

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、図に示す直交周波数分割多重 (OFDM) 方式の変調プロセスの基本的な原理を述べたものである。□ 内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ベースバンド OFDM 信号は複素ベースバンド OFDM 信号の実数部を考えるものとし、 e は自然対数の底とする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) ベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ は、搬送波の数を N 、 n 番目の搬送波を変調する複素データシンボルを $d_n(n=0,1,2,\cdots N-1)$ 、基本周波数を f_s [Hz]、複素ベースバンド OFDM 信号を $u(t)$ とした時、①式で表すことができる。

$$S_B(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_s t} \right] = \text{Re}[u(t)] \cdots \textcircled{1}$$

- (2) ここで、 $u(t)$ を $1/(Nf_s)$ の標本化間隔で 1 シンボル長 $(1/f_s)$ にわたって標本化すると、②式の N 個の標本が得られる。

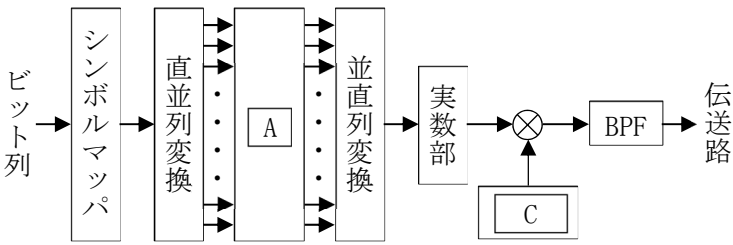
$$u\left(\frac{k}{Nf_s}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_s \frac{k}{Nf_s}} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j\frac{2\pi n k}{N}} = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{j\frac{2\pi}{N}}\right)^{nk} \quad (k = 0,1,2,\cdots N-1) \cdots \textcircled{2}$$

- (3) ②式は、複素ベースバンド OFDM 信号 $u(t)$ の N 個の標本値が、 N 個の複素データシンボル d_n を □ A □ した形で得られることを示しており、ここで得られた系列を連続信号に変換することによって $u(t)$ が生成できる。したがって、 $d_n=a_n+jb_n$ とすると、搬送波周波数 $n f_s$ [Hz]、シンボル長 $1/f_s$ [s] のベースバンド OFDM 信号 $S_B(t)$ は③式のとおりに得られる。

$$S_B(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} (a_n + jb_n) e^{j2\pi n f_s t} \right] = \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{□ B □} \} \cdots \textcircled{3}$$

- (4) 生成されたベースバンド OFDM 信号を送信可能な周波数帯域の信号に変換するため、周波数 f_c [Hz] の搬送波 □ C □ にて周波数変換し伝送帯域のみを通す BPF を通すことで、ベースバンド OFDM 信号の周波数が f_c [Hz] 持ち上がった、搬送波周波数 $f_c+n f_s$ [Hz] ($n=0,1,2,\cdots N-1$) の搬送帯域 OFDM 信号が生成される。

A	B	C
1 逆離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\sin(2\pi f_c t)$
2 逆離散フーリエ変換	$a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$
3 逆離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$
4 離散フーリエ変換	$a_n \cos(2\pi n f_s t) - b_n \sin(2\pi n f_s t)$	$\cos(2\pi f_c t)$
5 離散フーリエ変換	$a_n \sin(2\pi n f_s t) - b_n \cos(2\pi n f_s t)$	$\sin(2\pi f_c t)$

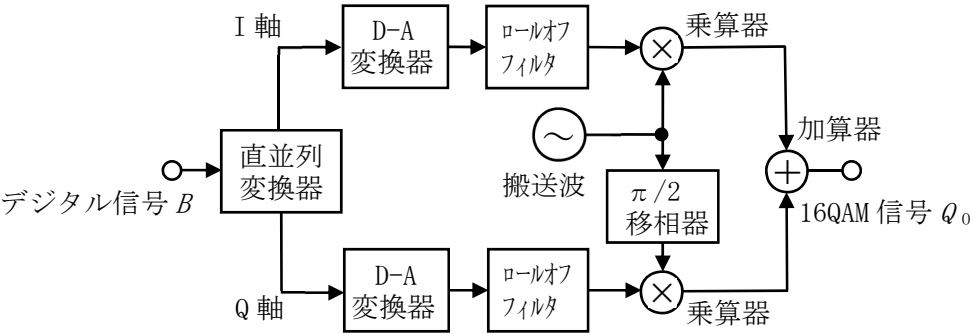


A-2 次の記述は、我が国の地上系デジタル放送の標準方式 (ISDB-T) に用いられている離散コサイン変換 (DCT) 及び画像信号のデータ圧縮の原理について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 画像信号を8画素四方 (8×8画素) のブロックに分割し、それぞれのブロックに対して2次元DCTを行うことで周波数成分の異なる64種類のDCT基底成分に変換される。
- 2次元DCTで変換された各DCT基底成分の値を表すDCT係数は、一般的に水平垂直ともに低い周波数成分のDCT基底成分にエネルギーが集中し値が大きくなる。
- DCT係数の量子化を行う際、人間の視覚が高い周波数成分に対して鈍感であるため、基本的に高い周波数成分をもつDCT基底成分のDCT係数ほど大きな値の係数を持つ量子化マトリックスを用いて量子化する。
- 時間的に1枚のピクチャ (フレームあるいはフィールド) の画像情報のみを利用してDCT符号化を行うイントラ符号化と、時間的に前後のピクチャの画像情報も利用してDCT符号化を行う予測符号化があり、予測符号化では動きベクトルを検出した動き補償を行うことで時間的な相関が高い場合の符号化効率を向上させている。
- 量子化されたDCT係数のうち交流 (AC) 成分の係数は隣接ブロックと相関が高いため、隣接ブロックの交流成分との差分を可変長符号化することで情報量を低減できる。

