

Verbundvorhaben:

**Mikrosystemtechnisch hergestelltes Sensorsystem zur
Klimadatenerfassung
(A-Haus)**

Teilvorhaben

Sensorik und Kalibrierung

FKZ: 16 SV 923/0

Abschlußbericht

Berichtszeitraum: 1998-11-01 bis 2001-10-31

Zuwendungsempfänger: Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
Institut für Mikro- und Sensorsysteme (IMOS)
Lehrstuhl für Halbleitertechnologie
Universitätsplatz 2
D-39106 Magdeburg

Projektleiter: Prof. Dr.-Ing. Edmund P. Burte
Fax: (0391) 67 12103
Tel.: (0391) 67 18398
e-mail: edmund.burte@e-technik.uni-magdeburg.de

Berichterstatter: Dr.-Ing. Reinhard Mikuta
Dipl.-Phys. Christian Wennmacher



Inhaltsverzeichnis

1.	Allgemeine Angaben	3
2.	Zielsetzung – Aussicht auf Erreichen der Vorhabensziele	3
3.	Ergebnisse für den Berichtszeitraum	4
3.1	Sensorentwicklung	4
3.1.1	Luftfeuchtfeuchtigkeitssensor	4
3.1.1.1.	Sensorkonzept	4
3.1.1.2	Feuchtigkeitssensor in lateraler Ausführung der Kondensatorelektroden	5
3.1.1.3	Feuchtigkeitssensor mit gestapelten Kondensatorelektroden	8
3.1.2	Kombinierter Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor	12
3.1.2.1	Prinzip des Windsensors	12
3.1.2.2	Messung der Windgeschwindigkeit	13
3.1.2.3	Messung der Windrichtung	17
3.1.3	Strahlungsleistungs- und Sonnenstandssensor	20
3.2	Sensorinterface und Kalibrierung	25
3.2.1	Messung der Lufttemperatur	25
3.2.2	Messung der Strahlungsleistungsdichte der einwirkenden Sonnenstrahlung	29
3.2.3	Messung der relativen Luftfeuchtigkeit	33
3.2.4	Erfassung von Niederschlag	35
3.2.5	Messung der Windgeschwindigkeit	37
3.2.6	Messung der Windrichtung	39
3.3	Gesamtschaltung der miniaturisierten Wetterstation WS 2002	41
3.5	Anforderungen an ein Gehäuse der Wetterstation	44
4.	Zusammenfassung der Ergebnisse	45
5.	Fortschreibung des Verwertungsplanes	47
6.	Veröffentlichungen zum Vorhaben	48
7.	Literaturverzeichnis zum Vorhaben	49



1. Allgemeine Angaben

Zuwendungsempfänger:

Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg
Institut für Mikro- und Sensorsysteme (IMOS)
Lehrstuhl für Halbleitertechnologie
Universitätsplatz 5
D-39106 Magdeburg

Förderkennzeichen:

16 SV 923/0

Projektleiter:

Prof. Dr.-Ing. Edmund P. Burte

Laufzeit des Vorhabens:

1998-11-01 bis 2001-10-31

Kooperationspartner:

Firma Wolf Meßtechnik GmbH, Schwabach
Firma Heraeus Sensor-Nite GmbH, Kleinostheim
Firma Siegert electronic GmbH, Cadolzburg
Firma Kieback & Peter GmbH & Co KG, Berlin

2. Zielsetzung – Aussicht auf Erreichen der Vorhabensziele

Die Zielsetzung des durch das BMBF geförderten Verbundvorhabens war die Entwicklung einer miniaturisierten Außenwetterstation, mit der die äußeren klimarelevanten Wetterdaten mit dem Ziel einer energieoptimierten Gebäudeklimaregelung erfasst werden. So sollen die meteorologischen Werte Lufttemperatur, relative Luftfeuchtigkeit, Strahlungsleistungsleistungsdichte der einwirkenden Sonnenstrahlung, die Windgeschwindigkeit, die Windrichtung und das Vorhandensein von Niederschlag in einer geometrisch kompakten Wetterstation erfasst und einheitengerecht über eine geeignetes BUS-System an einen Gebäudeleitreechner übermittelt werden. Im Vordergrund der Arbeiten steht dabei die Herstellung eines Prototyps einer solchen Station und die Einbindung dieser in ein Gebäudeleitsystem. Damit wird ein intelligente Messmittel realisiert, das sich sehr gut für die Automatisierung von Steuerungsfunktionen im Hausbereich eignet [1].

Es muß in diesem Zusammenhang auch darauf verwiesen werden, dass die Berücksichtigung der Sonneneinstrahlung in der Energiebilanz eines Gebäudes zu merklichen Einsparungen von Energiekosten führt, wenn die baulichen und technischen Voraussetzungen vorhanden sind [2]. Des weiteren beeinflussen Windgeschwindigkeit und Luftfeuchtigkeit die Wärmeübergangszahl an der Gebäudeoberfläche. Aus der Kenntnis dieses Zusammenhangs kann das Regelungsverhalten von Heizungsanlagen wesentlich beschleunigt werden. Es braucht nicht mehr der Durchgriff eines erhöhten Energieabtrags an der Oberfläche des Gebäudes als Eingangsgröße für die Regelung abgewartet werden, sondern es kann eine Regelung mit sogenanntem Vorhalt erfolgen [2].



Die Voraussetzungen, unter denen das Vorhaben durchgeführt wurde, waren davon geprägt, dass ein kompaktes Meßsystem, möglichst geometrisch klein entwickelt wird, das derzeit übliche dezentrale Wetterstationen ablösen kann. Dazu fanden sich Projektpartner zusammen, die in einer Verwertungskette eingereiht sind. So sind Vertreter der Sensorentwicklung, der Sensorfertigung, der Fertigung mit zugehöriger Softwareentwicklung und der Anwendung in diesem Projekt vertreten. Die Planung und der Ablauf des Vorhabens erfolgten auf dem mit den Projektpartnern abgestimmten Arbeitsplänen zu den einzelnen Teilvorhaben.

Der wissenschaftlich und technische Stand an dem das Vorhaben anknüpfen konnte basiert im Wesentlichen auf gerätetechnische Lösungen, die bisher in der Erfassung von Klimadaten in Gebäudeleiteinrichtungen Verwendung finden. Die bisher üblichen Lösungen basieren auf Einzelkomponenten, die in eine zentrale Recheneinheit, ggf. ein Mikrorechner, zusammengeführt werden. Es sind Einzelsysteme am Markt vorhanden, die bereits BUS-Systeme verwenden, um auf diese Weise eine einfache Kommunikation mit dem Leitrechner zu ermöglichen. Eine gerätetechnische Lösung, die alle klimarelevanten Daten in einer Baueinheit vereint und einen BUS zur Kommunikation nutzt, ist derzeit nicht am Markt verfügbar. Auch während der Bearbeitung des Vorhabens sind solche gerätetechnisch, kompakte Lösungen nicht bekannt geworden.

