

# 1 アマ無線工学 新問題の解説 令和5年12月期

A-2 次の記述は、図1に示すように、0.4[m]の間隔で平行に置かれた無限長の直線導線X及びYに、それぞれ同じ方向の直流電流8[A]及び10[A]を流したときの、XY間の中間点Pにおける磁界の強さの値の算出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。

図2において、導線の微小部分 $\Delta l$ [m]を流れる電流 $I$ [A]によって、 $\Delta l$ から $r$ [m]の距離にある点Pに生ずる磁界の強さ $\Delta H$ [A/m]は、 $\Delta l$ と点Pを結んだ線とのなす角を $\theta$ とすれば□A□[A/m]の式で求められる。

一方、 $\Delta H$ は導線の微小部分 $\Delta l$ によるものであるから、これらを導線全体について合成したものが、点Pに生ずる磁界の強さ $H$ [A/m]であり、 $H = \square B \square$ [A/m]で求められる。

上式より、図1のXによる点Pの磁界の強さ $H_X$ 及びYによる点Pの磁界の強さ $H_Y$ が求められ、電流の方向から $H_X$ の方向と $H_Y$ の方向は互いに□C□の方向となるので、全体での磁界の強さ $H_P$ は、□D□[A/m]となる。

	A	B	C	D
1	$\frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \sin \theta$	$\frac{I}{2 \pi r}$	反対	$\frac{5}{\pi}$
2	$\frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \sin \theta$	$\frac{I}{2 \pi r}$	同一	$\frac{45}{\pi}$
3	$\frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \sin \theta$	$\frac{I}{4 \pi r}$	反対	$\frac{2.5}{\pi}$
4	$\frac{I \Delta l}{2 \pi r^2} \sin \theta$	$\frac{I}{4 \pi r}$	同一	$\frac{22.5}{\pi}$
5	$\frac{I \Delta l}{2 \pi r^2} \sin \theta$	$\frac{I}{4 \pi r}$	反対	$\frac{2.5}{\pi}$

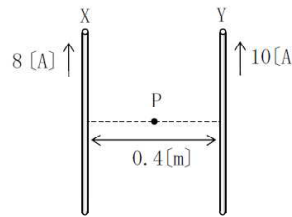


図1

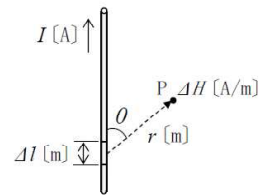


図2

**Point**  $\Delta H$ と $\Delta l$ を微分量として、これらを導線全体について、 $-\infty$ の点から $+\infty$ の点まで積分すると、点Pに生ずる磁界の強さ $H$ を求めることができる。そのとき、 $\theta$ も変化するので大変複雑な積分となるので、無限長直線導線によって生ずる磁界の強さ $H$ を求める式を覚えること。

$$H = \frac{I}{2 \pi r} \quad [\text{A/m}]$$

**解説**

導線の微小部分 $\Delta l$ [m]を流れる電流 $I$ [A]によって、 $\Delta l$ から $r$ [m]の距離にある点Pに生ずる磁界の強さ $\Delta H$ [A/m]は、 $\Delta l$ と点Pを結んだ線とのなす角を $\theta$ とすれば、ビオ・サバールの法則より、次式で求められる。

$$H = \frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \sin \theta \quad [\text{A/m}] \quad (1)$$

$\Delta H$ [A/m]は導線の微小部分 $\Delta l$ によるものであるから、 $\Delta H$ と $\Delta l$ を微分量として、これらを導線全体について積分すると、点Pに生ずる磁界の強さ $H$ [A/m]であり、次式で求められる。

$$H = \frac{I}{2 \pi r} \quad [\text{A/m}] \quad (2)$$

各導線から点Pまでの距離は、 $r = 0.2$ [m]なので $H_X$ [A/m]と $H_Y$ [A/m]は式(2)より次式で表される。

$$H_X = \frac{8}{2 \pi \times 0.2} = \frac{20}{\pi} \quad [\text{A/m}] \quad (3)$$

$$H_Y = \frac{10}{2 \pi \times 0.2} = \frac{25}{\pi} \quad [\text{A/m}] \quad (4)$$

