

FA201

第一級陸上無線技術士「無線工学A」試験問題

(参考) 試験問題の図中の抵抗などは、旧図記号を用いて表記しています。

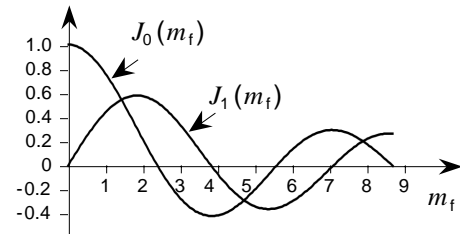
25問 2時間30分

- A - 1 単一正弦波で 50 [%] 変調された AM (A3E) 変調波の全電力が、360 [W] であった。この電波の両側波帯のうち、一方の側波帯のみの電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

1 20 [W] 2 30 [W] 3 60 [W] 4 90 [W] 5 180 [W]

- A - 2 最大周波数偏移が入力信号のレベルに比例する FM (F3E) 変調器に 400 [Hz] の正弦波を変調信号として入力し、その出力をスペクトルアナライザで観測した。変調信号の振幅を零から徐々に大きくしたところ、1 [V] で搬送波の振幅が零となった。図に示す第 1 種ベッセル関数のグラフを用いて、最大周波数偏移が 2,400 [Hz] となるときの変調信号の振幅の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 m_f は変調指数とする。

1 1.4 [V]
2 1.8 [V]
3 2.1 [V]
4 2.5 [V]
5 3 [V]



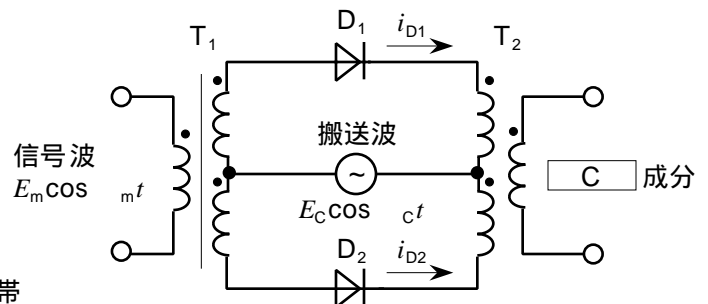
- A - 3 次の記述は、SSB (J3E) 送信機に用いられる平衡変調器で搬送波抑圧振幅変調波を得る原理について述べたものである。
 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、同じ記号の 内には、同じ字句が入るものとする。
 また、ダイオード D_1 及び D_2 の特性は等しく、 E_m [V] 及び E_c [V] をそれぞれ信号波及び搬送波の振幅とし、 ω_m [rad/s] 及び ω_c [rad/s] をそれぞれ信号波及び搬送波の角周波数とする。

- (1) 図に示す平衡変調器において、信号波 $E_m \cos \omega_m t$ [V] は、巻線比 1 : 2 のセンタータップ付き変成器 T_1 を経て、 D_1 及び D_2 にそれぞれ逆位相で加えられ、また、搬送波 $E_c \cos \omega_c t$ [V] は、 D_1 及び D_2 に A で加えられる。ただし、変成器 T_1 及び T_2 の \cdot (ドット) は、一次側と二次側の電圧が同極性であることを示す。
 (2) D_1 の両端の電圧が $E_c \cos \omega_c t + E_m \cos \omega_m t$ [V] のとき、 D_2 の両端の電圧は $E_c \cos \omega_c t - E_m \cos \omega_m t$ [V] である。また、 D_1 又は D_2 の両端の電圧が e [V] のときに流れる電流 i_D が $i_D = a_0 + a_1 e + a_2 e^2$ [A] (a_0 、 a_1 、 a_2 は定数) で表されるとき、変成器 T_2 の一次側に D_1 の電流 i_{D1} [A] 及び D_2 の電流 i_{D2} [A] が流れると、二次側には、次式で表される $i_{D1} - i_{D2}$ に比例する電流が流れる。

$$i_{D1} - i_{D2} = \text{B} \text{ [A] -----}$$

式より、 $i_{D1} - i_{D2}$ には搬送波成分がなく、第 1 項の信号波成分及び第 2 項の C 成分のみになる。

T_2 に高周波用変成器を用いると、その二次側には信号波成分は現れず、 C 成分のみが出力される。



A	B	C
1 同位相	$2a_1 E_m \cos \omega_m t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$	単側波帯
2 同位相	$2a_1 E_c \cos \omega_c t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$	単側波帯
3 同位相	$2a_1 E_m \cos \omega_m t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$	両側波帯
4 逆位相	$2a_1 E_c \cos \omega_c t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$	両側波帯
5 逆位相	$2a_1 E_m \cos \omega_m t + 4a_2 E_c E_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t$	単側波帯

- A - 4 次の記述は、我が国の地上系デジタル方式標準テレビジョン放送の送信の標準方式に用いられる離散コサイン変換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 画像信号のデータ圧縮に用いられる変換符号化方式の一種である。
 2 N 個の時間軸上のデータは、 N 個の周波数軸上のデータに変換される。
 3 画像信号を変換したときのデータは、水平方向の周波数成分と垂直方向の周波数成分で構成される。
 4 変換は、画像信号を 16 画素四方 (16×16画素) のブロックに分割して行われる。
 5 変換により得られたデータのうち、高い周波数成分は人間の視覚が鈍感なので、低い周波数成分よりも量子化ステップを粗くして情報量を減らすことができる。