Während sich bei fast allen zu messenden meteorologischen physikalischen Größen kostengünstige Schaltungsvarianten ergaben, traten bei der fertigungstechnischen Fixierung des Windsensors Stabilitätsprobleme auf, die dazu Anlaß gaben, die mechanische Ausführung des Sensors noch einmal zu überdenken. Die dadurch erforderlichen zusätzlichen Arbeiten beeinträchtigten aber nicht die Aussicht auf das Erreichen der Zielstellung des Vorhabens.

Die Arbeiten zur Entwicklung des Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensors gestalteten sich infolge des zu Projektbeginns nicht absehbaren Umfang als besonders schwierig. So musste für seine Entwicklung noch die verfügbare Projektzeit zwischen dem Projektende und der abschließenden Berichterstattung für Entwicklungsarbeiten genutzt werden. Dadurch konnte aber ein Funktionsmuster der miniaturisierten Wetterstation WS 2002 im Mai 2002 vorgelegt werden und so das Projekt zu einem erfolgreichen Abschluß geführt werden.

3. Ergebnisse für den Berichtszeitraum

3.1 Sensorentwicklung

3.1.1 Luftfeuchtigkeitssensor

3.1.1.1. Sensorkonzept

Das zum Einsatz kommende Funktionsprinzip des Feuchtigkeitssensors basiert auf einer Kondensatoranordnung. Die heute dafür übliche Kondensatoranordnung sieht dafür eine Plattenkondensatorstruktur vor, bei der zwischen den beiden Elektroden ein feuchteempfindliches Dielektrikum angeordnet ist und die obere Elektrode als poröse, wasserdampfgängige Goldelektrode (Deckelektrode) ausgeführt ist [3]. Aus technologischen Gründen war dieser Weg aber nicht begehbar. Bei dem zu entwickelnden Sensor wurde diese obere poröse Elektrode durch eine IDK-Struktur ersetzt, so dass eine geometrisch abgegrenzte Deckelektrode vorlag, die mit Mitteln der Halbleitertechnologie, der Fotolithografie, hergestellt werden kann.

Unter dem Aspekt einer kostengünstigen und technologisch einfachen Lösungsvariante, wurde neben der Variante mit übereinander liegenden Elektroden und dem dazwischen liegendem feuchteempfindlichen Dielektrikum auch eine laterale Ausführung mit in die Betrachtungen einbezogen, bei der die Elektroden nebeneinander liegen und durch ein dünnes



Dielektrikum abgedeckt sind [4], die die von der Firma Heraeus Sensors-Nite GmbH für einen Taupunktsensor entwickelte Interdigitalstruktur nutzt.

Als feuchteempfindliches Dielektrikum wurde Polyimid ausgewählt, dessen relative Dielektrizitätskonstante sich infolge von Sorptions- und Desorbtiionsprozessen in feuchter Umgebung ändert. Polyimid ist ein bekannter Isolator mit guten elektrischen Eigenschaften. In der Umgebung von wasserdampfgesättigter Luft erhöht sich der Feuchtegrad auf 2,8 %, so dass die guten Isolationseigenschaften erhalten bleiben. Diese Änderung ist aber ausreichend, um eine praktisch auswertbare Kapazitätsänderung zu erreichen. Polyimid [5] besitzt eine hohe Durchschlagfestigkeit gegenüber einem elektrischem Feld, so dass bei einem Elektrodenabstandraum von 2 μm , der mit Polyimid gefüllt ist, eine Betriebsspannung von 12 V angelegt werden kann, ohne funktionsschädigende Spannungsdurchschläge zu riskieren. Das Material lässt sich außerdem gut verarbeiten und ggf. fotolithografisch strukturieren. Das ist besonders dann von Interesse, wenn Kontaktflächen freigelegt werden müssen, da eine kostengünstige Fertigung nicht mit einzelnen Chips möglich ist.

3.1.1.2 Feuchtigkeitssensor in lateraler Ausführung der Kondensatorelektroden

Bei der lateralen Ausführung der Kondensatorelektroden, in der auf einem Dünnsfilmsubstrat die im **Bild 1** dargestellte IDK-Struktur angeordnet ist, sind die beiden Elektroden in einer Ebene angebracht. Die Elektroden selbst sind aus korrosionsbeständigem Platin hergestellt. Die für die Kapazität des Kondensators gegebene Geometrie wird durch den Abstand der beiden ineinander ragenden kämmförmigen Elektroden und deren Oberfläche bestimmt und ist technologisch vorgegeben. Diese Elektrodenanordnung wird mit einem ca. 2 μm dicken Polyimid als Dielektrikum mittels Lackschleuder überzogen, dessen relative Dielektrizitätskonstante infolge von Sorptions- und Desorbtiionsprozessen in feuchter Umgebung eine Änderung erfährt, die wiederum eine Kapazitätsänderung bewirkt.

Das **Bild 1** zeigt die Strukturgeometrie der verwendeten Struktur als auch die Definition der Elementkapazität C_i (links), die der Kapazitätsberechnung diene. Aus Gründen der einfacheren Vergleichbarkeit der Eigenschaften verschiedener Lösungsansätze kapazitiver Feuchtigkeitssensoren mit IDK-Struktur, erweist sich die Betrachtungsweise mittels elementarem feuchteabhängigen Kondensator $C_i(\varphi)$ als sehr brauchbar.

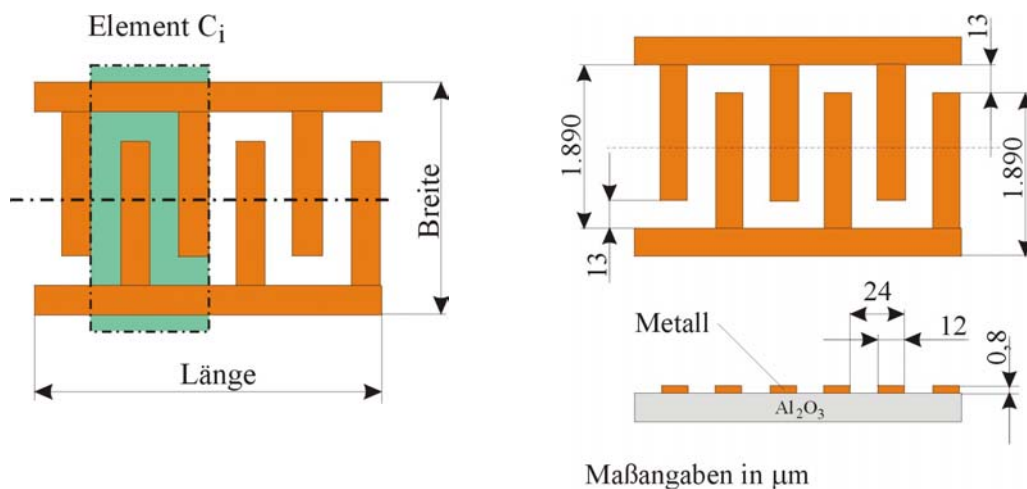


Bild 1: Ausschnitt aus der IDK-Struktur im Definitionsmodell (links) und realer Struktur (rechts).



