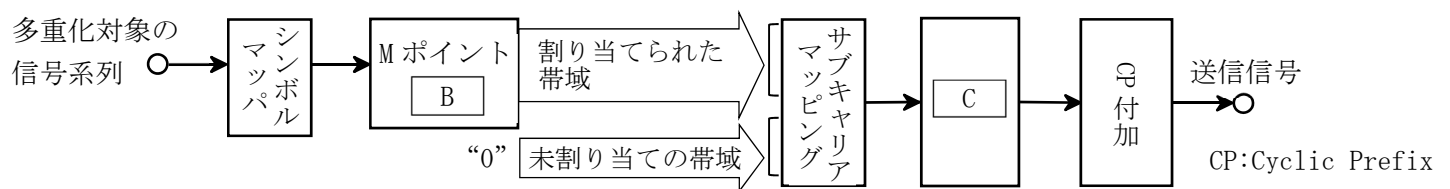


第一級陸上無線技術士「無線工学 A」試験問題

25 問 2 時間 30 分

A-1 次の記述は、第 4 世代移動通信システムで利用されている LTE-Advanced 方式 (FDD) 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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) LTE-Advanced 方式 (FDD) の上りリンク無線多元接続方式には、ピーク電力対平均電力比 PAPR (Peak to Average Power Ratio) を低減することによる低消費電力化やユーザー間の干渉低減等を図るため □ A □ 方式が用いられている。
- (2) 図に示す □ A □ 方式の原理的な構成例において、シンボルマップにより一次変調の複素シンボル列に変換された信号系列は、□ B □ により周波数領域に展開された情報シンボルとなり割り当てられた周波数帯域にマッピングされ、それ以外の周波数帯域は“0”をマッピングした系列に対して □ C □ 処理を行うことで送信信号を生成する。
- (3) 多重化対象となる M シンボルの一次変調された時間領域シンボルは、M ポイント □ B □ 処理により周波数領域に拡散されるため、□ A □ 方式の各サブキャリアには、M シンボルの各時間領域シンボルの □ D □ のシンボルを含むこととなり、シンボルのエネルギーが分散されるため PAPR を低く抑えることができる。



A	B	C	D
1 OFDMA	離散フーリエ変換 (DFT)	逆高速フーリエ変換 (IFFT)	一つのみ
2 OFDMA	逆高速フーリエ変換 (IFFT)	離散フーリエ変換 (DFT)	全て
3 SC-FDMA	離散フーリエ変換 (DFT)	逆高速フーリエ変換 (IFFT)	全て
4 SC-FDMA	逆高速フーリエ変換 (IFFT)	離散フーリエ変換 (DFT)	全て
5 SC-FDMA	逆高速フーリエ変換 (IFFT)	離散フーリエ変換 (DFT)	一つのみ

A-2 次の記述は、我が国の高度広帯域衛星デジタル放送方式 (ISDB-S3) に用いられている映像符号化方式 HEVC (High Efficiency Video Coding) の原理的な技術の特徴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。ただし、プロファイルは Main/Main10 とする。

- 1 符号化対象の画像は、符号化処理の基本単位でありシーケンス単位で一定のブロックサイズの CTU (Coding Tree Unit) に分割し、さらに図 1 に示す通り CTU を再帰的に四分木分割することで可変ブロックサイズの CU (Coding Unit) に分割される。これにより画像の局所的な特性に対して符号化処理を適応化することが可能となり、例えば平坦な絵柄や一様な動きの領域については CU のサイズを小さくすることで符号化効率を向上できる。
- 2 フレーム内符号化において、符号化済の隣接ブロックの情報から予測画像を生成し原画像との差分を符号化するための画面内予測の予測モードには、方向性予測、平面予測、直流成分予測があり、このうち輝度信号の方向性予測は図 2 に示す通り参照画素から方向性を持ち補間予測するもので、予測方向には 33 方向が定義されている。
- 3 フレーム間符号化において、予測ブロック毎に参照画像を特定することで複数の参照画像から動き予測を行うことができる。また、近接ブロックの複数の動き情報の候補から選択することで符号量を低減するマージモードが規定されている。
- 4 逆直交変換・逆量子化により得られる再構成画像の符号化ひずみ低減のためループ内フィルタが採用されており、このうちデブロッキングフィルタはブロック単位の予測・変換・量子化により発生するブロック境界の不連続なひずみを低減するため、再構成画像のブロック境界近傍の画素に対して平滑化処理を行うことで主観画質を改善している。
- 5 HEVC の変換符号化処理では整数精度の直交変換が用いられているため、MPEG2 で用いられる実数精度の離散コサイン変換 (DCT) と異なり実数演算アルゴリズムの違いによるエンコーダとデコーダの変換不一致は発生しない。また整数精度離散サイン変換 (DST) と変換スキップが導入され、ブロックサイズや信号種別等により適応的に選択される。

