

FA301

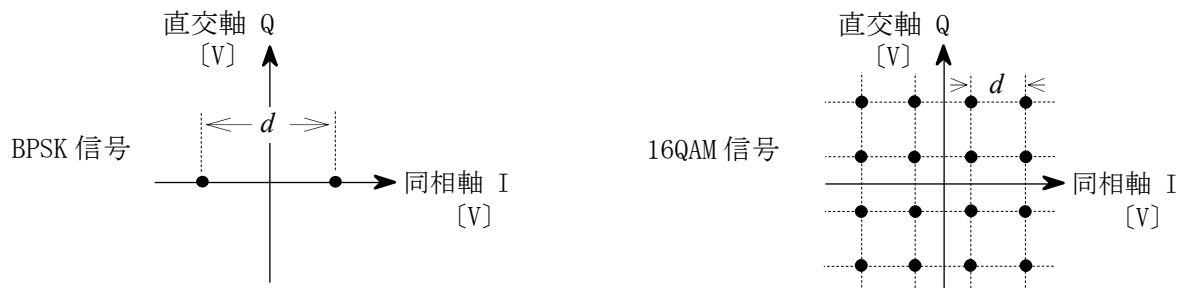
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

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。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 各サブキャリアを直交させてお互いに干渉させずに最小の周波数間隔で配置している。情報のシンボルの長さを T [s] とし、サブキャリアの間隔を ΔF [Hz] とすると直交条件は、 $T = 1/\Delta F$ である。
- 2 周波数領域から時間領域への変換では、変調シンボルをサブキャリア間隔で配置し、これに逆高速フーリエ変換 (IFFT) を施すことによって時間波形を生成する。
- 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短くできる。シンボル長が短い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。
- 4 逆高速フーリエ変換 (IFFT) を施した出力データにガードインターバルという干渉を軽減させるための冗長信号を挿入することによって、マルチパス遅延波の干渉を効率よく除去できる。
- 5 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、線形領域で増幅を行う必要がある。

A-2 図に示すように BPSK 及び 16QAM 変調方式の信号点間距離を等しく d として、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、理論的に 16QAM と BPSK の搬送周波数帯における信号対雑音電力比 C/N [dB] の差の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、両方式の雑音電力 N は等しく、各信号点は、等確率で発生するものとし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。



- 1 14 [dB] 2 10 [dB] 3 7 [dB] 4 5 [dB] 5 3 [dB]

A-3 次の記述は、QPSK 及び $\pi/4$ シフト QPSK の信号点の位相変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、ここでの $\pi/4$ シフト QPSK は、送るデータが “0, 0” であれば、その前に送った信号点に対して $+\pi/4$ [rad] の位相変化を、同様に、送るデータが “0, 1” であれば、 $+3\pi/4$ 、 “1, 1” であれば $-3\pi/4$ 、 “1, 0” であれば $-\pi/4$ の位相変化をそれぞれ与えて送信するものとする。

- (1) 信号点配置を図 1 に示す QPSK では、I と Q の極性が同時に変化したときは、変調波の位相が □ A □ [rad] 変化する。
 (2) 一方、 $\pi/4$ シフト QPSK では、

例えば、送るデータが、時間系列で、“0, 0”、“1, 1”、“0, 1”、“1, 0” のデータを順次送信する場合、その前に送った信号点の位相を図 2 の①とすると、当該時間系列のデータに対する位相は □ B □ の順に変化する。