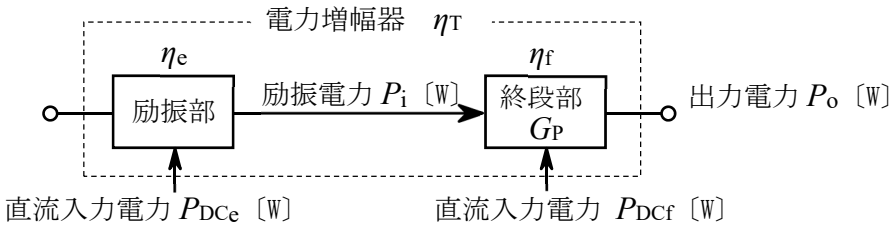
A-3 図に示す 16QAM 変調器の原理的な構成例に関する次の記述のうち、誤っているものを下の番号から選べ。

- 入力のデジタル信号 B は 4bit ごとに直並列変換され、そのうち 2bit が I 軸に、残りの 2bit が Q 軸に割り当てられる。
- D-A 変換器に入力された 2bit の信号は、4 値のレベルをもつ信号に変換される。
- D-A 変換された信号はローパス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、変調スペクトルの帯域外放射を低減する。
- ローパスフィルタで波形成形された I 軸と Q 軸の信号に、位相が $\pi/2$ [rad] 異なる搬送波を乗算することで、直交する 4 値のレベルを持つ 2 つの振幅変調波となり、その出力を合成することで 1 シンボル 4 ビットの情報を持つ変調波を得る。
- 加算器でベクトル合成された 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 16 分の 1 である。



A-4 図に示す電力増幅器の総合効率 η_T の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、励振部及び終段部の電力効率をそれぞれ $\eta_e = P_i/P_{Dce}$ 及び $\eta_f = P_o/P_{Dcf}$ とし、その値をそれぞれ 80 [%] 及び 60 [%] とする。また、終段部の電力利得 G_P の値を 14 [dB] とし $\log_{10}2=0.3$ とする。

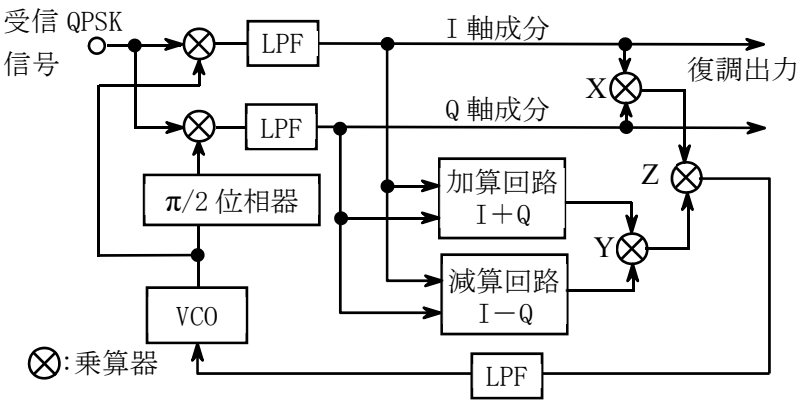
- 1 56 [%]
- 2 58 [%]
- 3 67 [%]
- 4 73 [%]
- 5 76 [%]



A-5 次の記述は、図に示すコスタス形搬送波再生回路を用いたQPSK同期検波回路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。ただし、I軸、Q軸成分及び各乗算器の出力式の係数は無視するものとする。

- (1) QPSK信号の搬送波の角周波数を ω_c 及びデータ値に応じた位相 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] を φ [rad] とし、QPSK信号は、 $\cos(\omega_c t + \varphi)$ で表されるものとする。また、VCOの出力について、 ω_c からのずれを θ [rad] とし、 $\cos(\omega_c t + \theta)$ とすると、高調波成分を取り除いたI軸及びQ軸の同期検波回路の出力成分は、それぞれ $\cos(\varphi - \theta)$ 及び $\sin(\varphi - \theta)$ となる。
- (2) I軸成分とQ軸成分を乗算した乗算器Xの出力は A 、加算回路と減算回路の出力を乗算した乗算器Yの出力は B となるから、乗算器Xと乗算器Yの出力を乗算した乗算器Zの出力は C であり、 φ が $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ [rad] どの位相でも D となるため、基準搬送波の位相のずれによって決まる成分でVCOの周波数を位相制御することができる。

