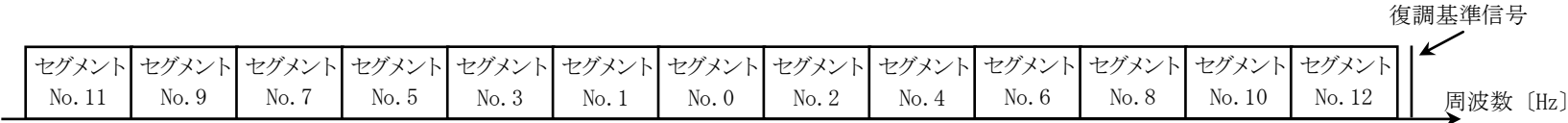


FA107

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) で規定されているモード 2 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 2 の IFFT のサンプリング点の数は、4,096 であり、 $512=2^9$ 、 $4,096=2^{12}$ 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。

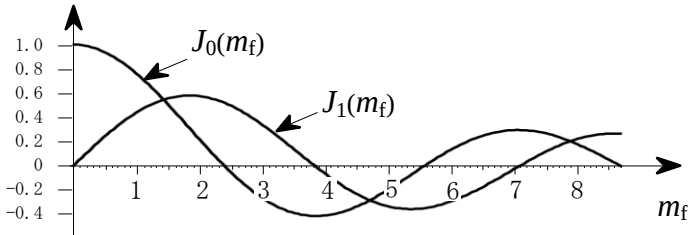


	A	B	C	D
1	504	63	125 / 63	2, 809
2	504	63	250 / 63	2, 809
3	1, 008	126	125 / 126	5, 617
4	252	31. 5	125 / 63	5, 617
5	252	31. 5	250 / 63	1, 405

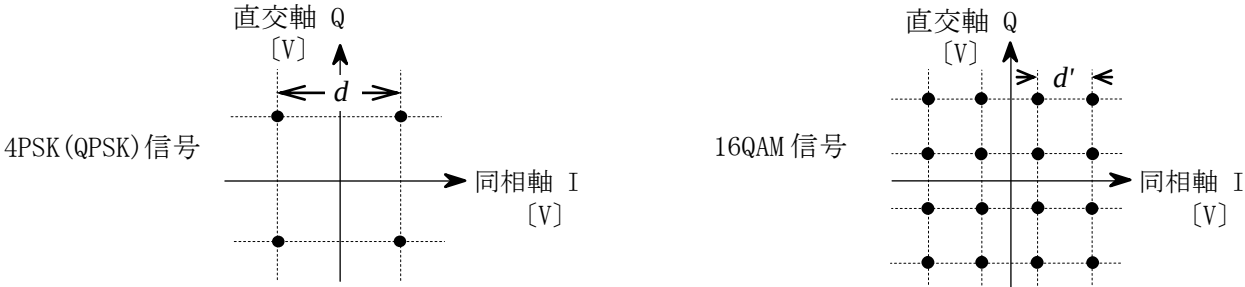
伝送信号パラメータ	値
セグメント数	13 [個] (No. 0～No. 12)
有効シンボル期間長	□ A □ [μ s]
ガードインターバル期間長	□ B □ [μ s]
ガードインターバル比	1/8
キャリア間隔	□ C □ [kHz]
1 セグメントの帯域幅	6, 000 / 14 [kHz]
キャリア総数	□ D □ [本]

A－2 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 800 [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、2 [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、変調信号の振幅を 3 [V] にしたときの最大周波数偏移の値として、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, 440 [Hz]
- 1, 920 [Hz]
- 2, 060 [Hz]
- 2, 880 [Hz]
- 3, 840 [Hz]



A－3 図に示す一般的な信号点配置の 4PSK(QPSK) 信号及び 16QAM 信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、それぞれの信号点間距離 d と d' を等しくするために必要な 16QAM 信号の送信電力(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、4PSK 信号の送信電力(平均電力)を P [W] とする。また、4PSK 信号及び 16QAM 信号それぞれの各信号点は、等確率で発生するものとする。