	A	B
1	$\pi/2$	⑧ ③ ⑧ ①
2	$\pi/2$	② ⑤ ② ⑦
3	π	⑧ ③ ⑧ ①
4	π	② ⑤ ② ⑦
5	π	② ⑦ ② ①

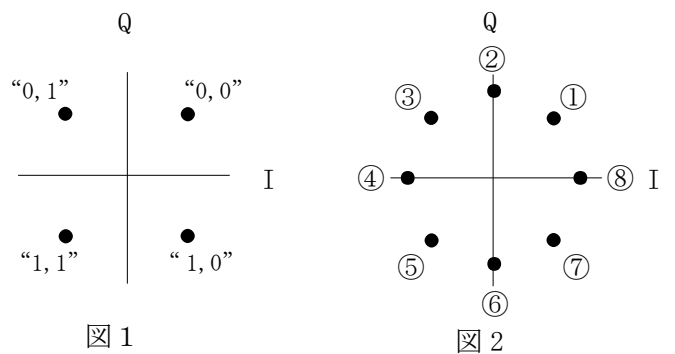


図 1

図 2

A-4 次の記述は、振幅変調 (A3E) 波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。

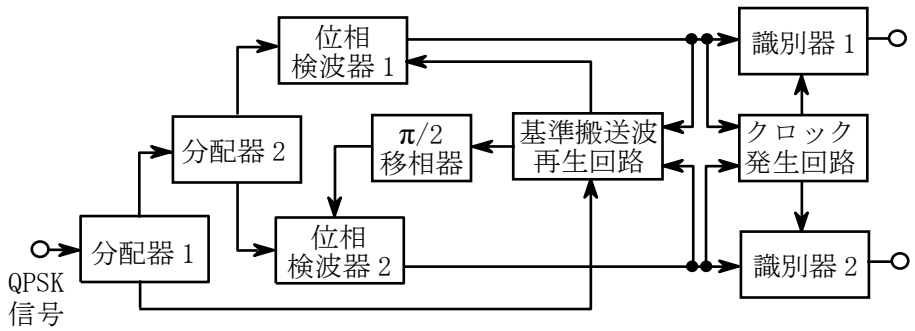
ただし、搬送波を $A \cos \omega t$ [V]、単一正弦波の変調信号を $B \cos pt$ [V] とし、 A は搬送波、 B は変調信号の振幅 [V] を、 ω は搬送波、 p は変調信号の角周波数 [rad/s] を表すものとし、 $A \geq B$ とする。

- 1 A3E波 e は、 $e = A \cos \omega t + B \cos pt \cos \omega t$ [V] で表される。
- 2 変調度 m は、 $m = (B/A) \times 100$ [%] で表される。
- 3 変調をかけたときとかけないときとで、搬送波電力の値は変わらない。
- 4 変調度が 50 [%] のとき、A3E波の上側帯波と下側帯波の電力の値の和は、搬送波電力の値の 1/4 である。
- 5 変調度が 100 [%] のとき、A3E波の尖頭 (ピーク) 電力の値は、無変調時の搬送波電力の値の 4 倍である。

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

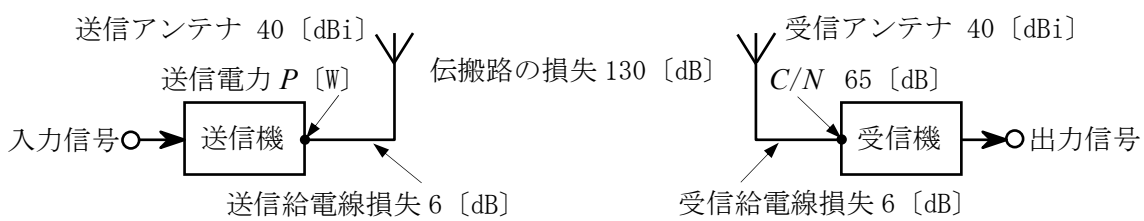


A-6 単一通信路における周波数変調(FM)波のS/N改善係数 I [dB] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変調指数を m_f 、等価雑音帯域幅を B [Hz]、最高変調周波数を f_p [Hz] とすると、 I (真数)は、 $I = 3 m_f^2 B / (2 f_p)$ で表せるものとし、最大周波数偏移 f_d を6 [kHz]、 B を10 [kHz]、 f_p を3 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- | | | | | | | | | | |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|
| 1 | 10 [dB] | 2 | 13 [dB] | 3 | 15 [dB] | 4 | 20 [dB] | 5 | 26 [dB] |
|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|---|---------|

A-7 図に示す通信回線において、受信機の入力に換算した C/N が 65 [dB] のときの送信機の送信電力 P [W] の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、送信及び受信アンテナの絶対利得を共に 40 [dBi]、送信及び受信給電線の損失を共に 6 [dB]、両アンテナ間の伝搬路の損失を 130 [dB] とする。また、ボルツマン定数 k を -198.6 [dBm/(Hz·K)] 及び周囲温度 T を 24.6 [dB(K)]、受信機の雑音指数を 4 [dB] 及び等価雑音帯域幅を 20 [MHz] とし、1 [mW] を 0 [dBm]、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

