

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 次の記述は、直交周波数分割多重 (OFDM) 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。

- 各サブキャリアを直交させてお互いに干渉させずに最小の周波数間隔で配置している。情報のシンボルの長さを T [s] とし、サブキャリアの間隔を ΔF [Hz] とすると直交条件は、 $\Delta F \times T = 1$ である。
- 周波数領域から時間領域への変換では、変調シンボルをサブキャリア間隔で配置し、これに高速フーリエ変換 (FFT) を施すことによって時間波形を生成する。
- 高速のデータを複数の低速データ列に分割し、複数のサブキャリアを用いて並列伝送を行うため、各サブキャリア信号のシンボル時間が遅延スプレッドに比較して相対的に短くなるので、マルチパス遅延波による干渉を低減することができる。
- 高速フーリエ変換 (FFT) を施した出力データに外符号という干渉を軽減させるための冗長信号を挿入することによって、マルチパス遅延波の干渉を効率よく除去できる。
- サブキャリア信号のそれぞれの変調波がランダムにいろいろな振幅や位相をとり、これが合成された送信波形は、各サブキャリアの振幅や位相の関係によってその振幅変動が大きくなるため、送信増幅では、非線形領域で増幅を行う必要がある。

A－2 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 (ISDB-T) 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。

- 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。
- 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。
- 一般的に、2次元DCTで変換した周波数成分 (DCT係数) は、高い周波数成分が圧倒的に多く、低い周波数成分はごく少なくなる。
- 2次元DCTで変換した周波数成分 (DCT係数) のうち、高い周波数成分に対して人間の視覚が鈍感であり、高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－3 次の記述は、振幅変調 (A3E) 波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、搬送波を $A \cos \omega t$ [V]、変調信号を $B \cos pt$ [V] とし、 A [V] は搬送波の振幅、 B [V] は変調信号の振幅、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 p [rad/s] は変調信号の角周波数を表すものとし、 $A \geq B$ とする。また、変調度を m とする。

- A3E 波 e は、次式で表される。

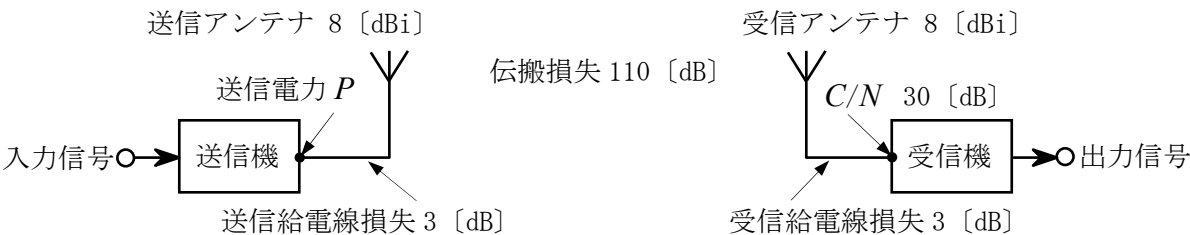
$$e = \square A \text{ [V]}$$
- 変調度 m は、次式で表される。

$$m = \square B \times 100 \text{ [\%]}$$
- 変調度が 50 [%] のとき、A3E 波の上側波帯の電力と下側波帯の電力の和の値は、搬送波電力の値の $\square C$ である。

| | A | B | C |
|---|---|---------|-------|
| 1 | $B \cos \omega t + B m \cos pt \cos \omega t$ | B / A | 1 / 4 |
| 2 | $B \cos \omega t + A m \cos pt \cos \omega t$ | A / B | 1 / 8 |
| 3 | $A \cos \omega t + A m \cos pt \cos \omega t$ | B / A | 1 / 4 |
| 4 | $A \cos \omega t + A m \cos pt \cos \omega t$ | B / A | 1 / 8 |
| 5 | $A \cos \omega t + A m \cos pt \cos \omega t$ | A / B | 1 / 4 |