- P [W]
- $2P$ [W]
- $3P$ [W]
- $4P$ [W]
- $5P$ [W]

A-4 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。

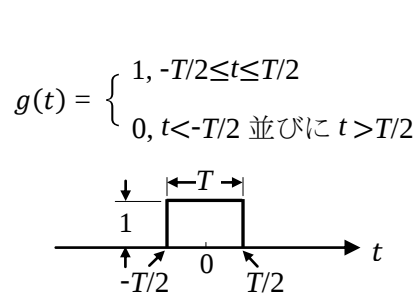


図 1 ベースバンドデジタル信号 $g(t)$

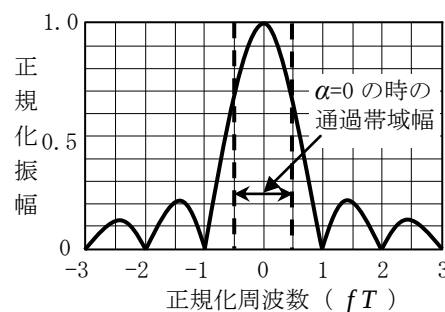


図 2 $g(t)$ のスペクトル(絶対値)

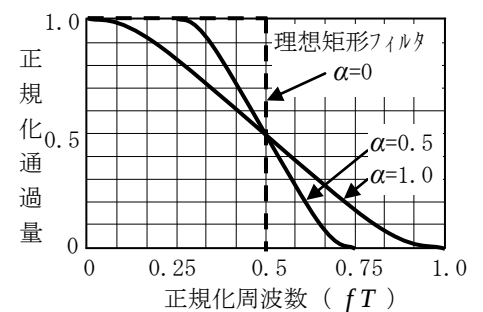


図 3 ロールオフフィルタの特性

- (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伝送し、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	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	広く	$\frac{1+\alpha}{T}$
2	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	狭く	$\frac{1+\alpha}{2T}$
3	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	狭く	$\frac{1+\alpha}{T}$
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-5 次の記述は、 $e = A \cos \omega t + A m \cos p t \cos \omega t$ [V] で表される振幅変調 (A3E) 波 e 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 [V] は搬送波の振幅、 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する。また、変調度を $m \times 100$ [%] とし、 $0 < m \leq 1$ とする。

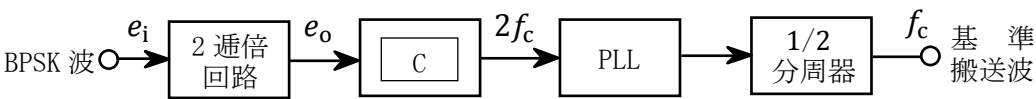
- (1) 変調度が 20 [%] のとき、A3E 波 e の上側波帯の電力と下側波帯の電力の和の値は、搬送波電力の値の □ A □ である。
- (2) 変調をかけたときとかけないときとで、搬送波電力の値は □ B □ 。
- (3) A3E 波 e は、□ C □ の周波数成分が含まれる。

	A	B	C
1	1/50	異なる	三つ
2	1/50	変わらない	三つ
3	1/50	異なる	二つ
4	1/25	変わらない	三つ
5	1/25	異なる	二つ

A-6 $e = A (1 + m \sin p t) \sin \omega t$ [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が 15 [%] であった。 e の変調度 $m \times 100$ [%] 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、 A [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を表すものとし、 $\cos 2x = 1 - 2 \sin^2 x$ である。

- 1 50 [%] 2 60 [%] 3 70 [%] 4 80 [%] 5 90 [%]

A-7 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 の 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 通倍回路で二乗すると、その出力 e_o は、次式で表される。ただし、2 通倍回路の利得は 1 (真数) とする。

