答案用紙記入上の注意：答案用紙のマーク欄には、正答と判断したものを一つだけマークすること。

FA701

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

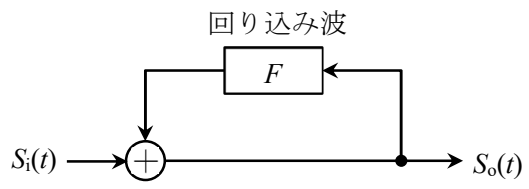
A－1　次の記述は、地上系デジタル放送波中継において SFN(Single Frequency Network)を行った場合の回り込みの影響について述べたものである。［　　］内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、回り込み波を 1 波、回り込みの影響はサブキャリア毎に独立、回り込み波の主波に対する遅延時間はガードインターバル長より短く、e は自然対数の底とする。

(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、$S_o(t)=S_i(t)+F\,S_o(t)$、$F = re^{j(\theta-2\pi ft_d)}$が成り立つとすると、$S_o(t)$＝［　A　］$e^{j2\pi ft}$となる。

(3)　したがって、合成波の周波数特性 $A(f)$は $A(f)$＝　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、低サイドローブ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	$1/\{1-re^{j(\theta-2\pi ft_d)}\}$	$1/\sqrt{1+2r\cos(\theta-2\pi ft_d)+r^2}$	$1/t_d$
2	$1/\{1-re^{j(\theta-2\pi ft_d)}\}$	$1/\sqrt{1-2r\cos(\theta-2\pi ft_d)+r^2}$	$1/(2t_d)$
3	$1/\{1-re^{j(\theta-2\pi ft_d)}\}$	$1/\sqrt{1-2r\cos(\theta-2\pi ft_d)+r^2}$	$1/t_d$
4	$1/\{1+re^{j(\theta-2\pi ft_d)}\}$	$1/\sqrt{1+2r\cos(\theta-2\pi ft_d)+r^2}$	$1/(2t_d)$
5	$1/\{1+re^{j(\theta-2\pi ft_d)}\}$	$1/\sqrt{1-2r\cos(\theta-2\pi ft_d)+r^2}$	$1/t_d$



A－2　OFDM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「2/3」とする。

1　15〔Mbps〕　　2　30〔Mbps〕　　3　40〔Mbps〕　　4　60〔Mbps〕　　5　80〔Mbps〕

A－3　次の記述は、図に示す構成例によるデジタル処理型のAM(A3E)送信機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、PA-1～ PA-23 は、それぞれ同一の電力増幅器(PA)であり、100％変調時には、全てのPAが動作するものとし、D/A変換の役目をする電力加算部、帯域フィルタ(BPF)は、理想的に動作するものとする。また、搬送波を波形整形した矩形波の励振入力が加えられた各PAは、デジタル信号のビット情報により制御されるものであり、MSBは最上位ビット、LSBは最下位ビットである。なお、同じ記号の［　　］内には、同じ字句が入るものとする。

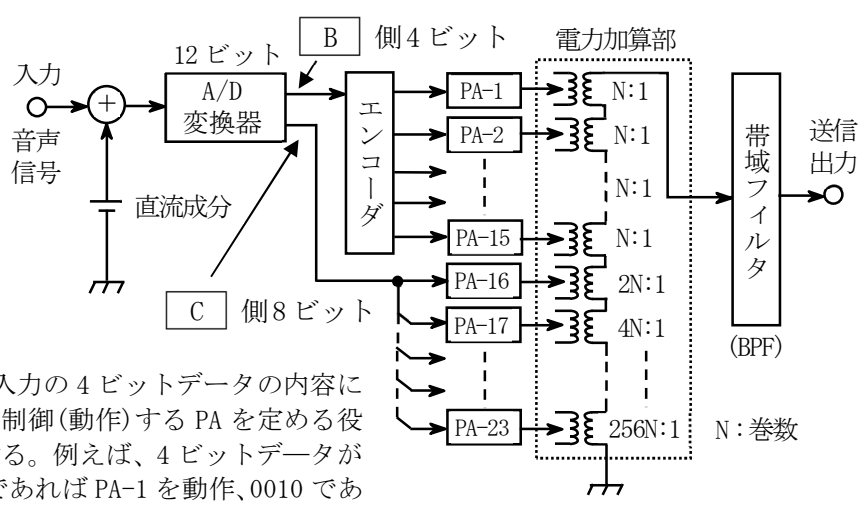
(1)　入力の音声信号に印加される直流成分は、無変調時の　A　を決定する。

(2)　直流成分が印加された音声信号は、12ビットのデジタル信号に変換され、おおまかな振幅情報を表す　B　側の4ビットと細かい振幅情報を表す　C　側の8ビットに分けられる。　B　側の4ビットは、エンコーダにより符号変換され、PA-1～ PA-15 に供給される。　C　側の8ビットは、符号変換しないで PA-16 ～ PA-23 に供給される。

(3)　PA-16 ～ PA-23 の出力は、図に示すように電力加算部のトランスの巻線比を変えて PA の負荷インピーダンスを変化させることにより、それぞれ 1/2、1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128、1/256 に重み付けされ、電力加算部で PA-1～ PA-15 の出力と合わせて電力加算される。その加算された出力は、BPF を通すことにより、振幅変調(A3E)された送信出力となる。

