

章末問題略解

第 1 章 章末問題

1.1 偏位法の例としてばねばかり、零位法の例として天秤がある。

1.2 (略)

$$1.3 \quad \sigma = \sqrt{\frac{\sum(x_i - X)^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{675}{10-1}} = 8.65$$

1.4

(1) オームの法則より、電圧は $V = I \cdot R$ で求められる。
誤差伝搬の法則より、分散 σ_V^2 は、

$$\begin{aligned} \sigma_V^2 &= \left(\frac{\partial V}{\partial I}\right)^2 \sigma_I^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial R}\right)^2 \sigma_R^2 \\ &= R^2 \sigma_I^2 + I^2 \sigma_R^2 \end{aligned}$$

と推定される。

(2) 上式に各値を代入すると、

$$\sigma_V^2 = R^2 \sigma_I^2 + I^2 \sigma_R^2 = 0.25 \sigma_I^2 + 1.0 \sigma_R^2$$

よって、抵抗の測定精度のほうが、影響が大きい。

第 2 章 章末問題

2.1 公表資料等を参照。

2.2

- SI 単位に係る計量単位
- SI 単位のない量の非 SI 単位
- SI 単位のある量の非 SI 単位
- 用途を限定する非 SI 単位

それぞれの内容は法定計量単位を参照。

2.3

$$V = \frac{\nu}{K_J}$$

より

$$1.000 \times 10^{-6} = \frac{\nu}{4.83597848416984 \times 10^{14}}$$
$$\nu = 483.6 \text{ MHz}$$

2.4 産業技術総合研究所 計測標準研究部門 (NMIJ) 等の公表資料等を参照。

第 3 章 章末問題

3.1 文中説明参照。

3.2 $V_{bc} = 15 \text{ V}$ より a-b 間の電圧 V_{ab} は

$$V_{ab} = E - V_{bc} = 24 - 15 = 9 \text{ V}$$

である。したがって I_1 、 I_2 は

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{V_{ab}}{R_2} = 3 \text{ A} \\ I_1 &= I - I_2 = 4 \text{ A} \end{aligned}$$

と求められる。また、これより

$$R_1 = \frac{E}{I_1} = 6 \Omega$$

となる。

3.3 $R_1 L$ 直列接続部の合成インピーダンスを \dot{Z}_1 とすると

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= R_1 + j\omega L = 10 + j200 \times 50 \times 10^{-3} \\ &= 10 + j10 \Omega \end{aligned}$$

となる。また、 $R_2 C$ 並列接続部の合成アドミタンスを \dot{Y}_2 とすると

$$\begin{aligned} \dot{Y}_2 &= \frac{1}{R_2} + j\omega C = \frac{1}{10} + j100 \times 1 \times 10^{-3} \\ &= 0.1 + j0.1 \text{ S} \end{aligned}$$

なので、インピーダンス \dot{Z}_2 は

$$\begin{aligned} \dot{Z}_2 &= \frac{1}{\dot{Y}_2} = \frac{1}{0.1 + j0.1} = \frac{0.1 - j0.1}{(0.1 + j0.1)(0.1 - j0.1)} \\ &= \frac{0.1 - j0.1}{0.1^2 + 0.1^2} = \frac{0.1 - j0.1}{0.02} = 5 - j5 \Omega \end{aligned}$$

と求められる。以上より、端子 a-b 間の合成インピーダンス \dot{Z} は

$$\dot{Z} = \dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 = 10 + j10 + 5 - j5 = 15 + j5 \Omega$$

となる。

3.4 $R_1 C$ 並列接続部の合成アドミタンスを \dot{Y}_1 とすると

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= \frac{1}{R_1} + j\omega C = \frac{1}{10} + j100 \times 2 \times 10^{-3} \\ &= 0.1 + j0.2 \text{ S} \end{aligned}$$

となる。また、 $R_2 L$ 直列接続部の合成インピーダンスを \dot{Z}_2 とすると

$$\begin{aligned} \dot{Z}_2 &= R_2 + j\omega L = 5 + j100 \times 50 \times 10^{-3} \\ &= 5 + j5 \Omega \end{aligned}$$

