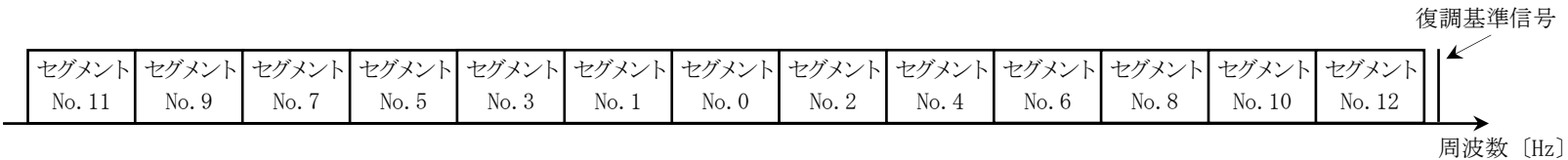


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A－1 表は、我が国の標準テレビジョン放送のうち地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)のモード3における伝送信号パラメータ及びその値の一部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。ただし、OFDM のIFFT(逆離散フーリエ変換)のサンプリング周波数は、512/63 [MHz]、モード3のIFFTのサンプリング点の数は、8,192であり、 $512=2^9$ 、 $8,192=2^{13}$ である。また、表中のガードインターバル比の値は、有効シンボル期間長及びガードインターバル期間長が表に示す値のときのものであり、キャリア総数は、図のOFDMフレームの変調波スペクトルの配置に示す13個の全セグメント中のキャリア数に、帯域の右端に示す復調基準信号に対応するキャリア数1本を加えた値である。



	A	B	C	D
1	1, 008	1 / 8	500 / 567	6, 319
2	1, 008	1 / 8	125 / 126	5, 617
3	1, 008	1 / 9	500 / 567	6, 319
4	1, 134	1 / 9	125 / 126	5, 617
5	1, 134	1 / 9	500 / 567	6, 319

伝送信号パラメータ	値
セグメント数	13 [個] (No. 0～No. 12)
有効シンボル期間長	□ A □ [μ s]
ガードインターバル期間長	126 [μ s]
ガードインターバル比	□ B □
キャリア間隔	□ C □ [kHz]
1 セグメントの帯域幅	6, 000 / 14 [kHz]
キャリア総数	□ D □ [本]

A－2 FM(F3E)波の占有周波数帯幅に含まれる側帯波の次数 n の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、最大周波数偏移を 30 [kHz] とし、変調信号を周波数が 15 [kHz] の単一正弦波とする。また、 m を変調指数としたときの第1種ベッセル関数 $J_n(m)$ の2乗値 $J_n^2(m)$ は表に示す値とし、 $n = 0$ は搬送波を表すものとする。

- 1 1
- 2 2
- 3 3
- 4 4
- 5 5

$J_n^2(m)$ n	$J_n^2(1)$	$J_n^2(2)$	$J_n^2(3)$	$J_n^2(4)$
0	0. 5855	0. 0501	0. 0676	0. 1577
1	0. 1936	0. 3326	0. 1150	0. 0044
2	0. 0132	0. 1245	0. 2363	0. 1326
3	0. 0004	0. 0166	0. 0955	0. 1850
4	0	0. 0012	0. 0174	0. 0790
5	0	0	0. 0019	0. 0174

A－3 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送のうち地上系デジタル放送の標準方式(ISDB-T)等に用いられている離散コサイン変換(DCT)及び画像信号のデータ圧縮の原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。

- 1 画像信号は、最初に8画素四方(8×8画素)のブロックに分割される。
- 2 2次元DCTでは、分割された画像信号のブロックを周波数成分毎に64種類の基本パターンに分解し、それぞれの周波数成分(DCT係数)を求める。
- 3 2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)一つ一つは、個々の係数(量子化マトリクスと呼ばれる数値群)で除算される。
- 4 一般に、2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)は、低い周波数成分が圧倒的に多く、高い周波数成分はごく少なくなる。
- 5 2次元DCTで変換した周波数成分(DCT係数)のうち、低い周波数成分に対して人間の視覚が鈍感であり、低い周波数成分を大きな値の係数(量子化マトリクスと呼ばれる数値群)で除算することで数値が間引かれる。これが画像信号のデータ圧縮の原理である。