A－4 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 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 3 [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 8 [dBi]、両アンテナ間の伝搬損失を 110 [dB] とし、1 [W] を 0 [dBW] とする。また、受信機の雑音指数 F を 2.5 (真数)、等価雑音帯域幅 B 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]、雑音電力の入力換算値を $kTBF$ [W] とする。

- 10 [mW]
- 100 [mW]
- 1 [W]
- 10 [W]
- 20 [W]



A-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の正しい組合せ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る。また、図 2 の縦軸の正規化振幅は、 $|G(f)/T|$ を表す。

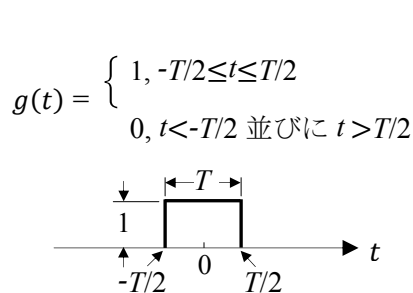


図 1 ベースバンドデジタル信号 $g(t)$

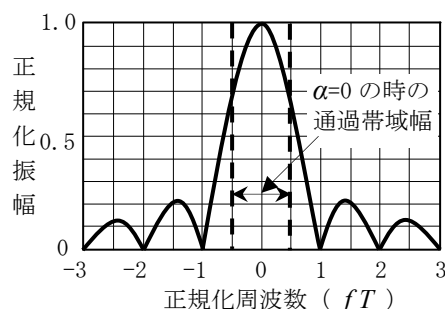


図 2 $g(t)$ のスペクトル(絶対値)

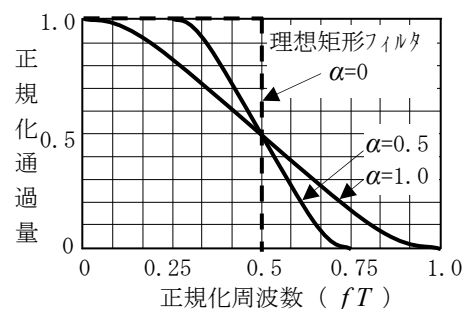


図 3 ロールオフフィルタの特性

- (1) 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 $g(t)$ のスペクトル $G(f)$ は、フーリエ変換により次式で表される。

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi ft} dt = T \times \boxed{A}$$

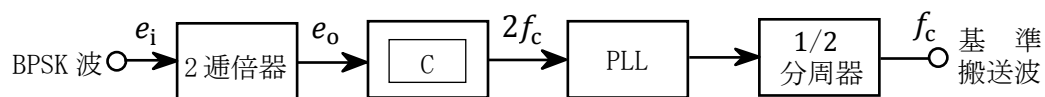
- (2) (1) のフーリエ変換した正規化振幅 ($|G(f)/T|$) は、図 2 に示す形状で周波数 0 [Hz] を中心として無限に広がる。よって、この $g(t)$ で搬送波を変調すると同じスペクトル形状で帯域が広がるため、帯域制限が必要になる。
- (3) $g(t)$ をフィルタを用いて帯域制限し、シンボル間干渉を生じないようにするためには、フィルタのインパルス応答がシンボル周期 T [s] の整数倍の時刻ごとにゼロクロスしなければならない。

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シンボル間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 □ B □ 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シンボル間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、 $g(t)$ をロールオフフィルタで帯域制限した信号で搬送波を線形変調するので、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 = □ C □ [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 $g(t)$ のスペクトル(絶対値)に重ねて示している。

| | A | B | C |
|---|--------------------------------|----|-----------------------|
| 1 | $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 狭く | $\frac{1+\alpha}{T}$ |
| 2 | $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 広く | $\frac{1+\alpha}{T}$ |
| 3 | $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 狭く | $\frac{1+\alpha}{2T}$ |
| 4 | $\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$ | 広く | $\frac{1+\alpha}{2T}$ |
| 5 | $\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$ | 狭く | $\frac{1+\alpha}{2T}$ |

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。

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

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

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos\{2\pi(2f_c)t + \boxed{A}\} \text{ [V]} \dots\dots \textcircled{2}$$