なので、そのアドミタンスを \dot{Y}_2 とすると

$$\dot{Y}_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{5 + j5} = \frac{5 - j5}{(5 + j5)(5 - j5)} = \frac{5 - j5}{50} \\ = 0.1 - j0.1 \text{ S}$$

と求められる。以上より、端子 a-b 間の合成アドミタンス \dot{Y} は

$$\dot{Y} = \dot{Y}_1 + \dot{Y}_2 = 0.1 + j0.2 + 0.1 - j0.1 = 0.2 + j0.1 \text{ S}$$

となる。

$\dot{I} = \dot{Y}\dot{V}$ の関係から

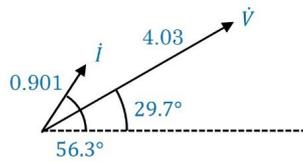
$$\dot{I} = \dot{Y}\dot{V} = (0.2 + j0.1)(3.5 + j2) = 0.5 + j0.75 \text{ A}$$

と求められる。また、電流・電圧のフェーザ表示は

$$\dot{I} = 0.5 + j0.75 = \sqrt{0.5^2 + 0.75^2} \angle \tan^{-1} \frac{0.75}{0.5} \\ = 0.901 \angle 56.3^\circ \text{ A}$$

$$\dot{V} = 3.5 + j2 = \sqrt{3.5^2 + 2^2} \angle \tan^{-1} \frac{2}{3.5} \\ = 4.03 \angle 29.7^\circ \text{ V}$$

であり、フェーザ図は次のように表せる。



3.5

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$$

より

$$C = \frac{1}{L\omega_0^2} = \frac{1}{5 \times 10^{-3} \times (20 \times 10^3)^2} \\ = \frac{1}{5 \times 10^{-3} \times 400 \times 10^6} = 0.5 \mu\text{F}$$

となる。また、

$$Q_0 = \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{10} \sqrt{\frac{5 \times 10^{-3}}{0.5 \times 10^{-6}}} = \frac{1}{10} \times 100 = 10$$

より、比帯域幅

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_0} = \frac{1}{10} = 0.1$$

となる。

第4章 章末問題

4.1 4.1.1 節参照。

4.2 計器の内部抵抗が負荷として作用し、その影響により系統誤差が発生すること。

4.3 回路定数が $20 \text{ k}\Omega/\text{V}$ の場合：

$$250 \times 20 \times 10^3 = 50 \times 10^5 = 5.0 \text{ M}\Omega$$

回路定数が $100 \text{ k}\Omega/\text{V}$ の場合：

$$250 \times 100 \times 10^3 = 250 \times 10^5 = 25.0 \text{ M}\Omega$$

4.4

(1) a-b 間の電圧の関係から、b 端子を 1 番端子に接続したとき

$$R_1(I_1 - I_r) = (r + R_4 + R_3 + R_2)I_r$$

2 番端子に接続したとき

$$(R_1 + R_2)(I_2 - I_r) = (r + R_4 + R_3)I_r$$

3 番端子に接続したとき

$$(R_1 + R_2 + R_3)(I_3 - I_r) = (r + R_4)I_r$$

4 番端子に接続したとき

$$(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)(I_4 - I_r) = rI_r$$

と表せる。

(2) $R_{S1} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$ 、 $R_{S2} = R_1 + R_2 + R_3$ 、 $R_{S3} = R_1 + R_2$ とおくと、(1) の式を

$$\begin{cases} R_1 = (r + R_{S1}) \frac{I_r}{I_1} \\ R_{S3} = (r + R_{S1}) \frac{I_r}{I_2} \\ R_{S2} = (r + R_{S1}) \frac{I_r}{I_3} \\ R_{S1} = r \frac{I_r}{I_4 - I_r} \end{cases}$$

