

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 3 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 3 の IFFT のサンプリング点の数は、8,192 であり、 $512 = 2^9$ 、 $8,192 = 2^{13}$ 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]
-----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	-----------------	-----------------	--------------------

	A	B	C	D
1	1,008	126	125/126	5,617
2	1,008	126	500/567	6,319
3	2,016	252	500/567	5,617
4	2,016	126	125/126	5,617
5	2,016	252	500/567	6,319

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 [μs]
ガードインターバル期間長	B [μs]
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 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 10 [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 60 [%] であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの電力は 13.2 [kW] である。

- 1 13.7 [kW]
- 2 14.0 [kW]
- 3 15.0 [kW]
- 4 16.0 [kW]
- 5 16.5 [kW]

A－3 OFDM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256QAM及び有効シンボル期間長を 4 [μs] とし、ガードインターバル期間長を 1 [μs] (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「3/4」とする。

- 1 15 [Mbps]
- 2 30 [Mbps]
- 3 40 [Mbps]
- 4 60 [Mbps]
- 5 80 [Mbps]

A－4 次の記述は、QPSK 及び $\pi/4$ シフト QPSK の信号点の位相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、ここでの $\pi/4$ シフト QPSK は、送るデータが“0,0”であれば、その前に送った信号点に対して $+\pi/4$ [rad] の位相変化を、同様に、送るデータが“0,1”であれば $+3\pi/4$ 、“1,1”であれば $-3\pi/4$ 、“1,0”であれば $-\pi/4$ の位相変化をそれぞれ与えて送信するものとする。

(1) 信号点配置を図 1 に示す QPSK では、I と Q の極性が同時に変化したときは、変調波の位相が
 A [rad] 変化する。

(2) 一方、 $\pi/4$ シフト QPSK では、例えば、送るデータが、時間系列で、“0,1”、“1,1”、“0,0”、“1,0”のデータを順次送信する場合、その前に送った信号点の位相を図 2 の①とすると、当該時間系列のデータに対する位相は
 B の順に変化する。

	A	B
1	π	④ ⑦ ⑧ ⑦
2	π	⑥ ① ⑧ ⑦
3	π	④ ① ② ①
4	$\pi/2$	⑥ ③ ④ ③
5	$\pi/2$	② ⑦ ② ①

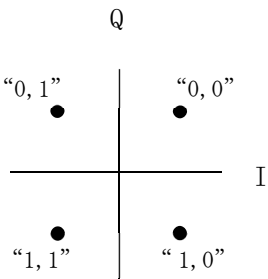


図 1

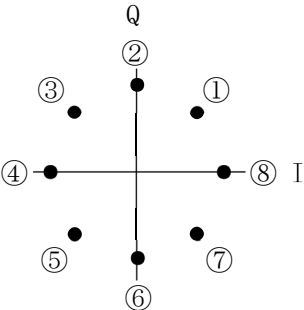


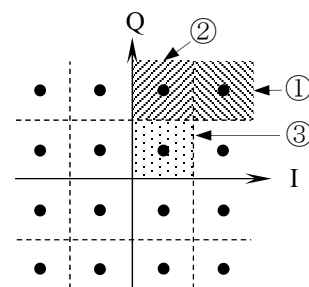
図 2

A-5 次の記述は、16QAM信号の同期検波時の理論的なビット誤り等について述べたものである。16QAM信号の誤差補関数を用いたビット誤り率 P_{16QAM} の値（近似値）として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、当該特性はフェージングの影響がなく加法的白色ガウス雑音のみが存在する伝搬環境を想定し、負荷抵抗は1[Ω]であるものとする。また、グレイ符号によるビット割り当てが行われ、信号の発生確率は同じであり、シンボルが隣接する区間のみの誤りを考慮するものとする。

- (1) 信号に雑音加わり隣接区間に飛び出るとシンボル誤りが生じるが、シンボルの誤り率はシンボルの位置関係により異なる。グレイ符号の場合、隣接するシンボルのビット誤り数は1であり、図に示す①、②、③の3種類の区間のビット誤り率をそれぞれ P_1 、 P_2 、 P_3 とすると全体のビット誤り率 P_{16QAM} は $P_{16QAM} = (1/4)P_1 + (1/2)P_2 + (1/4)P_3$ となる。

