

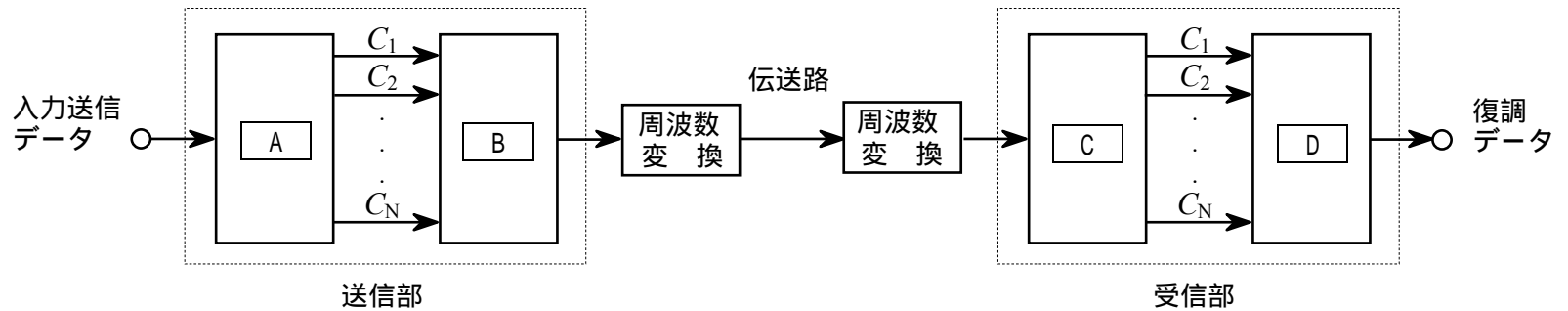
FA507

第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

25 問 2 時間 30 分

A - 1 図は、我が国の地上系デジタル方式の標準テレビジョン放送に用いられる直交周波数分割多重(OFDM)方式の変復調システムの原理的な構成例を示したものである。□ 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、 C_i ($i=1, 2, \dots, N$) は、第 i 番目の搬送波で送られるデータとする。



A	B	C	D
1 並直列変換	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	直並列変換
2 並直列変換	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	直並列変換
3 直並列変換	離散フーリエ変換	逆離散フーリエ変換	並直列変換
4 直並列変換	逆離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	並直列変換
5 直並列変換	離散フーリエ変換	離散フーリエ変換	並直列変換

A - 2 次の記述は、我が国の標準テレビジョン放送等のうち、放送衛星(BS)によるBSデジタル放送(広帯域伝送方式)で使用されている画像の符号化方式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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 標準テレビ(SDTV)やハイビジョン(HDTV)の原信号(画像信号)は、情報量が多いため、原信号を圧縮符号化し、情報量を減らして伝送することが必要になる。原信号の画像符号化方式は、動き補償予測符号化方式、離散コサイン変換方式及び □ A □ などを組み合わせた □ B □ 方式である。
- (2) 原信号の画像符号化方式のうち、□ A □ は、一般に、信号をデジタル化すると、デジタル化した値は均等な確率で発生するのではなく、同じような値が偏って発生する傾向があることから、統計的に発生頻度の □ C □ 符号ほど短いビット列で表現して、全体として平均的な符号長を短くし、データの統計的な冗長性を除去することにより、伝送するビット数を減らす方式である。

A	B	C
1 バイトインターリーブ	JPEG	低い
2 バイトインターリーブ	MPEG-2	高い
3 可変長符号化方式	MPEG-2	低い
4 可変長符号化方式	JPEG	低い
5 可変長符号化方式	MPEG-2	高い

A - 3 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。□ 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) 同期放送は、相互に同期放送の関係にある放送局の搬送周波数の差 f が □ A □ 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。
- (2) 例えば、相互に同期放送の関係にある放送局を X 局及び Y 局とすると、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 $1/f$ [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。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、 φ が □ B □ のときは X 局(または Y 局)の電界強度の 2 倍になり、 φ が □ C □ のときは 0 となる。
- (3) 同期放送では、(2)の合成電界の変化と併せ、被変調波に □ D □ 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。これらによる受信への影響については、受信機の自動利得調整(AGC)機能並びに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る改善が期待できる。また、受信ひずみは、同期検波により改善される。

