

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 1 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 のサンプリング周波数は、512/63 [MHz]、モード 1 の IFFT のサンプリング点の数は、2, 048 であり、 $512 = 2^9$ 、 $2, 048 = 2^{11}$ 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。

セグメント No. 11	セグメント No. 9	セグメント No. 7	セグメント No. 5	セグメント No. 3	セグメント No. 1	セグメント No. 0	セグメント No. 2	セグメント No. 4	セグメント No. 6	セグメント No. 8	セグメント No. 10	セグメント No. 12	復調基準信号 周波数 [Hz]

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

A－2 次の記述は、図に示す QPSK 変調器の原理的な構成例の QPSK 波 $s(t)$ 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、送信データは 2 系列に直並列変換したあと符号変換され、2 値符号 $a_1(t)$ 及び $a_2(t)$ として、それぞれ符号が “0” のとき +1、“1” のとき −1 の値をとるものとする。また、搬送波の角周波数を ω_c とする。

(1) QPSK 波 $s(t)$ は、次式で表される。

$$s(t) = a_1(t) \cos \omega_c t - a_2(t) \sin \omega_c t \quad \text{--- ①}$$

(2) 符号 “0, 0” のとき①式の $a_1(t)$ 及び $a_2(t)$ の値が共に +1 となり、このときの QPSK 波を複素表示すると②となる。

次に②を指数関数による極座標表示にすると③となる。

$$1 + j \quad \text{--- ②}$$

$$\sqrt{2}e^{j\frac{\pi}{4}} \quad \text{--- ③}$$

(3) また、③を cos 波の信号表現で表すと次式となる。

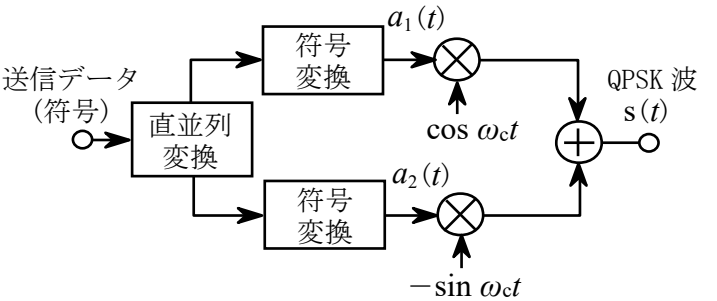
$$\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t + \frac{\pi}{4} \right) \quad \text{--- [符号 “0, 0”、} a_1(t) = +1、a_2(t) = +1 \text{]}$$

(4) 同様に符号 “1, 1”、符号 “0, 1” 及び符号 “1, 0” のときの QPSK 波を、(3) と同様に信号表現で表すとそれぞれ次式となる。

$$\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t \quad \square \text{ A} \right) \quad \text{--- [符号 “1, 1”、} a_1(t) = -1、a_2(t) = -1 \text{]}$$

$$\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t \quad \square \text{ B} \right) \quad \text{--- [符号 “0, 1”、} a_1(t) = +1、a_2(t) = -1 \text{]}$$

$$\sqrt{2} \cos \left(\omega_c t \quad \square \text{ C} \right) \quad \text{--- [符号 “1, 0”、} a_1(t) = -1、a_2(t) = +1 \text{]}$$



	A	B	C
1	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$+\frac{3\pi}{4}$
2	$-\frac{3\pi}{4}$	$+\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$
3	$+\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$
4	$+\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{4}$
5	$-\frac{\pi}{4}$	$+\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{3\pi}{4}$

A－3 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電力は 21.6 [kW] である。

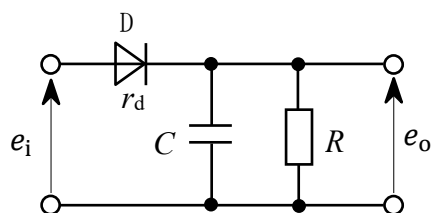
- 1 24.0 [kW]
- 2 23.5 [kW]
- 3 23.0 [kW]
- 4 22.5 [kW]
- 5 22.0 [kW]