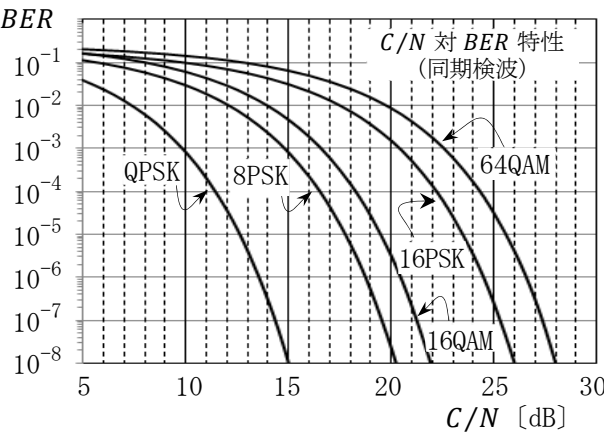
	A	B	C	D
1	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
2	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\sin 4(\varphi - \theta)$	$\sin 4\theta$
3	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 2\theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
4	$\sin(\varphi - 2\theta)$	$\cos(\varphi - 2\theta)$	$\sin 4(\varphi - \theta)$	$\sin 4\theta$
5	$\sin(\varphi - 2\theta)$	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$



A-6 次の記述は、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。 内に入れるべき値の組合せとして最も近いものを下の番号から選べ。ただし、QPSK、8PSK、16QAM、16PSK及び64QAMの特性を図に示す。また、 $\log_{10}2=0.3$ 、 $\log_{10}3=0.48$ とする。

- (1) 64QAM は、16QAM に比べて、同一の伝送路において、 $BER=1 \times 10^{-8}$ を得るのに約 A 倍高い送信電力が必要である。
- (2) C/N をパラメータとしたBPSK 及び QPSK の BER が、誤差補関数を用いた式として、それぞれ、 $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{C/N})$ 及び $(1/2)\text{erfc}(\sqrt{(C/N)/2})$ で表せるので、 $BER=1 \times 10^{-8}$ を達成するための16PSK の所要 C/N は、BPSK の所要 C/N の約 B 倍である。
- (3) 8PSK における C/N と E_b/N_0 の関係は、 $C/N = 3E_b/N_0$ であるから、8PSK で、 $BER=1 \times 10^{-8}$ を達成するための所要 E_b/N_0 は、約 C [dB] である。

	A	B	C
1	4	9	25.1
2	4	25	25.1
3	4	25	15.5
4	2	25	15.5
5	2	9	25.1

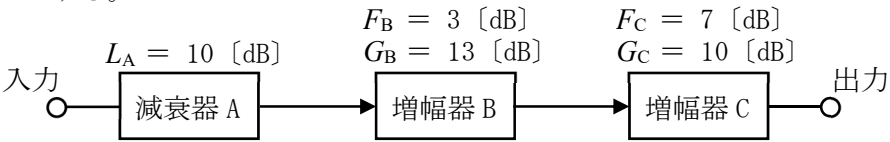


A-7 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において、スプリアス・レスポンスを生ずることがあるスプリアスの周波数について述べたものである。 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、スプリアスの周波数を f_{sp} [Hz]、局部発振周波数を f_0 [Hz]、中間周波数を f_{IF} [Hz] とし、受信機の間中周波フィルタは理想的なものとする。

- (1) 局部発振器の出力に低調波成分 $f_0/2$ [Hz] が含まれていると、 $f_{sp} =$ A のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (2) 局部発振器の出力に高調波成分 $2f_0$ [Hz] が含まれていると、 $f_{sp} =$ B のとき、混信妨害を生ずることがある。
- (3) 周波数混合器の非直線性により、 f_0 と f_{sp} それぞれ 2 倍の高調波が発生すると、 $f_{sp} =$ C のとき、混信妨害を生ずることがある。

	A	B	C
1	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
2	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$
3	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
4	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$f_0 \pm 2f_{IF}$	$2f_0 \pm 2f_{IF}$
5	$(f_0/2) \pm f_{IF}$	$2f_0 \pm f_{IF}$	$f_0 \pm (f_{IF}/2)$

A-8 図に示す減衰器A及び増幅器B、Cを縦続接続した回路において、減衰器Aの減衰量 L_A を10 [dB]、増幅器Bの雑音指数 F_B を3 [dB]、利得 G_B を13 [dB]、増幅器Cの雑音指数 F_C を7 [dB]、利得 G_C を10 [dB]としたときの総合の雑音指数 F （真数）の値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各減衰器・増幅器の帯域幅は等しく、かつ、入出力端は整合し、入力雑音は、熱雑音のみとする。また、 $\log_{10} 2 = 0.3$ とする。