A	B	C	D
1 0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	振幅差
2 0.1 [Hz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	位相差
3 0.1 [Hz]	0 及び 2π [rad]	π [rad]	位相差
4 1 [kHz]	π [rad]	0 及び 2π [rad]	振幅差
5 1 [kHz]	0 及び 2π [rad]	π [rad]	振幅差

A - 4 次の記述は、図 1 に示す QPSK(4PSK)変調器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、入力の搬送波 e_c は、振幅を E_c 、角周波数を ω とすると、 $E_c \cos \omega t$ [V] で表され、 $\pi/2$ 移相器は、入力の搬送波の位相を $\pi/2$ [rad] 遅延させるものとする。また、2 値符号 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ は、それぞれ符号が “0” のとき 0、“1” のとき 1 の値をとり、 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ は、 e_c と同期しているものとする。

- (1) BPSK 変調器 1 の出力 e_1 は、 $E_c \cos\{\omega t + \pi s_1(t)\}$ [V] で表され、BPSK 変調器 2 の出力 e_2 は、次式で表される。

$$e_2 = E_c \cos\{\text{□ A } + \pi s_2(t)\} \text{ [V]}$$
- (2) e_1 及び e_2 を合成(加算)すると、 $s_1(t)$ 及び $s_2(t)$ の値が共に 0 のときの出力の QPSK 波のベクトルは、図 2 の □ B で表され、 $s_1(t)$ の値が 0、 $s_2(t)$ の値が 1 のときの QPSK 波のベクトルは、図 2 の □ C で表される。ただし、 e_c のベクトルは、同相軸上にあるものとする。

	A	B	C
1	$\omega t + \pi/2$		
2	$\omega t + \pi/2$		
3	$\omega t - \pi/2$		
4	$\omega t - \pi/2$		
5	$\omega t - \pi/2$		

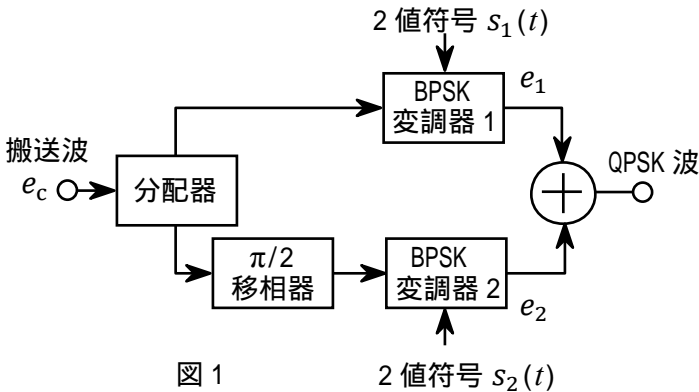


図 1

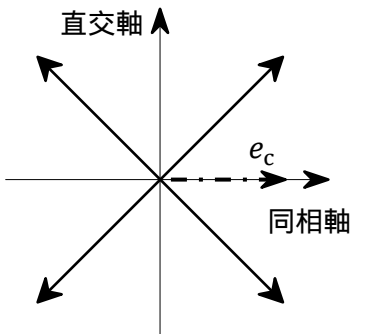
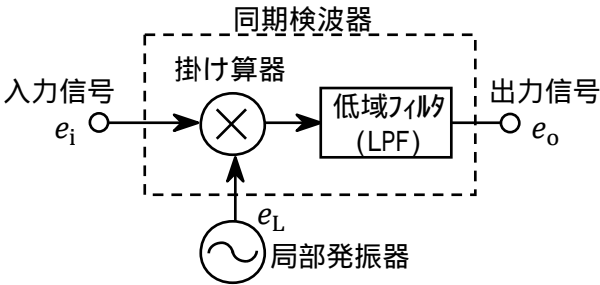


