

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、図に示す直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の変調プロセスの基本的な原理を述べたものである。□ 内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ベースバンド OFDM 信号は複素ベースバンド OFDM 信号の実数部を考えるものとし、 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) ベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ は、搬送波の数を N 、 n 番目の搬送波を変調する複素データシンボルを $d_n(n=0,1,2,\dots,N-1)$ 、基本周波数を f_s [Hz]、複素ベースバンド OFDM 信号を $u(t)$ とした時、①式で表すことができる。

$$S_B(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_s t} \right] = \operatorname{Re}[u(t)] \cdots \textcircled{1}$$

- (2) ここで、 $u(t)$ を $1/(Nf_s)$ 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。

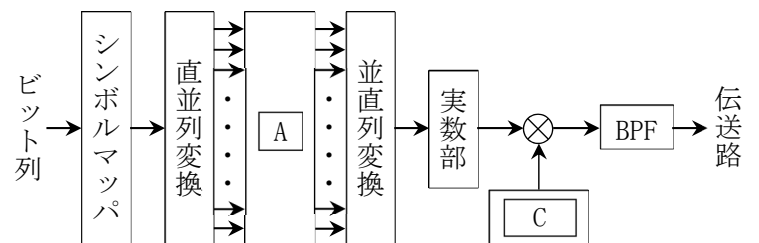
$$u\left(\frac{k}{Nf_s}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_s \frac{k}{Nf_s}} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi n k}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{nk} \quad (k=0,1,2,\dots,N-1) \cdots \textcircled{2}$$

- (3) ②式は、複素ベースバンド OFDM 信号 $u(t)$ の N 個の標本値が、 N 個の複素データシンボル d_n を □ A □ した形で得られることを示しており、ここで得られた系列を連続信号に変換することによって $u(t)$ が生成できる。したがって、 $d_n=a_n+jb_n$ とすると、搬送波周波数 $n f_s$ [Hz]、シンボル長 $1/f_s$ [s] のベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ は③式のとおり得られる。

$$S_B(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} (a_n + jb_n) e^{j2\pi n f_s t} \right] = \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{□ B □} \} \cdots \textcircled{3}$$

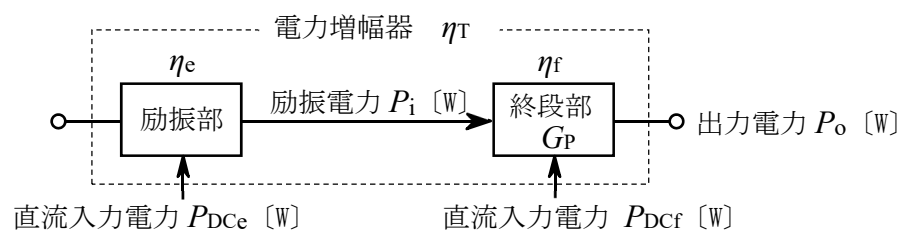
- (4) 生成されたベースバンド OFDM 信号を送信可能な周波数帯域の信号に変換するため、周波数 f_c [Hz] の搬送波 □ C □ にて周波数変換し伝送帯域のみを通す BPF を通すことで、ベースバンド OFDM 信号の周波数が f_c [Hz] 持ち上がった、搬送波周波数 $f_c+n f_s$ [Hz] ($n=0,1,2,\dots,N-1$) の搬送帯域 OFDM 信号が生成される。

A	B	C
1 離散フーリエ変換	$a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$
2 離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\sin(2\pi f_c t)$
3 逆離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\sin(2\pi f_c t)$
4 逆離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$
5 逆離散フーリエ変換	$a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$



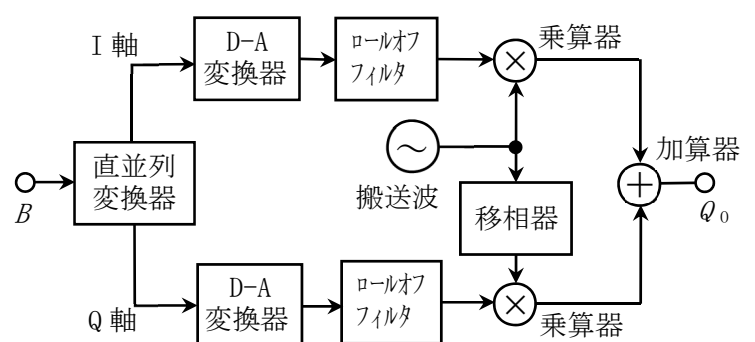
A-2 図に示す電力増幅器の総合効率 η_T の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、励振部及び終段部の電力効率をそれぞれ $\eta_e = P_i/P_{Dce}$ 及び $\eta_f = P_o/P_{Dcf}$ とし、その値をそれぞれ 60 [%] 及び 80 [%] とする。また、終段部の電力利得 G_P の値を 11 [dB] とし $\log_{10}2=0.3$ とする。

- 1 56 [%]
- 2 58 [%]
- 3 67 [%]
- 4 72 [%]
- 5 75 [%]



