

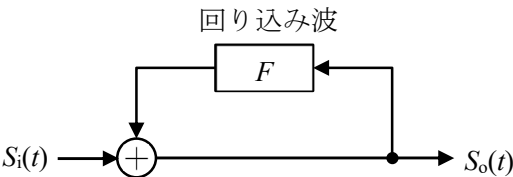
第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

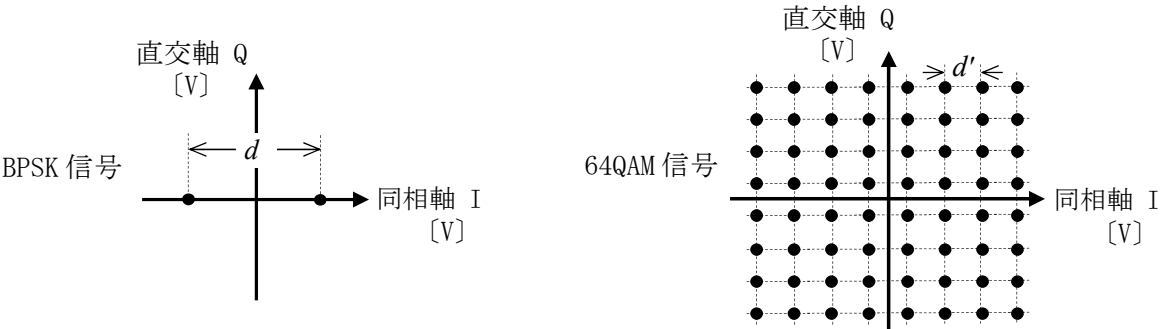
A-1 次の記述は、地上系デジタル放送波中継において SFN(Single Frequency Network)を構成した場合の回り込みの影響について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、回り込み波を 1 波、回り込みの影響はサブキャリア毎に独立、回り込み波の主波に対する遅延時間はガードインターバル長より短く、 e は自然対数の底とする。

- (1) 送受で同一の周波数を用いる SFN では、中継局の送信アンテナから放射された電波の一部が受信アンテナに回り込むフィードバックループが形成されると、中継器を発振させたり伝送特性を大きく劣化させたりする恐れがある。
- (2) 図に示す放送波中継 SFN の回り込みモデルにおいて、親局からの主波 $S_i(t)$ の周波数 f における複素表示を $e^{j2\pi ft}$ 、合成波を $S_o(t)$ 、回り込み特性を F 、合成波に対する単一の回り込み波の振幅比を r 、遅延時間差を t_d 、位相差を θ とし、 $S_o(t)=S_i(t)+F S_o(t)$ 、 $F = r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}$ が成り立つとすると、 $S_o(t) = [\text{A}] e^{j2\pi f t}$ となる。
- (3) したがって、合成波の周波数特性 $A(f)$ は $A(f) = \text{B}$ となり、 C の周期で振幅リプルが生じ、等価 CNR の劣化やループ発振の可能性もある。そのため、低サイドロープの受信アンテナによる回り込み波の低減や回り込みキャンセラ等により、回り込み D/U を改善する必要がある。

A	B	C
1 $1/\{1 - r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}\}$	$1/\sqrt{1 + 2r \cos(\theta - 2\pi f t_d) + r^2}$	$1/t_d$
2 $1/\{1 - r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}\}$	$1/\sqrt{1 - 2r \cos(\theta - 2\pi f t_d) + r^2}$	$1/t_d$
3 $1/\{1 - r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}\}$	$1/\sqrt{1 - 2r \cos(\theta - 2\pi f t_d) + r^2}$	$1/(2t_d)$
4 $1/\{1 + r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}\}$	$1/\sqrt{1 + 2r \cos(\theta - 2\pi f t_d) + r^2}$	$1/(2t_d)$
5 $1/\{1 + r e^{j(\theta-2\pi f t_d)}\}$	$1/\sqrt{1 + 2r \cos(\theta - 2\pi f t_d) + r^2}$	$1/t_d$

