

FA307

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、移動通信システムで利用されている LTE(Long Term Evolution)と呼ばれる、我が国のシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)方式携帯無線通信のフレーム構成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 1 に示すように、周波数方向に 12 本の OFDM サブキャリア (=180 [kHz])、時間方向に 7 つの OFDM シンボルで構成されるブロックを、無線リソース割り当て単位である RB (Resource Block) とした場合、OFDM サブキャリアの有効シンボル期間長 T_e (変調シンボル長) は約 □ A □ [μs] となる。
- (2) 図 2 に示すように、CP(Cyclic Prefix)と呼ばれるガードインターバルを付加した 7 つの OFDM シンボルを 1 スロットとすると、OFDM シンボル #1 のガードインターバル期間長は約 □ B □ [μs] となる。ただし、基本時間単位 T_s (Basic time unit) とサブキャリア間隔 Δf [Hz] との間に、 $T_s = 1/(2,048 \times \Delta f)$ [s] の関係があるものとする。
- (3) 時間的に連続する 2RB を 1 サブフレームとすると、1 サブフレーム長は □ C □ [ms] となる

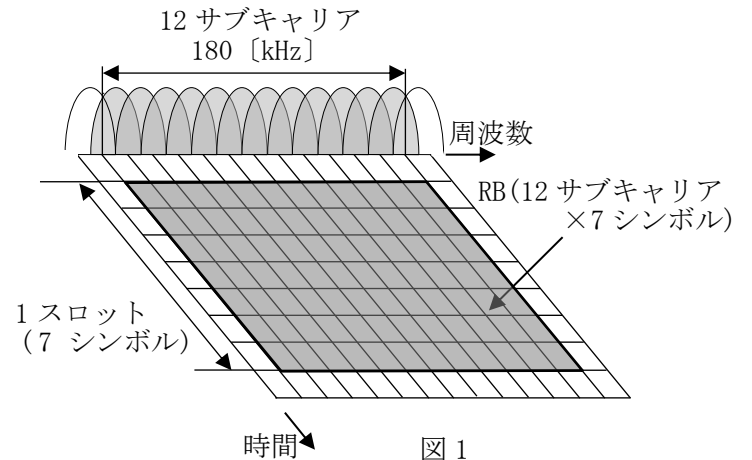


図 1

	A	B	C
1	33.3	4.7	0.5
2	33.3	4.7	1.0
3	33.3	5.2	0.5
4	66.7	4.7	1.0
5	66.7	5.2	0.5

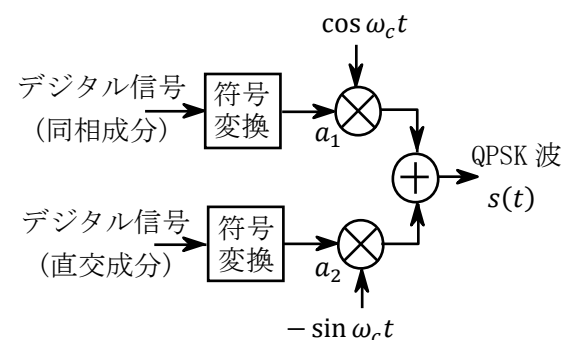


図 2

A-2 次の記述は、図に示す QPSK 変調器の原理的な構成例の QPSK 波 $s(t)$ 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) QPSK 波 $s(t)$ は、同相成分のデジタル信号を符号変換した成分を a_1 、直交成分のデジタル信号を符号変換した成分を a_2 、搬送波の角周波数を ω_c とすると、①式で表すことができる。
- $$s(t) = a_1 \cos \omega_c t - a_2 \sin \omega_c t \quad \text{..... ①}$$
- (2) また、 $s(t)$ は、包絡線振幅を A 、デジタル信号のデータ値に応じた位相を ϕ_m とすると、②式で表すことができる。
- $$s(t) = A \cos\{\omega_c t + \phi_m(t)\} \quad \text{..... ②}$$
- (3) デジタル信号のデータ値の MSB が “0” のとき $a_1 = -A/\sqrt{2}$ 、“1” のとき $a_1 = +A/\sqrt{2}$ 、データ値の LSB が “0” のとき $a_2 = -A/\sqrt{2}$ 、“1” のとき $a_2 = +A/\sqrt{2}$ となる符号変換を施すものとする、②式中の $\phi_m(t)$ は、データ値 “0,1” (MSB “0”、LSB “1”) のとき、□ A □ [rad]、“1,1” (MSB “1”、LSB “1”) のとき □ B □ [rad] となる。

