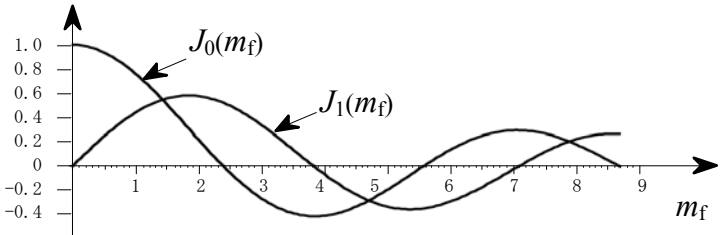


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問    2 時間 30 分

A-1    最大周波数偏移が入力信号のレベルに比例する FM(F3E) 変調器に 400 [Hz] の正弦波を変調信号として入力し、その出力をスペクトルアナライザで観測した。変調信号の振幅を零から徐々に大きくしたところ、1 [V] で搬送波の振幅が零となった。図に示す第 1 種ベッセル関数のグラフを用いて、最大周波数偏移が 2,880 [Hz] となるときの変調信号の振幅の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $m_f$  は変調指数とする。

- 1    1.3 [V]
- 2    1.8 [V]
- 3    3.0 [V]
- 4    4.8 [V]
- 5    5.0 [V]



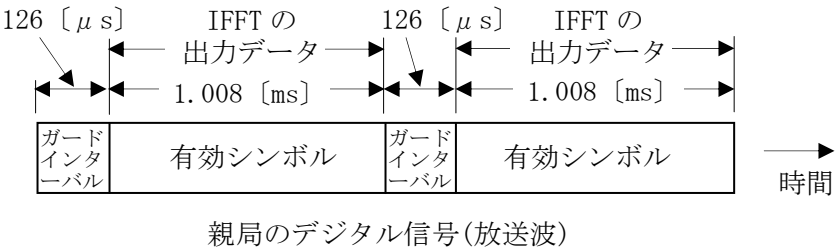
A-2    地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送などで用いられている OFDM(直交周波数分割多重)において原理的に伝送可能な情報の伝送速度(ビットレート)の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、有効シンボル期間長を 500 [ $\mu$ s]、ガードインターバル期間長を 125 [ $\mu$ s] (ガードインターバル比 1/4) 及び情報を伝送するサブキャリアの個数を 200 個、変調方式を 16QAM、情報の誤り訂正の符号化率を「1/2」とする。

- 1    640 [kbps]
- 2    700 [kbps]
- 3    840 [kbps]
- 4    900 [kbps]
- 5    960 [kbps]

A-3    次の記述は、我が国の地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送に用いられるガードインターバ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。

- (1)    ガードインターバルは、送信側において OFDM(直交周波数分割多重)セグメントを逆高速フーリエ変換 (IFFT) した出力データのうち、時間的に  A  端の出力データを有効シンボルの  B  に付加することによって受信が可能となる期間を延ばし、有効シンボル期間において正しく受信できるようにするものである。
- (2)    ガードインターバルを用いることにより、中継局で親局と同一の周波数を使用する (SFN: Single Frequency Network) ことが可能であり、ガードインターバル期間長  C  の遅延波があってもシンボル間干渉のない受信が可能である。
- (3)    図に示すようにガードインターバル期間長が、126 [ $\mu$ s] のとき、SFN とすることができる親局と中継局間の最大距離は、原理的に約  D  [km] となる。ただし、中継局は、親局の放送波を中継する放送波中継とし、親局と中継局の放送波の送出タイミングは両局間の距離による伝搬遅延のみに影響されるものとする。また、親局と中継局の放送波のデジタル信号は、完全に同一であり、受信点において、遅延波の影響により正しく受信するための有効シンボル期間分の時間を確保できない場合はシンボル間干渉により正しく受信できず、SFN とすることができないものとする。

- |   | A | B | C  | D    |
|---|---|---|----|------|
| 1 | 前 | 後 | 以上 | 37.8 |
| 2 | 前 | 後 | 以内 | 18.9 |
| 3 | 後 | 前 | 以内 | 18.9 |
| 4 | 後 | 前 | 以内 | 37.8 |
| 5 | 後 | 前 | 以上 | 37.8 |



A-4    次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の映像(イメージ)周波数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。

