

高精度測定に適した容量変化型を使った

± 2%RH 高精度湿度計の設計

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電気容量変化型があります。今回は優れた直線性と小さな温度係数を持つことで高精度湿度測定に適している電気容量変化型湿度センサを取上げます。また、駆動回路としては、電氣的ノイズに対して影響を受け難く、AD変換器を必要としない周波数出力式を取上げ、環境温度±10の変動においても±2%RHの精度が実現できる高精度湿度計の設計について解説します。

高精度測定を実現するための条件

高精度な測定を実現するには、様々なことに起因する誤差要因を解析し、解決策を見出す必要があります。それらの誤差要因は次の4項に大別することができます。

- (1) 測定機器の入出力特性に起因する誤差
- (2) 校正システムに起因する誤差
- (3) 測定機器の周囲環境に起因する誤差
- (4) 経年変化に起因する誤差

(1)項の測定機器の入出力特性に起因する誤差とは、測定対象物の量 x (入力)と測定装置の表示 z (出力)値の間の誤差です。(1)項の誤差要因を更に分類するため、測定機器のシステムを図1で示します。すなわち、測定機器の入出力特性に起因する誤差要因とは

- (1)-1 AD変換器の入出力特性の非直線性、分解能
- (1)-2 アナログ回路の入出力特性の非直線性
- (1)-3 センサ特性の演算処理

などがあります。センサ特性の演算処理に起因する誤差を説明するため、AD変換器、アナログ回路による誤差が全くないと考え、図1のシステムを図2に単純化します。更に、このシステムの誤差が全くない場合、すなわち、測定結果 z が被測定量 x に等しいと仮定すると、センサ特性を

$$y = f(x) \quad \dots\dots(1)$$

として、演算処理を

$$z = g(y) \quad \dots\dots(2)$$

とすると、 $z = x$ が成立するには

$$g(y) = f^{-1}(y) \quad \dots\dots(3)$$

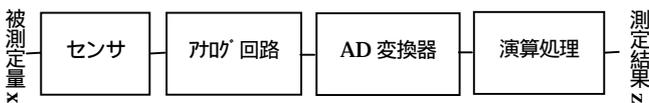


図1 測定機器のシステム構成

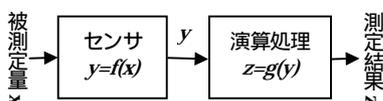


図2 AD変換器とアナログ回路の誤差がない場合のシステム構成

が成立しなければいけません。すなわち、演算処理はセンサ特性の逆関数である必要があります。しかし、センサ特性の非直線性が強いとセンサ特性は高次関数になるため、誤差の小さい逆関数を得ることが困難になります。また、個々のセンサ特性のばらつきによっても誤差が大きくなります。すなわち、高精度測定を実現するには、高性能なAD変換器とアナログ回路を採用することは勿論のこと、**非直線性が小さく、特性ばらつきが小さなセンサを選定することが重要です。**

(2)項の校正システムに起因する誤差とは、標準器を真の値とし、校正の結果として生じている標準器の値に対する被校正測定装置の偏差と考えるかもしれませんが、**高精度測定を実現するには標準器の持つ不確かさも考慮する**必要があります。このことはトレーサビリティ体系の構築と密接な関係があります。

(3)項の測定機器の周囲環境に起因する誤差要因とは

- (3)-1 環境温度や圧力などの要因によるセンサ特性への影響
- (3)-2 環境温度によるアナログ電圧への影響
- (3)-3 電氣的ノイズによる影響

などがあります。良い特性のセンサとは非直線性とばらつきが小さいこと、式(1)で示すように被測定量 x のみを変数とする1変数系の関数であることです。しかしながら、実際のセンサ特性は被測定量 x 以外の温度 t や圧力 p などの変数を持つ多変数系の関数 $f(x, t, p, \dots)$ です。すなわち、変数の変化 dx, dt, dp, \dots によるセンサ出力の変化 dy は

$$dy = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right) dx + \left(\frac{\partial f}{\partial t} \right) dt + \left(\frac{\partial f}{\partial p} \right) dp + \dots \quad \dots\dots(4)$$

となり、 $(\partial f / \partial t), (\partial f / \partial p)$ が大きいセンサほど被測定量 x の測定誤差が大きくなります。

同様に、アナログ回路の出力電圧は環境温度により変動するので、その温度係数が大きいほど測定誤差が大きくなります。よって、**高精度測定を実現するには温度係数が小さいセンサとアナログ回路が適している**と言えます。

測定機器メーカーが校正を行う際には電氣的ノイズが少ない環境で測定することは当然ですが、ユーザがいろいろな環境下で測定する場合には、大きな電氣的ノイズが発生している場合も考えられます。このような環境下では測定ばらつきが大きいため、測定誤差が大きくなります。

すなわち、図3に示すように、同じ性能の測定機器を用いたとしても、それを使用する側の環境条件(温度や電氣的ノイズ)により測定のばらつきが異なるため、**高精度測定を実現するには温度や電氣的ノイズなどの環境条件の変動による影響を受け難い測定方式を採用することが重要**です。

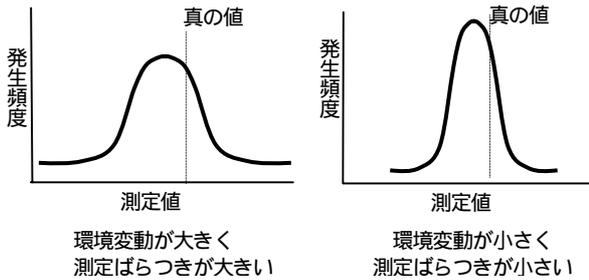


図3 環境条件の違いによる測定ばらつきの違い

(4)項の経年変化に起因する誤差とは

(4)-1 センサ特性の変化

(4)-2 回路部品の定数変化

などがあります。よって、**高精度測定を実現するには、経年変化が小さいセンサと駆動回路を選定する必要があります。**また、経年変化に対応した校正期間を設定する必要があります。

湿度センサの場合、ガス雰囲気中での劣化特性や結露による劣化特性などの特有な現象があるため、**使用環境条件に対応した適宜な期間でのセンサの交換と校正が必要です。**