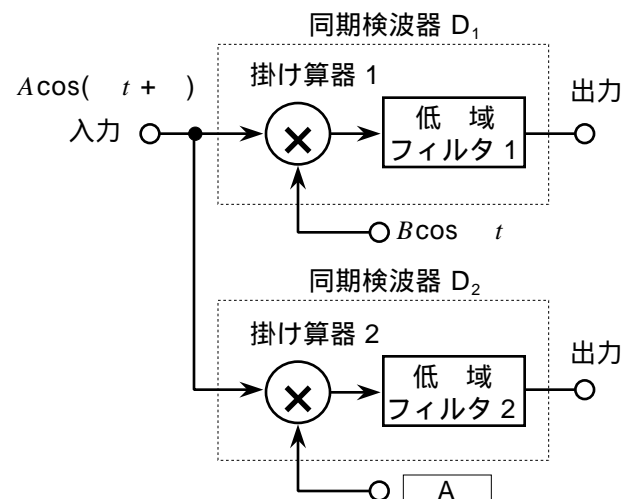
- A - 5 振幅変調波 e [V] を入力したときの出力の検波電流 i が $i = k^2$ [A] で表される二乗検波器に $e = E(1 + 0.6 \sin pt) \sin t$ [V] を入力して二乗検波し、出力の不要な成分を帯域フィルタで除去したとき、変調信号の第 2 高調波成分は帯域フィルタで分離できないためひずみが生ずる。このときのひずみ率の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $k = 1$ [A/V]、 E [V] は搬送波の振幅、 ω [rad/s] は搬送波の角周波数、 p [rad/s] は信号波の角周波数で、 $\omega > p$ とし、帯域フィルタによる第 2 高調波成分の減衰はないものとする。また、 $\cos 2x = 1 - 2\sin^2 x$ である。

1 10 [%] 2 12 [%] 3 15 [%] 4 20 [%] 5 30 [%]

- A - 6 次の記述は、図に示す同期検波器を用いた 4 相 PSK (QPSK) 波の復調器の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、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 搬送波の位相が 0 、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ [rad] と変化する QPSK 波 $A \cos(\omega_c t + \theta)$ [V] を同期検波器 D_1 及び D_2 に加えると同時に、別に再生した二つの復調用信号 $B \cos \omega_c t$ [V] 及び □ A □ [V] を D_1 及び D_2 に加えて同期検波を行う。ただし、 A [V] 及び ω_c [rad/s] は搬送波の振幅及び角周波数とし、 B [V] は復調用信号の振幅とする。
- (2) D_1 において、低域フィルタ 1 は、QPSK 波の位相が □ B □ [rad] のとき正又は負の信号を出力する。また、 D_2 において、低域フィルタ 2 は、QPSK 波の位相が □ C □ [rad] のとき正又は負の信号を出力する。したがって、二つの出力から QPSK 波の位相を判定することができる。

A	B	C
1 $B \sin \omega_c t$	0 又は $\pi/2$	又は $3\pi/2$
2 $B \sin \omega_c t$	0 又は π	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$
3 $B \sin \omega_c t$	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$	0 又は π
4 $-B \cos \omega_c t$	0 又は π	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$
5 $-B \cos \omega_c t$	$\pi/2$ 又は $3\pi/2$	0 又は π



- A - 7 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 4,200 [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、受信周波数より低いものとする。

1 3,290 [kHz] 2 3,745 [kHz] 3 4,200 [kHz] 4 4,655 [kHz] 5 5,110 [kHz]

- A - 8 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機において生ずることのある、相互変調及び混変調による妨害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。

- 相互変調による妨害は、受信機に複数の電波が入力されたとき、回路の非直線動作によって各電波の周波数の n 倍の成分の和又は差の成分が生じ、これらが希望周波数又は中間周波数と一致したときに生ずる現象である。ただし、 n は、正の整数とする。
- 妨害波の周波数が f_1 [Hz] 及び f_2 [Hz] のとき、回路の非直線性によって生ずる周波数成分のうち、 $2f_1 - f_2$ [Hz] 及び $2f_2 - f_1$ [Hz] は、2 次の相互変調波の成分である。
- 混変調による妨害は、受信機に希望波及び妨害波が入力されたとき、回路の非直線動作によって妨害波の変調信号成分で希望波の搬送波が変調を受ける現象である。
- 混変調による妨害は、希望波の搬送波の周波数が f_d [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が f_u [Hz]、妨害波の側波帯成分の周波数が $f_u + f_m$ [Hz] のとき、混変調積の周波数成分のうち、 $f_d \pm f_m$ [Hz] によって生ずる。
- 相互変調及び混変調による妨害は、中間周波増幅段よりも高周波増幅段又は周波数変換段で生じやすい。

A - 9 次の記述は、図 1 に示すパルス幅制御形チョップ方式の安定化電源の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。

- (1) 平滑回路に流れる電流の □ A を変えるため、電圧 - パルス幅 (V-PW) 変換器の出力のパルス幅を変化させ、チョップの導通 (ON) 時間を制御する。
- (2) 出力電圧 V_o [V] が基準電圧発生器の出力電圧より小さくなると、チョップの導通 (ON) 時間が □ B なるよう制御する。
- (3) 平滑回路のコイル L に流れる電流は、図 2 の □ C のように変化する。

	A	B	C
1	極性	長く	(a)
2	極性	短く	(b)
3	平均値	長く	(a)
4	平均値	短く	(a)
5	平均値	長く	(b)