と変形できる。条件より、 $I_r = 1 \text{ mA}$ 、 $r = 10 \text{ k}\Omega$ 、 $I_4 = 0.101 \text{ A}$ 、 $I_3 = 10I_4 = 1.01 \text{ A}$ 、 $I_2 = 10I_3$ 、 $I_1 = 10I_2$ なので、上式に代入すると、

$$R_{S1} = \frac{rI_r}{I_4 - I_r} = \frac{10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-3}}{0.101 - 1 \times 10^{-3}} = 100 \Omega$$

$$R_{S2} = \frac{(r + R_{S1})I_r}{I_3} = \frac{(10 \times 10^3 + 100) \times 1 \times 10^{-3}}{1.01} = 10 \Omega$$

$$R_{S3} = \frac{(r + R_{S1})I_r}{I_2} = \frac{(r + R_{S1})I_r}{10I_3} = \frac{R_{S2}}{10} = 1 \Omega$$

$$R_1 = \frac{(r + R_{S1})I_r}{I_1} = \frac{(r + R_{S1})I_r}{10I_2} = \frac{R_{S3}}{10} = 0.1 \Omega$$

と求められ、これより

$$\begin{aligned} R_2 &= R_{S3} - R_1 = 1 - 0.1 = 0.9 \Omega \\ R_3 &= R_{S2} - R_{S3} = 10 - 1 = 9 \Omega \\ R_4 &= R_{S1} - R_{S2} = 100 - 10 = 90 \Omega \end{aligned}$$

と求まる。

第5章 章末問題

5.1 可動鉄片形計器の原理は、コイルに電流を流すことで磁界を発生し、磁力により指針を動かすが、直流測定では磁気が残留し続ける（磁気ヒステリシス）ため、指針の動きに影響する。交流測定では周期的に残留磁気が相殺され、影響が少ないため交流測定に用いられる。

5.2 整流形計器は、正弦波の波形率に基づき目盛を振っているため、正弦波交流信号以外の信号では誤差が生じる。

5.3 表皮効果とは、導体中を流れる電流が導体の中心部分では流れにくくなり、表面を流れやすくなる現象。高周波電流により生じる磁界の影響により、導体中心部では電流を阻害する方向に、導体表面では電流を助長する方向に渦電流が発生し、中心部を電流が流れにくくなり、導体表面を流れるようになるため、損失が大きくなる。

5.4 文中説明参照。

第6章 章末問題

6.1 $\sqrt{r_A r_V} = \sqrt{4 \times 1 \times 10^6} = 2000 = 2 \text{ k}\Omega$

6.2 電圧 $\dot{V} = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$ より、電圧の大きさ $V = 100 \text{ V}$ なので、皮相電力は $IV = 200 \text{ VA}$ より

$$I = \frac{200}{V} = \frac{200}{100} = 2 \text{ A}$$

となる。

また、有効電力 $IV \cos \theta = 100 \text{ W}$ なので、力率は、

$$\cos \theta = \frac{100}{IV} = \frac{100}{200} = 0.5$$

6.3 力率を1にするためには、力率角 θ を 0° 、つまり、

$$\theta = \theta_I - \theta_V = -\theta_Z = \theta_Y = 0^\circ$$

にすればよい。したがって、端子 a-b 間のアドミタンス $\dot{Y} = G + jB$ の虚数成分（サセプタンス）が $B = 0$ であれば、インダクタンス L における無効電力が0になり、抵抗 R で消費される有効電力のみとなる。

ここで、回路のアドミタンスは

$$\begin{aligned} Y &= j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} \\ &= j\omega C + \frac{R - j\omega L}{(R + j\omega L)(R - j\omega L)} \\ &= j\omega C + \frac{R - j\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \\ &= \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\omega C - \frac{j\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \\ &= \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\omega \left(C - \frac{L}{R^2 + (\omega L)^2} \right) \\ &= G + jB \end{aligned}$$

と表されるから、 $B = 0$ より

$$\omega \left(C - \frac{L}{R^2 + (\omega L)^2} \right) = 0$$

となる C を求める。したがって、

$$\begin{aligned} C &= \frac{L}{R^2 + (\omega L)^2} = \frac{L}{R^2 + (2\pi L)^2} \\ &= \frac{0.1}{20^2 + (2\pi \times \frac{100}{\pi} \times 0.1)^2} \\ &= 125 \times 10^{-6} \text{ F} = 125 \mu\text{F} \end{aligned}$$