電気容量変化型湿度センサの特性の評価

電気容量変化型湿度センサの特長

電気抵抗変化型と比較して高分子系電気容量変化型湿度センサは次の特長を持ちます。

- (1) 湿度 - 容量特性の直線性が良い
- (2) 温度依存性が非常に小さい
- (3) 相対湿度の全領域で測定可能
- (4) 特性ばらつきが小さい
- (5) 印加電圧の周波数範囲が広い
- (6) 経年変化が比較的小さい
- (7) 自己発熱が小さい

よって、一般的には電気容量変化型湿度センサが高精度湿度測定に適しています。

高分子系電気容量変化型湿度センサの代表例として、TIA (ツウプラスエンジニアリング) と HS1100LF (Humirel) の概観を写真1に、基本仕様を表1に示します。

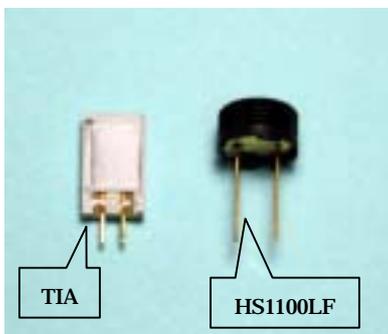


写真1 湿度センサ TIA と HS1100LF の概観

表1 TIA と HS1100LF 湿度センサの基本仕様

	TIA	HS1100LF
互換性	±2%RH	
使用湿度範囲	0 ~ 100%RH	0 ~ 100%RH
使用温度範囲	-25 ~ 100	-60 ~ 140
感度	0.118pF/%RH	0.31pF/%RH
直線性	±1%RH	±2%RH
ヒステリシス	<1%RH	±1%RH
温度係数	-0.03%RH	0.01%RH
印加電圧	<2Vp-p	<10Vp-p
DC 印加	<±0.5V _i	
使用周波数範囲	50kHz ~ 400kHz	5kHz ~ 300kHz
長期安定性	±1%RH/year	±1%RH/year
感湿材料	芳香族ポリマ	芳香族ポリマ

相対湿度 H - 電気容量 C 特性

相対湿度 H - 電気容量 C 特性の代表特性と実測値を図4 (TIA)と図5 (HS1100LF)に示します。個々の湿度センサ特性は代表特性に対してある程度のばらつきを持ちますが、**代表特性に対して僅かだけ平行移動しているだけで、特性の直線性の様子は殆ど一致しています。**

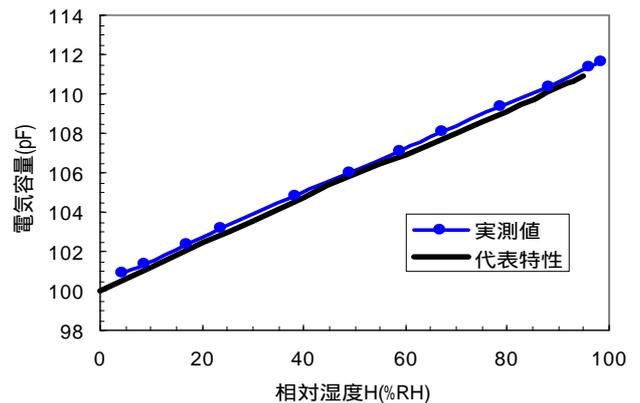


図4 TIA の代表特性と実測値

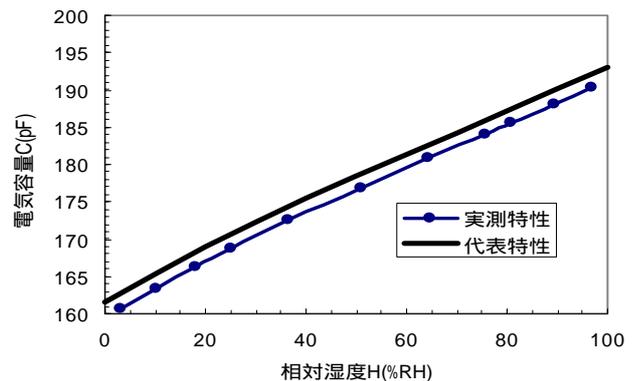


図5 湿度センサ HS1100LF の代表特性と実測値

温度依存性

環境温度を 20 から ±10 の温度変化を与えた場合の偏差は、表1の基本仕様によるとTIAは±0.3%RH、HS1100LFは±0.1%RHになります。**実測においても温度変化による偏差は非常に僅かでした。**

直線性

相対湿度 H - 電気容量 C 特性の直線性は、表 1 の基本仕様によると TIA は $\pm 1\%RH$ 、HS1100LF は $\pm 2\%RH$ になります。この特性を図 6 (TIA) と図 7 (HS1100LF) に示します。実測においても同様の結果が得られました。すなわち、直線性については TIA の方が優れています。ただし、測定周波数により直線性は若干変わり、周波数 100kHz 以下では周波数の低下と共に TIA の直線性が少し悪くなる傾向があります。

