

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

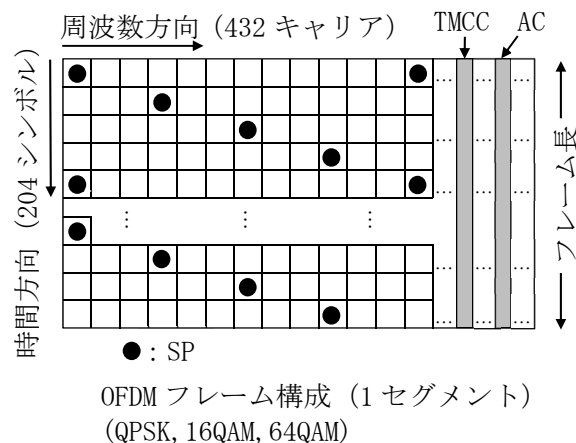
25 問 2 時間 30 分

A-1 次の記述は、図に示す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)で規定されている、モード3における同期変調部の OFDM フレーム構成並びに等化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。

- OFDM は多くのキャリアを用いて伝送しているが、周波数選択性フェージング等によりキャリアごとに振幅変動や位相回転が発生するため、振幅や位相をキャリアごとに補正し信号点を本来の位置に戻す等化が必要となる。
- 地上系デジタル放送では、図に示すとおり OFDM フレームに振幅・位相が一定の基準信号である分散パイロット信号 SP(Scattered Pilot)が付加されており、最大ガードインターバル期間長 □ A □ [μs] に対応する等化を可能としている。(ただし、有効シンボル期間長を 1,008 [μs]、ガードインターバル比を 1/4 とする。)
- SP は、周波数方向は 12 キャリアに 1 回、時間方向は 4 シンボルに 1 回挿入されており、シンボル方向に補間することで、補完フィルタの特性を考慮しなければ原理的には □ B □ キャリア間隔の SP による □ C □ [μs] の範囲の等化が可能となり、SP を利用して各キャリアの振幅および位相の変動を推定し、等化に必要な伝達関数を作り出し除算することにより等化を行う。

| | A | B | C |
|---|-----|---|-----|
| 1 | 252 | 3 | 420 |
| 2 | 336 | 3 | 448 |
| 3 | 252 | 3 | 336 |
| 4 | 252 | 4 | 252 |
| 5 | 336 | 4 | 315 |

TMCC: Transmission and
Multiplexing
Configuration Control
AC: Auxiliary Channel



A-2 次の記述は、図に示す BPSK 信号及び 16QAM 信号の信号点間距離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。ただし、ピーク電力とは搬送波周波数帯における変調信号のピーク電力の事であり、負荷抵抗を 1 [Ω]、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\log_{10}3 = 0.5$ とする。

- 図 1 に示す BPSK 信号の信号点間距離が a のとき、BPSK 信号のピーク電力は、 a を用いて □ A □ で表せる。
- 図 2 に示す 16QAM 信号の信号点間距離が b のとき、16QAM 信号のピーク電力は、 b を用いて □ B □ で表せる。
- 妨害に対する余裕度を一定にするため、図 2 の b を図 1 の a と等しくしたときの 16QAM 信号のピーク電力は、BPSK 信号のピーク電力より、約 □ C □ [dB] 高くなる。

| | A | B | C |
|---|---------|----------|----|
| 1 | $a^2/4$ | $9b^2/2$ | 13 |
| 2 | $a^2/4$ | $9b^2/4$ | 10 |
| 3 | $a^2/8$ | $9b^2/4$ | 13 |
| 4 | $a^2/8$ | $9b^2/2$ | 16 |
| 5 | a^2 | $9b^2/2$ | 7 |

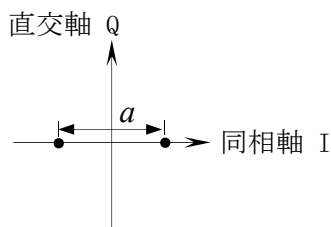


図 1 BPSK 信号空間ダイアグラム

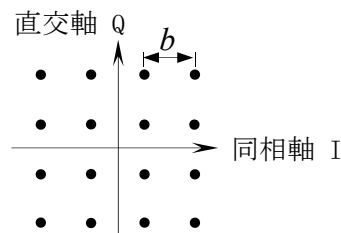


図 2 16QAM 信号空間ダイアグラム

A-3 次の記述は、FSK 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。

- FSK 変調において、2 値のデジタル信号が“0”のときの周波数を f_1 、位相を φ_1 、“1”のときの周波数を f_2 、位相を φ_2 とすると、FSK により変調された信号はそれぞれ $S_0(t) = A\cos(2\pi f_1 t + \varphi_1)$ 、 $S_1(t) = A\cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)$ となる。(A は振幅)
- ここで、 $S_0(t)$ と $S_1(t)$ がたがいに干渉しない (直交する) 条件は、シンボル長を T とすると次式が成り立つ必要がある。