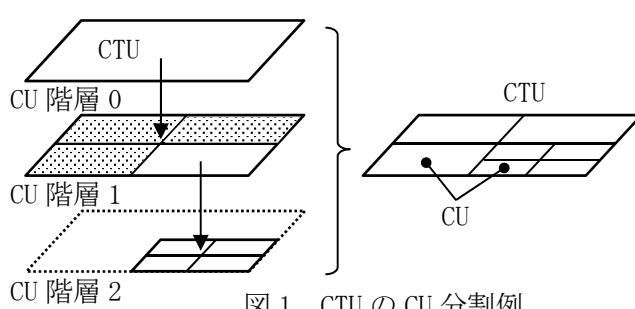


図 1 CTU の CU 分割例

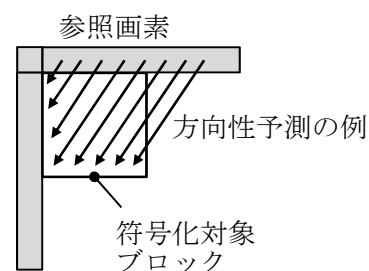


図 2 方向性予測のイメージ

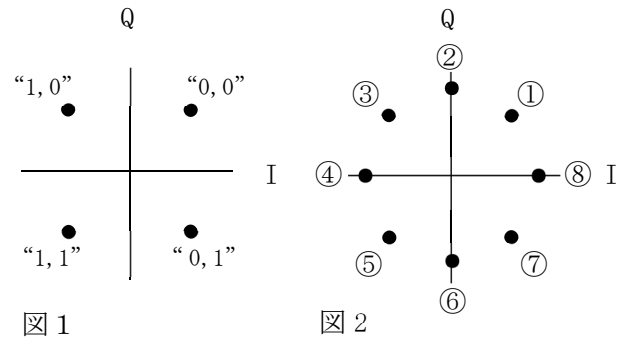
A-3 次の記述は、QPSK 及び  $\pi/4$  シフト QPSK の信号点の位相変化について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ここでの  $\pi/4$  シフト QPSK は、送るデータが “0, 0” であれば、その前に送った信号点に対して  $+\pi/4$  [rad] の位相変化を、同様に、送るデータが “0, 1” であれば、 $-\pi/4$ 、 “1, 1” であれば  $-\pi/4$ 、 “1, 0” であれば  $+\pi/4$  の位相変化をそれぞれ与えて送信するものとする。

(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, 0”、  
“0, 1”、“1, 1” 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 ① ④ ①
2	$\pi$	② ⑤ ④ ①
3	$\pi$	② ④ ⑧ ⑥
4	$\pi/2$	① ③ ⑦ ⑤
5	$\pi/2$	① ④ ③ ⑧



A-4 次の記述は、デジタル変調方式である QPSK 及び BPSK について、「SNR：ベースバンドにおける信号対雑音電力比」、「CNR：搬送波対雑音電力比」及び「 $E_b/N_0$ ：1 ビット当たりの信号電力（信号電力密度）と 1 [Hz] 当たりの雑音電力（雑音電力密度）の比」の理論的な説明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、負荷抵抗は 1 [Ω] であるものとする。

(1) QPSK 及び BPSK の包絡線振幅を  $A$  とし搬送波電力を同一とすると、ベースバンドにおける信号電力は、QPSK では同相成分と直交成分それぞれ  $A^2/2$ 、BPSK では □ A □ である。一方、搬送波電力は、QPSK 及び BPSK 共に  $A^2/2$  である。

(2) 雑音電力は、ベースバンドと搬送周波数帯で同じとして SNR と CNR を比較すると、QPSK では  $SNR = CNR$ 、BPSK では □ B □ である。

(3) 変調方式の白色ガウス雑音に対する強さは一義に  $E_b/N_0$  で決まり、シンボル長を  $T$  [s]、帯域幅を  $B$  [Hz]、1 シンボル当たりのビット数を  $n$  [bit] とすると、CNR と  $E_b/N_0$  の関係は次式で表される。

$$CNR = \frac{n/T E_b}{B N_0} = \frac{R E_b}{B N_0} \quad (n/T = R \text{ とする。})$$

(4) ここで、 $R/B$  は 1 秒・1 [Hz] 当たり伝送できるビット数（周波数利用効率）であり、同一の BER 特性とするための所要  $E_b/N_0$  が QPSK と BPSK で同じである場合、QPSK の所要  $CNR_Q$  と BPSK の所要  $CNR_B$  は  $CNR_B = CNR_Q$  □ C □ [dB] となる。

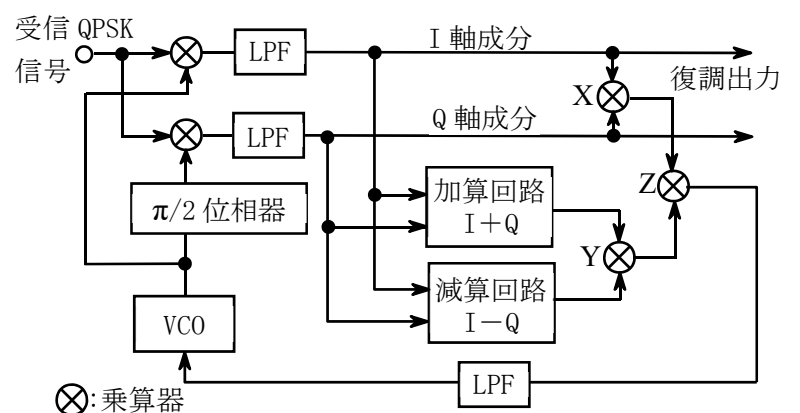
	A	B	C
1	$A^2$	$SNR = CNR/2$	-3
2	$A^2$	$SNR = 2CNR$	-3
3	$A^2/2$	$SNR = 2CNR$	+3
4	$A^2/2$	$SNR = CNR/2$	+3
5	$A^2/2$	$SNR = 2CNR$	-3

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  $\omega_c$  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  $\varphi$  [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、 $\omega_c$  からのずれを  $\theta$  [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) 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 □ A □、I 軸成分と Q 軸成分を乗算した乗算器 X 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、 $\varphi$  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 を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	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\cos(\varphi - 4\theta)$	$\cos 4\theta$
5	$\cos 2(\varphi - \theta)$	$\sin 2(\varphi - \theta)$	$\sin 4(\varphi - \theta)$	$\sin 4\theta$

