

FA101

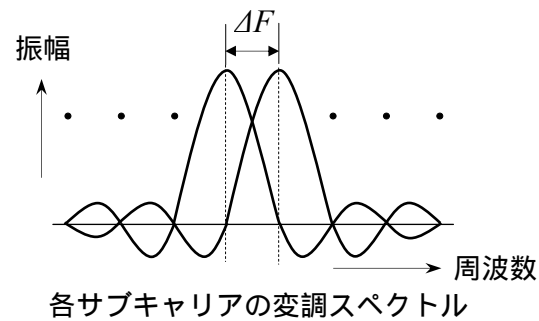
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A - 1 次の記述は、直交周波数分割多重(OFDM)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。

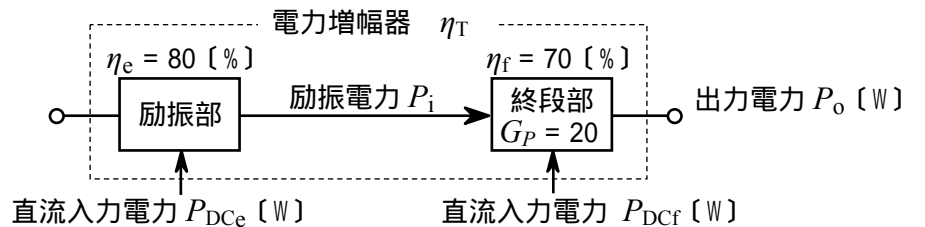
- (1) 図に示すように、各サブキャリアを直交させてお互いに干渉せず最小の周波数間隔で配置している。最小のサブキャリアの間隔を ΔF [Hz] とし、シンボル長を T [s] とすると直交条件は、□ A □ である。
- (2) サブキャリア信号のそれぞれの変調波がランダムにいろいろな振幅や位相をとり、これらが合成された送信波形は、各サブキャリアの振幅や位相の関係によってその振幅変動が大きくなるため、送信増幅では、□ B □ で増幅を行う必要がある。
- (3) シングルキャリアをデジタル変調した場合と比較して、伝送速度はそのままシンボル長を □ C □ できる。シンボル長が □ D □ ほどマルチパス遅延波の干渉を受ける時間が相対的に短くなり、マルチパス遅延波の影響で生じるシンボル間干渉を受けにくくなる。

	A	B	C	D
1	$T = 1/\Delta F$	非線形領域	短く	短い
2	$T = 1/\Delta F$	線形領域	短く	短い
3	$T = 1/\Delta F$	線形領域	長く	長い
4	$\Delta F / T = 1$	線形領域	長く	長い
5	$\Delta F / T = 1$	非線形領域	長く	長い



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 $\eta_e = P_1/P_{DCe}$ 及び $\eta_f = P_o/P_{DCf}$ とし、その値をそれぞれ 80 [%] 及び 70 [%] 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 45 [%]
- 2 53 [%]
- 3 60 [%]
- 4 67 [%]
- 5 73 [%]



A - 3 次の記述は、図に示す QPSK(4PSK)信号及び 16QAM 信号の信号点間距離等についてその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。

- (1) 図 1 に示す QPSK 信号空間ダイアグラムの信号点間距離が d のとき、QPSK 信号のピーク(最大)振幅は □ A □ で表せる。
- (2) 図 2 に示す 16QAM 信号空間ダイアグラムの信号点間距離を d' とし、妨害に対する余裕度を一定にするため、 d' を(1)の QPSK の信号点間距離 d と等しくしたときの、16QAM 信号のピーク(最大)振幅は、 d を用いて □ B □ で表せる。
- (3) d' が d と等しいとき、16QAM 信号のピーク電力は、QPSK 信号のピーク電力を p とすると、□ C □ で表せる。

	A	B	C
1	$d/\sqrt{2}$	$3d/\sqrt{2}$	$9p$
2	$d/\sqrt{2}$	$2d/\sqrt{2}$	$4p$
3	$\sqrt{2}d$	$3\sqrt{2}d$	$9p$
4	d	$2d$	$4p$
5	d	$3d$	$4p$

