

(第一級アマチュア無線技士 国家試験 無線工学勉強用教材)  
(複製不許可・非売品 私用に限定、商用使用は出来ません)

( Edition : 2025.11)

# 第1級アマチュア無線技士 国家試験 無線工学問題の 解答と解説

(既出～令和7年11月期出題問題まで)

2025年11月

宇野 孝 JA2ANM

一般社団法人 日本アマチュア無線連盟 正員

著作権法などによりこの書籍は私用に限定します。内容を許可なく複製や商用使用することは出来ません。

出典資料：既出第1級アマチュア無線技士国家試験問題（総務省）

利用上の注意事項：

- ・当書籍では、計算問題と一部の文章問題などを中心に解答し解説してあります。  
簡単に答えが得られる文章問題は、他の参考図書を閲覧して下さい。
- ・各問題には、国家試験出題年月および国家試験コード番号と問題番号を付記してあります。
- ・解答に必要な無線数学の基礎を巻末に記載してあります、参考にして下さい。

## 〔 問題の解答と解説 〕

令和5年8月期（HZ508 B-1）

B-1 次の記述は、電気と磁気に関する法則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 磁界中に置かれた導体に電流を流すと、導体に電磁力が働く。このとき、磁界の方向、電流の方向及び電磁力の方向の三者の関係を表したものを、フレミングの左手の法則という。
- イ 運動している導体が磁束を横切ると、導体に起電力が発生する。磁界の方向、磁界中の導体の運動の方向及び導体に発生する誘導起電力の方向の三者の関係を表したものを、フレミングの右手の法則という。
- ウ 直線状の導体に電流を流したとき、電流の流れる方向と導体の周囲に生ずる磁界の方向との関係を表したものを、アンペアの右ねじの法則という。
- エ 電磁誘導によって生ずる誘導起電力の方向は、その起電力による誘導電流の作る磁束が、もとの磁束の変化を妨げるような方向である。これをファラデーの法則という。
- オ 電磁誘導によってコイルに誘起される起電力の大きさは、コイルと鎖交する磁束の時間に対する変化の割合に比例する。これを電磁誘導に関するレンツの法則という。

答：ア：1、イ：1、ウ：1、エ：2、オ：2

〔解説〕

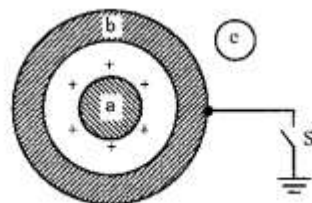
エ：レンツの法則      オ：ファラデーの法則

平成30年4月期（HZ004 A-1）

A-1 次の記述は、静電気の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。

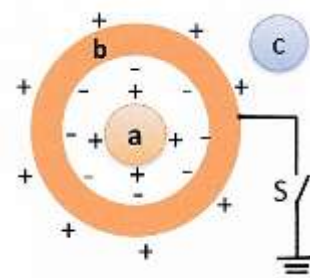
- (1) 図に示すように、正(+)に帯電している物体aを、スイッチSが開いた状態の中空の導体bで包むと、bの内面には□Aの電荷が現れ、bの外側の表面には□Bの電荷が現れる。この現象を静電誘導という。
- (2) 次に、Sを閉じて導体bを接地し、bの外側に帯電していない物体cを近づけると物体cは物体aの影響を□C。これを□Dという。

	A	B	C	D
1	負	正	受けない	静電遮へい
2	負	正	受ける	電磁誘導
3	正	負	受ける	静電遮へい
4	正	負	受けない	電磁誘導



〔解説〕

物体 a が正（+）の電荷に帯電しているとき、物体 b の内側が静電誘導により負（-）の電荷に、またその外側が正（+）の電荷に帯電する。この時、右図のスイッチ S を接（ON）にすれば、物体 b の外側に帯電している正（+）の電荷は接地線（アース）に流れ、物体 b の内・外側の電荷が無くなる。この状態のとき新たな物体 c を物体 b に近づけても物体 c は、物体 a からの静電誘導を受けず、物体 c は帯電しない。このような状態を静電しゃへい（遮蔽）という。



〔参考〕

この問題は、同軸給電線の構造と特性を示している。同軸給電線（例：50[Ω]）が送信機出力インピーダンス（例：50[Ω]）に整合して使用されるとき、外部導体 b がシールドの役割を果たし、送信出力が外被導体から漏洩したり、外来雑音の影響を受け難い特性を持っている。

令和 7 年 5 月期（HZ705 B-4）

B - 4 次の記述は、同軸給電線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) 同軸給電線は、□ ア □ 給電線として広く用いられており、□ イ □ がシールドの役割をするので、平行二線式給電線に比べ放射損が少なく、また、外部からの電磁波の影響を受けにくい。
- (2) 特性インピーダンスは、内部導体の外径、外部導体の □ ウ □ 及び内外導体の間の絶縁物の □ エ □ で決まる。また、周波数が □ オ □ なるほど誘電損が大きくなる。

- |        |      |        |       |         |
|--------|------|--------|-------|---------|
| 1 長さ   | 2 高く | 3 不平衡形 | 4 導電率 | 5 内径    |
| 6 内部導体 | 7 低く | 8 平衡形  | 9 誘電率 | 10 外部導体 |

答：ア：3、イ：10、ウ：5、エ：9、オ：2

〔解説〕

- 同軸給電線の特性インピーダンス  $Z_0$  は、 $Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d} [\Omega]$  から求める。

但し、D：外部導体の内径 [mm]、d：内部導体の外径 [mm]、 $\epsilon_r$ ：絶縁物の比誘電率

- 絶縁物の誘電損は、周波数が高くなるほど大きくなるから、同軸給電線の伝送損は伝送する信号の周波数が高くなるほど大きくなる。このことから、超高周波や光波などの周波数の高い電磁波の伝送には導波管が用いられる。
- 導波管は、光を含む電磁波の広義の伝送路であり、光ファイバーも導波管であるが、狭義では金属製ダクトを導波管という。

マイクロ波の伝送路では、主に中空の円形や方形を断面とした金属製管が用いられる。

電磁波は、その周波数（波長）に見合った管の内壁を、電磁波を形成しながら伝搬する。

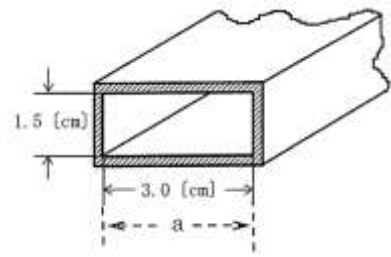
方形導波管は、断面形状が方形の中空導波管で、下図に一例を示す。

導波管の内法「a」が波長の半分未満では電波は進行しない。

この限界波長を「遮断波長  $\lambda_c$ 」といい、 $\lambda_c = 2a$  [cm]

また、遮断周波数  $f_c$  は、 $f_c = \frac{V_c}{2 \times a}$  [Hz]

但し、 $V_c$  = 光の速度： $3 \times 10^{10}$  [m/s]



(参考：令和 7 年 11 月期 HZ711 A-20 に類似問題が出題された。当教材に掲載してある。)

令和 3 年 9 月期 (HZ309 A-1)

**A - 1** 次の記述は、電界の強さが  $E$  [V/m] の均一な電界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。

<p>(1) 点電荷 <math>Q</math> [C] を電界中に置いたとき、<math>Q</math> に働く力の大きさは、□ A [N] である。</p> <p>(2) 電界中で、電界の方向に <math>r</math> [m] 離れた 2 点間の電位差は、□ B [V] である。</p>	<table style="margin: auto;"> <tr> <th style="padding: 5px;">A</th> <th style="padding: 5px;">B</th> </tr> <tr> <td style="padding: 5px;">1 <math>QE^2</math></td> <td style="padding: 5px;"><math>Er^2</math></td> </tr> <tr> <td style="padding: 5px;">2 <math>QE^2</math></td> <td style="padding: 5px;"><math>Er</math></td> </tr> <tr> <td style="padding: 5px;">3 <math>QE</math></td> <td style="padding: 5px;"><math>Er^2</math></td> </tr> <tr> <td style="padding: 5px;">4 <math>QE</math></td> <td style="padding: 5px;"><math>Er</math></td> </tr> </table>	A	B	1 $QE^2$	$Er^2$	2 $QE^2$	$Er$	3 $QE$	$Er^2$	4 $QE$	$Er$
A	B										
1 $QE^2$	$Er^2$										
2 $QE^2$	$Er$										
3 $QE$	$Er^2$										
4 $QE$	$Er$										

答：4

〔解説〕

電界の強さと電位差：

均一な電界の中に正電荷を置いたとき、これに働く静電力の大きさと方向を、その点における電界の強さという。電界の強さ  $E$  の単位は [V/m]。電界の中に 1 [C] の電荷を置いたとき、これに働く静電力の大きさ  $F$  が 1 [N] (ニュートン) であるとき、電界の強さ  $E$  は 1 [V/m] となる。即ち、 $F = QE$  [N] の関係がある。

真空中において  $Q$  [C] の正電荷から  $r$  [m] 離れた点  $p$  における電界の強さ  $E$  [V/m] は、

$$E = K \frac{Q}{r^2} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q}{r^2} = 8.988 \times 10^9 \times \frac{Q}{r^2} \text{ [V/m]} \quad \because K = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \quad \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ [F/m]}$$

$E$  [V/m] の電界中で、電界の方向に  $r$  [m] 離れた 2 点間の電位差  $V$  [V] は、 $V = Er$  で表される。

$$V = Er \text{ [V]} \quad \because V \text{ [V]} = E \text{ [V/m]} \times r \text{ [m]}$$

平成 29 年 4 月期 (HZ904 A-1)

**A - 1** 図に示すように、点 A 及び B に電荷が置かれ、電界の強さが零になる点 P の位置が点 A と B を結ぶ直線上で、B の右 2 [m] であるとき、点 B の電荷の値として正しいものを下の番号から選べ。ただし、点 A の電荷は +9 [C]、AB 間の距離は 1 [m] とする。

<p>1 4 [C]</p> <p>2 6 [C]</p> <p>3 -2 [C]</p> <p>4 -4 [C]</p> <p>5 -6 [C]</p>	
---	--

P 点は、A 点と B 点の軸上右にある。P 点では A 点からの電気力線と B 点からの電気力線の両方が通る。A 点から右に 3 [m] の P 点における電界の強さを  $\vec{E}_{AP}$ 、B 点から右に 2 [m] の P 点における電界の強さを



$\vec{E}_{BP}$  とすれば、P 点における電界の強さは、 $\vec{E}_{AP} + \vec{E}_{BP}$  であり、題意から  $\vec{E}_{AP} + \vec{E}_{BP} = 0$  となる。

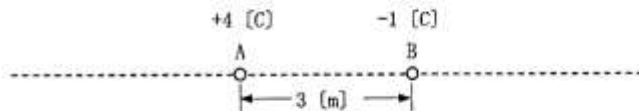
題与の条件  $\vec{E}_{AP} = K \frac{9}{3^2}$   $\vec{E}_{BP} = K \frac{Q}{2^2}$  から、 $\vec{E}_{AP} + \vec{E}_{BP} = K \frac{9}{3^2} + K \frac{Q}{2^2} = 0 \Rightarrow \frac{9}{3^2} = -\frac{Q}{2^2} \Rightarrow 1 = -\frac{Q}{4}$   
 $\Rightarrow Q = -4[C]$

答：4

平成 27 年 12 月期 (HZ712 A-2)

A-2 図に示すように、直線上の点 A 及び点 B にそれぞれ +4 [C] 及び -1 [C] の点電荷が置かれている。電界の強さが零になる点の位置は、直線上のどこか。正しいものを下の番号から選べ。ただし、点 AB 間の距離は 3 [m] とする。

- 1 点 A から左に 3 [m]
- 2 点 A から左に 1 [m]
- 3 点 A から右に 1 [m]
- 4 点 B から右に 1 [m]
- 5 点 B から右に 3 [m]



電界強度が零となる点を P とし、A 点から P 点までの距離を  $r$  [m]、B 点から P 点までの距離を  $(3-r)$  [m] とする。

A ~ P 点の電荷  $\vec{E}_{AP}$  は、 $\vec{E}_{AP} = k \frac{4}{r^2}$

B ~ P 点の電荷  $\vec{E}_{BP}$  は、 $\vec{E}_{BP} = k \frac{-1}{(3-r)^2}$   $\vec{E}_{AP} + \vec{E}_{BP} = 0$  にこれらを代入すれば、

$$k \frac{4}{r^2} + k \frac{-1}{(3-r)^2} = 0 \Rightarrow k \frac{4}{r^2} = k \frac{1}{(3-r)^2} \Rightarrow r^2 = 4(3-r)^2 \Rightarrow 4r^2 - 24r + 36 = r^2$$

$$\Rightarrow 3r^2 - 24r + 36 = 0 \Rightarrow r^2 - 8r + 12 = 0 \Rightarrow (r-6)(r-2) = 0 \Rightarrow r = 6 \text{ または } r = 2$$

以上の計算から、電界の強さが零となる点は、

- ㊦ A 点から右に 2 [m] の点
- ㊩ A 点から右に 6 [m] の点
- ㊧ B 点から左に 1 [m] の点
- ㊥ B 点から右に 3 [m] の点

との 4 点がある。問題の選択肢に㊥は有るが、㊦~㊧は無い。従って、答は、選択肢 5 となる。

答：5

[別計算法]

$$(1) r^2 = 4(3-r)^2 \Rightarrow r^2 = \pm 2^2(3-r)^2 \Rightarrow r = \pm 2(3-r) \Rightarrow r = 6 \text{ または } r = 2$$

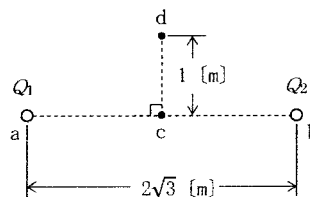
$$(2) ax^2 + bx + c = 0 \quad (a \neq 0) \quad \text{の因数分解は、} x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (\text{公式}) \text{ を利用しても良い}$$

$$r^2 - 8r + 12 = 0 \text{ をこの式に当てはめれば、} r = \frac{8 \pm \sqrt{64 - 4 \times 1 \times 12}}{2} = \frac{8 \pm \sqrt{16}}{2} = \frac{8 \pm 4}{2}$$

$$\Rightarrow r = 2 \text{ または } r = 6 \quad (\text{暗算が難しい因数分解にはこの公式を用いるのが良い})$$

A - 1 図に示すように、真空中で  $2\sqrt{3}$  [m] 離れた点 a 及び b にそれぞれ点電荷  $Q_1 = 8 \times 10^{-9}$  [C] 及び  $Q_2 = -8 \times 10^{-9}$  [C] が置かれているとき、線分 ab の中点 c から線分 ab に対して垂直方向に 1 [m] 離れた点 d の電界の強さの値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、真空の誘電率を  $\epsilon_0$  [F/m] としたとき、 $1/(4\pi\epsilon_0) = 9 \times 10^9$  とする。

- 1  $9\sqrt{2}$  [V/m]
- 2  $9\sqrt{3}$  [V/m]
- 3 18 [V/m]
- 4  $18\sqrt{2}$  [V/m]
- 5  $18\sqrt{3}$  [V/m]



点 d における電界の強さは、 $Q_1$  と  $Q_2$  によって作られる電界のベクトルの和となる。

・  $Q_1$  の点 d における電界の強さ  $\vec{E}_1$  は、 $\vec{E}_1 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q_1}{(ad)^2}$  から求める。

$ab = 2\sqrt{3}$  から  $ac = \sqrt{3}$  [m]  $(ad)^2 = (ac)^2 + (cd)^2$  により  
(三平方の定理：ピタゴラスの定理)

$$(ad)^2 = (\sqrt{3})^2 + (1)^2 \Rightarrow (ad)^2 = 3 + 1 = 4 \Rightarrow ad = 2 \text{ [m]}$$

$$\vec{E}_1 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{8 \times 10^{-9}}{2^2} = 9 \times 10^9 \times 2 \times 10^{-9} = 18 \text{ [V/m]} \quad \because \frac{1}{4\pi\epsilon_0} = 9 \times 10^9 \text{ (題与の条件)}$$

・  $Q_2$  の点 d における電界強度  $\vec{E}_2$  は、 $\vec{E}_2 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q_2}{(bd)^2}$   $(bd)^2 = (\sqrt{3})^2 + (1)^2 \Rightarrow bd = 2$

$$\vec{E}_2 = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{-8 \times 10^{-9}}{2^2} = 9 \times 10^9 \times (-2) \times 10^{-9} = -18 \text{ [V/m]}$$

$$\cdot \cos\theta = \frac{ac}{ad} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Rightarrow \frac{1}{2}E = E_1 \cos\theta = 18 \times \frac{\sqrt{3}}{2} \text{ [V/m]} \quad E = 18 \times 2 \times \frac{\sqrt{3}}{2} = 18\sqrt{3} \text{ [V/m]}$$

答：5

[解説]

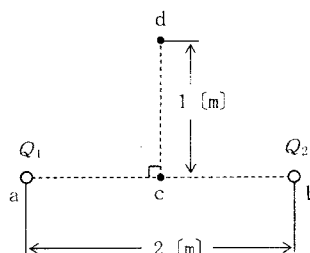
・  $\cos\theta$  は、acd からなる直角三角形の底辺 (ac) と斜辺 (ad) による挟角  $\theta$  である。

・ d  $E_1$  と dE の挟角  $\theta$  は、ac と ad による挟角  $\theta$  に等しい。

$\because$  ad $E_1$  は、一直線上にあり、dE と ab は平行線であり、従って  $\angle adc$  と  $\angle dE_1 \frac{E}{2}$  は相似形。

A - 1 図に示すように、真空中で 2 [m] 離れた点 a 及び b にそれぞれ点電荷  $Q_1 = 2 \times 10^{-9}$  [C] 及び  $Q_2 = -2 \times 10^{-9}$  [C] が置かれているとき、線分 ab の中点 c から線分 ab に対して垂直方向に 1 [m] 離れた点 d の電界の強さの値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、真空の誘電率を  $\epsilon_0$  [F/m] としたとき、 $1/(4\pi\epsilon_0) = 9 \times 10^9$  とする。

- 1  $\sqrt{2}$  [V/m]
- 2  $3\sqrt{2}$  [V/m]
- 3  $6\sqrt{2}$  [V/m]
- 4  $9\sqrt{2}$  [V/m]
- 5  $12\sqrt{2}$  [V/m]



- ad 間の距離は、 $ac=1[m]$ 、 $cd=1[m]$  から、  
 $(ad)^2 = (ac)^2 + (cd)^2 = 1 + 1 = 2 \Rightarrow ad = \sqrt{2}[m]$
- a 点における電荷  $Q_1$  は、 $Q_1 = 2 \times 10^{-9}[C]$   
b 点における電荷  $Q_2$  は、 $Q_2 = -2 \times 10^{-9}[C]$
- $Q [C]$  の点電荷から  $r [m]$  離れた点における電界の強さ

$$E [V/m] \text{ は、 } E = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q}{r^2} \quad \text{但し、} \frac{1}{4\pi\epsilon_0} = 9 \times 10^9$$

- a 及び b 点における電界の強さを  $|\vec{E}_1|$  と  $|\vec{E}_2|$  とすれば、

$$|\vec{E}_1| = \left| \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q_1}{(ad)^2} \right| = \left| 9 \times 10^9 \times \frac{2 \times 10^{-9}}{2} \right| = 9[V/m]$$

$$\text{同様に } |\vec{E}_2| = \left| \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \times \frac{Q_2}{(bd)^2} \right| = \left| 9 \times 10^9 \times \frac{-2 \times 10^{-9}}{2} \right| = |-9| = 9[V/m]$$

- d 点を基点に  $|\vec{E}_1|$  と  $|\vec{E}_2|$  を描図すれば、上図となる。
- $|\vec{E}_1|$  と  $|\vec{E}_2|$  は同じ値ゆえ、 $|\vec{E}_1|$  と  $|\vec{E}_2|$  による正四角形となり、その対角線を  $E$  とすれば、 $E$  が点 d における電界の強さとなる。

$$\angle E_1 E \text{ は、 } \cos 45^\circ \text{ であり、 } \cos 45^\circ = \frac{E_1}{E} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow E = \sqrt{2}E_1 = 9\sqrt{2}[V/m]$$

答：4

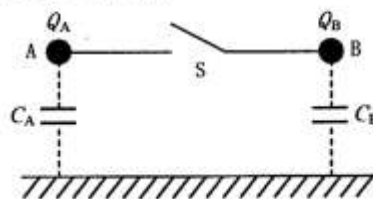
[別計算]

$$\begin{aligned} & \cdot E_1 = 9[V/m] \quad E_2 = -9[V/m] \quad \text{から} \quad E^2 = E_1^2 + E_2^2 = 9^2 + (-9)^2 = 9^2\{1 + (-1)^2\} = 9^2(1 + 1) \\ & \Rightarrow E = 9\sqrt{2} [V/m] \end{aligned}$$

令和 3 年 4 月期 (HZ304 A-1)

A-1 図に示すように、対地間静電容量が  $C_A = 3 [\mu F]$ 、 $C_B = 1 [\mu F]$  の 2 個の導体球 A 及び B に、それぞれ  $2 [\mu C]$  の電荷  $Q_A$ 、 $Q_B$  が与えられている。スイッチ S を接 (ON) にすると、A と B の電荷はどのように移動して、電気的つり合いの状態となるか。正しいものを下の番号から選べ。ただし、導線及びスイッチの影響は無視するものとする。

- 1 A から B へ  $2 [\mu C]$  移動する。
- 2 A から B へ  $1 [\mu C]$  移動する。
- 3 A と B の間の移動はない。
- 4 B から A へ  $1 [\mu C]$  移動する。
- 5 B から A へ  $2 [\mu C]$  移動する。



題与の諸元：導体球 A および B の対地間静電容量と電荷は、 $C_A = 3[\mu F]/2[\mu C]$ 、 $C_B = 1[\mu F]/2[\mu C]$ 。

- A および B に与えられている電荷は、 $Q_A = 2[\mu C]$ 、 $Q_B = 2[\mu C]$  ゆえに、A と B に蓄えられた電荷の総量  $Q$  は、 $Q = Q_A + Q_B = 2 + 2 = 4[\mu C]$
- S を接にしたとき、導体球 A と B における電荷の総量は上記  $Q$  に変わらないが、この時電荷が移動し、 $Q_A$  が  $Q'_A$  に、また  $Q_B$  が  $Q'_B$  になったとすれば、 $Q = Q'_A + Q'_B = 4[\mu C]$ 。

$$\text{このときの対地間電位を } V \text{ とすれば、} \quad Q'_A = C_A V \quad Q'_B = C_B V \quad \Rightarrow \quad \frac{Q'_A}{C_A} = V \quad \frac{Q'_B}{C_B} = V$$

$$\Rightarrow \frac{Q'_A}{C_A} = \frac{Q'_B}{C_B} \quad \text{ここに題与の } C_A \text{ および } C_B \text{ の値を代入すれば、} \frac{Q'_A}{3} = \frac{Q'_B}{1} \Rightarrow Q'_A = 3Q'_B$$

上記の  $Q'_A + Q'_B = 4$  に  $Q'_A$  を代入すれば、 $3Q'_B + Q'_B = 4 \Rightarrow Q'_B = 1[\mu\text{C}]$

S が断のときの  $Q_B = 2[\mu\text{C}]$  が、S を接にして  $Q'_B = 1[\mu\text{C}]$  になったから、B から A に  $1[\mu\text{C}]$  電荷が移動したことになる。

答：4

〔別解－1〕

S を接にしたときの  $C_A$  と  $C_B$  の合成静電容量  $C$  は、 $C = C_A + C_B = 3 + 1 = 4[\mu\text{F}]$

S を接にしたときの  $Q_A$  と  $Q_B$  による合成電荷  $Q$  は、 $Q = Q_A + Q_B = 2 + 2 = 4[\mu\text{C}]$

従って、S を接にしたときの対地電圧を  $V$  とすれば、 $V = \frac{Q}{C} = \frac{4}{4} = 1[\text{V}]$

この時のそれぞれの電荷  $Q'_A$ 、 $Q'_B$  は、 $Q'_A = C_A V = 3 \times 1 = 3[\mu\text{C}]$        $Q'_B = C_B V = 1 \times 1 = 1[\mu\text{C}]$

この計算結果から、S を接にしたことにより  $Q_A = 2[\mu\text{C}]$  が  $3[\mu\text{C}]$  になったから B から A に  $1[\mu\text{C}]$

電荷が移動したことになる。また、 $Q_B = 2[\mu\text{C}]$  が  $1[\mu\text{C}]$  になったから B から A に  $1[\mu\text{C}]$  の電荷が移動したことになる。

〔別解－2〕

・SW が ON のとき、合成静電容量  $C$  は、 $C = C_A + C_B = 3 + 1 = 4[\mu\text{F}]$

この時の合成電荷  $Q$  は、 $Q = 2 + 2 = 4[\mu\text{C}]$

従って、この時の  $C_A$  と  $C_B$  の端子電圧  $V$  は、 $V = \frac{Q}{C} = \frac{4}{4} = 1[\text{V}]$

・SW が off のとき、 $C_A$  の端子電圧  $V_A$  は、 $V_A = \frac{Q_A}{C_A} = \frac{2}{3}[\text{V}]$       従って SW が ON になったことにより

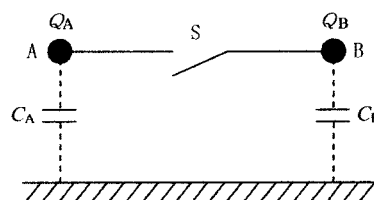
$\frac{1}{3}[\text{V}]$  電圧が増加したことになる。この電圧増加分による  $Q_A$  の増加分は、 $Q_A = C_A V = \frac{1}{3} \times 3 = 1[\mu\text{C}]$

これにより、 $Q_A$  は、2  $[\mu\text{C}]$  から 3  $[\mu\text{C}]$  に増加、即ち B から A へ 1  $[\mu\text{C}]$  移動した。

令和 5 年 8 月期 (HZ508 A-1)

A - 1 図に示すように、対地間静電容量が  $C_A = 3 [\mu\text{F}]$ 、 $C_B = 6 [\mu\text{F}]$  の 2 個の導体球 A 及び B に、それぞれ  $Q_A = 4 [\mu\text{C}]$  及び  $Q_B = 11 [\mu\text{C}]$  の電荷を与えた後、スイッチ S を接 (ON) にしたところ、 $C_B$  から  $C_A$  に電荷が移動して電氣的つり合いの状態となった。このとき、移動した電気量の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、導線及びスイッチの影響は無視するものとする。

- 1 1  $[\mu\text{C}]$
- 2 2  $[\mu\text{C}]$
- 3 3  $[\mu\text{C}]$
- 4 4  $[\mu\text{C}]$
- 5 5  $[\mu\text{C}]$



題与の諸元：導体球 A および B の対地間静電容量と電荷は、 $C_A = 3[\mu\text{F}]/4[\mu\text{C}]$ 、 $C_B = 6[\mu\text{F}]/11[\mu\text{C}]$ 。

・A および B に与えられている電荷は、 $Q_A = 4[\mu\text{C}]$ 、 $Q_B = 11[\mu\text{C}]$  ゆえに、A と B に蓄えられた電荷

の総量  $Q$  は、 $Q = Q_A + Q_B = 4 + 11 = 15[\mu\text{C}]$

- ・  $S$  を接にしたとき、導体球  $A$  と  $B$  における電荷の総量は上記  $Q$  に変わらないが、この時電荷が移動し、 $Q_A$  が  $Q'_A$  に、また  $Q_B$  が  $Q'_B$  になったとすれば、 $Q = Q'_A + Q'_B = 15[\mu\text{C}]$ 。

このときの対地間電位を  $V$  とすれば、 $Q'_A = C_A V$   $Q'_B = C_B V \Rightarrow \frac{Q'_A}{C_A} = V$   $\frac{Q'_B}{C_B} = V$

$\Rightarrow \frac{Q'_A}{C_A} = \frac{Q'_B}{C_B}$  ここに題与の  $C_A$  および  $C_B$  の値を代入すれば、 $\frac{Q'_A}{3} = \frac{Q'_B}{6} \Rightarrow Q'_A = \frac{1}{2} Q'_B$

- ・ 上記の  $Q'_A + Q'_B = 15$  に  $Q'_A$  を代入すれば、 $\frac{1}{2} Q'_B + Q'_B = 15 \Rightarrow Q'_B = 15 \times \frac{2}{3} = 10[\mu\text{C}]$

$S$  が断のときの  $Q_B = 11[\mu\text{C}]$  が、 $S$  を接にして  $Q'_B = 10[\mu\text{C}]$  になったから、 $C_B$  から  $C_A$  に  $1[\mu\text{C}]$  電荷が移動したことになる。

答：1

〔別解－1〕

- ・  $S$  を接にしたときの  $C_A$  と  $C_B$  の合成静電容量  $C$  は、 $C = C_A + C_B = 3 + 6 = 9[\mu\text{F}]$
- ・  $S$  を接にしたときの  $Q_A$  と  $Q_B$  による合成電荷  $Q$  は、 $Q = Q_A + Q_B = 4 + 11 = 15[\mu\text{C}]$

- ・ 従って、 $S$  を接にしたときの対地電圧を  $V$  とすれば、 $V = \frac{Q}{C} = \frac{15}{9} = \frac{5}{3}[\text{V}]$

- ・ この時のそれぞれの電荷  $Q'_A$ 、 $Q'_B$  は、 $Q'_A = C_A V = 3 \times \frac{5}{3} = 5[\mu\text{C}]$   $Q'_B = C_B V = 6 \times \frac{5}{3} = 10[\mu\text{C}]$

この計算結果から、 $S$  を接にしたことにより  $Q_A = 4[\mu\text{C}]$  が  $5[\mu\text{C}]$  になり、また、 $Q_B = 11[\mu\text{C}]$  が  $10[\mu\text{C}]$  になったから、 $C_B$  から  $C_A$  に  $1[\mu\text{C}]$  電荷が移動したことになる。

〔別解－2〕

- ・  $S$  を接にしたときの合成静電容量  $C$  は、 $C = C_A + C_B = 3 + 6 = 9[\mu\text{F}]$

この時の合成電荷  $Q$  は、 $Q = Q_A + Q_B = 4 + 11 = 15[\mu\text{C}]$

この時の対地電圧  $V$  は、 $V = \frac{Q}{C} = \frac{15}{9} = \frac{5}{3}[\text{V}]$

- ・  $S$  が開のときの  $C_A$  の端子間電圧  $V_A$  は、 $V_A = \frac{4}{3}[\text{V}]$  従って、 $S$  を接にしたことにより  $V_A$  は

$\frac{4}{3}[\text{V}]$  から  $\frac{5}{3}[\text{V}]$  になったから  $\frac{1}{3}[\text{V}]$  電圧が高くなった。この  $\frac{1}{3}[\text{V}]$  電圧が高くなったことにより

$C_A$  の電荷  $Q'_A$  は、 $Q'_A = \frac{1}{3} \times 3 = 1[\mu\text{C}]$  即ち、 $C_B$  から  $C_A$  に  $1[\mu\text{C}]$  移動したことになる。

令和4年4月期 (HZ404 A-1)

A-1 静電容量が  $50[\text{pF}]$  の平行平板コンデンサにおいて、電極間距離を元の  $1/2$  及び電極間の誘電体の比誘電率を4倍にしたときの静電容量の値として、正しいものを下の番号から選べ。

1 200 [pF]

2 300 [pF]

3 400 [pF]

4 600 [pF]

5 800 [pF]

平行平板コンデンサ 50[pF] の電極間距離を  $d$ 、電極間の比誘電率を  $\epsilon$ 、平行平板の面積を  $S$  とすれば、 $C = \epsilon \frac{S}{d} = 50$  [pF]

題与の諸元： $d' = \frac{d}{2}$ 、 $\epsilon' = 4\epsilon$  をこの式に代入し、その時の静電容量を  $C'$  とすれば、 $C' = \epsilon' \frac{S}{d'}$  から

$$C' = 4\epsilon \frac{2S}{d} = 8\epsilon \frac{S}{d} = 8 \times 50 = 400[\text{pF}]$$

答：3

〔別解〕

$$\bullet C = \epsilon \frac{S}{d} = 50 \text{ [pF]} \quad C' = \epsilon' \frac{S}{d'} = 4\epsilon \frac{S}{\frac{1}{2}d} = 8\epsilon \frac{S}{d}$$

$$\bullet C : C' = \epsilon \frac{S}{d} : 8\epsilon \frac{S}{d} \Rightarrow C : C' = 1 : 8 \Rightarrow C' = 8C \Rightarrow C' = 8 \times 50 = 400[\text{pF}]$$

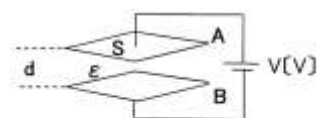
〔解説〕

コンデンサの静電容量

相対する金属平行平板AとBの間に直流電圧  $V[\text{V}]$  を加えると両電極間に電荷  $Q[\text{C}]$  が蓄積され、この時の静電容量  $C[\text{F}]$  には次の関係式が成り立つ。  $Q = CV[\text{C}]$

相対する金属平行平板AとBの面積を  $S[\text{m}^2]$ 、両金属板間の距離を  $d[\text{m}]$ 、両電極間の誘電体の誘電率  $\epsilon = [\text{F/m}]$  とすれば、これらの諸元に

よる静電容量  $C[\text{F}]$  には次の関係がある  $C = \epsilon \frac{S}{d} [\text{F}]$



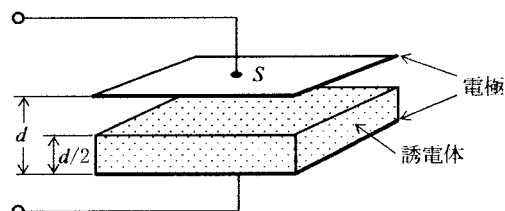
両金属板(AとB)間の誘電体の誘電率= $\epsilon$  [F/m]  
金属平行板(AとB)の面積= $S$  (m<sup>2</sup>)  
両金属板(AとB)間の距離= $d$  (m)

(参考：単位の計算： $C = \frac{[\text{F}]}{[\text{m}]} \times \frac{[\text{m}^2]}{[\text{m}]} = [\text{F}]$ )

令和6年8月期(HZ608 A-2)

A-2 図に示す、真空中に置かれた二つの平行板電極間に、電極間隔の1/2の厚さの誘電体を入れたときの静電容量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電極の面積  $S = 20$  [cm<sup>2</sup>]、電極間の距離  $d = 4$  [mm]、誘電体の比誘電率  $\epsilon_r = 3$  及び真空の誘電率  $\epsilon_0 = 8.855 \times 10^{-12}$  [F/m] とする。

- 1 6.6 [pF]
- 2 9.9 [pF]
- 3 13.2 [pF]
- 4 16.5 [pF]
- 5 19.8 [pF]



・静電容量の計算式  $C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d}$

但し、 $\epsilon_0 = 8.855 \times 10^{-12}$   $\epsilon_r = 3$   $S = 20[\text{cm}^2] = 20 \times 10^{-4}[\text{m}^2]$   $d = 4[\text{mm}] = 4 \times 10^{-3}[\text{m}]$

- ・真空部分の静電容量を  $C_1$  とすれば、 $C_1 = \epsilon_0 \times \frac{20 \times 10^{-4}}{2 \times 10^{-3}} = \epsilon_0$
- ・誘電体挿入部の静電容量を  $C_2$  とすれば、 $C_2 = 3\epsilon_0 \times \frac{20 \times 10^{-4}}{2 \times 10^{-3}} = 3\epsilon_0$
- ・ $C_1$  と  $C_2$  は、直列接続になり、その合成静電容量  $C$  は、

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{\epsilon_0} + \frac{1}{3\epsilon_0} = \frac{3+1}{3\epsilon_0} = \frac{4}{3\epsilon_0} \Rightarrow C = \frac{3\epsilon_0}{4} = 6.64 \times 10^{-12} \approx 6.6[\text{pF}]$$

答：1

[参考]

- ・ $20[\text{cm}^2] \Rightarrow 20 \times \frac{1}{100} \times \frac{1}{100} = 20 \times \frac{1}{10000} = 20 \times 10^{-4}[\text{m}^2]$
- ・ $4[\text{mm}] \Rightarrow 4 \times \frac{1}{1000} = 4 \times 10^{-3}[\text{m}]$

令和元年 12 月期(HZ112 A-2)

A-2 次の記述は、図に示すように二つの平行平板コンデンサ  $C_1$  及び  $C_2$  を直列に接続し、両端に直流電圧  $V = 60 [\text{V}]$  を加えたときの電圧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、 $C_1$  と  $C_2$  の電極の構造及び電極間距離は同一であり、電極間の誘電体の比誘電率  $\epsilon_r$  は、 $C_1$  では1、 $C_2$  では5とする。

(1)  $C_2$  の静電容量は  $C_1$  の静電容量の □ A □ 倍である。  
 (2)  $C_1$  の電圧  $V_1$  は □ B □ [V] で、 $C_2$  の電圧  $V_2$  は □ C □ [V] である。

	A	B	C
1	10	10	50
2	10	50	10
3	5	10	50
4	5	50	10

- ・ $C_1$  の静電容量は、 $C_1 = 1\epsilon_0 \times \frac{S}{d}$   $C_2$  の静電容量は、 $C_2 = 5\epsilon_0 \times \frac{S}{d} \Rightarrow C_2 = 5C_1 \Rightarrow \boxed{\text{A}}$  は 5
- ・ $C_1$  と  $C_2$  は直列接続ゆえ静電誘導により両コンデンサに蓄えられる電荷は等しく、これを  $Q$  としそれぞれに印加される電圧を  $V_1$ 、 $V_2$  とすれば、 $Q = C_1 V_1$   $Q = C_2 V_2 = 5C_1 V_2$   
 これら両式から  $C_1 V_1 = 5C_1 V_2 \Rightarrow V_1 = 5V_2$   
 題与図から  $V_1 + V_2 = 60 [\text{V}] \Rightarrow V_1 = 60 - V_2$  これを上式に代入すれば、  
 $60 - V_2 = 5V_2 \Rightarrow 6V_2 = 60 \Rightarrow V_2 = 10[\text{V}] \Rightarrow \boxed{\text{C}}$  は 10
- ・ $V_1 + V_2 = 60$  に  $V_2 = 10$  を代入すれば、 $V_1 = 60 - 10 = 50[\text{V}] \Rightarrow \boxed{\text{B}}$  は 50

答：4

[別解]

- ・ $C_1 = 1\epsilon_0 \frac{S}{d}$   $C_2 = 5\epsilon_0 \frac{S}{d} = 5C_1$
- ・ $Q = C_1 V_1$   $Q = C_2 V_2 \Rightarrow C_1 V_1 = C_2 V_2$  ここに上に求めた  $C_2$  を代入すれば、 $C_1 V_1 = 5C_1 V_2$

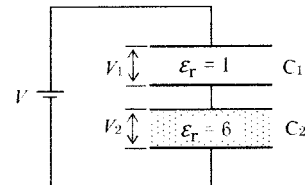
$$\Rightarrow V_1 = 5V_2 \quad \text{題与図から} \quad V_1 + V_2 = 60 \Rightarrow V_2 = 60 - V_1 \quad \text{を左式に代入すれば、}$$

$$V_1 = 5(60 - V_1) = 300 - 5V_1 \Rightarrow 6V_1 = 300 \Rightarrow V_1 = 50[V] \quad \therefore V_2 = 10[V]$$

令和 6 年 12 月期 (HZ612 A-1)

A-1 次の記述は、図に示すように二つの平行平板コンデンサ  $C_1$  及び  $C_2$  を直列に接続し、両端に直流電圧  $V = 14$  [V] を加えたときの電圧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、 $C_1$  及び  $C_2$  の電極の構造(面積、間隔、材質)は等しく、電極間の誘電体の比誘電率  $\epsilon_r$  は、 $C_1$  では 1、 $C_2$  では 6 とする。

- (1)  $C_2$  の静電容量は  $C_1$  の静電容量の □ A □ 倍である。  
 (2)  $C_1$  と  $C_2$  に蓄えられた電荷の量は □ B □。  
 (3)  $C_1$  の電圧  $V_1$  は □ C □ [V]、 $C_2$  の電圧  $V_2$  は □ D □ [V] である。



	A	B	C	D
1	6	等しい	12	2
2	6	等しくない	10	4
3	1/6	等しくない	12	2
4	1/6	等しい	10	4

$$(1) \quad C_1 = 1\epsilon_0 \times \frac{S}{d} \quad C_2 = 6\epsilon_0 \times \frac{S}{d} \quad \text{から} \quad C_2 = 6C_1 \quad \dots A: 6$$

(2) 静電誘導により  $C_1$  と  $C_2$  の電荷の量：等しい

$$(3) \quad Q = C_1 V_1 \quad Q = C_2 V_2 \Rightarrow C_1 V_1 = C_2 V_2 \quad \text{ここに上で求めた} \quad C_2 = 6C_1 \quad \text{を代入すれば、}$$

$$C_1 V_1 = 6C_1 V_2 \Rightarrow V_1 = 6V_2$$

$$\text{題意から} \quad V_1 + V_2 = 14 \Rightarrow V_2 = 14 - V_1 \quad \text{これを上式に代入すれば、}$$

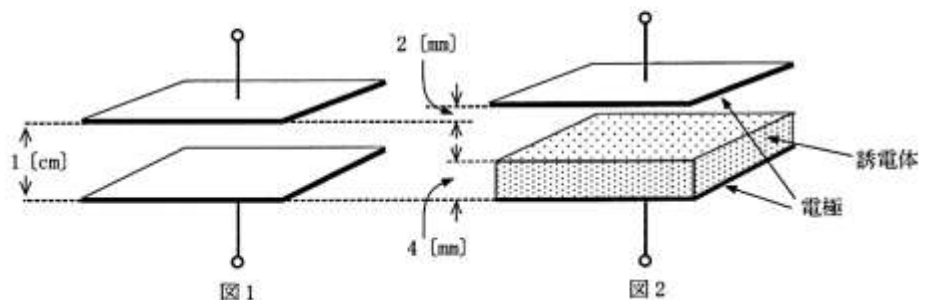
$$V_1 = 6(14 - V_1) = 84 - 6V_1 \Rightarrow 7V_1 = 84 \Rightarrow C_1 \text{ の } V_1 = 12[V] \quad C_2 \text{ の } V_2 = 14 - 12 = 2[V]$$

答：1

令和 2 年 12 月期 (HZ212 A-1)

A-1 図 1 に示すように、空気中に置かれた電極間距離 1 [cm] の平行平板コンデンサがある。このコンデンサを、図 2 に示すように電極間の距離を 2 [mm] 増し、更に電極間に厚さ 4 [mm] の誘電体を入れた後に静電容量を測定したところ、図 1 のコンデンサと同じ値になった。この誘電体の比誘電率として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 1.5  
 2 2.0  
 3 2.5  
 4 3.0  
 5 3.5



$$\text{平行平板コンデンサの静電容量 } C \text{ は、} C = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{S}{d} \quad [F]$$

ここに  $\epsilon_0$  : 真空の誘電率  $\div$  空気の誘電率  $\div 1$  [F/m]  $S$  : 平板の面積 [m<sup>2</sup>]  $d$  : 電極間距離 [m]

$$\cdot \text{ 図 1 の静電容量 } C_1 = \epsilon_0 \frac{S}{10} = \frac{S}{10} \quad \because \epsilon_0 \div 1 \quad (\text{注: mm 単位で計算} \Rightarrow \times 10^{-3} \text{ を省略})$$



- ・図2の静電容量を  $C_2$  とする。

$C_2$  は、空気を誘電体とする  $C_a$  と  $\epsilon$  を誘電体とする  $C_b$  により構成される。

$C_a$  は、電極間距離  $12-4=8$  [mm] の部分からなり、その静電容量は  $C_a = \epsilon_0 \frac{S}{8} = \frac{S}{8} \quad \because \epsilon_0 \equiv 1$

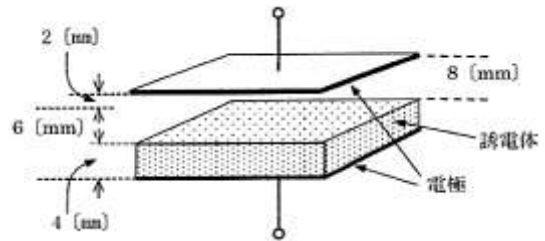
$d=4$  [mm] の部分の静電容量  $C_b$  は、題与の条件

誘電体を  $\epsilon$  とすれば、 $C_b = \epsilon \frac{S}{4}$

$C_a$  と  $C_b$  は直列接続ゆえその合成静電容量  $C_2$

は、 $\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_b}$  ここに  $C_a$  と  $C_b$  を代入すれば、

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{\frac{S}{8}} + \frac{1}{\epsilon \frac{S}{4}} = \frac{8}{S} + \frac{4}{\epsilon S} = \frac{8\epsilon+4}{\epsilon S} \Rightarrow C_2 = \frac{\epsilon S}{8\epsilon+4}$$



- ・題意から、 $C_1 = C_2$  ゆえ、この式に上に求めた  $C_1$  と  $C_2$  を代入すれば、

$$\frac{S}{10} = \frac{\epsilon S}{8\epsilon+4} \Rightarrow 10\epsilon = 8\epsilon+4 \Rightarrow 2\epsilon = 4 \Rightarrow \epsilon = 2$$

答：2

[別計算]

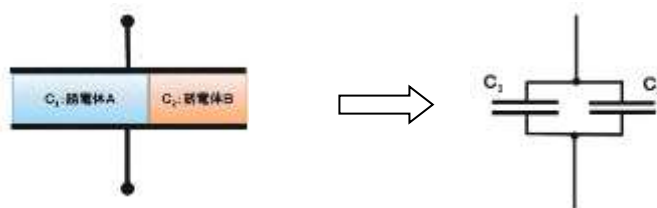
$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{C_a} + \frac{1}{C_b} \Rightarrow \frac{1}{C_2} = \frac{1}{\frac{S}{8}} + \frac{1}{\epsilon \frac{S}{4}} \Rightarrow \frac{1}{C_2} = \frac{8}{S} + \frac{4}{\epsilon S} \quad \text{上に求めた } C_1 = \frac{S}{10} \Rightarrow \frac{1}{C_1} = \frac{10}{S}$$

$$\text{題意から } C_1 = C_2 \Rightarrow \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_2} \quad \text{ここに } C_1 \text{ と } C_2 \text{ を代入すれば、} \quad \frac{10}{S} = \frac{8}{S} + \frac{4}{\epsilon S} \Rightarrow \frac{2}{S} = \frac{4}{\epsilon S} \Rightarrow \epsilon = 2$$

[参考]

上記問題の平行平板コンデンサーは、両電極間に誘電率の異なる2種類の誘電体が縦に積層状に重なっている。この時の合成静電容量は、直列接続コンデンサの合成静電容量の計算になる。

平行平板電極間に、誘電率の異なる2種類の誘電体が次図のように並列に配置されたときは、並列接続コンデンサの合成静電容量の計算になるが、 $C_1$  が占める平行平板の面積と  $C_2$  が占める平行平板の面積を計算に織り込まなければならない。



A - 2 コンデンサに電圧 10 [V] を加えたとき、4 [μC] の電荷が蓄えられた。このときコンデンサに蓄えられるエネルギーの値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 2 [μJ]
- 2 10 [μJ]
- 3 20 [μJ]
- 4 100 [μJ]
- 5 200 [μJ]

・コンデンサに蓄えられるエネルギー  $W[J]$  は、 $W = \frac{1}{2} QV [J]$  により求める。

この式に題与の諸元を代入すれば、 $W = \frac{1}{2} \times 4 \times 10^{-6} \times 10 \Rightarrow W = 20 [\mu J]$

答：3

〔解説〕

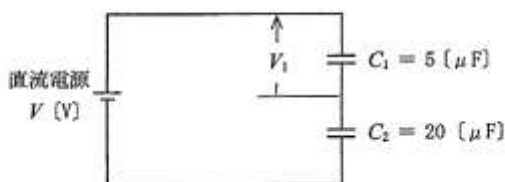
コンデンサに蓄えられるエネルギー：

静電容量  $C[F]$  のコンデンサに電圧  $V[V]$  を印加したとき、コンデンサに  $Q[C]$  の電荷が蓄えられる。この時、コンデンサに蓄えられたエネルギー  $W[J]$  (ジュール) は、次式から求める。

$$W = \frac{1}{2} QV[J] \quad Q = CV \text{ をこの式に代入すれば、} W = \frac{1}{2} QV = \frac{1}{2} CV^2[J]$$

A - 1 図に示す回路において、二つの静電容量  $C_1$  及び  $C_2$  に蓄えられる静電エネルギーの総和が 32 [μJ] であるときの、 $C_1$  の両端の電圧  $V_1$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 0.8 [V]
- 2 1.6 [V]
- 3 2.4 [V]
- 4 3.2 [V]
- 5 4.0 [V]



・題与のコンデンサ  $C_1$  と  $C_2$  による直列接続合成静電容量を  $C$  とすれば、

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{5} + \frac{1}{20} = \frac{4+1}{20} = \frac{5}{20} \Rightarrow C = 4[\mu F]$$

・コンデンサに蓄えられるエネルギー  $W$  は、 $W = \frac{1}{2} CV^2[J]$  であるから、題与の 32[μJ] および上か

ら求めた  $C = 4[\mu F]$  をこの式に代入すれば、 $32 = \frac{1}{2} \times 4 \times V^2 \Rightarrow V^2 = 16 \Rightarrow V = 4[V]$

・上から求めた  $C = 4[\mu F]$  と  $V = 4[V]$  を  $Q = CV$  に代入すれば、

$Q = 4 \times 4 = 16[\mu C]$  静電誘導により  $C_1$  の電荷も 16 [μC] であるから、 $V_1 = \frac{Q}{C_1}$  に代入すれば、

$$V_1 = \frac{16}{5} = 3.2[V]$$

答：4

〔別解－1〕

$$\bullet V_1 = \frac{Q}{C_1} = \frac{Q}{5} \quad V_2 = \frac{Q}{C_2} = \frac{Q}{20} \quad V = V_1 + V_2 = \frac{Q}{5} + \frac{Q}{20} = \frac{5Q}{20} \quad \text{上述から } V = 4 [V]$$

$$\Rightarrow \frac{5Q}{20} = 4 \quad \Rightarrow Q = 16 \quad \text{これを } V_1 = \frac{Q}{C_1} \text{ に代入すれば } V_1 = \frac{Q}{C_1} = \frac{16}{5} = 3.2[V]$$

〔別解－2〕

$$\bullet \text{ 静電誘導により } C_1 \text{ と } C_2 \text{ には同じ電荷 } Q \text{ が蓄えられるから } Q = C_1 V_1 \quad Q = C_2 V_2$$

$$\therefore C_1 V_1 = C_2 V_2 \Rightarrow 5V_1 = 20V_2 \Rightarrow V_1 = 4V_2 \Rightarrow \frac{1}{4}V_1 = V_2$$

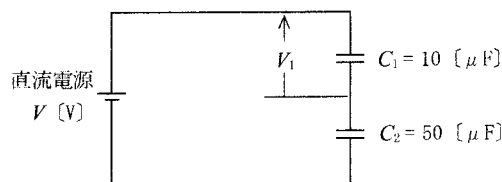
$$\bullet \text{ 上記から } V = 4[V] \quad V_1 + V_2 = 4 \text{ に } \frac{1}{4}V_1 = V_2 \text{ を代入すれば、} V_1 + \frac{1}{4}V_1 = 4 \Rightarrow \frac{5}{4}V_1 = 4$$

$$\Rightarrow V_1 = 4 \times \frac{4}{5} = \frac{16}{5} \quad V_1 = 3.2[V]$$

令和4年8月期 (HZ408 A-1)

A - 1 図に示す回路において、 $C_1$  の両端の電圧  $V_1$  が 4 [V] であるときの、二つの静電容量  $C_1$  及び  $C_2$  に蓄えられる静電エネルギーの総和の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、回路は定常状態にあるものとする。

- 1 48 [μJ]
- 2 72 [μJ]
- 3 96 [μJ]
- 4 120 [μJ]



$$\bullet \text{ 静電誘導により } C_1 \text{ に蓄えられる電荷 } Q \text{ は、} Q = C_1 V_1$$

$$\bullet V_1 = 4[V] \quad C_1 = 10[\mu F] \text{ を } Q = C_1 V_1 \text{ に代入すれば、} Q = 4 \times 10 = 40[\mu C]$$

$$\bullet C_2 = 50[\mu F] \quad C_2 \text{ の電圧を } V_2 \text{ とすれば、} Q = C_2 V_2 \quad \text{ゆえ、} 40 = 50V_2 \Rightarrow V_2 = \frac{40}{50} = \frac{4}{5} = 0.8[V]$$

$$\bullet \text{ 電源電圧 } V \text{ は、} V = V_1 + V_2 = 4 + 0.8 = 4.8[V]$$

$$\bullet C_1 \text{ と } C_2 \text{ に蓄えられるエネルギーの総和 } W \text{ は、} W = \frac{1}{2} QV \text{ から } W = \frac{1}{2} \times 40 \times 4.8 = 96[\mu J]$$

答：3

〔別解－1〕

$$\bullet C_1 \text{ に蓄えられる電荷を } Q \text{ とすれば、} Q = C_1 V_1 = 10 \times 4 = 40[\mu C]$$

$$\bullet C_1 \text{ に蓄えられる静電エネルギーを } W_1 \text{ とすれば、} W_1 = \frac{1}{2} \times QV_1 = \frac{1}{2} \times 40 \times 4 = 80[\mu J]$$

- ・ 静電誘導により  $C_2$  にも  $40[\mu C]$  が蓄えられる。 $C_2$  の電圧を  $V_2$  とすれば、 $V_2 = \frac{Q}{C_2} = \frac{40}{50} = 0.8[V]$

$C_2$  に蓄えられる静電エネルギーを  $W_2$  とすれば、 $W_2 = \frac{1}{2} QV_2 = \frac{1}{2} \times 40 \times 0.8 = 16[\mu]$

- ・  $C_1$  と  $C_2$  に蓄えられる静電エネルギーを  $W$  とすれば、 $W = W_1 + W_2 = 80 + 16 = 96[\mu]$

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-2)

**A - 2** 耐電圧がすべて  $40[V]$  で、静電容量が  $8[\mu F]$ 、 $10[\mu F]$  及び  $16[\mu F]$  の 3 個のコンデンサを直列に接続したとき、その両端に加えることのできる最大電圧の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $40[V]$
- 2  $66[V]$
- 3  $80[V]$
- 4  $92[V]$
- 5  $100[V]$

- ・  $8[\mu F]$  に蓄えられる電荷  $Q$  は、 $Q = 8 \times 40 \times 10^{-6} = 320 \times 10^{-6}[C]$  このとき静電誘導により  $10[\mu F]$ 、 $16[\mu F]$  にも同じ電荷が蓄えられ、 $10[\mu F]$  と  $16[\mu F]$  の端子電圧はそれぞれ

$$V_8 = \frac{320 \times 10^{-6}}{8 \times 10^{-6}} = 40[V]$$

$$V_{10} = \frac{320 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{-6}} = 32[V]$$

$$V_{16} = \frac{320 \times 10^{-6}}{16 \times 10^{-6}} = 20[V]$$

- ・ 直列接続の端子電圧  $V$  は、 $V = 40 + 32 + 20 = 92[V]$

答： 4

[参考]

- ・  $10[\mu F]$  に  $40[V]$  印加したときの電荷  $Q$  は、 $Q = 10 \times 10^{-6} \times 40 = 400 \times 10^{-6}[C]$   
このとき  $8[\mu F]$  にも静電誘導により同じ電荷が蓄えられる。このときの  $8[\mu F]$  の端子電圧は、

$V_8 = \frac{400 \times 10^{-6}}{8 \times 10^{-6}} = 50[V]$  になり、 $8[\mu F]$  の耐電圧  $40[V]$  を超えコンデンサが破壊するから、この様な印加は出来ない。

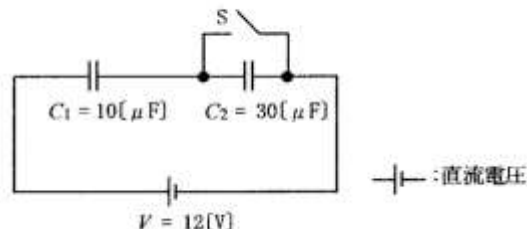
$16[\mu F]$  のときも同様に他の他のコンデンサが破壊するから論外となる。

- ・ この様な問題のときは、最小の静電容量から解き、他の静電容量では回答が得られないことを検証してみるのが良い。

A-1 次の記述は、図に示す回路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) スイッチSが断(OFF)のとき、静電容量 $C_1$ の両端の電圧は、□A [V] である。  
 (2) スイッチSが断(OFF)のとき、 $C_2$ に蓄えられる電荷の量は、□B [ $\mu\text{C}$ ] である。  
 (3) スイッチSが接(ON)のとき、 $C_1$ に蓄えられる電荷の量は、□C [ $\mu\text{C}$ ] である。

	A	B	C
1	3	30	270
2	3	90	120
3	9	30	270
4	9	90	120



(1) S が断のとき、 $C_1$  と  $C_2$  による直列接続合成静電容量  $C$  は、 $\frac{1}{C} = \frac{1}{10} + \frac{1}{30} = \frac{4}{30} \Rightarrow C = \frac{30}{4} [\mu\text{F}]$

$C$  に蓄えられる電荷  $Q$  は、 $Q = CV$  から  $Q = \frac{30}{4} \times 12 = 90 [\mu\text{C}]$

静電誘導により  $C_1$  にも同じ電荷が蓄えられる。 $C_1$  の電圧  $V$  は、 $V = \frac{Q}{C_1} = \frac{90}{10} = 9 [\text{V}]$

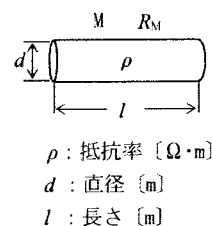
(2) 静電誘導により  $C_1$  と同じ電荷が蓄えられるから  $90 [\mu\text{C}]$

(3) S が接のとき、 $C_1$  のみに架電されるからこれを  $Q_1$  とすれば、 $Q_1 = C_1 V = 10 \times 12 = 120 [\mu\text{C}]$

答：4

A-1 次の記述は、直線導体の抵抗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、図に示す形状の直線導体Mの抵抗を $R_M [\Omega]$ とする。

- 1 長さはMと等しく、抵抗率をMの3倍、直径をMの3倍にすると、抵抗は $\frac{R_M}{3} [\Omega]$ になる。  
 2 直径はMと等しく、抵抗率をMの3倍、長さをMの3倍にすると、抵抗は $6R_M [\Omega]$ になる。  
 3 直径と抵抗率はMと等しく、長さをMの2倍にすると、抵抗は $2R_M [\Omega]$ になる。  
 4 抵抗率はMと等しく、直径をMの4倍、長さをMの4倍にすると、抵抗は $\frac{R_M}{4} [\Omega]$ になる。



答：2

[解説]

・抵抗  $R_M$  は、 $R_M = \rho \frac{l}{\pi (\frac{d}{2})^2} = \rho \frac{4l}{\pi d^2}$  ( $\because$  円の面積  $= \pi \times \text{半径}^2 = \pi \times (\frac{d}{2})^2$  但し、 $d$  = 円の直径)

・ 1.  $R = 3\rho \frac{l}{\pi (3 \times \frac{d}{2})^2} = 3\rho \frac{4l}{\pi \times 9d^2} = \rho \frac{4l}{\pi d^2} \times \frac{1}{3} = \frac{R_M}{3} [\Omega] \dots \dots \bigcirc$

2.  $R = 3\rho \frac{3 \times 4l}{\pi d^2} = 9\rho \frac{4l}{\pi d^2} = 9R_M [\Omega] \dots \dots \times$

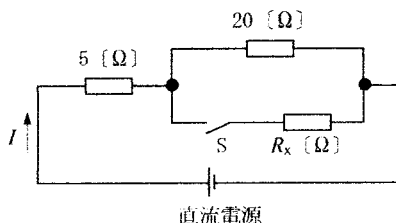
3.  $R = \rho \frac{2 \times 4l}{\pi d^2} = 2\rho \frac{4l}{\pi d^2} = 2R_M [\Omega] \dots \dots \bigcirc$

$$4. R = \rho \frac{4 \times 40}{\pi (8 \times \frac{d}{2})^2} = \rho \frac{4 \times 40}{\pi \times 64 \times \frac{d^2}{4}} = \rho \frac{4 \times 40}{16 \pi d^2} = \rho \frac{40}{4 \pi d^2} = \rho \frac{40}{\pi d^2} \times \frac{1}{4} = \frac{R_M}{4} [\Omega] \dots \circ$$

令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-4)

A - 4 図に示す直流回路において、スイッチ S を開いたとき、直流電源から  $I$  [A] の電流が流れた。S を閉じたとき直流電源から  $3I$  [A] の電流を流すための抵抗  $R_x$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 4 [Ω]
- 2 6 [Ω]
- 3 8 [Ω]
- 4 12 [Ω]
- 5 24 [Ω]



・ S が開のときの直流電源電圧を  $E$  とすれば、電流  $I$  は、 $I = \frac{E}{5+20} = \frac{E}{25}$  [A]

・ S を閉じたとき、回路の  $20[\Omega]$  と  $R_x$  は、並列接続ゆえその合成抵抗  $R'$  は、 $\frac{1}{R'} = \frac{1}{20} + \frac{1}{R_x}$

$$\frac{1}{R'} = \frac{R_x+20}{20R_x} \Rightarrow R' = \frac{20R_x}{R_x+20} \quad \text{従って、回路全体の抵抗 } R \text{ は、} R = 5 + R' \Rightarrow R = 5 + \frac{20R_x}{R_x+20}$$

・ 題意から、上述で得られた合成抵抗  $R$  に流れる電流  $I'$  は、 $I' = \frac{E}{R}$  題意から  $I' = 2I$  ゆえ、

$$2I = \frac{E}{R} \Rightarrow 2 \times \frac{E}{25} = \frac{E}{R} \Rightarrow \frac{2}{25} = \frac{1}{R} \Rightarrow 2R = 25 \Rightarrow R = \frac{25}{2} \Rightarrow 5 + \frac{20R_x}{R_x+20} = \frac{25}{2}$$

$$\frac{20R_x}{R_x+20} = \frac{25}{2} - \frac{10}{2} = \frac{15}{2} \Rightarrow 40R_x = 15R_x + 300 \quad 25R_x = 300 \Rightarrow R_x = 12 [\Omega]$$

答：3

[別解]

・ S が開のときの直流電源電圧を  $E$  とすれば、 $E = I(5 + 20) = 25I$

・ S を閉じたとき、回路の  $20[\Omega]$  と  $R_x$  は、並列接続ゆえその合成抵抗  $R'$  は、 $\frac{1}{R'} = \frac{1}{20} + \frac{1}{R_x}$

$$\frac{1}{R'} = \frac{R_x+20}{20R_x} \Rightarrow R' = \frac{20R_x}{R_x+20} \quad \text{従って、回路全体の抵抗 } R \text{ は、} R = 5 + R' \Rightarrow R = 5 + \frac{20R_x}{R_x+20}$$

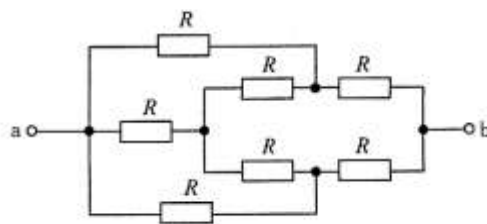
・ 題意により、 $R$  を流れる電流は、 $2I$  ゆえ  $E = 2IR \Rightarrow 25I = 2IR \Rightarrow R = \frac{25}{2}$

・ 上で求めた  $R$  を代入すれば、 $5 + \frac{20R_x}{R_x+20} = \frac{25}{2} \Rightarrow \frac{20R_x}{R_x+20} = \frac{25}{2} - 5 = \frac{25-10}{2} = \frac{15}{2}$

$$\frac{20R_x}{R_x+20} = \frac{15}{2} \Rightarrow 40R_x = 15(R_x + 20) = 15R_x + 300 \Rightarrow 25R_x = 300 \Rightarrow R_x = 12 [\Omega]$$

A-3 図に示す抵抗  $R = 120 [\Omega]$  で作られた回路において、端子 ab 間の合成抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 90  $[\Omega]$
- 2 105  $[\Omega]$
- 3 120  $[\Omega]$
- 4 135  $[\Omega]$
- 5 150  $[\Omega]$



題与図を次図のように赤破線を描き円内の  $R = 120[\Omega]$  とその前後の結線を次図下段の様に書き換える。

題与図は、a～b を軸に上下に対象図になっている。

$R = 120[\Omega]$  のそれぞれに符号ア～エとカ～ケを付す。

・  $R$  をアとカに分割すれば、 $A = C = 240[\Omega]$

$$\therefore R = 120 \iff \frac{1}{R} = \frac{1}{A} + \frac{1}{C} = \frac{1}{240} + \frac{1}{240} = \frac{2}{240}$$

題与図を次図のように赤破線を描き円内の  $R = 120[\Omega]$  とその前後の結線を次図下段の様に書き換える。

題与図は、a～b を軸に上下に対象図になっている。

・  $R_{アイ} = A + I = 240 + 120 = 360$      $R_{アイ}$  とウ による

る並列接続合成抵抗  $R_{アイウ}$  は、

$$\frac{1}{R_{アイウ}} = \frac{1}{R_{アイ}} + \frac{1}{120} = \frac{1}{360} + \frac{1}{120} = \frac{4}{360} \Rightarrow R_{アイウ} = 90 \quad \text{同様に } R_{カキク} = 90$$

・  $R_{アイウエ} = R_{アイウ} + R_{エ} = 90 + 120 = 210[\Omega]$     同様に  $R_{カキクケ} = 210[\Omega]$

・  $R_{アイウエ}$  と  $R_{カキクケ}$  による並列接続合成抵抗  $R_{ab}$  は、 $\frac{1}{R_{ab}} = \frac{1}{R_{アイウエ}} + \frac{1}{R_{カキクケ}} = \frac{2}{210}$

$$\Rightarrow R_{ab} = 105[\Omega]$$

答：2

別解

・ 次図の    で囲まれた部分のうち  $R_1$  と  $R_2$  による合成抵抗を  $R_{12}$  とすれば、

$$\frac{1}{R_{12}} = \frac{1}{120} + \frac{1}{120} = \frac{2}{120} \Rightarrow R_{12} = \frac{120}{2} = 60$$

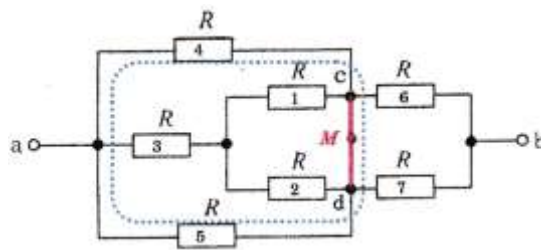
従って、これに  $R_3$  を加え  $R_M$  とすれば、

$$R_M = 60 + 120 = 180[\Omega]$$

・  $R_M$  と  $R_4$  による並列接続合成抵抗  $R'$  は、 $\frac{1}{R'} = \frac{1}{120} + \frac{1}{180} = \frac{4}{360} \Rightarrow R' = 90$

$R_M$  と  $R_5$  による並列接続合成抵抗も  $R'$  であり、これら二つの  $R'$  による並列接続合成抵抗  $R_{acd}$

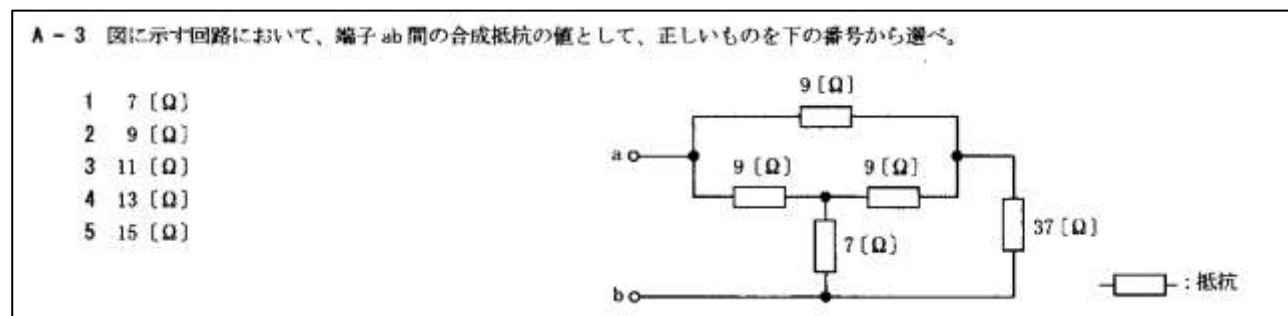
$$\text{は、} \frac{1}{R_{acd}} = \frac{1}{90} + \frac{1}{90} = \frac{2}{90} \Rightarrow R_{acd} = 45[\Omega]$$



・  $R_6$  と  $R_7$  による並列接続合成抵抗  $R_{67}$  は、 $\frac{1}{R_{67}} = \frac{1}{120} + \frac{1}{120} = \frac{2}{120} \Rightarrow R_{67} = 60$

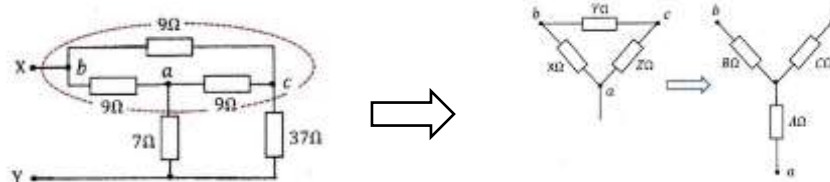
・  $R_{acd}$  と  $R_{67}$  の直列接続合成抵抗  $R_{ab}$  は、 $R_{ab} = 45 + 60 = 105 [\Omega]$

令和3年9月期 (HZ309 A-3)



題与図に a、b、c を付記する。この図の赤破線で囲んだ部分を  $\Delta$  結線と言ひ、これを Y 結線に読み替えることが出来る。

即ち、赤破線部分は、次図に書き換えることが出来る。



$\Delta$ —Y 変換の時  $\Delta$  結線の各辺の抵抗値が等しいとき、次式により Y 結線の各辺の抵抗値を算出することが出来る。  $\Delta$  結線の各辺の抵抗値を  $R[\Omega]$  とすれば、Y 結線の各辺の抵抗値 A、B、C[Ω] は、

$$A = \frac{RR}{R+R+R} = \frac{R^2}{3R} = \frac{1}{3}R \quad B = \frac{RR}{R+R+R} = \frac{1}{3}R \quad C = \frac{RR}{R+R+R} = \frac{1}{3}R$$

題与の問題をこの定理に当てはめれば、 $X = Y = Z = 9[\Omega]$  から  $A = \frac{9 \times 9}{9+9+9} = \frac{81}{27} = 3[\Omega]$  同様に

$$B = 3[\Omega] \quad C = 3[\Omega]$$

この計算結果を  $\Delta$ —Y 変換図に反映すれば右図と等価になる。

右側 Y 結線図を題与の図の赤破線部分に当てはめれば、右図が得られる。

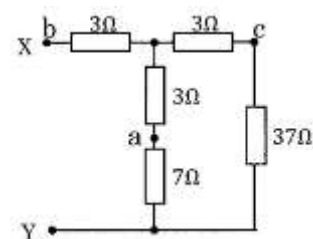
この回路は、題与の回路に等価となり、端子 X Y 間の合成抵抗を次に求めることが出来る。

a 側の合成抵抗  $R_a$  は、 $R_a = 3 + 7 = 10$

c 側の合成抵抗  $R_c$  は、 $R_c = 3 + 37 = 40$

ac は、並列接続になるから、これらの合成抵抗  $R'$  は、 $\frac{1}{R'} = \frac{1}{10} + \frac{1}{40} = \frac{5}{40} \Rightarrow R' = 8[\Omega]$

回路の抵抗を  $R$  とすれば、 $R = 3 + R' = 3 + 8 = 11[\Omega]$



答：3

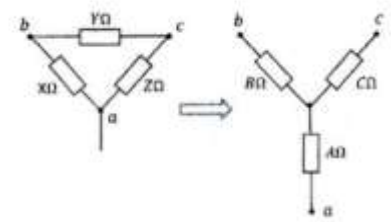
〔解説〕

上記  $\Delta$  結線の各素子の値が X、Y、Z [Ω] としたとき、



Y結線の各素子の値をA、B、C とすれば、

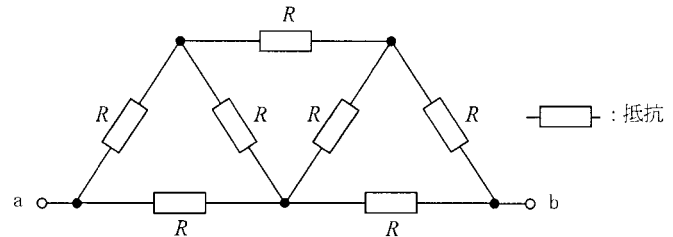
$$A = \frac{XZ}{X+Y+Z} \quad B = \frac{XY}{X+Y+Z} \quad C = \frac{YZ}{X+Y+Z} \quad \text{から求める。}$$



令和4年12月期 (H412 A-3)

A - 3 図に示す回路において、端子 ab 間の合成抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $\frac{2}{5}R$  [ $\Omega$ ]
- 2  $\frac{4}{5}R$  [ $\Omega$ ]
- 3  $\frac{6}{7}R$  [ $\Omega$ ]
- 4  $\frac{8}{7}R$  [ $\Omega$ ]
- 5  $\frac{10}{7}R$  [ $\Omega$ ]



- ・題与図を観察すれば、次図の通り二つの $\Delta$ 結線が存在し、これらの $\Delta$ 結線を抵抗 $R$ で接続している。
- ・二つの $\Delta$ 結線をY結線に変換すれば、右下図の通りとなる。
- ・右図の $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_4$ の合成抵抗を $R_x$ とすれば、

$$R_x = \frac{R}{3} + R + \frac{R}{3} = \frac{5R}{3}$$

- ・右図の $R_6$ と $R_7$ の合成抵抗を $R_y$ とすれば、

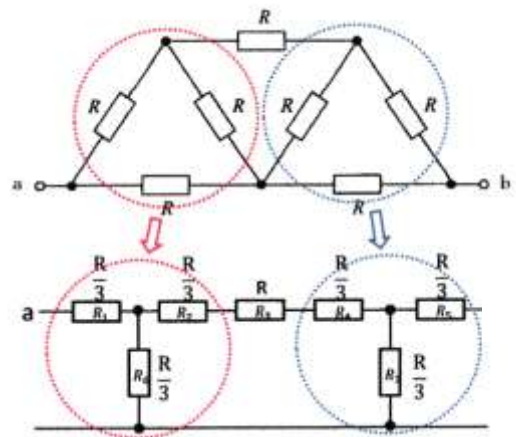
$$R_y = \frac{R}{3} + \frac{R}{3} = \frac{2R}{3}$$

- ・ $R_x$ と $R_y$ の合成抵抗を $R'$ とすれば、

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_x} + \frac{1}{R_y} = \frac{1}{\frac{5R}{3}} + \frac{1}{\frac{2R}{3}} \Rightarrow \frac{1}{R'} = \frac{3}{5R} + \frac{3}{2R} = \frac{6+15}{10R} = \frac{21}{10R}$$

$$\Rightarrow R' = \frac{10R}{21}$$

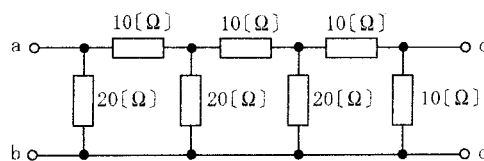
- ・ab間の合成抵抗 $R_0$ は、 $R_0 = \frac{R}{3} + \frac{10R}{21} + \frac{R}{3} = \frac{7R+10R+7R}{21} = \frac{24R}{21} = \frac{8}{7}R$



答：4

A-3 図に示す回路において、端子 cd 間で 3 [V] の電圧を得るための、端子 ab 間に加える電圧の値として、正しいものを下の番号から選べ。

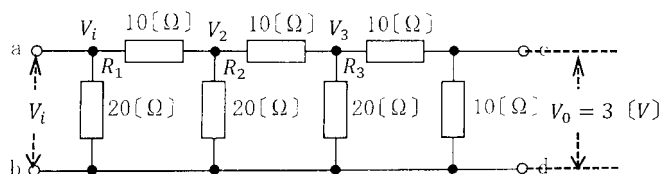
- 1 18 [V]
- 2 21 [V]
- 3 24 [V]
- 4 27 [V]
- 5 30 [V]



・題与図に右の各記号を付記する。

・cd 間電圧  $V_0 = 3$  [V]

これは、 $V_3$  電圧を  $10$  [Ω] と  $10$  [Ω] で分圧したものであるから、 $V_3 = 3 + 3 = 6$  [V]



・ $R_3$  は、 $\frac{1}{R_3} = \frac{1}{20} + \frac{1}{10+10} = \frac{2}{20} = \frac{1}{10} \Rightarrow R_3 = 10$  [Ω]

・ $V_2$  は、 $R_3 = 10$  [Ω] における電圧  $V_3 = 6$  [V] と  $10$  [Ω] に掛かる電圧が（分圧されて）等しいから  $V_2 = 6 + 6 = 12$  [V] になる。

・ $V_1$  は、同様に  $V_1 = 12 + 12 = 24$  [V] この電圧  $V_1$  が  $V_i$  になるから、 $V_i = 24$  [V]

答：3

〔参考〕

上記解法は、電圧の分圧のみを注視して算出した。

〔別解－1〕

分圧とオームの法則を基に算出してみた。題与図に次の各記号を付記する。

・電流  $I_1$  は、 $I_1 = \frac{V_0}{R_1} = \frac{3}{10} = 0.3$  [A]

・ $R_2$  にも同じ電流  $I_1$  が流れるから、  
 $R_2$  端子間電圧  $V_2$  は、 $V_2 = I_1 R_2 = 0.3 \times 10 = 3$  [V]

・ $V_3$  は、 $V_3 = V_0 + V_2 = 3 + 3 = 6$  [V]

・ $R_3$  に流れる電流  $I_2$  は、 $I_2 = \frac{V_3}{R_3} = \frac{6}{20} = 0.3$  [A]

・ $I_3$  は、 $I_3 = I_1 + I_2 = 0.3 + 0.3 = 0.6$  [A]

・ $R_4$  端子間電圧  $V_4$  は、 $V_4 = I_3 R_4 = 0.6 \times 10 = 6$  [V]

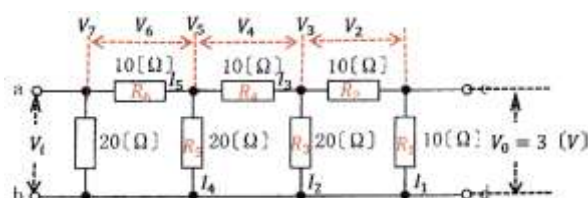
・ $V_5$  は、 $V_5 = V_4 + V_3 = 6 + 6 = 12$  [V]

・ $R_5$  に流れる電流  $I_4$  は、 $I_4 = \frac{V_5}{R_5} = \frac{12}{20} = 0.6$  [A]

・ $R_6$  を流れる電流  $I_5$  は、 $I_5 = I_3 + I_4 = 0.6 + 0.6 = 1.2$  [A]

・ $R_6$  端子間電圧  $V_6$  は、 $V_6 = I_5 R_6 = 1.2 \times 10 = 12$  [V]

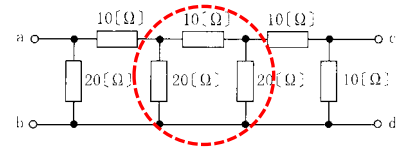
・ $V_7$  は、 $V_7 = V_6 + V_5 = 12 + 12 = 24$  [V]



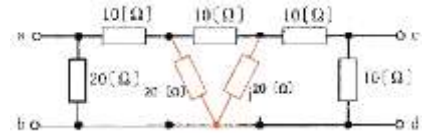
〔別解－２〕

問題を  $\Delta Y$  変換を使って解答を試みる。

題与図の中間部の  $\pi$  接続部を  $\Delta Y$  変換する。



右図赤破線部を  $\Delta$  形に書き換えれば、右図の通りとなる。



この  $\Delta$  形を Y 変換すれば、次図の通りとなる。

$\Delta Y$  変換した右図から解答を求めれば、以下の通り。

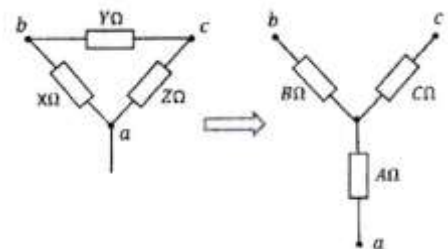
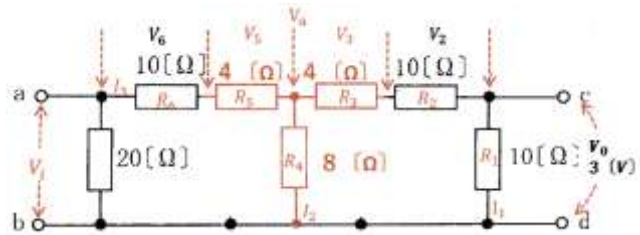
- $R_1$  の端子間電圧  $V_0$  が題与により 3 [V] ゆえ、 $R_1$  を流れる電流を  $I_1$  とすれば、

$$I_1 = \frac{V_0}{R_1} = \frac{3}{10} = 0.3[A]$$

- $R_2$  を流れる電流も  $I_1$  であるから、 $R_2$  における電圧降下  $V_2$  は、 $V_2 = I_1 R_2 = 0.3 \times 10 = 3[V]$
- $R_3$  を流れる電流も  $I_1$  であるから、 $R_3$  における電圧降下  $V_3$  は、 $V_3 = I_1 R_3 = 0.3 \times 4 = 1.2[V]$
- 従って、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  の電圧降下の合計  $V_a$  は、 $V_a = V_0 + V_2 + V_3 = 3 + 3 + 1.2 = 7.2[V]$

- $R_4$  を流れる電流  $I_2$  は、 $I_2 = \frac{V_a}{8} = \frac{7.2}{8} = 0.9[A]$

- $R_5$  を流れる電流  $I_3$  は、 $I_3 = I_1 + I_2 = 0.3 + 0.9 = 1.2[A]$
- $R_5$  における電圧降下  $V_5$  は、 $V_5 = I_3 R_5 = 1.2 \times 4 = 4.8[V]$
- $R_6$  における電圧降下  $V_6$  は、 $V_6 = I_3 R_6 = 1.2 \times 10 = 12[V]$
- 入力電圧  $V_{ab}$  は、 $V_{ab} = V_a + V_5 + V_6 = 7.2 + 4.8 + 12 = 24[V]$



〔参考〕

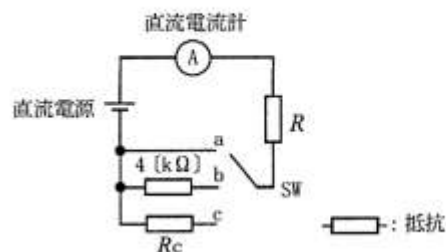
上記  $\Delta$  結線の各素子の値が  $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  [Ω] としたとき、 $Y$  結線の各素子の値を  $A$ 、 $B$ 、 $C$  とすれば、

$$A = \frac{XZ}{X+Y+Z} \quad B = \frac{XY}{X+Y+Z} \quad C = \frac{YZ}{X+Y+Z} \quad \text{から求める。}$$

平成 29 年 8 月期 (HZ908 A-3)

A-3 図に示す回路において、スイッチ SW を a、b、c の順に切り替えたところ、直流電流計は、それぞれ 15 [mA]、5 [mA] 及び 1 [mA] を指示した。このときの抵抗  $R_c$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直流電流計の内部抵抗は無視するものとする。

- 1 8 [kΩ]
- 2 16 [kΩ]
- 3 28 [kΩ]
- 4 32 [kΩ]
- 5 56 [kΩ]



題与の条件：SW が a の時の電流  $I_a = 15[\text{mA}]$ 、b の時の電流  $I_b = 5[\text{mA}]$ 、c の時の電流  $I_c = 1[\text{mA}]$

- ・直流電源を  $V$  とすれば、直流電流計 A に直列に接続の抵抗が  $R$  ゆえ、SW が a のとき直流電流計 A に流れる電流  $I_a = 15[\text{mA}]$  から  $V = RI_a = R \times 15 \times 10^{-3} = 15R \times 10^{-3}$
- ・同様にSW がbのときの電流 $I_b = 5 \times 10^{-3} [\text{A}]$  から  $V = (R + 4 \times 10^3) \times 5 \times 10^{-3}$   
 $\Rightarrow V = 5R \times 10^{-3} + 20$
- ・  $15R \times 10^{-3} = 5R \times 10^{-3} + 20 \Rightarrow (15 - 5)R \times 10^{-3} = 20 \Rightarrow 10R = 20 \times 10^3 \Rightarrow R = 2 \times 10^3$   
この  $R$  を  $V = 15R \times 10^{-3}$  に代入すれば、 $R = 15(2 \times 10^3) \times 10^{-3} = 30 [\text{V}]$
- ・ SW が c のときの電流  $I_c = 1 \times 10^{-3} [\text{A}]$  から  $V = (R + R_C) \times I_c \Rightarrow$   
 $30 = (2 \times 10^3 + R_C) \times 1 \times 10^{-3} \Rightarrow 30 = R_C \times 10^{-3} + 2 \Rightarrow R_C \times 10^{-3} = 30 - 2 = 28$   
 $\Rightarrow R_C = 28 [\text{k}\Omega]$

答：3

平成 28 年 8 月期 (HZ808 A-4)

A - 4 図に示す回路において、電流  $I$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。

1 0.24 [A]  
2 0.32 [A]  
3 0.38 [A]  
4 0.42 [A]  
5 0.48 [A]

50 [Ω] 100 [Ω]  
100 [Ω] 200 [Ω]  
15 [Ω]  
48 [V]  
抵抗  
直流電源

- ・題与の回路は直流ブリッジ回路であり、平衡状態にあるときは対面に位置する抵抗の積が等しくなる。回路の対面に位置する抵抗の積は、 $50 \times 200 = 10000$   $100 \times 100 = 10000$  であり、この結果、この回路は平衡状態にあることが検証された。従って、 $15[\Omega]$  の抵抗には電流が流れない。
- ・  $15[\Omega]$  を除く回路の合成抵抗  $R[\Omega]$  は、 $\frac{1}{R} = \frac{1}{50+100} + \frac{1}{100+200} = \frac{1}{150} + \frac{1}{300} = \frac{3}{300} = \frac{1}{100} \Rightarrow R = 100 [\Omega]$
- ・ 電流  $I[\text{A}]$  は、 $I = \frac{V}{R} = \frac{48}{100} = 0.48 [\text{A}]$

答：5

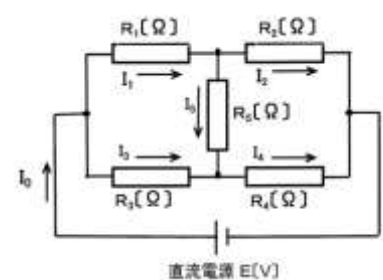
〔解説〕

右図ブリッジが平衡状態にあるとき、 $R_5$  を流れる電流  $I_5$  は零 (0) になる。従って、 $I_1 \Rightarrow I_2$   $I_3 \Rightarrow I_4$  となる。また、 $50 \Rightarrow 100[\Omega]$  に掛かる電圧と  $100 \Rightarrow 200[\Omega]$  に掛かる電圧は等しい。これを基に右図ブリッジ回路について式を起こせば、

$$R_1 I_1 = R_3 I_3 \Rightarrow R_1 I_1 = R_3 I_4 \Rightarrow \frac{R_1 I_1}{R_3 I_4} = 1 \quad \because I_3 = I_4$$

$$R_2 I_2 = R_4 I_4 \Rightarrow R_2 I_1 = R_4 I_4 \Rightarrow \frac{R_2 I_1}{R_4 I_4} = 1 \quad \because I_1 = I_2$$

$$\therefore \frac{R_1 I_1}{R_3 I_4} = \frac{R_2 I_1}{R_4 I_4} \Rightarrow \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \Rightarrow R_1 R_4 = R_2 R_3$$



従って、平衡状態にあるとき、 $R_1 R_4 = R_2 R_3$  の関係にある（対面する抵抗の積は等しい）。

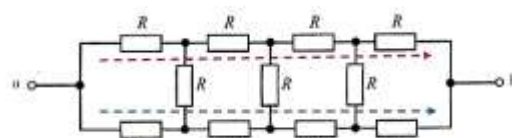
令和 2 年(2020 年) 9 月期 (HZ209 A-3)

**A - 3** 図に示す抵抗  $R = 50 [\Omega]$  で作られた回路において、端子 ab 間の合成抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。

1 25  $[\Omega]$   
 2 50  $[\Omega]$   
 3 100  $[\Omega]$   
 4 150  $[\Omega]$   
 5 200  $[\Omega]$

題与のすべての抵抗が  $R = 50[\Omega]$  であり、その結果回路 ab 間は平衡状態にある。

ab 間が平衡状態にあるから、縦に置かれた 3 個の  $R$  には電流が流れず、右図赤破線側を流れる電流と青破線側を流れる電流は等しい。



従って、赤破線側の直列接続の合計抵抗を  $R_1$ 、青破線側の直列接続の合計抵抗を  $R_2$  とすれば、

$$R_1 = 50 \times 4 = 200 \quad R_2 = 50 \times 4 = 200$$

平衡状態により上下を結ぶ抵抗  $R$  3 個に電流が流れないから、 $R_1$  と  $R_2$  は並列接続にあり、ab 間の合

$$\text{成抵抗 } R \text{ は、} \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{200} + \frac{1}{200} = \frac{2}{200} \Rightarrow R = 100[\Omega]$$

答：3

令和 4 年 4 月期 (HZ404 A-3)

**A - 3** 抵抗が図のように接続された立方体の回路において、端子 ab 間の合成抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗 1 個の値を  $R$  とする。

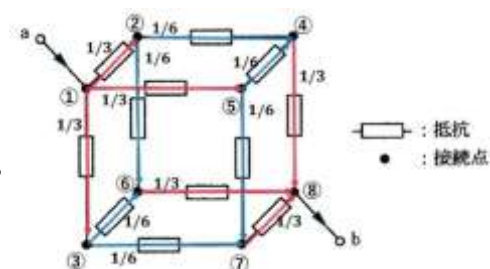
1  $\frac{1}{6} R$   
 2  $\frac{1}{3} R$   
 3  $\frac{5}{6} R$   
 4  $R$   
 5  $3 R$

題与の回路の a 点から電流  $I$  を流した時、電流は最初の分岐点①で三方（赤線→）に分岐され、

それぞれの電圧が  $\frac{1}{3}IR[V]$  となる。この  $\frac{1}{3}IR[V]$  は、次の

分岐点②、③、⑤で二分岐（青線→）するから  $\frac{1}{6}IR[V]$  になる。

この  $\frac{1}{6}IR[V]$  は、次の分岐点④、⑥、⑦で 2 方向からの  $\frac{1}{6}IR[V]$



が合流し  $\frac{1}{3}IR[V]$  になる。

・①⇒②⇒④⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $\frac{1}{3}IR + \frac{1}{6}IR + \frac{1}{3}IR = \frac{5}{6}IR[V]$

・①⇒⑤⇒⑦⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $\frac{1}{3}IR + \frac{1}{6}IR + \frac{1}{3}IR = \frac{5}{6}IR[V]$

・①⇒②⇒⑥⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $\frac{1}{3}IR + \frac{1}{6}IR + \frac{1}{3}IR = \frac{5}{6}IR[V]$

・①⇒③⇒⑦⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $\frac{1}{3}IR + \frac{1}{6}IR + \frac{1}{3}IR = \frac{5}{6}IR[V]$

$a$  点から  $b$  点に至る何れのルートを通っても  $b$  点における電圧は  $\frac{5}{6}IR[V]$  となる。

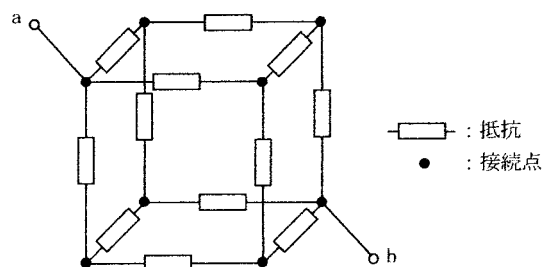
従って、 $ab$  間の抵抗値は、 $\frac{5}{6}R$

答：3

令和5年12月期 (HZ512 A-4)

A-4 抵抗が図のように接続された回路において、端子  $ab$  間の合成抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、各抵抗の値を  $3R$  とする。

- 1  $R$
- 2  $3R$
- 3  $\frac{5}{6}R$
- 4  $\frac{5}{3}R$
- 5  $\frac{5}{2}R$



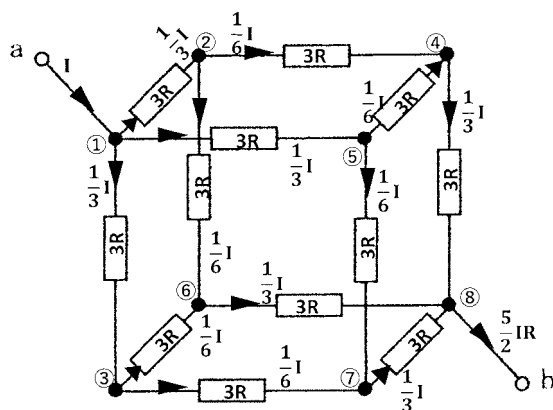
題与の回路の  $a$  点から電流  $I$  を流した時、電流は最初の分岐点①で三方 (▶) に分岐され、それぞれの電流が  $\frac{1}{3}I$  となる。この  $\frac{1}{3}I$  は、次の分岐点②、③、⑤で二分岐するから  $\frac{1}{6}I$  になる。

この  $\frac{1}{6}I$  は、次の分岐点④、⑥、⑦で2方向からの  $\frac{1}{6}I$  が合流し  $\frac{1}{3}I$  になる。

・①⇒②⇒④⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $IR + \frac{1}{2}IR + IR = \frac{5}{2}IR[V]$

・①⇒⑤⇒⑦⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $IR + \frac{1}{2}IR + IR = \frac{5}{2}IR[V]$

・①⇒②⇒⑥⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点における電圧は、 $IR + \frac{1}{2}IR + IR = \frac{5}{2}IR[V]$



・①⇒③⇒⑦⇒⑧ 回路に電流  $I$  が流れたときの  $b$  点に

$$\text{おける電圧は、} IR + \frac{1}{2}IR + IR = \frac{5}{2}IR[V]$$

$a$  点から  $b$  点に至る何れのルートを通っても  $b$  点における電圧は  $\frac{5}{2}IR[V]$  となる。

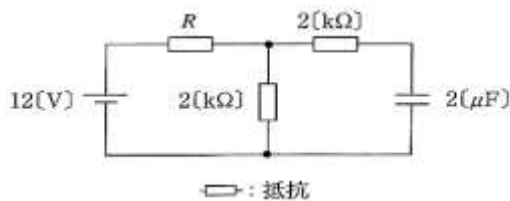
従って、 $ab$  間の抵抗値は、 $\frac{5}{2}R$

答：5

平成 25 年 4 月期 (HZ504 A-3)

A-3 図に示す回路において、静電容量が  $2[\mu F]$  のコンデンサに蓄えられた電荷が  $6[\mu C]$  であるとき、抵抗  $R$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、回路は定常状態にあるものとする。

- 1 0.5 [kΩ]
- 2 1.0 [kΩ]
- 3 2.5 [kΩ]
- 4 4.0 [kΩ]
- 5 6.0 [kΩ]



・静電容量  $2[\mu F]$  の電荷が  $6[\mu C]$  ゆえ、 $Q = CV$  から  $2[\mu F]$  端子間電圧  $V[V]$  は、

$$6 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-6} \times V \Rightarrow V = 3[V]$$

・ $2[k\Omega]$  と  $2[\mu F]$  による直列回路には、 $V = 3[V]$  の電圧が掛かっているが、回路が定常状態にあることからこの直列回路には電流は流れていない。

$$\text{これに並列の } 2[k\Omega] \text{ に流れる電流 } I \text{ は、} I = \frac{3}{2 \times 10^3} = 1.5 \times 10^{-3} [A]$$

・ $R$  の両端電圧  $V_R$  は、 $V_R = 12 - 3 = 9[V]$  従って抵抗  $R$  の値は、 $R = \frac{V_R}{I} = \frac{9}{1.5 \times 10^{-3}} = 6 \times 10^3 = 6[k\Omega]$

答：5

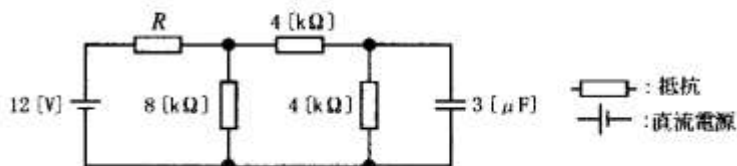
〔解説〕

$2[\mu F]$  のコンデンサを含む題与の回路に直流電圧が印加された直後は、 $2[\mu F]$  に電流が流れ電荷が蓄積される（過渡現象）が、電荷が飽和状態になってからは、この  $2[\mu F]$  には電流が流れなくなる。

即ち、題与の回路は、過渡現象を過ぎて後「定常状態」になり、その結果、 $2[\mu F]$  とこれに直列に接続の  $2[k\Omega]$  には電流が流れなくなる。この  $2[k\Omega]$  に並列接続の  $2[k\Omega]$  の両端には  $3[V]$  の電圧が掛かり、この抵抗には電流が流れる。

A-3 図に示す回路において、静電容量が  $3[\mu\text{F}]$  のコンデンサに蓄えられた電荷が  $6[\mu\text{C}]$  であるとき、抵抗  $R$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、回路は定常状態にあるものとする。

- 1  $4[\text{k}\Omega]$
- 2  $6[\text{k}\Omega]$
- 3  $8[\text{k}\Omega]$
- 4  $10[\text{k}\Omega]$
- 5  $12[\text{k}\Omega]$



・題与の図に点a、b、c、d を加えた図を右に示す。

$3[\mu\text{F}]$  に並列接続の  $4[\text{k}\Omega]$  の端子電圧  $V_{bc}$  は、

$$Q = CV_{bc} \Rightarrow V_{bc} = \frac{Q}{C} \Rightarrow V_{bc} = \frac{6 \times 10^{-6}}{3 \times 10^{-6}} = 2[\text{V}]$$

・この  $4[\text{k}\Omega]$  に流れる電流  $I_{bc}$  は、

$$I_{bc} = \frac{V_{bc}}{4 \times 10^3} = \frac{2}{4} \times 10^{-3} = 0.5[\text{mA}] \quad \text{この電流は、} I_{ab} \text{ でもある。}$$

・ab間電圧  $V_{ab}$  は、 $V_{ab} = 4 \times 10^3 \times I_{ab} = 4 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-3} = 2[\text{V}]$

・ $V_{ad} = V_{ab} + V_{bc} = 2 + 2 = 4[\text{V}]$  また、 $8[\text{k}\Omega]$  に流れる電流  $I_{ad}$  は、 $I_{ad} = \frac{4}{8 \times 10^3} = 0.5 \times 10^{-3}[\text{A}]$

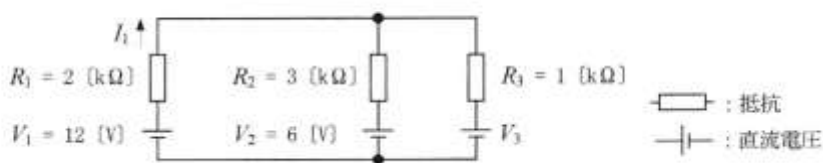
従って  $R$  を流れる電流  $I_R$  は、 $I_R = I_{ad} + I_{ab} = 0.5 \times 10^{-3} + 0.5 \times 10^{-3} = 1.0 \times 10^{-3}[\text{A}]$

・ $R = \frac{12 - V_{ad}}{I_R} = \frac{12 - 4}{1 \times 10^{-3}} = 8 \times 10^3 = 8[\text{k}\Omega]$

答：3

A-3 図に示す直流回路において、直流電流  $I_1$  の値が  $3[\text{mA}]$  のとき、直流電圧  $V_3$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $2[\text{V}]$
- 2  $3[\text{V}]$
- 3  $4[\text{V}]$
- 4  $6[\text{V}]$
- 5  $8[\text{V}]$



題与図に右の通り記号を付記する。

キルヒホッフの法則による解法

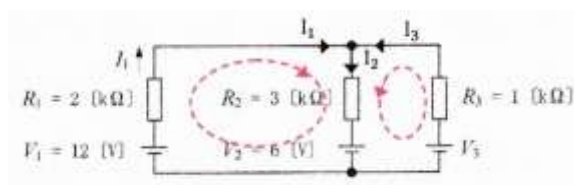
$$\bullet I_1 + I_3 = I_2 \Rightarrow 3 + I_3 = I_2 \quad \cdots \textcircled{1}$$

$$\bullet 2I_1 + 3I_2 = 12 - 6 = 6 \Rightarrow 6 + 3I_2 = 6 \Rightarrow I_2 = 0$$

$I_2$  を①に代入すれば、 $I_3 = -3$

$$\bullet 3I_2 + R_3 I_3 = -6 + V_3 \Rightarrow I_3 = -6 + V_3 \quad \cdots \textcircled{3}$$

$$\bullet I_3 \text{ を③に代入すれば、} -3 = -6 + V_3 \Rightarrow V_3 = 3$$



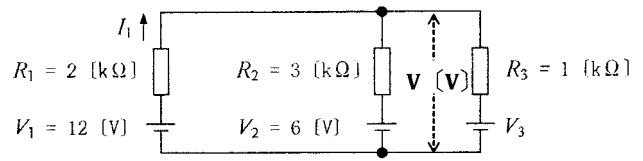
答：2



〔別解－１〕

テブナンの定理による解法

- ・端子電圧を  $V$  とすれば、 $V = V_1 - R_1 I_1 = 12 - 2 \times 3 = 6[V]$
- ・ $V = V_2 - R_2 I_2 = 6 - 3I_2 = 6 \Rightarrow I_2 = 0$
- ・ $I_1 + I_3 = I_2$  とすれば  $3 + I_3 = 0 \Rightarrow I_3 = -3$
- ・ $V = V_3 - R_3 I_3 \Rightarrow V_3 = V + R_3 I_3 = 6 - 3 = 3[V]$



〔別解－２〕

ミルマンの定理による解法

- ・合成コンダクタンス  $G$  は、 $G = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + 1 = \frac{3+2+6}{6} = \frac{11}{6}$  (コンダクタンス =  $\frac{1}{\text{抵抗}}$ )
- ・合成電流  $I$  は、 $I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = \frac{12}{2} + \frac{6}{3} + \frac{V_3}{1}$
- ・テブナンの定理により  $V$  は、 $V = V_1 - R_1 I_1 = 12 - 2 \times 10^3 \times 3 \times 10^{-3} = 6[V]$
- ・端子電圧  $V$  は、 $V = \frac{I}{G} = I \times \frac{6}{11}$  に上で求めた  $V$  を代入すれば、 $6 = I \times \frac{6}{11} \Rightarrow I = \frac{66}{6} = 11$
- ・上記合成電流  $I$  に上に求めた  $I$  を代入すれば、 $11 = \frac{12}{2} + \frac{6}{3} + \frac{V_3}{1} \Rightarrow V_3 = 11 - 6 - 2 = 3[V]$

〔参考〕

- ・ $R_3$  を流れる電流を  $I_3$  とし、 $I_1 + I_2 = I_3$  とすれば、 $I_3$  の流れる方向は、 $V_3$  電圧に対し ( $-I_3$ ) となる (キルヒホッフの法則)。従って、 $V = V_3 + R_3 I_3 = V_3 + R_3(-I_3) = V_3 - R_3 I_3$  となり上に求めた答に同じになる。

令和元年 12 月期 (HZ112 A-4)

A-4 図に示す直流回路において、抵抗  $R_3$  [ $\Omega$ ] に流れる電流 [A] の値として、正しいものを下の番号から選べ。

1	0.25 [A]
2	0.50 [A]
3	1.00 [A]
4	1.25 [A]
5	1.50 [A]

$R_1 = 8$  [ $\Omega$ ]

$V_1 = 12$  [V]

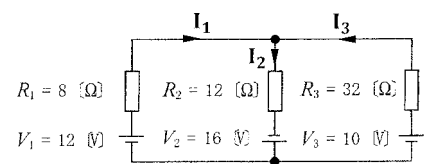
$R_1, R_2, R_3$  : 抵抗

$V_1, V_2, V_3$  : 直流電圧

題与図において、 $R_1$  を流れる電流を  $I_1$ 、 $R_2$  を流れる電流を  $I_2$ 、 $R_3$  を流れる電流を  $I_3$  とし、矢印のように流れを仮定する。

キルヒホッフの法則に基づき

$$\begin{cases} I_1 + I_3 = I_2 & \cdots \textcircled{1} \\ 8I_1 + 12I_2 = 12 + 16 = 28 \Rightarrow 2I_1 + 3I_2 = 7 & \cdots \textcircled{2} \\ 12I_2 + 32I_3 = 16 + 10 = 26 \Rightarrow 6I_2 + 16I_3 = 13 & \cdots \textcircled{3} \end{cases}$$



$$\begin{array}{rcl} \text{これらの方程式から、} & \text{①} \times 2 - \text{②} & 2I_1 - 2I_2 + 2I_3 = 0 \\ & & 2I_1 + 3I_2 = 7 \quad (-) \\ \hline & & -2I_2 - 3I_2 + 2I_3 = -7 \Rightarrow -5I_2 + 2I_3 = -7 \cdots \text{④} \end{array}$$

$$\begin{array}{rcl} \text{③} \times 5 + \text{④} \times 6 & 30I_2 + 80I_3 = 65 \\ & -30I_2 + 12I_3 = -42 \quad (+) \\ \hline & 92I_3 = 23 \Rightarrow I_3 = 0.25[A] \end{array}$$

電流の流れる方向は、仮定した通りに流れ、 $I_3 = 0.25[A]$  となる。

答：1

[参考]

上記解答で使った図の  $I_3$  の流れる方向を  $\leftarrow$  に仮定して計算したが、これを  $\rightarrow$  に仮定して計算すれば次の通りとなる。

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_3 \cdots \text{①} \\ 8I_1 + 12I_2 = 12 + 16 = 28 \Rightarrow 2I_1 + 3I_2 = 7 \cdots \text{②} \\ 12I_2 - 32I_3 = 16 + 10 = 26 \Rightarrow 6I_2 - 16I_3 = 13 \cdots \text{③} \end{cases}$$

$$\begin{array}{rcl} \text{①} \times 2 - \text{②} & & \\ 2I_1 = 2I_2 + 2I_3 & & \\ 2I_1 + 3I_2 = 7 \quad (-) & & \\ \hline -3I_2 = 2I_2 + 2I_3 - 7 \Rightarrow 5I_2 + 2I_3 = 7 \cdots \text{④} \end{array}$$

$$\begin{array}{rcl} \text{③} \times 5 - \text{④} \times 6 & & \\ 30I_2 - 80I_3 = 65 & & \\ 30I_2 + 12I_3 = 42 \quad (-) & & \\ \hline -92I_3 = 23 \Rightarrow I_3 = -0.25 \end{array}$$