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



A-3 単一正弦波で 50 [%] 変調された AM(A3E)変調波の全電力が、360 [W] であった。この AM 変調波の両側波帯のうち、一方の側波帯のみの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 10 [W] 2 20 [W] 3 30 [W] 4 40 [W] 5 50 [W]

A-4 $e = A(1 + 0.6 \sin pt) \sin \omega t$ [V] で表される振幅変調(A3E)波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流に含まれる信号波の第二高調波成分によるひずみ率の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、出力の検波電流 i は、 $i = ke^2$ [A] で表すことができるものとする。また、 k は定数、 A [V] は搬送波の振幅、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 p [rad/s] は信号波の角周波数を表すものとし、 $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$ である。

- 1 10 [%] 2 12 [%] 3 15 [%] 4 20 [%] 5 30 [%]

A-5 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)に用いられているインターリーブ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 外符号の畳み込み符号、内符号のリードソロモン符号を連結し、内符号と外符号の間にバイトインターリーブを設けることで、内符号のバースト誤りを分散し、外符号による誤り訂正効果を高めている。
- 2 キャリア変調された信号は、時間的あるいは周波数的に連続した誤り対策のため、時間インターリーブ、周波数インターリーブを行った後にOFDMフレーム構成を行う。
- 3 周波数インターリーブは、キャリアシンボルを並び変えて周波数的に分散させることで、マルチパス等により特定のサブキャリアの信号レベルが著しく低下する周波数選択性フェージングが改善される。
- 4 時間インターリーブは、隣接しているキャリアシンボルを時間的に分散させることで、インパルス雑音等により時間的に発生するバースト誤りが改善される。
- 5 周波数インターリーブは、複数のデータセグメントにわたるセグメント間インターリーブと、データセグメント内で行うセグメント内インターリーブの2段階で構成され、周波数インターリーブの効果を高めている。

A-6 次の記述は、BPSK 信号の復調(検波)方式である遅延検波方式に必要な差動符号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、*mod.2(modulo2)* は、2 を法とする剰余演算である。
 なお、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 遅延検波方式は、1 シンボル前の信号を基準位相信号として位相検波するが、引込み位相の不確定性を除去し正しく受信データを判定するため、送信側において伝送する情報を位相差に対応させる差動符号化が用いられる。
- (2) n シンボル目の送信データを S_n 、差動符号化データを X_n 、復号された受信データを R_n とすると、送信側では1 シンボル前の差動符号化データ X_{n-1} を用いて①式の和分論理演算を行い、差動符号化データ X_n に位相を割り当てて位相変調を行なう。受信側では、②式の差分論理演算を行うことで相対位相差による受信データ R_n の判定が可能となり、送信データ S_n が受信データ R_n として復元される。

$$X_n = S_n + X_{n-1}(\text{mod.2}) \cdots \textcircled{1}$$

$$R_n = X_n - X_{n-1}(\text{mod.2}) \cdots \textcircled{2}$$

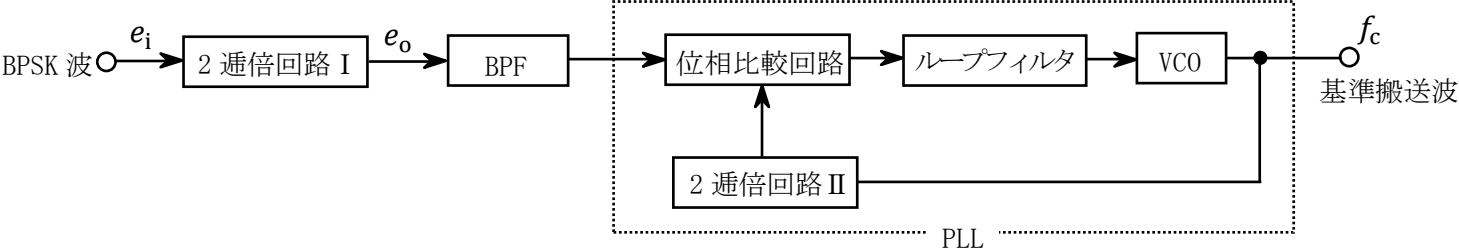
- (3) 例えば、表に示す送信データ S_n が与えられた場合の差動符号化データ X_1 、 X_2 、 X_3 、 X_4 は、 X_0 を“0” とすると、それぞれ A B C D となる。