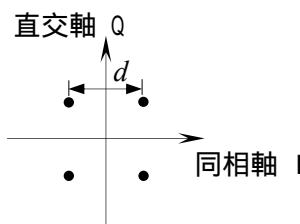


図 1 QPSK 信号空間ダイアグラム

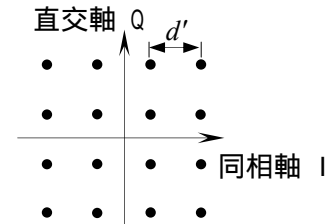


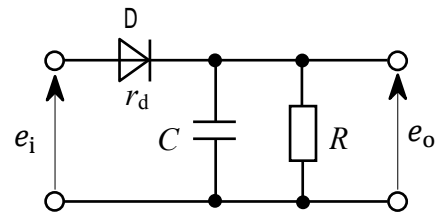
図 2 16QAM 信号空間ダイアグラム

A - 4 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平均電力の値として、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 30 [%] であり、他方の単一正弦波のみで変調したときの平均電力は 10.8 [kW] である。

- 1 7.50 [kW]
- 2 11.25 [kW]
- 3 14.35 [kW]
- 4 15.00 [kW]
- 5 22.50 [kW]

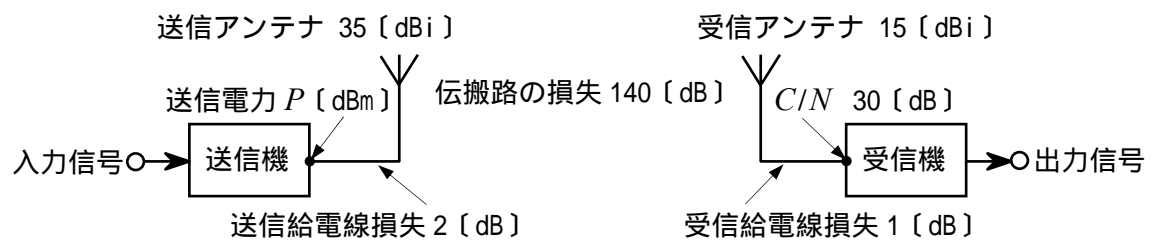
A - 5 図に示すAM(A3E)受信機の復調部に用いられる包絡線検波器に振幅変調波 $e_i = E(1 + m \cos pt)\cos \omega t$ [V] を加えたとき、検波効率が最も良く、かつ、復調出力電圧 e_o [V] に斜めクリッピングによるひずみの影響を低減するための条件式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、振幅変調波の振幅を E [V]、変調度を $m \times 100$ [%]、搬送波及び変調信号の角周波数をそれぞれ ω [rad/s] 及び p [rad/s] とし、ダイオード D の順方向抵抗を r_d [] とする。また、抵抗を R []、コンデンサの静電容量を C [F] とする。

- | | | | | |
|---|-----|--------------------|--------------|-------|
| 1 | R | r_d 、 $1/\omega$ | CR 及び CR | $1/p$ |
| 2 | R | r_d 、 $1/\omega$ | CR 及び CR | $1/p$ |
| 3 | R | r_d 、 $1/\omega$ | CR 及び CR | $1/p$ |
| 4 | R | r_d 、 $1/\omega$ | CR 及び CR | $1/p$ |
| 5 | R | r_d 、 $1/\omega$ | CR 及び CR | $1/p$ |



A - 6 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した搬送波電力対雑音電力比(C/N)が 30 [dB] のときの送信機の送信電力(平均電力) P [dBm] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、送信アンテナの絶対利得を 35 [dBi]、受信アンテナの絶対利得を 15 [dBi]、送信給電線の損失を 2 [dB]、受信給電線の損失を 1 [dB] 及び両アンテナ間の伝搬路の損失を 140 [dB] 並びに受信機の雑音指数を 2.5 (真数)(= 4 [dB])、等価雑音帯域幅を 10 [MHz]、ボルツマン定数 k を 1.38×10^{-23} [J/K] (= -228.6 [dB(W/Hz/K)]) 及び周囲温度 T を 290 [K] (= 24.6 [dB(K)]) とするものとし、1 [mW] を 0 [dBm] とする。

- 1 13 [dBm]
- 2 17 [dBm]
- 3 23 [dBm]
- 4 27 [dBm]
- 5 33 [dBm]



A - 7 次の記述は、FM(F3E)受信機のスレッシュホールドレベ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。ただし、受信機の内部雑音電力を p_{ni} [W]、スレッシュホールドレベルを p_{th} [W] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- (1) 受信機復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)は、受信入力(搬送波)のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下で急激に低下し、AM(A3E)よりかえって悪くなってしまう。

