

マイコンに直接入力できる周波数出力式を使った 電気抵抗変化型湿度センサの駆動回路の設計

田澤勇夫
Isao Tazawa

電気特性利用湿度計に用いられている湿度センサには電気抵抗変化型と静電容量変化型があります。今回は多くの温湿度計に用いられている電気抵抗変化型湿度センサを取上げます。また、駆動回路の出力方式としては電圧出力型と周波数出力型などがありますが、AD変換器なしで駆動回路の出力信号をマイクロコンピュータにダイレクトに入力できる周波数出力式駆動回路の設計について解説します。

電気抵抗変化型湿度センサの特性

電気抵抗変化型湿度センサは多くのメーカーが製造、販売しています。これらの中から幾つかの湿度センサの特性を図1に示します。特性も感湿材料も異なりますが、これらの湿度センサ特性の多くは図1の等価回路で示すことができます。 R_{HPO} と R_{HSO} は相対湿度が変わっても不変の定数であり、 R_H は相対湿度によって値が変化する抵抗分です。また、 R_H は次の式で近似することができます。

$$R_H = R_{50H} \exp A \left(\frac{1}{H} - \frac{1}{H_{50}} \right) \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{20}} \right) \dots (1)$$

但し、 $H_{50}=50\%RH$ 、 $T_{20}=273.15+20K$ 、 R_{50H} は温度 $T=20$ 、相対湿度 $50\%RH$ での抵抗値、 A 、 B は各湿度センサ固有の定数です。

次に、図2の等価回路と(1)式に基づいて各湿度センサ特性を求めた理論データを図3に示します。すなわち、実測特性と理論特性がほぼ一致しています。よって、駆動回路を設計する場合、具体的な定数の設定は各湿度センサにより異なりますが、設計手法そのものは各湿度センサに対して共通で使うことができます。

しかしながら、次の性能は各湿度センサによって大きく異なる場合がありますので、十分に評価した上で選定する必要があります。

- ・ ガス雰囲気中での劣化特性
- ・ 結露による劣化特性
- ・ 経年変化
- ・ 応答特性
- ・ ヒステリシス特性
- ・ 各個体間における抵抗 - 相対湿度特性のばらつき
- ・ 各個体間における温度特性のばらつき
- ・ 印加電圧における電氣的特性の制約

高精度な湿度計測を実現するには、湿度センサに合せた駆動回路を設計するだけでなく、駆動回路の設計を通じて、より適切な湿度センサを選定することが重要です。

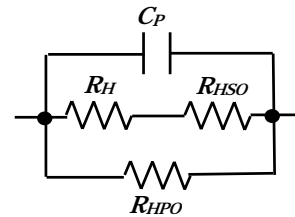


図2 電気抵抗変化型湿度センサの等価回路

シュミット・インバータCR発振回路による湿度センサ駆動回路の基本動作原理

シュミット・インバータIC 74HC14を用いたCR発振回路を図4に示します。シュミット・インバータはスレッシュホールド電圧 V_{T+} 、 V_{T-} を持ち、電圧 V_{T+} 、 V_{T-} 間で抵抗 R_I を通じコンデンサ C_I への充・放電を繰返すことにより発振がおこなわれます。この発振回路の電圧波形は図5のようになり、充電と放電時の C_I の印加電圧 V_c は(2)と(3)式により示すことができます。

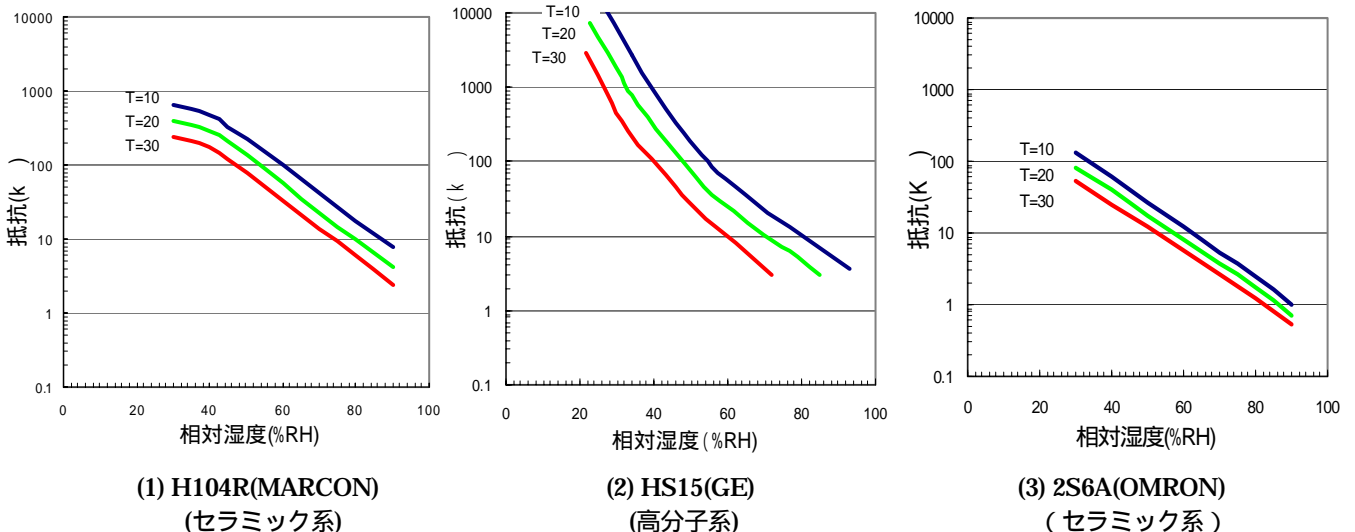
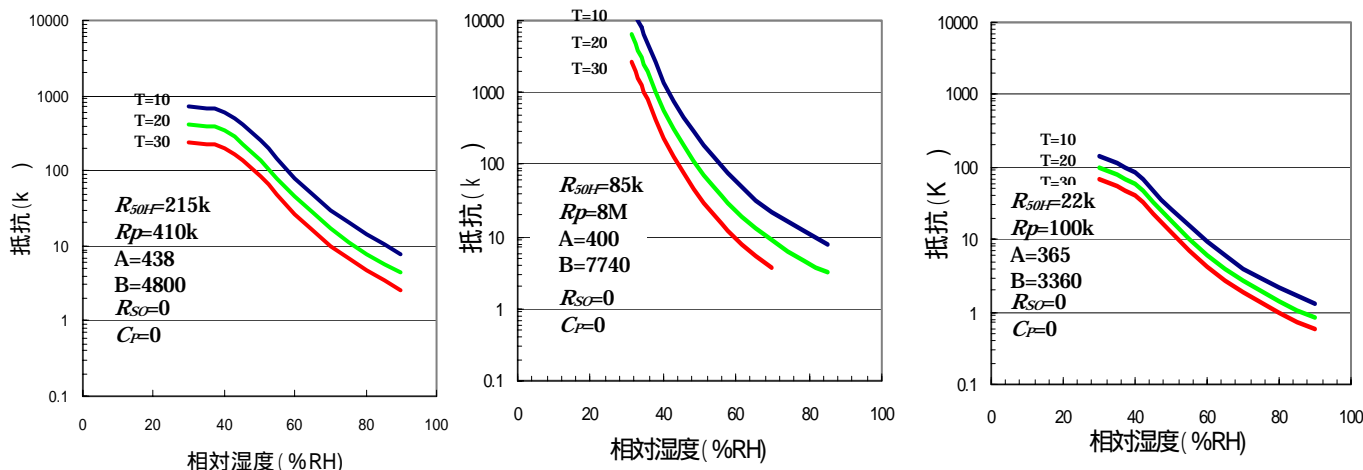