各導線による点Pの磁界は、右ねじの法則により知ることができる。それらは紙面に垂直で、 $H_X$ は奥に向かう方向、 $H_Y$ は手前に向かう方向となるので互いに反対向きとなる。よって、全体での磁界の強さ $H_P$ は次式で表される。

$$H_P = H_Y - H_X = \frac{25}{\pi} - \frac{20}{\pi} = \frac{5}{\pi} \quad [\text{A/m}]$$

**[正答 : 1]**

A-3 次の記述は、図1に示す抵抗  $R$  [Ω] とコイル  $L$  [H] の直列回路の過渡現象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、 $\varepsilon$  は自然対数の底とする。

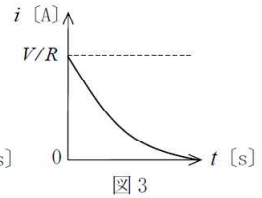
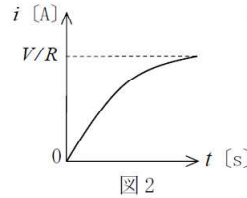
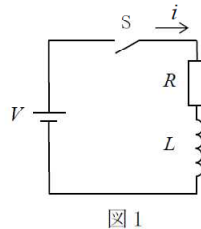
(1) スイッチ  $S$  を接(ON)にして直流電圧  $V$  [V] を加えると、回路に流れる電流  $i$  [A] は経過時間を  $t$  [s] とすれば次式で表される。

$$i = \frac{V}{R} \times \square \text{ A} \quad \text{[A]}$$

(2)  $i$  が定常状態の約 □ B □ [%] になるまでの時間を、この回路の時定数という。

(3)  $t = 0$  [s] からの電流  $i$  [A] の変化は、□ C □ である。

A	B	C
1 $(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{LR}})$	63.2	図3
2 $(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{LR}})$	68.2	図3
3 $(1 - \varepsilon^{-\frac{t}{LR}})$	63.2	図2
4 $(1 - \varepsilon^{-\frac{R}{L}t})$	68.2	図2
5 $(1 - \varepsilon^{-\frac{R}{L}t})$	63.2	図2



**解説**

回路に流れる電流  $i$  [A] は、自然対数の底を  $\varepsilon \doteq 2.718$  とすると、次式で表される。

$$i = \frac{V}{R} (1 - \varepsilon^{-Rt/L}) \quad \text{[A]} \quad (1)$$

式(1)において、 $t = L/R$  [s] となる時間を時定数と呼び、このとき次式のようなになる。

$$i = \frac{V}{R} (1 - \varepsilon^{-1}) \doteq \frac{V}{R} (1 - \frac{1}{2.718}) \doteq \frac{V}{R} (1 - 0.368) \doteq 0.632 \frac{V}{R} \quad \text{[A]}$$

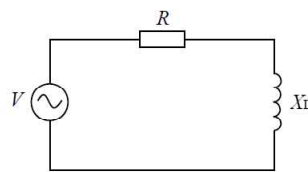
よって、 $i$  が定常状態の約63.2 [%] となる。

$t = 0$  [s] でスイッチを閉じると、コイルに発生する誘導起電力によって、すぐには電流が流れないが、十分に時間が経過すると、コイルの誘導起電力はなくなる。そのとき、回路を流れる電流は  $i = V/R$  となるので、変化を表す図は図2となる。

**[正答 : 5]**

A-5 図に示す、抵抗  $R$  [Ω] 及び誘導リアクタンス  $X_L$  [Ω] の直列回路の有効電力(消費電力) [W]、無効電力 [var] 及び皮相電力 [VA] の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、交流電圧を  $V$  [V] とする。

	有効電力 (消費電力)	無効電力	皮相電力
1	$\frac{V^2}{R}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$
2	$\frac{V^2}{R}$	$\frac{V^2}{R+X_L}$	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2+X_L^2}}$
3	$\frac{V^2}{R}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2+X_L^2}}$
4	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2+X_L^2}}$	$\frac{V^2}{R+X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$
5	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2+X_L^2}}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$