スレッシュホールドレベルは、そのときの □ A □ レベルをいう。

- (2) スレッシュホールドは、搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点であり、それぞれの実効値を E_C 及び E_N とすると

$E_C/E_N = 4/\sqrt{2}$ であるから、 p_{ni} と p_{th} との関係は □ B □ となる。この関係から搬送波電力対雑音電力比(C/N)が約 □ C □ [dB] 以下になると S/N が急激に低下することがわかる。

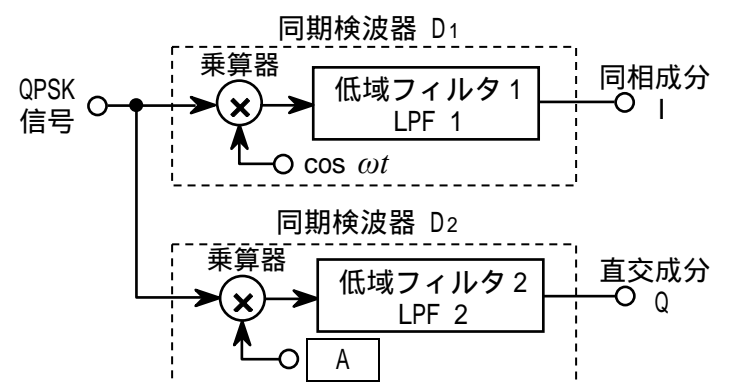
	A	B	C
1 受信入力	$p_{th} = 8p_{ni}$	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	9
2 受信入力	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	6
3 受信入力	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	$p_{th} = 8p_{ni}$	9
4 復調出力	$p_{th} = 8p_{ni}$	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	9
5 復調出力	$p_{th} = 2\sqrt{2}p_{ni}$	$p_{th} = 8p_{ni}$	6

A - 8 次の記述は、図に示す同期検波器を用いた4相PSK(QPSK)波の復調器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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 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 $\cos(\omega t + \theta(t))$ [V] を D_1 及び D_2 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 $\cos \omega t$ [V] 及び □ A □ [V] をそれぞれ D_1 及び D_2 の乗算器に加えて同期検波を行う。

- (2) D_1 において、低域フィルタ 1 は、QPSK 波の位相が $\pi/4$ 、 $7\pi/4$ [rad] のとき正、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ [rad] のとき負の信号を出力する。また、 D_2 において、低域フィルタ 2 は、QPSK 波の位相が □ B □ [rad] のとき正、□ C □ [rad] のとき負の信号を出力する。したがって、同相成分及び直交成分それぞれの正負を判断して QPSK 波の位相を判定することができる。

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



A - 9 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よる妨害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) 妨害波の周波数が 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、 $2f_1 - f_2$ 〔Hz〕及び $2f_2 - f_1$ 〔Hz〕は、□ A の相互変調波の成分である。 | A | B | C |
| (2) 混変調による妨害は、受信機に希望波及び妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって妨害波の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。 | 1 3 次 | 抑圧 | $f_d \pm f_m$ |
| (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、混変調積の周波数成分 □ C 〔Hz〕によって混変調による妨害が生ずる。 | 2 3 次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |
| | 3 3 次 | 抑圧 | $f_d \pm f_u$ |
| | 4 2 次 | 変調 | $f_d \pm f_u$ |
| | 5 2 次 | 変調 | $f_d \pm f_m$ |

A - 10 次の記述は、電源回路に用いるツェナー・ダイオード(Dz)に関し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 定電圧特性を利用するためには、通常、逆バイアス電圧で動作させる。
- 2 一般的傾向として、ツェナー電圧 5 ~ 6〔V〕のDzの温度係数は、ほぼ 0 である。
- 3 原理的に、Dzに直列に通常のシリコン・ダイオードを接続して温度特性を改善することができる。
- 4 Dzの定格には、ツェナー電圧、許容電力損失などが規定されている。
- 5 Dzの逆方向特性は、飽和領域と降伏領域に分かれる。定電圧素子として利用されるのは飽和領域である。