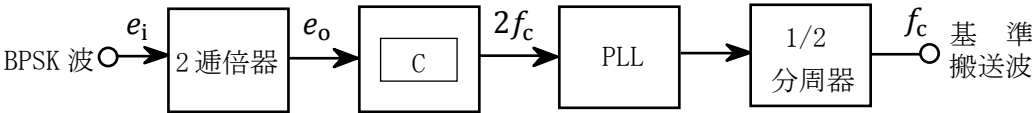
- (1)    受信希望波の周波数  $f_d$  を局部発振周波数  $f_o$  でヘテロダイン検波して中間周波数  $f_i$  を得るが、周波数の関係において、 $f_o$  に対して  $f_d$  と対称の位置にある周波数、すなわち  $f_d$  から  $2 f_i$  離れた周波数  $f_u$  も同じようにヘテロダイン検波される可能性があり、 A  を映像周波数という。
- (2)    映像周波数に相当する妨害波があるとき、受信機出力に混信となって現れることを抑圧する能力を映像周波数選択度または映像比という。
- (3)    この映像周波数による混信の軽減法には、中間周波数を  B  して受信希望波と妨害波との周波数間隔を広げる方法や  C  の選択度を良くする方法などがある。

- |   | A       | B  | C        |
|---|---------|----|----------|
| 1 | $f_u$   | 低く | 中間周波増幅回路 |
| 2 | $f_u$   | 高く | 中間周波増幅回路 |
| 3 | $f_u$   | 高く | 高周波増幅回路  |
| 4 | $2 f_i$ | 高く | 高周波増幅回路  |
| 5 | $2 f_i$ | 低く | 中間周波増幅回路 |

A-5 AM(A3E)送信機において、搬送波を二つの単一正弦波で同時に振幅変調したときの平均電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、搬送波の電力は20[kW]とする。また、当該搬送波を一方の単一正弦波のみで変調したときの変調度は30[%]であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの平均電力は21.6[kW]である。

- 1 26.5 [kW]
- 2 25.5 [kW]
- 3 24.5 [kW]
- 4 23.5 [kW]
- 5 22.5 [kW]

A-6 次の記述は、図に示すBPSK(2PSK)復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生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) 入力BPSK波 $e_i$ は、次式で表される。ただし、 $e_i$ の振幅を1[V]、搬送波の周波数を $f_c$  [Hz]とする。また、2値符号 $s(t)$ はデジタル信号が“0”のとき0、“1”のとき1の値をとる。

$$e_i = \cos\{2\pi f_c t + \pi s(t)\} \quad [\text{V}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{①}$$

(2) 式①の $e_i$ を2倍倍器で二乗すると、その出力 $e_o$ は、次式で表される。ただし、2倍倍器の利得は1(真数)とする。

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos\{2\pi(2f_c)t + \text{□A}\} \quad [\text{V}] \quad \cdots \cdots \cdots \text{②}$$

(3) 式②から、 $e_i$ を2倍倍器で二乗することによって $e_i$ の位相がデジタル信号に応じて□B [rad]変化しても、同相になることがわかる。

(4) 2倍倍器の出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、□Cで $2f_c$  [Hz]の成分のみを取り出し、位相同期ループ(PLL)で位相安定化後、その出力を1/2分周器によって周波数 $f_c$  [Hz]の基準搬送波を再生する。

	A	B	C
1	$\pi s(t)$	$\pi/2$	高域フィルタ (HPF)
2	$\pi s(t)$	$\pi$	帯域フィルタ (BPF)
3	$2\pi s(t)$	$\pi/2$	高域フィルタ (HPF)
4	$2\pi s(t)$	$\pi$	帯域フィルタ (BPF)
5	$2\pi s(t)$	$\pi/2$	帯域フィルタ (BPF)

A-7 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送の標準方式に用いられる直交周波数分割多重(OFDM)方式において、OFDM信号を正しく受信するために必要な同期の原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。

(1) OFDM方式では、送信側のシンボルの区切りと同じタイミングを検出するためのシンボルに対する同期、送信側で送られた搬送波と同一周波数にするための搬送波周波数に対する同期及び□A フーリエ変換処理に必要な標本を生成するための標本化周波数に対する同期がそれぞれ必要である。

(2) シンボルに対する同期は、シンボルの前後にある同じ情報を利用してとることができる。具体的な方法としては、受信したOFDM信号と、それを1有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり□Bすれば、遅延させた信号のシンボルのガードインターバル期間のみは、受信したOFDM信号のシンボルの後半の一部分と相関がある(同じ波形)ため出力が現れる。この相関値を演算し、ピークを求めることによってシンボルの区切りを検出できる。

(3) 搬送波周波数に対する同期及び標本化周波数に対する同期は、(2)と同様にガードインターバル期間の相関を利用し、搬送波周波数及び標本化周波数の誤差によって生じる信号間の□Cの差を利用してとることができる。

	A	B	C
1	離散	積分	振幅
2	離散	積分	位相
3	逆離散	微分	位相
4	逆離散	微分	振幅
5	逆離散	積分	振幅

A-8 次の記述は、FM(F3E)受信機のスレッシュホールドレベ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、 $\log_{10}2=0.3$ とする。