Die Untersuchungen zur Beschreibung des kapazitiven Verhaltens der im **Bild 1** (rechts) gezeigten IDK-Struktur ergaben, dass die Struktur für die beabsichtigte Anwendung sehr grob ist und die daraus resultierende Meßempfindlichkeit mit 0,088 fF/% rel. Feuchte, bezogen auf ein Element C_i des Feuchtigkeitssensors, gering ausfällt. Aus technologischer Sicht und einer beabsichtigten Serienfertigung des Feuchtigkeitssensors in Platinausführung und integriertem Temperatursensor musste aber schließlich auf eine Verfeinerung der Struktur verzichtet werden.

Weiterhin wurden diese Untersuchungen auch dazu genutzt, das relativ einfache Berechnungsmodell für die Elementkapazität $C_i = C_{0i} + \Delta C_i(\varphi)$ auf seine praktikable Nutzung mit dem Ziel zu überprüfen, aufwendige Berechnungen des elektrischen Feldes zur Bestimmung des kapazitiven Verhaltens verschiedener IDK-Strukturen zu umgehen. Die Resultate der im **Bild 1** abgebildeten IDK-Struktur zeigen, dass die berechnete Elementkapazität (Grundkapazität) C_{0i} bei 0,16 pF lag, der eine gemessene von 0,2 pF gegenüberstand. Die zwischen Berechnung und Messung liegende Abweichung von -40 fF, die einer relativen Abweichung von -20 % entspricht, kann für die hier beabsichtigte Zielstellung als ausreichend angesehen werden. Eine weitere Reduktion dieser Abweichung würde den analytischen und rechentechnischen Aufwand in einem nicht vertretbaren Maße steigern und keine weitergehenden relevanten Erkenntnisse bei der Gestaltung der IDK-Struktur erwarten lassen.

	$L = (9,5 \pm 0,5) \text{ mm}$ $B = (3,0 \pm 0,2) \text{ mm}$ $H = (0,038 \pm 0,05) \text{ mm}$
Substrat:	Aluminiumoxidkeramik, 99,6 % Al_2O_3
Kontaktstellen	Platin
Grundkapazität:	(31,4 ± 0,5) pF bei 20 % relativer Luftfeuchtigkeit
Meßbereich:	< 20 % relative Luftfeuchtigkeit bis 95 % relative Luftfeuchtigkeit
Meßunsicherheit:	± 3 % relative Luftfeuchtigkeit, über 80 % relative Luftfeuchtigkeit wird die Meßunsicherheit geringer
Temperaturempfindlichkeit:	$\frac{C(\vartheta) - C(\vartheta = 20^0 \text{ C})}{C(\vartheta = 20^0 \text{ C}) \cdot \Delta\vartheta} = 2,1 \cdot 10^{-4} \frac{1}{\text{K}}$
Statische Übertragungsgleichung der relativen Kapazitätsänderung:	$\frac{\Delta C}{C_0} = (0,294 \cdot \varphi^2 + 0,333 \cdot \varphi + 0,204) \cdot \varphi$

Tabelle 1: Technische Daten des eingesetzten Luftfeuchtigkeitssensors FS 2000-K4.



Ausgehend von dem im **Bild 1** dargestellten Sensortyp wurden Prototypen gefertigt. Zu diesem Zweck wurden die Zwischenräume der IDK-Struktur und die Oberfläche mit einer ca. 2 μm dicken Schicht Polyimid überzogen. Dazu kam eine Lackschleuder zum Einsatz, wie sie zur Fotolackbeschichtung in der Halbleitertechnologie üblich ist. Durch ein speziell entwickeltes Temperaturregime beim Polymerisieren unter einer Stickstoffatmosphäre und einem nachgesetzten Temperprozeß konnte eine obere Messgrenze bis 98% relative Luftfeuchtigkeit nachgewiesen werden. Den so realisierten Luftfeuchtigkeitssensor zeigt schließlich die **Tabelle 1** in seinen Abmessungen und mit den zugehörigen technischen Daten.

Die feuchteempfindliche Kapazität liegt zwischen den Kontaktstellen 1 und 2. Ein temperaturempfindlicher Widerstand auf Basis von Platin (Pt 500) befindet sich zwischen den Kontaktstellen 1 und 3. Deshalb sollte der Anschluß 1 praktisch auf Bezugspotential gelegt werden, wenn eine feuchtebezogene Temperaturmessung beabsichtigt ist.

Die Kennlinie im **Bild 2** veranschaulicht den qualitativen und quantitativen Verlauf der relativen Feuchteempfindlichkeit des Feuchtigkeitssensors FS 2000-K4 im Bereich von 0% bis 95% relativer Luftfeuchtigkeit. Im Bereich des Wendepunktes $\varphi_w = 38\%$ der statischen Übertragungsgleichung läßt sich diese in Richtung geringerer und steigender Luftfeuchtigkeit auch als linearer Zusammenhang approximieren. Der Meßbereich schränkt sich dabei auf 12 % bis 63 % relativer Luftfeuchtigkeit ein, wenn eine Meßunsicherheit von $\pm 5\%$ relative Luftfeuchtigkeit zugelassen wird. Dabei wird an der unteren Meßbereichsgrenze ein um 5 % zu geringer Meßwert erfaßt und an der oberen Meßbereichsgrenze ein um 5 % zu hoher Meßwert ausgewiesen.