A - 11 次の記述は、シリコン太陽電池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 pn接合は、単結晶シリコン、多結晶シリコン及びアモルファスシリコンなどの材料に不純物を添加して形成する。
- 2 変換効率は、一般的に太陽電池に入射する光のエネルギーに対する最大出力(電気エネルギー)の割合で評価できる。
- 3 変換効率は、光の反射等の光学的損失、半導体や電極の抵抗損失及びキャリアの再結合等による電氣的損失により影響を受ける。
- 4 受光面の放射照度が一定等の基準条件における温度特性は、温度の上昇とともに短絡電流は微減するが、開放電圧が大幅に増加するので、変換効率は温度の上昇とともに増加する。
- 5 太陽電池の素子に太陽光を入射すると、pn接合部で吸収され、そのエネルギーにより電子が励起されて、p側が正、n側が負に帯電する。

A - 12 次の記述は、航空機の航行援助に用いられるILS (計器着陸装置)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) グライド・パスは、滑走路の側方の所定の位置に設置され、航空機に対して、設定された進入角からの垂直方向のずれの情報を与えるためのものであり、航空機の降下路面の □ A の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ UHF 帯の電波を放射する。
- (2) ローカライザは、滑走路末端から所定の位置に設置され、航空機に対して、滑走路の中心線の延長上からの水平方向のずれの情報を与えるためのものであり、航空機の進入方向から見て進入路の右側では 150〔Hz〕、左側では 90〔Hz〕の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ □ B 帯の電波を放射する。
- (3) マーカ・ビーコンは、滑走路進入端から複数の所定の位置に設置され、その上空を通過する航空機に対して、滑走路進入端からの距離の情報を与えるためのものであり、それぞれ特有の変調周波数で振幅変調された □ C 帯の電波を上空に向けて放射する。

A	B	C
1 下側では90〔Hz〕、上側では150〔Hz〕	VHF	UHF
2 下側では90〔Hz〕、上側では150〔Hz〕	UHF	VHF
3 下側では150〔Hz〕、上側では90〔Hz〕	UHF	VHF
4 下側では150〔Hz〕、上側では90〔Hz〕	UHF	UHF
5 下側では150〔Hz〕、上側では90〔Hz〕	VHF	VHF

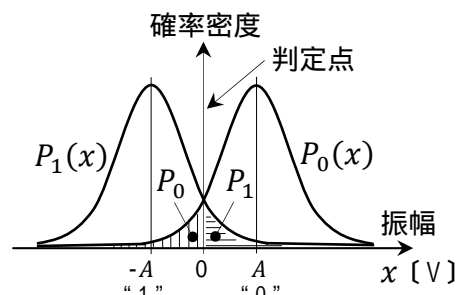
A - 13 レーダー方程式を用いて求めたパルスレーダーの最大探知距離の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信尖頭出力を 10〔kW〕、物標の有効反射断面積を π^2 〔m²〕、アンテナの利得及び実効面積をそれぞれ 40〔dBi〕及び 1.6〔m²〕とし、物標は、受信機の受信電力が - 100〔dBm〕以上のとき探知できるものとする。また、1〔mW〕を 0〔dBm〕とする。

- | | | | | |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 1 100〔km〕 | 2 160〔km〕 | 3 200〔km〕 | 4 260〔km〕 | 5 320〔km〕 |
|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|

A - 14 次の記述は、雑音を重ねている BPSK(2PSK)信号を理想的に同期検波したときに発生するビット誤り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、BPSK 信号を識別する識別回路において、図のように符号が“0”のときの平均振幅値を A [V]、符号“1”のときの平均振幅値を $-A$ [V] として、分散が σ^2 [W] で表されるガウス分布の雑音がそれぞれの信号に重畳しているとき、符号が“0”のときの振幅 x の確率密度を表す関数を $P_0(x)$ 、“1”のときの振幅 x の確率密度を表す関数を $P_1(x)$ 及びビット誤り率を P とする。

- (1) 図に示すように、雑音がそれぞれの信号に重畳しているときの振幅の正負によって、符号が“0”か“1”かを判定するものとするとき、ビット誤り率 P は、符号“0”と“1”が現れる確率を $1/2$ ずつとすれば、判定点 ($x=0$ [V]) からはみ出す面積 P_0 及び P_1 により次式から算出できる。 $P = (1/2) \times (\text{A})$
- (2) 誤差補関数(erfc)を用いると P は、 $P = (1/2) \times \{\text{erfc}(A/\sqrt{2\sigma^2})\}$ で表せる。同式中の $(A/\sqrt{2\sigma^2})$ は、 $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ であり、 A^2 と σ^2 は、それぞれベースバンドにおける信号電力と雑音電力であるから、それらの比である SNR (真数)を用いて $(\sqrt{A^2/(2\sigma^2)})$ を表すと、 (B) となる。また、この SNR を搬送波周波数帯における搬送波電力と雑音電力の比である CNR と比較すると理論的に CNR の方が (C) [dB] 低い値となる。

