

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、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ガードインターバルの原理的な働き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、親局の放送波及び中継局の放送波のデジタル信号は完全に同一であるものとする。

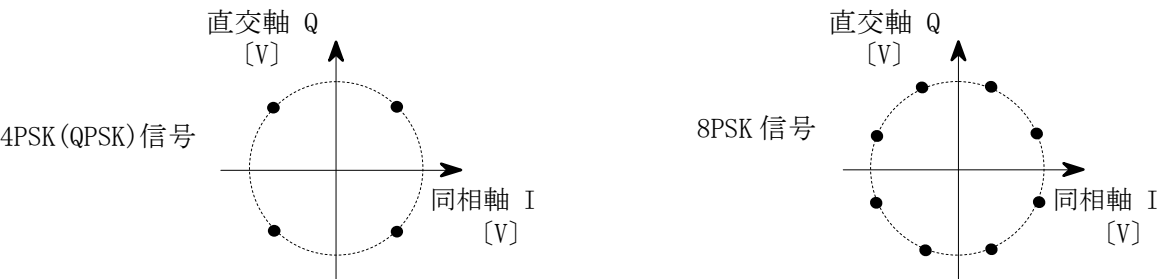
- ガードインターバルを用いることにより、中継局で親局と同一の周波数を使用する (SFN: Single Frequency Network) ことが可能である。ガードインターバルは、送信側において OFDM (直交周波数分割多重) セグメントを □ A □ した出力データのうち、時間的に □ B □ 端の出力データを有効シンボルの □ C □ に付加することによって受信が可能となる期間を延ばし、有効シンボル期間において「シンボル間干渉なく正しく受信すること」ができるようにするものである。
- 図は、受信点において、親局からの放送波に対して τ [s] 遅延した中継局からの放送波が同時に受信された場合のそれぞれの放送波を分離して示したものである。この図は、親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が □ D □ となる場合を示している。ただし、親局の放送波のデジタル信号が次のシンボルに変化してから、中継局の信号が遅れて変化するまでの時間が、ガードインターバル内に入れば、親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が可能であるものとし、一方で、ガードインターバルを超えると親局の放送波の有効シンボル期間分の情報を「シンボル間干渉なく正しく受信すること」が不可能となるものとする。

A	B	C	D
1 逆高速フーリエ変換 (IFFT)	後	前	可能
2 逆高速フーリエ変換 (IFFT)	後	前	不可能
3 高速フーリエ変換 (FFT)	前	後	不可能
4 高速フーリエ変換 (FFT)	前	後	可能
5 高速フーリエ変換 (FFT)	後	前	可能

A－2 単一正弦波で 60 [%] 変調された AM (A3E) 変調波の全電力が、590 [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。

- 15 [W]
- 20 [W]
- 45 [W]
- 80 [W]
- 90 [W]

A－3 図に示す信号空間ダイアグラムを持つ 4PSK (QPSK) 信号及び 8PSK 信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、両者の信号点間距離を等しくするために必要な 8PSK 信号の送信電力の値として、もっとも近いものを下の番号から選べ。ただし、4PSK 信号の送信電力を P [W]、 $\sin (\pi / 4)=0.707$ 、 $\sin (\pi / 8)=0.382$ とする。



- $0.29 P$ [W]
- $0.54 P$ [W]
- $1.85 P$ [W]
- $3.42 P$ [W]
- $13.14 P$ [W]

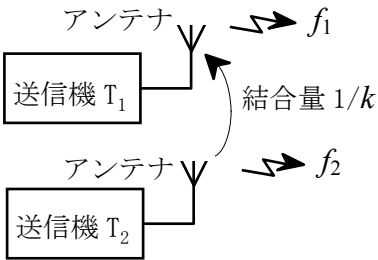
A－4 BPSK (2PSK) 信号の復調 (検波) 方式である遅延検波方式に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 遅延検波方式は、基準搬送波再生回路を必要としない復調方式である。
- 遅延検波方式は、送信側において必ず差動符号化を行わなければならない。
- 遅延検波方式は、1 シンボル後の変調されていない搬送波を基準搬送波として位相差を検出する方式である。
- 遅延検波方式は、受信信号をそのまま基準搬送波として用いるので、基準搬送波も情報信号と同程度に雑音で劣化させられている。
- 遅延検波方式は、理論特性上、同じ C/N に対してビット誤り率の値が同期検波方式に比べて大きい。

