_A によって生じたものとする、散乱断面積 A_s は、次式で表される。
- $$A_s = \square \text{ウ} \quad [\text{m}^2] \quad \dots\dots$$
- (4) アンテナの入力インピーダンスと受信機の入力インピーダンスが整合しているとき、受信電力は最大値となり、また、同じ大きさの電力を受信アンテナが散乱していると考えられるので、 P_A は、次式で表される。
- $$P_A = \square \text{エ} \quad [\text{W}] \quad \dots\dots$$
- (5) 式ヘ式及び を代入すると、 A_s は、次式で求められる。
- $$A_s = \square \text{オ} \quad [\text{m}^2]$$

1 $\frac{V^2 Z_0}{2R_r E^2}$	2 $\frac{V^2}{4R_r}$	3 $ I ^2 R_r$	4 $\frac{E^2}{2Z_0}$	5 $\frac{V^2}{2R_r}$
6 $\frac{P_A}{p}$	7 $\frac{E^2}{Z_0}$	8 $\frac{p}{P_A}$	9 $\frac{ I ^2}{4R_r}$	10 $\frac{V^2 Z_0}{4R_r E^2}$

B - 2 次の記述は、図に示すテレビジョン放送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、 C_1 、 C_2 はハイブリッドリング、 L_1 、 L_2 は伝送線路、 F は素子、 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。

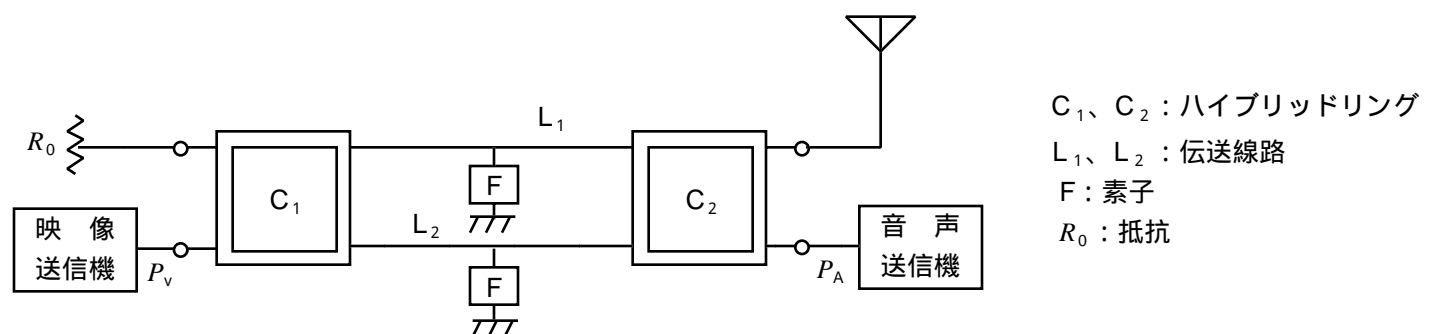
ア P_V と P_A を互いに干渉させることなく合成してアンテナに給電する装置である。

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並列同調、音声搬送周波数に対しては直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 θ [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2つの信号は C_2 によって同相で合成され、その出力はすべて端子 に現れる。

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 にもどり、合成されて、その出力はすべて端子に現れる。

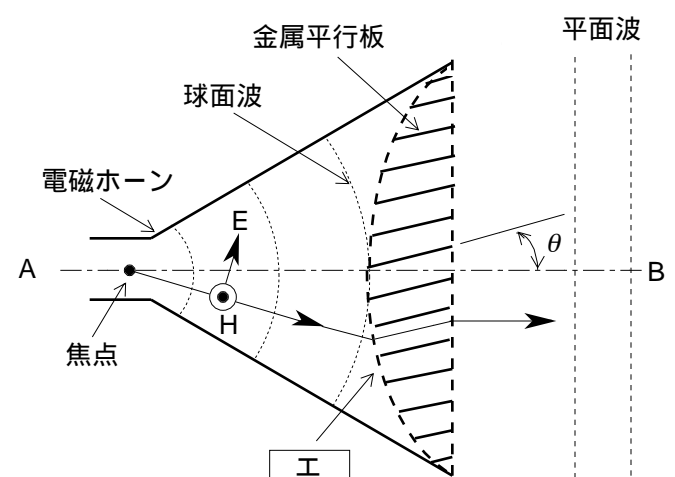


B - 3 次の記述は、図に示すパスレングスレンズの原理的動作について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 金属平行板内の電界は、金属平行板に □アであり、自由空間と同じ位相速度で、 θ [rad]方向に金属平行板間を伝搬する。したがって、このときの電磁波の正面方向の位相速度は、自由空間の位相速度の □イ倍になり、等価屈折率は、□ウで表せる。