(1) 受信機復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)は、受信入力(搬送波)のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下で急激に低下し、AM(A3E)よりかえって悪くなってしまう。スレッシュホールドレベルは、そのときの□A入力レベルをいう。

(2) スレッシュホールドは、搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点であり、それぞれの実効値を $E_C$ 及び $E_N$ とすると $E_C/E_N = 4/\sqrt{2}$ 、すなわち、搬送波電力対雑音電力比(C/N)が約□B以下になるとS/Nが急激に低下する。

(3) 復調出力のS/Nの改善度は、受信入力のレベルがスレッシュホールドレベル以上であればFMの広帯域利得により、周波数偏移が□Cほど大きくなる。

	A	B	C
1	受信	9 [dB]	大きい
2	受信	6 [dB]	小さい
3	受信	6 [dB]	大きい
4	雑音	9 [dB]	小さい
5	雑音	6 [dB]	大きい

A-9 次の記述は、検波の基本的な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) 振幅変化  $E_0(t)$  と位相変化  $\varphi_0(t)$  を同時に受けている被変調波  $s_0(t)$  は、無変調時の  $s_0(t)$  の振幅を1、初期位相を0及び高周波成分の角周波数を  $\omega_c$  とすると、 $s_0(t) = E_0(t) \cos\{\omega_c t + \varphi_0(t)\}$  と表される。ここで、高周波成分  $\omega_c$  の変化を除去し、 $E_0(t)$  を直接検波するのが □ A □ 検波であるが、実際に検出されるのは  $|E_0(t)|$  である。
- (2) 同期検波を行って  $E_0(t)$  または  $\varphi_0(t)$  をベースバンド信号として取り出すには、最初に、 $s_0(t)$  に対して角周波数  $\omega_c$  が等しく位相差  $\theta_s$  が既知の搬送波  $s_s(t) = \cos\{\omega_c t + \theta_s\}$  を掛け合わせる。その積は、 $s_0(t) \times s_s(t) =$  □ B □ となる。
- (3) 次に、高周波成分を除去すると、同期検波後の出力は、振幅変化分  $E_0(t)$  及び両信号の位相差の余弦に比例する。また、位相変調成分がなく  $\varphi_0(t) = 0$  のとき、出力は  $E_0(t) \cos\theta_s$  に比例する。すなわち、 $s_s(t)$  が  $s_0(t)$  と □ C □ のとき最大となり、逆に □ D □ の関係にあるとき0となる。

	A	B	C	D
1	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	同相 ( $\theta_s = 0$ )	直角位相 ( $\theta_s = \pi/2$ )
2	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	直角位相 ( $\theta_s = \pi/2$ )	同相 ( $\theta_s = 0$ )
3	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	同相 ( $\theta_s = 0$ )	直角位相 ( $\theta_s = \pi/2$ )
4	遅延	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	直角位相 ( $\theta_s = \pi/2$ )	同相 ( $\theta_s = 0$ )
5	遅延	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	同相 ( $\theta_s = 0$ )	直角位相 ( $\theta_s = \pi/2$ )

A-10 整流回路のリプル率  $\gamma$ 、電圧変動率  $\delta$  及び整流効率  $\eta$  を表す式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、負荷電流に含まれる直流成分を  $I_{DC}$  [A]、交流成分の実効値を  $i_r$  [A]、無負荷電圧を  $V_o$  [V]、負荷に定格電流を流したときの定格電圧を  $V_n$  [V] とする。また、整流回路に供給される交流電力を  $P_1$  [W]、負荷に供給される電力を  $P_2$  [W] とする。

1	$\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_n\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%]
2	$\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]
3	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%]
4	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]
5	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_n\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]

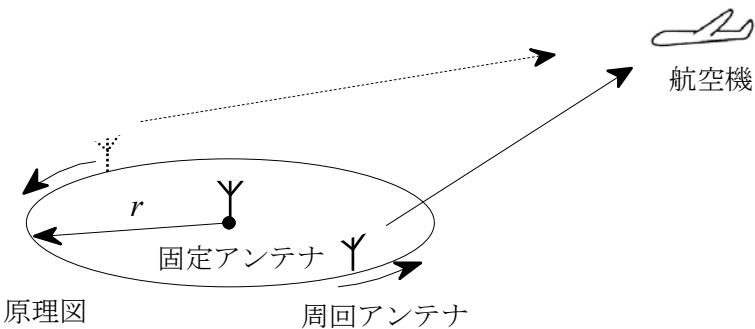
A-11 次の記述は、発電機と組合せた一般的な無停電電源装置 (UPS) について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。