A-5 次の記述は、図に示す送信機 T_1 及び T_2 の間で生ずる 3 次の相互変調積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、3 次の相互変調積は、送信周波数 f_1 [Hz] の送信機 T_1 に、送信周波数が f_1 よりわずかに高い f_2 [Hz] の送信機 T_2 の電波が入り込み、 T_1 において伝送帯域内に生ずる可能性のある周波数成分とする。また、 T_1 及び T_2 の送信電力は等しく、アンテナ相互間の結合量を $1/k$ ($k > 1$) とする。

- (1) 3 次の相互変調積が発生したときの周波数成分は、□ A □ の二つの成分である。
(2) (1) の二つの周波数成分のうち、振幅が大きいのは周波数の □ B □ 方の成分である。
(3) T_1 及び T_2 の送信電力がそれぞれ 1 [dB] 減少すると、(2) の振幅が大きい周波数成分の電力は、□ C □ [dB] 減少する。

A	B	C
1 $2f_1-f_2$ [MHz] 及び $2f_2-f_1$ [MHz]	低い	3
2 $2f_1+f_2$ [MHz] 及び $2f_2+f_1$ [MHz]	高い	6
3 $2f_1-f_2$ [MHz] 及び $2f_2-f_1$ [MHz]	低い	6
4 $3f_1-2f_2$ [MHz] 及び $3f_2-2f_1$ [MHz]	高い	3
5 $3f_1+2f_2$ [MHz] 及び $3f_2+2f_1$ [MHz]	低い	6



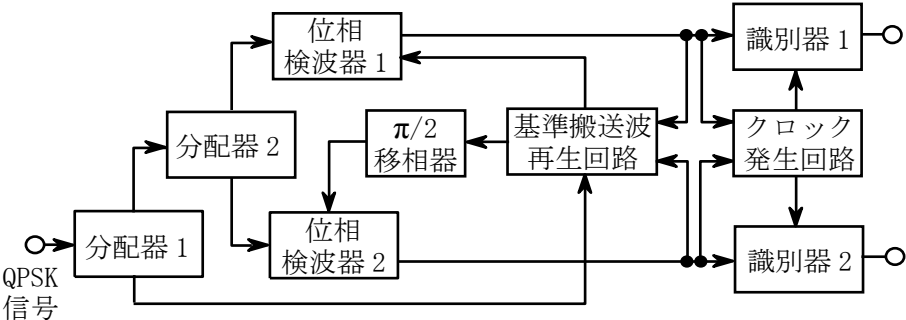
A-6 $e = E (1+0.8\sin pt)\sin \omega t$ [V] で表される振幅変調波電圧を二乗検波器に入力したとき、出力の検波電流中に含まれる信号波の第二高調波成分によるひずみ率の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、出力の検波電流 i は、 $i = ke^2$ [A] で表すことができるものとする。また、 k は定数、 E [V] は搬送波の振幅、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 p [rad/s] は信号波の角周波数で、 $\omega \gg p$ とし、 $\cos 2x = 1-2\sin^2 x$ である。

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

A-7 次の記述は、図に示すデジタル通信に用いられるQPSK (4PSK) 復調器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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 位相検波器 1 及び 2 は、「QPSK信号」と「基準搬送波」及び「QPSK信号」と「基準搬送波と位相が $\pi/2$ 異なる信号」をそれぞれ □ A □ し、両者の位相差を出力させるものである。
(2) 基準搬送波再生回路に用いられる搬送波再生方法の一つである逆変調方式は、例えば位相検波器 1 及び 2 の出力を用いて、QPSK信号を送信側と逆方向に □ B □ 変調することによって、情報による □ B □ の変化を除去し、□ B □ が元の搬送波と同じ波を得るものである。
(3) 識別器 1 及び 2 に用いられる符号の識別方法には、位相検波器 1 及び 2 の出力のパルスのピークにおける瞬時値によって符号を識別する瞬時検出方式の他、クロックパルスの □ C □ 周期内で検波器出力信号波を積分して、その積分値により識別する積分検出法もある。