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

(3) 式② から、 e_i を 2 通倍回路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 通倍回路の出力には、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 | $2\pi s(t)$ | π | 帯域フィルタ (BPF) |
| 2 | $2\pi s(t)$ | $\pi/2$ | 高域フィルタ (HPF) |
| 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-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、最大周波数偏移 f_d [Hz]、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 [dB] は、 $I = 10 \log_{10} \{ 3 f_d^2 B / (2 f_p^3) \}$ で表せるものとし、変調指数 (真数) を 3、 B を 20 [kHz]、 f_p を 3 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 3 = 0.5$ とする。
- 1 12 [dB]

2 14 [dB]

3 16 [dB]

4 18 [dB]

5 20 [dB]
- A-9 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 $2 f_i$ 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 を影像周波数という。

(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つて現れることを抑圧する能力を □ B 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 □ C 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高周波増幅回路の選択度を良くする方法などがある。

	A	B	C
1	f_u	影像周波数選択度	低く
2	f_u	近接周波数選択度	低く
3	f_u	影像周波数選択度	高く
4	$2 f_i$	近接周波数選択度	低く
5	$2 f_i$	影像周波数選択度	高く

A-10 次の記述は、図に示す直列形定電圧回路に用いられる電流制限形保護回路の原理的な動作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) 負荷電流 I_L [A] が規定値以内のとき、保護回路のトランジスタ Tr3 は非導通である。 I_L が増加して抵抗 □ A [Ω] の両端の電圧が規定の電圧 V_S [V] より大きくなると、Tr3 が導通する。このとき □ B のベース電流が減少するので、 I_L の増加を抑えることができる。

(2) Tr3 が導通して保護回路が動作し始める I_L は、 $I_L \asymp$ □ C [A] である。

	A	B	C
1	R_3	Tr1	V_S / R_5
2	R_3	Tr2	$(V_i - V_O) / R_5$
3	R_5	Tr2	$(V_i - V_O) / R_5$
4	R_5	Tr1	V_S / R_5
5	R_5	Tr1	$(V_i - V_O) / R_5$

V_i : 入力電圧
 V_O : 出力電圧
 I_L : 負荷電流
 Tr1 ~ Tr3 : トランジスタ
 $R_1 \sim R_5$: 抵抗
 Dz : ツェナーダイオード

(FA107-3)

A-11 整流回路のリプル率 γ 、電圧変動率 δ 及び整流効率 η 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-12 次の記述は、ASR(空港監視レーダー) 及びARSR(航空路監視レーダー)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) ASRは、空港から半径約50～60海里の範囲内の航空機の位置を探知する。ARSRは、山頂などに設置され、半径約200海里の範囲内の航空路を航行する航空機の位置を探知する。いずれも、□Aを併用して得た航空機の高度情報を用いることにより、航空機の位置を3次元的に把握することが可能である。
- (2) ASR及びARSRに用いられるMTI(移動目標指示装置)は、移動する航空機の反射波の位相が□Bによって変化することを利用している。受信した物標からの反射パルス(信号)をパルスの繰り返し周期に等しい時間だけ遅らせたものと、次の周期の信号とで□Cをとると、山岳、地面及び建物などの固定物標からの反射パルスを除去することができ、移動物標(目標)のみが残ることになる。
- | | A | B | C |
|--------------------|--------|---|---|
| 1 DME(航行援助用距離測定装置) | ドプラ効果 | 差 | |
| 2 DME(航行援助用距離測定装置) | ドプラ効果 | 積 | |
| 3 DME(航行援助用距離測定装置) | トムソン効果 | 積 | |
| 4 SSR(航空用二次監視レーダー) | ドプラ効果 | 差 | |
| 5 SSR(航空用二次監視レーダー) | トムソン効果 | 積 | |

A-13 次の記述は、レーダー方程式において、送信電力等のパラメータを変えた時の最大探知距離(R_{max})の変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。ただし、 R_{max} は、レーダー方程式のみで決まるものとし、最小受信電力は、信号の探知限界の電力とする。