隣接するシンボルが2つである P_1 は、QPSKの誤り率と同じ考えで求められる。また、隣接するシンボルが4つの P_3 は P_1 の2倍、隣接するシンボルが3つの P_2 は P_1 の1.5倍として全体のビット誤り率を算出できるため、 P_{16QAM} は P_1 を用いた近似式に整理できる。

- (2) C/N をパラメータとしたQPSKのビット誤り率は、誤差補関数を用いた式として $(1/2)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/2}\}$ で表せる。また、QPSKと16QAMの平均電力を同じとすると16QAMの信号点当たりの平均電力はQPSKの1/5であり、隣接する区間の誤り率がQPSKの1/2に変わることを考慮することで P_1 の近似値が求まるため、 P_{16QAM} が算出できる。



- 1 $(3/8)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/10}\}$
- 2 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/10}\}$
- 3 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/5}\}$
- 4 $(3/8)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/5}\}$
- 5 $(3/4)\text{erfc}\{\sqrt{(C/N)/2}\}$

A-6 次の記述は、BPSK変調信号 $s(t)$ に雑音(加法的白色ガウス雑音)が付加された受信信号 $r(t)$ を図の復調器構成によって同期検波したとき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。ただし、基準搬送波 $p(t)$ を $p(t) = 2\cos\omega_c t$ 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) 受信機で帯域制限された搬送波周波数帯における雑音 $n(t)$ は、その同相、直交成分をそれぞれ $n_I(t)$ 、 $n_Q(t)$ とすると、狭帯域雑音として次式で表される。

$$n(t) = n_I(t) \times \square A + n_Q(t) \times \square B$$

- (2) BPSKのデータ値によって $a(t)$ が±1の値をとり、搬送波の角周波数を ω_c [rad/s]とすると、 $s(t)$ は、

$$s(t) = a(t) \cos\omega_c t$$

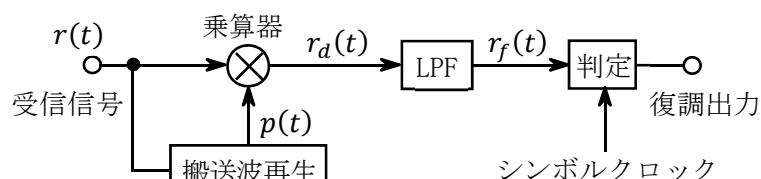
で表せるものとして、 $s(t)$ に $n(t)$ が付加された受信信号 $r(t)$ と $p(t)$ を乗積した信号 $r_d(t)$ は、次式で表される。

$$r_d(t) = r(t)p(t) = \{s(t) + n(t)\}p(t) = \{ \square C \} \times (1 + \cos 2\omega_c t) + n_Q(t) \sin 2\omega_c t$$

- (3) $r_f(t)$ は、 $r_d(t)$ からLPFによって2倍の周波数成分が除去された信号であり、次式で表される。

$$r_f(t) = \square C$$

	A	B	C
1	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$
2	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
3	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)/2 + n_Q(t)/2$
4	$\cos\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
5	$\cos\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$



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 [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 [Hz]、最高変調周波数を f_p [Hz]とすると、 I (真数)は、 $I = 3m_f^2 B / (2f_p)$ で表せるものとし、最大周波数偏移 f_d を6[kHz]、 B を20[kHz]、 f_p を3[kHz]とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 10 [dB] | 2 13 [dB] | 3 16 [dB] | 4 20 [dB] | 5 24 [dB] |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|

A-8 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の映像(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、□Aを映像周波数という。

- (2) 映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映像周波数選択度などという。

- (3) この映像周波数による混信の軽減法には、中間周波数を□Bと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□Cの選択度を良くする方法などがある。

	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

A-9 次の記述は、発電機とインバータを基本構成要素の一部とする一般的な無停電電源装置(UPS)について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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、直流電力を交流電力に変換するものである。
- 2 商用電源が長時間停電したときは、無停電電源装置に接続されている発電機からの交流入力により、負荷に電力を供給する。
- 3 商用電源が瞬時停電など短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交流電力に変換し、その交流電力が負荷に供給される。
- 4 定常時には、商用電源からの交流入力を安定した直流電力に変換し、その直流電力を負荷に供給する。
- 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-10 整流回路のリプル率 γ 、電圧変動率 δ 及び整流効率 η の値の組合せとして、最も近いものを下の番号から選べ。