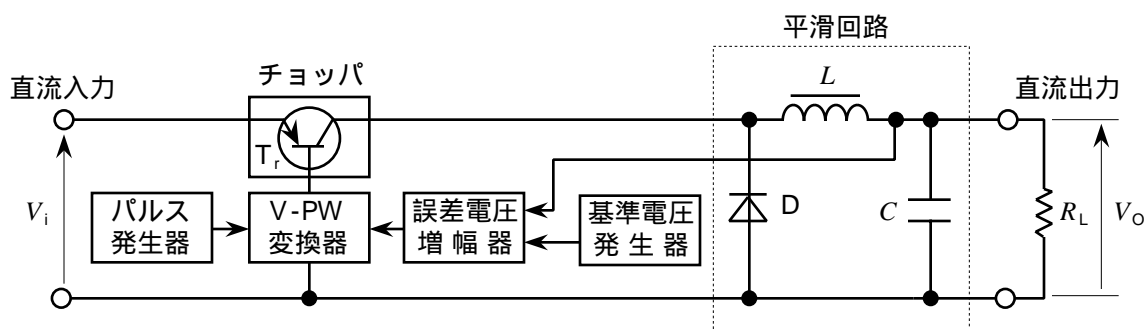


図 1

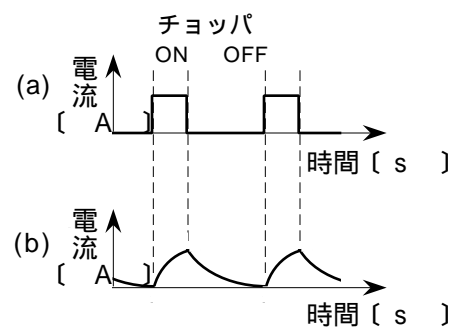


図 2

A - 10 次の記述は、図に示す各種整流回路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、各図において、交流入力 は正弦波であり、変圧器の二次側電圧 v [V] は同一とし、負荷抵抗 R_1 、 R_2 及び R_3 [] に流れる電流の平均値は同一とする。また、変圧器 T は無損失であり、ダイオード D は理想ダイオードとする。

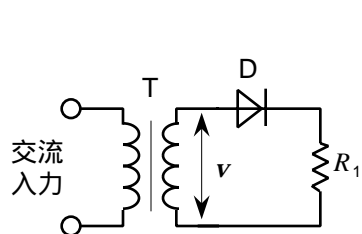


図 1 単相半波整流回路

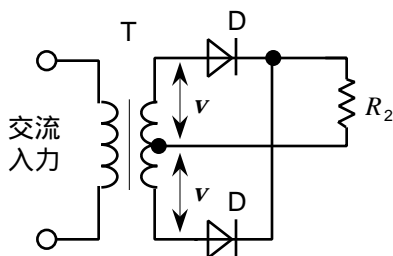


図 2 単相全波整流回路

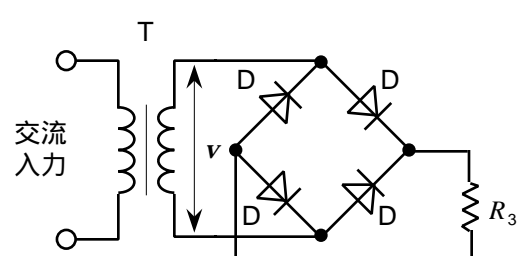


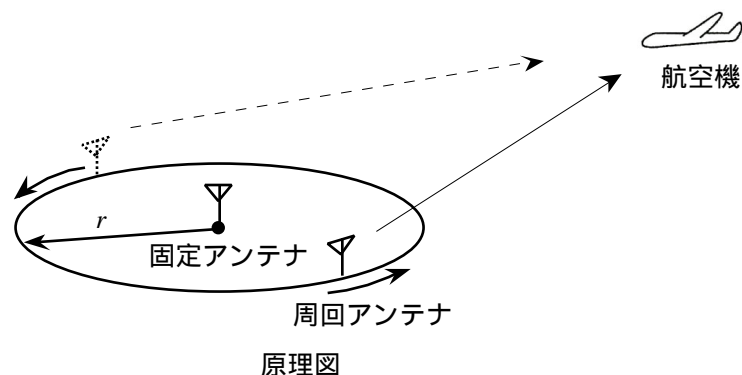
図 3 単相ブリッジ形整流回路

- 図 2 の回路の整流効率は、図 1 の回路の整流効率の 2 倍である。
- 図 3 の回路の整流効率は、図 2 の回路の整流効率と同じである。
- 図 3 の回路の R_3 の値は、図 1 の回路の R_1 の値の 1/2 である。
- 図 2 の各ダイオードに流れる電流の平均値は、図 1 のダイオードに流れる電流の平均値の 1/2 である。
- 図 3 の各ダイオードに流れる電流の平均値は、図 2 の各ダイオードに流れる電流の平均値と同じである。

A - 11 次の記述は、ドブラ VOR (DVOR) 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) DVOR は、原理図に示すように、等価的に円周上を 1,800 [rpm] の速さで周回するアンテナから電波を発射するものである。この電波を遠方の航空機で受信すると、ドブラ効果により、□ A で周波数変調された可変位相信号となる。また、中央の固定アンテナから、周回するアンテナと同期した 30 [Hz] で振幅変調された基準位相信号を発射する。
- (2) 実際には、円周上に等間隔に並べられたアンテナ列に、給電するアンテナを次々と一定回転方向に切り替えることで、(1) の周回アンテナを実現している。この際、標準 VOR (CVOR) との両立性を保つため、ドブラ効果による周波数の偏移量が CVOR の基準位相信号の最大周波数偏移 (480 [Hz]) と等しくなるよう、円周の直径 d を搬送波の波長の約 □ B 倍にするとともに、その回転方向を、CVOR と □ C にする。

A	B	C
1 30 [Hz]	5	同一方向
2 30 [Hz]	5	逆方向
3 30 [Hz]	8	同一方向
4 60 [Hz]	5	同一方向
5 60 [Hz]	8	逆方向