仮定した  $\rightarrow$  と反対方向に  $0.25[A]$  となり上記と同じ解答となる。

矢印方向を変えても計算結果が同じになるから、矢印の方向に悩むことはない。仮定した矢印方向に従って正しく計算すれば、結果は同じになる。

[別解]

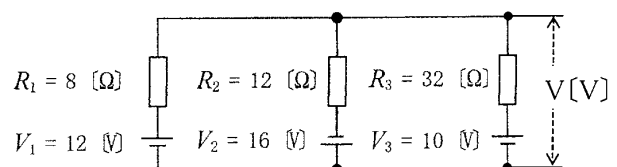
ミルマンの定理に基づく解法

・合成コンダクタンス  $G$  は、 $G = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{8} + \frac{1}{12} + \frac{1}{32} = \frac{46}{192} = \frac{23}{96}$

・合成電流  $I$  は、 $I = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = \frac{12}{8} - \frac{16}{12} + \frac{10}{32} = \frac{288-256+60}{192} = \frac{92}{192} = \frac{23}{48}$

・端子電圧  $V$  は、 $V = \frac{I}{G} = \frac{23}{48} \times \frac{96}{23} = \frac{96}{48} = 2$

( $\because G = \frac{1}{R} \Rightarrow R = \frac{1}{G} \Rightarrow V = IR = I \times \frac{1}{G}$ )

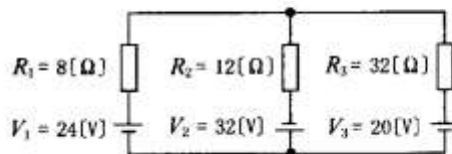


・ $R_3$  を流れる電流  $I_3$  は、 $V = 10 - 32I_3 = 2 \Rightarrow I_3 = \frac{8}{32} = 0.25[A]$

答：1

A-4 図に示す直流回路において、抵抗  $R_1$  [ $\Omega$ ] に流れる電流の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 0.25 [A]
- 2 0.50 [A]
- 3 1.00 [A]
- 4 2.50 [A]
- 5 3.00 [A]



$R_1, R_2, R_3$  : 抵抗  
 $V_1, V_2, V_3$  : 直流電圧

$I_1, I_2, I_3$  の流れを右図の通り仮定する。

ミルマンの定理に基づき、

・合成コンダクタンス  $G$  は、

$$G = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} = \frac{1}{8} + \frac{1}{12} + \frac{1}{32} = \frac{24+16+6}{192} = \frac{46}{192} = \frac{23}{96}$$

・合成電流  $I$  は、 $I = \frac{V_1}{R_1} - \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} = \frac{24}{8} - \frac{32}{12} + \frac{20}{32} = \frac{576-512+120}{192} = \frac{184}{192} = \frac{23}{24}$

・端子電圧  $V$  は、 $V = \frac{I}{G} = \frac{23}{24} \times \frac{96}{23} = \frac{96}{24} = 4$

・ $R_3$  を流れる電流  $I_3$  は、 $V = 20 - 32I_3 = 4 \Rightarrow 32I_3 = 16 \Rightarrow I_3 = 0.5[A]$

答：2

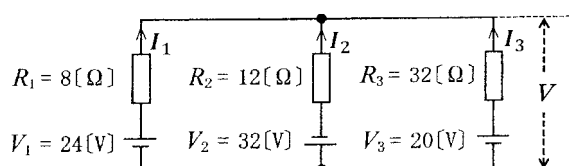
〔別解〕

キルヒホッフの法則に基づく解法

題与図に電流の流れる方向を次図の通り仮定する。

キルヒホッフの第1、2の法則に基づき

$$\left\{ \begin{array}{l} 8I_1 - 12I_2 = 24 + 32 = 56 \quad (\text{各辺を4で割る}) \\ 2I_1 - 3I_2 = 14 \quad \cdots \textcircled{1} \\ 12I_2 + 32I_3 = 32 + 20 = 52 \quad (\text{各辺を4で割る}) \\ -3I_2 + 8I_3 = 13 \quad \cdots \textcircled{2} \\ I_1 + I_2 + I_3 = 0 \Rightarrow I_1 = -I_2 - I_3 \quad \cdots \textcircled{3} \end{array} \right.$$



③を①に代入すれば、 $2(-I_2 - I_3) - 3I_2 = 14 \Rightarrow -5I_2 - 2I_3 = 14 \quad \cdots \textcircled{4}$

② $\times 5$ +④ $\times 3$

$$-15I_2 + 40I_3 = 65$$

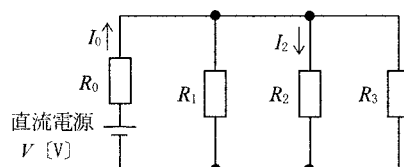
$$-15I_2 - 6I_3 = 42 \quad (-$$

$$46I_3 = 23 \Rightarrow I_3 = 0.5[A]$$

同じ答えが得られる。

A - 3 図に示す回路において、抵抗  $R_0$  [ $\Omega$ ] に流れる電流  $I_0$  が 6 [A]、抵抗  $R_2$  に流れる電流  $I_2$  が 2 [A] であった。このとき  $R_2$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗  $R_1$  を 40 [ $\Omega$ ]、 $R_3$  を 10 [ $\Omega$ ] とする。

- 1 10 [ $\Omega$ ]
- 2 12 [ $\Omega$ ]
- 3 16 [ $\Omega$ ]
- 4 20 [ $\Omega$ ]
- 5 24 [ $\Omega$ ]



題与の諸元を右の通り付記する。

テブナンの定理による解法

$$\bullet I_1 + I_2 + I_3 = I_0 = 6 \Rightarrow I_1 + 2 + I_3 = 6 \Rightarrow I_1 + I_3 = 4$$

・テブナンの定理により、

$$\text{テブナンの定理により } V_0 = V - R_0 I_0 \quad V_1 = R_1 I_1 = 40 I_1$$

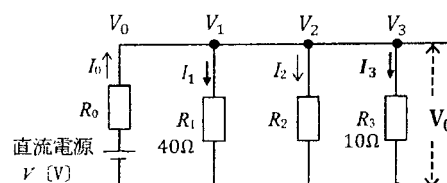
$$V_2 = R_2 I_2 = 2 R_2 \quad V_3 = R_3 I_3 = 10 I_3$$

$$\text{また、} V_0 = V_1 = V_2 = V_3$$

$$\bullet 40 I_1 = 10 I_3 \Rightarrow I_3 = 4 I_1$$

$$\bullet V_2 = R_2 I_2 \Rightarrow R_2 = \frac{V_2}{I_2} = \frac{32}{2} = 16 [\Omega]$$

$$\bullet [\text{参考}] \quad I_1 + I_2 + I_3 = \frac{V_1}{40} + 2 + \frac{V_3}{10} = \frac{V_1 + 4V_3}{40} + 2 = \frac{5V_2}{40} + 2 = 6 \Rightarrow \frac{V_2}{8} = 4 \Rightarrow V_2 = 32$$



〔別解－２〕

キルヒホッフの法則による解法（上図を使用）

$$\bullet I_1 + I_2 + I_3 = I_0 \Rightarrow I_1 + 2 + I_3 = 6 \Rightarrow I_1 + I_3 = 4 \quad \bullet \bullet \textcircled{1}$$

$$\bullet R_0 I_0 + 40 I_1 = V \quad \bullet \bullet \textcircled{2} \quad 40 I_1 - 2 R_2 = 0 \quad \bullet \bullet \textcircled{3} \quad 2 R_2 - 10 I_3 = 0 \quad \bullet \bullet \textcircled{4}$$

$$\bullet \textcircled{3} + \textcircled{4} \quad 40 I_1 - 2 R_2 = 0 \quad \bullet \bullet \textcircled{3}$$

$$2 R_2 - 10 I_3 = 0 \quad \bullet \bullet \textcircled{4} \quad (+$$

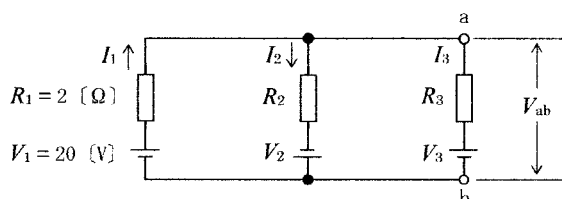
$$\hline 40 I_1 - 10 I_3 = 0 \Rightarrow I_3 = 4 I_1 \quad \bullet \bullet \textcircled{5}$$

$$\bullet \textcircled{1} \text{を}\textcircled{5} \text{に代入} \quad 4 I_1 - (4 - I_1) = 0 \Rightarrow 5 I_1 = 4 \Rightarrow I_1 = \frac{4}{5} \quad \text{これを}\textcircled{1} \text{に代入して}$$

$$\frac{4}{5} + I_3 = 4 \Rightarrow I_3 = \frac{16}{5} \quad \text{これを}\textcircled{4} \text{に代入すれば、} \quad 2 R_2 = 10 \times \frac{16}{5} = 32 \Rightarrow R_2 = 16 [\Omega]$$

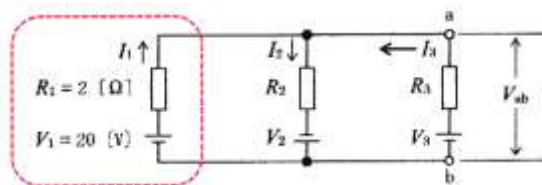
A - 3 図に示す直流回路において、直流電流  $I_1 = 3$  [A] 及び  $I_2 = 6$  [A] がそれぞれ矢印の方向に流れているとき、端子 ab 間の電圧  $V_{ab}$  及び抵抗  $R_3$  [ $\Omega$ ] に流れる電流  $I_3$  の値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

- |   | $V_{ab}$ | $I_3$ |
|---|----------|-------|
| 1 | 26 [V]   | 9 [A] |
| 2 | 26 [V]   | 3 [A] |
| 3 | 14 [V]   | 9 [A] |
| 4 | 14 [V]   | 3 [A] |



$R_1, R_2, R_3$  : 抵抗  
 $V_1, V_2, V_3$  : 直流電源

- ・題与から  $V_1 = 20[V]$   $R_1 = 2[\Omega]$   $I_1 = 3[A]$ 。
- ・テブナンの定理により右赤破線内を計算すれば、  
 $V_{ab} = V_1 - R_1 I_1 = 20 - 2 \times 3 = 14[V]$
- ・  $I_1 + I_3 = I_2 \Rightarrow I_3 = I_2 - I_1 = 6 - 3 = 3[A]$



答：4

令和2年(2020年)9月期 (HZ209 B-1)

B-1 次の記述は、電気と磁気に関する法則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 磁界中に置かれた導体に電流を流すと、導体に電磁力が働く。このとき、磁界の方向、電流の方向及び電磁力の方向の三者の関係を表したものを、フレミングの右手の法則という。
- イ 運動している導体が磁束を横切ると、導体に起電力が発生する。磁界の方向、磁界中の導体の運動の方向及び導体に発生する誘導起電力の方向の三者の関係を表したものを、フレミングの左手の法則という。
- ウ 直線状の導体に電流を流したとき、電流の流れる方向と導体の周囲に生ずる磁界の方向との関係を表したものを、アンペアの右ネジの法則という。
- エ 電磁誘導によってコイルに誘起される起電力の大きさは、コイルと鎖交する磁束の時間に対する変化の割合に比例する。これを電磁誘導に関するビオ・サバールの法則という。
- オ 電磁誘導によって生ずる誘導起電力の方向は、その起電力による誘導電流の作る磁束が、もとの磁束の変化を妨げるような方向である。これをレンツの法則という。

答：ア：2、イ：2、ウ：1、エ：2、オ：1

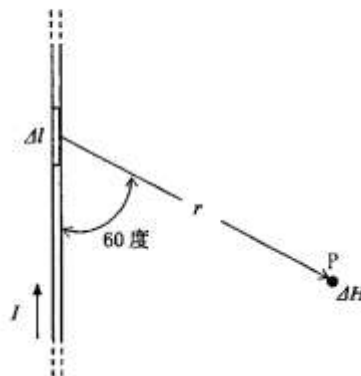
〔解説〕

ア：フレミングの左手の法則    イ：フレミングの右手の法則    エ：ファラデーの法則

令和4年4月期 (HZ404 A-2)

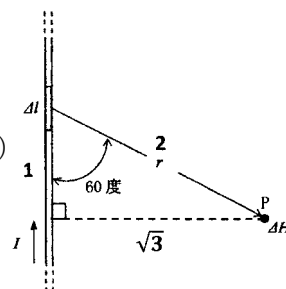
A-2 図に示すように、直流電流  $I$  [A] が流れている直線導線の微小部分  $\Delta l$  [m] から60度の方向で  $r$  [m] の距離にある点Pに、 $\Delta l$  によって生ずる磁界の強さ  $\Delta H$  [A/m] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $\Delta H = \frac{\sqrt{3} I \Delta l}{8 \pi r^2}$
- 2  $\Delta H = \frac{I \Delta l}{8 \pi r^2}$
- 3  $\Delta H = \frac{I \Delta l}{4 \sqrt{3} \pi r^2}$
- 4  $\Delta H = \frac{\sqrt{3} I \Delta l}{4 \pi r^2}$
- 5  $\Delta H = \frac{I \Delta l}{2 \sqrt{3} \pi r^2}$



題与の直線導体に直流電流  $I$  [A] が流れているとき、微小部分  $\Delta l$  [m] から  $\theta$  度の方向で  $r$  [m] の距離にある点 P に  $\Delta l$  によって生ずる磁界の強さ

$\Delta H$  [A/m] は、 $\Delta H = \frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \times \sin \theta$  から求める。(  $4 \pi r^2$  = 半径  $r$  の球の表面積 )



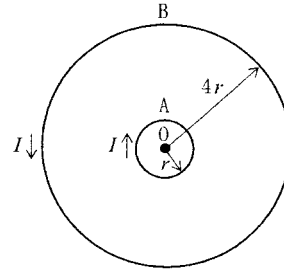
題与の図における  $\sin 60^\circ$  は、 $\sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}$  これを上式に代入すれば、 $\Delta H = \frac{I\Delta\ell}{4\pi r^2} \times \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\sqrt{3}I\Delta\ell}{8\pi r^2}$

答：1

令和4年12月期 (HZ412 A-2)

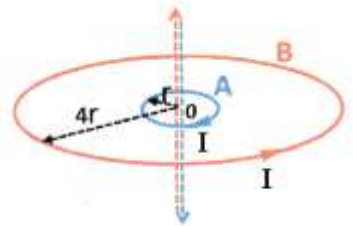
A-2 図に示すように、二つの円形コイルA及びBの中心を重ねOとして同一平面上に置き、互いに逆方向に直流電流  $I$  [A] を流したとき、Oにおける合成磁界の強さ  $H$  [A/m] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、コイルの巻数はA、Bともに1回、A及びBの円の半径はそれぞれ  $r$  [m] 及び  $4r$  [m] とする。

- 1  $H = \frac{I}{8r}$
- 2  $H = \frac{I}{4r}$
- 3  $H = \frac{3I}{8r}$
- 4  $H = \frac{I}{2r}$
- 5  $H = \frac{5I}{8r}$



半径  $r$  [m] の円形コイルの中心Oを通る磁界の強さ  $H$  は、 $H = \frac{I}{2r}$  [A/m] (次図)

- ・コイル A の磁界の強さ  $H_A$  は、 $H_A = \frac{I}{2r}$  [A/m] (上から下方向)
- ・コイル B の磁界の強さ  $H_B$  は、 $H_B = \frac{I}{2 \times 4r} = \frac{I}{8r}$  [A/m] (下から上方向)
- ・A、B には互いに逆方向に直流電流  $I$  が流れるから、アンペアの右ねじの法則により中心Oでは相殺し合う方向の磁界となる。



中心Oにおける磁界の強さを  $H$  とすれば、 $H = H_A - H_B = \frac{I}{2r} - \frac{I}{8r} = \frac{3I}{8r}$  [A/m]

答：3

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、 $H =$  □ B □ [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	$\frac{2.5}{\pi}$

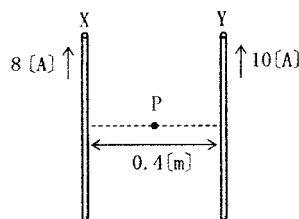


図 1

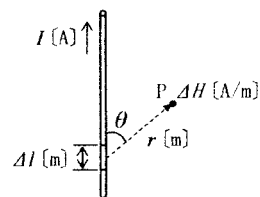


図 2

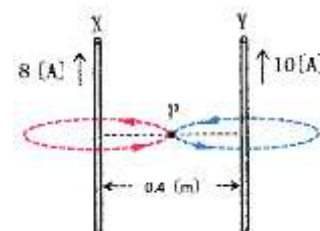
A. 題与の直線導体に電流  $I$  [A] が流れているとき、微小部分  $\Delta l$  [m] から  $\theta$  度の方角で  $r$  [m] の距離にある点 P に  $\Delta l$  によって生ずる磁界の強さ  $\Delta H$  [A/m] は、 $\Delta H = \frac{I \Delta l}{4 \pi r^2} \times \sin \theta$  [A/m] から求める。

B. 導線の中から  $r$  [m] 離れた点 p の磁界の強さ  $H$  [A/m] は、 $H = \frac{I}{2 \pi r}$  [A/m]

C. 点 P における X の磁界の強さ  $H_X$  は、 $H_X = \frac{I}{2 \pi r}$  に題与の値を代入

すれば、 $H_X = \frac{8}{2 \pi \times 0.2} = \frac{20}{\pi}$  [A/m] 点 P における Y の磁界の強さ

$H_Y$  は、 $H_Y = \frac{10}{2 \pi \times 0.2} = \frac{25}{\pi}$  [A/m]  $H_X$  と  $H_Y$  は互いに反対（反発）方向（上図）となる。

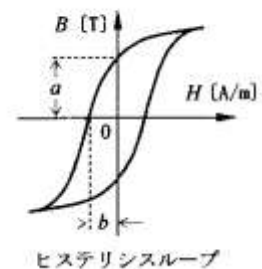


D. P 点における磁界の強さ  $H_P$  は、 $H_P = H_Y - H_X = \frac{25}{\pi} - \frac{20}{\pi} = \frac{5}{\pi}$

答：1

B-1 次の記述は、図に示す磁性材料のヒステリシスループ(曲線)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 横軸は磁束密度、縦軸は磁界の強さを示す。  
 イ  $a$  は保磁力の大きさ、 $b$  は残留磁気を示す。  
 ウ 鉄心入りコイルに交流電流を流すと、ヒステリシスループ内の面積に比例した電気エネルギーが鉄心の中で熱として失われる。  
 エ 永久磁石材料としては、ヒステリシスループの  $a$  と  $b$  がともに大きい磁性体が適している。  
 オ ヒステリシスループの囲む面積が大きい材料ほどヒステリシス損が小さい。



答：ア：2、イ：2、ウ：1、エ：1、オ：2

〔解説〕

ア：横軸：磁界の強さ、縦軸：磁束密度・・・2

イ： $a$  は残留磁気、 $b$  は保磁力・・・2

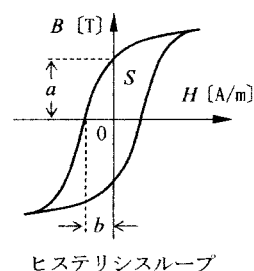
ウ：コイルの中心に鉄心を入れることにより磁力（磁界）が強くなり（ヒステリシスループが広がり面積が大きくなる： $H$  [A/m]）、一方、コイルの中心部に磁界が集中し磁力が強くなるがヒステリシスループの面積に比例したヒステリシス損の発生により鉄心の中に熱が発生する・・・1

エ： $a$  が残留磁気、 $b$  が保磁力。何れも大きい磁性体が永久磁石材料に適している・・・1

オ：ヒステリシスループの囲む面積が大きい材料ほどヒステリシス損が大きい・・・2

A-2 次の記述は、図に示す磁性材料のヒステリシスループ(曲線)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、磁束密度を  $B$  [T]、磁界の強さを  $H$  [A/m] とする。

- 1 図は強磁性体の磁化曲線の一例である。
- 2  $a$  は残留磁気、 $b$  は保磁力を示す。
- 3 ヒステリシスループの囲む面積  $S$  が大きい材料ほど、ヒステリシス損が大きい。
- 4 モーターや変圧器の鉄心には、 $S$  の小さい材料は適していない。
- 5  $a$  と  $b$  が共に大きい材料は、永久磁石の材料に適している。



答：4

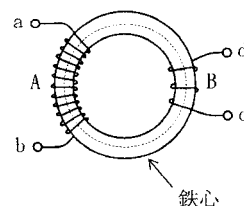
〔解説〕

- ・ヒステリシス損は、ヒステリシス曲線内の面積に比例する。
- ・ヒステリシス曲線内の面積が大きい⇒ヒステリシス損が大きい磁性材料は、永久磁石に使用出来る。
- ・ヒステリシス損が小さい磁気材料は、変圧器の鉄心などに使用される。大きなヒステリシス損は、磁気材料内の発熱の原因となり、変圧器の損失あるいはモーターなどの効率を損なう。



A-2 次の記述は、図に示すように、環状鉄心に二つのコイル A 及び B を巻いたときのインダクタンス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、A の自己インダクタンスを  $L_A$  [H] とし、B の巻数は A の巻数の 1/4 とする。また、磁気回路に漏れ磁束及び磁気飽和はないものとする。

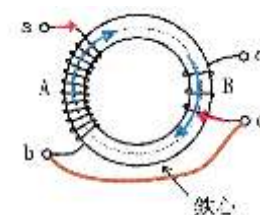
- 1 B の自己インダクタンス  $L_B$  は、 $L_A/16$  [H] である。
- 2 A と B の間の結合係数は、4 である。
- 3 A と B の間の相互インダクタンス  $M$  は、 $L_A/4$  [H] である。
- 4 端子 b と c を接続したとき、A と B によって生ずる磁束は、互いに加わり合う方向である。
- 5 端子 b と c を接続したとき、端子 ad 間の合成インダクタンスは、 $25L_A/16$  [H] である。



コイルの巻数を  $n$ 、半径を  $r$ 、長さを  $\ell$  とすれば、コイルのインダクタンス  $L$  は、

$$L = \frac{\mu n^2 \pi r^2}{\ell} [H] \quad \text{から求める。}$$

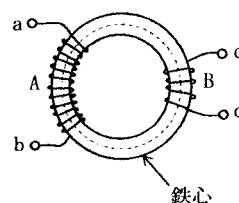
1.  $L_B = \frac{\mu \times (\frac{1}{4}n)^2 \pi r^2}{\ell} = \frac{1}{16} \times \frac{\mu n^2 \pi r^2}{\ell} = \frac{L_A}{16} [H] \quad \dots \bigcirc$
2. 磁気回路には漏れ磁束及び磁気飽和がないから、結合係数  $k$  は 1  $\dots \times$
3. 相互インダクタンス  $M$  は、 $M = k\sqrt{L_A L_B} = \sqrt{L_A \times \frac{1}{16} L_A} = \frac{L_A}{4} \dots \bigcirc$
4. 右解説図の通り和動接続となり、磁束は互いに加わり合う方向となる (→)  $\dots \bigcirc$
5.  $L = L_A + L_B + 2M = L_A + \frac{L_A}{16} + 2 \times \frac{L_A}{4} = \left(\frac{16}{16} + \frac{1}{16} + \frac{8}{16}\right) L_A = \frac{25}{16} L_A \dots \bigcirc$



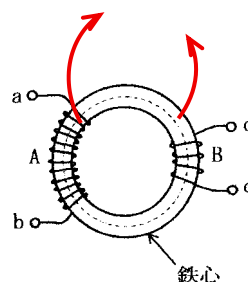
答：2

A-3 次の記述は、図に示すように、環状鉄心に二つのコイル A 及び B を巻いたときのインダクタンス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、A の自己インダクタンスを  $L_A$  [H] とし、B の巻数は A の巻数の 1/3 とする。また、磁気回路に漏れ磁束及び磁気飽和はないものとする。

- 1 B の自己インダクタンス  $L_B$  は、 $L_A/9$  [H] である。
- 2 A と B の間の結合係数は、1 である。
- 3 A と B の間の相互インダクタンス  $M$  は、 $L_A/3$  [H] である。
- 4 端子 b と d を接続したとき、A と B によって生ずる磁束は、互いに逆の方向である。
- 5 端子 b と c を接続したとき、端子 ad 間の合成インダクタンスは、 $4L_A/9$  [H] である。



1.  $L_B = \frac{\mu (\frac{1}{3}N)^2 \pi r^2}{\ell} = \frac{1}{9} L_A [H] \quad \bigcirc$
2.  $M = k\sqrt{L_A L_B}$  結合係数  $k$  は、題意により  $k = 1 \quad \bigcirc$
3.  $M = k\sqrt{L_A L_B} = \sqrt{L_A \times \frac{1}{9} L_A} = \frac{1}{3} L_A \quad \bigcirc$
4. 磁束は、右赤矢印の通り 差動接続  $\bigcirc$
5. b と c を接続のとき、両コイルは和動接続となるから



$$L = L_A + L_B + 2M = L_A + \frac{1}{9} L_A + 2 \times \frac{1}{3} L_A = \frac{9+1+6}{9} L_A = \frac{16}{9} L_A \quad \times$$

答：5

令和2年(2020年) (HZ209 A-2)

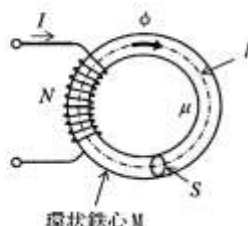
A-2 図に示す環状鉄心 M の内部に生ずる磁束  $\phi$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、漏れ磁束及び磁気飽和はないものとする。

1  $\phi = \frac{\mu NI}{S}$  [Wb]

2  $\phi = \frac{\mu NIS}{l}$  [Wb]

3  $\phi = \frac{NIS}{\mu l}$  [Wb]

4  $\phi = \frac{\mu NI}{Sl}$  [Wb]



環状鉄心 M

$N$  : コイルの巻数  
 $I$  : コイルに流す直流電流 [A]  
 $l$  : M の平均磁路長 [m]  
 $S$  : M の断面積 [m<sup>2</sup>]  
 $\mu$  : M の透磁率 [H/m]

答：2

〔解説 ー 1 〕

アンペアの周回路の法則により、1本の導線に電流  $I$  が流れるとき、導線から  $r$  [m] 離れた点の磁界の強さは、 $H = \frac{I}{2\pi r}$  [A/m] から求める。

題与の図において、コイルの巻き数が  $N$  の環状鉄心ソレノイドコイルの磁界の強さ  $H$  は、

$$H = \frac{NI}{2\pi r} \text{ [A/m]} \quad \text{但し、} 2\pi r = \text{環状コアの円周} = \text{題与図 M の平均磁路長 } \ell \text{ [m]}$$

磁束密度  $B$  [T] は、 $B = \mu H$  ここに  $H$  を代入すれば、 $B = \mu \frac{NI}{2\pi r}$

磁束  $\phi$  は、 $\phi = BS$  から ここに  $B$  を代入すれば、 $\phi = \mu \frac{NIS}{2\pi r}$  ( $S$  : M の断面積[m<sup>2</sup>])

$2\pi r$  は、M の平均磁路長  $\ell$  になるから、これを上式に代入すれば  $\phi = \frac{\mu NIS}{\ell}$  [Wb]

〔解説ー 2 〕

磁気回路に電流が流れ起磁力が発生すると磁束  $\phi$  [Wb] が生ずる。

この時、磁路に存在する磁気抵抗  $R_m$  は、磁路の長さ  $\ell$  に比例し、磁路の断面積  $S$  に反比例する。  
コイルの巻き数を  $N$ 、コイルに流す直流電流を  $I$  とすれば、

$$R_m = \frac{NI}{\phi} \text{ [A/Wb]} \Rightarrow \phi = \frac{NI}{R_m} \quad \text{鉄心の透磁率を } \mu \text{ [H/m]} \text{ とすれば、} R_m = \frac{\ell}{\mu S} \text{ [A/Wb]}$$

これを上式に代入すれば、 $\phi = \frac{NI}{\frac{\ell}{\mu S}} = \frac{\mu NIS}{\ell}$  従って、選択肢2が答となる。

A-2 図に示すような半径4〔cm〕の環状鉄心に250回コイルを巻き、鉄心内の磁束密度 $B$ を5〔T〕にするためのコイルに流す直流電流 $I$ の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、真空の透磁率 $\mu_0$ を $4\pi \times 10^{-7}$ 〔H/m〕、鉄心の比透磁率 $\mu_r$ を2,000とする。また、磁気回路には漏れ磁束及び磁気飽和がないものとする。

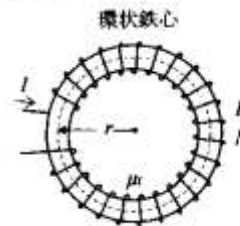
1 1〔A〕

2 2〔A〕

3 3〔A〕

4 4〔A〕

5 5〔A〕



環状鉄心

$N$ : コイルの巻数 250 回  
 $r$ : 環状鉄心の半径 4〔cm〕

・題与の諸元： $B = 5[\text{T}]$ 、 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}[\text{H/m}]$ 、 $\mu_r = 2000$ 、 $r = 4[\text{cm}] = 4 \times 10^{-2}[\text{m}]$ 、 $N = 250$   
 $\mu = \mu_0 \mu_r = 4\pi \times 10^{-7} \times 2000 = 8\pi \times 10^{-4}$

・電流  $I$  は、 $B = \mu \frac{NI}{2\pi r}$  から求める。この式から  $I = \frac{2\pi r B}{\mu N}$  この式に題与の諸元を代入すれば、

$$I = \frac{2\pi r B}{\mu N} = \frac{2\pi \times 4 \times 10^{-2} \times 5}{8\pi \times 10^{-4} \times 250} = \frac{40 \times 10^{-2}}{2000} = 2[\text{A}]$$

答：2

A-2 図に示す半径 $r = 4$ 〔cm〕の環状鉄心にコイルを250回巻き、このコイルに直流電流 $I = 1$ 〔A〕を流したとき、鉄心内の磁束密度 $B$ は5〔T〕であった。このときの鉄心の比透磁率 $\mu_r$ の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、真空の透磁率 $\mu_0$ を $4\pi \times 10^{-7}$ 〔H/m〕とし、コイルによって作られる磁束は鉄心中を一通り、鉄心には漏れ磁束及び磁気飽和がないものとする。

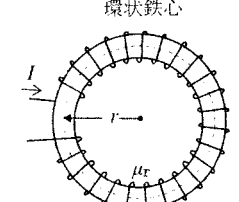
1 1,000

2 2,000

3 2,500

4 4,000

5 5,000



環状鉄心

$N$ : コイルの巻数 250 回  
 $r$ : 環状鉄心の半径 4〔cm〕

・ $B = \mu_0 \mu_r \frac{NI}{2\pi r} \Rightarrow \mu_r = \frac{2\pi r B}{\mu_0 NI}$  この式に題与の諸元を代入すれば、 $\mu_r = \frac{2 \times \pi \times 0.04 \times 5}{4\pi \times 250 \times 1 \times 10^{-7}} = 4000$

答：4

A - 1 次の記述は、コイルの電氣的性質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) コイルの自己インダクタンスは、コイルの □ A □ に比例する。
- (2) コイルのリアクタンスは、コイルを流れる交流電流の周波数に □ B □ する。
- (3) コイルに流れる交流電流の位相は、加えた電圧の位相に対し 90 度 □ C □ いる。

A	B	C
1 巻数の 2 乗	比例	遅れて
2 巻数の 2 乗	比例	進んで
3 巻数の 2 乗	反比例	進んで
4 巻数	比例	遅れて
5 巻数	反比例	遅れて

(1) コイルの自己インダクタンス  $L[\text{H}]$  は、 $L = \frac{\mu n^2 \pi r^2}{l}$  [H] から

求める (次図)。この式から、コイルの自己インダクタンス  $L$  は、コイルの巻き数 ( $n$ ) の二乗に比例する。

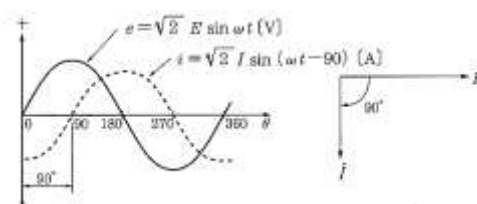
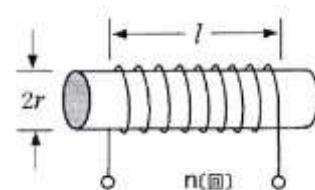
(2) コイルのリアクタンス  $X_L[\Omega]$  は、 $X_L = \omega L = 2\pi f L$

であり、周波数  $f$  に比例する。

(3) コイルに流れる交流電流の位相は、加えた電圧の位相に

対し  $90^\circ$  ( $\frac{\pi}{2}[\text{rad}]$ ) 遅れる。  $L$  に流れる交流の

$E$  と  $I$  の関係を右に示す。

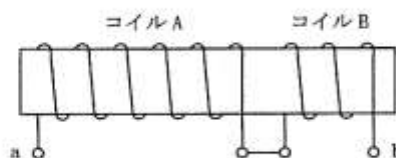


[参考]  $\pi r^2 [\text{m}^2] =$  半径  $r [\text{m}]$  のコイルの断面積

答 : 1

A - 1 図に示す回路において、コイル A の自己インダクタンスが 8 [mH] 及びコイル B の自己インダクタンスが 2 [mH] であるとき、端子 ab 間の合成インダクタンスの値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直列に接続されているコイル A 及びコイル B の間の結合係数を 0.6 とする。

- 1 5.2 [mH]
- 2 7.6 [mH]
- 3 10.0 [mH]
- 4 14.8 [mH]
- 5 18.0 [mH]



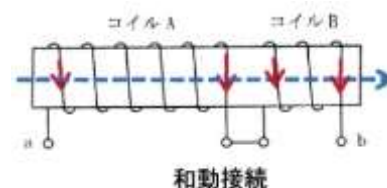
コイル A のインダクタンスを  $L_A$ 、コイル B のインダクタンスを  $L_B$ 、コイル A と B の相互インダクタンスを  $M$ 、結合係数を  $K$  とし ab 間の合成インダクタンスを  $L$  とする。

・題与の諸元から  $M$  を求めれば、

$$M = K\sqrt{L_A L_B} = 0.6\sqrt{8 \times 2} = 0.6 \times \sqrt{16} = 0.6 \times 4 = 2.4 [\text{mH}]$$

・ab 間の合成インダクタンス  $L$  は、 $L = L_1 + L_2 \pm 2M$  (和動接続:  $+2M$ 、差動接続:  $-2M$ )

から求める。題与のコイル A 及び B は、図から和動接続ゆえ  $L = L_1 + L_2 + 2M$  を使用する。

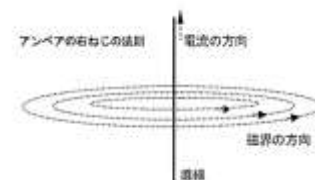


題与の諸元： $L_A = 8[\text{mH}]$ 、 $L_B = 2[\text{mH}]$ および求めた $M = 2.4[\text{mH}]$  を上式に代入すれば、  
 $L = 8 + 2 + 2 \times 2.4 = 14.8 [\text{mH}]$

答：4

〔参考〕

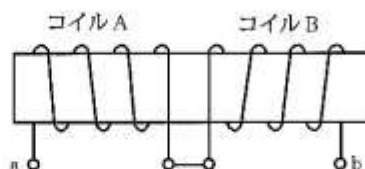
題与の図において、コイル A と B に a から b に向かって電流 (→) が流れたとき、アンペアの右ねじの法則によりコア内に左から右方向に磁界 (→) が発生する。この時のコイルの巻き方を和動接続という。



平成 24 年 4 月期 (HZ404 A-3)

A-3 図に示す回路において、コイル A の自己インダクタンスが  $8 [\text{mH}]$  及びコイル B の自己インダクタンスが  $2 [\text{mH}]$  であるとき、端子 ab 間の合成インダクタンスの値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直列に接続されているコイル A 及びコイル B の間の結合係数を  $0.6$  とする。

- 1 3.6  $[\text{mH}]$
- 2 5.2  $[\text{mH}]$
- 3 6.0  $[\text{mH}]$
- 4 7.2  $[\text{mH}]$
- 5 10.0  $[\text{mH}]$



- ・コイル A のインダクタンスを  $L_A = 8[\text{mH}]$ 、コイル B のインダクタンスを  $L_B = 2[\text{mH}]$ 、A と B の合成インダクタンスを  $L[\text{mH}]$  とする。

また、相互インダクタンスを  $M[\text{H}]$  とし、AB 間の結合係数  $K$  を  $0.6$  とすれば、

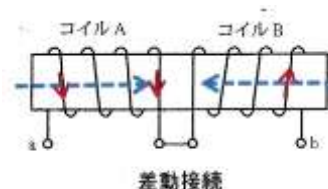
$$M = K\sqrt{L_A L_B} = 0.6 \times \sqrt{8 \times 2} = 0.6 \times 4 = 2.4 \Rightarrow M = 2.4[\text{mH}]$$

- ・コイル A の巻方向に対し B の巻方向が逆向き（差動接続）であるから、合成インダクタンス  $L$  を求める式は、 $L = L_A + L_B - 2M$
- ・上式に題与の諸元及び  $M$  を代入すれば、 $L = 8 + 2 - 2 \times 2.4 = 10 - 4.8 = 5.2[\text{mH}]$

答: 2

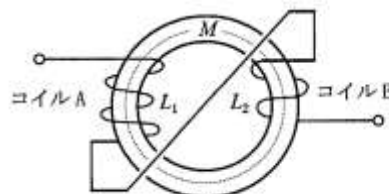
〔参考〕

題与の図において、コイル A と B に a から b に向かって電流 (→) が流れたとき、アンペアの右ねじの法則によりコイル A では左から右方向に磁界 (→) が発生する。一方、コイル B では流れる電流 (→) により右から左方向の磁界 (←) が生ずる (右図)。この時のコイルの巻き方を差動接続という。



A-1 図に示す回路において、コイル A の自己インダクタンスが  $L_1$  [H] 及びコイル B の自己インダクタンスが  $L_2$  [H] であるとき、合成インダクタンスの式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、コイルの相互インダクタンスを  $M$  [H] とする。

- 1  $L_1 + L_2 + 2M$
- 2  $L_1 + L_2 - 2M$
- 3  $L_1 - L_2 + 2M$
- 4  $L_1 - L_2 - 2M$
- 5  $L_1 + L_2 - \sqrt{2}M$



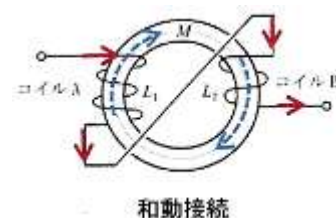
題与の図の一次側コイル A と二次側コイル B は和動接続。

コイル A のインダクタンスを  $L_1$ 、コイル B のインダクタンスを  $L_2$ 、コイル A と B の相互インダクタンスを  $M$ 、合成インダクタンスを  $L$  とすれば、 $L = L_1 + L_2 + 2M$ 。

答：1

〔参考〕

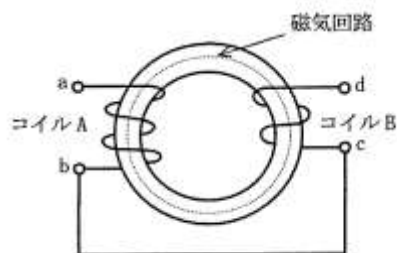
コイル A に流れる電流 (→) によりアンペアの右ねじの法則に基づきトロイダルコア内に右回転の磁界 (→) が発生する。一方、コイル B でも右回転の磁界 (→) が発生する。この時のコイルの巻き方を和動接続という。



和動接続

A-3 図に示すように、環状鉄心に巻いた二つのコイル A 及び B を接続したとき、端子 ad 間のインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、A の自己インダクタンスは 16 [mH]、B の巻数は A の 1/2 とする。また、磁気回路に漏れ磁束はないものとする。

- 1 4 [mH]
- 2 8 [mH]
- 3 12 [mH]
- 4 18 [mH]
- 5 24 [mH]



コイルの巻き数を  $n$ 、コイルの半径を  $r$ 、コイルの長さを  $\ell$  とすれば、コイルのインダクタンス  $L$  は、 $L = \frac{\mu n^2 \pi r^2}{\ell}$  [H] から求める。

・コイル A の自己インダクタンス  $L_A$  が題与により 16[mH] から、 $L_A = \frac{\mu n^2 \pi r^2}{\ell} = 16$

・コイル B の自己インダクタンスを  $L_B$  とすれば、巻数が A の  $\frac{1}{2}$  から、

$$L_B = \frac{\mu \times (\frac{1}{2}n)^2 \pi r^2}{\ell} = \frac{\mu n^2 \pi r^2}{4\ell} = \frac{L_A}{4} = \frac{16}{4} = 4[\text{mH}]$$

・題与の図から、 $L_A$  と  $L_B$  は、差動接続になっており、 $L = L_A + L_B - 2M$  を使用する。

・相互インダクタンス  $M$  は、 $M = k\sqrt{L_A L_B}$  から求める。

ここで、結合計数  $k$  は、磁気回路に漏れ磁束が無いとの題与の条件により  $k = 1$  とし、

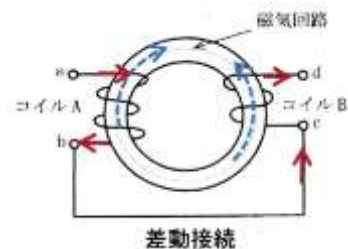
$$M = k\sqrt{L_A L_B} = \sqrt{16 \times 4} = 4 \times 2 = 8$$

・手順③の式に  $M$  を代入して  $L$  を求めれば、 $L = L_A + L_B - 2M = 16 + 4 - 16 = 4[\text{mH}]$

答：1

〔参考〕

題与の図において、コイル A に流れる電流（→）によりアンペアの右ねじの法則に基づき右回転矢印の方向に磁界（→）が発生する。一方、コイル B に流れる電流（→）により左回転矢印方向に磁界（→）が発生する。このようなコイルの巻き方を差動接続という。



令和4年8月期 (HZ408 B-1)

B-1 次の記述は、電磁誘導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) コイルと鎖交する磁束が変化すると、コイルに誘導起電力が生じ、その誘導起電力の大きさは、鎖交する磁束の時間に対する変化の割合に □ ア □ する。これを電磁誘導に関する □ イ □ の法則という。そのときの誘導起電力の方向は、起電力による誘導電流の作る磁束が、もとの磁束の変化を □ ウ □ ような方向となる。これを □ エ □ の法則という。
- (2) 運動している導体が磁束を横切っても、導体に起電力が誘導され、誘導起電力の方向は、フレミングの □ オ □ の法則で示される。

- |      |        |        |         |       |
|------|--------|--------|---------|-------|
| 1 左手 | 2 磁界   | 3 妨げる  | 4 ファラデー | 5 反比例 |
| 6 右手 | 7 クーロン | 8 促進する | 9 レンツ   | 10 比例 |

答：ア：10、イ：4、ウ：3、エ：9、オ：6

〔解説〕

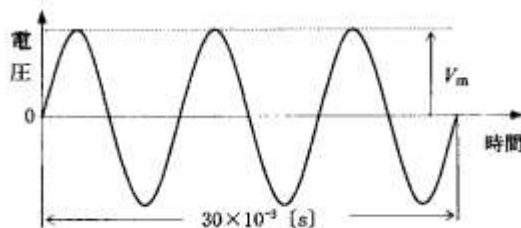
巻数  $N$  のコイルに発生する誘導起電力  $e$  [V] は、鎖交する磁束の時間的変化の割合に比例する。

時間の変化分及び磁束の変化分をそれぞれ  $\Delta t$ 、 $\Delta \phi$  とすれば、 $e = N \frac{\Delta \phi}{\Delta t}$

平成30年8月期 (HZ008 A-5)

A-5 図に示す正弦波交流において、電圧の最大値  $V_m$  が 47 [V] のとき、平均値(正の半周期の平均)  $V_a$ 、実効値  $V_e$  及び繰り返し周波数  $f$  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、 $\sqrt{2} \approx 1.4$  とする。

	$V_a$	$V_e$	$f$
1	30 [V]	34 [V]	100 [Hz]
2	30 [V]	34 [V]	200 [Hz]
3	30 [V]	40 [V]	100 [Hz]
4	34 [V]	40 [V]	200 [Hz]
5	34 [V]	44 [V]	100 [Hz]



平均値  $V_a$  は、 $V_a = \frac{2}{\pi} \times V_m [\text{V}]$ 。実効値  $V_e$  は、 $V_e = \frac{V_m}{\sqrt{2}} [\text{V}]$ 。周波数  $f$  は、 $f = \frac{1}{T} [\text{Hz}]$  から求める。



題与の電圧の最大値  $V_m = 47[V]$ 。

・  $V_a = \frac{2}{\pi} \times V_m[V]$  に  $V_m = 47[V]$  を代入すれば、 $V_a = \frac{2}{3.14} \times 47 = 29.93 \approx 30[V]$

・  $V_e = \frac{V_m}{\sqrt{2}}[V]$  に  $V_m = 47[V]$  を代入すれば、 $V_e = \frac{47}{\sqrt{2}} = 33.23 \approx 34[V]$

・ 題与の図から3周期に要する時間  $t$  が  $30 \times 10^{-3}[\text{sec}]$  であるから、1周期に要する時間  $t$  は、

$$t = \frac{30 \times 10^{-3}}{3} = 10 \times 10^{-3}[\text{sec}] \quad \text{これを } f = \frac{1}{t}[\text{Hz}] \text{ に代入すれば、} \quad f = \frac{1}{10 \times 10^{-3}} = 0.1 \times 10^3 = 100[\text{Hz}]$$

答：1

平成 29 年 12 月期 (HZ912 A-5)

A-5 周波数 50 [MHz] の正弦波交流において、位相差  $5\pi/6$  [rad] に相当する時間差の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 4.2 [ns]
- 2 8.3 [ns]
- 3 16.7 [ns]
- 4 83.3 [ns]
- 5 166.7 [ns]

位相差は、時間軸上を  $\omega t[\text{rad}]$  の目盛で表される量。

$$\text{位相差} = \omega t \Rightarrow \text{位相差} = 2\pi f t \Rightarrow t = \frac{\text{位相差}}{2\pi f}$$

題与の位相差  $\frac{5\pi}{6}[\text{rad}]$  と  $f = 50[\text{MHz}]$  を代入すれば、

$$t = \frac{\frac{5\pi}{6}}{2\pi f} = \frac{5\pi}{6} \times \frac{1}{2\pi f} = \frac{5}{12 \times 50 \times 10^6} = 0.0083 \times 10^{-6} = 8.3 \times 10^{-9} = 8.3[\text{ns}]$$

答：2

〔解説〕

$e_0$  が  $e_0 = \sin \omega t$ 、即ち右図において正弦波形が①のとき時間軸（横軸）= 0[rad] から波形が立ち上がっている。

これに対し、②の波形は、①波形よりも  $\phi_1[\text{rad}]$  だけ早く立ち上がっており、これを  $\phi_1[\text{rad}]$  だけ進んでいるといい、

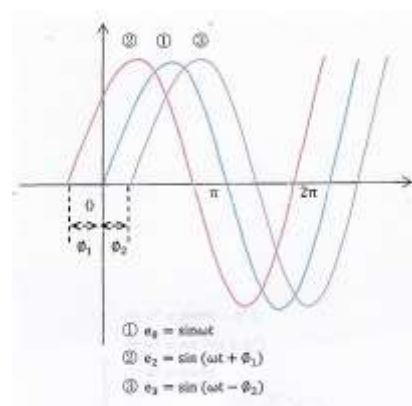
$$e_2 = \sin(\omega t + \phi_1) \quad \text{で表す。}$$

③の波形は、①波形よりも  $\phi_2[\text{rad}]$  だけ遅れて立ち上がっており、これを  $\phi_2[\text{rad}]$  だけ遅れているといい、 $e_3 = \sin(\omega t - \phi_2)$  で表す。

位相差を  $\omega t$  で表せば、 $t$  は時間[sec] であり、 $\omega = 2\pi f$  から

$$\omega t = 2\pi f t \Rightarrow \text{位相差} = 2\pi f t \Rightarrow t = \frac{\text{位相差}}{2\pi f} \quad \text{となる。}$$

図の  $e_0$  に対し  $e_1$  または  $e_2$  の位相の差が零 (0) のとき、同位相または同相という。





ここに、 $t[s]$  は位相差による時間差を表す。

(注)  $10^{-3}$  : mm (ミリ)、 $10^{-6}$  :  $\mu$  (マイクロ)、  
 $10^{-9}$  : n (ナノ)、 $10^{-12}$  : p (ピコ)

令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-6)

A - 6 周波数 10 [MHz] の正弦波交流において、位相差  $3\pi/4$  [rad] に相当する時間差の値として、正しいものを下の番号から選べ

- 1 1.25 [ns]      2 3.75 [ns]      3 12.5 [ns]      4 25.0 [ns]      5 37.5 [ns]

$$\cdot \text{位相差} = \omega t = 2\pi f t \Rightarrow t = \frac{\text{位相差}}{2\pi f}$$

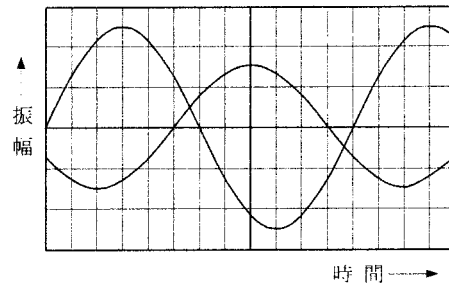
$$t = \frac{\frac{3\pi}{4}}{2 \times \pi \times 10 \times 10^6} = \frac{3\pi}{4} \times \frac{1}{2 \times \pi \times 10 \times 10^6} = \frac{3}{80 \times 10^6} = 0.0375 \times 10^{-6} = 37.5 \times 10^{-9} = 37.5 [\text{ns}]$$

答 : 5

令和 5 年 4 月期 (HZ504 A-24)

A - 24 2 現象オシロスコープに、周波数の等しい二つの正弦波交流電圧を加えたとき、図に示すような波形が得られた。交流電圧の位相差として、最も近いものを下の番号から選べ。

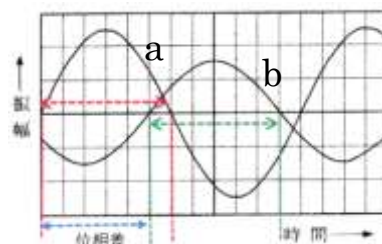
- 1  $5\pi/6$  [rad]  
 2  $3\pi/4$  [rad]  
 3  $\pi/4$  [rad]  
 4  $2\pi/3$  [rad]  
 5  $\pi/3$  [rad]



答 : 1

〔解説〕

a b 両グラフの立ち上がり点に注目すれば、 $\frac{5\pi}{6}$  の位相差が有ることが判る。



A-4 次の記述は、図 1 に示す抵抗  $R$  [Ω] と静電容量  $C$  [F] の直列回路の過渡現象について述べたものである。□ 内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、初期状態で  $C$  の電荷は零とし、 $e$  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] を加えてからの電流  $i$  [A] は、経過時間を  $t$  [s] とすれば次式で表される。

$$i = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{CR}} \text{ [A]}$$

したがって、 $S$  を接 (ON) にした瞬間 ( $t = 0$  [s]) の電流  $i$  は、□ A [A] である。

- (2)  $t = 0$  [s] からの静電容量  $C$  の電圧  $v_c$  [V] の変化は、図 2 の □ B である。

- (3)  $t$  が十分経過したとき (定常状態) の  $C$  に蓄えられる電荷量は、□ C [C] である。

	A	B	C
1	$V/R$	①	$CV$
2	$V/R$	②	$V$
3	0	①	$V$
4	0	②	$CV$

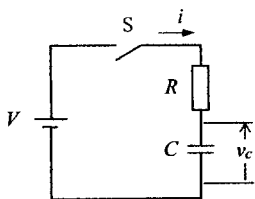
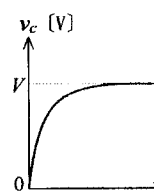


図 1



①

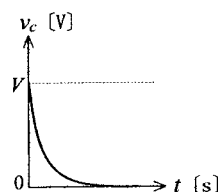


図 2

②

- (1) 題与の式  $i = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{CR}}$  において、 $t = 0$  [s] のとき  $e^{-\frac{t}{CR}} = e^{-\frac{0}{CR}} = e^0 = 1$  ゆえに

$$i = \frac{V}{R} e^0 = \frac{V}{R} \times 1 \Rightarrow i = \frac{V}{R} \text{ となる。} \quad \text{[参考] 指数計算では } X^0 = 1$$

- (2)  $C$  には電荷が定常状態になるまで電流が流れ①の様に電圧が上昇する。

[参考] 電圧が上昇して行くに従って電流が減少して行き、電圧の上昇が止まった時電流の減少も止まり、流れる電流は零 (0) になる (定常状態)。

- (3) 定常状態のとき静電容量  $C$  には  $Q = CV$  [C] の電荷が蓄えられる。

答 : 1

A-5 次の記述は、図 1 に示す抵抗  $R$  [Ω] と静電容量  $C$  [F] 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、初期状態で  $C$  の電荷は零とし、 $e$  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、 $C$  の両端の電圧  $v_c$  [V] は経過時間を  $t$  [s] とすれば次式で表される。

$$v_c = V \times \frac{\square A}{\square B} \text{ [V]}$$

- (2)  $v_c$  が  $V$  の約 □ B [%] となるまでの時間を、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	$e^{-\frac{t}{CR}}$	68.2	図3
2	$e^{-\frac{t}{CR}}$	63.2	図2
3	$e^{-\frac{t}{CR}}$	68.2	図2
4	$(1 - e^{-\frac{t}{CR}})$	63.2	図3
5	$(1 - e^{-\frac{t}{CR}})$	68.2	図2

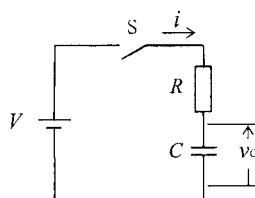


図 1

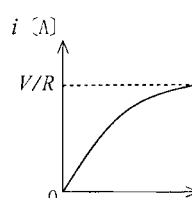


図 2

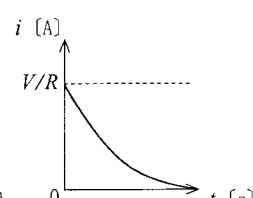


図 3

$$\bullet V = V_R + V_C \Rightarrow V_C = V - V_R$$

$$\cdot i = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{CR}} \quad V_R = iR = R \times \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{CR}} = V e^{-\frac{t}{CR}} \Rightarrow V_C = V - V e^{-\frac{t}{CR}} = V(1 - e^{-\frac{t}{CR}})$$

答：4

〔解説〕

(1) 過渡現象における C の両端電圧  $v_c$  は、 $v_c = V - V_R = V - V \times e^{-\frac{t}{CR}} \Rightarrow v_c = V(1 - e^{-\frac{t}{CR}})$

(2) 題与の回路の S を閉じ回路に電圧 E[V] を加えたとき、R から C に向かって電流が流れ、C には徐々に電荷が蓄えられて行く。その状況を次図緑曲線に示す。電圧の上昇と共に流れる電流が減少して行き（茶色曲線）、C の静電容量規格（電荷 Q）に至り電圧の上昇が止まり、また電流も流れなくなる。R を流れる電流が止まることにより C の両端電圧は、ほぼ電源電圧 E[V] となる。

縦軸 V[V] と横軸 t[s] による原点を零 (0)

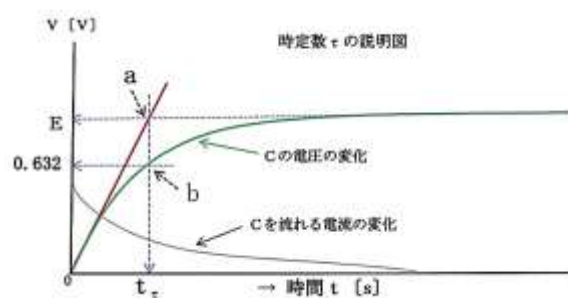
とし、原点から電圧上昇曲線に接線を引けば、

赤線が得られる。赤線と C の電圧上昇過渡期終了時の電圧 E[V] の交点を時間軸に下ろせば

$t_\tau$ [s] が得られる。この  $t_\tau$  が時定数  $\tau$  であり、 $\tau = CR[\text{sec}]$  から求められる。

当問題では、題与から CR の値が 1[s] であるから  $\tau = 1[\text{s}]$  となる。緑曲線を微分して傾きの大きさを求めれば、図に示す 0.632 が得られる。これは、S を閉じて電流が流れ C に電荷が蓄えられてゆく過程（過渡現象）で、電荷が満電荷の 63.2% に至る時間が  $\tau$ [s] であり、上図の赤線と C の電圧上昇過渡期終了時の電圧 E[V] の交点 a を時間軸に下ろして得られる値  $t_\tau$  に一致する。

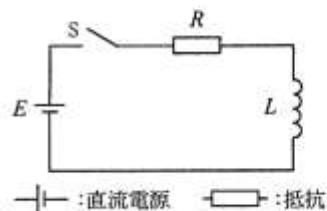
また、上図 b 点を縦軸（電圧軸）で読み取れば、満電荷時の電圧 E[V] の 63.2% が得られる。題与の選択肢 1 の電圧曲線図の  $t = 1[\text{s}]$  のときの C の電圧は、電源電圧のおよそ  $E \times 0.632[\text{V}]$  になっている。



平成 30 年 12 月期 (HZ012 A-4)

A-4 図に示す回路において、スイッチ S を接 (ON) にして直流電源 E から抵抗 R とコイル L に電流を流した。このときの時定数  $\tau$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗の値を R [Ω]、コイルの自己インダクタンスを L [H] とする。

- 1  $1 / (LR)$
- 2  $1 / \sqrt{LR}$
- 3  $LR$
- 4  $R / L$
- 5  $L / R$



答：5

〔解説〕

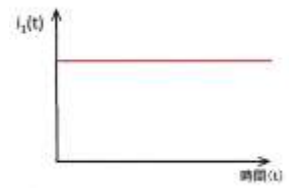
S 接 (ON) にしたときに抵抗 R に流れる電流を  $i_1[t]$ 、コイル L に流れる電流を  $i_2[t]$ 、回路に流れる

電流を  $i[t]$  とする。

(注:  $i[t]$  は、時間とともに変化する電流  $i$  を表す)

S を 接(ON)後、抵抗  $R$  を流れる電流  $i_1[t]$  は次グラフの通りとなり、

$i_1[t]$  は、 $i_1[t] = \frac{E}{R}$  となる (右図)。



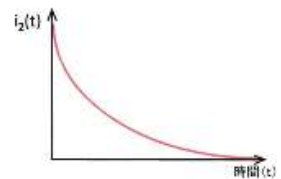
S を 接(ON)後、コイル  $L$  を流れる電流  $i_2[t]$  は、右図の通りとなり、

$i_2[t] = \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}$  で表す。

$i_2[t]$  は、 $L$  に電流  $i_2[t]$  が流れ始めた瞬間レンツの法則により  $L$  には逆起電力が生ずるから  $-i_2[t]$  となる。

$t = 0$  のとき、上式の指数部  $-\frac{R}{L}t = 0$  であり、 $\varepsilon^{-\frac{R}{L}t} = \varepsilon^0 = 1$  から  $i_2[0] = \frac{E}{R}$

$t = \infty$  のとき、 $i_2[\infty] = \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}\infty} = \frac{E}{R \varepsilon^{\frac{R}{L}\infty}} = \frac{E}{\infty} = 0$

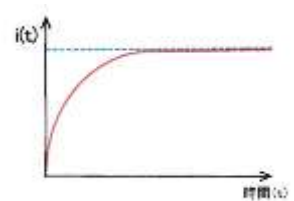


$t = 0$  から  $t = \infty$  への過渡期において電流  $i_2[t]$  は、 $i_2[0] = \frac{E}{R}$  がレンツの法

則により減少して行き、

やがて  $i_2[\infty] = 0$  となる (右図)。

以上から  $RL$  直列合成回路に流れる電流  $i[t]$  は、 $i[t] = i_1[t] - i_2[t]$  であり、右図の通りとなる。

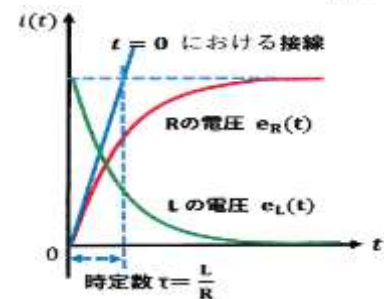


$RL$ 直列合成回路の時定数<sup>タウ</sup>  $\tau$  は、 $\tau = \frac{L}{R}$  である。

過渡現象を過ぎて後の定常状態に至り電流 $i$ は、 $i = \frac{E}{R}$  となる。

コイルの自己インダクタンス $L$ が大きいほど逆起電力が大きく、定常状態に至るまでの時間が長くなる。

$R$  に掛かる電圧の過渡電圧  $e_R(t)$  と  $L$  に掛かる過渡電圧  $e_L(t)$  との相対関係を図示すれば右の通りとなる。



[参考]

時定数  $\tau$  が  $\tau = \frac{L}{R}$  となる背景；

・  $RL$ 直列合成回路に流れる電流  $i[t]$  は、 $i[t] = i_1[t] - i_2[t]$

・  $i_1[t] = \frac{E}{R}$      $i_2[t] = \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}$     を上式に代入すれば、 $i[t] = \frac{E}{R} - \frac{E}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}$     この式を  $t$  で微分すれば、

$$\frac{di(t)}{dt} = 0 - \frac{E}{R} \left( -\frac{R}{L} \right) e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{E}{R} \cdot \frac{R}{L} \cdot e^{-\frac{R}{L}t} = \frac{E}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \Rightarrow \frac{di(t)}{dt} = \frac{E}{L} e^{-\frac{R}{L}t}$$

・ 上式に  $t = 0$  を代入すれば、 $\frac{di(0)}{dt} = \frac{E}{L} e^{-\frac{R}{L} \times 0} = \frac{E}{L} e^0 = \frac{E}{L}$  から  $\frac{di(0)}{dt} = \frac{E}{L}$

これは、上図の  $t = 0$  における接線の傾きであり、この時の接線の式は、 $i(t) = \frac{E}{L} t$

- ・この接線と  $i$  の定常状態における電流値  $i = \frac{E}{R}$  との交点を時間軸に下ろせば、 $\frac{E}{L}t = \frac{E}{R} \Rightarrow t = \frac{L}{R}$  が得られ、これが時定数  $\tau$  となる。

令和 5 年 12 月期 (HZ512 A-3)

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。

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

- (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

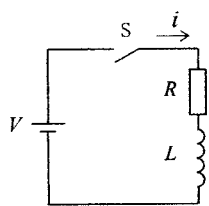


図 1

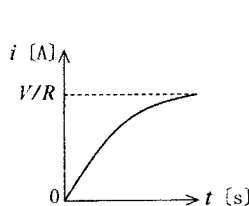


図 2

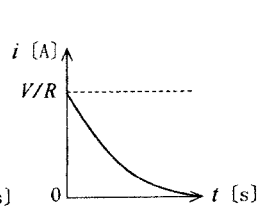


図 3

答：5

〔解説〕

- ・  $S$  を接(ON)後、抵抗  $R$  を流れる電流  $i_1[t]$  は、 $i_1[t] = \frac{V}{R}$

- ・  $S$  を接(ON)後、コイル  $L$  を流れる電流  $i_2[t]$  は、 $i_2[t] = \frac{V}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}t}$

であり、レンツの法則に基づき  $i_1[t]$  と逆方向に流れる。

RL 直列回路に流れる電流  $i[t]$  は、 $i[t] = i_1[t] - i_2[t]$  であり、

この式に上記式を代入すれば、 $i[t] = \frac{V}{R} - \frac{V}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}t} = \frac{V}{R} (1 - \varepsilon^{-\frac{R}{L}t})$

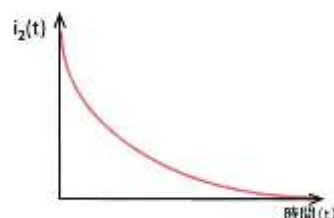
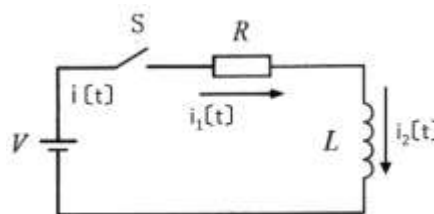
- ・  $i_2[t]$  は、 $L$  に電流  $i_2[t]$  が流れ始めた瞬間レンツの法則により  $L$  には逆起電力が生ずるから  $-i_2[t]$  となる。

$t = 0$  のとき、上式の指数部  $-\frac{R}{L}t = 0$  であり、 $\varepsilon^{-\frac{R}{L}t} = \varepsilon^0 = 1$  から

$$i_2[0] = \frac{V}{R} - \frac{V}{R} (1 - \varepsilon^0) = \frac{V}{R}$$

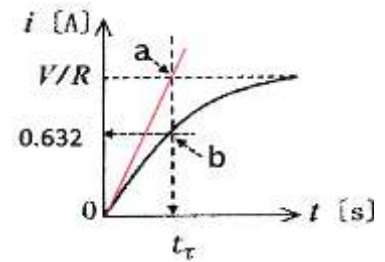
$$t = \infty \text{ のとき、} i_2[\infty] = \frac{V}{R} \varepsilon^{-\frac{R}{L}\infty} = \frac{V}{R \varepsilon^{\frac{R}{L}\infty}} = \frac{V}{\infty} = 0$$

$t = 0$  から  $t = \infty$  への過渡期において電流  $i_2[t]$  は、 $i_2[0] = \frac{V}{R}$  がレンツの法則により減少して行き、やがて  $i_2[\infty] = 0$  となる (上図)。



以上の結果、題与の選択図 2 が得られる。

- ・題与の選択図 2 の電流曲線に接線（右図赤線）を引き、接線が電流の安定したときの  $i_2[t]$  線（ $=V/R$ ）との交点を a 点とする。  
a 点から時間軸  $t$  に垂線を引き、電流曲線との交点を b とする。  
b から見た電流軸の値が  $0.632=63.2\%$ 、即ち、電流が安定した値の  $63.2\%$  となり、時間軸  $t$  との交点がこの回路の時定数  $t_\tau$  となる。



〔参考〕

電流軸の  $63.2\%$  について、これを計算により求めれば以下の通りである。

RL 直列回路における電流  $i[t]$  は、時間  $t$  が時定数  $\tau$  ( $\tau = \frac{L}{R}$ ) になったとき、 $i[t]$  は、

$$i[t] = \frac{V}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) = \frac{V}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L} \times \frac{L}{R}} \right) = \frac{V}{R} (1 - e^{-1}) = \frac{V}{R} \left( 1 - \frac{1}{e} \right)$$

$e$  は、自然定数の  $\log$  の底ネイピア数) であり、 $e = 2.718281$  と定義されている。

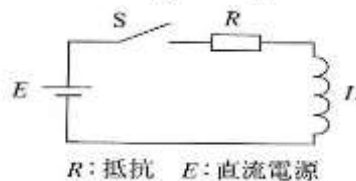
これを上式に代入すれば、 $i[t] = \frac{V}{R} \left( 1 - \frac{1}{e} \right) = \frac{V}{R} \left( 1 - \frac{1}{2.718281} \right) \doteq \frac{V}{R} (1 - 0.368) \doteq 0.632 \frac{V}{R}$

となり、上図グラフの  $V/R$  軸における  $0.632$  ( $=63.2\%$ ) が得られる。

平成 24 年 4 月期 (HZ404 A-6)

A-6 図に示す回路において、スイッチ  $S$  を接(ON)にして直流電源  $E$  から抵抗  $R$  とコイル  $L$  に電流を流した。このときの時定数の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $R$  を  $1 \text{ [k}\Omega\text{]}$ 、 $L$  の自己インダクタンスを  $2 \text{ [mH]}$  とする。

- 1  $0.5 \text{ [}\mu\text{s]}$
- 2  $2 \text{ [}\mu\text{s]}$
- 3  $1 \text{ [ms]}$
- 4  $0.5 \text{ [s]}$
- 5  $2 \text{ [s]}$



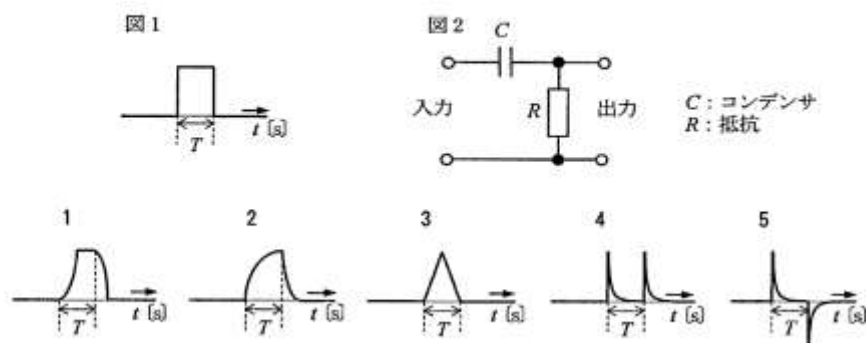
題与の回路における時定数  $\tau$  は、 $\tau = \frac{L}{R} \text{ [sec]}$  により求める。

ここに、 $L$  を自己インダクタンス[H]、 $R$  を抵抗[ $\Omega$ ]、 $\tau$ [sec] を時定数とする。

題与の諸元を上式に代入すれば、 $\tau = \frac{2 \times 10^{-3}}{1 \times 10^3} = 2 \times 10^{-6} = 2 \text{ [}\mu\text{s]}$

答: 2

A - 8 図 1 に示すパルス幅  $T$  [s] の方形波電圧を、図 2 に示す微分回路の入力に加えたとき、出力に現れる電圧波形として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $t$  は時間を示し、回路の時定数  $CR$  は  $T$  より十分小さいものとする。



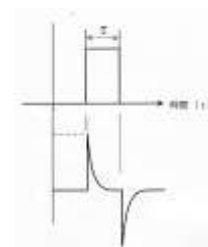
答：5

〔解説〕

題与図 2 は、微分回路。

題与の図における  $C$  の時定数  $\tau$  は、 $\tau = CR$

$CR$  回路の時定数がパルス幅  $\tau$  よりも小さいとき  $R$  を流れる電流により瞬時に充電され、右図の通り電圧が瞬時にピークに達する。 $C$  への充電が終了後  $C$  に蓄えられた電荷は直ちに  $R$  を通して放電されるから右図の通り電圧は急降下して零 (0) 電圧になる。



三角波は、半周期ごとに部分計数（傾斜）が反転するから、半周期ごとに極性が反転した矩形波になる。過渡現象を表す式は、 $C$  の  $t$  [sec] 後の電圧  $v$  [V] を数式で表せば、 $v = E(1 - e^{-\frac{1}{CR}t})$ 、

またこのとき電流  $i$  [A] は、 $i = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{CR}}$  [A] である。

A-9 次の記述は、図1に示す回路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) 図1に示す回路の入力端子に、図2(a)に示す幅  $T$  の矩形波電圧を加えたとき、出力端子に現れる電圧波形は、同図 **A** である。ただし、 $t$  は時間を示し、回路の時定数は  $T$  より小さいものとする。

(2) 図1の回路と等価な回路を抵抗とコイル  $L$  を用いて表せば、**B** の回路となる。

(3) 図1の回路は、時定数が  $T$  より十分大きいとき、**C** 回路とも呼ばれる。

	A	B	C
1	(c)	図3	微分
2	(c)	図4	積分
3	(b)	図4	積分
4	(b)	図3	積分
5	(b)	図4	微分

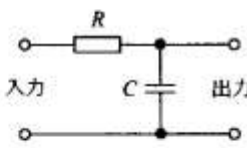


図1

—: 抵抗  
—||—: コンデンサ  
—: コイル

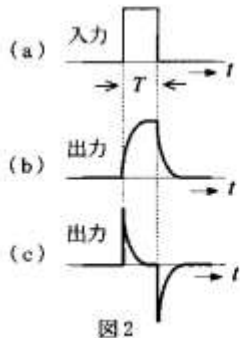


図2

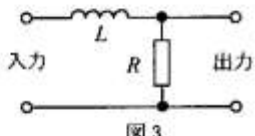


図3

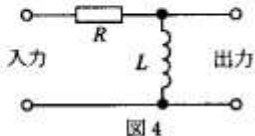


図4

答：4

〔解説〕

題与図1は、積分回路。

積分回路とは、入力信号の電圧波形を時間積分した波形を出力する回路。検波回路、ディレイ回路、ローパスフィルター、ノイズ除去回路に使用される。

上表 RL 回路にあっても微分回路の場合のように  $L$  における過渡現象が使われる。

過渡現象を表す式は、 $v = V(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$        $i = \frac{V}{R}(1 - e^{-\frac{R}{L}t})$       ここに  $V$  : 印加電圧

答：5

A-9 次の記述は、図1に示す回路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1に示す回路は **A** 回路とも呼ばれ、入力端子に図2の(a)に示す幅  $T$  の方形波電圧を加えたとき、出力端子に現れる電圧波形は図2の **B** である。この回路と同様の出力波形が得られるのは、図3の **C** の回路である。ただし、 $t$  は時間を示し、各回路の時定数は  $T$  より十分小さいものとする。

	A	B	C
1	微分	(c)	(d)
2	微分	(b)	(d)
3	積分	(b)	(e)
4	積分	(c)	(e)
5	積分	(c)	(d)

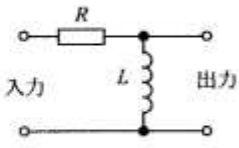


図1

R: 抵抗  
L: コイル  
C: コンデンサ

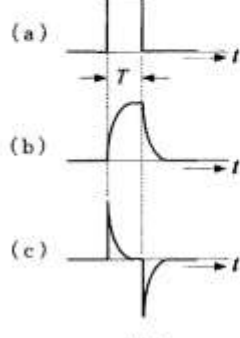


図2

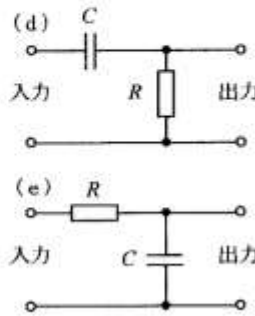


図3



令和5年8月期（HZ508 A-9）

A-9 次の記述は、図1に示す回路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1に示す回路は□A回路とも呼ばれ、入力端子に図2の(a)に示す幅 $T$ の方形波電圧を加えたとき、出力端子に現れる電圧波形は図2の□Bである。この回路と同様の出力波形が得られるのは、図2の□Cの回路である。ただし、 $t$ は時間を示し、各回路の時定数は $T$ より大きいものとする。

- | A    | B | C |
|------|---|---|
| 1 微分 | ② | ③ |
| 2 微分 | ① | ③ |
| 3 微分 | ② | ④ |
| 4 積分 | ① | ④ |
| 5 積分 | ② | ④ |

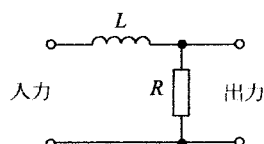


図1

R：抵抗  
L：コイル  
C：コンデンサ

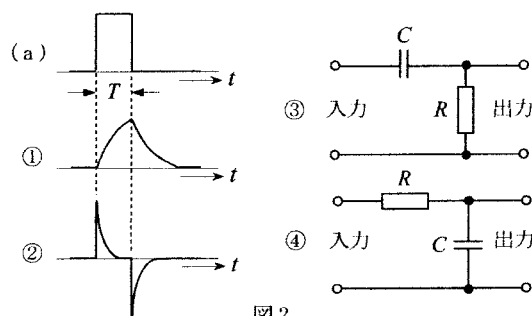


図2

答：4

〔解説〕

矩形波の波形変換回路と入出力波形

入力波形	微分回路	積分回路	出力波形

A - 25 電波障害対策として、高調波発射を防止するため送信側に用いるフィルタについての記述として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 フィルタの減衰量は、基本波に対しては十分大きく、高調波に対してはなるべく小さなものとする。
- 2 送信機で発生する第 2 又は第 3 高調波等の特定の高調波の発射を防止するためのフィルタには、高域フィルタ (HPF) を用いる。
- 3 低域フィルタ (LPF) を用いるときは、その遮断周波数を基本波の周波数より高く、高調波より低くする。
- 4 高調波トラップを用いるときは、その中心周波数を基本波の周波数に正しく同調させる。

答：3

A - 5 次の記述は、図 1 に示すフィルタ回路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。なお、二つのコンデンサの静電容量 [F] は同一とする。

- (1) 図 1 の回路の減衰(通過)特性は □ A □ であり、遮断周波数  $f_c$  は通過域に比べて電圧の減衰量が □ B □ 倍となる周波数である。
- (2) 図 1 の回路のインダクタンスの定数を  $L$  [H]、各静電容量の定数を  $C/2$  [F] とすれば、遮断周波数  $f_c$  は □ C □ [Hz] で表される。

	A	B	C
1	図 3	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$
2	図 3	2	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
3	図 2	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
4	図 2	2	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
5	図 2	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$

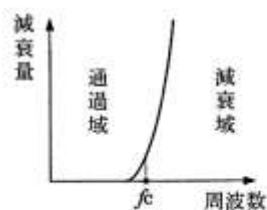
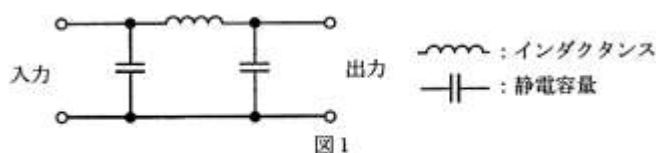


図 2

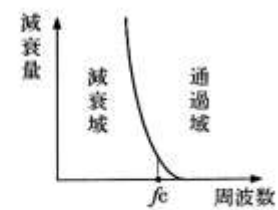


図 3

答：5

〔解説〕

題与図 1 は、 $\pi$  型低域フィルタ (LPF : Low Pass Filer) である。

$$(1) \text{ 入力側のコンデンサーでは、リアクタンス } X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow I = \frac{V}{X_C} = 2\pi f C V$$

$\Rightarrow$  周波数が高くなるほどこのコンデンサーを通してアース側に電流をよく通す

$\Rightarrow L$  には低域周波数の電流が流れる。

$$\text{リアクタンス } X_L = \omega L = 2\pi f L \Rightarrow I = \frac{V}{X_L} = \frac{V}{2\pi f L} \Rightarrow \text{周波数が高くなるほど } I \text{ は小さくなる}$$

$\Rightarrow L$  では低域周波数がよく流れる。

以上から題与のフィルタは低域フィルタ(図 2) である。

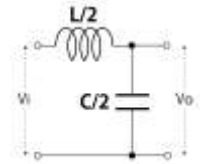
フィルタ回路では、通過領域の信号強度の  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 3[\text{dB}]$  になったところを遮断周波数  $f_c$  とし

ている。換言すれば、題与図 2 のグラフにおいて通過帯域電圧の  $\sqrt{2}$  倍となる周波数。

(2) 題与図の基本回路は右図であり、各素子  $L$   $C$  はそれぞれ  $\frac{L}{2}$  と  $\frac{C}{2}$

からなっている。従って、この時の遮断周波数  $f_c$  は、 $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L}{2} \times \frac{C}{2}}} = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$

実際の回路では、



令和 3 年 12 月期 (HZ312 A-3)

A-3 次の記述は、図 1 に示すフィルタ回路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。なお、二つのコンデンサの静電容量 [F] の値は同一とする。

- (1) 図 1 の回路の減衰(通過)特性は □ A □ であり、一般に遮断周波数  $f_c$  は通過域に比べて電圧の減衰量が □ B □ 倍となる周波数である。
- (2) 図 1 の回路のインダクタンスの定数を  $L$  [H]、各静電容量の定数を  $2C$  [F] とすれば、遮断周波数  $f_c$  は □ C □ [Hz] で表される。

A	B	C
1 図2	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$
2 図2	2	$\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$
3 図3	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$
4 図3	2	$\frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$
5 図3	$\sqrt{2}$	$\frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}$

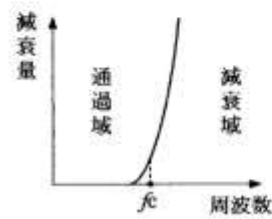


図 2

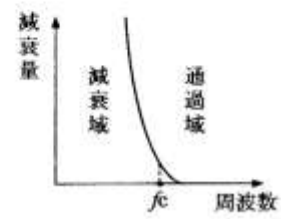


図 3

答 : 5

〔解説〕

題与図 1 は、T 型高域フィルタ (HPF : High Pass Filter) で、ある周波数以上の高い周波数を通過させ、それよりも低い周波数の信号を減衰させる。

$$(1) \cdot \text{入力側のコンデンサでは、リアクタンス } X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow I = \frac{V}{X_C} = \frac{V}{\frac{1}{2\pi f C}} = 2\pi f C V$$

⇒ 周波数が高くなるほど電流をよく通す。

$$\cdot \text{ラインからアースに接続されているコイルのリアクタンス } X_L = \omega L = 2\pi f L \Rightarrow I = \frac{V}{2\pi f L}$$

⇒ 周波数が高くなるほど電流が流れなくなる。

フィルタ回路では、通過領域の信号強度の  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 3[\text{dB}]$  になったところを遮断周波数  $f_c$  と

している。題与図 3 のグラフにおいて通過帯域電圧の  $\sqrt{2}$  倍となる周波数。

(1) 題与フィルターの基礎回路の各素子は、それぞれ 2C と 2L から

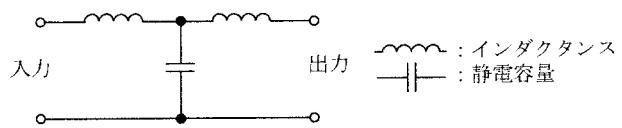
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L \times 2C}} = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \text{ で表される。}$$

令和 5 年 4 月期 (HZ504 A-5)

A - 5 次の記述は、図に示すフィルタ回路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) 図のフィルタは □ A □ であり、遮断周波数  $f_c$  は通過域に比べて出力電力が □ B □ [dB] 減衰した周波数である。  
 (2) 図の回路の各インダクタンスを  $\frac{L}{2}$  [H]、 $f_c$  を  $\frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$  [Hz] とすれば、静電容量は □ C □ [F] で表される。

A	B	C
1 低域フィルタ (LPF)	3	C
2 低域フィルタ (LPP)	6	C
3 低域フィルタ (LPI)	3	2C
4 高域フィルタ (HPF)	6	2C
5 高域フィルタ (HPP)	3	2C



答：1

〔解説〕

A：T 形低域フィルター (LFP：Low Pass Filer)

・最初のインダクタンス  $X_L$  では、 $X_L = \omega L = 2\pi f_c L$       $I = \frac{V}{\omega L} = \frac{V}{2\pi f_c L}$

⇒ 周波数  $f_c$  が高くなるほどインダクタンス  $X_L$  を通過する電流が減少する

・二つの  $X_L$  の間にある  $X_C$  では、 $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f_c C}$       $I = \frac{V}{X_C} = \frac{V}{\frac{1}{2\pi f_c C}} = 2\pi f_c C V$

⇒ 周波数  $f_c$  が高くなるほど  $X_C$  を通過する電流が増加する

- ・結論：最初の  $X_L$  では、周波数が高くなるほど  $X_L$  を流れる電流が減少し（低い周波数の電流が流れ）、 $X_L$  で取り残した高周波電流は、 $X_C$  を通してアースに流れる。更に次の  $X_L$  でさらに高周波の流れを阻止し、低域フィルターの役目を果たす。

B：出力電力は入力電力に比べ  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (−3dB) になる。即ち、遮断周波数  $f_c$  は、通過域に比べ出力電力が 3dB 減衰した周波数となる。

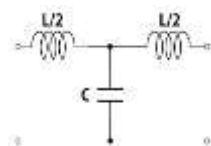
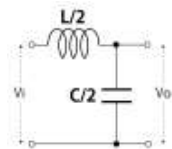
C：題与回路の（電圧）出力／入力比が  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  となる周波数を遮断周波数という。

T 形フィルターの基本形は、右図の通り。

共振周波数を求める式に回路素子を  $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  に代入すれば、

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L}{2} \times \frac{C}{2}}} \Rightarrow f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$$

題与図では、 $f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{(\frac{L}{2} + \frac{L}{2}) \times C'}} = \frac{1}{\pi\sqrt{\frac{2L}{2} \times C'}} \Rightarrow C' = C$



この基本形は、右図に等価になる。

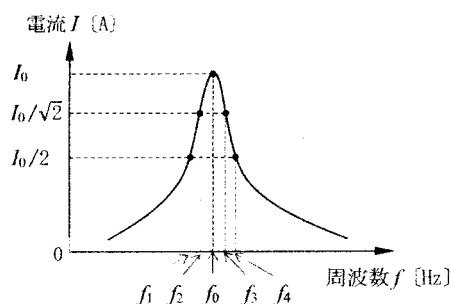
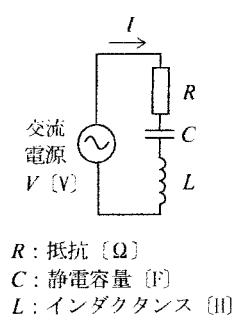


令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-3)

A - 3 次の記述は、図に示す直列共振回路の周波数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、共振周波数を  $f_0$  [Hz] とし、そのとき回路に流れる電流  $I$  を  $I_0$  [A] とする。また、 $I$  が  $I_0/2$  となる周波数を  $f_1$  及び  $f_4$  [Hz] ( $f_1 < f_4$ )、 $I_0/\sqrt{2}$  となる周波数を  $f_2$  及び  $f_3$  [Hz] ( $f_2 < f_3$ ) とする。

- (1) 共振周波数  $f_0$  は □ A □ で表され、そのときの  $I_0$  は □ B □ となる。  
 (2) 回路の尖鋭度  $Q$  は、 $Q =$  □ C □ で表される。

	A	B	C
1	$\frac{\sqrt{LC}}{2\pi}$	$\frac{V}{R}$	$\frac{f_0}{f_4 - f_1}$
2	$\frac{\sqrt{LC}}{2\pi}$	$V\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{f_0}{f_3 - f_2}$
3	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{V}{R}$	$\frac{f_0}{f_3 - f_2}$
4	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$V\sqrt{\frac{C}{L}}$	$\frac{f_0}{f_4 - f_1}$
5	$\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$\frac{V}{R}$	$\frac{f_0}{f_4 - f_1}$



(1) 題与の回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$  で表され、共振時リアクタンス分

が 0 となるから題与の回路の共振周波数を  $f_0$  とすれば、 $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$

$$\Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \because \omega = 2\pi f_0$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \Rightarrow \text{共振時 } \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \text{ から } Z = \sqrt{R^2} = R \text{ から } I_0 = \frac{V}{Z} = \frac{V}{R}$$

(2) 共振周波数  $f_0$  から  $\Delta f$  だけずれ、信号エネルギーが  $f_0$  におけるエネルギーの 1/2 となる上限

周波数  $f_3$  および下限周波数  $f_2$  を想定 (題与図) したとき、先鋭度  $Q$  は、 $Q = \frac{f_0}{f_3 - f_2}$  で表される。

答 : 3

[参考]

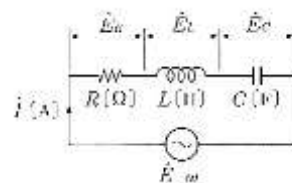
$R[\Omega]$ 、 $L[H]$ 、 $C[F]$  による直列接続回路 (右図) に、角周波数  $\omega[\text{rad/s}]$  の  $E[V]$  の交流電圧を加えたとき電流  $I[A]$  が流れ、次式の関係が成り立つ。

・抵抗  $R[\Omega]$  の両端電圧  $E_R[V]$  は、 $E_R = IR$

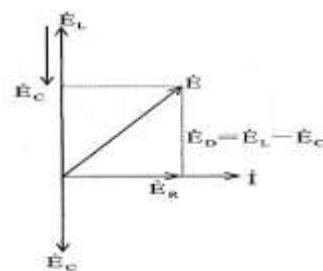
・インダクタンス  $L[H]$  のコイルの両端電圧  $E_L[V]$  は、

$$E_L = IX_L = I\omega L$$

・コンデンサ  $C[F]$  の両端電圧  $E_C[V]$  は、 $E_C = IX_C = \frac{I}{\omega C}$



RLC による直列接続回路であるから、RLC には同一の電流  $I$  が流れる。  
従って、電流  $I$  を基準軸（横軸）にして題与の各回路素子の電圧を  
ベクトル図に描けば右図の通りとなる。



$I$  に対し  $E_R$  は同位相、 $E_L$  は  $I$  より  $90^\circ$  進み、また  $E_C$  は  $I$  より  
 $90^\circ$  遅れる。上ベクトル図は、 $E_L > E_C$  の場合を示す。

$E_D = E_L - E_C$  ( $E_L < E_C$  の場合は、 $E_D = E_C - E_L$  となる)。

$$\text{ピタゴラスの定理により、} E^2 = E_R^2 + E_D^2 = E_R^2 + (E_L - E_C)^2 \Rightarrow E = \sqrt{E_R^2 + (E_L - E_C)^2}$$

この式に  $E_R = IR$ 、 $E_L = I\omega L$ 、 $E_C = I/\omega C$  を代入すれば、

$$E = \sqrt{(IR)^2 + (I\omega L - \frac{I}{\omega C})^2} = I \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \Rightarrow \frac{E}{I} = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

$$\frac{E}{I} = Z \text{ とおけば、} Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2} \quad \text{これが回路のインピーダンスとなる。}$$

$E_L < E_C$  のとき、 $E_D = E_C - E_L$  により、同様の進め方をして、

$$E = I \sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C} - \omega L)^2} \Rightarrow \frac{E}{I} = \sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C} - \omega L)^2} \Rightarrow Z = \sqrt{R^2 + (\frac{1}{\omega C} - \omega L)^2}$$

ここに得られた式から、 $E_L > E_C$  であっても  $E_L < E_C$  であっても共振時は、リアクタンス分 = 0 であるから  $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C}$  であり、 $Z = \sqrt{R^2} = R$  となる。

$$\text{さらに、} \omega L = \frac{1}{\omega C} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \Leftarrow \Leftarrow \text{回路の共振周波数}$$

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-15)

A - 15 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機の中間周波増幅器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) 中間周波増幅器の同調回路の帯域幅は、同調回路の尖鋭度  $Q$  が一定のとき、中間周波数を □ A □ 選ぶほど広がる。
- (2) 中間周波増幅器の同調回路の尖鋭度を  $Q$ 、帯域幅を  $B$  [Hz]、中間周波数を  $f_0$  [Hz] とすると □ B □ の関係がある。
- (3) 近接周波数選択度は、同調回路の尖鋭度  $Q$  が一定のとき、中間周波数を □ C □ 選ぶほど向上させることができる。

A	B	C
1 高く	$Q = f_0 / B$	高く
2 高く	$Q = B / f_0$	低く
3 高く	$Q = f_0 / B$	低く
4 低く	$Q = B / f_0$	高く
5 低く	$Q = f_0 / B$	高く

答：3

〔解説〕

中間周波増幅器の周波数特性の例を次図に示す。

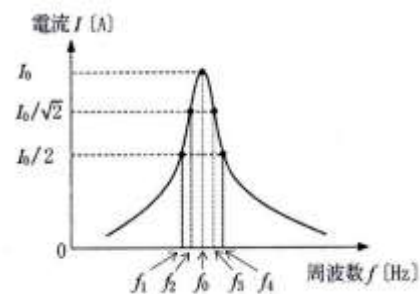
右図において  $f_0$  を中間周波数（共振周波数）、 $f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{2}}$   $f_3 = \frac{f_0}{\sqrt{2}}$

帯域幅  $B = f_3 - f_2$  とする（右図）。

$f_0$  を低く選ぶほど  $B$  に含まれる周波数幅＝帯域幅が狭くなる。

中間周波増幅器の  $Q$  は、 $Q = \frac{f_0}{f_3 - f_2}$  に  $B = f_3 - f_2$  を代入すれば

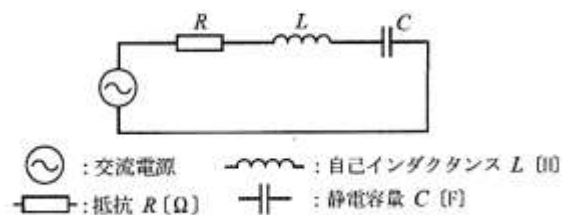
$$Q = \frac{f_0}{B}$$



平成 29 年 8 月度 (HZ908 A-5)

A - 5 図に示す RLC 直列回路の尖鋭度 ( $Q$ ) の値を求める式として、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、共振角周波数を  $\omega_0$  [rad/s] とする。

- 1  $\frac{\omega_0 L}{R}$     2  $\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$     3  $\frac{1}{\omega_0 C R}$     4  $\omega_0 C R$



答：4

〔解説〕

RLC 直列接続回路の性能は、尖鋭度 ( $Q$ ) の大きさを表すことができる。

$Q$  の値が大きいほど回路の共振曲線が鋭くなり、周波数の選択性が鋭くなる（右図）。

尖鋭度  $Q$  は、題与図の交流電源電圧を  $V$  [V] とし、 $L$  に掛る電圧を  $V_L$  [V]、 $C$  に掛る電圧を  $V_C$  [V] とすれば、 $V_L = QV$ 、 $V_C = QV$  の関係にある。

1) 選択肢 1 について、

$$V_L = QV \text{ のとき、} Q = \frac{V_L}{V} \quad V_L = IX_L = I\omega_0 L$$

また、共振時  $R$  [Ω] を通り回路に流れる電流を  $I$  [A] とすれば、 $V = IR$

( $\because$  共振時、回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = R$ )

$$\text{これらを } Q = \frac{V_L}{V} \text{ に代入すれば、} \quad Q = \frac{V_L}{V} = \frac{I\omega_0 L}{IR} = \frac{\omega_0 L}{R}$$

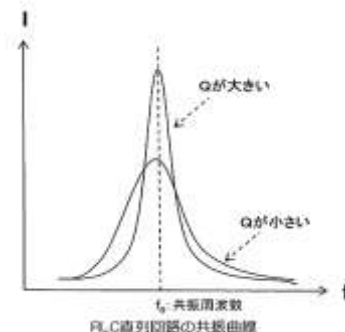
2) 選択肢 3 について、

$$V_C = QV \text{ のとき、} Q = \frac{V_C}{V} \quad V_C = IX_C = \frac{I}{\omega_0 C} \quad \text{また上述の通り、} V = IR$$

$$\text{これらを } Q = \frac{V_C}{V} \text{ に代入すれば、} \quad Q = \frac{V_C}{V} = \frac{I}{\omega_0 C} \times \frac{1}{IR} = \frac{1}{\omega_0 C R}$$

3) 選択肢 2 について、

$$\text{上に求めた } Q = \frac{\omega_0 L}{R} \text{ 及び } Q = \frac{1}{\omega_0 C R} \text{ から、} Q^2 = \frac{\omega_0 L}{R} \times \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{L}{C R^2} \Rightarrow Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

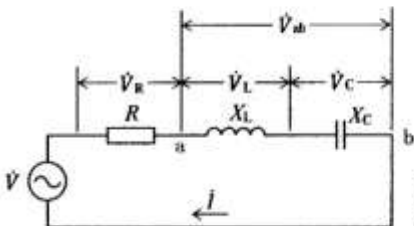


4) 選択肢4の  $\omega_0 CR$  は、いか様にしても求めることが出来ない。

令和3年12月期 (HZ312 A-5)

**A-5** 次の記述は、図に示す抵抗  $R$  [ $\Omega$ ]、誘導リアクタンス  $X_L$  [ $\Omega$ ] 及び容量リアクタンス  $X_C$  [ $\Omega$ ] で構成された直列回路の特性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、回路は共振しているものとする。

- 1 直列共振回路のインピーダンスは、最小になる。
- 2  $\dot{V}$  と  $I$  の位相差は、0 [rad] である。
- 3  $\dot{V}_R$  と  $\dot{V}_C$  の位相差は、 $\pi/2$  [rad] である。
- 4  $\dot{V}_L$  の大きさは、 $\dot{V}$  の大きさの  $R/X_L$  倍である。
- 5  $\dot{V}_{ab}$  は、0 [V] である。



$\dot{V}$  : 交流電圧 [V]  
 $I$  : 回路に流れる電流 [A]

答：4

〔解説〕

1. インピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$  共振時  $(\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 = 0$  となるから  
 $Z = R$  によりインピーダンスは最小になる・・・○

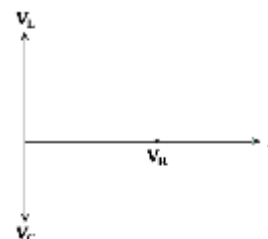
2. 各素子の電圧は、 $V_R = IR$      $V_L = \omega LI$      $V_C = \frac{I}{\omega C}$

共振時  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$  であるから  $V_L = V_C$  であり、次ベクトル図から  $V$  と  $I$  は同位相  
(0 [rad]) となる・・・○

3. 右ベクトル図から、 $V_R$  と  $V_C$  は、90度 ( $\pi/2$  [rad]) の位相差がある。

4.  $V_L = IX_L = \frac{X_L}{R} V$      $\therefore I = \frac{V}{R}$     .....×

5. 上記2. 及び3. から  $V_L = V_C$  であるから  $V_{ab} = 0$  [V]    .....○



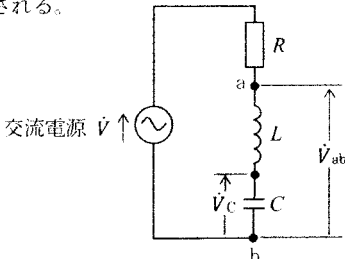


A - 5 次の記述は、図に示す抵抗  $R$  [Ω]、コイル  $L$  [H] 及び静電容量  $C$  [F] の直列回路について述べたものである。□ 内に  
入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、回路は理想的な共振状態にあるものとする。

(1) 回路の点  $ab$  間の電圧  $\dot{V}_{ab}$  は、□ A □ [V] である。

(2)  $C$  の両端の電圧  $\dot{V}_C$  [V] の大きさは、 $C$  のリアクタンスを  $X_C$  [Ω] とすれば、  
 $\dot{V}$  の大きさの □ B □ 倍である。

(3) 回路の尖鋭度  $Q$  は、□ C □ で表される。



	A	B	C
1	0	$\frac{X_C}{R}$	$R\sqrt{\frac{L}{C}}$
2	0	$\frac{X_C}{R}$	$\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$
3	0	$\frac{1}{R X_C}$	$R\sqrt{\frac{L}{C}}$
4	$\dot{V}$	$\frac{1}{R X_C}$	$\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$
5	$\dot{V}$	$\frac{1}{R X_C}$	$R\sqrt{\frac{L}{C}}$

(1) 回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$

回路の共振時  $X_L - X_C = 0$  であるからこの部分の電圧降下は無く  $V_{ab} = 0[V]$

(2) 回路に流れる電流を  $I$  とする。 $\dot{V} = IR \Rightarrow I = \frac{V}{R}$        $\dot{V}_C = IX_C$       ここに左の  $I$  を代入すれ

ば、 $V_C = \frac{V}{R} X_C \Rightarrow \dot{V}_C = \frac{X_C}{R} \times V$       B は、 $\frac{X_C}{R}$

(3)  $V_L = QV \Rightarrow Q = \frac{V_L}{V} = \frac{I\omega L}{IR} = \frac{\omega L}{R}$  また、 $V_C = QV \Rightarrow Q = \frac{V_C}{V} = \frac{I}{\omega C} \times \frac{1}{IR} = \frac{1}{\omega CR}$

$Q^2 = \frac{\omega L}{R} \times \frac{1}{\omega CR} = \frac{L}{CR^2} \Rightarrow Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \dots C$  は、 $\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$

答：2

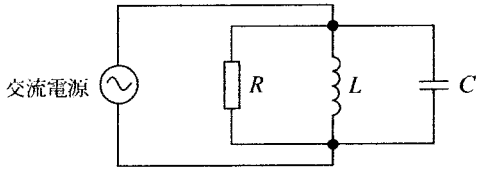
A - 5 図に示す RLC 並列回路の尖鋭度  $Q$  の値を求める式として、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、共振角周波数を  $\omega_0$  [rad/s] とする。

1  $R\sqrt{C/L}$

2  $R/(\omega_0 L)$

3  $\omega_0 LR$

4  $\omega_0 CR$



$R$ : 抵抗 [Ω]

$L$ : コイル [H]

$C$ : コンデンサ [F]

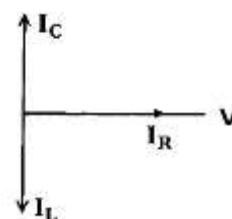
RLC 並列接続回路では、各回路素子に同じ電圧  $V$  が加わり、題与の  $R$  には電流  $I_R$ 、 $L$  には電流  $I_L$ 、 $C$  には電流  $I_C$  が流れる。これをベクトル図で表せば、右図の通りとなる。

回路に流れる電流  $I$  は、 $I^2 = (I_R)^2 + (I_D)^2 = I_R^2 + (I_C - I_L)^2$

$\Rightarrow I = \sqrt{I_R^2 + (I_L - I_C)^2}$  (ピタゴラスの定理)

$I_L$  と  $I_C$  および尖鋭度  $Q$  との間には、 $I_L = QI$  および  $I_C = QI$  の関係にある。

回路が共振時、 $L$  と  $C$  のリアクタンス分が零 (0) になるから、



$$I_L - I_C = 0 \Rightarrow I = \frac{V}{R} \quad \text{また} \quad I_L = \frac{V}{X_L} = \frac{V}{\omega_0 L} \quad I_C = \frac{V}{X_C} = \omega_0 C V$$

これらを  $I_L = QI$  および  $I_C = QI$  に代入すれば尖鋭度  $Q$  は、

$$\bullet Q = \frac{I_L}{I} = \frac{V}{X_L} \times \frac{R}{V} = \frac{R}{X_L} = \frac{R}{\omega_0 L} \quad \dots 2$$

$$\bullet Q = \frac{I_C}{I} = \frac{V}{X_C} \times \frac{R}{V} = \frac{R}{X_C} = \frac{R}{\frac{1}{\omega_0 C}} = \omega_0 C R \quad \dots 4$$

$$\bullet Q^2 = \frac{R}{\omega_0 L} \times \omega_0 C R = \frac{C R^2}{L} \Rightarrow Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \dots 1$$

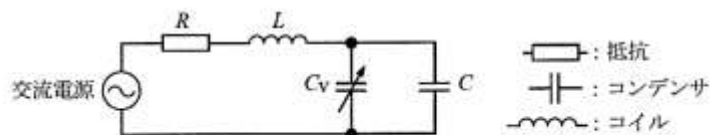
選択肢 3 は、如何なる式の変形を行なっても得られない。

答 3

平成 29 年 4 月期 (HZ904 A-4)

A-4 図に示す  $RLC$  直列回路において、回路を 7.1 [MHz] の周波数に共振させたときの、可変コンデンサ  $C_V$  の静電容量及び回路の尖鋭度 ( $Q$ ) の最も近い値の組合せを下の番号から選べ。ただし、抵抗  $R$  は 4 [ $\Omega$ ]、コイル  $L$  の自己インダクタンスは 1 [ $\mu\text{H}$ ]、コンデンサ  $C$  の静電容量は 200 [pF] とする。また、 $7.1^2 \approx 50$ 、 $\pi^2 \approx 10$  とする。

	$C_V$	$Q$
1	200 [pF]	11
2	300 [pF]	11
3	300 [pF]	22
4	600 [pF]	22
5	600 [pF]	33



1)  $C_V$  の静電容量を求める；

題与の回路の共振周波数を  $f$  とすれば、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$  ここに、 $C_0 = C_V + C$

従って、 $f^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC_0} \Rightarrow C_0 = \frac{1}{4\pi^2 L f^2}$  ここに題与の諸元： $f = 7.1 [\text{MHz}]$ 、 $L = 1 [\mu\text{H}]$  を代入すれば、

$$C_0 = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times (7.1 \times 10^6)^2 \times 1 \times 10^{-6}} \Rightarrow C_0 = \frac{1}{4 \times 10 \times 50 \times 10^6} = \frac{1}{2000} \times 10^{-6} \quad \because \text{題与により } 7.1^2 \approx 50, \pi^2 \approx 10$$

$$C_0 = 0.0005 \times 10^{-6} = 500 \times 10^{-12} = 500 [\text{pF}]$$

$$C_0 = C_V + C \Rightarrow C_V = C_0 - C \quad \text{題与の } C = 200 [\text{pF}] \text{ から } C_V = C_0 - C = 500 - 200 = 300 [\text{pF}]$$

$$C_V = 300 [\text{pF}]$$

2) 共振回路の尖鋭度  $Q$  を求める；

題与の図の交流電源電圧を  $V [\text{V}]$  とし、 $L$  に掛る電圧を  $V_L [\text{V}]$ 、 $C$  に掛る電圧を  $V_C [\text{V}]$  とすれば、尖鋭度  $Q$  は、 $V_L = QV$ 、 $V_C = QV$  の関係にある。

$$V_L = QV \text{ のとき } Q = \frac{V_L}{V}$$

$V_L = IX_L = I\omega L$ 、回路が共振しているときのインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2} = R$  から回路に流れる電流を  $I$  とすれば、 $V = IR$

これらを  $Q = \frac{V_L}{V}$  に代入すれば、 $Q = \frac{I\omega L}{IR} = \frac{\omega L}{R}$  この式に題与の諸元を代入すれば、

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{2 \times 3.14 \times 7.1 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-6}}{4} = 11.1 \approx 11$$

答: 2

〔補足説明〕

上述は、 $L$  から  $Q$  を求めたが、以下の通り  $C$  から求めても良い。

$$V_C = QV \text{ のとき } Q = \frac{V_C}{V} \quad V_C = IX_C = I \frac{1}{\omega C} \quad \text{、} \quad \text{上述により } Z = \sqrt{R^2} = R \text{ から } V = IR$$

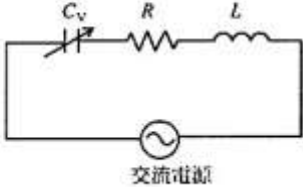
これらを  $Q = \frac{V_C}{V}$  に代入すれば、 $Q = \frac{1}{\omega C} \times \frac{1}{IR} = \frac{1}{\omega CR}$       この式に題与の諸元を代入して、

$$Q = \frac{1}{\omega CR} = \frac{1}{2\pi f CR} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 7.1 \times 10^6 \times 500 \times 10^{-12} \times 4} = 0.0000112 \times 10^6 = 11.2 \approx 11$$

平成 20 年 12 月期 (HZ012 A-3)

**A-3** 図に示す直列共振回路において、可変コンデンサ  $C_V$  が 900 [pF] のとき 2,345 [kHz] に共振している。共振周波数を 7,035 [kHz] にするための  $C_V$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、抵抗  $R$  [Ω] 及び自己インダクタンス  $L$  [H] の値は一定とする。

1	54 [pF]
2	81 [pF]
3	100 [pF]
4	125 [pF]
5	160 [pF]



題与の回路における共振周波数  $f$  は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_V}}$  で求めることが出来る。

共振周波数 2,345[kHz] と 7,035[kHz] には、 $\frac{7035}{2345} = 3$  の関係にある。

従って、 $C_V = 900$  [pF] のときの周波数 2,345[kHz] を  $f$  とすれば、7,035[kHz] では  $3f$  で表すことが出来る。

7,035[kHz] のときの  $C$  を  $C'_V$  とすれば、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_V L}}$  を  $3f = \frac{1}{2\pi\sqrt{C'_V L}}$  に代入すれば、

$$3 \times \frac{1}{2\pi\sqrt{C_V L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C'_V L}} \Rightarrow \frac{3}{\sqrt{C_V}} = \frac{1}{\sqrt{C'_V}} \Rightarrow 9C'_V = 900 \Rightarrow C'_V = 100 \text{ [pF]}$$

