

FA007

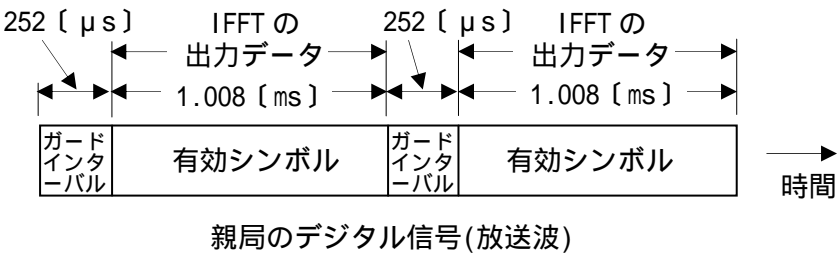
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A - 1 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち地上系デジタル放送に関する標準方式で規定されているガードインターバ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。

- ガードインターバルは、送信側において OFDM(直交周波数分割多重)セグメントを逆高速フーリエ変換(IFFT)した出力データのうち、時間的に □ A □ 端の出力データを有効シンボルの □ B □ に付加することによって受信が可能となる期間を延ばし、有効シンボル期間において正しく受信できるようにするものである。
- ガードインターバルを用いることにより、中継局で親局と同一の周波数を使用する(SFN:Single Frequency Network)ことが可能であり、ガードインターバル期間長 □ C □ の遅延波があってもシンボル間干渉のない受信が可能である。
- 例えば、図に示すようにガードインターバル期間長が、有効シンボル期間長の 1/4 の 252 [μ s] としたとき、SFN とすることができる親局と中継局間の最大距離は、原理的に約 □ D □ [km] となる。ただし、中継局は、親局の放送波を中継する放送波中継とし、親局と中継局の放送波の送出タイミングは両局間の距離による伝搬遅延のみに影響されるものとする。また、親局と中継局の放送波のデジタル信号は、完全に同一であり、受信点において、遅延波の影響により正しく受信するための有効シンボル期間分の時間を確保できない場合はシンボル間干渉により正しく受信できず、SFN とすることができないものとする。

	A	B	C	D
1	前	後	以上	37.8
2	前	後	以内	75.6
3	後	前	以上	18.9
4	後	前	以内	75.6
5	後	前	以内	37.8



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 60 [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。

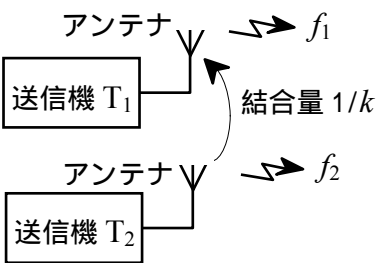
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5

$J_n^2(m)$ 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、図に示す送信機 T_1 及び T_2 の間で生ずる 3 次の相互変調積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、3 次の相互変調積は、送信周波数 f_1 [Hz] の送信機 T_1 に、送信周波数が f_1 よりわずかに高い f_2 [Hz] の送信機 T_2 の電波が入り込み、 T_1 において伝送帯域内に生ずる可能性のある周波数成分とする。また、 T_1 及び T_2 の送信電力は等しく、アンテナ相互間の結合量を $1/k$ ($k > 1$) とする。

- 3 次の相互変調積が発生したときの周波数成分は、□ A □ の二つの成分である。
- (1) の二つの周波数成分のうち、振幅が大きいのは周波数の □ B □ 方の成分である。
- T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 1 [dB] 減少すると、(2) の振幅が大きい周波数成分の電力は、□ C □ [dB] 減少する。

A	B	C
1 $3f_1 - 2f_2$ [MHz] 及び $3f_2 - 2f_1$ [MHz]	高い	3
2 $3f_1 - 2f_2$ [MHz] 及び $3f_2 - 2f_1$ [MHz]	低い	6
3 $2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	高い	6
4 $2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	低い	3
5 $2f_1 - f_2$ [MHz] 及び $2f_2 - f_1$ [MHz]	低い	6