**参考** 出題ミスなので、選択肢の中に正答はない。

抵抗  $R$  [Ω] とリアクタンス  $X_L$  [Ω] の直列回路の合成インピーダンスの大きさ  $Z$  [Ω] は、次式で表される。

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad [\Omega] \quad (1)$$

回路を流れる電流  $I$  の大きさは次式で表される。

$$I = \frac{V}{Z} \quad [A] \quad (2)$$

有効電力は抵抗で消費される電力であり、抵抗に流れる電流は  $I$  [A] だから有効電力  $P_r$  [W] は次式で表される。

$$P_r = I^2 R \quad [W] \quad (3)$$

式(3)に、式(1)、(2)を代入すると、

$$P_r = \frac{V^2}{Z^2} R = \frac{V^2 R}{R^2 + X_L^2} \quad [W] \quad (4)$$

無効電力はリアクタンスの電力であり、誘導性リアクタンス端に流れる電流は  $I$  [A] だから無効電力  $P_q$  [var] は次式で表される。

$$P_q = I^2 X_L \quad [\text{var}] \quad (5)$$

式(5)に、式(1)、(2)を代入すると、

$$P_q = \frac{V^2}{Z^2} X_L = \frac{V^2 X_L}{R^2 + X_L^2} \quad [\text{var}] \quad (6)$$

皮相電力はインピーダンスの電力であり、回路の電圧  $V$  [V] と電流  $I$  [A] より、皮相電力  $P$  [VA] は次式で表される。

$$P = V I \quad [VA] \quad (7)$$

式(7)に、式(1)、(2)を代入すると、

$$P = V \frac{V}{Z} = \frac{V^2}{Z} = \frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad [VA]$$

(正答)

有効電力 (消費電力)	無効電力	皮相電力
$\frac{V^2 R}{R^2 + X_L^2}$	$\frac{V^2 X_L}{R^2 + X_L^2}$	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$

A - 7 水晶発振器の発振周波数の変動の原因及びその対策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 発振周波数の変動の原因の一つとして、水晶発振器に用いている水晶発振子、トランジスタ、コイル及びコンデンサなどの回路素子の定数の周囲温度による変化がある。
- 2 発振周波数の変動の原因の一つとして、水晶発振器の後段に設けた周波数逡倍器、励振増幅器及び終段電力増幅器などの負荷変動がある。
- 3 周囲温度による発振周波数の変動を抑える方法の一つとして、水晶発振器を発熱体から離したり恒温槽に入れたりする方法がある。
- 4 周囲温度による発振周波数の変動を抑える方法の一つとして、温度係数が同一の回路素子を組み合わせて周波数の変動を打ち消す方法がある。
- 5 負荷変動による発振周波数の変動を抑える方法の一つとして、水晶発振器の次段に緩衝増幅器を設ける方法がある。

正しく

4 周囲温度による発振周波数の変動を抑える方法の一つとして、温度係数が**逆の特性**の回路素子を組み合わせて周波数の変動を打ち消す方法がある。

温度係数には温度が上昇すると数値が増加する特性と、数値が減少する特性を持つ回路素子があるので、逆の特性を持つ回路素子を組み合わせて周波数の変動を打ち消す方法がある。

[正答：4]

A - 8 次の記述は、バイポーラトランジスタによるダーリントン接続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、Tr<sub>1</sub> 及び Tr<sub>2</sub> のエミッタ接地直流電流増幅率をそれぞれ  $\beta_1$  及び  $\beta_2$  とし、 $\beta_1 \gg 1$ 、 $\beta_2 \gg 1$ 、 $\beta_1 \neq \beta_2$  とする。

図1の原理的構成例に示すように、トランジスタ Tr<sub>1</sub> 及び Tr<sub>2</sub> をダーリントン接続したとき、図2に示すように等価的に一つのトランジスタ Tr<sub>0</sub> とみなすことができ、Tr<sub>0</sub> のエミッタ接地電流増幅率は □A□ で表される。

図1の接続では、Tr<sub>1</sub> のエミッタ電流が Tr<sub>2</sub> のベース電流となるので、Tr<sub>1</sub> は Tr<sub>2</sub> に比べて一般に小電力用トランジスタが使用できるとともに、Tr<sub>1</sub> の入力インピーダンスが Tr<sub>2</sub> の入力インピーダンスの □B□ 倍として作用するので、入力インピーダンスが非常に大きくなるという特徴がある。

図3に示す構成例もダーリントン接続であり、この場合は等価的に一つの □C□ トランジスタとみなすことができる。

	A	B	C
1	$\beta_1 + \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	NPN
2	$\beta_1 + \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	PNP
3	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	NPN
4	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_1)$	PNP
5	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_1)$	NPN