答: 3

〔別解－1〕

題意を整理すれば、共振周波数の式のうち周波数を替えても変化しない素子は、 $L$  のみ。このことから  $L$  を中心に題意に基づき周波数式を扱えば、以下の通りとなる。

(二つの周波数が整数倍にならないとき、以下が本来の問題の解き方)

$f = 2,345$  [KHz] のときの静電容量を  $C_V$ 、 $f' = 7,035$  [KHz] のときの静電容量を  $C'_V$  とすれば、

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_V}} \Rightarrow 2\pi f \sqrt{LC_V} = 1 \Rightarrow 4\pi^2 f^2 LC_V = 1$$

$$f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'_V}} \text{ を同様に変形すれば、 } 4\pi^2 f'^2 LC'_V = 1$$

$$\therefore 4\pi^2 f^2 LC_V = 4\pi^2 f'^2 LC'_V \Rightarrow f^2 C_V = f'^2 C'_V \Rightarrow \frac{C'_V}{C_V} = \frac{f^2}{f'^2} = \left(\frac{f}{f'}\right)^2$$

この式に題与の諸元  $f = 2,345$ 、 $f' = 7,035$ 、 $C_V = 900$  を代入すれば、

$$\frac{C'_V}{C_V} = \left(\frac{f}{f'}\right)^2 \Rightarrow \frac{C'_V}{900} = \left(\frac{2,345}{7,035}\right)^2 = \left(\frac{1}{3}\right)^2 \Rightarrow \frac{C'_V}{900} = \frac{1}{9} \Rightarrow 9C'_V = 900 \Rightarrow C'_V = 100[\text{pF}]$$

[別解－ 2 ]

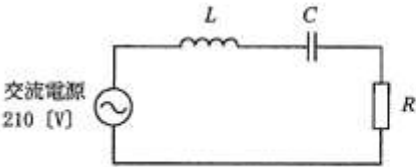
$$2345 = \frac{1}{2\pi\sqrt{900L}} \quad 7035 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow 2345 \times 2\pi\sqrt{900L} = 7035 \times 2\pi\sqrt{LC} \Rightarrow \sqrt{900} = 3\sqrt{C}$$

$$\Rightarrow 900 = 9C \Rightarrow C = 100[\text{pF}]$$

令和元年 8 月期 (HZ108 A-5)

A - 5 図に示す RLC 直列回路において、抵抗  $R$  で消費される電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、抵抗  $R$  の値は  $30 [\Omega]$ 、コイル  $L$  のリアクタンス  $X_L$  は  $40 [\Omega]$ 、コンデンサ  $C$  のリアクタンス  $X_C$  は  $10 [\Omega]$  とする。

1 190 [W]  
2 375 [W]  
3 550 [W]  
4 735 [W]  
5 920 [W]



・ LCR 直列接続回路のインピーダンス  $Z$  を求める。

回路に流れる電流を  $I$ 、コイルにおける電圧を  $E_L$ 、 $C$  における電圧を  $E_C$ 、抵抗における電圧を  $E_R$  とする。

電流  $I$  と各素子における電圧をベクトル図に示せば右図の通りとなる。各素子における電圧は、

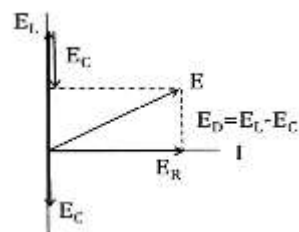
$$E_R = IR = 30I \quad E_C = IX_C = 10I \quad E_L = IX_L = 40I$$

$$E_D = E_L - E_C \Rightarrow E_D = 40I - 10I = 30I$$

ピタゴラスの定理により  $E^2 = E_R^2 + E_D^2$  ここに上記の諸元を代入すれば、

$$E^2 = (30I)^2 + (30I)^2 = I^2(30^2 + 30^2) = (30^2 \times 2)I^2$$

$$\Rightarrow \left(\frac{E}{I}\right)^2 = 30^2 \times 2 \Rightarrow Z = 30\sqrt{2} \quad \therefore \frac{E}{I} = Z$$



・ 回路に流れる電流  $I$  は、 $I = \frac{E}{Z} = \frac{210}{30\sqrt{2}} = \frac{7}{\sqrt{2}}$

・ 抵抗  $R$  で消費される電力  $P[\text{W}]$  は、 $P = I^2 R = \left(\frac{7}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 30 = \frac{49}{2} \times 30 = 735[\text{W}]$

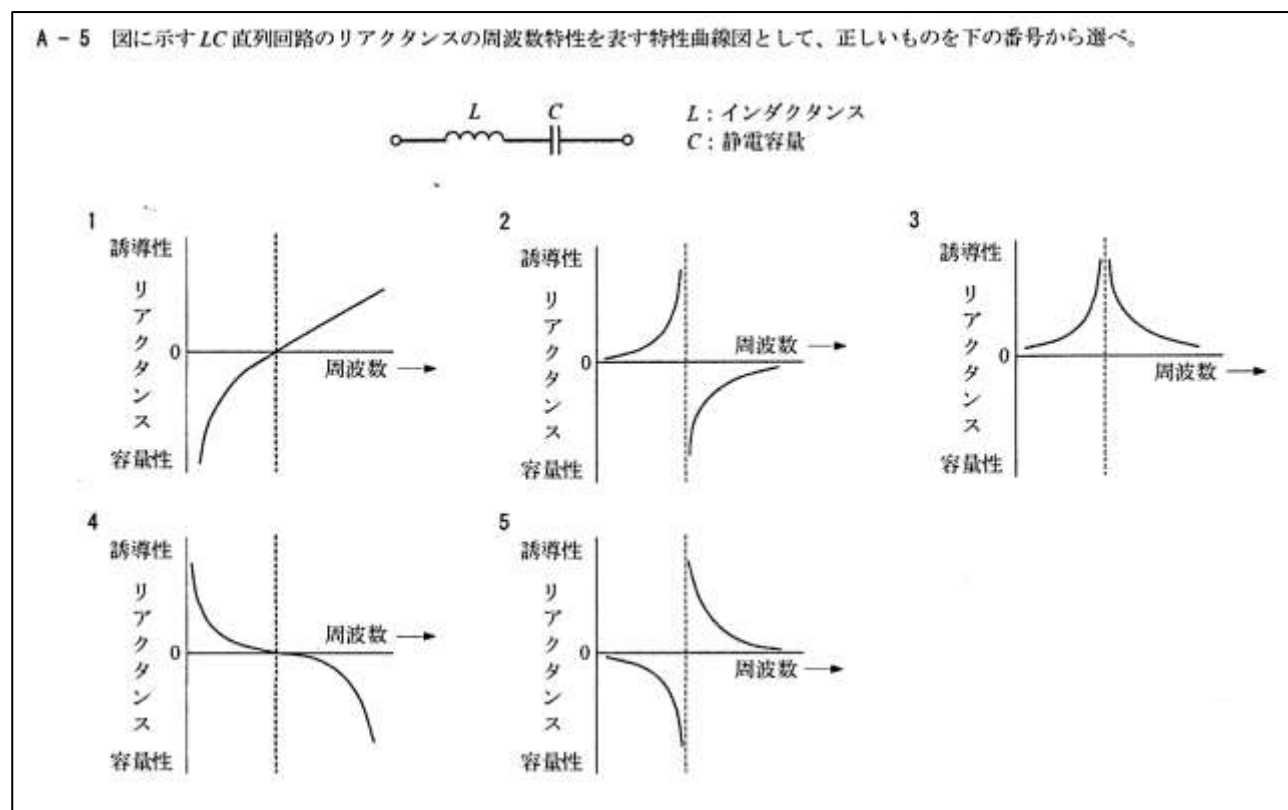
答： 4

[参考]

この問題では、回路が共振していると述べていないから共振時のインピーダンス  $Z = R$  としての計算

は成り立たない。

令和2年9月期 (HZ209 A-5)



答: 1

〔解説〕

正弦波交流電圧  $V[V]$  は、コイル  $L[H]$  の誘導性リアクタンス  $X_L[\Omega]$  とコンデンサ  $C[F]$  の容量性リアクタンス  $X_C[\Omega]$  により分圧される。回路に流れる電流  $I[A]$  は、 $X_L[\Omega]$  と  $X_C[\Omega]$  に共通に流れるから、電流  $I[A]$  を基準軸（横軸）において次の様にベクトル図を描く。

ベクトル図において、電圧  $V_D[V]$  は  $V_D = V_L - V_C$  であり ( $V_L > V_C$  のとき)、

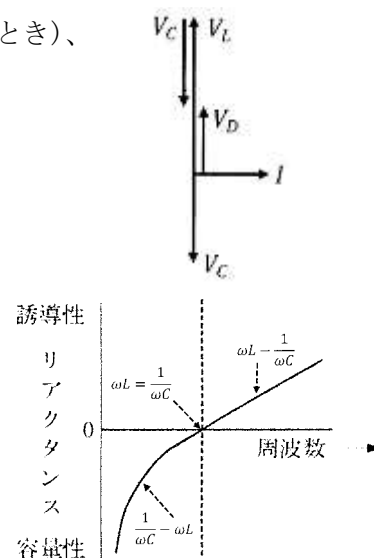
$$V_L = IX_L = I\omega L \quad V_C = IX_C = \frac{I}{\omega C} \quad \text{これらを } V_D = V_L - V_C \text{ に代入}$$

$$\text{すれば、} \quad V_D = I\omega L - \frac{I}{\omega C} = I(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

$$\frac{V_D}{I} = Z \text{ とおけば、} Z = \omega L - \frac{1}{\omega C} \text{ で、この回路のインピーダンスとなる。}$$

この回路が共振しているとき、誘導性リアクタンス  $X_L[\Omega]$  と容量性リアクタンス  $X_C[\Omega]$  は等しく ( $\omega L = \frac{1}{\omega C}$ ) になり、 $Z = 0$  となる。

上述は、 $V_L > V_C$  即ち  $X_L > X_C$  のときを例に説明したが、 $X_L < X_C$  のときは  $V_D = V_C - V_L$  により同じ様に理論を展開してゆけば良い。



この時の共振時のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \frac{1}{\omega C} - \omega L$  であり、 $X_L = X_C$  から  $Z = 0$  となる。

また、共振時  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$  から  $\omega^2 = \frac{1}{LC} \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$   $\omega = 2\pi f$  から  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  となり、

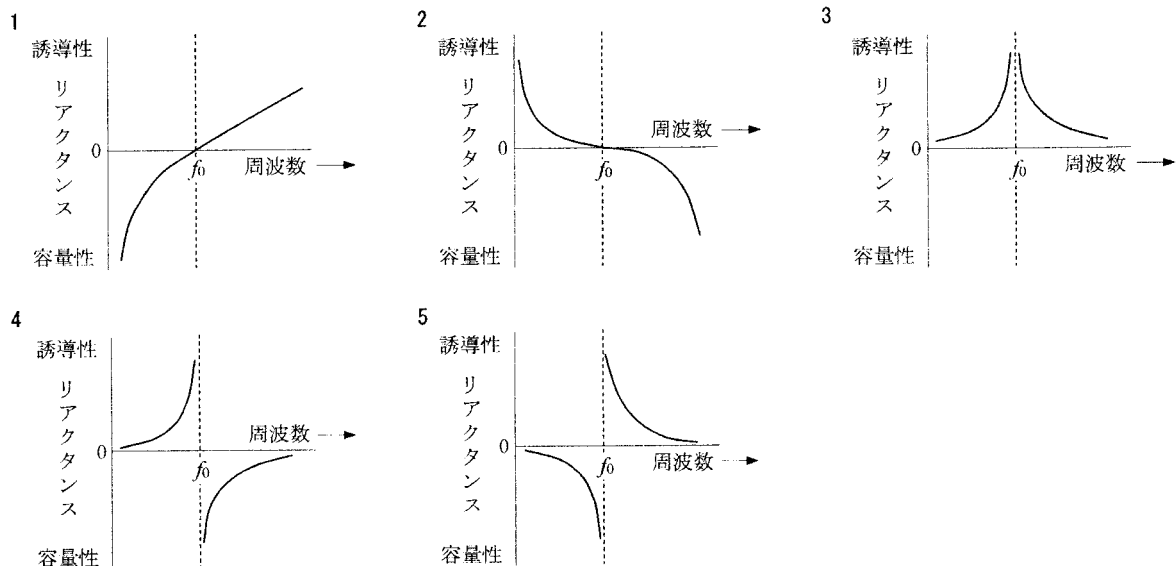
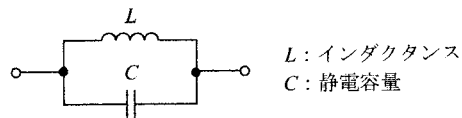
この回路の共振周波数となる。

リアクタンスの周波数特性が、横軸  $f$  に交わったところが共振点で  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$  であり、 $X_L > X_C$

即ち  $\omega L > \frac{1}{\omega C}$  のとき回路は誘導性となり、 $X_L < X_C$  即ち  $\omega L < \frac{1}{\omega C}$  のとき容量性となる。

令和 4 年 8 月期 (HZ408 A-5)

A - 5 図に示す LC 並列回路のリアクタンスの周波数特性曲線図として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $f_0$  は共振周波数とする。



答: 4

〔解説〕

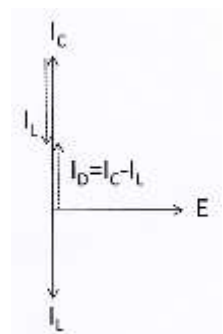
題与の回路は **LC** 並列回路であり、両素子に電圧  $E$  が掛かり、電流は右図の通り

$I_C$  は  $E$  よりも位相が  $90^\circ$  進み、また  $I_L$  は  $90^\circ$  遅れる。従って、電流  $I_D$  は、  
 $I_D = I_C - I_L$  または  $I_D = I_L - I_C$  となる。

$$I_C = \frac{E}{X_C} = \omega CE \quad I_L = \frac{E}{X_L} = \frac{E}{\omega L} \quad \text{を上式に代入すれば、} \quad I_D = \frac{E}{\omega L} - \omega CE$$

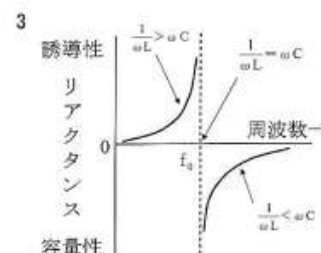
$$\text{LC 並列共振回路のインピーダンス } Z \text{ は、} Z = \frac{E}{I_D} = \frac{E}{\frac{E}{\omega L} - \omega CE} = \frac{1}{\frac{1}{\omega L} - \omega C}$$

回路が共振時インピーダンス  $Z$  におけるリアクタンスは零 (0) となるから、



$$\frac{1}{\omega L} - \omega C = 0 \Rightarrow \frac{1}{\omega L} = \omega C$$

回路の共振時、即ち  $\frac{1}{\omega L} = \omega C$  のとき、回路は誘導性にも容量性にもならない。また、 $\omega L$  と  $\omega C$  の大きさの関係により右図の通りリアクタンスが誘導性または容量性になり、周波数特性は右図の通りとなる。

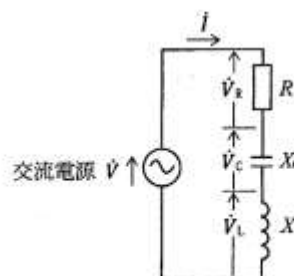


令和元年 12 月期 (HZ112 A-3)

A-3 次の記述は、図に示す抵抗  $R$   $[\Omega]$ 、容量リアクタンス  $X_C$   $[\Omega]$  及び誘導リアクタンス  $X_L$   $[\Omega]$  の直列回路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、回路は理想的な共振状態にあるものとする。

- (1)  $R$  の電圧  $\dot{V}_R$   $[\text{V}]$  と  $X_C$  の電圧  $\dot{V}_C$   $[\text{V}]$  の位相差は、 A  $[\text{rad}]$  である。  
 (2)  $X_C$  の電圧  $\dot{V}_C$   $[\text{V}]$  と  $X_L$  の電圧  $\dot{V}_L$   $[\text{V}]$  の位相差は、 B  $[\text{rad}]$  である。  
 (3)  $X_L$  の電圧  $\dot{V}_L$   $[\text{V}]$  と回路を流れる電流  $i$   $[\text{A}]$  の位相差は、 C  $[\text{rad}]$  である。

	A	B	C
1	0	$\pi$	0
2	0	0	$\pi$
3	0	$\pi$	$\pi$
4	$\frac{\pi}{2}$	0	$\frac{\pi}{2}$
5	$\frac{\pi}{2}$	$\pi$	$\frac{\pi}{2}$

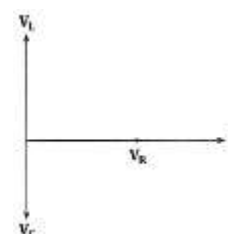


答：5

〔解説〕

題与図の  $R$ 、 $X_C$ 、 $X_L$  には共通の電流  $I$  が流れるから  $I$  を基準軸（横軸）においてベクトル図を右図の通り描く。

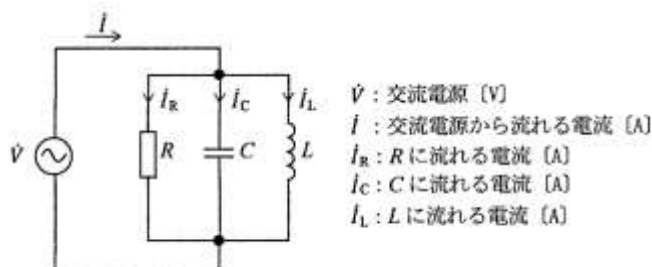
- (1)  $V_R$  と  $V_C$  の位相差は、 $90^\circ = \frac{\pi}{2}$   
 (2)  $V_C$  と  $V_L$  の位相差は、 $180^\circ = \pi$   
 (3)  $V_L$  と  $I$  の位相差は、 $90^\circ = \frac{\pi}{2}$



平成 31 年 4 月期 (HZ104 A-5)

A-5 次の記述は、図に示す抵抗  $R$   $[\Omega]$ 、静電容量  $C$   $[\text{F}]$  及び自己インダクタンス  $L$   $[\text{H}]$  で構成された並列共振回路の特性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、回路は共振しているものとする。

- 1 並列共振回路のインピーダンスは、最小になる。  
 2  $\dot{V}$  と  $i$  の位相差は、0  $[\text{rad}]$  である。  
 3  $i_C$  と  $i_L$  の位相差は、 $\pi$   $[\text{rad}]$  である。  
 4  $i_R$  と  $i_C$  の位相差は、 $\frac{\pi}{2}$   $[\text{rad}]$  である。  
 5  $i_R$  と  $i_L$  の位相差は、 $\frac{\pi}{2}$   $[\text{rad}]$  である。



〔解説〕

1. RLC 並列接続回路では、各回路素子に共通に電圧  $V[V]$  が掛かり、一方電流は各回路素子に分流するから、基準軸（横軸）を電圧としてベクトル図を描くことが出来る。右の RLC 並列接続回路を例に説明する。

RLC には同じ正弦波電圧  $V[V]$  が掛かる一方電流  $I$  は **R**、**L**、**C** に分流するから、電圧  $V[V]$  を基準軸（横軸）に置いてベクトル図を描く。

$$\text{右のベクトル図から } I_R = \frac{V}{R} \quad I_C = \frac{V}{X_C} = V\omega C \quad I_L = \frac{V}{X_L} = \frac{V}{\omega L}$$

$$I_D = I_C - I_L \quad \text{により} \quad I_D = V\omega C - \frac{V}{\omega L} \Rightarrow I_D = V\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

ピタゴラスの定理により  $I^2 = I_R^2 + I_D^2$  ここに各回路素子の電流を

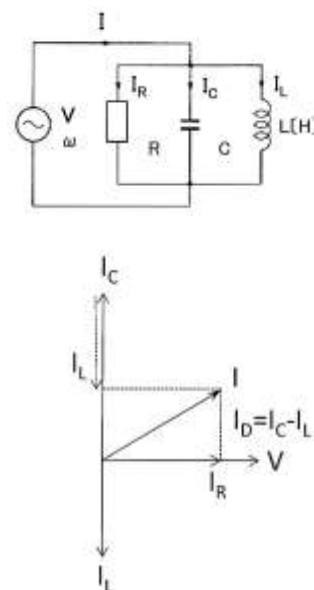
$$\text{代入すれば、} I^2 = \left(\frac{V}{R}\right)^2 + V^2\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2 \Rightarrow I^2 = V^2 \left\{ \frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2 \right\}$$

$$\frac{1}{V} = \frac{1}{Z} \quad \text{とおけば、} Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} \quad \text{この回路のインピーダンスとなる。}$$

$$\text{共振時、リアクタンス分} = 0 \quad \text{となるから、} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) = 0 \quad \therefore Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2}}} = \frac{1}{\frac{1}{R}} = R[\Omega]$$

以上から回路のインピーダンス  $Z$  は最大となり、 $I = \frac{V}{Z}$  から流れる電流  $I$  は最小となる。

2. 電流は  $R$  にしか流れないから、 $V$  と  $I$  の位相差は  $0[\text{rad}]$  となる（上記ベクトル図参照）。
3.  $I_C$  と  $I_L$  の位相差は、上記ベクトル図から  $180^\circ(\pi[\text{rad}])$  である。
4.  $I_R$  と  $I_C$  の位相差は、上記ベクトル図から  $\frac{\pi}{2}[\text{rad}]$  である。
5.  $I_R$  と  $I_L$  の位相差は、上記ベクトル図から  $\frac{\pi}{2}[\text{rad}]$  である。

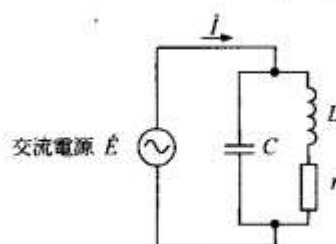


平成 30 年 4 月期 (HZ004 A-5)

A-5 次の記述は、図に示す並列共振回路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、コイルのインダクタンスを  $L$  [H]、内部抵抗を  $r$  [ $\Omega$ ]、コンデンサの静電容量を  $C$  [F] とし、 $r$  はコイルのリアクタンスに比べて十分小さいものとする。

- (1) コンデンサを流れる電流の大きさがコイルを流れる電流の大きさより小さいとき、回路全体を流れる電流  $I$  の位相は、電源の電圧  $E$  より □ A □。
- (2) 一般に、回路が電源の周波数に共振したとき、回路全体を流れる電流  $I$  は、□ B □ となる。
- (3) コンデンサのリアクタンスの大きさがコイルのリアクタンスの大きさより小さいとき、回路は □ C □ となる。

A	B	C
1 進む	最小	誘導性
2 進む	最大	容量性
3 進む	最小	容量性
4 遅れる	最小	容量性
5 遅れる	最大	誘導性





〔解説〕

題与の条件から、 $r \ll X_L \Rightarrow r \ll \omega L \quad \because X_L = \omega L$

従って、題与の回路は、近似的にCとLによる並列接続回路と考えられる。

(1) 題与から、 $I_C < I_L$  となる。これをベクトル図に表せば右図になる。

$I_D = I_L - I_C$  であり、右図からその位相は、電圧Eより **遅れる**。

(2) この回路が、電源周波数に共振したときのインピーダンスZは、

$Z = \frac{L}{rC} [\Omega]$  であり、題与の条件  $r \ll \omega L$ 、 $I_C < I_L$  から最大となる。

この回路に流れる電流 I は、 $I = \frac{E}{Z}$  により求めることが出来る。

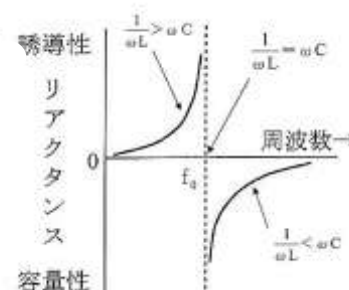
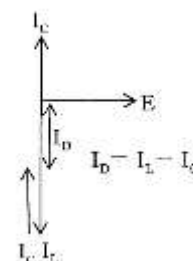
この式において、分母 Z が最大になることから、I は **最小** になる。

(2) Cのリアクタンスの大きさ  $X_C$  がLのリアクタンスの大きさ  $X_L$  よりも小さいから  $X_C < X_L$  となる。

即ち  $\frac{1}{\omega C} < \omega L \Rightarrow \omega C > \frac{1}{\omega L}$

並列共振回路のリアクタンスの周波数特性は、上図の通りで

あり、 $\omega C > \frac{1}{\omega L}$  は図の **容量性** 領域にある。



〔参考〕

$\frac{1}{\omega C} < \omega L \Rightarrow \omega C > \frac{1}{\omega L}$  の説明：不等号で結ばれる左右の辺を逆数にすれば不等号が逆になる。

例： $5 > 3$  の5と3をそれぞれ逆数にすれば、 $\frac{1}{5}$ と $\frac{1}{3}$ で、結果 $\frac{1}{5} < \frac{1}{3}$ となり、不等号が逆になる。

〔参考〕

題与の並列共振回路のインピーダンス  $Z = \frac{L}{rC} [\Omega]$  は次により求める。

rとLによるインピーダンス  $Z_L$  は、 $Z_L = r + j\omega L$  Cのインピーダンス  $Z_C$  は、 $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$

両インピーダンスは並列接続であるから、インピーダンス Z は、 $\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C}$

この式に上記  $Z_L$  と  $Z_C$  を代入すれば、 $\frac{1}{Z} = \frac{1}{r + j\omega L} + j\omega C = \frac{r - j\omega L}{(r + j\omega L)(r - j\omega L)} + j\omega C = \frac{r - j\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C$

この式を実数部と虚数部に分ければ、 $\frac{1}{Z} = \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C$

$\frac{1}{Z} = \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} - j \left( \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} - \omega C \right) \Rightarrow$  回路が共振するとき虚数部が零 (0) になる。

$$\text{上式の実数部は、} \frac{1}{Z} = \frac{r}{r^2 + \omega^2 L^2} \Rightarrow Z = \frac{r^2 + \omega^2 L^2}{r}$$

$$\text{虚数部は、} \frac{\omega L}{r^2 + \omega^2 L^2} - \omega C = 0 \Rightarrow \frac{L}{r^2 + \omega^2 L^2} = C \Rightarrow r^2 + \omega^2 L^2 = \frac{L}{C} \quad \text{この式を上} \text{の } Z \text{ 式に代入すれ}$$

$$\text{ば、} Z = \frac{L}{C} \times \frac{1}{r} = \frac{L}{rC} \quad \text{以上から、題与の回路のインピーダンス } Z = \frac{L}{rC} \text{ が求められた。}$$

$$\text{上記で得られた虚数部 } r^2 + \omega^2 L^2 = \frac{L}{C} \text{ から、} L = r^2 C + \omega^2 L^2 C \Rightarrow L - r^2 C = \omega^2 L^2 C$$

$$\omega^2 = \frac{L - r^2 C}{L^2 C} = \frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2} \quad \text{高周波以上の周波数では、一般に } \frac{1}{LC} \gg \frac{r^2}{L^2} \text{ の関係にあるから } \omega^2 = \frac{1}{LC}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ が得られ、題与の回路の共振周波数が得られる。}$$

令和 2 年 12 月期 (HZ212 A-4)

**A - 4** 図に示す回路が交流電源の周波数に共振しているとき、ab 間のインピーダンスが 10 [kΩ] であった。このときのコンデンサ C の静電容量の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、抵抗 r の値は共振時のコイル L のリアクタンスに比べて十分小さいものとする。

1	10 [pF]
2	20 [pF]
3	50 [pF]
4	100 [pF]
5	200 [pF]

$$\text{回路のインピーダンス } Z[\Omega] \text{ は、} Z = \frac{L}{rC} \Rightarrow C = \frac{L}{rZ} \quad \text{この式に題与の諸元を代入すれば、}$$

$$C = \frac{L}{rZ} = \frac{8 \times 10^{-6}}{10 \times 10^3 \times 4} = 2 \times 10^{-10} = 200 \times 10^{-12} = 200 [\text{pF}]$$

答：5

平成 26 年 12 月期 (HZ612 A-3)

**A - 3** 図に示す回路が電源周波数 f に共振しているとき、ab 間のインピーダンスが 10 [kΩ] であった。このときのインダクタンス L の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、抵抗 r の値は 5 [Ω] で、共振時の L のリアクタンスに比べて十分小さいものとする。

1	2 [μH]
2	4 [μH]
3	8 [μH]
4	10 [μH]
5	14 [μH]

$$\text{題与の回路が、電源周波数 } f \text{ に共振したときのインピーダンス } Z \text{ は、} Z = \frac{L}{rC} [\Omega] \Rightarrow L = ZrC$$

$$\text{この式に題与の諸元：} Z = 10 \times 10^3 [\Omega], C = 200 \times 10^{-12} [\text{F}], r = 5 [\Omega] \text{ を代入すれば、}$$

$$L = 10 \times 10^3 \times 200 \times 10^{-12} \times 5 = 10000 \times 10^{-9} = 10 \times 10^{-6} = 10 \text{ } [\mu\text{H}]$$

答: 4

令和 4 年 4 月期 (HZ404 A-5)

**A - 5** 図に示す交流ブリッジ回路が平衡しているとき、交流電源の周波数  $f$  [Hz] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。

1  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LCR_1R_3}}$

2  $f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{CR_1}{LR_3}}$

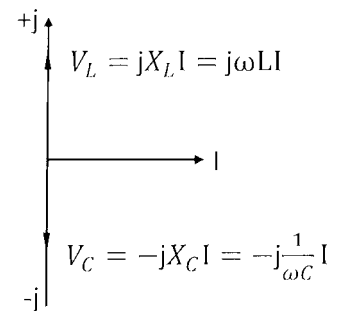
3  $f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_1}{LCR_3}}$

4  $f = \frac{1}{2\pi LC}\sqrt{\frac{R_2R_3}{R_1R_4}}$

5  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

$R_1, R_2, R_3, R_4$ : 抵抗 [ $\Omega$ ]  
 $C$ : 静電容量 [F]  
 $L$ : インダクタンス [H]  
 : 検流計  
 : 交流電源

- $C$  と  $R_1$  による辺のインピーダンスを  $Z_1$ 、 $L$  と  $R_4$  による辺のインピーダンスを  $Z_4$  とすれば、回路が平衡状態にあるゆえ  $Z_1Z_4 = R_2R_3$  となる。
- $R_1$  と  $C$  によるインピーダンスを  $Z_1$  とすれば、電圧と電流の位相関係は右図の通りとなり、虚数軸のプラス側が  $+j$ 、マイナス側が  $-j$  となる。



$$Z_1 = R_1 + X_C \Rightarrow Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C} = R_1 - j\frac{1}{\omega C}$$

$$Z_4 = R_4 + X_L \Rightarrow Z_4 = R_4 + j\omega L \quad \text{から、}$$

$$Z_1Z_4 = R_2R_3 \Rightarrow \left(R_1 - j\frac{1}{\omega C}\right)(R_4 + j\omega L) = R_2R_3$$

$$R_1R_4 + j\omega LR_1 - j\frac{1}{\omega C}R_4 + \frac{\omega L}{\omega C} = R_2R_3$$

$$R_1R_4 + \frac{L}{C} + j\left(\omega LR_1 - \frac{1}{\omega C}R_4\right) = R_2R_3$$

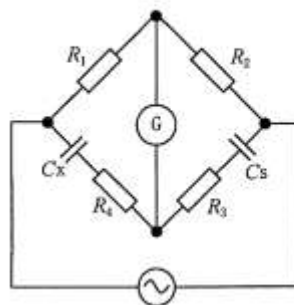
• 共振時 虚数部 = 0 であるから、 $\omega LR_1 - \frac{1}{\omega C}R_4 = 0 \Rightarrow \omega LR_1 = \frac{1}{\omega C}R_4$

$$\omega^2 = \frac{R_4}{LCR_1} \Rightarrow \omega = \sqrt{\frac{R_4}{LCR_1}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_4}{LCR_1}} \quad \because \omega = 2\pi f$$

答: 3

A - 3 図に示す交流ブリッジ回路が平衡しているとき、平衡条件の式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $R_1 R_2 = R_3 R_4$   $C_X = \frac{R_1}{R_2} C_S$
- 2  $R_1 R_4 = R_2 R_3$   $C_X = \frac{R_1}{R_2} C_S$
- 3  $R_1 R_4 = R_2 R_3$   $C_X = \frac{R_2}{R_1} C_S$
- 4  $R_1 R_3 = R_2 R_4$   $C_X = \frac{R_2}{R_1} C_S$
- 5  $R_1 R_3 = R_2 R_4$   $C_X = \frac{R_1}{R_2} C_S$



$\square$  : 抵抗  $[\Omega]$   
 $\parallel$  : 静電容量  $[F]$   
 $G$  : 検流計  
 $\sim$  : 交流電源

- ・ブリッジ回路が平衡のときは、相対する辺の積が等しい。
- ・ $R_3$ 、 $C_S$  及び  $R_4$ 、 $C_X$  はそれぞれ直列接続であり、電圧・電流の位相関係は、右図の通りとなる。
- ・ $R_3$  と  $C_S$ 、 $R_4$  と  $C_X$  による直列接続回路のそれぞれの合成インピーダンス  $Z_3$  と  $Z_4$  は、

$$Z_3 = R_3 + X_{C_S} \Rightarrow Z_3 = R_3 + \frac{1}{j\omega C_S} = R_3 - j\frac{1}{\omega C_S}$$

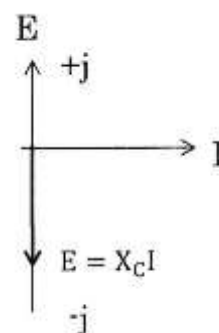
$$Z_4 = R_4 + X_{C_X} \Rightarrow Z_4 = R_4 + \frac{1}{j\omega C_X} = R_4 - j\frac{1}{\omega C_X}$$

- ・ブリッジ回路が平衡状態のときは、相対する辺の積が等しいから、 $R_1 Z_3 = R_2 Z_4$
- ・上に求めた  $Z_3$  と  $Z_4$  を上式に代入すれば、

$$R_1 \times \left( R_3 - j\frac{1}{\omega C_S} \right) = R_2 \times \left( R_4 - j\frac{1}{\omega C_X} \right) \Rightarrow R_1 R_3 - j\frac{R_1}{\omega C_S} = R_2 R_4 - j\frac{R_2}{\omega C_X}$$

- ・実数部と虚数部にまとめれば、 $R_1 R_3 - R_2 R_4 = j\frac{R_1}{\omega C_S} - j\frac{R_2}{\omega C_X}$
- ・共振時は、リアクタンス分が零(0)となるから、 $R_1 R_3 - R_2 R_4 = 0 \Rightarrow R_1 R_3 = R_2 R_4$

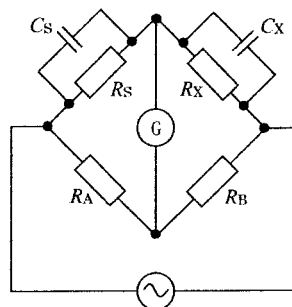
$$\frac{R_1}{\omega C_S} - \frac{R_2}{\omega C_X} = 0 \Rightarrow \frac{R_1}{C_S} = \frac{R_2}{C_X} \Rightarrow R_1 C_X = R_2 C_S \Rightarrow C_X = \frac{R_2}{R_1} C_S$$



答：4

A - 4 図に示す交流ブリッジ回路が平衡状態にあるとき、抵抗  $R_X$  及び静電容量  $C_X$  を求める式の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $R_X = \frac{R_B}{R_A} R_S$   $[\Omega]$ 、 $C_X = \frac{R_B}{R_A} C_S$   $[F]$
- 2  $R_X = \frac{R_B}{R_A} R_S$   $[\Omega]$ 、 $C_X = \frac{R_A}{R_B} C_S$   $[F]$
- 3  $R_X = \frac{R_A}{R_B} R_S$   $[\Omega]$ 、 $C_X = \frac{R_B}{R_A} C_S$   $[F]$
- 4  $R_X = \frac{R_A}{R_B} R_S$   $[\Omega]$ 、 $C_X = \frac{R_A}{R_B} C_S$   $[F]$



$R_S, R_A, R_B$  : 抵抗  $[\Omega]$   
 $C_S$  : 静電容量  $[F]$   
 $G$  : 検流計  
 $\sim$  : 交流電源

- ・題与のブリッジ回路は、平衡状態にあるから相対する辺の積は等しい。
- ・ $R_S$  と  $C_S$  および  $R_X$  と  $C_X$  はそれぞれ並列接続であり、それらのインピーダンスを  $Z_S$  と  $Z_X$  とすれば、

$$\frac{1}{Z_S} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{X_{CS}} \Rightarrow \frac{1}{Z_S} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_S}} \Rightarrow \frac{1}{Z_S} = \frac{1}{R_S} + j\omega C_S \Rightarrow Z_S = \frac{1}{\frac{1}{R_S} + j\omega C_S}$$

$$\frac{1}{Z_X} = \frac{1}{R_X} + \frac{1}{X_{CX}} \Rightarrow \frac{1}{Z_X} = \frac{1}{R_X} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_X}} = \frac{1}{R_X} + j\omega C_X \Rightarrow Z_X = \frac{1}{\frac{1}{R_X} + j\omega C_X}$$

$$\cdot R_A Z_X = R_B Z_S \Rightarrow R_A \times \frac{1}{\frac{1}{R_X} + j\omega C_X} = R_B \times \frac{1}{\frac{1}{R_S} + j\omega C_S} \Rightarrow R_A \left( \frac{1}{R_S} + j\omega C_S \right) = R_B \left( \frac{1}{R_X} + j\omega C_X \right)$$

$$\Rightarrow \frac{R_A}{R_S} + j\omega C_S R_A = \frac{R_B}{R_X} + j\omega C_X R_B$$

$$\cdot \text{実数部と虚数部に分ければ、実数部は、} \frac{R_A}{R_S} = \frac{R_B}{R_X} \Rightarrow R_X = \frac{R_B}{R_A} R_S$$

$$\cdot \text{虚数部は、} j\omega C_S R_A = j\omega C_X R_B \Rightarrow C_X = \frac{R_A}{R_B} C_S$$

答：2

[別解]

- ・ $R_X$  と  $C_X$  の辺に流れる電流を  $I_{RX}$  と  $I_{CX}$  とすれば (右図)、そのベクトル図は右下図となる。これらの図から  $I_{RX}$  及び  $I_{CX}$  を式にすれば、

$$I_{RX} = \frac{V_X}{R_X} \quad I_{CX} = \frac{V_X}{X_{CX}} \Rightarrow I_{CX} = \frac{V_X}{\frac{1}{j\omega C_X}} = j\omega C_X V_X \quad \because X_{CX} = \frac{1}{j\omega C_X}$$

$$I_X = I_{RX} + I_{CX} = \frac{V_X}{R_X} + j\omega C_X V_X \Rightarrow \frac{I_X}{V_X} = \frac{1}{R_X} + j\omega C_X$$

$$\frac{I_X}{V_X} = \frac{1}{Z_X} \text{ とおけば、} \quad Z_X = \frac{1}{\frac{1}{R_X} + j\omega C_X}$$

$$\cdot R_S \text{ と } C_S \text{ による並列回路では、} I_{RS} = \frac{V_S}{R_S} \quad I_{CS} = \frac{V_S}{X_{CS}} \Rightarrow I_{CS} = +j\omega C_S V_S$$

$$\because X_{CS} = \frac{1}{j\omega C_S}$$

$$I_S = I_{RS} + I_{CS} = \frac{V_S}{R_S} + j\omega C_S V_S \Rightarrow \frac{I_S}{V_S} = \frac{1}{R_S} + j\omega C_S \quad \frac{I_S}{V_S} = \frac{1}{Z_S} \text{ とおけば、} \quad Z_S = \frac{1}{\frac{1}{R_S} + j\omega C_S}$$

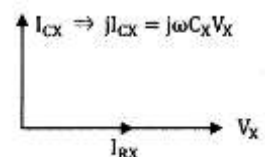
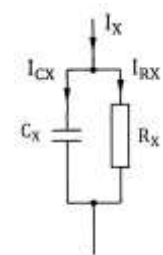
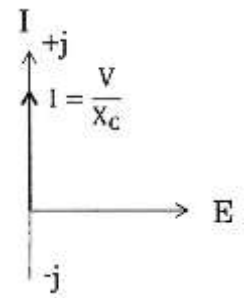
- ・題与の条件：回路が平衡状態にあることから相対する辺の積は等しい。

$$R_A Z_X = R_B Z_S \quad \text{ここに } Z_X \text{ と } Z_S \text{ を代入すれば、} \quad R_A \times \frac{1}{\frac{1}{R_X} + j\omega C_X} = R_B \times \frac{1}{\frac{1}{R_S} + j\omega C_S}$$

$$R_A \left( \frac{1}{R_S} + j\omega C_S \right) = R_B \left( \frac{1}{R_X} + j\omega C_X \right) \Rightarrow \frac{R_A}{R_S} + j\omega C_S R_A = \frac{R_B}{R_X} + j\omega C_X R_B$$

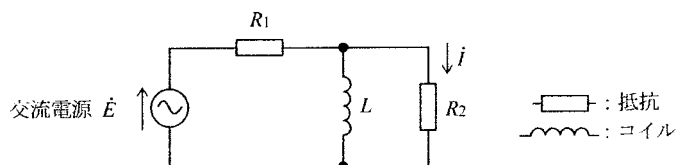
$$\text{上式の実数部から、} \quad \frac{R_A}{R_S} = \frac{R_B}{R_X} \Rightarrow R_X = \frac{R_B}{R_A} R_S$$

$$\text{上式の虚数部から、} \quad j\omega C_S R_A = j\omega C_X R_B \Rightarrow C_S R_A = C_X R_B \Rightarrow C_X = \frac{R_A}{R_B} C_S$$



A - 5 図に示す回路において、交流電源電圧  $\dot{E}$  が 100 [V]、抵抗  $R_1$  が 20 [ $\Omega$ ]、抵抗  $R_2$  が 20 [ $\Omega$ ] 及びコイル  $L$  のリアクタンスが 20 [ $\Omega$ ] であるとき、 $R_2$  を流れる電流  $i$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $2 + j$  [A]
- 2  $2 + j2$  [A]
- 3  $4 + j$  [A]
- 4  $4 + j2$  [A]
- 5  $4 + j4$  [A]



・題与の回路における  $R_2$  と  $L$  による並列合成接続回路では、両端子に同じ電圧が掛かり、この電圧を  $E_2$  とすれば、右図の通り  $E_2$  を基準軸としたベクトル図を描くことが出来る。

・ $R_2$  と  $L$  によるインピーダンス  $Z_{RL}$  は、 $\frac{1}{Z_{RL}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{X_L} = \frac{1}{20} + \frac{1}{j20} = \frac{1}{20} - j\frac{1}{20}$

$$\Rightarrow \frac{1}{Z_{RL}} = \frac{1}{20}(1 - j) = \frac{1-j}{20} \Rightarrow Z_{RL} = \frac{20}{1-j} = \frac{20(1+j)}{(1-j)(1+j)} = \frac{20(1+j)}{2} = 10 + j10$$

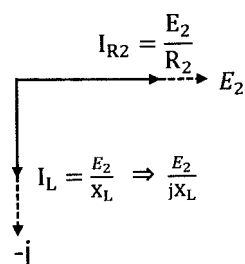
・回路全体のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = R_1 + Z_{RL} = 20 + 10 + j10 = 30 + j10$

・ $R_1$  を流れる電流を  $I$  とすれば、 $I = \frac{V}{Z} = \frac{100}{10(3+j)} = \frac{10(3-j)}{(3+j)(3-j)} = \frac{10(3-j)}{10} = 3 - j$

・ $R_1$  における電圧降下  $E_1$  は、 $E_1 = R_1 I = 20 \times (3 - j) = 60 - j20$

・ $R_2$  に印加される電圧  $E_2$  は、 $E_2 = E - E_1 = 100 - (60 - j20) = 40 + j20$

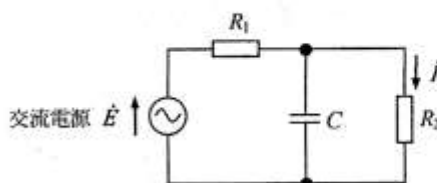
・ $R_2$  を流れる電流  $I_{R2}$  は、 $I_{R2} = \frac{E_2}{R_2} = \frac{20(2+j)}{20} = 2 + j$



答：1

A - 5 図に示す回路において、交流電源電圧  $\dot{E}$  が 200 [V]、抵抗  $R_1$  が 10 [ $\Omega$ ]、抵抗  $R_2$  が 20 [ $\Omega$ ] 及びコンデンサ  $C$  のリアクタンスが 20 [ $\Omega$ ] であるとき、 $R_2$  を流れる電流  $i$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $4 - j2$  [A]
- 2  $4 + j4$  [A]
- 3  $6 - j2$  [A]
- 4  $6 + j4$  [A]
- 5  $8 - j2$  [A]

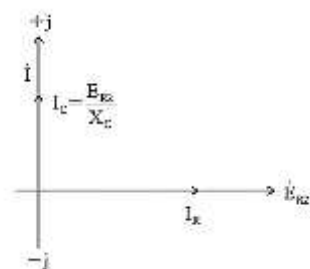


題与の諸元：交流電源電圧  $E = 200$  [V]、抵抗  $R_1 = 10$  [ $\Omega$ ]、 $R_2 = 20$  [ $\Omega$ ]、  
コンデンサ  $C$  のリアクタンス  $X_C = 20$  [ $\Omega$ ]

・題与の回路における  $R_2$  と  $C$  による並列合成接続回路では、両素子に同じ電圧が掛かり、この電圧を  $E_{R2}$  とすれば、次図の通り  $E_{R2}$  を基準軸にしたベクトル図を描くことが出来る。

・ $R_2$  とコンデンサ  $C$  による並列接続合成インピーダンス  $Z_{RC}$  は、

$$\frac{1}{Z_{RC}} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{X_C} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{20} + j\frac{1}{20} = \frac{1}{20}(1 + j) = \frac{1+j}{20}$$



$$Z_{RC} = \frac{20}{1+j} = \frac{20(1-j)}{(1+j)(1-j)} = \frac{20(1-j)}{2} = 10 - j10$$

・回路全体のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = R_1 + Z_{RC} = 10 + 10 - j10 = 20 - j10 = 10(2 - j)$

・ $R_1$  を流れる電流を  $I[A]$  とすれば、 $I = \frac{E}{Z}$  により、 $I = \frac{200}{10(2-j)} = \frac{20}{2-j}$

$$\Rightarrow I = \frac{20(2+j)}{(2-j)(2+j)} = \frac{20(2+j)}{4+1} = 4(2+j) = 8 + j4$$

・ $R_2$  における電圧降下  $E_{R2}$  は、 $E_{R2} = IZ_{RC}$  より  $E_{R2} = (8 + j4)(10 - j10) = 80 - j80 + j40 + 40$   
 $E_{R2} = 120 - j40 = 40(3 - j)$

・ $R_2$  を流れる電流  $I_{R2}$  は、 $I_{R2} = \frac{E_{R2}}{R_2} = \frac{40(3-j)}{20} = 2(3 - j) = 6 - j2$

答：3

〔別解〕

・ $R_2$  を流れる電流を  $I_{R2}$  とし、 $R_2$  の両端電圧を  $E_{R2}$  とすれば、 $I_{R2} = \frac{E_{R2}}{R_2} = \frac{E_{R2}}{20}$

$C$  を流れる電流を  $I_C$  とすれば、 $I_C = j \frac{E_{R2}}{X_C} = j \frac{E_{R2}}{20}$

$R_2$  と  $C$  による並列接続合成回路に流れる電流  $I$  は、 $I = I_{R2} + I_C = \frac{E_{R2}}{20} + j \frac{E_{R2}}{20} = \frac{E_{R2}}{20} (1 + j)$

・ $R_2$  と  $C$  による並列接続合成回路のインピーダンスを  $Z'$  とすれば、

$$I = \frac{E_{R2}}{20} (1 + j) \Rightarrow \frac{I}{E_{R2}} = \frac{1+j}{20} = \frac{1}{Z'} \Rightarrow Z' = \frac{20}{1+j} \Rightarrow Z' = \frac{20(1-j)}{(1+j)(1-j)} = \frac{20(1-j)}{2} = 10 - j10$$

・題与の回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = R_1 + Z' = 10 + (10 - j10) = 20 - j10 = 10(2 - j)$

・ $R_1$  を流れる電流  $I$  は、 $I = \frac{E}{Z} = \frac{200}{10(2-j)} = \frac{20(2+j)}{(2-j)(2+j)} = \frac{20(2+j)}{5} = 8 + j4$

・ $R_1$  における電圧降下  $E_{R1}$  は、 $E_{R1} = 10 \times (8 + j4) = 80 + j40$

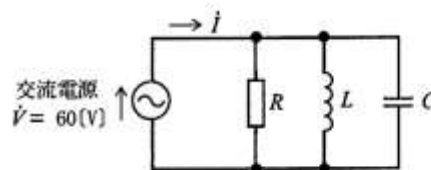
$\therefore E_{R2}$  は、 $E_{R2} = 200 - (80 + j40) = 120 - j40$

・ $R_2$  を流れる電流  $I_{R2} = \frac{120-j40}{20} = 6 - j2$

令和3年4月期 (HZ304 A-5)

A-5 図に示す  $RLC$  並列回路において、抵抗  $R$  の値が  $20 [\Omega]$ 、コイル  $L$  のリアクタンスが  $30 [\Omega]$ 、コンデンサ  $C$  のリアクタンスが  $15 [\Omega]$  のとき、電流  $I$  の値として正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $5 + j4$  [A]
- 2  $4 - j3$  [A]
- 3  $4 + j3$  [A]
- 4  $3 - j2$  [A]
- 5  $3 + j2$  [A]



題与の回路の電圧と電流の関係をベクトル図に表せば次の通りとなる。

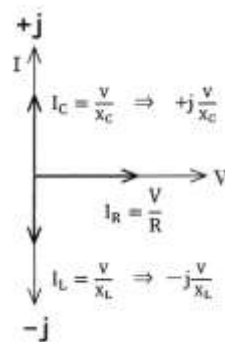
題与の各素子 R、L、C の端子間には交流電圧 V が共通に印加されているから、ベクトル図の基準軸（横軸）を交流電圧 V とする。

R、L、C に流れる電流をそれぞれ  $I_R$ 、 $I_L$ 、 $I_C$  とすれば、電流  $\dot{I}$  は、 $\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C$

$$\dot{I}_R = \frac{V}{R} = \frac{60}{20} = 3 \quad \dot{I}_C = \frac{V}{X_C} \Rightarrow \dot{I}_C = \frac{V}{\frac{1}{j\omega C}} = j\frac{60}{15} = j4 \quad \because X_C = \frac{1}{\omega C} = 15[\Omega]$$

$$\dot{I}_L = \frac{V}{X_L} \Rightarrow \dot{I}_L = \frac{V}{jX_L} = -j\frac{60}{30} = -j2 \quad \because X_L = \omega L = 30[\Omega]$$

$\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C$  にそれぞれの値を代入すれば、 $\dot{I} = 3 - j2 + j4 = 3 + j2$



答：5

[参考]

### RLC 直列接続交流回路

絶対値計算では；

・電流  $I$  は各回路素子に共通に流れるから電流を横軸に、電圧  $V$  を縦軸に置いてベクトル図を描く。

$$\cdot V^2 = V_R^2 + V_D^2 = (IR)^2 + (V_L - V_C)^2 = (IR)^2 + (I\omega L - \frac{1}{\omega C})^2$$

$$= I^2 \{ R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 \}$$

$$(\frac{V}{I})^2 = Z^2 = R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2 \Rightarrow Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}$$

(Z：インピーダンス)

$$\cdot I = \frac{V}{Z}$$

複素数計算では；

横軸を実数軸、縦軸を虚数軸としてベクトル図を描く。横軸より上を  $+j$ 、下を  $-j$  とする。

(電流と電圧は上に同じで、横軸を電流、縦軸を電圧とする。)

$$\cdot \dot{V}_R = \dot{I}R$$

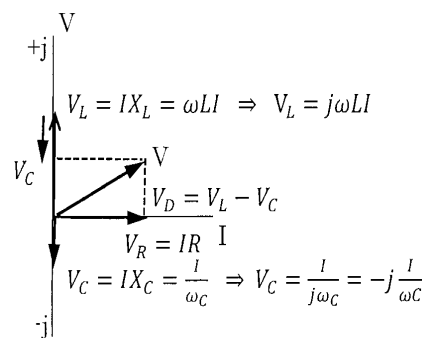
$$\cdot \dot{V}_L = I\dot{X}_L \Rightarrow V_L = j\omega LI = \quad (\omega \text{ の前に } j \text{ を付ける})$$

$$\cdot \dot{V}_C = I\dot{X}_L \Rightarrow V_C = \dot{I} \times \frac{1}{j\omega C} = -j\frac{I}{\omega C} \quad (\omega \text{ の前に } j \text{ を付ける})$$

$$\cdot \dot{V} = \dot{V}_R + \dot{V}_L + \dot{V}_C = \dot{I}R + j\omega LI - j\frac{I}{\omega C} = \dot{I} \left\{ R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right\}$$

$$= \dot{I} \left\{ R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}$$

$$\frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \dot{Z} \text{ とおけば、 } Z = \frac{1}{R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})} \quad (\dot{Z} : \text{複素数によるインピーダンス})$$



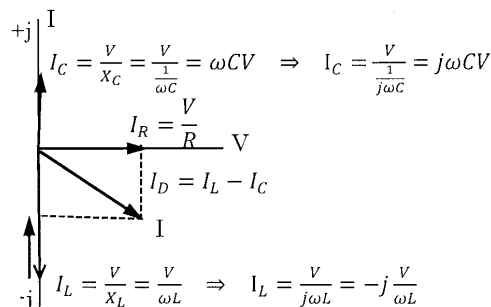


## RLC 並列接続交流回路

絶対値計算では；

電流は各回路素子に分流し、電圧は各回路素子に共通に掛かる（下図）。

$$\begin{aligned} \cdot I^2 &= I_R^2 + I_D^2 = I_R^2 + (I_L - I_C)^2 = \left(\frac{V}{R}\right)^2 + \left(\frac{V}{X_L} - \frac{V}{X_C}\right)^2 \\ &= V^2 \left\{ \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2 \right\} = V^2 \left\{ \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \right\} \\ \left(\frac{I}{V}\right)^2 &= \frac{1}{Z^2} = \frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \frac{1}{\omega C}\right)^2 \Rightarrow Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\frac{1}{\omega L} - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \end{aligned}$$



複素数計算では；

横軸を実数軸、縦軸を虚数軸としてベクトル図を描く。

横軸より上を +j、下を -j とする。

$$\begin{aligned} \cdot \dot{I}_R &= \frac{\dot{V}}{R} \\ \cdot \dot{I}_L &= \frac{\dot{V}}{X_L} = \frac{\dot{V}}{\omega L} \Rightarrow \dot{I}_L = \frac{\dot{V}}{j\omega L} = -j \frac{\dot{V}}{\omega L} \\ \cdot \dot{I}_C &= \frac{\dot{V}}{X_C} = \frac{\dot{V}}{\frac{1}{j\omega C}} \Rightarrow \dot{I}_C = \frac{\dot{V}}{\frac{1}{j\omega C}} \Rightarrow \dot{I}_C = j \frac{\dot{V}}{\omega C} = j\omega C \dot{V} \\ \cdot \dot{I} &= \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C = \frac{\dot{V}}{R} + \frac{\dot{V}}{X_L} + \frac{\dot{V}}{X_C} = \frac{\dot{V}}{R} + \frac{\dot{V}}{j\omega L} + \frac{\dot{V}}{\frac{1}{j\omega C}} = \dot{V} \left( \frac{1}{R} - j \frac{1}{\omega L} + j\omega C \right) = \dot{V} \left\{ \frac{1}{R} + j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right\} \\ \cdot \frac{\dot{I}}{\dot{V}} &= \frac{\dot{I}}{Z} = \frac{1}{R} + j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \Rightarrow \dot{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j \left( \omega C - \frac{1}{\omega L} \right)} \quad (Z: \text{複素数におけるインピーダンス}) \end{aligned}$$

平成 23 年 12 月期 (HZ312 A-4)

**A-4** 図に示す回路が電源周波数  $f$  に共振しているとき、ab 間のインピーダンスが  $10 \text{ [k}\Omega\text{]}$  であった。このときの可変コンデンサ  $C_v$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1	100 [pF]
2	200 [pF]
3	300 [pF]
4	400 [pF]

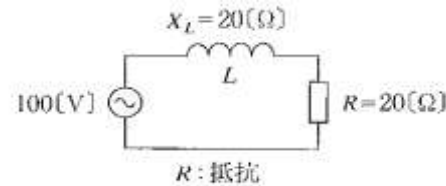
題与の回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \frac{L}{C_v R}$  により得られる。この式に題与の諸元を代入すれば、

$$C_v = \frac{L}{RZ} \quad \text{から} \quad C_v = \frac{18 \times 10^{-6}}{6 \times 10 \times 10^3} = \frac{18 \times 10^{-9}}{60} = 0.3 \times 10^{-9} = 300 \times 10^{-12} = 300 \text{ [pF]}$$

答: 3

A-3 図に示す  $RL$  直列回路において、抵抗  $R$  で消費される電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、コイル  $L$  のリアクタンス  $X_L$  は  $20[\Omega]$  とする。

- 1 125 [W]
- 2 177 [W]
- 3 250 [W]
- 4 320 [W]
- 5 500 [W]

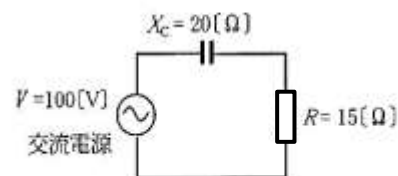


- ・題与の回路に流れる電流を  $I$  とする。
- ・ $R$  の両端における電圧を  $E_R$  とすれば、 $E_R = IR$   
 $X_L$  の両端における電圧を  $E_L$  とすれば、 $E_L$  は、 $E_R$  よりも位相が  $90$  度進むから、電源電圧を  $E$  とすれば、 $E^2 = E_R^2 + E_L^2$        $E_R = IR$        $E_L = IX_L$  を左式に代入すれば、  
 $E^2 = I^2 R^2 + I^2 X_L^2 \Rightarrow E^2 = I^2 (R^2 + X_L^2) \Rightarrow \frac{E^2}{I^2} = R^2 + X_L^2$        $\frac{E^2}{I^2} = Z^2$  とおけば  
 $Z^2 = R^2 + X_L^2 = 20^2 (1 + 1) \Rightarrow Z = 20\sqrt{1+1} = 20\sqrt{2}$       (回路のインピーダンス  $Z$  の算出)
- ・この回路に流れる電流を  $I$  とすれば、 $I = \frac{V}{Z} = \frac{100}{20\sqrt{2}} = \frac{5}{\sqrt{2}}$  [A]
- ・ $R$  で消費される電力  $P$  は、 $P = I^2 R$  から       $P = \left(\frac{5}{\sqrt{2}}\right)^2 \times 20 = \frac{25}{2} \times 20 = 250$  [W]

答: 3

A-3 図に示す回路において、抵抗  $R$  の値が  $15[\Omega]$ 、コンデンサのリアクタンス  $X_C$  が  $20[\Omega]$  のとき、抵抗  $R$  で消費される電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 110 [W]
- 2 160 [W]
- 3 240 [W]
- 4 320 [W]
- 5 500 [W]

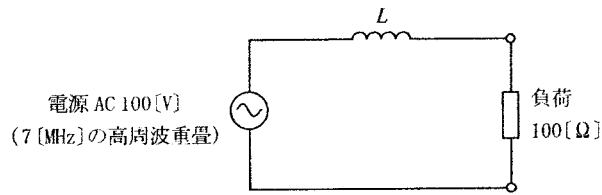


- ・回路の合成インピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$  から求める。
- ・題与の諸元を代入すれば、 $Z = \sqrt{15^2 + 20^2} = \sqrt{625} = 25[\Omega]$
- ・この回路に流れる電流を  $I$  とすれば、 $I = \frac{V}{Z} = \frac{100}{25} = 4$  [A]
- ・ $R$  で消費される電力  $P$  は、 $P = I^2 R$  から       $P = 4^2 \times 15 = 240$  [W]  
 [別解]  $R$  の端子間電圧  $E_R$  は、 $E_R = IR = 4 \times 15 = 60$  [V]  $\Rightarrow P = EI = 60 \times 4 = 240$  [W]

答: 3

A - 5 図に示す、電源が AC 100 [V]、負荷が 100 [Ω]の回路に重畳した 7 [MHz]の高周波電圧を、インダクタ  $L$  を用いて負荷側で 26 [dB]減衰させたい。 $L$  のインダクタンスの値として、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。

- 1  $7 / \pi$  [mH]
- 2  $7 / (2\pi)$  [mH]
- 3  $4 / (7\pi)$  [mH]
- 4  $2 / (7\pi)$  [mH]
- 5  $1 / (7\pi)$  [mH]

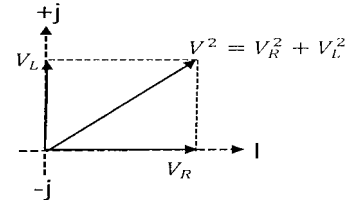


・回路のインピーダンス  $Z$  は、

$$V^2 = V_R^2 + V_L^2 \quad V_R = IR \quad V_L = IX_L \quad \text{を左式に代入して}$$

$$V^2 = (IR)^2 + (IX_L)^2 \Rightarrow V^2 = I^2(R^2 + X_L^2)$$

$$\Rightarrow \frac{V^2}{I^2} = R^2 + X_L^2 \Rightarrow \frac{V}{I} = Z \quad \text{とおけば、} Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$



$$\cdot V_R = IR \quad V = I \times \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$$

・周波数 7 [MHz] の交流電圧を負荷側 (100 [Ω]) における減衰量を 26 [dB] にしたい。

$$26[\text{dB}] = 20\log_{10}V \Rightarrow 1.3 = \log_{10}V \Rightarrow 1.3 = 1 + 0.3 = \log_{10}10 + \log_{10}2 = \log_{10}20$$

$$\log_{10}20 = \log_{10}V \Rightarrow V = 20$$

・ $\log_{10}26$  減衰させたい  $\Rightarrow \frac{1}{20}$  にしたいことになる。

・ $V = 100[\text{V}]$  であるから、負荷側(100 [Ω])端子間ではこの  $100 \times \frac{1}{20} = 5$  即ち 5[V] にしたいこと

になる。この 5[V] は、入力電圧 100[V] を  $\frac{R}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$  で分圧したものであるから、 $100 \times \frac{R}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = 5$

となる。

$$100R = 5\sqrt{R^2 + X_L^2} \Rightarrow 20R = \sqrt{R^2 + X_L^2} \Rightarrow R^2 + X_L^2 = 400R^2 \Rightarrow X_L^2 = 399R^2 \approx 400R^2$$

$$\Rightarrow X_L = 20R \quad 2\pi fL = 20 \times 100 = 2000 \Rightarrow L = \frac{2000}{2\pi \times 7 \times 10^6} = \frac{1}{7\pi} \times 10^{-3} = \frac{1}{7\pi} [\text{mH}]$$

[別解]

$$\cdot 26[\text{dB}] = 20[\text{dB}] + 6[\text{dB}]$$

$$20[\text{dB}] = 20\log_{10}V \Rightarrow 1 = \log_{10}V \Rightarrow \log_{10}10 = \log_{10}V \Rightarrow V = 10$$

$\Rightarrow 20[\text{dB}]$  は真数では 10 となる。

$$6[\text{dB}] = 20\log_{10}V \Rightarrow 0.3 = \log_{10}V \Rightarrow \log_{10}2 = \log_{10}V \Rightarrow V = 2$$

$\Rightarrow 6[\text{dB}]$  は真数では 2 となる。

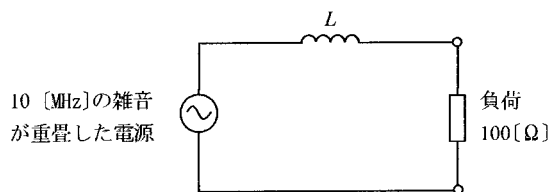
以上から、 $20[\text{dB}] + 6[\text{dB}] = 10 \times 2 = 20 \Rightarrow 26[\text{dB}]$ 減衰させたい  $= \frac{1}{20}$  にしたいとなる。

以下上記に同じ。

答：5

A - 5 図に示す回路において、電源に 10 [MHz] の雑音を重ねているとき、コイル  $L$  を用いて 100 [ $\Omega$ ] の負荷側での雑音電圧を 34 [dB] 減衰させるための  $L$  のインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10} 2 \doteq 0.3$  とする。

- 1  $1/(2\pi)$  [mH]
- 2  $1/(4\pi)$  [mH]
- 3  $1/(8\pi)$  [mH]
- 4  $2/\pi$  [mH]
- 5  $4/\pi$  [mH]

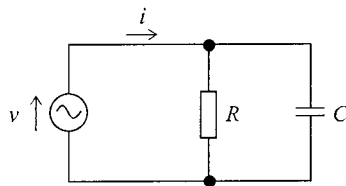


- ・ 負荷側 (100[ $\Omega$ ]) における雑音電圧の減衰量 34[dB] を真数に変換すれば、  
 $34 = 20\log_{10} E \Rightarrow 1.7 = \log_{10} E \quad 1.7 = 2 - 0.3 \Rightarrow 2\log_{10} 10 - \log_{10} 2 = \log_{10} 50$   
 $\Rightarrow \log_{10} 50 = \log_{10} E \Rightarrow E = 50[V] \Rightarrow$  減衰量 34[dB] は、電源電圧  $V$  の  $\frac{1}{50}$  即ち  $\frac{V}{50}$  になる。
- ・ 回路のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}$  但し、負荷 100[ $\Omega$ ] を  $R$ 、 $L$  を  $X_L$  とする。
- ・ 回路の電流  $I$  は、電源電圧を  $V$  とすれば、 $I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$
- ・ 題意から、負荷  $R$  における電圧  $V_R$  は、 $V_R = IR = \frac{VR}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} = \frac{V}{50} \Rightarrow 50R = \sqrt{R^2 + X_L^2}$   
 $\Rightarrow R^2 + X_L^2 = 2500R^2 \Rightarrow (\omega L)^2 = (2500 - 1)R^2 \doteq 2500R^2 \Rightarrow \omega L = 50R \Rightarrow L = \frac{50R}{2\pi f}$   
 $\Rightarrow L = \frac{5000}{2\pi \times 10 \times 10^6} \Rightarrow L = \frac{250}{\pi} \times 10^{-6} \Rightarrow L = \frac{250}{1000\pi} \times 10^{-3} = \frac{1}{4\pi} \times 10^{-3} = \frac{1}{4\pi} [mH]$

答：2

A - 4 図に示す回路において、交流電源電圧の瞬時値  $v$  が  $100\sqrt{2}\sin\omega t$  [V]、抵抗  $R$  が 20 [ $\Omega$ ] 及びコンデンサ  $C$  のリアクタンスが 20 [ $\Omega$ ] であるとき、電源から流れる電流  $i$  [A] を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、角周波数を  $\omega$  [rad/s]、時間を  $t$  [s] とする。

- 1  $i = 10\sin(\omega t - \frac{\pi}{4})$
- 2  $i = 10\sin(\omega t + \frac{\pi}{4})$
- 3  $i = 10\sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$
- 4  $i = 10\sqrt{2}\sin(\omega t - \frac{\pi}{4})$
- 5  $i = 10\sqrt{2}\sin(\omega t + \frac{\pi}{4})$



電源から流れる電流  $I$  を求めれば、

- ・  $R$  へ流れる電流を  $I_R$ 、 $C$  へ流れる電流を  $I_C$  とすれば、電源から流れ出る電流  $I$  は  $i^2 = I_R^2 + I_C^2$
- ・  $I_R = \frac{v}{R} \quad I_C = \frac{v}{X_C}$  を上式に代入すれば、 $i^2 = (\frac{v}{R})^2 + (\frac{v}{X_C})^2 \Rightarrow \frac{i^2}{v^2} = (\frac{1}{R})^2 + (\frac{1}{X_C})^2 \quad Z = \frac{v}{i}$  と置けば  
 $\frac{1}{Z} = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_C^2}} = \sqrt{\frac{1}{20^2} + \frac{1}{20^2}} = \frac{1}{20}\sqrt{2} \Rightarrow Z = \frac{20}{\sqrt{2}}$

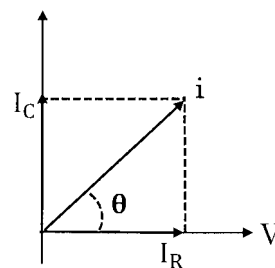
$$\cdot i = \frac{V}{Z} \Rightarrow i = \frac{100\sqrt{2}\sin\omega t}{\frac{20}{\sqrt{2}}} = \frac{100\sqrt{2}\sin\omega t \times \sqrt{2}}{20} = 10\sin\omega t$$

電源電圧の位相に対する電流  $i$  の位相は、

・ C を流れる電流  $I_C$  は、右図の通り電源電圧  $V$  に対し位相が  $90^\circ$  進む。

R に流れる電流  $I_R$  は、交流電圧  $V$  の瞬時値と同位相。従って、 $I_C$  と  $I_R$  は、

$$I_C = \frac{V}{X_C} = \frac{V}{20} \quad I_R = \frac{V}{R} = \frac{V}{20}$$



$\therefore I_C = I_R$  これらの値を上ベクトル図に反映すれば、上図の通り  $90^\circ$  ( $\frac{1}{2}\pi$ ) となる  $\Rightarrow \frac{\pi}{2}$  進む。

・ 電源から流れ出る電流  $I$  は、電源  $V$  に対し  $45^\circ$  (上図)、即ち  $\sin 45^\circ = \frac{\pi}{4}$  進むから、電流  $I$  は、電源電圧  $V$  に対し  $i = 10\sin(\omega t + \frac{\pi}{4})$  となる。

答：2

[参考] 上のベクトル図で  $\cos\theta = \frac{1}{\sqrt{2}} = \sin 45^\circ$

令和4年8月期 (HZ408 A-15)

A - 15 受信機における信号対雑音比  $S/N$  についての記述として、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 雑音電波の到来方向と受信信号電波の到来方向とが異なる場合、一般に受信アンテナの指向性を利用して、受信機入力における信号対雑音比  $S/N$  を改善することができる。
- 2 受信機の雑音指数の値が 0 [dB] に近いほど、受信機出力における信号対雑音比  $S/N$  が改善する。
- 3 受信機の総合利得を大きくしても、受信機内部で発生する雑音が大きくなると、受信機出力の信号対雑音比  $S/N$  は改善されない。
- 4 受信機の通過帯域幅が受信信号電波の占有周波数帯幅より広い場合は、受信機の通過帯域幅を占有周波数帯幅と同程度にすると、受信機出力の信号対雑音比  $S/N$  は改善する。
- 5 受信機の増幅回路の雑音指数  $F$  (真数) は、その増幅回路の入力側の信号対雑音比  $S_i/N_i$  (真数) と、出力側の信号対雑音比  $S_o/N_o$  (真数) を比較したものであり、次式で表される。

$$F = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}$$

答：5

[解説]

増幅回路の入力信号電力を  $S_i$ 、入力雑音電力を  $N_i$  とし、これらの比を  $A = \frac{S_i}{N_i}$  とおく。

増幅回路の信号出力電力を  $S_o$ 、出力雑音電力を  $N_o$  とし、これらの比を  $B = \frac{S_o}{N_o}$  とおけば、この増幅回

路の雑音指数 (真数)  $NF$  は、 $NF = \frac{A}{B} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} = \frac{S_i}{N_i} \times \frac{N_o}{S_o}$  で表される。

$$\text{雑音指数 } NF = \frac{(S_i/N_i)}{(S_o/N_o)}$$

A - 11 次の記述は、増幅回路の性能を示す雑音指数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 入力側の信号対雑音比を  $A$  (真数)、出力側の信号対雑音比を  $B$  (真数) としたとき、雑音指数は  $(A/B)$  で表される。
- 2 雑音の発生しない理想的な増幅回路の雑音指数は 1 [dB] である。
- 3 増幅する周波数が高周波領域になると、バイポーラトランジスタは分配雑音のため雑音指数が悪化する。
- 4 高周波領域における雑音指数を改善するには、 $f_a$  (ベース接地電流増幅率  $\alpha$  が  $1/\sqrt{2}$  になる周波数) の高い素子を選択するとよい。

答：2

〔解説〕

増幅回路の性能を示す雑音指数 NF (真数) の値は、1 に近いほど雑音による影響の小さい増幅回路。

$$NF = \frac{\text{入力側の信号対雑音比 } A \text{ (真数)}}{\text{出力側の信号対雑音比 } \beta \text{ (真数)}}$$

A - 15 次の記述は、受信機の実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。

- (1) 感度とは、どの程度の微弱な電波まで受信できるかの能力を表すもので、受信機を構成する各部の利得等によって左右されるが、大きな影響を与えるのは、□ A の増幅器で発生する □ B である。
- (2) 選択度とは、受信しようとする電波を、多数の電波のうちからどの程度まで分離して受信することができるかの能力を表すもので、主として受信機を構成する同調回路の □ C などによって定まる。

	A	B	C
1	最終段	熱雑音	尖鋭度(Q)
2	最終段	ひずみ	安定度
3	初段	熱雑音	安定度
4	初段	ひずみ	尖鋭度(Q)
5	初段	熱雑音	尖鋭度(Q)

答：5

A - 24 送信機の出カ電力を 24 [dB] の減衰器を通過させて電力計で測定したとき、その指示値が 8 [mW] であった。この送信機の出カ電力の値として、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。

- 1 0.5 [W]      2 1.0 [W]      3 1.5 [W]      4 2.0 [W]      5 2.5 [W]

$$G = 10\log_{10}P \quad \text{から} \quad 24 = 10\log_{10}P \Rightarrow 2.4 = \log_{10}P$$

$$2.4 = 3 - 0.6 = 3\log_{10}10 - 2\log_{10}2 = \log_{10} \frac{1000}{4} = \log_{10}250 \Rightarrow \log_{10}250 = \log_{10} \frac{P}{8 \times 10^{-3}}$$

$$\Rightarrow P = 250 \times 8 \times 10^{-3} = 2 \text{ [W]}$$

答：4

〔別解〕

電力計指示値 8 [mW] を [dB] に換算すれば、

$$\begin{aligned} [\text{dB}] &= 10\log_{10} 8 \times 10^{-3} = 10(\log_{10} 2^3 + \log_{10} 10^{-3}) = 10(3\log_{10} 2 - 3\log_{10} 10) = 10(3 \times 0.3 - 3) \\ &= 10(0.9 - 3) = -21[\text{dB}] \end{aligned}$$

送信機出力 [dB] は、減衰器における減衰電力 24 [dB] と減衰器出力電力 -21 [dB] との和であるから、送信機出力 [dB] は、 $[dB] = 24 + (-21) = 3[dB]$  これを P [W] に換算すれば、

$$3 = 10\log_{10} P \Rightarrow 0.3 = \log_{10} P \Rightarrow \log_{10} 2 = \log_{10} P \Rightarrow P = 2[\text{W}]$$

令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-24)

A - 24 送信機の出力電力を 17 [dB] の減衰器を通過させて電力計で測定したとき、その指示値が 50 [mW] であった。この送信機の出力電力の値として、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。

1 0.5 [W]      2 1.0 [W]      3 2.5 [W]      4 5.0 [W]      5 7.5 [W]

$$17 = 10\log_{10} \frac{P}{50 \times 10^{-3}} \text{ から } P \text{ を求める } \Rightarrow 1.7 = \log_{10} \frac{P}{50 \times 10^{-3}}$$

$$1.7 = 2 - 0.3 = \log_{10} 10^2 - \log_{10} 2 \Rightarrow \log_{10} \frac{10^2}{2} = \log_{10} \frac{P}{50 \times 10^{-3}} \Rightarrow 2P = 10^2 \times 50 \times 10^{-3}$$

$$\Rightarrow P = 2.5 [\text{W}]$$

答：3

〔別解〕

50 [mW] を [dB] に変換すれば、

$$\bullet [\text{dB}] = 10\log_{10} 50 \times 10^{-3} = 10\log_{10} \frac{50}{1000} = 10\log_{10} \frac{5}{100} = 10(\log_{10} 5 - 2\log_{10} 10)$$

$$= 10(\log_{10} 10 - \log_{10} 2 - 2) = 10(1 - 0.3 - 2) = 10 \times (1 - 2.3) = -13[\text{dB}]$$

・送信機出力 [dB] は、減衰器における減衰電力 [dB] と減衰器出力電力 [dB] の和であるから、送信機出力 [dB] = 17 + (-13) = 4[dB] この値を P [W] に変換すれば、

$$4 = 10\log_{10} P \Rightarrow 0.4 = \log_{10} P \quad 0.4 = 1 - 0.6 = \log_{10} 10 - 2\log_{10} 2 = \log_{10} \frac{10}{4}$$

$$\Rightarrow \log_{10} \frac{10}{4} = \log_{10} P \Rightarrow P = 2.5[\text{W}]$$

令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-8)

A - 8 ある増幅回路において、入力電圧が 4 [mV] のとき、電圧利得が 54 [dB] であった。このときの出力電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10} 2 = 0.3$  とする。

1 0.5 [V]      2 2.0 [V]      3 3.5 [V]      4 5.0 [V]      5 6.5 [V]

$$54 = 20 \log_{10} \frac{E}{4 \times 10^{-3}} \Rightarrow 2.7 = \log_{10} \frac{E}{4 \times 10^{-3}}$$

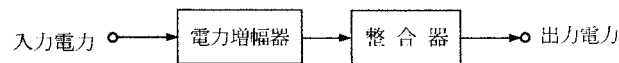
$$2.7 = 3 - .03 = 3 \log_{10} 10 - \log_{10} 2 = \log_{10} \frac{10^3}{2} = \log_{10} 500 \Rightarrow \log_{10} 500 = \log_{10} \frac{E}{4 \times 10^{-3}}$$

$$\Rightarrow 500 = \frac{E}{4 \times 10^{-3}} \Rightarrow E = 500 \times 4 \times 10^{-3} = 2000 \times 10^{-3} = 2[V]$$

答：2

令和4年8月期（HZ408 A-11）

A-11 図に示す構成において、入力電力が35〔W〕、電力増幅器の利得が15〔dB〕及び整合器の損失が1〔dB〕のとき、出力電力の値として、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。



- 1 840〔W〕      2 875〔W〕      3 910〔W〕      4 945〔W〕

電力増幅器の利得 15〔dB〕－整合器損失 1〔dB〕＝14〔dB〕

$$14 = 10 \log_{10} P \Rightarrow 1.4 = \log_{10} P \quad 1.4 = 2 \times 0.7 = 2(1 - 0.3) = 2(\log_{10} 10 - \log_{10} 2) = 2 \log_{10} \frac{10}{2}$$

$$\Rightarrow \log_{10} 5^2 = \log_{10} \frac{P_0}{35} \Rightarrow P_0 = 25 \times 35 = 875[W]$$

答：2

〔別解〕

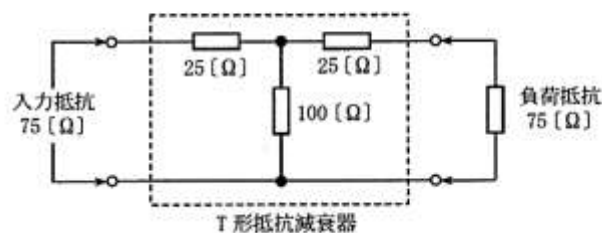
- ・整合器出力＝15－1＝14〔dB〕
- ・14〔dB〕＝10 $\log_{10} P \Rightarrow 1.4 = 2 - 0.6 = 2 \log_{10} 10 - 2 \log_{10} 2 = \log_{10} \frac{100}{2} = \log_{10} 25$
- ・ $\log_{10} 25 = \log_{10} P \Rightarrow P = 25[W]$
- ・出力電力  $P_0$  は、 $P_0 = 35 \times 25 = 875[W]$

令和3年4月期（HZ304 A-3）

A-3 図に示すT形抵抗減衰器の減衰量 $L$ の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、減衰量 $L$ は、減衰器の入力電力を $P_1$ 、出力電力を $P_2$ とすると、次式で表されるものとする。また、 $\log_{10} 2 \approx 0.3$ とする。

$$L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \text{〔dB〕}$$

- 1 15〔dB〕  
2 12〔dB〕  
3 9〔dB〕  
4 6〔dB〕  
5 3〔dB〕



- ・右図出力側からみた a 点における合成抵抗  $Z_a$  は、



$$\frac{1}{Z_a} = \frac{1}{100} + \frac{1}{25+75} = \frac{2}{100} \Rightarrow Z_a = 50[\Omega]$$

- ・ b 点における合成抵抗  $Z_b$  は、 $Z_b = 25 + 50 = 75[\Omega]$
- ・ 入力電圧を  $V_i$  とすれば、a 点における電圧  $V_a$  は、

$$V_a = V_i \times \frac{50}{75}$$

- ・ 負荷抵抗  $75[\Omega]$  に掛かる電圧  $V_o$  は、 $V_o = V_a \times \frac{75}{100} = V_i \times \frac{50}{75} \times \frac{75}{100} = \frac{V_i}{2}$
- ・ 減衰量  $L$  は、 $L = 20\log_{10} \frac{V_i}{V_o} = 20\log_{10} V_i \times \frac{2}{V_i} = 20\log_{10} 2 = 20 \times 0.3 = 6[\text{dB}]$

答：4

[別解]

- ・ 入力電流を  $I$  とすれば、入力電力  $P_1$  は、 $P_1 = I^2 R = 75I^2[\text{W}]$
- ・ 電流  $I$  は、入力側の  $25[\Omega]$  を通り、縦の  $100[\Omega]$  と次の  $25[\Omega]$  とこれに直列の  $75[\Omega]$  に分流する。縦の  $100[\Omega]$  とこれに並列の  $25+75=100[\Omega]$  により、電流  $I$  は、1/2 づつに分流するから、直列接続の  $25+75=100[\Omega]$  には  $I \times \frac{1}{2} = \frac{1}{2}I$  の電流が流れる。

- ・ 負荷抵抗  $75[\Omega]$  における電力  $P_2$  は、 $P_2 = \left(\frac{1}{2}I\right)^2 \times 75 = \frac{75I^2}{4}$

- ・  $P_1$  と  $P_2$  を題与の式に代入すれば、 $L = 10\log_{10} \frac{75I^2}{\frac{75I^2}{4}} = 10\log_{10} 4 = 10\log_{10} 2^2 = 20 \times 0.3 = 6[\text{dB}]$

答：4

令和元年 8 月期(HZ108 A-3)

A-3 図に示す  $\pi$  形抵抗減衰器(アッテネータ)の減衰量  $L$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、減衰量  $L$  は、減衰器の入力電力を  $P_1$ 、出力電力を  $P_2$  とすると、次式で表されるものとする。また、 $\log_{10} 2 \approx 0.3$  とする。

$$L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}]$$

1	6 [dB]
2	9 [dB]
3	12 [dB]
4	16 [dB]
5	20 [dB]

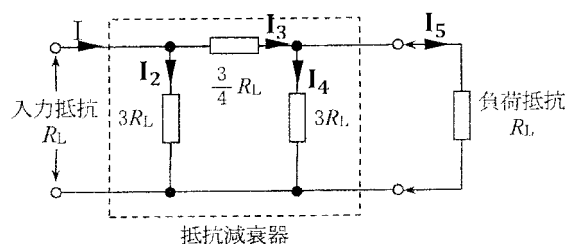
各電路の電流の流れを題与の図に記入する。

- ・ 入力電流  $I$  は、右図の通り分流する。

- ・  $I_4$  と  $I_5$  の合成抵抗  $R''$  は、 $\frac{1}{R''} = \frac{1}{3R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{1+3}{3R_L}$

$$R'' = \frac{3R_L}{4}$$

- ・ 電路  $I_3$  の合成抵抗  $R'$  は、



$$R' = \frac{3}{4}R_L + R'' = \frac{3R_L}{4} + \frac{3R_L}{4} = \frac{6R_L}{4} = \frac{3R_L}{2} = 1.5R_L$$

・入力電流  $I$  は、 $I_2$  と  $I_3$  に分流し、 $I_2$  に  $\frac{1}{3}I$  が、 $I_3$  に  $\frac{2}{3}I$  流れる。

・ $I_3$  は、 $I_4$  と  $I_5$  に分流する。 $I_4$  の電路の  $3R_L$  と、 $I_5$  の電路の  $R_L$  により、 $I_5$  には  $I_3$  の  $\frac{3}{4}$  の電流

$$\text{が流れるから、} I_5 = \frac{2}{3}I \times \frac{3}{4} = \frac{1}{2}I$$

・ $P_1 = I^2 R_L$      $P_2 = (\frac{1}{2}I)^2 R_L$     を題与の式に代入すれば、

$$L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{I^2 R_L}{(\frac{1}{2}I)^2 R_L} = 10 \log_{10} 4 = 10 \log_{10} 2^2 = 20 \log_{10} 2 = 20 \times 0.3 = 6[\text{dB}]$$

答：1

〔別解-1〕

題与の図に右図の様に朱記号を添える。

・右図の③と④による合成抵抗  $r$  は、

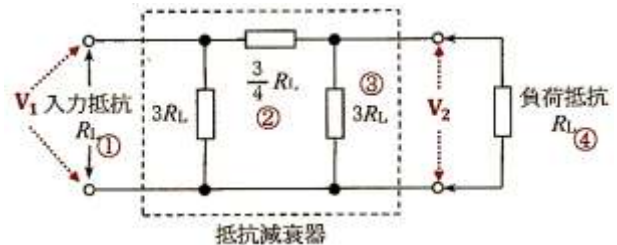
$$\frac{1}{r} = \frac{1}{3R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{1+3}{3R_L} \Rightarrow r = \frac{3}{4}R_L$$

入力電圧  $V_1$  は、右図②と  $r$  に分圧される。

・ $r$  に掛かる電圧を  $V_2$  とすれば、

$$V_2 = \frac{r}{\frac{3}{4}R_L + r} V_1 = \frac{r}{\frac{3}{4}R_L + \frac{3}{4}R_L} V_1 = \frac{\frac{3}{4}R_L}{\frac{6}{4}R_L} V_1 = (\frac{3}{4} \times \frac{4}{6}) V_1 = \frac{1}{2} V_1$$

・ $L = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} = 20 \log_{10} V_1 \times \frac{2}{V_1} = 20 \log_{10} 2 = 20 \times 0.3 = 6[\text{dB}]$



〔別解-2〕

題与の式に従えば、

$$P_1 = IV_1 = \frac{V_1}{R_1} V_1 = \frac{V_1^2}{R_L} \quad \because I = \frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1}{R_L} \quad P_2 = I'V_2 = \frac{V_2}{R_L} V_2 = \frac{V_2^2}{R_L} \quad \because I' = \frac{V_2}{R_L} = \frac{V_2}{R_L}$$

$$P_1 \text{ と } P_2 \text{ を題与の式に代入すれば、} L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{V_1^2}{R_L} \times \frac{R_L}{V_2^2} = 10 \log_{10} \left( \frac{V_1}{V_2} \right)^2 = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

$$\Rightarrow L = 20 \log_{10} 2 = 20 \times 0.3 = 6 [\text{dB}]$$

〔別解-3〕

$$\cdot \frac{1}{r} = \frac{1}{3} + \frac{1}{4} = \frac{1}{3R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{4}{3R_L} \Rightarrow r = \frac{3}{4}R_L$$

$$\cdot \text{②の抵抗値} = \frac{3}{4}R_L$$

・ $r$  と②は、同じ値  $\Rightarrow 1:1$  の関係にある。②に掛かる電圧は、入力電圧  $V_1$  である。この電圧

を  $r$  と②の比率  $1 : 1$  で分割すれば、 $V_2$  の電圧は、 $V_2 = \frac{1}{2}V_1$  になる。

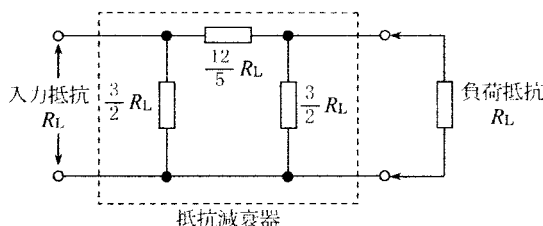
・  $L = 20\log_{10} \frac{V_1}{V_2}$  ここに  $V_1$ 、 $V_2$  を代入すれば、 $L = 20\log_{10} \frac{V_1}{\frac{1}{2}V_1} = 20\log_{10} 2 = 20 \times 0.3 = 6[\text{dB}]$

令和 6 年 12 月期 (HZ612 A-3)

**A - 3** 図に示す  $\pi$  形抵抗減衰器の減衰量  $L$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、減衰量  $L$  は、減衰器の入力電力を  $P_1$ 、出力電力を  $P_2$  とすると、次式で表されるものとする。また、 $\log_{10} 2 \approx 0.3$  とする。

$$L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}]$$

- 1 6 [dB]
- 2 8 [dB]
- 3 10 [dB]
- 4 12 [dB]
- 5 14 [dB]



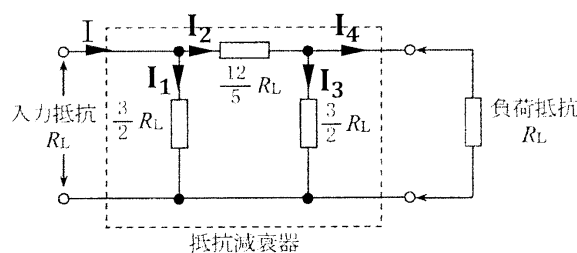
・ 右の通り題与図に電流記号を付す。

・ 電路  $I_3$  と  $I_4$  の合成抵抗値を  $R''$  とすれば、

$$\frac{1}{R''} = \frac{1}{\frac{3}{2}R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{2}{3R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{5}{3R_L} \Rightarrow R'' = \frac{3}{5}R_L$$

・ 電路  $I_2$  の合成抵抗は、 $R_2 = \frac{12}{5}R_L + R''$

$$\Rightarrow R_2 = \frac{12}{5}R_L + \frac{3}{5}R_L = \frac{15}{5}R_L = 3R_L$$



・ 入力電流  $I$  は、 $I_1 : \frac{3}{2}R_L = 1.5R_L$  対  $I_2 : 3R_L$  に、即ち  $1 : 2$  の割合に分流する  $\Rightarrow I_2 = \frac{1}{3}I$

・  $I_2$  は、 $I_3$  と  $I_4$  に分流する。 $I_3$  対  $I_4$  は、 $I_3 : \frac{3}{2}R_L = 1.5R_L$  対  $I_4 : R_L$  に、即ち  $3 : 2$  の割合に

$$\text{分流する} \Rightarrow I_4 = I_2 \times \frac{3}{5} = \frac{1}{3}I \times \frac{3}{5} = \frac{1}{5}I$$

・  $P_1 = I^2 R_L$   $P_2 = (\frac{1}{5}I)^2 R_L$  を題与の式に代入すれば、 $L = 10\log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10\log_{10} \frac{I^2 R_L}{(\frac{1}{5}I)^2 R_L}$

$$\Rightarrow L = 10\log_{10} I^2 R_L \times \frac{25}{I^2 R_L} = 10\log_{10} 25 = 10\log_{10} 5^2 = 20\log_{10} 5 = 20\log_{10} \frac{10}{2}$$

$$= 20(\log_{10} 10 - \log_{10} 2) = 20(1 - 0.3) = 20 \times 0.7 = 14[\text{dB}]$$

答 : 5

[別解—1]

$$\cdot \frac{1}{r} = \frac{1}{\frac{3}{2}R_L} + \frac{1}{R_L} = \frac{5}{3R_L} \Rightarrow r = \frac{3R_L}{5} \Rightarrow R = \frac{12R_L}{5} + \frac{3R_L}{5} = \frac{15R_L}{5} = 3R_L$$

・ 入力側電圧を  $V_i$ 、負荷抵抗端子電圧を  $V_L$  とすれば、 $V_L = \frac{r}{3R_L} V_i = \frac{3R_L}{5} \times \frac{1}{3R_L} V_i = \frac{V_i}{5}$

$$\begin{aligned} \bullet L &= 20 \log_{10} \frac{V_i}{V_L} = 20 \log_{10} V_i \times \frac{5}{V_i} = 20 \log_{10} 5 = 20(\log_{10} 10 - \log_{10} 2) \\ &= 20(1 - 0.3) = 20 \times 0.7 = 14[\text{dB}] \end{aligned}$$

〔別解—2〕

・入力側電力を  $P_1$ 、電圧を  $V_1$ 、電流を  $I_1$  とし、出力側電力を  $P_2$ 、電圧を  $V_2$ 、電流を  $I_2$  とする。

$$\bullet P_1 = V_1 I_1 = \frac{V_1^2}{R_L} \quad P_2 = V_2 I_2 = \frac{V_2^2}{R_L}$$

$$\bullet L = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 10 \log_{10} \frac{V_1^2}{V_2^2} \times \frac{R_L}{R_L} = 10 \log_{10} \frac{V_1^2}{V_2^2} = 10 \log_{10} \left( \frac{V_1}{V_2} \right)^2 = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

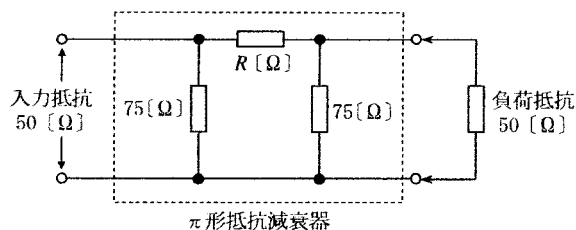
$$\bullet \text{入力側電圧を } V_1、\text{負荷抵抗端子電圧を } V_2 \text{ とすれば、} V_2 = \frac{r}{3R_L} V_1 = \frac{3R_L}{5} \times \frac{1}{3R_L} V_1 = \frac{V_1}{5}$$

$$\bullet \text{これを上式に代入すれば、} L = 20 \log_{10} V_1 \times \frac{5}{V_1} = 20 \log_{10} 5 = 20(\log_{10} 10 - \log_{10} 2) = 14[\text{dB}]$$

令和5年8月期 (HZ508 A-3)

A-3 図に示す  $\pi$  形抵抗減衰器の減衰量(電圧)が 14 [dB] であるとき、抵抗  $R$  [ $\Omega$ ] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。  
ただし、 $\log_{10} 5 \approx 0.7$  とする。

- 1 50 [ $\Omega$ ]
- 2 60 [ $\Omega$ ]
- 3 75 [ $\Omega$ ]
- 4 120 [ $\Omega$ ]
- 5 150 [ $\Omega$ ]



題与の図に右図の通り追加記号を付記する。

・右図の③と④による合成抵抗を  $r$  とすれば、

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{75} + \frac{1}{50} = \frac{5}{150} \Rightarrow r = 30[\Omega]$$

・入力電圧  $V_1$  は、右図②と  $r$  に案分される。

・ $r$  に掛かる電圧を  $V_2$  とすれば、 $V_2 = \frac{r}{R+r} V_1$

$$\bullet L = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \Rightarrow 14 = 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2}$$

$$0.7 = \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \quad 0.7 = 1 - 0.3 = \log_{10} 10 - \log_{10} 2$$

$$0.7 = \log_{10} \frac{10}{2} = \log_{10} 5 \Rightarrow \log_{10} 5 = \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \Rightarrow \frac{V_1}{V_2} = 5 \Rightarrow V_1 = 5V_2 \quad \text{ここに上で求めた}$$

$$r \text{ と } V_2 \text{ を代入すれば、} V_1 = 5 \left( \frac{30}{R+30} V_1 \right) \Rightarrow R + 30 = 150 \Rightarrow R = 120[\Omega]$$

答：4

〔別解〕

・入力側合成抵抗  $R_i$  は、 $\frac{1}{R_i} = \frac{1}{50} + \frac{1}{75} = \frac{5}{150} \Rightarrow R_i = 30[\Omega]$

・出力側並列合成抵抗  $R_2$  は、 $\frac{1}{R_2} = \frac{1}{75} + \frac{1}{50} = \frac{5}{150} \Rightarrow R_2 = 30[\Omega]$

・題与の未知の抵抗  $R$  と  $R_2$  による直列接続合成抵抗  $R_0$  は、 $R_0 = R + R_2 = R + 30$

・ $L = 20 \log_{10} \frac{R_0}{R_i}$  に代入すれば、 $14 = 20 \log_{10} \frac{R+30}{30} \Rightarrow 0.7 = \log_{10} \frac{R+30}{30}$

$$0.7 = 1 - 0.3 = \log_{10} 10 - \log_{10} 2 = \log_{10} 5 \Rightarrow \log_{10} 5 = \log_{10} \frac{R+30}{30} \Rightarrow R + 30 = 150$$

$$\Rightarrow R = 120[\Omega]$$

令和元年 12 月期 (HZ112 B-2)

B-2 次の記述は、フォトダイオードの動作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。

PN 接合ダイオードに □ア□ 電圧を加え、接合面に光を当てると、光のエネルギーが吸収されて、光の強さに □イ□ した数の正孔と電子の対が生じ、接合部の電界によって電子は □ウ□ 半導体の方向へ、正孔は □エ□ 半導体の方向へ移動して □ア□ 電流が流れる □オ□ 素子である。

- |       |      |       |      |       |
|-------|------|-------|------|-------|
| 1 反比例 | 2 受光 | 3 逆方向 | 4 N形 | 5 減少  |
| 6 比例  | 7 発光 | 8 順方向 | 9 P形 | 10 増加 |

答：ア：3、イ：6、ウ：4、エ：9、オ：2

令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-5)

A-5 次の記述は、フォトトランジスタの一般的な特徴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 発光ダイオードと組合せて一つのパッケージに入れたフォトカプラは、入力側と出力側を絶縁することができる。
- 2 フォトトランジスタに他のトランジスタをダーリントン接続したものを使用すると、単体のフォトトランジスタに比べて大きな電流を制御できる。
- 3 増幅作用があるので、フォトダイオードの光電流より大きな電流が取り出せる。
- 4 応答速度は、フォトダイオードより速い。
- 5 ベースに電極を設けず 2 端子素子として使用することができる。

答：4

〔解説〕

フォトトランジスタは、フォトダイオードよりも応答速度が遅い。応答速度は、トランジスタの CB 間接合容量と負荷抵抗により決まる。フォトダイオードの場合は、外付け増幅回路が必要であり、これが応答速度に影響する。

A - 18 次の記述は、シリコン太陽電池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) 太陽電池の素子に太陽光などの光を照射すると、pn 接合部で光は吸収され、そのエネルギーにより電子とホールが励起されて、p 側が□A、n 側が□B に帯電する。
- (2) シリコン太陽電池には、発電した電力を蓄える蓄電機能□C。
- (3) シリコン太陽電池は、一般に電池パネル面(pn 接合部)の温度上昇に伴い、変換効率が□D する。

	A	B	C	D
1	負	正	がある	低下
2	負	正	がある	上昇
3	負	正	はない	低下
4	正	負	はない	上昇
5	正	負	はない	低下

答：5

〔解説〕

- ・シリコン太陽電池は、PN 接合ダイオードの集合体で、PN 接合に逆方向電圧を加える。接合部に光を当てると、光のエネルギーが吸収され、光の強さに比例した数の正孔（ホール）と電子が発生する。正孔が P 形の方へ移動することにより電流が増加する。
- ・シリコン太陽電池には蓄電機能はない。
- ・半導体は、一般に温度上昇により抵抗率が減少し、光電変換効率が低下する。

A - 6 ガンダイオードについての記述として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 一定値以上の逆方向電圧が加わると、電界によって電子がなだれ現象を起こし、電流が急激に増加する特性を利用する。
- 2 PN 接合に逆方向電圧を加え、この電圧を変化させると等価的に可変静電容量として働く特性を利用する。
- 3 電波を吸収すると温度が上昇し、抵抗の値が変化する素子で、マイクロ波帯の電力計に利用される。
- 4 PN 接合の不純物を極端に多くした場合、ある領域では電圧を増加しても電流が減少する負性抵抗特性を持つ。この領域を利用してマイクロ波からミリ波帯の発振等に利用されている。
- 5 N形のGaAs(ガリウムヒ素)などの化合物半導体結晶に、強電界を加えたときに生じる高周波電流を利用して、マイクロ波帯の発振器等に用いられる。

答：5

〔解説〕

1. 誤・・・ガンダイオードでは順方向直流電圧を加える
2. 誤・・・バラクタダイオード（可変容量ダイオード）の説明
3. 誤・・・ボロメーター電力計の説明
4. 誤・・・トンネルダイオード（エサキダイオード）の説明
5. 正

A - 7 次の記述は、各種ダイオードの一般的な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。

- 1 ガンダイオードは、ガン効果を利用した半導体素子で、空洞共振器と結合させ、チョーク回路を通じて直流電圧を加えると、共振器の共振周波数で発振し、マイクロ波の発振器として用いられる。
- 2 インパットダイオードは、電子なだれ現象によってマイクロ波を発生させることができる。ガンダイオードより高出力、高効率で発振するが雑音が多い。
- 3 可変容量ダイオードは、PN 接合部の空乏層がコンデンサとして働き、加える電圧によって静電容量が変化することを利用したもので、主にマイクロ波の発振に使用されている。
- 4 トンネルダイオードは、PN 接合の負性抵抗特性を利用したもので、動作速度が非常に速く、マイクロ波からミリ波帯の発振や増幅などに用いられている。

答：3

〔解説〕

可変容量ダイオードは、電圧制御発振器 (VCO)、位相同期回路、周波数シンセサイザなどで使われている。主に、静電容量を電圧で制御できるコンデンサとして使われるが、整流器としても使われることがある。

A - 7 次の記述は、図 1 に示すように、電気的特性が同一のダイオード D を二つ直列に接続した回路の電圧と電流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、D は図 2 の②の特性を持つものとする。

- (1) 回路の直流電圧を  $V$  [V] (電流  $I > 0$ ) とすれば、一つの D に加わる電圧  $V_D$  は □ A □ [V] である。
- (2)  $V$  が □ B □ [V] 以下であれば、回路に流れる  $I$  は零 (0) である。
- (3)  $V$  が 1.6 [V] の場合の  $I$  は約 □ C □ [mA] である。
- (4) 図 2 の②が常温における特性であるとき、一般に D の温度が上昇した場合の特性は図 2 の □ D □ のようになる。

	A	B	C	D
1	$V$	0.6	20	③
2	$V$	1.2	10	③
3	$V/2$	0.6	10	①
4	$V/2$	1.2	20	③
5	$V/2$	1.2	20	①

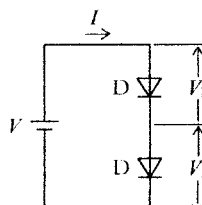
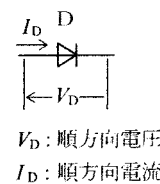


図 1



$V_D$ : 順方向電圧  
 $I_D$ : 順方向電流

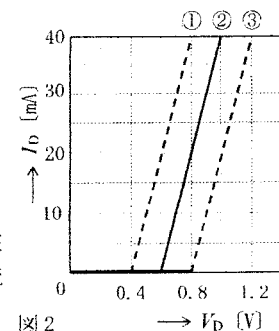
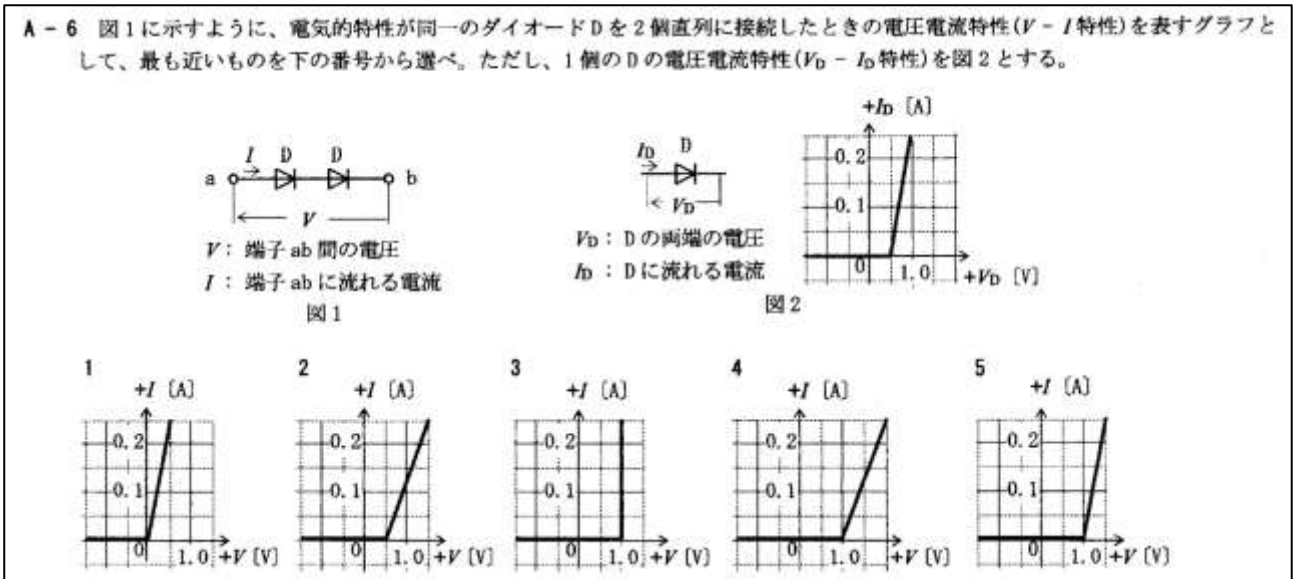


図 2

答：5

〔解説〕

- (1) 直列接続の 2 個の D に  $V$  [V] 掛かっているから、1 個では  $V/2$  [V] となる。
- (2) 図 2 から D は、 $V_D = 0.6$  [V] まで  $I_D$  が流れないから、直列 2 個の D では 1.2 [V] までは  $I_D$  は零 (0) である。
- (3)  $V = 1.6$  [V] のとき、1 個の D に掛かる電圧は 0.8 [V] ゆえ、この時の電流は 20 [mA]
- (4) 一般に D の温度が上昇すれば、 $V_D$  が低下する傾向にあるから、①の特性になる。



答: 4

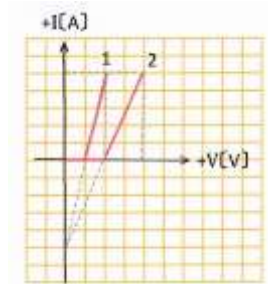
〔解説〕

ダイオードが 1 個のときの  $V - I$  特性が、題与の通り  $0.5$  [V] -  $0.25$  [A] 特性となっている。電気特性が同じダイオードを直列に 2 個接続の場合、それぞれのダイオードが  $0.5$  [V] ずつ担うから合計電圧は、 $1$  [V] になる。ダイオード 1 個のときの題与の  $V_D - I_D$  特性により電流の傾きは右図の通り、 $V_D = 1$  目盛に対し  $I_D = 2$  目盛右 (右図 1 のグラフ) にある。

ダイオード 2 個のときの電流の傾きは、ダイオード 1 個のときの 2 倍になるから、 $V_D = 2$  目盛に対し  $I_D = 4$  目盛右 (右図 2 のグラフ) となる。