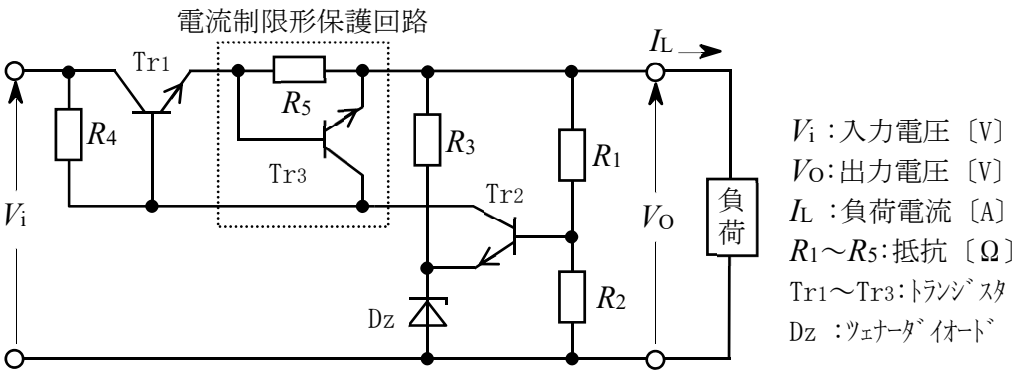


- 1
10.2
- 2
11.2
- 3
12.2
- 4
18
- 5
22

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 Tr3は非導通である。 I_L が増加して抵抗 A [Ω] の両端の電圧が規定の電圧 V_S [V] より大きくなると、Tr3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)
Tr3が導通して保護回路が動作し始める I_L は、 $I_L \asymp$ C [A] である。

	A	B	C
1	R_5	Tr1	V_S/R_5
2	R_5	Tr2	V_S/R_5
3	R_5	Tr2	$(V_i - V_o)/R_5$
4	R_3	Tr2	V_S/R_5
5	R_3	Tr1	$(V_i - V_o)/R_5$



A-10 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)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。

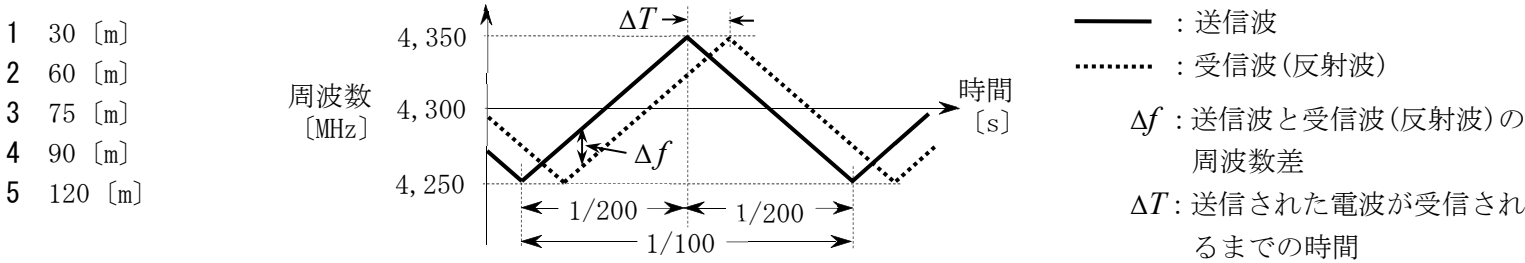
- 1
常時インバータ給電方式のうち常に商用電源と同期をとってインバータ側から給電する商用同期方式は、商用電源と非同期中にインバータ側から商用電源側に出力を切り替えると、出力電圧や位相が急変する可能性がある。
- 2
ラインインタラクティブ方式は、平常時は商用電源側から給電する方式で、一定範囲内の電圧変動は電圧調整を行うことができ、補正範囲を超えた電圧変動や停電等の商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電する。
- 3
常時商用給電方式は、商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電を行う方式で、低損失で経済性に優れているが、通常時の電源品質は商用電源に依存する。
- 4
共通予備システムは、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。
- 5
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。

A-11 次の記述は、GPS(Global Positioning System)を利用した高精度 GPS 測位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)
GPS 衛星が放送する測距信号は、1.1~1.2GHz 帯 (L2, L5) ならびに A 帯 (L1) 等で送信されているが、民間用途として使われている L1C/A 信号は、搬送波 $\sin(2\pi f_c t)$ を軌道情報等が含まれる航法メッセージ $D(t)$ と GPS 衛星ごとに決められた拡散コード $p(t)$ で BPSK 変調した測距信号 $S(t) = D(t)p(t)\sin(2\pi f_c t)$ となっている。
- (2)
測距信号を用いた GPS 衛星と受信機間の距離の測定には一般的に B 位相を用いるが、高精度 GPS 測位では搬送波位相も用いることで数 cm から数十 cm 程度の精度での測位を実現している。
- (3)
高精度 GPS 測位は、誤差補正の補強データとして受信機近傍の基準局（仮想的な基準局を含む）の観測データを配信する OSR(Observation Space Representation) 方式と、誤差要因ごとの状態量として配信する SSR(State Space Representation) 方式に大別され、代表的な測位方式として前者に RTK(Real-Time Kinematic)、後者に PPP(Precise Point Positioning)があるが、一般に C 方式は利用可能エリアの制約は少ないが測位解が収束するまでの時間が長くなる特徴がある。

	A	B	C
1	2.5GHz	航法メッセージ	RTK
2	2.5GHz	拡散コード	PPP
3	2.5GHz	拡散コード	RTK
4	1.5GHz	拡散コード	PPP
5	1.5GHz	航法メッセージ	RTK

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 12 [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。