- (3) 式②から、 e_i を 2 通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 通倍器の出力には、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 | $2\pi s(t)$ | $\pi/2$ | 高域フィルタ (HPF) |
| 2 | $2\pi s(t)$ | π | 帯域フィルタ (BPF) |
| 3 | $2\pi s(t)$ | $\pi/2$ | 帯域フィルタ (BPF) |
| 4 | $\pi s(t)$ | $\pi/2$ | 高域フィルタ (HPF) |
| 5 | $\pi s(t)$ | π | 帯域フィルタ (BPF) |

A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変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。ただし、 a_0 、 a_1 、 a_2 及び a_3 は、それぞれ、直流分、1次、2次及び3次の項の係数を示す。なお、同じ記号の □ 内
には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o とすると、一般に入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1e_i + a_2e_i^2 + a_3e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1 、 f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1 、 f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は中間周波数と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。

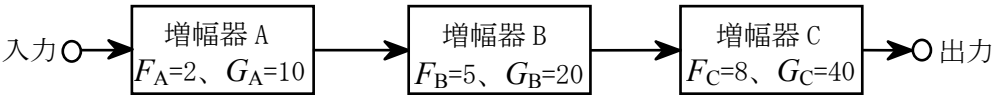
| | A | B | C |
|---|---|-------|-----|
| 1 | 3 | F_1 | 小さく |
| 2 | 3 | F_2 | 大きく |
| 3 | 2 | F_1 | 大きく |
| 4 | 2 | F_3 | 小さく |
| 5 | 2 | F_2 | 小さく |
- (2) 周波数差の等しい3つの波 F_1 、 F_2 、 F_3 [Hz] ($F_1 < F_2 < F_3$ とする)が存在するとき、他の2波による3次の相互変調積の妨害を最も受けにくいのは □ である。
- (3) 相互変調積を小さくするには、できるだけ、高周波増幅器等の利得を □ し、非直線動作をしにくくする。

A-8 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の影像(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_0 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_0 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 $2f_i$ 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、□ を影像周波数という。

| | A | B | C |
|---|--------|----|----------|
| 1 | $2f_i$ | 低く | 中間周波増幅回路 |
| 2 | $2f_i$ | 高く | 中間周波増幅回路 |
| 3 | $2f_i$ | 高く | 高周波増幅回路 |
| 4 | f_u | 高く | 高周波増幅回路 |
| 5 | f_u | 低く | 中間周波増幅回路 |
- (2) 影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影像周波数選択度などという。
- (3) この影像周波数による混信の軽減法には、中間周波数を □ 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 □ の選択度を良くする方法などがある。

A-9 図に示す縦続接続した増幅器 A、B、C において、それぞれの増幅器の雑音指数 F_A 、 F_B 、 F_C 及び利得 G_A 、 G_B 、 G_C を、それぞれ $F_A=2$ 、 $F_B=5$ 、 $F_C=8$ 及び $G_A=10$ 、 $G_B=20$ 、 $G_C=40$ としたときの総合の雑音指数 F の値として最も近いものを下の番号から
選べ。ただし、各増幅器の帯域幅は等しく、かつ、入出力端は整合しているものとする。また、数値は全て真数とする。



