

- A - 垂直直接地アンテナが完全に同調しているとき、アンテナの放射効率が 85 [%]、損失抵抗が 6.4 [] であった。このとき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。

1 1.1 [] 2 12.3 [] 3 17.6 [] 4 36.3 [] 5 65.4 []

- A - 次の記述は、アンテナの実効長（高）と電界強度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。ただし、電流分布は正弦波状とする。また、波長を λ [m]、送受信点間の距離を r [m] とする。

- (1) アンテナ上の電流分布は、場所により異なる。このため図 1 に示すように、給電電流 $I(0)$ [A]、アンテナ上の電流分布 $I(x)$ とすると、実効長 l_e は、□ A [m] で表される。このときアンテナ軸と電波の放射方向とのなす角度 θ が 90 度のときの電界強度は、□ B [V/m] である。
- (2) 図 2 に示すように、一端が接地されている接地アンテナでは、大地を完全導体と見なせば、(1) と同じ方向の電界強度は □ C [V/m] となる。ただし、実効長を h_e [m] とする。

A

1	$\frac{1}{I(0)} \int_{x_1}^{x_2} I(x) dx$	$\frac{30\pi}{\lambda r} I(0) l_e$	$\frac{120\pi}{\lambda r} I(0) h_e$
2	$\frac{1}{I(0)} \int_{x_1}^{x_2} I(x) dx$	$\frac{30\pi}{\lambda r} I(0) l_e$	$\frac{60\pi}{\lambda r} I(0) h_e$
3	$\frac{1}{I(0)} \int_{x_1}^{x_2} I(x) dx$	$\frac{60\pi}{\lambda r} I(0) l_e$	$\frac{120\pi}{\lambda r} I(0) h_e$
4	$I(0) \int_{x_1}^{x_2} I(x) dx$	$\frac{60\pi}{\lambda r} I(0) l_e$	$\frac{120\pi}{\lambda r} I(0) h_e$
5	$I(0) \int_{x_1}^{x_2} I(x) dx$	$\frac{120\pi}{\lambda r} I(0) l_e$	$\frac{60\pi}{\lambda r} I(0) h_e$

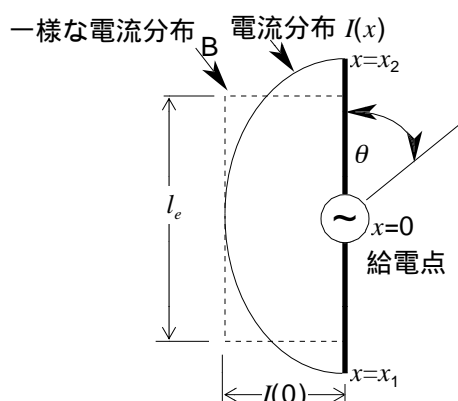


図 1

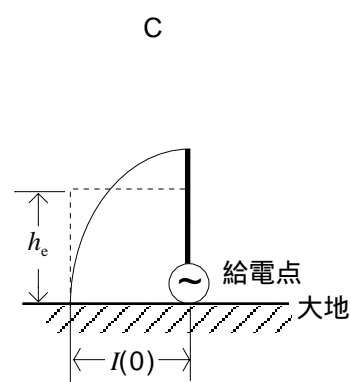


図 2

- A - 3/4 波長垂直直接地アンテナが、受信機と整合して接続されている。このとき周波数 50 [MHz]、電界強度 500 [mV/m] の到来電波に対する最大受信有効電力（有能受信電力）の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの放射抵抗は約 73 [] とし、電波はアンテナ軸と直交する方向から到来し、電界の偏波面はアンテナ素子の軸と同一の平面上にあるものとする。

1 90 [μW] 2 180 [μW] 3 350 [μW] 4 700 [μW] 5 1.4 [mW]

- A - 次の記述は、アンテナ特性の可逆性（相反定理）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。