換言すれば、ダイオード 1 個の許容電流が  $2.5$  [mA] であり、2 個直列にしても電流は  $2.5$  [mA] となる。

その結果、グラフは選択肢 4 となる (ダイオードは、直列接続ゆえ流せる電流量に変化はない)。



**A - 7** 次の記述は、短波帯の一般的な同軸避雷器に用いられる、サージ防護デバイス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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1) □ A □ は、電極間の静電容量が小さく、小形でも比較的大きな電流が流せるので、アンテナ系と送信機の間に接続する同軸避雷器のサージ防護デバイスに適している。

(2) □ A □ は、高電圧により電極間の □ B □ が変化し誘導雷などによるサージ電流をバイパスさせるものである。

A	B
1 ガス入り放電管	距離
2 ガス入り放電管	抵抗値(インピーダンス)
3 金属酸化物バリスタ	抵抗値(インピーダンス)
4 金属酸化物バリスタ	距離

答: 2



〔解説〕

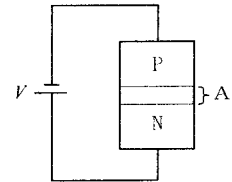
ネオン、アルゴンなどの不活性ガス中に放電電極を設けた放電管で、例えば雷電流（サージ電圧）がアンテナ系に流入したとき放電電極間に放電が生じ、電極間インピーダンスが瞬時に低下し、サージ電圧が送信機に流入することを防ぐ。

令和 4 年 8 月期（HZ408 B-2）

B - 2 次の記述は、可変容量ダイオード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) 図に示すような、PN 接合の可変容量ダイオードに □ ア □ 電圧を加えると、キャリアは接合面付近から離れてしまうため、接合面付近は正孔や電子の存在しない □ イ □ A が生ずる。
- (2) □ イ □ A は絶縁層と考えることができ、P 形半導体と N 形半導体を電極とする一種の静電容量として働き、□ ア □ 電圧  $V$  [V] を大きくすると A の幅が広がり、静電容量は □ ウ □ なる。
- (3) 可変容量ダイオードは □ エ □ と呼ばれ、一般に流通している可変容量ダイオードの電極間容量は □ オ □ 単位のものが主流である。

- 1  $\mu\text{F}$     2 小さく    3 導電層    4 逆方向    5 ガンダイオード  
6  $\text{pF}$     7 大きく    8 空乏層    9 順方向    10 バラクタダイオード



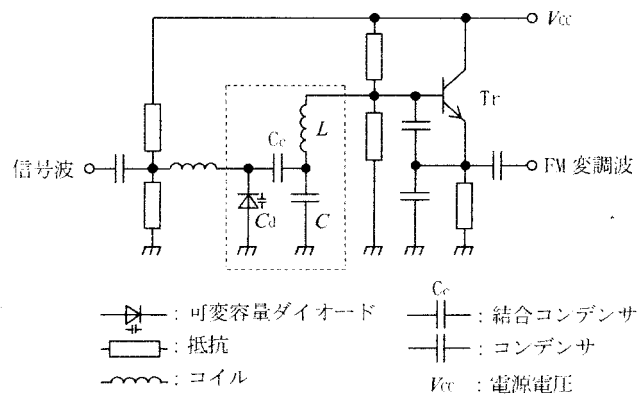
答：ア：4、イ：8、ウ：2、エ：10、オ：6

令和 6 年 12 月期（HZ612 A-11）

A - 11 次の記述は、可変容量ダイオード（可変静電容量）を使用した原理的な直接 FM (F3E) 変調回路の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。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

- (1) 可変容量ダイオードは、PN 接合ダイオードに □ A □ 電圧を加えたときに生ずる、□ B □ を誘電体とする一種のコンデンサであり、バイアス電圧の値の変化により □ B □ の厚さが変化するため静電容量が変化する。
- (2) 図において、信号波が加わると可変静電容量  $C_d$  [F] が変化することにより、破線で囲まれた共振回路の周波数が信号波の電圧に応じて変化する。共振回路のコイルのインダクタンスを  $L$  [H]、コンデンサの静電容量を  $C$  [F] とすれば、結合コンデンサ  $C_c$  のリアクタンスが共振周波数に対して十分小さいとき、共振周波数はおよそ □ C □ [Hz] となり、トランジスタ  $\text{Tr}$  から FM 変調波が出力される。

A	B	C
1 逆バイアス	反転層	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_d+C)}}$
2 逆バイアス	空乏層	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_d+C)}}$
3 逆バイアス	空乏層	$\frac{1}{4\pi\sqrt{L(C_d+C)}}$
4 順バイアス	空乏層	$\frac{1}{4\pi\sqrt{L(C_d+C)}}$
5 順バイアス	反転層	$\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_d+C)}}$



答：2

〔解説〕

- (1) 逆バイアス電圧を加える。
- (2) 逆バイアス電圧が小さいとき空乏層の厚さが小さく、静電容量が大きい。逆バイアス電圧を大きくすることにより空乏層が厚くなり静電容量が小さくなる。
- (3) 破線で囲まれた共振回路において  $C_c$  のリアクタンスが共振周波数に対して十分小さいとき  $C_d$  と  $C$  は並列接続されていることになり、共振回路の共振周波数  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  の  $C$  が  $C + C_d$  となるからこれを代入し  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_d)}}$  となる。

令和 3 年 4 月期 (HZ304 A-6)

A-6 次の記述は、バイポーラトランジスタの一般的な電氣的特性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 ベース接地回路における  $\alpha$  遮断周波数  $f_\alpha$  は、電流増幅率  $\alpha$  の値が低周波のときの値の  $1/2$  になったときの周波数である。
- 2 コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放にして、コレクタ・ベース間に逆方向電圧(一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ )を加えたときのコレクタに流れる電流である。
- 3 エミッタ接地回路の高周波特性を示すトランジション周波数  $f_T$  は、電流増幅率  $\beta$  が 1 となる周波数である。
- 4 直流電流増幅率  $h_{FE}$  は、エミッタ接地回路の直流のコレクタ電流  $I_C$  とベース電流  $I_B$  の比 ( $I_C/I_B$ ) である。
- 5 直流電流増幅率  $h_{FE}$  の一般的な値は、数 10 から数 100 程度である。

答：1

〔解説〕

ベース接地回路における  $\alpha$  遮断周波数  $f_\alpha$  は、電流増幅率  $\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}} = 3[\text{dB}]$  になったときの周波数。

令和 3 年 9 月期 (HZ309 B-2)

B-2 次の記述は、トランジスタの電氣的特性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) トランジスタの高周波特性を示す  $\alpha$  遮断周波数は、□ ア 接地回路のコレクタ電流とエミッタ電流の比  $\alpha$  が、低周波のときの値の □ イ になるときの周波数である。
- (2) トランジスタの高周波特性を示すトランジション周波数は、エミッタ接地回路の電流増幅率  $\beta$  の絶対値が □ ウ となる周波数である。
- (3) コレクタ遮断電流は、エミッタを □ エ して、コレクタ・ベース間に □ オ 方向電圧(一般的には最大定格電圧)を加えたときのコレクタに流れる電流である。

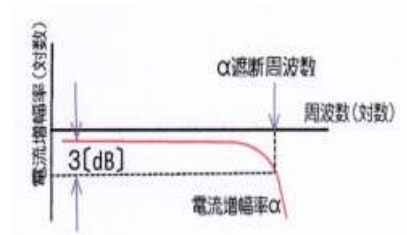
- |                |      |        |     |         |
|----------------|------|--------|-----|---------|
| 1 $1/\sqrt{2}$ | 2 短絡 | 3 1    | 4 順 | 5 ベース   |
| 6 $1/\sqrt{3}$ | 7 開放 | 8 0(零) | 9 逆 | 10 コレクタ |

答：ア：5、イ：1、ウ：3、エ：7、オ：9

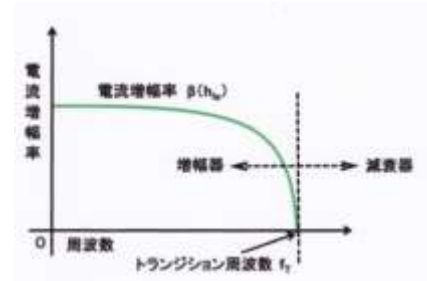
〔解説〕

- (1)  $\alpha$  遮断周波数  $f_\alpha$  は、ベース接地回路の高周波特性を示す。

ベース接地回路のコレクタ電流  $I_C$  とエミッタ電流  $I_E$  の比  $\alpha$  が低い周波数のときの値より  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (3[dB]) 低下する周波数で、トランジスタの高周波特性を示す。  $\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$



- (2) エミッタ接地増幅回路の電流増幅率  $\beta = 1$  となる周波数で、回路に入力する信号の周波数を上げて行くとやがて電流増幅率が低下し始め、ある周波数において電流増幅率が 0[dB] となる。このときの周波数をトランジション周波数 ( $f_T$ ) と言う。この状況をグラフに示せば次図の通りとなる。この周波数を境に、周波数が低い側では増幅器 (利得  $>0$  [dB]) として働き、これより高い周波数ではあたかも減衰器 (利得  $<0$  [dB]) のように働く。



- (3) コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放して、コレクタ・ベース間に逆方向電圧 (一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ ) を加えたときコレクタに流れる電流をいう。

令和元年 12 月期 (HZ112 A-7)

A-7 次の記述は、バイポーラトランジスタの一般的な電気的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。

- (1) ベース接地回路において、電流増幅率  $\alpha$  の値が低周波のときの値より □ A □ [dB] 低下したときの周波数を  $\alpha$  遮断周波数という。  
 (2) コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放にして、コレクタ・ベース間に □ B □ 電圧 (一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ ) を加えたときのコレクタに流れる電流である。  
 (3) エミッタ接地回路の高周波特性を示すトランジション周波数  $f_T$  は、電流増幅率  $\beta$  が □ C □ となる周波数である。

	A	B	C
1	3	逆方向	1
2	3	順方向	1
3	3	逆方向	0
4	$\sqrt{3}$	順方向	0
5	$\sqrt{3}$	逆方向	1

答 : 1

令和 5 年 4 月期 (HZ504 A-6)

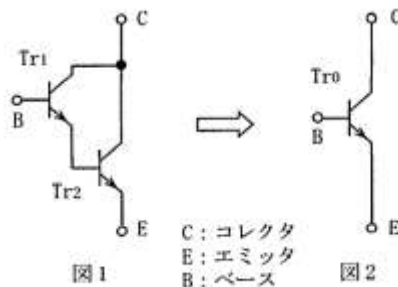
A-6 次の記述は、バイポーラトランジスタの一般的な電気的特性について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 直流電流増幅率  $h_{FE}$  の一般的な値は、数 10 から数 100 程度である。
- 直流電流増幅率  $h_{FE}$  は、エミッタ接地回路の直流のコレクタ電流  $I_C$  とベース電流  $I_B$  の比 ( $I_C/I_B$ ) である。
- コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放にして、コレクタ・ベース間に順方向電圧 (一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ ) を加えたときのコレクタに流れる電流である。
- エミッタ接地回路の高周波特性を示すトランジション周波数  $f_T$  は、電流増幅率  $\beta$  が 1 となる周波数である。
- エミッタ接地回路のトランジション周波数  $f_T$  は、利得帯域幅積ともいわれる。

令和2年(2020年)9月期 (HZ209 A-9)

A-9 図1に示すように、トランジスタ  $Tr_1$  及び  $Tr_2$  をダーリントン接続した回路を、図2に示すように一つのトランジスタ  $Tr_0$  とみなしたとき、 $Tr_0$  のエミッタ接地直流電流増幅率  $h_{FE0}$  を表す近似式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $Tr_1$  及び  $Tr_2$  のエミッタ接地直流電流増幅率をそれぞれ  $h_{FE1}$  及び  $h_{FE2}$  とし、 $h_{FE1} \gg 1$ 、 $h_{FE2} \gg 1$  とする。

- 1  $h_{FE0} \approx h_{FE1} + h_{FE2}$
- 2  $h_{FE0} \approx h_{FE1} - h_{FE2}$
- 3  $h_{FE0} \approx h_{FE1} h_{FE2}$
- 4  $h_{FE0} \approx \sqrt{h_{FE1} h_{FE2}}$
- 5  $h_{FE0} \approx 2(h_{FE1}^2 - h_{FE2}^2)$



題与の図1に右図の通り電流を付記する。それぞれの電流を式に起こせば、 $Tr_1$  では、

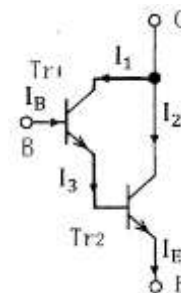
$$I_3 = I_1 + I_B \quad (1)$$

$$h_{FE1} = \frac{I_1}{I_B} \Rightarrow I_1 = I_B \times h_{FE1} \quad (2)$$

$Tr_2$  では、 $I_E = I_2 + I_3 \quad (3)$

$$h_{FE2} = \frac{I_2}{I_3} \Rightarrow I_2 = I_3 \times h_{FE2} \quad (4)$$

$$I_C = I_1 + I_2 \quad (5)$$



②を①に代入すれば、 $I_3 = I_B \times h_{FE1} + I_B \Rightarrow I_3 = I_B(h_{FE1} + 1) \Rightarrow I_3 \approx I_B \times h_{FE1} \quad (6) \quad \because h_{FE1} \gg 1$

④を③に代入すれば、 $I_E = I_3 \times h_{FE2} + I_3 \Rightarrow I_E = I_3(h_{FE2} + 1) \Rightarrow I_E \approx I_3 \times h_{FE2} \quad (7) \quad \because h_{FE2} \gg 1$

⑥を⑦に代入すれば、 $I_E \approx I_B \times h_{FE1} \times h_{FE2} \quad (8)$

⑥を④に代入すれば、 $I_2 = I_B \times h_{FE1} \times h_{FE2} \quad (9)$

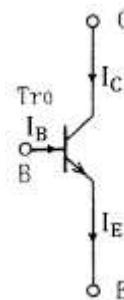
⑤に②と⑨を代入すれば、 $I_C = I_1 + I_2 = I_B \times h_{FE1} + I_B \times h_{FE1} \times h_{FE2}$

$$I_C = I_B \times h_{FE1}(1 + h_{FE2}) \approx I_B \times h_{FE1} \times h_{FE2}$$

$$\frac{I_C}{I_B} \approx h_{FE1} \times h_{FE2} \quad (10) \quad \because h_{FE1} \gg 1 \quad h_{FE2} \gg 1$$

題与図2に電流を付記すれば、 $h_{FE0} = \frac{I_C}{I_B}$  この式に⑩を代入すれば、

$$h_{FE0} \approx h_{FE1} \times h_{FE2}$$



A - 7 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、 $T_{r1}$  及び  $T_{r2}$  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。

- (1) 図 1 の原理的構成例に示すように、トランジスタ  $T_{r1}$  及び  $T_{r2}$  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  $T_{r0}$  とみなすことができ、 $T_{r0}$  のエミッタ接地電流増幅率は □ A □ で表される。
- (2) 図 1 の接続では、 $T_{r1}$  のエミッタ電流が  $T_{r2}$  のベース電流となるので、 $T_{r1}$  は  $T_{r2}$  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、 $T_{r1}$  の入力インピーダンスが  $T_{r2}$  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。
- (3) 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	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_1)$	PNP
2	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_1)$	NPN
3	$\beta_1 \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	NPN
4	$\beta_1 + \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	NPN
5	$\beta_1 + \beta_2$	$(1 + \beta_2)$	PNP

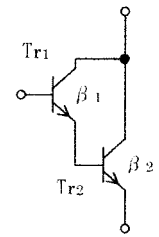


図 1

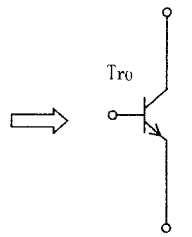


図 2

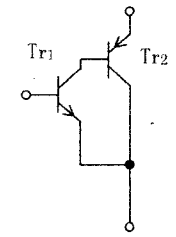


図 3

答：2

〔解説〕

$T_{r1}$  のベース電流が  $\beta_1$  倍されて  $T_{r2}$  のベースに流れる。 $T_{r2}$  の増幅率が  $\beta_2$  であるから  $T_{r0}$  の増幅率は、 $\beta_1 \beta_2$  となり、インピーダンスは  $1 + \beta_1$ 。図 3 は、NPN。

〔解説〕

- $T_{r1}$  の電流増幅率を  $h_{FE1}$ 、 $T_{r2}$  の電流増幅率を  $h_{FE2}$  とすれば、ダーリントン接続のときの電流増幅率  $h_{FE}$  は、 $h_{FE} = h_{FE1} \times h_{FE2}$   $h_{FE1} = \beta_1$   $h_{FE2} = \beta_2$  とおけば、 $T_{r0}$  のエミッタ接地電流増幅率は、 $\beta_1 \beta_2$  となる。
- $T_{r2}$  の入力インピーダンス  $= (1 + \beta_1)$
- 等価回路は、NPN と見なすことが出来る。(  $B \rightarrow E$  なら NPN、  $B \leftarrow E$  なら PNP )

**A-7** 次の記述は、エミッタ接地で用いるトランジスタの静特性曲線と  $h$  パラメータ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、図はトランジスタの電圧電流特性を示し、また  $\Delta$  はそれぞれの電圧及び電流の微小変化分を表す。

(1) 第1象限の特性曲線の傾き  $\Delta I_C / \Delta V_{CE}$  は □ A □ アドミタンスで、通常  $h_{oe}$  で表される。  
(2) 第2象限の特性曲線の傾き  $\Delta I_C / \Delta I_B$  は電流増幅率で、通常 □ B □ で表される。  
(3) 第3象限の特性曲線の傾き  $\Delta V_{BE} / \Delta I_B$  は □ C □ インピーダンスで、通常  $h_{ie}$  で表される。  
(4) 第4象限の特性曲線の傾き  $\Delta V_{BE} / \Delta V_{CE}$  は、電圧帰還率である。

A      B      C  
1 入力     $h_{re}$     伝達  
2 入力     $h_{fe}$     入力  
3 出力     $h_{re}$     入力  
4 出力     $h_{fe}$     入力  
5 出力     $h_{re}$     伝達

$V_{CE}$  : 一定     $I_B$  : 一定  
 $\Delta I_C$      $\Delta V_{CE}$   
第2象限    第1象限  
 $I_B$      $V_{CE}$   
第3象限    第4象限  
 $\Delta V_{BE}$      $\Delta I_B$   
 $V_{BE}$  : 一定     $V_{CE}$  : 一定     $I_B$  : 一定  
 $\Delta V_{BE}$      $\Delta I_B$   
 $V_{CE}$  : コレクタ-エミッタ間電圧 [V]  
 $V_{BE}$  : ベース-エミッタ間電圧 [V]  
 $I_B$  : ベース電流 [A]  
 $I_C$  : コレクタ電流 [A]

答：4

〔解説〕

- (1)  $h_{oe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}$  : 交流的に出力端を開放したときの出力アドミタンス・・・第1象限  
(2)  $h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$  : 交流的に出力端を短絡したときの電流増幅率・・・第2象限  
(3)  $h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$  : 交流的に出力端を短絡したときの入力インピーダンス・・・第3象限  
(4)  $h_{re} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$  : 交流的に入力を開放したときの電圧増幅率・・・第4象限

**A-6** 図に示す回路において、トランジスタ(Tr)の電圧-電流特性を求めたとき、表の結果が得られた。Tr の  $I_C = 3.0$  [mA]、 $V_{CE} = 6$  [V] におけるエミッタ接地電流増幅率  $h_{fe}$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、Tr のコレクタ-エミッタ間電圧を  $V_{CE}$ 、コレクタ電流を  $I_C$  及びベース電流を  $I_B$  とする。

1 250  
2 200  
3 150  
4 100  
5 50

C:コレクタ  
E:エミッタ  
B:ベース  
 $V_1, V_2$ : 直流電源電圧 [V]

$V_{CE}$ [V]	$I_C$ [mA]					
	$I_B$	10 [ $\mu$ A]	15 [ $\mu$ A]	20 [ $\mu$ A]	25 [ $\mu$ A]	30 [ $\mu$ A]
4		2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
6		2.0	2.5	3.0	3.5	4.0
8		2.0	2.5	3.0	3.5	4.0

・  $I_B$  の変化分  $\Delta I_B$  は、 $\Delta I_B = 15 - 10 = 20 - 15 = 25 - 20 = 30 - 25 = 5[\mu A]$   
この時の  $V_{CE} = 6[V]$  のときの  $I_C$  の変化分  $\Delta I_C$  は、  
 $\Delta I_C = 2.5 - 2.0 = 3.0 - 2.5 = 3.5 - 3.0 = 4.0 - 3.5 = 0.5[mA]$

$$\cdot h_{fe} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-6}} = 0.1 \times 10^3 = 100$$

答：4

平成 29 年 4 月期 (HZ209 A-8)

A-8 図に示すエミッタ接地トランジスタ増幅回路の簡易等価回路において、入力インピーダンスが  $h_{ie}$ 〔Ω〕、電流増幅率が  $h_{fe}$ 、負荷抵抗が  $R_L$ 〔Ω〕のとき、この回路の電力増幅度  $A$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1  $A = h_{fe}^2 R_L / h_{ie}$
- 2  $A = h_{fe} R_L / h_{ie}$
- 3  $A = h_{fe}^2 / h_{ie}$
- 4  $A = h_{fe} R_L$
- 5  $A = h_{fe}$

○：理想電流源  
B：ベース  
C：コレクタ  
E：エミッタ  
 $i_b$ ：ベース電流  
 $i_c$ ：コレクタ電流  
 $v_i$ ：入力電圧  
 $v_o$ ：出力電圧

答：1

〔解説〕

題与の回路の入力電力を  $P_i$ 、出力電力を  $P_o$  とすれば、電力増幅度  $A$  は、 $A = \frac{P_o}{P_i}$  から求める。

$$P_i = V_i i_b = h_{ie} \times i_b \times i_b = h_{ie} i_b^2 \quad \because V_i = h_{ie} i_b$$

$$P_o = V_o i_c = i_c^2 R_L = (h_{fe} i_b)^2 R_L \quad \because i_c = h_{fe} i_b$$

$$P_i \text{ と } P_o \text{ を } A = \frac{P_o}{P_i} \text{ に代入すれば、} A = \frac{P_o}{P_i} = \frac{(h_{fe} i_b)^2 R_L}{h_{ie} i_b^2} = \frac{h_{fe}^2 R_L}{h_{ie}}$$

令和元年 12 月期 (HZ112 A-8)

A-8 次の記述は、図に示すエミッタホロワ増幅回路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、抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  及び静電容量  $C_1$ 、 $C_2$  の影響は無視するものとする。

- (1) 入力電圧と出力電圧の位相は、□ A □ である。
- (2) 出力インピーダンスは、他の接地方式の増幅回路と比べて □ B □ 。
- (3) この回路は、□ C □ 接地増幅回路ともいう。

	A	B	C
1	逆相	高い	コレクタ
2	逆相	低い	エミッタ
3	同相	低い	ベース
4	同相	低い	コレクタ
5	同相	高い	エミッタ

$R_L$ ：抵抗  
Tr：トランジスタ

答：4

**B - 2** 次の記述は、図に示すエミッタホロワ増幅回路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、コンデンサ  $C$  の影響は無視するものとする。

(1) 電圧増幅度  $A_v$  の大きさは、約 □ ア □ である。

(2) 入力電圧と出力電圧の位相は、□ イ □ である。

(3) 入力インピーダンスは、エミッタ接地増幅回路と比べて、一般に □ ウ □ 。

(4) この回路は、□ エ □ 接地増幅回路ともいう。

(5) この回路は、□ オ □ 変換回路としても用いられる。

1 低い

2 同相

3 コレクタ

4 1

5 インピーダンス

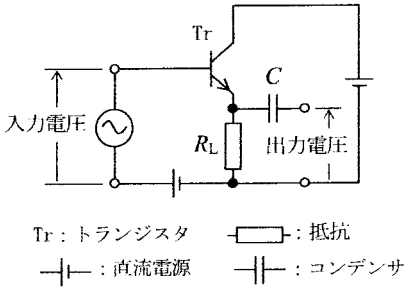
6 高い

7 逆相

8 ベース

9 100

10 周波数



答：ア：4、イ：2、ウ：6、エ：3、オ：5

〔参考〕

コレクタ接地増幅回路の特徴は、次の通り：

	コレクタ接地
入力インピーダンス	高い
出力インピーダンス	低い
電圧増幅度	$\approx 1$
電流増幅度	エミッタ接地と同じ
電力増幅度	エミッタ接地より小さい
入出力位相	同位相
周波数特性	エミッタ接地より良い

基本回路

平成 26 年 8 月期 (HZ608 A-7)

**A - 7** 次の記述は、トランジスタの電気的特性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 直流電流増幅率  $h_{FE}$  は、エミッタ接地回路の直流のコレクタ電流  $I_C$  とベース電流  $I_B$  の比 ( $I_C / I_B$ ) である。

2 エミッタ接地回路の高周波特性を示すトランジション周波数  $f_T$  は、電流増幅率  $\beta$  の値が低周波のときの値より 3 [dB] 低下する周波数である。

3 ベース接地回路の高周波特性を示す  $\alpha$  遮断周波数  $f_\alpha$  は、電流増幅率  $\alpha$  の値が低周波のときの値より 3 [dB] 低下する周波数である。

4 コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放にして、コレクターベース間に逆方向電圧（一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ ）を加えたときのコレクタに流れる電流である。

答: 2

〔解説〕

コレクタ電流  $I_C$ 、ベース電流  $I_B$ 、エミッタ電流  $I_E$  は、 $I_E = I_B + I_C \Rightarrow I_B = I_E - I_C$

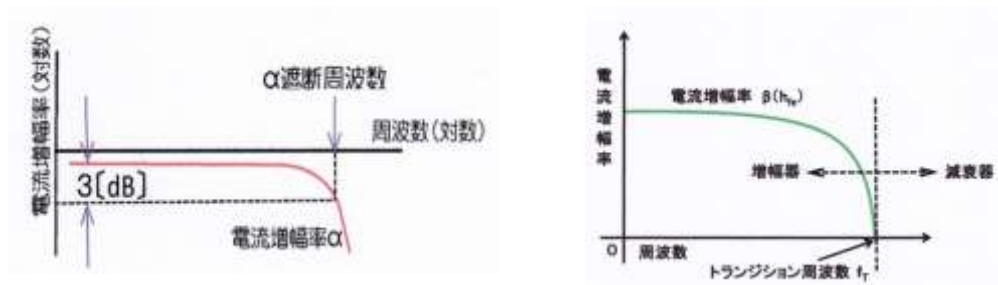
エミッタ接地の直流電流増幅 率  $h_{FE}$  は、 $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$

- 99 -



$\alpha$  遮断周波数は、ベース接地電流増幅率において、増幅率がフラットな状態から 3[dB] 低下したときの周波数をいう。

トランジション周波数  $f_T$  は、エミッタ接地回路の周波数を上げてゆくことにより電流増幅率  $\beta$  が低下し増幅率が 0[dB] となり、さらに周波数を上げてゆくと増幅が減衰に変わる点をトランジション周波数  $f_T$  という。



令和 6 年 8 月期 (HZ608 B-1)

B - 1 次の記述は、トランジスタの電気的特性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) トランジスタの高周波特性を示す  $\alpha$  遮断周波数は、□ ア 接地回路のコレクタ電流とエミッタ電流の比  $\alpha$  が、低周波のときの値の □ イ になるときの周波数である。
- (2) トランジスタの高周波特性を示すトランジション周波数は、エミッタ接地回路の電流増幅率  $\beta$  の絶対値が □ ウ となる周波数である。
- (3) コレクタ遮断電流は、エミッタを □ エ して、コレクタ・ベース間に □ オ 方向電圧(一般的には最大定格電圧)を加えたときのコレクタに流れる電流である。

- |     |      |        |        |                 |
|-----|------|--------|--------|-----------------|
| 1 逆 | 2 開放 | 3 0(零) | 4 コレクタ | 5 $1/\sqrt{3}$  |
| 6 順 | 7 短絡 | 8 1    | 9 ベース  | 10 $1/\sqrt{2}$ |

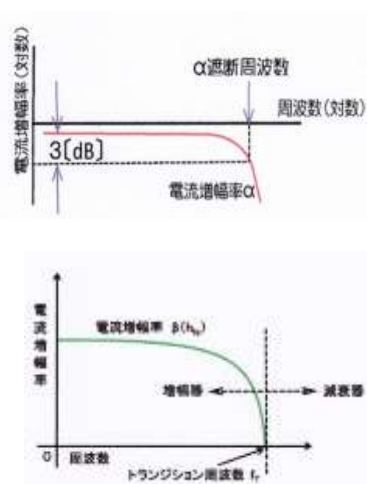
答：ア：9、イ：10、ウ：8、エ：2、オ：1

〔解説〕

・  $\alpha$  遮断周波数は、ベース接地電流増幅率において、増幅率がフラットな状態から  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (3[dB]) 低下したときの周波数をいう。

・ エミッタ接地増幅回路の電流増幅率  $\beta = 1$  となる周波数で、回路に入力する信号の周波数を上げて行くとやがて電流増幅率が低下し始め、ある周波数において電流増幅率が 0[dB] となる。このときの周波数をトランジション周波数 ( $f_T$ ) と言う。この状況をグラフに示せば次の通りとなる。この周波数を境に、周波数が低い側では増幅器 (利得 > 0 [dB]) として働き、これより高い周波数ではあたかも減衰器 (利得 < 0 [dB]) のように働く。

・ コレクタ遮断電流  $I_{CBO}$  は、エミッタを開放して、コレクタ・ベース間に逆方向電圧(一般的には最大定格電圧  $V_{CBO}$ )を加えたときコレクタに流れる電流をいう。



A - 7 次の記述は、図 1～3 の図記号に示すトランジスタ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。

図 1

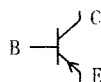


図 2

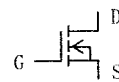
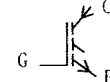


図 3



- 1 図 1 は、PNP トランジスタである。
- 2 図 2 は、N チャネル MOS 形 FET でエンハンスメント形である。
- 3 図 1 と図 2 のスイッチング速度を比較すると、図 2 のトランジスタの方が高速である。
- 4 図 3 は、絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT) である。
- 5 図 3 のトランジスタは、主に送信機の終段電力増幅器として使用されている。

答：5

〔解説〕

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) は、電力制御用トランジスタで、各種インバータ機器、産業用エアコン、IH 炊飯器などの民生用製品、EV モータ制御などの使用される。

A - 7 次の記述は、MOS 形 FET (金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ) 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 電流駆動のバイポーラトランジスタと比べ、MOS 形 FET は電圧駆動のため駆動損失が小さく高周波動作に適している。
- 2 MOS 形 FET は静電気に強い構造であるため、単体で保管する場合でも特別な措置は必要ない。
- 3 MOS 形 FET には、N チャネル形と P チャネル形があるが、使用される MOS 形 FET の大半は N チャネル形である。
- 4 比較的大きな電力を扱うものは、一般にパワー MOSFET と呼ばれ、送信機の電力増幅部や電源装置などに使用されている。
- 5 パワー MOSFET の並列接続は、発振防止やスイッチング時間の整合などの注意が必要であるが、バイポーラトランジスタと比べると比較的容易に並列運転ができる。

答：2

〔解説〕

MOS 形 FET は、ゲートとソース間の薄い酸化膜により絶縁されている。弱い静電気でもこの酸化膜が破損し絶縁が破壊される恐れがあるから、保管するときはアルミフویلや導電スポンジなどで両電極を包んでショートし帯電しないよう保護しておく。

A - 8 次の記述は、MOS 形 FET(金属酸化膜半導体電界効果トランジスタ)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 電流駆動のバイポーラトランジスタと比べ、MOS 形 FET は電圧駆動のため駆動損失が小さく高周波動作に適している。
- 2 MOS 形 FET には、N チャネル形と P チャネル形があるが、使用される MOS 形 FET の大半は N チャネル形である。
- 3 MOS 形 FET のオン抵抗は、温度上昇による変化はなく常に一定値である。
- 4 比較的大きな電力を扱うものは、一般にパワー MOSFET と呼ばれ、送信機の電力増幅部や電源装置などに使用されている。
- 5 パワー MOSFET の並列接続は、発振防止やスイッチング時間の整合などの注意が必要であるが、バイポーラトランジスタと比べると比較的容易に並列運転ができる。

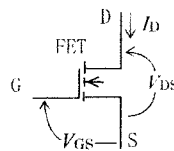
答：3

〔解説〕

MOS FET のゲートに信号があるとき（オンのとき）、ドレイン－ソース間が不完全に導通状態になる。不完全に導通状態即ち少しだけ導通抵抗があるときこれを MOS FET のオン抵抗という。このオン抵抗によりドレイン－ソース間にオーム熱が発生し温度上昇の原因となるからオン抵抗は小さいほど良いことになる。

B - 2 次の記述は、図に示す原理的なエンハンスメント形電界効果トランジスタ(FET)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) FETの構造は、□ ア □ チャネルの □ イ □ 形である。
- (2) 一般に、ゲート・ソース間には、□ ウ □ の電圧を加えて用いる。
- (3) FETの相互コンダクタンス $g_m$ は、電圧及び電流の変化分を $\Delta$ とすれば $g_m = \square$  エ □ で表される。
- (4)  $V_{GS} = 0$  [V] のとき  $I_D$  は □ オ □ 。



D : ドレイン  
S : ソース  
G : ゲート  
 $V_{DS}$  : D-S 間電圧 [V]  
 $V_{GS}$  : G-S 間電圧 [V]  
 $I_D$  : ドレイン電流 [A]

- |     |       |                  |                                |        |
|-----|-------|------------------|--------------------------------|--------|
| 1 N | 2 接合  | 3 Gに正(+), Sに負(-) | 4 $\Delta I_D / \Delta V_{DS}$ | 5 流れない |
| 6 P | 7 MOS | 8 Gに負(-), Sに正(+) | 9 $\Delta I_D / \Delta V_{GS}$ | 10 流れる |

答：ア：1、イ：7、ウ：3、エ：9、オ：5

〔解説〕

- ・題与図の  $I_D$  の矢印から D に正 (+) の電圧を印加、S に負 (-) の電圧となり、G に正 (+) の電圧が加わる。
  - ・相互コンダクタンス  $g_m$  とはドレイン電圧が一定の時ゲート電圧の変化分に対するドレイン・ソース間に流れる電流の変化分の比をいう。ゲート電圧  $V_{GS}$  が変化する大きさ、即ち、 $\Delta V_{GS}$  によって変化するドレイン電流  $\Delta I$  の値を比にしたもので、 $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$  で表される。
  - ・回路に  $V_D$  を加えたとき  $R_S$  に流れる電流  $I_D$  により電圧降下  $E_S$  が生ずる。
- 題与の  $V_{GS} = 0$  のときにはゲートへの信号電圧が加わっていないから、 $V_{DS}$  への制御がなく、 $I_D$  は流れない。

A-7 次の記述は、電界効果トランジスタ(FET)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、ゲート(G)-ソース(S)間電圧  $V_{GS}$  及びドレイン(D)電流  $I_D$  は図1の矢印で示した方向を正(+)とする。

- (1) 図1に示す図記号の電界効果トランジスタは □A□ チャンネルで、□B□ 形である。  
(2) (1)の伝達特性の概略図を、 $V_{GS}$  [V] と  $I_D$  [A] 間の特性で示すと □C□ である。

A	B	C
1 P	MOS(絶縁ゲート)	図3
2 P	接合	図2
3 N	MOS(絶縁ゲート)	図3
4 N	接合	図3
5 N	MOS(絶縁ゲート)	図2

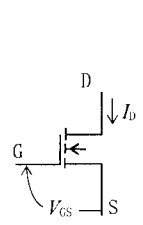


図1

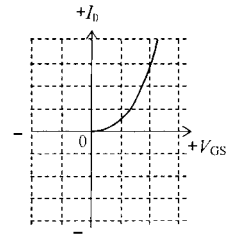


図2

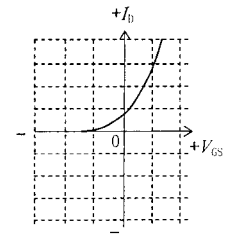


図3

答：5

〔解説〕

(1) 図記号の読み方：

- ・図記号の矢印が内側に向かっている ⇒ P形半導体基板の中にソース(S)、ドレイン(D)がN形半導体により構成されており、図記号のD、Sがアイランド(破線)で表記されていればNチャンネルエンハンスメント形 MOS FET。
- ・図記号の矢印が外に向かっている ⇒ N形半導体の中にD、SがP型半導体により構成されており、図記号のD、Sが線状に表記されていればPチャンネルデプレッション形 MOS FET。

題与の FET は、N チャンネルエンハンスメント形 MOS FET。

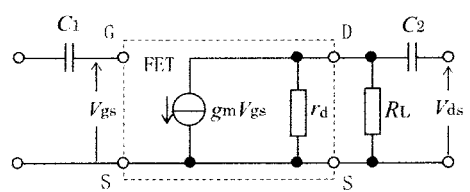
MOS : Metal Oxide Semiconductor (金属酸化半導体) の略。

Enhancement : 増加 depletion : 減少

- (2) ゲート・ソース間電圧  $V_{GS}$  を加えなければドレイン・ソース間に電流  $I_D$  が流れない特性の MOS FET を enhancement 形という。題与の図2がこれを示している。図3は、 $V_{GS}$  を加えなくても  $I_D$  が流れる depletion 形。

A-8 図に示す等価回路で表した電界効果トランジスタ(FET)に、入出力関連素子( $C_1$ 、 $C_2$ 及び $R_L$ )を接続した増幅回路において、相互コンダクタンス  $g_m$  が 10 [mS]、ドレイン抵抗  $r_d$  が 20 [k $\Omega$ ]、負荷抵抗  $R_L$  が 5 [k $\Omega$ ] のとき、この回路の電圧増幅度  $V_{ds}/V_{gs}$  の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、コンデンサ  $C_1$  及び  $C_2$  のリアクタンスは無視できるものとする。

- 1 20
- 2 30
- 3 40
- 4 50
- 5 60



G : ゲート  
D : ドレイン  
S : ソース

⊙ : 電流源  
 $V_{gs}$  : 入力交流電圧 [V]  
 $V_{ds}$  : 出力交流電圧 [V]

・  $A_v = g_m R$  但し、 $R = \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$

・上式に題与の諸元を代入すれば、 $R = \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} = \frac{20 \times 5 \times 10^6}{(20+5) \times 10^3} = \frac{100 \times 10^6}{25 \times 10^3} = 4 \times 10^3$

$$A_v = 10 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^3 = 40$$

答：3

〔解説〕

電圧増幅度  $A_v$  は、 $A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} = g_m R$

但し、 $R$ は出力端の負荷抵抗値

題与の等価回路図の  $r_d$  と  $R_L$  は並列接続回路であり、その合成抵抗  $R$  は、

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_L} \Rightarrow \frac{1}{R} = \frac{r_d + R_L}{r_d R_L}$$

$$\Rightarrow R = \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$$

この  $R$  を上式に代入すれば、

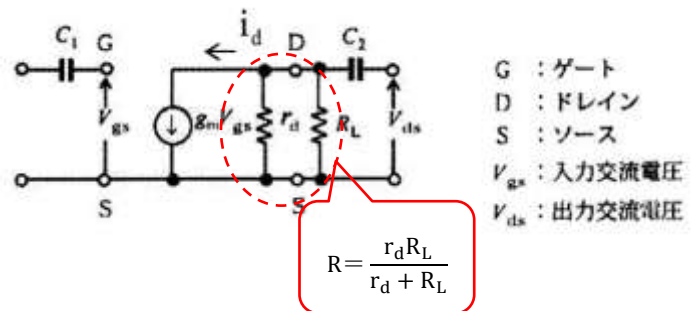
$$A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} = g_m R = g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$$

上記をもう少し詳しく解説する。上図の通り回路に流れる電流を  $i_d$  とすれば、 $i_d = g_m V_{gs}$

また  $V_{ds} = i_d R$  であり、この式に上に求めた  $R$  を代入すれば  $V_{ds} = i_d R = i_d \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$

この式に上記  $i_d$  を代入すれば、 $V_{ds} = g_m V_{gs} \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$

$$A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} \Rightarrow V_{ds} = A_v V_{gs} \quad \text{これを上式に代入すれば、} \quad A_v V_{gs} = g_m V_{gs} \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} \Rightarrow A_v = g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$$



令和4年4月期 (HZ404 A-8)

**A-8** 図に示す、等価回路で表した電界効果トランジスタ(FET)に、入出力関連素子( $C_1$ 、 $C_2$  及び  $R_L$ )を接続した増幅回路において、相互コンダクタンス  $g_m$  が 8 [mS]、ドレイン抵抗  $r_d$  が 15 [kΩ]、負荷抵抗  $R_L$  が 5 [kΩ] のとき、この回路の電圧増幅度  $V_{ds}/V_{gs}$  の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、コンデンサ  $C_1$  及び  $C_2$  のリアクタンスは無視できるものとする。

1 20  
2 30  
3 40  
4 50  
5 60

G : ゲート  
D : ドレイン  
S : ソース

○ : 電流源  
 $V_{gs}$  : 入力交流電圧 [V]  
 $V_{ds}$  : 出力交流電圧 [V]

回路の電圧増幅度  $A_v$  は、 $A_v = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} = -g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L}$  から求める。

題与の諸元： $g_m = 8$  [mS]、 $r_d = 15$  [kΩ]、 $R_L = 5$  [kΩ] を上式に代入すれば、

$$A_v = -g_m \frac{r_d R_L}{r_d + R_L} = -8 \times 10^{-3} \frac{15 \times 10^3 \times 5 \times 10^3}{15 \times 10^3 + 5 \times 10^3} = \frac{(-8 \times 15 \times 5) \times 10^3}{20 \times 10^3} = -30$$

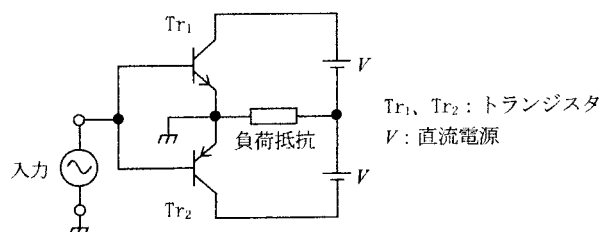
この計算結果の負符号は、入力電圧  $V_{gs}$  の位相に対し出力電圧  $V_{ds}$  が逆位相を示している。

令和4年8月期(HZ408 A-7)

A-7 次の記述は、図に示す原理的な低周波電力増幅回路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) この回路のように、出力トランスを使わないですむように工夫されたプッシュプル回路は、OTL プッシュプル回路又は □ A □ 回路とも呼ばれる。特に図の回路は、特性のそろった NPN 形と PNP 形のトランジスタが用いられているため、 □ B □ 回路とも呼ばれる。
- (2) この回路を B 級で動作させるときは、トランジスタの入力特性の非線形による □ C □ ひずみを除去するために、実際の回路では、二つのトランジスタをそれぞれ順方向にバイアスして、無信号状態においてわずかにバイアス電流が流れるようにしている。

A	B	C
1 DEPP	ダーリントン	第二高調波
2 SEPP	ダーリントン	第二高調波
3 DEPP	コンプリメンタリ	第二高調波
4 SEPP	コンプリメンタリ	クロスオーバー
5 DEPP	コンプリメンタリ	クロスオーバー



答：4

〔解説〕

題与の回路は、出力トランスを使用しない B 級増幅プッシュプル増幅回路で、OTL (output transformerless) プッシュプル回路または SEPP(single-ended push-pull)回路という。この回路は、特性のそろった NPN と PNP トランジスタが使用されることから、コンプリメンタリ (complementary symmetry) 回路ともいう。非直線入力特性によるクロスオーバー歪を除去するために題与の図に示すような構成となっている。

平成27年12月期(HZ712 A-9)

A-9 図に示す並列 (電圧) 帰還直列注入形の負帰還増幅回路において、負帰還をかけない状態から負帰還をかけた状態に変えると、この回路の入力インピーダンス  $Z_i$  及び出力インピーダンス  $Z_o$  の値はそれぞれどのように変化するか。  $Z_i$  と  $Z_o$  の値の変化の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。

$Z_i$	$Z_o$
1 減少する	減少する
2 減少する	増加する
3 増加する	減少する
4 増加する	増加する

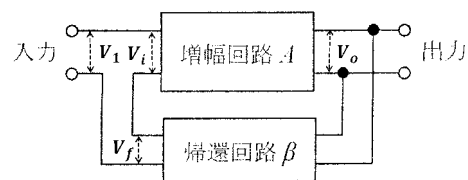


答：3

〔解説〕

題与の回路図では、出力側から並列に帰還電圧を取り出しているが、入力側ではこれを直列に入力している。従って、題与の図は、電圧直列負帰還増幅回路となる。

入力端子に  $V_1$  の電圧を掛けたとき、増幅回路Aの電圧出力を  $V_o$  とする。 $V_o$  をサンプリングして負帰還回路 $\beta$ に入力し、負帰還回路の出力電圧  $V_f$  を入力電圧  $V_1$  に直列に加える。 $V_f$  が  $V_1$  とほとんど同じ電圧のとき、 $V_i$  はほとんど零 (0[V]) になる。



増幅回路 A の入力インピーダンスを  $Z_i$  とすれば、負帰還回路が無いときは  $V_1 = V_i$  ゆえ入力側の電流  $I_i$  は、 $I_i = \frac{V_1}{Z_i}$  となる。負帰還回路があるとき入力側の電流  $I_i$  は、 $I_i = \frac{V_1 - V_f}{Z_i}$  となる。このこと

から負帰還回路があるときは、上式分子の  $V_1 - V_f$  から負帰還回路が無いときに比べ入力電流  $I_i$  が減少することになる。入力電圧  $V_1$  は、負帰還回路が有る無しにかかわらず  $V_1$  のままだゆえ、負帰還回路があるときの  $I_i$  が減少することは、上式の  $Z_i$  が増加したことになり、 $(1 + A\beta)Z_i$  となる。

出力側から見れば、出力インピーダンスを  $Z_o$  とすれば、増幅回路 A のみのときの出力電流を  $I_o$  とすれば、 $I_o = \frac{V_o}{Z_o}$  となる。

負帰還回路があるとき、 $V_o$  は負帰還回路の出力  $V_f$  に相当するだけの電圧が低下する。その結果、低下する  $V_o$  を元に戻すべく  $V_f$  を下げて  $V_i$  を増加させるように動作するから、その結果  $V_o$  は増加する。以上から負帰還回路を接続しても  $V_o$  はほとんど変化しないことになる。

$V_o$  が低下するとき  $V_o = I_o Z_o$  から  $Z_o$  が減少し  $\frac{Z_o}{1+A\beta}$  となる。

以上から、選択肢 3 の  $Z_i$  は増加し  $Z_o$  は減少するが回答となる。

平成 30 年 8 月期 (HZ008 A-9)

A-9 次の記述は、電圧増幅度が  $A$  の演算増幅器(オペアンプ)の基本的な入出力関係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  $V_i$  はオペアンプがひずみ無く増幅する範囲にあるものとする。

(1) 図1に示すように  $V_i$  [V] を「-」端子に加えたとき、出力電圧  $V_o$  は大きさが  $V_i$  の  $A$  倍で、位相は  $V_i$  と □ A となる。  
 (2) 図2に示すように  $V_i$  [V] を「+」端子に加えたとき、出力電圧  $V_o$  の位相は  $V_i$  と □ B となる。  
 (3) 図3に示すように  $V_i$  [V] を「+」端子と「-」端子に共通に加えたとき、出力電圧  $V_o$  の大きさはほぼ □ C である。

A	B	C
1 逆位相	同位相	0 [V]
2 逆位相	逆位相	$V_i A$ [V]
3 同位相	同位相	0 [V]
4 同位相	逆位相	$V_i A$ [V]

図1

図2

図3

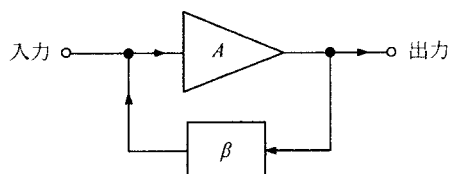
AOP : オペアンプ

答 : 1

令和 4 年 8 月期 (HZ408 A-9)

A - 9 図に示す負帰還増幅回路において、負帰還をかけないときの電圧増幅度  $A$  を 10,000(真数)及び帰還回路の帰還率  $\beta$  を 0.1 としたとき、負帰還をかけたときの電圧増幅度の値(真数)として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 1
- 2 5
- 3 10
- 4 50



負帰還増幅回路の電圧増幅度  $A_f$  は、 $A_f = \frac{A}{1+A\beta}$  から求める。

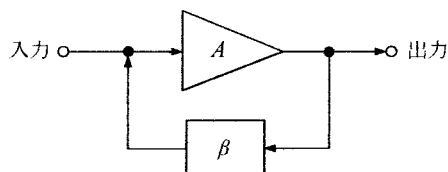
$$\text{題与の諸元を上式に代入すれば、} A_f = \frac{10000}{1+10000 \times 0.1} = \frac{10000}{1001} = 9.990 \approx 10$$

答：3

令和 6 年 4 月期 (HZ604 A-8)

A - 8 図に示す負帰還増幅回路において、電圧増幅度  $A$  が  $1 \times 10^5$ (真数)の演算増幅器を用いて、負帰還増幅回路の電圧増幅度を 40(真数)にしたい。帰還回路の帰還率  $\beta$ (真数)の値として、最も近い値を下の番号から選べ。

- 1 0.5
- 2 0.25
- 3 0.1
- 4 0.05
- 5 0.025



負帰還増幅回路の電圧増幅度  $A_f$  は、 $A_f = \frac{A}{1+A\beta}$  から求める。

$$40 = \frac{1 \times 10^5}{1+1 \times 10^5 \beta} \Rightarrow 40 + 40 \times 10^5 \beta = 1 \times 10^5 \Rightarrow 40 \times 10^5 \beta = 1 \times 10^5 - 40 \approx 1 \times 10^5$$

$$\Rightarrow \beta \approx \frac{1 \times 10^5}{40 \times 10^5} \approx 0.025$$

答：5

[別計算]

$$A_f = \frac{A}{1+A\beta} \text{ を変形すれば、} A_f + A_f A \beta = A \Rightarrow \beta = \frac{A - A_f}{A_f A} \quad \text{この式に題与の諸元を代入すれば、}$$

$$A = 1 \times 10^5 \quad A_f = 40 \quad \text{より} \quad \beta = \frac{A - A_f}{A_f A} = \frac{1 \times 10^5 - 40}{40 \times 1 \times 10^5} \approx \frac{1}{40} = 0.025$$



**A - 9** 次の記述は、図に示す原理的な構成の負帰還増幅回路  $A_F$  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。

(1)  $A_a$  の入力電圧  $V_a$  と出力電圧  $V_o$  の位相差が  $\pi$  [rad] のとき、 $B_f$  の入力電圧  $V_i$  と出力電圧  $V_f$  の位相差は、□ A □ [rad] である。

(2)  $A_F$  の増幅度 ( $V_o/V_i$ ) は、一般に  $A_a$  の増幅度 ( $V_o/V_a$ ) が非常に大きいと、 $B_f$  の帰還率 ( $V_f/V_o$ ) を  $\beta$  としたとき、約 □ B □ である。

A	B
1 0(零)	$\frac{1}{\beta}$
2 0(零)	$\frac{\beta}{\sqrt{2}}$
3 $\pi$	$\frac{1}{\beta}$
4 $\pi$	$\frac{\beta}{\sqrt{2}}$

$A_a$ : 増幅回路  
 $B_f$ : 帰還回路  
 $V_i$ :  $A_F$  の入力電圧 [V]  
 $V_o$ :  $A_F$  の出力電圧 [V]

答：1

〔解説〕

(1) 出力信号の一部を入力信号と同じ位相で戻せば、これを正帰還といい、逆位相で戻せば負帰還という。題与の回路は、負帰還であるから正位相と逆位相により位相差は零 (0) となる。

(2) 入力電圧を  $V_i$ 、出力電圧を  $V_o$  とすれば、 $V_o = A_a \times (V_i - \beta V_o) \Rightarrow V_o = A_a V_i - A_a \beta V_o$

$\Rightarrow V_o + A_a \beta V_o = A_a V_i \Rightarrow (1 + A_a \beta) V_o = A_a V_i \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_a}{1 + A_a \beta}$

題与の  $\frac{V_i}{V_o} = \beta$  から  $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{\beta}$  これを上式に代入すれば、 $\frac{1}{\beta} = \frac{A_a}{1 + A_a \beta}$

**B - 2** 次の記述は、図に示す理想的な演算増幅器 AOP を用いた増幅回路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、入力電圧を  $V_i$  [V] とし、抵抗  $R_1$  [ $\Omega$ ] 及び  $R_2$  [ $\Omega$ ] に流れる電流をそれぞれ  $I_1$  [A] 及び  $I_2$  [A] とする。

(1) AOP 単体の入力インピーダンスは非常に □ ア □ 。

(2)  $I_1$  と  $I_2$  の関係は、 $I_1 =$  □ イ □ である。

(3) 出力電圧  $V_o$  は、 $V_o = -I_2 \times$  □ ウ □ [V] である。

(4) 回路の電圧増幅度  $\left| \frac{V_o}{V_i} \right|$  を  $R_1$  と  $R_2$  で表すと、□ エ □ である。

(5) 出力電圧の位相は入力電圧の位相と □ オ □ である。

1 大きい	2 $2I_2$	3 $R_2$	4 $\frac{R_1}{R_2}$	5 同位相
6 小さい	7 $I_2$	8 $(R_1 + R_2)$	9 $\frac{R_2}{R_1}$	10 逆位相

$V_i$ : 入力電圧 [V]  
 $V_o$ : 出力電圧 [V]

答：ア；1、イ；7、ウ：3、エ：9、オ：10

〔解説〕

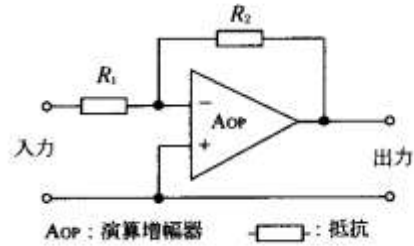
$$\cdot V_o = IR_2 \quad V_i = IR_1 \Rightarrow A = |V_o/V_i| = \left| \frac{IR_2}{IR_1} \right| = \left| \frac{R_2}{R_1} \right|$$

・位相差が $\pi$ であるから反転増幅回路

令和3年12月期 (HZ312 A-8)

A-8 図に示す、理想的な演算増幅器(オペアンプ)を使用した反転電圧増幅回路において、電圧利得が 34 [dB] のとき、抵抗  $R_1$  及び  $R_2$  の最も近い値の組合せとして、正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \approx 0.3$  とする。

$R_1$	$R_2$
1 1 [k $\Omega$ ]	50 [k $\Omega$ ]
2 1 [k $\Omega$ ]	25 [k $\Omega$ ]
3 50 [k $\Omega$ ]	1 [k $\Omega$ ]
4 40 [k $\Omega$ ]	1 [k $\Omega$ ]
5 25 [k $\Omega$ ]	1 [k $\Omega$ ]



・電圧利得  $G_V$  [dB] は、 $G_V = 20\log_{10}A_{op}$  から求める。  $A_{op}$  は、真数。

・反転形電圧増幅回路の電圧増幅度  $A_{op}$  は、 $A_{op} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$  から求める。

(－記号は位相の反転を意味する)

$$G_V = 20\log_{10}A_{op} \text{ から } 34 = 20\log_{10}A_{op} \Rightarrow 1.7 = \log_{10}A_{op}$$

$$1.7 = 1 + 0.7 = 2 - 0.3 \Rightarrow 1.7 = 2\log_{10}10 - \log_{10}2 = \log_{10}100 - \log_{10}2 = \log_{10}\frac{100}{2}$$

$$\Rightarrow \log_{10}50 = \log_{10}A_{op} \Rightarrow A_{op} = 50 = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow 50R_1 = R_2 \Rightarrow R_1 = \frac{R_2}{50} \Rightarrow R_2 = 50R_1$$

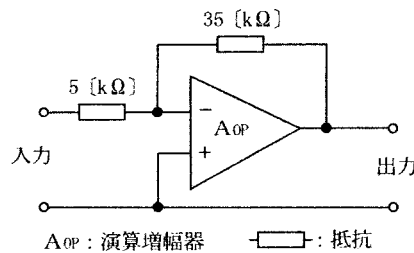
以上から  $R_1 = 1$  のとき  $R_2 = 50$

答：1

令和5年8月期 (HZ508 A-10)

A-10 図に示す演算増幅器(オペアンプ)を使用した反転電圧増幅回路の電圧利得の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、常用対数は表の値とする。

- 1 15 [dB]
- 2 16 [dB]
- 3 17 [dB]
- 4 18 [dB]
- 5 19 [dB]



$x$	$\log_{10}x$
2	0.30
3	0.48
5	0.70
7	0.85
10	1.00

・電圧利得  $G_V$  [dB] は、 $G_V = 20\log_{10}A_{op}$  から求める。  $A_{op}$  は、真数。

・反転形電圧増幅回路の電圧増幅度  $A_{op}$  は、 $A_{op} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1}$  から求める。

(－記号は位相の反転を意味する)

$$\cdot A_{op} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{35}{5} = 7 \Rightarrow G_V = 20\log_{10}A_{op} = 20\log_{10}7 = 20 \times 0.85 = 17[\text{dB}] \quad \because \log_{10}7 = 0.85$$

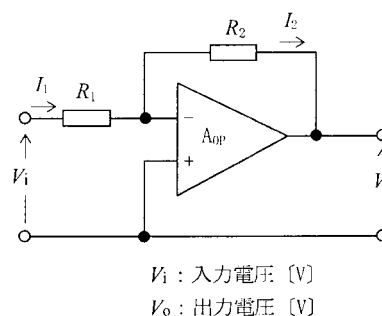
答：3

令和4年12月期 (HZ412 A-10)

A - 10 次の記述は、図に示す理想的な演算増幅器  $A_{op}$  を用いた増幅回路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  $V_i$  [V] とし、抵抗  $R_1$  [ $\Omega$ ] 及び  $R_2$  [ $\Omega$ ] に流れる電流をそれぞれ  $I_1$  [A] 及び  $I_2$  [A] とする。

- (1)  $I_1$  と  $I_2$  の関係は、 $I_1 = \square \text{ A}$  である。  
 (2) 出力電圧  $V_o$  は、 $V_o = -I_2 \times \square \text{ [V]}$  である。  
 (3) したがって、回路の電圧増幅度  $V_o/V_i$  は、 $V_o/V_i = -(\square \text{ C})$  である。

	A	B	C
1	$I_2$	$(R_1 + R_2)$	$R_2/R_1$
2	$I_2$	$R_2$	$R_2/R_1$
3	$I_2$	$(R_1 + R_2)$	$1 + R_2/R_1$
4	$2I_2$	$R_2$	$1 + R_2/R_1$
5	$2I_2$	$(R_1 + R_2)$	$R_2/R_1$



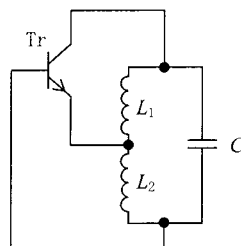
- (1)  $I_1 = I_2$   
 (2)  $V_o = -I_2 R_2 = -I_1 R_2$   
 (3)  $V_i = R_1 I_1 \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-I_1 R_2}{I_1 R_1} = -\frac{R_2}{R_1}$

答：2

令和4年12月期 (HZ412 A-9)

A - 9 図に示すハートレー発振回路の原理図において、コンデンサ  $C$  の静電容量が 36 [%] 減少したときの発振周波数は元の値から何 [%] 変化するか。正しいものを下の番号から選べ。

- 1 25 [%]  
 2 30 [%]  
 3 35 [%]  
 4 40 [%]  
 5 50 [%]



Tr : トランジスタ  
 $C$  : コンデンサ [F]  
 $L_1, L_2$  : コイル [H]

・ハートレー発振回路の発振周波数  $f$  は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}}$  から得られる。

$L_1 + L_2 + 2M = L$  とおけば、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$   $C$  の静電容量を 36% 減少したときの静電容量を  $C'$  し、

この時の周波数を  $f'$  とすれば、 $f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C'}}$

$$f : f' = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} : \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C'}} \Rightarrow f' \times \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = f \times \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C'}} \Rightarrow \frac{f'}{\sqrt{C}} = \frac{f}{\sqrt{C'}} \Rightarrow \frac{f'^2}{C} = \frac{f^2}{C'} \Rightarrow f' = \frac{f\sqrt{C}}{\sqrt{C'}}$$

$$\text{題意から } C' = (1 - 0.36)C = 0.64C \quad \text{これを上式に代入すれば、} f' = \frac{f\sqrt{C}}{\sqrt{0.64C}} = \frac{10f\sqrt{C}}{8\sqrt{C}} = \frac{10}{8} = 1.25$$

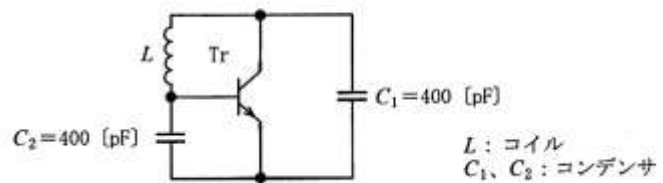
元の周波数の 125% 即ち 25% 周波数が高くなる (変化する)

答 : 1

令和 2 年 12 月期 (HZ212 A-10)

A - 10 図に示すトランジスタ Tr を用いた原理的なコルピッツ発振回路が、 $1/\pi$  [MHz] の周波数で発振しているとき、コイル  $L$  の自己インダクタンス [H] の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 1.00 [mH]
- 2 1.25 [mH]
- 3 1.50 [mH]
- 4 2.00 [mH]
- 5 2.50 [mH]



回路の共振周波数  $f$  は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  から求める。

コルピッツ発振回路の  $C$  は、題与図から

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{400 \times 10^{-12}} + \frac{1}{400 \times 10^{-12}} = \frac{1}{200 \times 10^{-12}} \Rightarrow C = 200 \times 10^{-12}$$

題与から  $f = \frac{1}{\pi} \times 10^6$  および上に求めた  $C$  を  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  に代入すれば、 $\frac{1}{\pi} \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{200 \times 10^{-12}L}}$

$$\Rightarrow \frac{2\pi\sqrt{200 \times 10^{-12}L \times 10^6}}{\pi} = 1 \Rightarrow 2\sqrt{200 \times 10^{-12}L} \times 10^6 = 1 \Rightarrow 4 \times 200 \times 10^{-12} \times 10^{12} \times L = 1$$

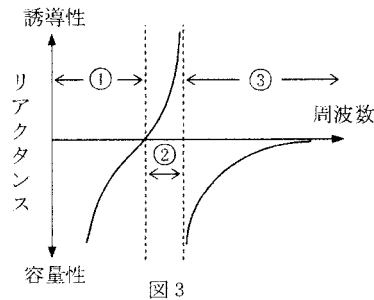
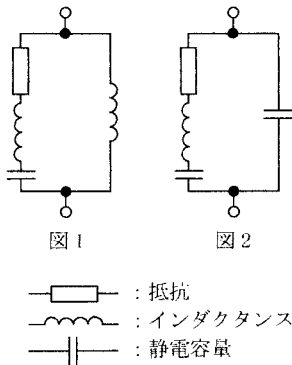
$$\Rightarrow L = \frac{1}{800} = 0.00125 = 1.25 \times 10^{-3} \Rightarrow L = 1.25 \text{ [mH]}$$

答 : 2

A - 7 次の記述は、水晶発振子(水晶振動子)の特徴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) 水晶発振子は、水晶のピエゾ効果を利用して機械的振動を電気的信号に変換する素子であり、単純な LC 同調回路に比べて尖鋭度  $Q$  が □ A □ 。
- (2) 水晶発振子の電気的等価回路は、□ B □ である。
- (3) 水晶発振子で発振を起こすには、図 3 の特性曲線の □ C □ の範囲が用いられる。

A	B	C
1 低い	図 1	③
2 低い	図 2	①
3 高い	図 1	③
4 高い	図 2	②
5 高い	図 1	②



答：4

A - 6 次の記述は、セラミック発振子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) セラミック発振子は、圧電セラミックの圧電効果を利用したものであり、その電気的等価回路は水晶振動子と □ A □ 。
- (2) 発振させるためには、一般にコルピッツ発振回路の □ B □ と置き換える方法が採用されている。
- (3) 温度変化による周波数安定性は水晶振動子より □ C □、安価に大量生産されるようになったことから、電子機器の高周波発振、高周波フィルタ等に利用されている。

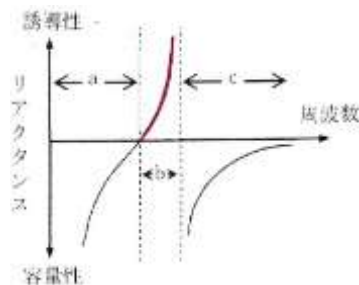
A	B	C
1 異なる	コンデンサ	優れ
2 異なる	コイル	優れ
3 同様である	コンデンサ	優れ
4 同様である	コイル	劣るが
5 同様である	コンデンサ	劣るが

答：4

〔解説〕

圧電セラミック発振子は、水晶発振子の代替素子。

セラミック発振子は、水晶発振子同様右図の b の領域（赤線）で誘導性リアクタンスになり、LC 発信回路のコイルの代わりとして使用すれば固有周波数において発振する。



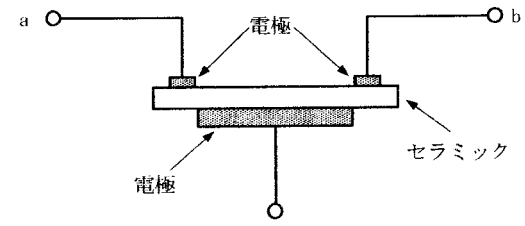
**A - 8** 次の記述は、受信機に用いられているセラミックフィルタについて述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1) セラミックフィルタは、セラミックの □ A □ を利用したもので、原理的には図に示すように、セラミックに電極を貼り付けた構造をしている。電極 a - c に特定の周波数の電圧(電気信号)を加えると、□ A □ によって一定周期の固有の機械的振動が発生して、セラミックが機械的に共振する。この振動が電気信号に変換されて、もう一方の電極 b - c から取り出すことができる。

(2) セラミックの材質、形状、寸法などを変えることによって、固有の機械的振動も変化するため、共振周波数や尖鋭度(Q)を自由に設定することができ、主に FM 受信機の □ B □ の帯域フィルタ(BPF)として使われることが多い。

(3) 水晶フィルタと比較すると、構造が簡単、小形、軽量、低コストである。また、Q 及び共振周波数安定度は、水晶フィルタより □ C □ 。

A	B	C
1 圧電効果	低周波増幅部	高い
2 圧電効果	中間周波数	低い
3 ゼーベック効果	中間周波数	高い
4 ゼーベック効果	低周波増幅部	低い



答：2

〔解説〕  
受信機で一般的な 455kHz や 10.7MHz などの中間周波数では、共振周波数や先鋭度を自由に設定できることから、従来の LC フィルターに代わってセラミックフィルタが一般的に使用されている。

**A - 7** 次の記述は、セラミック発振子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) セラミック発振子は、圧電セラミックの圧電効果を利用したものであり、その電気的等価回路は水晶振動子と □ A □ 。

(2) 発振させるためにコルピッツ発振回路を使用する場合は、□ B □ と置き換える方法が採用されている。

(3) 温度変化による周波数安定性は水晶振動子より □ C □ 、安価に大量生産されるようになったことから、電子機器の高周波発振、高周波フィルタ等に利用されている。

A	B	C
1 同様である	コンデンサ	劣るが
2 同様である	コイル	劣るが
3 同様である	コイル	優れ
4 異なる	コイル	優れ
5 異なる	コンデンサ	優れ

答：2

A - 8 次の記述は、一般的な電圧制御型水晶発振器(VCXO)、温度補償型水晶発振器(TCXO)及び恒温槽型水晶発振器(OCXO)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 VCXO は、水晶片と可変容量ダイオードを含む発振回路を金属ケースに収めたもので、可変容量ダイオードに加える電圧で発振周波数が微調整できる。
- 2 TCXO は、特定の角度で切り出した水晶片と、この水晶片の温度係数を打ち消す温度係数を持つ温度変化素子で共振回路を作り、発振回路基板とともに金属ケースに収めたものである。
- 3 OCXO は、温度係数の小さな水晶片と発振回路基板を恒温槽に入れ、全体を金属ケースに収めたものである。
- 4 VCXO、TCXO、OCXO の中で最も周波数精度が高い(良い)のは VCXO である。

答 4

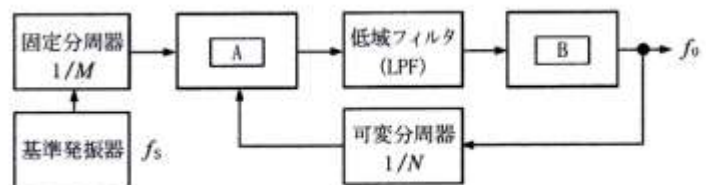
〔解説〕

1. VCXO : Voltage Controlled Crystal Oscillator 電圧制御型水晶発振器。可変容量ダイオードに加える電圧を制御して周波数を変更する水晶発振回路。発振周波数の所定の初期値に対して既定の入力電圧で制御することにより周波数を規定範囲内に維持することが出来る。
2. TCXO : Temperature Compensated Crystal Oscillator 温度補償型水晶発振器。SPCO (Single Packaged Crystal Oscillator) に温度補償機能を付加したもの。水晶片の切り出し方で固有の温度計数が変わるから、この固有の温度計数を打ち消す温度計数を持つ温度変化素子(サーミスタなど)などを使い共振回路を構成した発振回路基板を金属ケースに収めたもの。
3. OCXO : Oven Controlled Crystal Oscillator 恒温槽付水晶発振器。水晶発振子を外気温度に左右されないよう一定温度(恒温度)槽に内蔵したもので、TXCO の温度特性を更に改善したもの。
4. VCXO は、設定電圧に応じて周波数を変化させる電圧制御水晶発振器で、TCXO や OCXO とは用途が異なる。

A - 8 次の記述は、図に示す位相同期ループ(PLL)を用いた周波数シンセサイザ発振器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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) PLL は、二つの入力信号を比較する □ A □、この出力に含まれる不要な成分を除去するための低域フィルタ(LPF)及びその出力に応じた周波数の信号を発振する □ B □ の三つの主要部分で構成される。
- (2) 基準発振器の出力の周波数  $f_s$  を 3.2 [MHz]、固定分周器の分周比  $1/M$  を  $1/128$ 、可変分周器の分周比  $1/N$  を  $1/6,800$  としたとき、出力の周波数  $f_0$  は、□ C □ [MHz] になる。

A	B	C
1 位相比較器	電圧制御発振器	145
2 位相比較器	電圧制御発振器	170
3 位相比較器	水晶発振器	145
4 振幅比較器	水晶発振器	145
5 振幅比較器	電圧制御発振器	170



$$\frac{f_s}{M} = \frac{f_0}{N} \quad \text{から、出力周波数 } f_0 \text{ は、} f_0 = \frac{N}{M} \times f_s = \frac{6800}{128} \times 3.2 = 170 \text{ [MHz]}$$

答 : 2

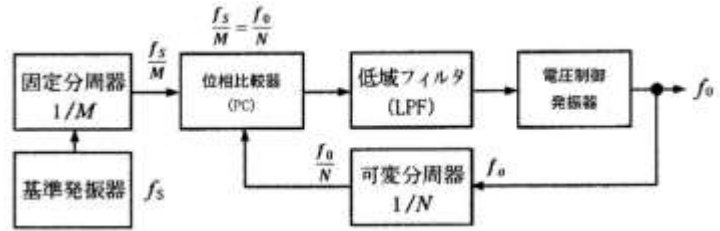
〔解説〕

固定分周器：周波数を  $1/M$  に分周する機能

可変分周器： $f_0$  を  $1/N$  に分周する機能

位相比較器：2つの入力周波数を等しくして出力する機能を持つ

固定分周器からの出力  $\frac{f_s}{M}$  と 可変分周器



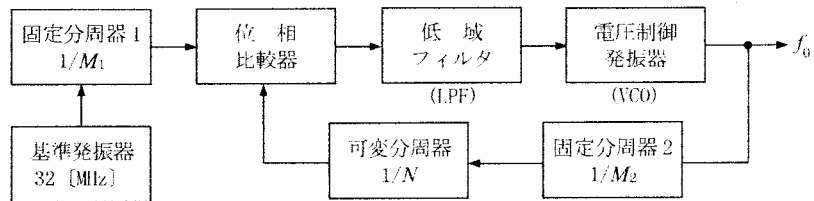
からの出力  $\frac{f_0}{N}$  が位相比較器の機能により  $\frac{f_s}{M} = \frac{f_0}{N}$  が得られる。

従って、 $f_0 = \frac{N}{M} \times f_s \Rightarrow f_0 = \frac{6800}{128} \times 3.2 = 170 \text{ [MHz]}$

令和 6 年 12 月期 (HZ612 A-12)

A - 12 図に示す、位相同期ループ(PLL)回路を用いた周波数シンセサイザ発振器の原理的な構成例において、出力周波数  $f_0$  の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、基準発振器の周波数は 32 [MHz]、固定分周器 1 の分周比  $M_1$  は 160、固定分周器 2 の分周比  $M_2$  は 10、可変分周器の分周比  $N$  を 100 とし、PLL はロックしているものとする。

- 1 200 [MHz]
- 2 300 [MHz]
- 3 400 [MHz]
- 4 600 [MHz]



固定分周器 1 による出力周波数を  $f_0'$  とすれば、 $f_0' = \frac{N}{M_1} \times f_x = \frac{100}{25} \times 32 = 20$

固定分周器 2 による出力周波数を  $f_0$  とすれば、 $f_0 = \frac{N}{M_2} \times f_0' = \frac{100}{10} \times 20 = 200 \text{ [MHz]}$

答：1

〔解説〕

固定分周器 1：周波数を  $1/M_1$  に分周する機能

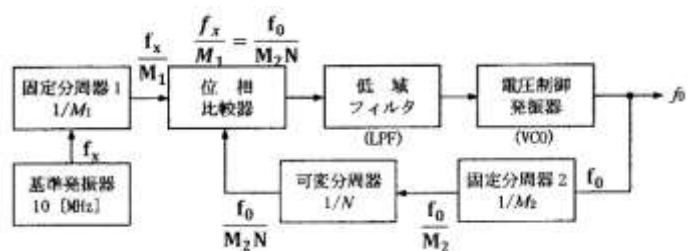
固定分周器 2：周波数を  $1/M_2$  に分周する機能

可変分周器：周波数を  $1/N$  に分周する機能

位相比較器：2つの入力周波数を等しくして出力する機能

題与の基準発振器の発振周波数を  $f_x$  として

題与の回路の周波数関係を題与回路に記入すれば、上図の通りとなる。



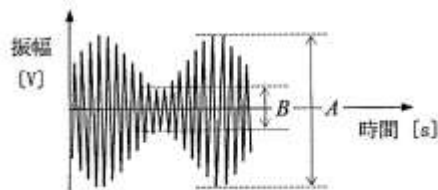
位相比較器における周波数関係は、 $\frac{f_x}{M_1} = \frac{f_0}{M_2 N} \Rightarrow f_0 = \frac{M_2 N}{M_1} \times f_x$  ここに題与の諸元を代入すれば、

$f_0 = \frac{10 \times 100}{160} \times 32 = 200 \text{ [MHz]}$



A - 12 図は、振幅が一定の搬送波を、単一正弦波で振幅変調したときの波形である。A の値が 8 [V] のときの B の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調度は 60 [%] とする。

- 1 0.5 [V]
- 2 1.0 [V]
- 3 1.5 [V]
- 4 2.0 [V]
- 5 2.5 [V]



変調度  $M$  は、題与の図から  $M = \frac{A-B}{A+B} \times 100 [\%]$  から求められる。

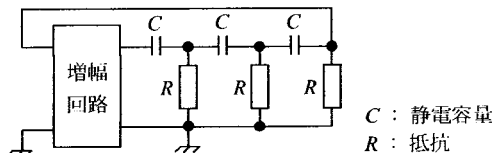
題与の諸元をこの式に代入すれば、 $0.6 = \frac{8-B}{8+B} \Rightarrow 4.8 + 0.6B = 8 - B \Rightarrow 1.6B = 3.2$

$\Rightarrow B = 2.0[V]$

答: 4

A - 9 図に示す移相 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  $C = 0.1 [\mu F]$ 、抵抗  $R = 10 [k\Omega]$  とする。

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



・ HPF 型移相 CR 発振回路の発振周波数  $f$  は、 $\omega = \frac{1}{\sqrt{6}CR} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}CR} [Hz]$  から求める。

・ 題与の諸元を上式に代入すれば、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \times 0.1 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^3} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6} \times 10^{-3}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}} \times 10^3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}} [kHz]$

答: 2

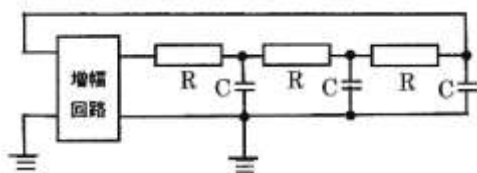
[参考]

題与の回路は、HPF 形移相回路を伴った CR 発振回路。

題与図の C と R の位置が入れ替わり、R がライン側に、C がアース側に接続された場合 (右図) を LPF 形移相 CR 発振

回路といい、発振周波数は、 $\omega = \frac{\sqrt{6}}{CR} \Rightarrow f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi CR}$  から

求める。



A - 11 アマチュア局において 29 [MHz] 帯で FM(F3E) 通信を行うとき、占有周波数帯幅を 16 [kHz]、変調信号の最高周波数を 3 [kHz] の正弦波としたとき、最大周波数偏移の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 2.5 [kHz]
- 2 5.0 [kHz]
- 3 7.5 [kHz]
- 4 10.0 [kHz]
- 5 12.5 [kHz]

周波数変調波の占有周波数帯幅  $B$  [kHz] は、搬送波の最大周波数偏移を  $f_d$  [kHz] とし、変調信号波の最高周波数を  $f_s$  [kHz] とすれば、 $B \approx 2(f_d + f_s)$  で表される。ただし、 $1 < \text{変調指数} < 10$  とする。

題与の諸元：占有周波数帯幅  $B = 16$  [kHz]、変調信号の最高周波数  $f_s = 3$  [kHz] を上式に代入すれば、 $B \approx 2(f_d + f_s) \Rightarrow 16 \approx 2(f_d + 3) \Rightarrow 8 \approx f_d + 3 \Rightarrow f_d \approx 8 - 3 \approx 5$  [kHz]

答：2

A - 10 アマチュア局において FM(F3E) 通信を行うとき、最高変調周波数が 3 [kHz] で変調指数が 4 のときの占有周波数帯幅の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 12.5 [kHz]
- 2 25.0 [kHz]
- 3 30.0 [kHz]
- 4 35.0 [kHz]
- 5 40.0 [kHz]

・変調指数  $m_f$  は、 $m_f = \frac{\text{搬送波の最大周波数偏移} : f_d}{\text{最高変調周波数} : f_s}$

占有周波数帯幅  $B$  [kHz] は、 $B \approx 2(f_d + f_s)$

・題与の諸元を  $m_f = \frac{\text{搬送波の最大周波数偏移} : f_d}{\text{最高変調周波数} : f_s}$  に代入すれば、 $4 = \frac{f_d}{3} \Rightarrow f_d = 12$

・以上から、 $B \approx 2(f_d + f_s) = 2(12 + 3) = 30$  [kHz]

答：3

A - 11 次の記述は、周波数変調 (F3E) 波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、最大周波数偏移を  $f_d$  [kHz]、信号波の最高周波数を  $f_s$  [kHz] とし、変調指数  $m_f$  は  $1 < m_f < 10$  とする。

- (1) 占有周波数帯幅  $B$  [kHz] は、□ A □ で表される。
- (2) 変調指数  $m_f$  は、□ B □ で表される。
- (3) 空中線電力は、変調 (入力) 信号の振幅の大きさによって変化 □ C □。

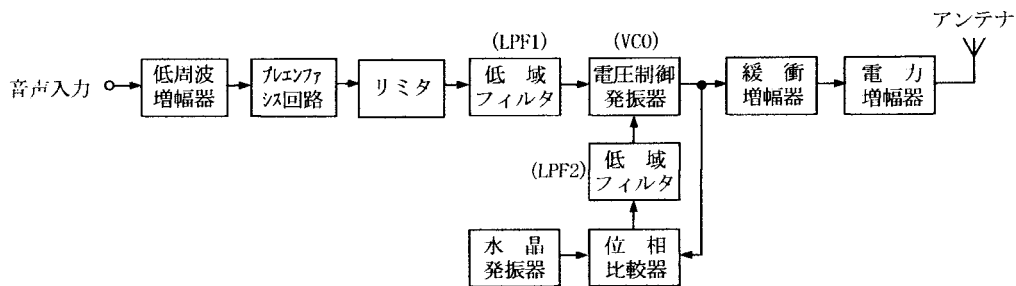
- | A                           | B               | C   |
|-----------------------------|-----------------|-----|
| 1 $B \approx (f_d + f_s)/2$ | $m_f = f_d/f_s$ | する  |
| 2 $B \approx (f_d + f_s)/2$ | $m_f = f_d f_s$ | しない |
| 3 $B \approx 2(f_d + f_s)$  | $m_f = f_d f_s$ | する  |
| 4 $B \approx 2(f_d + f_s)$  | $m_f = f_d/f_s$ | しない |

- (1) 周波数変調波の占有周波数帯幅  $B[\text{kHz}]$  は、搬送波の最大周波数偏移を  $f_d[\text{kHz}]$  とし、変調信号波の最高周波数を  $f_s[\text{kHz}]$  とすれば、 $B \cong 2(f_d + f_s)$  で表される。ただし、 $1 < \text{変調指数} < 10$  とする。
- (2) 変調指数  $m_f$  は、 $m_f = \frac{\text{搬送波の最大周波数偏移} : f_d}{\text{変調信号波の最高周波数} : f_s}$  で表される。
- (3) 周波数変調波の振幅は、入力信号波の振幅が変動しても一定ゆえ全電力で変化しない。

答：4

令和7年5月期 (HZ705 A-11)

A - 11 次の記述は、図に示す直接周波数変調方式を用いた FM (F3E) 送信機の構成例と主な働き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 プレエンファシス回路は、音声の低い周波数成分を強調する。
- 2 リミタは、音声信号波の振幅を一定の範囲に収め、占有周波数帯幅が規定値以上になるのを防止する。
- 3 VCO は、音声信号の電圧に応じて周波数を変化させて周波数変調波を出力する。
- 4 位相比較器は、水晶発振器からの基準周波数と VCO の出力周波数の位相を比較し、その差に比例した電圧を LPF2 を通して出力する。
- 5 電力増幅器は、一般に電力効率の良い C 級増幅が使われる。

答：1

〔解説〕

Pre-emphasis 回路は、高い周波数成分の信号対雑音比の劣化を防ぐよう予め送信側で変調信号波の中の高い周波数成分振幅を強調する回路。

令和6年4月期 (HZ604 A-11)

A - 11 次の記述は、DSB (A3E) 通信方式と比較した、SSB (J3E) 通信方式の一般的な特徴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、DSB 変調波の変調度は 100 [%] とし、SSB 変調波は DSB 変調波の片側の側波帯のみとする。

- 1 片側の側波帯だけ利用するから、占有周波数帯幅は DSB のほぼ 1/2 となり、周波数利用効率が高い。
- 2 搬送波が抑圧され、また、送話するときだけ電波が発射されるので、他の通信に与える混信が軽減できる。
- 3 SSB 波を受信する場合、DSB 波に比べて受信帯域幅はほぼ 1/2 でよいので、受信雑音電力はほぼ  $1/\sqrt{3}$  となる。
- 4 100 [%] 変調をかけた DSB 送信機出力の片側の側波帯と等しい電力を SSB 送信機で送り出すとすれば、SSB 送信機出力は DSB の搬送波電力の 1/4、すなわち、全 DSB 送信機出力の 1/6 の値となる。
- 5 選択性フェージングの影響が小さい。

答：3

〔解説〕

SSB 波を受信する場合、DSB 波に比べて受信帯域幅がほぼ 1/2 で良いので、受信雑音電力はほぼ 1/2 となる。

令和 6 年 4 月期 (HZ604 A-12)

A - 12 次の記述は、移相法による SSB (J3E) 波の下側波帯 (LSB) 発生方法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) 図において、平衡変調器 1 に搬送波  $v_c$  と信号波  $v_s$  を加え、平衡変調器 2 に  $v_c$  と  $v_s$  の位相を移相器によりそれぞれ  $\pi/2$  [rad] ずらしたものを加え、両平衡変調器から抑圧搬送波両側波帯 (DSB) を出力させる。
- (2) この両平衡変調器出力の上側波帯 (USB) 及び下側波帯 (LSB) を合成するとき、一方は打ち消しあい、他方は強め合うようにすれば SSB 波が得られる。
- (3) すなわち、平衡変調器 1 の出力  $v_1$  は、搬送波  $v_c = E_c \sin \omega t$ 、信号波  $v_s = E_s \cos pt$ 、比例定数を  $k$  とすれば、

$$v_1 = k v_c v_s = k E_c E_s \sin \omega t \cos pt = \frac{k}{2} E_c E_s \{ \sin(\omega + p)t + \sin(\omega - p)t \}$$

が得られ、平衡変調器 2 の出力  $v_2$  は次のとおりとなる。

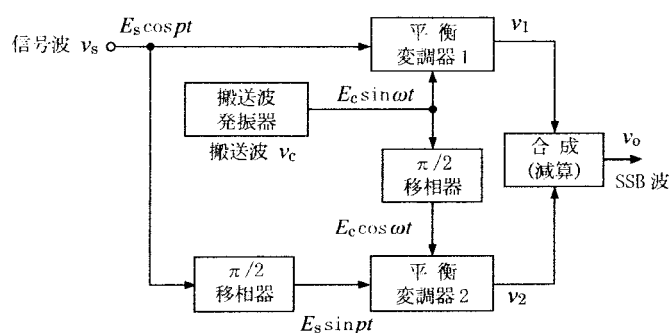
$$v_2 = k E_c E_s \cos \omega t \sin pt = \frac{k}{2} E_c E_s \{ \text{□ A} \}$$

- (4) よって、両者の合成出力(減算)  $v_0$  は

$$v_0 = v_1 - v_2 = k E_c E_s \{ \text{□ B} \}$$

となり、下側波帯 (LSB) の信号が得られる。

- | A   | B                   |
|---|---------------------|
| 1 $\sin(\omega + p)t - \sin(\omega - p)t$ | $\sin(\omega + p)t$ |
| 2 $\sin(\omega + p)t - \sin(\omega - p)t$ | $\sin(\omega - p)t$ |
| 3 $\sin(\omega - p)t - \sin(\omega + p)t$ | $\sin(\omega + p)t$ |
| 4 $\sin(\omega - p)t - \sin(\omega + p)t$ | $\sin(\omega - p)t$ |



答：2

〔解説〕

一見難しそうに見えるが、次の『和と積の公式』に当てはめるのみで、中身は単純。よく似た式の羅列だから間違えぬよう気を付けること。

「和と積の公式」

- |   |  |
|---|--|
| ① $\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \{ \sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta) \}$  | ② $\cos \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \{ \sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta) \}$ |
| ③ $\sin \alpha \sin \beta = -\frac{1}{2} \{ \cos(\alpha + \beta) - \cos(\alpha - \beta) \}$ | ④ $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \{ \cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) \}$ |

例えば、 $\sin 60^\circ \cos 30^\circ = \frac{1}{2} \{ \sin(60^\circ + 30^\circ) + \sin(60^\circ - 30^\circ) \}$

この公式に従い

$$V_1 = k E_c E_s \sin \omega t \cos pt = \frac{1}{2} k E_c E_s \{ \sin(\omega t + pt) + \sin(\omega t - pt) \}$$

$$= \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t + \sin(\omega - p) t \}$$

$$V_2 = k E_C E_S \cos \omega t \sin p t = \frac{1}{2} k E_C E_S \{ \sin(\omega t + p t) - \sin(\omega t - p t) \}$$

$$= \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t - \sin(\omega - p) t \}$$

LSB の場合は、 $V_0 = V_1 - V_2$  として計算。

$$V_1 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t + \sin(\omega - p) t \} \quad \cdot \cdot \quad \boxed{A}$$

$$V_2 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t - \sin(\omega - p) t \} \quad (-$$

---


$$V_0 = V_1 - V_2 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega - p) t \} + \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega - p) t \} = k E_C E_S \sin(\omega - p) t$$

[参考]

USB の場合は、 $V_0 = V_1 + V_2$  として計算。

$$V_1 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t + \sin(\omega - p) t \} \quad \cdot \cdot \quad \boxed{A}$$

$$V_2 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t - \sin(\omega - p) t \} \quad (+$$

---


$$V_1 + V_2 = \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t \} + \frac{k}{2} E_C E_S \{ \sin(\omega + p) t \} = k E_C E_S \sin(\omega + p) t \quad \cdot \cdot \quad \boxed{B}$$

A - 13 次の記述は、SDR(Software Defined Radio: ソフトウェア無線)受信機における、乗算器(直交ミキサ)による SSB(J3E)電波の復調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。ただし、入力信号の周波数は局部発振信号の周波数より高いものとし、それぞれの振幅成分の大きさは 1 とする。

(1) 図において、上側の乗算器には入力信号として  $\sin\omega_R$ 、局部発振信号として  $\sin\omega_L$  が加わるので、

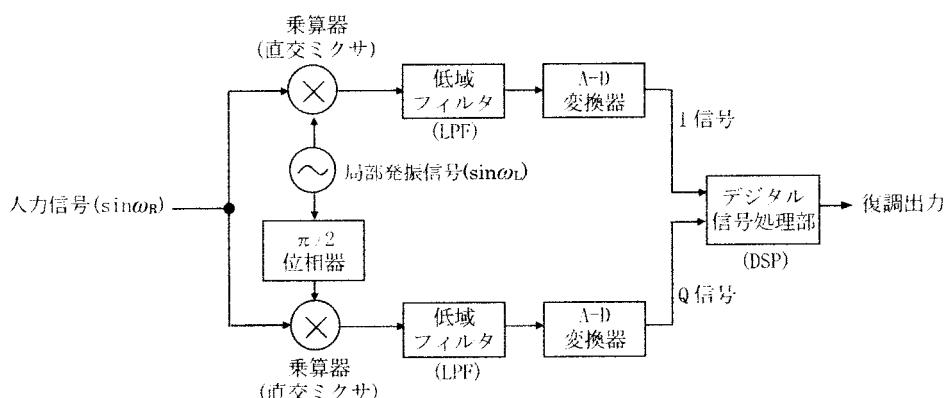
$$\sin\omega_R \sin\omega_L = \frac{1}{2} \{ \cos(\omega_R - \omega_L) \text{ □ A } \}$$

が出力され、下側の乗算器には局部発振信号として  $\cos\omega_L$  が加わるので、その出力は次のとおりとなる。

$$\sin\omega_R \cos\omega_L = \frac{1}{2} \{ \sin(\omega_R - \omega_L) \text{ □ B } \}$$

(2) それぞれの乗算器の出力は、LPF を通過することにより右辺の □ C の周波数成分が除去され、A-D 変換器で数値データに変換される。

(3) DSP(Digital Signal Processor)では、この数値データ(I 及び Q 信号)を演算処理して目的の信号を取り出している。



A	B	C
1 +cos(ω <sub>R</sub> -ω <sub>L</sub> )	-sin(ω <sub>R</sub> -ω <sub>L</sub> )	和
2 +cos(ω <sub>R</sub> -ω <sub>L</sub> )	-sin(ω <sub>R</sub> -ω <sub>L</sub> )	差
3 +cos(ω <sub>R</sub> -ω <sub>L</sub> )	+sin(ω <sub>R</sub> +ω <sub>L</sub> )	和
4 -cos(ω <sub>R</sub> +ω <sub>L</sub> )	+sin(ω <sub>R</sub> +ω <sub>L</sub> )	差
5 -cos(ω <sub>R</sub> +ω <sub>L</sub> )	+sin(ω <sub>R</sub> +ω <sub>L</sub> )	和

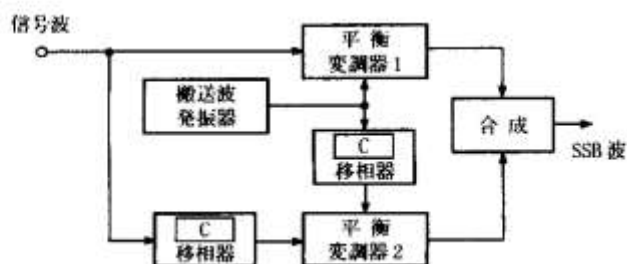
答 : 5

A - 11 次の記述は、SSB(J3E)波の発生方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。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

(1) フィルタ法では、まず、平衡変調器やリング変調器を用いて、□ A 両側波帯信号を発生させ、次に、いずれか一方の側波帯のみを □ B を用いて取り出す。

(2) 図は、移相法による SSB 変調器の構成例を示したものである。この方法は、フィルタ法に必要な急峻な遮断特性などをもつ □ B が不要な反面、信号波の広い周波数範囲にわたって一様に □ C [rad] 移相することが必要である。デジタル信号処理の発展に伴うデジタル移相器の実現により、この方法が実用化されている。

A	B	C
1 抑圧搬送波	帯域除去フィルタ(BEF)	π
2 抑圧搬送波	帯域フィルタ(BPF)	π/2
3 抑圧搬送波	帯域フィルタ(BPF)	π/4
4 全搬送波	帯域除去フィルタ(BEF)	π/2
5 全搬送波	帯域フィルタ(BPF)	π/4



答：2

〔解説〕

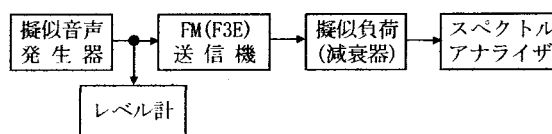
SSB(J3E)波の発生法にはフィルタ法や位相法がある。フィルタ法では、平衡変調器やリング変調器を用いて搬送波を抑圧して上側波と下側波を取り出す。これらの出力を帯域フィルタ(BPF)に通して上側波もしくは下側波のみ取り出して J3E 波とする。位相法では、フィルタ法に必要な急峻な周波数遮断特性を持つ帯域フィルタ (BPF) が不要な反面、信号波の広い周波数範囲にわたって一様に  $\frac{\pi}{2}$  [rad] 移相することが必要。この方法は、デジタル移相器の普及により一般的に使用されるようになってきた。

令和7年5月期 (HZ705 A-24)

A - 24 次の記述は、図に示す構成例を用いた FM(F3E)送信機の占有周波数帯幅の測定方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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 擬似音声発生器から規定の擬似音声信号を送信機に加え、所定の変調を行った周波数変調波を擬似負荷に出力する。スペクトルアナライザを所定の動作条件とし、規定の占有周波数帯幅 □ A □ の帯域を掃引し、所要の数のサンプル点で測定した各電力値の和から全電力を求める。
- (2) サンプリングして得た各電力値を、最低の周波数から高い周波数の方向に積算したとき、その電力が全電力の □ B □ (%) になる周波数  $f_1$  [Hz] を求める。
- (3) 次に、サンプリングして得た各電力値を、最高の周波数から低い周波数の方向に積算したとき、その電力が全電力の □ B □ (%) になる周波数  $f_2$  [Hz] を求めると、占有周波数帯幅は □ C □ [Hz] となる。

A	B	C
1 の2～3.5倍程度	0.5	$f_2 - f_1$
2 の2～3.5倍程度	1.0	$f_2 - f_1$
3 の2～3.5倍程度	1.0	$f_1 + f_2$
4 と同程度	1.0	$f_1 + f_2$
5 と同程度	0.5	$f_1 + f_2$



答：1

令和元年8月期 (HZ108 A-15)

A - 15 次の記述は、アマチュア局の 24 [MHz] 以下の周波数帯において使用される、周波数偏移(F1B)通信(RTTY)の動作原理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 発射される電波は、電信符号のマークとスペースに対応して、発射電波の中心周波数を基準にそれぞれ正又は負へ一定値だけ偏移させる。
- 2 マークとスペースの切替え(偏移)は、搬送波を直接キーイングする FSK (Frequency Shift Keying) 方式や、可聴周波数によりキーイングした信号を、電話送信機のマイクロホン端子に入力して送信する AFSK (Audio Frequency Shift Keying) 方式がある。
- 3 マークかスペースのどちらかの周波数を固定し、他方の周波数の偏移量を大きくするほど信号対雑音比(S/N)が改善され、占有周波数帯幅は狭くなる。
- 4 復調は、2 個の帯域フィルタ(BPF)によるマークとスペースの分離が可能であるが、近年ではコンピュータのソフトウェアによる復調が使われることが多い。
- 5 電波は、電信符号のマークかスペースのどちらかが常に発射されているため、受信機側においては AGC が有効に動作し、周期性フェージングの影響を軽減できる。

答：3

〔解説〕

マークに対しスペースの発振器周波数を直接偏移させて通信する方式。一般に、スペース周波数をマーク周波数よりも周波数偏移として 170[Hz] 下に設定している。この周波数の偏移量を一方的に変更すれば、通信の相手方では正しく F1B の読み取りが出来なくなる。

令和 7 年 11 月期 (HZ412 A-15)

A - 15 次の記述は、アマチュア局の 24 [MHz] 帯以下の周波数帯において使用される周波数偏移(F1B)通信(RTTY)の一般的な動作原理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 発射される電波は、電信符号のマークとスペースに対応して、発射電波の中心周波数を基準にそれぞれ正又は負へ一定値だけ偏移させる。
- 2 マークとスペースの切替え(偏移)は、搬送波を直接キーイングするFSK(Frequency Shift Keying)方式や、可聴周波数によりキーイングした信号を、SSB送信機のマイクロホン端子等に入力して送信するAFSK(Audio Frequency Shift Keying)方式があり、一般的にはAFSK方式の方が発射する電波の占有周波数帯幅が広がりにくい。
- 3 マークかスペースのどちらかの周波数を固定し、他方の周波数の偏移量を大きくするほど信号対雑音比(S/N)が改善されるが、占有周波数帯幅は広がる。
- 4 電波は、電信符号のマークかスペースのどちらかが常に発射されているため、受信機側においてはAGCが有効に動作し、周期性フェージングの影響を軽減できる。
- 5 復調は、2個の帯域フィルタ(BPF)によりマークとスペースを分離する方法があるが、近年ではコンピュータのソフトウェアによる復調が使われることが多い。

答：2

〔解説〕

AFSK：外部装置（PC など）で発生させた音声 RTTY 信号を送信機の MIC 入力端子から入力して F1B RTTY としている。外部装置の音声出力に歪があれば、mark に選んだ周波数によって歪に起因した高調波が出力周波数に乗り、占有周波数帯域幅が広がる恐れがある。

令和 5 年 12 月期 (HZ512 A-15)

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。

答：4

〔解説〕

符号構成の中に前方誤り訂正コード LDPC を持っている。



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。  
 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) 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  A が抑えられる。
- (3) これらの通信方式のうち、送信側と受信側の時間を同期させて通信するものは、双方のコンピュータの時刻が一定の誤差範囲に補正されている必要がある。
- (4) これらの通信方式は、前方誤り訂正の機能を  B 。
- (5) 発射される電波の占有周波数帯幅は、一般には  C である。

	A	B	C
1	不要輻射	持つ	数10～数100〔Hz〕
2	不要輻射	持たない	数10～数100〔Hz〕
3	不要輻射	持つ	1～数10〔kHz〕
4	相互変調	持たない	1～数10〔kHz〕
5	相互変調	持つ	1～数10〔kHz〕

答：1

〔解説〕

**GFSK**：周波数をデジタルデータで直接変調する。各ビット周期の開始時には周波数を変更しないで、データパルスをガウシアンフィルターでフィルターして遷移をスムーズにする。このフィルターは、符号間干渉が増加する代わりに側波帯が減少し、隣接チャンネルとの干渉が減少する利点がある。

ガウシアンフィルターは、正規分布関数を基にして画像を滑らかにするフィルター。

**JT65**：流星痕反射通信に開発されたデジタル通信。ノーベル物理学賞受賞の K1JT (Dr. Joe Taylor) が月面反射通信 (EME) などの微弱信号通信を目的に開発した狭帯域通信モード **WSJT** の一つ。48 秒間同じメッセージを繰り返し送信し、受信側ではこれをプログラム内で解読し可読信号とする通信方式。

**HF**、**VHF** や **UHF** 帯でもモードを選択することにより昼夜を問わず **DX** の極めて弱い局との交信がこのモードにより可能になる。**VHF** 帯で小規模八木・宇田 ANT 使用により **DXCC** 賞取得も可能で、日本では既に 8 局が受賞している。申請先は、**ARRL**。

A - 10 次の記述は、アマチュア局用の無線通信機器におけるデジタル信号の処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) 受信機においては、受信したアナログ信号を A-D 変換器でデジタル信号に変換し、FPGA(Field Programmable Gate Array) や DSP(Digital Signal Processor) と呼ばれるプロセッサにおいて演算処理するので、アナログ回路では困難であった複雑な信号処理が可能となった。
- (2) FPGA はプログラムが可能な IC の一種で、原理的には IC 内に搭載された  A 素子間を電子的に配線していくことで任意のロジックが実現できるようになり、処理の高速化、部品点数の削減及び回路構成の簡素化等が図られるようになった。
- FPGA は繰り返しプログラムを変更することができるものもあるが、送信機のプログラムを変更する場合、特に  B に対する影響の有無に注意が必要である。
- (3) 一方、FPGA や DSP 用の集積回路を使用する場合は、アナログ回路で発生することが多い  C を考慮する必要がないので、歪の発生を抑えることができるようになった。

	A	B	C
1	アナログ	消費電力	非線形動作
2	アナログ	電波の質	遅延
3	論理	消費電力	遅延
4	論理	電波の質	非線形動作

答：4

〔解説〕

FPGA（Field Programmable Gate Array）：使用者が自己の用途に適したプログラムが可能な IC。  
何度でも仕様の変更が出来るから、製品開発、プロトタイプの製品、AI の進化などに縦横に適合し易く、柔軟性と効率性の面から半導体市場で急速に重要性を増している。

令和 2 年 12 月期（HZ212 A-14）

A - 14 次の記述は、各種電波型式の復調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 DSB(A3E)方式の包絡線検波回路は、平均値検波回路に比較して検波効率が良い。
- 2 DSB(A3E)波の復調に用いられる二乗検波回路は、搬送波の振幅が大きい場合、直線検波回路に比較して出力の歪みが小さい。
- 3 SSB(J3E)波の復調に、抑圧された搬送波に相当する周波数を復元するため、復調用局部発振器が用いられる。
- 4 SSB(J3E)受信機においては、周波数変換部の局部発振器の発振周波数が変化すると、復調信号の明りょう度に影響する。
- 5 FM(F3E)受信機に用いられる、フォスターシーリー検波回路などの周波数弁別器は、変調波入力の時周波数と出力の振幅が直線関係にある回路及び直線検波回路の組合せから構成される。

答：2

〔解説〕

二乗検波は、電力を DC 電力に二乗検波すると 電力：電圧 の比が一定になる。  
直線検波は、RF や AF 電圧を DC 電圧に直線検波すると 入力：出力 が直線（無歪）になる。

令和 7 年 5 月期（HZ705 A-14）

A - 14 次の記述は、各種電波型式の復調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 DSB(A3E)波の復調に用いられる二乗検波回路は、搬送波の振幅が大きい場合、直線検波回路に比較して出力のひずみが大きい。
- 2 DSB(A3E)波の復調に用いられる包絡線検波回路は、平均値検波回路に比較して検波効率が良い。
- 3 SSB(J3E)波の復調に、変調時に使用したリング回路を共用することはできない。
- 4 SSB(J3E)波の復調においては、抑圧された搬送波に相当する周波数を復元するため、復調用局部発振器が用いられる。
- 5 FM(F3E)波の復調には、入力搬送波の周波数変化に比例した電圧又は電流を取り出す回路が必要であり、この作用を行わせる回路が周波数弁別器である。

答：3

〔解説〕

搬送波に相当する周波数を外側から補って、J3E 波と一緒にリング回路に加えれば、搬送波に相当する周波数と J3E 波の周波数がダイオードの非直線性で混合される。その結果、両者の差が復調された可聴信号として出力される。

**A - 15** 次の記述は、AM(A3E)受信機に用いられる二乗検波器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) 搬送波の振幅が大きい場合、直線検波回路に比較して出力のひずみは □ A □ 。

(2) 出力を □ B □ に通すと復調出力が得られる。

(3) 復調出力に含まれるひずみの主成分は、変調信号の □ C □ である。

	A	B	C
1	小さい	高域フィルタ (HPF)	第三高調波
2	小さい	低域フィルタ (LPF)	第三高調波
3	大きい	低域フィルタ (LPF)	第三高調波
4	大きい	低域フィルタ (LPF)	第二高調波
5	大きい	高域フィルタ (HPF)	第二高調波

答：4

〔解説〕

- (1) 搬送波の振幅が大きい場合、直線検波に近くなり、直線検波に比べて検波出力の歪が大きい。
- (2) 出力電流を低域フィルタに通すと検波出力（復調出力）が得られる。
- (3) 検波出力（復調出力）に含まれる歪の主成分は、変調信号の第二高調波である。

**A - 14** 次の記述は、AM(A3E)受信機及びFM(F3E)受信機の特徴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 AM(A3E)受信機には、受信波の振幅の変化を検出して音声信号を取り出すため、直線検波回路などが設けられている。

2 AM(A3E)受信機にBFO(うなり発振器)を付加すると、電信(A1A)の電波を可聴音として復調できる。

3 FM(F3E)受信機には、送信側で強調された高い周波数成分を減衰させるとともに、高い周波数成分の雑音も減衰させ、信号対雑音比(S/N)を改善するため、プリエンファシス回路が設けられている。

4 FM(F3E)受信機には、フェージングや雑音などによって生ずる受信波の振幅の変化を除去するため、振幅制限器が設けられている。

答：3

〔解説〕

電波が伝搬中に信号波の周波数の高い成分が劣化し信号対雑音比(S/N)が悪くなるため、送信機側で信号の高域側周波数の増幅を大きくしてS/Nが一様になるようにする回路をプリエンファシス回路という。

令和 3 年 9 月期 (HZ309 A-15)

A - 15 次の記述は、FM(F3E)受信機の動作及び回路等の一般的な特徴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 RTTY(F1B)受信機と比べたとき、中間周波増幅器の帯域幅が広い。
- 2 FM波復調のために用いられている位相同期ループ(PLL)復調器は、一般に位相比較器、低域フィルタ(LPF)及び電圧制御発振器(VCO)により構成される。
- 3 受信電波の強さがある限界値(スレッショルドレベル)以下になると、受信機の出力の雑音が増加する。
- 4 送信側で強調された高い周波数成分を減衰させるとともに、高い周波数成分の雑音も減衰させ、周波数特性と信号対雑音比(S/N)を改善するため、ディエンファシス回路がある。
- 5 ノイズスケルチ方式は、周波数弁別器出力の音声帯域内の音声を整流して得た電圧を制御信号として使用する。

答：5

〔解説〕

周波数弁別器出力の音声帯域よりも高い周波数（一般的に 3 kHz 以上）の周波数成分を整流する。音声帯域内の音声を整流すれば、音声出力信号が無くなり通信音声を得られない。

令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-13)

A - 13 次の記述は、受信機の各種現象等について述べたものである。このうち FM(F3E)受信機のスレッショルドレベル(限界レベル)について述べているものを下の番号から選べ。