図 2

A - 5 図に示す同期検波器の入力信号 e_i [V] の平均電力 P_i の値及び P_i に対する出力信号 e_o [V] の平均電力 P_o [W] の比(P_o/P_i)の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 P_i 及び P_o は、それぞれの信号を 1 [] の抵抗に加えたときに消費される平均電力であり、入力信号 e_i 及び局部発振信号 e_L は、それぞれの角周波数を ω_c [rad/s] 及び ω_L [rad/s] とすると、 $e_i = \sqrt{2} \cos \omega_c t$ [V]、 $e_L = \sqrt{2} \cos \omega_L t$ [V] で表されるものとする。また、掛け算器及び低域フィルタ(LPF)は、理想的に動作するものとし、それぞれの損失は無視するものとする。

	P_i	(P_o/P_i)
1	1 [W]	1/2
2	1 [W]	1/4
3	2 [W]	1/2
4	2 [W]	1/4
5	2 [W]	1/8



A - 6 次の記述は、例えば、FM(F3E)受信機に 2 波或いは 3 波の不要波が同時に入力されたときに受信機内部で発生する相互変調波による妨害を軽減する方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。

相互変調波による妨害を軽減する方法には、直線性の良い高周波増幅回路を使用する方法などがあるが、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、□ A [dB] 減衰し、5 次の相互変調積は、□ B [dB] 減衰する。

	A	B
1	$3 L$	$10 L$
2	$3 L$	$5 L$
3	$6 L$	$8 L$
4	$6 L$	$12 L$
5	$9 L$	$15 L$

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、スレッシュホールドレベルを p_{th} [W]、受信機の内部雑音電力を p_{ni} [W]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

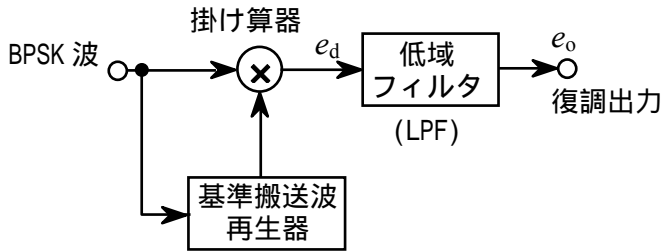
- (1) 受信機復調出力の信号電力対雑音電力比(S/N)は、受信入力(搬送波)のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下で急激に低下し、AM(A3E)よりかえって悪くなってしまう。スレッシュホールドレベルは、そのときの □ A レベルをいう。
- (2) スレッシュホールドは、搬送波の尖頭電圧と雑音の尖頭電圧が等しくなる点であり、それぞれの実効値を E_C 及び E_N とすると $E_C/E_N = 4/\sqrt{2}$ であるから、 p_{ni} と p_{th} との関係は □ B となる。この関係から C/N が約 □ C [dB] 以下になると S/N が急激に低下することがわかる。

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

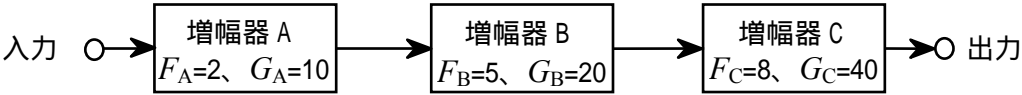
A - 8 次の記述は、図に示すBPSK(2PSK)復調器の構成例について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、BPSK波を $A \sin(\omega t + \varphi)$ [V]、基準搬送波を $B \sin \omega t$ [V] で表すものとし、 ω [rad/s] はBPSK波及び基準搬送波の角周波数、 A [V] 及び B [V] はそれぞれBPSK波及び基準搬送波の振幅とする。また、 φ はBPSK波が伝送するデジタル信号に対応して0 [rad] 又は π [rad] の値をとるものとする。

- (1) 基準搬送波再生器に用いられる通信方式は、入力
のBPSK波の位相の変化に対し、□ A □
した出力の位相が常に同相になることを利用して位相が一定な基準搬送波を得る方式である。
- (2) 掛け算器でBPSK波を □ B □
して得た出力 e_d の高周波成分の角周波数は、 2ω [rad/s] であり、これを低域フィルタで除去したときの復調出力 e_o は、(□ C □) $\times \cos \varphi$ [V] で表される。

	A	B	C
1	3通倍	遅延検波	AB
2	3通倍	同期検波	$AB/2$
3	2通倍	遅延検波	$AB/2$
4	2通倍	同期検波	AB
5	2通倍	同期検波	$AB/2$