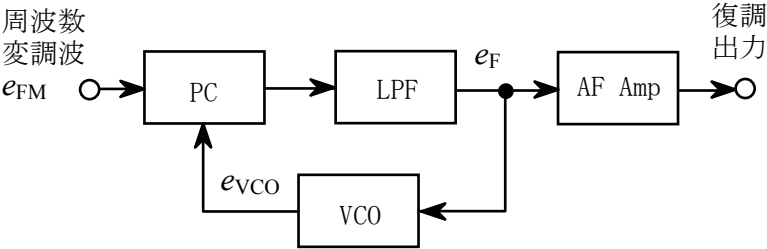
A-4 単一正弦波で 50 [%] 変調された AM(A3E) 変調波の全電力が、540 [W] であった。この AM 変調波の両側波帯のうち、一方の側波帯のみの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 10 [W]
- 2 20 [W]
- 3 30 [W]
- 4 40 [W]
- 5 50 [W]

A-5 次の記述は、図に示す位相同期ループ(PLL) 検波器の原理的な構成例において、周波数変調(FM) 波の復調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) 位相比較器(PC) の出力は低域フィルタ(LPF) を通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO) の出力 e_{VCO} との A 差に比例した B e_{F} を出力する。
- (2) e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲(キャプチャレンジ) 内のとき、 e_{F} は、 e_{FM} と e_{VCO} の A が一致するように、VCO を制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の A が一致して PLL が同期(ロック) すると、LPF の出力電圧 e_{F} の電圧は、 C になる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(ロックレンジ) 内において変化すると、 e_{F} の電圧は、 e_{FM} の周波数偏移に比例して変化するので、低周波増幅器(AF Amp) を通して復調出力を得ることができる。

	A	B	C
1	振幅	誤差電圧	最大
2	振幅	高周波成分	最大
3	位相	高周波成分	最大
4	位相	誤差電圧	零
5	位相	高周波成分	零



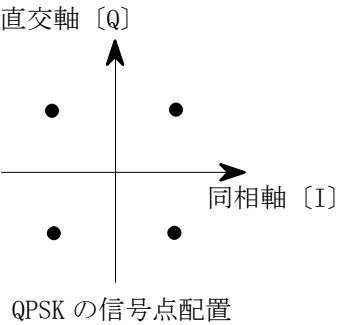
A-6 $e = E (1 + 0.6 \sin pt) \sin \omega t$ [V] で表される振幅変調波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流中に含まれる信号波の第二高調波成分によるひずみ率の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、出力の検波電流 i は、 $i = k e^2$ [A] で表すことができるものとする。また、 k は定数、 E [V] は搬送波の振幅、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 p [rad/s] は信号波の角周波数で、 $\omega \gg p$ とし、 $\cos 2x = 1 - 2 \sin^2 x$ である。

- 1 10 [%]
- 2 12 [%]
- 3 15 [%]
- 4 20 [%]
- 5 30 [%]

A-7 次の記述は、QPSK 及び OQPSK(Offset QPSK) 変調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) 信号点配置を図に示す QPSK 変調方式では、I チャネルと Q チャネルの入力データの極性が同時に変化したときは、位相が瞬間的に A [rad] 変化する。この変化は、位相遷移上、原点を通ることである。この原点は、搬送波の振幅が 0 を表している。
- (2) OQPSK 変調方式では、I チャネルと Q チャネルの入力データを、互いに 1 シンボルの半分だけ時間的にオフセットしている。このため I チャネルと Q チャネルの入力データの極性が 同時に変化せず、搬送波位相が変化する場合には、必ず B [rad] の位相変化を生じることになるため、位相遷移上、原点を通らない。
- (3) OQPSK 変調波の包絡線の振幅変動は、QPSK 変調波のそれに比べ C することができ、電力効率が高く、線形性の低い電力増幅器の使用が可能である。

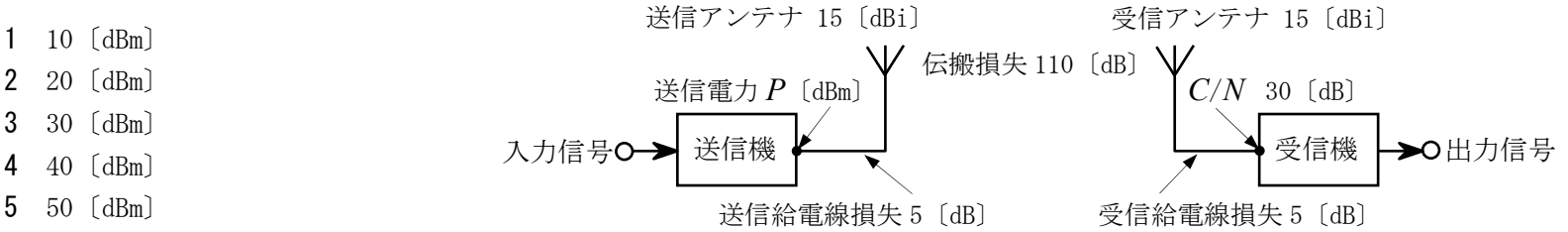
	A	B	C
1	π	$\pm \pi / 2$	小さく
2	π	$\pm \pi / 4$	大きく
3	$\pi / 2$	$\pm \pi / 2$	小さく
4	$\pi / 2$	$\pm \pi / 4$	大きく
5	$\pi / 4$	$\pm \pi / 2$	小さく