	A	B	C
1	$P_0 + P_1$	$\sqrt{2SNR}$	6
2	$P_0 + P_1$	$\sqrt{SNR/2}$	3
3	$P_0 + P_1$	$\sqrt{SNR/2}$	6
4	$P_0 \times P_1$	$\sqrt{2SNR}$	3
5	$P_0 \times P_1$	$\sqrt{SNR/2}$	6



A - 15 次の記述は、デジタル移動体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。なお、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。

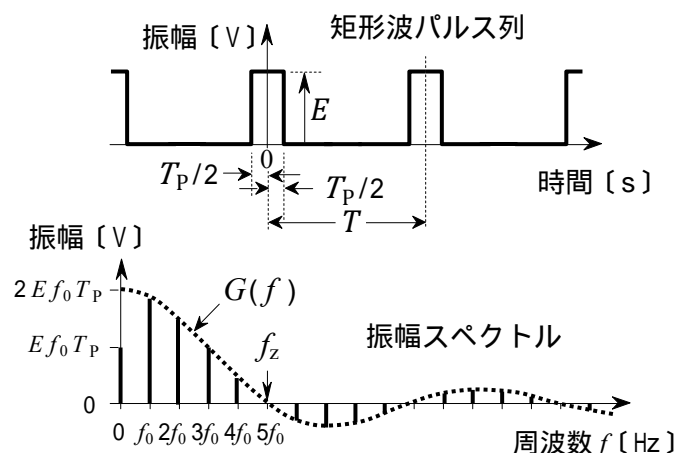
- (1) GMSK 方式は、 フィルタにより帯域制限した NRZ 信号系列を変調ベースバンド信号として、変調指数 0.5 で FSK 変調したものであり、MSK 方式よりさらに狭帯域化が実現されている。また、 が一定であるため、電力増幅器に C 級増幅器が使える。
- (2) $1/4$ シフト QPSK 方式は、同一の情報系列の場合でも必ず $1/4$ [rad] の が加えられるため、同一シンボルが連続しても QPSK に比べてタイミング再生が容易である。また、 変動が緩和される。

	A	B	C
1	ロールオフ	位相	同期パルス
2	ロールオフ	振幅	位相遷移
3	ガウス	振幅	位相遷移
4	ガウス	位相	同期パルス
5	ガウス	位相	位相遷移

A - 16 次の記述は、図に示す矩形波パルス列とその振幅スペクト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。ただし、矩形波パルスのパルス幅を T_p [s]、振幅を E [V]、繰り返し周期を T [s] とする。

- (1) 矩形波パルス列の直流成分は $E f_0 T_p$ [V] であり、基本周波数 f_0 の整数倍の周波数成分をもつ振幅スペクトルの包絡線 $G(f)$ は、周波数を f [Hz] として、 $G(f) = (2 E f_0 T_p) \times (\text{A})$ [V] で表せる。
- (2) 図は、 $(T/T_p) = 5$ のときの矩形波パルス列とその振幅スペクトルを示している。 $G(f)$ の大きさが最初に零(ヌル点)になるのは、周波数 $f_z = (\text{B})$ のときである。
- (3) T_p の値が同一で T の値を大きくしていくと振幅スペクトルの周波数間隔は (C) になっていく。

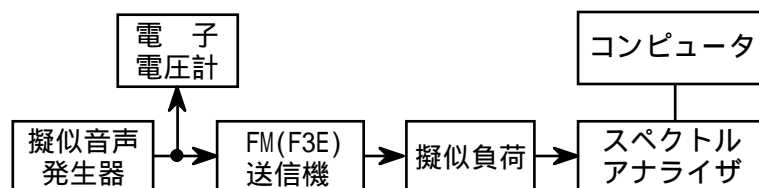
	A	B	C
1	$\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$1/T_p$ [s]	狭く
2	$\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$5/T_p$ [s]	狭く
3	$\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$5 T_p$ [s]	狭く
4	$\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$	$5/T_p$ [s]	広く
5	$\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$	$1/T_p$ [s]	広く