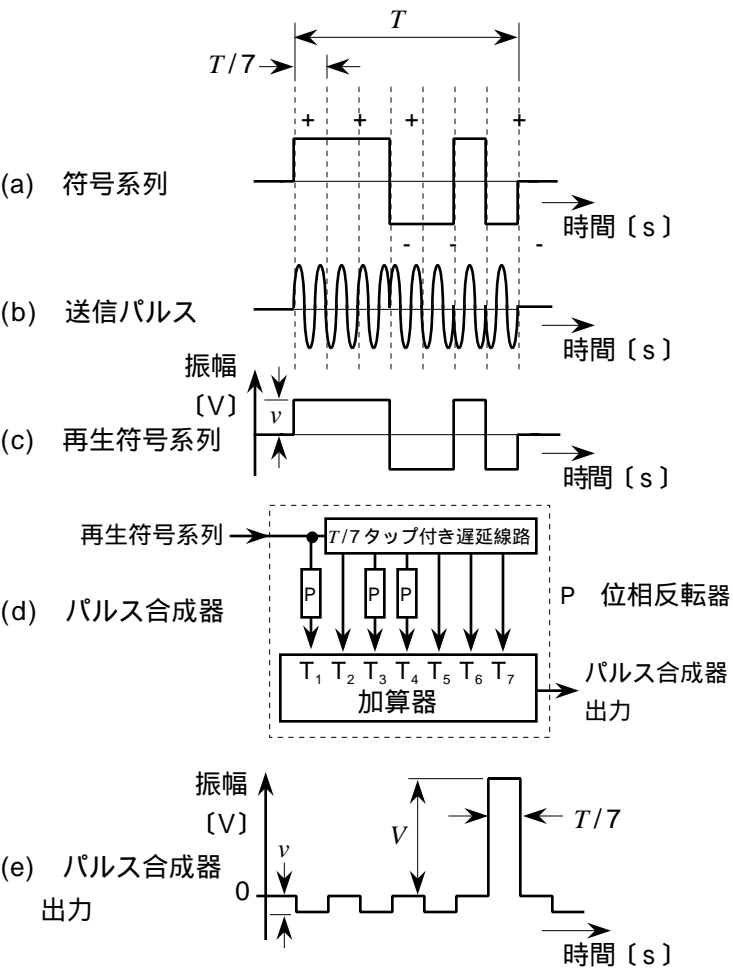


原理図

A-12 次の記述は、パルス圧縮レーダーのパルス圧縮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) パルス圧縮方式には、 A 方式及び符号変調方式がある。
- (2) 符号変調方式は、バーカ符号など B の特性が良好な符号系列を用いる。図 (a) は、符号幅が $T/7$ [s] のプラス (+) 又はマイナス (-) の 7 個の符号で構成される時間長 T [s] のバーカ符号の例である。この符号の極性に応じて搬送波を位相変調 (0 又は π [rad] の偏移) して図 (b) の送信パルスを送信する。
- (3) 受信した反射信号を増幅及び位相同期検波し、図 (c) の再生符号系列を得る。これを図 (d) の $T/7$ タップ付き遅延線路、位相反転器及び加算器で構成されるパルス合成器に入力すると、出力のパルス幅は、図 (e) に示すように符号系列の時間長 T [s] の $1/7$ に圧縮され、また、振幅 V [V] は再生符号系列の振幅 v [V] の C 倍になる。

	A	B	C
1	パルス変調	自己相関	7
2	パルス変調	誤り訂正	49
3	線形周波数変調	自己相関	49
4	線形周波数変調	誤り訂正	7
5	線形周波数変調	自己相関	7



A - 13 衛星通信回線における総合の搬送波電力対雑音電力比 (C/N) の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、雑音は、アップリンク熱雑音電力、ダウンリンク熱雑音電力、システム間干渉雑音電力及びシステム内干渉雑音電力のみとし、搬送波電力対雑音電力比は、いずれも 20 [dB] とする。また、各雑音は、相互に相関を持たないものとし、 $\log_2 0.3$ とする。

1	5 [dB]	2	10 [dB]	3	12 [dB]	4	14 [dB]	5	20 [dB]
---	--------	---	---------	---	---------	---	---------	---	---------

A - 14 次の記述のうち、音声信号を伝送するときに用いられる圧伸器 (コンパンダ) について述べたものとして、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 音声回線における雑音等の軽減対策として用いられ、音声信号のレベル範囲を圧縮伸張する。
- 2 FM (F3E) 方式で発生する、復調信号の高周波領域における雑音を軽減するために用いられる。
- 3 音声信号の振幅の低レベル領域を送信側では圧縮し、受信側では逆に伸張する方式である。
- 4 伸長比は圧縮比の 2 倍になるように設定される。
- 5 圧縮比を大きくするほど信号対雑音比 (S/N) の改善度は小さくなる。

A - 15 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 多重通信に用いられるスタッフ同期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) 伝送速度が A 複数の低次群 PCM 信号の同期をとるために用いられる。
- (2) 送信側では、各低次群 PCM 信号に挿入するスタッフパルス (余剰パルス) の B を調整して同期を取り、多重化して伝送するとともに、スタッフパルスの情報を受信側に伝送する。受信側では、多重化分離するときスタッフパルスを除去して元の PCM 信号を再生する。
- (3) スタッフパルスを付加するためのクロック周波数には、低次群 PCM 信号のいずれのクロック周波数よりわずかに C 周波数を選ぶ。