- 同じアンテナを送信アンテナと受信アンテナに用いたとき、それぞれの入力インピーダンスは等しい。
 - 図 1 及び図 2 に示すように、アンテナ A とアンテナ B をそれぞれ送信アンテナと受信アンテナに、次に送信アンテナと受信アンテナを入れ替えたとき、 $V_1 I_1 = V_2 I_2$ が成り立つ。ただし、アンテナ A とアンテナ B の誘起電圧をそれぞれ V_1 [V]、 V_2 [V]、アンテナ電流をそれぞれ I_1 [A]、 I_2 [A] とし、両アンテナ間の媒質は、均質であり、等方性を持つものとする。
 - 同じアンテナを送信アンテナと受信アンテナに用いたとき、それぞれの電力利得及び指向性利得は等しい。
 - フェライトや半導体を用いたアンテナ系では、可逆性の定理は適用できない。
- アンテナ特性の可逆性は、媒質となる空間が非直線透磁率の強磁性体の場合でも適用できる。

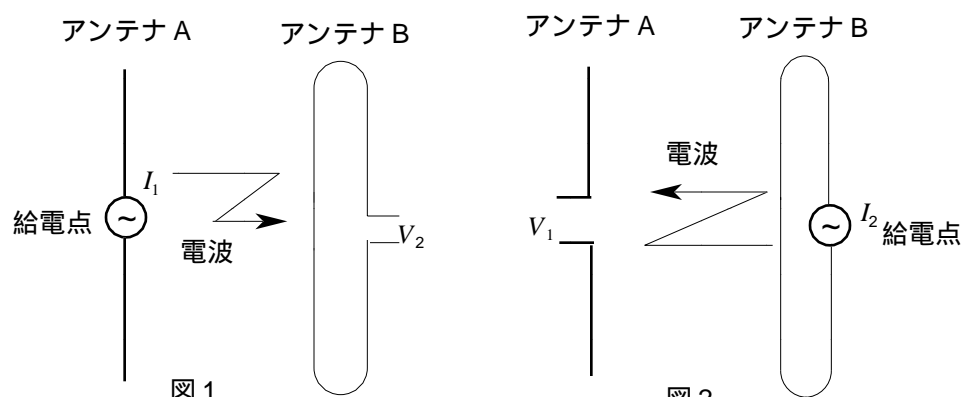


図 1

図 2

- A - 5次の記述は、分布定数回路の基本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。

一様な分布定数をもつ伝送線路の単位長さ当たりの抵抗を R [Ω/m]、インダクタンスを L [H/m]、静電容量を C [F/m]、コンダクタンスを G [S/m] 及び角周波数を ω [rad/s]、直列インピーダンス \dot{Z} を $\dot{Z} = R + j\omega L$ [Ω/m] 及び並列アドミタンス \dot{Y} を $\dot{Y} = G + j\omega C$ [S/m] としたとき、 $\gamma = \sqrt{\dot{Z}\dot{Y}} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ 及び $\sqrt{\dot{Z} / \dot{Y}} = \sqrt{(R + j\omega L) / (G + j\omega C)} = Z_0$ [Ω] の関係がある。

- (1) γ [1/m] を □ A □、 α [Np/m] を □ B □、 β [rad/m] を □ C □ 及び Z_0 を線路の特性インピーダンスという。
 (2) 線路に同軸給電線を用いたとき、 $R = \omega L$ 及び $G = \omega C$ であるときの α は、 $\alpha = R / (2Z_0) + GZ_0 / 2$ で表され、 $R / (2Z_0)$ を高周波 □ D □ といい、 $(GZ_0) / 2$ を高周波漏れ損失という。

	A	B	C	D
1	減衰定数	位相定数	伝搬定数	伝送損失
2	減衰定数	伝搬定数	位相定数	放射損失
3	伝搬定数	位相定数	減衰定数	伝送損失
4	伝搬定数	減衰定数	位相定数	抵抗損失
5	位相定数	減衰定数	伝搬定数	抵抗損失