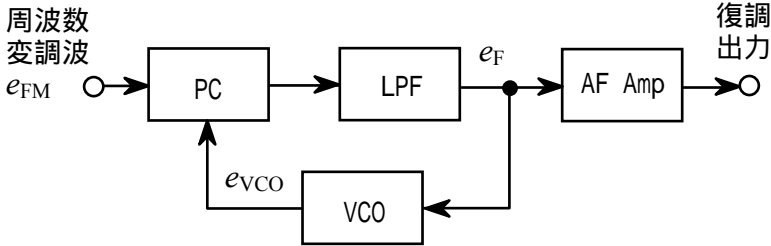
A - 4 OFDM(直交周波数分割多重)において原理的に伝送可能な情報の伝送速度(ビットレート)の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、情報を伝送するサブキャリアの個数を50個、変調方式を64QAM及び有効シンボル期間長を $4\text{ }\mu\text{s}$ とし、ガードインターバル期間長を $1\text{ }\mu\text{s}$ (ガードインターバル比「1/4」)及び情報の誤り訂正の符号化率を「1/2」とする。

- 1
- 10 [Mbps]
- 2
- 15 [Mbps]
- 3
- 30 [Mbps]
- 4
- 40 [Mbps]
- 5
- 50 [Mbps]

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。

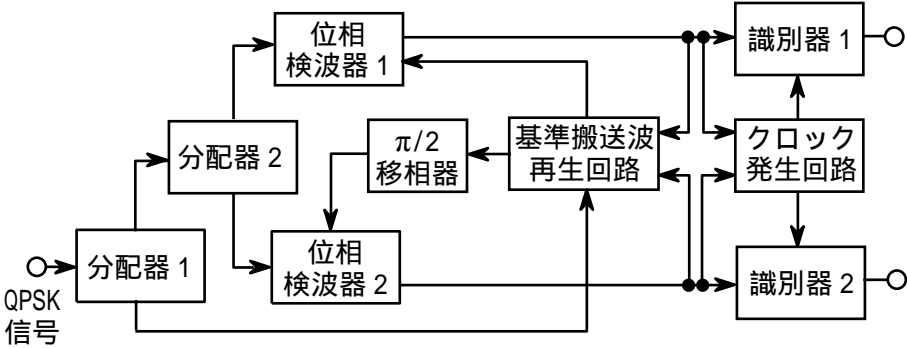
	A	B	C
1	位相	高周波成分	最大
2	位相	誤差電圧	零
3	位相	高周波成分	零
4	振幅	誤差電圧	最大
5	振幅	高周波成分	最大



A - 6 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられるQPSK(4PSK)復調器の原理的構成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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1)
- 位相検波器 1 及び 2 は、「QPSK信号」と「基準搬送波」及び「QPSK信号」と「基準搬送波と位相が $\pi/2$ 異なる信号」をそれぞれ
- A
- し、両者の位相差を出力させるものである。
- (2)
- 基準搬送波再生回路に用いられる搬送波再生方法の一つである逆変調方式は、例えば位相検波器 1 及び 2 の出力を用いて、QPSK信号を送信側と逆方向に
- B
- 変調することによって、情報による
- B
- の変化を除去し、
- B
- が元の搬送波と同じ波を得るものである。
- (3)
- 識別器 1 及び 2 に用いられる符号の識別方法には、位相検波器 1 及び 2 の出力のパルスのピークにおける瞬時値によって符号を識別する瞬時検出方式の他、クロックパルスの
- C
- 周期内で検波器出力信号波を積分して、その積分値により識別する積分検出法もある。

	A	B	C
1	掛け算	位相	1
2	掛け算	位相	4
3	足し算	振幅	1
4	足し算	振幅	4
5	足し算	位相	4



A - 7 単一通信路における周波数変調(FM)波のS/N改善係数 $I\text{ [dB]}$ 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 $B\text{ [Hz]}$ 、最高変調周波数を $f_p\text{ [Hz]}$ とすると、 I (真数)は、 $I = 3 m_f^2 B / (2 f_p)$ で表せるものとし、 B を 20 [kHz] 、 f_p を 3 [kHz] 、最大周波数偏移を 6 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