A - 9 図に示す縦続接続した増幅器 A、B、C において、それぞれの増幅器の雑音指数 F_A 、 F_B 、 F_C 及び利得 G_A 、 G_B 、 G_C を、それぞれ $F_A=2$ 、 $F_B=5$ 、 $F_C=8$ 及び $G_A=10$ 、 $G_B=20$ 、 $G_C=40$ としたときの総合の雑音指数 F の値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各増幅器の帯域幅は等しく、かつ、入出力端は整合しているものとする。また、数値は全て真数とする。

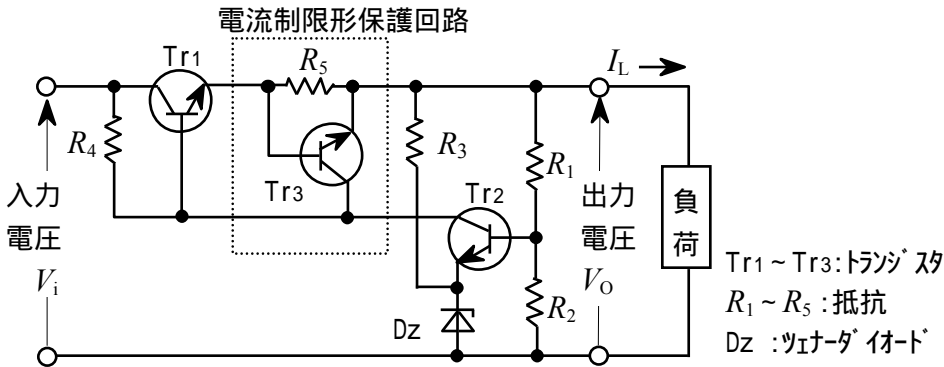


- 1 2.0 2 2.4 3 3.0 4 3.3 5 5.0

A - 10 次の記述は、図に示す直列形定電圧回路に用いられる電流制限形保護回路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。

- (1) 負荷電流 I_L [A] が規定値以内のとき、保護回路のトランジスタ Tr_3 は非導通である。 I_L が増加して抵抗 □ A □
の両端の電圧が規定の電圧 V_S [V] より大きくなると、 Tr_3 が導通する。このとき □ B □
のベース電流が減少するので、 I_L の増加を抑えることができる。
- (2) Tr_3 が導通して保護回路が動作するのは、 I_L の値が約 □ C □
[A] 以上になったときである。

	A	B	C
1	R_5	Tr_1	V_S/R_5
2	R_5	Tr_2	$(V_i - V_O)/R_5$
3	R_3	Tr_1	V_S/R_5
4	R_3	Tr_1	$(V_i - V_O)/R_5$
5	R_3	Tr_2	V_S/R_5



A - 11 次の記述は、鉛蓄電池などの一般的な充電方法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 浮動充電は、整流器、電池、負荷の3者を並列に接続し、通常、負荷への電力供給は整流器が負担し、電池には自己放電を補う程度の微小電流で充電する方法である。
- 2 トリクル充電は、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。
- 3 定電流充電は、電池の端子電圧に関係なく一定の電流で充電する方法である。
- 4 定電圧充電は、最初から充電器の出力電圧を充電終止電圧に設定して一定電圧に保って充電する方法である。
- 5 定電流・定電圧充電は、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。

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 1,000 [W]、アンテナの利得を 30 [dB]、アンテナの実効面積を 1.6 [m²]、物標の有効反射断面積を π^2 [m²] とし、物標は、受信機の受信電力が - 80 [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 75 [km] 3 50 [km] 4 25 [km] 5 10 [km]