A-4 デジタル変調波の無ひずみ伝送に必要な最小の周波数帯域幅として正しいものを下の番号から選べ。ただし、伝送するデジタル信号の伝送速度を 8 [Mbps]、変調方式を 16QAM 及び帯域制限に用いるロールオフフィルタの帯域制限の傾斜の程度を示す係数(ロールオフ率) α を 0.2 とする。また、ロールオフフィルタへの入力信号は、伝送速度 8 [Mbps] のデジタル信号を直並列変換した 2 [bit] の I 及び Q 信号をそれぞれ D-A 変換した 4 値の信号であり、デジタル変調波は、ロールオフフィルタの出力信号で搬送波を直交変調することによって得られるものである。

- 1 1.2 [MHz] 2 1.6 [MHz] 3 1.92 [MHz] 4 2.4 [MHz] 5 3.2 [MHz]

A-5 図に示す AM(A3E) 受信機の復調部に用いられる包絡線検波器に振幅変調波 $e_i = E(1 + m \cos pt) \cos \omega t$ [V] を加えたとき、検波効率が最も良く、かつ、復調出力電圧 e_o [V] に斜めクリッピングによるひずみの影響を低減するための条件式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、振幅変調波の振幅を E [V]、変調度を $m \times 100$ [%]、搬送波及び変調信号の角周波数をそれぞれ ω [rad/s] 及び p [rad/s] とし、ダイオード D の順方向抵抗を r_d [Ω] とする。また、抵抗を R [Ω]、コンデンサの静電容量を C [F] とする。

- 1 $R \ll r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \ll 1/p$
 2 $R \ll r_d$ 、 $1/\omega \gg CR$ 及び $CR \gg 1/p$
 3 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \gg 1/p$
 4 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \gg CR$ 及び $CR \gg 1/p$
 5 $R \gg r_d$ 、 $1/\omega \ll CR$ 及び $CR \ll 1/p$



A-6 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の正しい組合せ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 □ A □ 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 1 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり積分すれば、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 □ B □ 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 □ C □ の差を利用してとることができる。

	A	B	C
1	FFT	ある(同じ波形)	位相
2	FFT	ない(違う波形)	振幅
3	FFT	ない(違う波形)	位相
4	IFFT	ない(違う波形)	位相
5	IFFT	ある(同じ波形)	振幅

A-7 FM (F3E) 受信機において、雑音指数が 6 [dB]、等価雑音帯域幅が 16 [kHz] 及び周囲温度 T が 290 [K] のときの限界受信レベル(スレッシュホールドレベル)の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は受信機内部雑音のみとし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K] としたときの kT の値を -204 [dBW/Hz] とする。また、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 $E_C/E_N = 4/\sqrt{2}$ であり、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- 1 -108 [dBm] 2 -117 [dBm] 3 -126 [dBm] 4 -147 [dBm] 5 -156 [dBm]

A-8 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 ω_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 ω_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 ω_c が等しく、位相差 θ_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) ここで、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 □C の余弦に比例することになる。位相変調成分がなく $\varphi_0(t) = 0$ のとき、出力は □D に比例する。すなわち、 $s_s(t)$ が $s_0(t)$ と同相 ($\theta_s = 0$) のとき最大となり、逆に直角位相 ($\theta_s = \pi/2$) の関係にあるとき 0 となる。

	A	B	C	D
1 FM		$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	$\theta_s - \varphi_0(t)$	$E_0(t) \cos \theta_s$
2 FM		$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	$\omega_c t - \varphi_0(t)$	$E_0(t) \cos \omega_c t$
3 包絡線		$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	$\theta_s - \varphi_0(t)$	$E_0(t) \cos \theta_s$
4 包絡線		$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	$\theta_s - \varphi_0(t)$	$E_0(t) \cos \theta_s$
5 包絡線		$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	$\omega_c t - \varphi_0(t)$	$E_0(t) \cos \omega_c t$

A-9 次の記述は、航空機の航行援助に用いられる ILS (計器着陸装置) 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) グライド・パスは、滑走路の側方の所定の位置に設置され、航空機に対して、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ためのものであり、航空機の降下路面の □A の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ UHF 帯の電波を放射する。
- (2) ローカライザは、滑走路末端から所定の位置に設置され、航空機に対して、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ためのものであり、航空機の進入方向から見て進入路の右側では 150 [Hz]、左側では 90 [Hz] の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ □B 帯の電波を放射する。
- (3) マーカ・ビーコンは、滑走路進入端から複数の所定の位置に設置され、その上空を通過する航空機に対して、滑走路進入端からの距離の情報を与えるためのものであり、それぞれ特有の変調周波数で □C された □D 帯の電波を上空に向けて放射する。