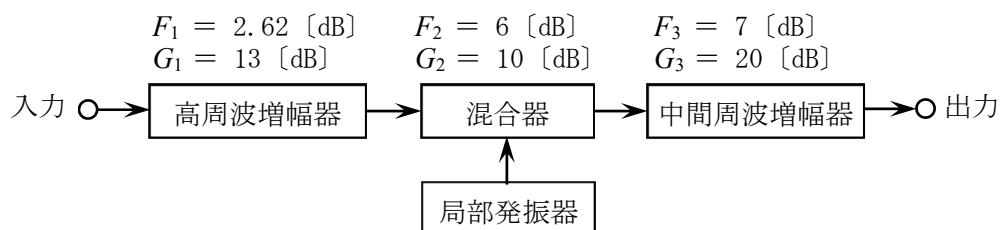


A-6  $e = A(1 + m \cos pt) \cos \omega t$  [V] で表される振幅変調(A3E)波電圧を二乗検波器に入力し、出力側で直流分と高周波分を除去したときの低周波出力電圧の実効値 $E$  [V] の大きさを表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、二乗検波器の入出力特性は出力電圧を $e_0$ とすると $e_0 = ke^2$  [V] で表すことができ、低周波出力には信号波成分と信号波の第2高調波成分が含まれるものとする。なお、 $A$  [V] は搬送波の振幅、 $m$  は、 $m \times 100$  [%] として $e$ の変調度、 $p$  [rad/s] は信号波の角周波数、 $\omega$  [rad/s] は搬送波の角周波数、 $k$  は定数を表すものとする。

- 1  $(kA^2m/\sqrt{2})^2(1 + m/4)$
- 2  $(kA^2m/\sqrt{2})^2\{1 + (m/4)^2\}$
- 3  $(kA^2m/\sqrt{2})(1 + m/4)$
- 4  $(kA^2m/\sqrt{2})\sqrt{1 + (m/4)^2}$
- 5  $(kA^2m/\sqrt{2})\sqrt{1 + m/4}$

A-7 図に示す受信系において、入力に換算した $C/N$ を10 [dB] とするために必要な所要入力電力 [dBm] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、高周波増幅器の雑音指数 $F_1$ を2.62 [dB]、利得 $G_1$ を13 [dB]、混合器の雑音指数 $F_2$ を6 [dB]、変換利得 $G_2$ を10 [dB]、中間周波増幅器の雑音指数 $F_3$ を7 [dB]、利得 $G_3$ を20 [dB]、ボルツマン定数 $k$ を-228.6 [dB(W/Hz/K)]、周囲温度 $T$ を24.6 [dB(K)]、等価雑音帯域幅 $B$ を5 [kHz] とする。また、各増幅器・混合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し、1 [mW] を0 [dBm]、 $\log_{10} 1.83 = 0.262$ 、 $\log_{10} 2 = 0.3$ 、 $\log_{10} 5 = 0.7$ とする。

- 1 -124 [dBm]
- 2 -134 [dBm]
- 3 -144 [dBm]
- 4 -154 [dBm]
- 5 -164 [dBm]



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)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。

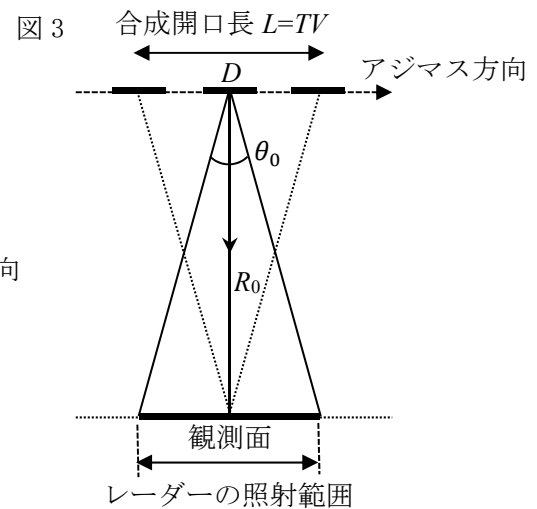
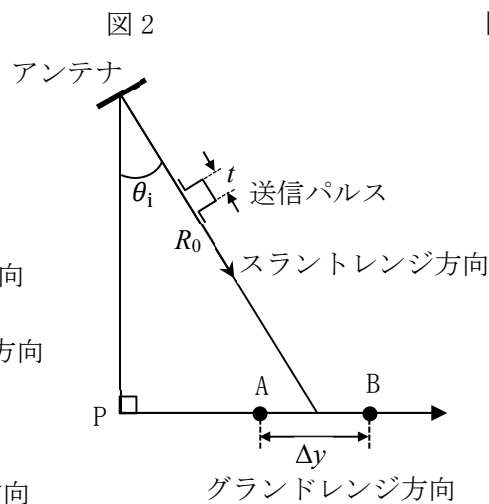
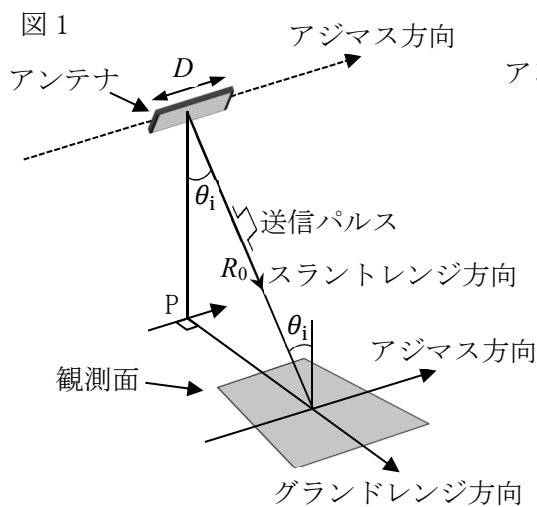
- 1 常時インバータ給電方式のうち常に商用電源と同期をとってインバータ側から給電する商用同期方式は、商用電源と非同期中にインバータ側から商用電源側に出力を切り替えると、出力電圧や位相が急変する可能性がある。
- 2 ラインインタラクティブ方式は、平常時は商用電源側から給電する方式で、一般的に一定範囲内の電圧変動は電圧調整を行うことができ、補正範囲を超えた電圧変動や停電等の商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電する。
- 3 常時商用給電方式は、商用電源異常時にインバータ側に出力を切り替えて給電を行う方式で、低損失で経済性に優れているが、平常時の電源品質は商用電源に依存する。
- 4 共通予備システムは、一般的に常用UPSのバイパス入力に共通予備UPSの出力を接続したシステムで、共通予備UPSの容量を適切に選定することで、例えば複数台接続した常用UPSのうち同時に2台バックアップすることも可能である。
- 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。各UPSが完全に独立して運転しているため、容量や設計・技術等の異なるUPSの混在が可能で拡張時の機種選定の自由度が高い。