図1 各電気抵抗変化型湿度センサの特性(温度依存性含む)



(1) H104R に対する理論特性 (2) HS15 に対する理論特性 (3) 2S6A に対する理論特性

図3 近似理論式と等価回路に基づく湿度センサの理論特性(温度依存性含む)

$$V_c = V_{DD} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) \right) \dots\dots\dots (2)$$

$$V_c = V_T^+ \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 V_{DD} : 発振回路の電源電圧
発振周波数 F_o は

$$F_o = \frac{\kappa}{C_1 R_1} \dots\dots\dots (4)$$

で与えられます。ここで、特性定数 κ は

$$\kappa = \frac{1}{\ln\left(\frac{\left(1 - \frac{V_T^-}{V_{DD}}\right)\left(\frac{V_T^+}{V_{DD}}\right)}{\left(1 - \frac{V_T^+}{V_{DD}}\right)\left(\frac{V_T^-}{V_{DD}}\right)}\right)} \dots\dots\dots (5)$$

となります。

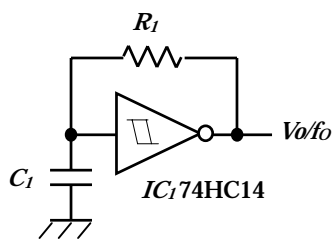


図4 シュミット・インバータ CR 発振回路

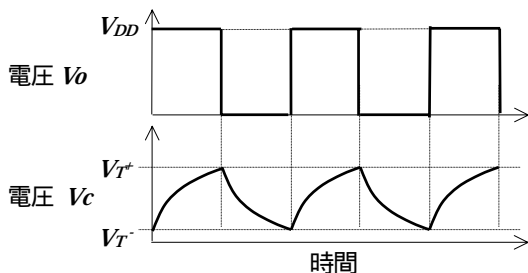


図5 CR 発振回路の V_o, V_c 電圧波形

すなわち、抵抗 R_1 の代わりに電気抵抗変化型湿度センサを接続すると、湿度センサの電気抵抗に対応して発振周波数が変化するため電気抵抗変化型湿度センサ駆動回路になります。また、容量 C_1 の代わりに電気抵抗変化型湿度センサを接続すると静電容量変化型湿度センサ駆動回路になります。

よって、湿度センサ駆動回路の設計は一見、簡単に思われますが、湿度センサは抵抗やコンデンサと異なり、**印加電圧の電気的特性には次の制約があるため、単純に抵抗 R_1 や容量 C_1 を湿度センサに置き換えることはできません。**

- 電圧範囲
- 周波数範囲
- 波形
- 直流分の有無

また、高精度湿度計測のための駆動回路を実現するには幾つかの技術的課題を解決する必要があります。具体的に設計を進めていくことにより、これらの技術的課題を明確に提示し、解決方法を提示していきます。

シュミット・インバータ CR 発振回路による湿度センサ駆動回路の技術的課題

次の要因により図4の回路の発振周波数が変化し、大きな測定誤差を与えます。

- (1) 回路素子の温度依存性
- (2) 電源電圧 V_{DD} の変動
- (3) コンデンサ C_1 の経年変化

回路素子の温度依存性による周波数変化

温度が dT 変化した場合の出力周波数の変化 dF_o は、(4)式より次の式で与えられます。

$$\frac{dF_o}{dT} = \frac{\partial F_o}{\partial k} \frac{\partial k}{\partial T} + \frac{\partial F_o}{\partial C_1} \frac{\partial C_1}{\partial T} + \frac{\partial F_o}{\partial R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T}$$

$$= F_o \left(\frac{1}{k} \frac{\partial k}{\partial T} - \frac{1}{C_1} \frac{\partial C_1}{\partial T} - \frac{1}{R_1} \frac{\partial R_1}{\partial T} \right) \dots\dots\dots (6)$$

よって、温度変化 dT による周波数の変化率は次の式で与えられます。

$$\frac{dF_o}{F_o} = \frac{dk}{k} - \frac{dC_1}{C_1} - \frac{dR_1}{R_1} \dots\dots\dots(7)$$

すなわち、駆動回路の周辺環境温度 T が変化した場合、出力周波数の変化率 (dF_o/F_o) は特性定数 k の変化率 (dk/k) 、コンデンサ C_1 の変化率 (dC_1/C_1) 、そして湿度センサ抵抗 R_1 の変化率 (dR_1/R_1) によって決まります。 (dR_1/R_1) については湿度センサの温度特性、温度補正で論じるため除外します。

温度 20 から ± 20 の温度変化を与えた場合の特性定数 k の変化率 (dk/k) の実測データを図 6 に示します。すなわち、電源電圧 $V_{DD}=5V$ において、温度変化 ± 20 に対する特性定数 k の変化率 (dk/k) は ± 0.006 位になります。

次に各電源電圧において、温度 20 から 40 に変化させた場合における変化率 (dk/k) の実測データを図 7 に示します。すなわち、電源電圧が 3V 以下になるに従い、変化率 (dk/k) が著しく大きくなるのが分かります。図 7 のデータに従えば、電源電圧 V_{DD} を大きく設定して設計すれば良いのですが、湿度センサの印加電圧範囲の制約や電池駆動における電源電圧 V_{DD} の制約条件がある場合にはそういう訳にはいきません。

