

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 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 15 [kHz] の単一正弦波とし、最大周波数偏移を 45 [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	120
2 4	60
3 3	60
4 3	75
5 3	120

$J_n^2(m)$ 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－2 次の記述は、BPSK や QAM 変調方式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の正しい組合せ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。

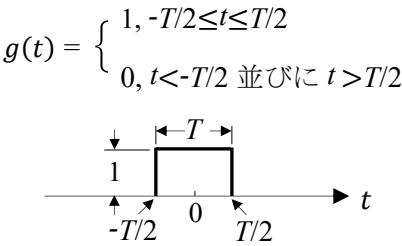


図 1 ベースバンドデジタル信号 $g(t)$

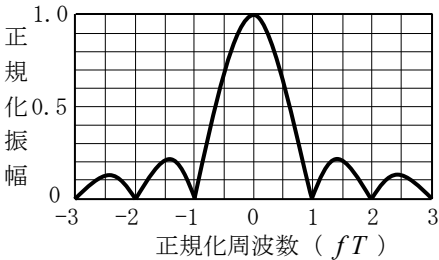


図 2 $g(t)$ のスペクトル(絶対値)

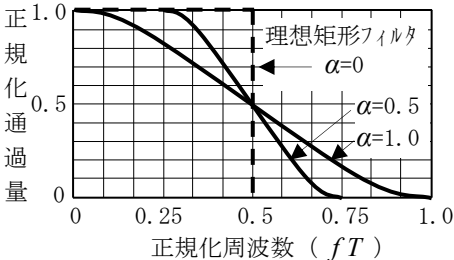


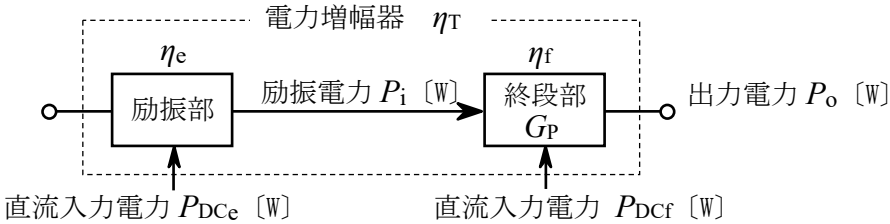
図 3 ロールオフフィルタの特性

- (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。
- $$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi ft} dt = T \times \boxed{\text{A}}$$
- (2) (1)のフーリエ変換した正規化振幅($|G(f)/T|$)は、図 2 に示す形状で周波数 0 [Hz] を中心として無限に広がる。よって、この $g(t)$ で搬送波を変調すると同じスペクトル形状で帯域が広がるため、帯域制限が必要になる。
- (3) $g(t)$ をフィルタを用いて帯域制限し、シンボル間干渉を生じないようにするためには、フィルタのインパルス応答がシンボル周期 T [s] の整数倍の時刻ごとにゼロクロスしなければならない。
- (4) (3)の基準を満足する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、 $0 \leq \alpha \leq 1$ の値をとる。ロールオフフィルタの出力の周波数帯域幅は、 α が $\boxed{\text{B}}$ ほど狭くなる。
- (5) 無線伝送では、 $g(t)$ をロールオフフィルタで帯域制限した信号で搬送波を線形変調するので、その周波数帯域幅は、 $\boxed{\text{C}}$ [Hz] となる。

	A	B	C
1	$\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$	大きい	$\frac{1+\alpha}{2T}$
2	$\frac{\pi f T}{\sin \pi f T}$	小さい	$\frac{1+\alpha}{2T}$
3	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	大きい	$\frac{1+\alpha}{T}$
4	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	小さい	$\frac{1+\alpha}{T}$
5	$\frac{\sin \pi f T}{\pi f T}$	小さい	$\frac{1+\alpha}{2T}$

A－3 図に示す電力増幅器の総合効率 η_T の値として、正し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 20(真数)とする。

- 1 71 [%]
 2 72 [%]
 3 73 [%]
 4 74 [%]
 5 75 [%]