- A - 6アンテナに接続された給電線上の電圧定在波比 (VSWR) が 2.25 のときの反射損 (不整合損) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 0.36 2 0.67 3 1.17 4 1.35 5 2.67

- A - 7 図1 は、無損失給電線と純抵抗負荷を整合させるための整合回路であり、図2 はその等価回路を示したものである。この等価回路において、端子 a b から給電線側を見たインピーダンス [Ω] の大きさと純抵抗負荷 R [Ω] の値とが等しくなるためのコイルの自己インダクタンス L [H] とコンデンサの静電容量 C [F] 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、無損失給電線の特性インピーダンスを Z_0 [Ω] とし、 $Z_0 > R$ とする。また、角周波数を ω [rad/s] とすれば、 $\dot{Z} = j\omega L + Z_0 / (1 + j\omega CZ_0)$ である。

	L	C
1	$\frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{R(Z_0 - R)}$	$\frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$
2	$\frac{1}{\omega} \sqrt{R(Z_0 - R)}$	$\omega Z_0 \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$
3	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{R(Z_0 - R)}$	$\frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$
4	$\frac{1}{\omega R} \sqrt{R(Z_0 - R)}$	$\frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{R(Z_0 - R)}$
5	$\omega R \sqrt{Z_0 - R}$	$\frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R}{R}}$

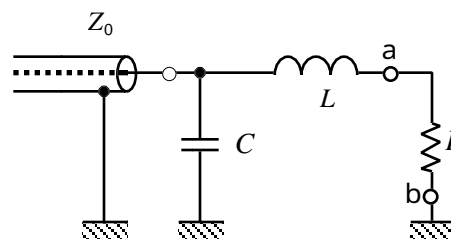


図1

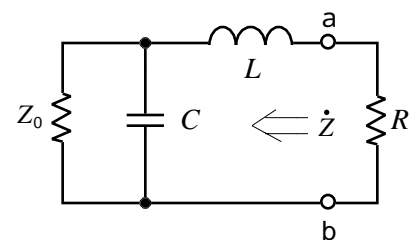
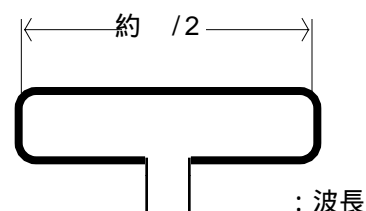


図2

- A - 8 次の記述は、図に示す折返しダイ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。ただし、ダイポール部分の太さは等しく、極めて近接しているものとする。

- 1 アンテナ利得は、半波長ダイポールアンテナより大きい。
 2 入力インピーダンスは、半波長ダイポールアンテナの約 4 倍である。
 3 実効長は、半波長ダイポールアンテナの 2 倍である。
 4 指向性は、半波長ダイポールアンテナと変わらない。
 5 八木アンテナの放射器として多く用いられている。

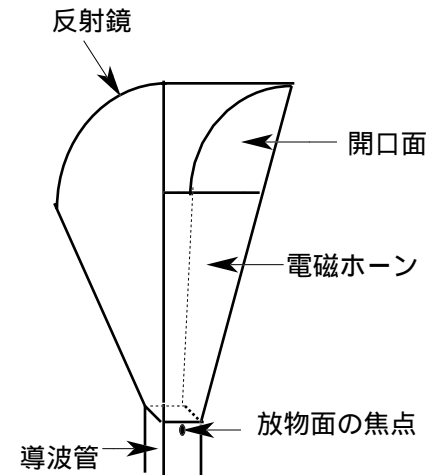


- A - 9半波長ダイポールアンテナを基準とした相対利得が 3 [dB] のアンテナで電波を放射したとき、最大放射方向の20 m離れた地点の自由空間電界強度が 3.5 [mV/m] であった。このときの放射電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 1.25 [W] 2 2.5 [W] 3 4.8 [W] 4 50 [W] 5 100 [W]

