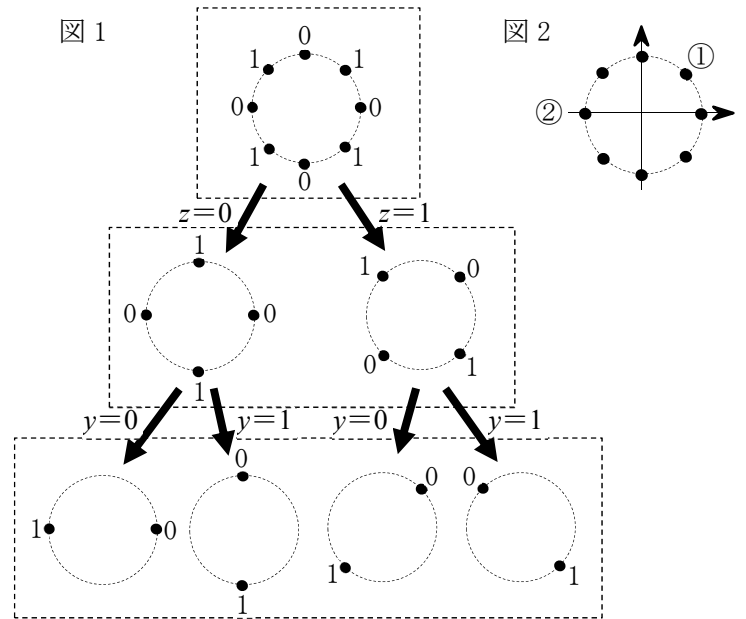


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

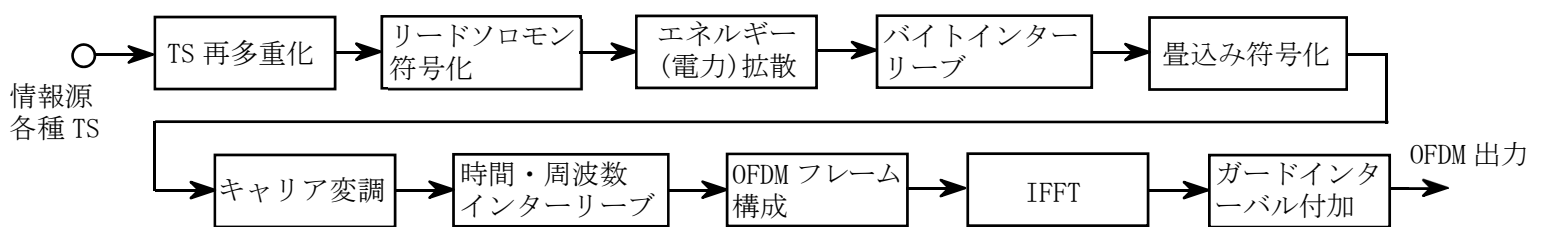
A-1 次の記述は、衛星通信システム等で利用されている8PSK符号化変調方式の原理について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、搬送波の振幅は1とする。

- (1) 符号化変調方式は変調方式と誤り訂正方式を連携したものであり、各シンボルに割り当てられたビット (0 または 1) に応じて最小ユークリッド距離を拡大する集合にシンボルを段階的に分割し、最小ユークリッド距離に応じた適切な誤り訂正能力の誤り訂正符号を適用することで符号全体としての伝送性能の向上を図る方式で、周波数帯域と電力の制限に厳しい衛星通信等に適用されている。
- (2) 図 1 の一段目に示すように、最初に 8PSK の各シンボルに割り当てる 3 ビット (x, y, z) のうち z は隣り合う符号間が異なる符号となる配置とすると、符号間の最小ユークリッド距離は □ A □ となる。
- (3) 続いて、z の値に応じて分割した集合に対して y は隣り合う符号間が異なる符号となる配置とすると、符号間の最小ユークリッド距離は □ B □、y の値に応じて分割した集合に対して x は対向する符号が異なる符号となる配置とすると、符号間の最小ユークリッド距離は 2 と拡大する。
- (4) 上記の通り集合分割しマッピングした図 2 に示す 8PSK の配列において、シンボルに割り当てるビット (x, y, z) がそれぞれ (1, 0, 0) となるシンボル点は □ C □ である。
- (5) 例えば、畳み込み符号器と組み合わせた符号化率 2/3 のトレリス符号化 8PSK では、同じ 2bit 並列伝送である QPSK と比較し符号化利得を高くすることが可能となる。



- |   | A                       | B            | C |
|---|-------------------------|--------------|---|
| 1 | $\sqrt{2-\sqrt{2}}$     | $\sqrt{2}/2$ | ① |
| 2 | $(\sqrt{2-\sqrt{2}})/2$ | $\sqrt{2}$   | ① |
| 3 | $(\sqrt{2-\sqrt{2}})/2$ | $\sqrt{2}/2$ | ② |
| 4 | $\sqrt{2-\sqrt{2}}$     | $\sqrt{2}$   | ② |
| 5 | $(\sqrt{2-\sqrt{2}})/2$ | $\sqrt{2}$   | ② |

A-2 次の記述は、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) で用いられる送信システムについて、図の伝送路符号化部基本構成に示す主要なブロック中、五つのブロックの働きについてそれぞれ述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。