	A	B	C	D
1	0	0	0	1
2	0	1	1	1
3	0	1	1	0
4	1	1	0	0
5	1	0	1	0

シンボル番号 n	0	1	2	3	4
送信データ S_n	1	0	1	0	1
差動符号化データ X_n	0	A	B	C	D
受信データ R_n	1	0	1	0	1

A-7 次の記述は、図に示すBPSK 復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生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、入力 のBPSK 波 e_i は、振幅を1 [V]、搬送波の周波数を f_c [Hz] とし次式で表されるものとする。また、2 値符号を $s(t)$ とし、デジタル信号が“0” のとき0、“1” のとき1 の値をとるものとする。

$$e_i = \cos \{2\pi f_c t + \pi s(t)\} \text{ [V]}$$



- 1 e_i を2 通倍回路 I で二乗すると、その出力 e_o は、次式で表される。ただし、2 通倍回路 I の利得は1(真数)とする。

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos \{2\pi(2f_c)t + 2\pi s(t)\} \text{ [V]}$$

- 2 e_i を2 通倍回路 I で二乗することによって e_i の位相がデジタル信号に応じて $\pi/2$ [rad] 変化しても、同相になる。
- 3 2 通倍回路 I の出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、帯域フィルタ(BPF)で $2f_c$ [Hz] の成分のみを取り出し、位相比較回路などで構成された PLL を用いることによって、きれいな基準搬送波が再生される。
- 4 PLL において VCO の発振周波数を制御し基準搬送波を再生する際、信号の位相が一意に定まらない“位相不確定性”が生じ、送信データを正確に復調できないため、位相不確定性の除去が必要となる。
- 5 原理的に、2 通倍回路 I 及び II を4 通倍回路に置き換えれば、QPSK 波の基準搬送波再生回路の構成例とすることができる。

A-8 FM (F3E) 受信機において、雑音指数が 10 [dB]、等価雑音帯域幅が 20 [kHz] 及び周囲温度 T が 290 [K] のときの限界受信レベル（スレッシュホールドレベル）の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は受信機内部雑音のみとし、ボルツマン定数を k [J/K]、周囲温度を T [K] としたときの kT の値を -204 [dBW/Hz] とする。また、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、それぞれの実効値を E_C 及び E_N とすると $E_C/E_N = 4/\sqrt{2}$ であり、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10}2 = 0.3$ とする。

- 1 -112 [dBm]
- 2 -121 [dBm]
- 3 -132 [dBm]
- 4 -142 [dBm]
- 5 -151 [dBm]

A-9 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、ツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より高いDzは正の温度係数、またツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より低いDzは負の温度係数となる。
- 3 原理的に、正の温度係数のDzに直列に負の温度係数のシリコン・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、主にトンネル効果とアバランシェ効果の影響を受けるが、一般的にツェナー電圧が 5 ～ 6 [V] より高いとトンネル効果が支配的となる。

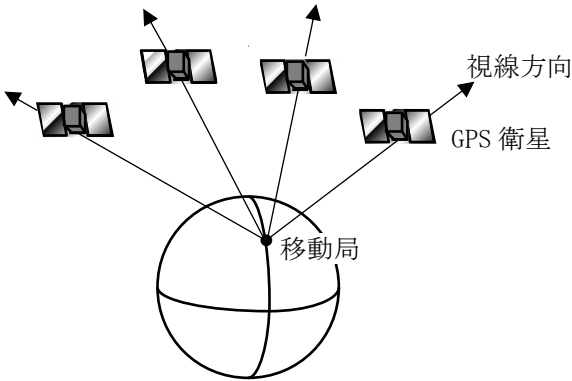
A-10 次の記述は、単結晶シリコン太陽電池について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 太陽電池の出力温度係数が小さいほど、温度が高くなっても最大出力(電気エネルギー)の減り方が少ない。
- 2 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増するが、開放電圧が大幅に減少するので、変換効率は温度の上昇とともに低下する。
- 3 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。
- 4 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。
- 5 pn接合素子に入射した太陽光が吸収され、そのエネルギーにより生成した電子と正孔は、pn接合素子の電極にできた空乏層の内蔵電位差により分離され、p側が正、n側が負に帯電する。

A-11 次の記述は、GPS(Global Positioning System)の測位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。