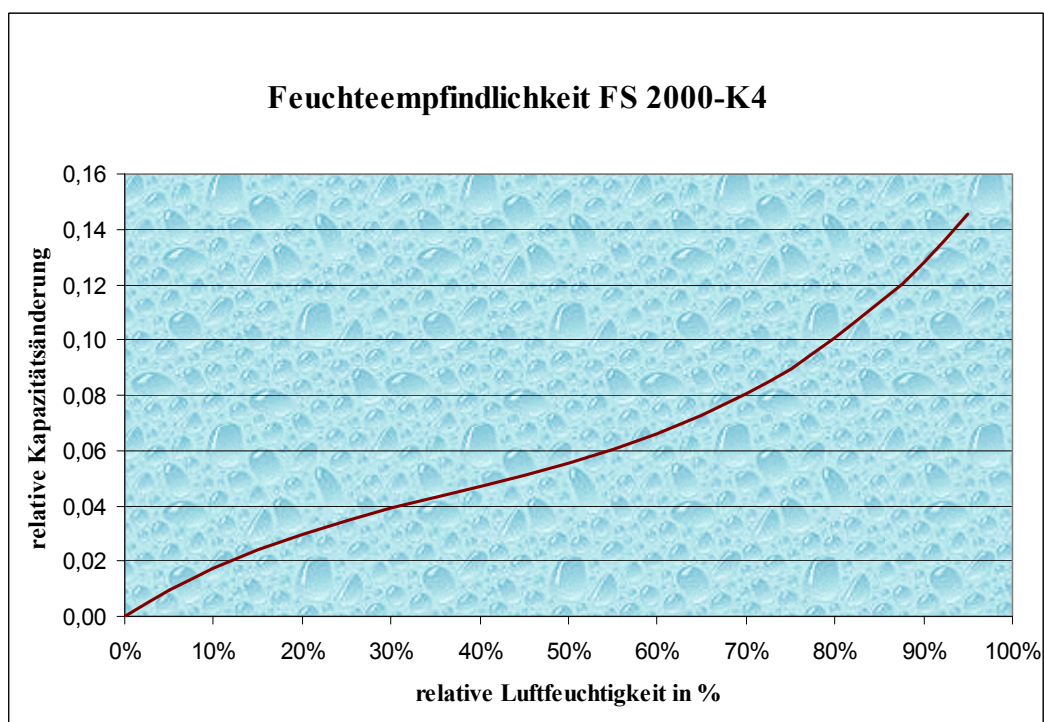


Bild 2: Statische Kennlinie des in der Wetterstation eingesetzten Feuchtigkeitssensors.

Der Feuchtigkeitssensor FS 2000-K4 ist so auf dem Substratträger der Wetterstation angebracht, dass er vor einer direkten Befeuchtung z.B. durch Regen oder Spritzwasser geschützt ist. Seine feuchteempfindliche Oberfläche darf auch nicht einem direkten Luftstrom (z.B. Wind) ausgesetzt sein. Deshalb wurde der Luftfeuchtigkeitssensor auf der Unterseite der



Hauptplatine (Controllerplatine) angeordnet und befindet sich schließlich geschützt zwischen dieser und der Schnittstellenplatine.

Die Verbindung zwischen dem Sensor und der Leiterkarte bzw. dem Dickschichtsubstrat muß mit einem feuchteunempfindlichen Verguß geringer Dielektrizitätskonstante abgedichtet werden, um ohmsche Verkopplungen bei hoher Luftfeuchtigkeit an den Anschlußklemmen des Feuchtigkeitssensors zu verhindern. Auf dem Sensor reicht der Verguß über die Kontakte bis an die feuchteempfindliche Polyimidschicht, wie es im **Bild 3** veranschaulicht ist.

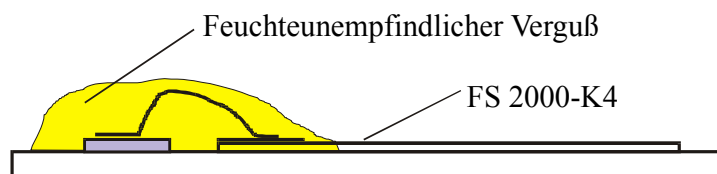


Bild 3: Montageskizze zur Applikation des Luftfeuchtigkeitssensors auf einem Substrat.

Betrachtet man diese Ausführung des Feuchtigkeitssensors mit den nachfolgend betrachteten in geschichteter Ausführung, so zeichnete sich ein unterschiedliches Bild bezüglich der messtechnischen Eigenschaften der beiden grundsätzlich unterschiedlichen Feuchtigkeitssensoren ab, die für den Einsatz in der Wetterstation zu Kompromissen zwingen. Der Feuchtigkeitssensor in lateraler Ausführung ist sehr einfach zu fertigen, besitzt aber eine relativ niedrige Grundkapazität von 31,4 pF, die auch zu seiner geringen Messempfindlichkeit beiträgt. Die zügigen Fortschritte bei der technologischen Umsetzung in eine Fertigung dieses sensortyps zur Luftfeuchtmessung begünstigten schließlich seinen Einsatz in der Wetterstation.

3.1.1.3 Feuchtigkeitssensor mit gestapelten Kondensatorelektroden

Das Grundprinzip dieses Luftfeuchtigkeitssensors basiert auf der Anwendung eines klassischen Plattenkondensators. Der große Vorteil aus elektrischer Sicht ist dabei das homogene elektrische Feld, wenn man von den Randzonen einmal absieht, das bei der lateralen Anordnung der Kondensatorplatten praktisch nicht vorhanden ist. Die eng liegenden Äquipotentialflächen zwischen den beiden Kondensatorplatten führen schließlich zu einer höheren Kapazität, als sie bei lateraler Anordnung vorhanden ist [3].

Auf der Suche nach Lösungen und immer dem Rechnung tragend, eine mit den verfügbaren technologischen Möglichkeiten fertigen Feuchtigkeitssensor zu entwickeln, entstand in Abwägung des lateralen Lösungsansätze der im **Bild 4** dargestellte Aufbau eines Feuchtigkeitssensors. Er basiert ansatzweise auf dem aus der Literatur bekannten kapazitiven Feuchtigkeitssensor mit poröser Deckelektrode. Diese Deckelektrode wird dahingehend modifiziert, indem sie als IDK-Struktur ausgeführt ist, um so die Wasserdampfgängigkeit in das feuchteempfindliche Dielektrikum Polyimid zu erreichen.

Der Aufbau des Feuchtigkeitssensors ist dahingehend ausgelegt, dass die isolierende, feuchteempfindliche Polyimidschicht sehr dünn gehalten wird. Dadurch ist eine hohe Meßempfindlichkeit und eine geringe Diffusionszeit zu erwarten. Des weiteren ist eine geringe Höhe der IDK-Struktur anzustreben. Hier ist die Strukturdicke der vorliegenden IDK-Struktur (**Bild 4**) völlig ausreichend. Um diese Struktur ausreichend vor Verschmutzung zu schützen, wird die Deckelektrode abschließend noch in Polyimid eingebettet. Je dicker nun diese feuchteempfindliche Deckschicht ist, desto größer wird wieder die Diffusionszeit des Wasserdampfes in das Dielektrikum, so dass jetzt eine möglichst geringe Strukturhöhe wünschenswert ist, um die Oberfläche des Feuchtigkeitssensors geeignet einzuebneten.