A-8 単一通信路における周波数変調(FM) 波のS/N改善係数 I [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変調指数を m_{f} 、等価雑音帯域幅を B [Hz]、最高変調周波数を f_{p} [Hz] とすると、 I (真数) は、 $I = 3 m_{\text{f}}^2 B / (2 f_{\text{p}})$ で表せるものとし、 B を 30 [kHz]、 f_{p} を 3 [kHz]、最大周波数偏移を 12 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} 3 = 0.5$ とする。

- 1 16 [dB]
- 2 18 [dB]
- 3 20 [dB]
- 4 22 [dB]
- 5 24 [dB]

A-9 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した搬送波電力対雑音電力比(C/N)が 30 [dB] のときの送信機の送信電力(平均電力) P [dBm] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信給電線及び受信給電線の損失をそれぞれ 5 [dB]、送信アンテナ及び受信アンテナの絶対利得をそれぞれ 15 [dBi]、両アンテナ間の伝搬損失を 110 [dB] 並びに受信機の雑音指数を 2.5(真数)、等価雑音帯域幅を 10 [MHz]、ボルツマン定数 k 及び周囲温度 T をそれぞれ 1.38×10^{-23} [J/K] 及び 290 [K] とするものとし、1 [mW] を 0 [dBm] とする。



A-10 次の記述は、電源回路に用いるツェナー・ダイオード(D_z)に関し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 D_z の逆方向特性は、飽和領域と降伏領域に分かれる。定電圧素子として利用されるのは飽和領域である。
- 2 定電圧特性を利用するためには、通常、逆バイアス電圧で動作させる。
- 3 D_z の定格には、ツェナー電圧、許容電力損失などが規定されている。
- 4 原理的に、 D_z に直列に通常のシリコン・ダイオードを接続して温度特性を改善することができる。
- 5 一般的傾向として、ツェナー電圧 5 ～ 6 [V] の D_z の温度係数は、ほぼ 0 である。

A-11 次の記述は、通信衛星の電源系に用いられる太陽電池及び二次電池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。

- | <p>(1) 衛星の主電力は、太陽電池から供給される。静止衛星では、日照時に太陽電池から衛星搭載機器に電力が供給されるが、□ A の日を中心にして前後で約 1 箇月の間は、1 日に最長 70 分程度、衛星が地球の陰に隠れ(太陽食)、発電ができなくなる。</p> <p>(2) この間は、□ B などの二次電池により衛星搭載機器に電力が供給される。太陽食が始まる時間は、衛星軌道位置がサービスエリアに対応した経度よりも □ C にあるほど遅くなる。</p> | <table border="0" style="width: 100%;"> <tr> <th style="text-align: left;">A</th> <th style="text-align: left;">B</th> <th style="text-align: left;">C</th> </tr> <tr> <td>1 夏至又は冬至</td> <td>ニッケル・水素電池</td> <td>西</td> </tr> <tr> <td>2 夏至又は冬至</td> <td>鉛蓄電池</td> <td>東</td> </tr> <tr> <td>3 春分及び秋分</td> <td>ニッケル・水素電池</td> <td>東</td> </tr> <tr> <td>4 春分及び秋分</td> <td>鉛蓄電池</td> <td>東</td> </tr> <tr> <td>5 春分及び秋分</td> <td>ニッケル・水素電池</td> <td>西</td> </tr> </table> | A | B | C | 1 夏至又は冬至 | ニッケル・水素電池 | 西 | 2 夏至又は冬至 | 鉛蓄電池 | 東 | 3 春分及び秋分 | ニッケル・水素電池 | 東 | 4 春分及び秋分 | 鉛蓄電池 | 東 | 5 春分及び秋分 | ニッケル・水素電池 | 西 |
|---|---|---|---|---|----------|-----------|---|----------|------|---|----------|-----------|---|----------|------|---|----------|-----------|---|
| A | B | C | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1 夏至又は冬至 | ニッケル・水素電池 | 西 | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 2 夏至又は冬至 | 鉛蓄電池 | 東 | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 3 春分及び秋分 | ニッケル・水素電池 | 東 | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 4 春分及び秋分 | 鉛蓄電池 | 東 | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 5 春分及び秋分 | ニッケル・水素電池 | 西 | | | | | | | | | | | | | | | | | |