A	B	C
1 足し算	振幅	1
2 足し算	振幅	4
3 足し算	位相	4
4 掛け算	位相	4
5 掛け算	位相	1



A-8 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、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 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 □ 入力レベルをいう。
(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 $E_C / E_N = 4/\sqrt{2}$ 、すなわち、搬送波電力対雑音電力比 (C/N) が約 □ B □ 以下になると S/N が急激に低下する。
(3) 復調出力の S/N の改善度は、受信入力のレベルがスレッシュホールドレベル以上であれば FM の広帯域利得により、周波数偏移が □ C □ ほど大きくなる。

	A	B	C
1	受信	6 [dB]	小さい
2	受信	6 [dB]	大きい
3	受信	9 [dB]	大きい
4	雑音	9 [dB]	小さい
5	雑音	6 [dB]	大きい

A-9 次の記述は、検波の基本的な過程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) 振幅変化 $E_0(t)$ と位相変化 $\varphi_0(t)$ を同時に受けている被変調波 $s_0(t)$ は、無変調時の $s_0(t)$ の振幅を1、初期位相を0及び高周波成分の角周波数を ω_c とすると、 $s_0(t) = E_0(t) \cos\{\omega_c t + \varphi_0(t)\}$ と表される。ここで、高周波成分 ω_c の変化を除去し、 $E_0(t)$ を直接検波するのが □ A □ 検波であるが、実際に検出されるのは $|E_0(t)|$ である。
- (2) 同期検波を行って $E_0(t)$ または $\varphi_0(t)$ をベースバンド信号として取り出すには、最初に、 $s_0(t)$ に対して角周波数 ω_c が等しく、位相差 θ_s が既知の搬送波 $s_s(t) = \cos\{\omega_c t + \theta_s\}$ を掛け合わせる。その積は、 $s_0(t) \times s_s(t) =$ □ B □ となる。
- (3) 次に、高周波成分を除去すると、同期検波後の出力は、振幅変化分 $E_0(t)$ 及び両信号の位相差の余弦に比例する。また、位相変調成分がなく $\varphi_0(t) = 0$ のとき、出力は $E_0(t) \cos\theta_s$ に比例する。すなわち、 $s_s(t)$ が $s_0(t)$ と同相 ($\theta_s = 0$) のとき □ C □ となり、逆に直角位相 ($\theta_s = \pi/2$) の関係にあるとき □ D □ となる。

	A	B	C	D
1	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	0	最大
2	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	0
3	包絡線	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	0
4	FM	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\theta_s - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	0	最大
5	FM	$\frac{1}{2}E_0(t)[\cos\{\omega_c t - \varphi_0(t)\} + \cos\{2\omega_c t + \theta_s + \varphi_0(t)\}]$	最大	0

A-10 整流回路のリプル率 γ 、電圧変動率 δ 及び整流効率 η を表す式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、負荷電流に含まれる直流成分を I_{DC} [A]、交流成分の実効値を i_r [A]、無負荷電圧を V_o [V]、負荷に定格電流を流したときの定格電圧を V_n [V] とする。また、整流回路に供給される交流電力を P_1 [W]、負荷に供給される電力を P_2 [W] とする。

1	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%]
2	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_n\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]
3	$\gamma = (i_r / I_{DC}) \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]
4	$\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_n\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_1 / P_2) \times 100$ [%]
5	$\gamma = \{i_r / (i_r + I_{DC})\} \times 100$ [%]	$\delta = \{(V_o - V_n) / V_o\} \times 100$ [%]	$\eta = (P_2 / P_1) \times 100$ [%]

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。□ 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。