	A	B	C	D
1 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz]		VHF	周波数変調	UHF
2 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz]		UHF	振幅変調	VHF
3 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz]		VHF	周波数変調	VHF
4 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz]		VHF	振幅変調	VHF
5 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz]		UHF	振幅変調	UHF

A-10 次の記述は、レーダーに用いられるパルス圧縮技術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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 線形周波数変調(チャープ)方式によるパルス圧縮技術は、送信時に送信パルス幅 T [s] の中の周波数を、 f_1 [Hz] から f_2 [Hz] まで直線的に Δf [Hz] 変化(周波数変調)させて送信する。反射波の受信では、遅延時間の周波数特性が送信時の周波数変化 Δf [Hz] と □A の特性を持ったフィルタを通してパルス幅が狭く、かつ、大きな振幅の受信出力を得る。
- (2) このパルス圧縮処理により、受信波形のパルス幅が T [s] から $1/\Delta f$ [s] に圧縮され、尖頭値の振幅は □B 倍になる。
- (3) 尖頭送信電力に制約のあるパルスレーダーにおいて、探知距離を増大するには送信パルス幅を □C くする必要がある、他方、距離分解能を向上させるためには送信パルス幅を □D くする必要がある。これらは相矛盾するものであるが、パルス圧縮技術により、パルス幅が □C く、かつ、低い送信電力のパルスを用いても、大電力で □D いパルスを送信した場合と同じ効果を得ることができる。

	A	B	C	D
1 同一		$\sqrt{T/\Delta f}$	狭	広
2 同一		$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭
3 逆		$\sqrt{T/\Delta f}$	狭	広
4 逆		$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭
5 逆		$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭

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。

- (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)るため、太陽電池は発電ができなくなる。

(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。サービスエリアからみた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西にあるほど□C□なる。
- A

B

C

1 春分及び秋分 リチウムイオン電池 早く

2 春分及び秋分 リチウムイオン電池 遅く

3 春分及び秋分 鉛蓄電池 早く

4 夏至又は冬至 リチウムイオン電池 遅く

5 夏至又は冬至 鉛蓄電池 早く

A-12 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。□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) Dzの定格には、ツェナー電圧、□A□などが規定されている。□A□によってDzに流せる電流が制限される。

(2) Dzの逆方向特性は、ごくわずかの電流しか流れない飽和領域と、逆電流が急激に流れる降伏領域に分かれるが、定電圧素子として利用されるのは□B□領域である。

(3) 一般に、ツェナー電圧が5～6[V]以上のDzとシリコン・ダイオードを直列に接続して、□C□特性を改善することができる。
- A

B

C

1 許容電力損失 飽和 温度

2 許容電力損失 降伏 温度

3 許容電力損失 飽和 スイッチング

4 許容ゲート損失 飽和 温度

5 許容ゲート損失 降伏 スイッチング

A-13 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-14 次の記述は、スペクトル拡散(SS)通信方式の一つである直接拡散(DS)方式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 送信系で拡散符号により情報を広帯域に一様に拡散し電力スペクトル密度の低い雑音状にする。

2 送信系で拡散処理により広帯域化されたデジタル信号は、受信系において、送信系と異なる擬似雑音符号を用いた逆拡散処理により、元の狭帯域のデジタル信号に復元される。

3 直接波とマルチパス波を受信したときの時間差が、擬似雑音符号のチップ幅(chip duration)より長いときは、マルチパス波の影響を受けにくい。

4 各通信チャネルごとに異なる擬似雑音符号を用いることにより、同一の周波数帯域を共有して多元接続ができる。

5 広帯域の受信波に混入した狭帯域の妨害波は、逆拡散処理により平均電力スペクトル密度が低くなり妨害が軽減される。

A-15 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。□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、□A□中継方式である。