ただし、 γ は負荷の直流電圧を 6 [V]、交流分の実効値電圧を 0.36 [V]、 δ は負荷に定格電流を流したときの定格電圧を 6 [V]、無負荷時の電圧を 7 [V] 及び η は整流回路に供給される交流電力を 13 [W]、負荷に供給される電力を 10 [W] として求めるものとする。

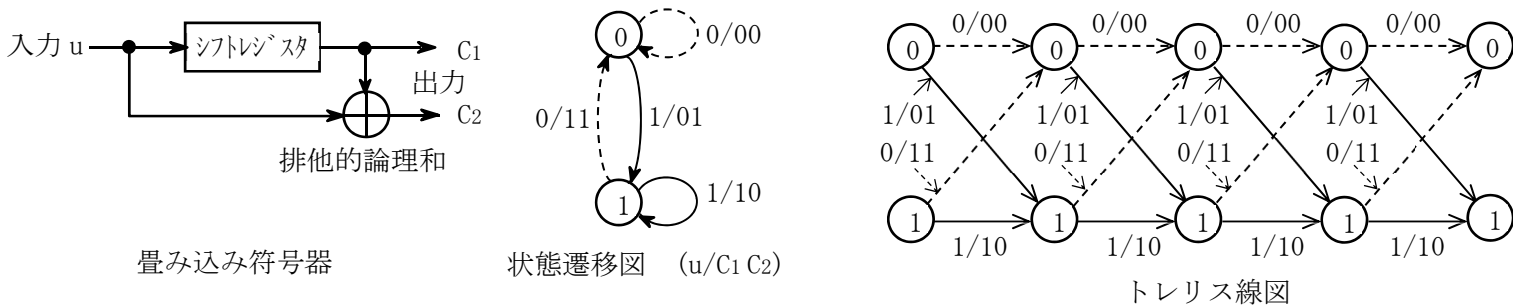
	γ	δ	η
1	5.0 [%]	14.3 [%]	77 [%]
2	5.0 [%]	16.7 [%]	80 [%]
3	5.0 [%]	16.7 [%]	77 [%]
4	6.0 [%]	14.3 [%]	80 [%]
5	6.0 [%]	16.7 [%]	77 [%]

A-11 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] の中で周波数を、 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 □ くする必要があり、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	逆	$\sqrt{T/\Delta f}$	広	狭
2	逆	$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭
3	逆	$\sqrt{T/\Delta f}$	狭	広
4	同一	$\sqrt{T/\Delta f}$	狭	広
5	同一	$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭

A-12 次の記述は、デジタル伝送の誤り訂正符号である畳み込み符号について、図に示す符号器のシフトレジスタの状態(“0”または“1”)と入力 u に応じて2つの符号(C_1 C_2)を出力して変化する様子を示す状態遷移図及びそれを時系列(ステップ毎)に書換えたトレリス線図から、ビタビ復号法までの原理的な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。

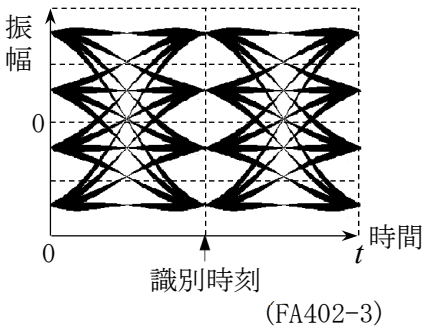


- (1) 入力系列を符号化して得られた出力の符号系列を送信し、伝送途中で誤りが生じて受信系列が“01 01 00 01”となったとき、ビタビ復号法によって、トレリス線図と比べて最も近い符号列が生成される経路を見つけ、送信した符号系列を推測することができる。
- (2) 具体的には、ステップ毎に、受信符号が符号器から想定される出力符号と □ A □ ビット数をハミング距離として計算していき、その和が最小となる経路を選ぶことにより、最も確からしいパスを判定することができる。(1)で送信した符号系列を推測すると □ B □ となる。ただし、符号器に符号を入力する前のシフトレジスタの状態は“0”とする。

	A	B
1	同じ	“00 01 11 01”
2	同じ	“01 11 01 01”
3	異なる	“00 01 11 01”
4	異なる	“01 11 00 00”
5	異なる	“01 11 00 01”

A-13 次の記述は、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、図は、帯域制限されたベースバンド信号のアイパターンの一例を示す。