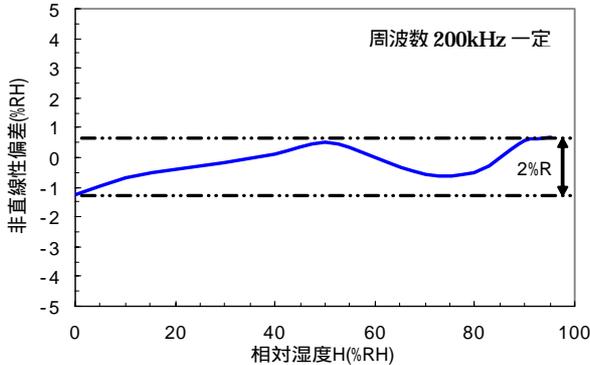


図 6 湿度センサ TIA 特性の非直線性偏差

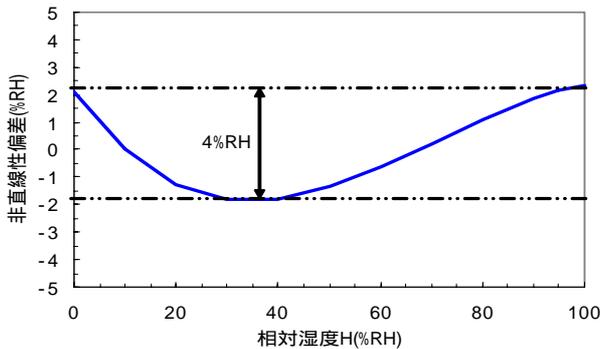


図 7 湿度センサ HS1100LF 特性の非直線性偏差

特性のばらつき

サンプル数は少ないですが、TIA と HS1100LF の各 3 個についての相対湿度 H - 電気容量 C 特性の実測値を図 8 (TIA) と図 9 (HS1100LF) に示します。TIA の場合のばらつきは $\pm 2\%RH$ 、HS1100LF は $\pm 5\%RH$ です。**特性のばらつきで直線性の状態が変わる場合は注意が必要**ですが(詳しくは Appendix 参照) これらの実測特性は代表特性に対してほぼ平行移動しており、直線性の状態は変わりません。TIA のばらつきが小さいのはトリミングによる素子の互換性を行っており、HS1100LF のばらつきが大きいのはコスト削減のためと考えられ、性能上の大きな差はないと思います。

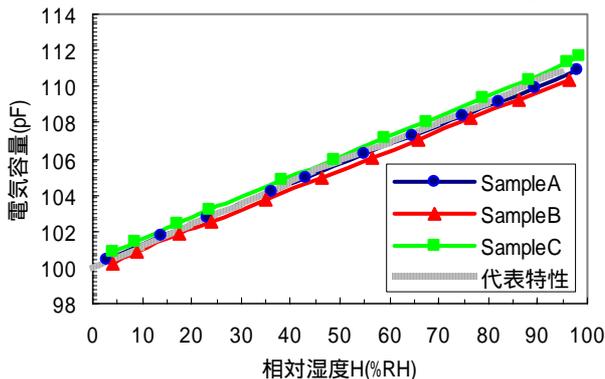


図 8 湿度センサ TIA 特性の実測値のばらつき

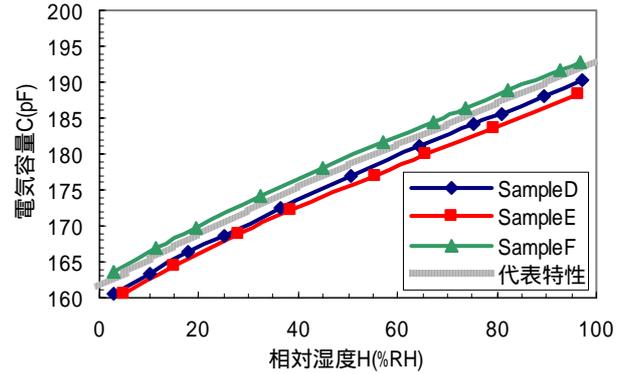


図 9 湿度センサ HS1100LF 特性の実測値のばらつき

周波数特性

周波数特性の実測値を図 10 (TIA) と図 11 (HS1100LF) に示します。TIA と HS1100LF とともに周波数に対して相対湿度 H - 電気容量 C 特性はほぼ平行移動します。両湿度センサとも周波数が低いほど、また、高温領域ほど周波数依存性が大きくなっています。特に TIA の方がその傾向が少し強いようです。これは TIA の推奨している使用周波数範囲が高いことによると考えます。

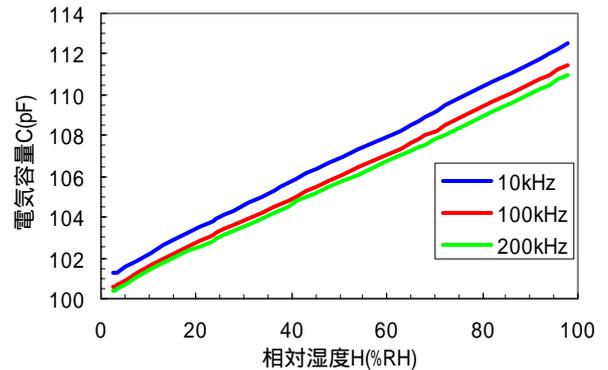


図 10 湿度センサ TIA の周波数特性の実測値

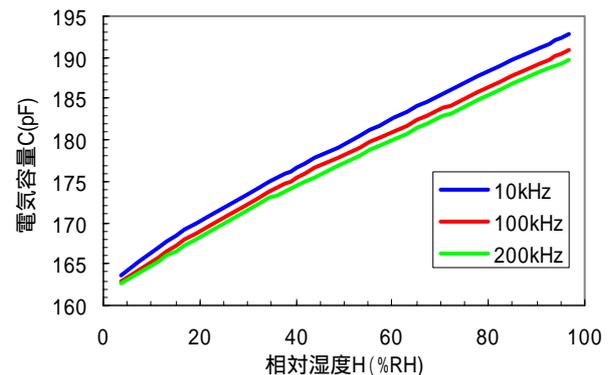


図 11 湿度センサ HS1100LF の周波数特性の実測値

経年変化

表 1 の基本仕様により、長期安定性は TIA、HS1100LF とともに $\pm 1\%RH$ です。TIA のこの試験条件は室内放置ですが、HS1100LF の試験条件は分かりません。**湿度センサは環境条件により経年変化が大きく変わります**ので、使用において注意が必要です。TIA における試験条件による経年変化の値を表 2 に示します。

表2 湿度センサ TIA の経年変化

項目	詳細条件	期間	ドリフト
室内		1年	<±1%RH
高温感想雰囲気	0%RH100	1年	<±2%RH
高温高湿度雰囲気	40 95%RH	1年	<±2%RH
冷凍庫内放置	-25	1年	<±1%RH
水道水含浸		10分間	<±2%RH
温度サイクル	-20 (2h)120 (2h)	24 サイクル	<±2%RH
ガス雰囲気放置	*	4週間	<±1%RH
養鶏場放置		3ヶ月	<±2%RH
養豚場放置		3ヶ月	<±2%RH
海岸付近屋外放置		6ヶ月	<±2%RH

* 塩化水素(5ppm),アンモニア(50ppm),酢酸エチル(400ppm),エチルメチルケトン(200ppm)
トルエン(100ppm),ジエチルエーテル(400ppm),2-ブタノール(150ppm),1,2-ジクロロエタン(50ppm)