- 1 受信機の入力レベルを小さくしていくと、ある値から急激に出力の信号対雑音比(S/N)が低下する現象が現れる。このときの受信機入力レベルをいう。
- 2 受信帯域外の 2 波以上の強力な電波が受信機に加わると、各々の周波数の和及び差を周波数とする信号が発生し、この信号が希望信号又は中間周波数と一致すると妨害を受ける。このときの、受信帯域外の電波の受信機入力レベルをいう。
- 3 受信帯域外に強大なレベルの妨害波が出現した場合、希望信号の出力レベルが低下する現象が現れる。この現象の起こる妨害波の受信機入力レベルをいう。
- 4 受信機から副次的に発する電波が、他の無線設備の機能に支障を与えない限度レベルをいう。

答：1

〔参考〕

2. 相互変調      3. 感度抑圧効果      4. 電波法第 24 条第 1 項（副次的に発射する電波等の限度）

令和 4 年 12 月期 (HZ412 A-14)

A - 14 次の記述は、FM(F3E)受信機に用いる振幅制限器について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。

- 1 信号に衝撃性(パルス性)雑音が重畳したときに、中間増幅器等の動作を瞬間的に止め、出力に現れないようにする。
- 2 ある値以上の受信信号の振幅を一定値に揃えることにより、振幅の変動成分がひずみや雑音として復調されるのを防ぐ。
- 3 受信機の入力信号が無くなったときや微弱なときに、大きな雑音がスピーカから出力されるのを防ぐ。
- 4 送信側で強調された信号の高域周波数成分を抑圧して平坦な周波数特性に戻し、信号対雑音比(S/N)を改善する。

答：2

〔解説〕

1. 誤・・・ディエンファシス回路
2. 正・・・中間周波増幅器と周波数弁別器との間に入れ、この段までに入ってくる雑音や混信その他の AM 成分を除去し中間周波信号の振幅を一定に保つ
3. 誤・・・スケルチ回路
4. 誤・・・ディエンファシス回路

令和 6 年 4 月期 (HZ604 (A-13))

A - 13 次の記述は、FM 受信機の感度抑圧効果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 感度抑圧効果は、希望波信号に近接した強いレベルの妨害波が加わると、受信機の感度が抑圧される現象である。
- 2 妨害波の許容限界入力レベルは、希望波信号の入力レベルが一定の場合、希望波信号と妨害波信号との周波数差が小さいほど高くなる。
- 3 感度抑圧効果は、感度低下現象と呼ばれることがある。
- 4 感度抑圧効果は、受信機の高周波増幅部あるいは周波数変換部の回路が、妨害波によって飽和状態になるために生ずる。
- 5 感度抑圧効果を軽減するには、高周波増幅部の利得を規定の信号対雑音比(S/N)が得られる範囲で低くする方法がある。

答：2

〔解説〕

感度抑圧効果は、希望する電波を受信中に近接周波数に強力な電波を受信したとき受信機の感度が低下する現象を云う。

- ・強い妨害電波により高周波増幅器と中間周波増幅器が飽和状態になり、利得が低下する
- ・希望する電波の入力レベルが一定のとき、希望する電波跡妨害電波の周波数差が大きいほど強くなる。
- ・感度抑圧効果の軽減策として、高周波増幅器の S/N 比を適度に設定し、中間周波増幅器の選択度を高くする。
- ・感度抑圧効果を軽減することにより、受信感度が犠牲になることがある。

令和 3 年 9 月期 (HZ309 A-10)

A - 10 アナログ信号を標本化周波数 24 [kHz] で標本化後、各標本毎に 16 ビットで量子化し、誤り訂正符号を 2 ビット付加して伝送する。このときのビットレートの値として正しいものを下の番号から選べ。

- |             |             |              |              |              |
|-------------|-------------|--------------|--------------|--------------|
| 1 27 [kbps] | 2 54 [kbps] | 3 108 [kbps] | 4 216 [kbps] | 5 432 [kbps] |
|-------------|-------------|--------------|--------------|--------------|

標本化周波数： $f_s$ 、ビット： $n$  とすれば、ビットレート =  $nf_s$  [bps] から求める。

アナログ信号のビットレート =  $16 \times 24 = 384$

誤り訂正信号のビットレート =  $2 \times 24 = 48$  (+

信号の合計ビットレート = 432

答：5

〔参考〕伝送のビットレート =  $(16 + 2) \times 24 = 432$  と計算しても良い。

A - 10 パルス符号変調(PCM)方式を用いて、一般的に、アナログ信号を標本化周波数 32 [kHz] で標本化後、各標本毎に 12 ビットで量子化し、誤り訂正符号を 2 ビット付加して伝送するとき、ビットレートの値として正しいものを下の番号から選べ。

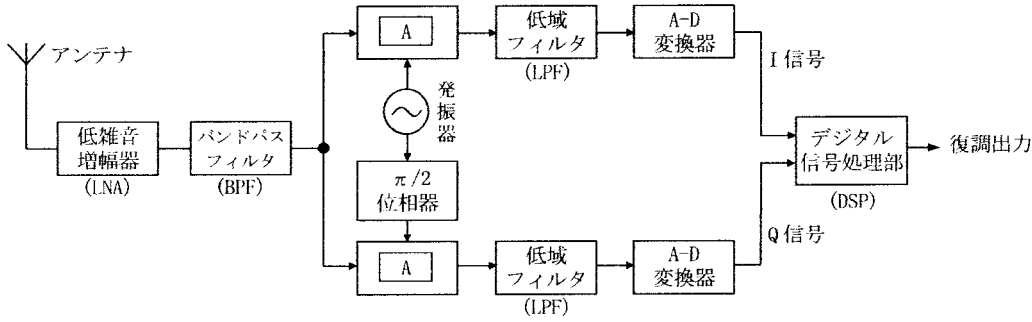
- 1 128 [kbps]
- 2 256 [kbps]
- 3 320 [kbps]
- 4 384 [kbps]
- 5 448 [kbps]

標本化周波数  $f_s = 32$  [kHz]、量子化ビット数  $= 12 + 2 = 14$  これらを  $\text{Bit rate} = n f_s$  に代入すれば、  
 $\text{bit rate} = 14 \times 32 \times 10^3 = 448 \times 10^3 = 448[\text{kbps}]$

答：5

A - 14 次の記述は、SDR(Software Defined Radio：ソフトウェア無線)受信機の概要等について述べたものである。□ 内に入るべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

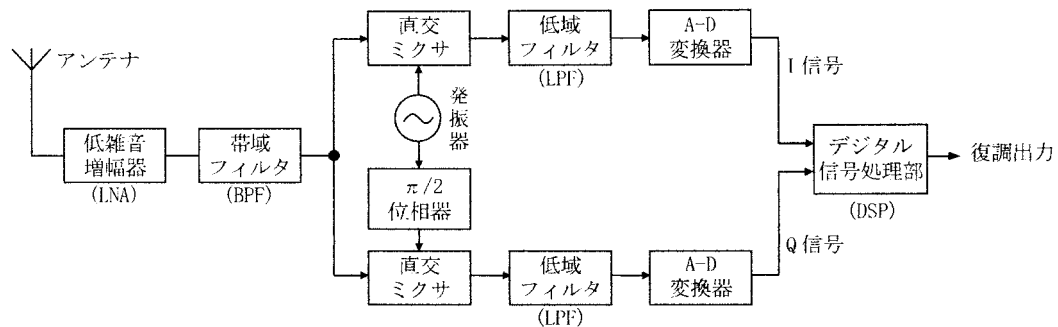
- (1) SDR とは、一般に電子回路に変更を加えることなく、制御ソフトウェアを変更することによって、無線通信方式(変調方式など)を切替えることが可能な無線通信又はその技術を指す。
- (2) 図に示す原理的な SDR 受信機の信号処理例として、高周波信号を □ A □ により I/Q(In phase/Quadrature phase)信号に変換後、A-D 変換器で I/Q 信号を数値データに変換し、DSP(Digital Signal Processor)により数値データを演算し目的の信号を取出す方式がある。
- (3) ダイレクトコンバージョン(ゼロ IF)方式の SDR 受信機は、原理的に □ B □ が発生しない等の多くの長所があるが、受信信号が強すぎると A-D 変換器で □ C □ が発生し、デジタル信号への正常な変換ができなくなるという短所もある。



- | A          | B       | C       |
|------------|---------|---------|
| 1 デジタルフィルタ | 感度抑圧効果  | 折返し雑音   |
| 2 デジタルフィルタ | 映像周波数妨害 | オーバーフロー |
| 3 直交ミキサ    | 感度抑圧効果  | オーバーフロー |
| 4 直交ミキサ    | 映像周波数妨害 | オーバーフロー |
| 5 直交ミキサ    | 感度抑圧効果  | 折返し雑音   |

答：4

A - 14 次の記述は、図に示す原理的な SDR (Software Defined Radio : ソフトウェア無線) 受信機の、動作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 受信された電波は LNA で増幅され BPF を通り、2 個の直交ミキサにより I/Q (In phase/Quadrature phase) 信号に変換後、A-D 変換器で数値データに変換され、DSP (Digital Signal Processor) ではその数値データが演算され目的の信号となる。
- 2 受信周波数が高いときは、直交ミキサの前端にヘテロダイン変換を設け、周波数を変換することがある。
- 3 受信信号が強すぎると A-D 変換器でオーバーフローが発生し、デジタル信号への正常な変換ができなくなる場合がある。
- 4 ダイレクトコンバージョン (ゼロ IF) 方式の SDR 受信機は、原理的に映像周波数妨害が発生しやすい。

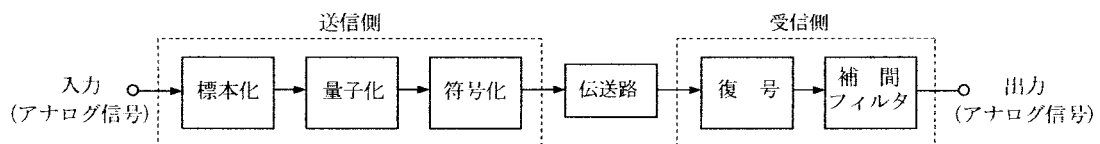
答 : 4

〔解説〕

ダイレクトコンバージョン (ゼロ IF) 方式の SDR 受信機では、原理的に映像周波数妨害が発生しない等の多くの長所があるが、受信信号が強すぎると A-D 変換器でオーバーフローが発生し、デジタル信号への正常な変換が出来なくなるという短所がある。

A - 12 次の記述は、図に示すデジタル通信の伝送系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。

- (1) 標本化とは、入力のアナログ信号から、一定の時間間隔で振幅を取り出すことであり、入力のアナログ信号に含まれる最高周波数の □ A □ 以上で標本化を行えば、標本化されたパルスから元のアナログ信号を再現できる。
- (2) 標本化によって取り出した信号を、何段階かの定められた振幅値で表すことを量子化といい、量子化のステップの数が多いほど量子化雑音は □ B □ なる。
- (3) 受信側でアナログ信号を復調するために用いる補間フィルタには、□ C □ が用いられる。



- |   | A            | B   | C            |
|---|--------------|-----|--------------|
| 1 | 2 倍          | 多く  | 高域フィルタ (HPF) |
| 2 | 2 倍          | 少なく | 低域フィルタ (LPF) |
| 3 | 2 倍          | 多く  | 低域フィルタ (LPF) |
| 4 | $\sqrt{2}$ 倍 | 少なく | 低域フィルタ (LPF) |
| 5 | $\sqrt{2}$ 倍 | 多く  | 高域フィルタ (HPF) |

平成 30 年 8 月期(HZ008 A-13)

**A - 13** 次の記述は、パルス符号変調(PCM)方式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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

(1) 標本化とは、入力のアナログ信号から、一定の □ A □ 間隔で振幅を取り出すことをいい、標本化によって取り出したアナログ信号の振幅値を、その代表値で近似することを □ B □ という。

(2) PCM の信号を得るためには、□ B □ された信号を 2 進コードなどに □ C □ する必要がある。

	A	B	C
1	時間	符号化	量子化
2	時間	量子化	符号化
3	周波数	符号化	量子化
4	周波数	量子化	復号化

答：2

〔解説〕

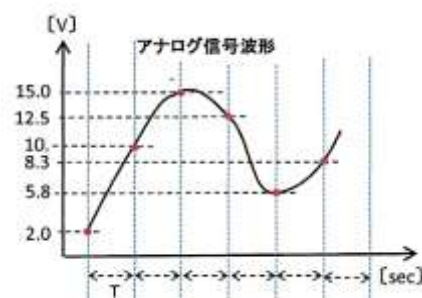
信号波の振幅に応じて符号化されたパルス波に変換する変調方式で、PCM（Pulse－Code Modulation）という。

アナログ信号をデジタル信号に変換する、いわゆる A・D 変換プロセスを以下に示す。

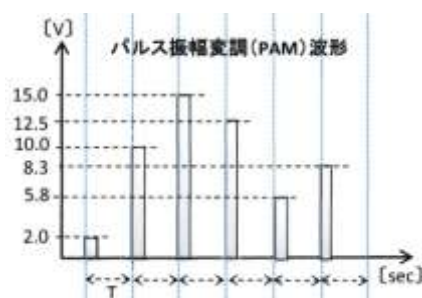


右図に示すアナログ信号波を、上記プロセスを経てデジタル信号波に変換するプロセスを説明する。

アナログ信号波を非常に短い $T[\text{sec}]$ 間隔でサンプリングすれば、例えば、2.0[V]、10[V]、15[V]、12.5[V]、5.8[V]、8.3[V] などの値が得られたとする。これを標本化という。

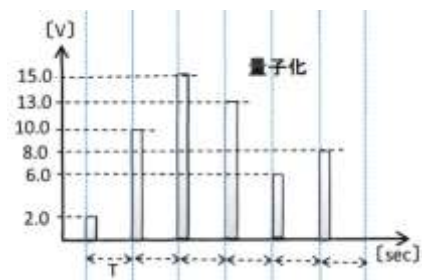


標本化された信号は、信号の振幅をパルス信号に符号化するパルス振幅変調波（Pulse Amplitude Modulation：PAM）になる（右図）。



標本化により取り出した PAM 信号の高さを、所定の幅(T)毎の領域に区切り、それぞれの高さに近い値を代表値に置き換える。代表値への置換えは、所定幅(T)毎の電圧を、小数点以下の標本値を四捨五入して整数値に変える。

例えば、ステップ電圧を 1[V] とすれば、標本値 2.0 は量子



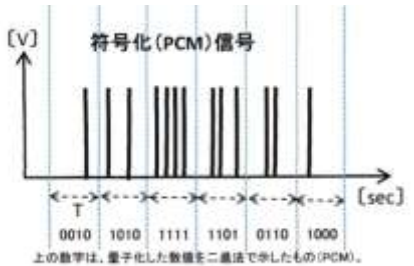


化後 2[V] に、標本値 5.8 は量子化後 6[V]、標本値 8.3 は量子化後 8[V] とする。この様に実測値を四捨五入による値に変えることを代表値で近似するといひ、これを量子化という。この状態を上図に示す。

量子化により得られた信号を 2 進コードなどの特定の符号に置き換える。符号化されたパルス列がパルス符号変調 (PCM) 波である。この状態を右図に示す。

2 進化されたパルス符号の場合、所定幅(T)毎の領域内で ON と OFF (又は 0 と 1) の繰返しにより符号化されている。

右図に青線で区切られたそれぞれの幅T内には、0010、1010 などが示されており、『1』のところに縦棒が立っている。これが、0010 の『1』を示している。それぞれの幅T内の縦棒の位置を注視すること。



2 進化について説明する。量子化された 2[V] は 2 進化により  $(0010)_2$  になり、10[V] は 2 進化により  $(1010)_2$  になり、8[V] は、 $(1000)_2$  になる。

$(0010)_2$  は、 $( )_2$  に示す下付きの 2 が括弧内の 0010 が 2 進化された符号であることを示しており、所定幅(T)内でパルスが (OFF OFF ON OFF) となっていることを示している。

常用数字は、10 進法に基づいており、敢えてこれを表現すれば、10[V] の 10 は  $(10)_{10}$  となる。10 進数を 2 進数に変換する方法を次に示す。

10進数を2進数への変換法

$$\begin{array}{r} 2 \overline{) 10} \\ 2 \overline{) 5} \dots \\ 2 \overline{) 2} \dots \\ \hline 1 \end{array}$$

矢印方法に数字を読んで1010  
 $(10)_{10} \Rightarrow (1010)_2$

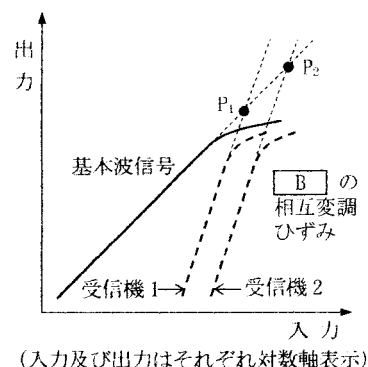
0 10を2で割って残り0  
 1 5を2で割って残り1  
 0 2を2で割って残り0

簡易的な変換法	
10進数	⇒ 2進数
0	0000
1	0001
2	0010
3	0011
4	0100
5	0101
6	0110
7	0111
8	1000
9	1001
10	1010

A-14 次の記述は、受信機の高周波増幅回路に要求される条件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) 高周波増幅回路には、使用周波数帯域での利得が高いこと、発生する内部雑音が小さいこと、回路の□A□によって生じる相互変調ひずみによる影響が少ないことなどが要求される。
- (2) また、高周波増幅回路において有害な影響を与える□B□の相互変調ひずみについては、回路に基本波信号のみを入力したときの入出力特性を測定し、次に基本波信号とそれぞれ周波数の異なる二信号を入力したときに生じる□B□の相互変調ひずみの入出力特性を測定する。
- (3) (2)の測定において、基本波信号の特性が同一の受信機1及び2の□B□相互変調ひずみ特性が図に示すとおりとき、それぞれの直線部分を延長した線の交点P<sub>1</sub>及びP<sub>2</sub>の□C□ポイントが求められ、増幅回路がどのくらい大きな不要信号に耐えて使えるかの目安となる。図において、相互変調ひずみに強いのはP<sub>2</sub>の交点を持つ受信機と言える。

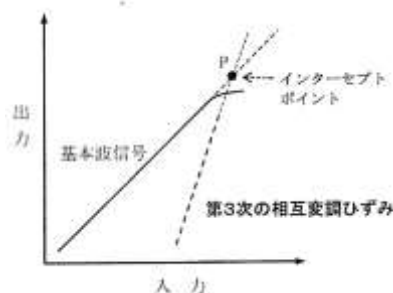
A	B	C
1 直線性	第2次	コンプレッション
2 直線性	第3次	コンプレッション
3 非直線性	第2次	インターセプト
4 非直線性	第3次	コンプレッション
5 非直線性	第3次	インターセプト



答：5

〔解説〕

- (1) 高周波増幅回路には、
  - ①使用周波数帯域での電力利得が高いこと、発生する内部雑音が小さいこと、
  - ②回路の非直線性によって生ずる相互変調歪みによる影響が少ないことなどが要求される。
- (2) 高周波増幅回路において有害な影響を与える第3次の相互変調ひずみについては、
  - ①回路に基本波信号のみを入力したときの入出力特性を測定する。
  - ②基本波信号およびこれと周波数の異なる信号の二信号を入力したときに生ずる第3次の相互変調ひずみの入出力値を測定し、これをグラフ化する（上図）。
- (3) (2)の測定から図に示すようにそれぞれの直線部分を延長した線の交点P（インターセプトポイント）を求めれば、この数値の高さにより増幅回路の不要信号に対する強さを評価することが出来る。インターセプトポイントの数値が高いほど大きな不要信号に耐えられる増幅回路となる。従って、P<sub>1</sub>よりもP<sub>2</sub>の方がインターセプトポイントの数値が高く相互変調ひずみに強いといえる。



**A-14** 図に示す、高周波増幅部の同調回路において、可変コンデンサ  $C_v$  の最大静電容量が 470 [pF]、最小静電容量が 20 [pF] であった。このとき受信できる最低受信周波数を 500 [kHz] とするための同調コイル  $L_2$  のインダクタンスの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、同調回路全体の浮遊(浮遊)容量は 30 [pF] とする。また、コイル  $L_1$  の影響は無視するものとする。

1	100 [ $\mu$ H]
2	200 [ $\mu$ H]
3	1 [mH]
4	2 [mH]
5	10 [mH]

同調回路の共振周波数は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  から求める。

同調回路は、浮遊容量 30[pF] の影響を受けるから同調回路の最大静電容量  $C$  は、  
 $C = 470 + 30 = 500$  [pF]

従って、最低受信周波数  $f$  は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \times 500 \times 10^{-12}}} \Rightarrow 4 \times \pi^2 \times f^2 \times 500 \times 10^{-12} \times L_2 = 1$

$\pi^2 = 9.856 \approx 10$  (500kHz) $^2 = 250,000 \times 10^6 = 25 \times 10^{10}$  とすれば、

$$\sqrt{500 \times 10^{-12} \times L_2} = \frac{1}{2\pi f} \Rightarrow 500 \times 10^{-12} \times L_2 = \frac{1}{4 \times 10 \times 25 \times 10^{10}} \Rightarrow L_2 = \frac{1}{500 \times 10^{-12} \times 4 \times 10 \times 25 \times 10^{10}}$$

$$\Rightarrow L_2 = \frac{1 \times 10^2}{500,000} = \frac{1 \times 10^2}{5 \times 10^5} = 0.2 \times 10^{-3} = 200 \times 10^{-6} = 200 [\mu H]$$

答：2

〔別計算法〕

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow L = \frac{1}{(2\pi f)^2 \times C} \quad \text{ここに題与の諸元を代入すれば、}$$

$$L = \frac{1}{4 \times 10 \times 500^2 \times 10^6 \times 500 \times 10^{-12}} = \frac{1}{4 \times 25 \times 5 \times 10} = \frac{1}{5000} = 0.0002 = 200 \times 10^{-6} = 200 [\mu H]$$

〔解説〕

題与の同調回路の同調周波数は、 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_v}}$  この式から  $C_v$  が大きいほど  $f$  が低くなる。

従って、 $C_v$  の値が最大の時最低受信周波数になる。但し、題意から同調回路全体の浮遊容量 30 [pF] を加えたときが最低受信周波数を得る  $C_v$  となる。

A - 8 次の記述は、増幅回路の性能を示す雑音指数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 入力側の信号対雑音比を  $A$ 、出力側の信号対雑音比を  $B$  としたとき、雑音指数は  $(A/B)$  で表される。
- 2 雑音の発生しない理想的な増幅回路の雑音指数は  $1(0 \text{ [dB]})$  である。
- 3 増幅する周波数が高周波領域になると、バイポーラトランジスタはフリッカ雑音のため雑音指数が悪化する。
- 4 高周波領域における雑音指数を改善するには、 $f_{\alpha}$  (ベース接地電流増幅率  $\alpha$  が  $1/\sqrt{2}$  になる周波数) の高い素子を選択するとよい。

答：3

〔解説〕

フリッカ雑音は、半導体素子（回路）の低周波の雑音特性に影響を与える。

B - 4 次の記述は、電波雑音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) 受信装置のアンテナ系から入ってくる電波雑音は、□ ア □ 及び自然雑音に大きく分類され、□ ア □ は各種の電気設備や電気機械器具等から発生する。
- (2) 自然雑音には、□ イ □ による空電雑音のほか、太陽から到来する太陽雑音及び他の天体から到来する □ ウ □ がある。これらの自然雑音のうち、特に短波(HF)帯以下の周波数帯の通信に最も大きな影響があるのは □ エ □ である。また、□ オ □ は □ オ □ のように微弱な電波を受信する場合には留意する必要があるが、一般には通常の通信に影響のない強度である。

- |         |        |        |         |          |
|---------|--------|--------|---------|----------|
| 1 短波帯通信 | 2 宇宙雑音 | 3 熱雑音  | 4 空電雑音  | 5 雷      |
| 6 宇宙通信  | 7 太陽雑音 | 8 人工雑音 | 9 コロナ雑音 | 10 グロー放電 |

答：ア：8、イ：5、ウ：2、エ：4、オ：6

A - 14 次の記述は、受信機の各種現象等について述べたものである。このうち FM 受信機のスレッショルドレベル(限界レベル)について述べているものを下の番号から選べ。

- 1 受信帯域外に強大なレベルの妨害波が出現した場合、希望信号の出力レベルが低下する現象が現れる。この現象の起こる妨害波の受信機入力レベルをいう。
- 2 受信機の入力レベルを小さくしていくと、ある値から急激に出力の信号対雑音比(S/N)が低下する現象が現れる。このときの受信機入力レベルをいう。
- 3 受信帯域外に 2 波以上の強力な妨害波が加わると、各々の周波数の和及び差を周波数とする信号が発生し、この信号が希望信号又は中間周波数と一致すると妨害を受ける現象が現れる。この現象の起こる妨害波の受信機入力レベルをいう。
- 4 受信機から副次的に発する電波が、他の無線設備の機能に支障を与えない限度レベルをいう。

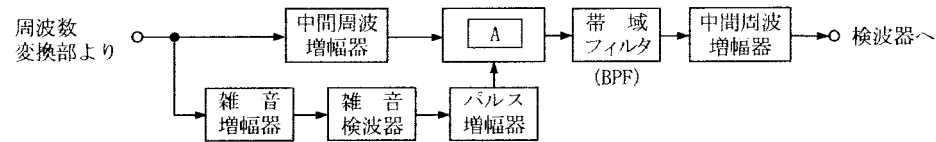
答：2

〔解説〕

F3E 受信機では、受信機の入力レベルを下げてゆくと、ある値から急激に受信機出力含まれる雑音増大する。即ち信号対雑音比 (S/N) が低下する現象が現れる。このときの受信入力レベルをスレッショルドレベルという。

A - 14 次の記述は、衝撃性(パルス性)雑音の抑制回路(ノイズブランカ)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。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、主に SSB(J3E)や電信(A1A)受信機等で使われるノイズブランカは、雑音が重畳した中間周波信号を、信号系とは別系の雑音増幅器で増幅し、雑音検波及びパルス増幅を行って波形の整ったパルスとし、このパルスによって信号系の □ A □ を開閉して、□ B □ を遮断する。



- (2) 一方、FM(F3E)受信機の場合は、中間周波増幅器の後段に □ C □ を設けると、パルス性雑音はそこで除去されるので、ノイズブランカは不要である。

	A	B	C
1	ゲート回路	雑音及び信号	振幅制限器
2	ゲート回路	雑音のみ	周波数弁別器
3	ゲート回路	雑音及び信号	周波数弁別器
4	トリガ回路	雑音のみ	振幅制限器
5	トリガ回路	雑音及び信号	周波数弁別器

答：1

A - 14 次の記述は、等価雑音温度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) 衛星通信における受信系の雑音は、アンテナを含む受信機自体で発生する内部雑音とアンテナで受信される外来雑音との電力和を、受信機入力端に換算した雑音電力で表す。
- (2) この雑音電力の値が、絶対温度  $T$  [K] の抵抗体から発生する □ A □ の電力値と等しいとき、 $T$  をアンテナを含む受信システム全体の等価雑音温度という。
- (3) したがって、受信機の周波数帯域幅を  $B$  [Hz]、ボルツマン定数を  $k$  [J/K] とすると、このときの雑音電力  $P_N$  は、 $P_N =$  □ B □ [W] で表され、この値が □ C □ ほど、雑音が小さいことを意味する。

	A	B	C
1	フリッカ雑音	$TB/k$	小さい
2	フリッカ雑音	$kTB$	大きい
3	熱雑音	$TB/k$	大きい
4	熱雑音	$kTB$	小さい

答：4

〔解説〕

受信機は、外来雑音、回路内で発生する雑音など色々な雑音の影響を受ける。各種の雑音を個別に受信特性評価に反映させることは、複雑な評価方法が必要になり一般の理解が得られ難い。各種の雑音を包括して電気抵抗から発生する雑音としてまとめ、これを一つの指標として表すことにすれば雑音源が何であれ比較的理解がし易くなる。

電気抵抗に電流を流せば、そこにジュール熱が発生し、流す電流量の変化に従い熱雑音の発生量が増加する。受信機で実際に受ける雑音と同じレベルに電気抵抗による熱雑音量を調整すれば、その時の絶対温度  $T$  [K] と測定の対象となる周波数帯域幅  $B$  [Hz] および比例定数  $k$  の積を雑音電力  $P$  [W] という。比例定数  $k$  をボルツマン定数といい、単位に [J/K] (ジュール/ケルビン)を用いる。この関係を

式にすれば、雑音電力  $P_N$  は、  $P_N = kTB[W]$  となる。

受信機で測定される周波数帯域幅B当たりの等価雑音温度の評価は、

- (1) 実際にアンテナを接続してノイズ電力（ノイズ量）を測定する。
- (2) このアンテナに替えて同じアンテナインピーダンス値の電気抵抗に電流を流し受信機のアンテナ端子に接続し、この抵抗の温度を上昇させて発生する熱雑音量が（1）の雑音量と同じ雑音量になったときの温度を  $T$  とすれば、これがそのアンテナ系の等価雑音温度  $T[K]$  となる。等価雑音電力  $P_N$  は、  $P_N = kTB [W]$  により得られる。

令和 3 年 4 月期 (HZ304 A-10)

**A - 10** 次の図は、論理回路とタイムチャートの組合せを示したものである。このうち、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、各回路の入力  $A$  及び  $B$  は図で示した同一の波形とし、出力を  $X$  とする。また、正(+)の電圧を1とした正論理とする。

1

2

3

4

答： 3

〔解説〕

題与の論理回路は、 1：NOR 回路、 2：NAND 回路、 3：OR 回路、 4：AND 回路  
 それぞれの論理回路の入出力関係を表記すれば右の通りとなり、 3：OR 回路の出力  $X$  が誤っている。

NOR回路			NAND回路			OR回路			AND回路		
入力		出力	入力		出力	入力		出力	入力		出力
A	B	X	A	B	X	A	B	X	A	B	X
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	0
1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0

A - 9 図に示す論理回路の真理値表として正しいものを下の番号から選べ。ただし、正論理とし、 $A$  及び  $B$  を入力、 $X$  を出力とする。

1

$A$	$B$	$X$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

2

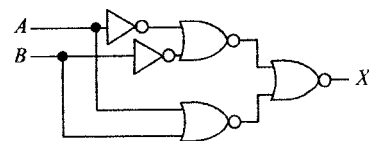
$A$	$B$	$X$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

3

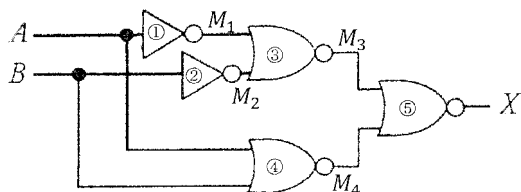
$A$	$B$	$X$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

4

$A$	$B$	$X$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



題与の論理回路に下図の通り記号を付記し、図記号の順を追って真理値表を埋めて行く。



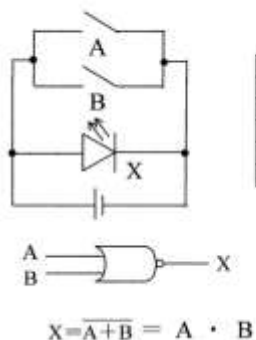
①		②		③			④			⑤		
A	M1	B	M2	M1	M2	M3	A	B	M4	M3	M4	X
0	1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	0
0	1	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0

答：2

〔解説〕

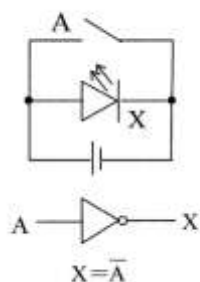
論理回路の各図記号の真理値表は以下の通り。

NOR回路の理解図



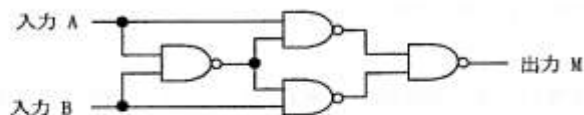
入出力の関係		
入力側		出力
A	B	X
1	1	0
1	0	0
0	1	0
0	0	1

NOT回路の理解図



入出力の関係	
入力	出力
A	X
1	0
0	1

A - 11 図に示す論理回路の真理値表として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、論理は正論理とする。



1

$A$	$B$	$M$
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	0

2

$A$	$B$	$M$
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

3

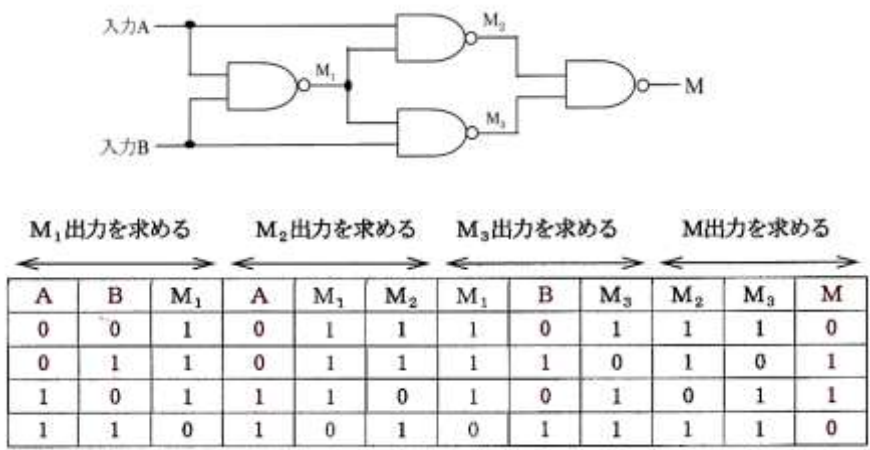
$A$	$B$	$M$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

4

$A$	$B$	$M$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

題与の論理回路の各 NAND 図記号の出力を  $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$ 、 $M$  とする (次図)。

M<sub>1</sub>、M<sub>2</sub>、M<sub>3</sub> それぞれの出力を次表の様に段階を追って求める。



以上から選択肢 4 となる。

答：4

平成 29 年 12 月期 (HZ912 A-10)

**A - 10** 図に示す論理回路の真理値表として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、論理は正論理とする。

1

A	B	M
0	0	1
0	1	0
1	0	1
1	1	0

2

A	B	M
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

3

A	B	M
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

4

A	B	M
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

5

A	B	M
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

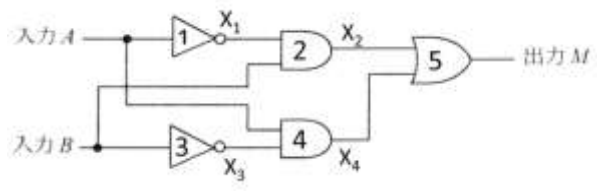
答：4

〔解説〕

題与の各論理回路に次の記号を付す。  
NOT 回路に 1 と 3 の番号、AND 回路に 2 と 4、OR 回路に 5 の番号を付す。

1 番の NOT 回路の出力に X<sub>1</sub>、2 番の AND 回路の出力に X<sub>2</sub>、3 番の NOT 回路の出力に X<sub>3</sub>、4 番の AND 回路の出力に X<sub>4</sub> を付す。各論理回路の順に入出力を求めれば、図記号番号 5 番の論理回路（OR 回路）の出力 M は、次表の通りとなる。

これを題与の選択肢に照合すれば、選択肢 4 を得ることが出来る。



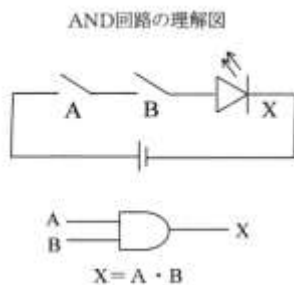


図記号番号														
入力		1		2			3		4			5		
A	B	A	X <sub>1</sub>	X <sub>1</sub>	B	X <sub>2</sub>	B	X <sub>3</sub>	A	X <sub>3</sub>	X <sub>4</sub>	X <sub>2</sub>	X <sub>4</sub>	M
0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0

〔解説〕

論理回路の入力と出力の関係を以下に示す。

論理回路を電子回路に置き換えたものを理解図とし、論理回路の読み取りの一助とする。



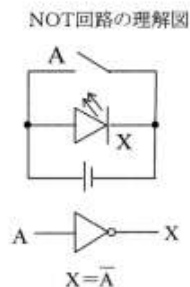
入出力の関係

入力側	出力
A B X	
1 1 1	
1 0 0	
0 1 0	
0 0 0	

AND回路は、左理解図のスイッチAとBがON（信号が入った）のときのみ出力Xに信号が出力（発光ダイオードが点灯）される。

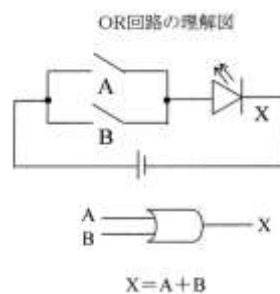
NAND回路は、スイッチAとBがON（信号が入った）のときのみ出力Xに信号が出力（発光ダイオードが点灯）されない。

A或いはBがOFFのときは、出力Xに信号が流れる（発光ダイオードが点灯する）。



入出力の関係

入力側	出力
A X	
1 0	
0 1	

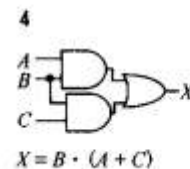
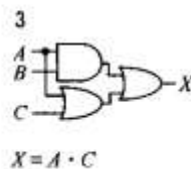
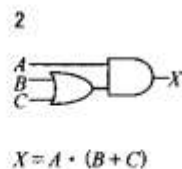
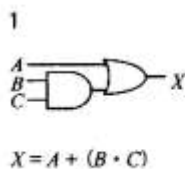


入出力の関係

入力側	出力
A B X	
1 1 1	
1 0 1	
0 1 1	
0 0 0	

令和3年12月期（HZ312 A-10）

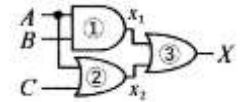
A-10 次は、論理回路と対応する論理式の組合せを示したものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、正論理とし、A、B及びCを入力、Xを出力とする。



答：3

〔解説〕

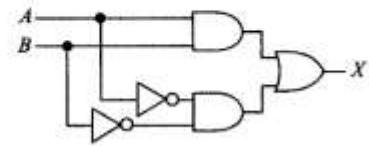
1.  $X = A + (B \cdot C) \Rightarrow$  AもしくはANDに入力のBとCによる出力がX
2.  $X = A \cdot (B + C) \Rightarrow$  AとNORに入力のBまたはCの出力がX
3.  $X = (A \cdot B) + (A + C) = A \cdot B + A + C = A + C$  で  $X = +C$  にはならない・・・×
4.  $X = (A \cdot B) + (B \cdot C) = B(A + C)$



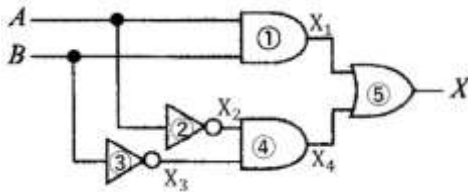
令和4年4月期 (HZ404 A-10)

A-10 図に示す論理回路の真理値表として正しいものを下の番号から選べ。ただし、正論理とし、A及びBを入力、Xを出力とする。

1	2	3	4
A	A	A	A
B	B	B	B
X	X	X	X
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	1



題与図に次図の通り符号を付し、これに基づき真理値表を作成する。



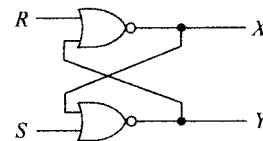
A	B	①	②	③	④	⑤
		X1	X2	X3	X4	X
0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0
1	1	1	0	0	0	1

答：1

令和7年11月期 (HZ711 A-9)

A-9 図に示す論理回路において、入力(R,S)=(0,1)を与えたとき、出力(X,Y)=(1,0)の状態となった。その後、入力(R,S)を(0,0)→(1,0)→(0,0)と変化させたとき、最終の出力(X,Y)の値として正しいものを下の番号から選べ。ただし、正論理とする。

- 1  $X = 1, Y = 0$
- 2  $X = 1, Y = 1$
- 3  $X = 0, Y = 0$
- 4  $X = 0, Y = 1$



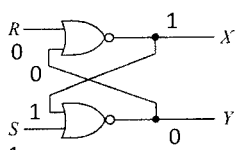
入力 (R, S) = (0, 1) ..... ①

(R, S) = (0, 0) ..... ②

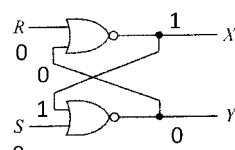
(R, S) = (1, 0) ..... ③

(R, S) = (0, 0) ..... ④

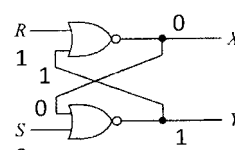
の順に入力  $\Rightarrow$  出力を辿れば次図の通りとなる。



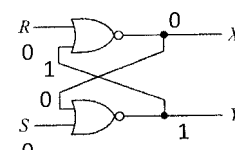
① 入力：(R, S) = (0, 1)  
出力：(X, Y) = (1 : 0)



② 入力：(R, S) = (0, 0)  
出力：(X, Y) = (1 : 0)



③ 入力：(R, S) = (1, 0)  
出力：(X, Y) = (0 : 1)



④ 入力：(R, S) = (0, 0)  
出力：(X, Y) = (0 : 1)

以上から出力 (X、Y) = (0、1) となる。

答：4

〔参考〕

題与回路を RS フリップフロップという。S : set 端子、R : reset 端子が入力端子で、set 端子に一度「1」が入力されると reset されるまで出力状態を保持し続ける。

題与 RS フリップフロップ回路は、2 つの NOR 回路で構成されている。

平成 30 年 8 月期 (HZ008 A-10)

A - 10 図に示す論理回路の名称として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、正(+)の電圧を1とした正論理とする。

1 OR  
2 AND  
3 NAND  
4 NOR  
5 EX-OR

答：4

〔解説〕

電気信号が「ある (1)」、「無い (0)」の二つの状態で表したものをデジタル信号という。デジタル信号を取扱う回路をデジタル回路という。デジタル回路の働きを記号で表したものを論理回路といい、AND回路、NAND回路、OR回路、NOR回路、NOT回路などがある。

論理回路では、信号の有る無しを1又は0 (零) (HとLで表す場合もある) で表す。

例えば、入力A=1、入力B=1、出力X=1などで、1 以外の信号は全て0 (零) とする。アナログ信号と違い、 $A < 1$ 、 $B < 1$ 、 $X < 1$  など不等号の数値は0 (零) とする。

これらの約束事に基づいて題与の回路を説明する。

(1) 入力端子A、Bに入力が無い ( $A=0$ 、 $B=0$ ) ときは、ベース電位に変動が無いからコレクタ電流  $I_c$  は流れない。従って、コレクタ電圧は、コレクタ電流  $I_c$  とR による電圧降下が生じないから  $X=1$  となる。

(2)  $A=1$ 、 $B=0$  若しくは $A=0$ 、 $B=1$  のとき、ベースに電圧が加わり  $I_b$  が流れる。その結果コレクタに電流  $I_c$  が 流れる。このコレクタ電流  $I_c$  と抵抗Rにより電圧降下が発生し、 $X < 1$  となる。上記約束事により、このとき  $X=0$  となる。

(3)  $A=1$ 、 $B=1$  のとき、ベースに電圧が加わりコレクタ電流が流れることになる。

このコレクタ電流  $I_c$  とRにより電圧降下が生じ、 $X < 1$  となる。

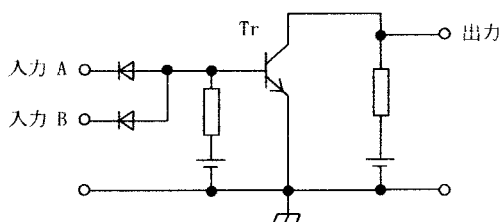
即ち、 $X=0$ 。

(1) ~ (3) を表記すれば、次表となり、NOR回路になる。

A	B	X
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

A - 10 図に示す論理回路の名称として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、正(+)の電圧を 1 とした正論理とする。

- 1 EX-OR
- 2 OR
- 3 NOR
- 4 AND
- 5 NAND



Tr : トランジスタ  
 : 抵抗  
 : 直流電源  
 : ダイオード

答 : 5

〔解説〕

A、B 側ダイオードからベース電圧まで（右図）は AND 回路。

A=1、B=1 のとき、各ダイオードによりベース回路には電流が流れないからベースにおける電流制御が起こらない。

その結果、A=1、B=1 のときベースバイアス = 1、A=1、B=0 または A=0、B=1 のとき、ベース電流がダイオードを通して A または B に流れ出るからベースバイアス = 0 となる。

以上から、題与図の左部分論理回路として AND 回路となる。

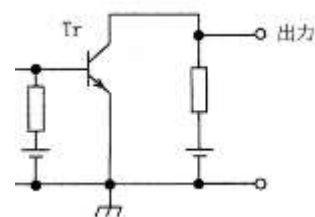
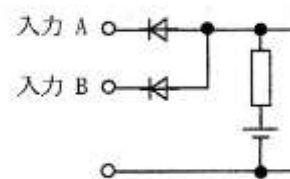
トランジスタ回路は NOT 回路。

ベースバイアス = 1 のとき、ベースの電流制御によりコレクタからエミッタに電流が流れるから出力電圧 < 1、すなわち (0) となる。

ベースバイアス = 0 のときは、ベースによる電流制御がないからコレクタ電流がエミッタに流れないから出力電圧は (1) となる。

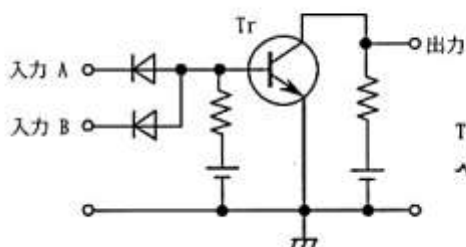
その結果、論理回路としては NOT 回路となる。

題与の論理回路は、入力側 AND 回路+出力側 NOT 回路であるから題与回路全体としては NAND 回路となる。



A - 8 図に示す論理回路の名称として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、正(+)の電圧を 1 とした正論理とする。

- 1 OR
- 2 NOR
- 3 AND
- 4 NAND
- 5 EX-OR



Tr : トランジスタ  
 : 抵抗

答 : 4

〔解説〕

NAND回路。

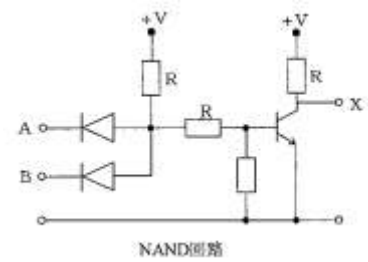
AND回路の出力にNOT回路を付加したもので、この回路によりAND回路の出力を否定する。

その結果、 $A=B=1$  のとき  $X=0$ 、それ以外するとき  $X=1$  となる。

$A=1$ 、 $B=0$  のとき、 $+V$ からの電流はAには流れないが、 $B=0$  ゆえB側のダイオードを通して電流がB方向に流れる。

その結果、右のトランジスタのベースに電流が流れ、Xに電気信号が

現れる。即ち、 $A=1$ 、 $B=0$  のとき、 $X=1$ （電気信号がある）となり、AND回路を右トランジスタ回路で否定することになるからNAND回路となる。 $A=0$ 、 $B=1$  のときも同じとなる。



〔参考〕

### AND回路

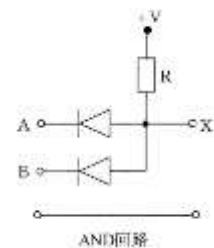
$A=1$ 、 $B=1$  のとき、 $+V$ からの電流は、電位のあるA、B何れにも流れない。その結果、出力電圧Xに電圧降下が無く  $X=1$  となる。

$A=1$ 、 $B=0$  のとき、 $+V$ からの電流はAには流れないが、 $B=0$  ゆえB側のダイオードを通して電流がB方向に流れる。

その結果、Xの電圧は、 $X < 1$  となり、上記約束により  $X=0$  となる。

$A=0$ 、 $B=1$  のときも同じ論理により  $X=0$  となる。

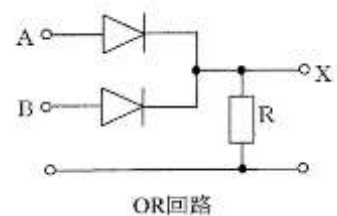
$A=0$ 、 $B=0$  のとき、同じ理論により  $X=0$  となる



### OR回路

$A=B=1$  あるいはA若しくはBいずれかが1 のとき、 $X=1$  となる。

$A=B=0$  のとき、Xに信号が現れないから  $X=0$

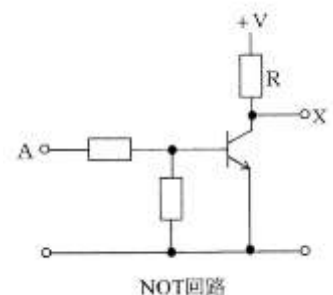


### NOT回路

$A=1$  のとき、ベース電位が変動するため、この変動に合わせてベース電流が流れる。その結果、 $+V$ からの電流がコレクタからにエミッタに流れ、出力電圧Xは  $X < 1$  となる。

上記約束により  $X < 1$  ゆえ  $X=0$  となる。

$A=0$  のとき、ベース電位に変動が無くベース電流が流れないからXの電圧降下がなく  $X=1$  となる。



A - 10 図に示す各論理回路の入出力関係を示す論理式の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、論理は正論理とする。

- |   | A               | B                                     |
|---|-----------------|---------------------------------------|
| 1 | $F = X \cdot Y$ | $F = \overline{X + Y}$                |
| 2 | $F = X \cdot Y$ | $F = \overline{X} + \overline{Y}$     |
| 3 | $F = X + Y$     | $F = \overline{X} \cdot \overline{Y}$ |
| 4 | $F = X + Y$     | $F = \overline{X} \cdot \overline{Y}$ |



答：1

〔解説〕

題与のA図記号はAND回路で、理論式は  $F = X \cdot Y$  (X and Y)

題与のB図記号はNOR回路で、理論式は  $F = \overline{X + Y} = \overline{X} \cdot \overline{Y}$  (X nor Y)

A - 11 AM(A3E)波の平均電力  $P$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調信号は単一正弦波とし、搬送波の平均電力を  $P_C$  [W]、変調度を  $m \times 100$  [%] とする。

- 1  $P = (m/2) P_C$  [W]
- 2  $P = (m^2/2) P_C$  [W]
- 3  $P = (1 + m^2/2) P_C$  [W]
- 4  $P = (1 - m^2/2) P_C$  [W]
- 5  $P = (1 + m/2) P_C$  [W]

答：3

〔解説〕

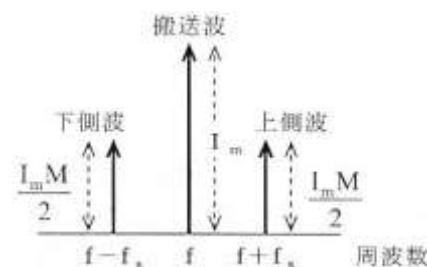
DSB変調波(A3E)の電流は、次図の通り搬送波( $f$ )、上側波( $f+f_s$ )、下側波( $f-f_s$ )の3成分からなる。

ここに  $f_s$  は、信号波周波数とする。

被変調搬送波電流の最大値は  $I_m$  であり、 $M$  を変調度とすれば

上側波電流の最大値は、 $\frac{I_m M}{2}$

下側波電流の最大値は、 $\frac{I_m M}{2}$



被変調搬送波電流の最大値  $I_m$  の実効値を  $I$  [A]、被変調波電流が流れる抵抗を  $R$  [ $\Omega$ ]、被変調波の変調度を  $M$  とすれば、

搬送波の平均電力  $P_C = I^2 R$

上側波帯の平均電力  $P_U = \left(\frac{I_m M}{2}\right)^2 R = \frac{I^2 M^2 R}{4}$

$M = 100\%$  ( $M = 1$ ) のとき、 $P_U = \frac{I^2 M^2 R}{4} = \frac{I^2 R}{4} = \frac{P_C}{4} \Rightarrow$  上側波平均電力は、搬送波電力の  $\frac{1}{4}$

$$\text{下側波帯の平均電力} \quad P_L = \left(\frac{IM}{2}\right)^2 R = \frac{I^2 M^2 R}{4}$$

$$M = 100\% (M = 1) \text{ のとき、} P_L = \frac{I^2 M^2 R}{4} = \frac{I^2 R}{4} = \frac{P_C}{4} \Rightarrow \text{下側波平均電力は、搬送波電力の } \frac{1}{4}$$

従って、被変調波の平均電力  $P_m$  は、 $P_m = P_C + P_U + P_L$  となる。

$$\text{この式に上記諸元を代入すれば、} P_m = I^2 R + \frac{I^2 M^2 R}{4} + \frac{I^2 M^2 R}{4} = I^2 R + \frac{I^2 M^2 R}{2} = I^2 R \left(1 + \frac{M^2}{2}\right)$$

$$P_C = I^2 R \quad \text{から} \quad P_m = P_C \left(1 + \frac{M^2}{2}\right) [W] \quad \Leftarrow \text{A3E送信機の平均電力}$$

$$P_m = P_C \left(1 + \frac{M^2}{2}\right) [W] \quad \text{に変調度 } M = 100\% \text{ を代入すれば、} \quad P_m = P_C \left(1 + \frac{1^2}{2}\right)$$

$$P_m = P_C (1 + 0.5) \Rightarrow P_m = 1.5 P_C$$

被変調波の平均電力  $P_m$  の上側波または下側波の平均電力を  $P_S$  とすれば、 $P_S = P_U = P_L$  であり、

$$P_S = \frac{I^2 M^2 R}{4} = \frac{P_C}{4} \quad \text{上記に求めた } P_m = 1.5 P_C \text{ は、} P_C = \frac{P_m}{1.5} \text{ で、これを左式 } P_S \text{ に代入すれば、}$$

$$P_S = \frac{P_C}{4} = \frac{1}{4} \times \frac{P_m}{1.5} = \frac{P_m}{4 \times 1.5} = \frac{P_m}{6} \Leftarrow \text{上側波または下側波の平均電力 } P_S \text{ は、全DSB送信機出力 } P_m \text{ の } \frac{1}{6}$$

となる。

令和 3 年 4 月期 (HZ304 A-11)

A - 11 次の記述は、DSB (A3E) 通信方式と比較した、SSB (J3E) 通信方式の一般的な特徴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、DSB 変調波の変調度は 100 [%] とし、SSB 変調波は DSB 変調波の片側の側波帯のみとする。

- 1 片側の側波帯だけ利用するから、占有周波数帯幅は DSB のほぼ 1/2 となり、周波数利用効率が高い。
- 2 SSB 波を受信する場合、DSB 波に比べて受信帯域幅はほぼ 1/2 でよいので、受信雑音電力はほぼ 1/2 となる。
- 3 搬送波が抑圧され、また、送話するときだけ電波が発射されるので、他の通信に与える混信が軽減できる。
- 4 送信機は、搬送波の発射がないため、終段電力増幅部の消費電力が少ない。
- 5 100 [%] 変調をかけた DSB 送信機出力の片側の側波帯と等しい電力を SSB 送信機で送り出すとすれば、SSB 送信機出力は DSB の搬送波電力の 1/2、すなわち、DSB 波の全電力の 1/6 の値となる。

答：5

〔解説〕

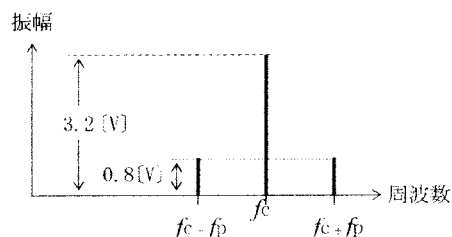
100% 変調時の上側波または下側波の平均電力は、搬送波平均電力の  $\frac{1}{4}$

100% 変調時の上側波または下側波の平均電力は、全 DSB(A3E) 送信機平均電力の  $\frac{1}{6}$  となる。

A - 24 単一正弦波を信号波として振幅変調(A3E)した振幅変調波  $e$  をスペクトルアナライザで観測したとき、図に示す結果が得られた。この振幅変調波の変調度の値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、図はスペクトルアナライザのデシベル表示された値を電圧(振幅)の大きさ  $V$  [V] に換算したものである。また、振幅変調波  $e$  は、 $m \times 100$  [%] を変調度としたとき、次式で表せるものとする。

$$e = V(1 + m \cos 2\pi f_p t) \cos 2\pi f_c t \quad [\text{V}]$$

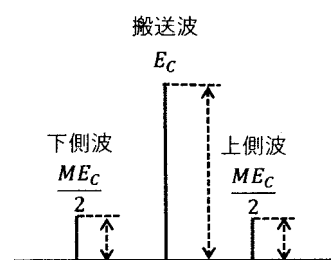
- |   |        |                      |
|---|--------|----------------------|
| 1 | 30 [%] | $V$ : 搬送波の振幅 [V]     |
| 2 | 40 [%] | $f_c$ : 搬送波の周波数 [Hz] |
| 3 | 50 [%] | $f_p$ : 信号波の周波数 [Hz] |
| 4 | 60 [%] | $t$ : 時間 [s]         |



振幅変調波は、上側波帯の上限周波数から下側波帯の下限周波数にわたる周波数幅があり、右図の分布となっている。変調度  $M$  の搬送波電圧  $E_c$  に

は上側波電圧  $\frac{ME_c}{2}$  と下側波電圧  $\frac{ME_c}{2}$  が含まれておりこれを  $E_s$  とすれば、

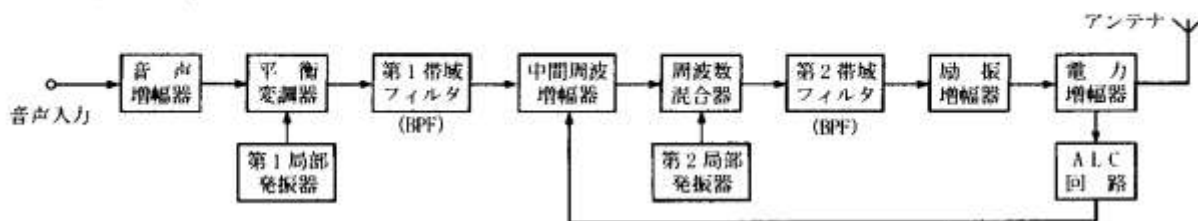
変調度  $M$  は、 $M = \frac{E_s}{E_c}$  から求められる。題与の図から  $\frac{ME_c}{2} = 0.8$



$$\Rightarrow M = \frac{1.6}{E_c} = \frac{1.6}{3.2} = 0.5 \quad M = 50[\%] \quad \because \text{題与図から } E_c = 3.2[\text{V}]$$

答 : 3

A - 11 次の記述は、図に示す SSB (J3E) 送信機の原理的構成例の各部の動作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 平衡変調器は、音声信号と第1局部発振器出力とから、搬送波を抑圧した DSB 信号を作る。
- 2 第1帯域フィルタは、平衡変調器で作られた上側波帯又は下側波帯のいずれか一方を通過させる。
- 3 周波数混合器で第2局部発振器出力と中間周波増幅器出力とが混合され、第2帯域フィルタを通して所要の送信周波数の SSB 信号が作られる。
- 4 SSB 信号をひずみなく増幅するため、電力増幅器には AB 級又は B 級などの直線増幅器を用いる。
- 5 ALC 回路は、音声入力レベルが低いときに音声途切れのないよう、中間周波増幅器の利得を制御する。

答 : 5

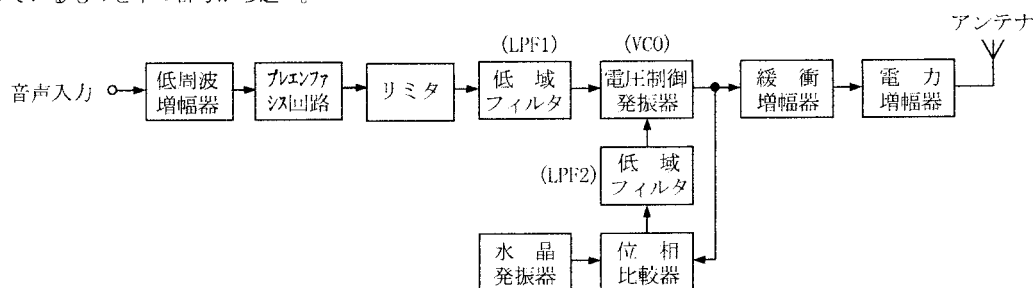
〔解説〕

ALC (Automatic Level Control) 回路は、電力増幅器の音声入力レベルが過大になったとき中間周波増幅器の増幅度を自動的に調整して送信出力電波に歪が起こらない様にする回路。

ALC 回路の出力を励振増幅器に feedback し、励振増幅器の増幅度を制御する構成もある。



A - 13 次の記述は、図に示す直接周波数変調方式を用いた FM(F3E)送信機の構成例と主な働き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 プレエンファシス回路は、音声の高い周波数成分を低減する。
- 2 リミタは、音声信号波の振幅を一定の範囲に収め、占有周波数帯幅が規定値以上になるのを防止する。
- 3 VCO は、音声信号の電圧に応じて周波数を変化させて周波数変調波を出力する。
- 4 位相比較器は、水晶発振器からの基準周波数と VCO の出力周波数の位相を比較し、その差に比例した電圧を低域フィルタ (LPF2) を通して出力する。
- 5 電力増幅器は、一般に電力効率の良い C 級増幅が使われる。

答：1

〔解説〕

Pre-emphasis 回路：高い周波数成分の信号対雑音比の劣化を防ぐために、予め送信側で変調信号波の高い周波数成分の増幅を強調する回路。

A - 11 AM(A3E)送信機の出力端子において、A3E 波の電圧の実効値を求める式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、変調をかけないときの搬送波電圧の振幅（最大値）を  $E_c$  [V]、変調度は  $m \times 100$  [%] とし、変調信号は、単一の正弦波信号とする。

- |  |   |   |
|--|---|---|
| 1 $E_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$ [V]               | 2 $\sqrt{2} E_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$ [V] | 3 $\frac{1}{\sqrt{2}} E_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$ [V] |
| 4 $\frac{1}{\sqrt{2}} E_c (1 + \frac{m^2}{2})$ [V] | 5 $E_c (1 + \frac{m^2}{2})$ [V]               |   |

AM(A3E)における振幅変調波の実効電力を  $P_m$  [W]、実効電圧を  $E_m$  [V]、実効電流を  $I_m$  [A] とし、無変調時の搬送波の実効電力を  $P$  [W]、実効電圧を  $E$  [V]、実効電流を  $I$  [A] とし、単一正弦波信号による変調時の変調度を  $M$  [%] とすれば、

$$\bullet P_m = P(1 + \frac{M^2}{2})$$

$$\bullet P_m = I_m^2 R \quad I_m = \frac{E_m}{R} \quad \text{から} \quad P_m = (\frac{E_m}{R})^2 R, \quad P = I^2 R \quad I = \frac{E}{R} \quad \text{から} \quad P = (\frac{E}{R})^2 R \quad \text{これらを上式に代}$$

$$\text{入すれば、} \quad (\frac{E_m}{R})^2 R = (\frac{E}{R})^2 R (1 + \frac{M^2}{2}) \Rightarrow E_m = E \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$$

$$\bullet \text{搬送波電圧の振幅（最大値）} E_c \text{ [V] と実効値 } E \text{ との関係は、} E = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \text{ であり、これを上式に代入す}$$

れば、 $E_m = \frac{1}{\sqrt{2}} E_c \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}$  となる。

答：3

令和4年12月期 (HZ412 A-11)

A - 11 AM(A3E)送信機の出力端子において、変調をかけないときの搬送波電圧の振幅値(最大値)が100 [V]であった。単一の正弦波信号で変調をかけたとき、変調度が50 [%]になったとすると、このときの変調波電圧の実効値として正しいものを下の番号から選べ。

1 65 [V]      2 70 [V]      3 75 [V]      4 80 [V]      5 85 [V]

・ $E_m = \frac{E_c}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{M^2}{2}}$  この式に題与の諸元を代入すれば、

$$E_m = \frac{100}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{0.5^2}{2}} = \frac{100}{\sqrt{2}} \sqrt{1.125} = 70.721 \times 1.060 = 74.96 \approx 75 \Rightarrow E_m \approx 75[V]$$

答：3

令和7年5月期 (HZ705 A-12)

A - 12 AM(A3E)送信機において、変調をかけないときの送信電力の値が750 [W]であった。単一正弦波で変調度80 [%]の変調をかけたときの送信電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 770 [W]      2 880 [W]      3 990 [W]      4 1,010 [W]      5 1,100 [W]

振幅変調波 (A3E) の平均電力を  $P_m[W]$ 、無変調搬送波の平均電力を  $P_c[W]$ 、単一正弦波信号で変調したときの変調度を  $M[%]$  とすれば、 $P_m = P_c(1 + \frac{M^2}{2})$  から求める。

題与の諸元：振幅変調波の平均電力  $P_c = 750[W]$ 、変調度  $M = 0.8$  を上式に代入すれば、

$$P_m = 750(1 + \frac{0.8^2}{2}) \Rightarrow P_m = 750(1 + 0.32) \Rightarrow P_m = 750 \times 1.32 = 990[W]$$

答：3

令和7年11月期 (HZ711 A-10)

A - 10 AM(A3E)送信機において、無変調時の電力が100 [W]の搬送波を、単一の正弦波信号で変調したとき、送信機出力の被変調波の平均電力は132 [W]であった。このときの変調度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 50 [%]      2 60 [%]      3 70 [%]      4 80 [%]      5 90 [%]

無変調時の電力を  $P_c$ 、被変調波の平均電力を  $P_m$ 、変調度を  $M$  とすれば、 $P_m = P_c(1 + \frac{M^2}{2})$ 。

題与の諸元をこの式に代入すれば、 $132 = 100 \left(1 + \frac{M^2}{2}\right) \Rightarrow \frac{132}{100} = 1 + \frac{M^2}{2} \Rightarrow \frac{M^2}{2} = 1.32 - 1$   
 $\Rightarrow M^2 = 0.64 \Rightarrow M = 0.8 \Rightarrow M = 80[\%]$

答：4

令和 5 年 8 月期 (HZ508 A-13)

A - 13 AM(A3E)送信機において、搬送波を単一の正弦波信号で変調したとき、送信機出力の被変調波の平均電力は 450 [W]、変調度は 80 [%]であった。無変調のときの搬送波電力の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 360 [W]      2 340 [W]      3 320 [W]      4 300 [W]      5 280 [W]

・  $P_m = 450$  [W]、 $M = 0.8$  を  $P_m = P_c \left(1 + \frac{M^2}{2}\right)$  に代入すれば、 $450 = P_c \left(1 + \frac{0.64}{2}\right)$

$450 = P_c \times 1.32 \Rightarrow P_c = \frac{450}{1.32} = 340.9 \Rightarrow P_c \approx 340$  [W]

答：2

平成 28 年 12 月期 (HZ812 A-14)

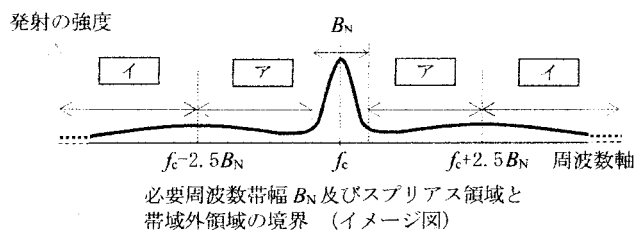
A - 14 次の記述は、無線送信機などで生ずることのある寄生発射について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

- (1) 寄生発射は、増幅器の入出力間の不要な結合によって発振回路を形成することなどによって生ずる不要な発射で、その周波数は、通常、希望周波数と □ A □ である。  
 (2) 寄生発射は、他の通信に妨害を与えたり、ひずみや雑音の原因になるので、これを防ぐには、増幅器や部品を遮へいして回路間の結合量を □ B □ するなどの方法がある。

- |   | A   | B   |
|---|-----|-----|
| 1 | 同じ  | 大きく |
| 2 | 同じ  | 小さく |
| 3 | 無関係 | 大きく |
| 4 | 無関係 | 小さく |

答：4

B - 5 次の記述は、電波法令等に基づくアマチュア局の送信設備の「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、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  $\pm 250$  [%] 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。
- (3) SSB(J3E)送信機の変調信号に疑似音声を使用するときの入力電圧の値は、1,500 [Hz] の正弦波で空中線電力が飽和レベルの□エ [%] 程度となる変調入力電圧と同じ値とする。
- (4) 電信(A1A)送信機の変調を電鍵操作により行うときは、□オによるものとする。

- |           |         |              |       |       |
|-----------|---------|--------------|-------|-------|
| 1 スプリアス領域 | 2 $f_c$ | 3 25 ボーの連続短点 | 4 無変調 | 5 80  |
| 6 帯域外領域   | 7 $B_N$ | 8 5 ボーの連続長点  | 9 変調  | 10 50 |

答：ア：6、イ：1、ウ：9、エ：5、オ：3

〔参考〕

- ・電信 (A1A) 送信機の変調を電鍵操作により行うときの通信速度：

電波法 無線設備規則 第17条 手送電鍵操作による送信装置は、その操作による通信速度が25ボーにおいて安定に動作するものでなければならない。

(注) 同 17条の3 アマチュア局の通信装置は、この規定にかかわらず、通常使用する通信速度でできる限り安定に動作するものでなければならない。

- ・電波の不要輻射に関する電波法施行規則：

電波法施行規則 第2条 63号 「スプリアス発射」とは必要周波数帯外における1又は2以上の周波数の電波の発射であって、そのレベルを情報の伝達に影響を与えないで低減できるものをいい、高調波発射、低調波発射、寄生発射及び相互変調積を含み帯域外発射を含まないものとする。

同 第2条63号の2 「帯域外発射」とは、必要周波数に近接する周波数の電波の発射で情報の伝達のための変調の過程において生ずるものを言う。

同 第2条63号の3 「不要輻射」とは、スプリアス発射及び帯域外発射を言う。

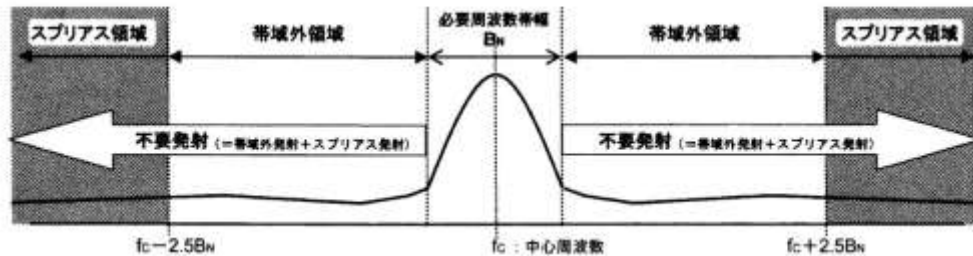
同 第2条63条の4 「スプリアス領域」とは、帯域外領域の外側のスプリアス発射が支配的な周波数を言う。

同 第2条63号の5 「帯域外領域」とは、必要周波数帯の外側の帯域外発射が支配的な周波数帯を言う。

・スプリアス領域とスプリス発射の強度

**スプリアス領域と帯域外領域の境界**

RRにおいて新たに導入された「スプリアス領域」と「帯域外領域」の概念に基づき、我が国においても、原則として、必要周波数帯幅の中央の周波数（以下「中心周波数」という。）から必要周波数帯幅の±250%を両者の境界とする。



(出典：総務省 総合通信基盤局「無線設備の『スプリアス発射の強度の許容値』の見直し（平成 17 年 12 月）」)

〔参考〕「**B<sub>n</sub>**」とは、帯域外領域及びスプリアス領域の境界の周波数を算出するために用いる必要周波数帯幅をいう。この場合における必要周波数帯幅は、占有周波数帯幅の許容値とする。  
無線設備の試験に関し、技術基準適合証明における特性試験では、変調は上側波帯または下側波帯で 1,500Hz 正弦波を使用し、高周波電力計で空中線電力の飽和レベルの 80% 程度になるよう低周波発振器のレベルを調整するよう定められている。

令和 4 年 8 月期 (HZ408 A-12)

**A - 12** 次の記述は、表に示すスプリアス発射及び不要発射の強度の許容値と、28 [MHz] 帯 F1B 電波の測定値との関係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、測定方法等は法令等の規定に基づくものとし、表中の基本周波数の平均電力及び基本周波数の尖頭電力の値はそれぞれ 1,000 [W] とする。また、 $\log_{10} 2 \approx 0.3$  とする。

- (1) 上記送信設備の、帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の測定値が 40 [mW] であった。この場合、当該スプリアス発射の強度の値は、許容値を □ A □。
- (2) 同設備の、スプリアス領域における不要発射の強度の測定値が 20 [mW] であった。この場合、当該不要発射の強度の値は、許容値を □ B □。

基本周波数帯	空中線電力	帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値	スプリアス領域における不要発射の強度の許容値
30 [MHz] 以下	5 [W] を超えるもの	50 [mW] 以下であり、かつ、基本周波数の平均電力より 40 [dB] 低い値	50 [mW] 以下であり、かつ、基本周波数の尖頭電力より 50 [dB] 低い値

- |          |        |
|----------|--------|
| A        | B      |
| 1 超えていない | 超えていない |
| 2 超えていない | 超えている  |
| 3 超えている  | 超えていない |
| 4 超えている  | 超えている  |

(1) 題与表の帯域外領域におけるスプリアス発射の法定許容値 40 [dB] を真数に変換する。

$$40 = 10 \log_{10} P \Rightarrow 4 = \log_{10} P \Rightarrow P = 10^4$$

$$40 \text{ [dB] 低い値} = \frac{1}{40 \text{ [dB]}} \Rightarrow \frac{1}{10^4}$$

$$\text{尖頭電力 } 1000 \text{ [W]} \text{ のとき、法定許容値} = \frac{1 \times 10^3}{1 \times 10^4} = \frac{1}{10} = 0.1 = 100 \text{ [mW]}$$

⇒⇒⇒ 測定値 40 [mW] ゆえ 超えていない

(2) スプリアス領域における不要発射の法定許容値 50 [dB] を真数に変換する。

$$50 = 10 \log_{10} P \Rightarrow 5 = \log_{10} P \Rightarrow P = 10^5$$

$$50 \text{ [dB]} \text{ 低い値} = \frac{1}{50 \text{ [dB]}} \Rightarrow \frac{1}{10^5}$$

$$\text{尖頭電力 } 1000 \text{ [W]} \text{ のとき、法定許容値} = \frac{1 \times 10^3}{1 \times 10^5} = \frac{1}{100} = 0.01 = 10 \text{ [mW]}$$

⇒⇒⇒ 測定値 20 [mW] ゆえ 超えている

答：2

令和 2 年 12 月期 (HZ212 A-13)

A - 13 次の記述は、表に示すスプリアス発射及び不要発射の強度の許容値と、28 [MHz] 帯 F1B 電波の測定値との関係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、測定方法等は法令等の規定に基づくものとし、表中の基本周波数の平均電力及び基本周波数の尖頭電力の値はそれぞれ 500 [W] とする。

- (1) 上記送信設備の、帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の測定値が 10 [mW] であった。この場合、当該スプリアス発射の強度の値は、許容値を □ A □。
- (2) 同設備の、スプリアス領域における不要発射の強度の測定値が 25 [mW] であった。この場合、当該不要発射の強度の値は、許容値を □ B □。

基本周波数帯	空中線電力	帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の許容値	スプリアス領域における不要発射の強度の許容値
30 [MHz] 以下	5 [W] を超えるもの	50 [mW] 以下であり、かつ、基本周波数の平均電力より 40 [dB] 低い値	50 [mW] 以下であり、かつ、基本周波数の尖頭電力より 50 [dB] 低い値

- |          |        |
|----------|--------|
| A        | B      |
| 1 超えている  | 超えている  |
| 2 超えている  | 超えていない |
| 3 超えていない | 超えていない |
| 4 超えていない | 超えている  |

(1) 題与表の帯域外領域におけるスプリアス発射の法定許容値 40dB を真数に置き換える。

$$40 = 10 \log_{10} P \text{ を使用する。 } 40 = 10 \log_{10} P \Rightarrow 4 = \log_{10} P \Rightarrow P = 10^4$$

$$40 \text{ dB 低い値} = \frac{1}{40 \text{ [dB]}} \Rightarrow \frac{1}{10^4} = 1 \times 10^{-4}$$

$$\text{空中線電力 } 500 \text{ [W]} \text{ の時 法定許容値} = 500 \times 1 \times 10^{-4} = 0.05 = 50 \text{ [mW]}$$

⇒⇒ 題与の測定値 10 [mW] は法定許容値を超えていない。

(2) スプリアス領域における不要発射の法定許容値 50dB を真数に置き換えれば、 $50 = 10 \log_{10} P$

$$\Rightarrow 5 = \log_{10} P \Rightarrow P = 10^5 \quad 50 \text{ dB 低い値} = \frac{1}{50 \text{ [dB]}} \Rightarrow \frac{1}{10^5} = 1 \times 10^{-5}$$

$$\text{空中線電力 } 500 \text{ [W]} \text{ の時 法定許容値} = 500 \times 1 \times 10^{-5} = 0.005 = 5 \text{ [mW]}$$

⇒⇒ 題与の測定値 25 [mW] は法定許容値を超えている。

〔参考〕

40[dB] を真数に置き換える方法；

真数を  $P$  としたとき、 $G[\text{dB}] = 10\log_{10}P$  とすれば、 $P = 10^G$  の関係がある。

$40 = 10\log_{10}P$  をこの関係に当てはめれば、 $40 = 10\log_{10}P \Rightarrow 4 = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^4$

$50[\text{dB}] = 10\log_{10}P \Rightarrow 5 = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^5$

40dB 低い値  $= \frac{1}{40[\text{dB}]}$  の理解の仕方；

例えば、10 の 10 だけ低い値は、 $\frac{1}{10}$  となる  $\Rightarrow N$  の  $N$  だけ低い値  $= \frac{1}{N} \Rightarrow 40\text{dB 低い値} = \frac{1}{40[\text{dB}]}$

令和元年 8 月期 (HZ108 A-11)

**A - 11** 次の記述は、表に示すスプリアス発射及び不要発射の強度の許容値と、28 [MHz] 帯 F3E 電波の測定値との関係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、測定方法等は法令等の規定に基づくものとし、表中の基本周波数の平均電力及び基本周波数の尖頭電力の値は 100 [W] とする。

(1) 上記送信設備の、帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の測定値が 1 [mW] であった。この場合、当該スプリアス発射の強度の値は、許容値を □ A □。

(2) 同設備の、スプリアス領域における不要発射の強度の測定値が 5 [mW] であった。この場合、当該不要発射の強度の値は、許容値を □ B □。

(3) (2) の測定は、送信機を □ C □ 状態で動作させて行う。

基 本 周波数帯	空中線 電 力	帯域外領域におけるスプリ アス発射の強度の許容値	スプリアス領域における不 要発射の強度の許容値
30 [MHz] 以下	5 [W] を超えるもの	50 [mW] 以下であり、かつ、 基本周波数の平均電力より 40 [dB] 低い値	50 [mW] 以下であり、かつ、 基本周波数の尖頭電力より 50 [dB] 低い値

A                      B                      C

1 超えていない      超えていない      無変調

2 超えていない      超えている        変調

3 超えている        超えている        無変調

4 超えている        超えていない      変調

・題与の表に記載された帯域外領域におけるスプリアス発射の強度の法定許容値にある 40[dB] を電力の真数に置換える。

$$G[\text{dB}] = 10\log_{10}P[\text{W}] \text{ から } 40 = 10\log_{10}P \Rightarrow 4 = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^4$$

( $\because$  真数を  $P$  としたとき、 $G = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^G$  )

$$40\text{dB 低い値} = \frac{1}{40\text{dB}} \Rightarrow \frac{1}{10^4} = 1 \times 10^{-4}$$

$$\text{尖頭電力} = 100\text{W} \text{ から } 100 \times 1 \times 10^{-4} = 10 \times 10^{-3} = 10[\text{mW}]$$

$\Rightarrow \Rightarrow \Rightarrow$  法定許容値 40[dB] = 10[mW] から、許容されるスプリアス発射強度の値が 10[mW] 以下に対し送信機の実測スプリアス発射強度が 1[mW] であったから法定許容値を『超えていない』。

・題与の表に記載されたスプリアス領域における不要発射の強度の法定許容値にある 50[dB] を電力

の真数に置換える。

$$G[\text{dB}] = 10\log_{10}P[\text{W}] \quad \text{から} \quad 50 = 10\log_{10}P \Rightarrow 5 = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^5$$
$$(\because \text{真数を} P \text{ としたとき、} G = \log_{10}P \Rightarrow P = 10^G)$$

$$50\text{dB低い値} = \frac{1}{50\text{dB}} \Rightarrow \frac{1}{10^5} = 1 \times 10^{-5}$$

$$\text{尖頭電力} = 100\text{W} \quad \text{から} \quad 100 \times 1 \times 10^{-5} = 1 \times 10^{-3} = 1[\text{mW}]$$

⇒⇒⇒ 法定許容値 50[dB] = 1[mW] から、許容されるスプリアス発射強度の値が 1[mW] 以下に  
対し送信機の実測スプリアス発射強度が 5[mW] であったから法定許容値を『超えている』。

なお、測定は、送信機を 変調 状態で動作させて行う。

答：2

[参考]

$\log_{10}2 \doteq 0.3$  を利用して真数  $P$  を求める場合：

$$60[\text{dB}] = 10\log_{10}P \Rightarrow 6 = \log_{10}P \quad 6 = 20 \times 0.3 = 20\log_{10}2 \Rightarrow 6 = \log_{10}2^{20}$$

$$\Rightarrow \log_{10}2^{20} = \log_{10}P \Rightarrow 2^{20} = P \Rightarrow P = 1,048,576 \Rightarrow P \doteq 1,000,000 \doteq 10^6[\text{W}]$$

$\log_{10}2 = 0.3010299957 \doteq 0.3$  として計算するから  $P = 1,000,000$  にはならない。概算計算による  
計算誤差が発生するから理解しておくこと。

[参考]

無線設備規則第7条（スプリアス発射又は不要発射の許容値）別表第3号に定められている。

令和7年5月期（HZ705 A-6）

A-6 次の記述は、デシベルを用いた計算について述べたものである。このうち正しいものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \doteq 0.3$  とする。

- 1 1[mW] を 0[dBm] としたとき、0.5[W] の電力は 37[dBm] である。
- 2 1[μV/m] を 0[dBμV/m] としたとき、58[dBμV/m] の電界強度は 0.8[mV/m] である。
- 3 電圧比で最大値から 6[dB] 下がったところの電圧レベルは、最大値の  $1/\sqrt{2}$  である。
- 4 出力電力が入力電力の 80 倍になる増幅回路の利得は 20[dB] である。
- 5 1[μV] を 0[dBμV] としたとき、0.4[mV] の電圧は 72[dBμV] である。

$$1. \quad 0.5[\text{W}] = 500[\text{mW}] \quad G = 10\log_{10}500 = 10\log_{10}\frac{1000}{2} = 10(\log_{10}1000 - \log_{10}2)$$

$$= 10(3\log_{10}10 - \log_{10}2) = 10(3 - 0.3) = 10 \times 2.7 = 27[\text{dBm}] \quad \times$$

$$[\text{別解}] \quad 37[\text{dBm}] = 10\log_{10}W \Rightarrow 3.7 = \log_{10}W$$

$$3.7 = 4 - 0.3 \Rightarrow 4\log_{10}10 - \log_{10}2 = \log_{10}\frac{10000}{2} = \log_{10}5000$$

$$\log_{10}5000 = \log_{10}W \Rightarrow W = 5000[\text{mW}] = 5[\text{W}] \quad \dots \times$$

$$2. \quad 0.8[\text{mV/m}] = 800[\mu\text{V/m}] \quad G = 20\log_{10}800 = 20(\log_{10}2^3 \times 10^2) \Rightarrow G = 20(3 \times 0.3 + 2)$$

$$G = 20(0.9 + 2) = 58[\text{dB}\mu\text{V/m}] \quad \dots \bigcirc$$

$$[\text{別解}] \quad 58[\text{dB}\mu\text{V/m}] = 20\log_{10}E \Rightarrow 2.9 = \log_{10}E$$

$$2.9 = 2 + 3 \times 0.3 = 2\log_{10}10 + 3\log_{10}2$$

$$\Rightarrow 2.9 = \log_{10}100 + \log_{10}8 = \log_{10}800$$

$$\log_{10}800 = \log_{10}E \Rightarrow E = 800[\mu\text{V/m}]$$



$$\Rightarrow E = 0.8[mV/m] \quad \dots \quad \bigcirc$$

3.  $6[dB]$  下がったところ  $= \frac{1}{6[dB]}$  のところとなる。

$$6 = 20\log_{10}E \Rightarrow 0.3 = \log_{10}E \Rightarrow \log_{10}2 = \log_{10}E \Rightarrow E = 2 \Rightarrow \frac{1}{6[dB]} = \frac{1}{2} \quad \dots \quad \times$$

$$[\text{別解}] \quad G = 20\log_{10}\frac{1}{\sqrt{2}} = 20(\log_{10}1 - \log_{10}\sqrt{2}) = 20\left(0 - \frac{1}{2}\log_{10}2\right)$$

$$= 20\left(-\frac{1}{2} \times 0.3\right) = -3[dB] \quad \dots \quad \times$$

$$4. \quad 20[dB] = 10\log_{10}E \quad 2 = \log_{10}E \Rightarrow 2\log_{10}10 = \log_{10}E \Rightarrow E = 100 \Rightarrow 100 \text{ 倍} \quad \dots \quad \times$$

$$[\text{別解}] \quad G = 10\log_{10}80 = 10(\log_{10}2^3 + \log_{10}10) = 10(3 \times 0.3 + 1) = 19[dB] \quad \dots \quad \times$$

$$5. \quad 0.4[mV] = 400[\mu V] \quad G = 20\log_{10}400 = 20(\log_{10}2^2 \times 100) = 20(2\log_{10}2 + 2\log_{10}10)$$

$$G = 20(2 \times 0.3 + 2) = 52[dB\mu V] \quad \dots \quad \times$$

$$[\text{別計算}] \quad 72[dB\mu V] = 20\log_{10}E \quad 3.6 = \log_{10}E$$

$$3.6 = 3 + 2 \times 0.3 = 3\log_{10}10 + 2\log_{10}2 = \log_{10}1000 \times 4 = \log_{10}4000$$

$$\log_{10}4000 = \log_{10}E \Rightarrow E = 4000[\mu V] = 4[mV] \quad \dots \quad \times$$

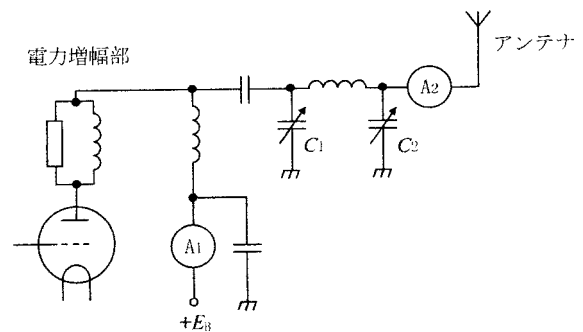
答：2

令和5年4月期 (HZ504 A-11)

A-11 次の記述は、図に示す送信機の終段に用いる  $\pi$  形結合回路の調整方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。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

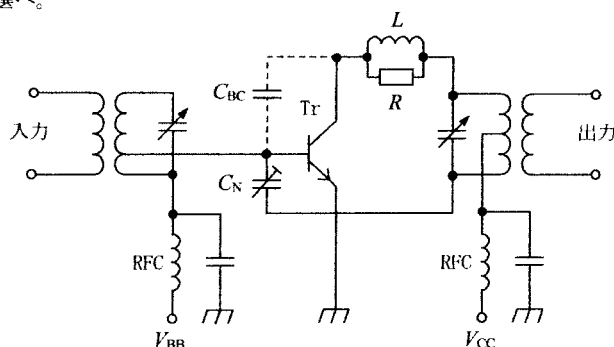
- (1) 可変コンデンサ □ A □ の静電容量を最大値に設定した後、終段電力増幅器の直流電流計 A1 の指示が □ B □ となるように、他方の可変コンデンサの静電容量を調整する。
- (2) 次に、□ A □ の静電容量を少し減少させると、アンテナ電流を示す高周波電流計 A2 の指示値が □ C □ し、終段電力増幅器のプレート電流が □ D □ するので、再度他方の可変コンデンサを調整して、直流電流計 A1 の指示が □ B □ となる点を求める。
- (3) (2) の操作を繰り返し行い、高周波電流計 A2 の指示値が所要の値となるように調整する。

	A	B	C	D
1	C1	最大	減少	減少
2	C1	最小	増加	増加
3	C1	最小	減少	増加
4	C2	最小	増加	増加
5	C2	最大	増加	減少



答：4

A - 12 次の記述は、図に示す SSB(J3E) 送信機の終段電力増幅回路の原理的な構成例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 トランジスタ(Tr)の高周波増幅器では、ベース・コレクタ間の接合容量  $C_{BC}$  を通して出力の一部が帰還電圧として入力に戻り、自己発振を生じることがある。
- 2 図の  $C_N$  は、自己発振を防止するため、帰還電圧と逆位相の電圧を作り、帰還電圧を打ち消している。
- 3 図の  $LR$  並列回路は寄生振動防止用回路であり、増幅周波数とは無関係の周波数の発振を防止するためのものである。
- 4 図の RFC は、高周波インピーダンスを高く保ち、直流電源回路へ高周波電流が漏れることを阻止するためのものである。
- 5 一般にトランジスタ(Tr)はD級で動作するように、バイアス電圧  $V_{BB}$  により設定される。

答：5

〔解説〕

1. ベース電極～コレクタ電極間、あるいはこれらの電極に接続する回路が近接すれば、ここにカップリング  $C_{BC}$  が生じて出力電圧の一部が負帰還して自己発振を生じることがある。
2.  $C_N$  は、出力電圧の一部を逆位相にして入力側に戻し、 $C_{BC}$  を通して帰還する電圧を中和させて自己発振を防止する。中和コンデンサという。
3.  $LR$  並列回路は、寄生振動防止用回路。
4. RFC は、高周波インピーダンスを高く保ち、直流電源回路へ高周波電流が漏洩することを防ぐ。
5. J3E (SSB) では Tr の動作点を B または AB 級に設定することにより出力電力歪を小さくする。  
A1A (CW) では C 級増幅に設定して電力効率を上げる。  
D 級増幅は、オーディオ増幅器の動作方式の一つ。スイッチング・アンプともいう。携帯型電子機器、薄型テレビ、ノート PC などに搭載のスピーカー駆動などに利用される。

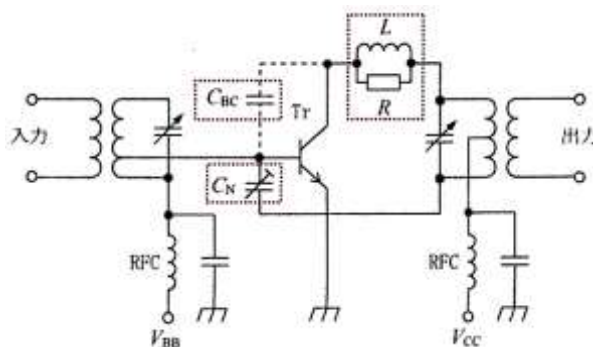
不要電波（スプリアス）は、送信周波数と全く関係のない周波数となる。

$C_{BC}$  を通して流れる帰還電圧は、 $C_N$ （中和回路）により同等電圧の逆位相電圧により双方の電圧を中和して自己発振を防止する。

右図は、J3E 送信機のエミッタ接地終段電力増幅回路を示す。出力信号に歪が発生しないよう B 級または AB 級動作となるようトランジスタのバイアス電圧  $V_B$  を設定する。

コレクタ回路に挿入の  $LR$  並列回路は、寄生振動によるスプリアス発射を防止する役割を持っている。

RFC は、高周波インピーダンスを高く保ち、直流電源回路へ高周波電流が漏洩することを防ぐ。



A - 11 次の記述は、電信(A1A, A2A) 送信機に用いられる電けん操作回路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) 図 1 は、エミッタ回路を断続する場合の回路例を示す。図中の電けんに並列に挿入されているキークリックフィルタは、抵抗と □ A を直列に接続した回路である。

(2) 図 2 は、電圧が高い回路や電流の大きい回路を断続する場合の回路例を示す。断続する回路へ直接電けんを接続せず、□ B リレー(RL)を用いて間接的に回路の断続を行う。

(3) 単信方式では一般に、電けん操作による電けん回路の断続に合わせて、アンテナの切り替えや受信機の動作停止等を行う □ C リレーが用いられる。

A	B	C
1 コイル	キーイング	ブレークイン
2 コイル	ブレークイン	キーイング
3 コイル	キーイング	ブレストーク
4 コンデンサ	ブレークイン	キーイング
5 コンデンサ	キーイング	ブレークイン

Tr: トランジスタ  
C: コンデンサ  
L: コイル

答：5

〔解説〕

- (1) キークリックフィルタは、抵抗 R とコンデンサー C の直列接続により構成されている。
- 閉じている電鍵を開いた時、エミッタ負荷が無くなることにより瞬間電圧が上昇し、これに起因して電鍵電極間にスパーク（火花）が発生して多数の高調波や雑音を発生させることがある。瞬間電圧の上昇をコンデンサーに吸収し、電鍵開時のスパークの発生を抑える。
- 電鍵開時瞬時にコンデンサーに瞬間電圧による電流が流れるが、コンデンサーの時定数に基づきコンデンサーの電荷が飽和状態になり、以降は電流が流れないから電鍵開状態に変わらない。電鍵を閉にしたとき、電鍵開時に充電された電荷により電鍵閉時の電極間電圧差が減少し、スパークを抑制させる働きをする。
- (2) ブレークインリレーは、送信機、受信機、アンテナの切換えを同時に行う。送信中は受信を停止し、送信を停止したとき瞬時に受信状態に切換るが、電鍵の開閉に従って送受が切換るから、運用に慣れなければバタバタと受信音が聞こえるからうるさく運用がしにくい。題与図 2 のようにリレーと電鍵を入れることにより、電鍵電極間電圧を低電圧にすることが出来るから、高電圧感電を防ぐことが出来る。

A - 20 無変調時の送信電力(搬送波電力)が 800 [W] の DSB (A3E) 送信機が、特性インピーダンス 50 [Ω] の同軸ケーブルでアンテナに接続されている。この送信機の変調度を 100 [%] にしたとき、同軸ケーブルに加わる電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、同軸ケーブルの両端は整合がとれているものとする。

1 200 [V]
2 283 [V]
3 400 [V]
4 566 [V]
5 800 [V]

- ・無変調時の搬送波電力  $P_c$  が 800[W] の時の搬送波の振幅（実効値）を E、同軸ケーブルのインピー

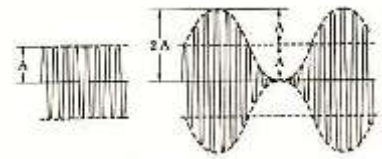
ダンス  $Z = 50[\Omega]$  とし、 $Z$  に流れる電流を  $I[A]$  とすれば、 $E = IZ \Rightarrow I = \frac{E}{Z}$

$$P_C = EI \Rightarrow P_C = \frac{E^2}{Z} \Rightarrow E^2 = P_C Z \Rightarrow E = \sqrt{P_C Z} = \sqrt{800 \times 50} = \sqrt{40,000} = 200[V]$$

- ・ 右図左側の波形は、無変調時の搬送波波形であり、右側の波形は変調度が 100% の時の波形を示している。

無変調時の搬送波  $A$  に対し、変調度が 100% の時の被変調波振幅の最大値は  $2A$  となるから、これを  $E_{\max}$  とすれば、

$$E_{\max} = \sqrt{2} E \times 2 = 1.414 \times 200 \times 2 = 565.6 \approx 566[V] \quad (\because \text{最大値} = \sqrt{2}E)$$



答：4

平成 29 年 4 月期 (HZ904 A-13)

A - 13 次の記述は、図に示す単一正弦波の搬送波をデジタル信号で変調したときの原理的な変調波形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、デジタル信号は“1”又は“0”の2値で表されるものとする。

(1) 変調波形1は  A の一例である。  
 (2) 変調波形2は  B の一例である。  
 (3) 変調波形3は  C の一例である。

	A	B	C
1	ASK	FSK	PSK
2	ASK	PSK	FSK
3	FSK	PSK	ASK
4	PSK	FSK	ASK
5	PSK	ASK	FSK

デジタル信号 (2 値信号)

変調波形 1

変調波形 2

変調波形 3

答：2

〔解説〕

変調波形1：搬送波が出ているときのデジタル信号を 1、出していないときを 0 としたデジタル変調方式であり、ASK(Amplituded Shift Keying) という。

変調波形2：搬送波がデジタル信号  $0 \Rightarrow 1 \Rightarrow 0$  に変化する点で変調波の位相を  $180^\circ$  反転させており、 $0^\circ$  と  $180^\circ$  の2点の位相反転を利用している。これを BPSK(Binary Phase Shift Keying)と呼んでおり、PSK の一種である。BPSK は、GPS に利用されている。題与の変調波形 2 の正弦波がデジタル信号  $0 \Rightarrow 1 \Rightarrow 0$  への変化点で変調波波形の位相が  $180^\circ$  シフトしていることを注視する。

変調波形3：印刷電信符号 (RTTY) のマークとスペースに応じて発振器の周波数を直接偏移させる変調方式で FSK(Frequency Shift Keying)という。

A - 13 次の記述は、受信機で発生する相互変調による混信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番号から選べ。

一般に、相互変調による混信とは、ある周波数の電波を受信中に、受信機に希望波以外の二つ以上の不要波が混入したとき、回路の□ A □により、入力されたそれぞれの信号の周波数の整数倍の□ B □の成分が生じ、これらの周波数の中に受信機の受信周波数又は□ C □や影像周波数に合致したものとあるときに生ずる混信をいう。

	A	B	C
1	非直線性	和又は差	中間周波数
2	非直線性	積	局部発振周波数
3	非直線性	積	中間周波数
4	直線性	積	中間周波数
5	直線性	和又は差	局部発振周波数

答：1

〔解説〕

受信機に希望周波数以外の二つ以上の不要波が混入したとき、回路の非直線性により受信されたそれぞれの信号の周波数の整数倍の和又は差の成分が生じ、これらの周波数の中に受信機の受信周波数又は中間周波数や影像周波数に合致したものとあるとき生ずる混信をいう。

A - 13 次の記述のうち、受信機で発生することがある相互変調による混信についての記述として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 増幅器及び音響系を含む伝送回路が、不要の帰還のため発振して、可聴音を発生することをいう。
- 2 受信機に変調された強力な不要波が混入したとき、回路の非直線性により、希望波が不要波の変調信号で変調されて発生する。
- 3 受信機に二つ以上の強力な不要波が混入したとき、回路の非直線性により、混入波周波数の整数倍の周波数の和又は差の周波数を生じ、これらが受信周波数又は受信機の中間周波数や影像周波数に合致したときに発生する。
- 4 希望する電波を受信しているとき、近接した周波数の強力な無変調波により受信機の感度が低下することをいう。
- 5 低周波増幅器の調整不良により、本来希望しない周波数の成分を生ずるために発生する。

答：3

B - 3 次の記述は、DSB(A3E)受信機における混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番号から選べ。

- (1) 混変調は、通過 □ ア □ に強力な妨害波(不要波)が発生したとき、回路の非直線性により希望波が不要波の信号波によって変調されてしまうために妨害を受ける現象である。
- 希望波の搬送波の周波数が  $f_r$  [Hz]、妨害波の搬送波の周波数が  $f$  [Hz]、妨害波の変調信号の周波数が  $f_p$  [Hz] のとき、周波数成分 □ イ □ [Hz] が生じ混信を受けるものである。
- (2) 混変調を減らすには、高周波増幅器や周波数混合器の □ ウ □ を良くするとともに、同調回路の  $Q$  を □ エ □ して不要波を減衰させる。また、不要波が特に強力な場合には、アンテナ回路に適切な □ オ □ を挿入して、不要波を減衰させるのも効果的である。

- |       |       |                 |          |             |
|-------|-------|-----------------|----------|-------------|
| 1 小さく | 2 帯域内 | 3 $f_r \pm f_p$ | 4 直線性    | 5 ノイズブランカ   |
| 6 大きく | 7 帯域外 | 8 $f_r \pm f$   | 9 周波数安定性 | 10 ウェーブトラップ |

答：ア：7、イ：3、ウ：4、エ：6、オ：10

〔解説〕

希望波の搬送周波数  $f_r$  [Hz]、妨害波の搬送周波数  $f$  [Hz]、妨害波の変調信号周波数  $f_p$  [Hz] とすれば、  
 $f_r - f + (f + f_p) = f_r + f_p \quad \cdots \cdots \textcircled{1}$

$$f_r + f - (f + f_p) = f_r - f_p \quad \cdots \cdots \textcircled{2}$$

上記 ①、② のとき、 $f_r$  が  $f_p$  で振幅変調されたとき上下の側波帯成分に等しいので妨害を受ける。

令和 3 年 9 月期 (HZ309 B-3)

**B-3** 次の記述は、スーパーヘテロダイン受信機における映像周波数妨害の発生原理とその対策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) 局部発振周波数  $f_L$  が受信周波数  $f_R$  よりも中間周波数  $f_i$  だけ高い場合は、□ =  $f_i$  となる。一方、 $f_L$  より更に  $f_i$  だけ高い周波数  $f_u$  の到来電波は、□ の出力において、□ =  $f_i$  の関係が生じて同じ中間周波数  $f_i$  ができ、映像周波数の関係となって、希望波の受信への妨害となる。

(2) 局部発振周波数  $f_L$  が受信周波数  $f_R$  よりも中間周波数  $f_i$  だけ低い場合、映像周波数妨害を生ずるのは、周波数  $f_u =$  □ のときである。

(3) 映像周波数妨害を軽減するためには、中間周波数を高く選び、□ の選択度を向上させるなどの対策が有効である。

1 $f_R - f_L$	2 $f_i + f_i$	3 $f_L - f_u$	4 検波器	5 局部発振器
6 $f_L - f_R$	7 $f_L - f_i$	8 $f_u - f_L$	9 周波数変換器	10 高周波増幅器

答：ア：6、イ：9、ウ：8、エ：7、オ：10

〔解説〕

受信周波数を  $f_R$ 、中間周波数を  $f_i$ 、局部発振周波数を  $f_L$ 、映像周波数を  $f_u$  とすれば、それぞれの周波数関係は、次図の通りとなる。

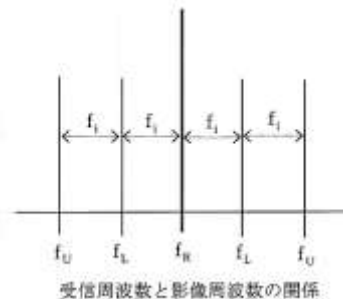
映像(イメージ)周波数  $f_u$  は、

- $f_L > f_R$  のとき、 $f_u = f_R + 2f_i = f_L + f_i$
- $f_L < f_R$  のとき、 $f_u = f_R - 2f_i = f_L - f_i$

から、 $f_i = f_L - f_R \quad \cdots \cdots \text{ア：6}$

$$f_i = f_u - f_L \quad \cdots \cdots \text{ウ：8}$$

$$f_u = f_L - f_i \quad \cdots \cdots \text{エ：7}$$



令和 4 年 4 月期 (HZ404 A-11)

**A-11** 周波数  $f_1$  [MHz] を受信していたアマチュア局において、近傍で発射された 438.52 [MHz] の F3E 電波と FM レピーター局が発射する 439.36 [MHz] の電波により、2 波 3 次の相互変調が発生した。この 2 波 3 次相互変調積の周波数  $f_1$  [MHz] として、正しいものを下の番号から選べ。

1 436.00 [MHz]	2 436.84 [MHz]	3 437.68 [MHz]	4 438.10 [MHz]	5 438.94 [MHz]
----------------	----------------	----------------	----------------	----------------

近傍発射の電波を  $f_{u1} = 438.52$  [MHz]、FM レピーター局の電波を  $f_{u2} = 439.36$  [MHz] とすれば、  
 $f_{x1} = 2f_{u1} - f_{u2} = 2 \times 438.52 - 439.36 = 437.68$  [MHz]

答：3

〔解説〕

受信中の信号波以外に二つ以上の信号波（不要波）が混入したとき、回路の非直線性により、受信した信号の高調波の和もしくは差の周波数が受信機内に発生し、これらが中間周波数又は映像周波数と同じ周波数となるとき混信が発生する、これを相互変調といい、混信を与える周波数成分を相互変調歪という。二つの不要波を  $f_{u1}$ 、 $f_{u2}$  とすれば、2 波 3 次の相互変調による妨害波は 2 波発生し、これを  $f_{x1}$  と  $f_{x2}$  とすれば、 $f_{x1} = 2f_{u1} - f_{u2}$  又は  $f_{x2} = 2f_{u2} - f_{u1}$  から求める。  
この計算式から、

$$f_{x1} = 2f_{u1} - f_{u2} = 2 \times 438.52 - 439.36 = 437.68 \text{ [MHz]}$$

$$f_{x2} = 2f_{u2} - f_{u1} = 2 \times 439.36 - 438.52 = 440.20 \text{ [MHz]}$$

が得られるが、問題の選択肢には 3 : 437.68 [MHz] が与えられているから上記結果を回答とする。  
次の様に計算することもできる。

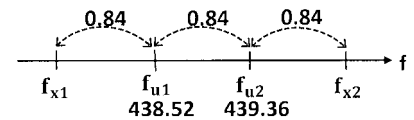
〔別解〕

$f_{x1}$ 、 $f_{x2}$ 、 $f_{u1}$ 、 $f_{u2}$  は右図の関係になり、次の式から計算しても良い。

$$f_{u2} - f_{u1} = 439.36 - 438.52 = 0.84$$

$$f_{x1} = f_{u1} - (f_{u2} - f_{u1}) = 438.52 - 0.84 = 437.68$$

$$f_{x2} = f_{u1} + 2(f_{u2} - f_{u1}) = 438.52 + 2 \times 0.84 = 440.20$$



令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-11)

A - 11 アマチュア局において、近傍で発射された 438.98 [MHz] の F3E 電波と FM レピータ局が発射する 439.94 [MHz] の電波により、2 波 3 次の相互変調妨害を受けた。妨害を受けた周波数として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 438.02 [MHz]
- 2 438.04 [MHz]
- 3 438.06 [MHz]
- 4 438.08 [MHz]
- 5 438.10 [MHz]

・ 妨害を受けた周波数を  $f_{x1}$ 、 $f_{x2}$  とする。

近傍で発射された電波を  $f_{u1} = 438.98$ 、レピーダ周波数を  $f_{u2} = 439.94$  とする。

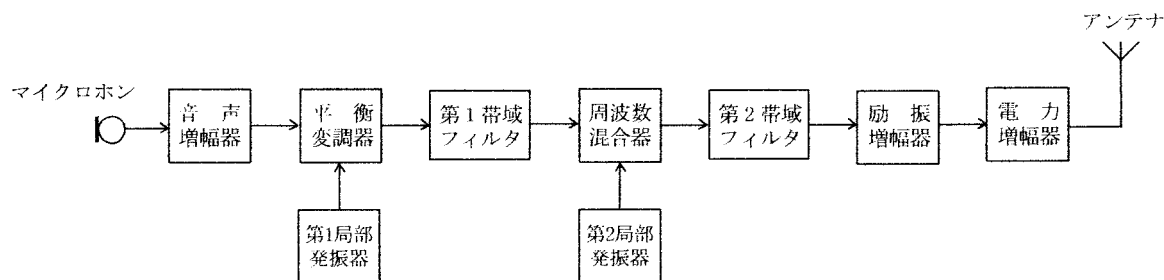
・  $f_{u2} - f_{u1} = 439.94 - 438.98 = 0.96 \Rightarrow f_{x1} = f_{u1} - 0.96 = 438.98 - 0.9 = 438.02 \text{ [MHz]}$