- | | A | B | C |
|--|-------|-----|-----|
| (1) 最小受信電力が4倍大きい受信機を用いると、 R_{max} の値は、約□A倍になる。 | 1 1.4 | 2.0 | 1.7 |
| (2) 送信電力を16倍にすると、 R_{max} の値は、□B倍になる。 | 2 1.4 | 4.0 | 1.7 |
| (3) 物標の有効反射断面積を4倍にすると、 R_{max} の値は、約□C倍になる。 | 3 0.7 | 2.0 | 1.4 |
| | 4 0.7 | 4.0 | 1.7 |
| | 5 0.7 | 4.0 | 1.4 |

A-14 次の記述は、衛星通信システムで用いられる周波数分割多元接続(FDMA)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) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を伝送するので、通常、隣接するチャンネル間の衝突が生じないように、□Aを設ける。
- (2) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を伝送し、受信地球局では、□Bにより相手を識別して自局向けの信号を取り出す。
- (3) 一つの進行波管を用いた中継器で複数の搬送波を同時に増幅するとき、非線形動作による影響を許容される値以下に押さえるため、搬送波の数が増えるほど、□Cバックオフが必要とされる。
- | | A | B | C |
|----------|---------|-----|---|
| 1 ガードバンド | 周波数 | 大きい | |
| 2 ガードバンド | 周波数 | 小さい | |
| 3 ガードバンド | タイムスロット | 小さい | |
| 4 ガードタイム | タイムスロット | 大きい | |
| 5 ガードタイム | 周波数 | 小さい | |

A-15 衛星通信回線の干渉雑音に対する雑音配分量において、システム間干渉雑音電力を総合雑音電力の20 [%] とする場合、システム間干渉雑音電力による搬送波電力対雑音電力比(C/N)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、総合の搬送波電力対雑音電力比(C/N)を16 [dB] とする。また、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。

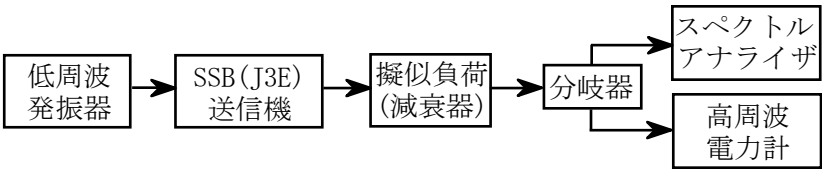
- | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 15 [dB] | 2 17 [dB] | 3 19 [dB] | 4 21 [dB] | 5 23 [dB] |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|

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、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、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、□ A □ 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 □ B □ の関数として定まる符号をブロック符号、□ C □ の関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

	A	B	C
1	$(n-k)/n$	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
2	$(n-k)/n$	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
3	$n/(n-k)$	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
4	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
5	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

A-17 次の記述は、図に示す構成例を用いたSSB(J3E)送信機の搬送波電力(本来抑圧されるべきもの)の測定において、SSB(J3E)送信機の変調条件及び測定器の条件など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、搬送波電力は、法令等に基づく送信装置の条件として「一の変調周波数によって飽和レベルで変調したときの平均電力より、40 [dB] 以上低い値」であることが定められているものとする。また、割当周波数は、搬送波周波数から1,400 [Hz] 高い周波数であること及び測定手順としては、スペクトルアナライザの画面に上側波帯と搬送波を表示して、それぞれの電力(dBm)を測定するものとする。



- 1 SSB(J3E)送信機の変調条件の一つとして、変調周波数は規定の周波数の三角波とする。
- 2 スペクトルアナライザの中心周波数は、「変調周波数+700 [Hz]」に設定する。
- 3 スペクトルアナライザの分解能帯域幅(resolution bandwidth)は、「3 [kHz] 程度」に設定する。
- 4 スペクトルアナライザの周波数スパン(frequency span)は、「約 30 [Hz]」に設定する。
- 5 測定結果として、測定した上側波帯電力と搬送波電力の差を求め、その差が「40 [dB] 以上」あることを確認する。