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。

- (1) 送信機の占有周波数帯幅は、全輻射電力の □ A □ [%] 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、規定の変調度に変調された周波数変調波を擬似負荷に出力する。
- (2) 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 □ B □ [%] 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 □ B □ [%] 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、□ C □ [Hz] となる。

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

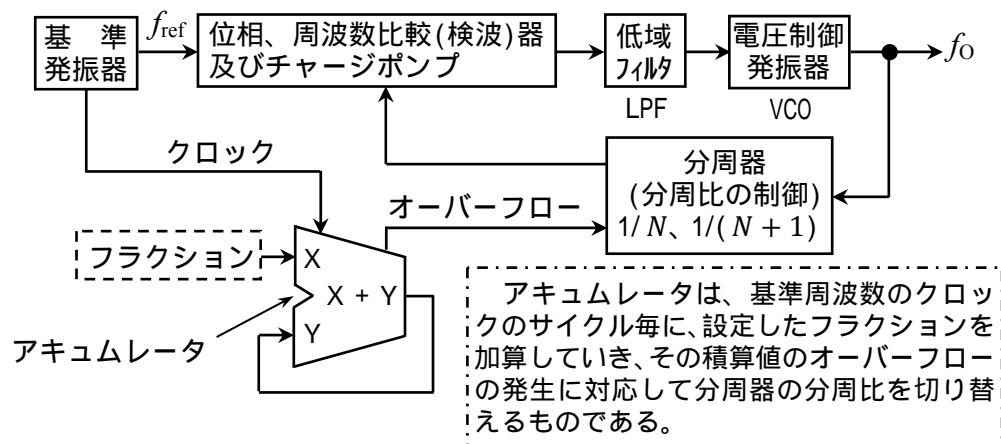


A - 18 次の記述は、図に示す原理的構成例のフラクショナル N 型 PLL 周波数シンセサイザの動作原理について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 N は正の整数とし、 T_N は N 分周する期間を、 T_{N+1} は $(N + 1)$ 分周する期間とする。

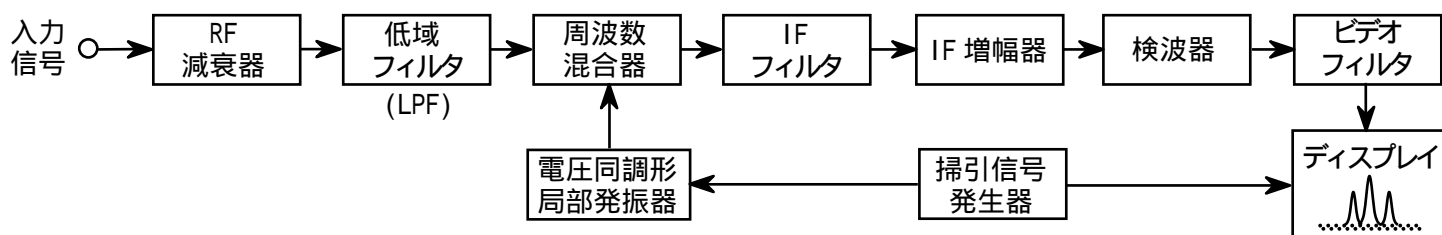
- (1) この PLL 周波数シンセサイザは、基準周波数 f_{ref} [Hz] よりも細かい周波数分解能(周波数ステップ)を得ることができる。また、周期的に二つの整数値の分周比を切り替えることで、非整数による分周比を実現しており、平均の VCO の周波数 f_0 [Hz] は、 $f_0 = [N + \{T_{N+1}/(T_N + T_{N+1})\}] f_{ref}$ [Hz] で表される。ここで $T_{N+1}/(T_N + T_{N+1})$ は、フラクションと呼ぶ。
- (2) 例えば、 $f_{ref} = 10$ [MHz]、 $N = 5$ 及びフラクションの設定値を $6/10$ 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 □ A □ サイクル分、分周比 $1/6$ が合計 □ B □ 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_0 は、□ C □ [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_0 は 1 [MHz] ステップずつ変化する。