	A	B	C
1	異なる	挿入頻度	低い
2	異なる	位相	低い
3	異なる	挿入頻度	高い
4	等しい	位相	高い
5	等しい	挿入頻度	低い

A - 16 次の記述は、静止衛星を用いた通信システムの多元接続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。

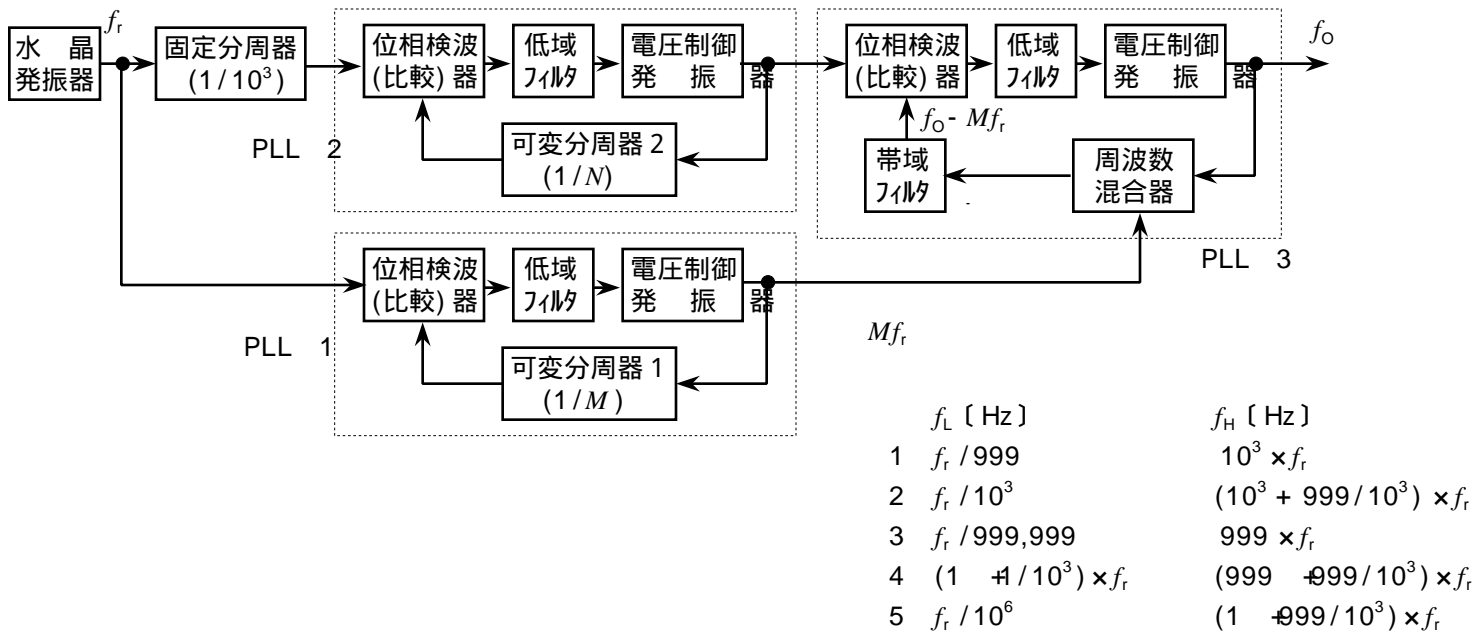
- (1) 時分割多元接続 (TDMA) 方式は、時間を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。送信地球局では、割り当てられた時間に収まるように信号を送出する。受信地球局では、受信信号の時間軸上の □ A □ 位置によって相手を識別して自局向けの信号を取り出す。

(2) 周波数分割多元接続 (FDMA) 方式は、周波数を分割して各地球局に回線を割り当てる方式である。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。

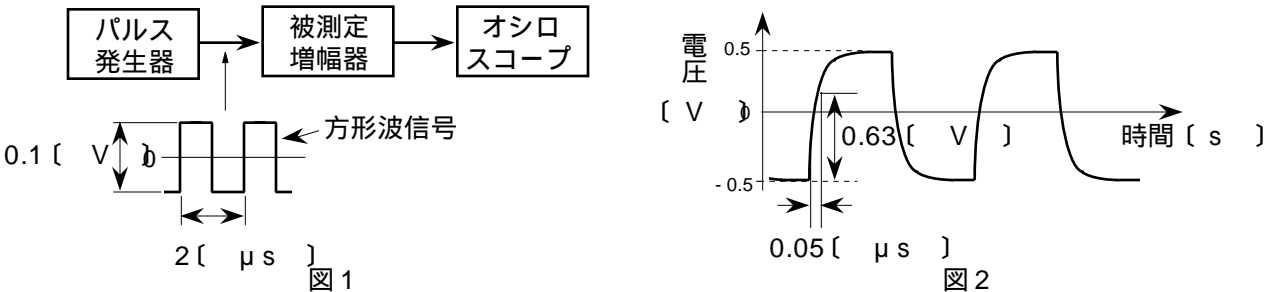
(3) 符号分割多元接続 (CDMA) 方式は、 □ C □ 周波数帯を用いて各地球局に特定の符号列を割り当てる方式である。送信地球局では、この割り当てられた符号列で変調し、送信する。受信地球局では、送信側と同じ符号列で受信信号との相関を取り、自局向けの信号を取り出す。