となる。

6.4 6.2.5 節参照。

第7章 章末問題

7.1 図 7.2(b) の場合、抵抗値は次の式で求められる。

$$R_x = \frac{V}{I} \cdot \frac{r_V}{r_V - \frac{V}{I}}$$

ここで、 $r_V = 1.0 \text{ k}\Omega$ 、 $V = 1.0 \text{ V}$ 、 $I = 20 \text{ mA}$ なので、

$$\begin{aligned} R_x &= \frac{1}{20 \times 10^{-3}} \cdot \frac{1.0 \times 10^3}{1.0 \times 10^3 - \frac{1}{20 \times 10^{-3}}} \\ &= 50 \times \frac{1.0 \times 10^3}{0.95 \times 10^3} \approx 52.6 = 53 \Omega \end{aligned}$$

となる。

7.2 7.3 節を参照。

7.3 7.4 節を参照。

7.4 アナログテスタの抵抗測定の原理より、

$$R_x = R_a \left(\frac{I_0}{I_x} - 1 \right)$$

ここで、 $R_a = 30 \Omega$ 、 $R_x = 120 \Omega$ であるので、上式より、

$$90 = 10 \left(\frac{10 \times 10^{-3}}{I_x} - 1 \right)$$

となる。したがって、

$$I_x = \frac{10 \times 10^{-3}}{\frac{90}{10} + 1} = \frac{10 \times 10^{-3}}{10} = 1.0 \text{ mA}$$

第 8 章 章末問題

8.1

浮遊容量： 測定機器や回路内にある信号線や端子などの導体間に、コンデンサと同様の働きが生じることで発生する容量。

浮遊インダクタンス： 測定機器や回路内にある基板や信号線などに、コイルと同様の働きが生じることで発生するインダクタンス。

接触抵抗： 測定機器や回路内の接点やコネクタ部など、異なる導体間の接続部分に発生する電気抵抗。

他にも環境ノイズなどが考えられる。

8.2 L - R_L 直列接続部のインピーダンスは、

$$R_L + j\omega L$$

また、 C - R_C 直列接続部のインピーダンスは

$$R_C + \frac{1}{j\omega C}$$

と表せる。これより平衡条件は、

$$\begin{aligned} R_1 R_3 &= (R_L + j\omega L) \left(R_C + \frac{1}{j\omega C} \right) \\ &= R_L R_C + \frac{L}{C} + j \left(\omega L R_C - \frac{R_L}{\omega C} \right) \end{aligned}$$

となる。両辺の実部、虚部の比較から

$$R_L R_C + \frac{L}{C} = R_1 R_3$$

$$\omega L R_C - \frac{R_L}{\omega C} = 0$$

と求められ、これらの式より、 L と R_L は、それぞれ

$$\begin{aligned} L &= \frac{C R_1 R_3}{\omega^2 C^2 R_C^2 + 1} \\ R_L &= \frac{\omega^2 C^2 R_C R_1 R_3}{\omega^2 C^2 R_C^2 + 1} \end{aligned}$$

として求められる。

8.3 LCR メータの式より、 $\dot{V}_1 = V_1 \angle \theta_1$ 、 $\dot{V}_2 = V_2 \angle \theta_2$ を代入すると、

$$\begin{aligned} \dot{Z}_x &= -\frac{\dot{V}_1}{\dot{V}_2} R = -\frac{V_1 \angle \theta_1}{V_2 \angle \theta_2} R \\ &= -\frac{R V_1}{V_2} \angle (\theta_1 - \theta_2) = Z_x \angle \theta_{Z_x} \end{aligned}$$

したがって

$$\begin{aligned} Z_x &= -\frac{R V_1}{V_2} \\ \theta_{Z_x} &= \theta_1 - \theta_2 \end{aligned}$$

となる。

第 9 章 章末問題

9.1 例えば、温度、湿度、照度、二酸化炭素濃度、音量、風量など。

9.2 式 (9.2)、式 (9.3) より、8.74 m

9.3 式 (9.1) より、977.8 Ω

9.4 電流出力

9.5 フォトトランジスタは増幅器が含まれるため、

フォトダイオードの感度 < フォトトランジスタの感度の関係がある。

9.6 超音波センサは能動センサであるため、各センサが発した自身の超音波にのみを検出する必要がある。そのため、各センサが発し、受信する超音波が重複しないように、センサのサンプリング周期を調整する。