(2) 受信波を同一の周波数帯で増幅して送信する中継方式は、□B□中継方式である。

(3) 近距離の中継区間の障害物回避等に用いられ、送受アンテナの背中合わせや反射板による中継方式は、□C□中継方式である。
- A

B

C

1 再生 直接 無給電

2 再生 無給電 直接

3 非再生(ヘテロダイン) 直接 無給電

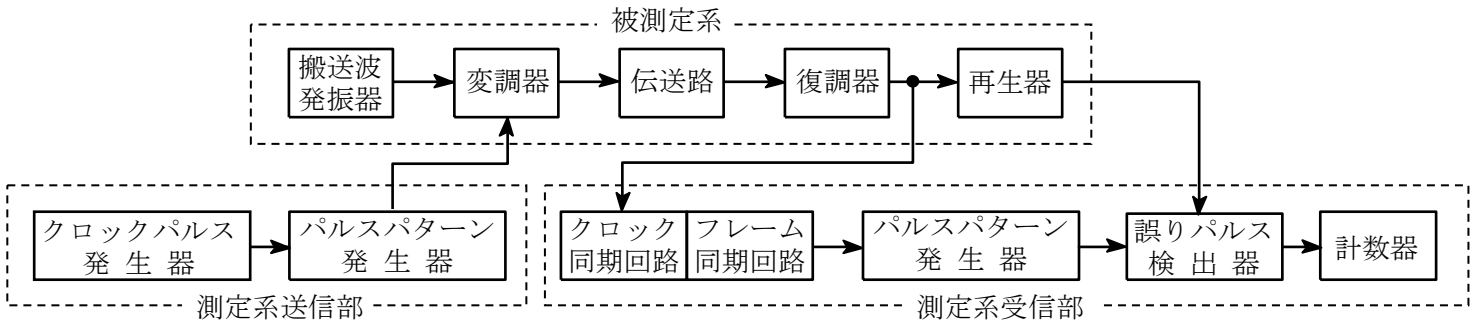
4 非再生(ヘテロダイン) 無給電 直接

5 非再生(ヘテロダイン) 直接 再生

A-16 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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

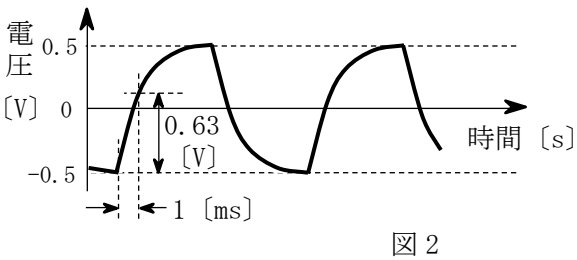
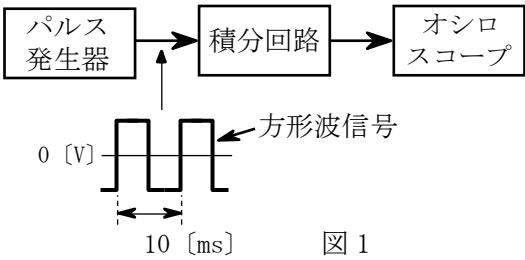
- 1 フェージング対策用の自動等化器には、大別すると、周波数領域で等化を行うものと時間領域で等化を行うものがある。
- 2 周波数領域の等化を行う代表的な可変共振形自動等化器は、フェージングによる振幅及び遅延周波数特性を共振回路により補償するものであるため、例えば反射波の方が直接波より強い場合などでは原理的に補償できない場合が生じる。
- 3 スペースダイバーシティ及び周波数ダイバーシティなどのダイバーシティ方式は、同時に回線品質が劣化する確率が大きい二つ以上の通信系を用意し、その出力を選択又は合成することによってフェージングの影響を軽減する。
- 4 信号列をいくつかの信号列に分けて複数の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。
- 5 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。

A-17 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。



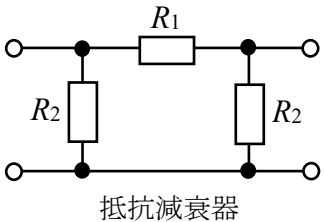
- (1) 測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように □ A □ パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と □ B □ パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の □ C □ から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を出力する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、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 | 擬似ランダム | 同一の | 受信パルス列 |
| 2 | 擬似ランダム | 異なる | 副搬送波 |
| 3 | 擬似ランダム | 異なる | 受信パルス列 |
| 4 | ランダム | 異なる | 受信パルス列 |
| 5 | ランダム | 同一の | 副搬送波 |

A-18 図1に示すように被測定積分回路に方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図2に示すような測定結果が得られた。この被測定積分回路の高域遮断周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とし、オシロスコープ固有の立ち上がり時間の関係による測定誤差はないものとする。また、被測定積分回路の遮断領域では、6 [dB/oct] で減衰するものとする。