A	B	C
1 絶対	タイムスロット	同じ
2 絶対	周波数	異なる
3 相対	タイムスロット	同じ
4 相対	周波数	同じ
5 相対	タイムスロット	異なる

A - 17 図に示す間接合成方式の周波数シンセサイザを用いた標準信号発生器 (SG) の原理的構成例において、出力の周波数 f_o [Hz] の最低周波数 f_L [Hz] 及び最高周波数 f_H [Hz] の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、PLL 1、PLL 2 及び PLL 3 は、それぞれ位相同期ループであり、水晶発振器の出力の周波数は f_r [Hz]、PLL 1 の出力の周波数は Mf_r [Hz]、PLL 3 の帯域フィルタの出力の周波数は $f_o - Mf_r$ [Hz]、固定分周器の分周比は $1/10^3$ 、可変分周器 1 及び 2 の分周比はそれぞれ $1/M$ 及び $1/N$ とし、 M 及び N の値はそれぞれ 1 から 999 までの整数とする。



A - 18 図 1 に示す被測定増幅器に方形波信号を加え、その出力をオシロスコープで観測したところ、図 2 に示すような測定結果が得られた。この被測定増幅器の高域遮断周波数の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、入力波形は理想的な方形波とする。また、被測定増幅器の高域における周波数特性は 6 [dB/oct] で減衰し、低域遮断周波数は入力信号の最低周波数より十分低く、パルス頂部の傾斜 (サグ) は発生しないものとする。



- 1 3.2 [MHz]
2 4.8 [MHz]
3 6.4 [MHz]
4 12.8 [MHz]
5 20 [MHz]

A - 19 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の正しい組合せ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 [] 及び静電容量 C_i [F] で構成され、また、プローブは、抵抗 R []、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 □ A □ の関係を満たしている。
- (2) (1)の状態から、 C_T の値を大きくすると、 e_o の波形は、図 2 の □ B □ のようになり、また、 C_T の値を小さくすると、 e_o の波形は、□ C □ のようになる。

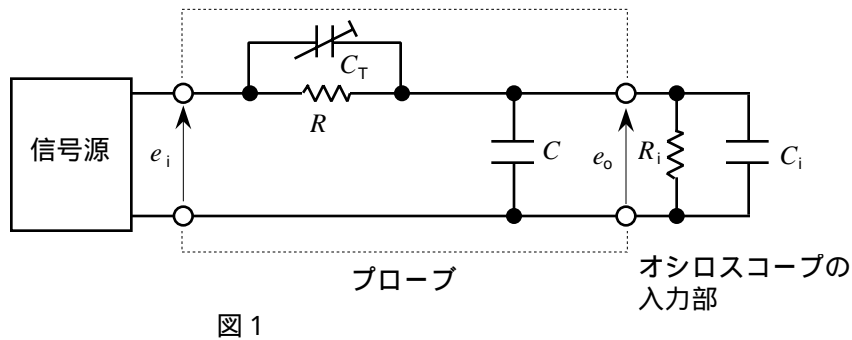


図 1

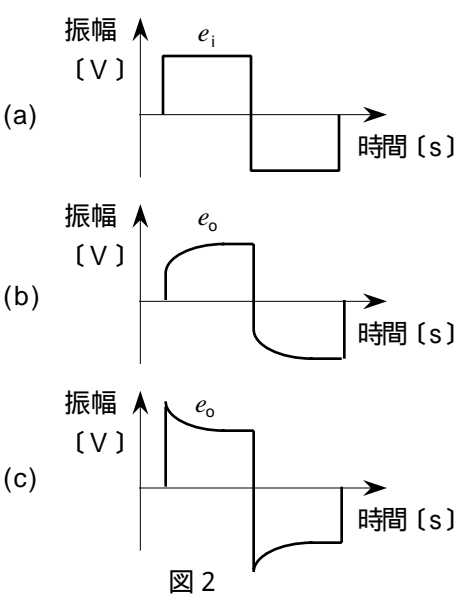


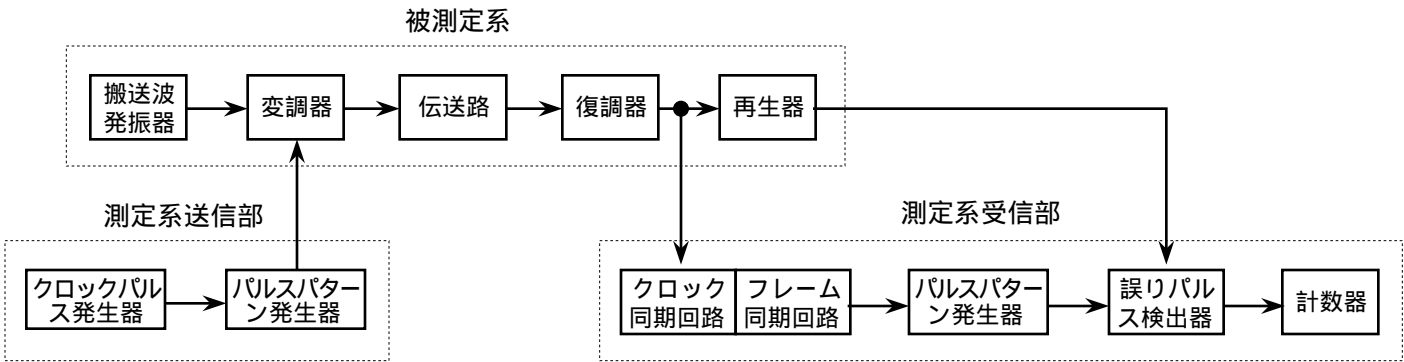
図 2

A	B	C
1 $(C+C_i)R = C_T R_i$	(b)	(c)
2 $(C+C_i)R = C_T R_i$	(c)	(b)
3 $(C+C_T)R = C_i R_i$	(c)	(b)
4 $(C+C_i)R_i = C_T R$	(b)	(c)
5 $(C+C_i)R_i = C_T R$	(c)	(b)