一般の電子部品の信頼性試験に比べて特殊な試験条件がありますが、湿度センサは化学センサであるためガス雰囲気環境によって特性劣化する傾向が強く、また、湿度センサ特有の使用環境条件により、実際の湿度センサの経年変化を知るためには必要な試験条件です。また、結露を繰り返すことにより特性劣化する湿度センサも多くありますので、高温高湿や水含浸試験にも注意が必要です。

その他

HS 湿度センサにはHS1100LFの他にHS1100があります。これらの相対湿度 H- 電気容量 C 特性を比較したものを図12に示します。すなわち、HS1100LF に比べてHS1100の特性は中湿から高湿領域にかけて非直線性の傾向が大きくなっています。HS1100の水分子最大吸着層数が大きい可能性があり(詳細は Appendix 参照)、結露を繰り返した場合のヒステリシスが大きく、高湿領域での温度依存性が大きい可能性があるため、高精度湿度測定にHS1100を用いる場合、これらの評価試験を十分におこなう必要があります。

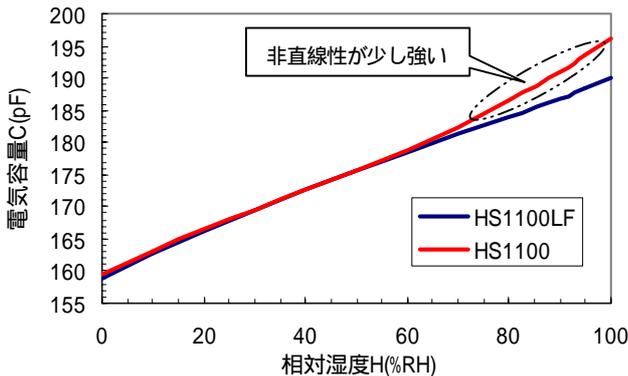


図12 湿度センサ HS1100LF と HS1100 の特性比較

電気容量変化型湿度センサ駆動回路の設計

湿度センサ TIA と HS1100LF の特性評価の結果、両湿度センサとも高精度湿度測定に適しているとの結論が得られました。HS1100LF の方が感度と価格の面で優位性がありますが、今回は特性の直線性において優位性がある TIA の使用を前提として駆動回路の設計を行います。

CR発振回路を用いた周波数出力型駆動回路の特長

CR 発振回路を用いた周波数出力型駆動回路の基本形を図13に示します。その回路の出力周波数 f_H は

$$f_H = \frac{k}{R_R} \left(\frac{1}{C_R} + \frac{1}{C_H} \right) \dots\dots\dots(5)$$

となります。ここで、 C_H は湿度センサ、 k は IC_1 の特性定数、 C_R と R_R は回路のコンデンサと抵抗です。この駆動回路においては湿度センサ容量 C_H に対応して周波数 f_H が変化するため、周波数 f_H を測定することにより相対湿度 H を知ることができます。

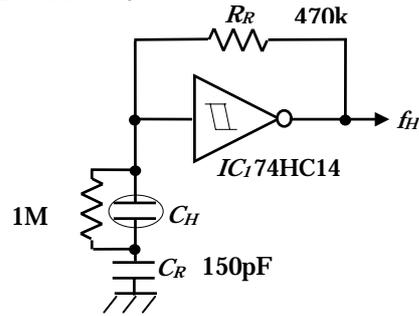


図13 容量変化型湿度センサ駆動回路の基本形

この駆動回路は次の特長を有します。

- (1) 部品点数が少ないため小型化が可能
- (2) 部品点数が少ないため温度依存性を改善し易い
- (3) AD変換器なしで出力信号を直接、デジタル回路に接続可能
- (4) 電氣的ノイズの影響を受け難い

高分子系湿度センサの電気容量は小さいため、駆動回路と湿度センサ間のラインを長くすることが難しい欠点を有します。よって、高分子系湿度センサを用いて湿度測定装置を設計する場合、駆動回路はセンサと同じプローブ内に配置することが一般的です。つまり、**高分子系電気容量変化型湿度センサを用いた湿度測定装置の場合、駆動回路の小型化は非常に重要**です。

高精度湿度測定のため、温度依存性が非常に小さい高分子系電気容量変化型湿度センサを選定したのですが、後段の駆動回路の温度依存性が大きくては元も子もありません。また、駆動回路の温度依存性はそれを構成する部品の温度依存性により生じるため、**部品点数が少ないほど駆動回路の温度依存性を改善し易い**と言うことができます。

CR発振回路は次の理由で電氣的ノイズの影響を比較的受け難いということが出来ます。

- (1) CR発振回路自身はCR積分フィルタと同じ動作をしているので、直接、回路とセンサに誘導される電氣的ノイズに対して影響を受け難い。
- (2) 出力される信号は周波数であるため、出力信号ラインに誘導される電氣的ノイズに対して影響を受け難い。

周波数信号は基本的にはアナログですが、アナログとデジタル信号の両方の特長を持っているため、電圧振幅のアナログ信号に対しても、符号化されたデジタル信号に比較して電氣的ノイズの影響を受け難く、特に**出力信号ラインを長距離で使う場合に有利な方式**です。ただし、分解能を上げ、電氣的ノイズの影響を小さくするには、周波数信号を受信する側でのサンプリング時間を長くする必要があり、測定周期が長くなる欠点もあります。

出力周波数 f_H の温度依存性

式(5)より、温度変化が dT の場合の出力周波数 f_H の変化 df_H は

$$df_H = \left(\frac{\partial f_H}{\partial C_H} \right) \left(\frac{\partial C_H}{\partial T} \right) dT + \left(\frac{\partial f_H}{\partial C_R} \right) \left(\frac{\partial C_R}{\partial T} \right) dT + \left(\frac{\partial f_H}{\partial R_R} \right) \left(\frac{\partial R_R}{\partial T} \right) dT + \left(\frac{\partial f_H}{\partial k} \right) \left(\frac{\partial k}{\partial T} \right) dT \quad \dots\dots(6)$$