- 1 「TS 多重化」は、放送の各種 TS (Transport Stream) が入力され、同期バイトを含む 188 バイトの TS に 16 バイトのヌルデータを付加した 204 バイトの TS パケットストリームに変換する。
- 2 「リードソロモン符号化」は、外符号誤り訂正として TS パケットストリームごとに先頭 188 バイトの情報から 16 バイトのパリティを計算し 189 バイト目からの 16 バイトのデータと置き換える。
- 3 「エネルギー (電力) 拡散」は、変調波のエネルギーが特定のところに集中することを抑えるとともに、受信側で信号からクロック再生を容易にするため、同じ値のデジタル符号 ( “0” または “1” ) が長く続かないように、TS パケットストリームの 204 バイトの信号に対して擬似乱数符号系列との論理演算を行う。
- 4 「バイトインターリーブ」は、受信側で畳み込み符号により誤り訂正を行った後のバースト誤りを拡散させることによって、リードソロモン符号の誤り訂正の性能を向上させるため、外符号と内符号の間に設けられている。
- 5 「時間・周波数インターリーブ」は、誤り訂正の効果を高め、移動受信性能と耐マルチパス性能を向上させる。

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が 15.84 [kW] のときの搬送波の電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、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 48 [%] であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの変調度は 64 [%] である。

- |   |          |   |           |   |           |   |           |   |           |
|---|----------|---|-----------|---|-----------|---|-----------|---|-----------|
| 1 | 8.8 [kW] | 2 | 11.3 [kW] | 3 | 12.0 [kW] | 4 | 13.7 [kW] | 5 | 14.1 [kW] |
|---|----------|---|-----------|---|-----------|---|-----------|---|-----------|

A-4 FM(F3E)波の占有周波数帯幅に含まれる側帯波の次数  $n$  の最大値と占有周波数帯幅  $B$  [kHz] の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調信号を周波数が 10 [kHz] の単一正弦波とし、最大周波数偏移を 40 [kHz] 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。

$n$	$B$	
1	4	60
2	4	80
3	4	100
4	5	100
5	5	80

$n \backslash J_n^2(m)$	$J_n^2(1)$	$J_n^2(2)$	$J_n^2(3)$	$J_n^2(4)$
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-5 次の記述は、図に示す直交周波数分割多重(OFDM)方式の復調プロセス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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、各乗算器の出力式の係数は無視するものとし、 $e$  は自然対数の底とする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 基本周波数  $f_s$  [Hz]、搬送波周波数  $f_c + n f_s$  [Hz] ( $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ )、 $n$  番目の搬送波を変調するための複素データシンボルを  $a_n + j b_n$  とすると、搬送帯域 OFDM 信号  $S(t)$  は次式で表される。

$$S(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + n f_s)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + n f_s)t\}]$$

- (2) 搬送帯域 OFDM 信号  $S(t)$  に、搬送波の基準となる周波数  $f_c$  [Hz] と同じ周波数の正弦波  $\cos(2\pi f_c t)$  と  $-\sin(2\pi f_c t)$  を乗算し、低域フィルタ(LPF)で高周波成分を除去することにより、実数軸(I軸)のベースバンド OFDM 信号  $S_{BI}(t)$  と虚数軸(Q軸)のベースバンド OFDM 信号  $S_{BQ}(t)$  がそれぞれ抽出される。

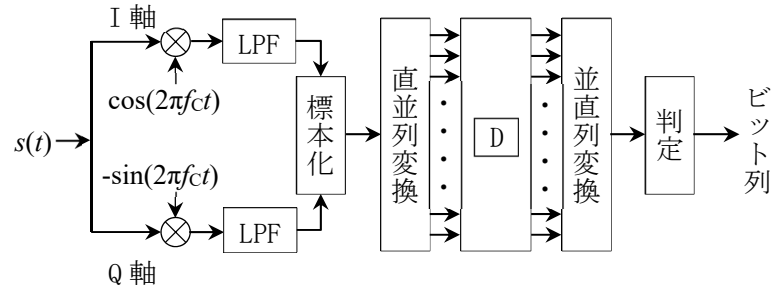
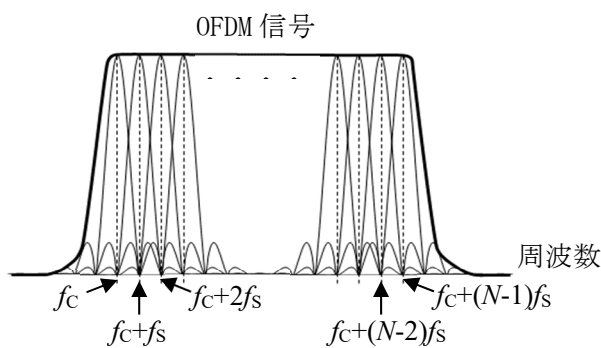
$$S_{BI}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)\} \quad S_{BQ}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \sin(2\pi n f_s t) + b_n \cos(2\pi n f_s t)\}$$