A-9 次の記述は、結晶系シリコン太陽電池の原理的な特性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 pn接合の界面付近では、p型半導体の正孔がn型半導体の領域に、n型半導体の自由電子がp型半導体の領域にそれぞれ拡散し再結合により空乏層が形成され、空乏層のp型側が負、n型側が正に帯電した内蔵電位が生じ熱平衡状態となる。
- 2 pn接合の界面付近に形成された空乏層にバンドギャップより大きいエネルギーの光が入射すると価電子帯の電子が励起され光電子と正孔となり、空乏層の内蔵電位により分離され、光電子はn領域に正孔はp領域に移動し起電力が発生する。
- 3 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（放射照度×受光面積）に対する最大出力（電気エネルギー）の割合で評価でき、受光面積として電極等を除く光電効果のある面積を用いる場合を実効変換効率、太陽電池の全面積を用いる場合を真性変換効率といい、一般的に多結晶シリコン太陽電池は単結晶シリコン太陽電池に比べて変換効率が低い。
- 4 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短絡電流は微増するが、開放電圧が大幅に減少するので、変換効率は温度の上昇とともに低下する。
- 5 最適動作点での出力（最大出力）を開放電圧と短絡電流の積で割った値を曲線因子（FF）といい、太陽電池の電流電圧特性の良さを表す指標で、一般的に1に近いほど良い特性を表す。

A-10 次の記述は、図に示す合成開口レーダーの原理的な分解能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、合成開口レーダーを搭載するプラットフォームの移動方向をアジマス方向、プラットフォームの移動方向と直交する方向をレンジ方向とし、このうちアンテナの直下Pから地表の観測面の方向をグラウンドレンジ方向、アンテナから観測面の方向をスラントレンジ方向とする。また、電波はスラントレンジ方向に照射し、地表面は平面、開口径 $D$  [m] のアンテナのビーム幅 $\theta_0$  [rad] と波長 $\lambda$  [m] は $\theta_0 \approx \lambda/D$ の関係があり、アンテナから観測面までの距離は十分大きく、 $\tan\theta_0 \approx \theta_0$  で近似できるものとし、受信信号のS/N等は考慮せず分解能は記載の条件でのみ定まるものとする。

- (1) 合成開口レーダーは、レーダーを搭載したプラットフォームが移動しながら観測したデータを合成開口処理することで、一定の移動距離の長さを等価的なアンテナ長とし高分解能を得る方法で、リモートセンシング等に利用されている。
- (2) グラウンドレンジ方向の分解能 $\Delta y$  [m] は、図2に示す通りアンテナから送信されたパルスの幅を $t$  [s]、電波の伝搬速度を $c$  [m/s]、入射角を $\theta_i$  [rad] とすると、観測点A,Bが識別できる条件より $\Delta y = \square A$  となり、プラットフォームの直下付近では分解能が極めて  $\square B$  なる。
- (3) アジマス方向は、プラットフォームがアジマス方向に移動しながらパルスを送受することでアンテナと観測点の相対位置変化によるドブラーシフトが起きる。プラットフォームの対地速度を $V$  [m/s]、合成開口時間を $T$  [s]、スラントレンジ距離を $R_0$  [m] とすると、合成開口長 $L$  [m] は $L=TV$ 、ドブラーバンド幅 $B_D$  [Hz] は $B_D \approx 2V^2T/(\lambda R_0)$ で表される。従って、アジマス方向の分解能 $\Delta x$  [m] は $\Delta x \approx V/B_D \approx \square C$  となり、アジマス方向のアンテナ長を短くすると分解能は  $\square D$  なる。



	A	B	C	D
1	$ct/(2\cos\theta_i)$	悪く (低く)	$D/2$	良く (高く)
2	$ct/(2\cos\theta_i)$	良く (高く)	$2/D$	悪く (低く)
3	$ct/(2\sin\theta_i)$	良く (高く)	$2/D$	悪く (低く)
4	$ct/(2\sin\theta_i)$	悪く (低く)	$D/2$	良く (高く)
5	$ct/(2\sin\theta_i)$	悪く (低く)	$2/D$	悪く (低く)

A-11 次の記述は、GPS (Global Positioning System) を利用した移動局の位置の測位に伴う測位誤差や、既知の地点 (基準局) で GPS の誤差を測定しこの誤差情報により離れた地点の誤差を推定し補正するディファレンシャル GPS (DGPS) 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 マイクロ波が電離圏を通過する際に生じる電離圏遅延誤差は、スポンディックE層やF層の影響が大きい、電離圏遅延量は周波数の二乗に反比例するため、2周波以上の測定により軽減することができる。
- 2 マイクロ波が対流圏を通過する際に生じる対流圏遅延誤差は、大気密度が高い地表付近で大きくなるが、対流圏遅延量は周波数に比例するため、2周波以上の測定により軽減することができる。
- 3 マイクロ波のマルチパスによる測位誤差は、仰角の低いGPS衛星を使用しないことが有効であるが、DGPSによる補正はできない。
- 4 衛星クロック誤差は、基準局と移動局の位置関係に依存しないため、DGPSにより良好に補正できる。
- 5 GPS衛星軌道の予測誤差である衛星軌道誤差は、基準局と移動局にほぼ共通に現れるためDGPSにより補正できるが、基準局と移動局の間の距離 (基線長) が長くなると共通性が減少することから補正精度が低下する。