A-12 次の記述は、レーダー方程式のパラメータを変えて最大探知距離を2倍にする方法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。ただし、アンテナは送受共用で送信利得と受信利得は同じとし、最大探知距離は、レーダー方程式のみで決まるものとする。また、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。

- 1 送信電力の値を4倍にする。
- 2 最小受信電力の値が4倍大きい受信機を用いる。
- 3 アンテナの利得を4倍にする。
- 4 送信電力の値を4倍にし、最小受信電力の値が4倍大きい受信機を用いる。
- 5 物標の有効反射断面積を4倍にする。

A-13 次の記述は、多元接続を用いた衛星通信システムの回線の割当て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) 回線割当て方式である □ A 方式は、総伝送容量を固定的に分割し、各地球局間に定められた容量の回線を固定的に割り当てる方式であり、局間の伝送すべきトラヒックが □ B 場合に有効な方式である。
- (2) 各地球局から要求(電話の場合は呼)が発生するたびに回線を設定する方式は、□ C 方式といい、□ D 通信容量の多数の地球局が単一中継器を共同使用する場合に有効な方式である。

- | A | B | C | D |
|--------------|--------|------------|-----|
| 1 デマンドアサイメント | 一定の | プリアサイメント | 小さな |
| 2 デマンドアサイメント | 一定の | プリアサイメント | 大きな |
| 3 デマンドアサイメント | 変動している | プリアサイメント | 大きな |
| 4 プリアサイメント | 一定の | デマンドアサイメント | 小さな |
| 5 プリアサイメント | 変動している | デマンドアサイメント | 小さな |

A-14 次の記述は、地上系マイクロ波(SHF)多重回線の中継方式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 直接中継方式は、送受アンテナの背中合わせや反射板による方式で、近距離の中継区間の障害物回避等に用いられる。
- 2 直接中継を行うときは、希望波受信電力をCとし、自局内回込みによる干渉電力をIとしたときの比(C/I)を規定値以上に確保しなければならない。
- 3 受信波を中間周波数に変換して増幅した後、再度マイクロ波に変換して送信する中継方式は、検波再生中継方式である。
- 4 非再生中継方式は、復調した信号から元の符号パルスを再生した後、再度変調して送信するため、波形ひずみ等が累積されない。
- 5 受信波を同一の周波数帯で増幅して送信する方式は、無給電中継方式である。

A-15 次の記述は、パルス符号変調(PCM)において標本化を行ったときの誤差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) 標本化周波数が f_s [Hz] のとき、標本化回路の入力信号の最高周波数が $f_s/2$ [Hz] より □ A □ と折返し雑音が生ずる。 | A | B | C |
| (2) 周波数が $(f_s/2) + \Delta f$ [Hz] の入力信号を標本化周波数 f_s [Hz] で標本化して得たパルス列は、そのスペクトルの各周波数成分のうち、□ B □ の成分が入力信号の周波数帯に混入し、折返し雑音になる。 | 1 高い | $(f_s/2) - \Delta f$ | 広い |
| (3) アパーチャ効果は、標本化パルスの幅(パルス占有率)が □ C □ ほど、信号の高周波成分が減衰する現象である。 | 2 高い | $(f_s/2) - \Delta f$ | 狭い |
| | 3 高い | $f_s - \Delta f$ | 狭い |
| | 4 低い | $(f_s/2) - \Delta f$ | 狭い |
| | 5 低い | $f_s - \Delta f$ | 広い |

A-16 次の記述は、標準信号発生器などで使用されているフラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザの動作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。ただし、 T_N はN分周する期間を、 T_{N+1} は(N+1)分周する期間とし、図中のアキュムレータは、基準周波数のクロックのサイクル毎に、設定したフラクションを加算していくものであり、その積算値にオーバーフローが発生するたびに分周器の分周比(1/N、1/(N+1))を切り替えるものである。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 基準周波数(位相比較周波数) f_{ref} [Hz] よりも □ A □ 周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。
- (2) 周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数の分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_0 [Hz] は、 $f_0 = \{N + \square B \square\} f_{ref}$ [Hz] で表される。ここで □ B □ は、フラクションと呼ぶ。
- (3) フラクションの値を分数で表し、その分子を1ステップずつ変化させ、周波数ステップ0.1 [MHz] の f_0 を得るための分母の値は、□ C □ である。ただし、 f_{ref} は10 [MHz]、分子は正の整数とする。
- (4) フラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザは、□ D □ を高くできるため、周波数切替え特性や位相雑音特性が改善されるが、分周比を切り替えることによって f_0 の近傍にフラクショナル・スプリアスが発生する。このスプリアスの影響を軽減するためには、デルタ・シグマ($\Delta\Sigma$)変調器を用いて分周比の切り替えを分散化する方法がある。