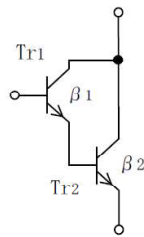


図1

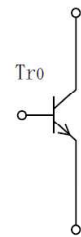


図2

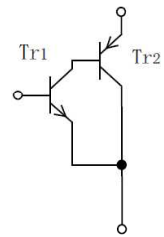


図3

**Point** 電流増幅率  $\beta$  は次式で表される。

$$\beta = \frac{i_c}{i_b}$$

**解説**

$\beta \gg 1$  の条件より、各トランジスタの電流は  $i_b \ll i_c$ 、 $i_e \doteq i_c$  となるので、解説図1のように電流を定めると、Tr<sub>0</sub> の電流増幅率  $\beta_0$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} \beta_0 &= \frac{i_{c1} + i_{c2}}{i_{b1}} \doteq \frac{i_{b2} + i_{c2}}{i_{b1}} \doteq \frac{i_{c2}}{i_{b1}} = \frac{i_{c1}}{i_{b1}} \times \frac{i_{c2}}{i_{c1}} \\ &\doteq \frac{i_{c1}}{i_{b1}} \times \frac{i_{c2}}{i_{b2}} = \beta_1 \beta_2 \end{aligned}$$

各トランジスタの入力インピーダンスを  $h_{ie1}$ 、 $h_{ie2}$  とすると、入力電圧  $v_i$  は次式で表される。

$$\begin{aligned} v_i &= h_{ie1} i_{b1} + h_{ie2} i_{b2} \\ &= h_{ie1} i_{b1} + h_{ie2} (i_{b1} + \beta_1 i_{b1}) \\ &= h_{ie1} i_{b1} + h_{ie2} i_{b1} (1 + \beta_1) \end{aligned} \quad (1)$$

Tr<sub>0</sub> の入力インピーダンス  $h_{ie0}$  は次式で表される。

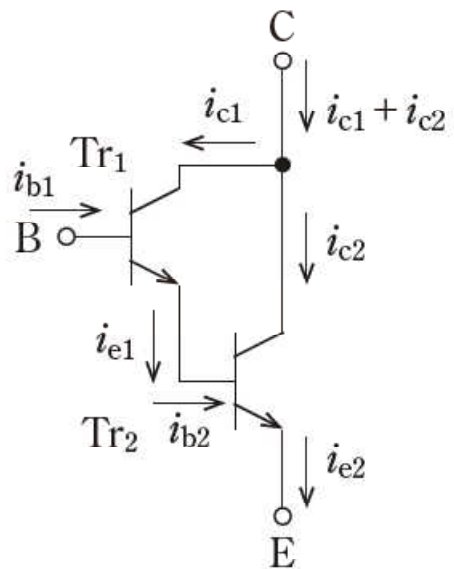
$$h_{ie0} = \frac{v_i}{i_{b1}} \quad (2)$$

式(1)を代入すると、

$$h_{ie0} = h_{ie1} + h_{ie2} (1 + \beta_1)$$

となるので、Tr<sub>2</sub> の入力インピーダンスの  $(1 + \beta_1)$  倍として作用する。

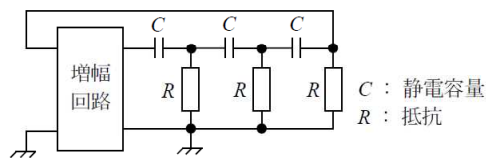
問題図3のトランジスタは Tr<sub>2</sub> が電流制御用として動作するが、Tr<sub>1</sub> のベース側の入力端子から Tr<sub>2</sub> のコレクタ側の出力端子に入力電流が流れるので、ベースが P 形となって問題図2の等価回路で表される NPN トランジスタとして動作する。



解説図 1

[正答 : 5]

A - 10 図に示す移相形 CR 発振回路が発振状態にあるとき、発振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、静電容量  $C = 0.01$  [ $\mu\text{F}$ ]、抵抗  $R = 5$  [ $\text{k}\Omega$ ] とする。



- 1  $\frac{10}{\pi\sqrt{6}}$  [kHz]    2  $\frac{10}{\pi\sqrt{5}}$  [kHz]    3  $\frac{10}{\pi\sqrt{3}}$  [kHz]    4  $\frac{10}{\pi\sqrt{2}}$  [kHz]    5  $\frac{10}{\pi}$  [kHz]