A-12 次の記述は、デジタル無線方式に用いられるフェージング補償 (対策) 技術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 フェージングにより発生する誤りはある程度バースト性をもっている、バースト誤りに強い BCH 符号の利用や、畳み込みとランダム誤り訂正を組み合わせるバースト誤りをランダム化し誤り訂正することが効果的である。
- 2 トランスバーサル自動等化器などによる時間領域の等化は、符号間干渉の軽減に効果があるが、改善できる振幅や遅延ひずみは等化に使用するタップ数に依存する。
- 3 周波数領域の等化を行う代表的な可変共振形自動等化器は、フェージングによる振幅及び遅延周波数特性を共振回路により補償するものであるため、例えば反射波の方が直接波より強い場合などでは原理的に補償できない場合が生じる。
- 4 スペースダイバーシティ及び周波数ダイバーシティなどのダイバーシティ方式は、互いにフェージングの相関が低い複数のブランチを用意し、その出力を選択又は合成することによってフェージングの影響を軽減する。
- 5 信号列をいくつかの信号列に分けて複数の副搬送波で伝送するマルチキャリア伝送方式は、波形ひずみの影響が強いマルチパスフェージングに対して効果的である。

A-13 受信機の非線形増幅回路の入力を $e_1$ 、出力を $e_0$ としたとき、入出力特性が $e_0 = a_1 e_1 + a_2 e_1^2 + a_3 e_1^3$ で示される回路に、 $e_1 = A \sin \omega_1 t$ 及び $e_2 = B \sin \omega_2 t$ で表される二つの信号波が同時に加わった場合、その回路の出力に現れる相互変調積のうち、 $2\omega_2 - \omega_1$ の周波数成分の振幅の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $a_1$ 、 $a_2$ 、 $a_3$ は係数である。

- 1  $3a_3AB^2/2$       2  $3a_3AB^2/4$       3  $3a_3A^2B/2$       4  $3a_3A^2B/4$       5  $3a_3A^2B^2/2$

A-14 次の記述は、多元接続を用いた衛星通信システムの回線の割当て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) 回線割当て方式である □A□ 方式は、トラヒックの時間的な変化にかかわらず、各地球局間にあらかじめ定められた容量の回線を固定的に割り当てる方式であり、局間のトラヒックの変動が □B□ ネットワークに有効な方式である。  
 (2) 各地球局から要求(電話の場合は呼)が発生するたびに回線を設定する方式は、□C□ 方式といい、□D□ 通信容量の多数の地球局が単一中継器を共同使用する場合に有効な方式である。

	A	B	C	D
1	プリアサイメント	少ない	デマンドアサイメント	小さな
2	プリアサイメント	大きい	デマンドアサイメント	大きな
3	プリアサイメント	大きい	デマンドアサイメント	小さな
4	デマンドアサイメント	少ない	プリアサイメント	大きな
5	デマンドアサイメント	大きい	プリアサイメント	小さな

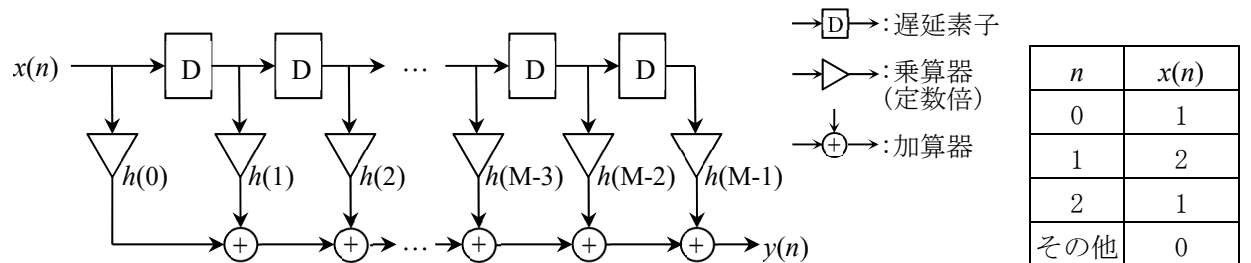
A-15 次の記述は、図に示すデジタル信号処理等で用いられる FIR(Finite Impulse Response)フィルタの原理的動作について述べたものである。□内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、 $n$ 、 $M$ は整数とする。

- (1) インパルス応答が有限長の FIR フィルタは、時間領域でのインパルス応答の畳み込み和による差分方程式で記述できる。  
 (2) インパルス応答を  $h(n)$ 、 $n=0,1,\dots,M-1$  ( $h(n)=0, n<0, n>M-1$ )、入力信号を  $x(n)$  とすると、出力信号  $y(n)$  は差分方程式により次式で表せる。

$$y(n) = h(0)x(n) + h(1)x(n-1) + h(2)x(n-2) + \dots + h(M-1)x(n-(M-1)) = \sum_{k=0}^{M-1} h(k)x(n-k)$$

- (3)  $M=3$ 、 $h(0)=1$ 、 $h(1)=-2$ 、 $h(2)=1$  とし、表に示す入力信号  $x(n)$  を加えた場合、出力信号  $y(1)$ 、 $y(2)$ 、 $y(3)$  はそれぞれ、□A□、□B□、□C□ となる。