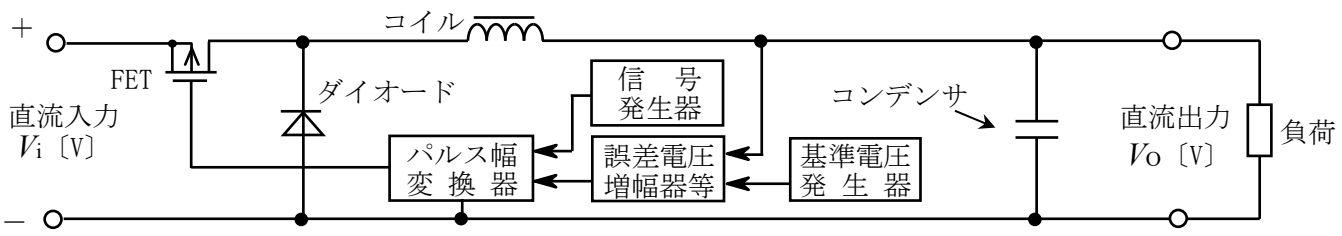
- 1
- 2
- 3
- 4
- 5



A-8 シングルスーパーヘテロダイン受信機において、受信周波数が、2,800 [kHz] のときの映像周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、中間周波数は、455 [kHz] とし、局部発振器の発振周波数は、受信周波数より高いものとする。

- | | | | | | | | | | |
|---|-------------|---|-------------|---|-------------|---|-------------|---|-------------|
| 1 | 3,710 [kHz] | 2 | 3,255 [kHz] | 3 | 2,800 [kHz] | 4 | 2,345 [kHz] | 5 | 1,890 [kHz] |
|---|-------------|---|-------------|---|-------------|---|-------------|---|-------------|

A-9 次の記述は、図に示すPWM(パルス幅変調)制御のDC-DCコンバータの原理的な構成例についてその動作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。なお、同じ記号の□内には、同じ字句が入るものとする。



- (1) FET の導通(ON)時間、つまりパルス幅変換器出力のパルス幅を変化させ、直流出力の電圧 V_O を制御する。
 - (2) FET が □ A □ している期間では、□ B □ にエネルギーを蓄積するとともに負荷に電力を供給する。
 - (3) FET が □ C □ のとき、電流を流れ続けさせようとする □ B □ に蓄積されたエネルギーによって、負荷に電力が供給される。
 - (4) 直流出力の電圧 V_O は、直流入力電圧 V_i より高くすることが □ D □ 。
- | | A | B | C | D |
|---|----------|-------|----------|------|
| 1 | 非導通(OFF) | コイル | 導通(ON) | できない |
| 2 | 非導通(OFF) | コンデンサ | 導通(ON) | できる |
| 3 | 導通(ON) | コイル | 非導通(OFF) | できる |
| 4 | 導通(ON) | コンデンサ | 非導通(OFF) | できる |
| 5 | 導通(ON) | コイル | 非導通(OFF) | できない |

A-10 次の記述は、鉛蓄電池の一般的な充電方法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) A 充電では、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。
- (2) B 充電では、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) C 充電では、電池を停電時の予備電源とし、停電時のみ電池を負荷に接続するという使い方において、電池が負荷に
接続されていないときは、常に充電状態に保っておくため、自己放電電流に近い電流で絶えず充電する。
- (4) D 充電では、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。

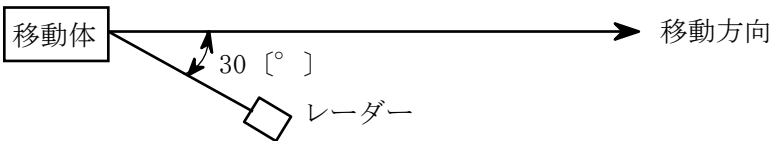
	A	B	C	D
1	定電流・定電圧	準定電流	浮動	トリクル
2	定電流・定電圧	準定電流	トリクル	浮動
3	準定電流	定電流・定電圧	浮動	トリクル
4	準定電流	定電流・定電圧	トリクル	浮動
5	トリクル	浮動	準定電流	定電流・定電圧

A-11 次の記述は、ASR(空港監視レーダー) 及びARSR(航空路監視レーダー)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。

- (1) ASRは、空港から半径約50～60海里の範囲内の航空機の位置を探知する。ARSRは、山頂などに設置され、半径約200海里の
範囲内の航空路を航行する航空機の位置を探知する。いずれも、A を併用して得た航空機の高度情報を用いることによ
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。
- (2) ASR及びARSR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が B によって
変化することを利用している。受信した物標からの反
射パルス(信号)をパルスの繰り返し周期に等しい時間
だけ遅らせたものと、次の周期の信号とで C 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、移動物標(目標)のみが
残ることになる。

	A	B	C
1	SSR(航空用二次監視レーダー)	トムソン効果	差
2	SSR(航空用二次監視レーダー)	トムソン効果	積
3	SSR(航空用二次監視レーダー)	ドブラ効果	差
4	DME(航行援助用距離測定装置)	ドブラ効果	差
5	DME(航行援助用距離測定装置)	トムソン効果	積

A-12 図に示すように、ドブラレーダーを用いて移動体を前方 30 [°] の方向から測定したときのドブラ周波数が、0.8 [kHz] であった。この移動体の移動方向の速度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、レーダーの周波数は10 [GHz] とし、 $\cos 30 [^\circ] = 0.9$ とする。