答 : 1

〔参考〕

$f_{x2} = f_{u2} + 0.96 = 439.94 + 0.96 = 440.90 \text{ [MHz]}$  この周波数は、題与の選択肢にない。

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]の上側波帯(USB)が現れ、第2帯域フィルタの出力として中心周波数7,055[kHz]の下側波帯(LSB)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 2,555.0 [kHz]
- 2 2,556.5 [kHz]
- 3 11,555.0 [kHz]
- 4 11,556.5 [kHz]
- 5 18,730.0 [kHz]

- ・第2局部発振周波数  $f_{L2}$  は、 $f_{L2} = f_1 + f_2$  (USB)
- ・第1帯域フィルタ出力中心周波数  $f_1 = 4,500$  [kHz]  
第2帯域フィルタ出力中心周波数  $f_2 = 7,055$  [kHz]
- ・ $f_{L2} = 4,500 + 7,055 = 11,555.0$  [kHz]

答：3

〔参考〕

平衡変調器の一例を右図に示す。

- ・音声増幅器の出力周波数を  $f_s$ 、  
その電圧を  $e_s = E_s \cos pt$ 、
- ・第1局部発振器の周波数を  $f_L$ 、  
その出力電圧を  $e_L = E_L \sin \omega t$  とする。
- ・ $T_{R1}$  と  $T_{R2}$  のベースに加わる電圧を  $e_1$ 、 $e_2$  とすれば、  
 $e_1 = e_L + e_s$      $e_2 = e_L - e_s$
- ・ $T_{R1}$  のコレクタ電流を  $i_1$ 、 $T_{R2}$  のコレクタ電流を  $i_2$  とし、それぞれの定数を  $K_1$ 、 $K_2$  とすれば、  
 $i_1 = K_1 e_1 + K_2 e_1^2 = K_1(e_L + e_s) + K_2(e_L + e_s)^2 = K_1 e_L + K_1 e_s + K_2 e_L^2 + K_2 e_s^2 + 2K_2 e_L e_s$   
 $i_2 = K_1 e_2 + K_2 e_2^2 = K_1(e_L - e_s) + K_2(e_L - e_s)^2 = K_1 e_L - K_1 e_s + K_2 e_L^2 + K_2 e_s^2 - 2K_2 e_L e_s$

出力トランスで合成される電流を  $i$  とすれば、 $i = i_1 - i_2$

$$\begin{aligned} i_1 &= K_1 e_L + K_1 e_s + K_2 e_L^2 + K_2 e_s^2 + 2K_2 e_L e_s \\ i_2 &= K_1 e_L - K_1 e_s + K_2 e_L^2 + K_2 e_s^2 - 2K_2 e_L e_s \end{aligned} \quad (-)$$

$$i = i_1 - i_2 = 2K_1 e_s + 4K_2 e_L e_s$$

この式に上述の  $e_s = E_s \cos pt$  と  $e_L = E_L \sin \omega t$  を代入すれば、

$$i = 2K_1 E_s \cos pt + 4K_2 E_L \sin \omega t E_s \cos pt = 2K_1 E_s \cos pt + 2K_2 E_L E_s \{\sin(\omega + p)t + \sin(\omega - p)t\}$$

この式から、合成電流  $i$  には搬送波成分が無く、信号波成分と上側波成分  $\sin(\omega + p)t$  と下側波成分  $\sin(\omega - p)t$  のみとなる。



B - 3 次の記述は、DSB(A3E)受信機のAGC回路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。

AGC回路では、□ア 出力から□イ 電圧を取り出し、この電圧を□ウ などに加える。入力信号が□エ 場合には、この電圧が大きくなって□ウ などの増幅度を低下させ、また、入力信号が□オ 場合には、増幅度があまり減少しないように自動的に増幅度を制御する。

- |       |      |         |      |           |
|-------|------|---------|------|-----------|
| 1 検波器 | 2 強い | 3 局部発振器 | 4 交流 | 5 中間周波増幅器 |
| 6 BFO | 7 弱い | 8 電力増幅器 | 9 直流 | 10 周波数混合器 |

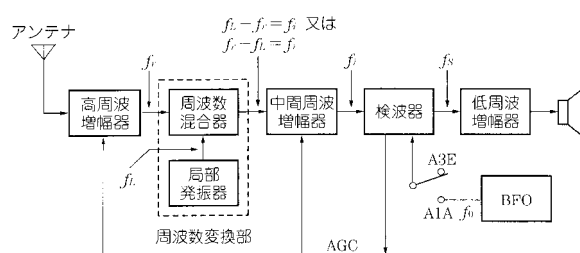
答：ア：1、イ：9、ウ：5、エ：2、オ：7

〔解説〕

下に A3E 受信機の基本構成を示す。

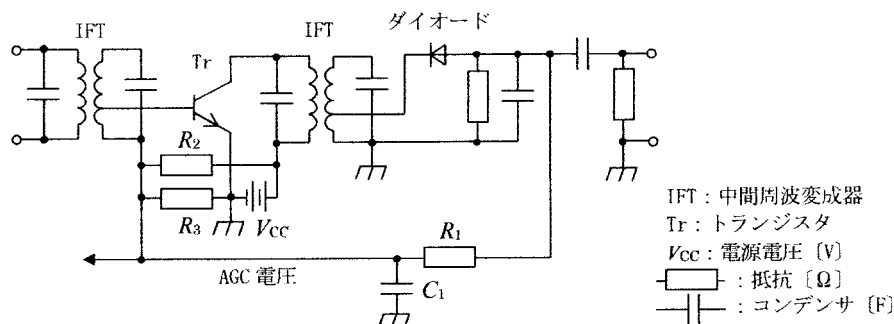
検波器の一部の直流電圧を取り出し、中間周波増幅器や高周波増幅器にフィードバックする。

入力信号の強弱に相関して変化する AGC 電圧を使ってこれらの増幅器の増幅度を変化させ、低周波出力信号の強弱を軽減させる働きをする。



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 |

答：ア：7、イ：8、ウ：6、エ：9、オ：5

A - 15 次の記述は、AM(A3E)受信機に用いられる二乗検波器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) 変調が深い(変調率  $m$  が大きい)ほど、出力のひずみが □ A □ 。
- (2) 出力を □ B □ に通すと復調出力が得られる。
- (3) 復調出力に含まれるひずみの主成分は、変調信号の □ C □ である。

	A	B	C
1	大きい	低域フィルタ (LPF)	第二高調波
2	大きい	高域フィルタ (HPF)	第二高調波
3	大きい	低域フィルタ (LPF)	第三高調波
4	小さい	高域フィルタ (HPF)	第三高調波
5	小さい	低域フィルタ (LPF)	第三高調波

答：1

〔解説〕

- (1) 変調が深いほど直線検波に近くなり、検波出力の歪が大きくなる。
- (2) 出力電流に信号波電流が含まれるから、低域フィルターを通して信号波（復調出力）を得る。
- (3) 検波出力に含まれる歪の主成分は、変調信号波の第 2 高調波である。

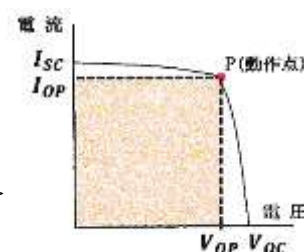
A - 16 次の記述は、シリコン太陽電池の一般的な特徴について述べたものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 シリコン太陽電池の単結晶パネルは、多結晶パネルより発電効率が低い。
- 2 シリコン太陽電池には、発電した電力を蓄える蓄電機能はない。
- 3 太陽光などの入射光量が減少すると、短絡電流の変化は小さいが、開放電圧が大きく低下する。
- 4 シリコン太陽電池は、電池パネル面 (pn 接合部) の温度上昇に伴い、変換効率が低下する。
- 5 太陽電池の素子に太陽光などの光を照射すると、pn 接合部で光は吸収され、そのエネルギーにより電子とホールが励起されて、p 側が正 (+)、n 側が負 (-) に帯電する。

答：3

〔解説〕

- ・短絡電流  $I_{SC}$  : 太陽電池が直接短絡された状態における電流。
- ・開放電圧  $V_{OC}$  : 太陽電池の端子間に何も接続しない開放時の電圧。
- ・動作点 P : 太陽電池から出力を取り出す点 ( $P = V_{OP} \times I_{OP}$ )
- ・太陽電池の出力は、右図 □ 面積 ( $P = V_{OP} \times I_{OP}$ ) が最大となる点を動作点 P として設定する。



A - 17 次の記述は、リチウムイオン蓄電池の特徴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、リチウムイオン蓄電池は単電池を指すものとする。

- (1) 一般的な構造では、負極にリチウムイオンを吸蔵・放出できる □ A を、正極にコバルト酸リチウムを用いており、電解液として非水系有機電解液を用いている。
- (2) 公称電圧は、通常 □ B [V] 程度である。
- (3) 安全性の観点からの充放電における電流・電圧の管理は、ニッケル水素電池に比べて □ C である。

	A	B	C
1	炭素質材料	3.6	より厳格
2	炭素質材料	1.2	より寛容
3	炭素質材料	3.6	より寛容
4	金属リチウム	1.2	より寛容
5	金属リチウム	3.6	より厳格

答：1

〔解説〕

電解質に有機溶媒などの非水電解質を使用し、正極のリチウム遷移金属複合酸化物と負極の炭素材料間をリチウムイオンが移動して充電や放電を行う二次電池。

A - 16 次の記述は、リチウムイオン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 セル 1 個の公称電圧は正極・負極材料等により異なるが、一般に 2.0 [V] より低い。
- 2 誤使用時や故障時に安全性を確保するため、通常は保護装置が組み込まれている。
- 3 ニッケル・水素蓄電池に比べ、高エネルギー密度である。
- 4 過充電・過放電すると内部の素材が劣化し性能が著しく劣化する。
- 5 一般にメモリ効果と呼ばれる現象の発生は極めて少ない。

答：1

〔解説〕

リチウムイオン電池には、何れも正極にコバルト系、マンガン系、リン酸鉄系リチウムイオン電池と三次元リチウムイオン電池の 4 種類があるが何れも公称電圧は、3.2～3.7 [V] である。

三次元リチウムイオン電池は、コバルトの使用量を下げるため、コバルト、ニッケル、マンガンを使用した電池。

電池のメモリ効果とは、継ぎ足し充電を開始した付近で顕著な起電力の低下が起こる。これは起電力が低下するだけで、電池容量が減少するのではないから、低電圧でも稼働する機器では使用上の問題はないが、一定起電力以上でなければ稼働しない機器にあっては、継ぎ足し充電による起電力の低下点に至り機器が稼働しなくなり、電池の寿命が短くなったように感ずる。これを電池のメモリ効果という。

メモリ効果は、電池を終止電圧まで放電してから再充電すれば回復させることが出来る。

メモリ効果は、ニッカド二次電池、ニッケル水素二次電池に起こる。ニッカド二次電池は、カドミウムの環境問題から今は製造されていない。

A - 16 次の記述は、ニッケル・水素蓄電池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) 電解液として水酸化カリウムなどの □ A □ 性水溶液を用い、正極にニッケル酸化物、負極に水素吸蔵合金を用いた二次電池であり、1 個当たりの公称電圧は約 □ B □ [V] である。
- (2) エネルギー密度は、同一形状・容積のリチウムイオン蓄電池 □ C □ 。

	A	B	C
1	アルカリ	1.2	より小さい
2	アルカリ	3.6	より大きい
3	アルカリ	1.2	より大きい
4	酸	3.6	より小さい
5	酸	1.2	とほぼ同じ

答：1

〔解説〕

ニッケル水素二次電池は、陽極に水素ニッケル、陰極に水素吸蔵合金、電解液として水酸化カリウムを使用する。公称電圧は 1.2V、一個当りの 2000mA/h 程度（メーカーにより違いが有る）の蓄電容量を持っている。

メモリー効果がある。電池の残量を基準底にして充電が開始されるため中途までの充放電を繰り返すことにより放電寿命が短くなってくるようになる。メモリー効果の解消には容量限界近くまで放電してのち充電を再開することによりリセット出来る。過放電は電池寿命を短くするから注意する。

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ことが多い。
- 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。

答：1

〔解説〕

- ・シール鉛蓄電池は、電解液をガラス繊維などのマットに染み込ませたり、電解液をゲル化するなどして密閉構造になっている。
- ・充電中は、水の電気分解により発生する水素ガスを抑制し、発生する酸素ガスを負極板表面の化学反応により元の水に還元して電解液に戻すから、電解液の減少が無く、その結果補水が不要である。

A - 18 次の記述は、鉛蓄電池の浮動充電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) 鉛蓄電池と負荷は、□ A □。
- (2) 通常、充電は □ B □ 行われる。
- (3) 1セル当たりの放電終止電圧は、標準的な鉛蓄電池の場合 □ C □ [V] 程度である。

	A	B	C
1	常時接続されている	常時	1.8
2	常時接続されている	間欠的に	1.8
3	常時接続されている	常時	1.2
4	停電時に接続する	間欠的に	1.2
5	停電時に接続する	常時	1.2

答：1

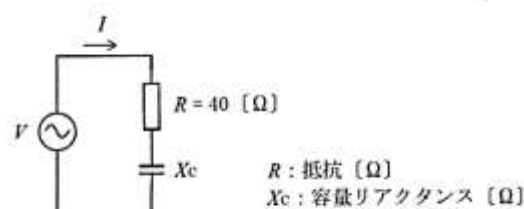
〔解説〕

- ・浮動充電方式 (float charging)：充電回路と負荷回路が常に並列接続されたままの状態では蓄電池を使用する方式。蓄電池の使用時は同時に常に充電されるから満充電の状態を保つことが出来る。
- ・単セル電圧：公称 2.0 [V]。
- ・放電終止電圧：安全に放電できる放電電圧の最低値。放電終止電圧を下回れば過放電となり、電池の性能劣化の原因になる。鉛蓄電池には用途に合わせて多種類あり、放電終止電圧の明確な規格が見当たらない。エンジン始動用では 1.2 [V] とも言われている。  
この問題の回答の 1.8 [V] も回答の一例として、得点のために覚えておくのが賢明。

A - 4 次の記述は、図に示す回路の各種電力と力率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、交流電圧  $V$  を 100 [V]、回路に流れる電流  $I$  を 2 [A] とする。

- (1) 皮相電力は、□ A □ [VA] である
- (2) 有効電力 (消費電力) は、□ B □ [W] である。
- (3) 力率は、□ C □ [%] である。

	A	B	C
1	282	200	80
2	282	160	50
3	200	200	50
4	200	160	80
5	200	200	80



- ・題与図における  $V$ 、 $V_R$ 、 $V_C$  の関係をベクトル図に示せば右図の通り。

・  $V = 100[V]$       $V_R = IR = 2 \times 40 = 80[V]$

・ 皮相電力  $S = VI = 100 \times 2 = 200[VA]$

・ 有効電力  $P = VI \cos \theta$       $\cos \theta = \frac{V_R}{V} = \frac{80}{100} = 0.8 \Rightarrow P = VI \cos \theta = 100 \times 2 \times 0.8 = 160[W]$

・ 力率  $\cos \theta = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{160}{200} = 0.8 \Rightarrow 80[\%]$

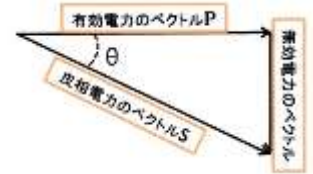
答：4

〔解説〕

交流の電力には「有効電力」、「無効電力」と「皮相電力」と力率 がある。

- ・有効電力  $P$  : 負荷で電気エネルギーとして消費される電力（消費電力）で  $P = VI\cos\theta$  [W]
- ・無効電力  $Q$  : 負荷で電気エネルギーとして消費されない電力で  $Q = VI\sin\theta$  [var]
- ・皮相電力  $S$  : 電源から供給される交流電圧  $V$  と電流  $I$  の積で  $S = VI$  [VA]

- ・力率 : 力率  $\cos\theta = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{VI\cos\theta}{VI} = \cos\theta$



それぞれの電力間には右図の関係があり、これを式で表せば、

$$(\text{皮相電力 } S)^2 = (\text{有効電力 } P)^2 + (\text{無効電力 } Q)^2 \quad (\text{ピタゴラスの定理})$$

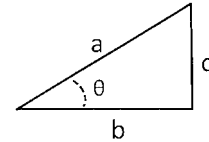
$$\begin{aligned} \text{皮相電力 } S &= \sqrt{\text{有効電力 } P^2 + \text{無効電力 } Q^2} \\ &= \sqrt{(VI\cos\theta)^2 + (VI\sin\theta)^2} = VI\sqrt{\cos^2\theta + \sin^2\theta} = VI \quad \because \cos^2\theta + \sin^2\theta = 1 \end{aligned}$$

〔参考〕

$\cos^2\theta + \sin^2\theta = 1$  の証明

右三角形において 斜辺= $a$  底辺= $b$  垂線= $c$  とする。

$$\sin\theta = \frac{c}{a} \Rightarrow c = a\sin\theta \quad \cos\theta = \frac{b}{a} \Rightarrow b = a\cos\theta$$



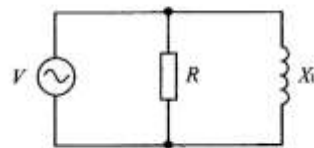
ピタゴラスの定理から  $a^2 = b^2 + c^2$  この式に  $b$  と  $c$  を代入すれば、

$$a^2 = (a\cos\theta)^2 + (a\sin\theta)^2 \Rightarrow a^2 = a^2\cos^2\theta + a^2\sin^2\theta = a^2(\cos^2\theta + \sin^2\theta) \Rightarrow \sin^2\theta + \cos^2\theta = 1$$

令和 3 年 9 月期 (HZ309 A-5)

A-5 図に示す、抵抗  $R$  [Ω] 及び誘導リアクタンス  $X_L$  [Ω] の並列回路の有効電力(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。

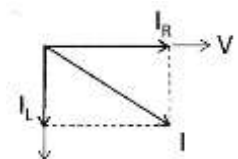
	有効電力 (消費電力)	無効電力	皮相電力
1	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$
2	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$	$\frac{V^2}{R + X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R} + \frac{1}{X_L}}$
3	$\frac{V^2}{R}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R} + \frac{1}{X_L}}$
4	$\frac{V^2}{R}$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



・題与図における  $V$ 、 $I_R$ 、 $I_L$  の関係を図示すれば、右図となる。

・  $I_R = \frac{V}{R}$   $I_L = \frac{V}{X_L}$  を  $I^2 = I_R^2 + I_L^2$  に代入すれば、

$$I^2 = \left(\frac{V}{R}\right)^2 + \left(\frac{V}{X_L}\right)^2 \Rightarrow I = V \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$$



右図から  $\cos\theta = \frac{I_R}{I}$   $\sin\theta = \frac{I_L}{I}$  は、

$$\cos\theta = \frac{I_R}{I} = \frac{V}{R} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} = \frac{1}{R\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} \quad \sin\theta = \frac{I_L}{I} = \frac{V}{X_L} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} = \frac{1}{X_L\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}}$$

上に求めた  $I$ 、 $\cos\theta$ 、 $\sin\theta$  を使用して各電力を計算すれば、

・有効電力(消費電力)  $P$  は、 $P = VI\cos\theta = V \times V \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} \times \frac{1}{R\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} = \frac{V^2}{R} [W]$

または、 $P = VI\cos\theta = VI \frac{I_R}{I} = VI_R = V \frac{V}{R} = \frac{V^2}{R} [W]$

・無効電力  $Q$  は、 $Q = VI\sin\theta = V \times V \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} \times \frac{1}{X_L\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} = \frac{V^2}{X_L} [\text{var}]$

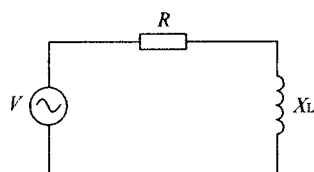
・皮相電力  $S$  は、 $S = VI$   $S = VI = V \times V \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} = V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}} [\text{VA}]$

答：5

令和 5 年 12 月期 (HZ512 A-5)

A - 5 図に示す、抵抗  $R$  [ $\Omega$ ] 及び誘導リアクタンス  $X_L$  [ $\Omega$ ] の直列回路の有効電力(消費電力) [ $W$ ]、無効電力 [ $\text{var}$ ] 及び皮相電力 [ $\text{VA}$ ] 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	$\frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$	$\frac{V^2}{X_L}$	$V^2 \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}$

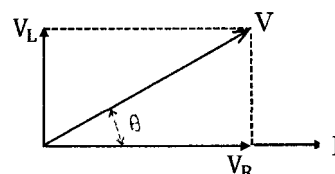


(注)

当該国試問題 (A-5) には、選択肢の中に正解が含まれていないとの誤りがあった (無線協会発表)。従って、この試験問題は、受験者全員を正解として処置された。

[参考] 以下の解答が、正解。

・  $V_R = IR$   $V_L = IX_L$   $V^2 = V_R^2 + V_L^2 = (IR)^2 + (IX_L)^2 = I^2(R^2 + X_L^2)$   
 $\Rightarrow V = I\sqrt{R^2 + X_L^2} \Rightarrow \frac{V}{I} = Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad \cos\theta = \frac{V_R}{V} \quad \sin\theta = \frac{V_L}{V}$



・有効電力(消費電力)  $P$  は、 $P = VI\cos\theta = VI \times \frac{V_R}{V} = IV_R = I^2R [W]$

$$\text{又は、 } P = VI \cos \theta = VI \times \frac{V_R}{V} = IV_R = I^2 R = \left( \frac{V}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \right)^2 \times R = \frac{V^2 R}{R^2 + X_L^2} \quad [W]$$

$$\cdot \text{無効電力 } Q \text{ は、 } Q = VI \sin \theta = VI \times \frac{V_L}{V} = IV_L = I \times IX_L = I^2 X_L \quad [var]$$

$$\text{又は、 } Q = VI \sin \theta = VI \times \frac{V_L}{V} = IV_L = I \times IX_L = \left( \frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \right)^2 \times X_L = \frac{V^2 X_L}{R^2 + X_L^2} \quad [var]$$

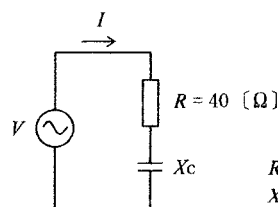
$$\cdot \text{皮相電力 } S \text{ は、 } S = VI = IZ \times I = I^2 Z = \left( \frac{V}{Z} \right)^2 \times Z = \frac{V^2}{Z} = \frac{V^2}{\sqrt{R^2 + X_L^2}} \quad [VA]$$

令和 5 年 8 月期 (HZ508 A-4)

A - 4 次の記述は、図に示す回路の各種電力と力率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、交流電圧  $V$  を 200 [V]、回路に流れる電流  $I$  を 3 [A] とする。

- (1) 皮相電力は、□ A □ [VA] である。  
 (2) 有効電力 (消費電力) は、□ B □ [W] である。  
 (3) 力率は、□ C □ [%] である。

	A	B	C
1	846	360	80
2	846	600	60
3	600	360	60
4	600	600	80



$R$  : 抵抗 [Ω]  
 $X_c$  : 容量リアクタンス [Ω]

交流電圧  $V=200$  [V]、電流  $I=3$  [A] から、

(1) 皮相電力  $S$  は、 $S = VI = 200 \times 3 = 600 [VA]$

(2) 有効電力  $P$  は、 $P = VI \cos \theta$

$$\cos \theta = \frac{V_R}{V} = \frac{IR}{V} = \frac{3 \times 40}{200} = \frac{3}{5} = 0.6$$

$$P = VI \cos \theta = 200 \times 3 \times 0.6 = 360 [W]$$

(3) 力率  $\cos \theta = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{360}{600} = 0.6 \Rightarrow 60 [\%]$

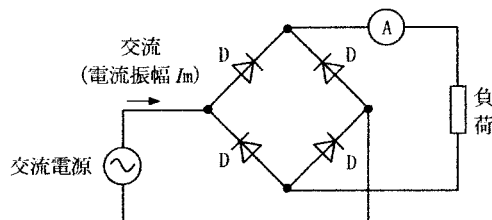
答 : 3



A - 18 次の記述は、図に示す整流回路について述べたものである。□ 内に入れるべき字句又は値の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、ダイオードの順方向抵抗の値は零(0)、逆方向抵抗の値は無限大であり、交流電源は理想的な正弦波とする。

- (1) この整流回路は、交流を 4 個のダイオード D で整流する単相の全波整流回路(ブリッジ形)である。
- (2) 交流電源を流れる電流について、その振幅(電流の最大値)を  $I_m$  [A] とすると、実効値は  $I_m / \sqrt{2}$  [A]、平均値は □ A [A] であり、波形率は約 1.11、波高率は約 □ B となる。
- (3) 図中の直流電流計 A は永久磁石可動コイル形電流計であり、その指示値が 2 [mA] であるとき、 $I_m$  の値は約 □ C [mA] である。

	A	B	C
1	$2 I_m / \pi$	1.73	3.14
2	$I_m / \pi$	1.73	1.57
3	$2 I_m / \pi$	1.41	1.57
4	$I_m / \pi$	1.41	1.57
5	$2 I_m / \pi$	1.41	3.14



答：5

〔解説〕

$$\cdot \text{実効値} = \frac{\text{最大値}}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \text{ [A]} \quad \text{平均値} = \frac{2}{\pi} \times \text{最大値} = \frac{2I_m}{\pi}$$

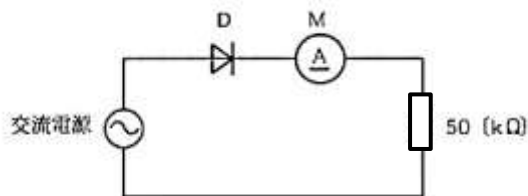
$$\cdot \text{波形率} = \frac{\text{実効値}}{\text{平均値}} = \frac{\frac{I_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2I_m}{\pi}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2I_m} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = \frac{3.14}{2 \times 1.41} = 1.113 \approx 1.11$$

$$\cdot \text{波高率} = \frac{\text{最大値}}{\text{実効値}} = \frac{\sqrt{2} \times \text{実効値}}{\text{実効値}} = \sqrt{2} = 1.41$$

$$\cdot \text{平均値} = \frac{2I_m}{\pi} \Rightarrow I_m = \frac{\pi}{2} \times \text{平均値} = \frac{\pi}{2} \times 2 = \pi = 3.14 \text{ [mA]} \quad \because \text{電流計の指示値は平均値}$$

A-24 図に示す単相半波整流回路において、交流電源電圧の波形が正弦波でその実効値が 100 [V] のとき、負荷抵抗 50 [kΩ] に流れる電流を平均値指示形の電流計 M で測定した。このときの M の指示値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、M の内部抵抗及びダイオード D の順方向抵抗の値は零であり、D の逆方向抵抗の値は無限大とする。

- 1 0.5 [mA]
- 2 0.9 [mA]
- 3 1.5 [mA]
- 4 1.8 [mA]
- 5 2.0 [mA]



題与の条件：正弦波交流電源電圧は実効値で 100[V]、負荷抵抗  $R = 50[\text{k}\Omega]$ 、内部抵抗零(0)の平均値指示形の電流計 M、ダイオードの順方向抵抗零(0)、逆方向抵抗値  $\infty$

・題与の条件により、D による整流後の脈流(整流)電圧は、実効値 100[V]。

$$\cdot \text{実効値} = \frac{\text{最大値} E_{\max}}{\sqrt{2}} \quad \text{および} \quad \text{平均値} E_d = \frac{2}{\pi} \times \text{最大値} E_{\max} \quad (\text{単相全波整流時}) \quad \text{により求められるが、}$$

題与の回路が単相半波整流回路であるゆえ、ダイオード D 出力波形は単相全波のときの半分となる

から 平均値  $E_d = \frac{1}{\pi} \times \text{最大値 } E_{\max}$  となる。

$$\bullet \text{ 実効値} = \frac{\text{最大値 } E_{\max}}{\sqrt{2}} \Rightarrow \text{最大値 } E_{\max} = \sqrt{2} \times 100 = 1.414 \times 100 = 141.4[\text{V}]$$

$$\text{平均値 } E_d = \frac{1}{\pi} \times \text{最大値 } E_{\max} = \frac{141.4}{3.14} = 45.03[\text{V}]$$

$$\bullet R \text{ に流れる電流を } I \text{ とすれば、} I = \frac{E_d}{R} = \frac{45.03}{50 \times 10^3} = 0.9006 \times 10^{-3} = 0.9[\text{mA}]$$

答: 2

[別解]

電流の実効値  $I$  は、 $I = \frac{V}{R} = \frac{100}{50 \times 10^3} = 2 \times 10^{-3}[\text{A}]$       実効値  $I$  の最大値  $I_m$  は、

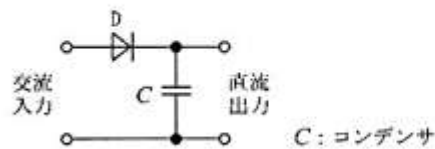
$$I_m = \sqrt{2}I = 1.41 \times 2 \times 10^{-3} [\text{A}]$$

$$I \text{ の平均値 } I_d \text{ は、} I_d = \frac{I_m}{\pi} = \frac{1.41 \times 2 \times 10^{-3}}{3.14} = 0.9006 \times 10^{-3} \approx 0.9[\text{mA}]$$

平成 25 年 12 月期 (HZ512 A-17)

A-17 図に示す整流回路において、交流入力の実効値 100 [V] の単一正弦波であるとき、無負荷のときのダイオード D に加わる逆方向電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 100 [V]
- 2 140 [V]
- 3 200 [V]
- 4 240 [V]
- 5 280 [V]



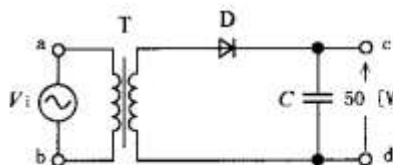
正弦波交流の正の半サイクルの時、電流は D を通り C に正の電圧の最大値  $E_D = \sqrt{2} \times E$  蓄積される。負の半サイクルの時、同様に C に  $E_D = \sqrt{2} \times E$  が蓄積される。その結果、D には正の半サイクルのときの最大電圧に負の半サイクルにおける最大電圧が重畳するから  $E_D = \sqrt{2} \times E \times 2$  が加わる。

$$E_D = 2\sqrt{2} \times 100 = 2 \times 1.41 \times 100 = 282 \approx 280[\text{V}]$$

答: 5

A - 18 図に示す半波整流回路及びコンデンサ入力形平滑回路において、端子 ab 間に交流電圧  $V_i$  を加えたとき、端子 cd 間に現れる無負荷電圧の値が 50 [V] であった。 $V_i$  の実効値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、ダイオード D 及び変成器(変圧器) T は理想的に動作するものとし、T の 1 次側と 2 次側の巻数比は 1:1 とする。また、 $\sqrt{2} \approx 1.4$  とする。

- 1 36 [V]
- 2 42 [V]
- 3 48 [V]
- 4 54 [V]
- 5 70 [V]



D : ダイオード  
C : コンデンサ [F]

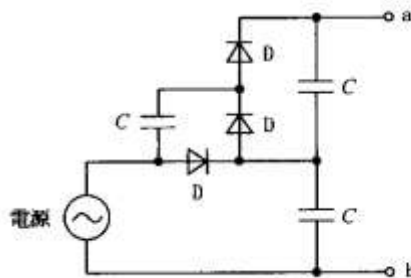
端子 ab 間に交流電圧の実効値  $V_i$  [V] を加えたとき、正の半サイクルではダイオード D に順方向電圧が加わるから電流が流れ、コンデンサ C には正弦波交流電圧の最大値  $E_m$  まで充電される。この電圧が無負荷電圧になる。題与の無負荷電圧 ( $E_m = 50$  [V]) を次式に代入すれば、

$$E_m = \sqrt{2}V_i \Rightarrow V_i = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{50}{1.4} = 35.7 \approx 36 \text{ [V]}$$

答 : 1

A - 16 図に示す整流回路における端子 ab 間の電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電源は実効値電圧 210 [V] の正弦波交流とし、また、ダイオード D の順方向の抵抗は零、逆方向の抵抗は無限大とする。

- 1 420 [V]
- 2 590 [V]
- 3 630 [V]
- 4 750 [V]
- 5 890 [V]



C : コンデンサ

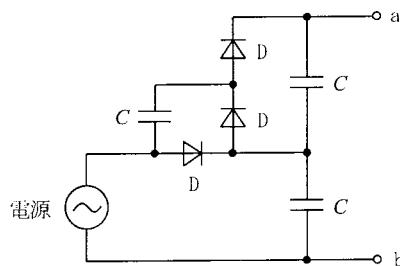
題与の回路は、単相 3 倍電圧整流回路。入力電圧＝実効値 210 [V]。

ab 間には最大値が出力されるから、 $V_{ab} = 210 \times 3 \times \sqrt{2} = 888.3 \approx 890$  [V]

答 : 5

A - 16 図に示す整流回路における端子 ab 間の電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電源は最大値電圧 210 [V] の正弦波交流とし、ダイオード D の順方向の抵抗は零、逆方向の抵抗は無限大とする。

- 1 420 [V]
- 2 590 [V]
- 3 630 [V]
- 4 750 [V]
- 5 890 [V]



C : コンデンサ

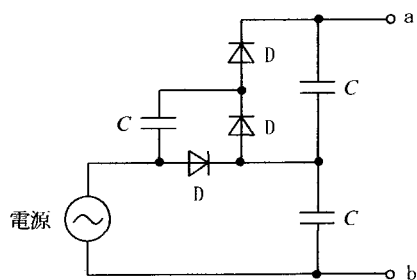
- ・入力電圧が最大値 210 [V]、回路が単相 3 倍電圧整流回路。
- ・ab 間電圧は、最大値で出力されるから、 $E_{ab} = 210 \times 3 = 630[V]$

答：3

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-17)

A - 17 図に示す整流回路において、出力端子 ab 間の電圧が 1,200 [V] であったとき、電源電圧の値(実効値)として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電源は正弦波交流とし、ダイオード D の順方向の抵抗は零、逆方向の抵抗は無限大、コンデンサ C による損失はないものとする。

- 1 210 [V]
- 2 236 [V]
- 3 259 [V]
- 4 283 [V]
- 5 307 [V]



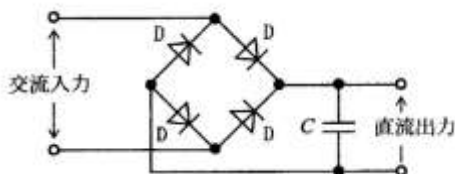
- ・題与の回路は、単相 3 倍電圧整流回路。 $V_{ab}$  が最大値とすれば、電源電圧の実効値  $V$  は、 $V = 1200 \div \sqrt{2} \div 3 = 283.68 \approx 283[V]$

答：4

令和 4 年 4 月期 (HZ404 A-17)

A - 17 図に示すダイオード D 及びコンデンサ C で構成される整流回路において、交流入力の実効値 200 [V] の単一正弦波であるとき、無負荷のときの各ダイオード D に印加される逆方向の電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各ダイオード D の特性は同一とする。

- 1 283 [V]
- 2 365 [V]
- 3 400 [V]
- 4 425 [V]
- 5 566 [V]



逆方向電圧の最大値  $= 200 \times \sqrt{2} = 200 \times 1.414 = 282.8 \approx 283[V]$

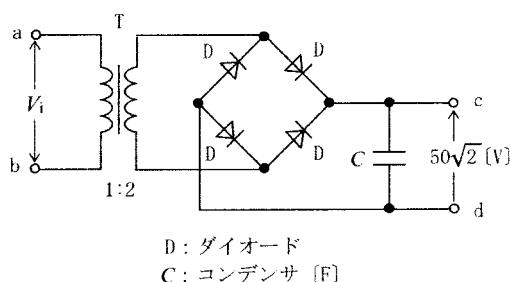
答：1

〔解説〕

題与の図（単相全波整流回路）において、交流入力  $E = 200[V]$  の正弦波の正の半サイクルがダイオードのアノードに加わるとき、ダイオードのカソードには最大値  $E_D = \sqrt{2}E$  が掛かる。  
 $E_D = 1.41 \times 200 = 282.8[V]$  が掛かり、この電圧がコンデンサー C に蓄えられる。

A - 17 図に示す全波整流回路及びコンデンサ入力形平滑回路において、端子 ab 間に交流電圧  $V_i$  を加えたとき、端子 cd 間に現れる無負荷電圧の値が  $50\sqrt{2}$  [V] であった。 $V_i$  の実効値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ダイオード D 及び変成器(変圧器) T は理想的に動作するものとし、T の 1 次側と 2 次側の巻数比は 1:2 とする。

- 1 200 [V]
- 2 100 [V]
- 3 50 [V]
- 4 25 [V]
- 5 12.5 [V]



・題与の整流回路は、ブリッジ形全波整流回路で、センタータップ形全波整流回路の 1/2 電圧となる。

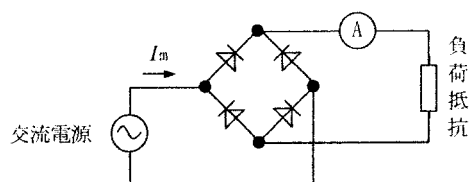
・出力側無負荷電圧  $50\sqrt{2}$  [V] は最大値であるから入力側電圧  $V_i$  の実効値は、 $V_i = \frac{1}{2} \times \frac{50\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 25$  [V]

答 : 4

B - 4 次の記述は、図に示す整流回路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、ダイオードの順方向抵抗の値は零、逆方向抵抗の値は無限大とする。

- (1) この整流回路は、交流を 4 個のダイオードで整流する単相の □ ア □ 整流回路(ブリッジ形)である。
- (2) 交流電源の電流について、その振幅(電流の最大値)を  $I_m$  とすると、平均値は □ イ □、実効値は □ ウ □ であり、波形率は約 □ エ □ となる。
- (3) 図中の直流電流計 A は永久磁石可動コイル形電流計であり、その指示値が 1 [mA] であるとき、 $I_m$  の値は約 □ オ □ [mA] である。

- |       |                   |                          |                     |                      |
|-------|-------------------|--------------------------|---------------------|----------------------|
| 1 全波  | 2 $\frac{I_m}{2}$ | 3 $\frac{I_m}{\sqrt{2}}$ | 4 $\frac{I_m}{\pi}$ | 5 $\frac{2I_m}{\pi}$ |
| 6 倍電圧 | 7 1.11            | 8 1.41                   | 9 1.57              | 10 3.14              |



答 : ア : 1、イ : 5、ウ : 3、エ : 7、オ : 9

〔解説〕

題与の回路は単相全波整流回路。振幅(電流の最大値)を  $I_m$  とすると、

$$\text{平均値} = \frac{2}{\pi} \times \text{最大値} = \frac{2I_m}{\pi} \quad \text{実効値} = \frac{\text{最大値}}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

$$\text{波形率} = \frac{\text{実効値}}{\text{平均値}} = \frac{\frac{I_m}{\sqrt{2}}}{\frac{2I_m}{\pi}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2I_m} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = \frac{3.14}{2 \times 1.41} = 1.113 \approx 1.11$$

$$I_m = \sqrt{2} \times \text{波形率} \times \text{実効値} = 1.41 \times 1.11 \times 1 = 1.565 \approx 1.57$$

永久磁石可動コイル形電流計は、一般に正弦波交流測定に使用されるので、目盛は波形率で換算し、正弦波交流の実効値を直接測定できるようにしてある。

題与の図から入力に最大値  $I_m$  の正弦波電流が流れており、永久磁石可動コイル形電流計にはダイオードで全波整流された脈流の平均値(平均値  $= \frac{2}{\pi} \times \text{最大値} = \frac{2I_m}{\pi}$ ) が表示される。

平成 31 年 4 月期 (HZ104 A-16)

A - 16 無負荷のときの出力電圧が 205 [V] 及び定格負荷のときの出力電圧が 200 [V] である電源装置の電圧変動率の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 2.5 [%]      2 3.0 [%]      3 4.0 [%]      4 4.5 [%]      5 5.0 [%]

題与の諸元：無負荷時出力電圧  $E_0 = 205$  [V]、定格負荷時出力電圧  $E_L = 200$  [V]、

電圧変動率を  $\delta$  とすれば、 $\delta = \frac{E_0 - E_L}{E_L} \times 100$  [%] に題与の諸元を代入すれば、

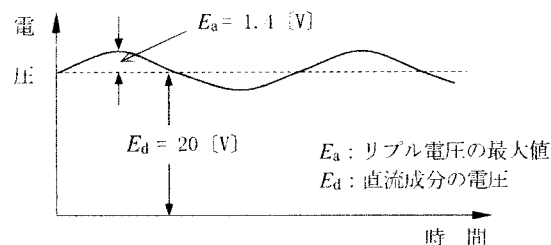
$$\delta = \frac{E_0 - E_L}{E_L} = \frac{205 - 200}{200} = 0.025 = 2.5 \text{ [%]}$$

答：1

令和 6 年 12 月期 (HZ612 A-17)

A - 17 電源の出力波形が図のように示されるとき、この電源のリプル率(リプル含有率)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、リプルの波形は単一周波数の正弦波とする。

- 1 1.4 [%]  
2 2.8 [%]  
3 4.2 [%]  
4 5.0 [%]  
5 10.0 [%]



リップル率  $\gamma$  は、 $\gamma = \frac{E}{E_d} \times 100$  [%] により求める。

但し、 $E$ ：リップル電圧の実効値、 $E_d$ ：直流成分の電圧（脈流の平均電圧）

題与の波形において、 $E_a$  はリプル電圧の最大値であるから実効値  $E$  は、 $E = \frac{E_a}{\sqrt{2}}$  である。

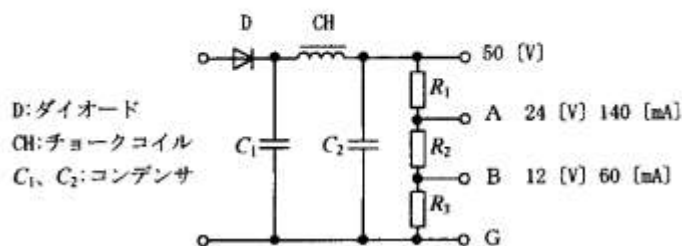
$E_a = 1.4$  [V] から  $E = \frac{1.4}{1.41} \cong 1.0$  （実効値）となる。 $E$  及び題与の  $E_d = 20$  [V] を上式に代入して、

$$\gamma = \frac{E}{E_d} \times 100 = \frac{1.0}{20} \times 100 = 5.0 \text{ [%]}$$

答：4

A - 18 図に示す直流電源回路の出力電圧が 50 [V] であるとき、抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  及び  $R_3$  を用いた電圧分割器により、出力端子 A から 24 [V] 140 [mA] 及び出力端子 B から 12 [V] 60 [mA] を取り出す場合、 $R_1$ 、 $R_2$  及び  $R_3$  の抵抗値の正しい組合せを下の番号から選べ。ただし、接地端子を G とし、 $R_3$  を流れるブリーダ電流は 60 [mA] とする。

	$R_1$	$R_2$	$R_3$
1	200 [Ω]	400 [Ω]	800 [Ω]
2	200 [Ω]	400 [Ω]	600 [Ω]
3	100 [Ω]	200 [Ω]	600 [Ω]
4	100 [Ω]	200 [Ω]	400 [Ω]
5	100 [Ω]	100 [Ω]	200 [Ω]



題与の回路における  $R_3$  は、ブリーダ抵抗であり、この抵抗にブリーダ電流を流すことにより無負荷時と負荷時の電圧変動率を小さくすることが出来る。

・題意から、 $R_3$  にブリーダ電流 60[mA] を流した時BG間電圧が 12[V] ゆえ、

$$R_3 = \frac{12}{60 \times 10^{-3}} = 0.2 \times 10^3 = 200 [\Omega]$$

・ $R_2$  における電圧降下は、A～B 間における電圧降下となるから、 $V_A - V_B = 24 - 12 = 12 [\text{V}]$

$R_2$  を流れる電流  $I_{R2}$  は、端子 B から取出す電流 60[mA] とブリーダ電流 60[mA] の和となるから、

$$I_{R2} = 60 + 60 = 120 [\text{mA}] \quad \text{従って } R_2 \text{ は、} R_2 = \frac{12}{120 \times 10^{-3}} = 0.1 \times 10^3 = 100 [\Omega]$$

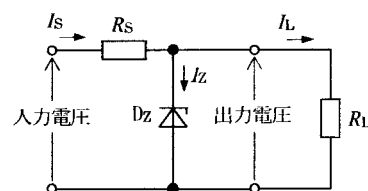
・ $R_1$  による電圧降下  $= 50 - 24 = 26 [\text{V}]$ 。 $R_1$  を流れる電流  $I_1$  は、 $140 + 60 + 60 = 260 [\text{mA}]$

$$R_1 = \frac{26}{260 \times 10^{-3}} = 0.1 \times 10^3 = 100 [\Omega]$$

答：5

A - 16 次の記述は、図に示す定電圧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、安定抵抗  $R_S$  [Ω]、負荷抵抗  $R_L$  [Ω] 及びツェナーダイオード  $D_Z$  に流れる電流をそれぞれ  $I_S$  [A]、 $I_L$  [A] 及び  $I_Z$  [A] とし、回路は理想的な定電圧動作をしており ( $I_Z > 0$ )、入力電圧は一定で、 $R_L$  が変化するものとする。

- 1 負荷抵抗  $R_L$  に流し得る最大電流は、無負荷時における  $D_Z$  に流れる電流  $I_Z$  と等しい。
- 2  $I_L$  が増加すると、 $I_S$  も増加する。
- 3 ツェナー電圧が 10 [V] で、 $I_Z$  の最大値が 0.1 [A] のとき、許容損失が 1 [W] より大きい  $D_Z$  を用いる必要がある。
- 4  $I_L$  が大きいほど  $D_Z$  で消費される電力は、小さくなる。



答：2

〔解説〕

題与の回路において、

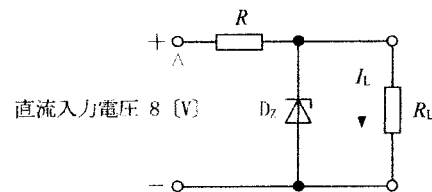
- ① 安定抵抗  $R_S$  を流れる電流を  $I_S$ 、 $D_Z$  を流れる電流を  $I_Z$ 、負荷抵抗  $R_L$  を流れる電流  $I_L$  において、 $I_S = I_Z + I_L$   $D_Z$  の働きにより  $I_Z$  量と  $I_L$  量が相反して流れるから、 $I_S$  量は常に一定。
- ② 負荷電流  $I_L$  が零から最大値の間で変動するとき、ツェナー電流  $I_Z$  はこれに相反して変動する。

- ③ 負荷電流  $I_L$  が変動しても、 $I_S = I_Z + I_L$  が一定となる範囲では、 $R_S$  における電圧降下が一定になり、出力電圧は一定となる。
- ④ 負荷電流  $I_L = 0$  のとき、ツェナー電流  $I_Z$  は最大となり、このときの電流値を  $I_{Zmax}$  とすれば、 $I_S = I_{Zmax}$  となる。また、 $I_L$  が最大のを  $I_{Lmax}$  とすれば、 $I_S = I_{Lmax}$  となる。
- 従って、負荷電流  $I_L$  の最大値  $I_{Lmax}$  は  $D_Z$  に流し得る電流  $I_Z$  の最大値  $I_{Zmax}$  とほぼ等しくなる。

令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-17)

A - 17 図に示すツェナーダイオード  $D_Z$  を用いた定電圧回路の、安定抵抗  $R$  の値及び負荷抵抗  $R_L$  に流し得る電流  $I_L$  の最大値  $I_{Lmax}$  の組合せとして、適切なものを下の番号から選べ。ただし、直流入力電圧は 8 [V]、ツェナーダイオード  $D_Z$  の規格はツェナー電圧が 4 [V]、許容電力が 1 [W] とする。また、 $R$  の許容電力は十分大きいものとする。

	$R$	$I_{Lmax}$
1	16 [ $\Omega$ ]	250 [mA]
2	16 [ $\Omega$ ]	500 [mA]
3	32 [ $\Omega$ ]	250 [mA]
4	32 [ $\Omega$ ]	500 [mA]
5	64 [ $\Omega$ ]	500 [mA]



- ・題与のツェナーダイオード  $D_Z$  の規格により  $D_Z$  に流し得る最大電流  $I_Z$  [A] は、 $I_Z = \frac{P}{V_Z}$  から求める。但し、 $P$  : ツェナーダイオードの許容電力[W]、 $V_Z$  : ツェナー電圧[V] とする。

題与の諸元を上式に代入すれば、 $I_Z = \frac{P}{V_Z} = \frac{1}{4} = 0.25$  [A]

- ・題意から、安定抵抗  $R$  の抵抗値  $R$  [ $\Omega$ ] は、 $R = \frac{\text{入力電圧}-\text{ツェナー電圧}}{D_Z\text{の最大電流}I_Z} = \frac{8-4}{0.25} = 16$  [ $\Omega$ ]
- ・負荷抵抗  $R_L$  に流し得る電流  $I_L$  の最大値  $I_{Lmax}$  は、 $I_Z$  [A] に等しく、0.25 [A] になる。

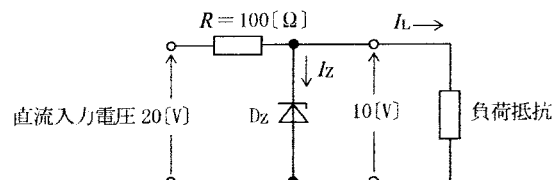
答 : 1

令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-16)

A - 16 次の記述は、図に示す基本的な定電圧回路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、ツェナーダイオード  $D_Z$  のツェナー電圧を 10 [V]、直流入力電圧を 20 [V]、抵抗  $R$  を 100 [ $\Omega$ ] とする。

$D_Z$  に流れる電流  $I_Z$  [A] と負荷抵抗に流れる電流  $I_L$  [A] との和は一定である。よって、 $I_Z$  の最大値は負荷が開放のときであり、□ A □ [A] になる。したがって、このときに  $D_Z$  で消費される電力 □ B □ [W] より大きい許容損失の  $D_Z$  を使用する必要がある。

	A	B
1	0.1	0.5
2	0.1	1.0
3	0.2	0.5
4	0.2	1.0



- ・ $R$  を流れる電流を  $I_R$  とすれば、 $I_R = I_Z + I_L$  であり、一定になる。負荷開放時  $I_L = 0$  で、 $D_Z$  に掛かる電圧  $V_D$  が 10 [V]。従って、 $V_R$  は、 $V_R = V_i - V_D = 20 - 10 = 10$  [V]



$$\therefore I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{10}{100} = 0.1[A]$$

- ・ 負荷開放時の  $I_L = 0$  から  $I_R = I_Z = 0.1[A]$  であり、 $D_Z$  で消費される電力を  $P_Z$  とすれば、  
 $P_Z = V_D \times I_D = 10 \times 0.1 = 1[W]$

答：2

令和3年9月期 (HZ309 B-5)

B-5 次の記述は、図に示す定電圧回路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、ツェナーダイオード  $D_Z$  のツェナー電圧及び許容電流をそれぞれ 5 [V] 及び 200 [mA]、安定抵抗を 100 [Ω] とし、定電圧回路の出力電圧を 5 [V]、最大出力電流を 100 [mA] とする。また、ツェナーダイオード  $D_Z$  は理想的に動作するものとする。

- (1)  $D_Z$  が、定電圧特性を示すためには、 $D_Z$  の □ ア に電流が流れる必要がある。負荷に最大出力電流 100 [mA] が流れるとき、安定抵抗を流れる電流による電圧降下は 10 [V] より □ イ。よって、直流入力電圧は □ ウ でなければならない。
- (2) また、無負荷のとき、安定抵抗を流れる電流は、すべて  $D_Z$  を流れる。 $D_Z$  が破損しないためには、安定抵抗を流れる電流は  $D_Z$  の許容電流以下でなければならない、その電圧降下は □ エ となる。よって、直流入力電圧は □ オ でなければならない。



- |           |       |              |             |              |
|-----------|-------|--------------|-------------|--------------|
| 1 順バイアス方向 | 2 大きい | 3 15 [V] より小 | 4 20 [V] 以下 | 5 35 [V] 以下  |
| 6 逆バイアス方向 | 7 小さい | 8 15 [V] より大 | 9 30 [V] 以下 | 10 25 [V] 以下 |

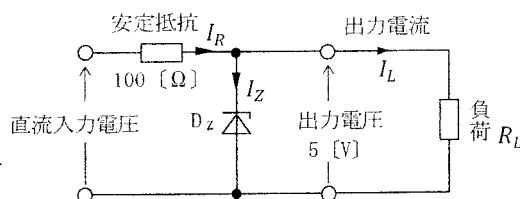
答：ア：6、イ：2、ウ：8、エ：4、オ：10

〔解説〕

- (1) 安定抵抗  $R$  における電圧降下  $V_R$  は、 $D_Z$  に流れる電流を  $I_{DZ}$ 、出力電流を  $I_L$  とすれば、  
 $V_R = R(I_{DZ} + I_L) = 100 \times (I_{DZ} + 100 \times 10^{-3}) = 10 + 100I_{DZ} > 10[V]$   
 $I_{DZ} > 0$  であるから  $V_R$  は、10V より大きい・・・ □ イ  
 安定抵抗  $R$  における電圧  $V_R > 10V$ 、さらに出力電圧  $V_L$  が 5V であるから入力電圧  $V_i$  は、  
 $V_i = V_R + V_L > 15V$  になる・・・ □ ウ
- (2) 負荷電流 = 0 で、 $D_Z$  の許容電流  $I_Z$  が 200mA であるから、  
 $V_R = R \times I_Z = 100 \times 200 \times 10^{-3} = 20[V]$ ・・・ □ エ  
 従って、 $V_i = V_R + V_Z = 20 + 5 = 25[V]$ ・・・ □ オ

〔参考〕

$R$  を流れる電流  $I_R$  は一定で、 $I_R = I_Z + I_L$  となる。  
 従って、無負荷 ( $I_L = 0$ ) になったとき  $I_Z$  が増加して  $I_R$  を一定に保つ。  
 題与の回路において、安定抵抗  $R$  を流れる電流を  $I_R$ 、ツェナー



ダイオードを流れる電流を  $I_Z$ 、負荷抵抗  $R_L$  を流れる電流

$I_L$  から、 $I_R = I_Z + I_L$

負荷電流  $I_L$  が零から最大値までの間で変動するとき、ツェナー電流  $I_Z$  はこれに相反して変動する。

負荷電流  $I_L$  が変動しても、 $I_R = I_Z + I_L$  が一定となる範囲では、 $R$  における電圧降下が一定になり、出力電圧は一定となる。

いま、負荷電流  $I_L = 0$  のとき、ツェナー電流  $I_Z$  は最大となり、このときの電流値を  $I_{Zmax}$  と

すれば、 $I_R = I_{Zmax}$  となる。また、 $I_L$  が最大のときを  $I_{Lmax}$  とすれば、 $I_R = I_{Lmax}$  となる。

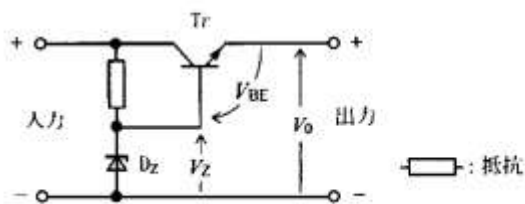
従って、負荷電流  $I_L$  の最大値  $I_{Lmax}$  は  $D_Z$  に流し得る電流  $I_Z$  の最大値  $I_{Zmax}$  とほぼ同じ。

令和2年(2020年)9月期 (HZ209 A-17)

A-17 次の記述は、図に示す直列形定電圧回路の一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) 出力電圧  $V_0$  は、 $V_Z$  より  $V_{BE}$  だけ □ A □ 電圧である。
- (2) 何らかの原因（例えば、負荷電流の急激な増加等）により、出力電圧  $V_0$  が低下すると、トランジスタ  $Tr$  のベース電圧はツェナーダイオード  $D_Z$  により一定電圧  $V_Z$  に保たれているので、ベース・エミッタ間電圧  $V_{BE}$  の大きさが □ B □ する。したがって、ベース電流及びコレクタ電流が増加して、出力電流を増加させ、出力電圧の低下を抑える。また、反対に出力電圧  $V_0$  が上昇するとこの逆の動作をして、出力電圧は常に一定電圧となる。
- (3) 過負荷又は出力の短絡に対する、トランジスタ  $Tr$  の保護回路が □ C □ である。

	A	B	C
1	高い	増加	必要
2	高い	減少	不要
3	低い	増加	不要
4	低い	減少	不要
5	低い	増加	必要



答：5

〔解説〕

題与の回路図から読み取ることが出来る通り、 $V_Z = V_{BE} + V_0$  即ち、 $V_{BE}$  と  $V_0$  が直列接続になっており、入力側から見たとき、これらが  $V_Z$  に並列接続されている。このことから、

(1) 出力電圧  $V_0$  は、 $V_0 = V_Z - V_{BE}$  の関係にある。

(2) 出力電圧  $V_0$  が低下したとき  $V_Z$  が一定であるから  $V_{BE}$  が増加して  $V_0$  を一定に保つ。

(3) 過負荷や出力の短絡時には、出力電流が過剰に流れるからこれを制御する保護回路が必要。

A - 18 次の記述は、スイッチング電源回路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) 代表的な方式は、出力電圧を基準電圧と比較して、その誤差信号に応じてスイッチングのオン、オフの □ A □ を制御することにより、平均出力の定電圧制御を行う。

(2) スwitchング電源回路は、三端子レギュレータ等を用いた連続制御（線形制御）形電源回路と比べ効率が □ B □ 。また、原理的に雑音が □ C □ 。

	A	B	C
1	時間	悪い	出にくい
2	時間	良い	出やすい
3	時間	良い	出にくい
4	振幅	良い	出やすい
5	振幅	悪い	出にくい

答：2

〔解説〕

パルス変調により電力を制御する電源回路制御方式。出力電圧を基準電圧と比較して、その誤差信号に応じてスイッチングトランジスタのオン・オフの時間比率（デューティ比）を制御することにより、安定した平均出力を取り出す直流安定化電源装置。スイッチング周波数が高いほど受動素子の小型化と高速応答が可能となる。

スイッチング電源回路は、三端子レギュレータを用いた連続制御（線形制御）形電源回路と比べ効率が良い。パルス系ノイズの発生があり、ノイズフィルターを使用して高速スイッチングによる雑音（EMI）を防止する必要がある。

A - 18 次の記述は、図に示すパルス幅変調制御のチョップ型 DC-DC コンバータ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。

(1) 図の回路は、Tr のベースに加えるパルス幅を変化させ、Tr の導通 (ON) している時間を制御することにより、出力電圧を安定化させている。Tr が導通 (ON) になると、D に □ A □ バイアス加わるため、L に電流が流れて C が充電されるとともに RL に電力が供給される。

(2) Tr が導通 (ON) から非導通 (OFF) になると、L に蓄積されたエネルギーにより、電流が □ B □ を通って C が充電されるとともに RL に電力が供給される。

(3) この DC-DC コンバータの分類は □ C □ である。

A	B	C
1 逆方向	D	昇圧型
2 逆方向	D	降圧型
3 逆方向	Tr	反転型
4 順方向	Tr	降圧型
5 順方向	Tr	昇圧型

Tr: スwitchング素子  
D: ダイオード  
L: チョークコイル  
C: コンデンサ  
RL: 負荷抵抗  
⊥: 直流入力

答：2

〔解説〕

題与の回路は、ベースにつながる制御回路からベースに加える ON/OFF 方形波により ON の時間が長いほど出力電圧が上がり、OFF の時間が長いほど出力電圧が下がるから降圧型 DC-DC コンバータである。

題与の回路のトランジスタは NPN 形であり、制御回路からパルスがベースに加わると (ON 状態) エミッタ電流が流れ、D に逆方向バイアス加わるとともに L に電流が流れレンツの法則により逆起電

力（エネルギー）が発生するとともにCに電流が流れ電荷が蓄積（充電）され、 $R_L$  に電力が供給される。

制御回路からの出力が OFF になるとエミッタ出力が無くなる一方、D に電流が流れ、また L に蓄積されたエネルギーにより C を充電するとともに  $R_L$  に電力が供給される。制御回路による ON—OFF の時間（デューティサイクル）を制御することにより必要な電圧を取出す。

令和 6 年 4 月期（HZ604 A-18）

A - 18 次の記述は、図に示すチョップパ型 DC-DC コンバータ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。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

(1) 図の回路では、Tr のベースに加える信号の □ A □ を変化させることにより Tr を制御し、出力電圧を安定化させている。

(2) Tr が導通 (ON) になっている時間に、□ B □ にエネルギーが蓄積され、Tr が導通 (ON) から非導通 (OFF) になると、□ B □ に蓄積されたエネルギーによって生じた電圧と直流入力電圧が重畳され、D を通って  $R_L$  に電力が供給される。

(3)  $R_L$  にかかる出力電圧は、直流入力電圧より高くすることが □ C □ 。

	A	B	C
1	パルス振幅	L	できる
2	パルス振幅	C	できない
3	パルス幅	C	できる
4	パルス幅	C	できない
5	パルス幅	L	できる

Tr : スイッチング素子      L : チョークコイル  
D : ダイオード              C : コンデンサ  
 $R_L$  : 負荷抵抗               $\text{+}$  : 直流入力

答：5

〔解説〕

ベース電極に接続されているパルスが ON の間、電源からの電流はコイル L を経由して Tr に流れるが、レンツの法則によりコイルには電流の増加を妨げる逆起電力が発生し、ON が継続する間逆起電力により増加するエネルギーを L に蓄積する。

ベースにおけるパルスが OFF に切換ると、コイルには電流が流れなくなるが、L に蓄積したエネルギーの放出により電源電圧以上の高電圧が放出され、電流がダイオードを経由してコンデンサーに充電される。パルスの ON/OFF を継続することにより任意の電圧に昇圧させることが出来る。

令和 6 年 8 月期（HZ608 A-15）

A - 15 次の記述は、安定化電源回路に用いられるスイッチング・レギュレータ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 スイッチング・レギュレータは、出力制御用スイッチング素子の ON—OFF により、急峻な電圧又は電流の変化が起きるため、雑音が発生しやすい。

2 スイッチング・レギュレータの制御方式の一つであるチョップパ方式には、パルス幅変調 (PWM) 方式、パルス周波数変調 (PFM) 方式及びこれらを組合せた方式などがある。

3 スイッチング・レギュレータは、連続制御 (線形制御) 方式に比べ、電源回路の小形・軽量化が図れる。

4 スイッチング・レギュレータにおけるパルス周波数は、一般に数 10 [kHz] から数 [MHz] が使用されている。

5 スイッチング・レギュレータは、スイッチング周波数を高くすると、一般的に装置が大型化する。

〔解説〕

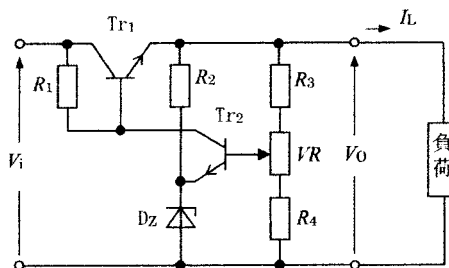
スイッチング周波数を高くすることによるメリットとデメリット：

- ・スイッチング素子のオン・オフ時間を調整して出力電圧を所定の値に変換する役割。スイッチング周波数を高くすることにより、使用する  $L$  ( $X_L = \omega L = 2\pi fL$ ) や  $C$  ( $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC}$ ) を小型化することが出来、また、出力電圧におけるリップル（変動）成分が小さくなり、さらに負荷の変動に対する応答が早くなるメリットがある。
- ・デメリットとしては、スイッチング周波数を高くすれば、スイッチング動作によるエネルギー損失の増大、変換効率の低下、放射電磁雑音（EMI）の増大などがある。

令和5年8月期（HZ508 A-17）

A - 17 図に示す直列制御形定電圧回路において、制御用トランジスタ  $Tr_1$  のコレクタ損失の最大値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、入力電圧  $V_1$  は 15～18 [V]、出力電圧  $V_0$  は 8～14 [V]、負荷電流  $I_L$  は 0～2 [A] とする。また、 $Tr_1$  と負荷以外で消費される電力は無視するものとする。

- 1 8 [W]
- 2 14 [W]
- 3 20 [W]
- 4 28 [W]
- 5 36 [W]

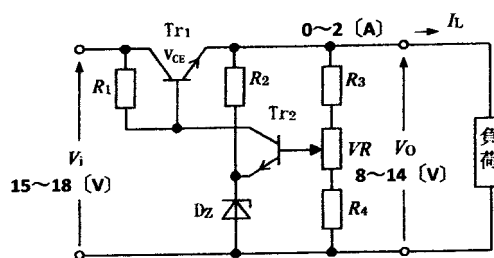


$Dz$ ：ツェナーダイオード  
 $Tr_2$ ：トランジスタ  
 $R_1, R_2, R_3, R_4$ ：抵抗  
 $VR$ ：可変抵抗

- ・負荷電流  $I_L$  が最大で、コレクタ・エミッタ間電圧  $V_{CE}$  が最大するとき、コレクタ損失が最大になる。
- ・ $Tr_1$  のコレクタ・エミッタ間電圧  $V_{CE}$  が最大になるのは、入力電圧  $V_1$  が最大で、負荷電圧  $V_0$  が最小とき  
 $V_1 = 18$  [V]、エミッタ電圧  $V_0 = 8$  [V] から  
 $V_{CE} = V_1 - V_0 = 18 - 8 = 10$  [V]

- ・コレクタ損失を  $P_C$  とし、負荷電流の最大値  $I_L = 2$  [A] とすれば、 $P_C = V_{CE} \times I_L = 10 \times 2 = 20$  [W]

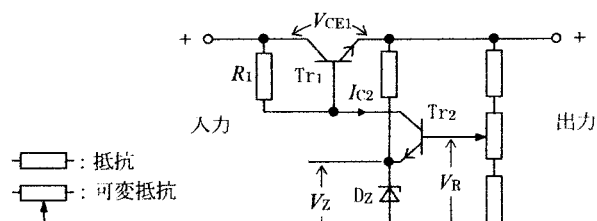
答：3



A - 17 次の記述は、図に示す直列形定電圧回路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。

- (1) 図において、出力電圧が上昇すると、トランジスタ  $\text{Tr}_2$  のベース電圧  $V_B$  が上昇するが、 $\text{Tr}_2$  のエミッタはツェナーダイオード  $D_Z$  により常に一定の電圧  $V_Z$  に保たれているので、 $\text{Tr}_2$  のコレクタ電流  $I_{C2}$  は  A  する。
- (2) したがって、抵抗  $R_1$  における電圧降下が大きくなり、制御用トランジスタ  $\text{Tr}_1$  のベース電位は  B  し、 $\text{Tr}_1$  のコレクタ・エミッタ間の電圧  $V_{CE1}$  が増加して出力電圧の上昇を妨げ、一定電圧となるように動作する。
- (3) 過負荷又は出力の短絡に対する、トランジスタ  C  の保護回路が必要である。

	A	B	C
1	減少	上昇	Tr <sub>2</sub>
2	減少	低下	Tr <sub>2</sub>
3	増加	低下	Tr <sub>2</sub>
4	増加	低下	Tr <sub>1</sub>
5	増加	上昇	Tr <sub>1</sub>



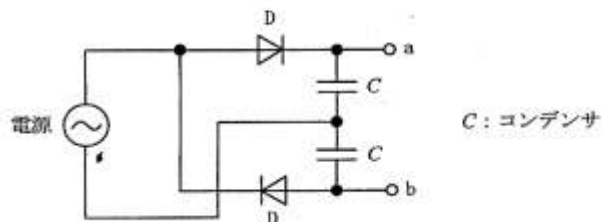
答：4

〔解説〕

過負荷または出力が短絡したとき、 $T_{r2}$  は  $D_z$  により保護されるが、 $T_{r2}$  の  $I_{c2}$  は大幅に減少し、その結果  $V_{CE1}$  が過大になり、 $T_{R1}$  が破損する恐れがあるから保護回路が必要になる。

A-17 図に示す整流回路における端子 ab 間の電圧の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電源は実効値電圧 500 [V] の正弦波交流とし、また、ダイオード D の順方向の抵抗は零、逆方向の抵抗は無限大とする。

- |   |       |     |
|---|-------|-----|
| 1 | 700   | [V] |
| 2 | 1,000 | [V] |
| 3 | 1,400 | [V] |
| 4 | 1,700 | [V] |
| 5 | 2,000 | [V] |



題与の回路は、全波倍電圧整流回路。一つの C には正弦波交流電圧の最大値まで充電される、回路に 2 個の C があるから ab 間では 2 倍の直流（脈流）が出力される。

最大値  $E_m = \sqrt{2}$  実効値の 2 倍  $\Rightarrow E_{ab} = 1.41 \times 500 \times 2 = 1410 \approx 1400 [V]$

答：3

**A - 16** 図に示す変圧器 T、ダイオード D 及びコンデンサ C で構成される全波整流回路において、T の二次側実効値電圧が各 100 [V] の単一正弦波であるとき、無負荷のときの各ダイオード D に印加される逆方向電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各ダイオード D の特性は同一とする。

1	100 [V]
2	140 [V]
3	200 [V]
4	280 [V]
5	300 [V]

題与図は、センタータップ形単相全波整流回路。

正の半サイクルでは上の D に電流が流れ、その最大値  $V_1$  は、 $V_1 = \sqrt{2}$  実効値  $= \sqrt{2} \times 100 = 141$  [V]  
 次の半サイクルでは下の D に電流が流れ、その最大値  $V_2$  は、 $V_2 = \sqrt{2}$  最大値  $= \sqrt{2} \times 100 = 141$  [V]  
 これらの電圧が C に印加される。従って、C には  $V_1 + V_2 = 141 + 141 = 282$  [V] が蓄積されることになり、D には逆方向電圧として約 280 [V] の逆耐電圧が掛かる。

答： 4

**A - 17** 図に示す変圧器 T、ダイオード D 及びコンデンサ C で構成される全波整流回路において、T の二次側電圧の実効値が各 500 [V] の単一正弦波であるとき、無負荷のときの各ダイオード D に印加される逆方向の電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、各ダイオード D の特性は同一とする。

1	500 [V]
2	707 [V]
3	1,000 [V]
4	1,207 [V]
5	1,414 [V]

題与図は、単相全波整流回路。

$$\text{最大値} = \sqrt{2} \times 500 \times 2 = 1,414 \text{ [V]}$$

答： 5

**A - 16** 図に示す全波整流回路及びコンデンサ入力形平滑回路において、端子 ab 間に交流電圧  $V_1$  を加えたとき、端子 cd 間に現れる無負荷電圧の値が  $50\sqrt{2}$  [V] であった。 $V_1$  の実効値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、ダイオード D 及び変成器(変圧器) T は理想的に動作するものとし、T の 1 次側と 2 次側の巻数比は 2:1 とする。

1	100 [V]
2	$100\sqrt{2}$ [V]
3	200 [V]
4	$200\sqrt{2}$ [V]

D : ダイオード  
C : コンデンサ [F]

入力電圧を  $V_1$ 、出力電圧を  $V_2$  とし、一次側と二次側の巻数比を  $n_1$ 、 $n_2$  とする。

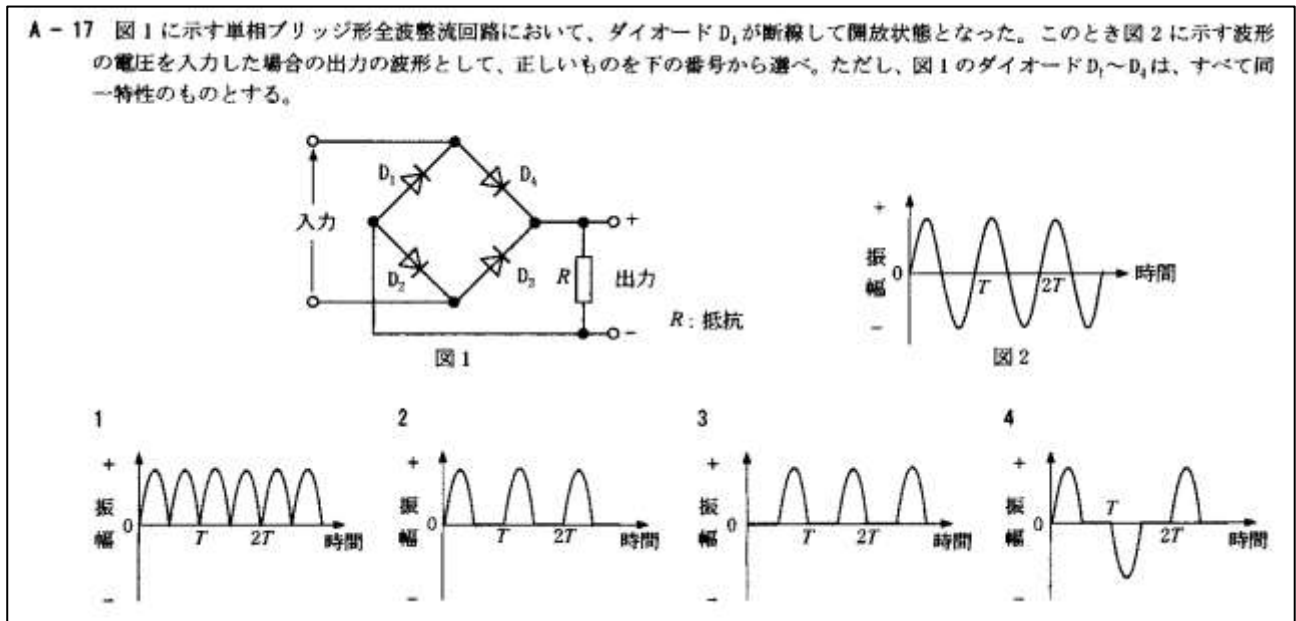
題与の諸元は、 $V_2 = 50\sqrt{2}$  [V]、 $n_1 : n_2 = 2 : 1$

題与の回路では  $\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2}$  の関係があるから、ここに題与の諸元を代入すれば、

$$V_1 = \frac{n_1 V_2}{n_2} = \frac{2 \times 50\sqrt{2}}{1} = 100\sqrt{2} \Rightarrow V_1 \text{ の実効値} = \frac{100\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = 100 \text{ [V]} \quad \because \text{実効値} = \frac{\text{最大値}}{\sqrt{2}}$$

答：1

平成 31 年 4 月期 (HZ104 A-17)



答：3

〔解説〕

$D_4$  に正の電流が流れたとき、 $D_4$  が断線しているから電流は流れず出力が無い状態となる。

$D_3$  に正の電流が流れたとき、電流は  $D_3 \Rightarrow R \Rightarrow D_1$  に流れる。

題与のグラフ3において、最初の  $\frac{1}{2}T$  では  $D_4$  が断線しているから出力側に電流が流れない。

これに続く次の  $\frac{1}{2}T$  では電流は  $D_3 \Rightarrow R \Rightarrow D_1$  に流れる。これを繰り返すから題与の選択肢3が得られる。



A - 17 次の記述は、安定化電源回路に用いられるスイッチング・レギュレータ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 スwitchング・レギュレータは、連続制御(線形制御)方式に比べ、電源回路の損失が小さくなる。
- 2 スwitchング・レギュレータは、出力制御用スイッチング素子の ON-OFF により、急峻な電圧又は電流の変化が起きるため、雑音が発生しやすい。
- 3 チョッパ方式及びインバータ方式は、スイッチング・レギュレータの制御方式である。
- 4 スwitchング・レギュレータは、連続制御(線形制御)方式に比べ、電源回路の小形・軽量化が図れる。
- 5 直流-直流のスイッチング・レギュレータでは、一般的に平滑回路が不要である。

答：5

〔解説〕

DC-DC スwitchング・レギュレータは、スイッチ素子の ON/OFF 動作によりノイズが発生し、出力電圧にノイズが含まれるから外付けコンデンサやコイルを使った平滑回路によるノイズ対策が必要になる。

A - 18 次の記述は、スイッチング電源回路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。

- |   |   |    |      |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
|---|---|----|------|---|---|---|----|----|------|---|----|----|------|---|----|----|------|---|----|----|------|---|----|----|------|
| <p>(1) 代表的な方式は、出力電圧を基準電圧と比較して、その誤差信号に応じてスイッチングのオン、オフの □ A □ を制御することにより、平均出力の定電圧制御を行う。</p> <p>(2) スwitchング電源回路は、三端子レギュレータ等を用いた連続制御(線形制御)形電源回路と比べ、効率が □ B □ 。また、原理的に雑音が □ C □ 。</p> | <table border="0"> <tr> <td></td> <td>A</td> <td>B</td> <td>C</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>振幅</td> <td>悪い</td> <td>出やすい</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>振幅</td> <td>良い</td> <td>出にくい</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>時間</td> <td>良い</td> <td>出やすい</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>時間</td> <td>良い</td> <td>出にくい</td> </tr> <tr> <td>5</td> <td>時間</td> <td>悪い</td> <td>出やすい</td> </tr> </table> |    | A    | B | C | 1 | 振幅 | 悪い | 出やすい | 2 | 振幅 | 良い | 出にくい | 3 | 時間 | 良い | 出やすい | 4 | 時間 | 良い | 出にくい | 5 | 時間 | 悪い | 出やすい |
|   | A   | B  | C    |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
| 1   | 振幅  | 悪い | 出やすい |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
| 2   | 振幅  | 良い | 出にくい |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
| 3   | 時間  | 良い | 出やすい |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
| 4   | 時間  | 良い | 出にくい |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |
| 5   | 時間  | 悪い | 出やすい |   |   |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |   |    |    |      |

答：3

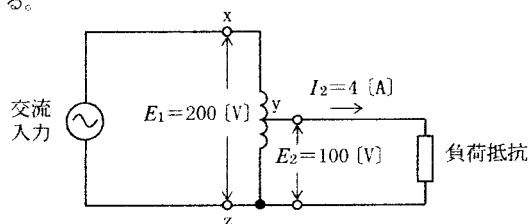
〔解説〕

パルス変調により電力を制御する電源回路制御方式。出力電圧を基準電圧と比較して、その誤差信号に応じてスイッチングトランジスタのオン・オフの時間比率(デューティ比)を制御することにより、安定した平均出力を取り出す直流安定化電源装置。スイッチング周波数が高いほど受動素子の小型化と高速応答が可能となる。

スイッチング電源回路は、三端子レギュレータを用いた連続制御(線形制御)形電源回路と比べ効率が良い。パルス系ノイズの発生があり、ノイズフィルターを使用して高速スイッチングによる雑音(EMI)を防止する必要がある。

A - 16 図に示す一次電圧  $E_1$  が 200 [V]、二次電圧  $E_2$  が 100 [V] の単巻変圧器において、二次側の電流  $I_2$  が 4 [A] の場合、変圧器の巻線  $yz$  間に流れる電流の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変圧器の巻線のインダクタンスは十分大きく、負荷の力率は 100 [%] 及び変圧器の効率は 80 [%] とする。

- 1 0.5 [A]
- 2 1.0 [A]
- 3 1.5 [A]
- 4 2.0 [A]
- 5 2.5 [A]



・ 二次側電力  $P_2$  は、  $P_2 = E_2 I_2 = 100 \times 4 = 400 [W]$

・ 一次側電力  $P_1$  は、  $P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{400}{0.8} = 500 [W]$

・ 一次側電流  $I_1$  は、  $I_1 = \frac{P_1}{E_1} = \frac{500}{200} = 2.5 [A]$

・  $I_{yz} = I_2 - I_1 = 4.0 - 2.5 = 1.5 [A]$

答：3

〔別解〕

変圧器の効率  $\eta$  を考慮しないときの一次側電流を  $I'_1$  とし、効率を考慮したときの電流を  $I_1$  とすれば、

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{200}{100} = 2 = n \quad n = \frac{I_2}{I'_1} = \frac{4}{I'_1} = 2 \Rightarrow 2I'_1 = 4 \Rightarrow I'_1 = 2$$

$$I_1 = \frac{I'_1}{\eta} = \frac{2}{0.8} = 2.5 \quad \because \eta = 0.8 \quad I_{yz} = I_2 - I_1 = 4 - 2.5 = 1.5 [A]$$

〔解説〕

題与の変圧器を単巻変圧器 (Auto Transformer：オートトランス) という。

磁気の漏洩、巻線抵抗値などが無視し得る理想トランスとし、次図の通り一次側巻線の一部から二次側電圧を取り出す。

一次側電圧を  $V_1$ 、二次側電圧を  $V_2$  とし、 $xz$  間巻き数を  $n_1$ 、 $yz$  間巻き数を  $n_2$  とすれば、

$$\text{巻数比 } n = \frac{n_1}{n_2} \quad \text{電圧比 } = \frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = n \quad \text{電流比 } = \frac{I_2}{I_1} = \frac{n_1}{n_2} = n$$

右図から  $I_2 = I_1 + I_{yz} \Rightarrow I_{yz} = I_2 - I_1$  の関係がある。

また、一次側電力を  $P_1$ 、二次側電力を  $P_2$  とすれば、 $P_1 = P_2$  および  $\frac{P_1}{P_2} = n$  の関係がある。

$$P_1 = V_1 I_1 \quad P_2 = V_2 I_2 \quad \Rightarrow V_1 I_1 = V_2 I_2 \Rightarrow \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = n$$

$n_1 > n_2$  とすれば降圧用トランスとして、 $n_1 < n_2$  とすれば昇圧用トランスとなる。

〔参考—1〕

上図は、降圧トランスゆえ  $V_1 > V_2$  理想トランスとすれば  $V_1 I_1 = V_2 I_2$  から  $I_2 > I_1$

- ・ z 点における電流は、キルヒホッフの第一の法則に基づき、 $I_2 = I_1 + I_{yz} \Rightarrow I_{yz} = I_2 - I_1$
- ・ y 点における電流は、 $I_2 > I_1$  から  $I_2 = I_1 + I_{yz}$  従って、 $I_{yz}$  の流れる方向は  $z \rightarrow y$  方向となる。

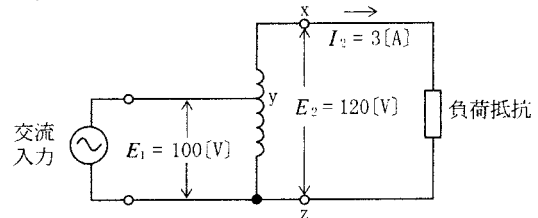
〔参考－２〕

- １．オートトランスの巻数比、電圧比、電流比は、複巻変圧器と同じ。
- ２．オートトランスの特徴
  - ・ 一次巻線の途中から二次電圧を取り出しているから一次側巻線と二次側巻線が絶縁されていない。
  - ・ 二次側に 接地短絡があれば一次側も接地短絡の危険がある。
  - ・ 一つの巻き線で構成されているから、複巻線トランスよりも小型、軽量、低コスト。

令和４年８月期（HZ408 A-17）

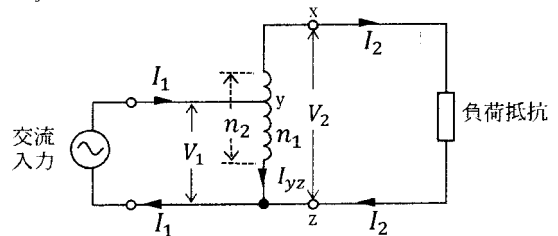
A - 17 図に示す一次電圧  $E_1$  が 100 [V]、二次電圧  $E_2$  が 120 [V] の単巻変圧器において、二次側の電流  $I_2$  が 3 [A] の場合、変圧器の巻線 yz 間に流れる電流の大きさの値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、変圧器の巻線のインダクタンスは十分大きく、負荷の力率は 100 [%] 及び変圧器の効率は 90 [%] とする。

- １ 3.0 [A]
- ２ 2.5 [A]
- ３ 2.0 [A]
- ４ 1.5 [A]
- ５ 1.0 [A]



- ・ 二次側電力  $P_2$  は、 $P_2 = E_2 I_2 = 120 \times 3 = 360 [W]$
- ・ 一次側電力  $P_1$  は、 $P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{360}{0.9} = 400 [W] \quad \therefore \eta = 0.9$
- ・ 一次側電流  $I_1$  は、 $I_1 = \frac{P_1}{E_1} = \frac{400}{100} = 4 [A]$
- ・ yz 間に流れる電流を  $I_{yz}$  とすれば、  

$$I_1 = I_2 + I_{yz} \Rightarrow I_{yz} = I_1 - I_2 \quad \therefore I_1 > I_2 \quad I_{yz} = I_1 - I_2 = 4 - 3 = 1 [A]$$



答：５

〔別解〕

変圧器の効率  $\eta$  を考慮しないときの一次側電流を  $I'_1$  とし、効率を考慮ときの電流を  $I_1$  とすれば、

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{100}{120} = \frac{1}{1.2} = n \quad n = \frac{I_2}{I'_1} = \frac{3}{I'_1} = \frac{1}{1.2} \Rightarrow I'_1 = 3.6 \Rightarrow I_1 = \frac{3.6}{0.9} = 4 \quad \therefore \eta = 0.9$$

$$\Rightarrow I_{yz} = I_1 - I_2 = 4 - 3 = 1 [A]$$

〔参考〕

題与図は、昇圧単巻変成器。  $V_1 I_1 = V_2 I_2 \Rightarrow V_1 < V_2$  ゆえに  $I_1 > I_2$

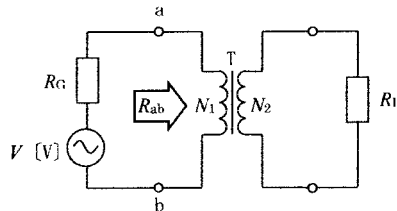
キルヒホッフの第一法則により  $I_1 = I_2 + I_{yz} \Rightarrow I_{yz} = I_1 - I_2$   $I_{yz}$  は、 $y \rightarrow z$  方向に流れる。

（  $I_1$  が右図方向に流れたときの  $I_{yz}$  の流れる方向。交流入力ゆえ  $I_1$  が反対方向に流れたときは  $I_{yz}$  も逆方向に流れる。 ）

A-4 次の記述は、図に示す変成器 T を用いた回路のインピーダンス整合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、変成器 T は無損失とする。

- (1) T の二次側に、 $R_L$  [Ω] の負荷抵抗を接続したとき、一次側の端子 ab から負荷側を見た抵抗  $R_{ab}$  は、 $R_{ab} = \square A$  [Ω] となる。
- (2) 交流電源の内部抵抗を  $R_G$  [Ω] としたとき、 $R_L$  に最大電力を供給するには、 $R_{ab} = \square B$  [Ω] でなければならない。
- (3) (2) のとき、 $R_L$  で消費する最大電力の値  $P_m$  は、 $P_m = \square C$  [W] である。

A	B	C
1 $\left(\frac{N_1}{N_2}\right) R_L$	$2R_G$	$\frac{V^2}{2R_G}$
2 $\left(\frac{N_2}{N_1}\right) R_L$	$2R_G$	$\frac{V^2}{4R_G}$
3 $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$	$R_G$	$\frac{V^2}{4R_G}$
4 $\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 R_L$	$R_G$	$\frac{V^2}{2R_G}$



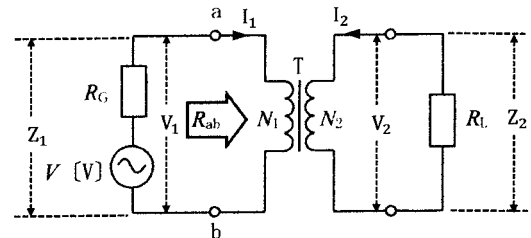
$V$ : 交流電源電圧  
 $N_1$ : T の一次側巻数  
 $N_2$ : T の二次側巻数

- (1) 入力側電圧、電流を  $V_1$ 、 $I_1$  インピーダンスを  $Z_1$ 、出力側電圧、電流を  $V_2$ 、 $I_2$ 、インピーダンスを  $Z_2$  とする。

$$R_{ab} = \frac{V_1}{I_1} \quad R_L = \frac{V_2}{I_2} \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} = n \quad \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = n$$

$$\text{から} \quad \frac{R_{ab}}{R_L} = \frac{\frac{V_1}{I_1}}{\frac{V_2}{I_2}} = \frac{V_1}{V_2} \times \frac{I_2}{I_1} = \frac{V_1}{V_2} \times \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \times \frac{N_1}{N_2}$$

$$\Rightarrow R_{ab} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$$



[(1) の別解]

$$\text{一次側電力を } P_1 \text{、二次側電力を } P_2 \text{ とすれば、} \quad P_1 = I_1^2 R_{ab} \quad P_2 = I_2^2 R_L$$

$$\text{変成器 T が無損失から} \quad P_1 = P_2 \Rightarrow I_1^2 R_{ab} = I_2^2 R_L \Rightarrow R_{ab} = \frac{I_2^2 R_L}{I_1^2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$$

$$\text{又は} \quad P_1 = \frac{V_1^2}{R_{ab}} \quad P_2 = \frac{V_2^2}{R_L} \quad \text{変成器が理想変成器ゆえに} \quad P_1 = P_2 \Rightarrow \frac{V_1^2}{R_{ab}} = \frac{V_2^2}{R_L}$$

$$R_{ab} V_2^2 = V_1^2 R_L \Rightarrow R_{ab} = \frac{V_1^2}{V_2^2} R_L \quad \frac{V_1}{V_2} = \frac{N_1}{N_2} \text{ を代入すれば、} R_{ab} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$$

$$(2) I_1 \text{ は、} I_1 = \frac{V_1}{R_{ab} + R_G} \quad \text{一次側電力を } P_1 \text{ とすれば、} P_1 = I_1^2 R_{ab} = \frac{V_1^2 R_{ab}}{(R_{ab} + R_G)^2}$$

$$\Rightarrow P_1 = \frac{V_1^2 R_{ab}}{R_{ab}^2 + 2R_G R_{ab} + R_G^2} = \frac{V_1^2}{R_{ab} + 2R_G + \frac{R_G^2}{R_{ab}}} \quad P_1 \text{ を最大電力にすることが } R_L \text{ に最大電力を供給する}$$

ことになる。 $P_1$  を最大電力にするには、上式の分母を最小にすればよい  $\Rightarrow$  分母を  $R_{ab}$  で微

$$\text{分する} \quad \frac{d}{dR_{ab}} \left( R_{ab} + 2R_G + \frac{R_G^2}{R_{ab}} \right) = 1 - \frac{R_G^2}{R_{ab}^2} \Rightarrow \frac{d}{dR_{ab}} = 0 \text{ のとき、} \frac{R_G^2}{R_{ab}^2} = 1 \Rightarrow R_{ab} = R_G$$

- (3)  $R_L$  で消費される最大電力  $P_m$  は、一次側で消費される最大電力  $P_1$  に等しい。

(2) で求めた最大電力  $P_1$  は、 $P_1 = P_m = \frac{V_1^2}{R_{ab} + 2R_G + \frac{R_G^2}{R_{ab}}}$  において  $R_{ab} = R_G$  からこれを左式

$$\text{に反映すれば、 } P_1 = \frac{V_1^2}{R_{ab} + 2R_G + \frac{R_G^2}{R_{ab}}} = \frac{V_1^2}{R_G + 2R_G + \frac{R_G^2}{R_G}} = \frac{V_1^2}{R_G + 2R_G + R_G} = \frac{V_1^2}{4R_G}$$

答：3

平成 26 年 12 月期 (HZ612 A-18)

A-18 次の記述は、進行波アンテナと定在波アンテナ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 進行波アンテナは、終端がその線路の特性インピーダンスと等しい抵抗に接続され、アンテナ上に進行波が流れる。
- 2 進行波アンテナの周波数特性は、通常、定在波アンテナより狭帯域である。
- 3 先端が開放されている定在波アンテナ上には定在波が発生する。
- 4 定在波アンテナは、放射素子を共振状態のもとで使用する。

答：2

〔解説〕

定在波アンテナでは、定在波の発生を最小限に抑えるようエレメント長を波長の整数倍に調整する。アンテナは、エレメント自体のコイル成分とエレメントと地表間の静電容量分により構成される LC 同調回路と見なすことが出来る。LC 同調回路は、周波数の不要成分を最小にすることを目的としており、この特性から定在波アンテナの周波数特性は進行波アンテナの周波数特性に比べ狭帯域になる。

### 進行波アンテナ

進行波アンテナは、その導線上に進行波電流を流すため、その長さに制限がない。この様に共振点を求めず進行波電流を流すアンテナを進行波アンテナ（又は非共振形アンテナ）という。

任意長のロングワイヤアンテナのエレメント終端に波動インピーダンスに等しい抵抗を挿入して接地すれば進行波アンテナとなる。

### 定在波アンテナ

エレメント上の電圧と電流の分布が、時間的に変化しても導線上を移動しない波を定在波という。

ダイポールアンテナに例をとれば、エレメント長を調整して給電点インピーダンスに等しいインピーダンスにエレメント長を調整したとき、エレメントが周波数に共振し、電圧と電流分布の移動が無くなる。このアンテナを定在波アンテナという。ダイポールアンテナのほか垂直接地アンテナなどアンテナのエレメント長を調整して SWR を最小にして使用する一般のアマチュア無線用アンテナは何れも定在波アンテナに分類される。

A - 18 1/4 波長垂直接地アンテナのアンテナ電流を測定したところ 2 [A] が得られ、アンテナの実効抵抗(入力抵抗)及び放射抵抗がそれぞれ 44 [Ω] 及び 36 [Ω] となった。このときのアンテナの放射電力及び放射効率の値として、最も近いものの組合せを下の番号から選べ。ただし、アンテナ系は整合が取れているものとし、整合回路の損失はないものとする。

	放射電力	放射効率
1	144 [W]	68 [%]
2	144 [W]	82 [%]
3	176 [W]	68 [%]
4	176 [W]	82 [%]

アンテナの実効(入力)抵抗  $R_o(44[\Omega])$  における実効(入力)電力  $P_o[W]$ 、放射抵抗  $Z(36[\Omega])$  による放射電力を  $P_z[W]$  とすれば、  
 $P_o = I^2 R_o = 2^2 \times 44 = 176[W]$ 、 $P_z = 2^2 \times 36 = 144[W]$

放射効率  $\eta$  は、 $\eta = \frac{P_z}{P_o} = \frac{144}{176} = 0.818 \approx 0.82 \Rightarrow \eta = 82[\%]$

答：2

A - 19 送信機とアンテナを完全に整合させたとき、アンテナ電流は 3 [A] であった。この状態でアンテナからの放射電力及びアンテナの実効抵抗がそれぞれ 360 [W] 及び 50 [Ω] のとき、アンテナの放射抵抗及び放射効率の値として、正しい組合せを下の番号から選べ。

	放射抵抗	放射効率
1	30 [Ω]	60 [%]
2	30 [Ω]	80 [%]
3	40 [Ω]	60 [%]
4	40 [Ω]	70 [%]
5	40 [Ω]	80 [%]

題与の諸元は、アンテナからの放射電力を  $P_z = 360[W]$ 、アンテナの実効抵抗  $R_e = 50[\Omega]$ 、アンテナ電流  $I_a = 3[A]$ 。また、アンテナの放射抵抗を  $Z[\Omega]$  とすれば、

アンテナの放射抵抗  $Z$  は、 $P_z = Z I_a^2$  から  $Z = \frac{P_z}{I_a^2} = \frac{360}{3^2} = 40[\Omega]$

放射効率は  $\eta$  は、 $\eta = \frac{P_z}{P} \times 100[\%]$  から求められる。ここに  $P$  は、アンテナへの供給電力[W]。

$P = I_a^2 R_e$  から  $P = I_a^2 R_e = 3^2 \times 50 = 450[W]$  これを  $\eta$  を求める式に代入すれば、

$\eta = \frac{P_z}{P} = \frac{360}{450} = 0.8 \Rightarrow \eta = 80[\%]$

答：5

[別解]

・アンテナの放射抵抗  $Z$  は、上記の通り  $Z = \frac{P_z}{I_a^2} = \frac{360}{3^2} = 40[\Omega]$

・ $\eta = \frac{\text{放射抵抗}}{\text{実効抵抗}} \times 100 = \frac{40}{50} \times 100 = 80[\%]$

A - 19 無変調時の送信電力(搬送波電力) が 800 [W] の DSB(A3E) 送信機が、特性インピーダンス 50 [Ω] の同軸ケーブルでアンテナに接続されている。この送信機の変調度を 100 [%] にしたとき、同軸ケーブルに加わる電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、同軸ケーブルの両端は整合がとれているものとする。

- 1  $200\sqrt{2}$  [V]      2  $283\sqrt{2}$  [V]      3  $400\sqrt{2}$  [V]      4  $566\sqrt{2}$  [V]      5  $800\sqrt{2}$  [V]

・搬送波電力  $P_c$  は、 $P_c = IE = \frac{E}{Z} \times E = \frac{E^2}{Z} \Rightarrow E^2 = P_c Z$

ここに題与の諸元を代入すれば、 $E^2 = 800 \times 50 = 40,000 \Rightarrow E = 200$

・ $E_m = E\sqrt{2} \times 2 = 200 \times 2\sqrt{2} = 400\sqrt{2}$

答：3

A - 19 1/4 波長垂直直接地アンテナのアンテナ電流が 3 [A] の時、アンテナの実効抵抗(入力抵抗)及び放射抵抗はそれぞれ 50 [Ω] 及び 36 [Ω] となった。このときのアンテナの放射電力及び放射効率の値として、最も近いものの組合せを下の番号から選べ。ただし、アンテナ系は整合が取れているものとし、整合回路の損失はないものとする。

	放射電力	放射効率
1	324 [W]	82 [%]
2	324 [W]	72 [%]
3	450 [W]	82 [%]
4	450 [W]	72 [%]

アンテナの実効(入力)抵抗  $R_o(50[\Omega])$  における実効(入力)電力  $P_o[W]$ 、放射抵抗  $Z(36[\Omega])$  による放射電力を  $P_z[W]$  とすれば、題与のアンテナ電流  $I = 3[A]$  から

$$P_o = I^2 R_o = 3^2 \times 50 = 450[W] \quad P_z = I^2 Z = 3^2 \times 36 = 324[W]$$

放射効率  $\eta$  は、 $\eta = \frac{P_z}{P_o} = \frac{324}{450} = 0.72 \Rightarrow \eta = 72[\%]$

答：2

[別解]

$$\eta = \frac{Z}{R_o} \times 100 = \frac{36}{50} \times 100 = 72[\%] \quad \because \eta = \frac{P_z}{P_o} = \frac{I^2 Z}{I^2 R_o} = \frac{Z}{R_o}$$

A - 19 次の記述は、1/4 波長垂直直接地アンテナ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、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- 1 定在波アンテナの一種である。
- 2 アンテナの電圧分布は先端で最小である。
- 3 放射抵抗は約 36 [Ω] である。
- 4 実効高は  $\lambda/(2\pi)$  である。
- 5 動作原理は、電気影像の理により、半波長ダイポールアンテナと同じように考えられる。

答：2

〔解説〕

電圧分布は、先端で最大で、給電点で最小となる。給電点における電圧を最大にすれば耐電圧の高い給電点構造が必要となり電力によっては至難な構造が必要となり実用的ではない。

動作原理が電気映像による半波長ダイポールアンテナであるゆえ、実際のアンテナの放射抵抗は半波長ダイポールアンテナのインピーダンスの  $1/2$  である  $36 [\Omega]$ 。

実行高を  $h_e[m]$ 、波長を  $\lambda[m]$ 、エレメント長を  $\ell[m]$  とすれば、 $h_e = \frac{2\ell}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2\pi}$

令和2年9月期 (HZ209 A-18)

A - 18 次の記述は、 $5/8$  波長垂直接地アンテナ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、大地は完全導体とする。

- 1 利得は  $1/4$  波長垂直接地アンテナより高い。
- 2 頂部付近で電流分布が最大になる。
- 3 入力インピーダンスは、 $1/4$  波長垂直接地アンテナより高い。
- 4 水平面内の指向性は、全方向性である。

答：2

平成31年4月期 (HZ104 A-20)

A - 20  $1/4$  波長垂直接地アンテナからの放射電力が  $324 [W]$  であった。このときのアンテナへの入力電流の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの損失はないものとする。

- 1 1 [A]
- 2 2 [A]
- 3 3 [A]
- 4 5 [A]
- 5 9 [A]

題与の諸元： $1/4$  波長垂直接地アンテナの放射抵抗  $Z = 36 [\Omega]$ 、放射電力  $P = 324 [W]$ 、入力電流  $I [A]$

これらを、 $P = I^2 Z [W]$  に代入すれば、 $P = I^2 Z \Rightarrow I^2 = \frac{324}{36} \Rightarrow I^2 = 9 \Rightarrow I = 3 [A]$

答：3



B - 4 次の記述は、接地(アース)の概要及び接地アンテナの一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。

- (1) 接地アンテナの電力損失は、ほとんど接地抵抗による □ ア □ であり、放射効率をよくするためには、接地抵抗を小さくする必要がある。
- (2) 深掘接地は、銅板を地表下に埋設したもので、湿気を □ イ □ ため木炭や塩をその周囲に混合するとよい。
- (3) 放射状接地は、アンテナ基部を中心に放射状に導線を埋設したものである。
- (4) 乾燥地など大地の導電率が小さい所での接地のためには、地上に導線や導体網を張り、これらと大地との容量を通して接地効果を得る □ ウ □ が用いられる。
- (5) 1/4 波長垂直接地アンテナの接地が完全導体であるとき、その給電点インピーダンスは約 □ エ □ 、実効高は波長を  $\lambda$  とすれば □ オ □ である。

- |         |       |           |          |                     |
|---------|-------|-----------|----------|---------------------|
| 1 熱損失   | 2 逃がす | 3 カウンタポイズ | 4 75 [Ω] | 5 $2\lambda/\pi$    |
| 6 誘電体損失 | 7 保つ  | 8 ラジアルアース | 9 36 [Ω] | 10 $\lambda/(2\pi)$ |

答：ア：1、イ：7、ウ：3、エ：9、オ：10

〔解説〕

接地アンテナの電力損失は、支持物等による誘電体損失によるものである。放射効率をよくするためには、接地抵抗を出来るだけ小さくし、接地抵抗によるオーム熱損（電力損失）を小さくする。

A - 20 無変調時の送信電力(搬送波電力)が 400 [W] の DSB(A3E)送信機が、特性インピーダンス 50 [Ω] の同軸ケーブルでアンテナに接続されている。この送信機の変調度を 100 [%] にしたとき、同軸ケーブルに加わる電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、同軸ケーブルの両端は整合がとれているものとする。

- 1 141 [V]
- 2 200 [V]
- 3 283 [V]
- 4 400 [V]
- 5 566 [V]

題与の諸元：無変調時の搬送波  $P_c=400$  [W]、 $Z=50$  [Ω]、変調度  $M=100$  [%]

無変調時の搬送波の振幅（実効値）を  $E$ 、 $Z$  に流れる電流を  $I$ [A] とすれば、 $E = IZ \Rightarrow I = \frac{E}{Z}$

$$P_c = EI = E \frac{E}{Z} = \frac{E^2}{Z} \Rightarrow E^2 = P_c Z = 400 \times 50 = 20000 \Rightarrow E = \sqrt{20000} = 100\sqrt{2}$$

同軸ケーブルに加わる電圧の最大値を  $E_{\max}$  とすれば、 $E_{\max} = \sqrt{2}E \times 2 = \sqrt{2} \times 100\sqrt{2} \times 2 = 400$ [V]

答：4

〔別計算〕

$$P_c = EI = I^2 Z \Rightarrow I^2 = \frac{P_c}{Z} = \frac{400}{50} = 8 \Rightarrow I = 2\sqrt{2} \Rightarrow E = \frac{P_c}{I} = \frac{400}{2\sqrt{2}} = \frac{200}{\sqrt{2}}$$

$$E_{\max} = \frac{200}{\sqrt{2}} \times 2 \times \sqrt{2} = 400$$
[V]

A-19 次の記述は、半波長ダイポールアンテナの電気的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、波長を  $\lambda$  [m] とする。

半波長ダイポールアンテナにおいて、中央部分から給電したときの放射抵抗は約 □ A □ [Ω]、実効長は □ B □ [m] であり、アンテナ利得を □ C □ で表すと約 2.15 [dB] である。

	A	B	C
1	50	$\frac{\lambda}{\pi}$	相対利得
2	50	$\frac{\lambda}{2\pi}$	絶対利得
3	73	$\frac{\lambda}{\pi}$	絶対利得
4	73	$\frac{\lambda}{2\pi}$	相対利得
5	73	$\frac{\lambda}{\pi}$	相対利得

答: 3

〔解説〕

### インピーダンス

半波長ダイポールアンテナの給電点インピーダンス  $Z$  は、 $Z = 73.1 + j42.5[\Omega]$

ここに、 $73.1[\Omega]$  は放射抵抗（純抵抗）、 $j42.5[\Omega]$  は誘導性リアクタンス。

アンテナエレメントの長さを半波長より少し短く（短縮率）することによりインピーダンスがやや容量性（ $-j42.5[\Omega]$ ）となり、 $+j42.5[\Omega]$  の誘導性リアクタンスを打ち消してインピーダンスを純抵抗の  $73.1[\Omega]$  にして給電線インピーダンスに整合させることが出来る。

半波長ダイポールアンテナの設計に際し、以上の理論を背景に  $1/2$  波長のエレメント長に短縮率を掛けてエレメント長を算出することによりインピーダンスが純抵抗のアンテナを作ることが出来る。

### 実効長

1 波長を  $\lambda$  とすれば、半端長ダイポールアンテナのエレメント長  $\ell$  は  $\ell = \frac{\lambda}{2}$ 。長さが  $\ell$  の半波長ダイポールアンテナに給電したときの実効長  $\ell_e$  は、使用する電波の波長が  $\lambda$  から、

$$\ell_e = \frac{2\ell}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi} \quad \text{ここに } \lambda \text{ は波長であり、} \lambda = \frac{300}{f[\text{MHz}]} [\text{m}]$$

〔参考〕 300 は、電波の速さ（光速）に由来している。光速 = 299,795,458 [m/s]  $\div 300 \times 10^6$

$$\frac{2\ell}{\pi} \text{ は、} \frac{1}{4} \text{ 波長垂直接地アンテナの実行高} [h_e] \text{ に同じであり、} h_e = \frac{2\ell}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda}{2\pi}$$

### 絶対利得

基準アンテナとして等方性アンテナ（全方向に対し無指向の仮想アンテナ）を用いたときのアンテナ利得を絶対利得という。

等方性アンテナの絶対利得は 1（真数）であり、半波長ダイポールアンテナの最大放射方向の絶対利得は、理論計算から約 1.64（真数）倍になり、これを dB で表せば、 $10\log_{10}1.64 = 2.15[\text{dB}]$  となる。

〔参考〕

$$10\log_{10}P = 2.15 \Rightarrow \log_{10}P = 0.215 \Rightarrow P = 10^{0.215} = 1.64 \quad (10^{0.215} \text{ は関数計算により求める}).$$

正の整数  $a$  と  $N$  が与えられたとき、『 $N = a^b$  を満足させる実数  $b$  の値を  $a$  を底とする  $N$  の対数』

といい、 $b = \log_a N$  で表す。N を  $b$  の真数という。常用対数のとき  $a = 10$ 、 $N = 1.64$  から  $b$  を算出すれば、 $b = \log_{10} 1.64 = 0.215$

令和 4 年 8 月期 (HZ408 B-3)