(4)　送信出力における無変調時の搬送波出力電力を 400〔W〕とした場合、PA-1～ PA-15 それぞれが分担する100％変調時の尖頭(ピーク)電力は、約　D　〔W〕となる。

	A	B	C	D
1	電力効率	LSB	MSB	200
2	電力効率	MSB	LSB	100
3	送信出力	MSB	LSB	100
4	送信出力	MSB	LSB	200
5	送信出力	LSB	MSB	100



エンコーダ：入力の 4 ビットデータの内容により、制御(動作)する PA を定める役目をする。例えば、4 ビットデータが 0001 であれば PA-1 を動作、0010 であれば PA-1 と PA-2 を動作、･･･、1111 であれば PA-1～PA-15 を動作させる。

PA-1～PA-23 ：スイッチング型電力増幅器

A－4　FM(F3E)波の占有周波数帯幅に含まれる側帯波の次数 n の最大値と占有周波数帯幅 B〔kHz〕の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調信号を周波数が 15〔kHz〕の単一正弦波とし、最大周波数偏移を 45〔kHz〕とする。また、m を変調指数としたときの第 1 種ベッセル関数 $J_n(m)$ の 2 乗値 $J_n^2(m)$ は表に示す値とし、n ＝ 0 は搬送波を表すものとする。

	n	B
1	4	80
2	4	100
3	4	120
4	5	100
5	5	80

n ＼ $J_n^2(m)$	$J_n^2(1)$	$J_n^2(2)$	$J_n^2(3)$	$J_n^2(4)$
0	0.5855	0.0501	0.0676	0.1577
1	0.1936	0.3326	0.1150	0.0044
2	0.0132	0.1245	0.2363	0.1326
3	0.0004	0.0166	0.0955	0.1850
4	0	0.0012	0.0174	0.0790
5	0	0	0.0019	0.0174

A－5　次の記述は、BPSK 変調信号 $s(t)$ に雑音(加法的白色ガウス雑音)が付加された受信信号 $r(t)$ を図の復調器構成によって同期検波したとき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。ただし、基準搬送波 $p(t)$ を $p(t) = 2\cos\omega_c t$ 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)　受信機で帯域制限された搬送波周波数帯における雑音 $n(t)$ は、その同相、直交成分をそれぞれ $n_I(t)$、$n_Q(t)$ とすると、狭帯域雑音として次式で表される。

$$n(t) = n_I(t) \times [\ \text{A}\ ] + n_Q(t) \times [\ \text{B}\ ]$$

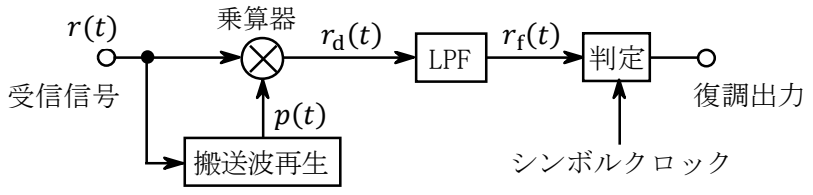
(2)　BPSK のデータ値によって $a(t)$ が±1 の値をとり、搬送波の角周波数を ω_c〔rad/s〕とすると、$s(t) = a(t)\cos\omega_c t$ で表せるものとして、$s(t)$ に $n(t)$ が付加された受信信号 $r(t)$ と $p(t)$ を乗積した信号 $r_d(t)$ は、次式で表される。

$$r_d(t) = r(t)\,p(t) = \{s(t) + n(t)\}\,p(t) = \{\ [\ \text{C}\ ]\ \} \times (1 + \cos 2\omega_c t) + n_Q(t)\sin 2\omega_c t$$

(3)　$r_f(t)$ は、$r_d(t)$ から低域フィルタ（LPF）によって 2 倍の周波数成分が除去された信号であり、次式で表される。

$$r_f(t) = [\ \text{C}\ ]$$

	A	B	C
1	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$
2	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
3	$\sin\omega_c t$	$\cos\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)/2 + n_Q(t)/2$
4	$\cos\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$a(t) + n_I(t) + n_Q(t)$
5	$\cos\omega_c t$	$\sin\omega_c t$	$a(t) + n_I(t)$



A－6　シングルスーパヘテロダイン受信機において、受信周波数が、2,800〔kHz〕のときの影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－7　次の記述は、各種デジタル変調方式の理論的な C/N 対 BER 特性(同期検波)等について述べたものである。図の①～⑥に示す特性のうち、BPSK、16PSK及び16QAMの特性の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、当該特性はフェージングの影響がなく加法的白色ガウス雑音のみが存在する伝搬環境を想定したものである。また、$\log_{10}2 = 0.3$とする。