**Point** 発振周波数  $f$  [Hz] は次式で表される。

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} \quad [\text{Hz}]$$

この式の誘導は、大変難しいので式を覚えること。

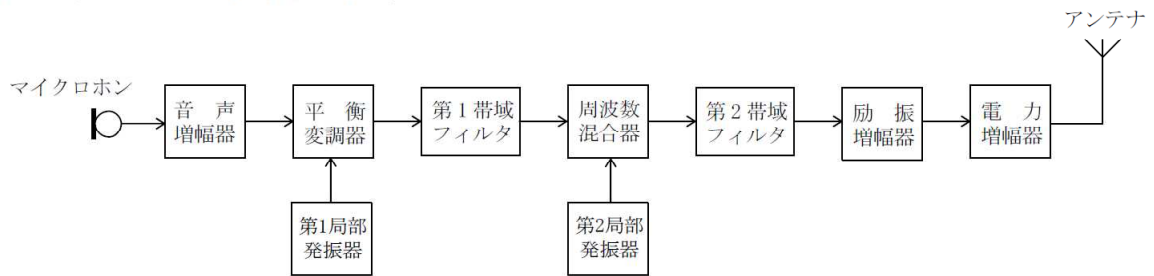
**解説**

題意の値より発振周波数  $f$  [Hz] は次式で表される。

$$\begin{aligned} f &= \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \times 0.01 \times 10^{-6} \times 5 \times 10^3} \\ &= \frac{1}{\pi\sqrt{6} \times 10^{-8} \times 10 \times 10^3} = \frac{1}{\pi\sqrt{6} \times 10^{-4}} = \frac{1}{\pi\sqrt{6}} \times 10^4 \\ &= \frac{10}{\pi\sqrt{6}} \times 10^3 \text{ [Hz]} = \frac{10}{\pi\sqrt{6}} \text{ [kHz]} \end{aligned}$$

[正答 : 1]

A - 12 図に示す SSB(J3E)送信機の構成例において、第 1 帯域フィルタの出力として中心周波数 4,500 [kHz]の下側波帯(LSB)が現れ、第 2 帯域フィルタの出力として中心周波数 14,150 [kHz]の上側波帯(USB)が現れた。第 2 局部発振器の発振周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。



- 1 18,651.5 [kHz]
- 2 18,650.0 [kHz]
- 3 9,651.5 [kHz]
- 4 9,650.0 [kHz]

**Point** 平衡変調器と第 1 帯域フィルタは、上側波または下側波の SSB 信号波を作る。周波数混合器と第 2 帯域フィルタは、SSB 信号波の周波数を送信周波数に変えるための構成である。第 1 帯域フィルタの出力の SSB 信号波  $f_1$  が LSB のとき、第 2 局部発振器の発振周波数  $f_{L2}$  を加えて送信周波数 ( $f_1 + f_{L2}$ ) とする場合は、SSB 信号波は LSB であるが、第 2 局部発振器の発振周波数  $f_{L2}$  から第 1 帯域フィルタの出力の SSB 信号波  $f_1$  を引いて送信周波数 ( $f_{L2} - f_1$ ) とする場合は、LSB から USB に反転する。

**解説**

第 1 帯域フィルタの出力の SSB 信号波は周波数混合器によって、LSB から USB に反転するので、周波数混合器出力は第 2 局部発振器の発振周波数  $f_{L2}$  [kHz] から、第 1 帯域フィルタの出力周波数  $f_1 = 4,500$  [kHz] を引いた関係になる。第 2 帯域フィルタの出力の中心周波数が  $f_2 = 14,150$  [kHz] なので、

$$f_2 = f_{L2} - f_1$$

の関係となるので、 $f_{L2}$  を求めると次式で表される。

$$f_{L2} = f_1 + f_2 = 4,500 + 14,150 = 18,650 \text{ [kHz]}$$

**[正答 : 2]**

**参考** 音声周波数帯域は 3 [kHz] である。SSB は DSB の上側波帯または下側波帯を利用するので、単側波帯の中心周波数は音声周波数帯域の 1/2 の 1.5 [kHz] となる。それらは搬送波の周波数に対して 1.5 [kHz] の差があるので、帯域フィルタの中心周波数は搬送波の周波数に対して 1.5 [kHz] の周波数差を持つ。