A-3 図に示す 16QAM 変調器の原理的な構成例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 入力デジタル信号 B は 4bit ごとに直並列変換が行われ、そのうち 2bit が I 軸に、残りの 2bit が Q 軸に割り当てられることで、D-A 変換器の出力は、4 値のレベルをもつ信号となる。
- 2 D-A 変換された信号はローパスフィルタにより高周波成分を取り除いた信号に成形することで、変調スペクトルの帯域外放射を低減する。
- 3 I 軸と Q 軸のローパスフィルタ出力信号に、位相が $\pi/2$ [rad] 異なる搬送波を乗算することで、互いに直交する 2 つの振幅変調波となる。
- 4 I 軸と Q 軸を加算器にて加算 (合成) した 16QAM 信号 Q_0 は、大きさの差が等間隔の 3 種類の振幅、位相差が等間隔の 12 種類の位相に変化する変調波となる。
- 5 16QAM 信号 Q_0 のシンボルレートは、デジタル信号 B のビットレートの 4 分の 1 である。



A-4 次の記述は、図1に示すウェーバー法によるSSB(J3E)波生成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。ただし、平衡変調器及びLPFの通過域の利得は1（真数）で回路は理想的に動作するものとし、 $\omega_x = 2\pi f_x$ とする。

- ウェーバー法は、一般的に4つの平衡変調器を用いることでフィルタ法に必要な遮断特性の鋭いBPFや移相法に必要な広帯域移相器を必要としない方式であり、原理的にチャネル外への不要側波帯を抑制しSSB波を生成できる。
- 図2-1に示す通り発振器1の周波数 f_1 を信号帯域の中心周波数とし、信号波を $v_s = E_s \cos pt$ 、平衡変調器1及び2に加えるサブキャリアをそれぞれ $v_{c1} = 2E_{c1} \cos \omega_1 t$ と $v_{c2} = 2E_{c1} \sin \omega_1 t$ とすると、平衡変調器1及び2の出力 v_1 と v_2 はそれぞれ次式となる。 $v_1 = v_{c1} v_s = 2E_{c1} E_s \cos \omega_1 t \cos pt$ $v_2 = v_{c2} v_s = 2E_{c1} E_s \sin \omega_1 t \cos pt$
- 図2-2に示す通り v_1 及び v_2 は下側波帯が周波数0 [Hz]で折り返す周波数スペクトルとなるため、LPFにて下側波帯を取り出した出力をそれぞれ v_3 及び v_4 とすると $v_3 = \square A$ 、 $v_4 = \square B$ となる。
- 発振器2の周波数 f_2 を目的とする単側波帯の帯域の中心周波数とし、平衡変調器3及び4に加えるサブキャリアをそれぞれ $v_{c3} = 2E_{c2} \cos \omega_2 t$ と $v_{c4} = 2E_{c2} \sin \omega_2 t$ とすると、平衡変調器3及び4の出力 v_5 と v_6 を演算器にて□Cすることで演算器出力 $v_0 = \square D$ となり、図2-3に示す通り $\omega_2 - \omega_1$ を一般的な搬送波とする上側波帯のSSB波が得られる。

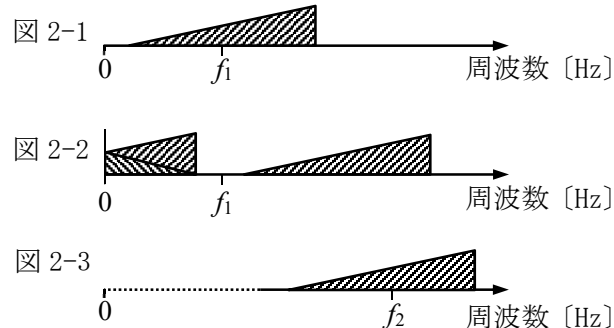
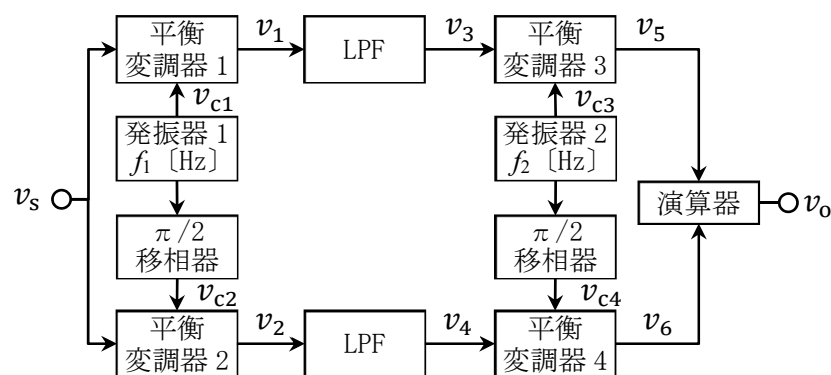