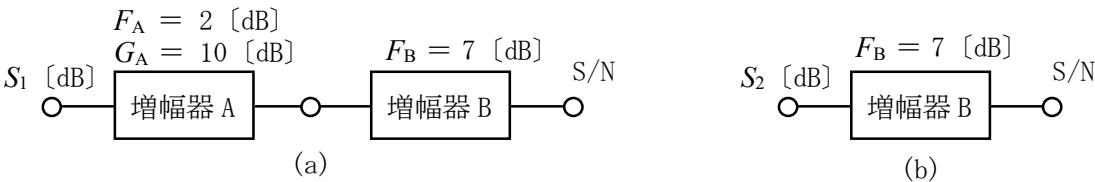


A-2 図に示す一般的な信号点配置の BPSK 信号及び 64QAM 信号を、それぞれ同一の伝送路を通して受信したとき、それぞれの信号点間距離 d と d' を等しくするために必要な 64QAM 信号の送信電力(平均電力)の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、BPSK 信号の送信電力(平均電力)を P [W] とする。また、BPSK 信号及び 64QAM 信号それぞれの各信号点は、等確率で発生するものとする。



- 1 $7 P$ [W] 2 $16 P$ [W] 3 $42 P$ [W] 4 $49 P$ [W] 5 $64 P$ [W]

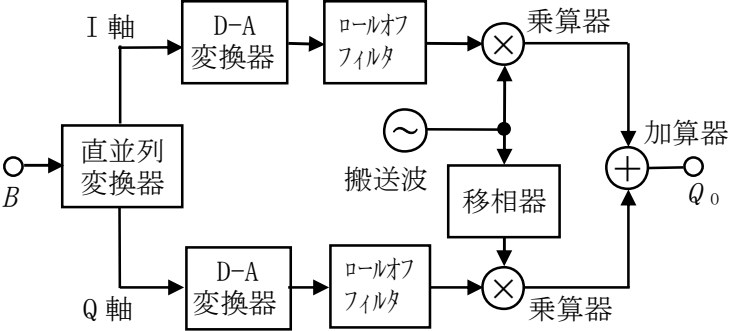
A-3 図(a)及び(b)に示す二つの回路の出力の信号対雑音比(S/N)が等しいとき、それぞれの入力信号レベルを S_1 [dB] 及び S_2 [dB] とすれば、 $S_2 - S_1$ の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各増幅器の入出力端は整合しており、両回路の入力雑音は、熱雑音のみとする。また、「増幅器 A」の雑音指数 F_A と利得 G_A をそれぞれ 2 [dB] 及び 10 [dB]、「増幅器 B」の雑音指数 F_B を 7 [dB] とし、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。なお、図(a)の回路と図(b)の回路の帯域幅は、同一とする。



- 1 2 [dB] 2 3 [dB] 3 4 [dB] 4 6 [dB] 5 7 [dB]

A-4 図に示す 16QAM 変調器の原理的な構成例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。

- 1 入力デジタル信号 B は 4 [bit] ごとに直並列変換が行われ、そのうち 2 [bit] が I 軸に、残りの 2 [bit] が Q 軸に割り当てられることで、D-A 変換器の出力は、それぞれ 4 値のレベルをもつ信号となる。
- 2 D-A 変換された信号はロールオフフィルタにより高周波成分を取り除いた信号に成形することで、変調後のスペクトルの帯域外放射を低減する。
- 3 I 軸と Q 軸のロールオフフィルタ出力信号に、位相が $\pi/4$ [rad] 異なる搬送波を乗算することで、互いに直交する 2 つの振幅変調波となる。
- 4 I 軸と Q 軸のそれぞれの乗算器の出力を加算器にて加算（合成）した 16QAM 信号 Q_0 は、3 種類の振幅と 12 種類の位相に変化する変調波となる。
- 5 16QAM 信号 Q_0 のシンボルレートは、デジタル信号 B のビットレートの 4 分の 1 である。



A-5 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、最大周波数偏移を f_d [Hz]、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 [dB] は、 $I = 10 \log_{10} \{3 f_d^2 B / (2 f_p^3)\}$ で表せるものとし、変調指数 (真数) を 3、 B を 20 [kHz]、 f_p を 3 [kHz] とする。また、 $\log_{10} 3 = 0.5$ とする。