第 1 帯域フィルタの出力の中心周波数が  $f_1 = 4,500$  [kHz] の下側波帯 (LSB) なので、その搬送波に該当する周波数が第 1 局部発振器の発振周波数  $f_{L1}$  [kHz] となるから、次式で表される。

$$f_{L1} = f_1 - 1.5 = 4,500 - 1.5 = 4,498.5 \text{ [kHz]}$$



A - 15 次の記述は、アマチュア局が使用するデジタル通信のうち、比較的小さな電力による遠距離通信を目的とし、送信する時間の長さを定めて情報伝送を行う方式(FT8、FT4及びJT65と呼ばれるもの)の、一般的な概要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 これらの通信方式においては、1回の送信時間は数秒～1分程度であり、100ミリ秒以下のものは使用されない。
- 2 GFSK(Gaussian Frequency Shift Keying)を使用するものは、これ以外のFSKと比べ不要輻射が抑えられる。
- 3 これらの通信方式のうち、送受信の時間を同期させて通信するものは、送信側及び受信側のコンピュータの時刻が一定の誤差範囲に校正されている必要がある。
- 4 これらの通信方式には、前方誤り訂正の機能を持つものはない。
- 5 発射される電波の占有周波数帯幅は、一般には数10～数100[Hz]である。

正しく

4 これらの通信方式には、前方誤り訂正の機能を持つものがある。

FT8は、前方誤り訂正コードの低密度パリティチェック(LDPC)ブロックコードが用いられている。

[正答：4]

A - 18 次の記述は、一般的なシール鉛蓄電池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 従来の鉛蓄電池と同様に、補水が必要である。
- 2 規定の状態に充電されたシール鉛蓄電池の一個(単セル)当たりの公称電圧は2[V]である。
- 3 蓄電池の姿勢が横置きや縦置きであれば漏液しない構造のものが多い。
- 4 過剰に充電されて内圧が異常に上昇した場合に備え、ガスを放出させる弁が取り付けられている。
- 5 電解液は従来の鉛蓄電池と同様に、希硫酸が使われている。

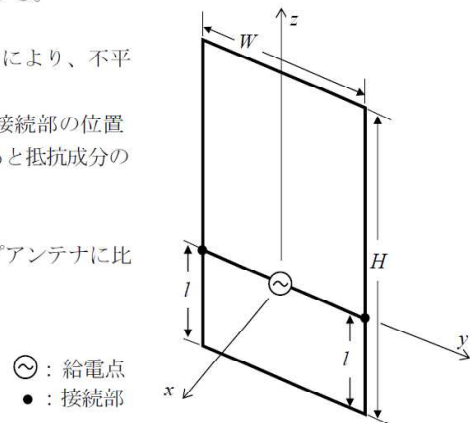
正しく

1 従来の鉛蓄電池と異なり、補水が必要ない。

[正答：1]

A - 20 次の記述は、図に示すヘンテナと呼ばれるループ状アンテナの構造及び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、電波の波長を $\lambda$ [m]、給電点インピーダンスを50[Ω]とした場合、 $H = \lambda/2$ 、 $W = \lambda/6$ 、 $l = \lambda/10$ 程度で整合しているものとし、 $xy$ 面は大地と平行とする。

- 1 同軸ケーブルにより給電するときは、給電点にバランを挿入することにより、不平衡→平衡の変換がなされる。
- 2 アンテナの入力インピーダンスが不整合となり調整を行う場合は、接続部の位置(両方の $l$ の長さ)を変えることにより行うことが多く、 $l$ の長さを変えると抵抗成分の変化は比較的小さいが、リアクタンス成分の変化は大きい。
- 3 図の状態における電波の偏波面は垂直である。
- 4 図の状態における水平面内指向特性の半値幅(半値角)は、1波長ループアンテナに比べて広い。
- 5 利得は、1波長ループアンテナに比べて大きい。



正しく

3 図の状態における電波の偏波面は水平である。

水平部分の素子が主偏波を放射するので、水平偏波となる。四角形ループアンテナより専有面積を小さくすることができる特徴もある。

[正答：3]