図1

A	B	C	D
1 $E_{c1} E_s \cos(\omega_1 - p)t$	$E_{c1} E_s \sin(\omega_1 - p)t$	加算	$2E_{c1} E_{c2} E_s \cos\{(\omega_2 - \omega_1) + p\}t$
2 $E_{c1} E_s \cos(\omega_1 - p)t$	$E_{c1} E_s \sin(\omega_1 - p)t$	減算	$2E_{c1} E_{c2} E_s \cos\{(\omega_2 - \omega_1) + p\}t$
3 $E_{c1} E_s \cos(\omega_1 - p)t$	$E_{c1} E_s \sin(\omega_1 - p)t$	減算	$2E_{c1} E_{c2} E_s \sin\{(\omega_2 - \omega_1) + p\}t$
4 $E_{c1} E_s \sin(\omega_1 - p)t$	$E_{c1} E_s \cos(\omega_1 - p)t$	加算	$2E_{c1} E_{c2} E_s \cos\{(\omega_2 - \omega_1) + p\}t$
5 $E_{c1} E_s \sin(\omega_1 - p)t$	$E_{c1} E_s \cos(\omega_1 - p)t$	減算	$2E_{c1} E_{c2} E_s \sin\{(\omega_2 - \omega_1) + p\}t$

A-5 次の記述は、直交周波数分割多重(OFDM)方式のマルチパスの影響に関する基本的な考え方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、マルチパスによる遅延波が1波存在する静的マルチパス伝送路であり、遅延波の希望波に対する遅延時間はガードインターバル長より短いものとする。

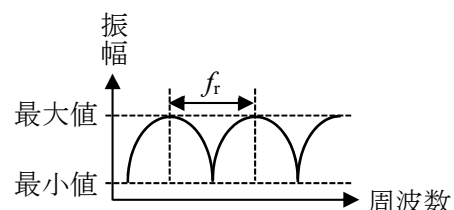
- 遅延波の遅延時間がガードインターバル長より短ければ、1シンボル前のOFDMシンボルからの干渉の影響を避けて標本化対象のOFDMシンボルのみを標本化することができ、標本化区間において各搬送波は希望波も遅延波も単一周波数の連続的な搬送波として扱うことができるが、遅延波の影響によりひずみを受けることになる。
- 搬送波間の直交性は保たれるため遅延波の影響は搬送波毎に独立に考えることができるものとし、OFDMの任意の搬送波において希望波 $S_i(t)$ の振幅を1、周波数を f とし $S_i(t) = \cos 2\pi f t$ 、遅延波 $S_r(t)$ の希望波に対する振幅比を $r(|r| < 1)$ 、遅延時間を t_d 、初期位相差を θ とすると、希望波と遅延波の合成波 $S_o(t)$ は式①で表される。

$$S_o(t) = S_i(t) + S_r(t) = \cos 2\pi f t + r \cos\{2\pi f(t - t_d) + \theta\} = \square A \cos(2\pi f t - \varphi) \cdots \textcircled{1}$$

ただし $\varphi = \tan^{-1} r \sin(2\pi f t_d - \theta) / \{1 + r \cos(2\pi f t_d - \theta)\}$

- 式①は、マルチパスによりひずみが掛け合わされ振幅変動と位相回転が生じることを示しており、信号点を本来の位置に戻さないとシンボルを正しく判定することができない。また、合成波の周波数特性は図のように振幅の最大値と最小値の比(Peak to Peak)=最大値/最小値=□B(真数)、周期 $f_r = \square C$ とする振幅リプルが生じ等価C/Nが劣化する。地上系デジタル放送では振幅・位相が一定の基準信号である分散パイロット信号SP(Scattered Pilot)を用いて伝送路特性を推定し、推定した伝送路特性で受信信号を除算することでマルチパスの影響を軽減している。

A	B	C
1 $\sqrt{1 - 2r \cos(2\pi f t_d - \theta) + r^2}$	$(1 + r)/(1 - r)$	$1/t_d$
2 $\sqrt{1 - 2r \cos(2\pi f t_d - \theta) + r^2}$	$(1 + 2 r)/(1 - 2 r)$	$1/t_d$
3 $\sqrt{1 - 2r \cos(2\pi f t_d - \theta) + r^2}$	$(1 + r)/(1 - r)$	$1/(2t_d)$
4 $\sqrt{1 + 2r \cos(2\pi f t_d - \theta) + r^2}$	$(1 + r)/(1 - r)$	$1/t_d$
5 $\sqrt{1 + 2r \cos(2\pi f t_d - \theta) + r^2}$	$(1 + 2 r)/(1 - 2 r)$	$1/(2t_d)$

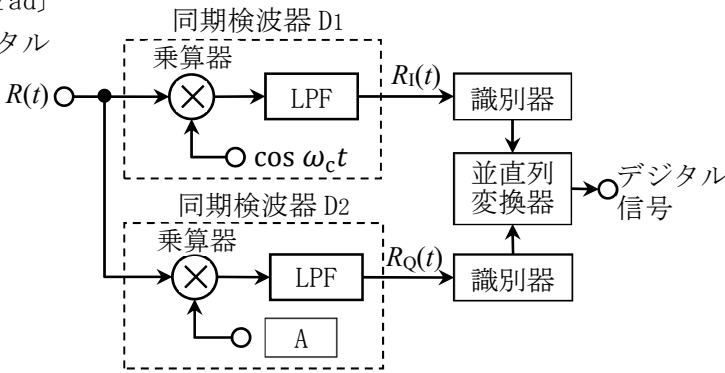


A-6 次の記述は、図に示す同期検波器を用いたQPSK波の復調器の原理的動作について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただしQPSK波は雑音やフェージング等の影響はないものとし、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 搬送波の角周波数を ω_c [rad/s] とし、符号により変調された搬送波の位相 $\theta(t)$ が $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] と変化する QPSK 波 $R(t) = \cos\{\omega_c t + \theta(t)\}$ を同期検波器 D1 及び D2 の乗算器に加えるとともに、別に再生した二つの復調用信号 $\cos \omega_c t$ 及び □ A □ をそれぞれ D1 及び D2 の乗算器に加えて同期検波を行う。