- (1) GPS を利用した移動局の位置の測位は様々な要因により誤差が生じるが、このうち GPS 衛星軌道誤差は、GPS 衛星から航法メッセージの一部として放送されている軌道情報である放送暦(broadcast ephemeris)等から計算した衛星位置と実際の衛星位置との誤差であり、視線方向（移動局と GPS 衛星を結ぶ直線方向）と直交する方向の誤差は、視線方向と比べて測位結果への影響が □ A □ 。
- (2) 測位精度等の指標として衛星配置等から求められる DOP (Dilution of Precision：精度低下率) が用いられるが、一般的に DOP が □ B □ 方が良好な測位精度が得られる。
- (3) 測位精度を向上させる手法として、既知の地点(基準点)の測位誤差をもとに移動局の測位誤差を補正する DGPS が用いられているが、測位誤差の要因のうちマルチパスによる測位誤差は DGPS により補正 □ C □ 。

- | | | | |
|---|-----|-----|------|
| | A | B | C |
| 1 | 大きい | 大きい | できない |
| 2 | 大きい | 小さい | できる |
| 3 | 大きい | 小さい | できない |
| 4 | 少ない | 大きい | できる |
| 5 | 少ない | 小さい | できない |



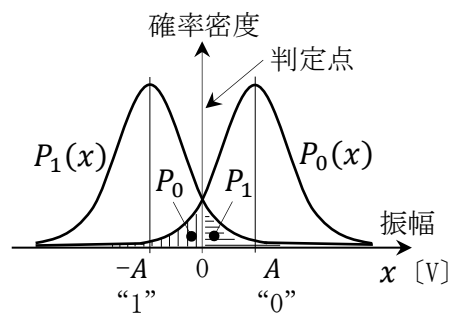
A-12 レーダー方程式を用いて求めたパルスレーダーの最大探知距離の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信尖頭出力を 100 [kW]、送信周波数を 3 [GHz]、物標の有効反射断面積を π [m²]、アンテナの実効面積を 1 [m²]、物標は受信機の受信電力が -94 [dBm] 以上のとき探知できるものとし、電波の波長 λ [m]、アンテナの利得 G (真数) とアンテナの実効面積 A [m²] は $A = G\lambda^2/(4\pi)$ の関係があり、送信アンテナと受信アンテナは同一のものとする。また、1 [mW] を 0 [dBm] とする。

- 1 25 [km]
- 2 50 [km]
- 3 100 [km]
- 4 200 [km]
- 5 300 [km]

A-13 次の記述は、雑音が重畳している BPSK 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]、“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。

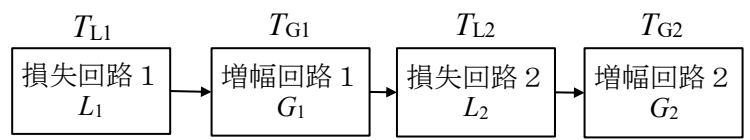
- (1) 図に示すように、雑音がそれぞれの信号に重畳しているときの振幅の正負によって、符号が“0”か“1”かを判定するものとするとき、ビット誤り率 P は、符号“0”と“1”が現れる確率を $1/2$ ずつとすれば、判定点 ($x=0$ [V]) からはみ出す面積 P_0 及び P_1 により次式から算出できる。 $P = (1/2) \times (\square A)$
- (2) 誤差補関数 (erfc) を用いると P は、 $P = (1/2) \times \{\text{erfc}(A/\sqrt{2\sigma^2})\}$ で表せる。同式中の $(A/\sqrt{2\sigma^2})$ 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、 $(\square B)$ 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 SNR の方が 3 [dB] $\square C$ 値となる。

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



A-14 次の記述は、衛星通信システムの雑音温度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。

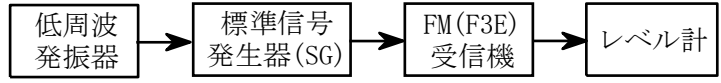
- (1) 増幅回路の等価入力雑音温度 T_i [K] は、雑音指数 NF 及び周囲温度 T_o [K] との間に、 $T_i = \square A$ の関係がある。
- (2) 損失回路の等価入力雑音温度 T_i [K] は、回路損失 L 及び周囲温度 T_o [K] との間に、 $T_i = \square B$ の関係がある。
- (3) 図に示す構成例において、増幅回路 1 (利得 G_1) の入力端における雑音温度を T_{G1} [K]、増幅回路 2 (利得 G_2) の入力端における雑音温度を T_{G2} [K]、損失回路 1 (損失 L_1) の出力端における雑音温度を T_{L1} [K]、損失回路 2 (損失 L_2) の入力端における雑音温度を T_{L2} [K] とすると、増幅回路 1 の入力端における等価入力雑音温度 T_i [K] は $T_i = \square C$ で算出できる。