- 1

2.0
- 2

2.2
- 3

2.4
- 4

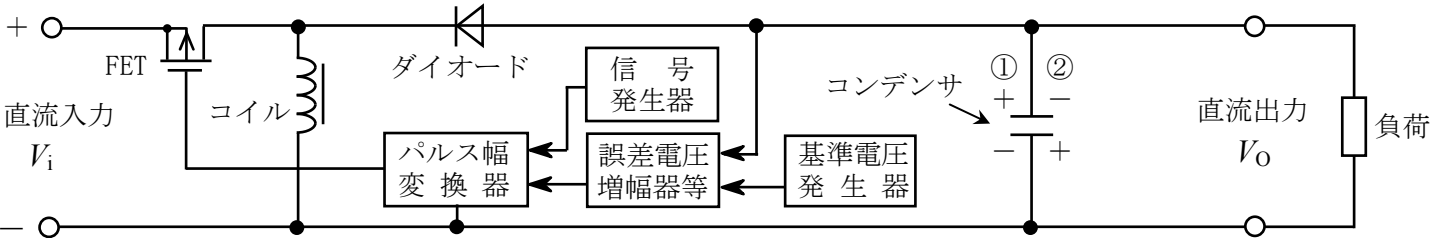
2.7
- 5

5.0

A-10 次の記述は、図に示すPWM(パルス幅変調)制御のDC-DCコンバータの原理的な構成例についてその動作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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) FETの導通(ON)時間、つまり □ の出力のパルス幅を変化させ、直流出力の電圧 V_O を制御する。FETが導通(ON)している期間では、□ にエネルギーが蓄積される。

| | A | B | C |
|---|---------|-------|---|
| 1 | 信号発生器 | コンデンサ | ② |
| 2 | 信号発生器 | コイル | ① |
| 3 | パルス幅変換器 | コイル | ① |
| 4 | パルス幅変換器 | コイル | ② |
| 5 | パルス幅変換器 | コンデンサ | ① |
- (2) FETが断(OFF)になると、電流の方向は、電流を流れ続けさせようとする □ に蓄積されたエネルギーによって、負荷から □ に流れ込む方向となる。このため、ダイオードのカソード側の電位は負に振れ、ダイオードを導通(ON)にしてコンデンサを図の □ に示す極性に充電する。



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 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。
- 2 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。
- 3 定常時には、商用電源からの交流入力を変換した直流電力に変換し、その直流電力を負荷に供給する。
- 4 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。
- 5 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。

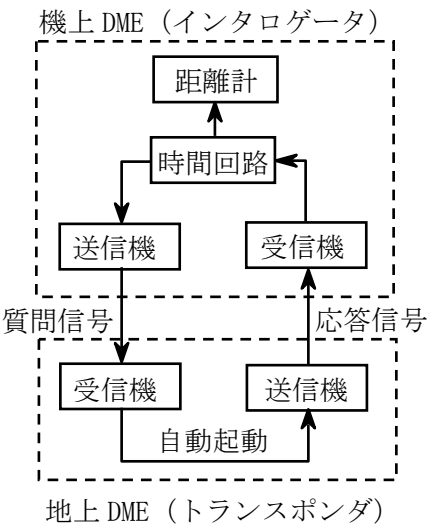
A-12 次の記述は、図に示す航空用DME(距離測定装置)の原理的な構成例等について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 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連続的に与える装置であり、使用周波数帯は、□A□帯である。

(2) 地上DME(トランスポンダ)は、航空機の機上DME(インタロゲータ)から送信された質問信号を受信すると、質問信号と□B□周波数の応答信号を自動的に送信する。

(3) 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、インタロゲータは、質問信号の発射間隔を□C□にし、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。

| | A | B | C |
|---|-----|-----|-----|
| 1 | VHF | 同一の | 一定 |
| 2 | VHF | 同一の | 不規則 |
| 3 | UHF | 同一の | 一定 |
| 4 | UHF | 異なる | 一定 |
| 5 | UHF | 異なる | 不規則 |



A-13 レーダー方程式を用いて求めたパルスレーダーの最大探知距離の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信せん頭出力を16[kW]、物標の有効反射断面積を $10\pi^2$ [m²]、アンテナの利得及び実効面積をそれぞれ40[dB]及び1.6[m²]とし、物標は、受信機の受信電力が-100[dBm]以上のとき探知できるものとする。また、1[mW]を0[dBm]とする。

- 1 120 [km]

2 160 [km]

3 200 [km]

4 280 [km]

5 320 [km]

A-14 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 | 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 |
| 2 | プリアサイメント | 一定の | デマンドアサイメント | 小さな |
| 3 | デマンドアサイメント | 一定の | プリアサイメント | 小さな |
| 4 | デマンドアサイメント | 一定の | プリアサイメント | 大きな |
| 5 | 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 |

A-15 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 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。
- 3 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/N_q)の値は、量子化ステップ数が増えれば大きくなる。
- 4 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、22[kHz]である。
- 5 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高域の周波数成分が減衰する。

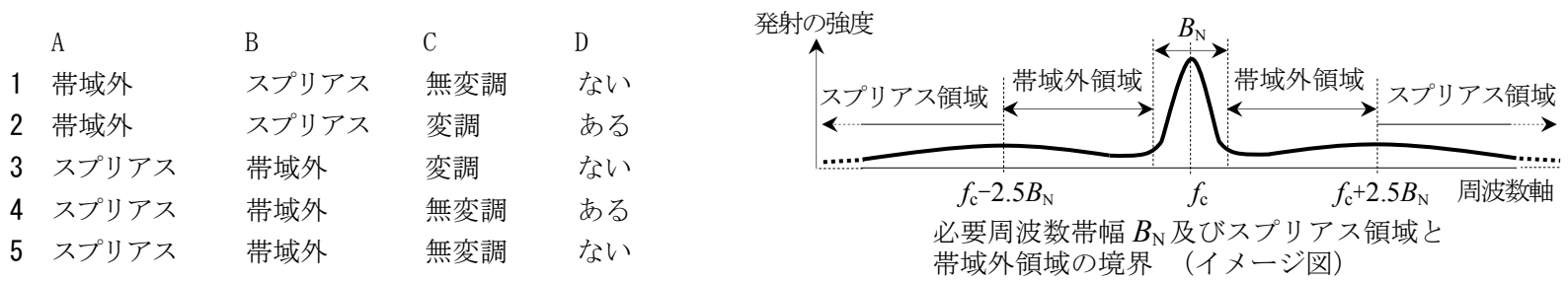
A-16 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる符号誤り訂正等について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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、□ A □、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、符号器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、受信側の復号器ではそれを用いて、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、□ B □ 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 □ C □ の関数として定まる符号をブロック符号、□ D □ の関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

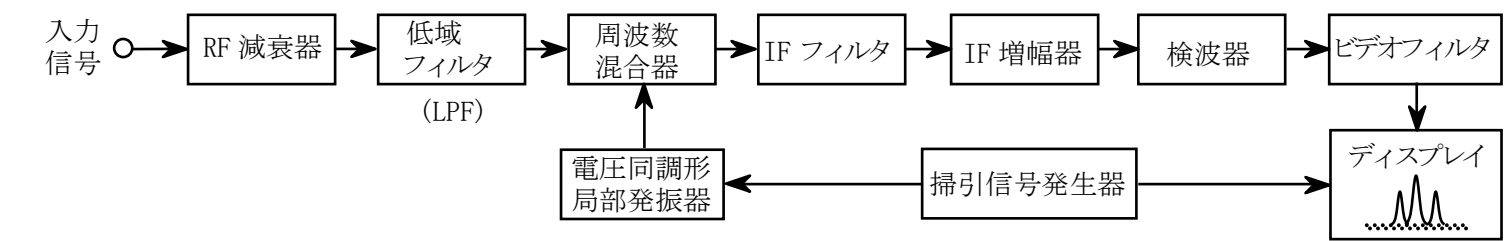
| A | B | C | D |
|-----------|-----------|----------------|----------------|
| 1 他の信号の干渉 | k/n | 同じブロックの情報ビットだけ | 過去にわたる複数の情報ビット |
| 2 他の信号の干渉 | $(n-k)/n$ | 同じブロックの情報ビットだけ | 過去にわたる複数の情報ビット |
| 3 他の信号の干渉 | $(n-k)/n$ | 過去にわたる複数の情報ビット | 同じブロックの情報ビットだけ |
| 4 送信情報の種類 | $(n-k)/n$ | 同じブロックの情報ビットだけ | 過去にわたる複数の情報ビット |
| 5 送信情報の種類 | k/n | 過去にわたる複数の情報ビット | 同じブロックの情報ビットだけ |

A-17 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基に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、不要発射とはスプリアス発射及び帯域外発射をいう。また、帯域外発射とは、必要周波数帯に近接する周波数の電波の発射で情報の伝送のための変調の過程において生ずるものをいう。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 「□ A □ 領域におけるスプリアス発射の強度」の測定は、無変調状態において、□ A □ 領域におけるスプリアス発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。
- (2) 「□ B □ 領域における不要発射の強度」の測定は、□ C □ 状態において、中心周波数 f_c [Hz] から必要周波数帯幅 B_N [Hz] の ± 250 [%] 離れた周波数を境界とした □ B □ 領域における不要発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。この測定では、□ C □ 状態において、不要発射が周波数軸上に膨らんで出てくる可能性が □ D □ ことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲内に含まれる不要発射の電力を積分した値を測定する。
- (3) 無変調状態にすることが困難なデジタル変調等の送信設備については、「□ A □ 領域における不要発射の強度」として測定し、その測定値が許容値内であることを確認する場合もある。この他、許容値等の規定が送信設備によって異なるものがあるため、測定に際しては、測定条件や許容値等について送信設備毎に確認することが必要である。



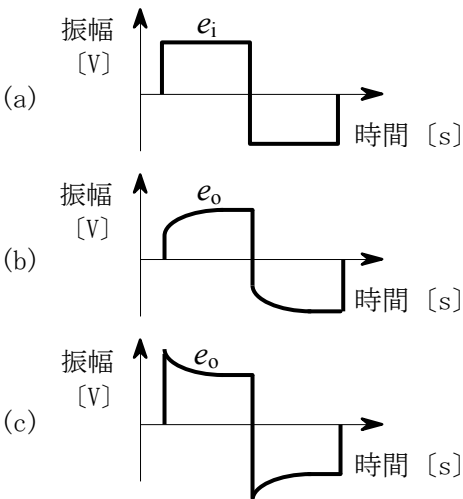
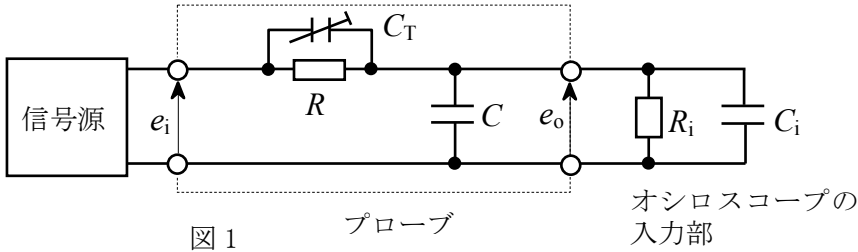
A-18 次の記述は、図に示すスーパーヘテロダイン方式によるアナログ型のスペクトルアナライザの原理的な構成例について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。



- 1 周波数分解能は、分解能帯域幅(RBW)と呼ばれる IF(中間周波)フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- 2 ディスプレイ上に表示される雑音のレベルは、雑音の分布が一樣分布のとき周波数分解能が高いほど低くなる。
- 3 周波数掃引時間は、周波数分解能が高いほど短くする必要がある。
- 4 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。
- 5 ビデオフィルタは、カットオフ周波数可変の低域フィルタ(LPF)で、雑音レベルに近い微弱な信号を浮き立たせる効果がある。

A-19 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 [Ω] 及び静電容量 C_i [F] で構成され、また、プローブは、抵抗 R [Ω]、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 の値を小さくすると、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。

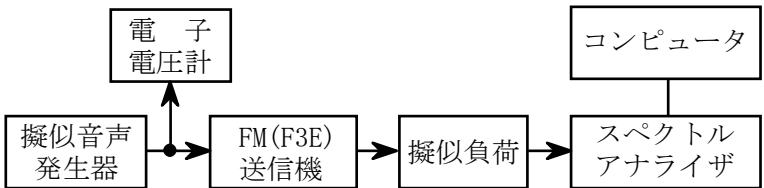


| | A | B | C | D |
|---|------------------------|-----|-------|-----|
| 1 | $(C + C_i)R = C_T R_i$ | 大きく | 持ち上がる | (c) |
| 2 | $(C + C_i)R = C_T R_i$ | 小さく | 落ちる | (c) |
| 3 | $(C + C_i)R_i = C_T R$ | 小さく | 持ち上がる | (c) |
| 4 | $(C + C_i)R_i = C_T R$ | 大きく | 持ち上がる | (b) |
| 5 | $(C + C_i)R_i = C_T R$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