(2) D1 及び D2 の各乗算器出力は高調波成分が LPF により取り除かれ、それぞれ $R_I(t)$ と $R_Q(t)$ のベースバンド信号となるため、識別器にてベースバンド信号を極性判定することでデジタル信号に変換する。

(3) 例えば、 $R_I(t)$ の極性が正となるのは位相 $\theta(t)$ が □ B □ [rad] に相当する符号のとき、 $R_Q(t)$ の極性が負となるのは位相 $\theta(t)$ が □ C □ [rad] に相当する符号の時であり、信号空間ダイアグラムに基づきデジタル信号に変換する。



	A	B	C
1	$-\cos \omega_c t$	$3\pi/4, 5\pi/4$	$5\pi/4, 7\pi/4$
2	$-\cos \omega_c t$	$\pi/4, 3\pi/4$	$3\pi/4, 5\pi/4$
3	$-\sin \omega_c t$	$\pi/4, 7\pi/4$	$5\pi/4, 7\pi/4$
4	$-\sin \omega_c t$	$\pi/4, 7\pi/4$	$\pi/4, 3\pi/4$
5	$-\sin \omega_c t$	$3\pi/4, 5\pi/4$	$\pi/4, 3\pi/4$

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 [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、 $I=10\log_{10}\{3f_d^2B/(2f_p^3)\}$ で表せるものとし、変調指数(真数)を 2、 B を10 [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、AM(A3E) 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) 受信機に周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] の通過帯域外にある強力な妨害波が混入したとき、回路の非直線性によって妨害波同士の変調積とし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 □ A □ の相互変調積である。

(2) 混変調は、希望波を受信している受信機に通過帯域外にある強力な妨害波が混入したとき、回路の非直線性によって生じた変調積により、妨害波の AM 変調信号成分で希望波の搬送波が □ B □ を受ける現象である。

(3) 希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が f_m [Hz] 及び妨害波の側波帯成分の周波数が $f_u + f_m$ [Hz] のとき、周波数成分 □ C □ [Hz] の 3 次の混変調積が生ずる。
- | | A | B | C |
|---|-----|----|---------------|
| 1 | 3 次 | 抑圧 | $f_d \pm f_u$ |
| 2 | 3 次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |
| 3 | 3 次 | 変調 | $f_d \pm f_u$ |
| 4 | 5 次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |
| 5 | 5 次 | 抑圧 | $f_d \pm f_m$ |

A-9 次の記述は、図 1 に示す PWM(パルス幅変調)制御の昇降圧 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。ただし、自己インダクタンス L 及び静電容量 C は昇降圧チョップの安定動作に十分な大きさであり、回路は電流連続モードで理想的に動作し、定常状態にあるものとする。

- (1) FET の導通(ON)時間 T_{ON} においてダイオード D は □ A □ であり、入力電圧 V_i により L にエネルギーが蓄積され、また C に蓄積されたエネルギーが負荷 R に供給される。FET の非導通(OFF)時間 T_{OFF} において D は □ B □ であり、 L に蓄積されたエネルギーが R と C に供給される。

(2) 図 2 に示す通り T_{ON} と T_{OFF} を制御することで V_i に対して出力電圧 V_o を昇圧または降圧することが可能であり、デューティ比 $D=T_{ON}/(T_{ON}+T_{OFF})$ とすると $|V_o|=\{ \square C \} |V_i|$ となり、 $|V_o|$ の平均値は D が 0.5 より大きいと昇圧、0.5 より小さいと降圧、極性は図 1 の □ D □ に示す方向となる。

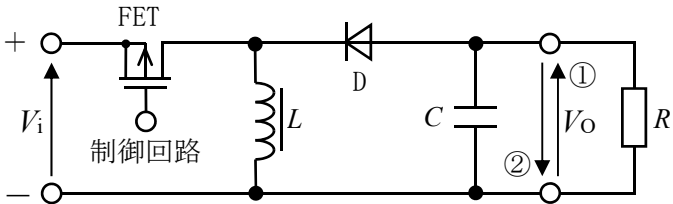


図 1

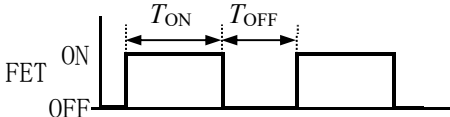


図 2

	A	B	C	D
1	導通(ON)	非導通(OFF)	$D/(1-D)$	①
2	導通(ON)	非導通(OFF)	$1/(1-D)$	②
3	非導通(OFF)	導通(ON)	$D/(1-D)$	①
4	非導通(OFF)	導通(ON)	$D/(1-D)$	②
5	非導通(OFF)	導通(ON)	$1/(1-D)$	②

A-10 次の記述は、対地静止衛星軌道における通信衛星の食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) 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□B□程度、衛星が地球の陰に隠れる食が発生するため、太陽電池は発電ができなくなる。

(2) また、□A□の日とその前後に地球局アンテナと通信衛星の延長線上を太陽が通過することで通信品質が劣化する太陽雑音干渉は、一般的にアンテナ径が大きいほど太陽雑音の影響が大きく、発生時間は□C□なる。
- A

B

C

1 夏至又は冬至 90分 短く

2 夏至又は冬至 70分 長く

3 春分及び秋分 70分 短く

4 春分及び秋分 70分 長く

5 春分及び秋分 90分 長く

A-11 次の記述は、トランスポンダ同期方式を用いた空港面監視用マルチラレーションシステムの基本的な概念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番号から選べ。

- (1) マルチラレーションシステムは、航空機のトランスポンダから送信される信号を複数の受信局で受信し、受信時刻の差TDOA(Time Difference of Arrival)から航空機の位置を算出するシステムで、空港面監視においてはASDE(空港面探知レーダー)と比べてブラインドエリアの解消が期待でき、悪天候時に監視性能が低下しない等の利点がある。

(2) モードSトランスポンダから送出される周波数1,090〔MHz〕のスキッタ信号等を、空港面上(2次元)の測位の場合は最低□A□局以上の受信局で受信し、計測したTDOAから各受信局と航空機との距離差に変換して、2つの受信局からの距離差が一定の条件からなる□B□同士の交点を求めることで航空機の位置を算出する。

(3) TDOAを高精度で算出するため、トランスポンダ同期方式では基準送信局から送信されるスキッタ信号を用いて各受信局の時刻同期を行う。この方式では航空機のトランスポンダと受信局との正確な時刻同期を必要と□C□。

	A	B	C
1	3	双曲線	しない
2	3	放物線	する
3	4	双曲線	しない
4	4	双曲線	する
5	4	放物線	する

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□B□〔s〕に圧縮され、尖頭値の振幅は $\sqrt{T\Delta f}$ 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 $T/\Delta f$ 狭 広

2 逆 $T/\Delta f$ 広 狭

3 逆 $1/\Delta f$ 広 狭

4 同一 $T/\Delta f$ 狭 広

5 同一 $1/\Delta f$ 広 狭

A-13 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番号から選べ。

- 1 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。

2 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。

3 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、 $k(T_o+T_e)B\mathcal{G}$ 〔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 $\mathcal{G}$ (真数)は、それぞれ低雑音増幅器の帯域幅及び利得である。

4 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。

5 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-14 次の記述は、フェージング対策等に利用されるダイバーシティ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) フェージング伝送路では、受信レベル低下による C/N 劣化（熱雑音誤り）、ランダム FM 雑音による位相変動、周波数選択性フェージングによる波形ひずみ等により伝送誤りが発生するが、このうちフェージングの周期が短く速い変動の場合に影響の大きい □ A は受信レベルを大きくしてもビット誤り率をある値以下に軽減することが困難な現象である。
- (2) これらの対策として、互いに相関が少ない複数のブランチ信号を合成・選択することにより受信特性を改善するダイバーシティの方式には選択合成、等利得合成、最大比合成があり、このうち □ B は各ブランチ信号を S/N 等に応じて重みづけ後、同相加算するもので、合成後の S/N を最大にすることが可能になり、原理上最も良い特性を得ることができる。
- (3) CDMA において、逆拡散を行う相関器出力を用いて分離した遅延時間の異なる複数の信号を同相化し、重みづけ加算することで受信特性を改善する RAKE 受信は、□ C ダイバーシティの一種である。

	A	B	C
1	ランダム FM 雑音	等利得合成	ルート
2	ランダム FM 雑音	最大比合成	パス
3	ランダム FM 雑音	等利得合成	パス
4	周波数選択性フェージング	等利得合成	ルート
5	周波数選択性フェージング	最大比合成	パス

A-15 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる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。

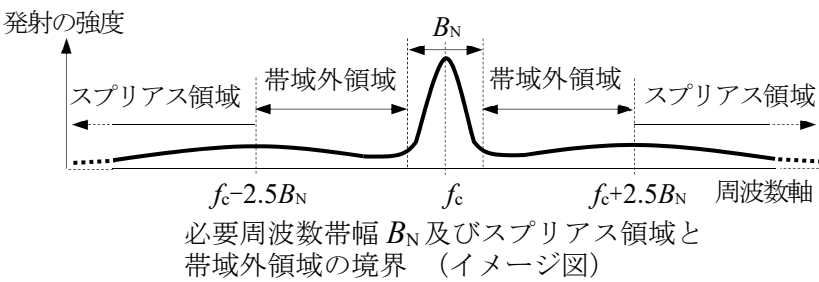
- (1) 伝送するデジタル信号系列を k ビットごとのブロックに区切り、それぞれのブロックを $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_k)$ とすると、符号器では、 $\mathbf{i}$ に $(n-k)$ ビットの冗長ビットを付加して長さ n ビットの符号語 $\mathbf{c} = (i_1, i_2, \dots, i_k, p_1, p_2, \dots, p_{n-k})$ をつくる。ここで、 $i_1, i_2, \dots, i_k$ を情報ビット、 $p_1, p_2, \dots, p_{n-k}$ を誤り検査ビット（チェックビット）と呼び、 n を符号長、□ A を符号化率という。
- (2) あるブロックのチェックビットが同じブロックの情報ビットだけの関数として定まる符号をブロック符号、過去にわたる複数の情報ビットの関数として定まる符号を畳み込み符号と呼び、□ B はブロック符号に分類される。また、□ C は低密度なパリティ検査行列で定義されるブロック符号であり、通信の信頼性の理論限界であるシャノンの通信容量に迫る誤り訂正符号として、我が国の高度広帯域衛星デジタル放送方式 (ISDB-S3) や第 5 世代移動通信システム等で利用されている。

	A	B	C
1	k/n	ターボ符号	Golay 符号
2	k/n	リード・ソロモン符号	LDPC 符号
3	k/n	リード・ソロモン符号	Golay 符号
4	$(n-k)/n$	リード・ソロモン符号	LDPC 符号
5	$(n-k)/n$	ターボ符号	Golay 符号

A-16 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基に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) 「□ A 領域におけるスプリアス発射の強度」の測定は、無変調状態において、□ A 領域におけるスプリアス発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。
- (2) 「□ B 領域における不要発射の強度」の測定は、□ C 状態において、中心周波数 f_c [Hz] から必要周波数帯幅 B_N [Hz] の ± 250 [%] 離れた周波数を境界とした □ B 領域における不要発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。この測定では、□ C 状態において、不要発射が周波数軸上に広がって出てくる可能性が □ D ことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲内に含まれる不要発射の電力を積分した値を測定することとされている。

	A	B	C	D
1	帯域外	スプリアス	変調	ある
2	帯域外	スプリアス	無変調	ない
3	スプリアス	帯域外	無変調	ある
4	スプリアス	帯域外	無変調	ない
5	スプリアス	帯域外	変調	ない



A-17 放送衛星において、送信機出力電力を120 [W]、送信アンテナの絶対利得を41 [dBi]、送信機とアンテナ間の給電線損失（分配器等の挿入損失を含む）を2 [dB]、アンテナのポインティング損失を0.5 [dB]、衛星と受信点の距離dを38,000 [km] とする場合の、衛星の等価平方輻射電力EIRP [dBW] 及び受信点における電界強度E [dBμV/m] の値の組み合わせとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電力束密度PFD [W/m²]、電界強度E [V/m]、EIRP [W]、d [m] の関係は、 $PFD=E^2/(120\pi)=EIRP/(4\pi d^2)$ で表されるものとし、 $\log_{10}2=0.30$ 、 $\log_{10}3=0.48$ 、 $\log_{10}\pi=0.50$ 、 $\log_{10}38=1.58$ とする。

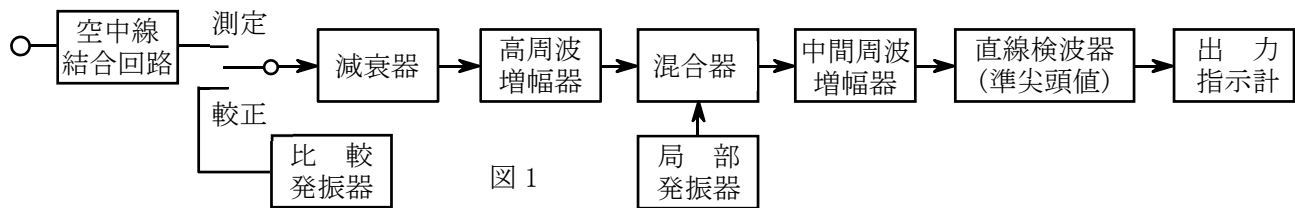
	EIRP	E
1	89.3 [dBW]	12.5 [dBμV/m]
2	89.3 [dBW]	42.5 [dBμV/m]
3	89.3 [dBW]	72.5 [dBμV/m]
4	59.3 [dBW]	12.5 [dBμV/m]
5	59.3 [dBW]	42.5 [dBμV/m]

A-18 次の記述は、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)及びFFTアナライザの各測定器に、入力信号として周期性の方形波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。□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、入力信号である方形波は、複数の正弦波の和で表されるものである。

(1) 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 □ A □。	A	B	C	D
(2) 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 □ B □。	1 できない	できる	できる	できる
(3) 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 □ C □。	2 できない	できる	できる	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 □ D □。	3 できる	できない	できる	できる
	4 できる	できる	できない	できる
	5 できる	できる	できる	できない

A-19 次の記述は、図1に示す雑音電界強度測定器(妨害波測定器)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) 人工雑音などの高周波雑音の多くはパルス性雑音であり、その高周波成分が広い周波数範囲に分布しているため、同じ雑音でも測定器の □ A □、直線性、検波回路の時定数等によって出力の雑音の波形が変化し、出力指示計の指示値が異なる。このため、雑音電界強度を測定するときの規格が定められている。
- (2) 準尖頭値は、規定の □ B □ を持つ直線検波器で測定された見掛け上の尖頭値であり、パルス性雑音を検波したときの出力指示計の指示値と無線通信に対する妨害度とを対応させるために用いる。
- (3) パルス性雑音の尖頭値は、出力指示計の指示値に比べて大きいことが多いので、測定器入力端子から直線検波器までの回路の直線動作範囲を十分広くする必要がある。このため、図2において、直線検波器の検波出力電圧が直線性から □ C □ [dB] 離れるときのパルス入力電圧と、出力指示計を最大目盛りまで振らせるときのパルス入力電圧の比で過負荷係数が定義され、その値が規定されている。



	A	B	C
1	通過帯域幅	充電及び放電時定数	1
2	通過帯域幅	充電及び放電時定数	3
3	利得	共振周波数及びQ	1
4	利得	共振周波数及びQ	3
5	利得	充電及び放電時定数	3

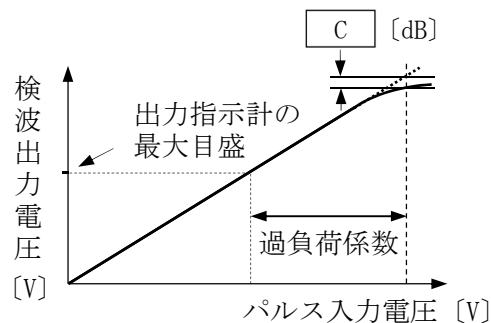
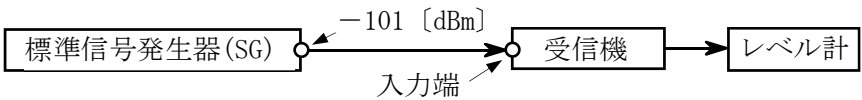


図2 パルス入力電圧に対する検波出力電圧

A-20 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 -101 [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 $50\ [\Omega]$ 、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。



- 1 2 [μV]
- 2 3 [μV]
- 3 4 [μV]
- 4 5 [μV]
- 5 6 [μV]

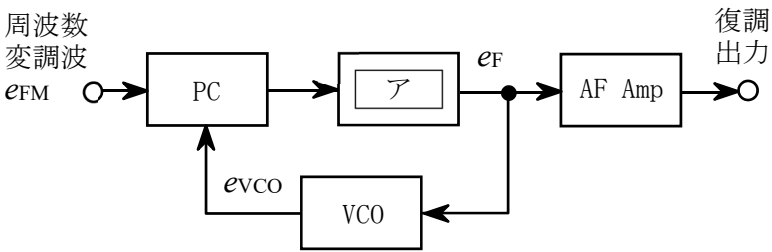
B-1 次の記述は、デジタル信号処理等で用いられるデジタルフィルタについて述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、 ω [rad] を正規化角周波数、システムは安定 (BIBO 安定) である。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 離散時間システムで動作するデジタル信号処理において、入力の離散時間信号 $x(n)$ と出力の離散時間信号 $y(n)$ のそれぞれの z 変換を $X(z)$ 、 $Y(z)$ とし、すべての初期値を 0 とした時の $X(z)$ と $Y(z)$ の比 $Y(z)/X(z) = H(z)$ を離散時間システムの伝達関数といい、 $z = e^{j\omega}$ とすることで周波数特性 $H(e^{j\omega})$ が求まり、 $|H(e^{j\omega})|$ は □ア、 $\theta(\omega)$ は □イ を表す。
- (2) デジタルフィルタは、出力が入力だけに依存する非巡回型と入力と出力に依存する巡回型に分類でき、前者はインパルス応答が有限長の □ウ システム、後者は一部の例外を除きインパルス応答が無限長の □エ システムとなる。
- (3) □ウ デジタルフィルタの設計において、インパルス応答の打ち切りによる不連続性から生じる □オ 現象のリプルを抑える手法の一つとして、インパルス応答に窓関数をかけることで時間軸上での不連続性の低減を図る方法がある。

- 1 位相特性
- 2 楕円特性
- 3 FIR
- 4 ギブス
- 5 ルンゲ
- 6 群遅延特性
- 7 振幅特性
- 8 IIR
- 9 LTI
- 10 ドプラ

B-2 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。

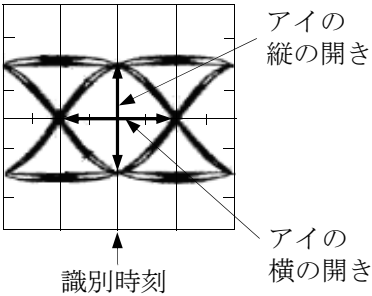
- (1) 位相比較器(PC)の出力は、□アを通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO)の出力 e_{VCO} との □イ 差に比例した □ウ なる。
- (2) e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲(キャプチャレンジ)内のとき、□ア の出力 e_F は、 e_{FM} と e_{VCO} の □イ が一致するように、VCO を制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の □イ が一致して PLL が同期(ロック)すると、 e_F の電圧は、□エ になる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(ロックレンジ)内において変化すると、 e_F の電圧は、 e_{FM} の周波数偏移に □オ 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。



- 1 低域フィルタ(LPF)
- 2 反比例
- 3 零
- 4 位相
- 5 振幅
- 6 高域フィルタ(HPF)
- 7 比例
- 8 高周波成分 e_F と
- 9 誤差電圧 e_F と
- 10 最大

B-3 次の記述は、図に例示する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の原理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 アイパターンは、パルス列の繰り返し周波数(クロック周波数)に同期させて、識別器直後のパルス波形を重ねて、オシロスコープ上に描かせたものである。
- イ アイパターンには、雑音や波形ひずみ等により影響を受けたパルス波形が重ね合わされている。
- ウ アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、パルスレベル変動や符号間干渉等による識別時刻における符号識別スレッシュホールドに対する余裕の度合いを表している。
- エ アイパターンにおけるアイの縦の開き具合は、クロック信号の統計的なゆらぎ(ジッタ)等によるタイミング劣化に対する余裕の度合いを表している。
- オ アイパターンを観測することにより符号化率を知ることができる。



B-4 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計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、サーミスタのマイクロ波における表皮効果の影響及び直流電流計の内部抵抗は無視できるものとし、導波管回路は整合がとれているものとする。

- (1) サーミスタ電力計は、□ ア □ 程度までの電力の測定に適している。
- (2) 導波管に取り付けられ、直流ブリッジ回路の一边を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 の値は、サーミスタに加わったマイクロ波電力及びブリッジの直流電流に応じて変化する。マイクロ波が加わらないとき、可変抵抗器 V_R により R_1 に流れる電流を調整してブリッジ回路の平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を I_1 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_1 は、次式で表される。

$$P_1 = \text{□ イ □} \text{ [W]} \cdots \cdots \text{①}$$

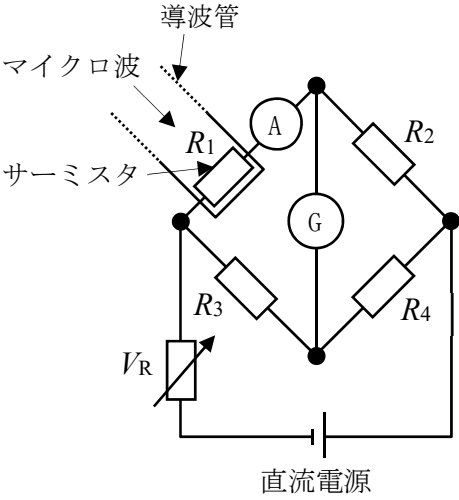
- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化しブリッジ回路の平衡がくずれるので、再び V_R を調整して平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を I_2 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。

$$P_2 = \text{□ ウ □} \text{ [W]} \cdots \cdots \text{②}$$

- (4) 式①及び②より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = P_1 - P_2 = \text{□ エ □} \text{ [W]} \cdots \cdots \text{③}$$

- (5) サーミスタは、周囲温度の影響を受けやすいので、適切な温度補償が必要である。また、サーミスタと導波管系との結合などに不整合があると、□ オ □ による測定誤差を生ずる。



$R_1 \sim R_4$: 抵抗 [Ω]
 V_R : 可変抵抗器 [Ω]
 A : 直流電流計
 G : 検流計

- | | | | | | | | | | |
|---|---------|---|-----------------------|---|-----------------------|---|---------------------------------|----|----|
| 1 | 10 [mW] | 2 | $I_1^2 R_2 R_3 / R_4$ | 3 | $I_2^2 R_2 R_4 / R_3$ | 4 | $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_4 / R_3$ | 5 | 透過 |
| 6 | 10 [W] | 7 | $I_1^2 R_2 R_4 / R_3$ | 8 | $I_2^2 R_2 R_3 / R_4$ | 9 | $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$ | 10 | 反射 |

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。

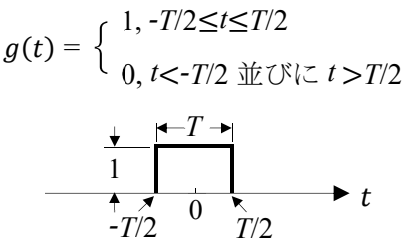


図1 ベースバンドデジタル信号 $g(t)$

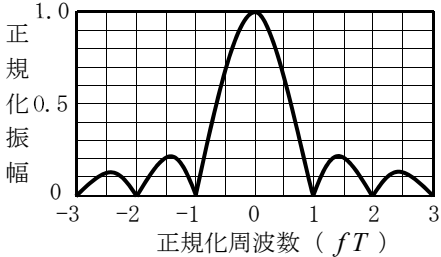


図2 $g(t)$ のスペクトル(絶対値)

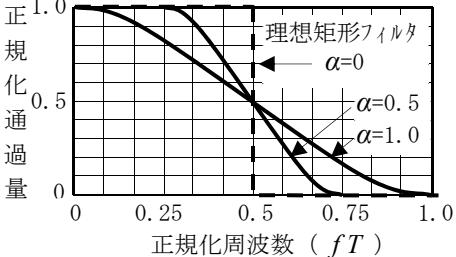


図3 ロールオフフィルタの特性

- (1) 図1のパルスの高さ1、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、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 α は $0 \leq \alpha \leq 1$ の値をとり、出力の周波数帯域幅は α 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 $\alpha=0.2$ のロールオフフィルタを用いた場合、8 [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 | 相互変調歪 | 2 | やすく | 3 | $\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$ | 4 | $\frac{1}{2T}$ | 5 | 9.6 |
| 6 | 符号間干渉 | 7 | にくく | 8 | $\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$ | 9 | $\frac{1}{T}$ | 10 | 4.8 |