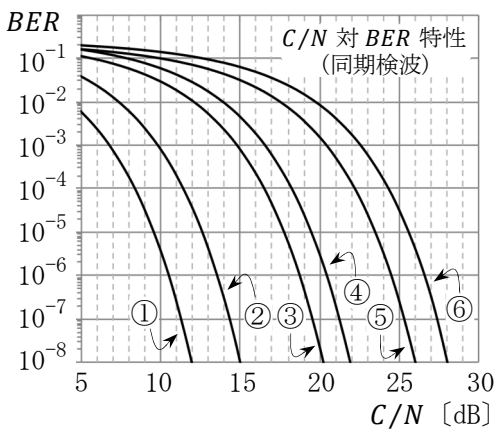
(1)　QPSK で、$BER = 1\times10^{-5}$ を達成するための所要 C/N は、約 12.6〔dB〕である。

(2)　$BER = 1\times10^{-8}$ を達成するための所要 C/N は、BPSK と 16PSK で約 14.2〔dB〕の差がある。

(3)　誤差補関数を用いた式として、C/N(真数)をパラメータとした BPSK の BER は、$(1/2)\mathrm{erfc}\left(\sqrt{C/N}\right)$、QPSK の BER は、$(1/2)\mathrm{erfc}\left(\sqrt{(C/N)/2}\right)$ で表せる。

(4)　16QAM で、$BER = 1\times10^{-8}$ を達成するための所要 E_b/N_0（ビットエネルギー対雑音電力密度比)は、約 15.9〔dB〕である。

(5)　16QAMにおけるC/N(真数)とE_b/N_0(真数)の関係は、$C/N = 4E_b/N_0$ である。



	BPSK	16PSK	16QAM
1	①	⑤	④
2	①	④	⑤
3	①	③	④
4	②	④	⑤
5	②	⑥	⑤

(FA701-2)

A－8　FM（F3E）受信機において、雑音指数が 10(真数)、等価雑音帯域幅が 20〔kHz〕及び周囲温度が 290〔K〕のときの限界受信レベル（スレッショルドレベル）の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、スレッショ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、雑音は受信機内部で発生する連続性雑音のみでその尖頭電圧は実効値の 4 倍とし、搬送波は正弦波とする。また、ボルツマン定数 k を 1.38×10^{-23}〔J/K〕、$\log_{10}2 = 0.3$ とする。

1　－112〔dBm〕　　2　－117〔dBm〕　　3　－126〔dBm〕　　4　－147〔dBm〕　　5　－156〔dBm〕

A－9　次の記述は、鉛蓄電池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。

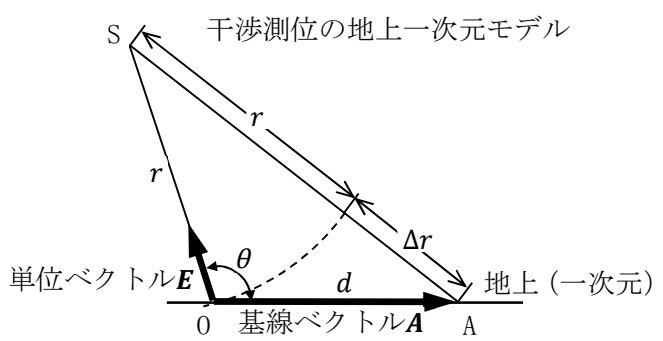
1　準定電流充電は、整流電源(直流電源)と電池との間に抵抗を直列に入れて充電電流を制限する方法であり、充電電流は初期には大きいが過大ではなく、また、終期には所定値以下になるようにセットできる。
2　定電圧充電は、充電器の出力電圧を一定電圧に保って充電する方法であり、充電電流は初期に大きく徐々に低下する。
3　浮動充電は、整流電源(直流電源)に対して負荷と電池が並列に接続された状態で、負荷を使用しつつ充電する。
4　定電流・定電圧充電は、充電の初期及び中期は定電圧で急速に充電し、その後定電流に切り換え絶えず充電する。
5　トリクル充電は、電池を停電時の予備電源とし、停電時のみ電池を負荷に接続する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。

A－10　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　Dzの逆方向特性は、飽和領域と降伏領域に分かれるが、定電圧素子として利用されるのは飽和領域である。
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　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。
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〕より低いとトンネル効果が支配的となる。

A－11　次の記述は、図に示すGPS(Global Positioning System)の搬送波位相を利用した干渉測位（地上一次元モデル）の基本的概念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。