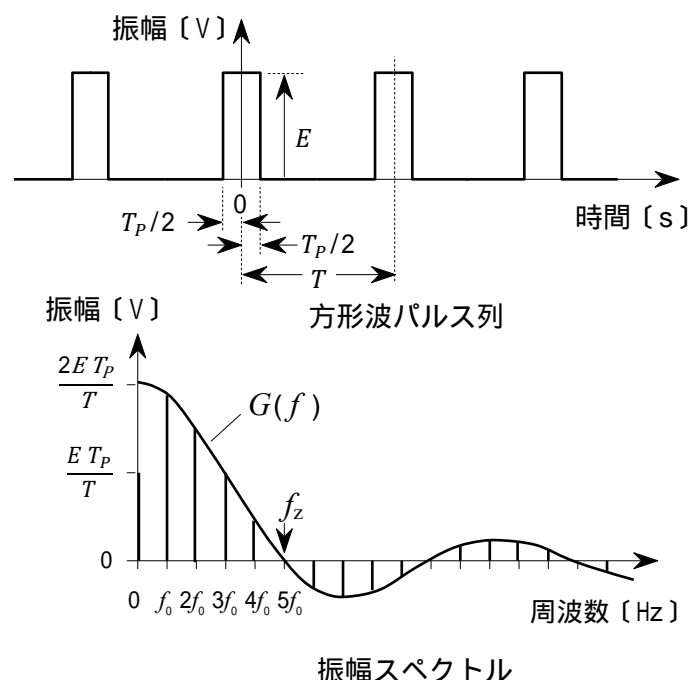
A - 13 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムの多元接続方式について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (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 □ A □ 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、□ B □ を設ける。
- (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 □ C □ 符号列で受信信号との相関を取り、自局向けの信号を取り出す。

A	B	C
1 送信タイミング	ガードバンド	同じ
2 送信タイミング	ガードバンド	異なる
3 周波数	ガードバンド	同じ
4 周波数	ガードタイム	同じ
5 周波数	ガードタイム	異なる

A - 14 次の記述は、図に示す方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、方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) 方形波パルス列の直流成分は $E T_p / T$ [V] であり、基本周波数 $f_0 = 1/T$ 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 $G(f) = (E T_p / T) \times$ □ A □ [V] で表せる。
- (2) $G(f)$ の大きさが最初に零(ヌル点)になる周波数 f_z が $5f_0$ [Hz] のとき、 T の値は □ B □ である。
- (3) T_p 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。



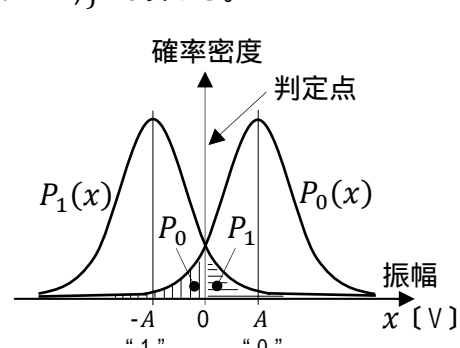
A	B	C
1 $\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$	$10 T_p$ [s]	広く
2 $\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$	$5 T_p$ [s]	狭く
3 $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$5 T_p$ [s]	広く
4 $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$5 T_p$ [s]	狭く
5 $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$	$10 T_p$ [s]	広く

A - 15 次の記述は、雑音为重畳している 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。 $P = (1/2) \times$ □ 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。

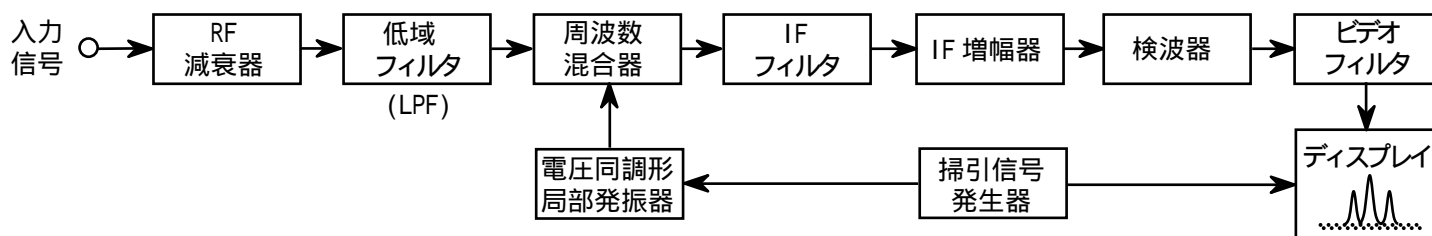
同式中の $(A / \sqrt{2\sigma^2})$ は、 $(\sqrt{A^2 / (2\sigma^2)})$ であり、 A^2 と σ^2 は、それぞれベースバンドにおける信号電力と雑音電力であるから、それらの比である SNR (真数)を用いて $(\sqrt{A^2 / (2\sigma^2)})$ を表すと、 $(\sqrt{SNR / 2})$ となる。