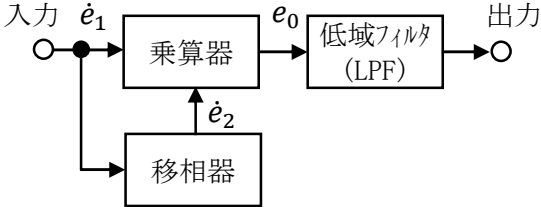
- 1 10 [dB] 2 14 [dB] 3 16 [dB] 4 20 [dB] 5 24 [dB]

A-6 次の記述は、OFDM (直交周波数分割多重) 信号を正しく受信するために必要な同期の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。

- (1) OFDM 信号の受信に必要な同期処理としては、送信側のシンボルの区切りと同じタイミングを検出するためのシンボルに対する同期、送信側で送られた搬送波と同一周波数にするための搬送波周波数に対する同期及び □ A □ サンプル周波数に対する同期がそれぞれ必要である。
- (2) シンボルに対する同期は、シンボルの前後にある同じ情報を利用してとることができる。具体的な方法としては、受信した OFDM 信号と、それを 1 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり積分すれば、遅延させた信号のシンボルのガードインターバル期間のみは、受信した OFDM 信号のシンボルの後半の一部分と相関が □ B □ ため出力が現れる。この相関値を演算し、ピークを求めることによってシンボルの区切りを検出できる。
- (3) 搬送波周波数に対する同期及びサンプル周波数に対する同期は、(2) と同様にガードインターバル期間の相関を利用し、搬送波周波数及びサンプル周波数の誤差によって生じる信号間の □ C □ の差を利用してとることができる。

	A	B	C
1	FFT	ある (同じ波形)	位相
2	FFT	ない (違う波形)	振幅
3	IFFT	ある (同じ波形)	位相
4	IFFT	ある (同じ波形)	振幅
5	IFFT	ない (違う波形)	位相

A-7 次の記述は、図に示すクワドラチャ検波器の原理的な構成例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、入力の周波数変調波を $\dot{e}_1$ 、移相器の出力を $\dot{e}_2$ 、乗算器の出力を e_0 とし、移相器は理想的に動作するものとする。



- 1 $\dot{e}_1$ の周波数が搬送波の周波数に等しいとき、 $\dot{e}_2$ の移相量が π [rad] になるようにする。
- 2 e_0 の一周期における平均レベルは、 $\dot{e}_1$ の周波数偏移に応じて変化するので、低域フィルタ (LPF) を通すと信号波が得られる。
- 3 原理的に、 $\dot{e}_1$ 及び $\dot{e}_2$ の波形は正弦波である必要はなく、振幅制限された矩形波としてもよい。
- 4 一般的に $\dot{e}_2$ の移相特性は、 $\dot{e}_1$ の周波数が高くなると e_0 の衝撃係数 (デューティレシオ) が大きくなるような特性を持つ。
- 5 $\dot{e}_1$ の周波数が搬送波の周波数の近傍では、 $\dot{e}_2$ の移相量は $\dot{e}_1$ の周波数偏移に応じて変化する。

A-8 次の記述は、インバータを基本構成要素の一部とする無停電電源装置(UPS)の一般的な構成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 常時商用給電方式は、商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電を行う方式で、低損失で経済性に優れているが、通常時の電源品質は商用電源に依存する。
- 2 常時インバータ給電方式のうち常に商用電源と同期をとってインバータ側から給電する商用同期方式は、商用電源と非同期中にインバータ側から商用電源側に出力を切り替えると、出力電圧や位相が急変する可能性がある。
- 3 一括バイパス方式並列冗長システムは、複数のUPSを並列に接続したシステムで、負荷容量の電源供給に必要なUPSの台数Nに対して、N+1台のUPSを設置することで、UPS1台故障時に健全なUPSで継続して給電することが可能であるが、システム障害時に商用バイパス回路に無瞬断で切換え可能な無瞬断切換装置はシステムの共通部となっている。
- 4 ラインインタラクティブ方式は、平常時は商用電源側から給電する方式で、一定範囲内の電圧変動は電圧調整を行うことができ、補正範囲を超えた電圧変動や停電等の商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電する。
- 5 共通予備システムは、複数台の常用UPSに共通予備UPSを接続したシステムで、常用UPSの故障時に共通予備UPSによる給電が可能であるが、共通予備UPSと常用UPSは同一の容量に統一する必要がある。