- (3) 従って、複素ベースバンド OFDM 信号  $u(t)$  は、 $u(t) = S_{BI}(t) + j S_{BQ}(t)$  とすると、①式で表される。ここで  $d_n = a_n + j b_n$  とし、 $u(t)$  を  $1/(N f_s)$  の標本化間隔で 1 シンボル長 ( $1/f_s$ ) にわたって標本化すると、②式の  $N$  個の標本が得られる。

$$u(t) = S_{BI}(t) + j S_{BQ}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \boxed{A} \dots \textcircled{1} \quad u\left(\frac{k}{N f_s}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{\boxed{B}} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \dots \textcircled{2}$$

- (4) ②式は、複素ベースバンド OFDM 信号  $u\{k/(N f_s)\}$  の  $N$  個の標本値が  $N$  個の複素データシンボル  $d_n$  を  $\boxed{C}$  した形で得られることを示しており、 $u\{k/(N f_s)\}$  を③式に示す通り  $\boxed{D}$  することによってシンボルを復調できる。

$$d_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u\left(\frac{k}{N f_s}\right) e^{\boxed{E}} \quad (n = 0, 1, 2, \dots, N-1) \dots \textcircled{3}$$



	A	B	C	D	E
1	$(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$j(2\pi n k) / N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$-j(2\pi n k) / N$
2	$(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k) / N$	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	$j(2\pi n k) / N$
3	$(a_n + j b_n) \{ \cos(2\pi n f_s t) + j \sin(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k) / N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$j(2\pi n k) / N$
4	$(a_n + j b_n) \{ \sin(2\pi n f_s t) + j \cos(2\pi n f_s t) \}$	$j(2\pi n k) / N$	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	$-j(2\pi n k) / N$
5	$(a_n + j b_n) \{ \sin(2\pi n f_s t) + j \cos(2\pi n f_s t) \}$	$-j(2\pi n k) / N$	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	$j(2\pi n k) / N$

A-6 シングルスーパヘテロダイン受信機において、受信周波数が、2,800 [kHz] のときの映像周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、中間周波数は、455 [kHz] とし、局部発振器の発振周波数は、受信周波数より低いものとする。

- 1 3,710 [kHz]      2 3,255 [kHz]      3 2,800 [kHz]      4 2,345 [kHz]      5 1,890 [kHz]

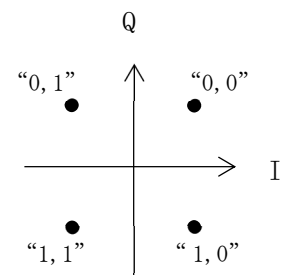
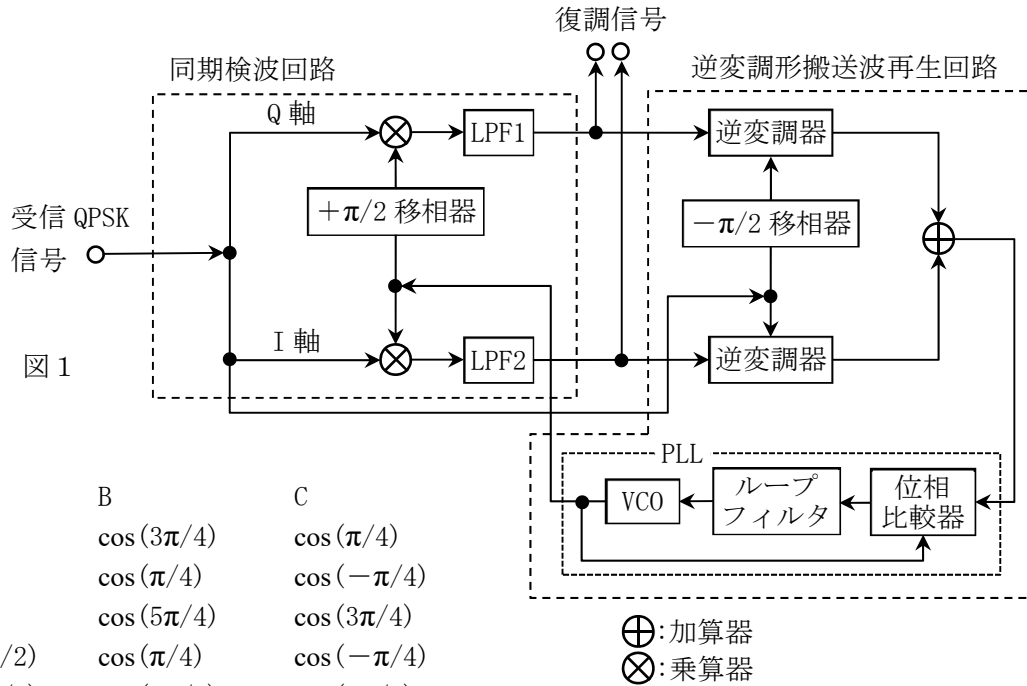
A-7 単一通信路における周波数変調(FM)波のS/N改善係数  $I$  [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、最大周波数偏移を  $f_d$  [Hz]、等価雑音帯域幅を  $B$  [Hz]、最高変調周波数を  $f_p$  [Hz] とすると、 $I$  [dB] は、 $I = 10 \log_{10} \{ 3 f_d^2 B / (2 f_p^3) \}$  で表せるものとし、変調指数(真数)を 4、 $B$  を 30 [kHz]、 $f_p$  を 3 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} 3 = 0.5$  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、図1に示す逆変調形搬送波再生回路を用いたQPSK同期検波回路の原理的構成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、各演算器の出力式の係数及び回路内の遅延は無視するものとし、PLLは入出力の位相差が0 [rad] となるよう位相ロックするものとする。