A - 21 次の記述は、同軸ケーブルによる変成器を用いて、スタックアンテナへ給電する例について述べたものである。□内に入れるべき字句の組合せを下の番号から選べ。ただし、同軸ケーブル上の波長を $\lambda$ とし、同じ記号の□内には同じ字句が入るものとする。

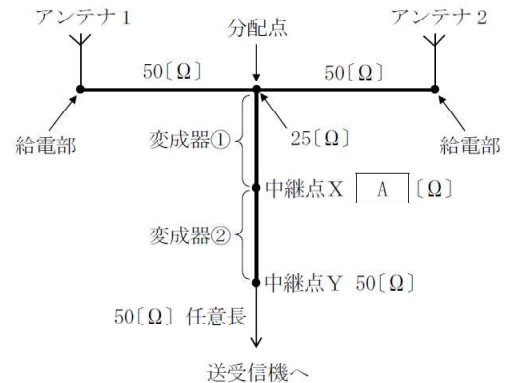
図において、アンテナ1及び2に接続されている2本の50[Ω]同軸ケーブルの分配点における合成インピーダンスは25[Ω]である。

変成器①として、長さ $\lambda/4$ の50[Ω]同軸ケーブルを使用したとき、中継点Xにおけるインピーダンスは約□A[Ω]となる。

中継点Yにおけるインピーダンスを50[Ω]とするためには、変成器②は長さが□B、インピーダンスが73[Ω]の同軸ケーブルを使用すればほぼ整合する。

また、分配点からアンテナ1及び2の給電部までの同軸ケーブルの長さは、同位相で給電するのであれば、□C、同一長でなければならない。

	A	B	C
1	100	$\lambda/4$	任意長でよいが
2	100	$\lambda/2$	任意長でよいが
3	100	$\lambda/2$	$\lambda/4$ 又は $\lambda/4$ の奇数倍で
4	150	$\lambda/4$	$\lambda/4$ 又は $\lambda/4$ の奇数倍で
5	150	$\lambda/4$	$\lambda/2$ 又は $\lambda/2$ の奇数倍で



**Point** 同軸ケーブルによる変成器には $1/4$  波長整合線路が用いられている。特性インピーダンス $Z_0$  [Ω] の $1/4$  波長整合線路の終端に $R_a$  [Ω] のインピーダンスを接続したとき、受端からみたインピーダンスを $Z$  [Ω] とすると、次式が成り立つ。

$$Z = \frac{Z_0^2}{R_a} \text{ [Ω]}$$

また、 $\sqrt{5,000}$  の計算が難しいので、 $70^2 = 4,900$  から、おおよその数を導き出す。

**解説**

問題図において、アンテナ1及び2に接続されている2本の50[Ω]同軸ケーブルの分配点における合成インピーダンスは、同じ値のインピーダンスの並列接続なので、 $50/2 = 25$  [Ω] である。

変成器①として、長さ $\lambda/4$ の $Z_0 = 50$  [Ω]同軸ケーブルを使用したとき、終端が $R_a = 25$  [Ω]とすると、中継点Xにおけるインピーダンス $Z_x$  [Ω]は、次式で表される。

$$Z_x = \frac{Z_0^2}{R_a} = \frac{50^2}{25} = \frac{2,500}{25} = 100 \text{ [Ω]}$$

中継点Yにおけるインピーダンスを $Z_y$  [Ω]とすると、中継点Xから中継点Yに接続した、特性インピーダンス $Z_0$  [Ω]の $1/4$ 波長整合線路と、整合がとれるための中継点Xにおけるインピーダンス $Z_y = 50$  [Ω]には、次式の関係がある。

$$Z_y = \frac{Z_0^2}{Z_x} \text{ [Ω]}$$

$Z_0$  [Ω] を求めると、

$$Z_0 = \sqrt{Z_x Z_y} = \sqrt{100 \times 50} = \sqrt{5,000} \approx 70.7$$

よって、インピーダンスが73[Ω]の同軸ケーブルを使用すればほぼ整合する。

また、分配点からアンテナ1及びアンテナ2の給電部までの同軸ケーブルの長さは、この部分は整合がとれているので任意長でよいが、同位相で給電するのであれば、同一長でなければならない。

**[正答 : 1]**



A - 25 アンテナの給電部における進行波電力が 100 [W]、定在波比(VSWR)が 3.0 であるとき、給電部における反射波電力及びリターンロスの値の組合せとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \approx 0.3$ とする。