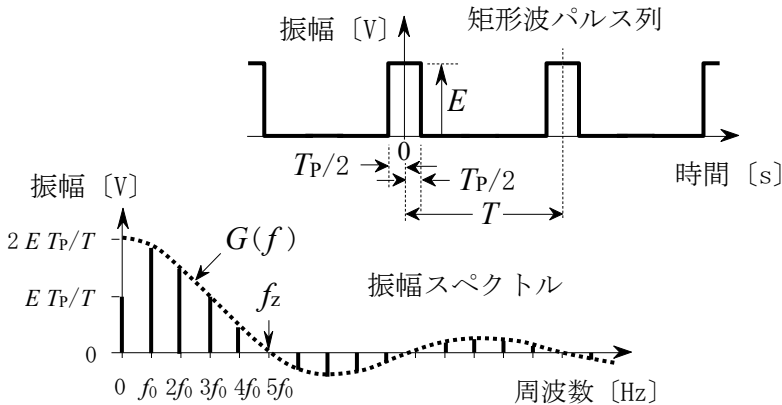


- 1 60 [km/h]
- 2 58 [km/h]
- 3 54 [km/h]
- 4 48 [km/h]
- 5 42 [km/h]

A-13 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 $E T_P/T$ [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、 $G(f) = (2 E T_P/T) \times$ 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 [s] 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	$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$	$10 T_P$	広く
2	$\frac{\pi f T_P}{\sin(\pi f T_P)}$	$5 T_P$	狭く
3	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$5 T_P$	広く
4	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$5 T_P$	狭く
5	$\frac{\sin(\pi f T_P)}{\pi f T_P}$	$10 T_P$	広く



A-14 均一量子化を行うパルス符号変調(PCM)通信方式において、量子化のビット数を3ビットから5ビットにしたときの信号対量子化雑音比(S/N_Q)の改善量は12〔dB〕である。量子化のビット数が「5ビットのときの量子化ステップ数」に対する「3ビットのときの量子化ステップ数」の比の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 1/4 2 1/8 3 1/16 4 1/32 5 1/64

A-15 次の記述は、パルス符号変調(PCM)において標本化に関連する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。ただし、標本化回路の入力信号の最高周波数を $f_0 + \Delta f$ 〔Hz〕、標本化周波数を f_s 〔Hz〕とする。

- (1) 図は、標本化の操作における入力信号、標本化パルス及び標本化された入力信号のスペクトルをそれぞれ示したものである。この操作は入力信号を変調信号とし、標本化パルスを搬送波としたときの両者の積として振幅変調することに相当する。
- (2) f_s 〔Hz〕が $2f_0$ 〔Hz〕のとき、標本化回路の入力信号の最高周波数が f_0 〔Hz〕を超えると標本化による変調作用によって生じた側波帯が重なりあってしまい □ A □ が生ずる。 f_0 〔Hz〕を超える周波数成分が残っている場合、図3に示すように、その残った周波数成分が f_0 〔Hz〕を中心として □ B □ 周波数の方へ見掛け上、折り返された形となって、復調する際に、遮断周波数 f_0 〔Hz〕の理想的な補間フィルタ(低域フィルタ(LPF))を通して基本波部分のみを取り出すことが不可能となり、入力信号が完全に復元できなくなる。
- (3) また、標本化パルスが理想的なインパルスでなく有限のパルス幅を持つとき、受信側でこれを理想的な低域フィルタ(LPF)を通して入力信号が完全に復元できなくなる。一般的にこの影響をアパーチャ効果とよんでいる。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 □ C □ が減衰する。

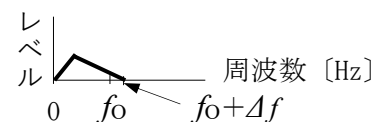


図1 入力信号のスペクトル

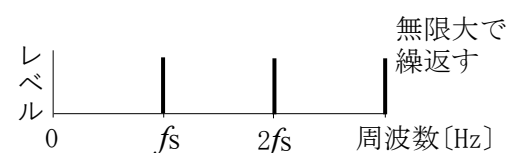


図2 標本化パルス(インパルス列)のスペクトル

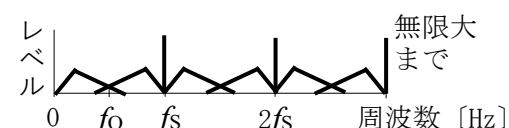


図3 $f_s = 2f_0$ で標本化された入力信号のスペクトル

	A	B	C
1	補間雑音	低い	低域の周波数成分
2	補間雑音	高い	高域の周波数成分
3	折り返し雑音	低い	低域の周波数成分
4	折り返し雑音	高い	低域の周波数成分
5	折り返し雑音	低い	高域の周波数成分