また、例えば、温度係数が 200ppm/ のコンデンサを用いた場合、温度変化 20 ± 20 におけるコンデンサによる周波数の変化率は ± 0.004 になります。

駆動回路の設計での周波数範囲の設定の項でも論じていますが、これらの温度変化による周波数変化による測定誤差は数% RH になる可能性があるため、十分に注意する必要があります。

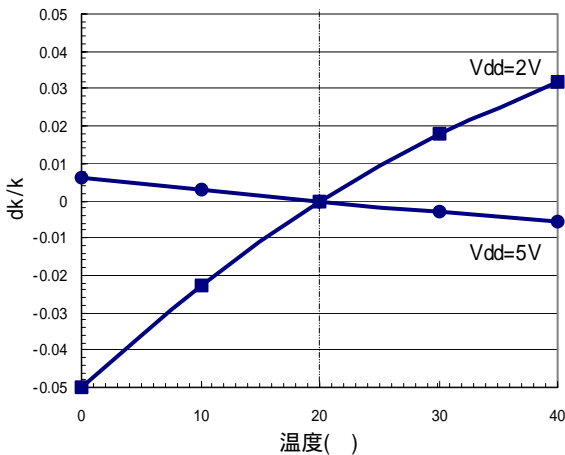


図 6 温度 T に対する特性定数 k の変化率 (dk/k) の実測データ (温度 20 を基準とする)

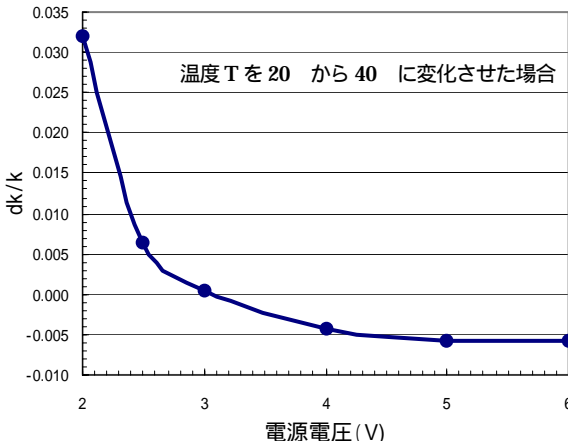


図 7 温度 40 における電源電圧に対する変化率 (dk/k) の実測データ ($V_{DD}<3V$ で急激に dk/k が大きくなります)

電源電圧の変化による周波数変化

電源電圧 V_{DD} を変化させると周波数 F_o も変化します。電源電圧 $V_{DD}=5V$ を基準として電源電圧 V_{DD} を変化させた場合の周波数の変化率 (dF_o/F_o) の実測データを図 8 に示します。すなわち、電源電圧変化に対する発振周波数 F_o の変化率 (dF_o/F_o) は非常に大きく、電源電圧を安定化させないと測定誤差が非常に大きくなります。

すなわち、 C_1 と R_1 の値が一定であるとするとき、電源電圧 V_{DD} の変化 dV_{DD} による周波数 F_o の変化率は、

$$\frac{dF_o}{F_o} = \left(\frac{\partial F_o}{\partial k} \frac{\partial k}{\partial V_{DD}} dV_{DD} \right) \frac{1}{F_o} = \frac{dk}{k} \dots\dots\dots(8)$$

となります。すなわち、電源電圧 V_{DD} の変化による周波数 F_o の変化は特性定数 k の変化によると考えることができます。

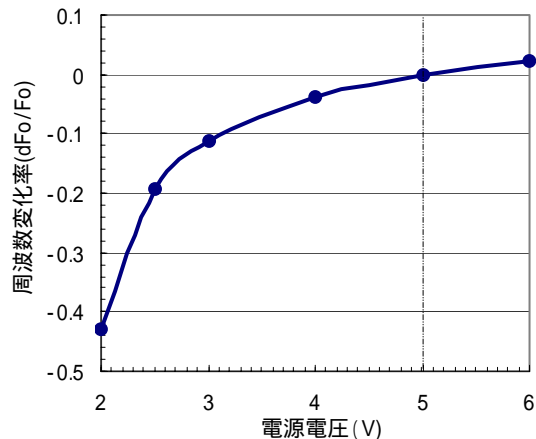


図 8 電源電圧 V_{DD} に対する周波数の変化率 (dF_o/F_o) (電源電圧 5V を基準とする)

コンデンサの経年変化による周波数変化

時間変化 dt による周波数 F_o の変化率は式次の式で与えられます。

$$\begin{aligned} \frac{dF_o}{F_o} &= \left(\frac{\partial F_o}{\partial k} \frac{\partial k}{\partial t} dt + \frac{\partial F_o}{\partial C_1} \frac{\partial C_1}{\partial t} dt + \frac{\partial F_o}{\partial R_1} \frac{\partial R_1}{\partial t} dt \right) \frac{1}{F_o} \\ &= \frac{dk}{k} - \frac{dC_1}{C_1} - \frac{dR_1}{R_1} \dots\dots\dots(9) \end{aligned}$$

つまり、(9)式右辺の 1 項は特性定数 k の経年変化、2 項はコンデンサ C_1 の経年変化、そして 3 項は湿度センサ特性の経年変化による周波数 F_o の変化を示しています。

コンデンサに比べ IC の特性は安定しており、湿度センサの経年変化を除外して考えると、周波数の経年変化はコンデンサの経年変化によるということが出来ます。

電気抵抗変化型湿度センサ駆動回路の設計

周波数範囲の設定

図 4 の抵抗 R_1 の代わりに湿度センサを接続した回路を電気抵抗変化型湿度センサ駆動回路の基本形とします。ただし、議論の簡略化のため、図 2 で示す湿度センサの等価回路中の R_H のみで表記します。

相対湿度 H の変化に対応した出力周波数 F_o の変化の範囲は、湿度センサの使用周波数範囲内に限定して設計する必要があるため、その周波数範囲が広く、周波数上限が高い湿度センサほど周波数変化式駆動回路には適していることになります。

周波数の上限、下限に合わせて C_1 、 R_{HL} の値を設定します。図 9 に示すように抵抗 R_{HL} を湿度センサ R_H に並列に接続することにより周波数の下限を設定することができます。