A-9 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) 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 □ A □ は非導通である。 I_L が増加して抵抗 □ B □ [Ω] の両端の電圧が規定の電圧 V_S [V] より大きくなると、□ A □ が導通する。これにより制御用トランジスタ □ C □ 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) 出力電圧 V_O [V] が低下すると誤差増幅器のトランジスタ □ D □ のコレクタ電流が減少する。これにより制御用トランジスタ □ C □ のベース電位が上昇するので、 V_O の低下を抑えることができる。

	A	B	C	D
1	Tr2	R_4	Tr1	Tr3
2	Tr2	R_4	Tr3	Tr1
3	Tr3	R_4	Tr2	Tr1
4	Tr3	R_5	Tr1	Tr2
5	Tr3	R_5	Tr2	Tr1

V_i : 入力電圧 [V]
 V_O : 出力電圧 [V]
 I_L : 負荷電流 [A]
 $R_1 \sim R_5$: 抵抗 [Ω]
Tr1 ~ Tr3: トランジスタ
Dz: ツェナーダイオード

A-10 次の記述は、航空用 DME(距離測定装置)の原理的な構成例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、1 [nm] (nm:nautical mile)は、1,852 [m] とする。

- (1) 航空用 DME は、追跡の状態において、航行中の航空機に対し、既知の地点からの距離情報を連続的に与える装置であり、使用周波数帯は、□ A □ 帯である。
- (2) 地上 DME(トランスポンダ)は、航空機の機上 DME(インタロゲータ)から送信された質問信号を受信すると、質問信号と □ B □ 周波数の応答信号を自動的に送信する。
- (3) 図に示すように、インタロゲータの質問信号の送信から応答信号の受信までの時間が 300 [μs] のとき、トランスポンダの応答遅延時間を 50 [μs] とすると、航空機とトランスポンダとの距離は、約 □ C □ [nm] である。

	A	B	C
1	VHF	同一の	10
2	VHF	異なる	30
3	UHF	同一の	20
4	UHF	異なる	30
5	UHF	異なる	20

インタロゲータの送受信信号
トランスポンダの送受信信号

A-11 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 25 [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 1.6 [m²]、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。

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

A-12 次の記述は、フェージング対策等を利用されるダイバーシティの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。

- (1) フェージング伝送路では、受信レベル低下による C/N 劣化 (熱雑音誤り)、ランダム FM 雑音による位相変動、周波数選択性フェージングによる波形ひずみ等により伝送誤りが発生するが、このうちフェージングの周期が短く速い変動の場合に影響の大きい □ A □ は受信レベルを大きくしてもビット誤り率をある値以下に軽減することが困難な現象である。
- (2) これらの対策として、互いに相関が少ない複数のブランチ信号を合成・選択することにより受信特性を改善するダイバーシティの方式には選択合成、等利得合成、最大比合成があり、このうち □ B □ は各ブランチ信号を S/N 等に応じて重みづけ後、同相加算するもので、合成後の S/N を最大にすることが可能になり、原理上最も良い特性を得ることができる。
- (3) CDMA において、逆拡散を行う相関器出力を用いて分離した遅延時間の異なる複数の信号を同相化し、重みづけ加算することによって受信特性を改善する RAKE 受信は、□ C □ ダイバーシティの一種である。

A	B	C
1 周波数選択性フェージング	等利得合成	ルート
2 周波数選択性フェージング	最大比合成	パス
3 ランダム FM 雑音	等利得合成	パス
4 ランダム FM 雑音	最大比合成	パス
5 ランダム FM 雑音	等利得合成	ルート

A-13 次の記述は、SCPC方式の衛星通信の中継器などに用いられる電力増幅器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) 電力効率を良くするために増幅器が非線形領域で動作するように設計されていると、相互変調積が生じて信号と異なる周波数帯の成分が生じる。このため、単一波を入力したときの飽和出力電力に比べて、複数波を入力したときの帯域内の各波の飽和出力電力の □ A □ 。
- (2) 増幅器の動作点の状態を示す入力バックオフは、単一波を入力したときの飽和 □ B □ P_1 [W] と複数波の全入力電力 P_2 [W] との比 P_1/P_2 をデシベルで表したものである。
- (3) 相互変調積などの影響を軽減するには、入力バックオフを □ C □ することなどがあるが、あまり入力バックオフを □ C □ してしまうと、中継器の電力利用効率を低下させてしまう。