A - 10 次の記述は、図に示す角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。□ 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。

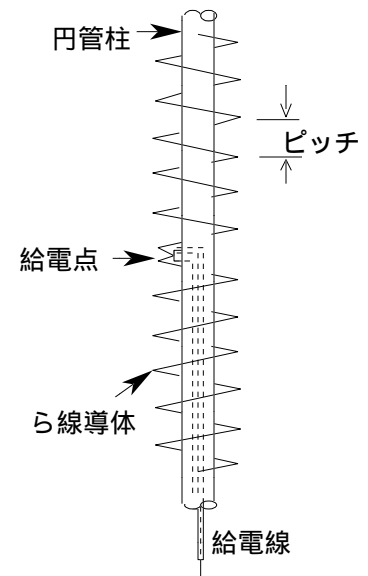
- (1) 電磁ホーン (1次放射器) の励振点と反射鏡 (放物面の一部) の焦点が一致するように 組み合わされており、電磁ホーン内を伝搬する は、A反射鏡で反射されて Bなる。
- (2) 周波数特性は広帯域であり、偏波極性がないため直交モードを用いることが □ ので、送受共用アンテナに用いることができる。
- (3) 開口面付近の構造から、パラボラアンテナなどに比べて散乱が □ D。また、側方及び後方への放射が少ない。



	A	B	C	D
1	平面波	球面波	できる	少ない
2	平面波	球面波	できない	多い
3	球面波	平面波	できる	少ない
4	球面波	平面波	できない	少ない
5	球面波	平面波	できない	多い

A - 11 次の記述は、図に示すサイドファイアヘリカル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。

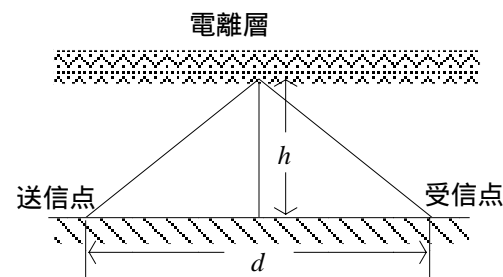
- (1) アンテナは、垂直に置いた円管柱などの中央部から上下 □ A に巻いたら線導線を放射体としている。
- (2) ピッチを約 □ B 波長にして、上下方向にそれぞれ 5 ~ 6 回巻いたものを 1 段とし、これを多段に積み重ねている。
- (3) 指向性は、アンテナ軸と直交する水平面内では全方向性であり、 □ C のアンテナとして用いられている。



	A	B	C
1	同じ向き	1/2	水平偏波
2	同じ向き	1/2	垂直偏波
3	逆向き	1/4	水平偏波
4	逆向き	1/4	水平偏波
5	逆向き	1/4	垂直偏波

A - 12 図に示すように、見掛けの高さが h [m] の電離層の下で、全方向性アンテナから周波数 16 [MHz] の電波を放射したとき、送信点から半径 d [km] 以内の地球上では電離層反射波を受信できなかった。このときの h の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、臨界周波数は 8 [MHz] とし、図は一つの放射方向を示したものである。また、 $\sqrt{3} \approx 1.73$ とする。

- 173 [km]
- 268 [km]
- 346 [km]
- 1038 [km]
- 1340 [km]

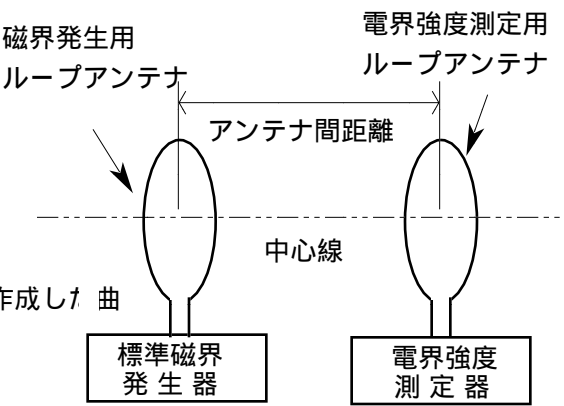


A - 13 次の記述は、60 [GHz] 帯 (ミリ波) の電波について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 主に直接波が用いられる。
- 10 [GHz] 帯の電波に比べると、降雨による減衰量は小さい。
- 広帯域の周波数割当が可能であり、高速・大容量の通信が可能になる。
- 波長が短く、また、伝搬は直線性が強いので、回折波になることが少ない。
- アンテナや送受信機などの機器の小型化・軽量化が可能になる。