$$\int_0^T S_0(t)S_1(t)dt = \frac{A^2}{2} \int_0^T [\cos\{2\pi(f_1 + f_2)t + \varphi_1 + \varphi_2\}]dt + \frac{A^2}{2} \int_0^T [\cos\{2\pi(f_1 - f_2)t + \varphi_1 - \varphi_2\}]dt = 0$$
- f_1 と f_2 は十分大きいので第 1 項は無視できるとし、信号切り替え時 (積分開始点 $t=0$) では位相が連続 ($\varphi_1 = \varphi_2$) とすると、第 2 項が 0 となるための直交条件は $2\pi(f_1 - f_2)T = \square A \square$ (n は任意の整数) である。ここで、 $(f_1 - f_2)T$ は変調指数を表しており、直交条件を満足し周波数スペクトルの広がり最も小さい変調指数 □ B □ の位相連続 FSK を MSK と呼ぶ。
- MSK は FSK のなかで最も帯域幅が狭くてすむ信号であるが、ベースバンド信号にガウスフィルタをかけて MSK 変調を行う方式を GMSK (Gaussian filtered MSK) と呼び、MSK の利点を生かしつつさらに □ C □ が図れる。

| | A | B | C |
|---|----------------------|------|----------|
| 1 | $\{1/2 + (n-1)\}\pi$ | 0.5 | 狭帯域化 |
| 2 | $\{1/2 + (n-1)\}\pi$ | 0.25 | 狭帯域化 |
| 3 | $\{1/2 + (n-1)\}\pi$ | 0.25 | 誤り率特性の向上 |
| 4 | $n\pi$ | 0.5 | 狭帯域化 |
| 5 | $n\pi$ | 0.5 | 誤り率特性の向上 |

A-4 次の記述は、図に示す構成例によるデジタル処理型のAM(A3E)送信機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、PA-1～PA-23は、それぞれ同一の電力増幅器(PA)であり、100%変調時には、全てのPAが動作するものとし、D/A変換の役目をする電力加算部、帯域フィルタ(BPF)は、理想的に動作するものとする。また、搬送波を波形整形した矩形波の励振入力に加えられた各PAは、デジタル信号のビット情報により制御されるものであり、MSBは最上位ビット、LSBは最下位ビットである。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 入力

の音声信号に印加される直流成分は、無変調時の□A□を決定する。
- (2) 直流成分が印加された音声信号は、12ビットのデジタル信号に変換され、おおまかな振幅情報を表す□B□側の4ビットと細かい振幅情報を表す□C□側の8ビットに分けられる。□B□側の4ビットは、エンコーダにより符号変換され、PA-1～PA-15に供給される。□C□側の8ビットは、符号変換しないでPA-16～PA-23に供給される。
- (3) PA-16～PA-23の出力は、図に示すように電力加算部のトランスの巻線比を変えてPAの負荷インピーダンスを変化させることにより、それぞれ1/2、1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128、1/256に重み付けされ、電力加算部でPA-1～PA-15の出力と合わせて電力加算される。その加算された出力は、BPFを通すことにより、振幅変調(A3E)された送信出力となる。
- (4) 送信出力における無変調時の搬送波出力電力を800[W]とした場合、PA-1～PA-15それぞれが分担する100%変調時の尖頭(ピーク)電力は、約□D□[W]となる。

| | | | |
|--------|-----|-----|-----|
| A | B | C | D |
| 1 電力効率 | LSB | MSB | 200 |
| 2 電力効率 | MSB | LSB | 100 |
| 3 送信出力 | MSB | LSB | 100 |
| 4 送信出力 | MSB | LSB | 200 |
| 5 送信出力 | LSB | MSB | 100 |

エンコーダ: 入力の4ビットデータの内容により、制御(動作)するPAを定める役目をする。例えば、4ビットデータが0001であればPA-1を動作、0010であればPA-1とPA-2を動作、・・・、1111であればPA-1～PA-15を動作させる。

A-5 $e = A(1 + m \sin pt) \sin \omega t$ [V] で表される振幅変調(A3E)波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流 i は、 $i = ke^2$ [A] で表すことができる。この検波電流 i に含まれる信号波成分と信号波の第2高調波成分の大きさを表す式の組み合わせとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 A [V] は搬送波の振幅、 m は、 $m \times 100$ [%] として e の変調度、 p [rad/s] は信号波の角周波数、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 k は定数を表すものとし、また、 $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$ である。

| | 信号波成分 | 第2高調波成分 |
|---|-----------|---------------|
| 1 | kA^2m | $k^2A^2m^2/4$ |
| 2 | kA^2m | $kA^2m^2/4$ |
| 3 | k^2Am | $k^2Am^2/4$ |
| 4 | k^2A^2m | $k^2A^2m^2/4$ |
| 5 | k^2A^2m | $kA^2m^2/4$ |