- 1 定常時には、商用電源からの交流入力を安定した直流電力に変換し、その直流電力を負荷に供給する。
- 2 無停電電源装置の基本構成要素の一つであるインバータは、交流電力を直流電力に変換する。
- 3 商用電源が瞬時停電したときは、発電機から負荷に電力を供給する。
- 4 無停電電源装置の出力は、一般的に、PWM 制御を利用してその波形が正弦波に近く、また、定電圧・定周波数を得ることができる。
- 5 商用電源が長時間停電したときは、蓄電池に蓄えられていた直流電力を負荷に供給する。

A-12 次の記述は、ドプラVOR (DVOR) の原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。

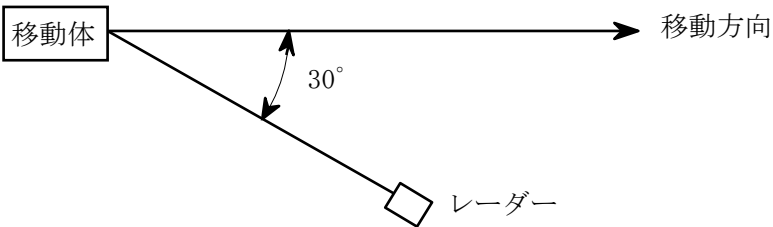
- (1) DVORは、原理図に示すように、等価的に円周上を1,800 [rpm] の速さで周回するアンテナから電波を発射するものである。この電波を遠方の航空機で受信すると、ドプラ効果により、□ A □ で周波数変調された可変位相信号となる。また、中央の固定アンテナから、周回するアンテナと同期した30 [Hz] で振幅変調された基準位相信号を発射する。
- (2) 実際には、円周上に等間隔に並べられたアンテナ列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り替えることで、(1) の周回アンテナを実現している。この際、標準VOR (CVOR) との両立性を保つため、ドプラ効果による周波数の偏移量がCVORの基準位相信号の最大周波数偏移 (480 [Hz]) と等しくなるよう、円周の直径  $2r$  を搬送波の波長の約 □ B □ 倍にするとともに、その回転方向を、CVORと □ C □ にする。

	A	B	C
1	30 [Hz]	8	同一方向
2	30 [Hz]	5	逆方向
3	30 [Hz]	5	同一方向
4	60 [Hz]	5	同一方向
5	60 [Hz]	8	逆方向



A-13 図に示すように、ドプラレーダーを用いて移動体を前方  $30^\circ$  の方向から測定したときのドプラ周波数が、2 [kHz] であった。この移動体の移動方向の速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、レーダーの周波数は10 [GHz] とし、 $\cos 30^\circ = 0.9$  とする。

- 1 110 [km/h]
- 2 120 [km/h]
- 3 150 [km/h]
- 4 180 [km/h]
- 5 200 [km/h]



A-14 次の記述は、衛星通信システムに用いられる時分割多元接続(TDMA)方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。

- (1) 衛星に搭載した一つの中継器を複数の地球局が時分割で使用するため、□ A の時間幅のフレームを分割したスロットを各地球局に割り当てる。
- (2) 地球局は、□ B と呼ばれる自局の信号を与えられたスロットの時間内に収めて送出する。
- (3) 各地球局から送られる送信信号が衛星上で重ならないように、各地球局の □ C を制御する必要がある。

	A	B	C
1	一定	インターリーブ	周波数
2	一定	インターリーブ	送信タイミング
3	一定	バースト	送信タイミング
4	任意	インターリーブ	送信タイミング
5	任意	バースト	周波数

A-15 デジタル無線方式に用いられるフェージング補償(対策)技術に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 フェージング対策用の自動等化器には、大別すると、周波数領域で等化を行うものと時間領域で等化を行うものがある。
- 2 周波数領域の等化を行う代表的な可変共振形自動等化器は、フェージングによる振幅及び遅延周波数特性を共振回路により補償するものであるため、例えば反射波の方が直接波より強い場合などでは原理的に補償できない場合が生じる。
- 3 スペースダイバーシティ及び周波数ダイバーシティなどのダイバーシティ方式は、同時に回線品質が劣化する確率の大きい二つ以上の通信系を用意し、その出力を選択又は合成することによってフェージングの影響を軽減する。
- 4 トランスバーサル自動等化器などによる時間領域の等化は、符号間干渉の軽減に効果がある。
- 5 信号列をいくつかの信号列に分けて複数の副搬送波で伝送するマルチキャリア伝送方式は、波形ひずみの影響が強いマルチパスフェージングに対して効果的である。