A	B	C	D
1 粗い	$\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$	100	f_0
2 粗い	$\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	10	f_{ref}
3 細かい	$\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$	10	f_{ref}
4 細かい	$\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	100	f_{ref}
5 細かい	$\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	10	f_0

フラクショナルN型のPLL周波数シンセサイザの原理的構成図

A-17 計数形(直接カウント方式)周波数計の±1カウント誤差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 ±1カウント誤差による周波数の測定値の誤差は、ゲート時間が0.1 [s] のとき10 [Hz] の桁に生ずる。
- 2 ±1カウント誤差は、ゲートに入力されるパルス(被測定信号)とゲート信号の位相関係が一定でないために生ずる。
- 3 入力信号を変換して得たパルス列をゲートの開閉により取り出して計数する方式を用いているため、原理的に±1カウント誤差を零にすることができない。
- 4 ±1カウント誤差による分解能は、ゲート時間が短く、測定する信号の周波数が低いほど良くなる。
- 5 入力信号の周期を測定し、その逆数から周波数を求める(レシプロカルカウント)方式と比較すると、入力信号周波数が基準クロック周波数より低いときの±1カウント誤差の影響は、直接カウント方式の方がレシプロカルカウント方式より原理的に大きくなる。

A-18 次の記述は、オシロスコープ、スーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザ(スペクトルアナライザ)及びFFTアナライザの各測定器に、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号を入力したときに測定できる項目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 オシロスコープは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができない。
- 2 FFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の相対位相を測定することができない。
- 3 スペクトルアナライザは、入力信号の振幅の時間に対する変化を、時間軸上の波形として観測することができない。
- 4 スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の振幅を測定することができる。
- 5 スペクトルアナライザ及びFFTアナライザは、入力信号に含まれる個々の正弦波の周波数を測定することができる。

A-19 次の記述は、スペクトルアナライザを用いたAM(A3E)送信機の変調度測定の一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。ただし、搬送波振幅を A [V]、搬送波周波数を f_c [Hz]、変調信号周波数を f_m [Hz]、変調度を $m_a \times 100$ [%] 及び $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- (1) 正弦波の変調信号で振幅変調された電波の周波数スペクトルは、原理的に図 1 に示すように周波数軸上に搬送波と上側帯波及び下側帯波の周波数成分となる。この振幅変調された電波 E_{AM} [V] は、次式で示される。

$$E_{AM} = A \cos(2\pi f_c t) + (m_a A/2) \cos\{2\pi(f_c + f_m) t\} + (m_a A/2) \cos\{2\pi(f_c - f_m) t\} \text{ [V]}$$

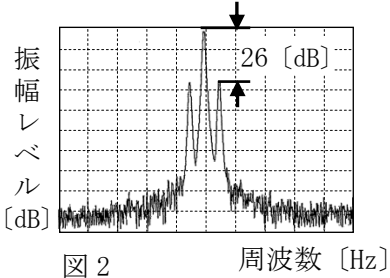
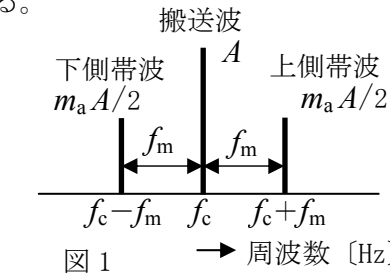
- (2) 上下側帯波の振幅 $m_a A/2$ [V] を S [V] とすると m_a は、次式で示される。

$$m_a = \boxed{A}$$

- (3) よって、例えば、図 2 の測定例の画面上の搬送波と上下側帯波の振幅の差が、26 [dB] の時の変調度は、 \boxed{B} [%] となる。

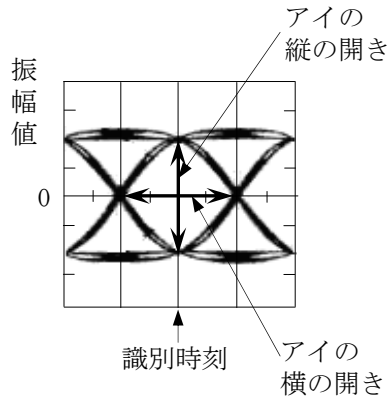
- (4) 測定誤差要因として注意することは、変調信号に大きなひずみがある場合、上下側帯波の振幅が \boxed{C} すること、また、周波数変調が重複していると、上下側帯波振幅に差が生ずることなどである。