A - 20 次の記述は、図に示す PCM 回線のビット誤り率測定構成例において、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 PCM 信号が通過する変調器、伝送路及び復調器の □ A □ が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 □ B □ パターンを用いる。
- (2) 測定系受信部は、測定系送信部と同様な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出力する。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。

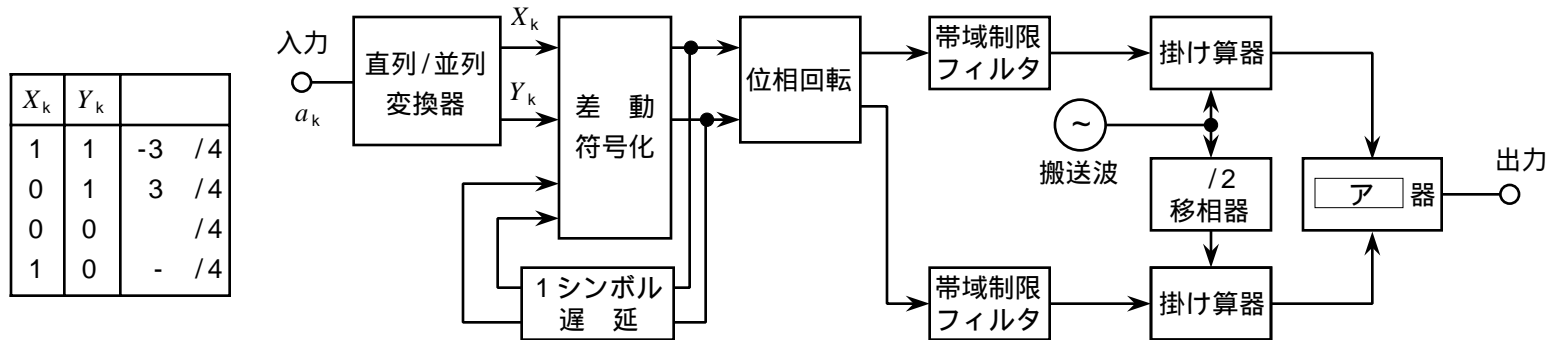
A	B	C
1 周波数特性	擬似ランダム	副搬送波
2 周波数特性	ランダム	受信パルス列
3 応答特性	擬似ランダム	副搬送波
4 応答特性	ランダム	副搬送波
5 応答特性	擬似ランダム	受信パルス列



B - 1 次の記述は、図に示す移動通信等に用いられる $\pi/4$ シフト QPSK (4PSK) 変調器の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、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 入力のデジタル信号 a_k を直列/並列変換器によって 2 ビットの符号系列に変換し、差動符号化を行った値によって位相回転を与え、直交変調を行った後、□ア器で□アして出力する。
- (2) 位相の回転量 [rad] は、直列/並列変換器の出力 X_k 及び Y_k の値の組合せによって表に示すように与えられる。一つ前のシンボルの位相を θ_{k-1} とすると、次のシンボルの位相 θ_k は、 $\theta_k = \theta_{k-1} + \theta_k$ [rad] で表され、信号点配置図上の信号点の数は□イである。
- (3) 信号点間を推移するとき、零点を通過□ウので、QPSK に比べて変調器出力の包絡線の変動が□エ。
- (4) 情報の伝送効率は、原理的に□オと同等である。



- | | | | | |
|-------|-------|--------|------|--------|
| 1 する | 2 加算 | 3 QPSK | 4 4個 | 5 小さい |
| 6 しない | 7 掛け算 | 8 8PSK | 9 8個 | 10 大きい |

B - 2 次の記述は、FM (F3E) 受信機のスレッシュホールドレベル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 受信入力 (搬送波) のレベルを小さくしていくと、あるレベル以下では復調出力の信号電力対雑音電力比 (S/N) が急激に低下する。スレッシュホールドレベルは、そのときの復調出力レベルをいう。
- イ スレッシュホールドレベル以上であれば、復調出力の信号電力対雑音電力比 (S/N) の改善度は、広帯域利得により周波数偏移が大きいほど大きくなる。
- ウ 広帯域の周波数変調波は、狭帯域の周波数変調波に比べてスレッシュホールドレベルが低い。
- エ スレッシュホールドレベルでは、搬送波の電圧の実効値は、雑音の電圧の実効値のほぼ 2^{-2} 倍である。
- オ スレッシュホールドレベルを低くする方法として、受信機の雑音指数を小さくするなどがある。

B - 3 次の記述は、パルス符号変調 (PCM) 方式の標本化、量子化及び標本化パルス列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。

- (1) 折返し雑音を除去するため、標本化回路の□ア段に低域フィルタを設ける。
- (2) アパチャ効果は、標本化パルスの□イが大きくなるほど標本化パルス列に含まれるアナログ信号の高域の周波数成分が減衰する現象である。
- (3) 均一量子化を行ったときの信号電圧対量子化雑音電圧比 (S/N) の大きさは、量子化ステップ数に□ウする。
- (4) 規定の標本化周波数より大幅に高い周波数で標本化するオーバーサンプリングを行って量子化すると、単位周波数当たりの量子化雑音電力は、□エなる。
- (5) 標本化パルス列の復調に用いる低域フィルタが理想低域フィルタでないと□オを生ずる。

- | | | | | |
|------|-------------------|-------|-------|----------|
| 1 出力 | 2 衝撃係数 (デューティレシオ) | 3 比例 | 4 大きく | 5 補間雑音 |
| 6 入力 | 7 振幅 | 8 反比例 | 9 小さく | 10 過負荷雑音 |