A	B	C
1 総和は減少する	入力電力	大きく
2 総和は減少する	入力電力	小さく
3 総和は減少する	出力電力	小さく
4 総和は増加する	入力電力	大きく
5 総和は増加する	出力電力	小さく

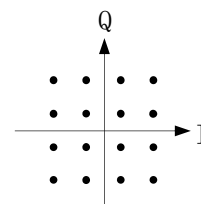
A-14 デジタル変調波の無ひずみ伝送において、伝送可能なデジタル信号の最大の伝送速度 (ビットレート) として正しいものを下の番号から選べ。ただし、無ひずみ伝送に必要な周波数帯域幅を 6 [MHz]、変調方式を 64QAM 及び帯域制限に用いるロールオフフィルタの帯域制限の傾斜の程度を示す係数 (ロールオフ率) α を 0.2 とする。また、ロールオフフィルタへの入力信号は、伝送するデジタル信号を直並列変換した 3 [bit] の I 及び Q 信号をそれぞれ D-A 変換した 8 値の信号であり、デジタル変調波は、ロールオフフィルタの出力信号で搬送波を直交変調することによって得られるものである。

- 1 14.4 [Mbps] 2 20.0 [Mbps] 3 28.8 [Mbps] 4 30.0 [Mbps] 5 43.2 [Mbps]

A-15 OFDM(直交周波数分割多重)において原理的に伝送可能な情報の伝送速度(ビットレート)の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、情報を伝送するサブキャリアの個数を50個、変調方式を64QAM及び有効シンボル期間長を4[μs]とし、ガードインターバル比を1/4及び情報の誤り訂正の符号化率を1/2とする。

- 1 10 [Mbps] 2 20 [Mbps] 3 30 [Mbps] 4 40 [Mbps] 5 60 [Mbps]

A-16 図に示す信号点配置の16QAM信号のシンボル誤り率 SE_{16QAM} が、搬送周波数帯における信号対雑音電力比 CNR 及び誤差補関数 erfc を用いた式として、 $SE_{16QAM} = (3/2) \text{erfc}(\sqrt{CNR/10})$ で表せるとき、1ビット当たりの信号電力と1[Hz]当たりの雑音電力の比 E_b/N_0 を用いたビット誤り率 BE_{16QAM} を表す近似式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ビットの割り当て(マッピング)をグレイコード配置とし、検波方式は、同期検波とする。



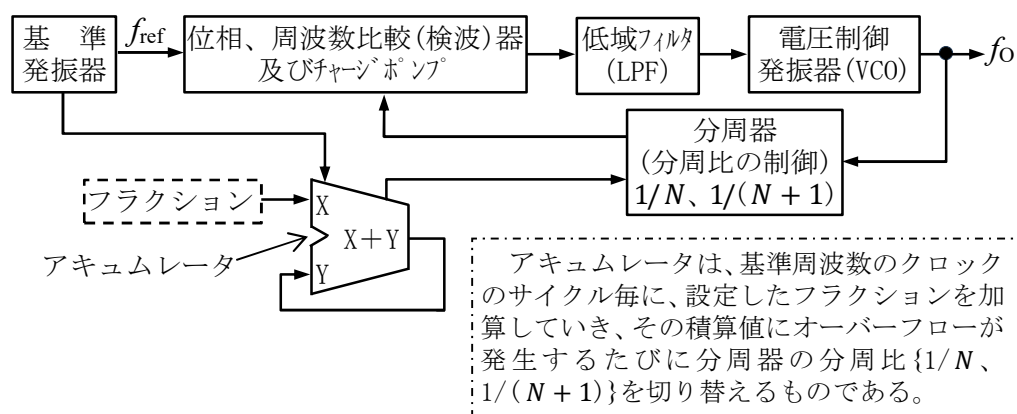
- 1 $\frac{3}{32} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{10N_0}}\right)$ 2 $\frac{3}{32} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{8E_b}{5N_0}}\right)$ 3 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{10N_0}}\right)$ 4 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{2E_b}{5N_0}}\right)$ 5 $\frac{3}{8} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{8E_b}{5N_0}}\right)$