	A	B	C
1	6	4	54
2	6	4	56
3	5	5	55
4	4	6	56
5	4	6	54



A - 19 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。



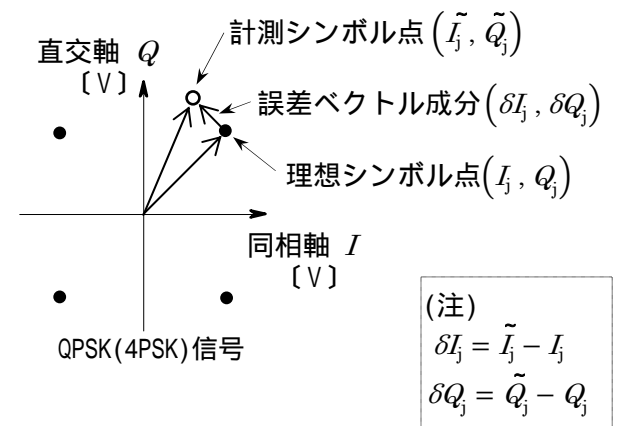
- (1) 周波数分解能は、図に示す □ A □ フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- (2) 掃引時間は、周波数分解能が高いほど □ B □ する必要がある。
- (3) 雑音の分布が一様分布のとき、ディスプレイ上に表示される雑音のレベルは、周波数分解能が高いほど □ C □ なる。
- (4) 図に示すビデオフィルタは雑音レベルに近い微弱な信号を測定する場合に効果を発揮する。ビデオフィルタはカットオフ周波数可変の □ D □ であり、雑音電力を平均化して信号を浮き立たせる。

	A	B	C	D
1	IF	短く	高く	高域フィルタ (HPF)
2	IF	長く	低く	低域フィルタ (LPF)
3	IF	長く	高く	帯域フィルタ (BPF)
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)

A - 20 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、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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 デジタル放送では、CNR(C/N)がある値よりも小さくなると全く受信できなくなる、いわゆるクリフエフェクト(cliff effect)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、電力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。 j をシンボル番号、 N をシンボル数とすると、MER は、電力比として次式で表すことができる。

$$\text{MER} = 10 \log_{10} \left\{ \sqrt{\sum_{j=1}^N (\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)} / \sqrt{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)} \right\} [\text{dB}]$$
- 4 測定信号の CNR(C/N)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 と等価と考えられている。
- 5 MER を利用すれば高い CNR(C/N)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。



B - 1 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムの多元接続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) 時分割多元接続(TDMA)方式は、時間を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。各地球局から送られる送信信号が衛星上で重ならないように、各地球局の □ ア □ を制御する必要がある。
- (2) 周波数分割多元接続(FDMA)方式は、周波数を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を伝送するので、通常、隣接するチャンネル間の干渉が生じないように、□ イ □ 設ける。
- (3) 符号分割多元接続(CDMA)方式は、同じ周波数帯を用いて各地球局に特定の符号列を割り当てる方式である。送信地球局では、この割り当てられた符号列で変調し、送信する。受信地球局では、送信側と □ ウ □ 符号列で受信信号との相関をとり、自局向けの信号を取り出す。
- (4) SCPC方式は、送出する一つのチャンネルに対して □ エ □ 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、□ オ □ 一つである。

- | | | | | |
|-----------|-----------|-------|------|----------------------|
| 1 ガードバンドを | 2 ガードタイムを | 3 異なる | 4 同じ | 5 周波数分割多元接続(FDMA)方式の |
| 6 送信タイミング | 7 周波数 | 8 一つ | 9 複数 | 10 時分割多元接続(TDMA)方式の |

B - 2 次の記述は、無線送受信機で発生するひずみ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。

- (1) 直線ひずみは、利得(減衰量)の周波数特性が平坦でない減衰ひずみや伝搬時間が周波数に対して一定 □ ア □ 群遅延ひずみの総称である。
- (2) 非直線ひずみのうち、混変調の原因になるのは主として □ イ □ の変調積により発生するひずみである。
- (3) 増幅器の非直線性により生じる非直線ひずみを小さくする方法として □ ウ □ 施すことなどがある。
- (4) 一般に、周波数逡倍器として非直線ひずみを利用する増幅器は、□ エ □ 級増幅器である。
- (5) □ オ □ は、単一の周波数信号が非直線回路を通して高調波成分を生じるときや、複数の周波数成分を持つ信号が非直線回路を通してそれらの周波数の組合せによる周波数成分を生じるときなどに発生する。

- | | | | | |
|-------|--------------------|--------|--------|----------|
| 1 でない | 2 奇数次(3次、5次、7次・・・) | 3 正帰還を | 4 負帰還を | 5 非直線ひずみ |
| 6 である | 7 偶数次(2次、4次、6次・・・) | 8 A | 9 C | 10 直線ひずみ |