A-16 次の記述は、図1に示す等価回路で表される信号源及びオシロスコープの入力部との間に接続するプローブの周波数特性の補正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、オシロスコープの入力部は、抵抗  $R_i$  [ $\Omega$ ] 及び静電容量  $C_i$  [F] で構成され、また、プローブは、抵抗  $R$  [ $\Omega$ ]、可変静電容量  $C_T$  [F] 及びケーブルの静電容量  $C$  [F] で構成されるものとする。

- (1) 図2の(a)に示す方形波  $e_i$  [V] を入力して、プローブの出力信号  $e_o$  [V] の波形が、 $e_i$  と相似な方形波になるように  $C_T$  を調整する。このとき  $C_T$  の値は □ A の関係を満たしている。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 $C_T$  の値を大きくすると、静電容量による分圧比の方が □ B なり、周波数特性として高域レベルが □ C ため、 $e_o$  の波形は、図2の □ D のようになる。

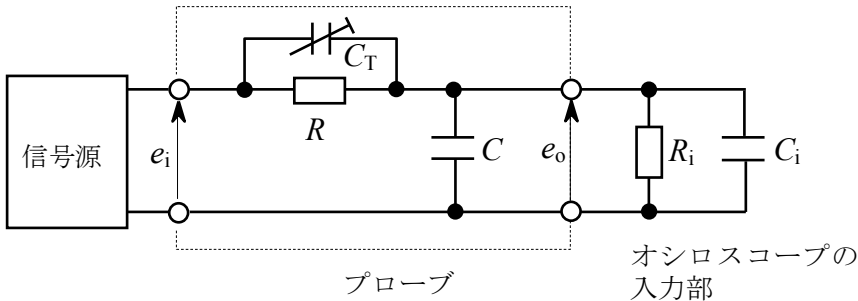


図 1

	A	B	C	D
1	$(C + C_i)R = C_T R_i$	大きく	持ち上がる	(c)
2	$(C + C_i)R = C_T R_i$	小さく	落ちる	(b)
3	$(C + C_i)R_i = C_T R$	小さく	持ち上がる	(c)
4	$(C + C_i)R_i = C_T R$	大きく	持ち上がる	(c)
5	$(C + C_i)R_i = C_T R$	小さく	落ちる	(b)

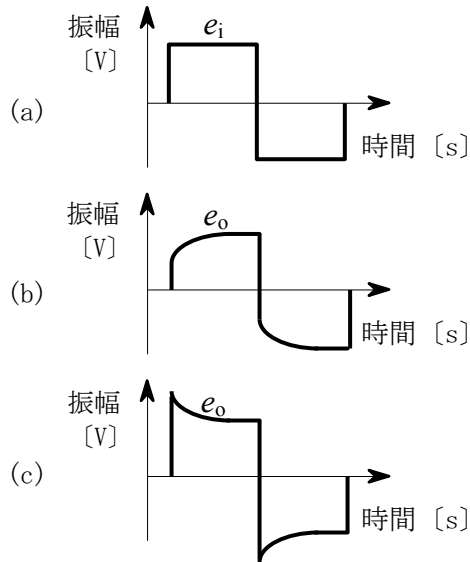


図 2

A-17 次の記述は、回路網の特性を測定するためのベクトルネットワークアナライザの基本的な機能等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 回路網の  $h$  パラメータ、 $Z$  パラメータ及び  $Y$  パラメータは、 $S$  パラメータから導出して得られる。
- 2 回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相をそれぞれ測定し、 $S$  パラメータを求める装置である。
- 3 回路網の入力信号の周波数を掃引し、各種パラメータの周波数特性を測定できる。
- 4 回路網の入力信号として、正弦波が用いられる。
- 5 回路網の入力信号と反射信号の分離には、2 抵抗型のパワー・スプリッタが用いられる。

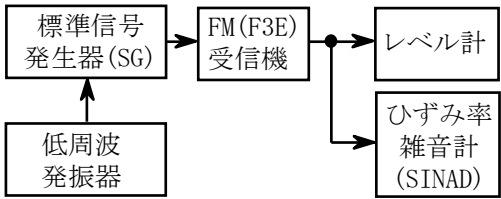
A-18 真の立ち上がり時間 4 [ns] のパルス波形を立ち上がり時間が 3 [ns] のオシロスコープを用いて測定したとき、スコープ上のパルス波形の立ち上がり時間の測定値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 12 [ns]      2 10 [ns]      3 8 [ns]      4 5 [ns]      5 3 [ns]