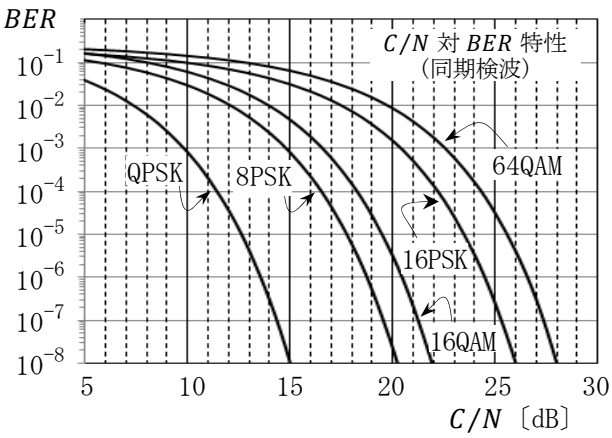


A-4 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち地上系デジタル放送に関する標準方式で規定されているガードインターバルについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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、時間的に後端の出力データを有効シンボルの前に付加する。
- 2 ガードインターバルは、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。
- 3 マルチパス波(妨害波)の遅延時間が、ガードインターバル期間長以内であれば、希望波の信号劣化を抑えることができる。
- 4 地上系デジタル放送に関する標準方式で、有効シンボル期間長が 1.008 [ms] ガードインターバル比が 1/8 の場合、原理的に希望波との伝搬距離差が 37.8 [km] を超えるマルチパス波(妨害波)による信号劣化に対応できる。
- 5 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)ことが可能である。

A-5 次の記述は、デジタル変調方式の理論的な C/N 対 BER 特性(同期検波)等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、 $\log_{10}2=0.3$ 、 $\log_{10}3=0.48$ とする。

- 1 64QAM は、16QAM に比べて、同一の伝送路において、 $BER=1\times10^{-8}$ を得るのに約 4 倍高い送信電力が必要である。
- 2 8PSK で、 $BER=1\times10^{-8}$ を達成するための所要 C/N は約 20.3 [dB] である。
- 3 8PSK における C/N と E_b/N_0 (ビットエネルギー対雑音電力密度比)の関係は、 $C/N=3E_b/N_0$ であるから、8PSK で、 $BER=1\times10^{-8}$ を達成するための所要 E_b/N_0 は、約 25.1 [dB] である。
- 4 $BER=1\times10^{-8}$ を達成するための所要 C/N は、QPSK と 16PSK で約 11.2 [dB] の差がある。
- 5 C/N をパラメータとした BPSK 及び QPSK の BER が、誤差補関数を用いた式として、それぞれ、 $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{C/N})$ 及び $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{(C/N)/2})$ で表せるので、 $BER=1\times10^{-8}$ を達成するための所要 C/N は、BPSK と 16PSK で約 14.2 [dB] の差がある。



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 $n_c(t)$ 、 $n_s(t)$ とすると、狭帯域雑音として次式で表される。

$$n(t) = n_c(t) \times \square A + n_s(t) \times \square B$$

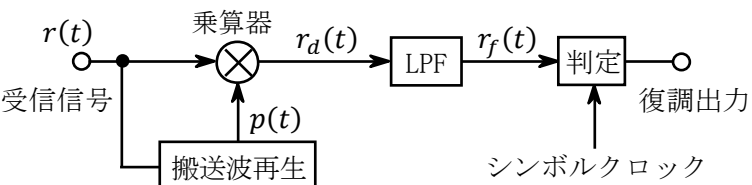
- (2) BPSK のデータ値によって $a(t)$ が ± 1 の値をとり、搬送波の角周波数を ω_c [rad/s] とすると、 $s(t)$ は、 $s(t) = a(t) \cos \omega_c t$ で表せるものとして、 $s(t)$ に $n(t)$ が付加された受信信号 $r(t)$ と $p(t)$ を乗積した信号 $r_d(t)$ は、次式で表される。