A - 14 次の記述は、図に示す構成例において、標準磁界発生器を用いて短波（HF）用の電界強度測定器を較正するための手順及び考慮すべき事項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、ループ面の直径は波長に比べて十分小さいものとする。

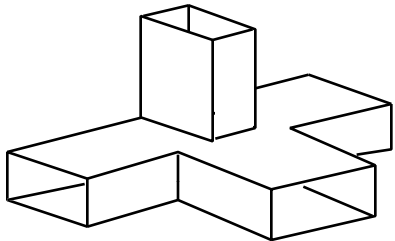
- 1 測定場所は、付近に電磁界のじょう乱、電波雑音及び混信のできるだけ少ないところを選定する。
- 2 較正に必要なレベルの電界強度が得られるように、磁界発生用ループアンテナの電流と両アンテナ間の距離を決める。これらを決めるため、磁界発生用ループアンテナの形状、寸法及びアンテナ電流とある距離の点における電界強度との関係を計算により作成した曲線を用いる。
- 3 磁界発生用ループアンテナと較正しようとする電界強度測定器の測定用ループアンテナの距離を定め、両アンテナの中心を一直線上に置き両アンテナの面が互いに直角になるように配置する。
- 4 標準磁界発生器の周波数を電界強度測定器の測定しようとする周波数に合わせ、磁界発生用ループアンテナ電流の大きさを必要な値に調整する。電界強度測定器で測定して得られた電界強度と計算により求めた電界強度の値との偏差を求め、電界強度測定器を較正する。周波数間隔を適宜選んで測定を行えば、所要周波数帯について較正ができる。
- 5 測定に用いるループアンテナは、不平衡電流を防ぐため、二重しゃ蔽したものを用いる。



A - 15 次の記述は、図に示すマジックTを用いて未知のインピーダンスを測定す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。ただし、マジックTは、理想的に動作するものとする。

- (1) マジックTは、入力端子に高周波発振器を接続し、出力端子に検波器を接続した場合、端子、に接続された回路のインピーダンスが□Aときにはに出力が現れないが、□Bときにはに出力が現れる。
- (2) に未知のインピーダンス、に既知の標準インピーダンスを接続し、出力が□Cになるように標準インピーダンスを調整すれば、未知のインピーダンスの値を求めることができる。

- | | A | B | C |
|---|-----|-----|---------|
| 1 | 異なる | 等しい | 零 |
| 2 | 異なる | 等しい | 最大 |
| 3 | 等しい | 異なる | 最大値の1/2 |
| 4 | 等しい | 異なる | 最大 |
| 5 | 等しい | 異なる | 零 |



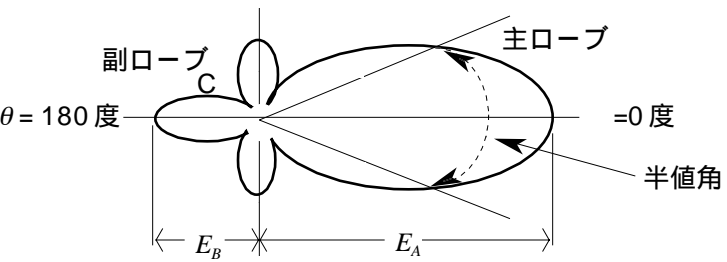
A - 16 受信機の入力端子に接続した純抵抗が受信機と整合しているとき、純抵抗の温度が30〔K〕で、受信機の周波数帯域幅が15〔kHz〕であった。このとき受信機に取り込まれる有能雑音電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、ボルツマン定数を 1.38×10^{-23} 〔J/K〕とする。