A-16 次の記述は、一つのデジタル通信路における理論的な伝送容量の限界(シャノンの限界)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) 搬送波電力を C 〔W〕、雑音電力を N 〔W〕、伝送帯域幅を B 〔Hz〕及び伝送容量を R 〔bit/s〕とすると、加法性白色ガウス雑音条件において信頼性のある通信として任意に小さい誤り率で伝送できる伝送容量の上限は次式で表せる。

$$R = B \times \log_2\{1 + (C/N)\} \quad \dots \quad \text{①}$$

- (2) また、受信1〔bit〕あたりのエネルギーを E_b 〔J〕、1〔Hz〕あたりの雑音電力密度を N_0 〔W〕とすると、変調方式の加法性白色ガウス雑音に対する強さは、すべて受信機の E_b/N_0 で決まる。

- (3) シンボル長を T 〔s〕及び1シンボル当たりのビット数を n 〔bit〕とすると、 T の期間におけるエネルギーは、□ A □ と表せる。また、 R は、□ B □ と表せ、 N と雑音電力密度 N_0 との関係は、 $N = N_0 B$ であるから、 C/N は次式で表せる。

$$C/N = \text{□ C □} \quad \dots \quad \text{②}$$

- (4) ②式を①式に代入して整理すると、 R/B の上限は次式で表せる。なお、 R/B は、周波数利用効率であり、単位は〔bit/s/Hz〕である。

$$R/B = \log_2\{1 + \text{□ C □}\} \quad \dots \quad \text{③}$$

- (5) B を増大していくと、 B に比例して雑音電力 N も増大するため、③式から、 B を大きくした極限、すなわち $(R/B) \rightarrow 0$ において、 $E_b/N_0 \rightleftharpoons -1.6$ 〔dB〕となる。よって、伝送可能な情報量は有限であり、理論的に E_b/N_0 が最低でも -1.6 〔dB〕を超えていなければ、信頼性のある通信はできない。

	A	B	C
1	$n E_b/3$	n/T	$E_b R / (3 N_0 B)$
2	$n E_b/2$	T/n	$E_b / (2 N_0 B R)$
3	$n E_b/2$	n/T	$E_b R / (2 N_0 B)$
4	$n E_b$	T/n	$E_b / (N_0 B R)$
5	$n E_b$	n/T	$E_b R / (N_0 B)$

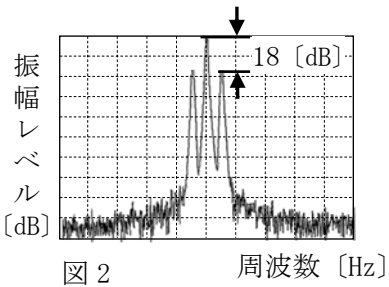
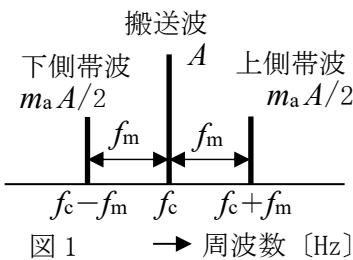
A-17 次の記述は、スペクトルアナライザを用いたAM(A3E)送信機の変調度測定の一例について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、搬送波振幅を A [V]、搬送波周波数を f_c [Hz]、変調信号周波数を f_m [Hz]、変調度を $m_a \times 100$ [%] 及び $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

- (1) 正弦波の変調信号で振幅変調された電波の周波数スペクトルは、原理的に図 1 に示すように周波数軸上に搬送波と上側帯波及び下側帯波の周波数成分となる。この振幅変調された電波 E_{AM} [V] は、次式で示される。

$$E_{AM}=A\cos(2\pi f_c t)+(m_a A/2)\cos\{2\pi(f_c+f_m)t\}+(m_a A/2)\cos\{2\pi(f_c-f_m)t\} \text{ [V]}$$

- (2) 上下側帯波の振幅 $m_a A/2$ [V] を S [V] とすると m_a は、 $m_a = \square A$ で示される。
 (3) よって、例えば、図 2 の測定例の画面上の搬送波と上下側帯波の振幅の差が、18 [dB] の時の変調度は、 $\square B$ [%] となる。