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

- (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	$\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$	$\{a(t) + n_c(t)/2 + n_s(t)/2\}$
2	$\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$	$\{a(t) + n_c(t) + n_s(t)\}$
3	$\cos \omega_c t$	$\sin \omega_c t$	$\{a(t) + n_c(t)\}$
4	$\sin \omega_c t$	$\cos \omega_c t$	$\{a(t) + n_c(t)\}$
5	$\sin \omega_c t$	$\cos \omega_c t$	$\{a(t) + n_c(t) + n_s(t)\}$

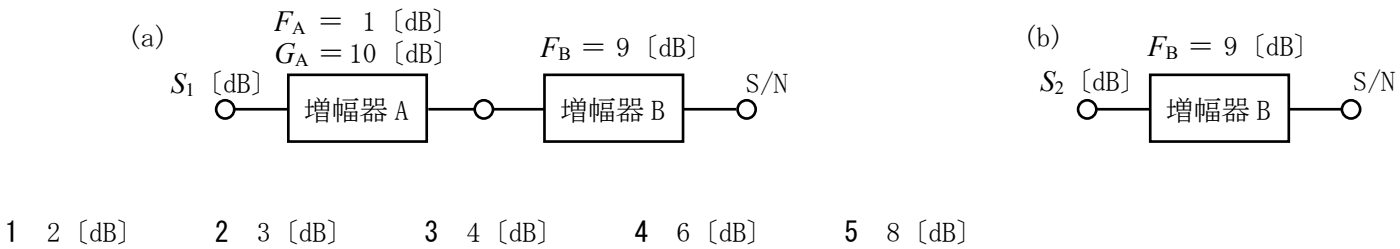


A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スプリアスの周波数を f_{SP} [Hz]、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz] とし、受信機の間周波フィルタは理想的なものとする。

- (1) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ [Hz] が含まれていると、 $f_{SP} = \square A$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (2) 局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ [Hz] が含まれていると、 $f_{SP} = \square B$ のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (3) 周波数混合器の非直線性により、 f_0 と f_{SP} それぞれ 2 倍の高調波が発生すると、 $f_{SP} = \square C$ のとき、混信妨害を生ずることがある。

	A	B	C
1	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
2	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
3	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
4	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
5	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$

A-8 図(a)及び(b)に示す二つの回路の出力の信号対雑音比(S/N)が等しいとき、それぞれの入力信号レベルを S_1 [dB] 及び S_2 [dB] とすれば、 $S_2 - S_1$ の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各増幅器の入出力端は整合しており、両回路の入力雑音は、熱雑音のみとする。また、「増幅器 A」の雑音指数 F_A と利得 G_A をそれぞれ 1 [dB] 及び 10 [dB]、「増幅器 B」の雑音指数 F_B を 9 [dB] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。なお、図(a)の回路と図(b)の回路の帯域幅は、同一とする。



A-9 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 0.3 [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 12 [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 [%]	80.0 [%]
2	5.0 [%]	16.7 [%]	83.3 [%]
3	5.0 [%]	14.3 [%]	83.3 [%]
4	4.7 [%]	16.7 [%]	80.0 [%]
5	4.7 [%]	14.3 [%]	83.3 [%]

A-10 次の記述は、発電機と組合せた一般的な無停電電源装置(UPS)について述べたものである。このうち正しい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、交流電力を直流電力に変換するものである。
- 2 定常時には、商用電源からの交流入力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。
- 3 商用電源が長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負荷に供給する。
- 4 商用電源が瞬時停電したときは、発電機から負荷に電力を供給する。
- 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。

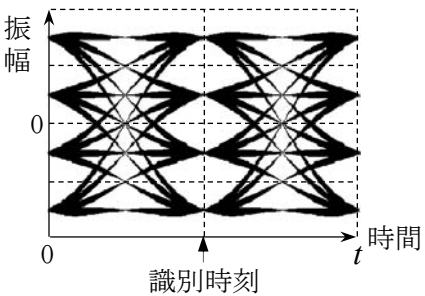
A-11 次の記述は、衛星通信に用いるSCPC方式について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 音声信号の一つのチャンネルに対して 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、 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 多数の地球局が衛星の中継器を共同使用する場合、回線の利用効率が低い。