- QPSK 信号の搬送波の角周波数を  $\omega_c$  及びデータ値に応じた位相を  $\varphi$  [rad] として QPSK 信号は、 $\cos(\omega_c t + \varphi)$  で表されるものとし、図2に示す通り、送るデータが“0,0”であれば  $\varphi = \pi/4$  [rad]、“0,1”であれば  $\varphi = 3\pi/4$  [rad]、“1,1”であれば  $\varphi = 5\pi/4$  [rad]、“1,0”であれば  $\varphi = -\pi/4$  [rad] の位相変化をそれぞれ与えるものとする。
- 受信信号は同期検波回路と逆変調形搬送波再生回路に分配され、このうち同期検波回路にて同期検波された復調信号は逆変調器に入力される。逆変調器は復調信号から符号情報 (1ビット) を判定し、入力変調波(受信信号)に対して“0”のとき位相はそのまま、“1”のとき位相を  $-\pi$  [rad] シフトする逆変調を行う。
- 逆変調形搬送波再生回路は、復調信号を用いて入力変調波に送信側と逆の変調を行うことで基準搬送波を再生するもので、逆変調器の出力を合成した加算器の出力は  $\varphi$  によらず □ A □ となり変調波は一つの位相に縮退し無変調搬送波が得られる。従って、PLLにより無変調搬送波の雑音成分を取り除き、図1に示す移相器を通して同期検波を行うことで、QPSK信号の位相  $\varphi = 3\pi/4$  [rad] のとき、I軸は □ B □、Q軸は □ C □ の復調信号が得られる。



- |                              |                |                |
|------------------------------|----------------|----------------|
| A                            | B              | C              |
| 1 $\cos(\omega_c t)$         | $\cos(3\pi/4)$ | $\cos(\pi/4)$  |
| 2 $\cos(\omega_c t)$         | $\cos(\pi/4)$  | $\cos(-\pi/4)$ |
| 3 $\cos(\omega_c t)$         | $\cos(5\pi/4)$ | $\cos(3\pi/4)$ |
| 4 $\cos(\omega_c t + \pi/2)$ | $\cos(\pi/4)$  | $\cos(-\pi/4)$ |
| 5 $\cos(\omega_c t + \pi/2)$ | $\cos(5\pi/4)$ | $\cos(3\pi/4)$ |

⊕: 加算器  
⊗: 乗算器

A-9 整流回路のリプル率  $\gamma$ 、電圧変動率  $\delta$  及び整流効率  $\eta$  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  $V_0$  [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 $\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]           | $\delta = \{(V_0 - V_n) / V_0\} \times 100$ [%] | $\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%] |
| 2 $\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]           | $\delta = \{(V_0 - V_n) / V_0\} \times 100$ [%] | $\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%] |
| 3 $\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]           | $\delta = \{(V_0 - V_n) / V_n\} \times 100$ [%] | $\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%] |
| 4 $\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%] | $\delta = \{(V_0 - V_n) / V_n\} \times 100$ [%] | $\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%] |
| 5 $\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%] | $\delta = \{(V_0 - V_n) / V_0\} \times 100$ [%] | $\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%] |

A-10 次の記述は、鉛蓄電池の一般的な充電方法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。

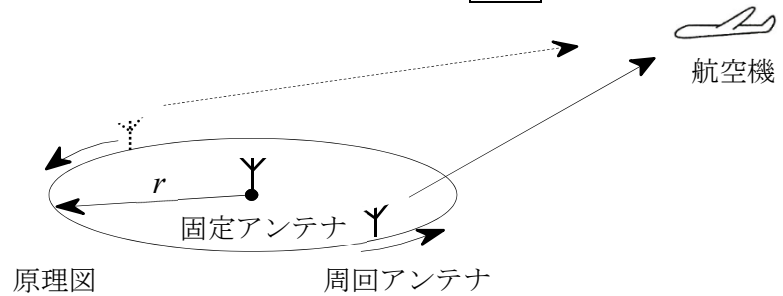
- A □ 充電では、充電の初期及び中期は定電流で比較的急速に充電し、その後定電圧に切り換え充電する方法である。
- B □ 充電では、直流電源と電池との間に抵抗を直列に入れて充電電流を制限する方法である。充電電流は初期には大きいが大過大ではなく、また、終期には所定値以下になるようにセットできる。
- C □ 充電では、電池を停電時の予備電源とし、停電時のみ電池を負荷に接続するという使い方において、電池が負荷に接続されていないときは、常に充電状態に保っておくため、自己放電電流に近い電流で絶えず充電する。
- D □ 充電では、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。

- |           |         |      |         |
|-----------|---------|------|---------|
| A         | B       | C    | D       |
| 1 準定電流    | 定電流・定電圧 | 浮動   | トリクル    |
| 2 準定電流    | 定電流・定電圧 | トリクル | 浮動      |
| 3 トリクル    | 浮動      | 準定電流 | 定電流・定電圧 |
| 4 定電流・定電圧 | 準定電流    | 浮動   | トリクル    |
| 5 定電流・定電圧 | 準定電流    | トリクル | 浮動      |