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 □ B □ [dB] 低い値となる。



	A	B
1	$P_0 + P_1$	9
2	$P_0 + P_1$	6
3	$P_0 + P_1$	3
4	$P_0 \times P_1$	6
5	$P_0 \times P_1$	3

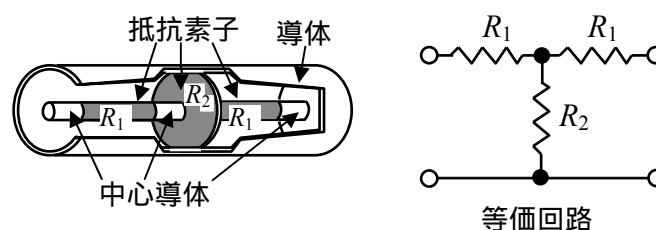
A - 16 次の記述は、図に示す構成例のスーパーヘテロダイン方式によるスペクトルアナライザの原理的な動作等について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。



- (1) 入力信号が複数の正弦波の和で表される周期性の信号を測定し、その測定によって得られる全ての情報を用いたとき、入力信号の波形を再現することが □ A □ 。
- (2) 周波数分解能は、□ B □ フィルタの通過帯域幅によって決まる。
- (3) 掃引時間は、周波数分解能が高いほど □ C □ する必要がある。
- (4) 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 □ D □ なる。

	A	B	C	D
1	できない	低域	短く	高く
2	できない	IF	長く	低く
3	できない	IF	短く	低く
4	できる	IF	長く	高く
5	できる	低域	短く	高く

A - 17 図に示す抵抗素子 R_1 [] 及び R_2 [] で構成される同軸形抵抗減衰器において、電圧減衰量を 20 [dB] にするための抵抗素子 R_2 の値を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、同軸形抵抗減衰器の入力端には出力インピーダンスが Z_0 [] の信号源、出力端には Z_0 [] の負荷が接続され、いずれも整合しているものとする。また、 Z_0 は純抵抗とする。

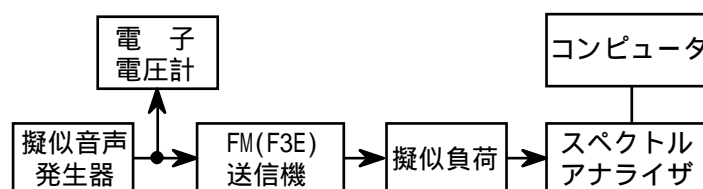


- 1 $10Z_0/59$ [] 2 $10Z_0/79$ [] 3 $20Z_0/59$ [] 4 $20Z_0/79$ [] 5 $20Z_0/99$ []

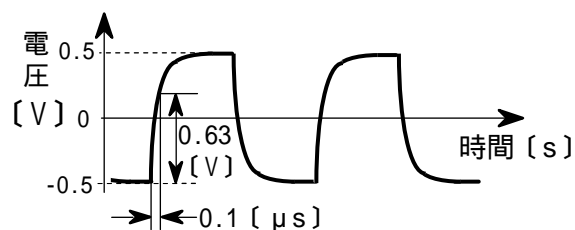
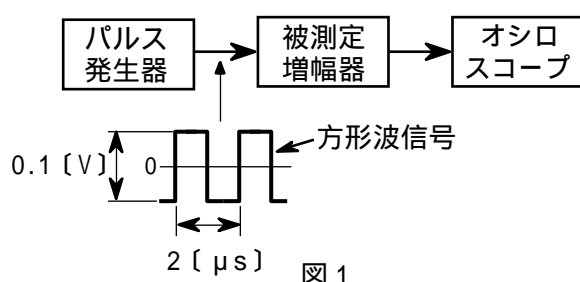
A - 18 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)送信機の占有周波数帯幅の測定法について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (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。
- (3) 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] で表される。