	A	B	C
1	1	0	-2
2	1	-4	1
3	0	-4	0
4	0	-2	0
5	-2	0	1



A-16 次の記述は、ブロック符号の一つであるハミング(7,4)符号の生成及び誤り訂正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) ハミング(7,4)符号は線形符号であり、生成行列を用いて、符号化対象の情報ビットから符号語が生成できる。また、検査行列を用いて、符号語が雑音等の影響を受けた受信語からシンドロームを求め誤り検出もしくは訂正する。  
 (2) 符号化対象の情報を $\mathbf{x}$ 、符号語を $\mathbf{w}$ 、受信語を $\mathbf{y}$ 、生成行列を $\mathbf{G}$ 、検査行列を $\mathbf{H}$ 、シンドロームを $\mathbf{s}$ とすると、 $\mathbf{w} = \mathbf{xG}$ 、 $\mathbf{s}^T = \mathbf{Hy}^T$  ( $T$ は転置行列) となり、 $\mathbf{s}^T = \mathbf{0}^T$ は誤りなし、 $\mathbf{s}^T \neq \mathbf{0}^T$ は誤りを含むことを示し、1ビット誤りであれば $\mathbf{s}^T$ と $\mathbf{H}$ を比較し、 $\mathbf{s}^T$ と一致する $\mathbf{H}$ の列位置を誤りの位置とし $\mathbf{y}$ の同位置のビットを反転することで誤りが訂正できる。  
 (3) 例えば、生成行列と検査行列が以下で与えられるとき、符号化対象の情報 $\mathbf{x} = [0 \ 1 \ 0 \ 1]$ をハミング(7,4)符号で生成した符号語は[ □A□ ]であり、また、1ビット誤りのある受信語 $\mathbf{y} = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0]$ の誤りを訂正した符号語は[ □B□ ]となる。

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

	A	B
1	0101100	0100010
2	0101100	0111010
3	1010011	0100010
4	1010011	0110011
5	1010011	0110110

A-17 次の記述は、図に示す方向性結合器を用いた無線設備の空中線電力の測定に伴う空中線の電圧定在波比(VSWR)の測定過程における進行波の電圧  $e_f$  及び進行波の電力  $p_f$  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、ここでの方向性結合器の校正値(結合減衰量の大きさ)  $k$  [dB] は、端子 a 及び b 側の出力を終端電圧、端子 c 及び d 側の出力を開放電圧としたときの送信機の周波数に対する値とする。また、方向性結合器と送信機、給電線及び測定器は整合しており、方向性結合器や接続ケーブル類の挿入損失は無く、アイソレーション特性は理想的なものとする。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- 方向性結合器の端子 a または端子 b に入力された信号は、それぞれ端子 b または端子 a へ出力され、端子 c には端子 a に入力された信号の振幅に □ A □ した電圧が生じ、端子 d には端子 b に入力された信号の振幅に □ A □ した電圧が生じる。
- 端子 c に、開放電圧表示の測定器に替えて、終端電圧表示のスペクトルアナライザを接続して進行波電圧  $e_f$  [dB $\mu$ V] を求める場合、スペクトルアナライザの終端電圧表示値を  $E_f$  [dB $\mu$ V] とすると、 $e_f$  は次式から求められる。

$$e_f = E_f + k + \square B \square \text{ [dB}\mu\text{V]} \dots\dots \text{①}$$

- 進行波電力  $p_f$  [dBm] を求める場合、スペクトルアナライザの電力表示値を  $P_f$  [dBm] とすると、 $p_f$  は次式から求められる。

$$p_f = P_f + k + \square C \square \text{ [dBm]} \dots\dots \text{②}$$

A	B	C
1 反比例	3	6
2 反比例	6	3
3 比例	3	3
4 比例	6	3
5 比例	6	6



A-18 次の記述は、AM(A3E)受信機の近接周波数選択度特性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、図 2-1 及び図 2-2 の選択度曲線は、図 1 の測定構成により、標準信号発生器の出力周波数を受信機と同調周波数  $f_0$  [Hz] の上下に変化し、受信機の出力レベルをレベル計で測定して得たものである。

- 近接周波数選択度特性は、主として □ A □ 増幅器の選択度特性によって決まる。図 2-1 に示すように選択度曲線の最大の出力レベル点から一定値  $\delta$  [dB] 低い二つの周波数  $f_1$  [Hz] 及び  $f_2$  [Hz] の間隔 ( $f_2 - f_1$ ) [Hz] を通過帯域幅といい、 $\delta$  には通常 6 [dB] が用いられ、その時の通過帯域幅を 6dB 帯域幅という。また、 $f_2$  における出力レベルより  $\alpha$  [dB] 低いレベルとなる周波数  $f_3$  と  $f_2$  との差  $\Delta f$  [Hz] で  $\alpha$  を割った値を □ B □ という。

- C □ とは、一般には図 2-2 に示すように、60dB 帯域幅  $B_{60}$  [Hz] と 6dB 帯域幅  $B_6$  [Hz] との比で表し、この値が 1 に近いほど理想選択度特性に近いことを示す。