となります。ここで、湿度センサ C_H の温度依存性を無視できるものとし、温度変化 dT による回路部品定数の変化を dC_R , dR_R , dk とし、更に、

$$f_R = \frac{\kappa}{C_R R_R} \quad \dots\dots(7)$$

とすると、

$$df_H = f_H \left(\frac{dk}{k} \right) - f_H \left(\frac{dR_R}{R_R} \right) - f_R \left(\frac{dC_R}{C_R} \right) \quad \dots\dots(8)$$

となります。また、抵抗に小さい温度係数 ($\pm 5\text{ppm}$ 程度) の金属皮膜抵抗を用いるとすると、式(8)の2項も無視できるので、

$$\left(\frac{df_H}{f_H} \right) = \left(\frac{dk}{k} \right) - \left(\frac{f_R}{f_H} \right) \left(\frac{dC_R}{C_R} \right) \quad \dots\dots(9)$$

の関係が成立します。

すなわち、出力周波数の変化率 (df_H/f_H) は k の変化率と C_R の変化率により決まります。

k の値は IC_1 の特性定数であるため選択の余地はありませんので、**出力周波数の温度依存性を抑えるには小さい温度係数のコンデンサ C_R を用いる必要があります**。そこで、一般に環境温度安定性と経年安定性が優れていると言われているポリフェニリン・スルファイド(PPS)、およびポリプロピレン(PP)・フィルム・コンデンサを用いて出力周波数 f_H の温度依存性を評価します。PPSとして松下電器産業のECHS 150pFを、PPとしてニッセイ電機のAPS 150pFを用います。ECHS(PPS)とAPS(PP)の温度特性を図14に示します。また、これらのコンデンサを用いた場合の相対湿度 H - 出力周波数特性 f_H の温度依存性を図15に示します。

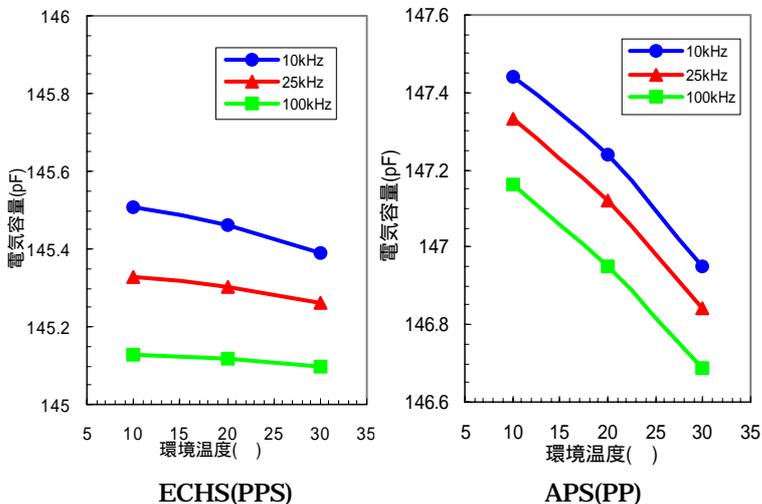
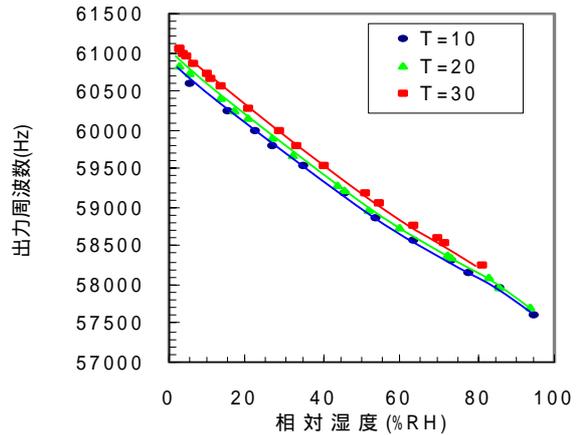
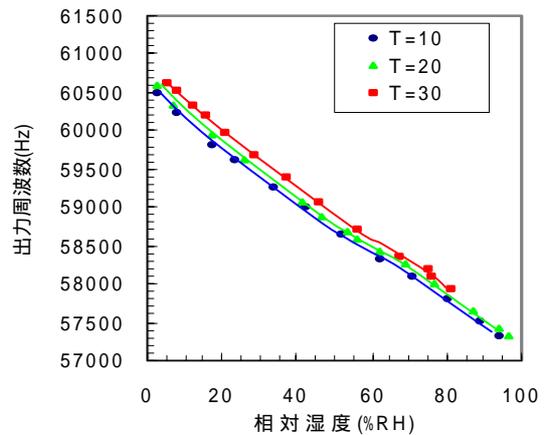


図14 コンデンサ容量の温度依存性の実測データ



コンデンサ C_R に ECHS(PPS) を用いた場合



コンデンサ C_R に APS(PP) を用いた場合

図15 相対湿度 H -出力周波数特性 f_H の温度依存性の実測データ

すなわち、温度変化 20 ± 10 において、APS(PP)の容量変化率が -0.003 (温度係数 $-150\text{ppm}/^\circ\text{C}$) であるのに対して、ECHS(PPS)のそれは -0.0004 (温度係数 $-20\text{ppm}/^\circ\text{C}$) と非常に小さくなっています。しかしながら、図15の実測データでは、APS(PP)に対してECHS(PPS)の場合でも出力周波数特性 f_H の温度依存性はあまり改善されていません。その理由は **IC_1 の特性定数 k の変化率は 0.004 ぐらいであり、小さい温度依存性のコンデンサを用いたとしても、出力周波数特性 f_H の温度依存性の改善には限界があります**。

温度変化 20 ± 10 に対する図13の駆動回路のドリフトは $\pm 3 \sim 5\%RH$ になるため、高精度湿度測定に適している駆動回路とはいえません。

周波数比較方式による温度依存性の改善

次に、特性定数 k に起因する温度依存性を改善するため、周波数比較方式を導入します。この方式の駆動回路を図16に示します。図13の回路にアナログ・スイッチ SW_H を追加し、これをマイクロコンピュータで制御し、2つの周波数 f_H , f_R をカウンタで測定し、次の演算処理を行うことにより、湿度センサ容量 C_H を求めます。

$$C_H = \frac{f_R}{f_H - f_R} C_R \quad \dots\dots(11)$$

議論の簡略化のため、湿度センサ TIA の相対湿度 H -電気容量 C 特性を次の1次式で近似します。

$$C_H \approx AH + B \quad \dots\dots(12)$$

$$(A = 0.11 \pm \alpha, B = 100 \pm \beta)$$

ここで、 A 、 B は個々の湿度センサの特性ばらつきです。よって、相対湿度 H は次の式により求めることができます。

$$H = \frac{1}{A} \left(\frac{f_R}{f_H - f_R} C_R - B \right) \quad \dots\dots(13)$$