- 1 5.8×10^{-18} 〔W〕
- 2 5.0×10^{-17} 〔W〕
- 3 6.2×10^{-17} 〔W〕
- 4 6.8×10^{-17} 〔W〕
- 5 12.5×10^{-17} 〔W〕

A - 17 図は、単一指向性アンテナの電界パターンを示したものである。□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。

- 放射が最大になる方向の放射を主ローブ（メインローブ）、それ以外のものを副ローブ（サイドローブ）という。このとき放射電力密度が最大放射方向の電力密度の□Aになる二つの方向が挟む角、すなわち放射電界強度が最大放射方向の電界強度の□Bになる二つの方向が挟む角を半値角又は半値幅という。
- (2) 指定方向の放射電界強度 E_A 〔V/m〕と□Cの範囲にある最大放射電界強度 E_B 〔V/m〕との比 E_A/E_B を前後比という。

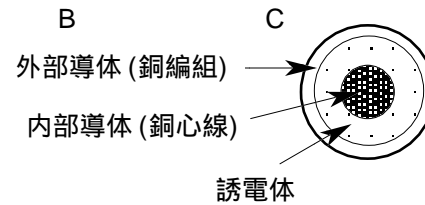
- | | A | B | C |
|---|--------------|--------------|--------------------------|
| 1 | 1/3 | $1/\sqrt{3}$ | $180^\circ \pm 60^\circ$ |
| 2 | $1/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{2}$ | $90^\circ \pm 60^\circ$ |
| 3 | $1/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{3}$ | $180^\circ \pm 60^\circ$ |
| 4 | 1/2 | $1/\sqrt{2}$ | $90^\circ \pm 60^\circ$ |
| 5 | 1/2 | $1/\sqrt{2}$ | $180^\circ \pm 60^\circ$ |



A - 18 次の記述は、図に示す同軸ケーブル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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 同軸ケーブルは、□Aの給電線である。
- (2) 高周波電流が流れると内部導体及び外部導体による導体損が生ずる。導体損は、周波数が□Bなるほど大きくなる。
- (3) 周波数が非常に□Bになると、減衰定数が増加したり、特性インピーダンスが不均一になる。このため外部導体に□Cを用いたり、誘電体の材質を変えたりする。

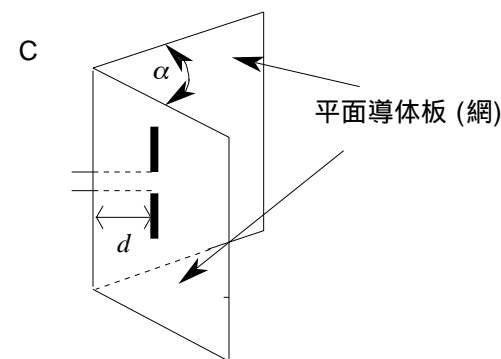
- | | A | | |
|---|------|----|----|
| 1 | 平衡形 | 高く | 銅管 |
| 2 | 平衡形 | 低く | 鉛管 |
| 3 | 平衡形 | 低く | 銅管 |
| 4 | 不平衡形 | 低く | 鉛管 |
| 5 | 不平衡形 | 高く | 銅管 |



A - 19 次の記述は、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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 図に示すように、2枚の平面導体板(網)を角度で交差させてコーナを作り、そのコーナの^{りょう}稜に平行で、かつ、頂角 α の二等分線上に□Aアンテナなどの放射器を置いた構造である。
- (2) 導体板の前方へ放射される電波は、放射器から放射されて2枚の導体板により反射された電波と放射器から直接放射される電波の□B波となる。このため、導体板と□Aアンテナとの距離 d を変えると、アンテナの□Cが変わる。