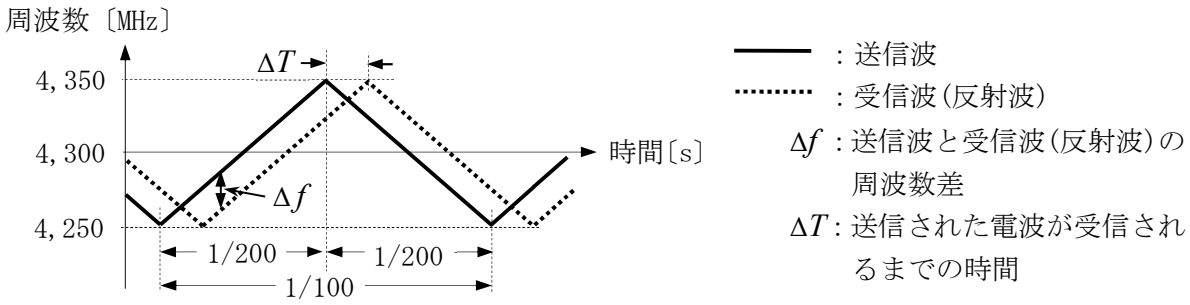
(1)　干渉測位はGPS衛星からの受信搬送波位相を測定し、座標が既知である基準点と測位点の搬送波位相の差（行路差）より基準点からの基線ベクトルを算出することで高精度な測位を行うもので、数 cm レベルの高精度測位が可能となる。
(2)　基準点を O、座標が未知の測位点を A、GPS 衛星を S、基準点と測位点間の距離（基線長）をd、GPS 衛星と基準点間の距離をr、GPS 衛星から基準点と測位点との行路差をΔr、∠SOA をθとすると、$(r+\Delta r)^2 = r^2 + d^2 - 2rd\cos\theta$で表される。ここで、基準点から測位点への基線ベクトルを$\boldsymbol{A}$、基準点から GPS 衛星方向への単位ベクトルを$\boldsymbol{E}$とすると$\Delta r =$［　A　］となり、$\boldsymbol{E}$とrは GPS 衛星と基準点の座標から求まる量であるため、Δrを求めることで基線ベクトル$\boldsymbol{A}$が算出できる。
(3)　Δrに相当する位相変化分$\Delta\varphi$は、搬送波位相で測定される位相差を$\Delta\varphi_{\mathrm{m}}$とすると$\Delta\varphi = 2N\pi + \Delta\varphi_{\mathrm{m}}$〔rad〕（$N$は整数）であるが、一つの測定では N が不確定であるため、L1 波の周波数 1,575.42〔MHz〕では約［　B　］〔cm〕毎の不確定性（アンビギュイティ）が生じる。また、位相差の測定には GPS 衛星や受信機の時計誤差を考慮する必要がある。通常、異なる観測点間及び異なる GPS 衛星間との二重位相差を求めることで基準点と測位点の受信機時計誤差や衛星時計誤差を除去し、様々な観測値から解を収束させ N を決定することでΔrを算出する。ここで、電離圏遅延や対流圏遅延の影響を抑えるためには、基線長を十分［　C　］する必要がある。



	A	B	C
1	$-\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{E} + (\lvert\boldsymbol{A}\rvert^2 - \Delta r^2)/(2r)$	19	長く
2	$-\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{E} + (\lvert\boldsymbol{A}\rvert^2 - \Delta r^2)/(2r)$	19	短く
3	$-\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{E} + (\lvert\boldsymbol{A}\rvert^2 - \Delta r^2)/(2r)$	24	長く
4	$-(\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{E})/r + (\lvert\boldsymbol{A}\rvert^2 - \Delta r^2)/(2r)$	19	短く
5	$-(\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{E})/r + (\lvert\boldsymbol{A}\rvert^2 - \Delta r^2)/(2r)$	24	長く

A－12　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16〔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　60〔m〕
2　75〔m〕
3　90〔m〕
4　120〔m〕
5　450〔m〕



A－13　次の記述は、イミタンス・チャート（スミス・チャート等）を用いた整合回路設計の基本原理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)　高周波回路において二つの回路間のインピーダンスを互いに複素共役関係にするインピーダンス整合は、イミタンス・チャートを用いてチャート上の共役点に整合させるルートから設計することが可能である。

(2)　インピーダンスZ_L＝20－j10〔Ω〕を周波数100〔MHz〕において特性インピーダンスZ_0＝50〔Ω〕に整合させる場合、Z_Lを正規化したz_L＝0.4－j0.2のイミタンス・チャート上のポイントを、Z_0を正規化したz_0＝1に移動させる図1に示すルートとすると、z_Lから0.4定抵抗円と1.0定コンダクタンス円との交点Pまでの変化量は+j0.69、Pからz_0までの変化量は+j1.23となる。

(3)　従って、二つの回路間を接続する整合回路は図2に示す［ A ］となり、正規化値から戻すと静電容量C≒［ B ］〔pF〕、自己インダクタンスL≒［ C ］〔nH〕となる。