- 1 アイパターンの横の開き具合は、クロック信号の統計的なゆらぎ(ジッタ)等による識別タイミングの劣化に対する余裕を表している。
- 2 アイパターンを観測することにより、情報の誤り訂正の符号化率を知ることができる。
- 3 図は、符号間干渉が生じて識別できない場合のアイパターンの一例を示している。
- 4 図は、2値の伝送波形のアイパターンの一例を示している。
- 5 図のアイパターンの横軸の時間の長さ t は、4シンボル時間である。



A-14 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 SSR(航空用二次監視レーダー) | ドプラ効果 | 差 |
| 3 SSR(航空用二次監視レーダー) | トムソン効果 | 差 |
| 4 SSR(航空用二次監視レーダー) | トムソン効果 | 積 |
| 5 DME(航行援助用距離測定装置) | トムソン効果 | 積 |

A-15 次の記述は、図に示すデジタル信号処理等で用いられるFIR(Finite Impulse Response)フィルタの原理的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。ただし、 n, M は整数とする。

- (1) インパルス応答が有限長のFIRフィルタは、時間領域でのインパルス応答の畳み込み和による差分方程式で記述できる。
- (2) インパルス応答を $h(n), n=0, 1, \dots, M-1 \{h(n)=0, n<0, n>M-1\}$ 、入力信号を $x(n)$ とすると、出力信号 $y(n)$ は差分方程式により次式で表せる。

$$y(n) = h(0)x(n) + h(1)x(n - 1) + h(2)x(n - 2) + \cdots + h(M - 1)x\{n - (M - 1)\} = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n - k)$$

- (3) $M=2, h(0)=1, h(1)=2$ とし、表に示す入力信号 $x(n)$ を加えた場合、出力信号 $y(1), y(2), y(3)$ はそれぞれ、□A□、□B□、□C□となる。

	A	B	C
1	1	4	7
2	2	4	6
3	2	3	0
4	4	7	0
5	4	7	6

□D□:遅延素子
 □乗算器(定数倍)
 □加算器

n	$x(n)$
0	1
1	2
2	3
その他	0

A-16 次の記述は、パルス符号変調(PCM)において標本化に関連する誤差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、標本化回路の入力信号の最高周波数を $f_0 + \Delta f$ [Hz]、標本化周波数を f_s [Hz]とする。

- (1) 図は、標本化の操作における入力信号、標本化パルス及び標本化された入力信号のスペクトルをそれぞれ示したものである。この操作は入力信号を変調信号とし、標本化パルスを搬送波としたときの両者の積として振幅変調することに相当する。
- (2) f_s [Hz]が $2f_0$ [Hz]のとき、標本化回路の入力信号の最高周波数が f_0 [Hz]を超えると標本化による変調作用によって生じた側帯波が重なりあってしまい□A□が生ずる。 f_0 [Hz]を超える周波数成分が残っている場合、図3に示すように、その残った周波数成分が f_0 [Hz]を中心として□B□周波数の方へ見掛け上、折り返された形となって、復調する際に、遮断周波数 f_0 [Hz]の理想的な補間フィルタ(低域フィルタ(LPF))を通して基本波部分のみを取り出すことが不可能となり、入力信号が完全に復元できなくなる。
- (3) また、標本化パルスが理想的なインパルスでなく有限のパルス幅を持つとき、受信側でこれを理想的な低域フィルタ(LPF)を通して入力信号が完全に復元できなくなる。一般的にこの影響をアパーチャ効果とよんでいる。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□C□が減衰する。

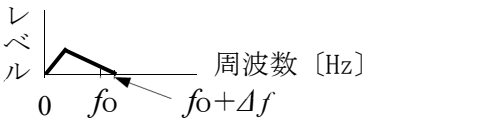


図1 入力信号のスペクトル

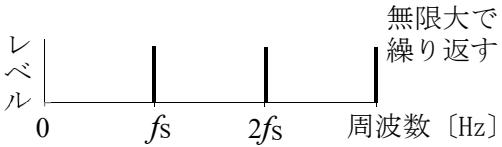


図2 標本化パルス(インパルス列)のスペクトル

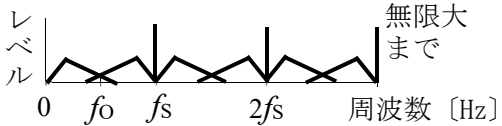


図3 $f_s = 2f_0$ で標本化された入力信号のスペクトル

- | A | B | C |
|----------|----|----------|
| 1 折り返し雑音 | 低い | 低域の周波数成分 |
| 2 折り返し雑音 | 低い | 高域の周波数成分 |
| 3 折り返し雑音 | 高い | 低域の周波数成分 |
| 4 補間雑音 | 低い | 低域の周波数成分 |
| 5 補間雑音 | 高い | 高域の周波数成分 |