A-17 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。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、 $f_0 = (N + \text{A}) f_{\text{ref}}$ [Hz] で表される。ここで A は、フラクションと呼ぶ。
- (2) 例えば、 $f_{\text{ref}} = 10$ [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、非整数による分周比となる。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 $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$	4	6
2 $\frac{T_N}{T_N + T_{N+1}}$	6	4
3 $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	4	6
4 $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	5	5
5 $\frac{T_{N+1}}{T_N + T_{N+1}}$	6	4



A-18 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、 $m_a = \text{A}$ 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、12 [dB] の時の変調度は、 B [%] となる。

A	B
1 $2S/A$	50
2 $2S/A$	25
3 $2S/A$	10
4 S/A	50
5 S/A	25

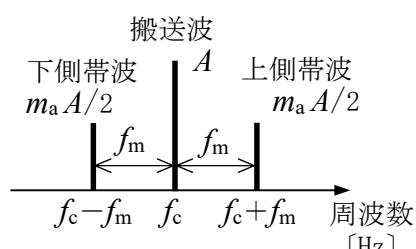


図1

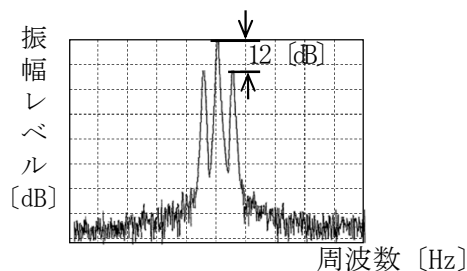


図2

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、その高周波成分が広い周波数範囲に分布しているため、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。

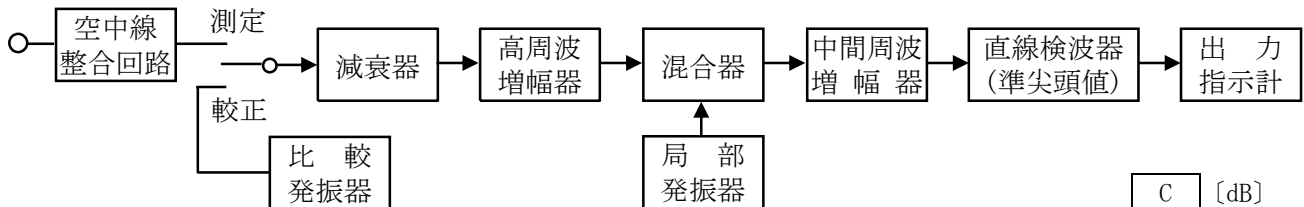


図 1

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

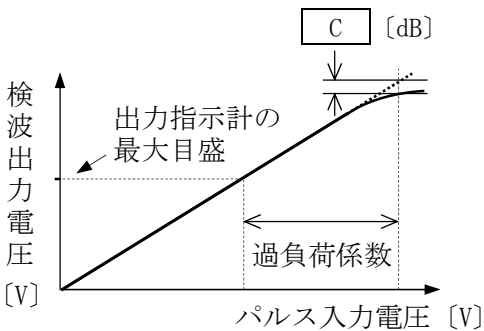
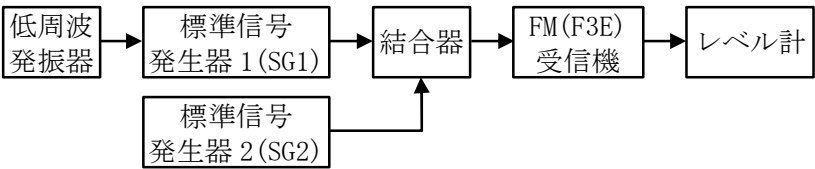


図 2 パルス入力電圧に対する検波出力電圧

A-20 次の記述は、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じる関係にある各妨害波を受信機入力電圧 1.78 [mV] で加えた場合において、雑音抑圧が20 [dB] 以下と規定されており、また、周波数割当間隔(妨害波を含む)は Δf [Hz] 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。