	A	B	C
1	$T_o(NF-1)$	$T_o(1-1/L)$	$T_{L1} + T_{G1} + T_{L2}/G_1 + T_{G2} L_2/G_1$
2	$T_o(NF-1)$	$T_o(L-1)$	$T_{L1} + T_{G1} + T_{L2}/G_1 + T_{G2} L_2/G_1$
3	$T_o(NF-1)$	$T_o(1-1/L)$	$T_{L1} + T_{G1}/G_1 + T_{L2} L_2/G_1 + T_{G2} L_2/(G_1 G_2)$
4	$T_o(NF+1)$	$T_o(L-1)$	$T_{L1} + T_{G1} + T_{L2}/G_1 + T_{G2} L_2/G_1$
5	$T_o(NF+1)$	$T_o(1-1/L)$	$T_{L1} + T_{G1}/G_1 + T_{L2} L_2/G_1 + T_{G2} L_2/(G_1 G_2)$

A-15 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E) 受信機の雑音抑圧感度の測定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、雑音抑圧感度は、入力のないときの受信機の復調出力 (雑音) を、20 [dB] だけ抑圧するのに必要な入力レベルで表すものとする。

- (1) 受信機のスケルチを断 (OFF)、標準信号発生器 (SG) を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の正弦波により最大周波数偏移の許容値の 70 [%] の変調状態で、受信機に 20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の復調出力が定格出力の $1/2$ となるように $\square A$ 出力レベルを調整する。
- (2) SG を断 (OFF) にし、受信機の復調出力 (雑音) レベルを測定する。
- (3) SG を接 (ON) にし、その周波数を変えずに $\square B$ で、その出力を受信機に加え、SG の出力レベルを調整して受信機の復調出力 (雑音) レベルが (2) で求めた値より 20 [dB] 低い値とする。このときの SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値が求める雑音抑圧感度である。なお、受信機入力電圧は、信号源の開放端電圧で規定されているため、SG の出力が終端電圧表示となっている場合には、SG の測定値と $\square C$ [dB] 異なる。



	A	B	C
1	低周波発振器	変調状態	3
2	低周波発振器	無変調	6
3	受信機	無変調	6
4	受信機	無変調	3
5	受信機	変調状態	3

A-16 次の記述は、衛星通信システムに用いられる時分割多元接続(TDMA)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) 衛星に搭載した一つの中継器を複数の地球局が時分割で使用するため、□ A □ の時間幅のフレームを分割したスロットを各地球局に割り当てる。	A	B	C
(2) 地球局は、□ B □ と呼ばれる自局の信号を与えられたスロットの時間内に収めて送出する。	1 一定	ガードタイム	太陽雑音
(3) 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、各地球局の送信タイミングを制御するため、□ C □ の問題がない。	2 一定	ガードタイム	混変調
	3 任意	ガードタイム	混変調
	4 一定	バースト	混変調
	5 任意	バースト	太陽雑音

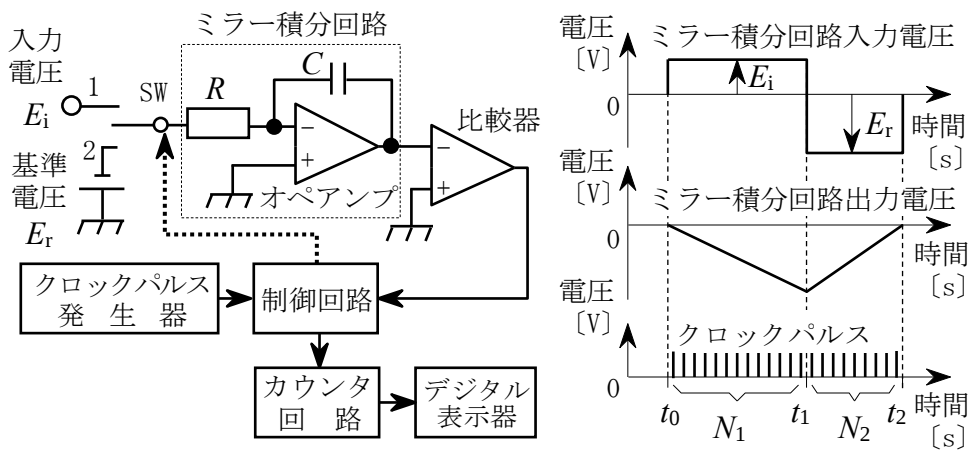
A-17 次の記述は、デジタル無線方式に用いられるフェージング補償(対策)技術について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 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。
- 2 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。
- 3 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ため、例えば反射波の方が直接波より強い場合などでは原理的に補償できない場合が生じる。
- 4 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大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。
- 5 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-18 次の記述は、図に示す二重積分方式(デュアルスロープ形)デジタル電圧計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の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、回路は理想的に動作するものとする。