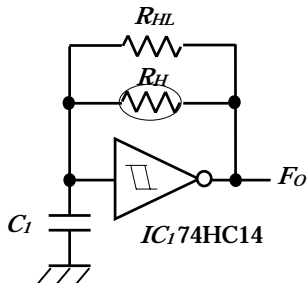


図 9 電気抵抗変化型湿度センサ駆動回路の基本形

例えば、湿度センサ H104R(MARCON) を例にあげて説明すると、周波数範囲を 100Hz ~ 1kHz 程度に設定した場合、相対湿度 H に対する周波数 F_o の関係を図 10 に示します。但し、 $K=1.15$ 、 $C_1=0.27\mu\text{F}$ としました。すなわち、周波数 F_o はほぼ設定した周波数範囲に入っています。次に、相対湿度 1%RH の変化に対する周波数の変化率の関係を図 11 に示します。つまり、 $R_{HL}=100\text{k}$ の場合、低湿度領域でのその変化率は約 0.008 ですが、 $R_{HL}=20\text{k}$ の場合では 0.002 まで小さくなり、 R_{HL} の値が小さいほど、環境温度 T の変化による周波数 F_o の変動の影響が著しく大きくなります。

しかしながら、 R_{HL} を 100k に場合、相対湿度が 30%RH から 40%RH 変化しても出力周波数の変化は 4 ~ 5 Hz と非常に小さく、マイクロコンピュータによる周波数のサンプリング時間を非常に大きく取らないと、湿度分解能が悪くなります。

ここで、印加できる周波数が高く、かつ、周波数範囲が広い湿度センサを選べれば、これらの問題を解決することができます。例えば、周波数範囲を数 kHz から 100kHz 程度に設定できれば、コンデンサの値を $C_1=2.7\text{nF}$ に設定することにより $R_{HL}=100\text{k}$ の場合でも出力周波数の変化は 400 ~ 500Hz 程度に大きくなり、サンプリング時間を大きく取らなくても十分な湿度分解能を得ることができます。

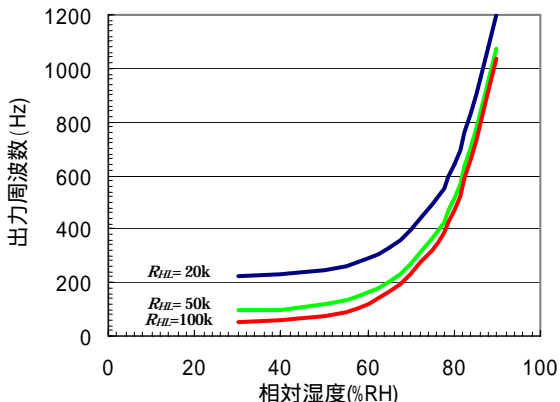


図 10 相対湿度に対する出力周波数の関係 (周波数範囲を 100Hz ~ 1kHz 程度に設定)

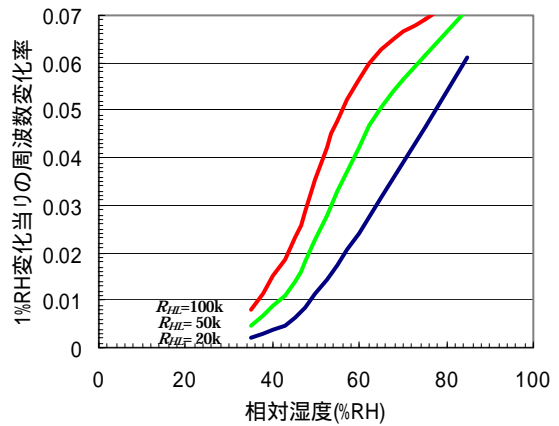


図 11 各相対湿度領域における 1%RH の変化による周波数変化率 (低湿度領域で周波数変化率が小さくなります)

周波数比較方式

回路素子の温度依存性、電源電圧 V_{DD} の変動、そして、コンデンサ C_1 の経年変化による測定誤差を簡単に解決する方法として、図 9 の駆動回路に標準抵抗とアナログ・スイッチを追加することによる周波数比較方式を導入する方法があります。この周波数比較方式を採用した駆動回路を図 12 に示します。

すなわち、アナログ・スイッチをマイクロコンピュータにより制御することにより、抵抗 R_H' 、 R_r に対応した次の周波数を時分割で出力します。

$$F_H \propto k/C_1 R_H', F_r \propto k/C_1 R_r \dots\dots(10)$$

ただし、 $R_H' = R_H R_{HL} / (R_H + R_{HL})$

これらの周波数をマイクロコンピュータに内蔵されているカウンタに取り込み、次の演算をおこなうことにより抵抗 R_H の値を求めることができます。

$$R_H' = R_r \frac{F_r}{F_H} \dots\dots(11)$$

周波数比較方式を採用しないで、周波数から直接、 R_H を求める場合の式

$$R_H' = \frac{k}{C_1} \frac{1}{F_H} \dots\dots(12)$$

と比べると、定数 k 、 C_1 に代えて定数 R_r 、 F_r が入っています。すなわち、周波数比較方式を採用することにより測定誤差を低減するには、安定した特性の標準抵抗 R_r を採用することが必要不可欠です。

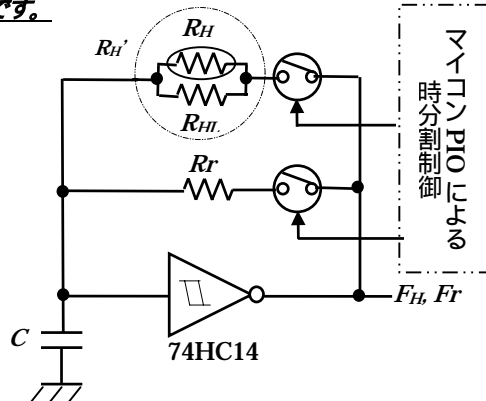


図 12 標準抵抗 R_r による周波数比較方式

抵抗 - 相対湿度変換演算

以上のように、湿度センサの抵抗値 R_H を得ることができました。次に、得られた抵抗値 R_H から相対湿度 H を算出します。抵抗から相対湿度に変換する演算方式としては、

- ・ (1)式の逆関数による演算
- ・ 折線近似による演算

が考えられます。

(1)式の逆関数による演算の場合、(1)式は湿度センサ特性を示す近似式であり、実際の相対湿度と抵抗値の関係に対して誤差を持っています。また、1個の湿度センサの特性に対して誤差を非常に小さくできる高次関数を得ることができたとしても、湿度センサの個体間で特性がばらつくことにより予想外の大きな演算誤差が生じる可能性があるため、高次関数の導入には注意が必要です。