	A	B	C
1	S/A	10	減少
2	S/A	20	増加
3	$2S/A$	10	減少
4	$2S/A$	20	減少
5	$2S/A$	50	増加



A-20 図に一例を示すデジタル信号が伝送路などで受ける波形劣化を観測するためのアイパターンの原理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 アイパターンは、パルス列の繰り返し周波数(クロック周波数)に同期させて、識別器直前のパルス波形を重ねて、オシロスコープ上に描かせたものである。
- 2 アイパターンを観測することにより受信信号の雑音に対する余裕(マージン)を知ることができる。
- 3 アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、クロック信号の統計的なゆらぎ(ジッタ)等によるタイミング劣化に対する余裕の度合いを表している。
- 4 アイパターンにおけるアイの縦の開き具合は、信号のレベルが減少したり伝送路の周波数特性が変化することによる符号間干渉に対する余裕の度合いを表している。
- 5 図は、4 値 NRZ 符号のパルス列について、符号間干渉が生じていない状態のアイパターンの概略を示している。



B-1 次の記述は、衛星通信回線の雑音温度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) アンテナを含む地球局の受信系の性能を定量的に表現するための G/T [dB/K] は、一般に、受信機の低雑音増幅器の入力端で測定される $\boxed{ア}$ G [dB] と低雑音増幅器の $\boxed{イ}$ 端で換算した雑音温度 T [K] との比が用いられる。
- (2) 低雑音増幅器の等価雑音温度 T_e [K] は、増幅器の内部で発生し、出力端に加わる雑音電力を入力端の値に換算し、雑音温度に変換したものであり、出力端の全雑音電力は、 $\boxed{ウ}$ [W] で表される。ただし、 k [J/K] はボルツマン定数、 T_0 [K] は周囲温度、 B [Hz] 及び g (真数) は、それぞれ低雑音増幅器の帯域幅及び利得である。
- (3) 低雑音増幅器の雑音指数 F は、等価雑音温度 T_e [K] 及び周囲温度 T_0 [K] との間に、 $F = \boxed{エ}$ の関係がある。
- (4) システム雑音温度は、アンテナ雑音温度と受信機雑音温度(多くの場合、初段の低雑音増幅器の等価雑音温度)との $\boxed{オ}$ で表される。

1 低雑音増幅器の利得	2 入力	3 積	4 $k(T_0 - T_e)Bg$	5 $1 + (T_e/T_0)$
6 アンテナの利得	7 出力	8 和	9 $k(T_0 + T_e)Bg$	10 T_e/T_0

B-2 次の記述は、航空用 DME(距離測定装置)の原理的な構成例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、トランスポンダの応答遅延時間を 50 [μs] とし、1 [nm] は、1,852 [m] とする。

- (1) 航空用 DME は、追跡の状態において、航行中の航空機に対し、既知の地点からの距離情報を □ ア に与える装置であり、使用周波数帯は、□ イ 帯である。
- (2) 図 1 に示す地上 DME(トランスポンダ)は、航空機の機上 DME(インタローゲータ)から送信された質問信号を受信すると、質問信号と □ ウ 周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) 図 2 に示すように、インタローゲータの質問信号の送信から応答信号の受信までの時間が 174 [μs] のとき、航空機とトランスポンダとの距離は、約 □ エ である。
- (4) トランスポンダは、複数の航空機からの質問信号に対し応答信号を送信する。このため、インタローゲータは、質問信号の発射間隔を □ オ し、自機の質問信号に対する応答信号のみを安定に同期受信できるようにしている。