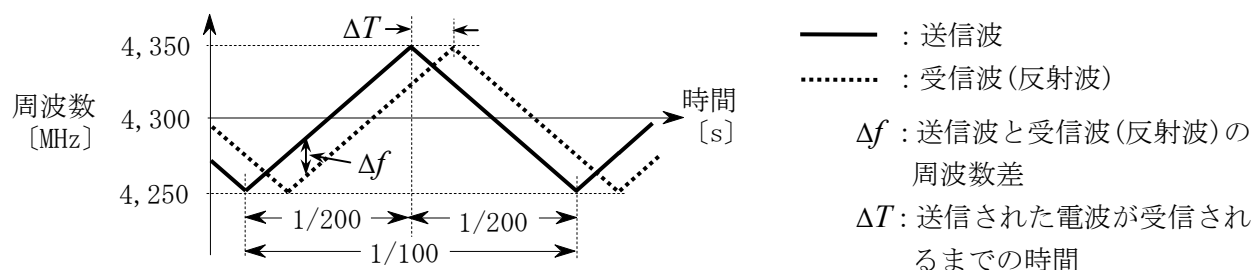
	A	B	C	D
(1) 太陽電池の素子に太陽光を入射すると、pn接合部で吸収され、そのエネルギーにより電子が励起されて、p側が □ A □、n側が □ B □ に帯電する。	1 負	正	短絡電流	開放電圧
(2) 変換効率は、一般的に太陽電池に入射する光のエネルギーに対する最大出力(電気エネルギー)の割合で評価できる。受光面の放射照度が一定等の基準条件における温度特性は、温度の上昇とともに □ C □ は微増するが、□ D □ が大幅に減少するので、温度の上昇とともに変換効率は低下する。	2 負	正	開放電圧	短絡電流
	3 正	負	最大出力	短絡電流
	4 正	負	開放電圧	短絡電流
	5 正	負	短絡電流	開放電圧

A-12 次の記述は、ARSR(航空路監視レーダー)及びASR(空港監視レーダー)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。

	A	B	C
(1) ARSRは、山頂などに設置され、半径約 200海里(約370 [km])の範囲にある航空路を航行する航空機の位置を探知する。これで得た情報と、併設されたSSR(航空用二次監視レーダー)からの航空機の高度情報を組み合わせることにより、航空機の位置を3次元的に把握することが可能である。	1 パルスの繰返し周期	差	n
(2) ARSR及びASRに用いられるMTI(移動目標指示装置)は、移動する航空機の反射波の位相などがドプラ効果によって変化することを利用しており、受信した物標からの反射パルスと、これを □ A □ に等しい時間だけ遅らせたものとの □ B □ をとると、山岳、地面及び建物などの固定物標からの反射パルスを除去することができる。	2 パルスの繰返し周期	積	$1/n$
(3) この方法は、原理的に反射パルスのドプラ周波数がパルスの繰返し周波数の □ C □ 倍(n は正の整数)になるような速度を持つ移動物標からの反射パルスも除去されるので、その対策が必要である。	3 パルス幅	差	n
	4 パルス幅	差	$1/n$
	5 パルス幅	積	n

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 10 [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。

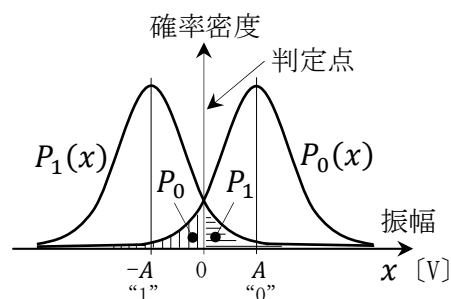
- 1 20 [m]
- 2 50 [m]
- 3 75 [m]
- 4 100 [m]
- 5 150 [m]



A-14 次の記述は、雑音为重畳している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]、“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 3 [dB] (C) 値となる。

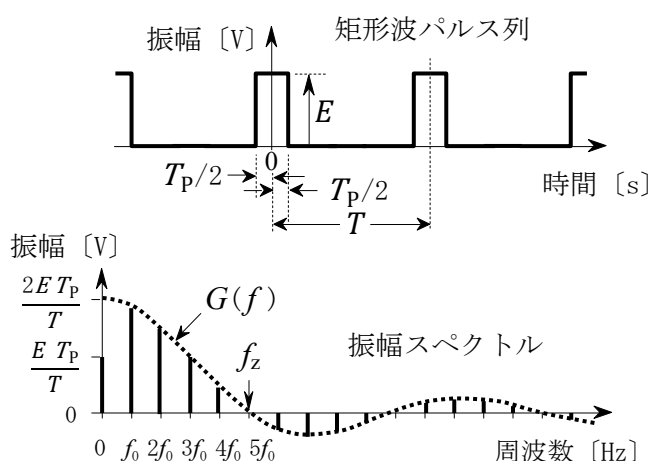
- | | A | B | C |
|---|------------------|----------------|----|
| 1 | $P_0 \times P_1$ | $\sqrt{2SNR}$ | 高い |
| 2 | $P_0 \times P_1$ | $\sqrt{SNR}/2$ | 低い |
| 3 | $P_0 + P_1$ | $\sqrt{2SNR}$ | 高い |
| 4 | $P_0 + P_1$ | $\sqrt{SNR}/2$ | 低い |
| 5 | $P_0 + P_1$ | $\sqrt{SNR}/2$ | 高い |