A-13 放送衛星において、送信機出力電力を120 [W]、送信アンテナの絶対利得を41 [dBi]、送信機とアンテナ間の給電線損失(分配器等の挿入損失を含む)を2 [dB]、アンテナのポインティング損失を0.5 [dB]、衛星と受信点の距離dを38,000 [km]とする場合の、衛星の等価等方輻射電力EIRP [dBm] 及び受信点における単位面積当たりの電力束密度PFD [dBm/m²] の値の組み合わせとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $PFD=EIRP/(4\pi d^2)$ [W/m²] で表されるものとし、 $\log_{10}2=0.30$ 、 $\log_{10}3=0.48$ 、 $\log_{10}\pi=0.50$ 、 $\log_{10}38=1.58$ とする。

	EIRP	PFD
1	89.3 [dBm]	-84.3 [dBm/m ²]
2	89.3 [dBm]	-73.3 [dBm/m ²]
3	59.3 [dBm]	-73.3 [dBm/m ²]
4	59.3 [dBm]	-84.3 [dBm/m ²]
5	59.3 [dBm]	-103.3 [dBm/m ²]

A-14 次の記述は、衛星通信地球局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) 送信系の大電力増幅器(HPA)として、クライストロンは以前から用いられてきたが、現在では、進行波管(TWT)などが用いられている。TWT は、クライストロンに比べて使用可能な周波数帯域幅が □ A □。

(2) アンテナを天空に向けたときの等価雑音温度は、通常、地上に向けたときと比べて □ B □ なる。また、受信系の等価雑音温度をアンテナ系の等価雑音温度に近づけることにより、利得対雑音温度比 (G/T) を改善できる。

(3) 送信系及び受信系において良好な周波数変換を行うため、□ C □ が高く、位相雑音のレベルが低い特性の局部発振器が用いられる。

A

B

C

1 広い 低く 周波数安定度

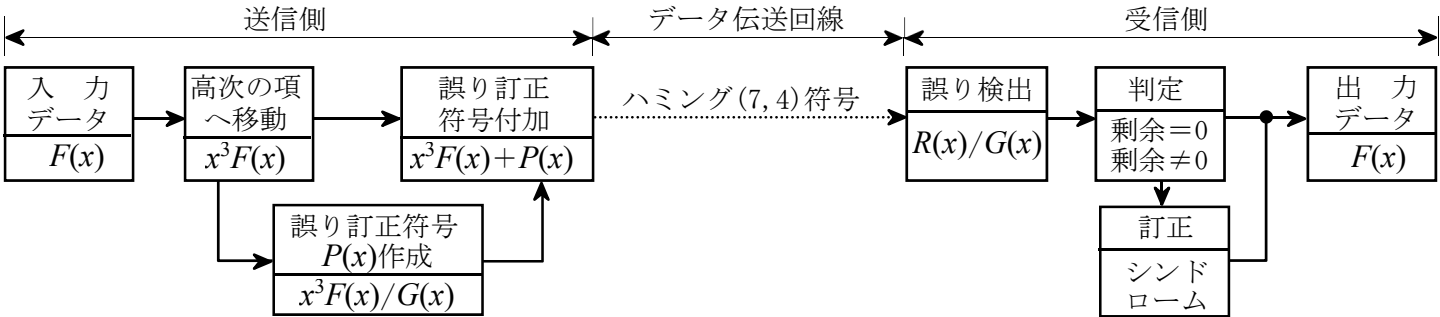
2 広い 低く 出力インピーダンス

3 広い 高く 周波数安定度

4 狭い 高く 出力インピーダンス

5 狭い 高く 周波数安定度

A-15 次の記述は、移動通信などのデータ伝送の誤り制御方式の一つである前方誤り訂正(FEC)方式について、図に示す構成例を基に、ブロック符号の一つであるハミング(7,4)符号を例にしてその基本的な原理を述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組み合わせを下の番号から選べ。



- (1) 送信側の $x^3F(x)$ は、誤り訂正符号 $P(x)$ を付加する場所を空けるために、4 ビットの入力データ $F(x)$ に、 x^3 を乗算したものである。また、送信側の誤り訂正符号 $P(x)$ は、 $x^3F(x)$ を生成多項式 $G(x)$ で割ったときの剰余である。これを $x^3F(x)$ に付加し、7 ビットの送信符号 $x^3F(x)+P(x)$ として伝送される。

(2) 例えば、 $F(x)$ が 4 ビットの “0011” の時、生成多項式を $G(x)=x^3+x+1$ とすると、 $F(x)$ は、多項式表示で $x+1$ であり、 $x^3F(x)=$ □ A □ となる。これを $G(x)$ で割ると $P(x)=$ □ B □ を得る。よって、 $x^3F(x)+P(x)$ は、7 ビットの送信符号 “0011101” として伝送される。

(3) 受信側では、受信符号 $R(x)$ を送信側と同じ生成多項式 $G(x)$ で割ったときの剰余について判定する。符号を正しく受信できたときは割り切れるので、剰余=0 となる。他方、割り切れない(剰余≠0)ときは、その剰余をシンδροームと比較し、一致したときは、それに対応する □ C □ ビットの誤りの場所の誤り訂正を行うことができる。
- A

B

C

1 x^5+x^4 x^2+1 2

2 x^5+x^4 x^2+1 1

3 x^4+x^3 x^2+x 1

4 x^4+x^3 x^2+1 1

5 x^4+x^3 x^3+x^2 2

A-16 次の記述は、衛星通信システムで用いられる周波数分割多元接続(FDMA)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) 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、隣接するチャネル間の衝突が生じないように、□A□を設ける。