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

A - 8 BPSK(2PSK)信号の復調(検波)方式である遅延検波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 遅延検波方式は、送信側において必ず差動符号化を行わなければならない。
- 2 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る。
- 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いる。
- 4 遅延検波方式は、1シンボル後の変調されていない搬送波を基準搬送波として位相差を検出する方式である。
- 5 遅延検波方式は、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。

A - 9 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。

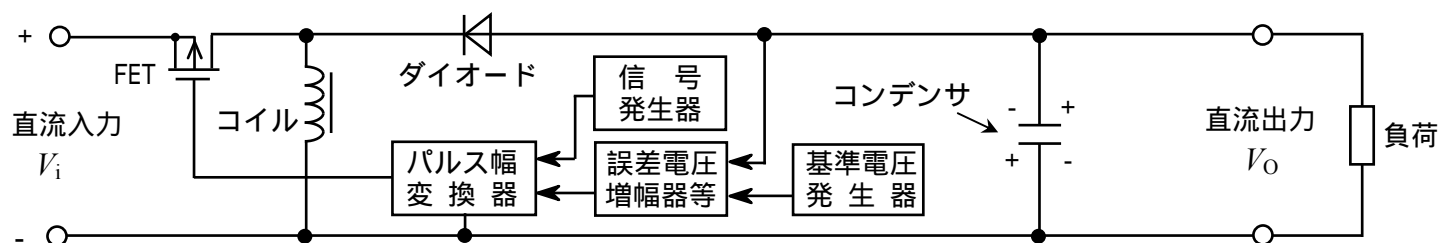
- (1) 振幅変化 $E_0(t)$ と位相変化 $\varphi_0(t)$ を同時に受けている被変調波 $s_0(t)$ は、無変調時の $s_0(t)$ の振幅を1、初期位相を0及び高周波成分の角周波数を ω_c とすると、 $s_0(t) = E_0(t) \cos\{\omega_c t + \varphi_0(t)\}$ と表される。ここで、高周波成分 ω_c の変化を除去し、 $E_0(t)$ を直接検波するのが □ A □ 検波であるが、実際に検出されるのは $|E_0(t)|$ である。
- (2) 同期検波を行って $E_0(t)$ または $\varphi_0(t)$ 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 $\theta_s - \varphi_0(t)$ 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 $E_0(t) \cos\theta_s$ 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 □ C □ となり、逆に直角位相($\theta_s = \pi/2$)の関係にあるとき □ D □ となる。

A	B	C	D
1 FM	$\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	0
2 FM	$\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	0	最大
3 包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	0
4 包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	0	最大
5 包絡線	$\frac{1}{2} E_0(t) [\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	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 □ A □ 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、□ B □ にエネルギーが蓄積される。
- (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 □ B □ に蓄積されたエネルギーによって、負荷から □ B □ 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 □ C □ に示す極性に充電する。

A	B	C
1 パルス幅変換器	コイル	
2 パルス幅変換器	コイル	
3 パルス幅変換器	コンデンサ	
4 信号発生器	コンデンサ	
5 信号発生器	コイル	



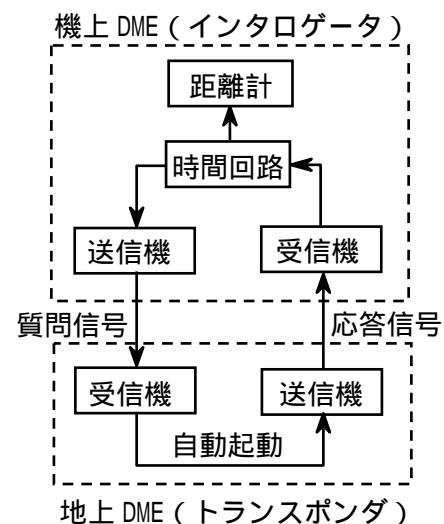
A - 11 次の記述は、静止通信衛星の電源系に用いられる太陽電池、二次電池及び太陽食について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 夏至又は冬至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る(太陽食)ため、太陽電池は発電ができなくなる。
- 3 太陽電池のセルは、一般に、三軸衛星では展開式の平板状のパネルに実装される。
- 4 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遅くなる。
- 5 太陽食により太陽電池が発電できなくなる間は、リチウムイオン電池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。