Die im **Bild 4** (links) dargestellte Struktur ist aber bezüglich der Feuchteempfindlichkeit des Dielektrikums noch nicht optimal. Der infolge der Diffusion in das Polyimid eindringende Wasserdampf verändert zunächst die Dielektrizitätskonstante in dem Bereich, in dem sich keine strukturierte Deckelektrode befindet. Die Vergrößerung von ϵ durch die Einwirkung des Wasserdampfes bewirkt zunächst nur eine Verzerrung des elektrischen Feldes sowie die Veränderung der Verschiebungsflußdichte zwischen den Elektroden des Plattenkondensators und führt so zu einer geringfügigen Erhöhung der Kapazität bzw. bei umgekehrten Konzentrationsverhältnissen zu einer Verringerung. Mit zunehmender Diffusionszeit dringt der Wasserdampf infolge des sich im Polyimid einstellenden Konzentrationsgradienten auch von der Seite in das Dielektrikum zwischen die Kondensatorplatten ein, wodurch eine deutliche Veränderung der Verschiebungsflußdichte erfolgt und eine damit verbundene Kapazitätsänderung einher geht.

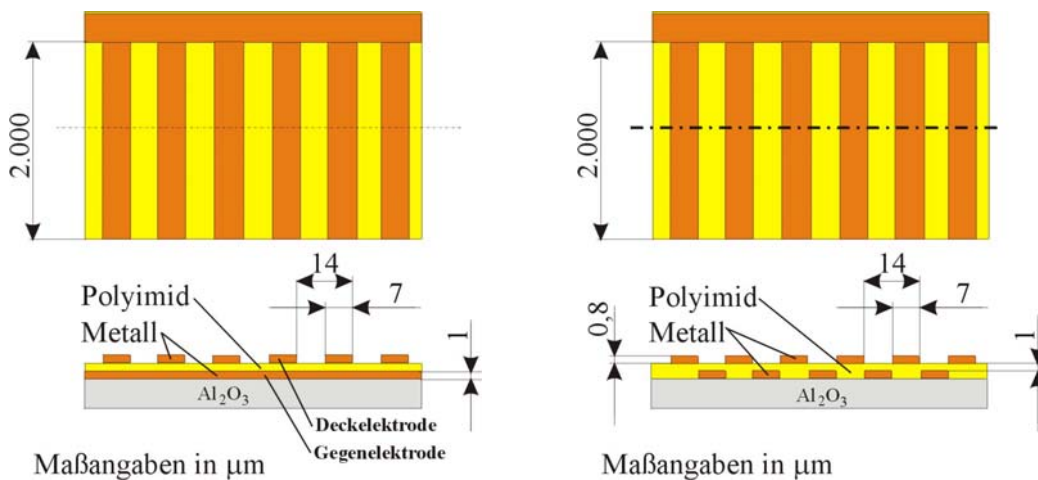


Bild 4: Ausschnitt einer feuchteempfindlichen IDK-Struktur in geschichteter Bauweise und nicht strukturierter (links) sowie strukturierter Gegenelektrode (rechts).

Um diesen Effekt deutlich zu verringern oder gar zu beseitigen, müßte die feuchteabhängige Änderung des Dielektrikums zwischen den Kondensatorplatten erfolgen, wie es die Sensorstruktur im **Bild 1** zeigt. Einen Kompromiß stellt die im **Bild 4** (rechts) entworfenen IDK-Struktur dar. Die flächige Gegenelektrode des **Bildes 5a** (links) wird durch eine IDK-Struktur ersetzt, die um eine halbe Rastereinheit gegenüber der Deckelektrode versetzt angeordnet ist. Das nun vorwiegend schräg durch das Dielektrikum verlaufende elektrische Feld wird nun vorrangig durch die Luftfeuchtigkeit verändert, so dass eine Kapazitätsänderung entsteht.

Technologische Versuche mit der Belackung von Gitterstrukturen als Gegenelektrode zeigten aber, dass diese an der Lackoberfläche nicht ausreichend eingeebnet werden können, so dass die Aufbringung der Deckelektrode (Gitterelektrode) dadurch verhindert wird. Entgegen bisheriger Ansätze, die eine Gitterstruktur theoretisch empfindlicher erscheinen lassen, sind die zu erwartenden technologischen Aufwendungen zur Herstellung einer dünnen ebenen Polyimidschicht nicht vertretbar, so dass die Gegenelektrode des Feuchtigkeitssensors flächig in Platin ausgeführt wurde. Um die Haftung des Platins auf der Oberfläche des Polyimid zu erreichen ist ein Haftvermittler in Form von Titan, Nickel, Chrom o.ä. erforderlich. Um den Feuchtigkeitssensor einem großen Anwendungsfeld zugänglich zu machen, wurde seitens der Projektpartner angestrebt, einen Platintemperaturfühler mit in den Feuchtigkeitssensor zu integrieren. Erfolgt die Strukturierung der Gitterelektrode und des Temperaturfühlers aus der so hergestellten Metallisierung der Oberfläche, so würden die thermoelektrischen Eigenschaften des auf der Oberfläche aufgetragenen Temperaturfühlers



nachhaltig verändert. Er wäre dafür praktisch unbrauchbar. Der Temperaturfühler muß unbedingt in Platin ausgeführt sein, so dass er in der Ebene der Gegenelektrode angeordnet sein muß. Die nun nicht mehr durchgängige Fläche zwischen Kontakten, Temperaturfühler Pt 500 und Gegenelektrode führt zwar auch zu einer Stufe im Polyimid, die für die Beschichtung interessante Fläche der Gegenelektrode ist aber eben. Daraus ergibt sich die im **Bild 5** (links) gezeigte Anordnung mit der flächig ausgeführten Gegenelektrode, dem strukturierten Temperaturfühler und den drei Anschlußflächen. Mit dieser Gestaltung ist die vom Verbundpartner Heraeus Sensor-Nite angestrebte Integration eines Temperaturfühlers in den Feuchtemeßfühler wieder möglich, worauf die Technologie zur Fertigung eines solchen Feuchtemeßfühlers schließlich abgestimmt war.

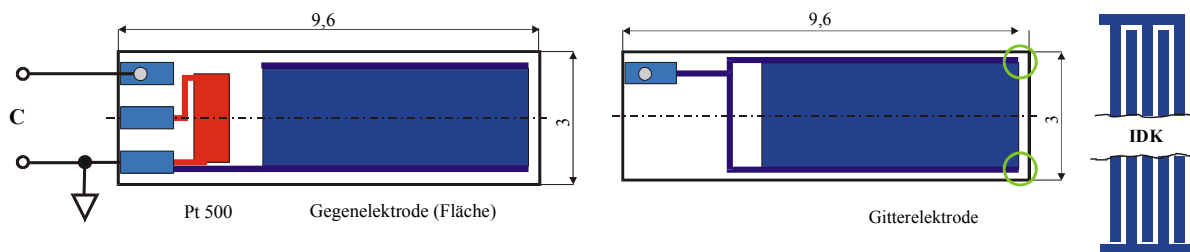


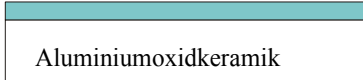
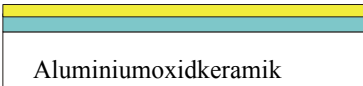
Bild 5: Der überarbeiteter Aufbau des Feuchtigkeitsensors.