- | | A | B | C |
|---|----------|----|------|
| 1 | 半波長ダイポール | 合成 | 導体抵抗 |
| 2 | 半波長ダイポール | 合成 | 放射抵抗 |
| 3 | 半波長ダイポール | 散乱 | 導体抵抗 |
| 4 | カセグレン | 合成 | 放射抵抗 |
| 5 | カセグレン | 散乱 | 導体抵抗 |



A - 20 次の記述は、超短波 (VHF) 帯の電波の見通し距離外への伝搬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) 山岳や高層建造物による回折や夏季に発生することが多い□Aにより、見通し距離外まで伝搬することがある。
- (2) 大気や電離層の組成の局所的な乱れによって□Bが生じ、見通し距離外まで伝搬することがある。
- (3) 流星によって E 領域の下部に現われる電離柱が、約 50 [MHz] 付近の電波を□反射するので、データを間欠的に伝送するような特殊な通信に用いられることがある。

- | | A | B | C |
|---|-----------|----|---------|
| 1 | 選択性フェージング | 回折 | 短時間であるが |
| 2 | 選択性フェージング | 吸収 | 長時間 |
| 3 | 選択性フェージング | 散乱 | 短時間であるが |
| 4 | スプラジックE層 | 吸収 | 長時間 |
| 5 | スプラジックE層 | 散乱 | 短時間であるが |

B - 1 次の記述は、2 [MHz] 帯の電波の海上における伝搬について述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものとして解答せよ。

- ア 昼間は、主に地表波、夜間は地表波と電離層波である。
- イ 海上における地表波伝搬は、伝搬路の媒質が導電率及び誘電率の高い海水であるため減衰が大きく、陸上における伝搬に比べて、遠方にまで伝搬しない。
- ウ 昼間は、D層で大きく減衰するので、伝搬距離が短くなる。
- エ 夜間は、D層を突き抜けて跳躍 (スキップ) フェージングを生じやすい。
- オ 夜間は、D層は消滅するので E 層又は F 層反射となるが、特に E 層の反射波が強くなるため、遠距離まで伝搬する。

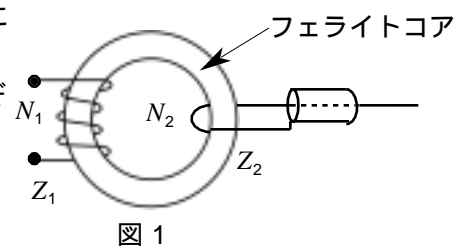
B - 2 次の記述は、自由空間における伝送損失について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、等方性アンテナから送信電力 P_T [W] で放射しているとき、距離 d [m] における電力密度 p は、 $P_T / (4\pi d^2)$ [W/m²] である。

- (1) 電力密度が p の到来電波の中に実効面積が A_e [m²] の受信アンテナを置いたとき、有能受信電力 P_R [W] は □ア である。波長を λ [m] とすると、絶対利得が 1 (真数) のアンテナの実効面積は □イ [m²] であるので、 P_R は □ で表される。 ウ
- (2) 電波が自由空間を伝搬したときに生ずる損失 (自由空間基本伝送損失 L_0 は、 P_T と P_R の比で表されるので、 $L_0 = P_T / P_R$ = □ (真数) となる。
- (3) 実際に取り出しうる受信電力は、大地や山岳による反射、回折、大気による □オ 及び電離層の影響などによる伝搬損失を考慮して、有能受信電力と通路利得係数の積で表される。

- | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---------|---|----------------------------------|---|--------------------------|----|---|
| 1 | $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 P_T$ | 2 | p/A_e | 3 | 屈折 | 4 | $(4\pi d)^2$ | 5 | $\frac{\lambda^2}{\pi}$ |
| 6 | 放射 | 7 | pA_e | 8 | $\frac{\lambda}{(4\pi d)^2} P_T$ | 9 | $\frac{\lambda^2}{4\pi}$ | 10 | $\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$ |