	A	B	C
1	一つ	周波数分割	大きい
2	一つ	時分割	大きい
3	一つ	周波数分割	小さい
4	複数	時分割	大きい
5	複数	時分割	小さい

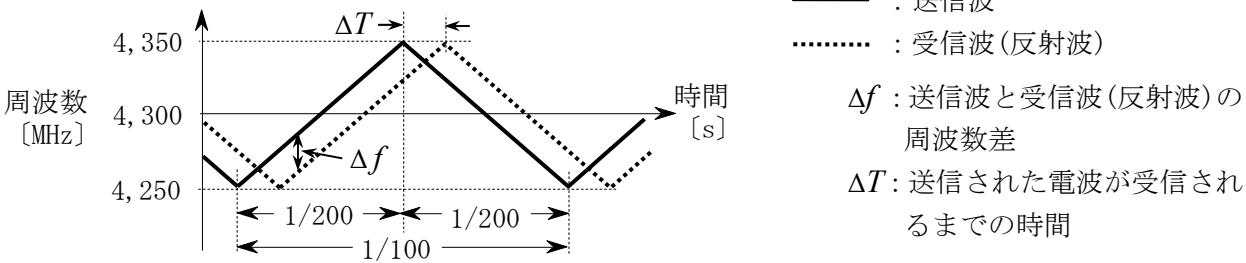
A-12 次の記述は、デジタル信号が伝送路などで受ける波形劣化を観測するためのアイパターンについて述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、図は、帯域制限されたベースバンド信号のアイパターンの一例を示す。

- 1 アイパターンは、伝送路などで受ける波形劣化を観測することができる。
- 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 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。
- 4 図は、4 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、2 シンボル時間である。



A-13 航空機の対地高度計として搭載された FM-CW レーダー(電波高度計)の送信波と受信波(反射波)の周波数差 Δf が 60 [kHz] であった。この航空機の対地高度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信波は、図に示すように、100 [Hz] の三角波で変調されたものであり、4,250~4,350 [MHz] の間を変化するものとする。

- 1 750 [m]
- 2 450 [m]
- 3 300 [m]
- 4 150 [m]
- 5 90 [m]

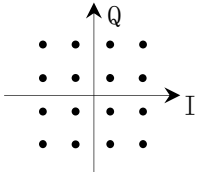


A-14 次の記述は、WiMAXと呼ばれ、法令等で規定された我が国の直交周波数分割多元接続方式広帯域移動無線アクセスシステムについて述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 電波の受信状況などに応じて、変調方式を選択して対応する □ A □ が可能である。
- (2) 使用帯域幅にかかわらずサブキャリア間隔を一定にするスケーラブル OFDM が採用されている。これにより、システムの使用帯域幅が変わっても高速移動の環境で生じる □ B □ の影響をどの帯域幅でも同一とすることが可能である。
- (3) OFDM を使用した WiFi と呼ばれる無線 LAN(小電力データ通信システム)と比較すると、WiMAXはOFDMのサブキャリア数が □ C □ ため、長距離及び見通し外通信などにおけるマルチパス伝搬環境下で高速なデータ伝送が可能である。

	A	B	C
1	差動位相変調	ドプラ効果	多い
2	差動位相変調	遠近問題	少ない
3	適応変調	遠近問題	少ない
4	適応変調	遠近問題	多い
5	適応変調	ドプラ効果	多い

A-15 図に示す信号点配置の 16QAM 信号のシンボル誤り率 SER_{16QAM} が、搬送周波数帯における信号対雑音電力比 CNR 及び誤差補関数 erfc を用いた式として、 $SER_{16QAM} = \frac{3}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{CNR}{10}} \right)$ で表せるとき、ベースバンドにおける信号対雑音電力比 SNR を用いたビット誤り率 BER_{16QAM} を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ビットの割り当て(マッピング)をグレイコード配置とし、検波方式は、同期検波とする。