Der im **Bild 5** gezeigte Feuchtigkeitsensor ermöglicht nun die Messung der relativen Luftfeuchte und der Temperatur der ihn umgebenden Luft. Aus diesen Werten kann im Bedarfsfall auf die absolute Luftfeuchte geschlossen werden. Für den Aufbau und die Funktion der Wetterstation ist die Messung dieser physikalischen Größe nicht vorgesehen.

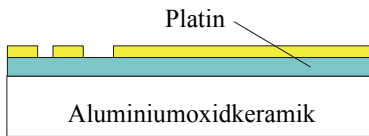
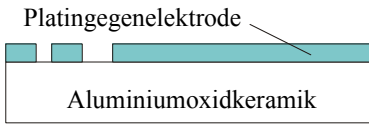
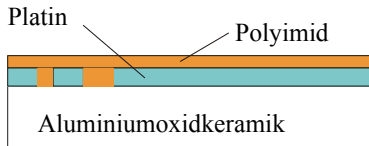
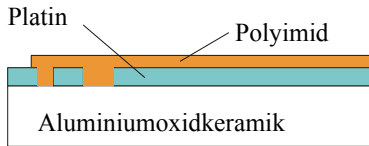
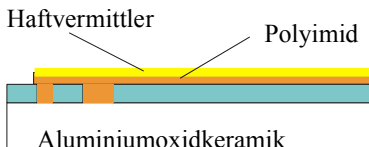
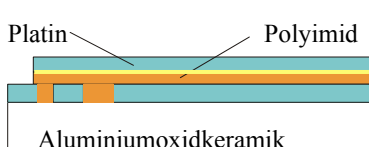
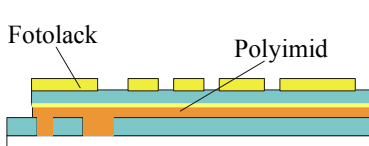
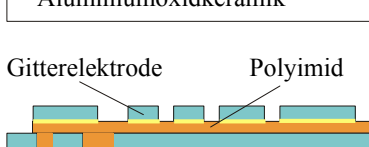
Aus der Wechselwirkung zwischen dem gewählten Aufbau des Feuchtemeßfühlers und der Fertigungstechnologie läßt sich abschließend der folgende technologische Ablauf ableiten, dessen einzelne Technologieschritte entwickelt wurde.

Bei den Technologieschritten 1 bis 4 wird beim Projektpartner Heraeus Sensor-Nite auf eine etablierte Technologie zurückgegriffen. In Abstimmung zwischen Drehzahl, Beschleunigungsdauer und Schleuderdauer konnte mit anschließendem Ausheizprozeß die erforderliche Schichtdicke der Polyimidschicht als Dielektrikum von 2 µm in den Technologieschritten 5 und 6 eingestellt werden. Die abschließenden Technologieschritte erfolgten wiederum beim Projektpartner.

Bei den nachfolgenden Versuchen, die Deckelektrode in Platin zu strukturieren, konnte keine hinreichende Haftung auf der Polyimidschicht erreicht werden. Das gegen Korrosion sehr beständige Platin musste durch Aluminium ersetzt werden, woraus eine Reihe neuer Fragestellungen erwuchs. So galt es die Kontaktierung der Deckelektrode zu beherrschen, da das herkömmliche Bonden durch die Polyimidunterlage scheiterte. Den Ausweg brachte die Kontaktierung mittels Leitkleber. Leider gelangen hier aber nur eine von sechs Kontaktierungen, eine nicht akzeptable Ausbeute.

1.  Beschichtung Al₂O₃-Substrat (2“x 2“x 0,015“) mit Platin 880 nm
2.  Fotolithografie



3.  Belichten und entwickeln der Gegenelektrode.
4.  Strukturierung der Gegenelektrode und des Pt 500 in Platin
5.  Belackung mit fotoempfindlichem Polyimid (Positivlack)
6.  Belichten und entwickeln des Polyimids (Freilegung der Kontaktstellen)
7.  Beschichtung der Deckschicht mit einem Haftvermittler (z.B. Chrom, Nickel oder Titan)
8.  Beschichtung mit Platin
9.  Belichten und entwickeln der Gitterelektrode.
10.  Strukturierung der Gitterelektrode in Platin

In einem weiteren Lösungsansatz wurde das isolierende Trägermaterial Aluminiumoxidkeramik durch einen metallischen auf der Basis von legiertem Stahlblech ersetzt, der gleichzeitig die Gegenelektrode bildet. Damit wurde das Konzept verlassen, einen Temperatursensor in den Feuchtigkeitssensor mit zu integrieren. Der Vorteil dieser Anordnung besteht darin, dass der metallische Träger direkt auf das Substrat der Dickschichtschaltung leitend aufgeklebt werden kann. Die Zuverlässigkeit der Kontaktierung konnte damit etwas verbessert werden.

Ergebnis ist die im **Bild 6** dargestellte statische Kennlinie. Charakteristisch ist die deutlich höhere Grundkapazität von 203 pF gegenüber der lateralen Ausführung des FS2000-K4 mit 31,4 pF. Erwartungsgemäß zeigt die Kennlinie eine deutlich höhere Messempfindlichkeit und



einen nahezu linearen Verlauf bis ca. 80 % relativer Luftfeuchtigkeit. Darüber nehmen die Messempfindlichkeit und die Nichtlinearität sehr stark zu, aber es kommt zu Instabilitäten im kapazitiven Verhalten. Es tritt teilweise ohmsches Verhalten auf. Ursache hierfür könnte der Leitkleber sein, der bei höherer Luftfeuchtigkeit einen Kurzschluß an der Kontaktstelle verursacht.