A-18 デジタルオシロスコープのサンプリング方式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 実時間サンプリング方式は、単発性のパルスなど周期性のない波形の観測に適している。
- 2 等価時間サンプリング方式は、繰返し波形の観測に適している。
- 3 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、トリガ時点と波形記録データが非同期であるため、トリガ時点以前の入力信号の波形を観測するプリトリガ操作が容易である。
- 4 等価時間サンプリング方式の一つであるランダムサンプリング方式は、トリガ時点を基準にして入力信号の波形のサンプリング位置を一定時間ずつ遅らせてサンプリングを行う。
- 5 実時間サンプリング方式で発生する可能性のあるエイリアシング(折返し)は、等価時間サンプリング方式では発生しない。

A-19 直接カウント方式及びレシプロカルカウント方式による周波数計の測定原理等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 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差による周波数測定値の誤差は、ゲート時間が 0.1 [s] のとき 10 [Hz] の桁に生ずる。
- 2 直接カウント方式による周波数計の±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 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差による分解能は、ゲート時間が短く、測定する入力信号(被測定信号)の周波数が低いほど良くなる。
- 4 レシプロカルカウント方式による周波数計は、入力信号(被測定信号)の周期を測定し、その逆数から周波数を求めるものである。
- 5 測定時間が一定の場合、レシプロカルカウント方式は、周波数計のクロック(基準信号)の周波数を高くすれば、±1 カウント誤差による分解能を向上させることができる。

A-20 立上がり時間が6 [ns] のオシロスコープを用いて、パルス波形の立上がり時間を測定したところ、10 [ns] が得られた。このパルス波形の真の立上がり時間の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 7 [ns] 2 8 [ns] 3 9 [ns] 4 10 [ns] 5 12 [ns]

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。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 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ブ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適応変調が可能である。

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

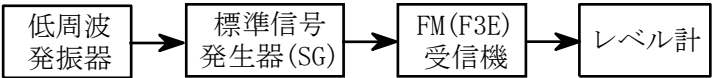
B-3 次の記述は、FFT アナライザについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 入力信号の各周波数成分ごとの □ ア □ の情報が得られる。
- (2) 解析可能な周波数の上限は、□ イ □ の標本化周波数 f_s [Hz] で決まる。
- (3) 移動通信で用いられるバースト状の信号など、限られた時間内の信号を解析 □ ウ □ 。
- (4) 被測定信号を再生して表示するには、□ エ □ 変換を用いる。
- (5) エイリアシングによる誤差が生じないようにするには、原理的に入力信号の周波数を標本化周波数 f_s [Hz] の □ オ □ 制限する必要がある。

- | | | | | |
|----------|-----------|--------|---------|-------------|
| 1 振幅のみ | 2 A-D 変換器 | 3 できる | 4 逆フーリエ | 5 2 倍より低く |
| 6 振幅及び位相 | 7 D-A 変換器 | 8 できない | 9 ラプラス | 10 1/2 より低く |

B-4 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 の出力が終端電圧表示となっている場合には、測定値が □ オ □ [dB] 異なる。



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

B-5 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 $e_o = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$ 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 □ ア □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ ア □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は □ イ □ と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。
- (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 □ ウ □ 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 □ エ □ し、非直線動作をしにくくする。また、希望波の受信機入力電圧に余裕がある場合は、受信機入力側に減衰器を挿入する方法もある。この方法では、 L [dB] の減衰器を挿入したとき、原理的に希望波は L [dB] 減衰するのに対して3次の相互変調積は、□ オ □ [dB] 減衰する。

- | | | | | |
|-----|-----------|---------|-------|---------|
| 1 2 | 2 局部発振周波数 | 3 F_2 | 4 小さく | 5 $6L$ |
| 6 3 | 7 中間周波数 | 8 F_1 | 9 大きく | 10 $3L$ |