A-19 次の記述は、図に示す測定系統図を用いた SINAD 法による FM (F3E) 受信機の基準感度の測定手順について、その概要を述べたものである。□ 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) 標準信号発生器 (SG) を試験周波数に設定し規定の変調入力を加えた状態とする。この状態で SG から受信機に 60 [dB  $\mu$  V] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力 (定格出力の 1/2) が得られるように受信機の □ A □ を調整する。
- (2) (1) の状態で SG の出力を調整し、受信機の復調信号の SINAD 即ち  $10 \log_{10}$  □ B □ が 12 [dB] となる SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値を基準感度という。ここで、 $S$  は信号、 $N$  は雑音、 $D$  は □ C □ とする。

A	B	C
1 出力レベル	$\{(S+N+D)/(N+D)\}$	ひずみ成分
2 出力レベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	低調波成分
3 出力レベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	ひずみ成分
4 スケルチレベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	ひずみ成分
5 スケルチレベル	$\{(S+N+D)/(N+D)\}$	低調波成分



A-20 次の記述は、AM (A3E) 受信機の近接周波数選択度特性の測定系の構成例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) 近接周波数選択度特性は、妨害波の周波数と希望波の周波数との差が比較的小さいときの選択度であり、主として □ A □ の選択度特性によって決まる。図 1 において、受信機を最良の状態に調整し、AGC を断 (OFF) とする。標準信号発生器は、規定の出力レベル、変調周波数及び変調度とし、その出力を擬似空中線を通して受信機に加える。標準信号発生器の出力周波数を受信機と同調周波数  $f_0$  [Hz] の上下に変化し、受信機の実出力レベルをレベル計で測定して図 2 に示す選択度曲線を得る。
- (2) 選択度曲線の最大の点から一定値  $\delta$  [dB] だけ低いレベルの二つの周波数  $f_1$  [Hz] 及び  $f_2$  [Hz] の間隔  $(f_2 - f_1)$  [Hz] を通過帯域幅といい、 $f_2$  における出力レベルより  $D$  [dB] 低いレベルとなる周波数  $f_3$  [Hz] と  $f_2$  との差  $\Delta f$  [Hz] で  $D$  を割った値を □ B □ という。  $\delta$  は、通常 6 [dB] の値が用いられ、そのときの通過帯域幅を 6 dB 帯域幅といい、  $\Delta f = f_2 - f_0$  [Hz] のときの  $D$  [dB/oct] を □ C □ という。

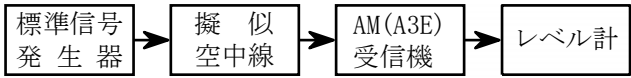


図 1

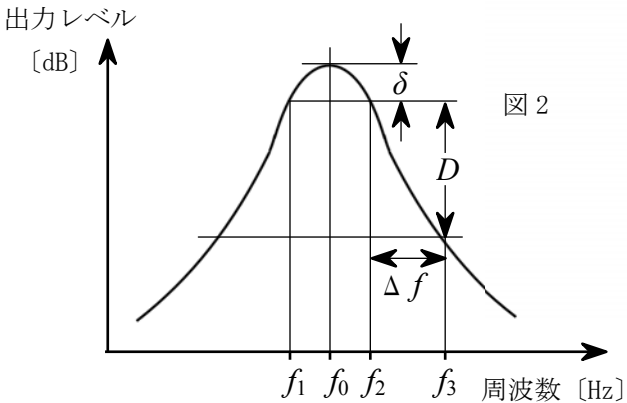


図 2

A	B	C
1 高周波増幅器	減衰定数	オクターブ減衰傾度
2 高周波増幅器	減衰傾度	シェープファクタ
3 中間周波増幅器	減衰傾度	シェープファクタ
4 中間周波増幅器	減衰傾度	オクターブ減衰傾度
5 中間周波増幅器	減衰定数	シェープファクタ

B-1 次の記述は、図に示す帰還形パルス幅変調方式を用いたデジタル電圧計の原理的な動作等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、入力電圧を $+E_i$  [V]、周期  $T$  [s] のクロック電圧を $\pm E_C$  [V]、基準電圧を $+E_S$ 、 $-E_S$  [V]、積分器出力電圧(比較器入力電圧)を $E_O$  [V] とする。また、 $R_1$  の抵抗値は  $R_2$  の抵抗値と等しいものとし、回路は理想的に動作するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1)  $+E_i$ 、 $\pm E_C$  及び比較器出力により交互に切り換えられる  $+E_S$ 、 $-E_S$  は、共に積分器に加えられる。比較器は、積分器出力  $E_O$  を零レベルと比較し、 $E_O > 0$  のときには $+E_S$  が、 $E_O < 0$  のときには $-E_S$  が、それぞれ積分器に負帰還されるようにスイッチ(SW)を駆動する。
- (2) SWが $+E_S$  側または $-E_S$  側に接している期間は、□ ア □ 電圧の大きさによって変化し、その1周期にわたる平均値が、ちょうど □ ア □ 電圧と打ち消しあうところで平衡状態になる。すなわち、SWを開閉するパルスが □ ア □ 電圧によってパルス幅変調を受けたことになる。SWが $+E_S$  側に接している期間を図2に示す □ イ □ [s]、 $-E_S$  側に接している期間を図2に示す □ ウ □ [s] とすれば、平衡状態では、次式が成り立つ。