A-17 次の記述は、AM(A3E)受信機の近接周波数選択度特性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 2-1 及び図 2-2 の選択度曲線は、図 1 の測定構成により、標準信号発生器の出力周波数を受信機と同調周波数 f_0 [Hz] の上下に変化し、受信機の実出力レベルをレベル計で測定して得たものである。

- (1) 近接周波数選択度特性は、主として □ A □ 増幅器の選択度特性によって決まる。図 2-1 に示すように選択度曲線の最大の実出力レベル点から一定値 δ [dB] 低い二つの周波数 f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] の間隔 $(f_2 - f_1)$ [Hz] を通過帯域幅といい、 δ には通常 6 [dB] が用いられ、その時の通過帯域幅を 6dB 帯域幅という。また、 f_2 における出力レベルより α [dB] 低いレベルとなる周波数 f_3 と f_2 との差 Δf [Hz] で α を割った値を □ B □ という。
- (2) □ C □ とは、一般には図 2-2 に示すように、60dB 帯域幅 B_{60} [Hz] と 6dB 帯域幅 B_6 [Hz] との比で表し、この値が 1 に近いほど理想選択度特性に近いことを示す。

A	B	C
1 中間周波	減衰傾度	シェープファクタ
2 中間周波	減衰傾度	ロールオフファクタ
3 中間周波	減衰定数	ロールオフファクタ
4 高周波	減衰傾度	ロールオフファクタ
5 高周波	減衰定数	シェープファクタ

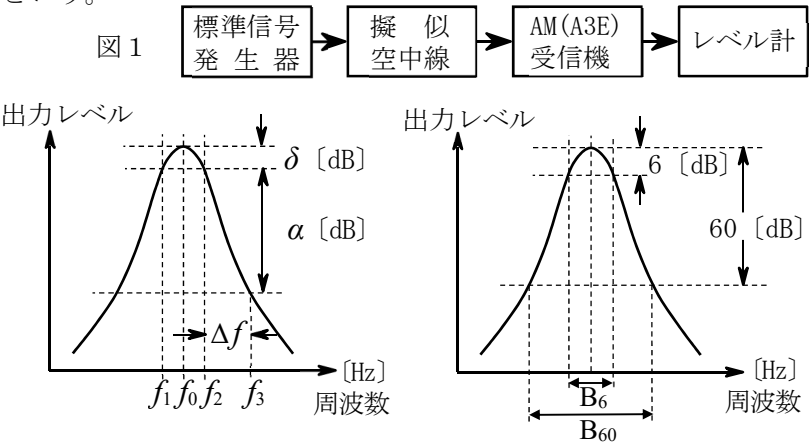


図 2-1 図 2-2

A-18 次の記述は、図に示す帰還形パルス幅変調方式を用いたデジタル電圧計の原理的な動作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、入力電圧を $+E_i$ [V]、周期 T [s] の方形波クロック電圧を $\pm E_c$ [V]、基準電圧を $+E_s$ 、 $-E_s$ [V]、積分器出力電圧(比較器入力電圧)を E_o [V] とする。また、 R_1 の抵抗値は R_2 の抵抗値と等しいものとし、回路は理想的に動作するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