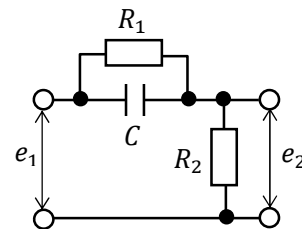
- (1) 図に示す構成例において、SG2の出力を断(OFF)とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、規定の変調状態とする。この状態で、受信機に20 [dB μ V] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力が得られるように受信機の出力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (2) SG1及びSG2を妨害波として接(ON)とし、SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] (規定の周波数割当間隔)高い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より □ A □ [Hz] 高い値に設定する。
- (3) SG1及びSG2を □ B □ 状態とし、それぞれの出力電圧が等しい値になるよう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 □ A □ [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] □ C □ であることを確認する。
- (5) この測定においては、各標準信号発生器 (SG) 間の結合によりSG内部で発生する相互変調を防止することが必要であり、また、法令等で受信機入力電圧は受信機入力端子における信号源の □ D □ 電圧とされている。

A	B	C	D
1 $3\Delta f$	規定の変調	以下	終端
2 $3\Delta f$	無変調	以上	開放
3 $2\Delta f$	規定の変調	以下	終端
4 $2\Delta f$	無変調	以上	終端
5 $2\Delta f$	無変調	以上	開放



B-1 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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (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 □ア□ を強調(プレエンファシス)し、受信機で復調した後にプレエンファシスの逆の特性で □ア□ を低減(ディエンファシス)することである。
- (2) 例えば図に示すプレエンファシス回路において、 $\tau = CR_1$ 、入力電圧を e_1 とすると、出力電圧 e_2 は、次式で表される。 $e_2 = e_1 R_2 (1 + j\omega\tau) /$ □イ□
- (3) $\omega = 0$ のときの e_2 を e_{20} とすると、電圧比 e_2/e_{20} は、周波数特性 $Fp(\omega)$ として次式で表せる。 $Fp(\omega) = e_2/e_{20} = (1 + j\omega\tau) /$ □ウ□ …… ①
- (4) ここで、 $\{\omega\tau R_2 / (R_1 + R_2)\} \ll 1$ ならば、①式の大きさは次式で表せる。 $|Fp(\omega)| =$ □エ□ …………… ②
- (5) ②式は、プレ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ディ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。ディエンファシス回路は、一種の積分回路であり、その周波数特性 $Fd(\omega)$ の大きさは次式で表せる。

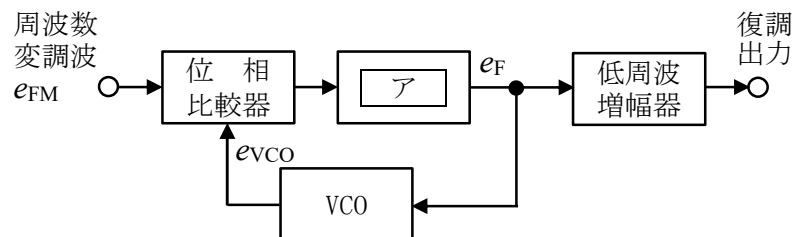


$$|Fd(\omega)| = \text{□オ□}$$

- | | | | | |
|--------|------------------------------------|--|-------------------------------|----------------------------------|
| 1 高域成分 | 2 $\{R_1 + R_2(1 + j\omega\tau)\}$ | 3 $[1 - j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$ | 4 $\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ | 5 $1/\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ |
| 6 低域成分 | 7 $\{R_1 - R_2(1 + j\omega\tau)\}$ | 8 $[1 + j\omega\tau\{R_2/(R_1 + R_2)\}]$ | 9 $\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}$ | 10 $1/\sqrt{1 - (\omega\tau)^2}$ |

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□ なる。
- (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、□ア□ の出力 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、 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} の周波数偏移到 □オ□ して変化するので、低周波増幅器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 振幅 | 3 VCO制御電圧 e_F と | 4 零 | 5 反比例 |
| 6 高域フィルタ(HPF) | 7 位相 | 8 中間周波成分 e_F と | 9 最大 | 10 比例 |

B-3 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)等の基本的な概念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) 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 □ア□ 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) 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 □ウ□ 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。
- (3) マーカ・ビーコンは、滑走路進入端から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 □エ□ の情報を与えるためのもので、マーカ・ビーコンの代わりに □オ□ が設置される空港では、マーカ・ビーコンの一部又は全部が省略されることがある。