- (1) スイッチSWを1に入れ、正の入力直流電圧 E_i をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。制御回路は、比較器が動作を始めた時刻 t_0 からクロックパルスをカウンタに送り、計数値が一定数 N_1 になった時刻 t_1 にSWを2に切替え、 E_i と逆極性の負の基準電圧 E_r を加える。ミラー積分回路の出力電圧は、 t_1 から正方向に直線的に変化し、時刻 t_2 で零になる。 t_1 から t_2 までの計数値が N_2 のとき、近似的に $E_i = \square A \square$ で表すことができる。
- (2) 積分を2回行う本方式の測定精度は、原理的に積分回路を構成するコンデンサ C 及び抵抗 R の素子値の精度に依存 □ B □ 。また、周期性の雑音が入力電圧に加わったとき、 E_i の積分期間を雑音周期の □ C □ にすることにより影響を打ち消すことができる。

A	B	C
1 $E_r N_1 / N_2$	する	整数倍
2 $E_r N_1 / N_2$	しない	整数分の一
3 $E_r N_2 / N_1$	する	整数倍
4 $E_r N_2 / N_1$	しない	整数倍
5 $E_r N_2 / N_1$	する	整数分の一



A-19 次の記述は、オシロスコープ及び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)の各測定器に、周期性の方形波など、複数の正弦波の和で表される信号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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、オシロスコープ及びスペクトルアナライザはアナログ方式とする。

- 1 スペクトルアナライザは、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できる。
- 2 スペクトルアナライザは、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できる。
- 3 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できない。
- 4 オシロスコープは、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できない。
- 5 オシロスコープは、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できる。

A-20 次の記述は、図1に示す構成例を用いたオシロスコープによる微分回路の測定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、入力波形は理想的な方形波であり回路は理想的に動作するものとし、オシロスコープ固有の立ち上がり時間の関係による測定誤差はないものとする。また、 e は自然対数の底とし、微分回路の遮断領域では周波数の減少にともない6 [dB/oct] で減衰するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 被測定微分回路に方形波信号を加えたところ、図2に示すような測定結果が得られた。このとき過渡応答により出力電圧 V_o [V] が □ A □ まで減少する時間が微分回路の時定数 τ に相当する。
- (2) 微分回路は高域フィルタ (HPF) として機能し、周波数特性として振幅が □ B □ となる周波数を低域遮断周波数 f_1 といい、時定数 τ [s] と低域遮断周波数 f_1 [Hz] とは $f_1 =$ □ C □ の関係がある。

	A	B	C
1	$(1-1/e)V_o$	-3dB	$1/(2\pi\tau)$
2	$(1-1/e)V_o$	-6dB	$1/(\pi\tau)$
3	$(1/e)V_o$	-3dB	$1/(2\pi\tau)$
4	$(1/e)V_o$	-3dB	$1/(\pi\tau)$
5	$(1/e)V_o$	-6dB	$1/(\pi\tau)$