ここでは、演算が容易な直線による折線近時の方法について、湿度センサ H104R(MARCON) を例にあげて説明します。図 13 に示すように、抵抗 R_H と相対湿度 H の関係は幾つかの直線に分割して示すことができます。従って、図 14 に示すフローチャートにより抵抗 R_H から相対湿度 H への変換演算をおこないます。

温度時分割計測、温度補正

温度 $T=20$ における湿度センサ特性を基本特性として相対湿度 H を求めましたが、他の温度における相対湿度 H を求めるには温度補正が必要です。温度補正の方法は幾つかあり、また、湿度センサ特性によって異なりますので、H104R を例として取上げ説明します。

図 15 に示すように、H104R の場合、 $T=20$ の基本特性に対し他の温度の特性は相対湿度軸方向にほぼ平行移動しています。よって、次の式により温度補正をおこなうことにより、任意の温度 T での相対湿度を求めることができます。

$$H = H_{T=20} + AT \quad \dots\dots(13)$$

図 15 の特性では温度係数は $A=-0.6$ となりますが、この値はあくまでも湿度センサ H104R の代表特性についてであり、湿度センサの個体差による温度係数のばらつきが温度補正誤差になりますので注意が必要です。すなわち、各湿度センサ個体間での温度特性のばらつきが温度補正誤差になるため、高精度な湿度計測を実現するには、個体間での温度特性のばらつきが小さい湿度センサを選定することが重要になります。

図 15 では単純で素直な温度特性を示していますが、多くの電気抵抗型湿度センサの温度特性はより複雑であり、湿度領域により温度係数が変化したり、また、温度に対して高次の補正が必要な場合があります。すなわち、温度補正が次のような複雑な式になる場合があります。

$$H = H_{T=20} + A(H)f(T) \quad \dots\dots(14)$$

ここで、 $A(H)$ は相対湿度 H による関数、 $f(T)$ は温度 T による関数です。このような複雑な温度補正が必要な場合、温度補正誤差が大きくなる可能性があるため注意が必要です。

すなわち、高精度な湿度測定を実現するには、温度補正誤差を出来る限り小さくする必要があり、そのためには温度係数の個体差のばらつきが小さく、複雑な温度補正を必要としない湿度センサを選定することが重要となります。

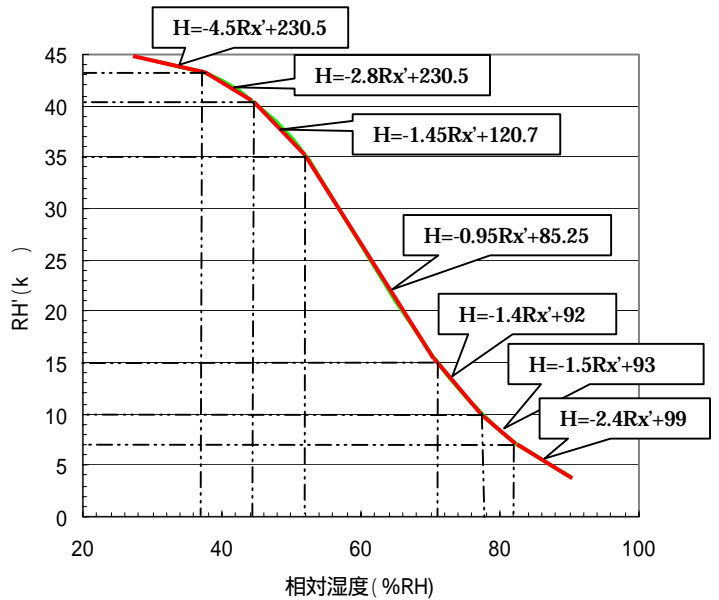


図 13 湿度センサ特性を折線近似により求める (H104R を代表事例としましたが、他のセンサについても定数を変えるだけで共通に使うことが可能です)

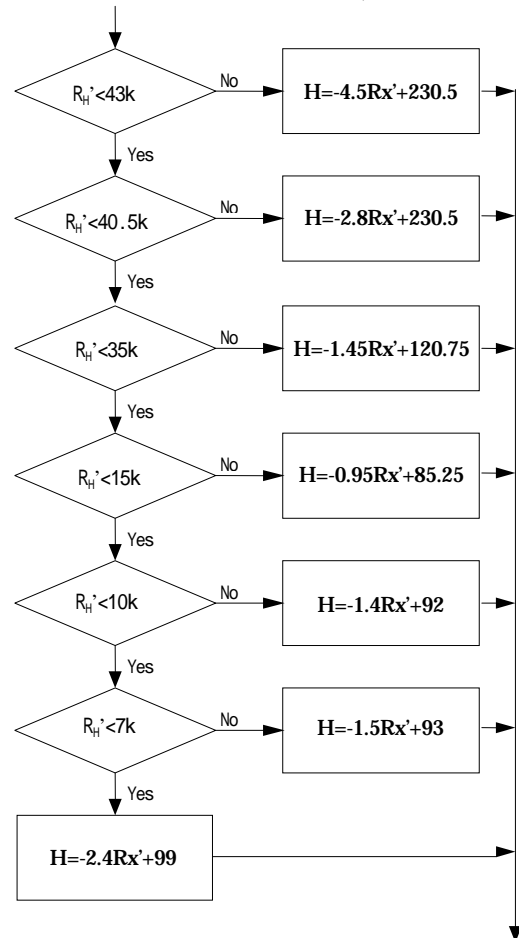


図 14 抵抗 - 相対湿度変換演算のフローチャート

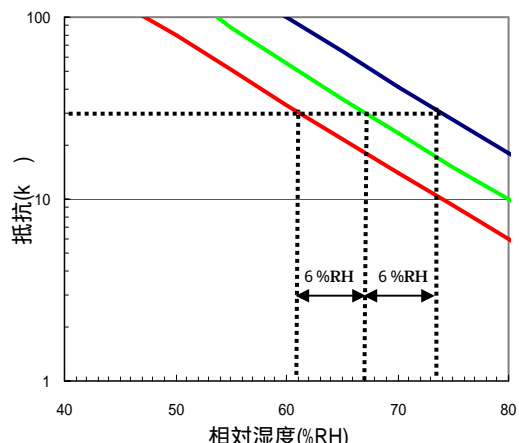


図 15 湿度センサの温度補正 (H104R を代表事例として)