- | | | | | |
|----------------------------|-------|----------------------------|------|--------|
| 1 右側では150 [Hz]、左側では90 [Hz] | 2 UHF | 3 下側では150 [Hz]、上側では90 [Hz] | 4 方位 | 5 NDB |
| 6 右側では90 [Hz]、左側では150 [Hz] | 7 VHF | 8 下側では90 [Hz]、上側では150 [Hz] | 9 距離 | 10 DME |

B-4 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、加法的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。

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

- (2) また、受信 1 [bit] あたりのエネルギーを E_b [J/bit]、1 [Hz] 当たりの雑音電力密度を N_0 [W/Hz] とすると、変調方式の加法的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 □ア□ と表せる。また、 N と N_0 の関係は $N =$ □イ□、 C と E_b の関係は $C =$ □ウ□ であり、 n/T は 1 秒あたり伝送できるビット数 (伝送容量) を表していることから C/N は次式で表せる。

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

- (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。

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

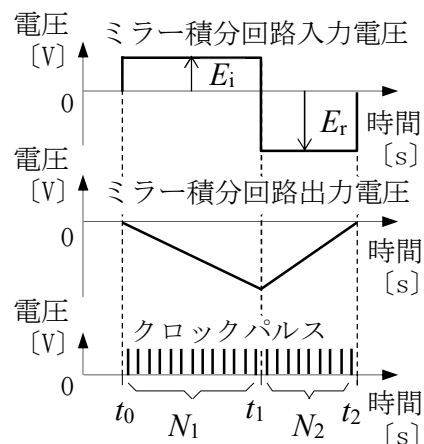
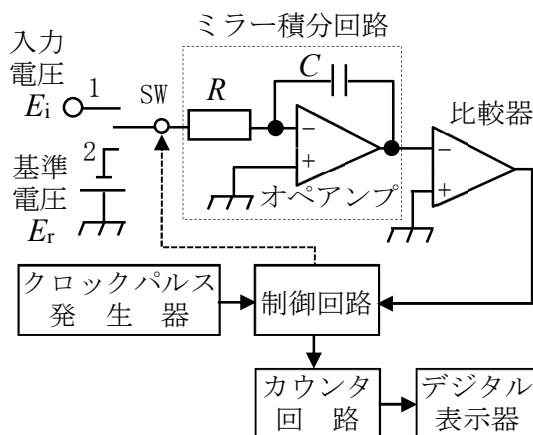
- (5) B を増大していくと、 B に比例して雑音電力 N も増大するため、③式から、 B を大きくした極限、すなわち $(R/B) \rightarrow 0$ において、 $E_b/N_0 \asymp$ □オ□ [dB] となる。よって、伝送可能な情報量は有限であり、理論的に E_b/N_0 が最低でも □オ□ [dB] を超えていなければ、信頼性のある通信はできない。

- | | | | | |
|-----------|-----------|-------------|-------------------|---------|
| 1 E_b/n | 2 N_0/B | 3 $n E_b/T$ | 4 $E_b R/(N_0 B)$ | 5 -1.6 |
| 6 $n E_b$ | 7 $N_0 B$ | 8 $T E_b/n$ | 9 $E_b B/(N_0 R)$ | 10 -0.6 |

B-5 次の記述は、図に示す二重積分方式(デュアルスロープ形)デジタル电压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。

- (1) スイッチSWを1に入れ、正の入力直流电压 E_i をミラー積分回路に加えると、その出力电压が零から □ア□ に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。
- (2) 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 □イ□ の基準电压 E_r を加える。
- (3) ミラー積分回路の出力电压は、 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 $E_i =$ □ウ□ で表すことができる。
- (4) 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 □エ□。また、周期性の雑音が入力电压に加わったとき、 E_i の積分期間を雑音周期の □オ□ にすることにより影響を打ち消すことができる。



- | | | | | |
|-------|-------|-----------------|-------|----------|
| 1 正方向 | 2 逆極性 | 3 $E_r N_1/N_2$ | 4 する | 5 整数倍 |
| 6 負方向 | 7 同極性 | 8 $E_r N_2/N_1$ | 9 しない | 10 整数分の一 |