- 1 $\frac{100}{\pi}$ [Hz]
- 2 $\frac{200}{\pi}$ [Hz]
- 3 $\frac{300}{\pi}$ [Hz]
- 4 $\frac{400}{\pi}$ [Hz]
- 5 $\frac{500}{\pi}$ [Hz]

A-19 図の回路に示す抵抗素子 R_1 [Ω] 及び R_2 [Ω] で構成される抵抗減衰器において、減衰量を 14 [dB] にするための抵抗素子 R_2 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [Ω] の信号源、出力端には Z_0 [Ω] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とし、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。

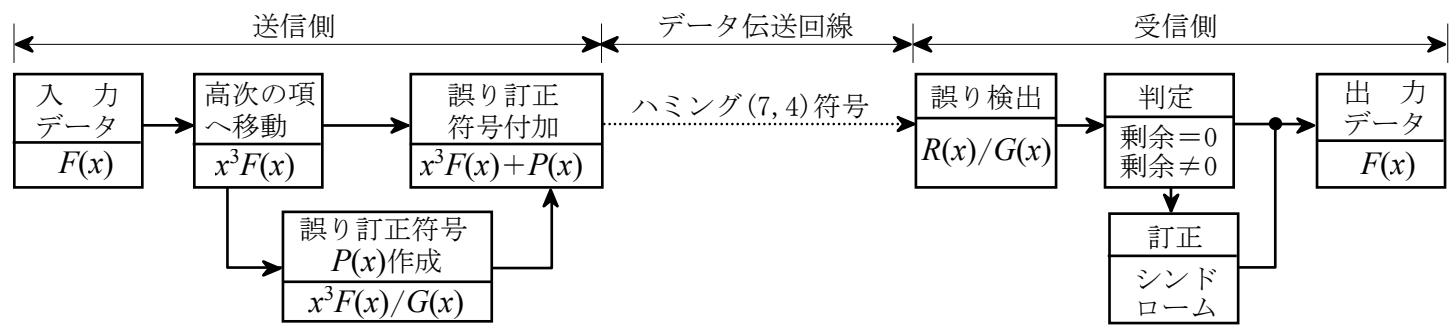


- 1 $3Z_0/2$ [Ω]
- 2 $7Z_0/4$ [Ω]
- 3 $9Z_0/4$ [Ω]
- 4 $12Z_0/5$ [Ω]
- 5 $14Z_0/5$ [Ω]

A-20 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、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 等価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の一つであるシーケンシャルサンプリング方式は、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。
- 3 等価時間サンプリング方式の一つであるシーケンシャル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。
- 4 等価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(折り返し)は、実時間サンプリング方式では発生しない。
- 5 実時間サンプリング方式は、繰り返し波形の観測を目的としており、サンプリングする周期に比較して変化の速い波形の観測に適している。

B-1 次の記述は、移動通信などのデータ伝送の誤り制御方式の一つである前方誤り訂正(FEC)方式について、図に示す構成例を基に、ブロック符号の一つであるハミング(7,4)符号を例にしてその基本的な原理を述べたものである。□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) 送信側の $x^3F(x)$ は、誤り訂正符号 $P(x)$ を付加する場所を空けるために、□ア ビットの入力データ $F(x)$ に、 x^3 を乗算したものである。
- (2) 送信側の誤り訂正符号 $P(x)$ は、 $x^3F(x)$ を生成多項式 $G(x)$ で割ったときの □イ である。これを $x^3F(x)$ に付加し、7 ビットの送信符号 $x^3F(x)+P(x)$ として伝送する。
- (3) 受信側では、受信符号 $R(x)$ を送信側と同じ生成多項式 $G(x)$ で割ったときの剰余について判定する。符号を正しく受信できたときは割り切れるので、剰余=0 となる。他方、割り切れない(剰余≠0)ときは、その剰余をシンドロームと比較し、一致したときは、それに対応する □ウ ビットの誤りの場所の誤り訂正を行うことができる。
- (4) (3)のシンドロームは、受信側で □エ は既知であるから、□ウ ビットの誤りが存在する $R(x)$ のパターン毎に □エ で割ったときの剰余を計算したものであり、誤り訂正の元となる。送信側の誤り訂正符号の付加回路と受信側の判定及び訂正回路は、□オ 電子回路により構成され、自動的に処理することができる。