第 10 章 章末問題

10.1 $i(t) = 1 - e^{-t}$

10.2 $i(t) = 1 - 2e^{-t}$

10.3 $i(t) = 2e^{-t}$

10.4 $i(t) = e^{-t}$

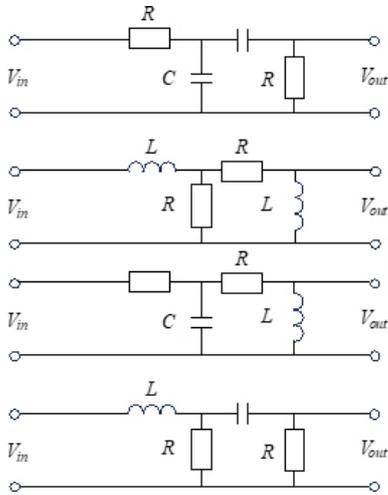
10.5 $i(t) = \frac{E}{R} e^{-\frac{1}{\tau R}(t-2)} u(t-2)$

10.6 $i(t) = e^{-t} \sin(t) u(t)$

10.7

$$\begin{aligned} X(s) &= \frac{s-6}{s^2+6s+8} = \frac{s-6}{(s+2)(s+4)} \\ &= \frac{5}{s+4} - \frac{4}{s+2} \\ &\rightarrow x(t) = 5e^{-4t} - 4e^{-2t} \end{aligned}$$

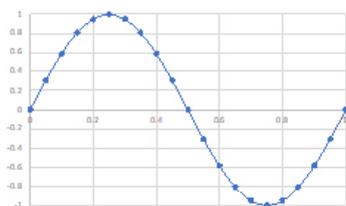
10.8 以下解答例



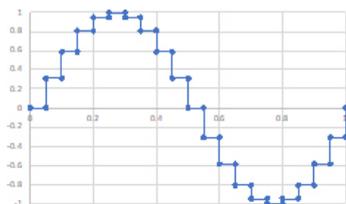
- 10.9 $\|A_v\| = 10$ 、 $R_1 = 1 \times 10^3$ である。
 反転増幅回路の増幅率 $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ より、 $R_2 = \|A_v\| R_1 = 10 \times 10^3 = 10 \text{ k}\Omega$ 。
 非反転増幅回路の増幅率 $A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ より、 $R_2 = (\|A_v\| - 1)R_1 = 9 \times 10^3 = 9 \text{ k}\Omega$ 。
 10.10 伝達関数 $G = -\frac{1}{1 + j\omega}$ 、カットオフ周波数 $f_c = \frac{1}{2\pi} = 0.16 \text{ Hz}$ 。

第 11 章 章末問題

11.1



11.2



- 11.3 周波数は、 $f_s \geq 2f_{\max}$ より、 $f_s \geq 2000 \text{ Hz}$ 。サンプリング間隔は、 $t_s \leq \frac{1}{2f_{\max}}$ より、 $t_s \leq 5 \text{ ms}$ 。

11.4 $\frac{3.3}{1024} = 3.22 \text{ mV}$

11.5 オペアンプの入力インピーダンスが非常に大きい
ため。

11.6 解答例



11.7 解答例



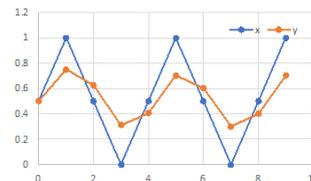
11.8 $(0.5 + 0.125) \times 1 = 0.625 \text{ V}$

第 12 章 章末問題

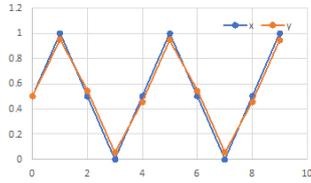
- 12.1 周期信号
 12.2 周期信号と非周期信号
 12.3 $a_0 = 0, a_1 = 0, a_2 = 1, a_3 = 0, \dots$
 12.4 $b_{2m-1} = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{2m-1}; 1 \leq m < \infty$
 12.5 $a_{2m-1} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{(2m-1)^2}; 1 \leq m < \infty$
 12.6 温度を低くする。帯域幅を狭くする。
 12.7 ハムノイズが混入している可能性がある。
 12.8 式 (12.30) より、 50Ω 。
 12.9 反射が起きない、つまり、 $\Gamma = 0$ となるように式 (12.31) の負荷インピーダンスを設計する。分子を 0 にすればよいので、負荷インピーダンスは 50Ω 。
 12.10 同相の反射は $Z_L = \infty$ のときに生じるため、負荷インピーダンスは $\infty \Omega$ 。反射係数は式 (12.31) より、1。