	反射波電力	リターンロス
1	25 [W]	8 [dB]
2	25 [W]	6 [dB]
3	25 [W]	4 [dB]
4	20 [W]	8 [dB]
5	20 [W]	6 [dB]

**Point** リターンロスの真数は、電圧反射係数の大きさの逆数で表される。

**解説**

VSWRを  $S$  とすると、電圧反射係数の大きさ  $\Gamma$  は次式で表される。

$$\Gamma = \frac{S-1}{S+1} = \frac{3-1}{3+1} = \frac{2}{4} = 0.5$$

進行波電力を  $P_F$  [W] とすると、給電部における反射波電力  $P_R$  [W] は次式で表される。

$$P_R = \Gamma^2 P_F = 0.5^2 \times 100 = 0.25 \times 100 = 25 \text{ [W]}$$

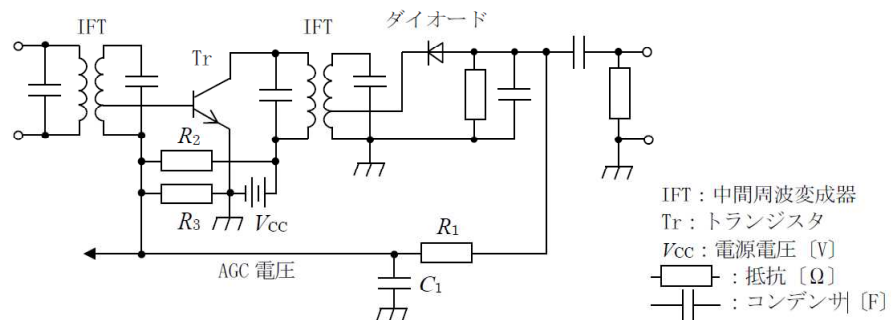
リターンロス  $L$  [dB] は、次式で表される。

$$L = 20 \log_{10} \frac{1}{\Gamma} = 20 \log_{10} \frac{1}{0.5} = 20 \log_{10} 2 \\ \approx 20 \times 0.3 = 6 \text{ [dB]}$$

**[正答 : 2]**

B - 3 次の記述は、図に示す AM(A3E)受信機の自動利得調整(AGC)回路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。なお、同じ記号の □内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 受信波の電界強度が大きいときでも中間周波増幅器が飽和せず、また、フェージングにより受信波の電界強度が変動しても、ほぼ一定の出力が得られるようにするための回路である。
- (2) 抵抗  $R_1$  及びコンデンサ  $C_1$  により得られた □ア を AGC 電圧とする。
- (3) 検波出力に含まれている □ア の大きさは、受信波の振幅と周波数のうち、□イ に比例する。
- (4) 中間周波増幅器を構成する Tr には、抵抗  $R_2$  及び  $R_3$  により適正なバイアス電圧が加えられている。この状態で受信波の電界強度に対応した □ウ の直流電圧を加えて、中間周波増幅段の増幅度を制御する。すなわち、受信波の電界強度が大きくなると、Tr のベース電流を □エ させ、増幅度を低下させる。
- (5) AGC 回路は、実際には受信機の感度を低下させるため、□オ 電波を受信するときには AGC 回路を動作させないで利得が最大で感度よく受信できるようにする回路方式もある。



- |     |         |       |      |           |
|-----|---------|-------|------|-----------|
| 1 正 | 2 高周波成分 | 3 周波数 | 4 増加 | 5 微弱な     |
| 6 負 | 7 直流分   | 8 振幅  | 9 減少 | 10 極めて大きな |

**Point** トランジスタは中間周波増幅器、ダイオードは検波器である。検波器出力には直流分と信号波成分の交流分が含まれる。そのうち、直流分は $R_1$ 、 $C_1$ で構成された平滑回路によって取り出されて、中間周波増幅器や高周波増幅器のトランジスタ増幅回路の逆方向バイアス電圧として加えられる。

受信電界強度が大きくなると、AGC電圧が大きくなる。AGC電圧が大きくなるとトランジスタのベース電流を減少させるので、増幅度を低下させることによって、受信機の利得を自動的に制御することができる。

[正答：ア-7 イ-8 ウ-6 エ-9 オ-5]