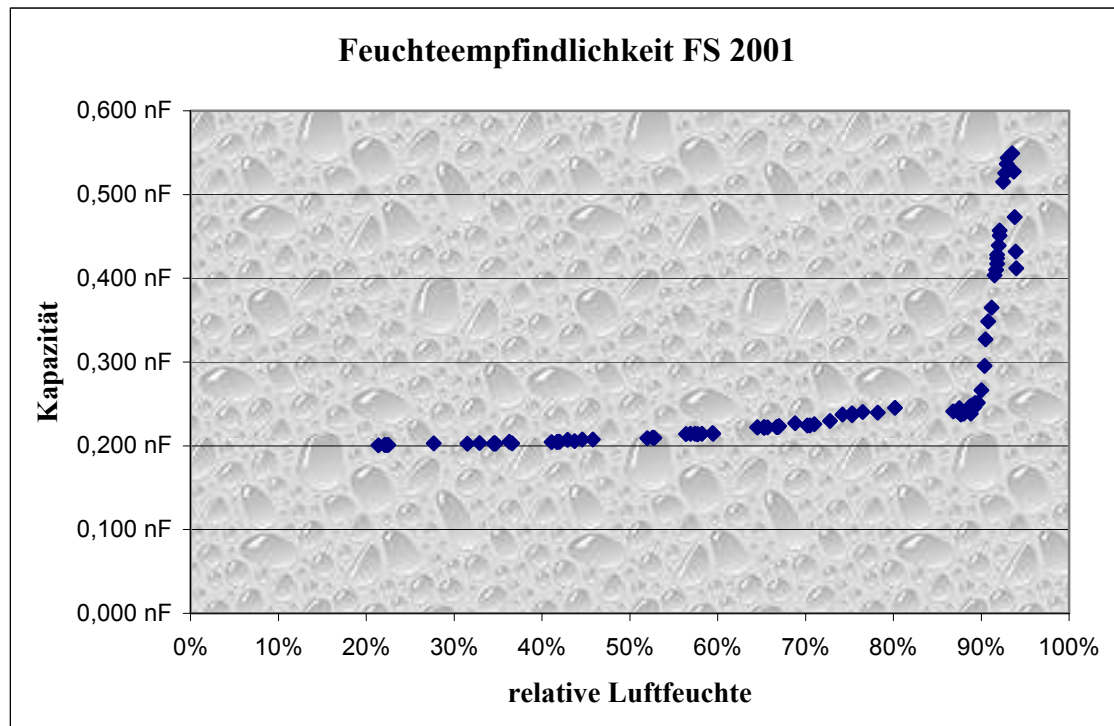


Bild 6: Statische Kennlinie des geschichteten Feuchtigkeitssensors.

Weil zum Zeitpunkt dieser Untersuchungen zur Charakterisierung dieses Feuchtigkeitssensors bereits ein funktionstüchtiger Sensor FS2000-K4 vorlag, kam schließlich der Feuchtigkeitssensor in lateraler Ausführung für die Wetterstation zum Einsatz. Um die deutlich geringere Empfindlichkeit dieses Feuchtigkeitssensors zu erhöhen, wurden zwei Stück zu einem Feuchtigkeitssensor parallel geschaltet.

3.1.2 Kombierter Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor

3.1.2.1 Prinzip des Windsensors

Ziel der Entwicklung eines kombinierten Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensors (Windsensor) ist es, herkömmliche sich bewegende Messeinrichtungen abzulösen. Auch hier sollen die Realisierung mittels einer einfachen und robusten Anordnung im Vordergrund stehen. Der Mikrocontroller soll ähnlich der anderen Größen der Wetterstation zur Auswertung der gewonnenen Messsignale eingesetzt werden.

Basis dieses hier entwickelten Windsensors ist die Funktionsweise eines Hitzdrahtanemometers [6]. Das Prinzip des realisierten Funktionsmusters zeigt das **Bild 7**. Im Zentrum ist ein Heizer angeordnet, um den herum 4 Temperatursensoren (Pt 1000) im Richtung der Hauptwindachsen angeordnet sind. Gemäß der Definition wird der Himmelsrichtung Nord (N) der Winkel $\phi = 0^\circ$ zugeordnet, der im Uhrzeigersinn (mathematisch negativ) über Osten, Süden und Westen umläuft.

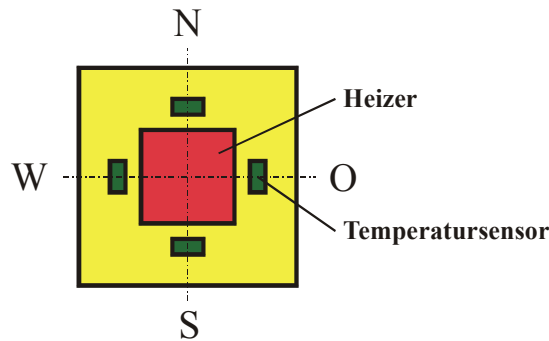


Bild 7: Prinzipaufbau des kombinierter Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor (Messkopf).

Der Heizer im **Bild 7** hat zwei Funktionen. Einerseits ist die an den vorbeiströmenden Wind abgegebene Wärmeenergie ein Maß für die Windgeschwindigkeit und andererseits kann aus der Richtung des Wärmeabtrags (ungleichmäßige Erwärmung der Temperatursensoren) auf die Windrichtung geschlossen werden.

3.1.2.2 Messung der Windgeschwindigkeit

Die vom Heizer an den Windstrom abgegebene Energie kann infolge thermodynamischer Zusammenhänge durch die Temperatur erfasst werden. Hält man mittels eine Regelung des Heizstromes die Temperatur des Heizers konstant, ist der Heizstrom ein direktes Maß für die Windgeschwindigkeit. Vereinfacht kann das mit der Gleichung zur Wärmekonvektion

$$\Delta Q = \alpha(v) \cdot A_K \cdot (\vartheta_H - \vartheta_W) \cdot \Delta t \quad (1)$$

beschrieben werden, wobei ΔQ die an die Windströmung abgegebene Wärmemenge ist, α der Wärmeübergangskoeffizient, v die Windgeschwindigkeit, ϑ_H die Heizertemperatur, ϑ_W die Temperatur der Windströmung und Δt die Wirkungsdauer. Der Wärmeübergangskoeffizient α hängt sehr stark von der Bewegungsgeschwindigkeit des Mediums sowie von der Oberflächenbeschaffenheit des Heizers ab. Da sich die Oberflächenbeschaffenheit des Heizers nicht ändert, hängt α nur noch von der Windgeschwindigkeit ab. Berücksichtigt man schließlich noch, dass $\Delta Q/\Delta t$ die in den Heizer zugeführte Leistung ist, folgt für den der Windgeschwindigkeit proportionalen Heizstrom I_H

$$I_H = \sqrt{\frac{A_K \cdot (\vartheta_H - \vartheta_W)}{R_H} \cdot \alpha(v)}, \quad (2)$$

wobei A_K die Konvektionfläche des Heizers und R_H der Heizwiderstand ist.