(2) 送信地球局では、割り当てられた周波数を用いて信号を送し、受信地球局では、□B□により相手を識別して自局向けの信号を取り出す。

(3) 一つの進行波管を用いた中継器で複数の搬送波を同時に増幅するとき、非線形動作による影響を許容される値以下に抑えるため、搬送波の数が増えるほど、□C□バックオフが必要とされる。
- | | A | B | C |
|---|--------|---------|-----|
| 1 | ガードバンド | タイムスロット | 小さい |
| 2 | ガードタイム | タイムスロット | 大きい |
| 3 | ガードバンド | 周波数 | 大きい |
| 4 | ガードバンド | 周波数 | 小さい |
| 5 | ガードタイム | 周波数 | 小さい |

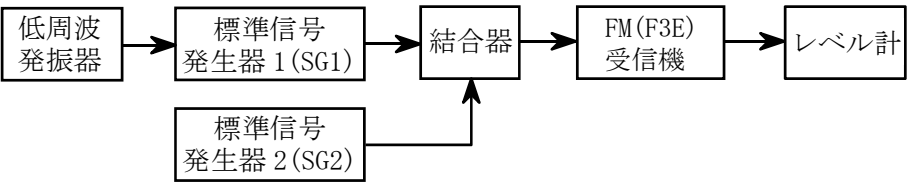
A-17 真の立ち上がり時間 4 [ns] のパルス波形を立ち上がり時間が3 [ns] のオシロスコープを用いて測定したとき、スコープ上のパルス波形の立ち上がり時間の測定値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 3 [ns]
- 2 5 [ns]
- 3 8 [ns]
- 4 10 [ns]
- 5 12 [ns]

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。

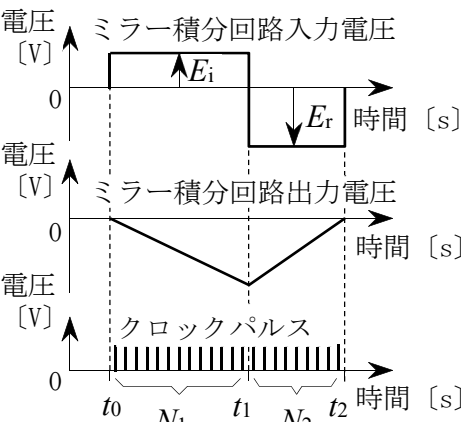
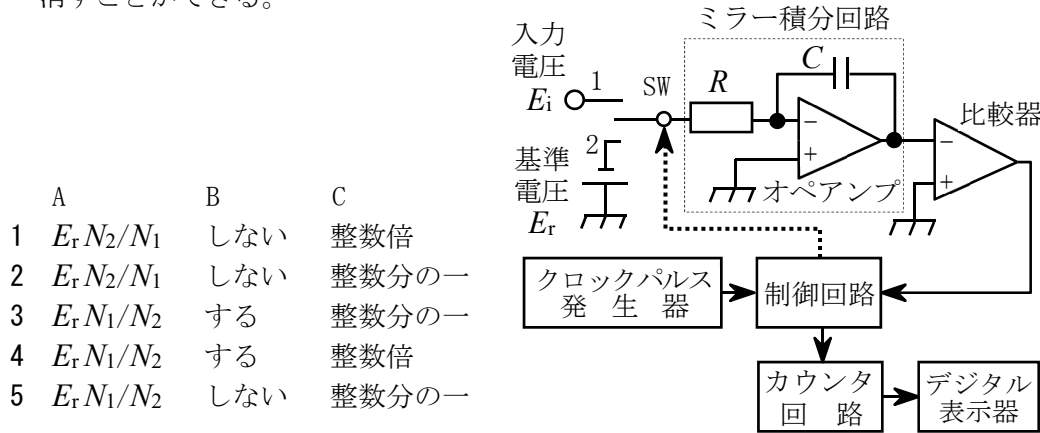
- (1) 図に示す構成例において、SG2の出力を断(OFF)とし、SG1の出力周波数を希望波周波数(試験周波数)に設定し、規定の変調状態とする。この状態で、受信機に20 [dBμV] 以上の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力が得られるように受信機の入力レベルを調整後、SG1の出力を断(OFF)とし、このときの受信機の復調出力(雑音)レベルを測定する。
- (2) SG1及びSG2を妨害波として接(ON)とし、SG1の出力周波数を試験周波数より Δf [Hz] (規定の周波数割当間隔)高い値に、SG2の出力周波数を試験周波数より □A□ [Hz] 高い値に設定する。
- (3) SG1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 | $3\Delta f$ | 規定の変調 | 以下 |
| 2 | $3\Delta f$ | 規定の変調 | 以上 |
| 3 | $2\Delta f$ | 無変調 | 以上 |
| 4 | $2\Delta f$ | 規定の変調 | 以上 |
| 5 | $2\Delta f$ | 無変調 | 以下 |



A-19 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の正しい組合せ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。