- 1 $\frac{3}{8} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{10}} \right)$
- 2 $\frac{3}{8} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{20}} \right)$
- 3 $\frac{3}{8} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{5}} \right)$
- 4 $\frac{3}{4} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{10}} \right)$
- 5 $\frac{3}{4} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{SNR}{5}} \right)$

A-16 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、所要 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搬送波電力対雑音電力比であり、理論 C/N 18 [dB] に送受信装置の固定劣化 4 [dB] を考慮したものである。また、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 48 [%]、50 [%] 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	所要 C/N			
1	16	17	39	18 [dB]	□ A □ [dB]	熱雑音 C/N	25.2 [dB]	(48 [%])
2	16	17	37	($BER = 1 \times 10^{-4}$)		干渉雑音 C/N	□ B □ [dB]	(50 [%])
3	16	25	34		固定劣化 4 [dB]	歪み雑音 C/N	□ C □ [dB]	(2 [%])
4	22	25	39					
5	22	24	37					

C/N 配分表

A-17 オシロスコープを用いて、真の立上がり時間 4 [ns] のパルス波形の立上がり時間を測定したところ 5 [ns] が得られた。当該オシロスコープの立上がり時間として、最も近いものを下の番号から選べ。

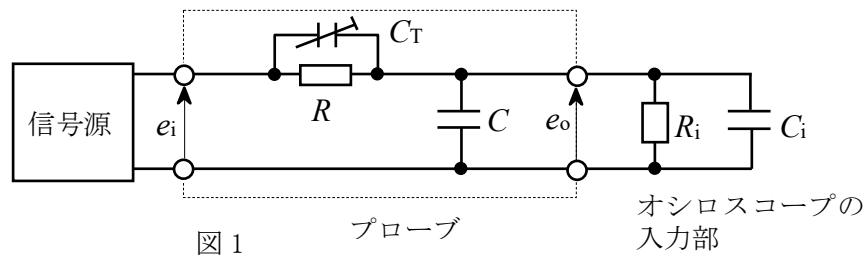
- 1 1 [ns]
- 2 2 [ns]
- 3 3 [ns]
- 4 4 [ns]
- 5 5 [ns]

A-18 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。

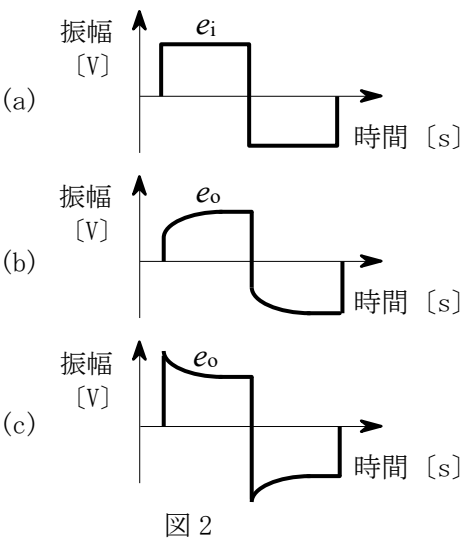
- 1 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差による周波数測定値の誤差は、ゲート時間が 0.1 [s] のとき 10 [Hz] の桁に生ずる。
- 2 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差は、ゲートに入力されるパルス(被測定信号)とゲート信号の位相関係が一定でないために生ずる。
- 3 直接カウント方式による周波数計の±1 カウント誤差による分解能は、ゲート時間が長く、測定する入力信号(被測定信号)の周波数が高いほど良くなる。
- 4 レシプロカルカウント方式による周波数計は、入力信号(被測定信号)の周期を測定し、その逆数から周波数を求めるものである。
- 5 測定時間が一定の場合、レシプロカルカウント方式は、周波数計のクロック(基準信号)の周波数を低くすれば、±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。

A-19 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 [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。