第 13 章 章末問題

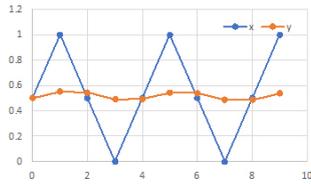
13.1



13.2



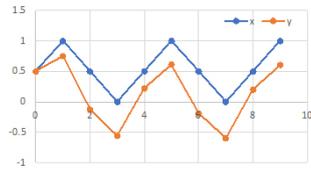
13.3



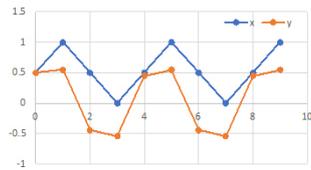
13.4 式 (13.6) は a を大きくすると交流成分をカットしやすくなるが、直流成分はパスする。

13.5 11.5 Hz

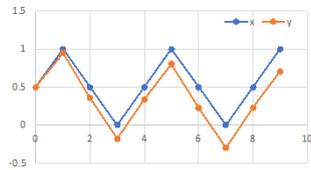
13.6



13.7



13.8



13.9 式 (13.14) は a を小さくすると直流成分をカットしやすくなるが、交流成分はパスする。

13.10 4 bit の離散フーリエ変換は次のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^1 & W_4^2 & W_4^3 \\ W_4^0 & W_4^2 & W_4^4 & W_4^6 \\ W_4^0 & W_4^3 & W_4^6 & W_4^9 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^1 & W_4^2 & W_4^3 \\ W_4^0 & W_4^2 & W_4^0 & W_4^2 \\ W_4^0 & W_4^3 & W_4^2 & W_4^1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

これを奇数行と偶数行に分割する。

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^2 & W_4^0 & W_4^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^1 & W_4^2 & W_4^3 \\ W_4^0 & W_4^3 & W_4^2 & W_4^1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}$$

奇数行は、次のように整理できる。

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 + x_2 \\ x_1 + x_3 \end{pmatrix}$$

また、偶数行は次のように整理できる。

$$\begin{pmatrix} X_1 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} W_4^0(x_0 - x_2) \\ W_4^1(x_1 - x_3) \end{pmatrix}$$

ここで、 $W_4^0 = e^{j0} = \cos(0) + j \sin(0) = 1$ 、 $W_4^2 = -W_4^0 = -1$ を代入し、最終的に次のようにまとまる。

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (x_0 + x_2) + (x_1 + x_3) \\ (x_0 - x_2) + W_4^1(x_1 - x_3) \\ (x_0 + x_2) - (x_1 + x_3) \\ (x_0 - x_2) - W_4^1(x_1 - x_3) \end{pmatrix}$$

第 14 章 章末問題

14.1 $p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$ より、

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot 6.3^2}} e^{-\frac{(x-0.6)^2}{2 \cdot 6.3^2}}$$

14.2 $p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot 9.8^2}} e^{-\frac{(x-9.8)^2}{2 \cdot 9.8^2}}$

14.3

x	y	x	y	x	y
-0.73	0.73	0.38	0.83	-1.21	-1.00
0.06	-1.30	-0.10	-1.00	1.50	0.33
0.06	0.12	0.06	0.02	-0.10	1.14
-2.01	2.16	-0.57	-0.28	-1.21	-0.08
1.18	0.43	0.54	-1.30	1.18	-1.91
0.06	0.12	-1.37	1.44	0.38	0.73
-0.26	-0.39	2.14	-0.79		

14.4 -0.42

14.5 -0.42 (データが線形変換されても相関関係は変化しない)

14.6 ハムノイズの周期分のデータを用いる。例えば、50 Hz 区間であれば、20 ms のデータを利用する。

14.7 平均であると仮定できるため、 $f(x) = c$ で表現可能。これを式 (14.11) に適用し、 c について偏微分すると、次のようになる。

$$c = \frac{\sum y}{N}$$

また、グラフより、 y は 1 と読めるため、 $c = 1$ である。