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



A - 19 図 1 に示す被測定増幅器に方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図 2 に示すような測定結果が得られた。この被測定増幅器の高域遮断周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とする。また、被測定増幅器の高域における周波数特性は 6 [dB/oct] で減衰し、低域遮断周波数は入力信号の最低周波数より十分低く、パルス頂部の傾斜(サグ)は発生しないものとする。

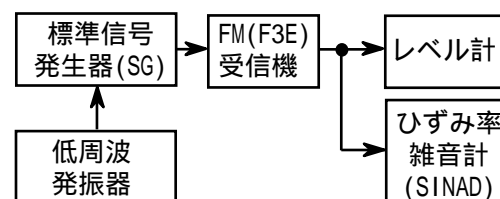


- 1 0.5 [MHz] 2 0.8 [MHz] 3 1.2 [MHz] 4 1.6 [MHz] 5 3.2 [MHz]

A - 20 次の記述は、図に示す測定系統図を用いた SINAD 法による FM(F3E) 受信機の基準感度の測定手順について、その概要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) 標準信号発生器(SG)を試験周波数に設定し規定の変調入力を加えた状態とする。この状態で SG から受信機に 60 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力(定格出力の 1/2)が得られるように受信機の □ A □ を調整する。
- (2) (1)の状態では SG の出力を調整し、受信機の復調信号の SINAD 即ち $10 \log_{10}$ □ B □ が 12 [dB] となる SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値を基準感度という。ここで、 S は信号、 N は雑音、 D は □ C □ とする。

A	B	C
1 スケルチレベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	ひずみ成分
2 スケルチレベル	$\{(S+N+D)/(N+D)\}$	低調波成分
3 出力レベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	低調波成分
4 出力レベル	$\{(S+N+D)/(N+D)\}$	ひずみ成分
5 出力レベル	$\{(S+N+D)/(S+N)\}$	ひずみ成分



B - 1 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を下の番号から選べ。

- (1) □ ア □ 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下側では 150 [Hz]、上側では 90 [Hz] の変調信号が強く受信されるような指向性を持つ □ イ □ 帯の電波を放射する。
- (2) □ ウ □ 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 □ エ □ 帯の電波を放射する。
- (3) □ オ □ 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 VHF 帯の電波を上空に向けて放射する。

1 マーカ・ピーコン	2 インタロゲータ	3 グライド・パス	4 VHF	5 SHF
6 ホーミングピーコン	7 ローカライザ	8 トランスポンダ	9 HF	10 UHF

B - 2 次の記述は、スペクトル拡散(SS)通信方式の一つである直接拡散(DS)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。

- ア DS方式では、拡散符号により情報を広帯域に一樣に拡散し電力スペクトル密度の高い雑音状にする。
- イ 送信系で拡散処理により広帯域化されたデジタル信号は、受信系において、送信系と異なる擬似雑音符号を用いた逆拡散処理により、元の狭帯域のデジタル信号に復元される。
- ウ 広帯域の受信波に混入した狭帯域の妨害波は、逆拡散処理により広帯域化されるので、受信波への影響は拡散比に応じて軽減される。
- エ 直接波とマルチパス波を受信したときの時間差が、擬似雑音符号のチップ幅(chip duration)より長いときは、マルチパス波の影響を受けにくい。
- オ 各通信チャネルごとに異なる擬似雑音符号を用いることにより、同一の周波数帯域を共有して多元接続ができる。