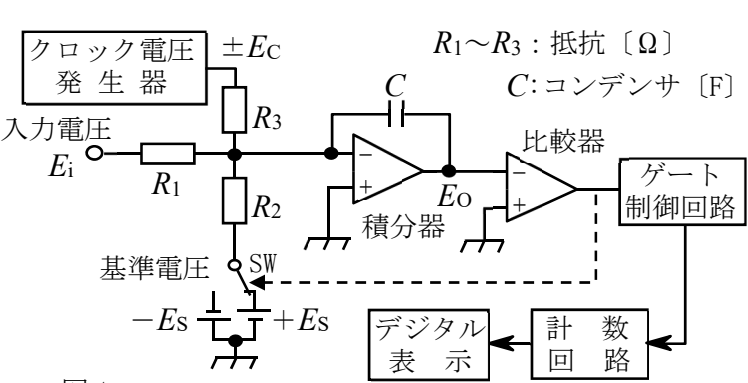


図 1

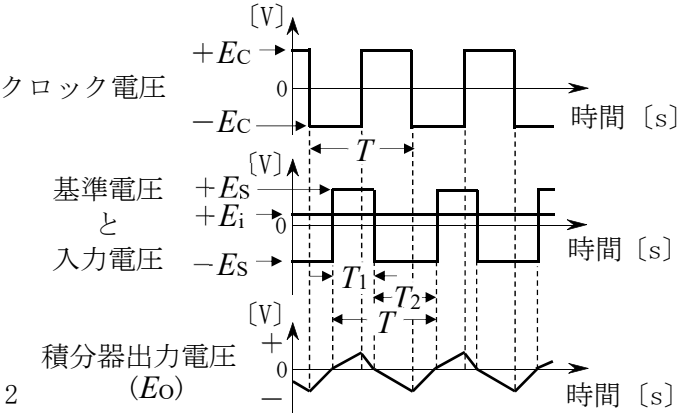


図 2

- (1) $+E_i$ 、 $\pm E_c$ 及び比較器出力により交互に切り換えられる $+E_s$ 、 $-E_s$ は、共に積分器に加えられる。比較器は、積分器出力 E_o を零レベルと比較し、 $E_o > 0$ のときには $+E_s$ が、 $E_o < 0$ のときには $-E_s$ が、それぞれ積分器に負帰還されるようにスイッチ(SW)を駆動する。
- (2) SWが $+E_s$ 側または $-E_s$ 側に接している期間は、□ A □ 電圧の大きさによって変化し、その 1 周期にわたる平均値が、ちょうど □ A □ 電圧と打ち消しあうところで平衡状態になる。
SWが $+E_s$ 側に接している期間を図2に示す T_1 [s]、 $-E_s$ 側に接している期間を図2に示す T_2 [s] とすれば、平衡状態では、次式が成り立つ。
$$E_i T / (C R_1) + E_s T_1 / (C R_2) - E_s T_2 / (C R_2) = 0 \quad \dots \text{①}$$
- (3) ①式は、 $E_i = (\text{□ B □}) \times E_s$ となり、例えば T_1 の時間を計数回路でカウントすることによって E_i を求められる。この方式の確度を決める最も重要な要素は、原理的に $+E_s$ 、 $-E_s$ と □ C □ である。

	A	B	C
1 クロック		$1 - T_1/T$	R_1, R_2
2 クロック		$1 - 2T_1/T$	R_2, R_3
3 入力		$1 - 2T_1/T$	R_1, R_2
4 入力		$1 - T_1/T$	R_2, R_3
5 入力		$1 - T_1/T$	R_1, R_2

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。

- 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。
- レシプロカルカウント方式は、測定時間が一定の場合、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。
- レシプロカルカウント方式は、測定時間が一定の場合、入力周波数に関わらず有効桁数は一定である。
- 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。
- 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。

A-20 次の記述は、図に示す方向性結合器を用いた無線設備の空中線電力の測定に伴う空中線の電圧定在波比(VSWR)の測定過程における進行波の電圧 e_f 及び進行波の電力 p_f 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、ここでの方向性結合器の校正値(結合減衰量の大きさ) k [dB] は、端子 a 及び b 側の出力を終端電圧、端子 c 及び d 側の出力を開放電圧としたときの送信機の周波数に対する値とする。また、方向性結合器と送信機、給電線及び測定器は整合しており、方向性結合器や接続ケーブル類の挿入損失は無く、アイソレーション特性は理想的なものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 方向性結合器の端子 a または端子 b に入力された信号は、それぞれ端子 b または端子 a へ出力され、端子 c には端子 a に入力された信号の振幅に □ A □ した電圧が生じ、端子 d には端子 b に入力された信号の振幅に □ A □ した電圧が生じる。
- (2) 端子 c に、開放電圧表示の測定器に替えて、終端電圧表示のスペクトルアナライザを接続して進行波電圧 e_f [dBμV] を求める場合、スペクトルアナライザの終端電圧表示値を E_f [dBμV] とすると、 e_f は次式から求められる。