$$T \times E_i = (T_2 - T_1) \times \text{□ エ □} \cdots \text{①}$$

- (3) ①式で、 $E_i$  は、 $(T_2 - T_1)$  に比例するので、例えば、 $(T_2 - T_1)$  の時間を計数回路でカウントすれば、 $E_i$  をデジタル的に表示できる。この方式の確度を決める重要な要素は、原理的に  $+E_S$ 、 $-E_S$  と □ オ □ である。

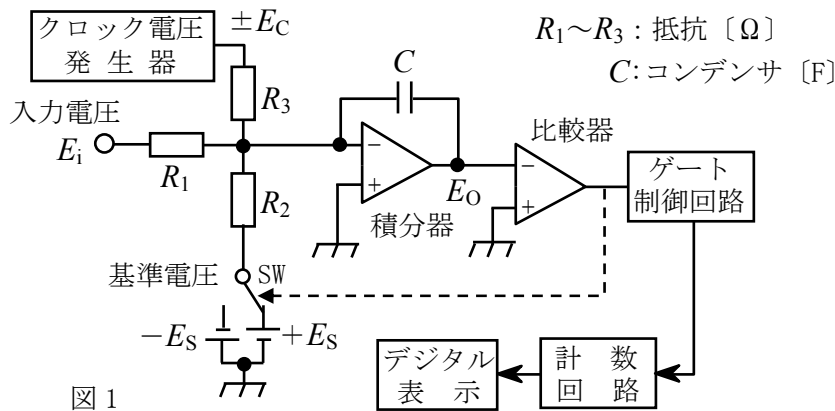


図 1

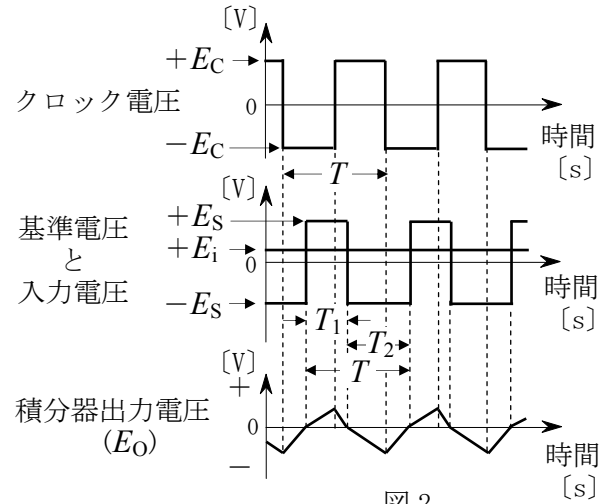


図 2

- |        |          |          |         |               |
|--------|----------|----------|---------|---------------|
| 1 入力   | 2 $T_1$  | 3 $T_2$  | 4 $E_C$ | 5 $C$         |
| 6 クロック | 7 $2T_1$ | 8 $2T_2$ | 9 $E_S$ | 10 $R_1, R_2$ |

B-2 次の記述は、パルス符号変調(PCM)方式において生ずる雑音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 折り返し雑音は、入力信号の帯域制限が不十分なとき生ずる。
- イ 周波数が26 [kHz] の単一正弦波を標本化周波数が48 [kHz] の標本化回路に入力し、その出力を24 [kHz] の理想的な低域フィルタ(LPF)に通したとき、原理的に低域フィルタ(LPF)の出力に生ずる折り返し雑音の周波数は、11 [kHz] である。
- ウ アパーチャ効果は、標本化パルスのパルス幅が有限の値を持つために生ずる。アパーチャ効果が生ずると、標本化パルス列に含まれるアナログ信号の低域の周波数成分が減衰する。
- エ 量子化雑音による回線品質を表す信号対量子化雑音比(S/Nq)の値は、量子化ステップ数が増えれば大きくなる。
- オ 補間雑音を生じさせないためには、原理的に標本化パルス列の復調に理想的な特性の高域フィルタ(HPF)が必要である。