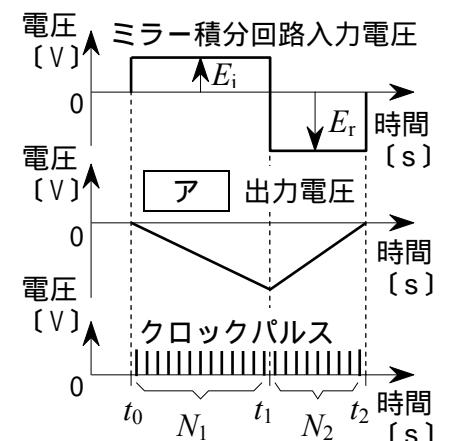
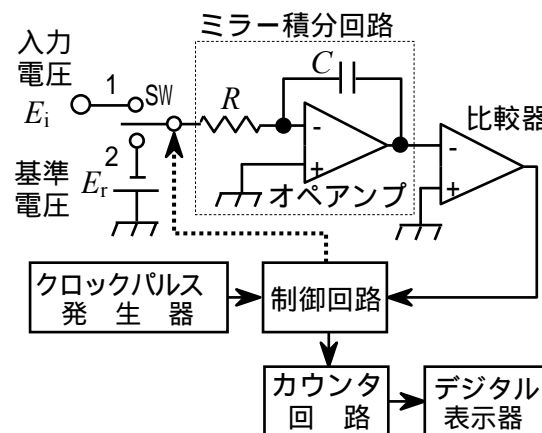
B - 3 次の記述は、パルス符号変調(PCM)方式において生ずる雑音について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) 折り返し雑音は、入力信号の □ア□ が不十分なとき生ずる。
- (2) 周波数が26〔kHz〕の単一正弦波を標本化周波数が48〔kHz〕の標本化回路に入力し、その出力を24〔kHz〕の理想的な低域フィルタ(LPF)に通したとき、原理的に低域フィルタ(LPF)の出力に生ずる折り返し雑音の周波数は、□イ□〔kHz〕である。
- (3) アパーチャ効果は、標本化パルスのパルス幅が有限の値を持つために生ずる。アパーチャ効果が生ずると、標本化パルス列に含まれるアナログ信号の □ウ□ 周波数成分が減衰する。
- (4) 量子化雑音は、量子化の分解能が高いほど □エ□ なる。
- (5) □オ□ を生じさせないためには、原理的に標本化パルス列の復調に理想的な特性の低域フィルタ(LPF)が必要である。

- | | | | | | | | | | |
|---|----|---|------|---|-----|---|-----|----|------|
| 1 | 11 | 2 | 振幅制限 | 3 | 高域の | 4 | 大きく | 5 | 補間雑音 |
| 6 | 22 | 7 | 帯域制限 | 8 | 低域の | 9 | 小さく | 10 | 分配雑音 |

B - 4 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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) スイッチSWを1に入れ、正の直流入力電圧 E_i をミラー積分回路に加えると、□ア□ の出力電圧が零から負方向に直線的に変化する。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のカウンタに送り、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。□ア□ 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 $E_i =$ □イ□ 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 □ウ□ 。
- (3) 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 □エ□ にすることにより影響を打ち消すことができる。また、本方式による A-D 変換速度は、逐次比較方式などの直接比較方式と比べて □オ□ である。



- | | | | | | | | | | |
|---|-----------------|---|---------|---|-----|---|-------|----|----|
| 1 | $E_r N_1 / N_2$ | 2 | 比較器 | 3 | する | 4 | 整数倍 | 5 | 低速 |
| 6 | $E_r N_2 / N_1$ | 7 | ミラー積分回路 | 8 | しない | 9 | 整数分の一 | 10 | 高速 |

B - 5 次の記述は、振幅変調(A3E)波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、搬送波を $A \cos \omega t$ 〔V〕、単一正弦波の変調信号を $B \cos pt$ 〔V〕とし、 A は搬送波、 B は変調信号の振幅〔V〕を、 ω は搬送波、 p は変調信号の角周波数〔rad/s〕を表すものとし、 A B とする。

- (1) A3E波 e は、次式で表される。
 $e =$ □ア□〔V〕-----
- (2) 変調度 m は、次式で表される。
 $m =$ □イ□ $\times 100$ 〔%〕
- (3) 変調をかけたときとかけないときとで、搬送波の電力は □ウ□ 。
- (4) 変調度が50〔%〕のとき、A3E波の上側波帯と下側波帯の電力の和は、搬送波電力の □エ□ である。
- (5) 式 で表されるA3E波は、□オ□ つの周波数成分が含まれる。

- | | | | | | | | | | |
|---|-----|---|---|---|---|---|---------|----|-------|
| 1 | 1/4 | 2 | 三 | 3 | $B \cos pt + A \cos pt \cos \omega t$ | 4 | (A/B) | 5 | 変わらない |
| 6 | 1/8 | 7 | 二 | 8 | $A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$ | 9 | (B/A) | 10 | 異なる |