A-6 次の記述は、BPSK信号等の復調(検波)方式である遅延検波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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 遅延検波方式は、基準搬送波再生回路を必要としない復調方式であり、1シンボル□A□の変調されている搬送波を基準搬送波として位相差を検出する。
- (2) 遅延検波方式は、送信側において必ず□B□符号化を行わなければならない。
- (3) 遅延検波方式は、受信信号をそのまま基準搬送波として用いるので、基準搬送波も情報信号と同程度に雑音で劣化させられており、理論特性上、同じC/Nに対してビット誤り率の値が同期検波方式に比べて大きい。また、□B□符号化を施したDBPSK変調とDQPSK変調では、同じC/Nにおけるビット誤り率特性は□C□変調の方が悪い。

| | A | B | C |
|---|---|------|-------|
| 1 | 後 | 差動 | DBPSK |
| 2 | 後 | 帯域分割 | DBPSK |
| 3 | 後 | 帯域分割 | DQPSK |
| 4 | 前 | 帯域分割 | DQPSK |
| 5 | 前 | 差動 | DQPSK |

A-7 次の記述は、FM(F3E)受信機のスレッシュホ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、受信機の内部雑音電力を p_{ni} [W]、スレッシュホルドレベルを p_{th} [W] とし、 $\log_{10}2 = 0.3$ 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。このような状態の起こり始める点をスレッシュホルドといい、そのときの受信入力レベルをスレッシュホルドレベルという。

(2) スレッシュホルドは、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、搬送波の尖頭電圧は実効値の+3 [dB]、連続雑音の尖頭電圧は実効値の+12 [dB] であるから、それぞれの実効値を E_c 及び E_N とすると、 E_c と E_N の関係は □A□ となり、 p_{ni} と p_{th} との関係は □B□ になる。このことからスレッシュホルドレベルは内部雑音電力より □C□ [dB] 高い受信入力レベルとなることがわかる。
- | | A | B | C |
|---|----------------------|----------------------------|---|
| 1 | $E_c = 8E_N$ | $p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$ | 6 |
| 2 | $E_c = 8E_N$ | $p_{th} = 8p_{ni}$ | 9 |
| 3 | $\sqrt{2}E_c = 4E_N$ | $p_{th} = 8p_{ni}$ | 9 |
| 4 | $\sqrt{2}E_c = 4E_N$ | $p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$ | 9 |
| 5 | $\sqrt{2}E_c = 4E_N$ | $p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$ | 6 |

A-8 次の記述は、AM(A3E)スーパーヘテロダイン受信機において生ずることのある、相互変調及び混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。

- (1) 妨害波の周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] のとき、回路の非直線性によって生ずる周波数成分のうち、 $2f_1 - f_2$ [Hz] 及び $2f_2 - f_1$ [Hz] は □A□ の相互変調積の周波数成分である。

(2) 混変調は、希望波を受信している受信機に通過帯域外にある強力な妨害波が混入したとき、回路の非直線性によって生じた混変調積により、妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が □B□ を受ける現象である。

(3) 希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が f_m [Hz] 及び妨害波の側波帯成分の周波数が $f_u + f_m$ [Hz] のとき、周波数成分 □C□ [Hz] の3次の混変調積が生ずる。
- | | A | B | C |
|---|----|----|---------------|
| 1 | 3次 | 抑圧 | $f_d \pm f_u$ |
| 2 | 3次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |
| 3 | 3次 | 変調 | $f_d \pm f_u$ |
| 4 | 5次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |
| 5 | 5次 | 抑圧 | $f_d \pm f_m$ |

A-9 次の記述は、鉛蓄電池の一般的な充電方法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 準定電流充電は、直流電源と電池との間に抵抗を直列に入れて充電電流を制限する方法である。充電電流は初期には大きいが高すぎではなく、また、終期には所定値以下になるようにセットできる。

2 定電圧充電は、充電器の出力電圧を一定電圧に保って充電する方法であり、充電電流は初期に大きく徐々に低下する。

3 定電流・定電圧充電は、充電の初期及び中期は定電流で比較的急速に充電し、その後定電圧に切り換え充電する方法である。

4 浮動充電は、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。

5 トリクル充電は、負荷に対して整流電源(直流電源)と電池を並列に接続された状態で、負荷電流に近い電流で絶えず充電することで、負荷の変動を電池で吸収しつつ、常に充電状態に保っておく方式である。

A-10 次の記述は、電源回路に用いるツェナー・ダイオード(Dz)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 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。

2 Dz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。

3 原理的に、正の温度係数のDzに直列に負の温度係数のシリコン・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。

4 一般的傾向として、ツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より高いDzは負の温度係数、またツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より低いDzは正の温度係数となる。

5 Dzの逆方向特性は、主にトンネル効果とアバランシェ効果の影響を受けるが、一般的にツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より低いとトンネル効果が支配的となる。

A-11 次の記述は、航法援助施設や着陸用援助施設等の航空用無線施設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 DME(Distance Measuring Equipment)は、航空機から発射されたパルス(質問信号)に対して、地上局が異なる周波数のパルス(応答信号)を航空機に送り返すことで、信号の往復に要した時間より航空機と地上局間の距離を測定する。

2 SBAS(Satellite-Based Augmentation System)は、静止衛星からディファレンシャル補正情報等のGPSの補強信号を放送することで、航空路からターミナル進入フェーズまで広い範囲にわたって測位精度を向上させる。

3 GBAS(Ground-Based Augmentation System)は、地上施設からGPSの測位精度や完全性を向上させる補強信号や最終進入降下経路信号等をVHF帯で送信することで、GPSによる空港への精密進入を補助する。

4 ILS(Instrument Landing System)は、UHF帯の電波により滑走路の中心線の延長上からの水平方向のずれの情報を与えるローカライザー、VHF帯の電波により設定された進入角からの垂直方向のずれの情報を与えるグライド・パス及びVHF帯の電波により滑走路進入端からの距離の情報を与えるマーカ・ビーコンで構成され、最終進入中の航空機に滑走路に対する正確な進入経路を示す。

5 マルチラレーションシステムは、航空機のトランスポンダから送信される信号を3カ所以上の受信局で受信し、受信時刻の差から航空機の位置を算出する監視システムで、飛行場面監視においては空港面探知レーダーと比べてブラインドエリアが解消される。

A-12 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、送信尖頭出力を1,000 [W]、物標の有効反射断面積を π^2 [m²]、アンテナの利得及び実効面積をそれぞれ30 [dBi] 及び1.6 [m²]とし、物標は、受信機の受信電力が-80 [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
- 10 [km]
- 2
- 20 [km]
- 3
- 50 [km]
- 4
- 100 [km]
- 5
- 200 [km]

A-13 次の記述は、衛星通信に用いるSCPC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)

音声信号の一つのチャンネルに対して □ A □ の搬送波を割り当て、一つの中継器の帯域内に複数の異なる周波数の搬送波を等間隔に並べる方式で、□ B □ 多元接続方式の一つである。

(2)

要求割当て(デマンドアサインメント)方式は、固定割当て(プリアサインメント)方式に比べて、通信容量が □ C □ 多数の地球局が衛星の中継器を共同使用する場合、回線の利用効率が高い。
- A

1

複数

B

1

時分割

C

1

大きい
- 2

複数

2

時分割

2

小さい
- 3

一つ

3

周波数分割

3

大きい
- 4

一つ

4

時分割

4

大きい
- 5

一つ

5

周波数分割

5

小さい

A-14 次の記述は、雑音为重畳しているBPSK信号を理想的に同期検波したときに発生するビット誤り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。ただし、BPSK信号を識別する識別回路において、図のように符号が“0”のときの平均振幅値を A [V]、“1”のときの平均振幅値を $-A$ [V]として、分散が σ^2 [W]で表されるガウス分布の雑音がそれぞれの信号に重畳しているとき、符号が“0”のときの振幅 x の確率密度を表す関数を $P_0(x)$ 、“1”のときの振幅 x の確率密度を表す関数を $P_1(x)$ 及びビット誤り率を P とする。なお、負荷抵抗を1 [Ω]とする。

- (1)

図に示すように、雑音がそれぞれの信号に重畳しているときの振幅の正負によって、符号が“0”か“1”かを判定するものとするとき、ビット誤り率 P は、符号“0”と“1”が現れる確率を1/2ずつとすれば、判定点($x=0$ [V])からはみ出す面積 P_0 及び P_1 により次式から算出できる。 $P=(1/2)\times(\square A \square)$
- (2)

誤差補関数(erfc)を用いると P は、 $P=(1/2)\times\{\text{erfc}(A/\sqrt{2\sigma^2})\}$ で表せる。同式中の $(A/\sqrt{2\sigma^2})$ は、 $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ であり、搬送波周波数帯における搬送波電力は $A^2/2$ 、雑音電力は σ^2 であるから、それらの比である CNR (真数)を用いて $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ を表すと、 $(\square B \square)$ となる。また、この CNR をベースバンドにおける信号電力と雑音電力の比である SNR と比較すると理論的に CNR の方が3 [dB] □ C □ 値となる。

- A

1

P_0+P_1

B

1

$\sqrt{CNR}/2$

C

1

高い
- 2

P_0+P_1

2

\sqrt{CNR}

2

低い
- 3

P_0+P_1

3

\sqrt{CNR}

3

高い
- 4

$P_0\times P_1$

4

\sqrt{CNR}

4

低い
- 5

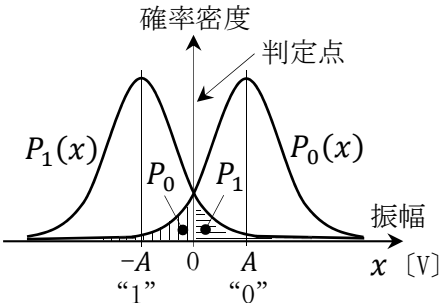
$P_0\times P_1$

5

$\sqrt{CNR}/2$

5

高い



A-15 次の記述は、図に示す矩形波パルス列とその振幅スペクト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、矩形波パルスのパルス幅を T_P [s]、振幅を E [V]、繰返し周期を T [s]とする。

- (1)

矩形波パルス列の直流成分は $E T_P/T$ [V]であり、基本周波数 $f_0=1/T$ の整数倍の周波数成分をもつ振幅スペクトルの包絡線 $G(f)$ は、周波数を f [Hz]として、 $G(f)=(2 E T_P/T)\times\square A \square$ [V]で表せる。
- (2)

$G(f)$ の大きさが最初に零(ヌル点)になる周波数 f_z が $5f_0$ [Hz]のとき、 T の値は□ B □ [s]である。
- (3)

T_P が同一で T の値を小さくしていくと振幅スペクトルの周波数間隔は□ C □ になっていく。

- A

1

$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$

B

1

$5T_P$

C

1

広く
- 2

$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$

2

$5T_P$

2

狭く
- 3

$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$

3

$5/T_P$

3

狭く
- 4

$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$

4

$5T_P$

4

広く
- 5

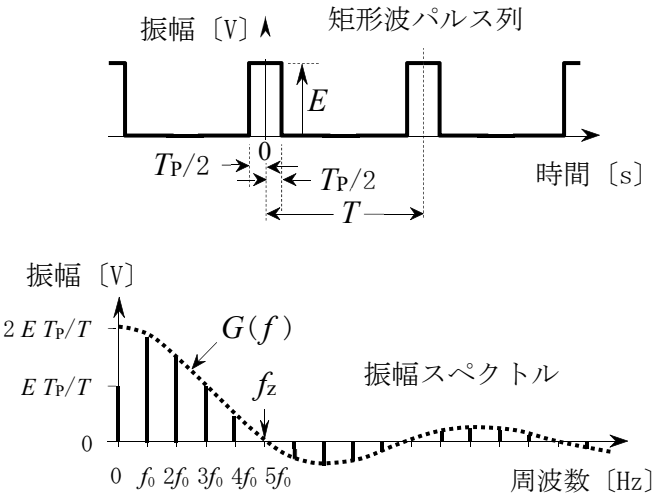
$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$

5

$5/T_P$

5

狭く



A-16 次の記述は、デジタル信号処理等で用いられる移動平均フィルタの特性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。ただし、 n は整数、 ω [rad] を正規化角周波数、 $2 \cos(\omega) = e^{j\omega} + e^{-j\omega}$ とする。

- (1) 移動平均フィルタはインパルス応答が有限長の FIR(Finite Impulse Response) フィルタの一種であり、一般的に □ A フィルタの特性を持っている。
- (2) 図に示す 3 点移動平均フィルタにおいて、インパルス応答を $h(n)=1/3, n=0, 1, 2 \{h(n)=0, n<0, n>2\}$ 、入力信号を $x(n)$ とすると、出力信号 $y(n)$ はインパルス応答の畳み込み和による差分方程式として①で表せる。

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 \frac{1}{3} x(n-k) = \frac{1}{3} x(n) + \frac{1}{3} x(n-1) + \frac{1}{3} x(n-2) = \frac{1}{3} \{x(n) + x(n-1) + x(n-2)\} \cdots \textcircled{1}$$

- (3) ①を z 変換すると②となるため、伝達関数 $H(z)$ は③となり、 $z = e^{j\omega}$ とすることで周波数特性 $H(e^{j\omega})$ が求められる。

$$Y(z) = \frac{1}{3} \{X(z) + X(z)z^{-1} + X(z)z^{-2}\} = \frac{1}{3} (1 + z^{-1} + z^{-2})X(z) \cdots \textcircled{2}$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{1}{3} (1 + z^{-1} + z^{-2}) \cdots \textcircled{3}$$

- (4) $H(e^{j\omega})$ を極座標表現すると $|H(e^{j\omega})|e^{j\theta(\omega)}$ であり、振幅特性 $|H(e^{j\omega})| = \square$ B 、位相特性 $\theta(\omega) = \square$ C となる。

| | | | |
|--------|--|-----------|--|
| A | B | C | |
| 1 ローパス | $\left \frac{1+2\cos(\omega)}{3} \right $ | $+\omega$ | |
| 2 ローパス | $\left \frac{1+2\cos(\omega)}{3} \right $ | $-\omega$ | |
| 3 ローパス | $\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $ | $+\omega$ | |
| 4 ハイパス | $\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $ | $-\omega$ | |
| 5 ハイパス | $\left \frac{1-2\cos(\omega)}{3} \right $ | $+\omega$ | |

A-17 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。

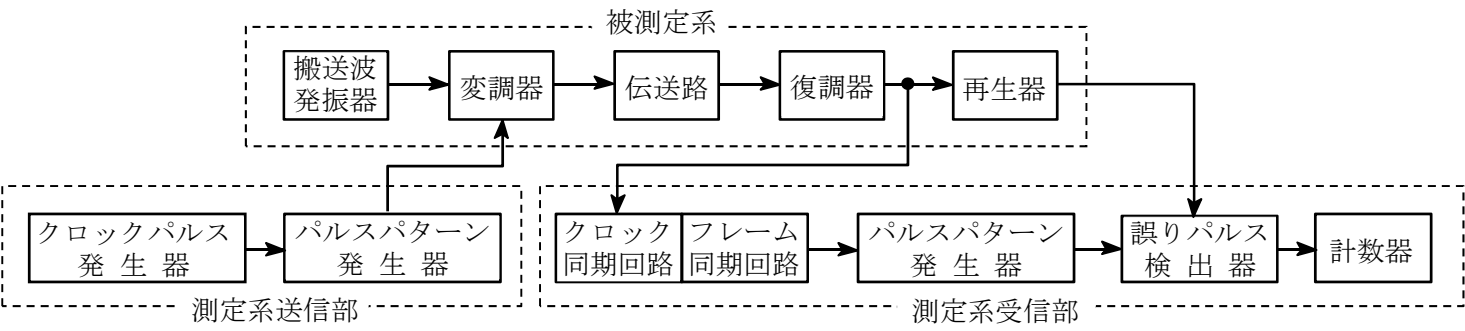
- (1) 正弦波の変調信号で振幅変調された電波の周波数スペクトルは、原理的に図 1 に示すように周波数軸上に搬送波と上側帯波及び下側帯波の周波数成分となる。この振幅変調された電波 E_{AM} [V] は、次式で示される。

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

- (2) 上下側帯波の振幅 $m_a A/2$ [V] を S [V] とすると m_a は、 $m_a = \square$ A で示される。
- (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、12 [dB] の時の変調度は、□ B [%] となる。

| | | |
|----------|----|--|
| A | B | |
| 1 $2S/A$ | 10 | |
| 2 $2S/A$ | 25 | |
| 3 $2S/A$ | 50 | |
| 4 S/A | 25 | |
| 5 S/A | 50 | |

A-18 次の記述は、図に示すデジタル無線回線のビット誤り率測定の構成例において、被測定系の変調器と復調器とが伝送路を介して離れている場合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。



- (1) 測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように □ A パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と □ B パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の □ C から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を発生する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、各パルスの極性の一致又は不一致を検出して計数器に送り、ビット誤り率を測定する。

| A | B | C |
|----------|-----|--------|
| 1 ランダム | 異なる | 受信パルス列 |
| 2 擬似ランダム | 異なる | 受信パルス列 |
| 3 擬似ランダム | 同一の | 受信パルス列 |
| 4 ランダム | 同一の | 副搬送波 |
| 5 擬似ランダム | 異なる | 副搬送波 |

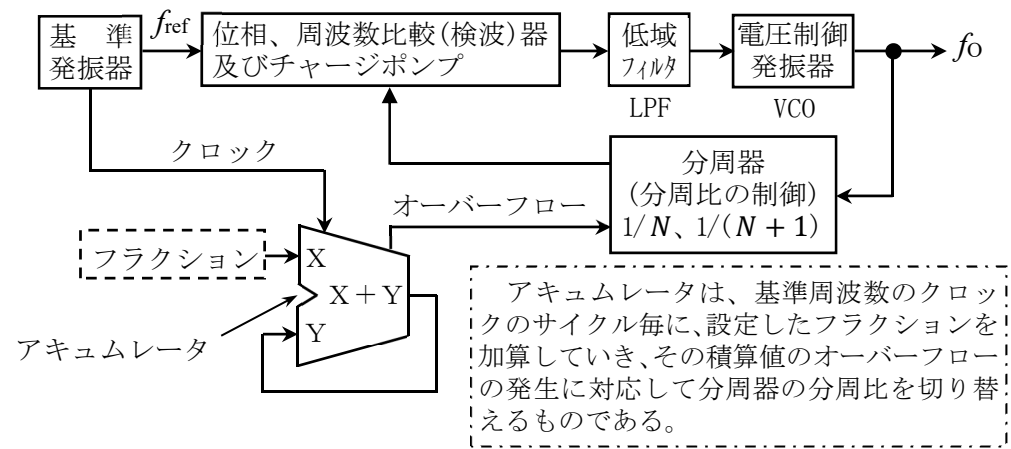
A-19 次の記述は、図に示す原理的構成例のフラクショナルN型PLL周波数シンセサイザの動作原理について述べたものである。

□ 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、 N は正の整数とし、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N+1)$ 分周する期間とする。

- (1) このPLL周波数シンセサイザは、基準周波数 f_{ref} [Hz] よりも細かい周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。また、周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数による分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_0 [Hz] は、 $f_0 = [N + \{ T_{N+1} / (T_N + T_{N+1}) \}] f_{\text{ref}}$ [Hz] で表される。ここで $T_{N+1} / (T_N + T_{N+1})$ は、フラクションと呼ぶ。
- (2) 例えば、 $f_{\text{ref}} = 10$ [MHz]、 $N = 100$ 及びフラクションの設定値を $4/10$ としたとき、連続したクロック 10 サイクル中における分周器の動作は、分周比 $1/100$ が合計 □ A □ サイクル分、分周比 $1/101$ が合計 □ B □ サイクル分となるように制御され、見かけ上、非整数による分周比となる。

また、このときの f_0 は、□ C □ [MHz] であり、分数表示のフラクションの分子を1ステップずつ変化させると、 f_0 は □ D □ [MHz] ステップずつ変化する。

| | A | B | C | D |
|---|---|---|-------|-----|
| 1 | 4 | 6 | 1,004 | 1 |
| 2 | 4 | 6 | 1,004 | 0.1 |
| 3 | 4 | 6 | 1,006 | 0.1 |
| 4 | 6 | 4 | 1,004 | 1 |
| 5 | 6 | 4 | 1,006 | 0.1 |



A-20 次の記述は、FFTアナライザ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) 一般的に、周波数分解能を高くするためには、時間分解能を □ A □ 必要がある。
- (2) 被測定信号から適切に信号を切り取り、リーケージ誤差(漏れ誤差)を減少させるため、適切な □ B □ を用いる。
- (3) 連続した時間軸波形から一定のデータ列を切り取る時間の長さである時間窓長 T [s] は、時間窓でのFFTのサンプリング点数 N とサンプリング周期 Δt [s] で決定され、 $T = \square C \square$ [s] の関係がある。

| | A | B | C |
|---|-----|----------------|--------------|
| 1 | 下げる | 窓関数 | $N\Delta t$ |
| 2 | 下げる | アンチエイリアシングフィルタ | $\Delta t/N$ |
| 3 | 上げる | 窓関数 | $N\Delta t$ |
| 4 | 上げる | 窓関数 | $\Delta t/N$ |
| 5 | 上げる | アンチエイリアシングフィルタ | $N\Delta t$ |

B-1 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。

- ア 1.7 [GHz] 帯の電波が利用されている。
- イ 使用帯域幅によって異なるサブキャリア間隔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。

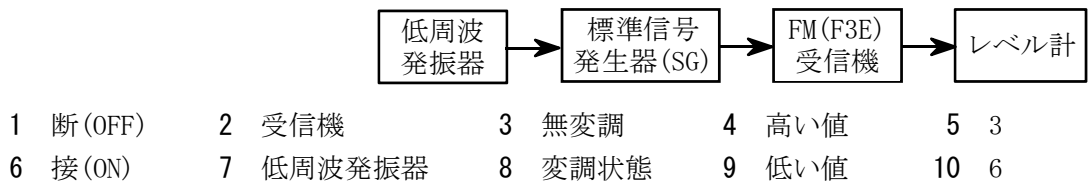
B-2 次の記述は、OFDM信号を正しく受信するために必要な同期の原理について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) OFDM信号の受信に必要な同期処理としては、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 □ ア □ フーリエ変換処理に必要な標本を生成するためのサンプリング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 □ イ □ 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり □ ウ □ 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 □ エ □ 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サンプリング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、搬送波周波数及びサンプリング周波数の誤差によって生じる信号間の □ オ □ の差を利用してとることができる。

| | | | | |
|-------|-------|------|------------|-------|
| 1 離散 | 2 1 | 3 積分 | 4 ある(同じ波形) | 5 振幅 |
| 6 逆離散 | 7 1/2 | 8 微分 | 9 ない(違う波形) | 10 位相 |