A-11 次の記述は、ドプラVOR(DVOR)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) DVORは、原理図に示すように、等価的に円周上を1,800 [rpm] の速さで周回するアンテナから電波を発射するものである。この電波を遠方の航空機で受信すると、ドプラ効果により、□Aで周波数変調された可変位相信号となる。また、中央の固定アンテナ(キャリアアンテナ)から、周回アンテナと同期した□Aで振幅変調された基準位相信号を発射する。
- (2) 実際には、円周上に等間隔に並べられたアンテナ(サイドバンドアンテナ)列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り換えることで、(1)の周回アンテナを実現している。この際、標準VOR(CVOR)との両立性を保つため、ドプラ効果による周波数の偏移量がCVORの基準位相信号の最大周波数偏移(480 [Hz])と等しくなるよう、サイドバンドアンテナを配置する円の直径 $2r$ を搬送波の波長の約□B倍にするとともに、その回転方向を、CVORと□Cにする。

	A	B	C
1	30 [Hz]	5	逆方向
2	30 [Hz]	8	同一方向
3	30 [Hz]	5	同一方向
4	60 [Hz]	5	同一方向
5	60 [Hz]	8	逆方向



A-12 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  $\Delta f$  [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  $\Delta f$  [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	$\sqrt{T/\Delta f}$	広	狭
4	逆	$\sqrt{T\Delta f}$	広	狭
5	逆	$\sqrt{T\Delta f}$	狭	広

A-13 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。

- 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。
- 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が、反射波の方が直接波より強い場合は原理的に補償できない。
- 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。
- 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小さ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。
- 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。

A-14 次の記述は、デジタル通信に用いる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。

- (1) 変調指数 □A でFSK変調したMSK方式は、1シンボルごとの位相遷移が □B [rad] であり直交性を持っていることから、同期検波や遅延検波が可能である。
- (2) 位相が連続的に変化するMSK方式に対して、MSK方式と同様の位相遷移を不連続に変化させたものが □C 方式であるが、フィルタを用いず矩形波のみで変調した場合、メインローブの帯域幅はMSK方式の方が狭い。

	A	B	C
1	0.7	$\pm \pi/2$	$\pi/2$ シフト BPSK
2	0.7	$\pm \pi/4$	$\pi/4$ シフト QPSK
3	0.5	$\pm \pi/2$	$\pi/2$ シフト BPSK
4	0.5	$\pm \pi/2$	$\pi/4$ シフト QPSK
5	0.5	$\pm \pi/4$	$\pi/4$ シフト QPSK

A-15 表に示す固定形マイクロ波帯デジタル無線伝送方式のC/N配分において、 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、理論C/Nはビット誤り率(BER)= $1 \times 10^{-4}$ を確保するために必要なC/Nとし11.8 [dB]、送受信装置の固定劣化を4 [dB]、熱雑音電力、干渉雑音電力及び歪み雑音電力をそれぞれ所要C/NにおけるNの18 [%]、80 [%]及び2 [%]とし、 $\log_{10}2=0.3$ 、 $\log_{10}3=0.48$ とする。

	A	B	C	理論C/N 11.8 [dB] (BER= $1 \times 10^{-4}$ )	固定劣化 4 [dB]	所要C/N <input type="text"/> [dB]	熱雑音C/N <input type="text"/> [dB] (18 [%]) 干渉雑音C/N <input type="text"/> [dB] (80 [%]) 歪み雑音C/N 32.8 [dB] (2 [%])
1	7.8	24.8	10.8	C/N配分表			
2	7.8	15.2	8.8				
3	15.8	23.2	16.8				
4	15.8	23.2	18.8				
5	15.8	32.8	18.8				

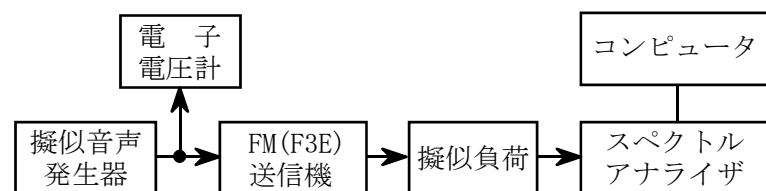
A-16 次の記述は、衛星通信回線の雑音温度について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 動作雑音指数  $F_{OP}$  は、システム雑音温度  $T_s$  [K] 及び周囲温度  $T_o$  [K] との間に、 $F_{OP} = T_s / T_o$  の関係がある。
- 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)との和で表される。
- 低雑音増幅器の等価雑音温度  $T_e$  [K] は、低雑音増幅器の内部で発生して出力され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、 $k(T_o - T_e) B g$  [W] で表される。ただし、 $k$  [J/K] はボルツマン定数、 $T_o$  [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。
- 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  $T_o$  [K] との間に、 $F = 1 + (T_e / T_o)$  の関係がある。
- 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] には、一般に、受信機の低雑音増幅器の入力端で測定されるアンテナ利得  $G$  [dB] と低雑音増幅器の入力端で換算した雑音温度  $T$  [K] との比が用いられる。

A-17 次の記述は、図に示す構成例を用いたFM(F3E)送信機の占有周波数帯幅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。なお、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。