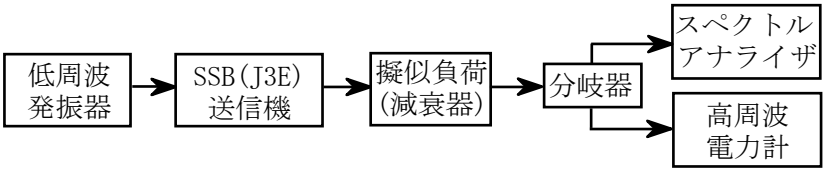
- (1) 図2の(a)に示す方形波 e_i [V] を入力して、プローブの出力信号 e_o [V] の波形が、 e_i と相似な方形波になるように C_T を調整する。このとき C_T の値は □ A □ の関係を満たしている。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 C_T の値を小さくすると、□ B □ による分圧比の方が小さくなり、周波数特性として高域レベルが □ C □ ため、 e_o の波形は、図2の □ D □ のようになる。



A	B	C	D
1 $(C + C_i)R_i = C_TR$	静電容量	落ちる	(b)
2 $(C + C_i)R_i = C_TR$	静電容量	持ち上がる	(c)
3 $(C + C_i)R_i = C_TR$	抵抗	持ち上がる	(b)
4 $(C + C_i)R = C_TR_i$	抵抗	持ち上がる	(c)
5 $(C + C_i)R = C_TR_i$	静電容量	落ちる	(c)



A-20 次の記述は、図に示す構成例を用いたSSB(J3E)送信機の搬送波電力(本来抑圧されるべきもの)の測定において、SSB(J3E)送信機の変調条件及び測定器の条件など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、搬送波電力は、法令等に基づく送信装置の条件として「一の変調周波数によって飽和レベルで変調したときの平均電力より、40 [dB] 以上低い値」であることが定められているものとする。また、割当周波数は、搬送波周波数から1,400 [Hz] 高い周波数であること及び測定手順としては、スペクトルアナライザの画面に上側波帯と搬送波を表示して、それぞれの電力(dBm)を測定するものとする。



- 1 測定結果として、測定した上側波帯電力と搬送波電力の差を求め、その差が「40 [dB] 以上」あることを確認する。
- 2 スペクトルアナライザの中心周波数は、「変調周波数+700 [Hz]」に設定する。
- 3 スペクトルアナライザの分解能帯域幅(resolution bandwidth)は、「3 [KHz] 程度」に設定する。
- 4 スペクトルアナライザの周波数スパン(frequency span)は、「約 30 [Hz]」に設定する。
- 5 SSB(J3E)送信機の変調条件の一つとして、変調周波数は規定の周波数の三角波とする。

B-1 次の記述は、航空用 DME (距離測定装置) の原理的な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。ただし、1 [nm] は、1,852 [m] とする。

- (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 □ ア □ 与える装置であり、使用周波数帯は、□ イ □ 帯である。
- (2) 図 1 に示す地上 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 □ ウ □ 周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) 図 2 に示すように、インタロゲータの質問信号の送信から応答信号の受信までの時間が 296 [μs] のとき、トランスポンダの応答遅延時間を 50 [μs] とすると、航空機とトランスポンダとの距離は、約 □ エ □ である。
- (4) 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 □ オ □ 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。