A-15 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]、繰返し周期を T [s] とする。

- (1) 矩形波パルス列の直流成分は ET_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、 $G(f) = (2ET_p/T) \times (\text{A})$ [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 | $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$ | $5T_p$ [s] | 広く |
| 2 | $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$ | $5T_p$ [s] | 狭く |
| 3 | $\frac{\sin(\pi f T_p)}{\pi f T_p}$ | $10T_p$ [s] | 広く |
| 4 | $\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$ | $10T_p$ [s] | 広く |
| 5 | $\frac{\pi f T_p}{\sin(\pi f T_p)}$ | $5T_p$ [s] | 狭く |



A-16 次の記述は、地上系マイクロ波(SHF)多重回線の中継方式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 受信波を中間周波数に変換して増幅した後、再度マイクロ波に変換して送信する中継方式は、再生中継方式である。
- 2 受信波を同一の周波数帯で増幅して送信する中継方式は、無給電中継方式である。
- 3 近距離の中継区間の障害物回避等に用いられ、送受アンテナの背中合わせや反射板による中継方式は、再生中継方式である。
- 4 2周波方式による中継方式においては、中継ルートをジグザグに設定し、アンテナの指向性を利用することによって、オーバーリーチ干渉を軽減できる。
- 5 非再生(ヘテロダイン)中継方式は、復調した信号から元の符号パルスを再生した後、再度変調して送信するため、波形ひずみが累積されない。

A-17 次の記述は、搬送波零位法による周波数変調(FM)波の周波数偏移の測定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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) FM波の搬送波及び各側帯波の振幅は、変調指数 m_f を変数(偏角)とするベッセル関数を用いて表され、このうち搬送波の振幅は、零次のベッセル関数 $J_0(m_f)$ の大きさに比例する。 $J_0(m_f)$ は、 m_f に対して図1に示すような特性を持つ。
- (2) 図2に示す構成例において、周波数 f_m [Hz] の単一正弦波で周波数変調したFM(F3E)送信機の出力の一部をスペクトルアナライザに入力し、FM波のスペクトルを表示する。単一正弦波の振幅を零から次第に大きくしていくと、搬送波及び各側帯波のスペクトル振幅がそれぞれ消長を繰り返しながら、徐々にFM波の占有周波数帯幅は □ A □ なる。
- (3) 搬送波の振幅が □ B □ になる度に、 m_f の値に対するレベル計の値(入力信号電圧)を測定する。周波数偏移 f_d は、 m_f 及び f_m の値を用いて、 $f_d =$ □ C □ であるので、測定値から入力信号電圧対周波数偏移の特性を求めることができ、搬送波の振幅が □ B □ となるときだけでなく、途中の振幅でも周波数偏移を知ることができる。

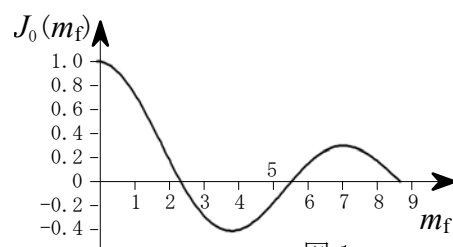


図 1

- | | A | B | C |
|---|----|----|-------------|
| 1 | 広く | 極大 | f_m / m_f |
| 2 | 広く | 零 | $m_f f_m$ |
| 3 | 狭く | 極大 | f_m / m_f |
| 4 | 狭く | 零 | $m_f f_m$ |
| 5 | 狭く | 極大 | $m_f f_m$ |