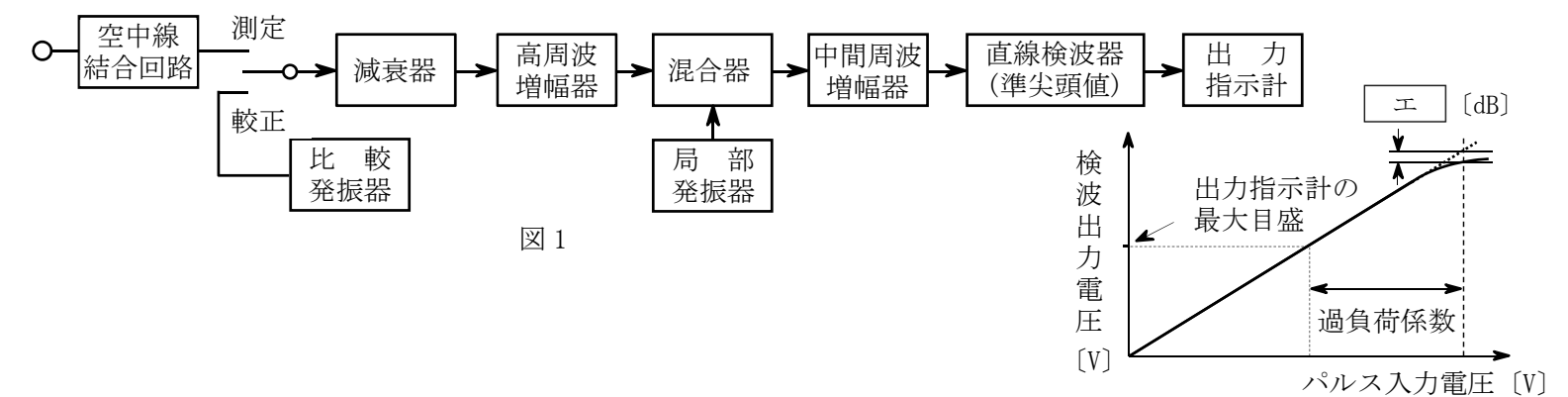
B-3 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)受信機の雑音抑圧感度の測定について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、雑音抑圧感度は、入力のないときの受信機の復調出力(雑音)を、20 [dB] だけ抑圧するのに必要な入力レベルで表すものとする。

- 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。
- SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- 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 の出力が終端電圧表示となっている場合には、SG の測定値と □ オ □ [dB] 異なる。



B-4 次の記述は、図 1 に示す雑音電界強度測定器(妨害波測定器)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。

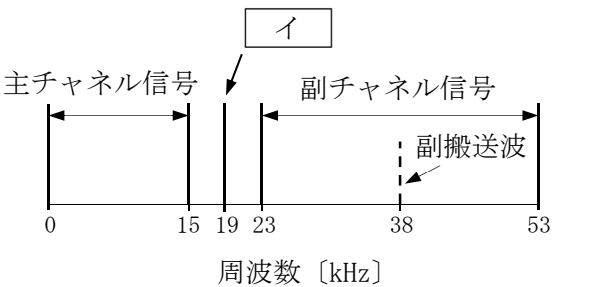
- 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、その高周波成分が広い周波数範囲に分布しているため、同じ雑音でも測定器の □ ア □、直線性、検波回路の時定数等によって出力の雑音の □ イ □ が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの規格が定められている。
- 準尖頭値は、規定の □ ウ □ を持つ直線検波器で測定された見掛け上の尖頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。
- パルス性雑音の尖頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動作範囲を十分広くする必要がある。このため、図2において、直線検波器の検波出力電圧が直線性から □ エ □ [dB] 離れるときのパルス入力電圧と、出力指示計を最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の □ オ □ で過負荷係数が定義され、その値が規定されている。



- | | | | | |
|-------------|-----|-----|-------------|-------|
| 1 通過帯域幅 | 2 3 | 3 積 | 4 充電及び放電時定数 | 5 波形 |
| 6 共振周波数及び Q | 7 1 | 8 比 | 9 繰り返し周期 | 10 利得 |

B-5 次の記述は、図に示す我が国の FM 放送(アナログ超短波放送)におけるステレオ複合(コンポジット)信号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、FM ステレオ放送の左側信号を“L”、右側信号を“R”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。

- 主チャネル信号は、和信号“L+R”であり、副チャネル信号は、差信号“L-R”により、副搬送波を □ ア □ したときに生ずる側波帯である。
- イ □ は、ステレオ放送識別のための信号であり、受信側で副チャネル信号を復調するときに必要な副搬送波を得るために付加されている。
- ステレオ受信機で復調の際には、“L+R”の信号及び“L-R”の信号の □ ウ □、“L”及び“R”を復元することができる。
- モノラル受信機で復調の際には、□ エ □ は帯域外の成分としてフィルターでカットされるため、□ オ □ のみが受信される。



- | | | | | |
|---------|-----------|-------------|------------|--------------|
| 1 振幅変調 | 2 多重信号 | 3 右側信号(“R”) | 4 乗算・除算により | 5 副チャネル信号 |
| 6 周波数変調 | 7 パイロット信号 | 8 主チャネル信号 | 9 加算・減算により | 10 左側信号(“L”) |