B - 3 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。

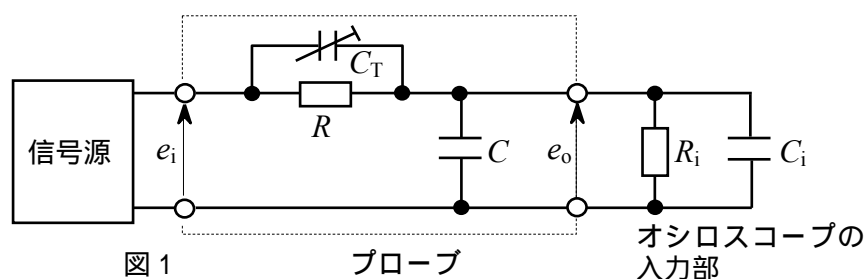


図 1

プローブ

オシロスコプの入力部

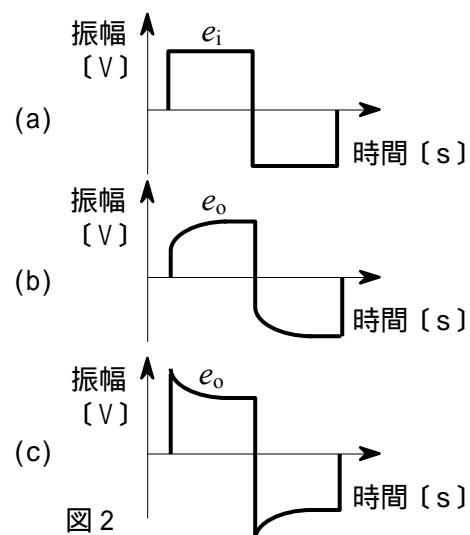
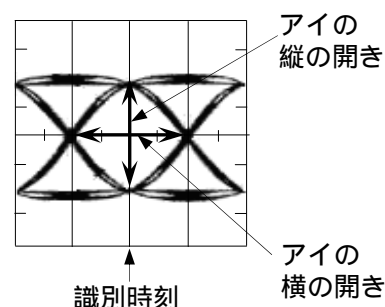


図 2

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

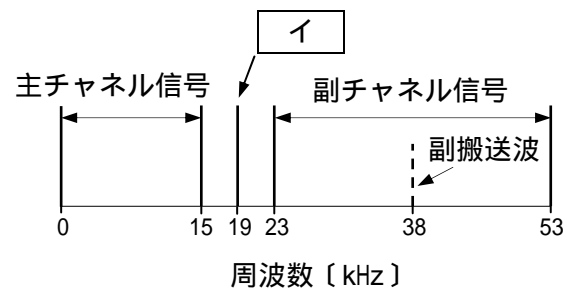
B - 4 次の記述は、図に例示するデジタル信号が伝送路などで受ける波形劣化を観測するためのアイパターンの原理について述べたものである。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- 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、識別器直前のパルス波形を重ねて、オシロスコ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 アイパターンを観測することにより符号化率を知ることができる。
- エ アイパターンにおけるアイの横の開き具合は、信号のレベルが減少したり伝送路の周波数特性が変化することによる符号間干渉に対する余裕の度合いを表している。
- オ 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。



B - 5 次の記述は、図に示す我が国のFM放送(アナログ超短波放送)におけるステレオ複合(コンポジット)信号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、FMステレオ放送の左側信号を“L”、右側信号を“R”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) 主チャネル信号は、和信号“L+R”であり、副チャネル信号は、差信号“L-R”により、副搬送波を □ア□ したときに生ずる側波帯である。
- (2) □イ□ は、ステレオ放送識別のための信号であり、受信側で副チャネル信号を復調するときに必要な副搬送波を得るために付加されている。
- (3) ステレオ受信機で復調の際には、“L+R”の信号及び“L-R”の信号の □ウ□、“L”及び“R”を復元することができる。
- (4) モノラル受信機で復調の際には、□エ□ は帯域外の成分としてフィルターでカットされるため、□オ□ のみが受信される。



- | | | | | |
|---------|-----------|-------------|------------|-------------|
| 1 振幅変調 | 2 パイロット信号 | 3 右側信号(“R”) | 4 副チャネル信号 | 5 左側信号(“L”) |
| 6 周波数変調 | 7 多重信号 | 8 加算・減算により | 9 乗算・除算により | 10 主チャネル信号 |