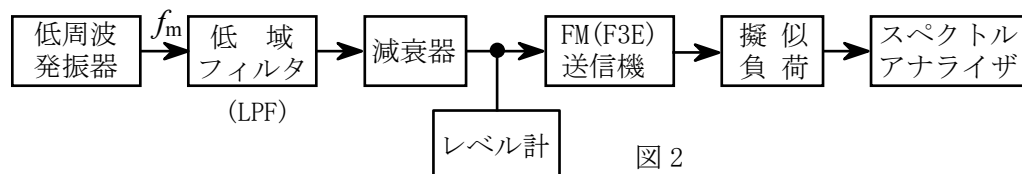
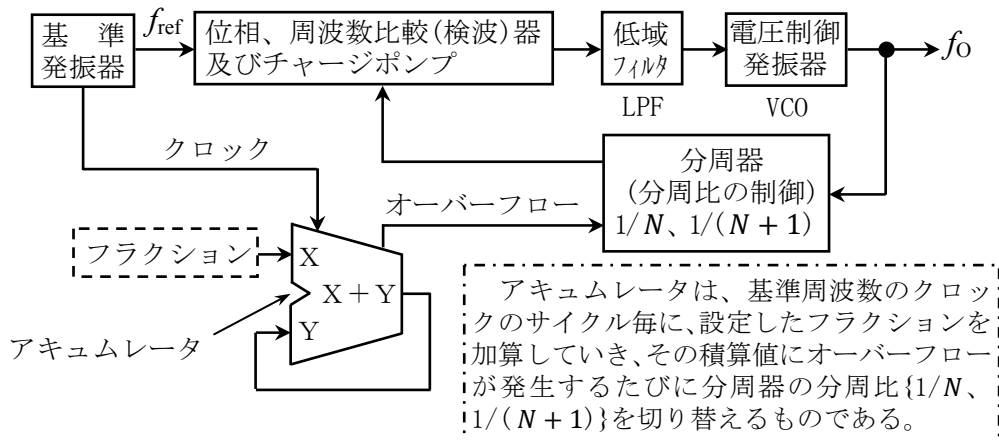


図 2

A-18 次の記述は、図の原理的構成図に示すフラクショナルN型の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。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(位相比較周波数) 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、非整数の分周比を実現しており、平均のVCOの周波数 f_0 [Hz] は、 $f_0 = \{ N + \text{□ A □} \} f_{ref}$ [Hz] で表される。ここで □ A □ 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 $4/10$ 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 □ B □ サイクル分、分周比 $1/6$ が合計 □ C □ サイクル分となるように制御され、見かけ上、非整数の分周比となる。また、このときの f_0 は、54 [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 | $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$ | 6 | 4 |
| 2 | $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$ | 4 | 6 |
| 3 | $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$ | 5 | 5 |
| 4 | $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$ | 6 | 4 |
| 5 | $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$ | 4 | 6 |



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、高調波を多く含むため、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。

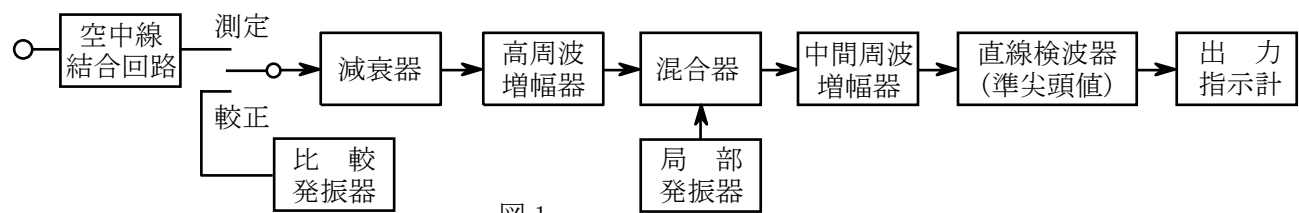


図1

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

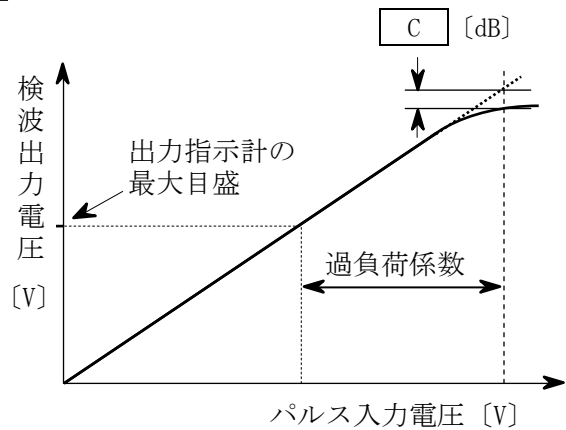
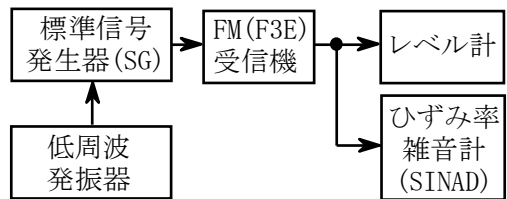