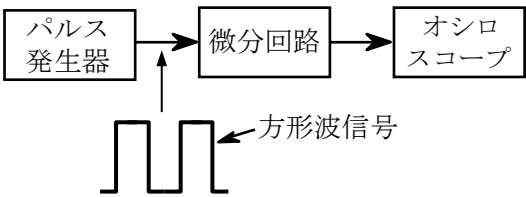


図 1

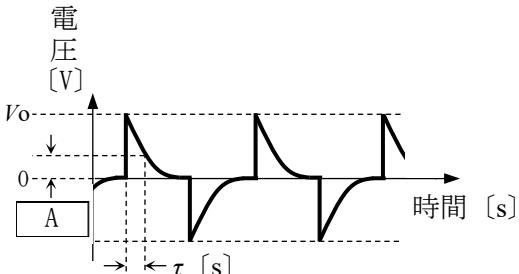
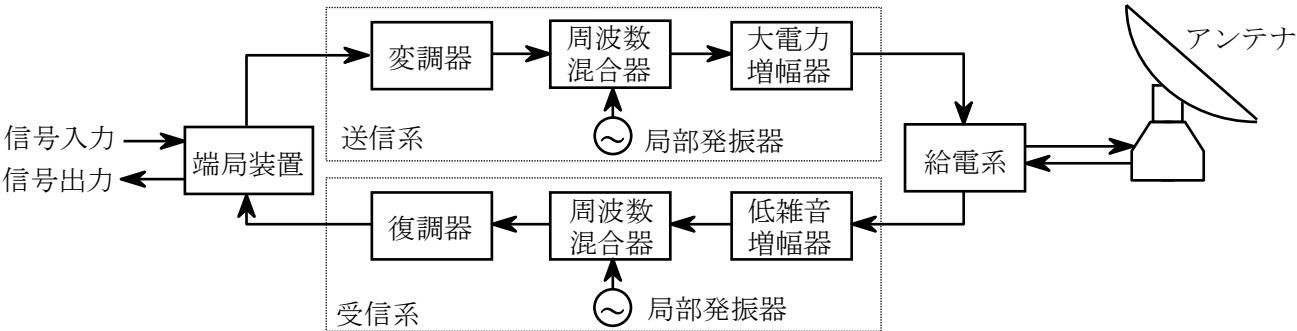


図 2

B-1 次の記述は、図に示す衛星通信地球局の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。

- (1) 送信系の大電力増幅器 (HPA) として、クライストロンは以前から用いられてきたが、現在では、進行波管 (TWT) などが用いられている。TWT は、クライストロンに比べて使用可能な周波数帯域幅が □ ア □ 。
- (2) アンテナを天空に向けたときの等価雑音温度は、通常、地上に向けたときと比べて □ イ □ なる。受信系の等価雑音温度をアンテナ系の等価雑音温度に近づけることにより、利得対雑音温度比 (G/T) を改善できる。このため、受信系の低雑音増幅器には、□ ウ □ や HEMT など が用いられている。
- (3) 送信系及び受信系において良好な周波数変換を行うため、□ エ □ が高く、位相雑音のレベルが低い特性の局部発振器が用いられ、周波数を混合した後で、帯域フィルタ (BPF) で必要な周波数成分だけを取り出す際に、不要な周波数成分が出力されないようにする。また、□ オ □ をするように入出力のレベルを適切な値に設計し、相互変調積などが発生しないようにする。



- | | | | | |
|------|------|-------------|-------------|----------|
| 1 広い | 2 低く | 3 GaAsFET | 4 出力インピーダンス | 5 線形動作 |
| 6 狭い | 7 高く | 8 PIN ダイオード | 9 周波数安定度 | 10 非線形動作 |

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。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 入力信号の各周波数成分ごとの □ ア □ の情報が得られる。
- (2) 一般的に、周波数分解能を高くするためには、時間分解能を □ イ □ 必要がある。
- (3) 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 □ ウ □ 。
- (4) 被測定信号から適切に信号を切り取り、リーケージ誤差 (漏れ誤差) を減少させるため、適切な □ エ □ を用いる。
- (5) エイリアシングによる誤差が生じないようにするには、原理的に入力信号の周波数を標準化周波数 f_s [Hz] の $1/2$ より低く制限する必要がある。この $f_s/2$ を □ オ □ という。

- | | | | | |
|----------|-------|--------|--------|-------------|
| 1 振幅のみ | 2 下げる | 3 できない | 4 窓関数 | 5 分解能帯域幅 |
| 6 振幅及び位相 | 7 上げる | 8 できる | 9 IFFT | 10 ナイキスト周波数 |

B-3 次の記述は、デジタル信号の伝送時に用いられる符号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を下の番号から選べ。