- 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の [%] が含まれる周波数帯幅で表される。擬似音声発生器から規定のスペクトルを持つ擬似音声信号を送信機に加え、所定の変調を行った周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- スペクトルアナライザを規定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅の2~3.5倍程度の帯域を、スペクトルアナライザの狭帯域フィルタで掃引しながらサンプリングし、測定したすべての電力値をコンピュータに取り込む。これらの値の総和から全電力が求まる。取り込んだデータを、下側の周波数から積算し、その値が全電力の [%] となる周波数  $f_1$  [Hz] を求める。同様に上側の周波数から積算し、その値が全電力の [%] となる周波数  $f_2$  [Hz] を求める。このときの占有周波数帯幅は、 [Hz] となる。

	A	B	C
1	99	0.5	$(f_2 + f_1) / 2$
2	99	0.5	$(f_2 - f_1)$
3	99	1.0	$(f_2 - f_1)$
4	90	10.0	$(f_2 - f_1)$
5	90	5.0	$(f_2 + f_1) / 2$



A-18 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受動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の正しい組合せ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  $R_i=1$  [M $\Omega$ ] 及び静電容量  $C_i=20$  [pF] で構成され、また、プローブは、抵抗  $R=9$  [M $\Omega$ ]、調整用の可変静電容量  $C_T$  [pF] 及びケーブルの静電容量  $C=70$  [pF] で構成され、 $C_T$ はプローブの先端についているものとする。

- 図2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。このとき  $C_T$  の値は [pF] となる。
- プローブの調整が適切でないとプローブと測定器の組み合わせられた周波数特性が平坦でなくなり、例えば、適切に調整された周波数特性が図3の①であった時に  $C_T$  の値を大きくすると周波数特性は図3の のようになり、測定誤差の原因となる。

	A	B
1	18	③
2	10	②
3	10	③
4	9	②
5	9	③

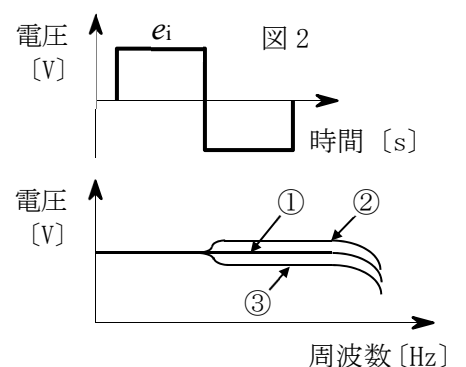
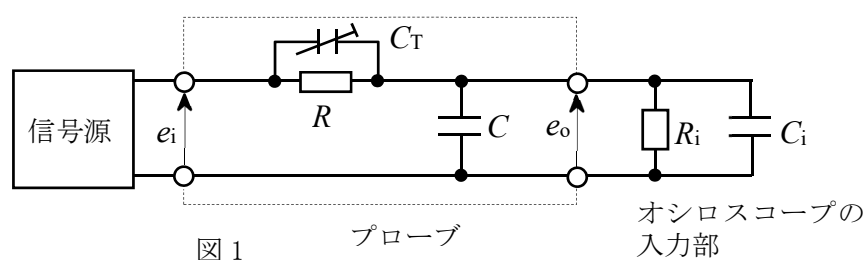
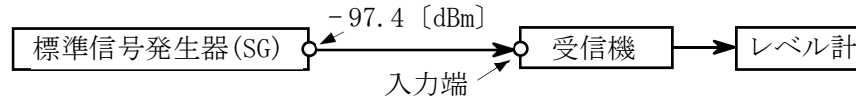


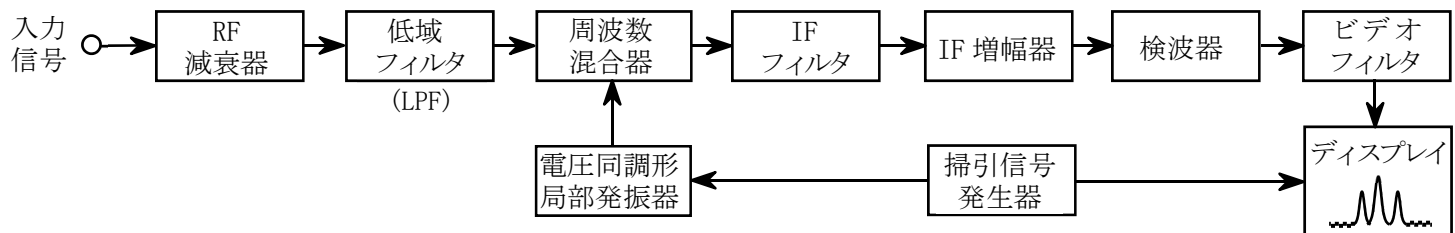
図3 周波数特性のイメージ (FA501-5)

A-19 図に示す構成による受信機の感度測定において、信号源として、出力が電力表示(単位: [dBm])の標準信号発生器(SG)を用いて測定した結果、SGの出力が  $-97.4$  [dBm] であった。このときの「受信機入力電圧」の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、このときの「受信機入力電圧」とは、受信機の入力端における信号源の開放電圧とする。また、SGと受信機間の接続損失は無視するものとし、SGの出力インピーダンス及び受信機の入力インピーダンスをそれぞれ  $50$  [ $\Omega$ ]、 $\log_{10}2 = 0.3$ 、 $\log_{10}3 = 0.48$ とする。