	A	B	C
1	①	26	115
2	①	46	65
3	②	78	110
4	②	22	98
5	②	39	55

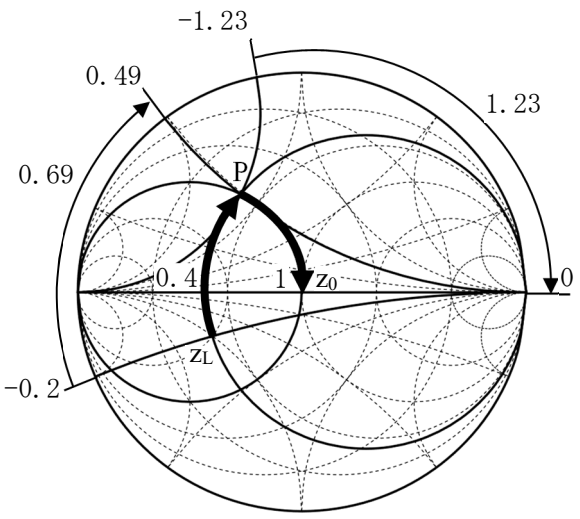


図1

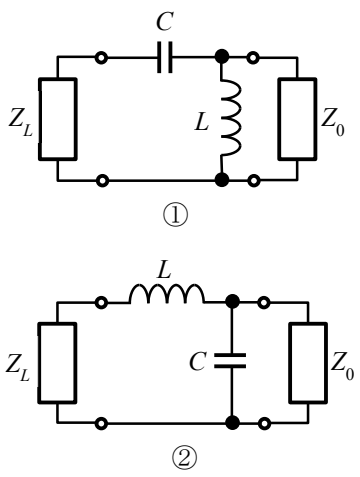


図2

A－14　表は、衛星通信のダウンリンクにおける回線設計の一例を示したものである。［　　］内に入れるべき最も近い値の組合せを下の番号から選べ。

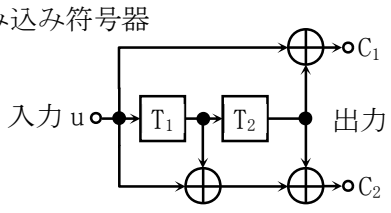
ただし、回線諸元ならびに回線設計条件は表に記載の項目のみを考慮するものとする。また、$\log_{10}2$＝0.30、$\log_{10}3$＝0.48、ボルツマン定数を-228.6〔dBW/Hz/K〕とする。

	A	B	C
1	-3.0	5.7	59.7
2	-3.0	8.7	62.7
3	-3.0	9.7	63.7
4	-2.0	5.7	60.7
5	-2.0	8.7	63.7

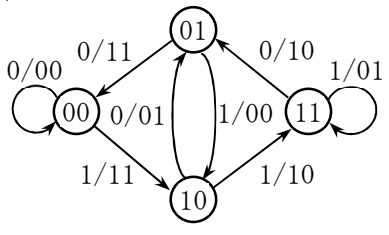
衛星	送信電力	1.0〔W〕
	給電損失	5.0〔dB〕
	送信アンテナ利得	2.0〔dBi〕
	等価等方輻射電力（EIRP）	［ A ］〔dBW〕
伝搬	伝搬損失	171.6〔dB〕
受信機	受信アンテナ利得	34.5〔dBi〕
	給電損失	1.0〔dB〕
	システム雑音温度	300〔K〕
	性能指数G/T	［ B ］〔dB/K〕
	受信C/N_0	［ C ］〔dBHz〕

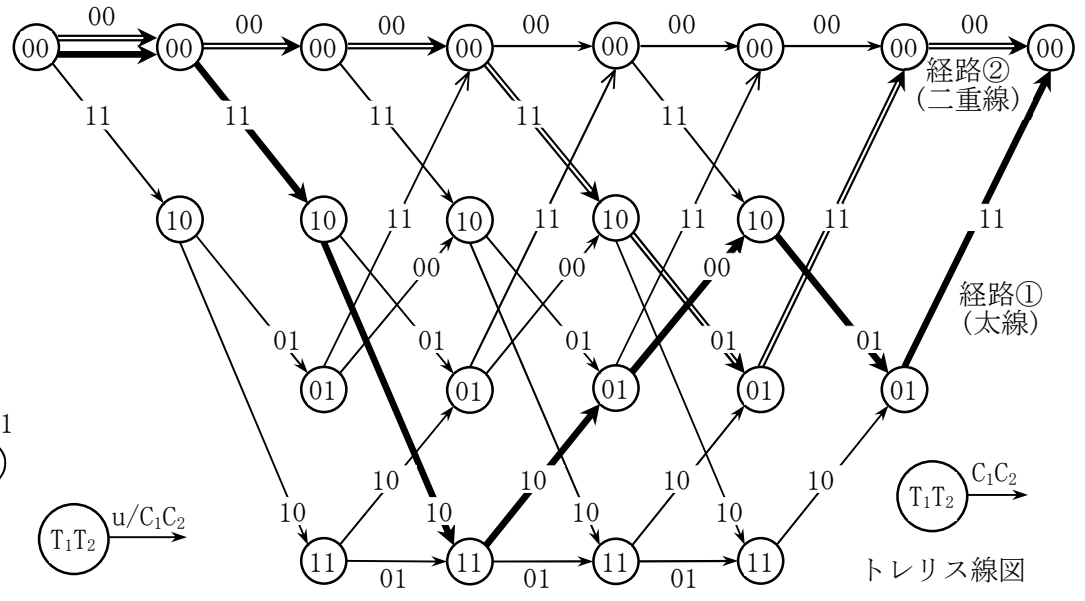
A－15　次の記述は、デジタル伝送の誤り訂正符号である畳み込み符号について、図に示す符号器のシフトレジスタ(T_1,T_2)の状態(T_1,T_2 は“0”または“1”)と入力uに応じて2つの符号(C_1,C_2)を出力して変化する様子を示す状態遷移図及びそれを時系列(ステップ毎)に書換えたトレリス線図による、ビタビ復号法の原理的な動作を述べたものである。［　　］内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、入力系列を“u_0 u_1…u_n”、送信符号系列を“$C_{01}C_{02}$ $C_{11}C_{12}$…$C_{n1}C_{n2}$”とする。