次に、温度補正をおこなうための温度センサ駆動回路についてですが、図 12 の湿度センサ駆動回路にサーミスタとアナログ・スイッチを増設するだけで温度と湿度を同時に測定できる回路を図 16 に示します。

図 17 に示すように、サーミスタ ($R_{20T}=20k$, $A=3450$) に対して、抵抗 $R_{TL}=20k$ を並列接続し次の直線化をおこないます。

$$R'_T \approx -0.173t + 13.46(k\Omega) \quad \dots\dots(15)$$

今回は特性($R_{20T}=20k$, $A=3450$)のサーミスタを用いましたが、他の特性のサーミスタを用いる場合、 R_{TL} の値と(14)式の定数の値を代えるだけで応用可能です。

マイクロコンピュータによりアナログ・スイッチを切替えて、サーミスタの抵抗値に対応した次の周波数を入力します。

$$F_T = k/C_1 R'_T \quad \dots\dots(16)$$

湿度センサの抵抗値測定の場合と同様にして、

$$R'_T = R_r \frac{F_r}{F_T} \quad \dots\dots(17)$$

となるので、 F_r との比を求めることによりサーミスタの抵抗値を求めることができ、よって、温度を測定することもできます。

切替えスイッチの選定

アナログ・スイッチにはON抵抗 r が存在するため、これによる影響を考慮する必要があります。ON抵抗の小さいアナログ・スイッチを選択すれば問題は簡単ですが、例えば、汎用的な **74HC4053 を用いた場合、ON抵抗が100 ~ 数百 と大きく、温度と電源電圧により変化しますので、湿度センサの抵抗値が小さくなる高湿領域で大きな測定誤差要因になる可能性がありますので、注意が必要です。**

アナログ・スイッチを用いる代わりに 3-State Buffer の 74HC126 を用いる方法があります。この場合、見かけのON抵抗のばらつきが存在するので、図 18 のように、調整用の可変抵抗器 VR_1 を追加する必要があります。

調整・校正機能の導入

図 1 に示す湿度センサ特性は代表特性であり、湿度センサの各個体間において、その特性はあるばらつきを持ちます。つまり、各個体に合せた抵抗 - 相対湿度変換演算が必要になります。しかしながら、湿度計の製造時において、全ての湿度センサの特性データを採取していたのでは生産効率が非常に悪く、量産には向かないことになります。そこで次のように考えます。

各個体間の湿度センサ特性が (1) 式の理論近似式に従うとすると、湿度センサ特性のばらつきは R_{50H} と A の値の変動によります。これらの値の変動による特性のばらつきを図 19 に示します。

これらの特性ばらつきに対し次のように調整・校正機能を導入します。すなわち、まず、図 18 の駆動回路に対して、図 20 に示すように可変抵抗器 VR_2 を付加します。同様にして、時分割制御により可変抵抗器 VR_2 の抵抗値 R_{VR2} に対応した次の周波数を入力します。

$$F_C = k/C_1 R_{VR2} \quad \dots\dots(18)$$

よって、次式により抵抗値 R_{VR2} を求めることができます。

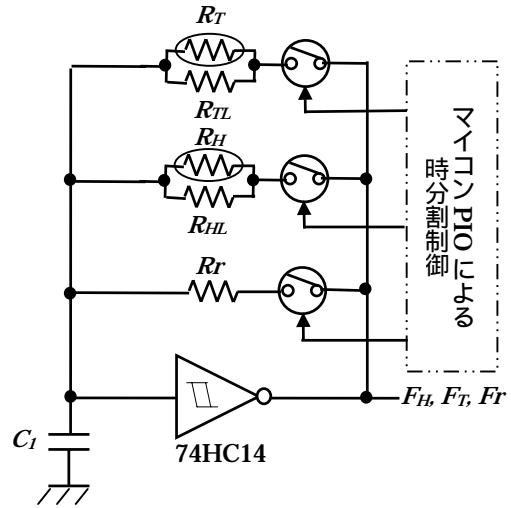


図 16 温度・湿度センサ同時駆動回路

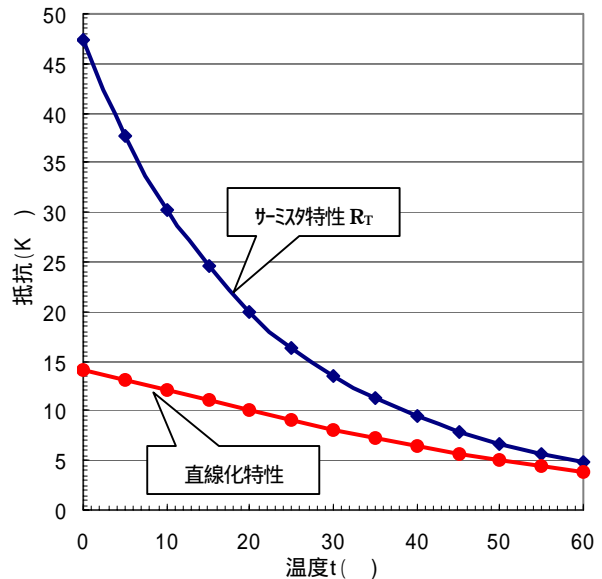


図 17 サーミスタ特性の直線化

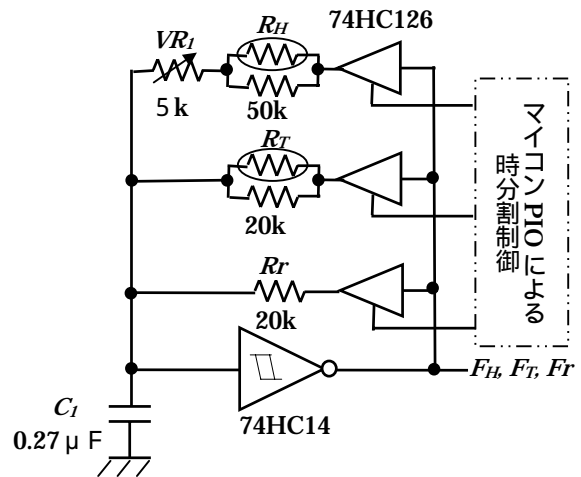


図 18 3-State Buffer を用いた温度・湿度センサ駆動回路

$$R_{VR2} = R_r \frac{F_r}{F_C} \quad \dots\dots(19)$$

次に、図 14 の演算により求めた相対湿度の値に対して次の調整・校正用演算処理をおこないます。

$$H = H + D \left(\frac{F_r}{F_c} - 0.5 \right) \dots\dots\dots(20)$$

D は調整幅を決める定数であり、例えば $\pm 5\%RH$ の幅で調整する場合は $D=10$ となります。 $\pm 2\%RH$ の調整値を与えた場合の抵抗-相対湿度変換演算特性の変化を図21の(1)に示します。これを具体的に説明すると、抵抗値 $R_{VR2}=10k$ に設定し調整値を零とします。この状態では代表特性に対する特性のばらつきに対応した測定誤差が生じています。そこで、湿度校正器の相対湿度の値を中湿領域(50%RH前後)に設定し、測定誤差が零になるように可変抵抗器 VR_2 を調整します。これにより、低湿から中湿領域において測定誤差がほぼ零になるように調整することができます。