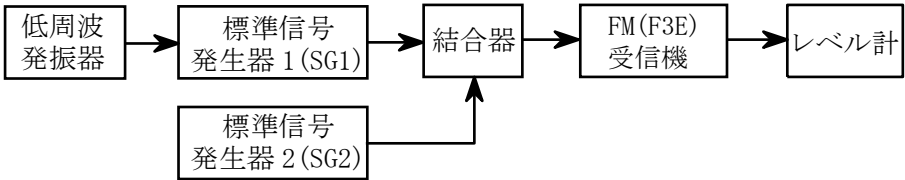
	A	B
1	$2S/A$	30
2	$2S/A$	25
3	$2S/A$	20
4	S/A	30
5	S/A	25



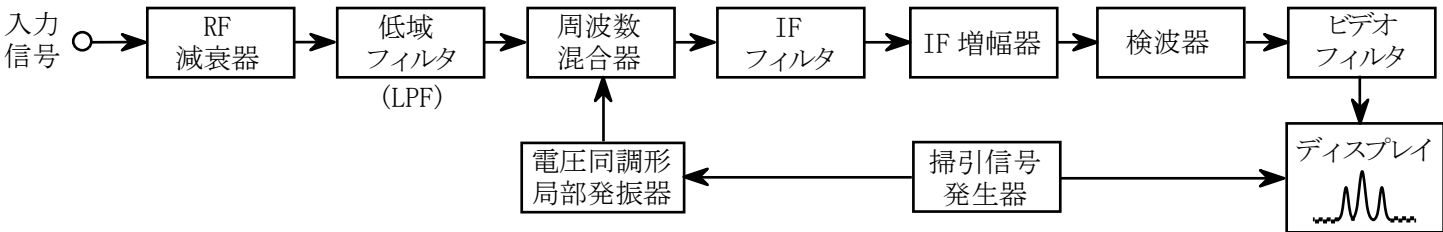
A-18 次の記述は、FM(F3E)受信機の相互変調特性の測定法について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、法令等で、希望波信号のない状態で相互変調を生ずる関係にある各妨害波を入力電圧1.78 [mV] で加えた場合において、雑音抑圧が20 [dB] 以下及び周波数割当間隔を Δf [Hz] として規定されているものとする。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 図に示す構成例において、SG2の出力を $\square A$ とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、規定の変調状態とする。この状態で、受信機に20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力が得られるように受信機の出力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
 (2) SG1及びSG2を妨害波として接(ON)とし、SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] (規定の周波数割当間隔)高い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より $\square B$ [Hz] 高い値に設定する。
 (3) SG1及びSG2を無変調とし、各々の出力電圧を等しい値に保ちながら変化させ、受信機の復調出力(雑音)が(1)で測定した値より20 [dB] 低い値となるときの妨害波の受信機入力電圧を求める。
 (4) SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] 低い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より $\square B$ [Hz] 低い値に設定し、(3)と同様の測定を行う。試験結果として上、下妨害波のそれぞれの受信機入力電圧を [mV] 単位で記載し、1.78 [mV] $\square C$ であることを確認する。

	A	B	C
1	接(ON)	$2\Delta f$	以上
2	接(ON)	$3\Delta f$	以下
3	断(OFF)	$3\Delta f$	以下
4	断(OFF)	$2\Delta f$	以上
5	断(OFF)	$3\Delta f$	以上



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 $\square A$ 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 $\square B$ 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 $\square C$ 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 $\square D$ 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	低域	短く	高く	帯域フィルタ (BPF)
2	低域	長く	低く	低域フィルタ (LPF)
3	IF	長く	低く	低域フィルタ (LPF)
4	IF	短く	高く	高域フィルタ (HPF)
5	IF	長く	高く	帯域フィルタ (BPF)

A-20 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計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、サーミスタのマイクロ波における表皮効果及び直流電流計の内部抵抗は無視するとともに、導波管回路は整合がとれているものとする。

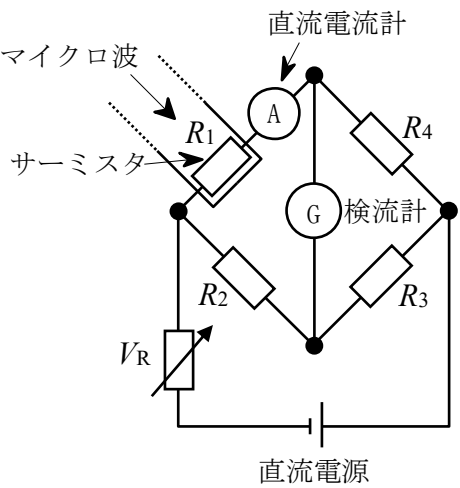
- (1) サーミスタ電力計は、□ A □ 程度までの電力の測定に適している。
- (2) 導波管に取り付けられ、直流ブリッジ回路の一边を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 の値は、サーミスタに加わったマイクロ波電力及びブリッジの直流電流に応じて変化する。マイクロ波が加わらないとき、可変抵抗器 V_R により R_1 を流れる電流を調整してブリッジ回路の平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を I_1 [A] とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_1 は、次式で表される。

$$P_1 = \text{□ B □} \text{ [W]}$$

- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化しブリッジ回路の平衡がくずれるので、再び V_R を調整して平衡をとる。このときの直流電流計の指示値を I_2 [A] とすると、 R_1 に加わったマイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = \text{□ C □} \text{ [W]}$$