畳み込み符号器



状態遷移図





(1)　入力系列を符号化して得られた出力を送信符号系列として送信し、伝送途中で誤りが生じた受信符号系列が受信されたとき、ビタビ復号法によって、トレリス線図におけるハミング距離の総和（PM:Path Metric）が最少となる生き残り経路を求めることで、送信符号系列を推測することができる。

(2)　例えば、受信符号系列が“00 10 00 10 00 11 11”であるとき、図に示すトレリス線図において経路［　A　］の最終状態におけるPMが［　B　］となり生き残り経路となることから、入力系列は［　C　］と推測される。ただし、シフトレジスタの初期状態は“00”であり、最終状態は“00”で終結するものとする。

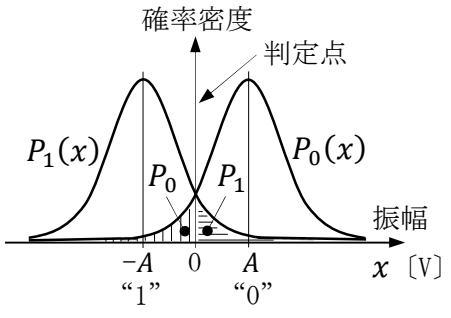
	A	B	C
1	①	3	“0 1 1 0 1 0 0”
2	①	4	“0 1 1 0 1 0 0”
3	①	5	“0 1 1 0 1 0 0”
4	②	4	“0 0 0 1 0 0 0”
5	②	5	“0 0 0 1 0 0 0”

A－16　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。なお、負荷抵抗を1〔Ω〕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)×(　A　)

(2)　誤差補関数(erfc)を用いると P は、$P=(1/2)\times\{\mathrm{erfc}(A/\sqrt{2\sigma^2})\}$ 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SNR の方が3〔dB〕［　C　］値となる。

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



A－17　次の記述は、回路網の特性を測定するための一般的なベクトルネットワークアナライザの基本的な機能や使い方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。

1　測定用同軸ケーブル端などの測定基準面に較正用標準器を接続して較正するSOLT（Short-Open-Load-Thru）較正は、フル2ポート較正に対応しており、S_{11}、S_{21}、S_{12}、S_{22}の較正が可能となる。

2　測定用の周波数掃引信号を回路網に入力し、回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相の特性をそれぞれ測定することで、S パラメータを求める装置である。

3　回路網の h パラメータ、Z パラメータ及び Y パラメータは、S パラメータから導出して得られる。

4　回路網の入出力端子直前を測定基準面として較正することが難しい場合などに、ポート・エクステンション機能を用いて、較正時の測定基準面を近似的（疑似的）に移動できるが、すべての誤差要因を補正することはできない。

5　回路網の入力信号と反射信号の分離には、2抵抗型のパワー・スプリッタが用いられる。

(FA701-5)

A－18　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の正しい組合せ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。

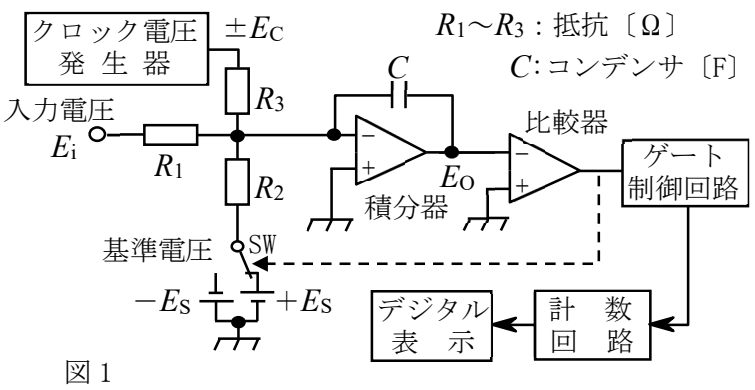


図 1

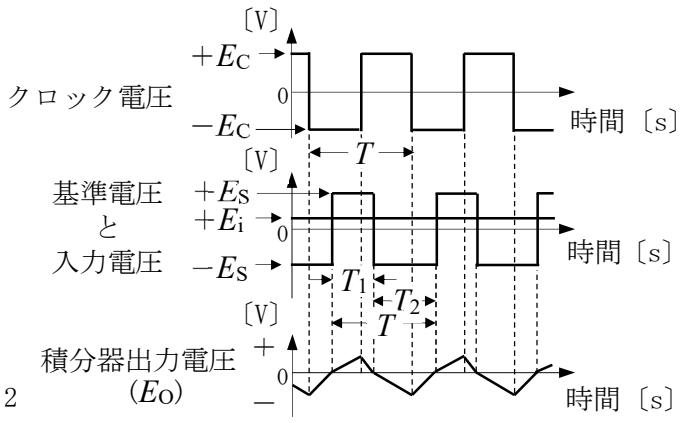


図 2

(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、［ A ］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［ A ］電圧と打ち消しあうところで平衡状態になる。