$$e_f = E_f + k + \text{□ B □} \text{ [dBμV] ----- ①}$$

- (3) 進行波電力 p_f [dBm] を求める場合、スペクトルアナライザの電力表示値を P_f [dBm] とすると、 p_f は次式から求められる。

$$p_f = P_f + k + \text{□ C □} \text{ [dBm] ----- ②}$$

	A	B	C
1	比例	6	3
2	比例	6	6
3	比例	3	3
4	反比例	3	6
5	反比例	6	3



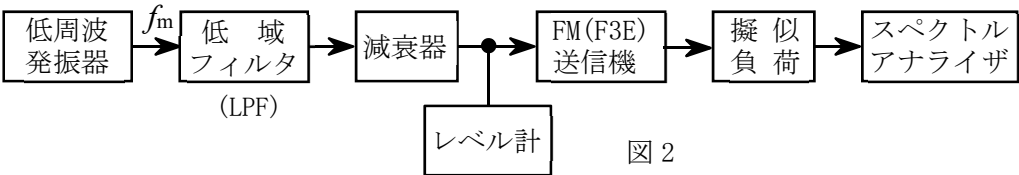
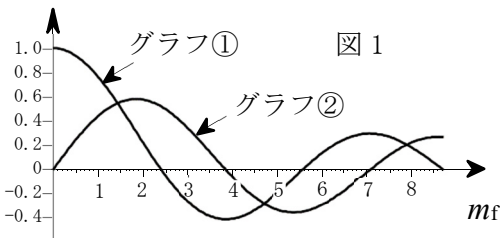
B-1 次の記述は、衛星通信に用いるSCPC方式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) SCPC方式は、送出する一つのチャネルに対して □ ア □ 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、□ イ □ 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 □ ウ □ 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。
- (3) ボイスアクティベーションは、□ エ □ 期間だけ無線周波信号を送信する方式であり、□ オ □ させることができる。

1 周波数分割	2 時分割	3 音声信号がある	4 雑音がない	5 トランスポンダの利用効率を向上
6 一つ	7 複数	8 大きい	9 小さい	10 搬送波の周波数偏差の影響を軽減

B-2 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を下の番号から選べ。ただし、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波帯の振幅は、周波数変調指数 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 □ ア □ 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の □ イ □ 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、搬送波及び各側波帯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 □ ウ □ 。
- (3) 搬送波の振幅が □ エ □ 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、 $f_d = \text{□ オ □}$ 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 □ エ □ となるときのだけでなく、途中の振幅でも周波数偏移を知ることができる。



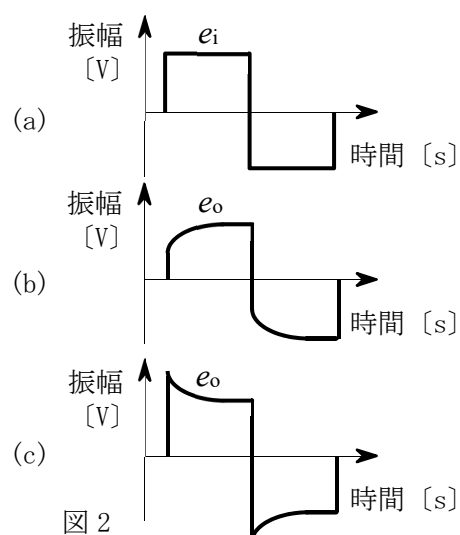
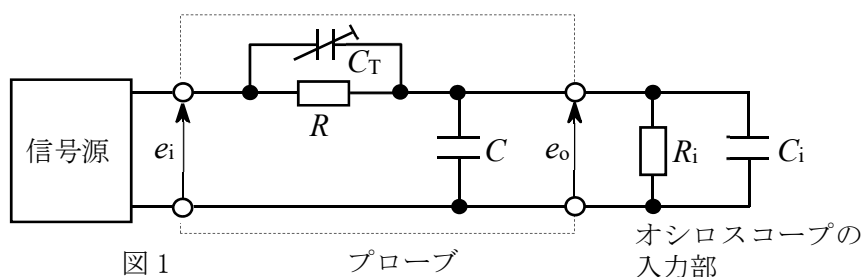
1 側波帯	2 広がる	3 f_m/m_f	4 最大	5 グラフ①
6 狭まる	7 搬送波	8 零	9 $m_f f_m$	10 グラフ②