周波数 f_H から直接、湿度センサ容量 C_H を求める式(5)に比べ式(11)は周波数比

$$r_f = f_R / (f_H - f_R) \quad \dots\dots(14)$$

によって湿度センサ容量を求めるため、**IC₁の特性定数 k の変動による誤差要因を排除することが可能**となります。

コンデンサ C_R に ECHS(PPS) と APS(PP) を用いた場合の相対湿度 H - 周波数比 r_f 特性の温度依存性を図 17 に示します。すなわち、**コンデンサ C_R に ECHS(PPS) を用いた場合の温度依存性が非常に小さくなっている**ことがわかります。

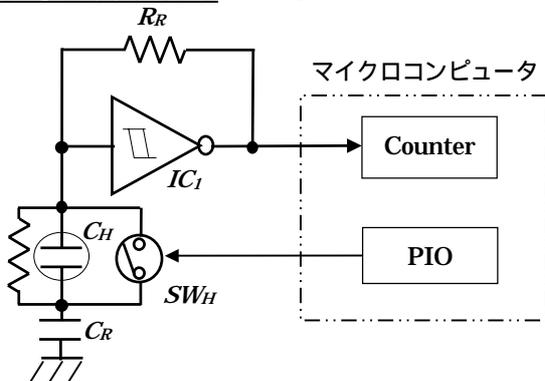
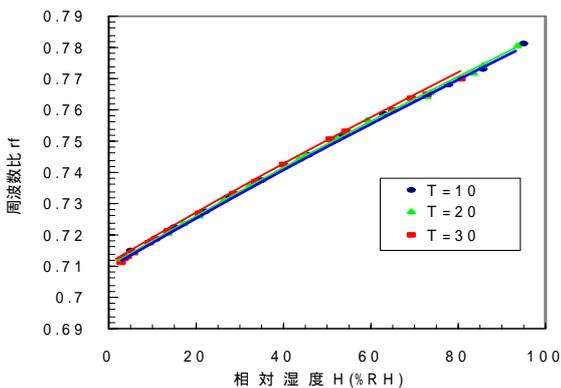
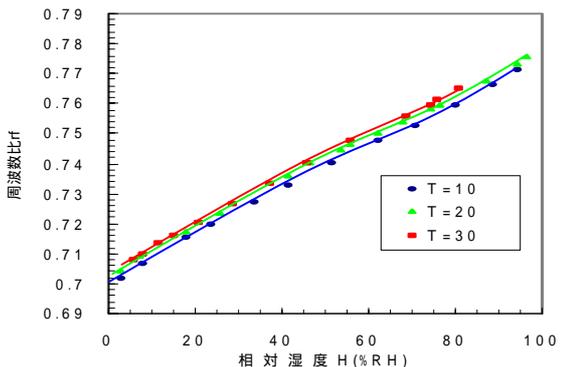


図 16 周波数比較方式駆動回路



コンデンサ C_R に ECHS(PPS) を用いた場合



コンデンサ C_R に APS(PP) を用いた場合

図 17 相対湿度 H - 周波数比 r_f の温度依存性の実測データ

湿度センサの印加電圧についての検討

電気抵抗変化型と同様に、電気容量変化型湿度センサへの印加電圧にも周波数範囲の他、電圧範囲、波形、直流分の有無についての制約があります。表 1 の湿度センサ TIA の基本仕様によれば印加電圧は 2Vp-p 以下、DC バイアスは $\pm 0.5V$ 以下となっています。しかし、この条件下であれば印加電圧による湿度センサ特性の劣化が全くないわけではなく、**印加電圧の波高値と DC バイアス分が小さいほど湿度センサに与えるダメージが少なく、高精度湿度測定に適している**と言えます。

図 13 の駆動回路（電源電圧 5 V）の湿度センサに印加される電圧波形の実測データを写真 2 に示します。すなわち、印加電圧の波高値は 0.6 V 以下で DC バイアス分は殆どないことがわかります。

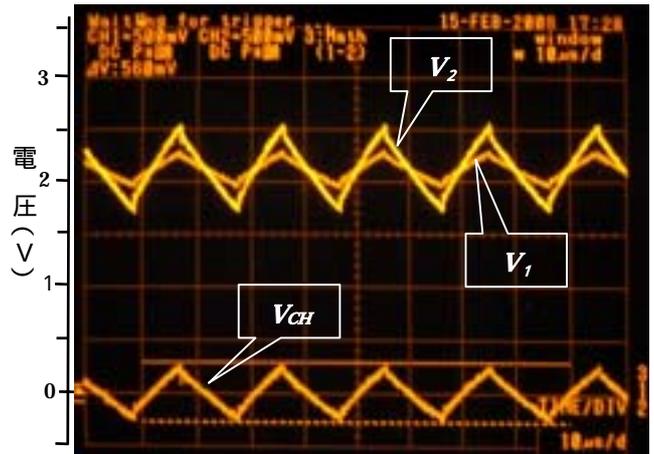


写真 2 湿度センサの印加電圧の実測データ（電源電圧 5 V）

連続通電による経年変化

周波数比 r_f は

$$r_f = \frac{C_H}{C_R} \quad \dots\dots(15)$$

で与えられるので、周波数比 r_f の経年変化は湿度センサ C_H とコンデンサ C_R の経年変化により生じます。

湿度センサを含めた駆動回路に 2000 時間以上の連続通電をした場合の周波数比 r_f の経時的変動を、3 点の相対湿度 20、50、80%RH について図 18(ECHS) と図 19(APS) に示します。つまり、連続通電時間が 2000 時間を越えた状況下においても、経時的ドリフト量が小さいと言えます。