	A	B	C
1	10 [mW]	$I_1^2 R_2 R_4 / R_3$	$(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_4 / R_3$
2	10 [mW]	$I_1^2 R_3 R_4 / R_2$	$(I_1^2 - I_2^2) R_3 R_4 / R_2$
3	10 [mW]	$I_1^2 R_2 R_3 / R_4$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 R_3 / R_4$
4	10 [W]	$I_1^2 R_3 R_4 / R_2$	$(I_1^2 - I_2^2) R_3 R_4 / R_2$
5	10 [W]	$I_1^2 R_2 R_4 / R_3$	$(I_1 - I_2)^2 R_2 R_4 / R_3$

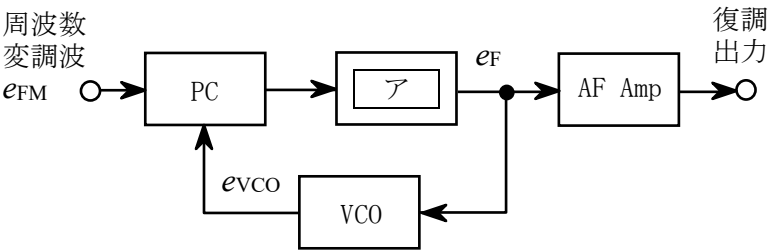


B-1 次の記述は、無線送受信機で発生するひずみについて述べたものである。このうち正しいものを1、誤っているものを2として解答せよ。

- ア 非直線ひずみのうち、混変調の原因になるのは主として偶数次(2次、4次、6次・・・)の変調積により発生するひずみである。
- イ 非直線回路は、周波数変調や位相変調された信号に対してはひずみを発生させるが、振幅変調された信号に対してはひずみを発生させない。
- ウ 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でない群遅延ひずみの総称である。
- エ 非直線ひずみは、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。
- オ 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負帰還を施すことなどがある。

B-2 次の記述は、図に示す位相同期ループ(PLL)検波器の原理的な構成例において、周波数変調(FM)波の復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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

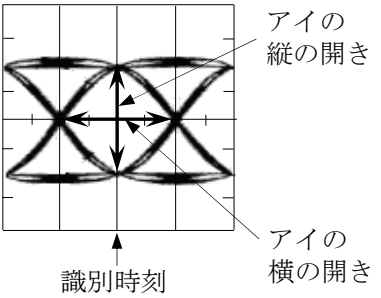
- (1) 位相比較器(PC)の出力は、□ ア □ を通して、周波数変調波 e_{FM} 及び電圧制御発振器(VCO)の出力 e_{VCO} との □ イ □ 差に比例した □ ウ □ 出力する。
- (2) e_{FM} の周波数が PLL の周波数引込み範囲(キャプチャレンジ)内のとき、 e_F は、 e_{FM} と e_{VCO} の □ イ □ が一致するように、VCO を制御する。 e_{FM} が無変調で、 e_{FM} と e_{VCO} の □ イ □ が一致して PLL が同期(ロック)すると、□ ア □ の出力電圧 e_F の電圧は、□ エ □ になる。
- (3) e_{FM} の周波数が同期保持範囲(ロックレンジ)内において変化すると、 e_F の電圧は、 e_{FM} の周波数偏移に □ オ □ して変化するので、低周波増幅器(AF Amp)を通して復調出力を得ることができる。



1 低域フィルタ (LPF)	2 反比例	3 零	4 位相	5 振幅
6 高域フィルタ (HPF)	7 比例	8 高周波成分 e_F を	9 誤差電圧 e_F を	10 最大

B-3 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、オシロスコー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。
- エ 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。
- オ アイパターンを観測することにより受信信号の雑音に対する余裕(マージン)を知ることができる。