B-3 次の記述は、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よる妨害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 受信機に二つの電波(不要波)が入力されたとき、回路の非直線動作によって各電波の周波数の正の整数倍の成分の和又は差の成分が生じ、これらが希望周波数又は中間周波数などと一致すると相互変調による妨害が生ずる。
- イ 混変調による妨害は、受信機に希望波及び不要波が入力されたとき、回路の非直線動作によって不要波の変調信号成分で希望波の搬送波が変調を受ける現象である。
- ウ 相互変調は、受信機の高周波増幅段又は周波数変換段よりも中間周波増幅段で発生しやすい。
- エ 相互変調波による妨害を小さくする方法として、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2[dB]の減衰器を挿入したとき、原理的に希望波は2[dB]減衰するのに対して、3次の相互変調波は、6[dB]減衰する。よってD/U(希望波受信電力対妨害波受信電力比[dB])でみた場合8[dB]の改善になる。
- オ 不要波の周波数が 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、 $3f_1 - 2f_2$ [Hz] 及び $3f_2 - 2f_1$ [Hz] は、3次の相互変調波の成分である。

B-4 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。

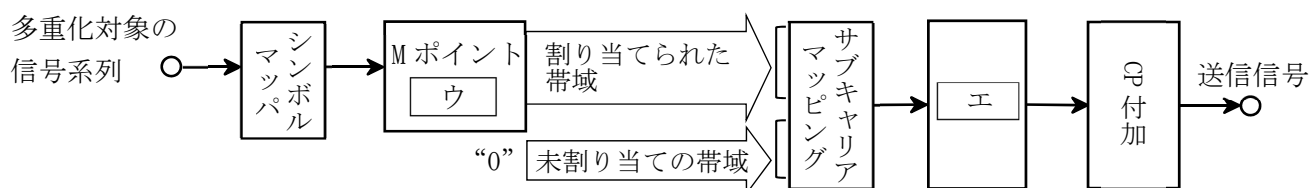
- (1) 図2の(a)に示す方形波 e_i [V] を入力して、プローブの出力信号 e_o [V] の波形が、 e_i と相似な方形波になるように C_T を調整する。この時 C_T の値は□アの関係を満たしており、原理的に e_o/e_i は、周波数に関係しない一定値□イに等しくなり、 e_o/e_i の周波数特性は平坦になる。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 C_T の値を小さくすると、静電容量による分圧比の方が□ウなり、周波数特性として高域レベルが□エため、 e_o の波形は、図2の□オのようになる。



- | | | | | |
|--------------------------|--------------------------|-------|---------|--------|
| 1 $(C + C_i)R = C_T R_i$ | 2 $(C + C_i)R_i = C_T R$ | 3 大きく | 4 (b) | 5 (c) |
| 6 $R/(R + R_i)$ | 7 $R_i/(R + R_i)$ | 8 小さく | 9 持ち上がる | 10 落ちる |

B-5 次の記述は、第4世代移動通信システムで利用されているLTE-Advanced方式(FDD)無線アクセス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。ただし、同じ記号の□ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) LTE-Advanced方式(FDD)の下りリンク無線多重化方式にはマルチパス干渉に対する耐性が高い□ア方式を用いているが、上りリンク無線多元接続方式にはピーク電力対平均電力比PAPR(Peak to Average Power Ratio)を低減することによる低消費電力化やユーザー間の干渉低減等を図るため□イ方式が用いられている。
- (2) 図に示す□イ方式の原理的な構成例において、シンボルマップで一次変調のシンボル点にマッピングされた信号系列は、□ウ処理することで周波数領域に展開された情報シンボルを、割り当てられた周波数帯域にマッピングし、それ以外の周波数帯域は“0”をマッピングした系列に対して□エ処理を行うことで送信信号を生成する。
- (3) 多重化対象となるMシンボルの一次変調された時間領域シンボルは、Mポイント□ウ処理により周波数領域に拡散されるため、□イ方式のサブキャリアには、Mシンボルの時間領域シンボル情報の□オの情報が含まれることとなり、シンボルのエネルギーが分散されるためPAPRを低く抑えることができる。



- | | | | | |
|-----------|-------------------|-----------------|--------|-------|
| 1 SC-FDMA | 2 ウェーブレット変換 | 3 離散フーリエ変換(DFT) | 4 CDM | 5 一つ |
| 6 CSMA | 7 逆高速フーリエ変換(IFFT) | 8 キャリアアグリゲーション | 9 OFDM | 10 全て |