図2 パルス入力電圧に対する検波出力電圧

A-20 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10log₁₀□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)/(S+N)}	ひずみ成分
5 出力レベル	{(S+N+D)/(N+D)}	ひずみ成分



B-1 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を下の番号から選べ。

- (1) SCPC方式は、送出する一つのチャンネルに対して□ア□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、□イ□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□ウ□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。
- (3) ボイスアクティベーションは、□エ□期間だけ無線周波信号を送信する方式であり、□オ□させることができる。

1 一つ	2 複数	3 大きい	4 小さい	5 搬送波の周波数偏差の影響を軽減
6 周波数分割	7 時分割	8 音声信号がある	9 雑音がない	10 トランスポンダの利用効率を向上

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。

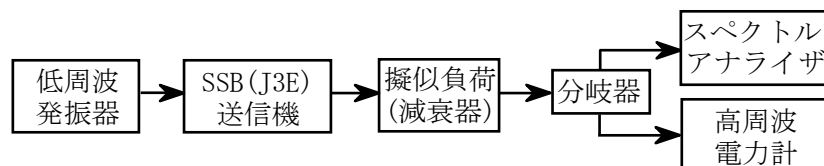
- (1) 直線ひずみは、利得(減衰量)の周波数特性が平坦でない減衰ひずみや伝搬時間が周波数に対して一定 □ア 群遅延ひずみの総称である。
- (2) 非直線ひずみのうち、混変調の原因になるのは主として □イ の変調積により発生するひずみである。
- (3) 非直線ひずみは、非直線回路に □ウ 施すことにより軽減できる。
- (4) 一般に、周波数通倍器として非直線ひずみを利用する増幅器は、□エ 級増幅器である。
- (5) □オ は、単一の周波数信号が非直線回路を通して高調波成分を生ずるときや、複数の周波数成分を持つ信号が非直線回路を通してそれらの周波数の組合せによる周波数成分を生ずるときな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

- | | | | | |
|-------|--------------------|--------|--------|----------|
| 1 である | 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 でない | 7 偶数次(2次、4次、6次・・・) | 8 C | 9 A | 10 直線ひずみ |

B-3 次の記述は、オシロスコープ、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、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。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- ア 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る。
- イ 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できる。
- ウ 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。
- エ 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できない。
- オ 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できない。

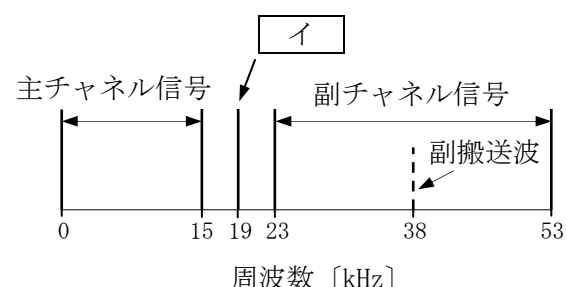
B-4 次の記述は、図に示す構成例を用いたSSB(J3E)送信機の搬送波電力(本来抑圧されるべきもの)の測定において、SSB(J3E)送信機の変調条件及び測定器の条件などについて述べたものである。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。ただし、搬送波電力は、法令等に基づく送信装置の条件として「一の変調周波数によって飽和レベルで変調したときの平均電力より、40〔dB〕以上低い値」であることが定められているものとする。また、割当周波数は、搬送波周波数から1,400〔Hz〕高い周波数であること及び測定手順としては、スペクトルアナライザの画面に上側波帯と搬送波を表示して、それぞれの電力(dBm)を測定するものとする。



- ア 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正弦波とする。
- イ 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。
- ウ スペクトルアナライザの分解能帯域幅(RBW)は、3〔kHz〕程度に設定する。
- エ スペクトルアナライザの掃引周波数(周波数SPAN)は、約30〔Hz〕に設定する。
- オ 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。

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) 主チャンネル信号は、和信号“L+R”であり、副チャンネル信号は、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、受信側で副チャン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 周波数変調 | 3 主チャンネル信号 | 4 副チャンネル信号 | 5 左側信号(“L”) |
| 6 パイロット信号 | 7 多重信号 | 8 加算・減算により | 9 乗算・除算により | 10 右側信号(“R”) |