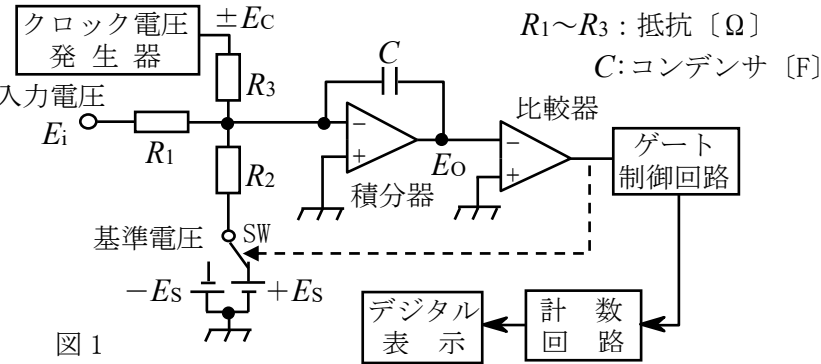


B-4 次の記述は、図に示す帰還形パルス幅変調方式を用いたデジタル電圧計の原理的な動作等について述べたものである。
□ 内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、入力電圧を $+E_i$ [V]、周期 T [s] の方形波クロック電圧を $\pm E_c$ [V]、基準電圧を $+E_s$ 、 $-E_s$ [V]、積分器出力電圧(比較器入力電圧)を E_o [V] とする。また、 R_1 の抵抗値は R_2 の抵抗値と等しいものとし、回路は理想的に動作するものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

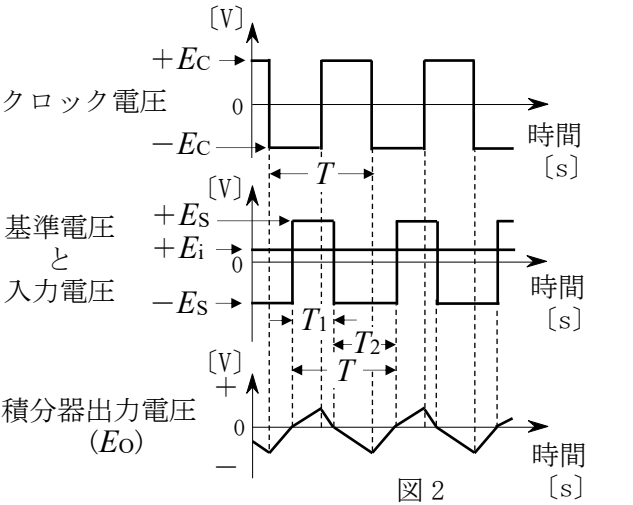
- (1) $+E_i$ 、 $\pm E_c$ 及び比較器出力により交互に切り換えられる $+E_s$ 、 $-E_s$ は、共に積分器に加えられる。比較器は、積分器出力 E_o を零レベルと比較し、 $E_o > 0$ のときには $+E_s$ が、 $E_o < 0$ のときには $-E_s$ が、それぞれ積分器に負帰還されるようにスイッチ(SW)を駆動する。
- (2) SWが $+E_s$ 側または $-E_s$ 側に接している期間は、□ ア □ 電圧の大きさによって変化し、その1周期にわたる平均値が、ちょうど □ ア □ 電圧と打ち消しあうところで平衡状態になる。すなわち、SWを開閉するパルスが □ ア □ 電圧によってパルス幅変調を受けたことになる。SWが $+E_s$ 側に接している期間を図2に示す □ イ □ [s]、 $-E_s$ 側に接している期間を図2に示す □ ウ □ [s] とすれば、平衡状態では、次式が成り立つ。

$$T \times E_i = (T_2 - T_1) \times \text{□ エ □} \cdots \text{①}$$

- (3) ①式で、 E_i は、 $(T_2 - T_1)$ に比例するので、例えば、 $(T_2 - T_1)$ の時間を計数回路でカウントすれば、 E_i をデジタル的に表示できる。この方式の確度を決める最も重要な要素は、原理的に $+E_s$ 、 $-E_s$ と □ オ □ である。

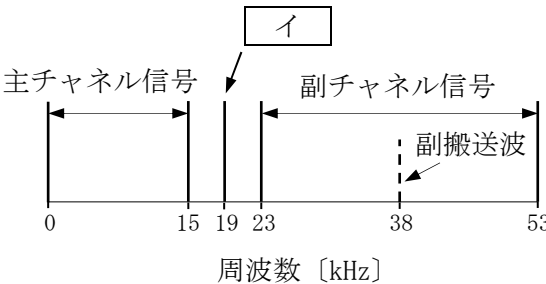


- | | | | | |
|--------|----------|----------|---------|--------------|
| 1 入力 | 2 $2T_1$ | 3 $2T_2$ | 4 E_s | 5 R_1, R_2 |
| 6 クロック | 7 T_1 | 8 T_2 | 9 E_c | 10 C |



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