(2) 電磁波が開口面上で同相となり、平面波が得られるように、金属平行板の焦点側の包絡線を □エとしてある。

(3) 高次モードの発生を防ぐために、金属平行板の間隔を □オ波長より狭くしてある。



- | | | | | |
|-----------------|-----------------|---------|-------------------|--------------------|
| 1 $\cos \theta$ | 2 $\sin \theta$ | 3 双曲線 | 4 $1/\sin \theta$ | 5 平行 |
| 6 垂直 | 7 放物線 | 8 $1/4$ | 9 $1/2$ | 10 $1/\cos \theta$ |

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、 \dot{P}_1 MRR、TMP₂R、TP₁MP₂R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 P₁ 及び P₂ 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 ϕ_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 ϕ_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。

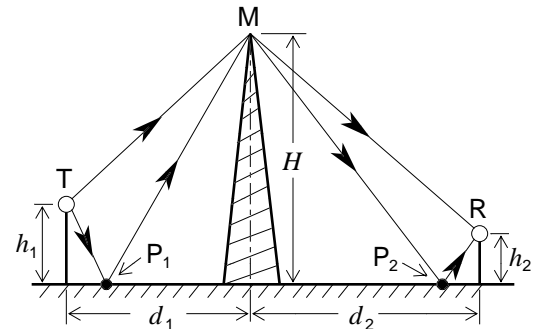
$$\dot{E} = \dot{E}_0 \times |\dot{S}| \times (1 - e^{-j\phi_1} - e^{-j\phi_2} + \text{「ウ」}) \quad [\text{V/m}] \quad \dots$$

式を書き換えると次式で表される。

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

- (3) 式を、電波の波長 λ [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、近似的に次式で表される。

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



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

B - 5次の記述は、図に示す電気的特性の等しい二つのマイクロ波アンテナの利得測定の方法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、アンテナ間の距離 d [m] は、波長 λ [m] に比較して十分大きいものとする。

- (1) 送受信アンテナの偏波面を一致させ、受信電力が「ア」となるように両アンテナの方向を調整する。そのときの送受信電力をそれぞれ P_t [W] 及び P_r [W] とし、送受信アンテナの利得をそれぞれ G_t (真数) 及び G_r (真数) とすれば、受信点における電力束密度 p は、次式で表される。

$$p = \text{「イ」} \quad [\text{W/m}^2] \quad \dots$$

また、受信アンテナの実効面積 A_e は、次式で表される。

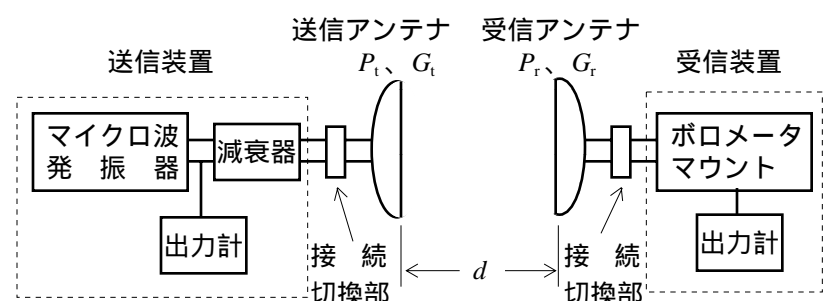
$$A_e = \text{「ウ」} \quad [\text{m}^2] \quad \dots$$

したがって、 P_r は式とから、次式で表される。

$$P_r = A_e p = \text{「エ」} \quad [\text{W}] \quad \dots$$

- (2) 送受信アンテナの電気的特性が等しいことから、利得 G_t 及び G_r は等しくなり、これを G (真数) と置くと、式から、次式が得られる。

$$G_t = G_r = G = \text{「オ」}$$



- | | | | | |
|------------------------------|---|--------------------------------|---|-------|
| 1 $\frac{P_t G_t}{4\pi d^2}$ | 2 $\left(\frac{\lambda}{2\pi d} \right)^2 G_t G_r P_t$ | 3 $\frac{\lambda^2 G_r}{4\pi}$ | 4 $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_t}{P_r}}$ | 5 最小 |
| 6 $\frac{P_t G_t}{2\pi d^2}$ | 7 $\left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r P_t$ | 8 $\frac{\lambda^2 G_r}{2\pi}$ | 9 $\frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_t}}$ | 10 最大 |