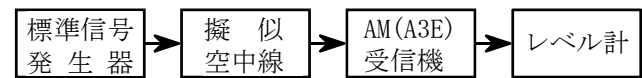


図 1

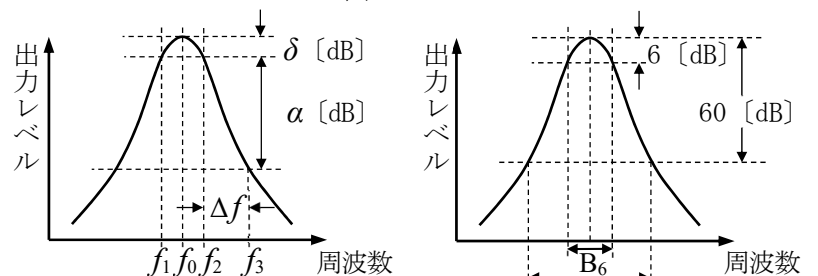


図 2-1

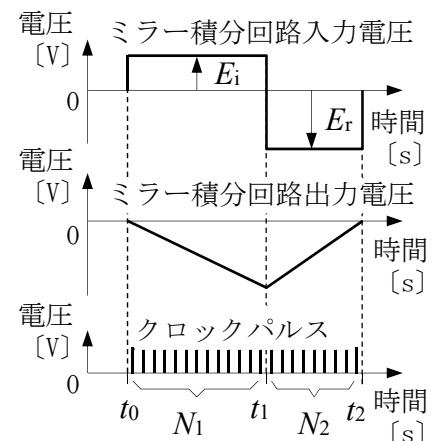
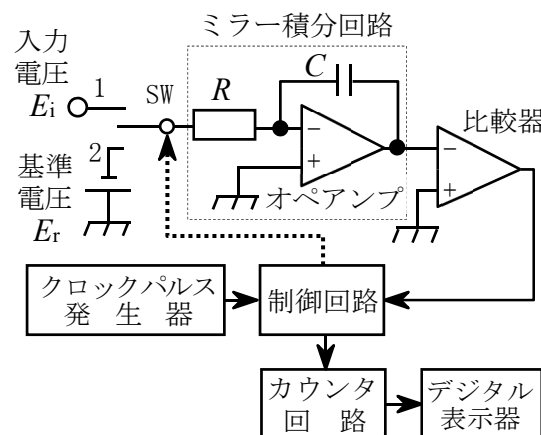
図 2-2

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。

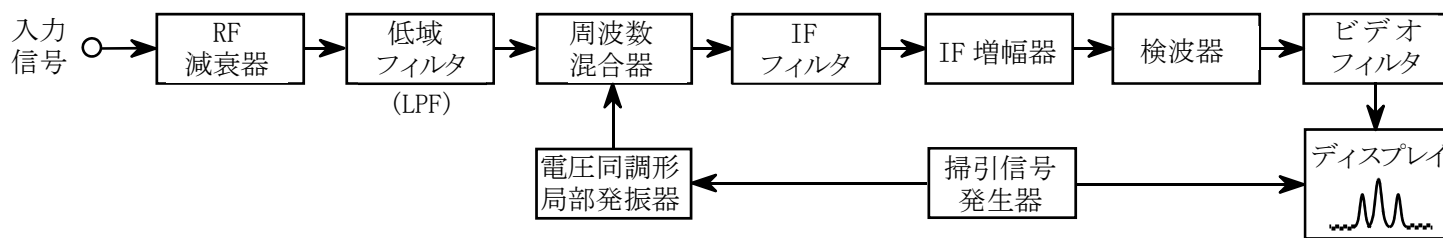
- スイッチ SW を 1 に入れ、正の入力直流電圧  $E_i$  をミラー積分回路に加えると、その出力電圧が零から負方向に直線的に変化し、同時に比較器が動作する。制御回路は、比較器が動作を始めた時刻  $t_0$  からクロックパルスを送り、計数値が一定数  $N_1$  になった時刻  $t_1$  に SW を 2 に切替え、 $E_i$  と逆極性の負の基準電圧  $E_r$  を加える。ミラー積分回路の出力電圧は、 $t_1$  から正方向に直線的に変化し、時刻  $t_2$  で零になる。 $t_1$  から  $t_2$  までの計数値が  $N_2$  のとき、近似的に  $E_i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

- 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	B	C
1 $E_r N_1 / N_2$	する	整数分の一
2 $E_r N_1 / N_2$	する	整数倍
3 $E_r N_1 / N_2$	しない	整数分の一
4 $E_r N_2 / N_1$	しない	整数倍
5 $E_r N_2 / N_1$	しない	整数分の一

A-20 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 □ 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 □ 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 □ 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 □ 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 | 短く | 高く | 高域フィルタ (HPF) |
| 4 | IF | 長く | 高く | 帯域フィルタ (BPF) |
| 5 | IF | 長く | 低く | 低域フィルタ (LPF) |

B-1 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) 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 □ ウ □ 施すことなどがある。
- (4) 一般に、周波数逡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過して高調波成分を生じるときや、複数の周波数成分を持つ信号が非直線回路を通過してそれらの周波数の組合せによる周波数成分を生じるときなどに発生する。

- |   |     |   |                  |   |      |   |      |    |        |
|---|-----|---|------------------|---|------|---|------|----|--------|
| 1 | である | 2 | 偶数次(2次、4次、6次・・・) | 3 | A    | 4 | C    | 5  | 直線ひずみ  |
| 6 | でない | 7 | 奇数次(3次、5次、7次・・・) | 8 | 正帰還を | 9 | 負帰還を | 10 | 非直線ひずみ |

B-2 次の記述は、OFDM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。

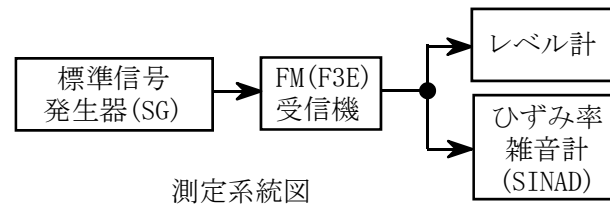
- (1) OFDM信号の受信に必要な同期処理としては、送信側のシンボルの区切りと同じタイミングを検出するためのシンボルに対する同期、送信側で送られた搬送波と同一周波数にするための搬送波周波数に対する同期及び □ ア □ フーリエ変換処理に必要な標本を生成するためのサンプリング周波数に対する同期がそれぞれ必要である。
- (2) シンボルに対する同期は、シンボルの前後にある同じ情報を利用してとることができる。具体的な方法としては、受信したOFDM信号と、それを □ イ □ 有効シンボル期間長分遅延させた信号との積をとり □ ウ □ すれば、遅延させた信号のシンボルのガードインターバル期間のみは、受信したOFDM信号のシンボルの後半の一部分と相関が □ エ □ 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リング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リング周波数の誤差によって生じる信号間の □ オ □ の差を利用してとることができる。