A-20 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 送信機の占有周波数帯幅の測定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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

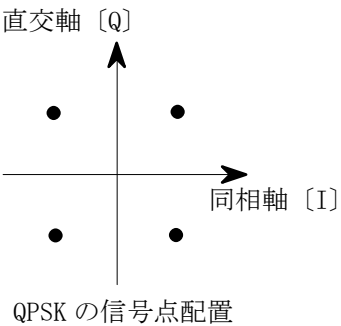
- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A □ [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、規定の変調度に変調された周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の 2~3.5 倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。
- (3) 取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_1 [Hz] を求める。同様に上側の周波数から積算し、その値が全電力の □ B □ [%] となる周波数 f_2 [Hz] を求める。このときの占有周波数帯幅は、□ C □ [Hz] で表される。

| | A | B | C |
|---|----|------|-----------------|
| 1 | 99 | 0.5 | $(f_2 - f_1)$ |
| 2 | 99 | 0.5 | $(f_2 + f_1)/2$ |
| 3 | 99 | 1.0 | $(f_2 - f_1)$ |
| 4 | 90 | 10.0 | $(f_2 - f_1)$ |
| 5 | 90 | 5.0 | $(f_2 + f_1)/2$ |



B-1 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を下の番号から選べ。

- (1) OQPSK 変調波の包絡線の振幅変動は、QPSK 変調波のそれに比べ □ ア □ 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。
- (2) 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 □ イ □ [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 □ ウ □ を表している。
- (3) 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 □ エ □ 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 □ オ □ 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。



| | | | | | | | | | |
|---|-----|---|--------|---|-----|---|-----------|----|------------------|
| 1 | 小さく | 2 | 2π | 3 | 最大値 | 4 | 1 シンボル | 5 | $\pm\pi/2$ [rad] |
| 6 | 大きく | 7 | π | 8 | 0 | 9 | 1 シンボルの半分 | 10 | $\pm\pi/4$ [rad] |

B-2 次の記述は、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) フェージング対策用の自動等化器には、大別すると、□ア領域で等化を行うものと□イ領域で等化を行うものがある。
- (2) □ア領域の等化は、等化器の特性をフェージングによる伝送路の伝達関数と□ウとなるようにし、復調前の段階で振幅及び遅延周波数特性を補償する。
- (3) トランスバーサル自動等化器などによる□イ領域の等化は、□エの軽減に効果がある。
- (4) 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が□オ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。

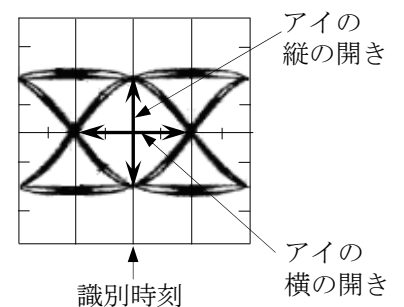
- | | | | | |
|-------|------|--------|---------|--------|
| 1 周波数 | 2 近傍 | 3 同じ特性 | 4 符号間干渉 | 5 小さい |
| 6 時間 | 7 遠方 | 8 逆の特性 | 9 トラヒック | 10 大きい |

B-3 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。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- ア 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。
- イ 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。
- ウ 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。
- エ 回路網と測定器を接続するケーブルなどの接続回路による測定誤差は、測定前の校正によっても補正することはできない。
- オ 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。

B-4 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 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。
- イ アイパターンには、雑音や波形ひずみ等により影響を受けたパルス波形が重ね合わされている。
- ウ アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、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。
- エ アイパターンにおけるアイの縦の開き具合は、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。
- オ 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。



B-5 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□ア G [dB] と低雑音増幅器の□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、□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、 $F =$ □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□オで表される。

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