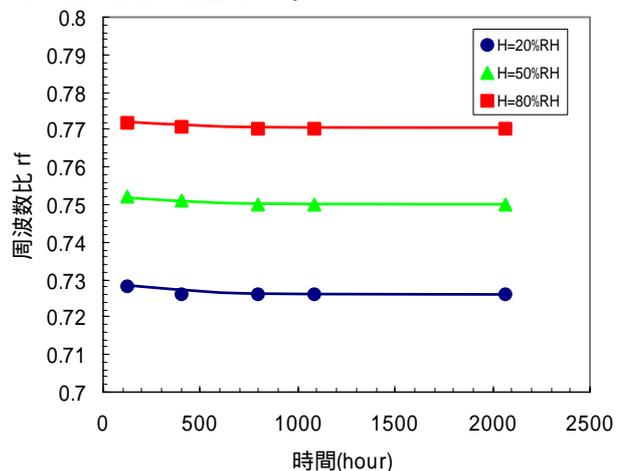


図 18 連続通電による周波数比のドリフト (C_R =ECHS(PPS)、電源電圧 = 5 V)

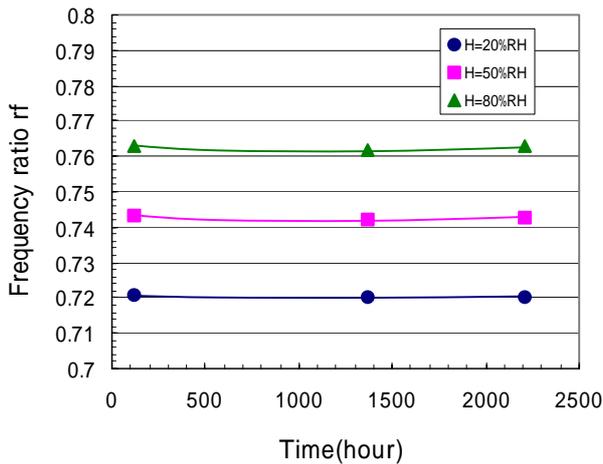


図 19 連続通電による周波数比のドリフト
(C_R = APS(PP)、電源電圧 = 5 V)

電気容量変化型湿度センサ駆動回路を用いた湿度計の設計と評価

湿度計のシステム構成

湿度センサ TIA と図 16 の周波数比較方式電気容量変化型湿度センサ駆動回路を用い、20 一定の環境温度における目標精度が $\pm 1\%RH$ 、環境温度変動 ± 10 による測定値のドリフトが $\pm 1\%RH$ になる湿度計を設計します。この湿度計のシステム構成を図 20 に示します。電気抵抗変化型湿度センサを用いた場合と異なり、温度センサ、温度測定回路、温度補正演算が不要になるので、電気抵抗変化型に比べて湿度計システムは簡単になります。

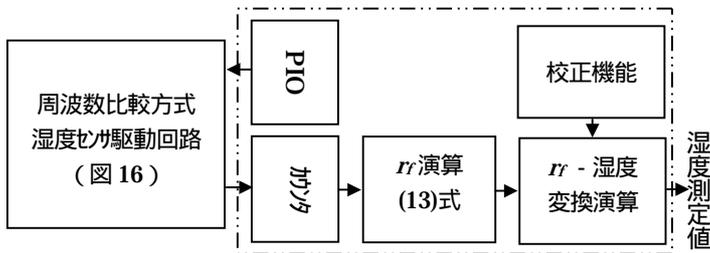


図 20 湿度計のシステム構成図

周波数比 r_r - 相対湿度 H 変換演算

周波数比 r_r - 相対湿度 H 変換演算に式(12)の 1 次式を用いると、 $\pm 2\%RH$ ぐらいの測定誤差が生じてしまいます。そこで変換演算に 2 次式、もしくは折線近似を用いて変換演算誤差を小さくします。今回は変換演算式に 2 次式を用い、湿度センサ TI-A の特性を

$$H = a + bC_H + cC_H^2 \quad \dots\dots(16)$$

とすると、式(11)、(12)より

$$H = a + (bC_R)r_f + (cC_R^2)r_f^2 \quad \dots\dots(17)$$

となります。

校正機能

定数 a 、 b 、 c は個々の湿度センサにより異なるので、これらの値を求めることにより校正をおこないます。

これらの定数を求める具体的方法を示します。環境温度 20

の低湿度、中湿度、そして高湿度領域の 3 点の相対湿度 H と周波数比 r_r の関係 (H_1, r_{f1})、(H_2, r_{f2})、(H_3, r_{f3}) を求め、次の式(17)に従って演算処理を行います。

$$a = \frac{H_1 r_{f2} r_{f3} (r_{f2} - r_{f3}) + H_2 r_{f1} r_{f3} (r_{f3} - r_{f2}) + H_3 r_{f1} r_{f2} (r_{f1} - r_{f2})}{(r_{f2} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f2})}$$

$$b = \frac{H_1 (r_{f2}^2 - r_{f3}^2) + H_2 (r_{f3}^2 - r_{f1}^2) + H_3 (r_{f1}^2 - r_{f2}^2)}{C_R (r_{f2} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f2})}$$

$$c = \frac{H_1 (r_{f2} - r_{f3}) + H_2 (r_{f3} - r_{f2}) + H_3 r_{f1} r_{f2} (r_{f1} - r_{f2})}{C_R^2 (r_{f2} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f1})(r_{f3} - r_{f2})}$$

.....(18)

環境温度 20 における精度試験結果

環境温度 20 において、相対湿度 2.82%RH(低湿)、52.21%RH(中湿)、93.39%RH(高湿)の 3 点で校正を行い、次の結果が得られました。

$$(H_1, r_{f1}) = (0.0282, 0.71224)$$

$$(H_2, r_{f2}) = (0.5221, 0.75141)$$

$$(H_3, r_{f3}) = (0.9339, 0.78062)$$

よって、得られた式(17)は

$$H = 2.70526 - 19.2713r_f + 21.7802r_f^2 \quad \dots\dots(19)$$

となります。この周波数比 r_r - 相対湿度 H 変換演算式を入力した湿度計の測定誤差を図 21 に示します。湿度領域 0 ~ 65%RH における測定誤差が $-1\%RH$ から $+0.2\%RH$ の範囲に入っていることがわかります。しかしながら、湿度領域 70%RH ~ 90%RH においては測定誤差が $\pm 1\%RH$ の範囲を越えています。