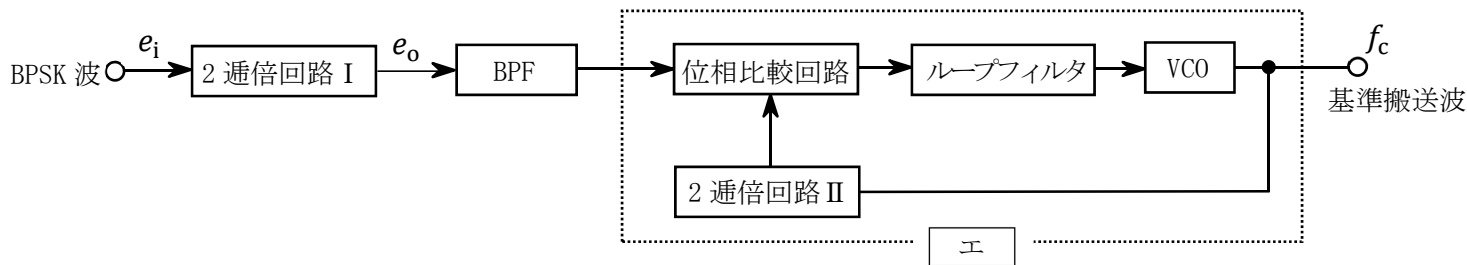
- (1) スイッチSWを1に入れ、正の入力直流電圧 E_i をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。制御回路は、比較器が動作を始めた時刻 t_0 からクロックパルスをカウンタに送り、計数値が一定数 N_1 になった時刻 t_1 にSWを2に切替え、 E_i と逆極性の負の基準電圧 E_r を加える。ミラー積分回路の出力電圧は、 t_1 から正方向に直線的に変化し、時刻 t_2 で零になる。 t_1 から t_2 までの計数値が N_2 のとき、近似的に $E_i = \square A \square$ で表すことができる。
- (2) 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 □B□。また、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 □C□ にすることにより影響を打ち消すことができる。



A-20 次の記述は、回路網の特性を測定するためのベクトルネットワークアナライザの基本的な機能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 回路網の S パラメータである S_{21} と S_{11} は、反射特性を表すものである。
- 2 回路網の S パラメータである S_{12} は、伝送特性を表すものである。
- 3 回路網の入力信号と反射信号の分離には、方向性結合器や方向性ブリッジが用いられる。
- 4 回路網の入力信号の周波数を掃引し、各種パラメータの周波数特性を測定できる。
- 5 回路網と測定器を接続するケーブルなどの接続回路による測定誤差は、測定前の校正によって補正することができる。

B-1 次の記述は、図に示すBPSK復調器に用いられる基準搬送波再生回路の原理的な構成例において、基準搬送波の再生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。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BPSK波 e_i は、次式で表される。ただし、 e_i の振幅を1[V]、搬送波の周波数を f_c [Hz]とする。また、2値符号 $s(t)$ はデジタル信号が“0”のとき0、“1”のとき1の値をとる。

$$e_i = \cos \{2\pi f_c t + \pi s(t)\} \text{ [V]} \dots\dots\dots \text{①}$$

- (2) 式①の e_i を2倍倍回路Iで二乗すると、その出力 e_o は、次式で表される。ただし、2倍倍回路Iの利得は1(真数)とする。

$$e_o = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \times \cos \{2\pi(2f_c)t + \text{ア}\} \text{ [V]} \dots\dots \text{②}$$

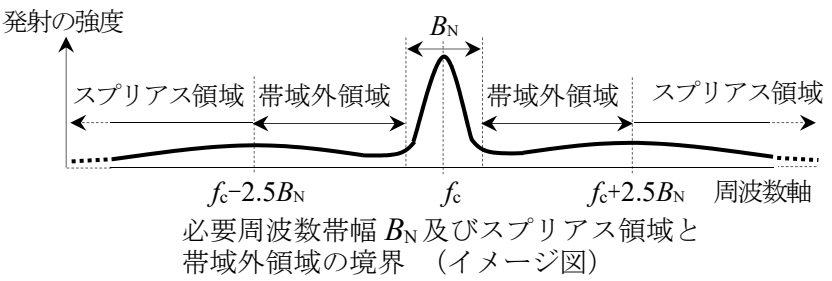
- (3) 式②から、 e_i を2倍倍回路Iで二乗することによって e_i の位相がデジタル信号に応じて□イしても、同相になることがわかる。
- (4) 2倍倍回路Iの出力には、直流成分や雑音成分が含まれているので、帯域フィルタ(BPF)で□ウ [Hz]の成分のみを取り出し、位相比較回路などで構成された□エを用いることによって、きれいな基準搬送波が再生される。
- (5) 原理的に、2倍倍回路I及びIIを□オ 倍倍回路に置き換えれば、QPSK波の基準搬送波再生回路の構成例とすることができる。

- | | | | | |
|---------------|--------------------|------------------|----------|------|
| 1 $2\pi s(t)$ | 2 PLL | 3 AFC | 4 $2f_c$ | 5 5 |
| 6 $\pi s(t)$ | 7 $\pi/2$ [rad] 変化 | 8 π [rad] 変化 | 9 f_c | 10 4 |