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の影響及び直流電流計の内部抵抗は無視できるものとし、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边を構成しているサーミスタの抵抗 R_1 〔 〕は、サーミスタに加わったマイクロ波電力に応じて変化する。マイクロ波が加わらないときの R_1 の値は、可変抵抗器 VR 〔 〕を調整してブリッジ回路の平衡を取り、平衡条件から求めることができる。このときの直流電流計の指示を 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。

$$P_1 = \text{□イ} \text{〔W〕} \text{-----}$$

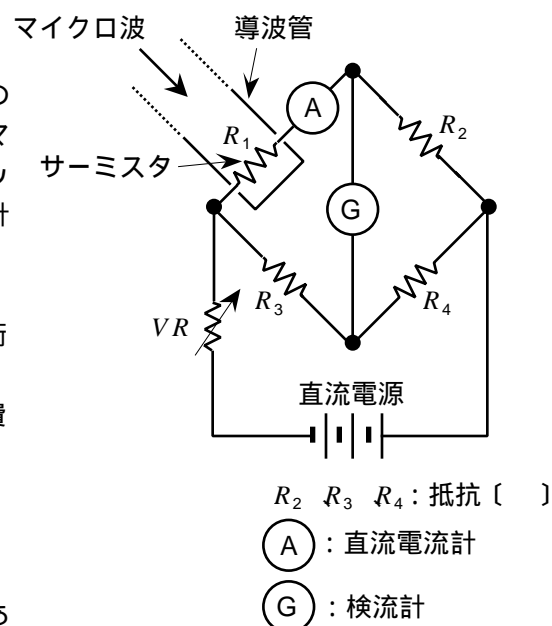
- (3) マイクロ波を加えると、その電力に応じて R_1 の値が変化し、ブリッジの平衡がくずれるので、 VR を調整して再びブリッジ回路の平衡をとると、同様に R_1 の値が求められる。このときの直流電流計の指示を I_2 〔A〕とすると、 R_1 で消費される直流電力 P_2 は、次式で表される。

$$P_2 = \text{□ウ} \text{〔W〕} \text{-----}$$

- (4) 式 及び より、マイクロ波電力 P_m は、次式で求められる。

$$P_m = P_1 - P_2 = \text{□エ} \text{〔W〕} \text{-----}$$

- (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。



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

B - 5 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) 図1に示す構成例において、標準信号発生器1 (SG1) と標準信号発生器2 (SG2) の出力及び受信機のスケルチ回路を □ア とし、このときの受信機の雑音出力レベルを出力計で測定する。ただし、受信機は所要の入力信号に対し、所要の復調出力が得られるように調整してあるものとする。
 (2) SG1 を動作させて無変調の状態を試験周波数〔Hz〕に合わせ、受信機の雑音出力が □イ になるように受信周波数を調整した後、SG1 の周波数を隣接チャネル $(f_i \pm f)$ 〔Hz〕に合わせる。次に、SG2 を動作させて無変調の状態で次の隣接チャネル $(f_i \pm 2f)$ 〔Hz〕に合わせる。
 (3) SG1 及び SG2 の出力を増加していくと、3次の相互変調により生じた試験周波数の成分によって受信機の雑音出力が □ウ するので、このときの SG1 又は SG2 の一方の周波数を微調整して雑音出力レベルを □イ にする。次に、SG1 の出力を変化させ (例えば 100〔dBμ〕～40〔dBμ〕)、その都度 SG2 の出力を調整して雑音出力レベルが (1) で測定した値より 20〔dB〕低くなるようにし、このときの SG1 及び SG2 の出力を記録する。
 (4) 測定した SG1 及び SG2 の出力と結合器の損失との □エ をそれぞれ隣接チャネル及び次の隣接チャネルの入力レベルとして、図2に示すような雑音抑圧 20〔dB〕の曲線を描く。この曲線と、二つの入力が等しい点を表す直線との交点 P における入力レベルは、規定の値 (例えば 65〔dBμ〕) より □オ ことが必要である。

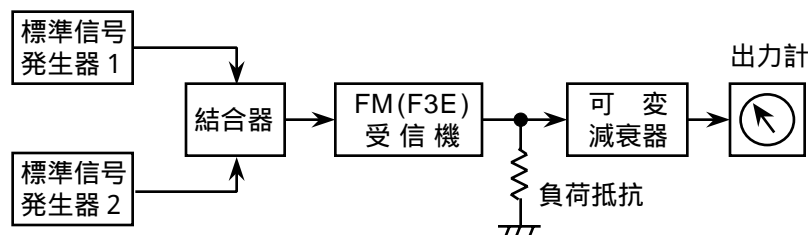


図1

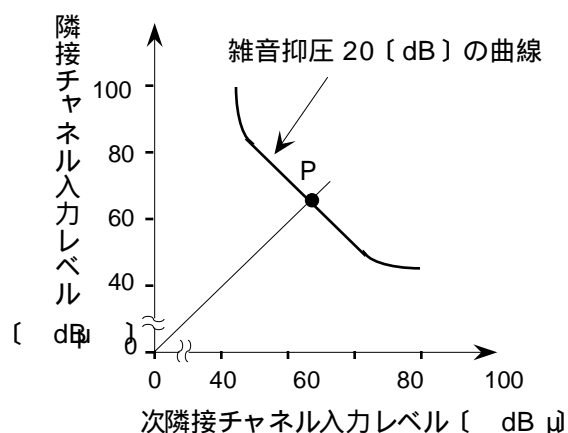


図2

- | | | | | |
|-----------|-----|------|------|--------|
| 1 接 (ON) | 2 和 | 3 最大 | 4 増加 | 5 大きい |
| 6 断 (OFF) | 7 差 | 8 最小 | 9 減少 | 10 小さい |