B - 3 次の記述は、超短波(VHF)帯のアンテナの利得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) 被測定アンテナ(試験アンテナ)の入力電力  $P$  [W] 及び基準アンテナの入力電力  $P_0$  [W] を、同一距離で同一電界強度を生ずるように調整したとき、被測定アンテナの利得  $G$  は、 $G = \square \text{ア}$  (真数) で定義される。
- (2) 基準アンテナを □ イ アンテナにしたときの利得を絶対利得、□ ウ アンテナにしたときの利得を相対利得という。
- (3) 半波長ダイポールアンテナの最大放射方向の □ エ 利得は約 1.64 (真数) で、等方性アンテナの絶対利得の値 (真数) より □ オ 。

- |            |      |       |            |            |
|------------|------|-------|------------|------------|
| 1 半波長ダイポール | 2 相対 | 3 大きい | 4 コーリニアアレー | 5 $P_0/P$  |
| 6 等方性      | 7 絶対 | 8 小さい | 9 パラボラ     | 10 $P/P_0$ |

答：ア：5、イ：6、ウ：1、エ：7、オ：3

〔解説〕

・アンテナの利得  $G_v$  は、 $G_v[\text{dB}] = 10\log_{10} G$        $G = \frac{P_0}{P}$        $G$ ：真数

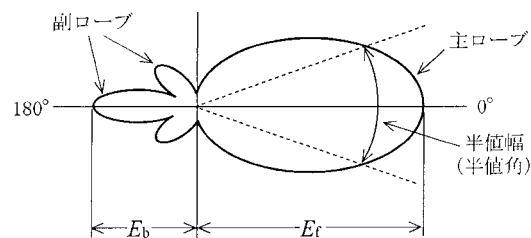
(基準アンテナの入力からの電界強度  $P_0$  と同じ電界強度を得るのに必要な被測定アンテナの電力  $P$  とする)

・等方性アンテナの絶対利得は 1 (真数) であり、半波長ダイポールアンテナの最大放射方向の絶対利得は、理論計算から約 1.64 (真数) となっている。1.64 (真数) を [dB] に変換すれば、  
 $2.15[\text{dB}] = 10\log_{10} 1.64 \Rightarrow 0.215[\text{dB}] = \log_{10} 1.64 \Rightarrow 10^{0.215} = 1.640$

令和 4 年 12 月期 (HZ412 B-4)

B - 4 次の記述は、図に示すアンテナの指向特性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。

- (1) 半値幅(又は半値角)は、主ローブの電界強度が最大放射方向の値の □ ア になる二つの方向で挟まれた角度で表され、□ イ とも呼ばれる。
- (2) 指向特性の最大放射方向の電界強度  $E_f$  と反対方向の  $180^\circ \pm \square \text{ウ}$  の範囲にある副ローブのうち、最大の電界強度を  $E_b$  とするとき、前後比はデシベルで表すと □ エ で与えられる。  
 デシベル表示の場合、電界パターンと電力パターンは同じ形に □ オ 。



- |        |                |        |                                 |               |
|--------|----------------|--------|---------------------------------|---------------|
| 1 ビーム幅 | 2 $1/2$        | 3 なる   | 4 $20\log_{10} \frac{E_f}{E_b}$ | 5 $45^\circ$  |
| 6 バンド幅 | 7 $1/\sqrt{2}$ | 8 ならない | 9 $20\log_{10} \frac{E_b}{E_f}$ | 10 $60^\circ$ |

答：ア：7、イ：1、ウ：10、エ：4、オ：3

〔解説〕

・主ローブの電界強度が最大放射方向の値の  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  (−3 [dB]、電力で  $\frac{1}{2}$ ) となる 2 点間の幅の角度を表した指標で、半値角あるいはビーム半値角（ビーム幅）という。

・前後比を [dB] で表せば、前後比 =  $20\log_{10} \frac{E_f}{E_b}$

但し、 $E_f$ : 最大放射方向の電界強度、 $E_b$ : 反対方向の電界強度

平成 31 年 4 月期 (HZ104 A-19)

A - 19 次の記述は、アンテナの利得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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。

- (1) 被測定(試験)アンテナの □ A □ 利得  $G$ (真数)は、被測定アンテナへ電力  $P$  [W] を入力したときのアンテナの主放射方向の遠方の点における電界強度と、同じ送信点から等方性アンテナへ電力  $P_0$  [W] を入力したときの同じ受信点における電界強度が等しいとき、 $G = \square B$  (真数)で表される。
- (2) 半波長ダイポールアンテナの □ A □ 利得  $G$ (真数)は、理論上約 □ C □ (真数)になる。

	A	B	C
1	絶対	$P / P_0$	2.15
2	絶対	$P_0 / P$	1.64
3	絶対	$P_0 / P$	2.15
4	相対	$P_0 / P$	1.64
5	相対	$P / P_0$	2.15

答：2

〔解説〕

- (1) 基準アンテナ（等方性アンテナ）と被測定（試験）アンテナを最大放射方向の同一距離に設置して、基準アンテナを入力電力  $P_0$  [W] で励振したときの電界強度が、被測定アンテナを入力電力  $P$  [W] で励振したときの電界強度と等しくなったとき、被測定アンテナの利得  $G$  は、

$G = 10\log_{10} \frac{P_0}{P}$  [dB] から算出することが出来る。

$G = 10\log_{10} \frac{P_0}{P}$  のとき、 $\frac{P_0}{P}$  を対数  $G$  の真数という。

- (2) 基準アンテナとして等方性アンテナ（あらゆる方向に一樣に電波を放射する仮想アンテナ）を用いたときの利得を絶対利得、一般に半波長ダイポールアンテナにした時の利得を相対利得という。

等方性アンテナの絶対利得は 1（真数）である。また、半波長ダイポールアンテナの最大放射方向の絶対利得は、理論計算から約 1.64（真数）である。同一アンテナの相対利得と絶対利得の間には、絶対利得 = 相対利得 + 2.15 [dB] の関係があり、絶対利得の方が相対利得よりも大きな値となる。

〔参考〕

$$2.15 = 10\log_{10} P \Rightarrow 0.215 = \log_{10} P \Rightarrow P = 10^{0.215} \Rightarrow P = 1.64$$

令和元年 12 月期 (HZ112 A-20)

A - 20 半波長ダイポールアンテナに 80 [W] の電力を加え、また、八木アンテナ（八木・宇田アンテナ）に 10 [W] の電力を加えたとき、両アンテナの最大放射方向の同一距離の地点で、それぞれのアンテナから放射される電波の電界強度が等しくなった。このとき八木アンテナの半波長ダイポールアンテナに対する相対利得の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \approx 0.3$  とし、整合損失や給電線損失などの損失は、無視できるものとする。

- 1 9 [dB]      2 8 [dB]      3 7 [dB]      4 6 [dB]      5 5 [dB]

半波長ダイポールアンテナへの電力を  $P_D = 80[W]$ 、八木・宇田アンテナへの電力を  $P_Y = 10[W]$  とすれば、相対利得  $G = 10\log_{10}\frac{P_D}{P_Y}$  [dB] から求める。

上式に題与の諸元を代入すれば、 $G = 10\log_{10}\frac{80}{10} = 10\log_{10}8 \Rightarrow G = 10\log_{10}2^3 = 30\log_{10}2$

$$G = 30 \times 0.3 = 9[\text{dB}]$$

答：1

令和 3 年 12 月期 (HZ-312 A-20)

A - 20 半波長ダイポールアンテナに 500 [W] の電力を加え、また、八木アンテナ（八木・宇田アンテナ）に 25 [W] の電力を加えたとき、両アンテナの最大放射方向の同一距離の地点で、それぞれのアンテナから放射される電波の電界強度が等しくなった。このとき八木アンテナの半波長ダイポールアンテナに対する相対利得の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \approx 0.3$  とし、整合損失や給電線損失などの損失は、無視できるものとする。

- 1 9 [dB]  
2 11 [dB]  
3 13 [dB]  
4 15 [dB]

半波長ダイポールアンテナへの電力を  $P_D$ 、八木宇田アンテナへの電力を  $P_Y$  とすれば相対利得  $G$  は、

$G = 10\log_{10}\frac{P_D}{P_Y}$  [dB] から求める。 題与の諸元をこの式に代入すれば、

$$G = 10\log_{10}\frac{500}{25} = 10\log_{10}20 = 10\log_{10}10 \times 2 = 10(\log_{10}10 + \log_{10}2) = 10(1 + 0.3) = 13 [\text{dB}]$$

答：3

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-19)

A - 19 利得 11 [dB] の同一特性の八木・宇田アンテナ（八木アンテナ）8 個を用いて、4 列 2 段スタックの配置とし、各アンテナの給電点が同じ位相となるように給電するとき、このアンテナ（スタックドアンテナ）の総合利得の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\log_{10}2 \approx 0.3$  とし、分配器及び同軸ケーブルの損失はないものとする。

- 1 16 [dB]  
2 18 [dB]  
3 20 [dB]  
4 22 [dB]  
5 24 [dB]

- ・題与のアンテナ1個当たりの利得を $G[\text{dB}]$ とし、用いたアンテナの数を  $N[\text{個}]$  とすれば、スタックドアンテナの総合利得  $G_N$  は、 $G_N = G + 10\log_{10}N$  から求めることが出来る。

この式に題与の諸元を代入すれば、  $G = 11 + 10\log_{10}8$

$$G = 11 + 10\log_{10}2^3 = 11 + 30\log_{10}2 = 11 + 30 \times 0.3 = 20 \quad \text{これを上式に代入すれば、}$$

$$G = 11 + 9 = 20[\text{dB}]$$

答：3

〔解説〕

八木・宇田アンテナのスタックでは例えば；

- ・4列1段：水平面の指向性が鋭くなる
- ・2段2列：垂直面の指向性が鋭くなる

などの特性が出るが、どの様にスタックの組み方をしてもアンテナの個数が  $N$  個であれば最大放射方向で得られる電波のエネルギーは  $N$  倍になる。スタックドアンテナの総合利得は、1個の八木・宇田アンテナの利得よりも  $10\log_{10}N [\text{dB}]$  増加する。

同じアンテナを2本スタックすれば、理論上の利得は2倍になる  $\Rightarrow 10\log_{10}2 = 10 \times 0.3 = 3[\text{dB}]$

さらに2本増やせば、さらに  $3[\text{dB}]$  増加する。

スタックドアンテナ1個で  $G_0[\text{dB}]$  とすれば、列数  $\times$  段数  $= N$  個の場合、 $G = G_0 + 10\log_{10}N [\text{dB}]$

令和6年8月期 (HZ608 A-18)

**A - 18** 周波数が  $15[\text{MHz}]$  の電波を半波長ダイポールアンテナで受信したとき、これに接続された受信機の入力端子の電圧が  $30[\text{mV}]$  であった。この電波の電界強度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ等の損失はないものとし、アンテナと受信機入力回路は整合しているものとする。また、アンテナの最大指向方向は、到来電波の方向に向けられているものとする。

1  $\pi [\text{mV/m}]$

2  $2\pi [\text{mV/m}]$

3  $3\pi [\text{mV/m}]$

4  $4\pi [\text{mV/m}]$

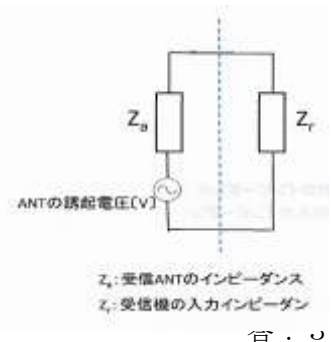
5  $5\pi [\text{mV/m}]$

題与の諸元：周波数  $= 15[\text{MHz}]$ 、受信機の入力端子電圧  $V_i = 30[\text{mV}]$

- ・この電波の電界強度を  $E[\text{V/m}]$  とすれば、 $V_i = \frac{E}{2} \times \frac{\lambda}{\pi}$  から求める。

- ・半波長ダイポールアンテナの波長を  $\lambda$  とすれば、 $\lambda = \frac{300}{f} = \frac{300}{15} = 20[\text{m}]$

- ・ $V_i = \frac{E}{2} \times \frac{\lambda}{\pi} \Rightarrow E = \frac{2\pi V_i}{\lambda} = \frac{2 \times \pi \times 30 \times 10^{-3}}{20} = 3\pi \times 10^{-3} = 3\pi[\text{mV/m}]$



〔解説〕

半波長ダイポールアンテナに誘起する電圧  $V[\text{V}]$  は、 $V = \text{ANT}$  の実効長  $\ell_e \times$  電界強度  $E[\text{V/m}]$

アンテナの実効長  $\ell_e = \frac{2\ell}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi}$  電界強度を  $E[\text{V/m}]$  とすれば、 $V = \frac{\lambda}{\pi} \times E$

アンテナインピーダンス  $Z_a$  と受信機の入力インピーダンス  $Z_r$  が整合している ( $Z_a = Z_r$ ) ととき、右の等価回路のインピーダンス  $Z[\Omega]$  は、

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_a} + \frac{1}{Z_r} = \frac{2}{Z_a} \quad \text{または} \quad \frac{2}{Z_r} \Rightarrow Z = \frac{1}{2}Z_a \quad \text{または} \quad Z = \frac{1}{2}Z_r \quad \text{であり、}$$

受信機への入力電圧  $V_r[V]$  は、アンテナに誘起する電圧  $V[V]$  の  $\frac{1}{2}$  となる。

$$V_r = \frac{1}{2} \times V = \frac{1}{2} \times \frac{\lambda}{\pi} \times E = \frac{E\lambda}{2\pi} \quad [V] \quad \text{が得られる。}$$

平成 29 年 8 月期 (HZ908 A-19)

A - 19 周波数が 7 [MHz]、電界強度が 10 [mV/m] の電波を半波長ダイポールアンテナで受信したとき、受信機の入力端子電圧の最大値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ等の損失はないものとし、アンテナと受信機入力回路は整合しているものとする。

- 1 10 [mV]
- 2 17 [mV]
- 3 34 [mV]
- 4 68 [mV]
- 5 136 [mV]

電界強度  $E[V/m]$  の電波を、実効長  $\ell_e$  (又は実効高  $h_e$ ) [m] のアンテナで受信したとき、受信機の

入力端子電圧  $V_i[V]$  は、 $V_i = \frac{E\ell_e}{2} = \frac{E}{2} \times \frac{\lambda}{\pi}$  より求める。

$$V_i = \frac{E}{2} \times \frac{\lambda}{\pi} [V] \quad \text{ここで、} \lambda = \frac{300}{f[\text{MHz}]} = \frac{300}{7} = 42.86[m]$$

題与の電界強度  $E = 10 \times 10^{-3} [V/m]$  を上式に代入すれば、

$$V_i = \frac{E}{2} \times \frac{\lambda}{\pi} = \frac{10 \times 10^{-3} \times 42.86}{2 \times 3.14} = 68.3 \times 10^{-3} \approx 68[mV]$$

答: 4

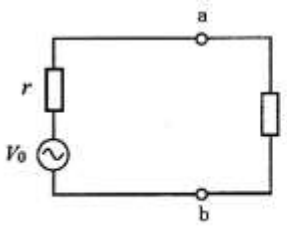
[参考]

半波長ダイポールアンテナの実効長  $\ell_e$  は、使用する電波の波長を  $\lambda[m]$  とすれば、計算から得られ

る半波長エレメント長  $\ell[m]$  に対し、 $\ell_e = \frac{2\ell}{\pi} = \frac{2}{\pi} \times \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi}$  となる。 $\left( \because \ell = \frac{\lambda}{2} \right)$

**A - 21** 周波数が 7 [MHz]、電界強度が 30 [mV/m] の電波を半波長ダイポールアンテナで受信したとき、図の等価回路に示すようにアンテナに接続された受信機の入力端子 a-b 間の電圧として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、アンテナ等の損失はないものとし、アンテナと受信機入力回路は整合しているものとする。また、アンテナの最大指向方向は、到来電波の方向に向けられているものとする。

1	25 [mV]
2	50 [mV]
3	100 [mV]
4	150 [mV]
5	200 [mV]



$r$  : アンテナの入力抵抗  
 $V_0$  : アンテナの誘起電圧  
 $R$  : 受信機の入力抵抗

受信機の入力端子 a-b 間の電圧を  $V_r$  とすれば、 $V_r = \frac{E\lambda}{2\pi}$  [V] から求める。

題与の諸元 :  $f = 7$  [MHz]、電界強度  $E = 30$  [mV/m]、 $\lambda = \frac{300}{7}$  [m] を上式に代入すれば、

$$V_r = \frac{E\lambda}{2\pi} = \frac{1}{2 \times 3.14} \times \frac{300}{7} \times 30 \times 10^{-3} = \frac{9000 \times 10^{-3}}{43.96} = 204 \times 10^{-3} \approx 200 \text{ [mV]}$$

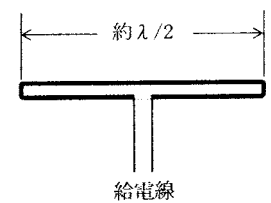
答 : 5

**A - 21** 次の記述は、図に示す素子の太さが均一な二線式折返し半波長ダイポールアンテナ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、波長を  $\lambda$  [m] とする。

(1) 実効長は □ A □ [m] であり、アンテナ利得を □ B □ で表すと約 2.15 [dB] である。

(2) このアンテナの受信開放電圧は、同じ太さの半波長ダイポールアンテナの受信開放電圧の約 □ C □ となるが、受信有効電力は同じである。

	A	B	C
1	$\frac{\lambda}{\pi}$	相対利得	4倍
2	$\frac{\lambda}{\pi}$	絶対利得	4倍
3	$\frac{2\lambda}{\pi}$	相対利得	4倍
4	$\frac{2\lambda}{\pi}$	絶対利得	2倍
5	$\frac{2\lambda}{\pi}$	相対利得	2倍



答 : 4

〔解説〕

給電点電流が  $I$  の半波長ダイポールアンテナを 2 本接近して設置したもの。従って、給電点電流が近似的に  $2I$  の半波長ダイポールアンテナに等価になる。

折返し半波長ダイポールアンテナの特徴

1. アンテナ利得は、半波長ダイポールアンテナとほぼ等しい。半波長ダイポールアンテナの最大放射方向の絶対利得は、理論計算から約 1.64 (真数) 倍であり、これを利得  $G$  [dB] で表せば  $G = 2.15$  [dB] となる。



〔参考〕  $10\log_{10}1.64 = 2.15 \Rightarrow \log_{10}1.64 = 0.215 \Rightarrow 10^{0.215} = 1.640$

2. 実行長は、半波長ダイポールアンテナの2倍、すなわち  $l_e = \frac{\lambda}{\pi} \times 2$  となる
3. 指向性は、半波長ダイポールアンテナとほぼ同じ。
4. 半波長ダイポールアンテナよりも広帯域特性が得られる。
5. 給電点インピーダンスは、 $292 [\Omega] (= 73 \times 4)$ 。

令和6年4月期 (HZ604 A-19)

A - 19 次の記述は、垂直ループアンテナ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、ループの大きさは使用する電波の波長に比べて十分小さいものとする。

- 1 水平面内の指向性は8字形であり、受信アンテナとして用いるときは、ループ面を電波の到来方向と平行にすると誘起電圧は最小となる。
- 2 垂直アンテナと組み合わせることにより、カーゴイド形の水平面内指向性が得られる。
- 3 誘起電圧の最大値は、ループの巻数に比例する。
- 4 実効高は、受信する電波の周波数には比例するが、波長には反比例する。

答：1

〔解説〕

- ・垂直ループアンテナの実行高  $h_e[m]$  は、 $h_e = \frac{2\pi An}{\lambda}$  から求める。但し、A：ループの面積、n：ループの巻き数従って、波長 $\lambda$ に反比例する。
- ・ループ面を電波の到来方向と平行（ $180^\circ$ ）にすれば誘起電圧が最大になる（右下図）。ループ面に直角方向では最小となる。
- ・ループ ANT に誘起する電圧 V は、

$$V = E \frac{2\pi An}{\lambda} \cos\theta [V/m] \text{ から求める。}$$

ここに、V：誘起電圧（V/m）、E：電界強度（V/m）、

A：ループ ANT の面積（ $m^2$ ）

（ $A = (\text{ループの半径})^2 \times \pi$ ）、

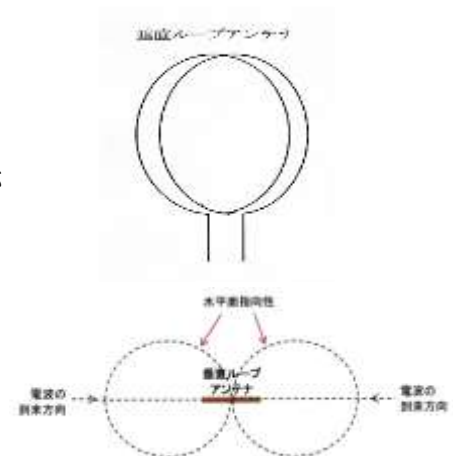
n：ループの巻き数、

$\theta$ ：ループ ANT 面の電波到来方向に対する角度

$\lambda$ ：電波の波長（m）

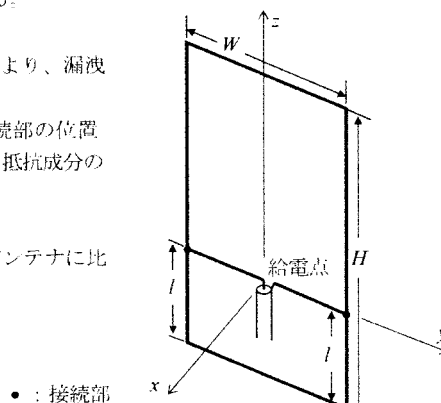
この公式から誘起電圧の最大値はループの巻き数（n）に比例する。

- ・実行高  $h_e = \frac{2\pi An}{\lambda} = \frac{2\pi An f}{300 \times 10^6} [m]$       f：周波数



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 $50\text{ }[\Omega]$ 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。

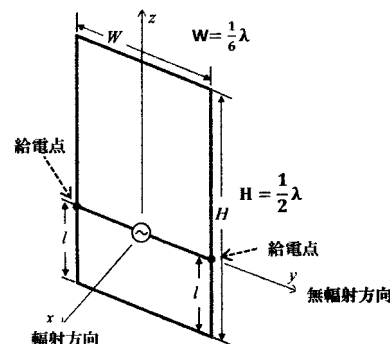
- 1 同軸ケーブルにより給電するときは、給電点にバランを挿入することにより、漏洩電流を防ぐことができる。
- 2 アンテナの入力インピーダンスが不整合となり調整を行う場合は、接続部の位置（両方の $l$ の長さ）を変えることにより行うことが多く、 $l$ の長さを変えると抵抗成分の変化が大きく、リアクタンス成分の変化は小さい。
- 3 図の状態における電波の偏波面は水平である。
- 4 図の状態における水平面内指向特性の半値幅（半値角）は、1波長ループアンテナに比べて広い。
- 5 利得は、1波長ループアンテナに比べて大きい。



答：2

〔解説〕

- ・長辺： $H = \lambda/2$  短辺： $W = \lambda/6$
- ・それぞれの長辺（垂直辺）の同じ高さの位置に給電点を設ける
- ・マッチング調整は、給電点（I）の位置を上下に平行移動させて行う。Iの高さを変えるとリアクタンス成分が大きく変化する
- ・エレメントの長さ調整は不要
- ・面に垂直方向が輻射方向となる
- ・偏波は、水平偏波
- ・面に直角に無輻射方向があるが、非常にナローなので、ほぼ無指向性 といえる
- ・利得は、数値解析による前方利得は $3\text{ [dBd]}$ 程度とされている、一方、1波長ループアンテナは $4\text{ [dBi]}$ 程度。



〔dBd〕： $1/2\lambda$  波長のダイポールアンテナを基準とした利得表示。

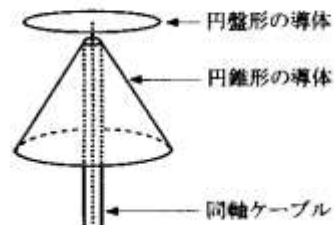
〔dBi〕：すべての方向に均等に電波が発射される仮想アンテナを基準とした利得表示。

$0\text{ [dBd]} = 2.15\text{ [dBi]}$  の関係にあり、 $3\text{ [dBd]}$  は、 $3\text{ [dBd]} + 2.15 = 5.15\text{ [dBi]}$  に換算となり、同じ単位で比較すれば、ヘンテナの方が1波長ループアンテナよりも利得が大きい。

A - 18 次の記述は、ディスコーンアンテナ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) 図に示すように、円錐形の導体の頂点に円盤形の導体を置き、円錐形の導体に同軸ケーブルの外部導体を、円盤形の導体に内部導体をそれぞれ接続したものであり、給電点は、円錐形の導体の □ A □ にある。実際には、線状導体を円盤の中心及び円錐の頂点から放射状に配置した構造のものが多い。
- (2) 水平面内の指向性は全方向性であり、□ B □ の電波の送受信に用いられる。スリーブアンテナやブラウンアンテナに比べて □ C □ 特性である。

A	B	C
1 底点	水平偏波	広帯域
2 底点	垂直偏波	狭帯域
3 頂点	円偏波	広帯域
4 頂点	水平偏波	狭帯域
5 頂点	垂直偏波	広帯域



答：5

〔解説〕

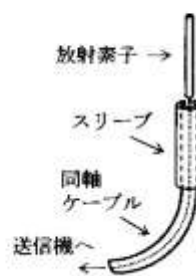
ディスコーンアンテナは、頂部の円盤（disc）とその下の円錐（cone）から構成されていることから discone antenna と呼ばれる。給電は、同軸給電線を使用し、同軸給電線の中心導体を頂部円盤の中心に接続し、外部導体を円錐の頂点部に接続して給電する。

指向性は、円錐周りに無指向性であり、垂直偏波の電波の送受信に用いられる。スリーブアンテナやブラウンアンテナに比べ超広帯域特性を持っている。

B - 4 次の記述は、スリーブアンテナ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) 図に示すように、同軸ケーブルの中心導体に □ ア □ 波長の長さの放射素子を取り付け、外部導体に同じ長さのスリーブを接続すると、スリーブが同軸ケーブルの外部導体に流れる電流を抑制する。
- (2) スリーブアンテナは、□ イ □ アンテナとはほぼ同じ動作をするので、垂直に設置した場合、水平面の指向特性は □ ウ □ で、垂直面の指向特性は □ エ □ である。
- (3) スリーブアンテナの入力インピーダンスは、約 □ オ □ [Ω] である。

1 1/2	2 単一指向性	3 300	4 8 字特性	5 1/4 波長接地
6 1/4	7 全方向性	8 75	9 半円形	10 半波長ダイポール



答：ア：6、イ：10、ウ：7、エ：4、オ：8

A - 19 次の記述は、垂直偏波で用いるコーリニアアレーアンテナ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。

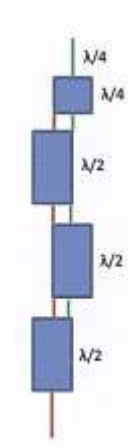
- (1) 原理的に、放射素子として □ A □ アンテナを垂直方向の一直線上に等間隔に多段接続した構造のアンテナである。  
 (2) 隣り合う各放射素子を互いに同振幅、□ B □ の電流で励振する。  
 (3) 垂直面内では鋭いビーム特性を持ち、水平面内の指向性は、□ C □ である。

A	B	C
1 1/4波長垂直接地	逆位相	8字形特性
2 1/4波長垂直接地	同位相	8字形特性
3 垂直半波長ダイポール	逆位相	8字形特性
4 垂直半波長ダイポール	同位相	全方向性
5 垂直半波長ダイポール	逆位相	全方向性

答：4

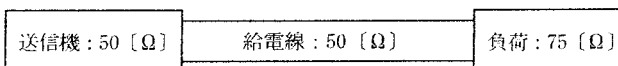
〔解説〕

原理的構造図を右に示す。アマチュア的には、 $\lambda/2$  の同軸ケーブルを芯線と外被導体を一本の支柱の周りに交互に接続し、段数を増やすことによりアンテナの利得を増やしてゆく。垂直アンテナの一種で、水平面内の指向性は無指向性であり、垂直面内では鋭いビーム特性を持つ定在波アンテナで、VHF、UHF 帯で使用される。



A - 19 特性インピーダンスが  $50 [\Omega]$  の無損失給電線の負荷として  $75 [\Omega]$  の純抵抗を接続したとき、線路上の電圧反射係数、電圧定在波比 (VSWR) 及びリターンロス [dB] 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、送信機と給電線は、整合しているものとし、 $\log_{10} 2 = 0.3$  とする。

	電圧反 射係数	VSWR	リターン ロス [dB]
1	0.2	1.5	14
2	0.2	1.5	16
3	0.2	2.0	14
4	0.5	1.5	12
5	0.5	2.0	12



$$\text{電圧反射計数 } \gamma \text{ は、} \gamma = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} = \frac{75 - 50}{75 + 50} = \frac{25}{125} = \frac{1}{5} = 0.2 \quad \text{VSWR} = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} = \frac{1.2}{0.8} = 1.5 \quad (\gamma \leq 1)$$

$$\text{return loss} = 20 \log_{10} \frac{\text{VSWR} + 1}{\text{VSWR} - 1} = 20 \log_{10} \frac{1.5 + 1}{1.5 - 1} = 20 \log_{10} \frac{2.5}{0.5} = 20 \log_{10} 5 = 20 \log_{10} \frac{10}{2}$$

$$\Rightarrow \text{return loss} = 20(\log_{10} 10 - \log_{10} 2) = 20(1 - 0.3) = 14 [\text{dB}]$$

答：1

A - 13 次の記述は、送信機において発生することがあるスプリアス発射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) 寄生発射とは、送信機の発振回路が寄生振動を起こしたり、増幅器の出力側と入力側の部品や配線が結合して発振回路を形成したりして、希望周波数と □ A □ 周波数が発射されることをいう。
- (2) 高調波成分は、増幅器が例えば C 級動作によって □ B □ 増幅を行うときに生ずる。この高調波成分の一部が給電線や空中線から放射されることを防ぐため、増幅器の出力側に低域フィルタ (LPF) を挿入する。
- (3) 使用周波数の 2 倍の周波数の高調波を減衰させる場合は、短縮率を考慮した使用周波数の波長の 1/4 の長さで先端が □ C □ した同軸ケーブル (トラップ) を線路の途中に挿入する方法がある。

	A	B	C
1	関係のある	非直線	短絡
2	関係のない	非直線	短絡
3	関係のない	非直線	開放
4	関係のない	直線	開放
5	関係のある	直線	開放

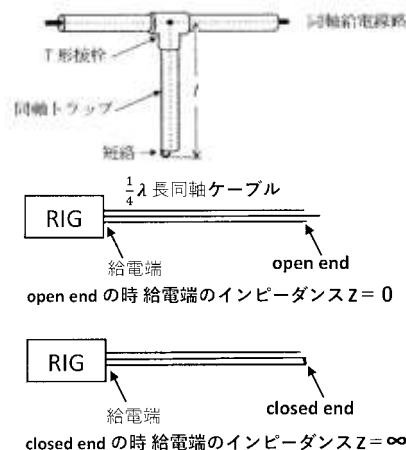
答：2

〔解説〕

使用周波数の 2 倍の周波数の高調波 ((第 2 高調波) の減衰に使用する同軸ケーブルによるトラップの一例。

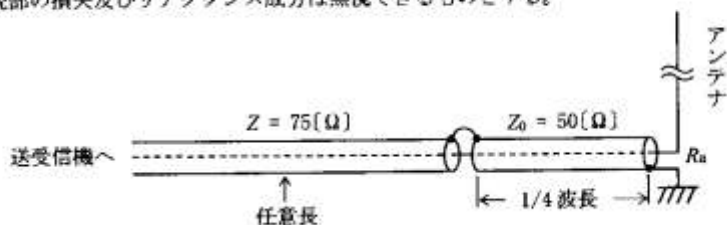
(右図は、令和 6 年 12 月期 HZ612 A-21 の出題図)

- ・基本波  $\lambda$  に対して、 $1/4\lambda$  長の同軸トラップの終端を **Open** にしたとき、右図の T 形接栓から見た同軸トラップのインピーダンス  $Z$  は、右図に示す通り  $Z = 0 [\Omega]$  となり、基本波よりも低い電波からのかぶりを除去する。
- ・同軸トラップの終端を **close** にしたときのインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \infty$  即ち、給電端に  $1/4\lambda$  の入力が接続されない状態となる。これは、基本波は通すが、基本波の 2 倍の周波数即ち第 2 高調波は出力されないことになる。



A - 18 図に示す、特性インピーダンス  $Z_0$  が  $50 [\Omega]$  の同軸ケーブルを使用した  $1/4$  波長整合回路の送受信機側に、特性インピーダンス  $Z$  が  $75 [\Omega]$  の同軸ケーブルを接続した場合、整合するアンテナの入力インピーダンス  $R_a$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、接続部の損失及びリアクタンス成分は無視できるものとする。

- 1 25  $[\Omega]$
- 2 33  $[\Omega]$
- 3 48  $[\Omega]$
- 4 56  $[\Omega]$
- 5 73  $[\Omega]$



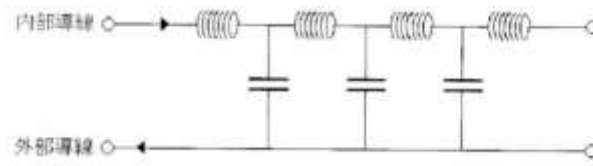
$$Z \text{ と } Z_0 \text{ 間の VSWR は、} VSWR = \frac{Z}{Z_0} = \frac{75}{50} = 1.5$$

$$Z_0 \text{ と } R_a \text{ 間のインピーダンスは、題意により } VSWR = \frac{50}{R_a} = 1.5 \Rightarrow R_a = \frac{50}{1.5} = 33.33 \approx 33 [\Omega]$$

答：2

〔解説〕

同軸ケーブル内ではコイルとコンデンサーが一樣に分布しているものと見なすことが出来、これを図式化すれば、次のように表すことが出来る。



給電線の特性インピーダンスを  $Z_0$ 、終端に接続の負荷インピーダンス  $Z_R$  に加わる進行波の電圧を

$$V_R \text{、電流を } I_R \text{ とすれば、進行波の電圧 } V_F \text{ は、} V_F = \frac{V_R + I_R Z_0}{2} \quad \text{反射波の電圧 } V_R \text{ は、} V_R = \frac{V_R - I_R Z_0}{2}$$

$$\text{電圧反射係数 } \gamma \text{ は、} \gamma = \frac{\text{反射波電圧}}{\text{進行波電圧}} = \frac{V_R}{V_F} = \frac{\frac{V_R - I_R Z_0}{2}}{\frac{V_R + I_R Z_0}{2}} = \frac{V_R - I_R Z_0}{V_R + I_R Z_0} = \frac{I_R Z_R - I_R Z_0}{I_R Z_R + I_R Z_0} = \frac{I_R (Z_R - Z_0)}{I_R (Z_R + Z_0)} = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \quad V_R = I_R Z_R$$

題与の回路の  $Z = 75[\Omega]$  と  $Z_0 = 50[\Omega]$  の接続による電圧反射係数  $\gamma$  は次の計算から求める。

$$Z \text{ と } Z_0 \text{ 間の電圧反射係数を } \gamma \text{ とすれば、} \gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} = \frac{75 - 50}{75 + 50} = 0.2$$

題与図の  $Z_0 = 50[\Omega]$  の同軸ケーブル単独の両端のインピーダンスは等しく  $50[\Omega]$  であり、両端の電圧反射係数  $\gamma$  は等しい。題与の回路の  $Z_0 = 50[\Omega]$  の同軸ケーブルが  $1/4$  波長となっているが、 $Z_0 = 50[\Omega]$  の同軸ケーブル長が何れの長さの切り口においても  $\gamma$  の値は同じになる。

次に、 $Z_0 = 50[\Omega]$  の右端のインピーダンスが  $50[\Omega]$  であり、これに  $R_a$  を接続したときの電圧反射係数を  $\gamma = 0.2$  にするための  $R_a$  の値は、 $\gamma = \frac{50 - R_a}{50 + R_a}$  から求める。

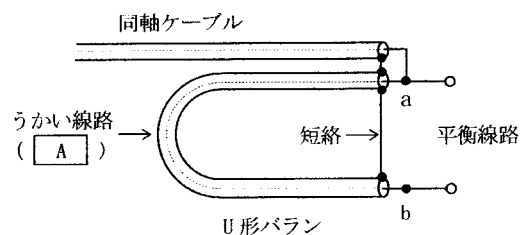
$$\therefore \gamma = 0.2 = \frac{50 - R_a}{50 + R_a} \Rightarrow 0.2(50 + R_a) = 50 - R_a \Rightarrow 1.2R_a = 50 - 10 \Rightarrow R_a = \frac{40}{1.2} = 33.33 \approx 33$$

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-20)

A - 20 次の記述は、図に示す U 形バラン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。  
なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとし、同軸ケーブル上の波長を  $\lambda$  とする。

- (1) 同軸ケーブルを U 字形に曲げたうかい線路の長さを □ A □ にすると、うかいした点 b における電圧、電流の位相は点 a より □ B □ [rad] 遅れるため、不平衡→平衡の変換がなされる。  
(2) ab 間のインピーダンスは同軸ケーブルの特性インピーダンスの □ C □ 倍となる。

	A	B	C
1	$\lambda/2$	$\pi$	4
2	$\lambda/2$	$\pi/2$	4
3	$\lambda/2$	$\pi/2$	2
4	$\lambda$	$\pi/2$	2
5	$\lambda$	$\pi$	2



答：2

〔解説〕

U 形バランは、半波長の迂回同軸線路を使用して位相が $\pi$  ( $180^\circ$ ) 異なる電圧を ab 間に取り出すことが出来る。同軸線路の外導体の電圧は零 (0) であり、a における中心同体の電圧を $+V$  [V] とすれば、b における中心同体の同軸線路の長さ (電気長) が半波長であるから極性が反対となり $-V$  [V] となり平衡―不平衡の変換がなされる。

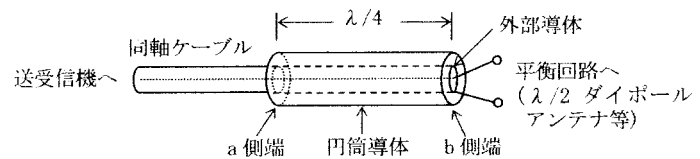
ab 間のインピーダンスは、同軸ケーブルの特性インピーダンスの 4 倍となるから、 $73$  [ $\Omega$ ] の同軸ケーブルを使用してフォールテッド・ダイポールアンテナ (特性インピーダンス  $292$  [ $\Omega$ ]) への給電が可能となる。

令和 6 年 4 月期 (HZ604 A-20)

A - 20 次の記述は、平衡―不平衡変換回路(バラン)の一種であるシュペルトップ(バズーカとも呼ばれる)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、波長を $\lambda$ とする。

- (1) 図に示すように、アンテナ給電部に接続する同軸ケーブルの終端に、長さが $\lambda/4$ の円筒導体をかぶせ、その  A  側端を同軸ケーブルの外部導体に短絡したものである。
- (2) 円筒導体の  B  側端では、電圧分布が最大で電流分布が最小であるため、インピーダンスは非常に大きい。このため、不平衡回路と平衡回路を直接接続したときに生ずる  C  電流が、同軸ケーブルの外部導体に沿って流れ出るのを防止することができる。

	A	B	C
1	a	短絡	平衡
2	a	開放	不平衡
3	a	短絡	不平衡
4	b	開放	不平衡
5	b	短絡	平衡



答：2

A - 18 次の記述は、ターンスタイルアンテナ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、波長を  $\lambda$  [m] とする。

- (1) ターンスタイルアンテナは、図1に示すように2つの半波長ダイポール  $a-a'$  及び  $b-b'$  が大地に平行で、かつ中心で直交する構造となっている。
- (2) 図2に示す給電例において、送受信機から  $75[\Omega]$  の同軸ケーブルで給電するとき、インピーダンス整合のためのQ形変成器は、□ A □ ×波長短縮率の長さの  $50[\Omega]$  の同軸ケーブルを使用し、 $90[^\circ]$  の位相差を持たせるための整合器(位相ライン)は、□ B □ ×波長短縮率の長さの  $75[\Omega]$  の同軸ケーブルを使用する。
- (3) 水平面指向特性はほぼ全方向であり、水平面のアンテナ利得は、半波長ダイポールアンテナの約 □ C □ 倍(真数)である。
- (4) アマチュア局においては、垂直面指向特性を利用するため、同じ構造のものに反射器や導波器を設けて、衛星通信に使用されることがある。

	A	B	C
1	$\lambda/2$	$\lambda/2$	2
2	$\lambda/2$	$\lambda/4$	$1/2$
3	$\lambda/4$	$\lambda/2$	2
4	$\lambda/4$	$\lambda/4$	$1/2$
5	$\lambda/4$	$\lambda/2$	$1/2$

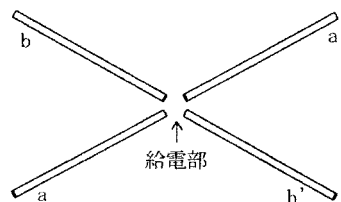


図1

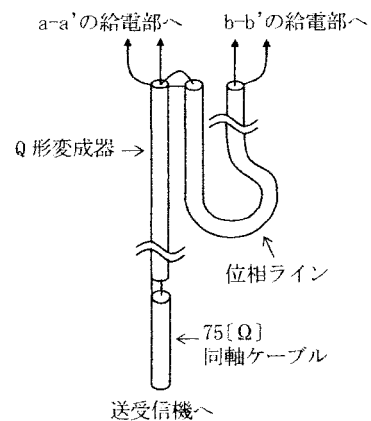


図2

答：4

#### 〔参考〕

同軸ケーブルの波長短縮率：波長短縮率＝伝送線路上の電磁波の波長÷真空中の電磁波の波長。

同軸ケーブルの波長短縮率は、芯線と外部導体の間の絶縁材（充実ポリエチレン、発泡ポリエチレン、テフロンなど）により決まる。

5D-2V、8D-2Vなどの充実ポリエチレンを使用した同軸給電線の場合は約67%、発泡ポリエチレンの場合約88%。詳しくはケーブルメーカーの資料参照。

短縮率を考慮しながら若干長めに同軸給電線を切断し、同軸給電線の先端の芯線と外部導体を短絡させ、開放端に高周波源及びSWR測定器を接続し、所定周波数を同軸給電線に供給し、その時のSWRを測定する。SWRを測定しながら同軸給電線の長さを切り詰め、SWR=1にする。この時の同軸給電線の長さが、波長短縮率を反映した給電線長となる。

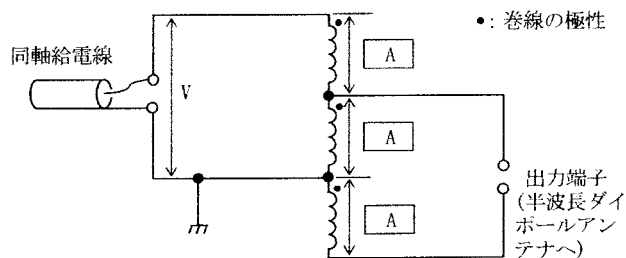
同軸給電線は、どの長さでもインピーダンスは変わらないが、負荷（アンテナ）インピーダンスを同軸ケーブルインピーダンスに整合させなければ、定在波が発生し、同軸給電線からの不要輻射、送信電力損につながる。



A - 20 次の記述は、図に示すバラン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、3 つのコイルの巻き数は同一であり、入出力インピーダンスの変換比は 1:1 とし、損失はなく整合が取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) 半波長ダイポールアンテナにインピーダンスが  $75[\Omega]$  で不平衡な同軸給電線を直接接続すると、同軸給電線の外部導体の外側表面に漏えい電流が発生するとともに、アンテナが平衡励振されず本来の動作が阻害される。
- (2) 図に示す電圧バランにおいては、同軸給電線側から入った電圧  $V$  により、各コイルには □ A □ の大きさの電圧が生じるため、出力端子には中点が接地された平衡な電圧が出力されアンテナに供給される。
- (3) 一般に図に示す電圧バランを実現するためには、3 本の電線をねじって又は平行にフェライト磁心(コア)に □ B □ 巻きと呼ばれる方法で巻く。なお、フェライト磁心として環状(トロイダル)のものを使用すること □ C □。

A	B	C
1 $V/3$	バイファイラ	はできない
2 $V/3$	トリファイラ	はできない
3 $V/2$	トリファイラ	はできない
4 $V/2$	トリファイラ	もできる
5 $V/2$	バイファイラ	もできる



答： 4

〔解説〕

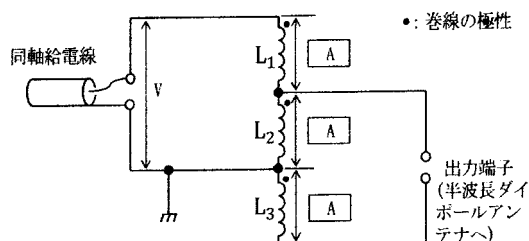
題与図は、不平衡－平衡バランの回路図。

同軸給電線からの入力電流は、右図の  $L_1$  と  $L_2$  に流れる。

この時  $L_3$  には不平衡回路に流れる電流の磁束によって逆起電力が発生する。

題意により  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$  の巻き数が同じゆえ接地側の  $0[V]$  を基準に  $L_2$  とは逆向きの電流が  $L_3$  に流れる。

従って、不平衡入力電力は  $L_2$  と  $L_3$  により出力端子では平衡電力を取り出すことが出来る。



A-20 次の記述は、同軸ケーブルによるQ形変成器と、これを使用したスタックアンテナへの給電及び整合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組合せを下の番号から選べ。ただし、アンテナは50〔Ω〕に整合されているものとし、分配点においては送信機からの同軸ケーブルとQ形変成器の内部導体同士及び外部導体同士がそれぞれ接続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。

図1に示す原理図において、Q形変成器(75〔Ω〕同軸ケーブル)の長さ $l$ を同軸線路上の波長の□Aとし、出力側のインピーダンス(純抵抗とする)が50〔Ω〕であるなら、入力側から見たインピーダンスは約□B〔Ω〕となる。

従って、図2に示す二つのQ形変成器を使用したスタックアンテナの給電の原理図において、分配点における合成インピーダンスは約□C〔Ω〕となり、送信機から分配点まで任意長の同軸ケーブルにより給電することができる。

また、長さ $l$ は同軸線路上の波長の□Aの□Dにすることができる。

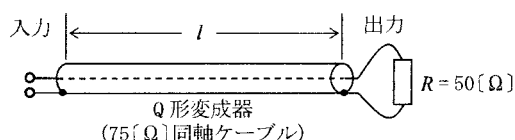


図1

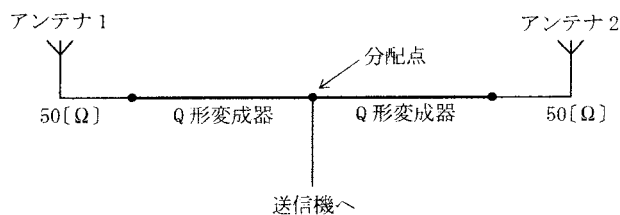


図2

	A	B	C	D
1	1/2	100.0	50.0	偶数倍
2	1/2	112.5	56.3	偶数倍
3	1/4	112.5	56.3	偶数倍
4	1/4	112.5	56.3	奇数倍
5	1/4	100.0	50.0	奇数倍

・題与図1では、

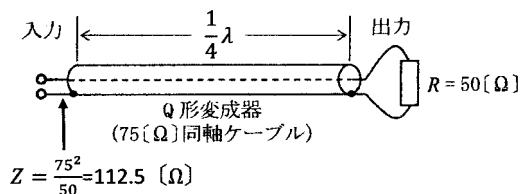
Q形変成器の長さ $l$ が1/4波長のとき、

・アンテナのインピーダンス $R = 50〔Ω〕$

・Q形変成器の同軸給電線のインピーダンス=75〔Ω〕

のとき、題与図の入力側から見たQ形変成器のインピー

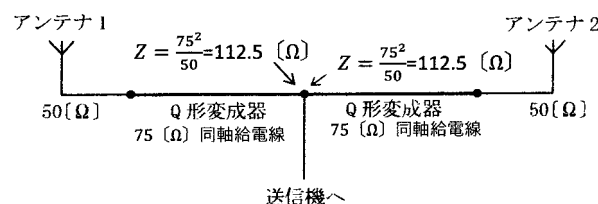
ダンス $Z$ は、 $Z = \frac{75^2}{50} = 112.5〔Ω〕$



・題与図2では、左右のQ形変成器が分配点で並列に接続されるから、分配点における合成インピー

ダンス $Z_0$ は、 $\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{112.5} + \frac{1}{112.5} = \frac{2}{112.5}$

$\Rightarrow Z_0 = \frac{112.5}{2} = 56.25 \approx 56.3〔Ω〕$



・Q形変成器の長さ $l$ は、1/4波長および1/4波長の奇数倍の長さでも同様の整合が得られる。

ただし、同軸ケーブル長は、波長短縮率を考慮して決める必要があり、5C-2V〔75Ω系〕の波長短縮率は一般に0.66が使われる(同軸給電線メーカーデータを参照)。

従って、例えば5C-2Vの場合のQ形変成器の実際同軸ケーブル長 $l$ は、 $l = \frac{1}{4} \lambda \times 0.66〔m〕$ とな

る。また、分配点から送信機への同軸給電線(56.3〔Ω〕 $\approx$  50〔Ω〕)は、任意長で接続できる。

答：4

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。

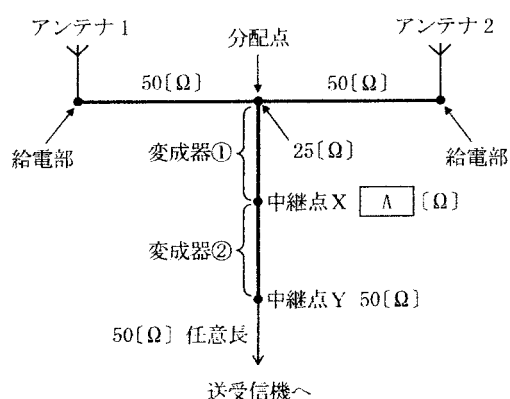
図において、アンテナ 1 及び 2 に接続されている 2 本の 50[Ω] 同軸ケーブルの分配点における合成インピーダンスは 25[Ω] である。

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



- ・アンテナ 1 から見た分岐点におけるインピーダンス  $Z_1$  は、

$$Z_1 = \frac{50^2}{50} = 50[\Omega]$$

- ・アンテナ 2 から見た分岐点におけるインピーダンス  $Z_2$  は、

$$Z_2 = \frac{50^2}{50} = 50[\Omega]$$

- ・分配点におけるインピーダンス  $Z_0$  は、 $Z_1$  と  $Z_2$  が並列に接続

$$\text{されているから、} \frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{50} + \frac{1}{50} = \frac{2}{50} = \frac{1}{25}$$

$$\Rightarrow Z_0 = 25[\Omega]$$

- ・変成器① (50[Ω] 同軸ケーブル) の中継点 X におけるインピーダンスを  $Z_X$  とすれば、中継点 X

$$\text{における } VSWR_X \text{ は、} VSWR_X = \frac{50}{Z_0} = \frac{50}{25} = 2 \text{ から } Z_X \text{ は、} Z_X = 50 \times VSWR_X = 50 \times 2 = 100[\Omega]$$

- ・変成器①の中継点 X のインピーダンス  $Z_X$  は、 $Z_X = 100[\Omega]$  、変成器②の同軸ケーブルのインピー

$$\text{ダンスが } 73[\Omega] \text{ から変成器②の中継点 Y における } VSWR \text{ は、} VSWR = \frac{100}{73} = 1.3698$$

$$\text{中継点 Y におけるインピーダンス } Z_Y \text{ は、} Z_Y = \frac{73}{1.3698} = 53.3 \approx 50[\Omega]$$

- ・変成器②の長さは、電圧定在波 = 0 となるケーブル終端部開放 =  $1/4\lambda$  とする。

答：1

〔参考〕

特性インピーダンス  $Z_0$  の給電線の終端に負荷インピーダンス  $Z_R$  を接続したときの VSWR は、

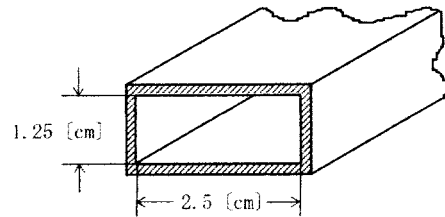
$$Z_0 > Z_R \text{ のとき } VSWR = \frac{Z_0}{Z_R}$$

$$Z_0 < Z_R \text{ のとき } VSWR = \frac{Z_R}{Z_0}$$

令和 7 年 11 月期 (HZ711 A-20)

A - 20 図に示す方形導波管の  $TE_{10}$  波の遮断周波数の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 4 [GHz]
- 2 6 [GHz]
- 3 9 [GHz]
- 4 10 [GHz]
- 5 12 [GHz]



導波管の遮断周波数  $f_c$  は、 $f_c = \frac{V_c}{2a} = \frac{3 \times 10^{10}}{5} = 0.6 \times 10^{10} = 6 \text{ [GHz]}$  (1G=1×10<sup>9</sup>)

但し、 $V_c$  : 光の速度 (300,000 [m/s])、 $a$  : 方形導波管の長辺の内法 [cm]

答 : 2

〔解説〕

導波管とは、光を含む電磁波の伝送路をいう。広義の伝送路としては、光ファイバーも導波管であるが、狭義では金属製ダクトを導波管という。

マイクロ波の伝送路では、主に中空の円形や方形を断面とした金属製管が用いられる。

電磁波は、その周波数(波長)に見合った管の内壁を、電磁波を形成しながら伝搬する。

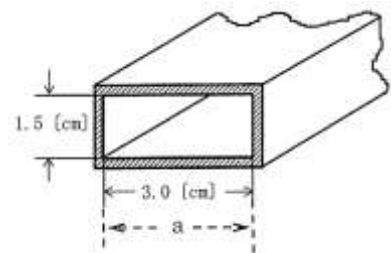
方形導波管は、断面形状が方形の中空導波管で、伝送モードに **TE** モードと **TM** モードがあり、最も低い周波数の伝送モードを一般に **TE<sub>10</sub>** という。

導波管の内法「 $a$ 」が波長の半分未満では電波は進行しない。

この限界波長を「遮断波長  $\lambda_c$ 」といい、 $\lambda_c = 2a$  [cm]

また、遮断周波数  $f_c$  は、 $f_c = \frac{V_c}{2 \times a}$  [Hz]

但し、 $V_c$  = 光の速度 :  $3 \times 10^{10}$  [m/s]



〔参考〕 **TE<sub>10</sub>** : 導波管内を進行することが出来る最も周波数の低いモード (上図導波管内の波の数 = 縦方向  $m = 1$ 、同横方向  $n = 0$ ) を一般に **TE<sub>10</sub>** (もしくは基本波モード **H<sub>10</sub>**) という。

遮断波長  $\lambda_c$  は、 $\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{(\frac{m}{2a})^2 + (\frac{n}{2b})^2}}$  から求める。

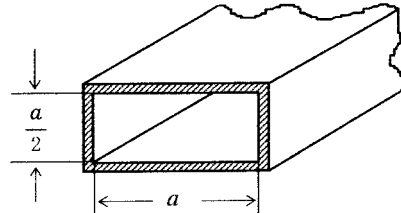
題与のモードが、**TE<sub>10</sub>** であるから、 $m = 1$ 、 $n = 0$  であり、これを上式に代入すれば、

$$\lambda_c = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{0}{2b}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2}} = \frac{1}{\frac{1}{2a}} = 2a \quad \text{が得られる。}$$

令和 6 年 4 月期 (HZ604 A-21)

A - 21 図に示す方形導波管の  $TE_{10}$  波の遮断周波数が 6 [GHz] のとき、長辺の長さ  $a$  の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1 1.5 [cm]
- 2 2.0 [cm]
- 3 2.5 [cm]
- 4 3.0 [cm]
- 5 3.5 [cm]



・遮断周波数  $f_c$  は、 $f_c = \frac{V_c}{2 \times a}$  [Hz] 但し、 $V_c$  = 光の速度： $3 \times 10^{10}$  [m/s]

$$\cdot a = \frac{V_c}{2f_c} = \frac{3 \times 10^{10}}{2 \times 6 \times 10^9} = \frac{3 \times 10^{10}}{1.2 \times 10^{10}} = 2.5 [\text{cm}]$$

答：3

平成 29 年 8 月期 (HZ908 A-20)

A - 20 アンテナに接続された給電線における定在波及び VSWR についての記述として、誤っているものを下の番号から選べ。

- 1 VSWR は、給電線とアンテナのインピーダンス整合の状態を表す。
- 2 定在波は、給電線に入射波と反射波が合成されて生ずる。
- 3 VSWR は、電圧定在波の最大振幅  $V_{\max}$  と最小振幅  $V_{\min}$  の比 ( $V_{\max}/V_{\min}$ ) で示される。
- 4 特性インピーダンスが 50 [Ω] の給電線に入力インピーダンスが 36 [Ω] のアンテナを接続すると、VSWR は 2.0 となる。
- 5 反射波がないときの VSWR は 1.0 である。

答：4

〔解説〕

特性インピーダンス  $Z_0$  の給電線に入力インピーダンス  $Z_A$  を接続したときの VSWR は、 $VSWR \geq 1$  であ

り、 $Z_0 > Z_A$  のとき  $VSWR = \frac{Z_0}{Z_A}$

$Z_0 < Z_A$  のとき  $VSWR = \frac{Z_A}{Z_0}$

ここに、 $Z_0 = 50 [\Omega]$ 、 $Z_A = 36 [\Omega]$  を代入すれば、 $VSWR = \frac{Z_0}{Z_A} = \frac{50}{36} \approx 1.39$  であり、選択肢 4 が誤り。

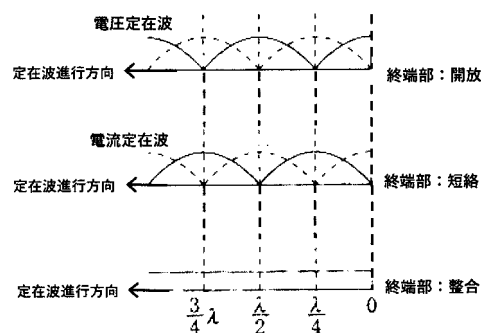
A - 19 アンテナに接続された給電線における定在波及び VSWR 等についての記述として、誤っているものを下の番号から選べ。ただし、波長を $\lambda$ とする。

- 1 VSWR は、給電線とアンテナのインピーダンス整合の状態を表す。
- 2 定在波は、給電線に入射波と反射波が合成されて生ずる。
- 3 給電線路上の電圧・電流の定在波の分布は、終端開放と終端短絡とは $\lambda/2$ ずれている。
- 4 VSWR は、電圧定在波の最大振幅  $V_{\max}$  と最小振幅  $V_{\min}$  の比 ( $V_{\max}/V_{\min}$ ) で示される。
- 5 特性インピーダンスが  $50 [\Omega]$  の給電線に入力インピーダンスが  $75 [\Omega]$  のアンテナを接続すると、VSWR は 1.5 となる。

答：3

〔解説〕

給電線の終端開放時と短絡時の電圧定在波と電流定在波の分布は、右図の通りとなる。この図から、給電線終端部から反射される電圧定在波は、開放時と短絡時では $\lambda/4$ のずれがある。電流定在波についても同じずれがある。



A - 19 アンテナの電圧反射係数が  $0.224 + j0.2$  であるときの電圧定在波比 (VSWR) の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、 $\sqrt{5} \approx 2.24$  とする。

- 1 1.2      2 1.5      3 1.9      4 2.2

電圧反射係数の絶対値  $\gamma$  は、 $\gamma = \sqrt{(\text{実数部})^2 + (\text{虚数部})^2}$  から求める。

題与の諸元を上式に代入すれば、 $\gamma = \sqrt{(0.224^2 + 0.2^2)} = \sqrt{0.050 + 0.04} = \sqrt{0.09} = \sqrt{\frac{9}{100}} = 0.3$

$$VSWR = \frac{1 + \gamma}{1 - \gamma} = \frac{1 + 0.3}{1 - 0.3} = \frac{1.3}{0.7} = 1.857 \approx 1.9$$

答：3

A - 24 同軸給電線とアンテナの接続部において、通過形電力計で測定した進行波電力が  $900 [\text{W}]$ 、定在波比 (SWR) が 2.0 であるとき、接続部における反射波電力の値として、正しいものを下の番号から選べ。

- 1 100 [W]      2 125 [W]      3 133 [W]      4 142 [W]      5 150 [W]

進行波電力を  $P_f [\text{W}]$ 、反射波電力を  $P_r [\text{W}]$  とすれば、定在波比 (SWR) は、 $SWR = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}}$  により求める。

$$2(\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}) = \sqrt{P_f} + \sqrt{P_r} \Rightarrow 2\sqrt{P_f} - 2\sqrt{P_r} = \sqrt{P_f} + \sqrt{P_r} \Rightarrow 3\sqrt{P_r} = \sqrt{P_f} \Rightarrow 9P_r = P_f$$

$$\Rightarrow P_r = \frac{P_f}{9} = \frac{900}{9} = 100 \text{ [W]} \quad \because \text{題与により } P_f = 900$$

答：1

〔参考：別計算法〕

題与の諸元：進行波電力  $P_f = 900 \text{ [W]}$ 、 $\text{SWR} = 2.0$  を上式に代入すれば、 $2.0 = \frac{\sqrt{900} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{900} - \sqrt{P_r}} = \frac{30 + \sqrt{P_r}}{30 - \sqrt{P_r}}$

$$2(30 - \sqrt{P_r}) = 30 + \sqrt{P_r} \Rightarrow 60 - 2\sqrt{P_r} = 30 + \sqrt{P_r} \Rightarrow 3\sqrt{P_r} = 30 \Rightarrow \sqrt{P_r} = 10$$

$$\Rightarrow P_r = 100 \text{ [W]}$$

令和4年12月期(HZ412 A-25)

A - 25 同軸給電線とアンテナの接続部において、CM 形電力計で測定した進行波電力が 900 [W]、反射波電力が 144 [W] であるとき、接続部における定在波比(SWR)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。

1 2.3      2 2.7      3 3.0      4 3.3      5 3.6

$$\text{SWR} = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}} \text{ から得られる。ここに、} \sqrt{P_f} : \text{進行波電力 [W]、} \sqrt{P_r} : \text{反射波電力 [W]}$$

$$\text{題与の諸元をこの式に代入すれば、} \text{SWR} = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}} = \frac{\sqrt{900} + \sqrt{144}}{\sqrt{900} - \sqrt{144}} = \frac{30 + 12}{30 - 12} = \frac{42}{18} = 2.33 \approx 2.3$$

答：1

令和7年5月期(HZ705 A-25)

A - 25 アンテナの給電部における進行波電力が 1,000 [W]、反射波電力が 40 [W] であるとき、給電部における定在波比(SWR)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。

	SWR	リターンロス
1	1.2	10 [dB]
2	1.2	14 [dB]
3	1.5	10 [dB]
4	1.5	14 [dB]
5	1.5	18 [dB]

$$\bullet \text{ } VSWR = \frac{\sqrt{P_f} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_f} - \sqrt{P_r}} \text{ に題与の諸元を代入すれば、} VSWR = \frac{\sqrt{1000} + \sqrt{40}}{\sqrt{1000} - \sqrt{40}} = \frac{31.62 + 6.32}{31.62 - 6.32} = \frac{37.94}{25.3} = 1.49 \approx 1.5$$

$$\bullet \text{ 電圧反射計数 } \gamma \text{ と } VSWR \text{ との間には、} VSWR = \frac{1+\gamma}{1-\gamma} \text{ の関係がある。ここに } VSWR = 1.5 \text{ を代入す}$$

$$\text{れば、} 1.5(1 - \gamma) = 1 + \gamma \Rightarrow 1.5 - 1.5\gamma = 1 + \gamma \Rightarrow 2.5\gamma = 0.5 \Rightarrow \gamma = 0.2$$

$$\bullet \text{ Return Loss} = -20 \log_{10} \gamma = -20 \log_{10} 0.2 = -20(\log_{10} 2 - \log_{10} 10)$$

$$= -20(0.3 - 1) = -20 \times (-0.7) = 14 \text{ [dB]}$$

答：4

B - 5 次の記述は、CM 形電力計による電力の測定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。

CM 形電力計は、送信機と □ ア □ 又はアンテナとの間に挿入して電力の測定を行うもので、誘導結合と □ イ □ を利用し、給電線の電流及び電圧に □ ウ □ する成分の □ エ □ から、進行波電力と反射波電力を測定することができるため、負荷の消費電力のほかに負荷の □ オ □ を知ることもできる。CM 形電力計は、取扱いが容易なことから広く用いられている。

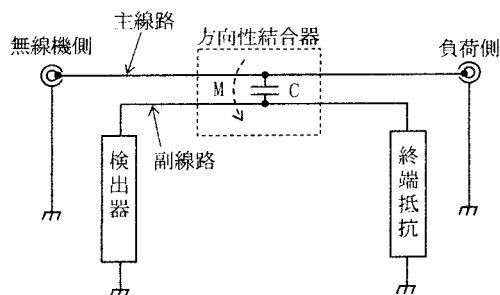
- |        |        |       |        |         |
|--------|--------|-------|--------|---------|
| 1 力率   | 2 抵抗結合 | 3 比例  | 4 電源   | 5 積と平方根 |
| 6 整合状態 | 7 容量結合 | 8 反比例 | 9 擬似負荷 | 10 和と差  |

答：ア：9、イ：7、ウ：3、エ：10、オ：6

A - 23 次の記述は、図に示す CM 形方向性結合器の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。ただし、検出器の内部抵抗と終端抵抗の値は等しいものとし、静電容量を  $C$ 、相互インダクタンスを  $M$  とする。

- (1) 無線機側から主線路に高周波電圧  $v$  及び電流  $i$  を流すと、副線路には容量結合によって □ A □ に比例した電流  $i_c$  と、誘導結合によって □ B □ に比例した電流  $i_m$  が流れる。
- (2)  $i_c$  は検出器と終端抵抗に二分され、それぞれの流れる方向は逆方向となる。一方、誘導結合によって生じる電流  $i_m$  の流れる方向は、結合の方向により検出器側から終端抵抗側、又はその逆方向のいずれかの一方となる。検出器に流れる電流を、 $i_m$  と二分された  $i_c$  の和となるように回路が構成されている場合、検出器において □ C □ 電力を測定することができる。
- (3) 次に、検出器と終端抵抗を入れ替 □ D □ 電力を測定すれば、定在波比を算出することができる。

- |   | A   | B   | C   | D   |
|---|-----|-----|-----|-----|
| 1 | $v$ | $i$ | 反射波 | 進行波 |
| 2 | $v$ | $i$ | 進行波 | 反射波 |
| 3 | $i$ | $v$ | 反射波 | 進行波 |
| 4 | $i$ | $v$ | 進行波 | 反射波 |



答：2

〔解説〕

題与の CM 形方向性結合器は、CM 形電力計として一般的である。

主線路に流れる信号を、容量結合と誘導結合によりこれに並行に配した副線路に電圧及び電流に比例した成分を誘起させる。検出部と終端抵抗を入れ替えることにより信号の進行波と反射波を測定する通過形電力計及び SWR 計として使用する。



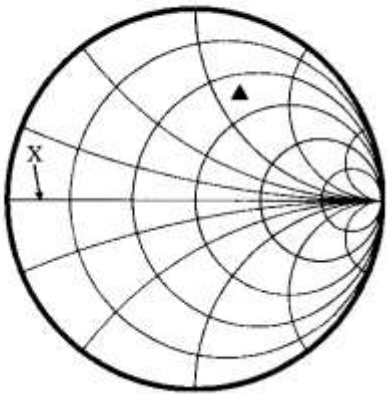
A - 24 次の記述は、図に示す一般的なスミスチャートの概略図について述べたものである。□ 内に入れるべき字句の正しい組合せを下の番号から選べ。

(1) 水平の直線 X が、正規化されたアンテナのインピーダンスの抵抗成分であるとき、直線 X の右端はアンテナを □ A □ した状態である。

(2) あるアンテナのインピーダンスが ▲ の位置であった時、このアンテナのリアクタンス成分は □ B □ である。

(3) ▲ の位置を利用して、このアンテナの SWR の値の読取りは □ C □ 。

A	B	C
1 開放 ( $\infty [\Omega]$ )	インダクティブ	できる
2 短絡 ( $0 [\Omega]$ )	インダクティブ	できない
3 開放 ( $\infty [\Omega]$ )	キャパシティブ	できる
4 短絡 ( $0 [\Omega]$ )	キャパシティブ	できない
5 開放 ( $\infty [\Omega]$ )	キャパシティブ	できない



答 : 1

〔解説〕

- (1) スミスチャートの右端はアンテナのインピーダンスを  $\infty [\Omega]$  にした状態。
- (2) 題与の ▲ の位置は、 $jX_L$  にあり、インダクティブ。
- (3) 水平軸 X は、インピーダンスが純抵抗にあり、水平軸 X の上側が  $jX_L$  でインダクティブ、下側が  $jX_C$  でキャパシティブ成分をプロットすることが出来るから、このチャートを使用してアンテナのインピーダンスを読み取ることが出来、また、インピーダンスの整合に必要な諸元を求めることも出来、アンテナの SWR の値を読み取ることが出来る。

〔解説〕

高周波回路のインピーダンスの実数部と虚数部の関係を、例えば、半端波長ダイポールアンテナの給電点インピーダンス  $Z = 73.1 + j42.5 [\Omega]$  をチャート上にプロットして回路のインピーダンスの実態を把握し、整合のための処置を見出す計算尺の様なもの。

円の水平軸が複素反射係数の実数部、右端  $\infty$  点から出ている放射軸が虚数部を表す。

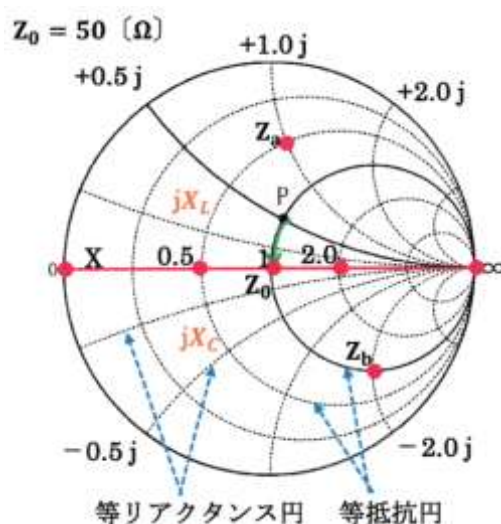
(反射係数：入射電圧に対する反射電圧の比を表すベクトル数値)

- インピーダンスの実数部（純抵抗部分）は周波数の影響を受けず一定であるから各円上は等抵抗であり、これを等抵抗円という。右端  $\infty$  点から放射状に出ている各線を等リアクタンス円といい、各線上は同じリアクタンスになる。

水平軸（純抵抗部分）より上側が誘導性（インダクティブ  $jX_L$  ）、下側が容量性（キャパシティブ  $jX_C$  ）を示す。

これを利用して例えば  $Z_a$  をチャートに  $Z_a = 0.5 + 1.0j$  とプロットすることが出来る。

- チャートの中心部（●）は、1.0 で、 $Z_0$  ( $Z_0 = 50 [\Omega]$ ) で正規化（割り算）している。



即ち、実際のインピーダンス  $Z$  を特性インピーダンス  $Z_0$  で除したもの ( $Z_0 = \frac{Z}{Z_0}$ ) を正規化インピーダンスという。

特性インピーダンスとは、分布定数回路上を伝搬している電圧と電流の比として定義され、通常同軸ケーブルと同じ  $50\Omega$  或いは  $75\Omega$  が使用される。

- ・次のインピーダンスを  $Z_0 = 50[\Omega]$  で正規化したチャート上にプロットすれば、各点の通りとなる。

$$Z_0 = 50\Omega \Rightarrow Z_0 = \frac{50}{50} = 1 \Rightarrow Z_0 = 1 \quad \dots \cdot Z_0 \text{ の点 (正規化)}$$

$$Z_a = 25\Omega + j50 \Rightarrow Z_a = \frac{25}{50} + j\frac{50}{50} \Rightarrow Z_a = 0.5 + 1.0j \quad \dots \cdot Z_a \text{ の点}$$

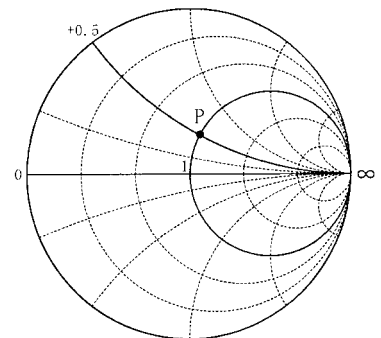
$$Z_b = 50 - j100 \Rightarrow Z_b = 1 - 2.0j \quad \dots \cdot Z_b \text{ の点}$$

- ・P 点のインピーダンスの虚数部を無くし純抵抗に整合 (緑色 →) させるには、 $+0.5j$  に対応するリアクティブ成分を直列に付加すれば良いことがわかる。

令和 4 年 12 月期 (HZ412 A-20)

A - 20 アンテナの  $10\text{ [MHz]}$  におけるインピーダンスが、図のスミスチャートにおいて P 点の位置であった。アンテナのリアクタンス成分を打ち消すためには、アンテナをどのように調整すればよいか。正しいものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの  $R$  (抵抗) 成分は  $50\text{ [}\Omega\text{]}$  とし、座標の数値は正規化されているものとする。

- 1  $2000/\pi\text{ [pF]}$  のコンデンサをアンテナに直列に接続する。
- 2  $2000/\pi\text{ [pF]}$  のコンデンサをアンテナに並列に接続する。
- 3  $1000/\pi\text{ [pF]}$  のコンデンサをアンテナに直列に接続する。
- 4  $1000/\pi\text{ [mH]}$  のコイルをアンテナに直列に接続する。
- 5  $1000/\pi\text{ [mH]}$  のコイルをアンテナに並列に接続する。



- ・題与スミスチャートの水平軸 ( $0 \sim \infty$  軸) は、複素反射計数の実数部即ち純抵抗部分を示す。この軸上の『1』は、インピーダンスを純抵抗の  $Z_0=50\text{ [}\Omega\text{]}$  で正規化したときの位置であり、水平軸 ( $1 \sim \infty$ ) を直径とした円が、『1』の等抵抗円となる。
- ・題与図の P 点は『1』を通る等抵抗円と  $\infty \sim +0.5j$  の等インダクティブ円の交点にあり、そのインピーダンス  $Z$  は、 $Z = 1 + j0.5$  となる。
- ・P 点のインダクティブ成分を水平軸 ( $50\Omega$ ) に移動調整するにはキャパシティブ成分を加える。  
 $Z = 1 + j0.5$  を正規化前の値に戻せば、 $Z = 50 + j25[\Omega]$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = 25 \Rightarrow C = \frac{1}{25 \times 2\pi f} = \frac{1}{25 \times 2\pi \times 10 \times 10^6} = \frac{0.002 \times 10^{-6}}{\pi} = \frac{2000}{\pi} \text{ [pF]}$$

インダクティブ成分に  $\frac{2000}{\pi} \text{ [pF]}$  のキャパシティブ成分を直列に接続して調整する

$\Rightarrow \frac{2000}{\pi} \text{ [pF]}$  のコンデンサーをアンテナに直列に接続する。

答：1

〔解説〕

- ・スミスチャートが  $50 [\Omega]$  を基準に正規化されているものとする。
- ・アンテナインピーダンスを純抵抗  $50 [\Omega]$  にするための手順を説明する。

スミスチャートの基準が純抵抗  $50 [\Omega]$  で、調整後のアンテナのインピーダンスを純抵抗  $50 [\Omega]$  とすれば、

スミスチャート上のインピーダンスの原点  $Z_0 = \frac{50}{50} = 1$

(正規化という)

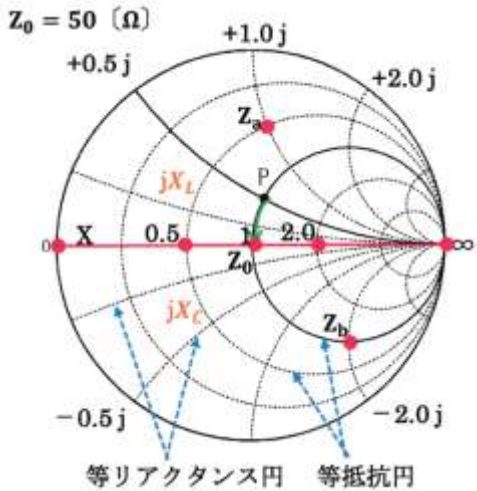
これをスミスチャート上の実数部(純抵抗)を示す軸(水平軸)上に『1』と置く。

- ・P点のインピーダンス  $Z$  は、純抵抗線上の『1』の等抵抗円と等リアクタンス円  $+0.5j$  の交点にあるから、水平軸(純抵抗  $50 \Omega$ )に対しインピーダンス  $Z$  は、 $Z = 1 + j0.5$  となる。この  $0.5$  はインダクティブ成分であり、正規化前のインダクタンスに直せば、 $X_L = 0.5 \times 50 = 25 [\Omega]$
- ・これを純抵抗線上へ移動(図の緑矢印線  $\rightarrow$ ) させるためにはキャパシティブ成分を加える。

キャパシティブ成分  $C$  は、 $X_C = \frac{1}{\omega C} = 25 \Rightarrow \frac{1}{2\pi f C} = 25 \Rightarrow C = \frac{1}{25 \times 2\pi f}$  から求める。

- ・例えば、スミスチャート上点Pにある共振周波数  $10 [\text{MHz}]$  アンテナのインピーダンスが  $Z = 1 + j0.5$  で、インダクティブ側にあるから、これをキャパシティブ成分で相殺すれば、アンテナのインピーダンスは純抵抗の  $50 [\Omega]$  となる。  $f = 10 [\text{MHz}]$  を代入すれば、

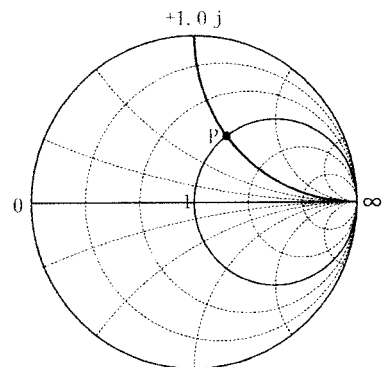
$$C = \frac{1}{25 \times 2\pi f} = \frac{1}{25 \times 2 \times 10 \times 10^6 \pi} = \frac{1}{50 \times 10^7 \pi} = \frac{0.02 \times 10^{-7}}{\pi} = \frac{2000 \times 10^{-12}}{\pi} = \frac{2000}{\pi} [\text{pF}]$$



令和 6 年 12 月期 (HZ612 A-19)

A - 19 アンテナの  $100 [\text{MHz}]$  におけるインピーダンスが、図のスミスチャートにおいてP点の位置であった。アンテナのリアクタンス成分を打ち消すためには、アンテナをどのように調整すればよいか。正しいものを下の番号から選べ。ただし、アンテナの  $R$  (抵抗) 成分は  $50 [\Omega]$  とし、座標の数値は  $50 [\Omega]$  で正規化されているものとする。

- 1  $100/(2\pi) [\text{pF}]$  のコンデンサをアンテナに直列に接続する。
- 2  $100/\pi [\text{pF}]$  のコンデンサをアンテナに直列に接続する。
- 3  $100/(2\pi) [\text{mH}]$  のコイルをアンテナに直列に接続する。
- 4  $100/\pi [\text{mH}]$  のコイルをアンテナに直列に接続する。



- ・点Pのインピーダンス  $Z$  は、 $Z = 1 + j1.0$  (参考：正規化前のインピーダンス  $Z = 50 + j50$ )
- ・点Pのインダクティブ成分をキャンセルするにはキャパシティブ成分を加える。
- ・正規化前のリアクタンス  $X_L = 50 [\Omega]$  に等しいキャパシタンス  $C$  は、

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = 50 \Rightarrow 50 = \frac{1}{2\pi f C} \Rightarrow C = \frac{1}{2\pi f \times 50} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^6 \times 50} = \frac{100}{\pi} \times 10^{-12} = \frac{100}{\pi} [\text{pF}]$$

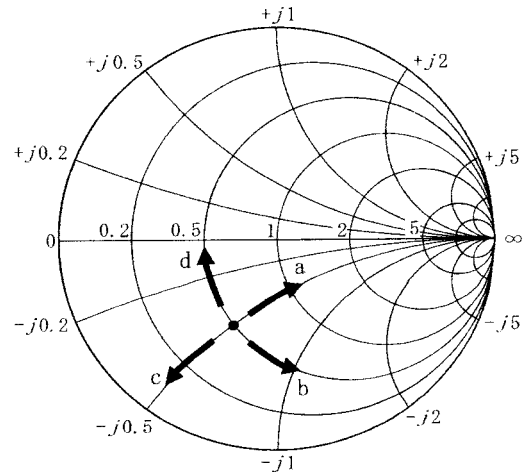
答：2

令和 6 年 4 月期 (HZ604 A-24)

A - 24 次の記述は、図に示すスミスチャートによるインピーダンスの表示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) ある回路のインピーダンスを 50 [Ω] で正規化した場合の表示位置が ● のとき、実際の値は □ A □ [Ω] である。
- (2) この回路に抵抗を直列に接続すると、● の位置は □ B □ の方向に移動する。
- (3) この回路にコンデンサを直列に接続すると、● の位置は □ C □ の方向に移動する。

	A	B	C
1	25 -j25	a	b
2	25 -j25	c	d
3	25 +j25	a	d
4	25 +j25	c	b



答：1

〔解説〕

- (1) スミスチャートから●点を直読するインピーダンス  $Z_{50}$  は、 $Z_{50} = 0.5 - j0.5$   
チャートは、50 [Ω] で正規化されているから、実際のインピーダンス  $Z$  は、  
 $Z = (0.5 - j0.5) \times 50 = 25 - j25$  ( ♪ 正規化前のインピーダンス )
- (2) この回路に抵抗  $R$  [Ω] を直列に接続すれば、 $Z = 25 + R - j25$  になるから、等リアクタンス円上を a 方向に移動する。
- (3) この回路にコンデンサを直列に接続すれば、容量性 (キャパシティブ  $jX_C$  ) が増加するから、●は題与図 b 方向に移動する。

平成 31 年 4 月期 (HZ104 A-21)

A - 21 次の記述は、短波(HF)帯の電波伝搬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。

2 地点間の短波通信回線において、使用周波数を次第に □ A □ すると、電離層の D 層及び E 層における □ B □ 減衰が大きくなり、ついに通信ができなくなる。この限界の周波数を □ C □ という。

	A	B	C
1	低く	第 1 種	LUF
2	低く	第 2 種	MUF
3	高く	第 1 種	MUF
4	高く	第 2 種	LUF
5	高く	第 1 種	LUF

答：1

令和 5 年 8 月期 (HZ508 A-22)

A - 22 次の記述は、短波通信における電離層伝搬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 送信地点を中心として、跳躍距離を半径とする円の内側のうち、地表波が到達する地域を除いた部分は不感地帯となる。
- 2 一定の入射角で電離層に進入した電波が電離層内で曲げられて反射されるときには、周波数の高い電波ほど電子密度の小さい層で反射される。
- 3 MUF(最低使用可能周波数)は、電離層の減衰量、入射角、送信電力及びアンテナ利得等の要因により決定される。
- 4 MUF(最高使用可能周波数)の約 85 (%)の周波数を FOT(最適使用周波数)といい、通信に最も適当な周波数とされている。

答：2

〔参考〕

臨界周波数は、電離層の電子密度の平方根に比例するので、電離層の電子密度が大きくなると電離層の臨界周波数も高くなる。

令和 5 年 4 月期 (HZ504 A-22)

A - 22 次の記述は、電離層伝搬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。

ダイポールアンテナから放射された短波(HF)帯の水平偏波の電波が電離層で反射して伝搬するとき、電波は、□ A □ の影響を受けて □ B □ 偏波となって地上に到達する。このため、受信点では垂直偏波用のアンテナでも受信できるようになるが、この偏波の状態は時間的に変化するために □ C □ フェージングを生ずる。

- |   | A     | B  | C   |
|---|-------|----|-----|
| 1 | 第一種減衰 | だ円 | 吸収性 |
| 2 | 第一種減衰 | 垂直 | 偏波性 |
| 3 | 地球磁界  | だ円 | 吸収性 |
| 4 | 地球磁界  | 垂直 | 干渉性 |
| 5 | 地球磁界  | だ円 | 偏波性 |

答：5

平成 30 年 4 月期 (HZ004 A-21)

A - 21 次の記述は、電離層の状態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 電離層の電子密度は、一般に昼間は大きく夜間は小さい。
- 2 E層は地上約 100 [km] の高さに現れ、F層は地上約 200 [km] から 400 [km] の高さに現れる。
- 3 F層の高さは、季節及び時刻によって変化する。
- 4 F層の電子密度は、E層の電子密度に比較して大きい。
- 5 太陽黒点数の多い年は、少ない年よりも電離層の電子密度は小さくなる。

答：5

〔解説〕

電離層は、以下の状況により変化する。

- ・日変化：電子密度が昼間大きく、夜間減少
- ・季節変化：電子密度が夏季に大きく、冬季に減少

- ・年変化：太陽黒点数が多いとき電子密度大、太陽黒点数が少ないとき電子密度少。9.5～11 年周期。

地上高		特 徴
高	F <sub>2</sub> 層 200～400km	昼間及び夏季の電子密度が高い（日変化、季節変化） 夜間、春秋期には電子密度の低下により両層が合体し F 層となる
	F <sub>1</sub> 層	
	E 層 90～100km	電子密度が正中時に最大、夜間に低下（日変化）
低	D 層 60～90km	昼間に発生し、夜間に消滅（日変化）

令和 4 年 4 月期 (HZ404 A-22)

A - 22 次の記述は、周波数帯ごとの電波の伝搬の特徴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) 中波(MF)帯の電波の伝搬では、昼間はD層による減衰が大きいため電離層反射波はほとんど無く □ A □ により伝搬するが、夜間はE層又はF層で反射して遠くまで伝わる。
- (2) 短波(HF)帯の電波の遠距離伝搬に使用される電離層の電子密度は、□ B □ の影響を受け季節や時刻によって変化するため、使用できる周波数も変化する。
- (3) 超短波(VHF)帯の電波は、伝搬距離が短いときは主に □ C □ により伝わり、通常は電離層反射波は無いが、スポンジックE層での反射により遠距離まで伝搬することがある。

A	B	C
1 散乱波	太陽活動	地表波
2 散乱波	地球磁界	地表波
3 地上波	地球磁界	地表波
4 地上波	地球磁界	直接波
5 地上波	太陽活動	直接波

答：5

平成 30 年 4 月期 (HZ004 A-23)

A - 23 次の記述は、超短波(VHF)帯電波の散乱現象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) 電波の散乱は、物体によるものだけに限らず、大気中の □ A □ にむらがある場合にも生じ、対流圏散乱通信は、この現象を利用するものである。
- (2) 対流圏散乱による伝搬は、自由空間伝搬に比べると伝搬損失が □ B □ 、フェージングが □ C □ という特徴がある。

A	B	C
1 誘電率	小さく	緩やか
2 誘電率	大きく	激しい
3 透磁率	大きく	緩やか
4 透磁率	小さく	激しい

答：2

A - 22 次の記述は、短波通信における電離層伝搬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 送信地点を中心として、跳躍距離を半径とする円のうち、地表波が到達する地域を除いた部分は不感地帯となる。
- 2 周波数を一定にして地上から上空に向かって電波を入射させたとき、電波の進行方向と電離層との角度が垂直に近くなるほど、電子密度の大きい層まで進入して反射される。
- 3 LUF(最低使用可能周波数)は、電離層の減衰量、送信電力及びアンテナ利得等の要因により決定されるが、入射角は関係しない。
- 4 MUF(最高使用可能周波数)の85 [%] の周波数をFOT(最適使用周波数)といい、通信に最も適当な周波数とされている。

答：3

〔解説〕

HF 帯通信周波数を下げて行けば D 層及び E 層における第一減衰が次第に大きくなって行き、やがて通信が出来なくなる周波数に至る。HF 帯通信が出来なくなる直前の周波数を最低使用可能周波数という。HF 帯電波は、電離層の反射点の地上からの高さ及び入射角  $\theta$  の大きさにより伝搬距離が変わる。

A - 21 次の記述は、短波通信における電離層伝搬と周波数の関係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 臨界周波数の電波を地上から斜めに打ち上げると、電離層を突き抜けてしまう。
- 2 MUF の85 [%] の周波数をFOTといい、通信に最も適当な周波数とされている。
- 3 MUF は、送受信点間で短波通信を行うために使用可能な周波数のうち最高の周波数である。
- 4 LUF は、送受信点間で短波通信を行うために使用可能な周波数のうち最低の周波数である。
- 5 LUF より低い周波数は、電離層の第一種減衰により通信不能となる。

答：1

〔解説〕

臨界周波数( $f_c$ )：地上から垂直に電波を発射し、周波数を低い方から高い方へ変化させたとき、電離層で反射され地上に戻ってくる電波の最も高い周波数を臨界周波数という。

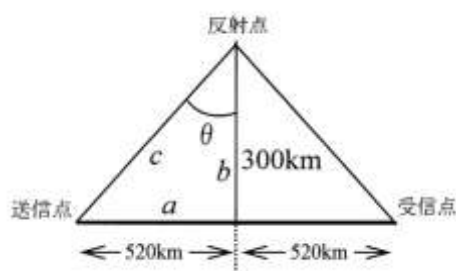
最高使用可能周波数(MUF: Maximum Useable Frequency)：

短波帯の電波を電離層に向かって斜めに発射したとき、電離層で反射され地表に戻ってくる最も高い周波数を最高使用可能周波数 (MUF) という。

$MUF = f_c \sec \theta = f_c \frac{1}{\cos \theta}$  ( $\because \sec \theta = \frac{1}{\cos \theta}$ ) であり、臨界周波数( $f_c$ )よりも常に高い周波数となる。

右図を例に説明すれば、送信点から発射した電波が電離層の反射点で反射され受信点に至るとき、反射点から地上へ立てた垂線の地上点と送信点間の地上距離を520[km]、垂線の高さを300[km]としたとき、ピタゴラスの定理により、斜辺  $C^2 = a^2 + b^2 = 520^2 + 300^2 = 360,400 \approx 360,000$

$$C = \sqrt{360,000} = 600[\text{km}] \quad \cos \theta = \frac{b}{c} = \frac{300}{600} = \frac{1}{2}$$



$MUF = f_c \sec \theta = f_c \frac{1}{\cos \theta} = f_c \frac{1}{\frac{1}{2}} = f_c \times 2$  となり、この例の場合、臨界周波数の2倍高い周波数が最高使用

可能周波数となる。

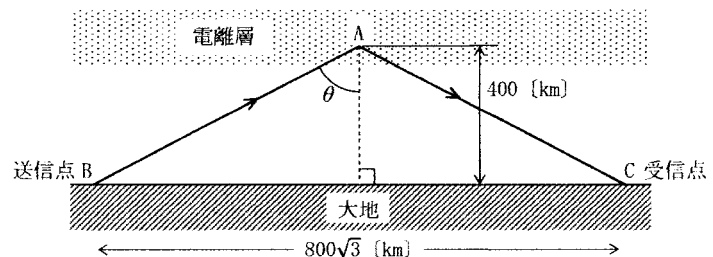
また、最適使用周波数(FOT: Frequency of Optimum Traffic)は、 $FOT = MUF \times 0.85$  となる。

令和 5 年 12 月期 (HZ512 A-22)

A - 22 図に示すように、 $800\sqrt{3}$  [km] 離れた送受信点 BC 間の F 層 1 回反射の伝搬において、電離層の臨界周波数が 13 [MHz] であるときの最高使用可能周波数(MUF)の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層の反射点 A の見掛けの高さは 400 [km] であり、電離層は水平な大地に平行な平面であるものとする。また、MUF を  $f_m$  [MHz]、臨界周波数を  $f_c$  [MHz]、電離層への入射角を  $\theta$  とすれば、 $f_m$  は、次式で与えられるものとする。

$$f_m = f_c \sec \theta$$

- 1 18.4 [MHz]
- 2 22.5 [MHz]
- 3 24.9 [MHz]
- 4 26.0 [MHz]
- 5 28.6 [MHz]



- ・ A からの垂線が大地に接した点を H とすれば、 $BH = \frac{800\sqrt{3}}{2} = 400\sqrt{3}$  [km]
- ・  $AB^2 = AH^2 + BH^2 = 400^2 + (400\sqrt{3})^2 = 400^2(1 + 3) = \Rightarrow AB = 400 \times 2 = 800$  [km]
- ・  $\cos \theta = \frac{AH}{AB} = \frac{400}{800} = \frac{1}{2}$
- ・ 題与の式に諸元を代入すれば、 $f_m = f_c \sec \theta = f_c \frac{1}{\cos \theta} = 13 \times \frac{1}{\frac{1}{2}} = 13 \times 2 = 26$  [MHz]

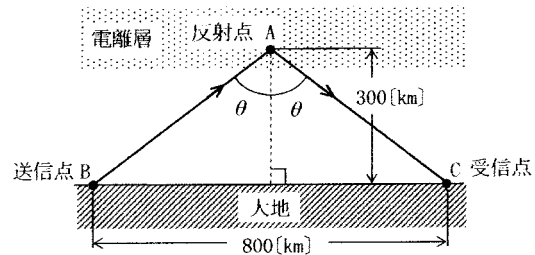
答： 4

令和 6 年 8 月期 (HZ608 A-21)

A - 21 図に示すように、送信点 B と受信点 C との間の距離が 800 [km] で、電離層の F 層 1 回反射伝搬において、最高使用可能周波数(MUF)が 15 [MHz] であるとき、臨界周波数  $f_c$  [MHz] の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F 層の反射点 A の高さは 300 [km] であり、電離層は水平な大地に平行な平面であるものとする。また、MUF を  $f_m$  [MHz] とし、 $\theta$  を電離層への入射角及び反射角とすれば、 $f_m$  は、次式で与えられるものとする。

$$f_m = f_c \sec \theta$$

- 1 7 [MHz]
- 2 8 [MHz]
- 3 9 [MHz]
- 4 10 [MHz]
- 5 11 [MHz]



- ・ 反射点 A からの垂線が大地に接した点を D とすれば、 $BD = \frac{800}{2} = 400$  [km]



$$\cdot \overline{AB}^2 = \overline{AD}^2 + \overline{BD}^2 = 300^2 + 400^2 = 90000 + 160000 = 250000 \Rightarrow AB = 500[\text{km}]$$

$$\cdot \sec\theta = \frac{1}{\cos\theta} \quad \cos\theta = \frac{300}{500} = \frac{3}{5}$$

$$\cdot f_m = f_c \sec\theta \Rightarrow f_c = \frac{f_m}{\sec\theta} = f_m \cos\theta = 15 \times \frac{3}{5} = 9[\text{MHz}]$$

答：3

令和3年4月期 (HZ304 A-22)

**A-22** 図に示すように、送受信点BC間のF層1回反射の伝搬において、最高使用可能周波数(MUF)が24[MHz]、臨界周波数が12[MHz]であるとき、24[MHz]に対する跳躍距離の値として最も近いものを下の番号から選べ。ただし、F層の反射点Aの見掛けの高さは300[km]であり、電離層は水平な大地に平行な平面であるものとする。また、MUFを $f_m$  [MHz]、臨界周波数を $f_c$  [MHz]とし、 $\theta$ を電離層への入射角とすれば、 $f_m$ は、次式で与えられるものとする。

$$f_m = f_c \sec\theta$$

1	1,260 [km]
2	1,040 [km]
3	810 [km]
4	630 [km]
5	520 [km]

最高使用可能周波数 (MUF)  $f_m$  は、 $f_m = f_c \sec\theta = f_c \frac{1}{\cos\theta}$

から求める。

題与の諸元：最高使用可能周波数  $f_m = 24[\text{MHz}]$ 、

臨界周波数  $f_c = 12[\text{MHz}]$ 、

反射点Aの見掛けの高さ  $AH = 300[\text{km}]$ 、

送信点BからA点までの距離  $= AB[\text{km}]$ 、

跳躍距離(送信点から受信点までの距離)  $BC = 2 \times BH = BC[\text{km}]$

$$\text{題与から } f_m = f_c \sec\theta \Rightarrow f_m = f_c \frac{1}{\cos\theta} \Rightarrow f_m \cos\theta = f_c \quad \because \sec\theta = \frac{1}{\cos\theta}$$

$$\text{題与の諸元：} f_m = 24[\text{MHz}]、f_c = 12[\text{MHz}] \text{ を } f_m \cos\theta = f_c \Rightarrow \cos = \frac{f_c}{f_m} = \frac{12}{24} = \frac{1}{2}$$

$$\cos\theta = \frac{1}{2} = \frac{AH}{AB} = \frac{300}{AB} \Rightarrow AB = 600[\text{km}]$$

$$\text{ピタゴラスの定理により } AH^2 + BH^2 = AB^2 \Rightarrow BH^2 = AB^2 - AH^2$$

$$BH^2 = 600^2 - 300^2 = 360,000 - 90,000 = 270,000 \Rightarrow BH = \sqrt{100^2 \times 3^2 \times 3} = 300\sqrt{3}$$

$$\Rightarrow \text{跳躍距離 } BC = 2 \times BH = 2 \times 300\sqrt{3} = 600\sqrt{3} = 600 \times 1.732 = 1,039.2 \approx 1,040[\text{km}] \quad \because \sqrt{3} = 1.732$$

答：2

〔別計算法〕

$$BH^2 = 600^2 - 300^2 = 300^2(4 - 1) = 300^2 \times 3 \Rightarrow BH = 300\sqrt{3} \quad \text{以下上述に同じ。}$$

A-23 半波長ダイポールアンテナに対する相対利得7 [dB]、地上高 $h_1$ が20 [m]の送信アンテナに、周波数150 [MHz]で20 [W]の電力を供給して電波を放射したとき、最大放射方向における受信電界強度が60 [dB $\mu$ V/m] (1 [ $\mu$ V/m]を0 [dB $\mu$ V/m]とする。)となる送受信点間の距離の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、受信アンテナの地上高 $h_2$ は10 [m]、受信点の電界強度 $E$ は次式で与えられるものとし、アンテナの損失はないものとする。また、 $\log_{10}2 \approx 0.3$ とする。

- 1 9.4 [km]
- 2 18.8 [km]
- 3 28.2 [km]
- 4 37.6 [km]
- 5 47.0 [km]

$$E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \text{ [V/m]}$$

$E_0$ : 送信アンテナによる直接波の電界強度 (V/m)

$h_1, h_2$ : 送、受信アンテナの地上高 [m]

$\lambda$ : 波長 [m]

$d$ : 送受信点間の距離 [m]

・題与の式  $E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}$  の  $E_0$  は、 $E_0 = \frac{7\sqrt{GP}}{d}$  から求める。この式にある $G$ は真数。

・題与の相対利得7 [dB]の真数 $G$ は、 $7 = 10\log_{10}G$ より  $0.7 = \log_{10}G$

$$0.7 = 1 - 0.3 \quad 1 = \log_{10}10 \quad 0.3 = \log_{10}2 \quad \text{から} \quad 0.7 = \log_{10}10 - \log_{10}2 = \log_{10}\frac{10}{2} = \log_{10}5$$

$$\log_{10}5 = \log_{10}G \Rightarrow G = 5$$

・題与の諸元：アンテナへの供給電力  $P = 20$  [W] 及び上述から得た  $G$  を  $E_0$  式に代入すれば、

$$E_0 = \frac{7\sqrt{GP}}{d} = \frac{7\sqrt{5 \times 20}}{d} = \frac{7\sqrt{100}}{d} = \frac{7 \times 10}{d} = \frac{70}{d}$$

・波長 $\lambda$ は、 $\lambda = \frac{300}{150} = 2$  [m]

・題与の受信電界強度=60 [dB $\mu$ V/m] を  $E$  [ $\mu$ V/m] (真数)に換算すれば、

$$60 = 20\log_{10}E \Rightarrow 3 = \log_{10}E \Rightarrow E = 10^3 = 1000 [\mu\text{V/m}] \quad \text{から}$$

題与の  $E = 60$  [dB $\mu$ V/m]  $\Rightarrow E = 1000$  [ $\mu$ V/m] に換算された。  $\because 3 = 3 \times 1 = 3\log_{10}10$

・以上の計算から得られた諸元を題与の式に代入すれば、 $E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d}$  から

$$1000 \times 10^{-6} = \frac{70}{d} \times \frac{4 \times 3.14 \times 20 \times 10}{2d} = \frac{175840}{2d^2} = \frac{87920}{d^2} \Rightarrow d^2 = \frac{87920}{1000 \times 10^{-6}} = 87.920 \times 10^6$$

$$\Rightarrow d = 9.376 \times 10^3 \Rightarrow d \approx 9.4 \text{ [km]}$$

答：1

[参考]

正の整数  $a$  と  $N$  が与えられたとき、 $N = a^b$  を満足させる実数  $b$  の値を  $a$  を底とする  $N$  の対数といい、 $N$  を  $b$  の真数という。これを対数で表せば、 $b = \log_a N$ 。常用対数の場合、底  $a = 10$  ゆえに  $b = \log_{10} N$  で表す。(一アマ国試では、常用対数しか出題されない。)

題与の受信電界強度  $V = 60$  [dB $\mu$ V/m] の 60 [dB $\mu$ V/m] は対数であるから、まずこれを真数に変換しなければならない。この手順を上記に説明している。

題与の条件：『1 [ $\mu$ V/m]を0 [dB $\mu$ V/m]とする』は、これを変換すれば  $0 = \log_{10}1$  であり、 $10^0 = 1$  を意味している。換言すれば、この条件下における  $\log$  は常用対数、即ち  $\log_{10}$  の条件下における計算を意味している。

A - 22 半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 7 [dB]、地上高  $h_1$  が 10 [m] の送信アンテナに、周波数 150 [MHz] で 20 [W] の電力を供給して電波を放射したとき、最大放射方向における受信点の電界強度が 40 [dB $\mu$ V/m] (1 [ $\mu$ V/m] を 0 [dB $\mu$ V/m] とする。)となる送受信点間の距離の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、受信点の電界強度  $E$  は次式で与えられるものとし、アンテナの損失はないものとする。また、受信点の地上高  $h_2$  は 11 [m] 及び  $\log_{10}2 \approx 0.3$  とする。

- 1 14 [km]
- 2 16 [km]
- 3 18 [km]
- 4 20 [km]
- 5 22 [km]

$$E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \quad [\text{V/m}]$$

$E_0$  : 送信アンテナによる直接波の電界強度 [V/m]

$h_1$  : 送信アンテナの地上高 [m]

$h_2$  : 受信点の地上高 [m]

$\lambda$  : 波長 [m]

$d$  : 送受信点間の距離 [m]

・題与の諸元 : ANT の相対利得  $G_0 = 7[\text{dB}]$ 、 $f = 150[\text{MHz}]$ 、 $P = 20[\text{W}]$ 、 $h_1 = 10[\text{m}]$ 、 $h_2 = 11[\text{m}]$

・ANT 利得を真数  $G$  に直せば  $7 = 10\log_{10}G \Rightarrow 0.7 = \log_{10}G$

$$0.7 = 1 - 0.3 = \log_{10}10 - \log_{10}2 = \log_{10}5 \quad \therefore \log_{10}5 = \log_{10}G \Rightarrow G = 5$$

・電界強度 40[dB $\mu$ V/m] を真数  $E$  に変換すれば、

$$40 = 20\log_{10}E \Rightarrow 2 = \log_{10}E \Rightarrow \log_{10}100 = \log_{10}E \Rightarrow E = 100[\mu\text{V/m}]$$

・波長  $\lambda$  は、 $\lambda = \frac{300}{150} = 2[\text{m}]$

$$\cdot E_0 = \frac{7\sqrt{GP}}{d} = \frac{7\sqrt{5 \times 20}}{d} = \frac{70}{d}$$

$$\cdot \text{以上を題与式に代入すれば、} \quad E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} = \frac{70}{d} \times \frac{4 \times 3.14 \times 10 \times 11}{2 \times d} = \frac{48356}{d^2} = 100 \times 10^{-6}$$

$$\Rightarrow d^2 = 483.56 \times 10^6 \Rightarrow d = 21.99 \times 10^3 \approx 22 \times 10^3 = 22[\text{km}]$$

答 : 5

A - 22 半波長ダイポールアンテナに対する相対利得 7 [dB]、地上高 20 [m] の送信アンテナに、周波数 150 [MHz] で 5 [W] の電力を供給して電波を放射したとき、最大放射方向で送信点から 20 [km] 離れた平面大地上の受信点における電界強度の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、受信アンテナの地上高は 10 [m] とし、受信点の電界強度  $E$  は、次式で与えられるものとする。また、アンテナの損失はないものとし、 $\log_{10}2 = 0.3$  とする。

$$E = E_0 \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda d} \quad [\text{V/m}]$$

$E_0$  : 送信アンテナによる直接波の電界強度 [V/m]

$h_1, h_2$  : 送、受信アンテナの地上高 [m]

$\lambda$  : 波長 [m]

$d$  : 送受信点間の距離 [m]

- 1 44 [ $\mu$ V/m]
- 2 88 [ $\mu$ V/m]
- 3 110 [ $\mu$ V/m]
- 4 132 [ $\mu$ V/m]
- 5 220 [ $\mu$ V/m]

・題与式の  $E_0$  は、 $E_0 = \frac{7\sqrt{GP}}{d}$  から求める。 $G$  は、相対利得の真数であるから 7 [dB] を真数に変換す

$$\text{れば、} \quad 7 = 10\log_{10}G \Rightarrow 0.7 = \log_{10}G \quad 0.7 = 1 - 0.3 = \log_{10}10 - \log_{10}2 = \log_{10}\frac{10}{2} = \log_{10}5$$

$$\therefore \log_{10}5 = \log_{10}G \Rightarrow G = 5 \quad P = 5[\text{W}], d = 20[\text{km}] \quad \text{を上式に代入すれば、}$$

$$E_0 = \frac{7\sqrt{5 \times 5}}{20 \times 10^3} \Rightarrow E_0 = \frac{35}{20 \times 10^3}$$

・波長 $\lambda$ は、 $\lambda = \frac{300}{150} = 2[m]$  以上を題与式に代入すれば、

$$\cdot E = \frac{35}{20 \times 10^3} \times \frac{4 \times 3.14 \times 20 \times 10}{2 \times 20 \times 10^3} = \frac{35 \times 4 \times 3.14}{4 \times 10^6} = \frac{439.6}{4 \times 10^6} = 109.9 \times 10^{-6} \cong 110 \times 10^{-6} \cong 110[\mu V/m]$$

答 3

令和 7 年 5 月期 (HZ705 A-21)

A - 21 超短波 (VHF) 帯通信において、受信局のアンテナの高さが 9.0 [m] であるとき、送受信局間の電波の見通し距離が 33.0 [km] となる送信局のアンテナの高さとして、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、大気は標準大気とする。

- 1 15.3 [m]      2 18.5 [m]      3 20.4 [m]      4 22.2 [m]      5 25.0 [m]

電波の見通し距離を  $d[\text{km}]$ 、送信アンテナの高さを  $h_1[\text{m}]$ 、受信アンテナの高さを  $h_2[\text{m}]$  とすれば、 $d = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$  の関係がある。