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。

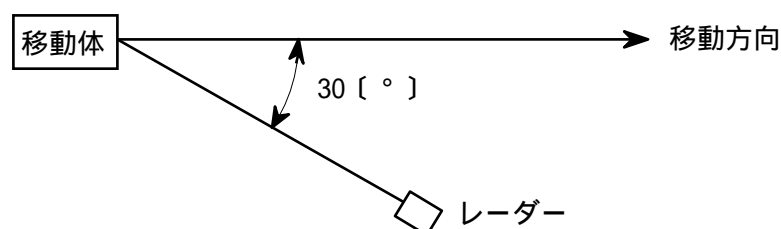
- (1) 航空用 DME は、追跡の状態において、航行中の航空機に対し、既知の地点からの距離情報を連続的に与える装置であり、使用周波数帯は、□ A □ 帯である。
- (2) 地上 DME(トランスポンダ)は、航空機の機上 DME(インタロゲータ)から送信された質問信号を受信すると、質問信号と □ B □ 周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) トランスポンダは、複数の航空機からの質問信号に対し応答信号を送信する。このため、インタロゲータは、質問信号の発射間隔を □ C □ にし、自機の質問信号に対する応答信号のみを安定に同期受信できるようにしている。

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



A - 13 図に示すように、ドプラレーダーを用いて移動体を前方 30 [°] の方向から測定したときのドプラ周波数が、1 [kHz] であった。この移動体の移動方向の速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、レーダーの周波数は 10 [GHz] とし、 $\cos 30 [^\circ] = 0.9$ とする。

- 1 60 [km/h]
- 2 67 [km/h]
- 3 70 [km/h]
- 4 77 [km/h]
- 5 80 [km/h]



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 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

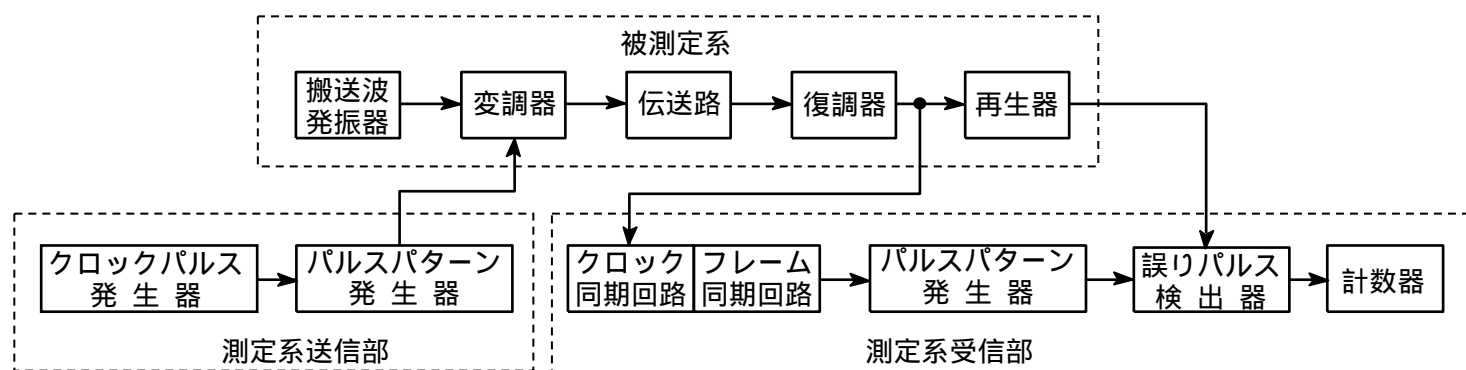
A - 15 均一量子化を行うパルス符号変調(PCM)通信方式において、量子化のビット数を 1 ビット増やしたときの信号対量子化雑音比 (S/N_Q) の改善量の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、信号電圧の振幅の発生する確率分布は、振幅を分割した区間内で一様であり、量子化雑音は、周波数に関係なく一様な分布とする。