- | | | | | | | | | | |
|---|---|---|----|---|--------|---|--------|----|-----------|
| 1 | 1 | 2 | 2 | 3 | 3 | 4 | 4 | 5 | シフトレジスタ |
| 6 | 商 | 7 | 剰余 | 8 | $P(x)$ | 9 | $G(x)$ | 10 | A-D コンバータ |

B-2 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。

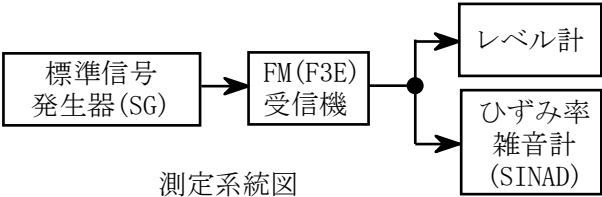
- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o とすると、一般に入出力特性は、式 $e_o = a_0 + a_1e_i + a_2e_i^2 + a_3e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1 、 f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1 、 f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □ア $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ア $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は □イ と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 | 中間周波数 | 2 | 2 | 3 | 3 | 4 | 大きく | 5 | $6L$ |
| 6 | 局部発振周波数 | 7 | F_2 | 8 | F_1 | 9 | 小さく | 10 | $3L$ |

B-3 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、1,000 [Hz] の □ ア □ 信号により 60%変調状態(周波数偏移が許容値の 60%となる変調入力を加えた状態)とする。
(2) (1)の状態 で SG から受信機に 60 [dBμV] □ イ □ 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 □ ウ □ を調整する。
(3) (2)の状態 で SG の出力を調整し、受信機の復調信号の SINAD 即ち $10 \log_{10}$ □ エ □ 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 □ オ □ とする。

- 1 正弦波
2 矩形波
3 以下
4 以上
5 スケルチレベル
6 出力レベル
7 $\{(S+N+D)/(N+D)\}$
8 $\{(S+N+D)/(S+N)\}$
9 ひずみ成分
10 低調波成分

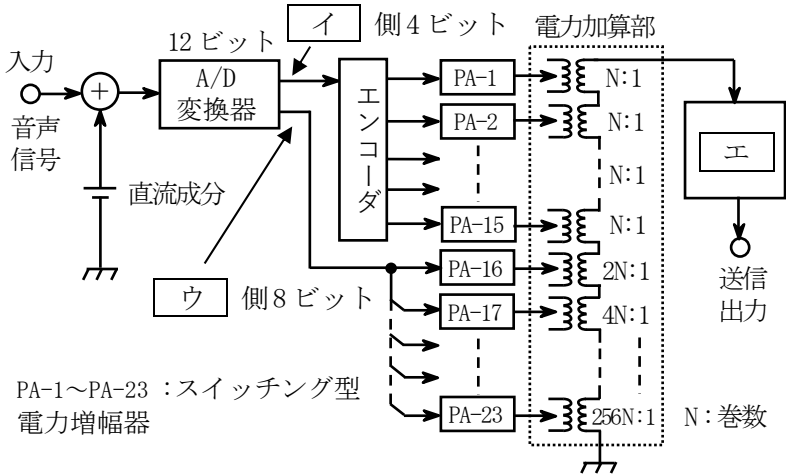


B-4 次の記述は、FFT アナライザについて述べたものである。このうち正しいものを 1、誤っているものを 2 として解答せよ。

- ア 入力信号の各周波数成分ごとの振幅のみの情報が得られる。
イ 解析可能な周波数の上限は、A-D 変換器の標準化周波数 f_s [Hz] で決まる。
ウ 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できない。
エ 被測定信号を再生して表示するには、逆フーリエ変換を用いる。
オ 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準化周波数 f_s [Hz] の 2 倍より低く制限する必要がある。

B-5 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 □ ア □ 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 □ イ □ 側の4ビットと細かい振幅情報を表す □ ウ □ 側の8ビットに分けられる。□ イ □ 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。□ ウ □ 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、□ エ □ 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電力を 1 [kW] 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 □ オ □ [W] となる。ただし、D/A変換の役目をする電力加算部、□ エ □ は、理想的に動作するものとする。



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。

- 1 電力効率
2 LSB
3 同相軸
4 帯域フィルタ (BPF)
5 100
6 送信出力
7 MSB
8 直交軸
9 高域フィルタ (HPF)
10 250