B-2 次の記述は、法令等に基づく無線局の送信設備の「スプリアス発射の強度」及び「不要発射の強度」の測定について、図を基にし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) 「□アにおけるスプリアス発射の強度」の測定は、無変調状態において、□アにおけるスプリアス発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。
- (2) 「□イにおける不要発射の強度」の測定は、□ウ状態において、中心周波数 f_c [Hz]から必要周波数帯幅 B_N [Hz]の ± 250 [%]離れた周波数を境界とした□イにおける不要発射の強度を測定し、その測定値が許容値内であることを確認する。

この測定では、□ウ状態において、不要発射が周波数軸上に広がって出てくる可能性が□エことから、許容値を規定するための参照帯域幅の範囲内に含まれる不要発射の□オ値を測定することとされている。



- | | | | | |
|---------|-----------|------|-------|-------------|
| 1 B_N | 2 f_c | 3 ない | 4 ある | 5 電力を積分した |
| 6 帯域外領域 | 7 スプリアス領域 | 8 変調 | 9 無変調 | 10 中で電力が最大の |

B-3 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奇数次(3次、5次、7次・・・)の変調積により発生するひずみである。
- イ 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、A級増幅器である。
- 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ある群遅延ひずみの総称である。
- エ 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正帰還を施すことなどがある。

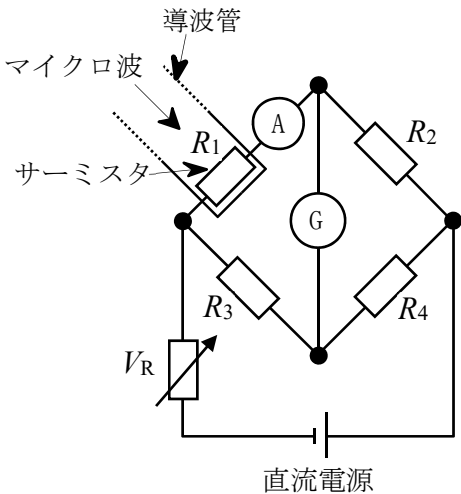
B-4 次の記述は、図に示すマイクロ波用サーミスタ電力計の動作原理について述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。ただし、サーミスタのマイクロ波における表皮効果及び直流電流計の内部抵抗は無視するとともに、導波管回路は整合がとれているものとする。

- (1) サーミスタ電力計は、□ア 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辺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 に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。

$$P_1 = \text{□イ} \text{ [W] } \cdots \cdots \text{①}$$
- (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 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。

$$P_2 = \text{□ウ} \text{ [W] } \cdots \cdots \text{②}$$
- (4) 式①及び②より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = P_1 - P_2 = \text{□エ} \text{ [W] } \cdots \cdots \text{③}$$
- (5) サーミスタは、周囲温度の影響を受けやすいので、適当な温度補償が必要である。また、サーミスタと導波管系との結合などに不整合があると、□オ による測定誤差を生ずる。

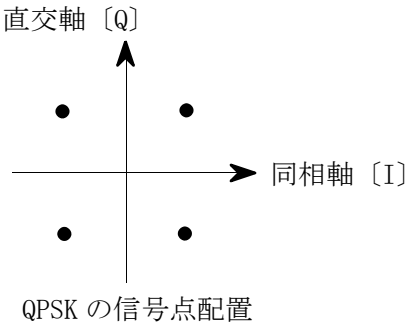


$R_1 \sim R_4$: 抵抗 [Ω]
 V_R : 可変抵抗器 [Ω]
 A : 直流電流計
 G : 検流計

- | | | | | |
|-----------|-------------------------|-------------------------|-----------------------------------|-------|
| 1 10 [W] | 2 $I_1^2 R_2 R_4 / R_3$ | 3 $I_2^2 R_2 R_3 / R_4$ | 4 $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_3 / R_4$ | 5 反射 |
| 6 10 [mW] | 7 $I_1^2 R_2 R_3 / R_4$ | 8 $I_2^2 R_2 R_4 / R_3$ | 9 $(I_1^2 - I_2^2) R_2 R_4 / R_3$ | 10 透過 |

B-5 次の記述は、QPSK 及び OQPSK(Offset QPSK)変調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) OQPSK 変調波の包絡線の振幅変動は、QPSK 変調波のそれに比べ □ア することができ、電力効率が高く、線形性の低い電力増幅器の使用が可能である。
- (2) 信号点配置を図に示す QPSK 変調方式では、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化したときは、QPSK 変調波の位相が □イ [rad] 変化する。この変化は、信号点軌跡が原点を通ることである。この原点は、QPSK 変調波の包絡線の振幅が □ウ となることを表している。
- (3) OQPSK 変調方式では、変調入力における I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号を、互いに □エ だけ時間的にオフセットしている。このため I チャネルと Q チャネルのベースバンド信号の極性が同時に変化せず、OQPSK 変調波の位相が変化する場合には、必ず □オ の位相変化を生じることになるため、信号点軌跡は原点を通らない。



- | | | | | |
|-------|-------------|-------|----------|---------------------|
| 1 小さく | 2 1シンボル長 | 3 0 | 4 2π | 5 $\pm\pi/2$ [rad] |
| 6 大きく | 7 1シンボル長の半分 | 8 最大値 | 9 π | 10 $\pm\pi/4$ [rad] |