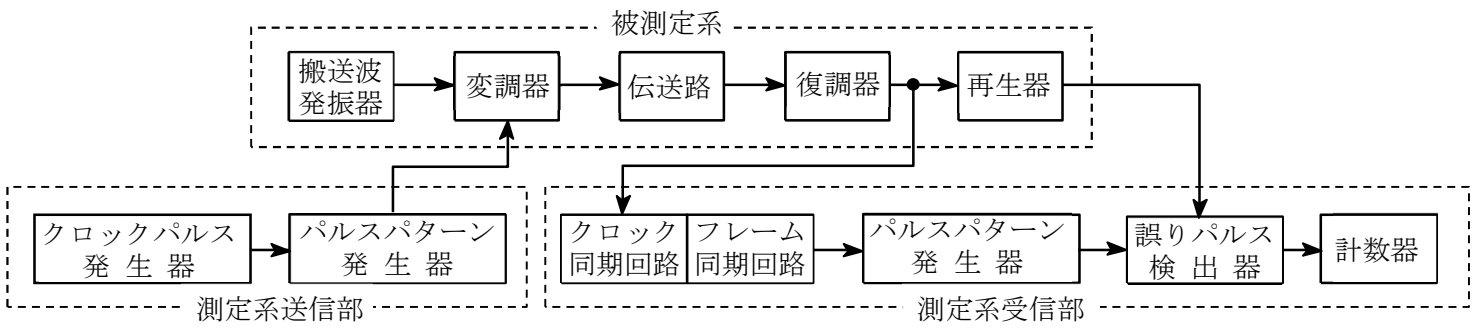
SWが$+E_S$側に接している期間を図2に示すT_1〔s〕、$-E_S$側に接している期間を図2に示すT_2〔s〕とすれば、平衡状態では、次式が成り立つ。

$$E_iT/(CR_1)+E_ST_1/(CR_2)-E_ST_2/(CR_2)=0 \cdots ①$$

(3)　①式は、$E_i=$(［ B ］)$\times E_S$となり、例えばT_1の時間を計数回路でカウントすることによってE_iを求められる。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［ C ］である。

	A	B	C
1	入力	$1-2T_1/T$	R_1、R_2
2	入力	$1-T_1/T$	R_2、R_3
3	入力	$1-T_1/T$	R_1、R_2
4	クロック	$1-T_1/T$	R_1、R_2
5	クロック	$1-2T_1/T$	R_2、R_3

A－19　次の記述は、図に示すデジタル無線回線のビット誤り率測定の構成例において、被測定系の変調器と復調器とが伝送路を介して離れている場合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。



(1)　測定系送信部は、クロックパルス発生器からのパルスにより制御されたパルスパターン発生器出力を、被測定系の変調器に加える。測定に用いるパルスパターンとしては、実際の符号伝送を近似し、伝送路及び伝送装置のあらゆる応答を測定するため、伝送周波数帯全域で測定でき、かつ、遠隔測定でも再現できるように［ A ］パターンを用いる。

(2)　測定系受信部は、測定系送信部と［ B ］パルスパターン発生器を持ち、被測定系の復調器出力の［ C ］から抽出したクロックパルス及びフレームパルスと同期したパルス列を発生する。誤りパルス検出器は、このパルス列と被測定系の再生器出力のパルス列とを比較し、各パルスの極性の一致又は不一致を検出して計数器に送り、ビット誤り率を測定する。

	A	B	C
1	ランダム	異なる	受信パルス列
2	ランダム	同一の	副搬送波
3	擬似ランダム	異なる	受信パルス列
4	擬似ランダム	同一の	受信パルス列
5	擬似ランダム	異なる	副搬送波

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。

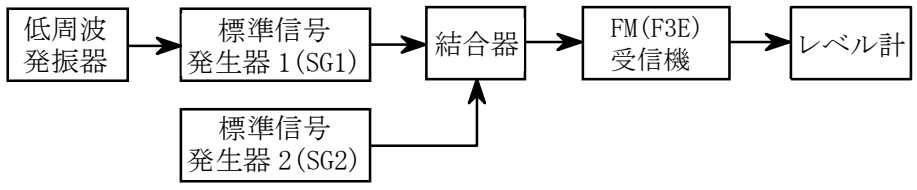
(1)　図に示す構成例において、SG2の出力を断(OFF)とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、規定の変調状態とする。この状態で、受信機に20〔dBμV〕以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力が得られるように受信機の出力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。

(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［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［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。