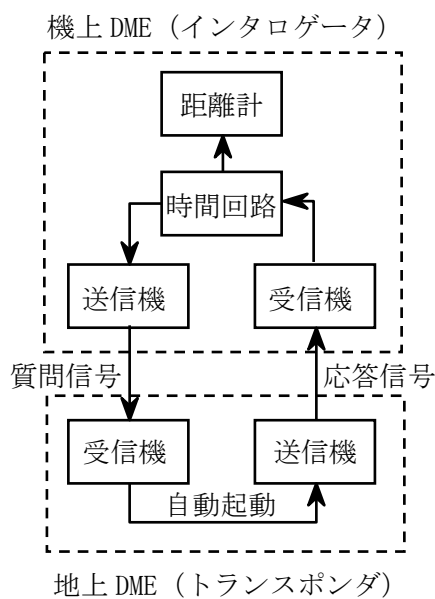


図 1

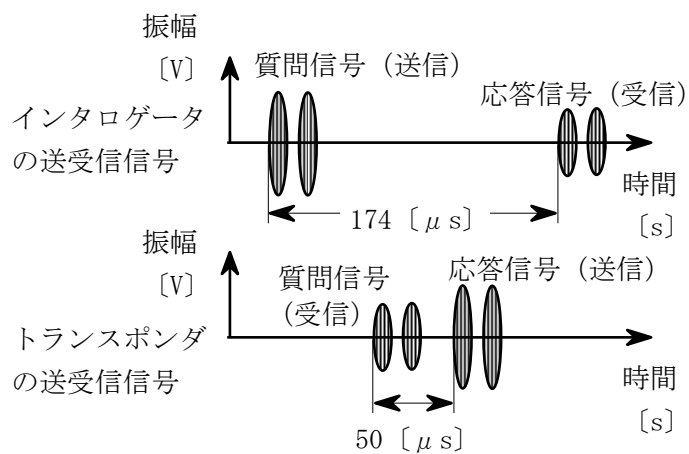
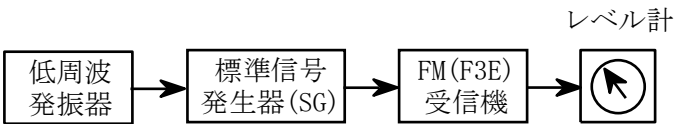


図 2

- | | | | | |
|-------|-------|--------|-----------|--------|
| 1 同一の | 2 単発的 | 3 一定に | 4 10 [nm] | 5 UHF |
| 6 異なる | 7 連続的 | 8 不規則に | 9 20 [nm] | 10 VHF |

B-3 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)受信機の雑音抑圧感度の測定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、雑音抑圧感度は、入力のないときの受信機の復調出力(雑音)を、20 [dB] だけ抑圧するのに必要な入力レベルで表すものとする。

- (1) 受信機のスケルチを □ ア 、標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により最大周波数偏移の許容値の 70 [%] の変調状態で、受信機に 20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の 1/2 となるように □ イ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (3) SG を接(ON)にし、その周波数を変えずに □ ウ で、その出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力(雑音)レベルが(2)で求めた値より 20 [dB] □ エ とする。このときの SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値が求める雑音抑圧感度である。なお、受信機入力電圧は、信号源の開放端電圧で規定されているため、SG の出力が終端表示となっている場合には、測定値が □ オ [dB] 異なる。



- | | | | | |
|----------|----------|--------|-------|------|
| 1 断(OFF) | 2 低周波発振器 | 3 無変調 | 4 高い値 | 5 3 |
| 6 接(ON) | 7 受信機 | 8 変調状態 | 9 低い値 | 10 6 |

B-4 次の記述は、WiMAX と呼ばれ、法令等で規定された我が国の直交周波数分割多元接続方式広帯域移動無線アクセスシステム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。なお、このシステムは、オール IP ベースのネットワークに接続することを前提とし、公衆向けの広帯域データ通信サービスを行うための無線アクセスシステムである。

- ア 5.8 [GHz] 帯の電波が利用されている。
 イ 使用帯域幅にかかわらずサブキャリア間隔を一定にするスケーラブル OFDM が採用されている。これにより、システムの使用帯域幅が変わっても高速移動の環境で生じるドプラ効果の影響をどの帯域幅でも同一とすることが可能である。
 ウ OFDM を使用した WiFi と呼ばれる無線 LAN(小電力データ通信システム)と比較すると、WiMAX は OFDM のサブキャリア数が多いため、長距離及び見通し外通信などにおけるマルチパス伝搬環境下で高速なデータ伝送が可能である。
 エ 通信方式は、一般に周波数の有効利用の面で有利な時分割複信(TDD)方式が規定されている。
 オ 変調方式は、BPSK、QPSK、16QAM、64QAM が規定されている。また、電波の受信状況などに応じて、変調方式を選択して対応する差動位相変調が可能である。