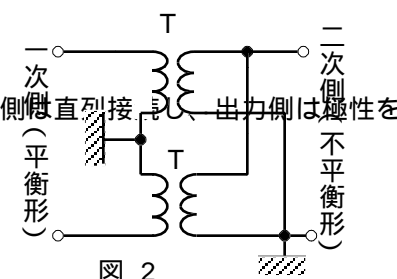
B - 3 次の記述は、給電線の平衡・不平衡変換に用いる変成器形バランについて述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 図 1 に示す原理図において、1 次側コイルと 2 次側コイルは、フェライトコアにより磁氣的に □ 結合され、静電的に □イ されており、平衡・不平衡の変換が容易である。また、理想的な変成器では、1 次側と 2 次側コイルの巻数をそれぞれ N_1 回、 N_2 回とし、1 次側と 2 次側コイルのインピーダンスをそれぞれ Z_1 []、 Z_2 [] とすると、 $Z_1/Z_2 = (N_1/N_2)^2$ の関係があり、巻数の比を変えるとインピーダンス変換ができる。



- (2) このバランは □ウ 特性であり、超短波 (VHF) 帯のテレビジョン受信用にも用いられている。

- (3) 1 次側と 2 次側コイルのインピーダンスの変換比を □エ にするときには、図 2 に示すように 1 : 1 の変成器 T を 2 組用いて入力側は直列接続し、出力側は並列接続して用いる。 □



- | | | | | | | | | | |
|---|-----|---|-------|---|------|---|-----|----|-------|
| 1 | 短絡 | 2 | 反対にして | 3 | 狭帯域 | 4 | 密 | 5 | 4 : 1 |
| 6 | しゃ蔽 | 7 | 9 : 4 | 8 | 変えずに | 9 | 広帯域 | 10 | 疎 |

B - 4 次の記述は、アンテナ利得の測定におけるそれぞれの周波数帯に応じた利得の表し方や用いられるアンテナなど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、□内の同じ記号は、同じ字句を示す。

- (1) 一般に、超短波 (VHF) 帯の電力利得は、□ア に対する利得で表される。
- (2) マイクロ波における電力利得は、理論上の等方性アンテナに対する利得である □イ で表す。また、指向性利得は、□イ とアンテナの □ウ の比で表すことができる。
- (3) 通常、測定には、送信アンテナ、標準アンテナ、受信装置及び校正された □エ などの装置が必要である。標準アンテナには、30 [MHz] 以下ではループアンテナが、30 [MHz] を超え 1 [GHz] までは、マイクロ波では □オ が用いられている。

- | | | | | | | | | | |
|---|----------|---|---------|---|--------------|---|-------|----|------|
| 1 | ホーンアンテナ | 2 | 相対利得 | 3 | 半波長ダイポールアンテナ | 4 | 可変減衰器 | 5 | 反射損 |
| 6 | ブラウンアンテナ | 7 | 可変コンデンサ | 8 | モノポールアンテナ | 9 | 絶対利得 | 10 | 放射効率 |

B - 5 次の記述は、大気雑音の一つである空電 (空電雑音) 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。

空電は、雷雲中に蓄積された電荷が雲間及び雲と □ア で放電する際に生ずる雑音である。その周波数成分は、約 20 [MHz] 以下が多い。

近距離空電と呼ばれる雷放電による空電は □イ の、遠距離空電と呼ばれる無数の雷放電による空電は □ウ の雑音として受信される。

- (3) 空電の発生が最も多い地域は □エ であり、緯度の □オ 地域ほど発生が少ない。

- | | | | | | | | | | |
|---|-----|---|------|---|-----|---|------|----|-----------|
| 1 | 連続性 | 2 | 極地帯 | 3 | 衝撃性 | 4 | 電離層間 | 5 | 地表 (海面) 間 |
| 6 | 吸収性 | 7 | 赤道地帯 | 8 | 高い | 9 | 低い | 10 | 緩衝性 |