- 1 6 [dB]
- 2 8 [dB]
- 3 10 [dB]
- 4 12 [dB]
- 5 18 [dB]

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 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。
- 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 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。

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。

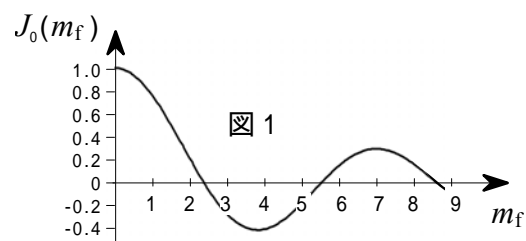


- (1) 測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように □ A □ パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と □ B □ パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の □ C □ から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を出力する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較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

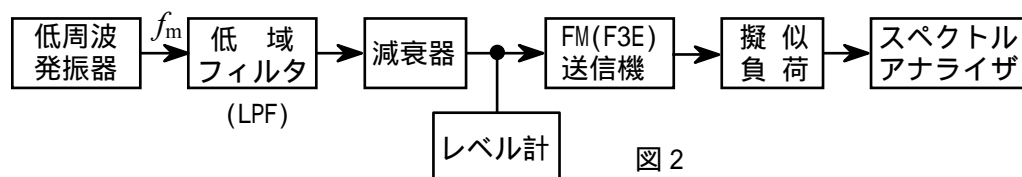
	A	B	C
1	ランダム	異なる	受信パルス列
2	ランダム	同一の	副搬送波
3	擬似ランダム	同一の	受信パルス列
4	擬似ランダム	異なる	副搬送波
5	擬似ランダム	異なる	受信パルス列

A - 18 次の記述は、搬送波零位法による周波数変調(FM)波の周波数偏移の測定方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。

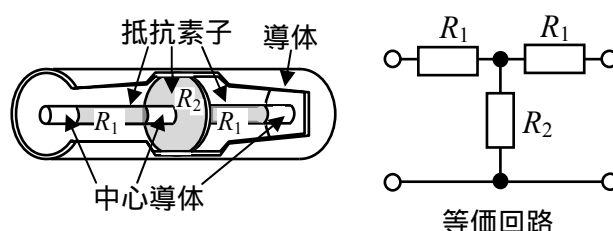
- (1) FM波の搬送波及び各側帯波の振幅は、変調指数 m_f を変数(偏角)とするベッセル関数を用いて表され、このうち搬送波の振幅は、零次のベッセル関数 $J_0(m_f)$ の大きさに比例する。 $J_0(m_f)$ は、 m_f に対して図1に示すような特性を持つ。
- (2) 図2に示す構成例において、周波数 f_m [Hz] の単一正弦波で周波数変調したFM(F3E)送信機の出力の一部をスペクトルアナライザに入力し、FM波のスペクトルを表示する。単一正弦波の振幅を零から次第に大きくしていくと、搬送波及び各側帯波のスペクトル振幅がそれぞれ消長を繰り返しながら、徐々にFM波の占有周波数帯幅は □ A □ なる。
- (3) 搬送波の振幅が □ B □ になる度に、 m_f の値に対するレベル計の値(入力信号電圧)を測定する。周波数偏移 f_d は、 m_f 及び f_m の値を用いて、 $f_d = \square C$ であるので、測定値から入力信号電圧対周波数偏移の特性を求めることができ、搬送波の振幅が □ B □ となるときだけでなく、途中の振幅でも周波数偏移を知ることができる。