また、低湿と高湿の湿度校正点を少し変えて、相対湿度 13.44%RH(低湿)、52.21%RH(中湿)、83.43%RH(高湿)の 3 点で校正を行った場合の周波数比 r_r - 相対湿度 H 変換演算式は

$$H = 13.58673 - 48.6985r_f + 41.67061r_f^2 \quad \dots\dots(19)$$

となり、この演算式を湿度計に入力した場合の測定誤差は図 22 となりました。すなわち、校正点を変えると低湿と高湿領域での測定誤差が変わりますので、これを利用して校正する相対湿度の値を決めます。

また、このことは湿度センサ TIA の特性の非直線性により、式(16)の 2 次式でも誤差を持つことを示しているため、測定誤差を更に小さく抑える必要がある場合、更なる高次式か電気抵抗変化型湿度センサの場合のような折線近似を用いる必要があります。ただし、高次式や折線近似を用いると校正点を増やしてしまう可能性がありますので、十分に検討する必要があります。

温度依存性の評価試験結果

次に湿度計の環境温度を 20 から 10 と 30 に変えた場合の相対湿度と湿度計の指示値の関係を図 23 に示します。また、環境温度 20 における湿度計の指示値に対する 10 と 30 の指示値の偏差を図 24 に示します。環境温度が 20 から 10 と 30 に変化した場合の指示値のドリフトをほぼ $\pm 1\%RH$ 以内に抑えることができました。

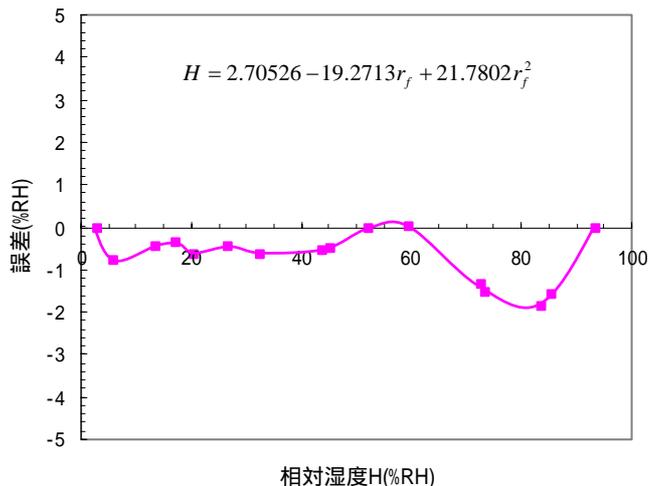


図 21 校正式(18)の場合の湿度計の測定誤差

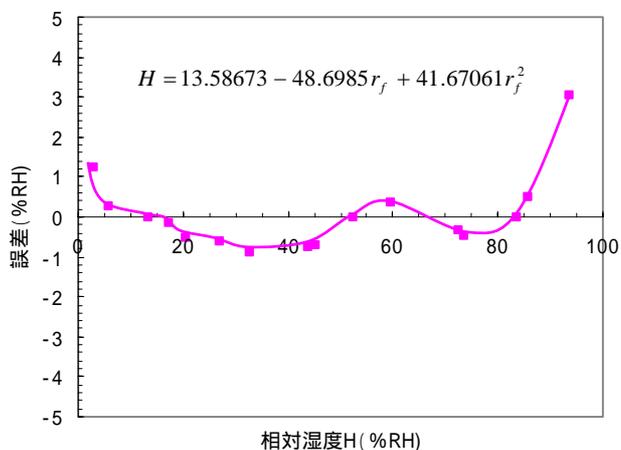


図 22 校正式(19)の場合の湿度計の測定誤差

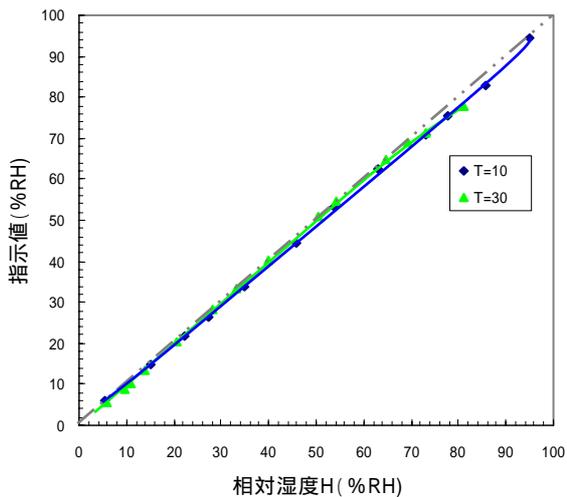


図 23 環境温度 10、30 における湿度計の
相対湿度 - 指示値の関係

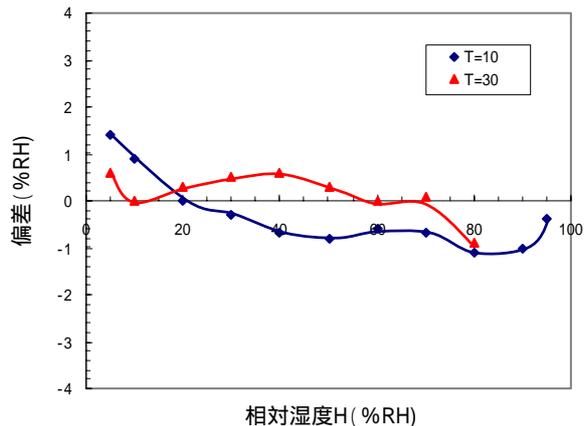


図 24 環境温度 20 の湿度計の指示値に対する偏差

<参考文献>

- (1) 田澤勇夫：容量変化型湿度センサ駆動回路の特性解析、電気学会電子回路研究会
- (2) 田澤勇夫：容量湿度センサを用いた湿度計測システムの環境温度依存性の改良、電気学会電子回路研究会
- (3) 電気容量型湿度センサ TI-A/TI-E カタログ、ツウプラスエンジニアリング
- (4) 石坂洋介；素子互換性を持つ電気容量式湿度センサ、ツウプラスエンジニアリング
- (5) HS1100LF/HS1101LF カタログ、Humirel