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



B－1　次の記述は、スーパ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。

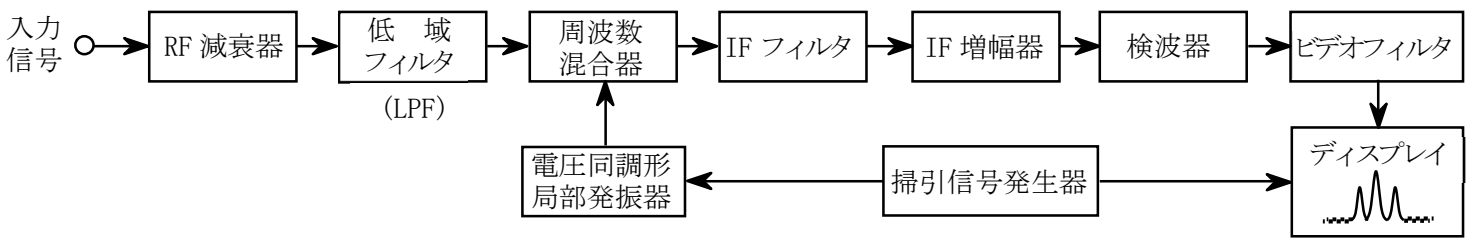
(1)　高周波増幅器等の振幅非直線回路の入力をe_i、出力をe_oとすると、一般に入出力特性は、$e_o = a_0 + a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \cdots$で表すことができ、同回路へ、例えば、2つの単一波$f_1$、$f_2$〔Hz〕を同時に入力した場合、同式の3乗の項で計算すると、出力e_oには、f_1、f_2〔Hz〕及び両波それぞれの3乗成分の他に［ア］$\times f_1 \pm f_2$〔Hz〕及び［ア］$\times f_2 \pm f_1$〔Hz〕が現れる。これらの成分が希望周波数又は［イ］と一致したときに相互変調積による妨害を生ずる。

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

B－2　次の記述は、図に示すスーパヘテロダイン方式によるアナログ型のスペクトルアナライザの原理的な構成例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　周波数分解能は、主に分解能帯域幅(RBW)と呼ばれるIF(中間周波)フィルタの通過帯域幅によって決まる。

イ　ディスプレイ上に表示される雑音のレベルは、雑音の分布が一様分布のとき周波数分解能が高いほど高くなる。

ウ　周波数掃引時間は、周波数分解能が高いほど長くする必要がある。

エ　ビデオフィルタは、カットオフ周波数可変の高域フィルタ(HPF)で、雑音レベルに近い微弱な信号を浮き立たせる効果がある。

オ　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。

B−3　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。

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

(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。

$$C/N = \text{［　エ　］} \quad \cdots\cdots\cdots ②$$

(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。

$$R/B = \log_2\{1 + \text{［　エ　］}\} \quad \cdots\cdots ③$$

(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$(R/B) \to 0$において、$E_b/N_0 \fallingdotseq$［　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	N_0/B	2	nE_b/T	3	$E_bR/(N_0B)$	4	E_b/n	5	−1.6
6	N_0B	7	TE_b/n	8	$E_bB/(N_0R)$	9	nE_b	10	−0.6

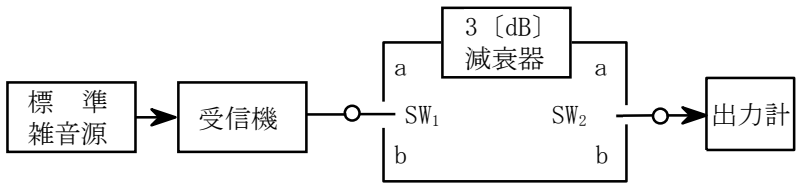
B−4　次の記述は、図に示す構成例を用いた受信機の雑音指数の測定法について述べたものである。［　　］内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

(1)　受信機の雑音指数Fは、次式で表される。ただし、N_i〔W〕は受信機の入力端子の有能雑音電力で、熱雑音電力に等しく、N_O〔W〕は受信機の出力端子の有能雑音電力、S_i〔W〕は受信機の入力端子の有能信号電力、S_O〔W〕は受信機の出力端子の有能信号電力とする。また、受信機の有能利得をGとし、ボルツマン定数k〔J/K〕、周囲温度T〔K〕及び受信機の帯域幅B〔Hz〕は既知とする。

$F =$［　ア　］$= N_O/(N_i G)$　・・・①

(2)　スイッチSW_1及びSW_2を［　イ　］側に接続し、電源を断(OFF)にした標準雑音源を受信機に接続した状態で受信機の出力を測定すれば、このときの出力計の指示値は、［　ウ　］に等しい。

(3)　次に、スイッチSW_1及びSW_2を(2)の場合と反対側に接続し、標準雑音源の電源を接(ON)にして標準雑音源の出力レベルを調整し、出力計の指示値が(2)と同じになるようにすれば、受信機の出力の雑音レベルは、［　エ　］〔W〕であり、このときの標準雑音源の出力レベルは、［　オ　］〔W〕に等しい。N_iはk、T及びBの値で決まるので、式①よりFを求めることができる。



1	$(S_O/N_O)/(S_i/N_i)$	2	N_i	3	$2N_O$	4	N_O/G	5	b
6	$(S_i/N_i)/(S_O/N_O)$	7	N_O	8	$4N_O$	9	N_iG	10	a

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、$A \geqq B$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波の上側帯波と下側帯波のそれぞれの電力の値は、搬送波電力の値の［　エ　］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［　オ　］倍である。

1	4	2	1/8	3	$A\cos\omega t + B\cos pt\cos\omega t$	4	(A/B)	5	変わらない
6	2	7	1/16	8	$B\cos pt + A\cos pt\cos\omega t$	9	(B/A)	10	異なる