	A	B	C
1	狭く	極大	f_m / m_f
2	狭く	零	$m_f f_m$
3	狭く	極大	$m_f f_m$
4	広く	零	$m_f f_m$
5	広く	極大	f_m / m_f



A - 19 図に示す抵抗素子 R_1 [] 及び R_2 [] で構成される同軸形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、同軸形抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [] の信号源、出力端には Z_0 [] 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。

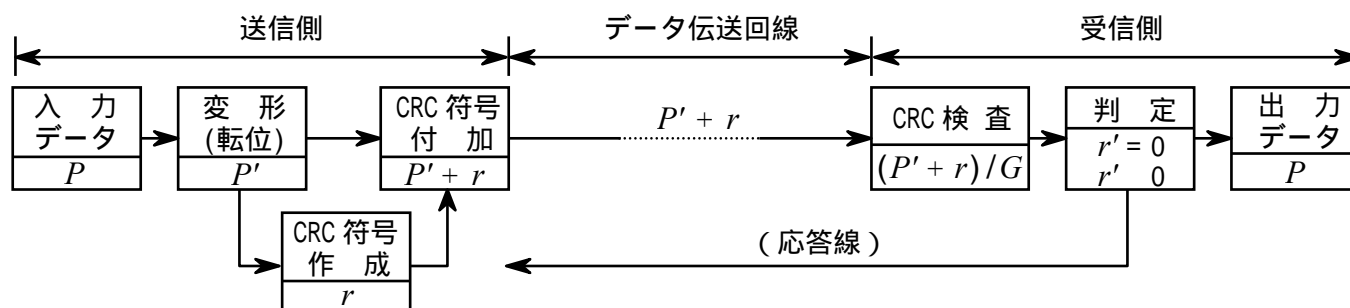


- 1 $2Z_0/3$ [] 2 $4Z_0/7$ [] 3 $4Z_0/9$ [] 4 $5Z_0/14$ [] 5 $5Z_0/12$ []

A - 20 次の記述は、FFTアナライザ、オシロスコープ及び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)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。ただし、オシロスコープ及びスペクトルアナライザはアナログ方式とする。

- 1 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る。
- 2 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る。
- 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。

B - 1 次の記述は、図に示す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自動再送要求(ARQ)に用いる巡回冗長検査符号(CRC)方式の手順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、生成多項式を G 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。