- 1 2 [ $\mu$ V]      2 3 [ $\mu$ V]      3 4 [ $\mu$ V]      4 5 [ $\mu$ V]      5 6 [ $\mu$ V]

A-20 次の記述は、図に示す構成例のスーパーヘテロダイン方式によるスペクトルアナライザ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。



- (1) 周波数分解能は、図に示す □ A □ フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- (2) 掃引時間は、周波数分解能が高いほど □ B □ する必要がある。
- (3) 雑音の分布が一様分布のとき、ディスプレイ上に表示される雑音のレベルは、周波数分解能が高いほど □ C □ なる。
- (4) 図に示すビデオフィルタは雑音レベルに近い微弱な信号を測定する場合に効果を発揮する。ビデオフィルタはカットオフ周波数可変の □ D □ であり、雑音電力を平均化して信号を浮き立たせる。
- |   | A  | B  | C  | D            |
|---|----|----|----|--------------|
| 1 | IF | 長く | 高く | 帯域フィルタ (BPF) |
| 2 | IF | 長く | 低く | 低域フィルタ (LPF) |
| 3 | IF | 短く | 高く | 高域フィルタ (HPF) |
| 4 | 低域 | 短く | 高く | 帯域フィルタ (BPF) |
| 5 | 低域 | 長く | 低く | 低域フィルタ (LPF) |

B-1 次の記述は、一つのデジタル通信路における理論的な伝送容量の限界(シャノンの限界)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。

- (1) 搬送波電力を  $C$  [W]、雑音電力を  $N$  [W]、伝送帯域幅を  $B$  [Hz] 及び伝送容量を  $R$  [bit/s] とすると、加法的白色ガウス雑音条件において信頼性のある通信として任意に小さい誤り率で伝送できる伝送容量の上限は次式で表せる。

$$R = B \times \log_2\{1 + (C/N)\} \dots \dots \textcircled{1}$$

- (2) また、受信 1 [bit] あたりのエネルギーを  $E_b$  [J]、1 [Hz] 当たりの雑音電力密度を  $N_0$  [W] とすると、変調方式の加法的白色ガウス雑音に対する強さは、すべて受信機の  $E_b/N_0$  で決まる。

- (3) シンボル長を  $T$  [s] 及び 1 シンボル当たりのビット数を  $n$  [bit] とすると、 $T$  の期間におけるエネルギーは □ ア □ と表せる。また、 $N$  と  $N_0$  の関係は  $N =$  □ イ □、 $C$  と  $E_b$  の関係は  $C =$  □ ウ □ であり、 $n/T$  は 1 秒あたり伝送できるビット数 (伝送容量) を表していることから  $C/N$  は次式で表せる。

$$C/N = \text{□ エ □} \dots \dots \textcircled{2}$$

- (4) ②式を①式に代入して整理すると、 $R/B$  の上限は次式で表せる。なお、 $R/B$  は、周波数利用効率であり、単位は [bit/s/Hz] である。

$$R/B = \log_2\{1 + \text{□ エ □}\} \dots \dots \textcircled{3}$$

- (5)  $B$  を増大していくと、 $B$  に比例して雑音電力  $N$  も増大するため、③式から、 $B$  を大きくした極限、すなわち  $(R/B) \rightarrow 0$  において、 $E_b/N_0 \doteq$  □ オ □ [dB] となる。よって、伝送可能な情報量は有限であり、理論的に  $E_b/N_0$  が最低でも □ オ □ [dB] を超えていなければ、信頼性のある通信はできない。

- 1  $N_0 B$       2  $TE_b/n$       3  $E_b B/(N_0 R)$       4  $n E_b$       5  $-0.6$   
 6  $N_0/B$       7  $n E_b/T$       8  $E_b R/(N_0 B)$       9  $E_b/n$       10  $-1.6$

B-2 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。

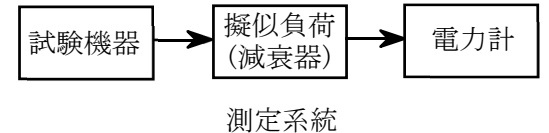
- ア 入力信号の各周波数成分ごとの振幅及び位相の情報が得られる。
- イ 解析可能な周波数の上限は、D-A 変換器の標本化周波数  $f_s$  [Hz] で決まる。
- ウ 移動通信で用いられるバースト状の信号など、限られた時間内の信号を解析できる。
- エ 被測定信号を再生して表示するには、逆フーリエ変換を用いる。
- オ エイリアシングによる誤差が生じないようにするには、原理的に標本化周波数  $f_s$  [Hz] を入力信号の周波数の 2 倍より低く設定する必要がある。