B-3 次の記述は、SCPC方式の衛星通信の中継器などに用いられる電力増幅器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) 電力効率を良くするために増幅器が □ ア □ 領域で動作するように設計されていると、相互変調積が生じて信号と異なる周波数帯の成分が生ずる。このため、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、複数波を入力したときの帯域内の各波の飽和出力電力の総和は □ イ □ 。
- (2) 増幅器の動作点の状態を示す入力バックオフは、単一波を入力したときの飽和 □ ウ □  $P_1$  [W] と複数波の全入力電力  $P_2$  [W] との比  $P_1/P_2$  をデシベルで表したものである。
- (3) 相互変調積などの影響を軽減するには、入力バックオフを □ エ □ することなどがある。
- (4) しかし、あまり入力バックオフを □ エ □ してしまうと、中継器の □ オ □ を低下させてしまうことから、一つの中継器に収容できる回線数が減少する。

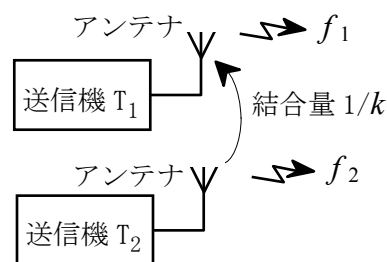
- |       |        |        |       |            |
|-------|--------|--------|-------|------------|
| 1 線形  | 2 増加する | 3 入力電力 | 4 大きく | 5 電力利用効率   |
| 6 非線形 | 7 減少する | 8 出力電力 | 9 小さく | 10 帯域外放射特性 |

B-4 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる符号誤り訂正等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) 帯域圧縮などの情報源符号化処理により、デジタル信号に変換された映像、音声、データ等の送信情報を伝送する場合、他の信号の干渉、熱雑音、帯域制限及び非線形などの影響により、信号を構成する符号の伝送誤りが発生し、デジタル信号の情報が正しく伝送できないことがある。このため、送信側では、□ ア □ により誤り制御符号としてデジタル信号に適当なビット数のデータ(冗長ビット)を付加し、受信側の □ イ □ ではそれを用いて、誤りを訂正あるいは検出するという方法がとられる。
- (2) 伝送するデジタル信号系列を  $k$  ビットごとのブロックに区切り、それぞれのブロックを  $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_k)$  とすると、符号器では、 $\mathbf{i}$  に  $(n-k)$  ビットの冗長ビットを付加して長さ  $n$  ビットの符号語  $\mathbf{c} = (i_1, i_2, \dots, i_k, p_1, p_2, \dots, p_{n-k})$  をつくる。ここで、 $i_1, i_2, \dots, i_k$  を情報ビット、 $p_1, p_2, \dots, p_{n-k}$  を誤り検査ビット(チェックビット)と呼び、 $n$  を符号長、□ ウ □ を符号化率という。また、チェックビットは、情報ビットの関数として定まり、あるブロックのチェックビットが □ エ □ 関数として定まる符号をブロック符号、□ オ □ 関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

- |                |           |             |                   |
|----------------|-----------|-------------|-------------------|
| 1 直交変調器        | 2 復号器     | 3 $(n-k)/n$ | 4 同じブロックの情報ビットだけの |
| 5 符号器          | 6 直交検波器   | 7 $k/n$     | 8 過去にわたる複数の情報ビットの |
| 9 ナイキストフィルタの伝達 | 10 伝送路の伝達 |             |                   |

B-5 次の記述は、図に示す送信機間で生ずる相互変調積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、相互変調積は、送信周波数  $f_1$  [MHz] の送信機  $T_1$  に、送信周波数が  $f_1$  よりわずかに高い  $f_2$  [MHz] の送信機  $T_2$  の電波が入り込み、 $T_1$  で生ずるものとする。また、 $T_1$  及び  $T_2$  の送信電力は等しく、アンテナ相互間の結合量を  $1/k$  ( $k > 1$ ) とする。



- (1) □ ア □ 次の相互変調積は、その周波数が  $T_1$  の送信周波数  $f_1$  から十分離れているので容易に除去できる。
- (2) 3 次の相互変調積の周波数成分の数は、□ イ □ である。
- (3)  $f_1$  の近傍に 3 次の相互変調積の成分が二つ観測されるとき、振幅が大きいのは周波数の □ ウ □ の成分である。
- (4)  $T_1$  及び  $T_2$  の送信電力がそれぞれ 1 [dB] 減少すると、3 次の相互変調積の電力は □ エ □ 減少する。
- (5)  $f_1$  の値が 151 [MHz] で、3 次の相互変調積の成分として 150.7 [MHz] が観測されるとき、 $f_2$  の値は、□ オ □ である。

- |     |      |       |          |                |
|-----|------|-------|----------|----------------|
| 1 2 | 2 二つ | 3 低い方 | 4 1 [dB] | 5 151.3 [MHz]  |
| 6 3 | 7 四つ | 8 高い方 | 9 3 [dB] | 10 151.6 [MHz] |