- |   |     |   |     |   |    |   |          |    |    |
|---|-----|---|-----|---|----|---|----------|----|----|
| 1 | 逆離散 | 2 | 1/2 | 3 | 微分 | 4 | ない(違う波形) | 5  | 位相 |
| 6 | 離散  | 7 | 1   | 8 | 積分 | 9 | ある(同じ波形) | 10 | 振幅 |

B-3 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。

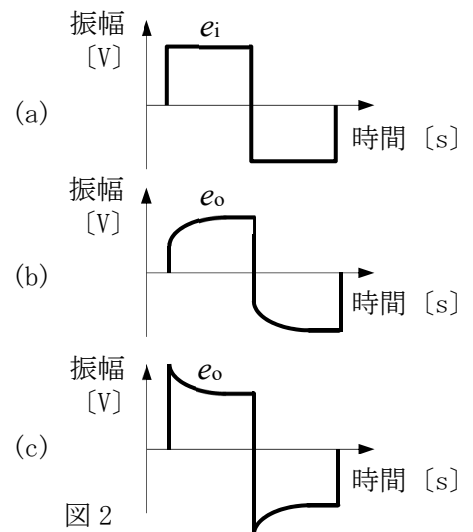
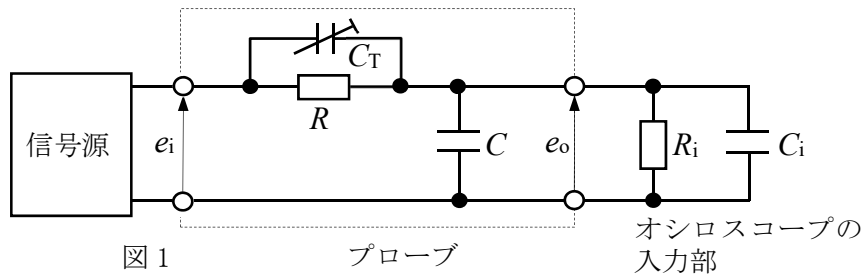
- (1) 標準信号発生器 (SG) を試験周波数に設定し、1,000 [Hz] の □ ア 信号により 60%変調状態(周波数偏移が許容値の 60%となる変調入力を加えた状態)とする。
- (2) (1)の状態では SG から受信機に 60 [dBμV] □ イ の受信機入力電圧を加え、受信機の規定の復調出力(定格出力の 1/2)が得られるように受信機の □ ウ を調整する。
- (3) (2)の状態では SG の出力を調整し、受信機の復調信号の SINAD 即ち  $10\log_{10}$  □ エ が 12 [dB] となる SG の出力レベルから受信機入力電圧を求める。この値を基準感度という。ここで、 $S$  は信号、 $N$  は雑音、 $D$  は □ オ とする。

- |                       |           |
|-----------------------|-----------|
| 1 正弦波                 | 6 矩形波     |
| 2 以上                  | 7 以下      |
| 3 $\{(S+N+D)/(S+N)\}$ | 8 出力レベル   |
| 4 $\{(S+N+D)/(N+D)\}$ | 9 スケルチレベル |
| 5 ひずみ成分               | 10 低調波成分  |



B-4 次の記述は、図1に示す等価回路で表される信号源及びオシロスコープの入力部との間に接続するプローブの周波数特性の補正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、オシロスコープの入力部は、抵抗  $R_i$  [Ω] 及び静電容量  $C_i$  [F] で構成され、また、プローブは、抵抗  $R$  [Ω]、可変静電容量  $C_T$  [F] 及びケーブルの静電容量  $C$  [F] で構成されるものとする。

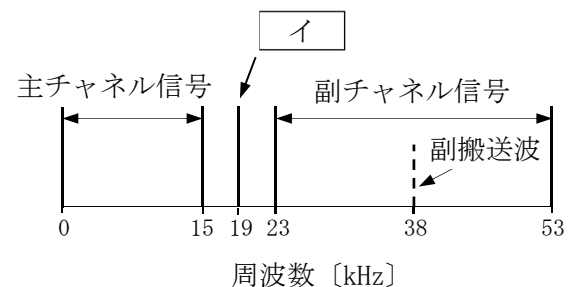
- (1) 図 2の(a)に示す方形波  $e_i$  [V] を入力して、プローブの出力信号  $e_o$  [V] の波形が、 $e_i$  と相似な方形波になるように  $C_T$  を調整する。この時  $C_T$  の値は □ ア の関係を満たしており、原理的に  $e_o/e_i$  は、周波数に関係しない一定値 □ イ に等しくなり、 $e_o/e_i$  の周波数特性は平坦になる。
- (2) 静電容量による分圧比と抵抗による分圧比を比較すると、(1)の状態から、 $C_T$  の値を大きくすると、静電容量による分圧比の方が □ ウ になり、周波数特性として高域レベルが □ エ ため、 $e_o$  の波形は、図2の □ オ のようになる。



- |                      |                      |       |         |        |
|----------------------|----------------------|-------|---------|--------|
| 1 $R/(R+R_i)$        | 2 $R_i/(R+R_i)$      | 3 小さく | 4 持ち上がる | 5 落ちる  |
| 6 $(C+C_i)R=C_T R_i$ | 7 $(C+C_i)R_i=C_T R$ | 8 大きく | 9 (b)   | 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 周波数変調 | 2 パイロット信号 | 3 主チャンネル信号  | 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 副チャンネル信号 |