B-5 次の記述は、BPSK や QAM 変調方式における帯域制限の原理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、図 2 及び図 3 の横軸の正規化周波数 fT は、周波数 f [Hz] を $1/T$ [Hz] で正規化したものであり、図 2 の縦軸の正規化振幅スペクトルは、 $|H_D(f)/T|$ を表す。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 のパルスの高さ 1、シンボル周期を T [s] とする矩形波のベースバンドデジタル信号 $h_D(t)$ のスペクトル $H_D(f)$ は、フーリエ変換により次式で表される。

$$H_D(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h_D(t) e^{-j2\pi ft} dt = T \times \text{ア}$$

- (2) (1) のフーリエ変換した正規化振幅スペクトル ($|H_D(f)/T|$) は、図 2 に示す形状で周波数 □ イ □ [Hz] を中心として無限に広がる。よって、この $h_D(t)$ で搬送波を変調すると同じスペクトル形状で帯域が広がるため、帯域制限が必要になる。

- (3) $h_D(t)$ をフィルタを用いて帯域制限し、□ ウ □ 干渉を生じないようにするためには、フィルタのインパルス応答がシンボル周期 T [s] の整数倍の時刻ごとにゼロクロスしなければならない。このことは、ナイキスト間隔でインパルス列を送信し、受信パルスの中央で行う瞬時検出に対して □ ウ □ 干渉が零であることをいう。

- (4) (3) の基準を満足するロールオフフィルタは、図 3 に示すような特性を有し、ロールオフファクタ α は、 $0 \leq \alpha \leq 1$ の値をとる。ロールオフフィルタの出力の周波数帯域幅は、 α が小さいほど □ エ □ なるが、半面、振幅変動が大きくなり、シンボル判定のタイミングがずれると □ ウ □ 干渉特性の劣化が大きくなる。なお、 α は、帯域制限の傾斜の程度を示す係数であり、図 3 では、 $\alpha=1.0$ 、 $\alpha=0.5$ 及び理想矩形フィルタとして $\alpha=0$ の特性を示している。

- (5) 無線伝送では、 $h_D(t)$ をロールオフフィルタで帯域制限した信号で搬送波を変調するので、その周波数帯域幅は、シンボル周期 T [s] 及び α で表すと、周波数帯域幅 = □ オ □ [Hz] となる。なお、図 2 では、図 3 に示す $\alpha=0$ のときの通過帯域幅を $h_D(t)$ のスペクトル(絶対値)に重ねて示している。

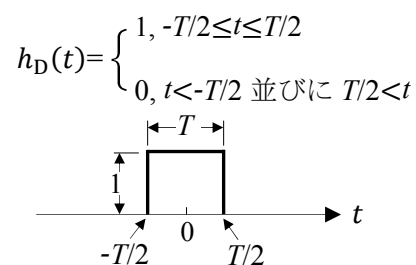


図 1 ベースバンドデジタル信号 $h_D(t)$

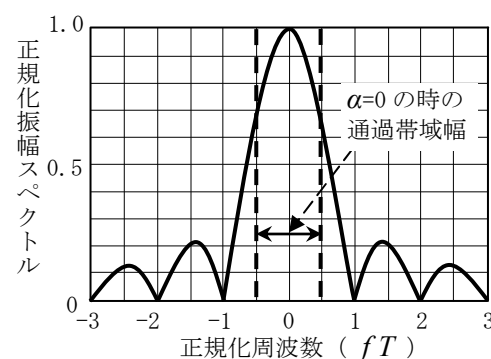


図 2 $h_D(t)$ のスペクトル(絶対値)

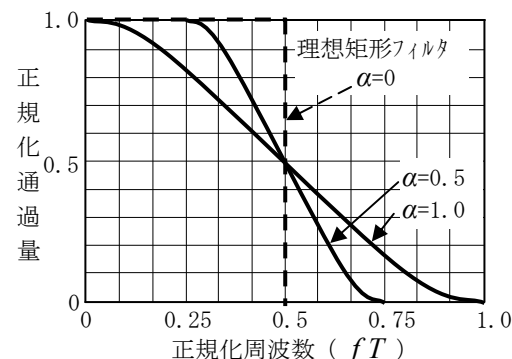


図 3 ロールオフフィルタの特性

- | | | | | |
|---------|------|----------------------------------|-----------------|-------------------------|
| 1 マルチパス | 2 狭く | 3 $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 4 0 | 5 $\frac{1+\alpha}{2T}$ |
| 6 シンボル間 | 7 広く | 8 $\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$ | 9 $\frac{1}{T}$ | 10 $\frac{1+\alpha}{T}$ |