- (1) 帯域圧縮などの情報源符号化処理により、デジタル信号に変換された映像、音声、データ等の送信情報を伝送する場合、他の信号の干渉、熱雑音、帯域制限及び非線形などの影響により、信号を構成する符号の伝送誤りが発生し、デジタル信号の情報が正しく伝送できないことがある。このため、送信側では、□ ア □ により誤り制御符号としてデジタル信号に適当なビット数のデータ(冗長ビット)を付加し、受信側の □ イ □ ではそれを用いて、誤りを訂正あるいは検出するという方法がとられる。
- (2) 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、□ ウ □ を符号化率という。また、チェックビットは、情報ビットの関数として定まり、あるブロックのチェックビットが □ エ □ 関数として定まる符号をブロック符号、□ オ □ 関数として定まる符号を畳み込み符号と呼ぶ。

- | | | | |
|----------------|-----------|-------------|-------------------|
| 1 符号器 | 2 直交検波器 | 3 k/n | 4 過去にわたる複数の情報ビットの |
| 5 直交変調器 | 6 復号器 | 7 $(n-k)/n$ | 8 同じブロックの情報ビットだけの |
| 9 ナイキストフィルタの伝達 | 10 伝送路の伝達 | | |

B-4 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の相互変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。ただし、 a_0, a_1, a_2 及び a_3 は、それぞれ、直流分、1次、2次及び3次の項の係数を示す。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力を e_i 、出力を e_o とすると、一般に入出力特性は、 $e_o = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots$ で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波 f_1, f_2 [Hz] を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力 e_o には、 f_1, f_2 [Hz] 及び両波それぞれの3乗成分の他に □ ア □ $\times f_1 \pm f_2$ [Hz] 及び □ ア □ $\times f_2 \pm f_1$ [Hz] が現れる。これらの成分が希望周波数又は □ イ □ と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。
- (2) 周波数差の等しい3つの波 F_1, F_2, F_3 [Hz] ($F_1 < F_2 < F_3$ とする)が存在するとき、他の2波による3次の相互変調積の妨害を最も受けにくいのは □ ウ □ である。
- (3) 相互変調積を小さくするには、できるだけ、高周波増幅器等の利得を □ エ □ し、非直線動作をしにくくする。また、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、 L [dB] の減衰器を挿入したとき、原理的に希望波は L [dB] 減衰するのに対して3次の相互変調積は、□ オ □ [dB] 減衰する。

- | | | | | |
|--------|-----------|---------|-------|------|
| 1 $6L$ | 2 中間周波数 | 3 F_2 | 4 大きく | 5 2 |
| 6 $3L$ | 7 局部発振周波数 | 8 F_1 | 9 小さく | 10 3 |

B-5 次の記述は、周波数変調(FM)通信に用いられるエンファシス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、プレエンファシス回路及びディエンファシス回路の時定数を τ [s]、入力信号の角周波数を ω [rad/s] とする。

- (1) エンファシスとは、送信機で周波数変調する前の変調信号の高域成分を強調(プレエンファシス)し、受信機で復調した後、プレエンファシスの逆の特性で高域成分を低減(ディエンファシス)することである。
- (2) 例えば図に示すディエンファシス回路において、 $\tau = CR$ 、入力電圧を e_1 、出力電圧を e_2 とすると、 e_2/e_1 は次式で表される。
 $e_2/e_1 =$ □ ア □
- (3) $\omega = 0$ のときの e_2 を e_{20} とすると、周波数特性 $Fd(\omega)$ の大きさは電圧比 e_2/e_{20} として次式で表せる。
 $|Fd(\omega)| = |e_2/e_{20}| =$ □ イ □ $\dots$ ①
- (4) ①式は、ディエンファシス回路の周波数特性を表し、それと逆の周波数特性のプレエンファシス回路と合わせた総合の周波数特性は平坦となり、FM通信において変調信号の周波数全域にわたって信号対雑音比(S/N)を一様に保つことができる。プレエンファシス回路は、一種の □ ウ □ 回路であり、その周波数特性 $Fp(\omega)$ の大きさは次式で表せる。

$$|Fp(\omega)| = \text{□ エ □}$$

- (5) また、我が国のFM放送(アナログ超短波放送)では、時定数 τ は □ オ □ [μs] と決められている。

- | | | | | |
|------|-------------------------|---------------------------------|------|--------------------------------|
| 1 微分 | 2 $1 + j\omega\tau$ | 3 $1/\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ | 4 50 | 5 $\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ |
| 6 積分 | 7 $1/(1 + j\omega\tau)$ | 8 $1/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ | 9 75 | 10 $\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ |