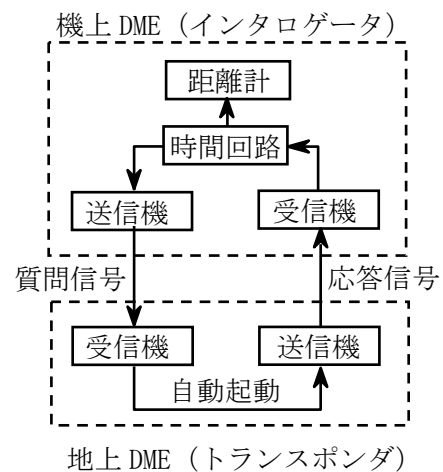


図 1

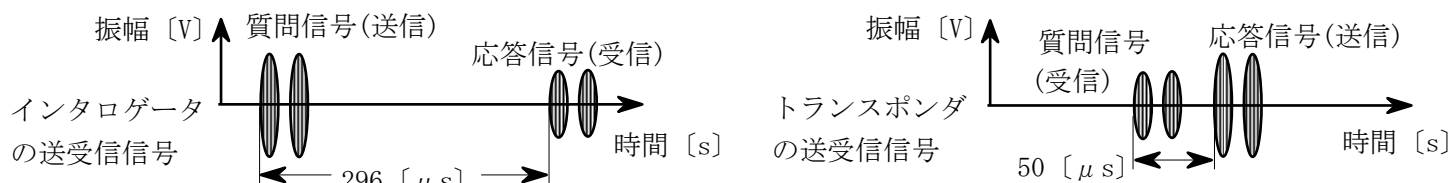


図 2

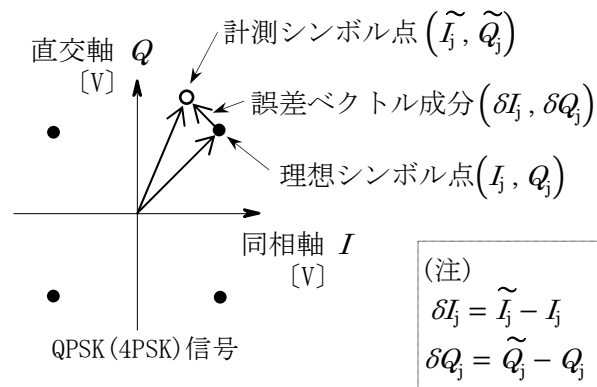
- | | | | | |
|-------|--------|-------|-----------|--------|
| 1 同一の | 2 連続的に | 3 一定 | 4 10 [nm] | 5 UHF |
| 6 異なる | 7 単発的に | 8 不規則 | 9 20 [nm] | 10 VHF |

B-2 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式 (ISDB-T) において、親局や放送波中継局またはフィールド等での伝送信号に含まれる雑音、歪み等の影響を評価する指標の一つである MER (Modulation Error Ratio : 変調誤差比) の原理等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) デジタル放送では、CNR (C/N) がある値よりも □ ア □ になると全く受信できなくなる、いわゆる □ イ □ 現象があるため、親局や放送波中継局等の各段の CNR 劣化量を適切に把握する必要があり、その回線品質を管理する手法において MER が利用されている。
- (2) MER は、デジタル変調信号を復調して、 I - Q 平面に展開した際、各理想シンボル点のベクトル量の絶対値を二乗した合計を、そこからの誤差ベクトル量の絶対値を二乗した合計で除算し、□ ウ □ 比で表すことができる。
- (3) 図は、理想シンボル点に対する計測シンボル点とその誤差ベクトルとの関係を QPSK の信号空間ダイアグラムを用いて例示したものである。
- (4) j をシンボル番号、 N をシンボル数とすると、MER は、□ エ □ 比として次式で表すことができる。

$$\text{MER} = 10 \log_{10} \square \text{エ} \text{ [dB]}$$

- (5) 測定信号の CNR の劣化要因が加法性白色ガウス雑音のみで、復調法等それ以外の要因が MER の測定に影響がない場合、理論的に MER は CNR と等価になる。MER を利用すれば □ オ □ CNR の信号でも精度よく測定できるため、高品質な親局装置出力等の監視に有効である。



(注)
 $\delta I_j = \tilde{I}_j - I_j$
 $\delta Q_j = \tilde{Q}_j - Q_j$

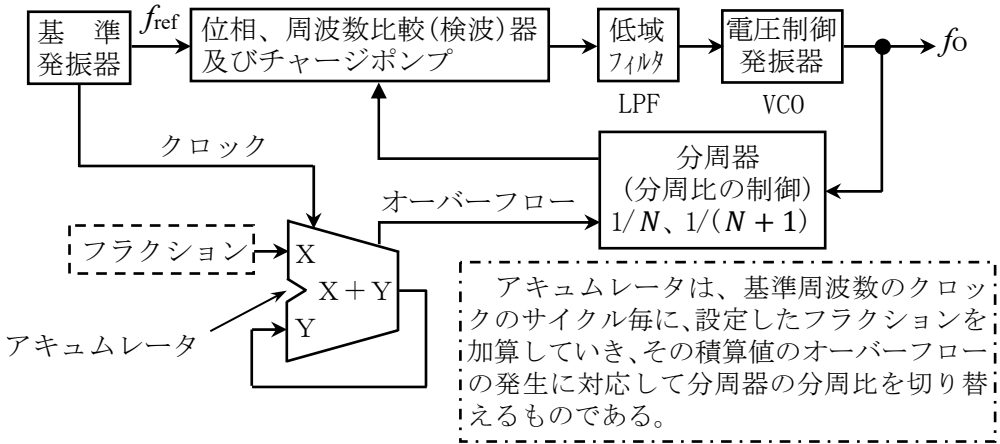
- | | | | | |
|-------|------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|------|----------------------------|
| 1 大きく | 2 電力 | 3 $\frac{\sum_{j=1}^N (\sqrt{I_j^2 + Q_j^2})}{\sum_{j=1}^N (\sqrt{\delta I_j^2 + \delta Q_j^2})}$ | 4 高い | 5 ゴースト (ghost) |
| 6 小さく | 7 電圧 | 8 $\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}$ | 9 低い | 10 クリフエフェクト (cliff effect) |

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 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、4次の相互変調波の成分である。
- ウ 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。
- 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 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。

B-4 次の記述は、図に示す原理的構成例のフラクショナルN型PLL周波数シンセサイザ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、 N は正の整数とし、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N + 1)$ 分周する期間とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) このPLL周波数シンセサイザは、基準周波数 f_{ref} [Hz] よりも細かい周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。また、周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数による分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_o [Hz] は、 $f_o = \{ N + \text{ア} \} f_{ref}$ [Hz] で表される。ここで **ア** は、フラクションと呼ぶ。
- (2) 例えば、 $f_{ref} = 10$ [MHz]、 $N = 5$ 及びフラクションの設定値を $7/10$ としたとき、連続したクロック 10 サイクル中における分周器の動作は、分周比 $1/5$ が合計 **イ** サイクル分、分周比 $1/6$ が合計 **ウ** サイクル分となるように制御され、見かけ上、非整数による分周比となる。また、このときの f_o は、**エ** [MHz] であり、分数表示のフラクションの分子を1ステップずつ変化させると、 f_o は **オ** [MHz] ステップずつ変化する。



1	1	2	2	3	3	4	4	5	$\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$
6	6	7	7	8	67	9	57	10	$\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$

B-5 次の記述は、我が国の中波放送における精密同一周波放送(同期放送)方式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。ただし、相互に同期放送の関係にある基幹放送局をX局及びY局とする。

- ア 同期放送は、相互に同期放送の関係にある基幹放送局の搬送周波数の差 Δf が1 [kHz] を超えて変わらないものとし、同時に同一の番組を放送するものである。
- イ ある受信場所におけるX局及びY局の搬送波間の位相差 ϕ [rad] が $1/\Delta f$ [s] の周期で $0 \sim 2\pi$ [rad] の間を変化するため、その受信場所におけるX局及びY局の搬送波の合成電界は、同周期でフェージングを繰り返す。
- ウ 原理的に、X局及びY局の搬送波の電界強度が等しい(等電界)場所における搬送波の合成電界は、X局及びY局の搬送波間の位相差 ϕ が π [rad] のときはX局(またはY局)の電界強度の2倍になり、 ϕ が0及び 2π [rad] のときは0となる。
- エ 同期放送では、X局及びY局の搬送波の合成電界の変化と併せ、被変調波に位相差がある場合の受信ひずみなどが、等電界の場所とその付近でのサービス低下の原因になる。
- オ 受信場所におけるX局及びY局の搬送波の合成電界によるフェージングの繰り返しは、受信機の自動利得調整(AGC)機能や受信機のバーアンテナ等の指向性によって所定の混信保護比を満たすことにより、その改善が期待できる。