B-3 次の記述は、図の測定系統による WiMAX(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) 基地局無線設備(試験機器)の「空中線電力の偏差」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、試験機器の空中線端子の数は1とし、「送信バースト繰り返し周期」を  $T$  [s]、「送信バースト長(電波を発射している時間)」を  $B$  [s] とする。また、電力計の条件として、型式は、熱電対若しくはサーミスタによる熱電変換型又はこれらと同等の性能を有するものとする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 試験機器は、試験周波数に設定し、バースト送信状態とする。ただし、送信バーストが可変する場合は、送信バースト時間が □ア になるように試験機器を設定すること。また、電力が □イ なる電力制御の設定を行い、□イ なる変調状態とする。
- (2) 測定操作手順は、電力計の零点調整を行い、試験機器を送信状態にする。次に、「繰り返しバースト波電力」  $P_B$  [W] を十分長い時間にわたり、電力計で測定し、次式により「バースト区間の □ウ 電力」である  $P$  [W] を算出する。

$$P = P_B \times (\text{□エ}) \text{ [W]}$$

$P$  [W] を算出することができるのは、送信バーストのデューティ比が一定で、あらかじめ分かっており、電力計のセンサ又は指示部の時定数が送信バースト繰り返し周期  $T$  [s] に対して十分 □オ ので、送信バーストのデューティ比に比例した  $P_B$  [W] が得られることによるものである。



- |          |         |       |       |          |
|----------|---------|-------|-------|----------|
| 1 最も短い時間 | 2 最小出力と | 3 小さい | 4 大きい | 5 $B/T$  |
| 6 最も長い時間 | 7 最大出力と | 8 平均  | 9 せん頭 | 10 $T/B$ |

B-4 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  $\omega_c$  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  $\omega_c$  の変化を除去し、 $E_0(t)$  を直接検波するのが □ア 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  $\omega_c$  が等しく、位相差  $\theta_s$  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、 $s_0(t) \times s_s(t) = \text{□イ}$  となる。
- (3) ここで、□ウ 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 □エ 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 □オ 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。

- |       |  |                               |                            |          |
|-------|--|-------------------------------|----------------------------|----------|
| 1 包絡線 | 2 $\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$ | 3 $\omega_c t - \varphi_0(t)$ | 4 $E_0(t) \cos \omega_c t$ | 5 高周波成分  |
| 6 FM  | 7 $\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$   | 8 $\theta_s - \varphi_0(t)$   | 9 $E_0(t) \cos \theta_s$   | 10 低周波成分 |

B-5 次の記述は、ベースバンド伝送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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

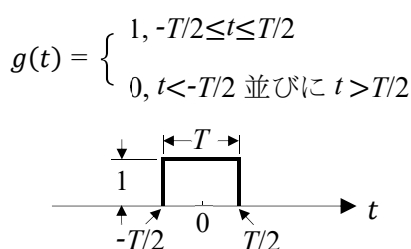


図1 ベースバンドデジタル信号  $g(t)$

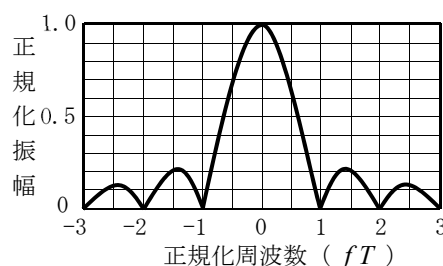


図2  $g(t)$  のスペクトル(絶対値)

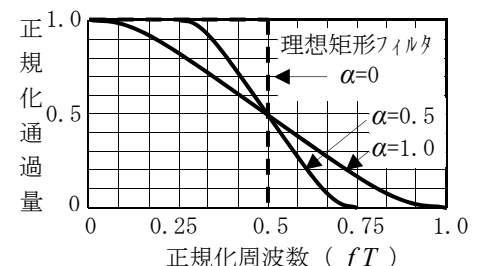


図3 ロールオフフィルタの特性

- (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。 $G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi ft} dt = T \times \text{□ア} \cdots \text{①}$
- (2) ①式の正規化振幅 ( $|G(f)/T|$ ) は、図2に示すとおり周波数0 [Hz] を中心に  $1/T$  [Hz] 毎にヌル点となる無限のスペクトルとなることから、符号情報の判定に影響を与えない無歪条件を満たす帯域制限が必要になる。
- (3) ナイキストの第一基準は、シンボル周期  $T$  [s] のパルスにて無歪条件を満たす最小帯域幅として、□イ [Hz] の理想矩形フィルタで帯域制限することで □ウ が生じないことを示しているが、このような急峻なフィルタ特性を実現することは難しいため、□イ [Hz] で奇対象となるような特性をもつロールオフフィルタが実用的に用いられる。
- (4) 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  $\alpha$  は  $0 \leq \alpha \leq 1$  の値をとり、出力の周波数帯域幅は  $\alpha$  が小さいほど狭く、またジッタによる □ウ の影響を受け □エ なる。
- (5) ロールオフファクタ  $\alpha = 0.5$  のロールオフフィルタを用いた場合、10 [Mbps] のベースバンドデジタル信号を無歪伝送するための最小帯域幅は □オ [MHz] となる。

- |         |       |                            |            |       |
|---------|-------|----------------------------|------------|-------|
| 1 符号間干渉 | 2 にくく | 3 $\pi fT / (\sin \pi fT)$ | 4 $1/T$    | 5 7.5 |
| 6 相互変調歪 | 7 やすく | 8 $\sin \pi fT / (\pi fT)$ | 9 $1/(2T)$ | 10 15 |