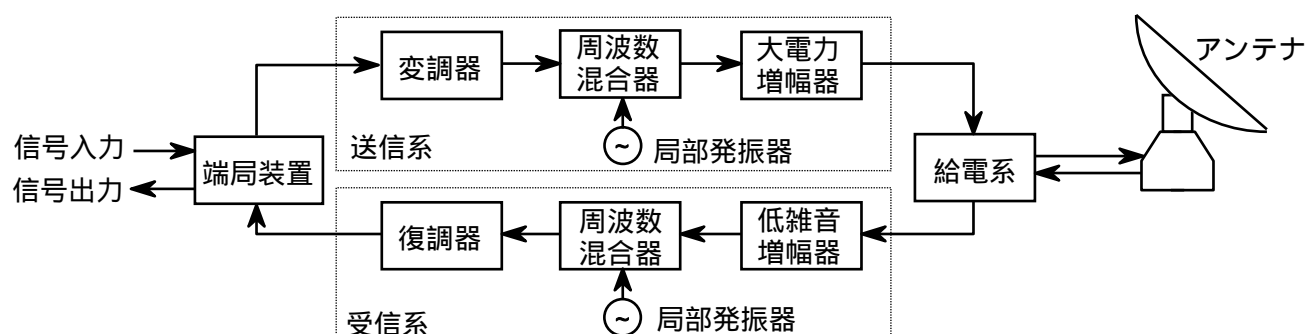


- (1) 送信側の入力データ P を変形したデータ P' は、 P に G の □ア の項を掛けたものである。
- (2) 送信側の CRC 符号 r は、□イ で割ったときの □ウ であり、これを P' に付加した $P' + r$ を表すデータのビット列を作り伝送する。
- (3) 受信側で CRC 検査を行って得た符号 r' は、伝送されてきた $P' + r$ を送信側と同じ生成多項式 G で割ったときの □ウ である。
- (4) 受信側では、伝送された符号が、□エ であれば良好、そうでなければ不良と判定し、送信側に応答する。
- (5) CRC 方式は、受信側の演算操作が割り算だけでなく、□オ を用いて容易に処理することができる。

- | | | | | |
|-------|------|-----------|---------------|---------------|
| 1 最低次 | 2 剰余 | 3 カウンタ | 4 $r' = 0$ | 5 P' を G |
| 6 最高次 | 7 商 | 8 シフトレジスタ | 9 $r' \neq 0$ | 10 G を P' |

B - 2 次の記述は、図に示す衛星通信地球局の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。

- (1) 送信系の大電力増幅器(HPA)として、クライストロンは以前から用いられてきたが、現在では、進行波管(TWT)などが用いられている。TWT は、クライストロンに比べて使用可能な周波数帯域幅が □ア 。
- (2) アンテナを天空に向けたときの等価雑音温度は、通常、地上に向けたときと比べて □イ なる。受信系の等価雑音温度をアンテナ系の等価雑音温度に近づけることにより、利得対雑音温度比(G/T)を改善できる。このため、受信系の低雑音増幅器には、□ウ や HEMT などが用いられている。
- (3) 送信系及び受信系において良好な周波数変換を行うため、□エ が高く、位相雑音のレベルが低い特性の局部発振器が用いられ、周波数を混合した後で、帯域フィルタ(BPF)で必要な周波数成分だけを取り出す際に、不要な周波数成分が出力されないようにする。また、□オ をするように入出力のレベルを適切な値に設計し、相互変調積などが発生しないようにする。



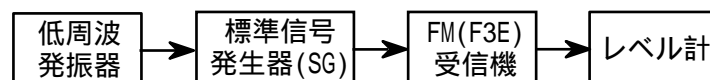
- | | | | | |
|------|------|-------------|-------------|----------|
| 1 広い | 2 高く | 3 PIN ダイオード | 4 出力インピーダンス | 5 線形動作 |
| 6 狭い | 7 低く | 8 GaAsFET | 9 周波数安定度 | 10 非線形動作 |

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。
- イ 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。
- 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 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。

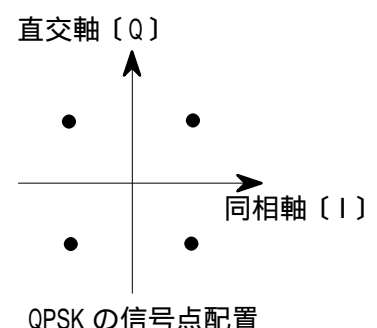
- (1) 受信機のスケルチを □ ア □、標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により最大周波数偏移の許容値の 70 [%] の変調状態で、受信機に 20 [dB μ V] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の 1/2 となるように □ イ □ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断(OFF)にし、受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (3) SG を接(ON)にし、その周波数を変えずに □ ウ □ で、その出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力(雑音)レベルが(2)で求めた値より 20 [dB] □ 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 断(OFF) | 2 受信機 | 3 無変調 | 4 高い値 | 5 3 |
| 6 接(ON) | 7 低周波発振器 | 8 変調状態 | 9 低い値 | 10 6 |

B - 5 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、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化したときは、QPSK 変調波の位相が □ イ □ [rad] 変化する。この変化は、信号点軌跡が原点を通ることである。この原点は、QPSK 変調波の包絡線の振幅が □ ウ □ となることを表している。
- (3) OQPSK 変調方式では、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号を、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 チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化せず、OQPSK 変調波の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、信号点軌跡は原点を通らない。



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