しかしながら、図19の(2)や(3)のような特性ばらつきに対しては中湿から高湿領域では測定誤差が大きいので、次に、可変抵抗器 VR_1 を調整します。可変抵抗器 VR_1 は74HC126の見かけ上のON抵抗のばらつきに対する調整のために設けたのですが、これを調整することにより中湿から高湿領域の特性が変化する現象を利用することができます。可変抵抗器 VR_1 を調整した場合の特性変化を図21の(2)に示します。

すなわち、中湿(50%RH)で測定誤差が零になるように可変抵抗器 VR_2 を調整し、次に高湿(90%RH)でも測定誤差が零になるように可変抵抗器 VR_1 を調整することにより、個々の湿度センサ特性に対応した抵抗-相対湿度変換演算特性を与えることができます。この様子を図21の(3)に示します。

以上のように、調整・校正機能を与えることができますが、実際の湿度センサ特性では図19に比べて更に複雑な特性ばらつきを持つ場合があり、予想以上の調整・校正誤差が生じる可能性があります。よって、調整・校正誤差が小さい特性ばらつきを持つ湿度センサを選定することが重要となります。

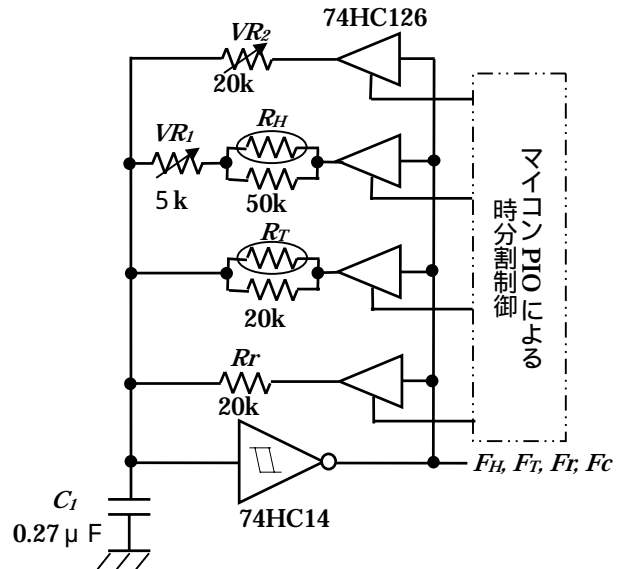


図20 調整・校正機能を付加した温度・湿度センサ駆動回路

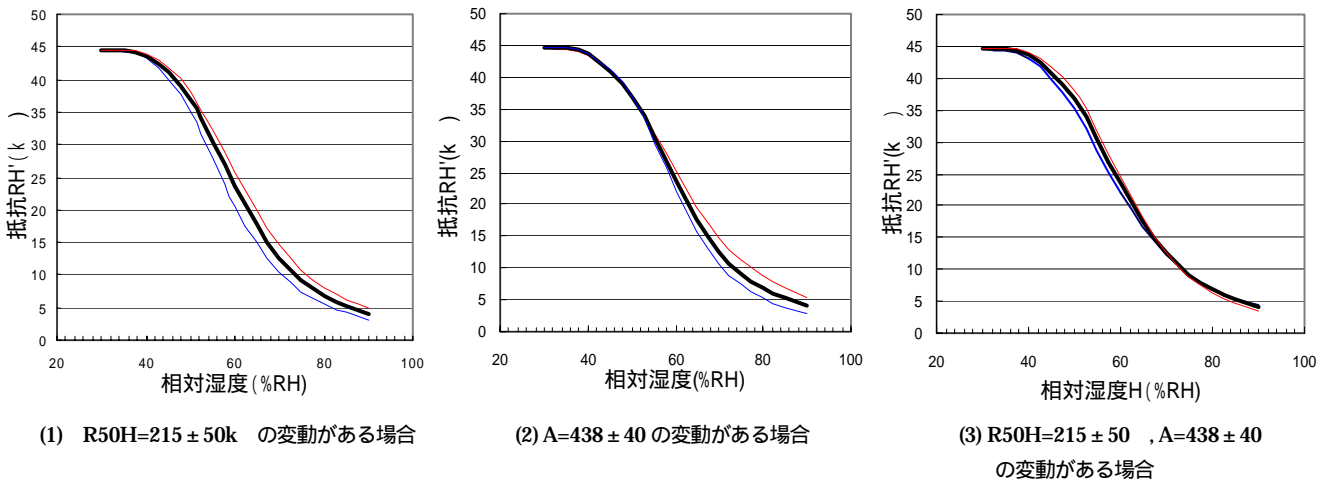


図19 理論近似式の R_{50H} と A の値の変動がある場合、湿度センサの代表特性(太字)に対する特性のばらつき

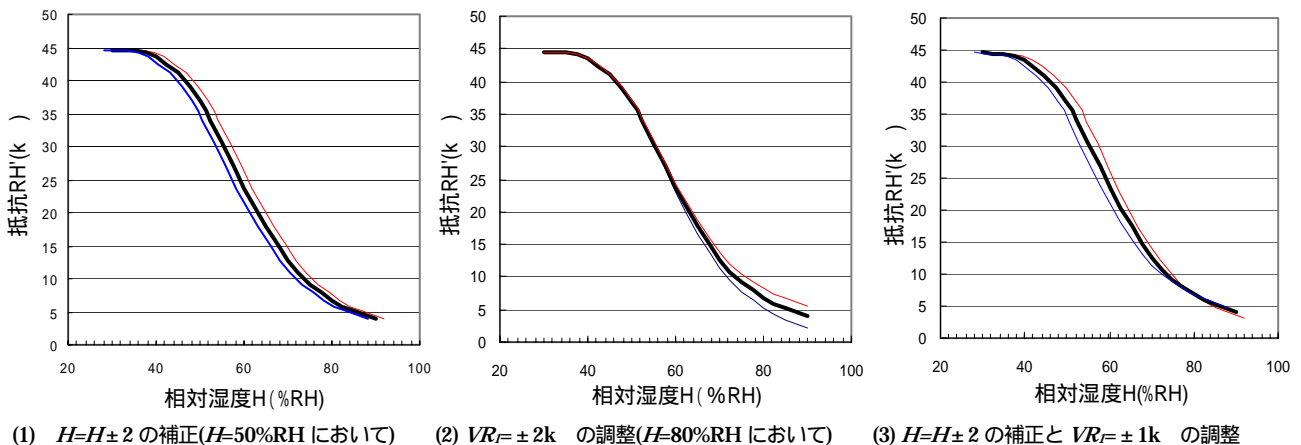


図21 調整・校正機能による抵抗-相対湿度変換演算の適正化

印加電圧についての検討

湿度センサへの印加電圧の電気的特性には周波数範囲の他、電圧範囲、波形、直流分の有無についての制約があります。

よって、図4の駆動回路の基本形に戻り、抵抗 R_1 の印加電圧 V_{R1} について検討します。(2)式より充電時の印加電圧は

$$V_{R1} = V_{DD} \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) \dots\dots\dots (21)$$

となります。また、(3)式より放電時の印加電圧は

$$V_{R1} = -V_T^+ \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) \dots\dots\dots (22)$$

となります。この印加電圧波形を図22に示します。

$V_{DD} \approx V_T^+ + V_T^-$ が成立するので、印加電圧の直流成分はほぼ零であると推定することができます。また、1サイクルにおいて抵抗 R_1 に流れ込む電荷を次のようになります。充電期間では