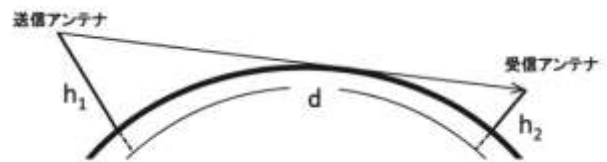
題与の諸元をこの式に代入すれば、 $33 = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{9}) \Rightarrow 33 - 4.12 \times 3 = 4.12\sqrt{h_1}$   
 $\sqrt{h_1} = 20.64 \div 4.12 = 5.009 \Rightarrow h_1 = 25.09 \cong 25[m]$

答：5

〔解説〕

幾何学的見通し距離は、右図の通り送信アンテナから受信アンテナを直線的に見通したときの距離をいう。

電波の見通し距離では、対流圏内における正常な大気の屈折率の影響を受け、電波は直進せず地球の湾曲に沿って伝搬してゆくため、幾何学的見通し距離よりも遠方まで延伸した見通し距離となり、 $d = 4.12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$  [km] から求めることが出来る



電波が大気の屈折率による影響を受けない、いわゆる幾何学的見通し距離の場合を  $d'$  とすれば、 $d' = 3.57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$  [km] となる。

題与の諸条件をこの式に代入すれば、 $d' = 3.57(\sqrt{16} + \sqrt{1}) \cong 17.9$  [km] となり、大気の屈折率による影響を受けないことにより伝搬距離が短くなる。

A - 13 次の記述は、月面反射(EME)通信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) EME 通信は、電離層を通過できるような高い周波数帯の電波を月に向けて発射し、月面で反射された電波を受信して通信を行うものである。伝搬減衰が大きいため、大電力送信機、高利得アンテナ及び □A□ が必要である。

(2) 送信電波が地球から月まで往復するのに要する時間は □B□ であり、月と地球上の観測者との相対運動によるドブラ効果により、戻ってきた送信電波は送信周波数から少し離れた周波数で受信される。

(3) EME 通信は、電信(AIA)電波が主に使用されていたが、近年では □C□ データ(デジタル)通信が使われることが多い。

	A	B	C
1	広帯域受信機	約 2.5 秒	広帯域
2	広帯域受信機	約 1.5 秒	狭帯域
3	高感度受信機	約 2.5 秒	広帯域
4	高感度受信機	約 1.5 秒	狭帯域
5	高感度受信機	約 2.5 秒	狭帯域

答：5

〔解説〕

電波の伝搬速度：30 万 km/sec（光速に同じ） 地球～月間距離：38.5 万 km ⇒ 往復で 77 万 km

$$\text{電波の地球～月間往復伝搬所要時間} = \frac{77 \text{ 万 km}}{30 \text{ 万 km/sec}} \approx 2.56[\text{sec}]$$

A - 15 次の記述は、月面反射(EME)通信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) EME 通信は、電離層を通過するような高い周波数帯の電波を月に向けて発射し、月面で反射された電波を受信して通信を行うものである。伝搬減衰が大きいため、大電力送信機、高利得アンテナ及び □A□ 等を使った低雑音受信機を使用することが多い。

(2) 送信電波が地球と月の間を往復するのに要する時間は約 □B□ であり、月と地球上の送受信点との相対運動によるドブラ効果により、戻ってきた電波は送信周波数から少し離れた周波数で受信される。

(3) 近年 EME 通信において使われている、JT65 や FT8 等と呼ばれるデジタル通信は □C□ を用いているため RTTY よりデコード率が高い。

	A	B	C
1	HEMT	2.5 秒	ARQ
2	HEMT	1.5 秒	ARQ
3	HEMT	2.5 秒	FEC
4	PIN ダイオード	1.5 秒	ARQ
5	PIN ダイオード	2.5 秒	FEC

ARQ: Automatic repeat request 又は Automatic request for reception  
FEC: Forward error correction

答：3

〔解説〕

・ HEMT: High Electron Mobility Transistor 高電子移動度トランジスタ。半導体ヘテロ接合に誘起された高移動度二次元電子ガス(2DEG)をチャンネルとした電界効果トランジスタ。

・ 地球－月間距離＝385,000 [km] 電波の速度(光速)＝300,000 [km/sec]

$$\text{電波の地球・月間往復所要時間} = \frac{385000}{300000} \times 2 = 2.56[\text{sec}]$$

・ FEC: Forward error correction データ送信時に誤り訂正用符号をあらかじめ添付し、データ伝送中にノイズなどにより誤りを検出しても伝送中に即訂正対応してデータを復元し再送省く。

B - 4 次の記述は、GPS(Global Positioning System)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) GPS の各衛星は、地上から高度約 20,000 [km] の軌道上を約 □ ア □ 周期で周回している。
- (2) 測定点の位置は、□ イ □ の衛星の位置と衛星までの距離から求められる。
- (3) その距離は、衛星から発射された □ ウ □ を測定して計算により求める。
- (4) 測位に使用している周波数は □ エ □ 帯である。
- (5) アマチュア局においては、自局が発射する電波に位置情報を重畳したり、通信機や測定器の □ オ □ 基準として利用したりしている。

- |         |       |      |                       |             |
|---------|-------|------|-----------------------|-------------|
| 1 6 時間  | 2 電圧  | 3 一つ | 4 電波が測定点で受信されるまでの時間   | 5 極超短波(UHF) |
| 6 12 時間 | 7 周波数 | 8 複数 | 9 電波を測定点で受信したときの電波の強度 | 10 超短波(VHF) |

答：ア：6、イ：8、ウ：4、エ：5、オ：7

〔参考〕

GPS 衛星は約 20,000km の高度を一周約 12 時間で動く準同期衛星。いくつかの軌道の上に打ち上げられた 30 個ほどの衛星コンステレーションで地球上の全域をカバーしている。

A - 23 次の記述は、短波(HF)帯の電波のフェージング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) 電波が電離層に入射するときは直線偏波であっても、一般に電離層で反射されるとだ円偏波に変わる。受信アンテナは通常水平又は垂直導体で構成されているので、受信アンテナの起電力は時々刻々変化し、□ A □ フェージングが生ずる。
- (2) 被変調波の全帯域が一様に化する □ B □ フェージングは、受信機の AGC の動作が十分であれば相当軽減できる。
- (3) 短波帯の遠距離伝搬においては、送信点から放射された電波が二つ以上の異なった伝搬通路を通り受信点に到来し、受信点で位相の異なる受信波を合成する場合、□ C □ フェージングが生ずる。

- |       | A   | B   | C |
|-------|-----|-----|---|
| 1 偏波性 | 同期性 | 干渉性 |   |
| 2 偏波性 | 選択性 | 干渉性 |   |
| 3 偏波性 | 同期性 | 跳躍性 |   |
| 4 干渉性 | 選択性 | 跳躍性 |   |
| 5 干渉性 | 同期性 | 跳躍性 |   |

答：1

〔解説〕

干渉性フェージング：送信点からの電波が二つ以上の異なった経路を伝搬して受信点に達するとき、伝搬経路の長さの違いにより到来電波に時間差と位相差が生じ、その合成電界強度が変動することにより生ずるフェージングをいう。

このうち時間差は、到来電波のエコーの原因となる。

偏波性フェージング：電離層で反射された電波は、地球磁界の影響を受けて楕円偏波となって受信点に到達する。受信アンテナは、垂直または水平アンテナが使用される。いま、垂直アンテナを使用しているとすれば、楕円偏波のうちの垂直偏波をとらえたときは受信機の入力端子電圧が高くなり、一方水平偏波のときは入力端子電圧

が低くなる。この様に入感する電波の楕円偏波の状況により生ずるフェージングをいう。

選択性フェージング：変調波の帯域幅によってフェージングの状態が異なるフェージングをいう。変調波の帯域幅が広いほどフェージングを受けやすい。J3E 電波は A3E 電波よりも帯域幅が狭いから選択性フェージングを受け難い。

同期性フェージング：変調波の全帯域が同じように変化して生ずるフェージングをいう。

跳躍性フェージング：短波帯の通信において、使用周波数による電離層の高さと電子密度の関係により電波が電離層を突き抜けたり反射したりするため、受信点では入感する電波に強弱が発生するフェージングをいう。

平成 28 年 8 月期 (HZ808 A-22)

A - 22 次の記述は、主に VHF 及び UHF 帯の通信において発生するフェージングについて述べたものである。この記述に該当するフェージングの名称を下の番号から選べ。

気象状況の影響で、大気屈折率の高さによる減少割合の変動にともなう、電波の通路の変化により発生するフェージング。

- 1 偏波性フェージング
- 2 シンチレーションフェージング
- 3 吸収性フェージング
- 4 K 形フェージング
- 5 跳躍性フェージング

答：4

〔解説〕

気象状況の影響を受けて大気屈折率の分布状態が変化して地球の等価半径係数Kが変化するため、直接波と大地反射波との干渉状態や大地による回折状態が変化して生じるフェージングをK形フェージングという。

電波は一般に直進するとしているが、VHFやUHF帯の電波は、標準状態の大気中を伝搬するとき実際には直進せず地球の湾曲に沿うように緩やかな弧を描いて進むから、電波の見通し距離は光学的な見通し距離よりも少し遠くなる。地球の半径を $r$ とし、伝搬の通路を仮想の地球と考え、地球に沿うように湾曲に伝搬する電波の曲率半径を  $kr$  とすれば、伝搬する電波の等価地球半径係数K は、 $K = \frac{kr}{r}$  で表される。

日本では標準大気中では  $K = \frac{4}{3}$  を当てはめる。

A - 22 次の記述は、超短波 (VHF) 帯及び極超短波 (UHF) 帯における電波の伝わり方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、大気は標準大気とする。

- 1 大気の屈折率は、地上からの高さとともに小さくなる。
- 2 大気中を水平に発射された電波は、地球の半径の 4 倍の半径をもって地表と反対の方へ曲がりながら伝搬する。
- 3 送受信点間の電波の通路を直線で表すために仮想した地球の半径を、等価地球半径という。
- 4 等価地球半径は、真の地球半径を 4/3 倍したものである。
- 5 電波の見通し距離は、幾何学的な見通し距離よりもいくぶん長い。

答：2

〔解説〕

- ・標準大気の屈折率は、上層に行くほど屈折率は小さくなる。
- ・電波は、地球の半径に沿うように湾曲して伝搬する結果、電波の伝搬距離は光学的な見通し距離よりも長くなる。
- ・地球の半径  $r$  に対し、地球の半径に沿うように湾曲する曲線の等価半径を  $kr$  とすれば、等価地球半径係数  $K$  は、 $k = \frac{kr}{r}$  により導かれ、日本における標準大気中の  $K$  は  $K = \frac{4}{3}$  になる。

B - 5 次の記述は、標準大気中の等価地球半径係数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) 大気の屈折率は高さにより変化し、上層に行くほど屈折率が □ ア □ なる。そのため電波は □ イ □ に曲げられる。しかし、電波の伝わり方を考えるとき、電波は □ ウ □ するものとして取り扱った方が便利である。
- (2) このため、地球の半径を実際より大きくした仮想の地球を考え、地球の半径に対する仮想の地球の半径の □ エ □ を等価地球半径係数といい、これを通常  $K$  で表す。
- (3)  $K$  の値は □ オ □ である。

- |     |      |       |      |        |
|-----|------|-------|------|--------|
| 1 比 | 2 上方 | 3 4/3 | 4 直進 | 5 大きく  |
| 6 和 | 7 下方 | 8 5/3 | 9 屈折 | 10 小さく |

答：ア：10、イ：7、ウ：4、エ：1、オ：3

〔解説〕

真空中の屈折率は 1 で、標準大気では通常 1.0003 程度であるが、気圧、温度、湿度によって変化し、上層に行くほど屈折率が小さくなる。この影響を受け電波は、直進せず地球の湾曲に沿うように緩やかな弧（等価半径  $kr$ ）を描いて進み、電波の見通し距離が光学的距離よりも若干長くなる。地球の実際の半径を  $r$  としたとき、 $K = \frac{kr}{r}$  を等価地球半径係数といい、標準大気中では  $K$  の値を  $\frac{4}{3}$  としている。



A - 23 次の記述は、超短波(VHF)帯及び極超短波(UHF)帯の電波における山岳回折による伝搬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、山岳は波長に比べて十分高く、その頂部が送信点及び受信点から見通せるものとする。また、大地は球面大地とする。

- 1 見通し外伝搬において、伝搬路上に山岳があり、その山岳の尾根の厚みが波長に比べて薄く、かつ、完全導体とみなせるような場合には、山岳回折波の電界強度は、山岳がないときの球面大地回折波より高くなることもある。
- 2 一般に、送信点と受信点の間に電波の通路をさえぎる山が複数ある場合の回折損は、孤立した一つの山がある場合よりも大きくなるので、電波の減衰が多い。
- 3 山岳利得(山岳回折利得)は、山岳回折による伝搬によって受信される電波の電界強度が、山岳がない場合に受信される電波の電界強度に比べてどれだけ高くなるかを表す。
- 4 見通し外伝搬において、山岳がない場合の球面大地による回折損は、一般に送信点と受信点の間に山岳がある場合の回折損よりも大きい。
- 5 山頂に多くの樹木があり、茂っている枝葉が強風で揺れても、山岳回折波を利用した受信の際にフェージングが生ずることとはない。

答：5

〔解説〕

V・UHF 帯の電波は、生い茂る樹木の大きな揺れ、豪雨などにより電波の伝搬が乱れ、フェージングの原因となることがある。

B - 5 次の記述は、ラジオダクト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。

電波についての標準大気屈折率は、高さ(地表高)とともに □ ア □ する。また、大気屈折率に □ イ □ 及び地表高を関連づけて表した修正屈折指数(指数) $M$ は、標準大気中で高さとともに □ ウ □ する。しかし、上層の大気の状態が □ エ □ で、下層の大気はその逆の状態となるとき、 $M$ の高さ方向の変化が標準大気中と逆になる。このような状態の大気の層を逆転層という。この層はラジオダクトを形成し、□ オ □ 以上の電波を見通し外の遠距離まで伝搬させることがある。

- |          |        |       |       |       |
|----------|--------|-------|-------|-------|
| 1 電離層の高さ | 2 低温高湿 | 3 電離層 | 4 超短波 | 5 増大  |
| 6 地球半径   | 7 高温低湿 | 8 風速  | 9 中波  | 10 減少 |

答：ア：10、イ：6、ウ：5、エ：7、オ：4

〔解説〕

ア：上層の大気の状態が高温低湿で、下層の大気はその逆の状態のとき、修正屈折指数  $M$  の高さ方向の変化が標準大気中と逆、すなわち逆転層が発生する。電波はこの逆転層と大地間を反射しながら見通し外の遠距離まで伝搬する。

オ：スプラディック E 層は、E 層とほぼ同じ地上から 100km あたりで発生する。

ラジオダクトは、この高さに限らない。

A - 25 次の記述は、アマチュア衛星通信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 地球を周回している非静止衛星の通信エリアは、衛星の周回とともに移動するため、一定時間しか通信ができない。
- 2 衛星からの電波がフェージングを伴うことがあるのは、大地・建造物反射の影響や偏波面の変化等が原因である。
- 3 アップリンクの周波数は、超短波(VHF)帯又は極超短波(UHF)帯の周波数が用いられることが多い。
- 4 通信に使用できる電波型式は、どのアマチュア衛星も F3E(FM)電波のみである。
- 5 偏波面の変化に対応するため、クロス八木(八木・宇田)アンテナやヘリカルアンテナなどが使われる。

答：4

〔解説〕

アマチュア衛星には音声、画像、データ用中継器を搭載しており、F3E 以外の電波形式の通信も可能である。

A - 24 ある直流電源の電圧を、精度階級の階級指数が 0.5(級)で最大目盛値が 200 [V] の永久磁石可動コイル形直流電圧計で測定したとき、100 [V] を指示した。真の値の範囲として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、電圧計の読み取りによる誤差はないものとする。

- 1 90.0～110.0 [V]
- 2 95.0～105.0 [V]
- 3 99.0～101.0 [V]
- 4 99.5～100.5 [V]
- 5 100.0～105.0 [V]

階級精度が 0.5 (級) とは、計測器目盛の最小から最大目盛値の何れの測定値においても最大測定値における測定精度 $\pm 0.5$  (%) が許容されることを意味する。即ち、最大目盛値 $\times (\pm \frac{0.5}{100})$  が真値に対する

誤差範囲となる。題与の計器における測定誤差の範囲は、誤差範囲 $= 200 \times (\pm \frac{0.5}{100}) = \pm 1[V]$

従って、電圧計の指示値100[V]に対する誤差は、 $100 \pm 1 = 99 \sim 101[V]$

答：3

〔解説〕

指示電気計器の許容誤差は、その計器の最小値から最大指示値までの何れの測定値に対しても、最大測定値における測定誤差が許される。

即ち、最大指示値における測定誤差がスケール全般にわたり何れの測定値に対しても適用される。

最大目盛値が 200[V] で精度階級が 0.5 級のときの許容誤差は、最大目盛値に至るまでの如何なる指示値にあっても、最大値 $\times \pm 0.5[\%]$  の誤差が全目盛にわたって許容される。従って、測定範囲の広い測定器で小さな値を測定すれば、小さな測定値に含まれる測定誤差が大きくなり、結果的に測定精度が悪くなる。測定範囲の広いレンジから順次測定範囲を下げてゆき予想値よりも少し上回るレンジで測定すれば測定誤差を相対的に小さく出来る。

指示電気計器の 許容誤差による分類	
許容誤差(%)	精度階級
$\pm 0.2$	0.2級
$\pm 0.5$	0.5級
$\pm 1.0$	1.0級
$\pm 1.5$	1.5級
$\pm 2.5$	2.5級

A - 25 精度階級が 1.0 (級) で最大目盛値が 200 [V] の電圧計で測定したとき、100 [V] を指示した。真の電圧値の範囲として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、電圧計の読み取りによる誤差はないものとする。

- 1 96～100 [V]
- 2 98～102 [V]
- 3 98～100 [V]
- 4 99～101 [V]
- 5 100～104 [V]

階級精度が 1.0 (級) とは、計測器目盛の最大目盛値において測定許容誤差が  $\pm 1.0$  (%) を意味する。

即ち、最大測定値  $\times (\pm \frac{1.0}{100})$  が真値に対する誤差範囲となる。題与の指示値 100[V] の場合、

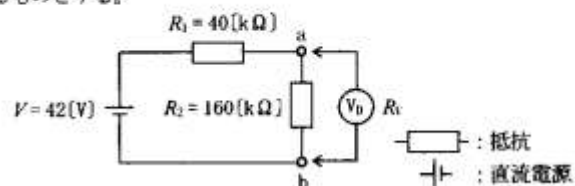
$$\text{誤差範囲} = 200 \times \left( \pm \frac{1.0}{100} \right) = \pm 2[\text{V}]$$

従って、電圧計の指示値 100[V] に対する誤差は、 $100 \pm 2 = 98 \sim 102[\text{V}]$

答：2

A - 23 図に示す回路において、端子 ab 間に内部抵抗  $R_D$  が 640 [kΩ] の直流電圧計  $V_D$  を接続して測定したときの端子 ab 間の電圧と、接続しないときの端子 ab 間の電圧の差の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電圧の差は、 $V_D$  の内部抵抗によってのみ生ずるものとし、また、直流電源の内部抵抗は無視するものとする。

- 1 0.8 [V]
- 2 1.6 [V]
- 3 2.4 [V]
- 4 3.2 [V]
- 5 4.0 [V]



・  $V_D$  を接続しないときの ab 間の電圧  $V_{ab}[\text{V}]$  を求める。

$R_1$  と  $R_2$  による直列接続合成抵抗  $R[\Omega]$  は、 $R = 40 + 160 = 200[\text{k}\Omega]$

このとき回路に流れる電流  $I[\text{A}]$  は、 $I = \frac{42}{200 \times 10^3} = 0.21 \times 10^{-3}[\text{A}]$

$$V_{ab} = 0.21 \times 10^{-3} \times 160 \times 10^3 = 33.6[\text{V}]$$

・  $V_D$  を接続したときの ab 間の電圧  $V'_{ab}[\text{V}]$  を求める。

$R_2$  と  $V_D$  の内部抵抗 640kΩ による並列接続合成抵抗  $R_D[\Omega]$  は、 $\frac{1}{R_D} = \frac{1}{160} + \frac{1}{640} = \frac{5}{640}$

$\Rightarrow R_D = 128[\text{k}\Omega]$  このとき  $R_1$  と  $R_D$  による直列接続合成抵抗  $R'$  は、 $R' = 40 + 128 = 168[\text{k}\Omega]$

このとき回路に流れる電流  $I'$  は、 $I' = \frac{42}{168 \times 10^3} = 0.25 \times 10^{-3}[\text{A}]$

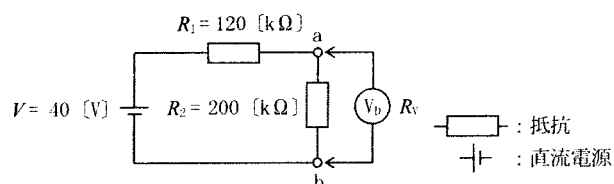
$$V_D \text{ 端子間電圧 } V'_{ab} \text{ は、 } V'_{ab} = I' \times R_D = 0.25 \times 10^{-3} \times 128 \times 10^3 = 32[\text{V}]$$

・  $V_D$  の有無による ab 間の電圧誤差は、 $V_{ab} - V'_{ab} = 33.6 - 32 = 1.6[\text{V}] \Rightarrow 1.6[\text{V}]$

答：2

A - 24 図に示す回路において、端子 ab 間に内部抵抗  $R_V$  が  $1.8 \text{ [M}\Omega\text{]}$  の直流電圧計  $V_D$  を接続したときの端子 ab 間の電圧と、接続しないときの端子 ab 間の電圧の差の値として、最も近いものを下の番号から選べ。ただし、電圧の差は、 $V_D$  の内部抵抗によってのみ生ずるものとし、また、直流電源の内部抵抗は無視するものとする。

- 1 3.0 [V]
- 2 2.5 [V]
- 3 2.0 [V]
- 4 1.5 [V]
- 5 1.0 [V]



・  $V_D$  を接続したときの ab 間電圧  $V_1$  の計算：

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{0.2} + \frac{1}{1.8} = \frac{9+1}{1.8} = \frac{10}{1.8} \Rightarrow r = 0.18 \text{ [M}\Omega\text{]} \Rightarrow R = R_1 + r = 0.12 + 0.18 = 0.3 \text{ [M}\Omega\text{]}$$

$$\text{回路に流れる電流 } I_1 \text{ は、} I_1 = \frac{V}{R} = \frac{40}{0.3 \times 10^6} \Rightarrow V_1 = r I_1 = 0.18 \times 10^6 \times \frac{40}{0.3 \times 10^6} = 24 \text{ [V]}$$

・  $V_D$  を接続しないときの ab 間電圧  $V_2$  の計算：

$$R = 0.12 + 0.2 = 0.32 \text{ [M}\Omega\text{]} \quad \text{回路に流れる電流を } I_2 \text{ とすれば、} I_2 = \frac{40}{0.32 \times 10^6} = 125 \times 10^{-6}$$

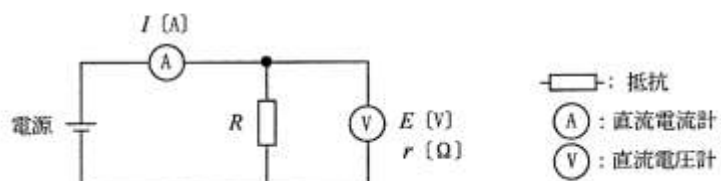
$$V_2 = 0.2 \times 10^6 \times 125 \times 10^{-6} = 25 \text{ [V]}$$

$$\cdot V_2 - V_1 = 25 - 24 = 1 \text{ [V]}$$

答：5

A - 24 図に示す測定回路において、電流計の指示値が  $I \text{ [A]}$ 、電圧計の指示値が  $E \text{ [V]}$  であった。抵抗  $R$  の消費電力  $P \text{ [W]}$  を表す式として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、電圧計の内部抵抗を  $r \text{ [}\Omega\text{]}$  とする。

- 1  $P = EI + E^2/r$
- 2  $P = EI - E^2/r$
- 3  $P = EI + I^2 r$
- 4  $P = EI - I^2 r$
- 5  $P = EI + I^2 r - E^2/r$



・  $R$  に流れる電流を  $I_R$ 、電圧計の内部抵抗  $r$  に流れる電流を  $I_r$  とすれば、 $I_R = I - I_r = I - \frac{E}{r}$

・  $R$  で消費される電力を  $P$  とすれば、 $P = I_R E$  この式に手順①で求めた  $I_R$  を代入すれば、

$$P = \left( I - \frac{E}{r} \right) \times E = IE - \frac{E^2}{r}$$

答：2

〔別解〕

$$P = I_R E \quad I_R = I - I_r \text{ を左式に代入すれば、} P = (I - I_r) E = IE - I_r E$$

$$I_r = \frac{E}{r} \text{ を上式に代入すれば、 } P = IE - \frac{E}{r} \times E \Rightarrow P = IE - \frac{E^2}{r}$$

令和 2 年(2020 年)9 月期 (HZ209 A-24)

**A - 24** 図に示す直流電圧計を用いた測定回路において、スイッチ S を a に接続したとき、測定範囲の最大電圧の値は 30 [V] まで広がった。S を b に接続したときの測定範囲の最大電圧の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直流電圧計の最大目盛値を 10 [V] とする。

1 50 [V]

2 60 [V]

3 70 [V]

4 90 [V]

倍率器が  $2\text{M}\Omega$  の時、電圧計の最大電圧 10V が測定端子で 30V になったから倍率  $n = \frac{30}{10} = 3$

倍率器を  $R_a$ 、電圧計の内部抵抗を  $r$  とすれば、 $R_a = r(n - 1)$  から  $2 \times 10^6 = r(3 - 1)$

$$r = \frac{2 \times 10^6}{2} = 1 \times 10^6$$

$R_a = 6 \times 10^6$  を  $R_a = r(n - 1)$  に代入すれば、 $6 \times 10^6 = r(n - 1) \Rightarrow n - 1 = \frac{6 \times 10^6}{1 \times 10^6} = 6$

$n = 7$  から、測定端子電圧  $E$  は、 $7 = \frac{E}{10} \Rightarrow E = 70[\text{V}]$

答：3

〔別解〕

電圧計の内部抵抗  $r$  は、 $(r + 2) \times I = 30 \Rightarrow rI + 2I = 30$  電圧計の最大目盛りが 10V であるから、 $10 + 2I = 30 \Rightarrow 2I = 20 \Rightarrow I = 10 \times 10^{-6} \quad \because rI = 10[\text{V}]$

スイッチ S を b にしたとき、 $(r + 6 \times 10^6)I = E \Rightarrow rI + 6 \times 10^6 I = E$

$$\Rightarrow E = 10 + 6 \times 10 = 70[\text{V}]$$

〔別解〕

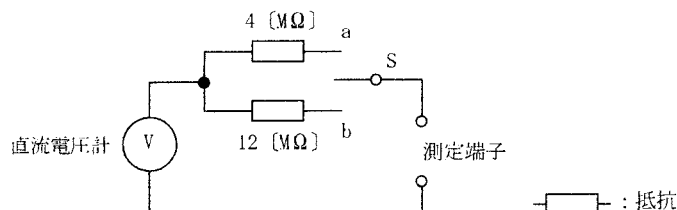
$2\text{M}\Omega$  による電圧降下は、 $30 - 10 = 20 [\text{V}] \quad \because \text{電圧計の最大電圧} = 10 [\text{V}]$

$6\text{M}\Omega$  による電圧降下を  $V [\text{V}]$  とすれば、 $V - 10 [\text{V}]$  から

$$2 : (30 - 10) = 6 : (V - 10) \Rightarrow \frac{2}{30 - 10} = \frac{6}{V - 10} \Rightarrow \frac{2}{20} = \frac{6}{V - 10} \Rightarrow V - 10 = 60 \Rightarrow V = 70[\text{V}]$$

A - 23 図に示す直流電圧計を用いた測定回路において、スイッチ S を a に接続したとき、測定範囲の最大電圧の値は 50 [V] まで広がった。S を b に接続したときの測定範囲の最大電圧の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、直流電圧計の最大目盛値を 10 [V] とする。

- 1 70 [V]
- 2 100 [V]
- 3 130 [V]
- 4 160 [V]



倍率器が  $4\text{M}\Omega$  の時、電圧計の最大電圧 10V が測定端子で 50V になったから倍率  $n = \frac{50}{10} = 5$

倍率器を  $R_a$ 、電圧計の内部抵抗を  $r$  とすれば、 $R_a = r(n - 1)$  から  $4 \times 10^6 = r(5 - 1)$

$$r = \frac{4 \times 10^6}{4} = 1 \times 10^6$$

$$R_a = 12 \times 10^6 \text{ を } R_a = r(n - 1) \text{ に代入すれば、} 12 \times 10^6 = r(n - 1) \Rightarrow n - 1 = \frac{12 \times 10^6}{1 \times 10^6} = 12$$

$$n = 13 \text{ から、測定端子電圧 } E \text{ は、} 13 = \frac{E}{10} \Rightarrow E = 130[\text{V}]$$

答：3

〔別解－1〕

電圧計の内部抵抗  $r$  は、 $(r + 4) \times I = 50[\text{V}] \Rightarrow rI + 4I = 50$  電圧計の最大目盛りが 10V であるから、 $10 + 4I = 50 \Rightarrow 4I = 40 \Rightarrow I = 10 \times 10^{-6} \quad \therefore rI = 10[\text{V}]$

$$\text{スイッチ } S \text{ を } b \text{ にしたとき、} (r + 12 \times 10^6)I = E \Rightarrow rI + 12 \times 10^6 I = E$$

$$\Rightarrow E = 10 + 12 \times 10 = 130[\text{V}] \quad \therefore rI = 10[\text{V}]$$

〔別解－2〕

$4\text{M}\Omega$  による電圧降下は、 $50 - 10 = 40$  [V]

$$12\text{M}\Omega \text{ による電圧降下を } E \text{ とすれば、} E - 10 \text{ [V]} \quad 4[\text{M}\Omega] : 40 = 12[\text{M}\Omega] : (E - 10)$$

$$4 : 40 = 12 : (E - 10) \Rightarrow 4E - 40 = 480 \Rightarrow 4E = 520 \Rightarrow E = 130[\text{V}]$$

〔解説〕

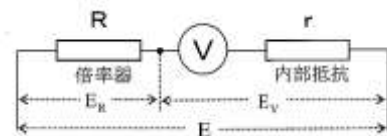
電圧計の測定範囲を拡大する倍率器  $R$  を挿入する回路図を右に示す。

測定しようとする電圧： $E$  [V] 電圧計の最大測定値： $E_V$  [V]

電圧計の内部抵抗： $r$  [ $\Omega$ ] 倍率器： $R$  [ $\Omega$ ]

倍率器に掛かる電圧： $E_R$  [V]、測定範囲の倍率： $n$  [倍]

$$\text{とすれば、} E = E_V + E_R \quad E_R = IR \quad E_V = rI$$



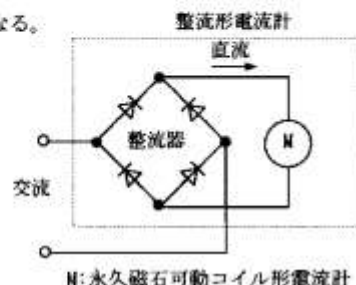
測定範囲を  $n$  倍にすれば、 $E = nE_V \Rightarrow n = \frac{E}{E_V}$  この式に諸元を代入すれば、

$$n = \frac{E_V + E_R}{E_V} = \frac{rI + IR}{rI} = \frac{r + R}{r} \Rightarrow nr = r + R \Rightarrow R = r(n - 1)$$

A - 25 次の記述は、図に示す整流形電流計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) 整流形電流計は、交流をダイオード等で整流して永久磁石可動コイル形電流計を動作させる。このとき、永久磁石可動コイル形電流計は、整流した電流の □ A □ を指示する。
- (2) 整流形電流計は、一般に入力信号が正弦波のとき、その □ B □ を示すよう目盛りされている。従って、測定する交流の波形が正弦波でないときには、指示値に誤差が生ずる。
- (3) 整流形電流計の目盛りは、指示値の小さい零付近を除いて、ほぼ □ C □ 目盛になる。

	A	B	C
1	最大値	平均値	対数
2	最大値	実効値	対数
3	最大値	平均値	平等
4	平均値	最大値	平等
5	平均値	実効値	平等



答：5

〔解説〕

整流形計器は、可動コイル形指示計器と整流器を組み合わせた交流用計器。可動コイル形計器は、入力の実効値を示すが、正弦波形の波形率が約 1.11 ゆえ、目盛値を約 1.11 倍して正弦波の実効値を指示するようにしてある。測定する交流の波形が正弦波でないときは、指示値に誤差が生ずる。

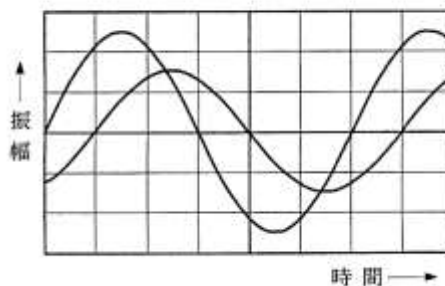
〔参考〕

波形率 =  $\frac{\text{実効値}}{\text{平均値}}$     実効値 =  $\frac{\text{最大値}}{\sqrt{2}}$     平均値 =  $\frac{2}{\pi} \times \text{最大値} = \frac{2 \times \text{最大値}}{\pi}$     これらを波形率式に代入すれば、

$$\text{波形率} = \frac{\text{実効値}}{\text{平均値}} = \frac{\text{最大値}}{\sqrt{2}} \times \frac{\pi}{2 \times \text{最大値}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = \frac{3.14}{2 \times 1.414} \approx 1.110$$

A - 25 2 現象オシロスコープに、周波数の等しい二つの正弦波交流電圧を加えたとき、図に示すような波形が得られた。交流電圧の位相差として、最も近いものを下の番号から選べ。

- 1  $5\pi/6$  [rad]
- 2  $\pi/4$  [rad]
- 3  $3\pi/4$  [rad]
- 4  $\pi/3$  [rad]
- 5  $2\pi/3$  [rad]

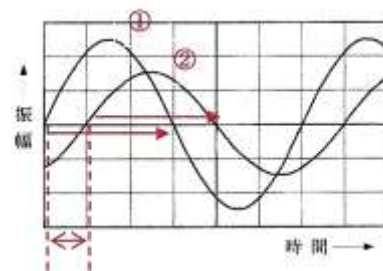


答：4

〔解説〕

題与の図から、①の波形は  $\pi=3$  目盛、②の波形も  $\pi=3$  目盛。

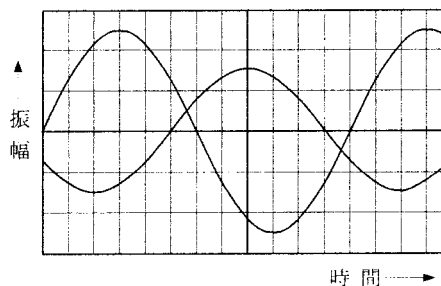
- ①波形の立ち上がりから  $\frac{\pi}{3}$  遅れて②波形が立ち上がっている  
 $\Rightarrow \frac{\pi}{3}$  の位相差がある。



令和 5 年 4 月期 (HZ504 A-24)

A - 24 2 現象オシロスコープに、周波数の等しい二つの正弦波交流電圧を加えたとき、図に示すような波形が得られた。交流電圧の位相差として、最も近いものを下の番号から選べ。

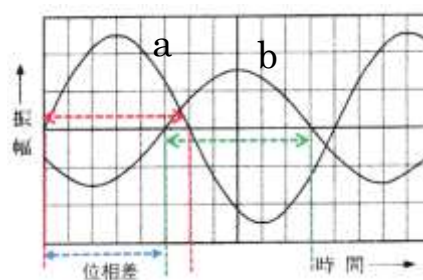
- 1  $5\pi/6$  [rad]
- 2  $3\pi/4$  [rad]
- 3  $\pi/4$  [rad]
- 4  $2\pi/3$  [rad]
- 5  $\pi/3$  [rad]



答：1

〔解説〕

a b 両グラフの立ち上がり点に注目すれば、  
 $5\pi/6$  の位相差が有ることが判る。

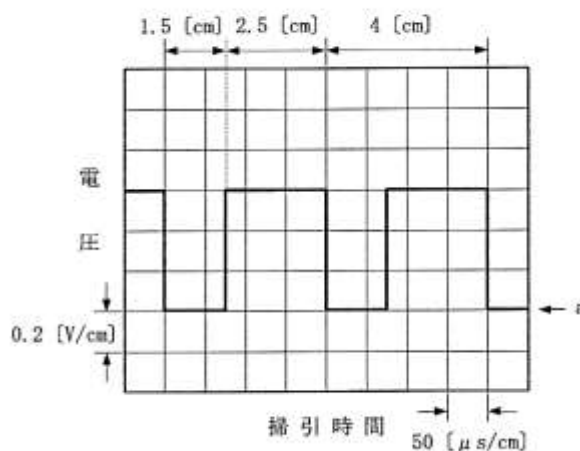


平成 28 年 4 月期 (HZ804 A-24)

A - 24 次の記述は、図に示すオシロスコープで観測したパルス電圧波形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) パルス繰り返し周波数は、□ A □ である。
- (2) 図の a の目盛の電圧が 0 [V] のとき、この波形の電圧の平均の値は 0.4 [V] よりも □ B □ 。

- | A |            | B   |  |
|---|------------|-----|--|
| 1 | 5 [kHz]    | 大きい |  |
| 2 | 5 [kHz]    | 小さい |  |
| 3 | 7.5 [kHz]  | 大きい |  |
| 4 | 10.0 [kHz] | 小さい |  |
| 5 | 10.0 [kHz] | 大きい |  |





(1) 繰り返し周波数は、 $f = \frac{1}{T}$  から求める。題与のグラフから

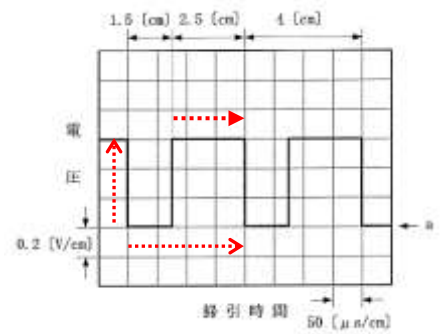
周期  $T$  を求めれば、1[波形] = 横軸4目盛 (4[cm])、

1目盛 =  $50[\mu\text{s}/\text{cm}]$  ゆえ

$$T = 4 \times 50 \times 10^{-6} = 200 \times 10^{-6} = 200[\mu\text{s}]$$

これを  $f = \frac{1}{T}$  に代入すれば

$$f = \frac{1}{200 \times 10^{-6}} = 0.005 \times 10^6 = 5 \times 10^3 = 5[\text{kHz}]$$



(2) 電圧の平均値は、平均値 = 最大値 × duty 比 から求める。

最大値 =  $0.2 \times 3 = 0.6[\text{V}]$       duty 比 =  $\frac{2.5}{4} = 0.625$  を上式に代入すれば、

平均値 = 最大値 × duty 比 =  $0.6 \times 0.625 = 0.375[\text{V}]$

従って、 $0.4[\text{V}]$ よりも小さい。

答: 2

〔解説〕

パルス電圧波形の平均値は、平均値 = 最大値 × duty 比から求めることができる。

オシロスコープに現れる波形は、最大値で現れる。

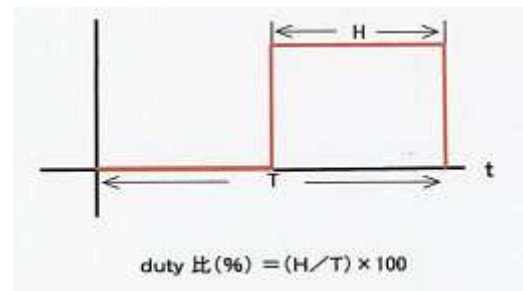
題与の波形の高さは3目盛であり、1目盛が $0.2[\text{V}/\text{cm}]$ ゆえ、

波形の最大値 =  $0.2 \times 3 = 0.6[\text{V}]$

duty 比は、右図の通り duty 比 =  $\frac{H}{T} \times 100[\%]$  となる。

題与の波形の内、波形の頂部の幅 $H$  (1波形のパルス幅) が横軸2.5目盛、パルス1波形( $T$ )が横軸4目盛から、

$$\text{duty 比} = \frac{2.5}{4} = 0.625$$



以上からパルス電圧波形の平均値は、

平均値 = 最大値 × duty 比 =  $0.6 \times 0.625 = 0.375[\text{V}]$  であり、題与の平均値 $0.4[\text{V}]$ よりも小さい。

**A - 25** 次の記述は、図に示すオシロスコープで観測したパルス電圧波形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) パルス繰り返し周期は、□ A □ である。  
 (2) パルス繰り返し周波数は、□ B □ である。  
 (3) 図の a の目盛の電圧が 0 [V] のとき、この波形の電圧の平均の値は 0.6 [V] よりも □ C □ 。

	A	B	C
1	80 [ $\mu$ S]	10.0 [kHz]	大きい
2	80 [ $\mu$ S]	12.5 [kHz]	小さい
3	50 [ $\mu$ S]	12.5 [kHz]	大きい
4	50 [ $\mu$ S]	10.0 [kHz]	小さい

(1) パルスの繰り返し周期は、右図 T が 1 周期となる  $\Rightarrow T = 20 \times 4 = 80[\mu\text{s}]$

(2) 繰り返し周波数は、 $f = \frac{1}{T}$ 、 $T = 80 \times 10^{-6}$  から

$$f = \frac{1}{80 \times 10^{-6}} = 0.0125 \times 10^6 = 12.5 \times 10^3 = 12.5[\text{kHz}]$$

(3) 電圧の平均値は、平均値 = 最大値  $\times$  duty 比から求める。

duty 比は、右図から  $\text{duty 比} = \frac{H}{T} \times 100[\%]$

$$\text{duty 比} = \frac{1.5}{4} \times 100 = 37.5[\%]$$

題与図から、電圧の最大値は、 $0.5 \times 3 = 1.5[\text{V}]$  (青矢印  $\leftarrow \dots \rightarrow$ )

電圧の平均値 = 最大値  $\times$  duty 比 =  $1.5 \times 0.375 = 0.5625[\text{V}] \Rightarrow 0.5625[\text{V}] < 0.6[\text{V}]$

答：2

**A - 23** 次の図は、リサージュ図とその図形に対応する位相差の組合せを示したものである。このうち誤っているものを下の番号から選べ。ただし、リサージュ図は、オシロスコープの垂直(y)入力及び水平(x)入りに周波数と大きさが等しく位相差が  $\theta$  [rad] の正弦波交流電圧を加えたときに観測されたものとする。

1  
 $\theta = 0$  [rad]

2  
 $\theta = \pi$  [rad]

3  
 $\theta = \frac{\pi}{4}$  [rad]

4  
 $\theta = \frac{3\pi}{4}$  [rad]

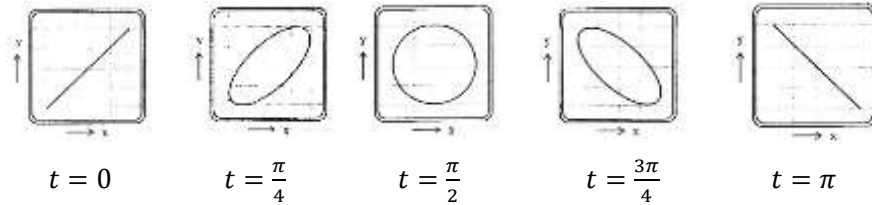
5  
 $\theta = 2\pi$  [rad]

答：5

〔解説〕

リサージュ図形において、縦軸  $y$  への入力  $V_y$  と横軸  $x$  への入力  $V_x$  の周波数および振幅が同じで、位相が  $\delta$  だけずれているとき、 $x$  方向、 $y$  方向の変位は、時間を  $t$  とすれば、

$x(t) = V_x \sin \omega t$        $y(t) = V_y \sin \omega t$       で表される。 $V_x = V_y$  のとき、時間  $t$  が  $0 \sim \pi$  に変化したとき、リサージュ図形は以下の様に変化する。



〔参考〕

オシロスコープの垂直軸に未知の周波数  $f_y$  の正弦波電圧を、水平軸に既知の周波数  $f_x$  の正弦波電圧を加え、 $f_x$  の周波数をゆっくり変化させたときに画面上に現れる図形をリサージュ図という。

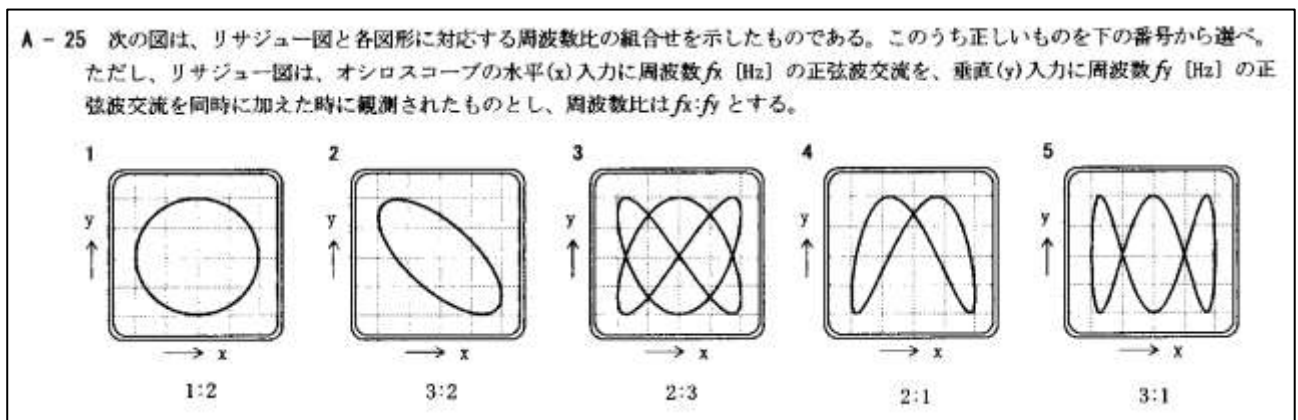
リサージュ図が垂直軸に接する点の数を  $a$ 、水平軸に接する点の数を  $b$  とすれば、

$f_x : f_y = a : b \Rightarrow f_y = \frac{b}{a} f_x$  から未知の周波数を求めることが出来る。

題与のリサージュ図の場合、 $a = 2$ 、 $b = 2$  であるから、これを上式に代入すれば、 $f_x = f_y$  が得られ、未知の周波数＝既知の周波数 となる。

位相を  $0 \Rightarrow \pi$  [rad] に向けて  $1/4$  [rad] ずつ右にずらした時、モニター画面には題与図番号の  $1 \Rightarrow 3 \Rightarrow 5 \Rightarrow 4 \Rightarrow 2$  の順にリサージュ図が変化する。

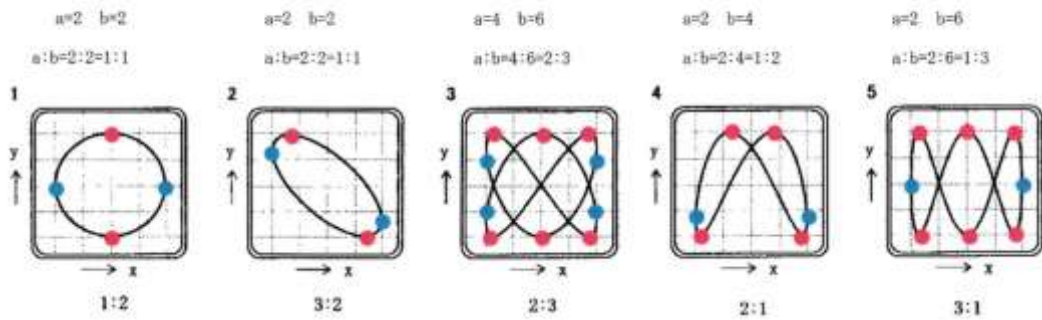
令和 3 年 12 月期 (HZ312 A-25)



答：3

〔解説〕

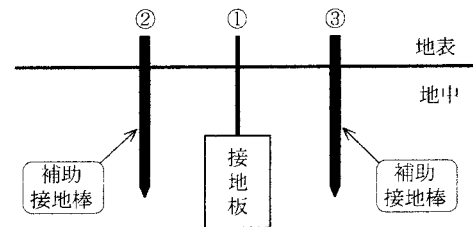
点の数は、垂直軸、水平軸とも一番外側の軸に接した点の数を求めます。  
垂直軸に接した点をaとし●、水平軸に接した点をbとし●を付します。



令和4年8月期(HZ408 A-24)

A - 24 図は、接地板の接地抵抗を測定するときの概略図である。図において端子①-②、①-③、②-③間の抵抗値がそれぞれ 70 [Ω]、50 [Ω]、90 [Ω] のとき、端子①に接続された接地板の接地抵抗の値として、正しいものを下の番号から選べ。ただし、補助接地棒の長さ、接地板と補助接地棒の配置及び相互の距離は適切に設定されているものとする。

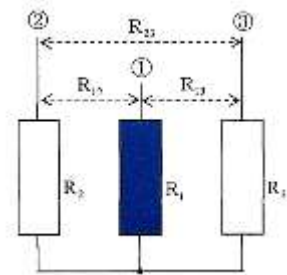
- 1 15 [Ω]
- 2 20 [Ω]
- 3 25 [Ω]
- 4 30 [Ω]
- 5 35 [Ω]



$$\left\{ \begin{array}{l} \text{端子①-②} \Rightarrow R_1 + R_2 = 70 \quad \dots \quad \text{①} \\ \text{端子①-③} \Rightarrow R_1 + R_3 = 50 \quad \dots \quad \text{②} \\ \text{端子②-③} \Rightarrow R_2 + R_3 = 90 \quad \dots \quad \text{③} \end{array} \right.$$

$$\begin{array}{rcl} \text{②-③} & R_1 + R_3 = 50 & \\ & R_2 + R_3 = 90 & (-) \\ \hline & R_1 - R_2 = -40 & \dots \quad \text{④} \end{array}$$

$$\begin{array}{rcl} \text{①+④} & R_1 + R_2 = 70 & \\ & R_1 - R_2 = -40 & (+) \\ \hline & 2R_1 = 30 \Rightarrow R_1 = 15[\Omega] & \end{array}$$

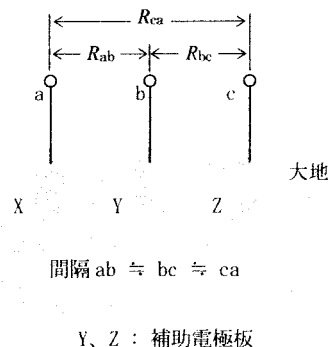


答：1

A - 25 次の記述は、図に示すように補助電極板を用いた三電極法による接地抵抗の測定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) 接地電極板 X の接地抵抗  $R_X$  を測定するには、X、Y 及び Z を互いに十分 □ A □ とともに、間隔ができるだけ等距離になるように大地に埋める。
- (2) コールラウシュブリッジなどの □ B □ を電源とした抵抗の測定器を用いて、端子 ab 間の抵抗  $R_{ab}$  [Ω]、端子 bc 間の抵抗  $R_{bc}$  [Ω] 及び端子 ca 間の抵抗  $R_{ca}$  [Ω] を測定する。
- (3)  $R_{ab}$ 、 $R_{bc}$  及び  $R_{ca}$  から  $R_X$  は、 $R_X =$  □ C □ [Ω] で求められる。

A	B	C
1 近づける	直流	$(R_{ab} + R_{ca} - R_{bc})/2$
2 近づける	交流	$(R_{ab} + R_{ca} - R_{bc})/3$
3 離す	交流	$(R_{ab} + R_{ca} - R_{bc})/3$
4 離す	交流	$(R_{ab} + R_{ca} - R_{bc})/2$
5 離す	直流	$(R_{ab} + R_{ca} - R_{bc})/3$



- ・端子 ab 間  $\Rightarrow R_a + R_b = R_{ab}$ ・・・①
- 端子 bc 間  $\Rightarrow R_b + R_c = R_{bc}$ ・・・②
- 端子 ca 間  $\Rightarrow R_c + R_a = R_{ca}$ ・・・③

・①－②  $R_a + R_b = R_{ab}$   
 $R_b + R_c = R_{bc}$  (－)  


---

 $R_a - R_c = R_{ab} - R_{bc}$ ・・・④

④＋③  $R_a - R_c = R_{ab} - R_{bc}$   
 $R_c + R_a = R_{ca}$  (＋)  


---

 $2R_a = R_{ab} - R_{bc} + R_{ca} \Rightarrow R_a = R_x = \frac{R_{ab} + R_{ca} - R_{bc}}{2}$

答：4

A - 24 次の記述は、アンテナ系に関する一般的な測定の種類と測定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。

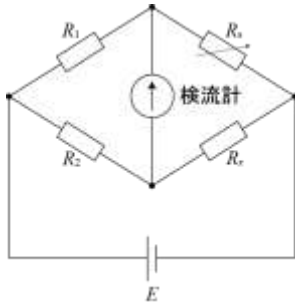
- 1 アンテナ利得の測定では、被測定アンテナを送信アンテナとするか、又は受信アンテナにするかの二つの方法があるが、測定条件を同じにすると、ほぼ同様な結果が得られる。
- 2 接地抵抗の測定では、大地の成極作用(一定の直流電圧を加えたとき時間とともに電流が変化する現象)により生じる誤差を防ぐため、直流ブリッジの測定器を用いる。
- 3 給電線上の定在波比の測定では、定在波測定器による方法や送信機と給電線の間に方向性結合器を挿入して給電線上の入射波成分と反射波成分を取り出し測定し、その値を用いて計算で求める方法などがある。
- 4 ハイトパターンは、送受信アンテナを一定距離だけ離して対向させ、どちらか一方のアンテナの高さを固定して電波を発射し、他方のアンテナを上下方向へ少しずつ移動させて受信して、高さに対する電界強度を図に描くことにより測定することができる。

答：2

〔解説〕

大地は、通常電解質の水分を含む導電体である。接地抵抗を測定するとき、直流を使用すれば分極作用が生じ、正しい測定が出来ない。従って、測定は、三本の接地棒を等間隔に離して設置してコールラウシュブリッジを使用した交流により測定する。

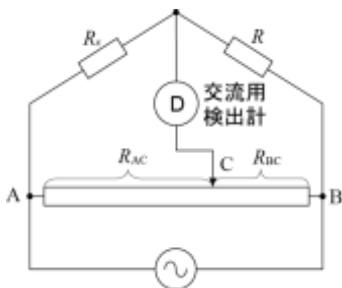
・ホイートストンブリッジ



可変抵抗  $R_s$  を用いて未知の抵抗  $R_x$  を測定する。

$$R_1 R_x = R_2 R_s \Rightarrow R_x = \frac{R_2}{R_1} R_s$$

・コールラウシュブリッジ



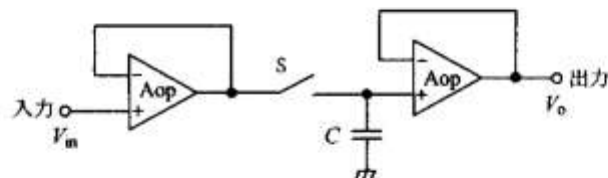
ホイートストーンブリッジ回路を応用したもので、電源に交流を使う。未知の抵抗  $R_x$  は、大地に埋められた電極の接地抵抗。

$$R_x R_{BC} = R R_{AC} \Rightarrow R_x = \frac{R_{AC}}{R_{BC}} R$$

$R_x$  が電解質の大地に埋められているとき、電気分解反応により接触組成が変化し、正しい接地抵抗が得られないときに使用する。

平成 28 年 12 月期 (HZ812 A-25)

A - 25 次の記述は、図に示す逐次比較形デジタル電圧計に用いられるサンプル・ホールド回路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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。また、回路は、演算増幅器(Aop)の出力を反転入力端子に接続し、電圧増幅度をほぼ1にしたバッファアンプ2個、コンデンサ  $C$  及びスイッチ  $S$  で構成されているものとする。



- (1) 入力電圧のサンプリングは、 $S$  が □ A □ の状態のときに行われる。スイッチ  $S$  が □ A □ の状態では、出力電圧  $V_o$  は入力電圧  $V_m$  に等しい。
- (2) 次にスイッチ  $S$  を □ B □ の状態にすると、コンデンサ  $C$  にはスイッチ  $S$  が □ B □ になる直前の入力電圧が保持されたままになっているので、 $C$  の電圧が出力電圧  $V_o$  となる。
- (3) コンデンサへの充放電時間は、入力電圧が変化する時間よりも十分 □ C □ が必要である。

A	B	C
1 断(OFF)	接(ON)	長い
2 断(OFF)	接(ON)	短い
3 接(ON)	断(OFF)	長い
4 接(ON)	断(OFF)	短い

答：4

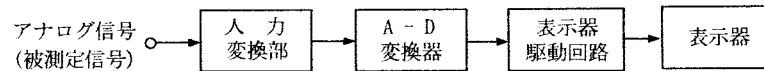
〔解説〕

問題文から答を推定することが出来る。

- (1) S が断であれば、右側  $A_{op}$  に出力がない。しかし、題文に  $V_m = V_o$  とあるから、S は「接 (ON)」と推定できる。
- (2) S が「接 (ON)」のとき、コンデンサ C には左側  $A_{op}$  からの入力電圧が保持される。  
S が「断(OFF)」になっても、コンデンサ C には S が「断(OFF)」になる直前の電荷が保持されているから、C の電圧が出力電圧  $V_o$  となる。
- (3) コンデンサへの充放電時間を入力電圧が変化する時間よりも十分短くしなければ、サンプリング・ホールドが安定しなくなる。

令和 5 年 8 月期 (HZ508 B-5)

B - 5 次の記述は、図に示すデジタルマルチメータ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を下の番号から選べ。

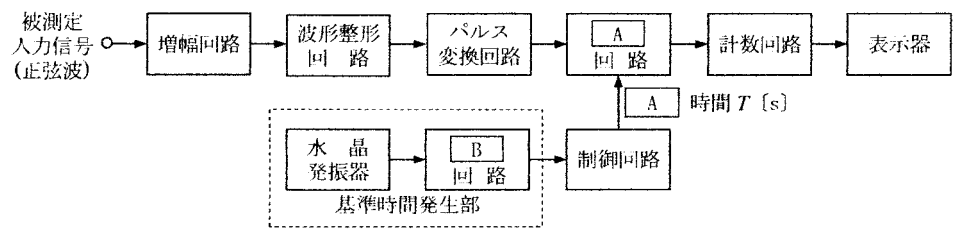


- (1) 入力変換部は、アナログ信号(被測定信号)値の大きさや種類に応じて分圧等をするとともに、□ ア □ に変換し A - D 変換器に出力する。A - D 変換器で被測定信号(入力量)と基準量とを比較して得たデジタル出力は、表示器駆動回路において例えば 7 セグメントの表示器に表示されるよう処理され、測定結果が表示器に表示される。
- (2) A - D 変換器における被測定信号(入力量)と基準量との比較方式には、直接比較方式と間接比較方式がある。
- (3) 直接比較方式は、入力量と基準量とを □ イ □ と呼ばれる回路で直接比較する方式であり、間接比較方式は、入力量を □ ウ □ してその波形の □ エ □ を利用する方式である。高速な測定に適しているのは、□ オ □ 比較方式である。

- |          |      |       |      |         |
|----------|------|-------|------|---------|
| 1 ひずみ    | 2 微分 | 3 ミキサ | 4 直接 | 5 直流電圧  |
| 6 コンパレータ | 7 積分 | 8 傾き  | 9 間接 | 10 交流電圧 |

答：ア：5、イ：6、ウ：7、エ：8、オ：4

A - 23 次の記述は、図に示す構成の計数式周波数計(周波数カウンタ)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。なお、同じ記号の □ 内には、同じ字句が入るものとする。



- (1) 被測定入力信号は、その信号と同一の繰り返し周期のパルス列に変換され、一定時間だけ開いた □ A □ 回路を通過したパルスが計数回路で数えられ、周波数として表示される。
- (2) 水晶発振器と □ B □ 回路による基準時間発生部で正確な周期のパルスが作られ、制御回路への入力となる。□ A □ 時間  $T$  が 1 [s] のときは、計数回路でのカウント数がそのまま周波数 [Hz] の表示となる。
- (3) 測定誤差としては、水晶発振器の確度による誤差のほか、制御回路の出力信号と通過パルスの時間的位置関係から生じる □ C □ 誤差などがある。

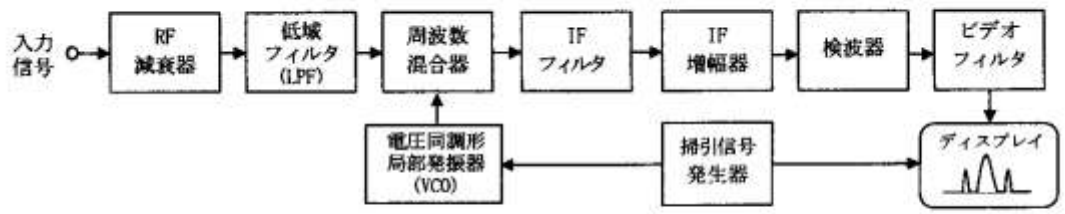
A	B	C
1 D-A 変換	分周	トリガ
2 D-A 変換	平衡変調	±1 カウント
3 ゲート	平衡変調	トリガ
4 ゲート	分周	±1 カウント
5 ゲート	分周	トリガ

答： 4

〔解説〕

- ・周波数の測定誤差は、①水晶発振器の確度による誤差、②制御回路の出力信号と通過パルスの時間的位置関係から生ずる ±1 カウント誤差 (非同期誤差) などがある。この対策には、ゲート時間 (t) を長くする。
- ・被測定入力信号に含まれる 雑音成分 が原因で、パルスの立ち上がりが不安定になったり、余分なパルスが生成されて誤差が生ずることがある。

A - 25 次の記述は、図に示すスーパー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一般的な機能など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 信号のスペクトル表示や占有周波数帯幅の観測に使用されることが多い。
- 2 基本周波数の平均電力からスプリアス発射の平均電力を減算することにより、これらの相対値を求めることができる。
- 3 周波数成分ごとの位相差の観測はできない。
- 4 周波数分解能を高めるには、IF フィルタの分解能帯域幅を広くする。



答：4

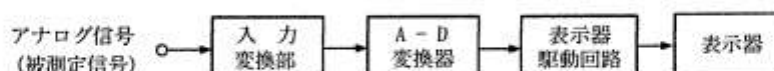
〔解説〕

題与の装置は、入力信号の振幅を縦軸に、周波数を横軸に表示させることにより入力信号の周波数ごとの振幅をディスプレイに表示して波形を目視観測する装置。

周波数の分解能を高めるためには、IF フィルタの分解機能帯域幅を狭くする。

令和2年9月期（HZ209 A-23）

A-23 次の記述は、図に示すデジタルマルチメータ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。



- (1) 入力変換部は、アナログ信号(被測定信号)を増幅するとともに直流電圧に変換し、A-D変換器に出力する。A-D変換器で被測定信号(入力量)と基準量とを比較して得たデジタル出力は、表示器駆動回路において処理し、測定結果として表示される。
- (2) A-D変換器における被測定信号(入力量)と基準量との比較方式には、直接比較方式と間接比較方式がある。
- (3) 直接比較方式は、入力量と基準量とを □A□ と呼ばれる回路で直接比較する方式であり、間接比較方式は、入力量を □B□ してその波形の □C□ を利用する方式である。

	A	B	C
1	アイソレータ	積分	ひずみ
2	アイソレータ	微分	ひずみ
3	コンパレータ	積分	ひずみ
4	コンパレータ	微分	傾き
5	コンパレータ	積分	傾き

答：5

〔参考〕

回答が分からなくても問題の文意を考える：

入力量と基準量とを回路を使って直接比較する・・・の文章に対し □A□ では

isolator：分離器(isolate 分離する)と comparator：比較器(compare 比較する)の二者択一で、直接比較する。ここからコンパレータを選択できる。

技術的に判らなくても文章から選択してでも、とにかく答を見付けよう。

こんな選択の仕方でも答が合っていれば点数が得られる。無回答は避けよう。

令和3年4月期（HZ304 A-25）

A-25 次に掲げる無線通信用の測定器材等のうち、5.6〔GHz〕帯の周波数での測定に通常用いられないものを下の番号から選べ。

- 1 方向性結合器
- 2 スペクトルアナライザ
- 3 CM形電力計
- 4 セミリジッド同軸ケーブル
- 5 ネットワークアナライザ

答：3

〔解説〕

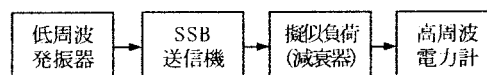
CM 型電力計は、一般に VHF 帯以下における電力測定器として使用されている。

令和 5 年 12 月期 (HZ512 A-24)

A - 24 次の記述は、図に示す構成による SSB(J3E)送信機の空中線電力の測定方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。なお、同じ記号の □ 内には同じ字句が入るものとする。

- (1) SSB 送信機を通常の動作状態にし、低周波発振器の出力は最小にしておく。
- (2) 低周波発振器の発振周波数を 1,500 [Hz] に設定後、SSB 送信機への変調入力を順次増加させ、SSB 送信機から擬似負荷(減衰器)に供給される □ A □ を高周波電力計から求める。
- (3) この操作を SSB 送信機の出力電力が最大になるまで繰り返し行い、変調入力対出力電力のグラフを作り、そのグラフから □ B □ を読みとる。このときの □ B □ の値が SSB 送信機から出力される J3E 電波の □ C □ と規定されている。

A	B	C
1 搬送波電力	飽和電力	平均電力
2 平均電力	飽和電力	尖頭電力
3 平均電力	尖頭電力	飽和電力
4 搬送波電力	平均電力	尖頭電力



答：2

〔解説〕

- ・一般に出力電力の測定には CM 型電力計を使用する。この場合、測定値は平均電力となる。
- ・変調入力値対出力電力値を記録し、入力値を横軸に、出力電力値を縦軸にしたグラフにプロットすれば、入力値対出力電力値グラフが得られる。このグラフから入力値が増加しても出力電力値が増加しない状況（飽和レベル）が得られる。この飽和レベル（飽和電力）＝尖頭電力となる。

令和 6 年 4 月期 (HZ604 B-5)

B - 5 次の記述は、CM 形電力計による電力の測定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。

CM 形電力計は、送信機と □ ア □ 又はアンテナとの間に挿入して電力の測定を行うもので、誘導結合と □ イ □ を利用し、給電線の電流及び電圧に □ ウ □ する成分の □ エ □ から、進行波電力と反射波電力を測定することができるため、負荷の消費電力のほかに負荷の □ オ □ を知ることもできる。CM 形電力計は、取扱いが容易なことから広く用いられている。

1 力率	2 抵抗結合	3 比例	4 電源	5 積と平方根
6 整合状態	7 容量結合	8 反比例	9 擬似負荷	10 和と差

答：ア：9、イ：7、ウ：3、エ：10、オ：6

A - 25 次の記述は、スーパー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、一般的な機能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 信号のスペクトル表示や占有周波数帯幅の測定に使われることが多い。
- 2 振幅変調(A3E)波のスペクトル測定結果から変調度を求めることはできない。
- 3 送信電波の基本波のレベルとスプリアスのレベルを比較することにより、これらの相対値を求めることができる。
- 4 周波数分解能を高めるには、IFフィルタの分解能帯域幅を狭くする。
- 5 周波数成分ごとの位相差の測定はできない。

答：2

〔解説〕

スペクトルアナライザは、垂直軸に入力信号の振幅を、水平軸に周波数をディスプレイ表示させることにより入力信号に含まれる周波数成分ごとのスペクトル分布や変調度をみる事が出来る装置。

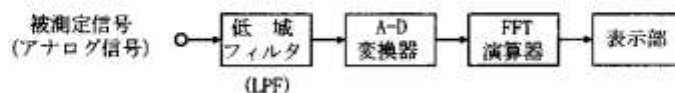
B - 5 次の記述は、一般的なアナログ方式のオシロスコープ及びスーパーヘテロダイン方式スペクトルアナライザについて述べたものである。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

- (1) スペクトルアナライザは、信号に含まれる □ア□ を観測できる。
- (2) オシロスコープは、信号の □イ□ を観測できる。
- (3) オシロスコープの表示器の横軸は時間軸を、また、スペクトルアナライザの表示器の □ウ□ は周波数軸を表す。
- (4) スペクトルアナライザは分解能帯域幅を所定の範囲で変えることが □エ□ 。
- (5) レベル測定に用いた場合、感度が高く、より弱い信号レベルの測定ができるのは、□オ□ である。

- |              |      |        |         |               |
|--------------|------|--------|---------|---------------|
| 1 周波数成分ごとの振幅 | 2 縦軸 | 3 できない | 4 波形    | 5 オシロスコープ     |
| 6 周波数成分ごとの位相 | 7 横軸 | 8 できる  | 9 符号誤り率 | 10 スペクトルアナライザ |

答：ア：1、イ：4、ウ：7、エ：8、オ：10

A - 25 次の記述は、図に示すFFTアナライザの構成例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 低域フィルタ(LPF)を通過した被測定信号(アナログ信号)をA-D変換してデジタルデータに置き換える。
- 2 A-D変換器の出力であるデジタルデータは、FFT(高速フーリエ変換)演算器で演算処理されて時間領域のデータに変換され表示部に表示される。
- 3 被測定信号に含まれる周波数成分の振幅、周波数及び位相の情報を得ることができる。
- 4 被測定信号を忠実に表示するためには、理論的に、被測定信号の周波数がサンプリング周波数の1/2倍より低くなるように被測定信号の周波数帯域を制限する。
- 5 解析可能な周波数の上限は、主にA-D変換器の変換速度で決まる。

答：2

〔解説〕

取得した信号や波形の周波数分布を高速フーリエ変換（FFT 演算器）によって周波数ドメインで表示する計測器。機械類の異常振動の調査、ハンマー音の共振周波数を調べたり（ハンマテスト）、核磁気共鳴分光計で取得した信号の周波数の分布を調べたり、潜水艦等の音波エコー集音装置で収集した音（音紋）を解析して艦種を特定したり、建築物の老朽化を調査するため等に使用される。

令和 6 年 12 月期（HZ612 A-25）

A - 25 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。
- 2 回路網の入力信号、反射信号及び伝送信号の振幅と位相をそれぞれ測定し、 $S$  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の校正は、測定後に行えばよい。
- 5 回路網の入力信号と反射信号の分離には、方向性結合器等が用いられる。

答：4

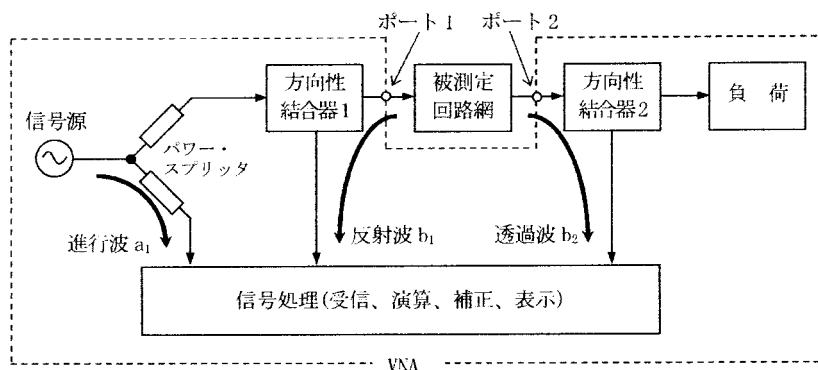
〔解説〕

ネットワークアナライザ（VNA）は、高周波信号を取り扱うとき信号の振幅と位相を一度に測定するため二次元ベクトルを使用して周波数ドメインでの反射係数や  $S$  パラメータの測定を行う装置。基本構造は、入力信号分離器、方向性結合器及び最低三つの受信機から構成される。信号を二つに分離して一つを基準  $R$  受信機、他を入射信号とし、反射信号の  $A$  受信機および伝送信号の  $B$  受信機との比較測定が  $S$  パラメータとなる。 $S$  パラメータは、実数と虚数とで表す複素量であり、測定系が持つ誤差要因の位相と振幅を校正によって除去するため高精度の測定が出来る。データをスミスチャートにプロットすることによりネットワークの状況を観ることが出来る。測定系が持つ誤差要因の位相と振幅を校正によって取り除くため、極めて高い精度のデータが得られる。データは、デジタル処理によりスミスチャート、対数振幅、位相、群遅延など 14 種類の形式により表示される。測定に際しては、事前に測定誤差が生じないように接続ケーブル、接続回路などの測定誤差を校正しておくこと。

A - 25 次の記述は、図に示す原理的なベクトルネットワークアナライザ(VNA)による、 $S$  パラメータの導出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) 被測定回路網の反射特性( $S_{11}$ )を測定する場合、信号源からの信号はパワー・スプリッタにより分割され、一方は進行波  $a_1$  として受信される。他方の信号は、ポート 1 から被測定回路網へ入力され、反射波  $b_1$  が方向性結合器 1 を介して受信される。 $S_{11}$  は、ポート 1 における反射の程度を表すパラメータであるから □ A □ から算出される。
- (2) 伝送特性( $S_{21}$ )を測定する場合、ポート 1 から出力された信号は被測定回路網を通過後、ポート 2 から方向性結合器 2 により分離され透過波  $b_2$  として受信され、 $S_{21}$  は □ B □ から算出される。
- (3) この VNA を使用して、あるアンテナの 7.0 [MHz] におけるインピーダンス  $Z$  を測定したところ、 $Z = 50 - j33$  [ $\Omega$ ] と表示された。このアンテナのキャパシタンスは約 □ C □ である。

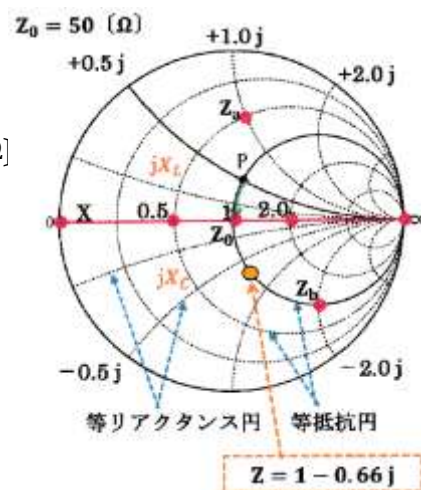
A	B	C
1 $a_1/b_1$	$b_1/b_2$	345 [pF]
2 $a_1/b_1$	$a_1/b_2$	690 [pF]
3 $b_1/a_1$	$b_2/b_1$	345 [pF]
4 $b_1/a_1$	$b_2/a_1$	690 [pF]
5 $b_1/a_1$	$a_1/b_1$	345 [pF]



答： 4

〔解説〕

- ネットワークアナライザは、信号源からの周波数をパワースプリッターで二つに分離し、進行波と反射波に分け、その伝送信号の速さ比を  $S$  パラメータとして測定する。測定ではパワースプリッターで分離された進行波  $a_1$  をベースに測定する。このことから、題与の設問に対する回答のヒントが  $a_1$  にあることに注目する。
- 題与の  $Z = 50 - j33$  からアンテナの 7.0 [MHz] におけるインピーダンスは、純抵抗分が 50 [ $\Omega$ ] であり、リアクタンス分が  $-j33$  [ $\Omega$ ] であることが判る。このインピーダンスを  $Z = 50[\Omega]$  で正規化 (50 [ $\Omega$ ] で割る) すれば、 $Z = 1 - j0.66$  になる。これをスミスチャートに作図すれば、右図の ● が得られる。



- リアクタンス分 33 [ $\Omega$ ] は、 $X_C = 33 = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$  であり、ここに 題与の  $f = 7.0$  [MHz] を代入すれば、

$$C = \frac{1}{33 \times 2\pi f} = \frac{1}{33 \times 2 \times 3.14 \times 7 \times 10^6} = 0.000689 \times 10^{-6} \\ = 689 \times 10^{-12} \approx 690 [\text{pF}]$$

A-23 次の記述は、電波の強度に対する安全基準を満たす判定のための、電波の強度の算出について述べたものである。□内に入れるべき値として、最も近いものの組合せを下の番号から選べ。ただし、無線設備の諸元、平均電力を用いるための換算比及び大地面等の反射を考慮した係数は表のとおりとし、アンテナの水平面内指向特性は全方向性、算出地点はアンテナの主輻射方向であり俯角減衰量は無視できるものとする。また、 $\sqrt{37.7} \approx 6.14$ 、 $\sqrt{3770} \approx 61.4$  及び  $\sqrt{\pi} \approx 1.77$  とする。

- (1) 図において、算出地点の電波の強度を求めるには、最初にアンテナ入力電力  $P$  [W]、アンテナの主輻射方向の絶対利得  $G$  (真数)、アンテナからの距離  $R$  [m] 及び大地面等の反射を考慮した係数  $K$  を用いて、次式により電力束密度  $S$  [mW/cm<sup>2</sup>] の値を算出する。

$$S = \frac{PG}{40\pi R^2} K \text{ [mW/cm}^2\text{]}$$

表から得られた数値を上式に代入すれば、 $S = \square A$  [mW/cm<sup>2</sup>] ……①となる。

- (2) 周波数が 30 [MHz] 以下の場合、①から次式により電界強度  $E$  [V/m] の値を算出する。

$$S = \frac{E^2}{B} \text{ ……②}$$

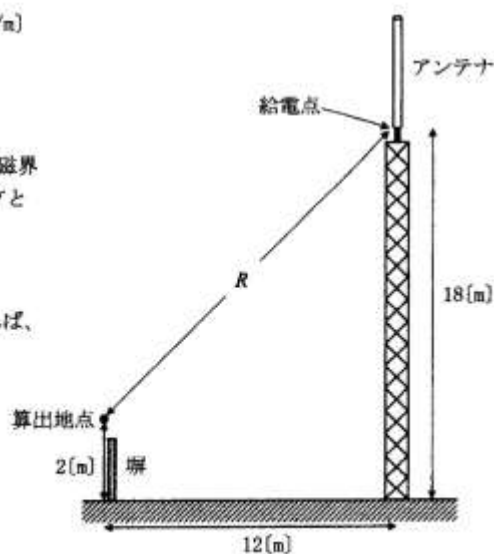
- (3) 14 [MHz]における電波の強度に対する安全基準は、電界強度又は磁界強度があるが、電界強度の基準値は [MHz] を単位とする周波数を  $f$  とすれば次式から求められる。

$$\text{電界強度の基準値} = \frac{824}{f} \text{ [V/m] ……③}$$

②から得られた電界強度  $E$  と③の基準値を比較し、②<③であれば、電波の強度に対する安全基準を満たしていることとなる。

A	B
1 $1/\pi$	37.7
2 $1/\pi$	3770
3 $1/(2\pi)$	37.7
4 $1/(2\pi)$	3770

無線設備の諸元	周波数	14 [MHz]
	送信機出力電力	1,000 [W]
	給電線損失	3 [dB]
	アンテナ利得(絶対利得)	6 [dB]
	アンテナ高	18 [m]
	平均電力算出のための換算比	1
	大地面等の反射を考慮した係数 $K$	4



電力束密度  $S$  は、 $S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K$  [mW/cm<sup>2</sup>] この式の諸元は、

- $P=1000$  [W]
- $G$  : アンテナの主軸方向の絶対利得  $G$  は真数ゆえ、題与のアンテナ利得(絶対利得) 6 [dB] を真数  $G$  に変換する。この際、給電線損失が 3 [dB] あるから、算出地点からみた実際のアンテナ利得は、 $6-3=3$  [dB] となる。

$$3[\text{dB}] = 10\log_{10} G \Rightarrow 0.3 = \log_{10} G \Rightarrow \log_{10} 2 = \log_{10} G \Rightarrow G = 2$$

- $R$  : 題与図の算出地点～給電点間距離

算出地点基部～アンテナタワー基部間距離=12 [m]

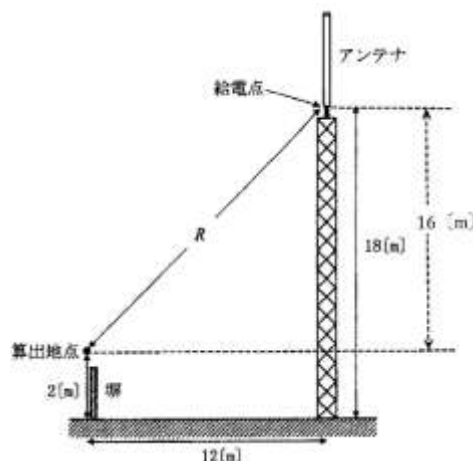
算出地点地上高～アンテナ給電点間距離=16 [m] から

$$R^2 = 12^2 + 16^2 = 144 + 256 = 400 \Rightarrow R = 20[m]$$

- $K$  : 題与表から  $K=4$

以上を上式に代入すれば、

$$S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K = \frac{1000 \times 2}{40\pi \times 20^2} \times 4 = \frac{8000}{16000\pi} = \frac{1}{2\pi} \dots \dots \square A$$



・電力束密度  $S = \frac{E^2}{Z}$  を計算する。

B : 自由空間固有インピーダンスを  $Z$  とすれば、 $Z = 120\pi \approx 377[\Omega]$  ( $120\pi$  は、近似値計算)

S : は上記の通り単位が  $[mW/cm^2]$  に対し電界強度  $E$  は、 $[V/m]$  ゆえ双方の単位をそろえなければならない。

$[mW/cm^2]$  : 電界強度  $1[\frac{W}{m^2}] = \frac{1000}{100 \times 100} [\frac{mW}{cm^2}] = \frac{1}{10} [mW/cm^2]$  となる。

従って、 $S = \frac{E^2}{Z}$  において、 $Z$  の  $B$  を  $Z$  とおけば、 $S = \frac{E^2}{Z} \times \frac{1}{10} = \frac{E^2}{377 \times 10} = \frac{E^2}{3770}$  から

$$Z = 3770$$

$$E^2 = \frac{1}{2\pi} \times 3770 \approx 600 \Rightarrow E \approx 24.5[V/m]$$

電界強度の基準値  $E_0$  は、 $E_0 = \frac{824}{f} = \frac{824}{14} \approx 58[V/m]$

$E_0 > E \Rightarrow$  『安全基準を満たしている』

答 : 4

〔論拠〕

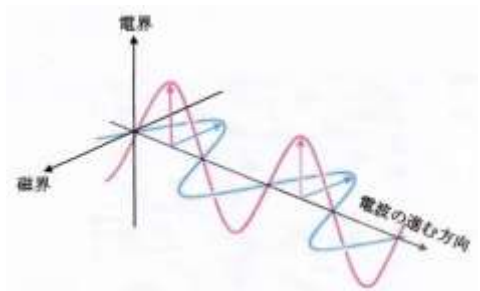
自由空間のインピーダンスを  $Z$  とすれば、 $Z = 120\pi \approx 377[\Omega]$   
電磁波（電波）とは電界と磁界とが垂直・水平間 90 度の角度を保ちながら光と同じ速度で伝搬する波のことをいう。自由空間

のインピーダンス  $Z$  は、 $Z = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$  から求める。

ここに  $\mu_0$  : 真空中の透磁率で、 $\mu_0 = 1.256637 \times 10^{-6}[H/m]$

$\epsilon_0$  : 真空中の誘電率で、 $\epsilon_0 = 8.854187 \times 10^{-12}[F/m]$

これ等を上式に代入すれば、 $Z = \sqrt{\frac{1.256637 \times 10^{-6}}{8.854187 \times 10^{-12}}} = 0.37673 \times 10^3 = 376.73 \approx 377[\Omega]$



〔参考〕

電力束密度 (PFD : Power Flux Density) : 電波の人体に与える影響の安全基準に使われるほか地球表面に到達する単位面積当たりの電波の電力をいう。

A - 23 次の記述は、電波の強度に対する安全基準に適合するかどうかの判定のための、電波の強度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。ただし、無線設備の諸元、平均電力を用いるための換算比及び大地面等の反射を考慮した係数は表のとおりとし、アンテナの水平面内指向特性は全方向性、算出地点はアンテナの主輻射方向であり俯角減衰量は 0 [dB] とする。また、 $\sqrt{3770} \approx 61.4$ 、 $\sqrt{\pi} \approx 1.77$  及び  $\log_{10} 2 \approx 0.3$  とする。

- (1) 図において、算出地点の電波の強度を求めるには、最初にアンテナ入力電力  $P$  [W]、アンテナの主輻射方向の絶対利得  $G$  (真数)、アンテナからの距離  $R$  [m] 及び大地面等の反射を考慮した係数  $K$  を用いて、次式により電力束密度  $S$  [mW/cm<sup>2</sup>] の値を算出する。

$$S = \frac{PG}{40\pi R^2} K \text{ [mW/cm}^2\text{]}$$

表から得られた数値を上式に代入すれば、 $S = \square A$  [mW/cm<sup>2</sup>] ……………①となる。

- (2) 周波数が 30 [MHz] 以下の場合、①から次式により電界強度  $E$  [V/m] の値を算出する。

$$S = \frac{E^2}{3770} \text{ ……………②}$$

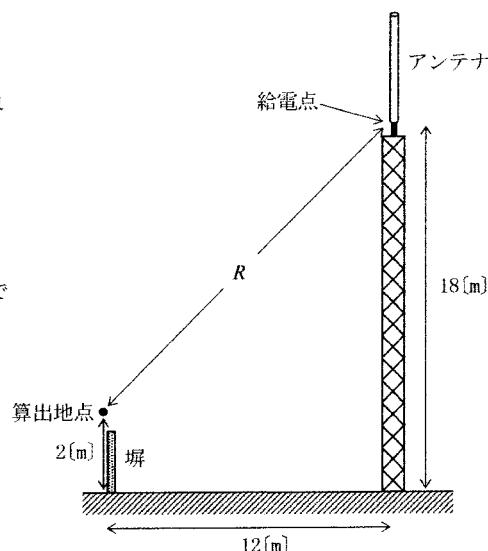
- (3) 28 [MHz] における電波の強度に対する安全基準は、電界強度又は磁界強度があるが、電界強度の基準値は [MHz] を単位とする周波数を  $f$  とすれば次式から求められる。

$$\text{電界強度の基準値} = \frac{824}{f} \text{ [V/m]} \text{ ……………③}$$

②から得られた電界強度  $E$  と③の基準値を比較し、 $E < \text{③}$  であれば、電波の強度に対する安全基準を満たしている。従って、図の算出地点では安全基準を満たして  $\square B$ 。

- |              |     |
|--------------|-----|
| A            | B   |
| 1 $1/(4\pi)$ | いる  |
| 2 $1/(4\pi)$ | いない |
| 3 $1/(2\pi)$ | いる  |
| 4 $1/(2\pi)$ | いない |

無線設備の諸元	周波数	28 [MHz]
	送信機出力電力	1,000 [W]
	給電線損失	3 [dB]
	アンテナ利得(絶対利得)	6 [dB]
	アンテナ高	18 [m]
平均電力算出のための換算比		1
大地面等の反射を考慮した係数 $K$		4



・電力束密度  $S$  は、 $S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K$  [mW/cm<sup>2</sup>]

この式に代入する題与の諸元は、

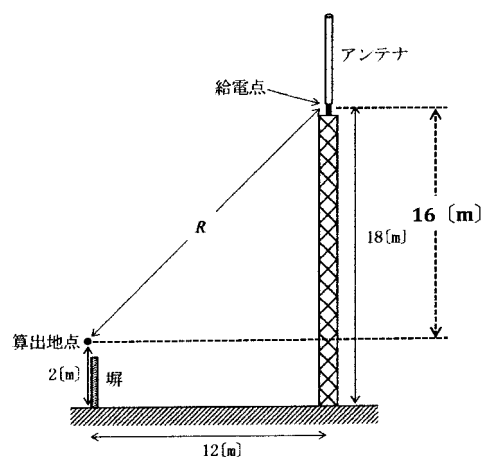
- ・  $P = 1000$  [W]
- ・  $G$  : アンテナの主軸方向の絶対利得  $G$  は、真数ゆえ、題与のアンテナ利得 (絶対利得) 6 [dB] を真数  $G$  に変換する。この際、給電線損失が 3 [dB] あるから、算出地点から見た実際のアンテナ利得は、 $6 - 3 = 3$  [dB] となる。

$$3[\text{dB}] = 10\log_{10} G \Rightarrow \log_{10} 2 = \log_{10} G \quad G = 2$$

- ・ 題与図の算出地点～給電点間距離  $R$  の算出  
 算出地点基部～アンテナタワー基部間距離 = 12 [m]  
 算出地点地上高～アンテナ給電点間距離 = 16 [m] から  
 $R^2 = 12^2 + 16^2 = 144 + 256 = 400 \Rightarrow R = 20$  [m]

- ・  $K$  : 題与表から  $K = 4$

以上を上式に代入すれば、 $S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K = \frac{1000 \times 2}{40\pi \times 20^2} \times 4 = \frac{8000}{16000\pi} = \frac{1}{2\pi}$





$$\cdot S = \frac{E^2}{3770} \Rightarrow E^2 = 3770S = 3770 \frac{1}{2\pi} \approx 600 \Rightarrow E \approx 24.5$$

電界強度の基準値  $E_0 = \frac{824}{f} = \frac{824}{28} \approx 29.4 [\text{V/m}] \Rightarrow E_0 > E$  であるから安全基準を満たしている。

答：3

令和 5 年 8 月期 (HZ508 A-23)

A - 23 次の記述は、電波の強度に対する安全基準に適合するかどうかの判定のための、電波の強度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。ただし、無線設備の諸元、平均電力を用いるための換算比及び大地面等の反射を考慮した係数は表のとおりとし、アンテナの水平面内指向特性は全方向性、算出地点はアンテナの主輻射方向であり俯角減衰量は 0 [dB] とする。また、 $\sqrt{3770} \approx 61.4$ 、 $\sqrt{\pi} \approx 1.77$  及び  $\log_{10} 2 \approx 0.3$  とする。

- (1) 図において、算出地点の電波の強度を求めるには、最初にアンテナ入力電力  $P$  [W]、アンテナの主輻射方向の絶対利得  $G$  (真数)、アンテナからの距離  $R$  [m] 及び大地面等の反射を考慮した係数  $K$  を用いて、次式により電力束密度  $S$  [mW/cm<sup>2</sup>] の値を算出する。

$$S = \frac{PG}{40\pi R^2} K \text{ [mW/cm}^2\text{]}$$

表から得られた数値を上式に代入すれば、 $S =$   A  [mW/cm<sup>2</sup>] ……①となる。

- (2) 周波数が 30 [MHz] 以下の場合、①から次式により電界強度  $E$  [V/m] の値を算出する。

$$S = \frac{E^2}{3770} \text{ ……②}$$

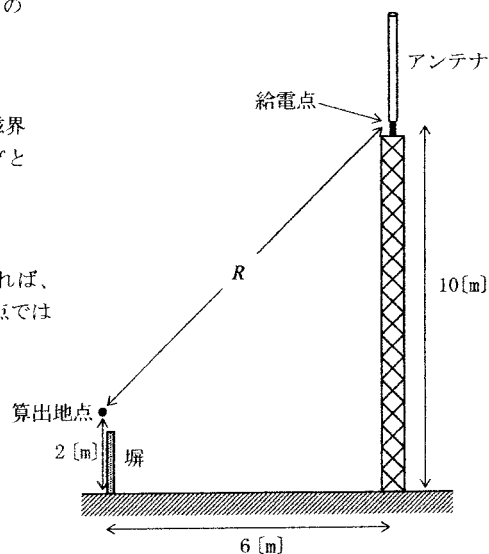
- (3) 28 [MHz] における電波の強度に対する安全基準は、電界強度又は磁界強度があるが、電界強度の基準値は [MHz] を単位とする周波数を  $f$  とすれば次式から求められる。

$$\text{電界強度の基準値} = \frac{824}{f} \text{ [V/m]} \text{ ……③}$$

②から得られた電界強度  $E$  と③の基準値を比較し、 $E < ③$  であれば、電波の強度に対する安全基準を満たしている。従って、図の算出地点ではこの設備は安全基準を満たして  B  。

A	B
1 $2/\pi$	いない
2 $2/\pi$	いる
3 $4/\pi$	いない
4 $4/\pi$	いる

無線設備の諸元	周波数	28 [MHz]
	送信機出力電力	1,000 [W]
	給電線損失	3 [dB]
	アンテナ利得(絶対利得)	6 [dB]
	アンテナ高	10 [m]
平均電力算出のための換算比		1
大地面等の反射を考慮した係数		4



電力束密度  $S$  は、 $S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K [\text{mW/cm}^2]$  この式の諸元は、題与表から

・  $P = 1000$  [W]

・  $G$  : アンテナの主軸方向の絶対利得  $G$  は真数ゆえ、題与のアンテナ利得 (絶対利得) 6 [dB] を真数  $G$  に変換する。この際、給電線損失が 3 [dB] あるから、算出地点からみた実際のアンテナ利得は、 $6 - 3 = 3$  [dB] となる。

$$3[\text{dB}] = 10\log_{10} G \Rightarrow 0.3 = \log_{10} G \Rightarrow \log_{10} 2 = \log_{10} G \Rightarrow G = 2$$

・  $R$  : 題与図の算出地点～給電点間距離  $R$  :

算出地点基部～アンテナタワー基部間距離 = 6 [m]

算出地点地上高～アンテナ給電点間距離 = 8 [m] から  $R^2 = 6^2 + 8^2 = 36 + 64 = 100$

$$\Rightarrow R = 10[\text{m}]$$

・K：題与表から  $K = 4$

以上を上式に代入すれば、

$$S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K = \frac{1000 \times 2}{40\pi \times 10^2} \times 4 = \frac{8000}{4000\pi} = \frac{2}{\pi} \quad \dots \quad \boxed{A}$$

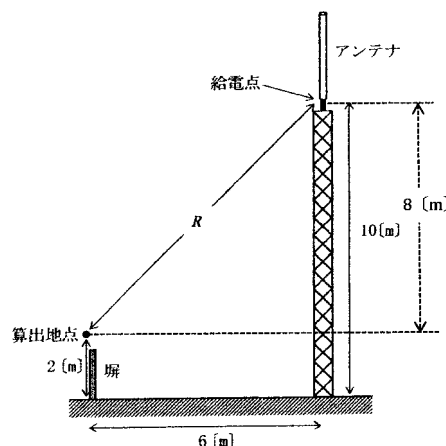
・電力束密度  $S$ ：  $S = \frac{E^2}{3770}$  から電界強度  $E$  を計算すれば、

$$E^2 = 3770S \quad S = \frac{2}{\pi} \text{ を代入し、}$$

$$E^2 = 3770 \times \frac{2}{\pi} \Rightarrow E = 61.4 \times \sqrt{\frac{2}{3.14}} = 49.0 [\text{V/m}]$$

・電界強度の基準値  $E_0 = \frac{824}{f} = \frac{824}{28} = 29.4 [\text{V/m}]$

従って、 $E_0 < E$  であるから安全基準を満たして『いない』  $\dots \quad \boxed{B}$



答：1

令和元年 12 月期 (HZ112 A-23)

A - 23 次の記述は、30 [MHz] を超える電波の強度に対する安全基準及び電波の強度の算出方法の概要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。

無線局の開設には、電波の強度に対する安全施設の設置が義務づけられている。人が通常出入りする場所で無線局から発射される電波の強度が基準値を超える場所がある場合には、無線局の開設者が柵などを施設し、一般の人が容易に出入りできないようにする必要がある。

周波数	電界強度の実効値 [V/m]	磁界強度の実効値 [A/m]	電力束密度の実効値 [mW/cm <sup>2</sup> ]
30 MHz を超え 300 MHz 以下	27.5	0.0728	0.2
300 MHz を超え 1.5 GHz 以下	$1.585 \sqrt{f}$	$\sqrt{f} / 237.8$	$f / 1500$
1.5 GHz を超え 300 GHz 以下	61.4	0.163	1

$f$  は、MHz を単位とする周波数とする。電界強度、磁界強度及び電力束密度は、それらの 6 分間における平均値とする。

(1) 表は、通常用いる基準値の表（電波の強度の値の表）の一部を示したものである。この表の電力束密度  $S$  [mW/cm<sup>2</sup>] の基本算出式は、空中線入力電力を  $P$  [W]、空中線の主放射方向の絶対利得（真数）を  $G$ 、空中線からの距離（算出地点までの距離）を  $R$  [m] 及び大地等の反射係数を  $K$  として、次式で与えられている。

$$S = \boxed{A} \times K$$

(2) 電力束密度  $S$  [mW/cm<sup>2</sup>] から電界強度  $E$  [V/m] 又は磁界強度  $H$  [A/m] へ換算する場合には、次式を用いる。

$$S = \frac{E^2}{\boxed{B}} = \boxed{C} H^2$$

	A	B	C
1	$\frac{PG}{40\pi R^2}$	37.7	3770
2	$\frac{PG}{40\pi R^2}$	3770	37.7
3	$\frac{PG}{40\pi^2 R}$	37.7	3770
4	$\frac{PG}{40\pi^2 R}$	3770	37.7

答：2

〔参考〕

電界が変化すれば磁界が生ずる、磁界が変化すれば電界が生ずる。

☐ A について、電力束密度Sを算出する基本式は、 $S = \frac{PG}{40\pi R^2} \times K[\text{mW}/\text{cm}^2]$

☐ B と ☐ C について、電力束密度 S の値から電界強度又は磁界強度の値への相互換算は、

$S = \frac{E^2}{3770} [\text{mW}/\text{cm}^2] = 37.7H^2 [\text{A}/\text{m}]$  （当式の解説は、1 アマ範疇を超えるから式として覚えること）

この問題は、「電波の被爆防御指針」として施行されているもので、関係法令として次の各規則を参照のこと：

電波法施行規則第21条の3（電波の強度に対する安全施設）

電波法施行規則第21条の3の2項「無線設備から発射される電波の強度の算出方法及び測定方法」

平成 24 年 8 月期（HZ408 A-22）

A - 22 次の記述は、電波の強度に対する安全基準及び電波の強度の算出方法の概要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。

無線局の開設には、電波の強度に対する安全施設の設置が義務づけられている。人が通常出入りする場所で無線局から発射される電波の強度が基準値を超える場所がある場合には、無線局の開設者が柵などを施設し、一般の人が容易に出入りできないようにする必要がある。

周波数	電界強度の実効値 [V/m]	磁界強度の実効値 [A/m]	電力束密度 [mW/cm <sup>2</sup> ]	平均時間 [分]
30 [MHz] — 300 [MHz]	27.5	0.0728	0.2	6
300 [MHz] — 1.5 [GHz]	$1.585\sqrt{f}$	$\sqrt{f}/237.8$	$f/1500$	
1.5 [GHz] — 300 [GHz]	61.4	0.163	1	

f：周波数 [MHz]

上の表は、通常用いる基準値の表（電波の強度の値の表）の一部を示したものである。この表の電力束密度 S を算出する基本算出式は、次式で与えられている。

$S = \text{☐ A} \times K [\text{mW}/\text{cm}^2]$

ただし、P は空中線入力電力 [W]、G は空中線の主放射方向の絶対利得（真数）、R は空中線からの距離（算出地点までの距離）[m] 及び K は大地等の反射係数を表す。通常の場合、定められた算出地点でその基本算出式を用いた算出結果が表の基準値を満たしていれば（基準値以下であれば）、実測の ☐ B 。

	A	B
1	$\frac{PG}{40\pi R^2}$	必要はない
2	$\frac{PG}{40\pi R^2}$	必要がある
3	$\frac{P}{40\pi RG}$	必要はない
4	$\frac{P}{40\pi RG}$	必要がある

答：1

令和 5 年 8 月期（HZ508 B-2）

B - 2 次の記述は、GPS(Global Positioning System)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) GPS の各衛星は、地上から高度約 20,000 [km] の軌道上を約 ☐ ア 周期で周回している。

(2) 測定点の位置は、☐ イ の衛星の位置と衛星までの距離から求められる。

(3) その距離は、衛星から発射された ☐ ウ を測定して計算により求める。

(4) 測位に使用している周波数は ☐ エ 帯である。

(5) アマチュア局においては、自局が発射する電波に位置情報を重畳したり、通信機や測定器の ☐ オ 基準として利用したりしている。

1 6 時間	2 複数	3 電波を測定点で受信したときの電波の強度	4 超短波 (VHF)	5 周波数
6 12 時間	7 一つ	8 電波が測定点で受信されるまでの時間	9 極超短波 (UHF)	10 電圧

答：ア：6、イ：2、ウ：8、エ：9、オ：5

令和5年12月期（HZ512 B-1）

B-1 次の表は、電気磁気量に関する国際単位系(SI)からの抜粋である。□内に入れるべき字句を下の番号から選べ。

量	単位名称及び単位記号
導電率	ア
誘電率	イ
透磁率	ウ
電束密度	エ
磁束密度	オ

- |                                   |                                   |
|-----------------------------------|-----------------------------------|
| 1 アンペア毎平方メートル [A/m <sup>2</sup> ] | 2 ヘンリー毎メートル [H/m]                 |
| 3 ファラド毎メートル [F/m]                 | 4 ファラド [F]                        |
| 5 ウェーバ [Wb]                       | 6 テスラ [T]                         |
| 7 クーロン毎平方メートル [C/m <sup>2</sup> ] | 8 クーロン毎立方メートル [C/m <sup>3</sup> ] |
| 9 ジュール毎ケルビン [J/K]                 | 10 ジーメンス毎メートル [S/m]               |

答：ア：10、イ：3、ウ：2、エ：7、オ：6

〔解説〕

- ・導電率：抵抗率  $\rho$  の逆数 [S/m]  $R = \rho \frac{\ell}{S}$  の  $\rho$  を抵抗率という
- ・誘電率：  $\epsilon$  [F/m]  $C = \epsilon \frac{S}{d} = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{S}{d}$   $\epsilon_0$ ：真空の誘電率[F/m]  $\epsilon_s$ ：誘電体の比誘電率[F/m]
- ・透磁率：  $\mu$  [H/m]  $B = \mu H$  B：磁束密度 [T] H：磁界の強さ [A/m]  $\mu_0$ ：真空の透磁率
- ・電束密度：D [C/m<sup>2</sup>]  $D = \frac{Q}{4\pi r^2}$  Q [C]：電荷 Q の電束
- ・磁束密度：B [T] (誘電率  $\mu$  を参照)

著作権法などにより個人使用に限定し、商用使用はできません。複製不許可

## 無線工学の計算に必要な無線数学

### [ 無線数学の基礎 ]

無線工学の計算に必要な基礎無線数学

1. 指数計算  $X^0 = 1$   $a^{-m} = \frac{1}{a^m}$   $a^m a^n = a^{m+n}$   $(a^m)^n = a^{m \times n}$   $(ab)^m = a^m b^m$

2. 常用対数  $\log_{10} X^m = m \log_{10} X$   $\log_{10} XY = \log_{10} X + \log_{10} Y$   $\log_{10} \frac{X}{Y} = \log_{10} X - \log_{10} Y$

$$\log_{10} 1 = 0 \quad \log_{10} 10 = 1 \quad \log_{10} 2 = 0.301 \quad \log_{10} 3 = 0.477$$

真数 正の整数  $a$  及び  $N$  が与えられたとき、 $N = a^b$  を満足させる実数  $b$  の値を、 $a$  を底(てい)とする  $N$  の対数といい、 $b = \log_a N$  で表す。 $N$  を  $b$  の真数という。

計算例： $\log_{10} 1.5 = \log_{10} \frac{3}{2} = \log_{10} 3 - \log_{10} 2 = 0.477 - 0.301 = 0.167$

$$\log_{10} 6 = \log_{10} (3 \times 2) = \log_{10} 3 + \log_{10} 2 = 0.477 + 0.301 = 0.778$$

$$\log_{10} 12 = \log_{10} (4 \times 3) = \log_{10} 2^2 + \log_{10} 3 = 2 \log_{10} 2 + \log_{10} 3 = 2 \times 0.301 + 0.477 = 1.079$$

3. 三角関数  $\sin \theta = \frac{\text{垂線}}{\text{斜辺}}$   $\cos \theta = \frac{\text{底辺}}{\text{斜辺}}$   $\tan \theta = \frac{\text{垂線}}{\text{底辺}}$

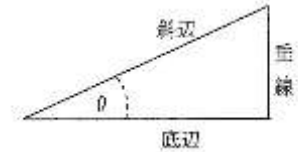
覚え方： $\sin =$  垂斜(語呂：すいしゃ (水車)：垂線 ÷ 斜辺)

$\cos =$  底斜(語呂：ていしゃ (停車)：底辺 ÷ 斜辺)

$\tan =$  垂底(語呂：すいてい (水底)：垂線 ÷ 底辺)

$$\sin 30^\circ = \frac{1}{2} \quad \sin 45^\circ = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad \sin 90^\circ = 1$$

$$\sec \theta = \frac{1}{\cos \theta} \quad \sec^2 \theta = 1 + \tan^2 \theta$$



4. 複素数  $\sqrt{-1} = j$   $\sqrt{-2} = \sqrt{-1} \times \sqrt{2} = j\sqrt{2}$   $j^2 = (\sqrt{-1})^2 = -1$   $j \times -j = -j^2 = 1$

$$\frac{1}{j} = \frac{j}{j \times j} = \frac{j}{-1} = -j$$

5. 平方根の開き方(開平)：例えば、 $\sqrt{5}$  の開平は、次の通り。  $\sqrt{5} = 2.236$

5に対して2を立てる→ 2  
上の2を下にも置く→ 2  
2×2=4 右に2を置く→ 4 2  
上の2を下にも置く→ 2  
42+2=44 右に3を置く→ 4 4 3  
上の3を下にも置く→ 3  
3+3=446 右に6を置く→ 4 4 6 6  
以下繰り返し→ 6  
4 4 7 2

$$\begin{array}{r} 2. \ 2 \ 3 \ 6 \\ \sqrt{5. \ 00 \ 00 \ 00} \\ \underline{4} \phantom{00} \\ 1 \ 00 \\ \underline{84} \phantom{00} \\ 16 \ 00 \\ \underline{13 \ 29 \ 00} \\ 2 \ 67 \ 96 \end{array}$$

←5.の後に 00 00 00 00 を置く  
←2×2=4となる  
←5-4=1 上から 00 を下ろす  
←42×2=84 上から 00 を下ろす  
←100-84=16 上から 00 を下ろす  
←433×3=1329 上から 00 を下ろす

[参考]

平成 31 年 4 月期(HZ104 A-22)問題 (p.136) の  $\sqrt{8.7920}$  の開平について；

$d = \sqrt{8.792} \times 10^4$  の  $\sqrt{8.792}$  を開平して、

$d = \sqrt{8.792} \times 10^4 = 2.9651 \times 10^4 = 29.651 \times 10^3 \cong 29.7[\text{km}]$

ここに、 $\sqrt{8.792}$  の開平にかかわる計算は、以下の通り；

8に対して2を立てる → 2	2. 9 6 5 1	
上の2を下にも置く → 2	$\sqrt{8.792000}$	
2+2=4 右に9を置く → 4 9	4	← 2×2=4
上の9を下にも置く → 9	4 79	← 8-4=4 上から79を下す
49+9=58 右に6を置く → 5 8 6	4 41	← 49×9=441
上の6を下にも置く → 6	38 20	← 479-441=38 上から20を下す
586+6=592 右に5を置く → 5 9 2 5	35 16	← 586×6=3516
上の5を下にも置く → 5	3 04 00	← 3820-3516=304 右に00を下す
525+5=530 右に1を置く → 5 9 3 0 1	2 96 25	← 5925×5=29625
上の1を下にも置く → 1	7 75 00	← 30400-29625=775 右に00を下す
59301+1=59302 → 5 9 3 0 2	5 93 01	← 59301×1=59301
	1 81 99	← 77500-59301=18199

著作権法などにより個人使用に限定し、商用使用はできません。複製不許可。