$$\begin{aligned} Q_C &= \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{R1}}{R_1} dt = \frac{V_{DD}}{R_1} \int_{t_1}^{t_2} \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) dt \\ &= C_1 V_{DD} \left[\exp\left(-\frac{t_1}{C_1 R_1}\right) - \exp\left(-\frac{t_2}{C_1 R_1}\right) \right] \dots\dots\dots (23) \end{aligned}$$

となり、また、

$$t_1 = -C_1 R_1 \ln\left(1 - \frac{V_T^-}{V_{DD}}\right), t_2 = -C_1 R_1 \ln\left(1 - \frac{V_T^+}{V_{DD}}\right) \dots\dots (24)$$

であるので

$$Q_C = C_1 (V_T^+ - V_T^-) \dots\dots\dots (25)$$

となります。また、放電期間では

$$Q_D = -\frac{V_T^+}{R_1} \int_0^{\Delta t} \exp\left(-\frac{t}{C_1 R_1}\right) dt = C_1 V_T^+ \left[\exp\left(-\frac{\Delta t}{C_1 R_1}\right) - 1 \right] \dots\dots (26)$$

となり、また、

$$\Delta t = -C_1 R_1 \ln\left(\frac{V_T^-}{V_T^+}\right) \dots\dots\dots (27)$$

であるので、

$$Q_D = -C_1 (V_T^+ - V_T^-) = -Q_C \dots\dots\dots (28)$$

となります。すなわち、1サイクルにおいて、抵抗 R_1 に流れる電流の総和は零になります。

次に、抵抗 R_1 代わりに湿度センサ H104R を接続した場合、印加電圧波形の実測データを図23に示します。すなわち、図22の理論データと一致していることが分かります。すなわち、湿度センサの印加電圧の直流成分はほぼ零であると考えられます。

しかしながら、湿度センサによっては僅かな直流成分の印加を引き起こす場合もありますので、その場合は湿度センサに直列にコンデンサを接続する方法があります。

図23の印加電圧波形により、基本周波数成分の他、高調波成分を含むので、**高調波成分の印加を許容する湿度センサを選定する必要があります。**

また、電源電圧 $V_{DD} = 2V$ においてさえ、印加電圧は $(V_{DD} + V_T^+ - V_T^-) \approx 2V_T^+ V_{p-p}$ になるので、選定した湿度センサはこの電圧値を許容するものではなくてはなりません。

最後に、以上の設計で得られた温度・湿度計のシステム構成を図24に示します。

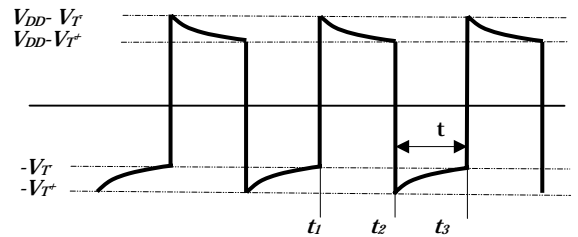


図22 抵抗 R_1 への印加電圧波形



図23 湿度センサ印加電圧波形の実測例

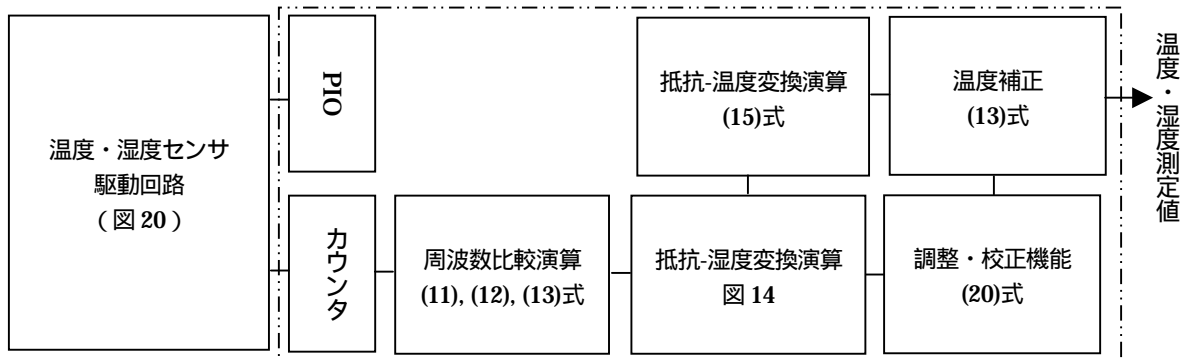


図24 温度・湿度計のシステム構成図