Um auf dieser physikalischen Basis von einem analogen auf einen digitalen Informationsparameter zu wechseln, bietet sich für den notwendigen Regler der Einsatz eines Zweipunktreglers mit einer Hysterese von $\Delta \vartheta_{Hy} = \vartheta_o - \vartheta_u$ erfolgversprechend an. An der unteren Grenze ϑ_u wird der Heizstrom I_H eingeschaltet und an der oberen ϑ_o wieder abgeschaltet. Die Zeitdauer zwischen dem Einschalten des Heizstromes und dem Abschalten ist dann ein Maß für die Windgeschwindigkeit. Da sich dieser Vorgang nach der Abkühlung auf ϑ_u periodisch wiederholt, kann die Messung der Windgeschwindigkeit auf eine Frequenz- oder Periodendauermessung zurückgeführt werden. Auf ein ähnliches Prinzip wird in [7] verwiesen



Analytisch kann dieser Sachverhalt anhand thermodynamischer Übergangsvorgänge in Form der Differentialgleichung

$$P_H = m \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_H}{dt} + \alpha \cdot A_K \cdot \vartheta_H \quad (3)$$

beschrieben werden [8]. Dabei ist m die wirksame Masse von Heizer und Substrat. Die Größe c ist die wirksame spezifische Wärmekapazität der aus Heizer und Substrat bestehenden komplexen Einheit. Die Größe $\hat{\vartheta}_0$ ist in der Gl. (3) die Temperatur, die mit der eingespeisten Leistung $P_H = I_H^2 \cdot R_H$ höchstens erreicht wird. Die Lösung der Differentialgleichung (3) liefert unter der Randbedingung eines periodischen Ausgangssignals $\vartheta_H(t=0) = \vartheta_u$ die Sprungantwortfunktion der Heizertemperatur infolge einer eingepreisten Leistung

$$\vartheta_H(t) = \hat{\vartheta}_0(v) \cdot \left(1 - \frac{\hat{\vartheta}_0(v) - \vartheta_u}{\hat{\vartheta}_0(v)} \cdot e^{-\frac{t}{T_0(v)}} \right), \quad (4)$$

wobei die Zeitkonstante mit $T_0 = \frac{1}{\alpha(v)} \cdot \frac{m \cdot c}{A_K}$ und die infolge der Heizleistung erreichbare

maximale Temperatur als $\hat{\vartheta}_0 = \frac{1}{\alpha(v)} \cdot \frac{P_H}{A_K}$ definiert wird. Die Gl. (4) berücksichtigt nur den

eingeschwungenen Zustand der Zweipunktregelung. Im Einschaltmoment des Windsensors ist als Randbedingung zur Lösung der Differentialgleichung die Lufttemperatur ϑ_w einzusetzen. Da in den Betrachtungen vom eingeschwungenen periodischen Schaltverhalten ausgegangen wird, soll in den weiteren Betrachtungen das Einschaltverhalten unberücksichtigt bleiben. Mit dem Wärmeübergangskoeffizient $\alpha(v)$ geht die Windgeschwindigkeit v sowohl in die Zeitkonstante T_0 als auch in die Größe $\hat{\vartheta}_0$ ein. Aus der Gl. (4) kann nun durch Umstellen und Umformung die Einschaltzeit des Heizers

$$t_1 = \frac{1}{\alpha(v)} \cdot \frac{m \cdot c}{A_K} \cdot \ln \left(\frac{P_H - \vartheta_u \cdot A_K \cdot \alpha(v)}{P_H - \vartheta_0 \cdot A_K \cdot \alpha(v)} \right) \quad (5)$$

berechnet werden, in der die Heizertemperatur die Hysterese $\Delta\vartheta_{Hy}$ von der unteren beginnend zur oberen Grenztemperatur hin durchläuft.

Mit dem Erreichen der oberen Grenztemperatur ϑ_0 wird der Heizer abgeschaltet und verbleibt bis zur Erreichung des unteren Grenzwertes ϑ_u in diesem Zustand. Danach erfolgt ein weiterer Heizzyklus, so dass ein periodisches Signal entsteht. Da in der Abkühlphase keine Heizleistung eingespeist wird, geht die Differentialgleichung (3) in die Form

$$0 = m \cdot c \cdot \frac{d\vartheta_H}{dt} + \alpha \cdot A_K \cdot \vartheta_H \quad (6)$$

über. Unter Einbeziehung der Randbedingung, dass im Abschaltmoment der obere Grenzwert ϑ_0 erreicht wurde, erhält man als Lösung der Differentialgleichung

$$\vartheta_H(t) = \vartheta_0 \cdot e^{-\frac{t}{T_0(v)}}. \quad (7)$$



Beim Abkühlvorgang ist also nur noch die Zeitkonstante T_0 von der Windgeschwindigkeit abhängig. Aus der Bedingung, dass an der unteren Grenztemperatur ϑ_u der Heizer wieder eingeschaltet wird, kann die Zeit

$$t_2 = \frac{1}{\alpha(v)} \cdot \frac{m \cdot c}{A_K} \cdot \ln \frac{\vartheta_o}{\vartheta_u} \quad (8)$$

berechnet werden, in der die Schalthysterese $\Delta\vartheta_{Hy}$ in Richtung unteren Grenzwert durchlaufen wird. Im nachfolgendem **Bild 8** sind die Pulsdauer t_1 und die Pulsücke t_2 grafisch gegenübergestellt.

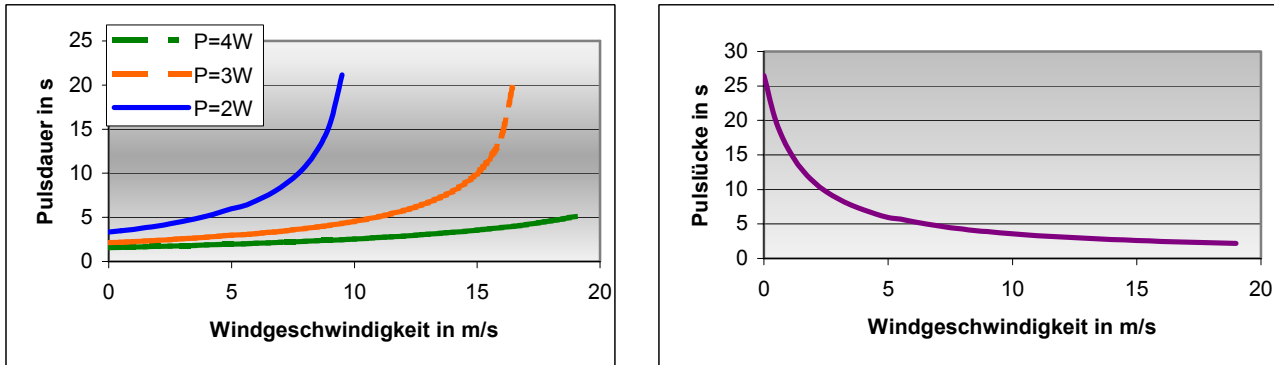


Bild 8: Abhängigkeit der Pulsdauer im Heizzyklus und der Pulsücke im Abkühlzyklus von der zu messenden Windgeschwindigkeit.

Während die Pulsdauer von der Heizleistung abhängig ist (**Bild 8**, links), besteht diese Abhängigkeit bei der Pulsücke (**Bild 8**, rechts) nicht. Allerdings muß die Heizleistung so gewählt sein, dass der obere Grenzwert der Heizertemperatur ϑ_o im gewählten Messbereich erreicht wird, die Voraussetzung für die Gültigkeit von Gl. (8). Charakteristisch im **Bild 8** ist, dass die Messempfindlichkeit mit zunehmender Windgeschwindigkeit bei der Pulsdauer zunimmt, während sie bei der Pulsücke abnimmt.

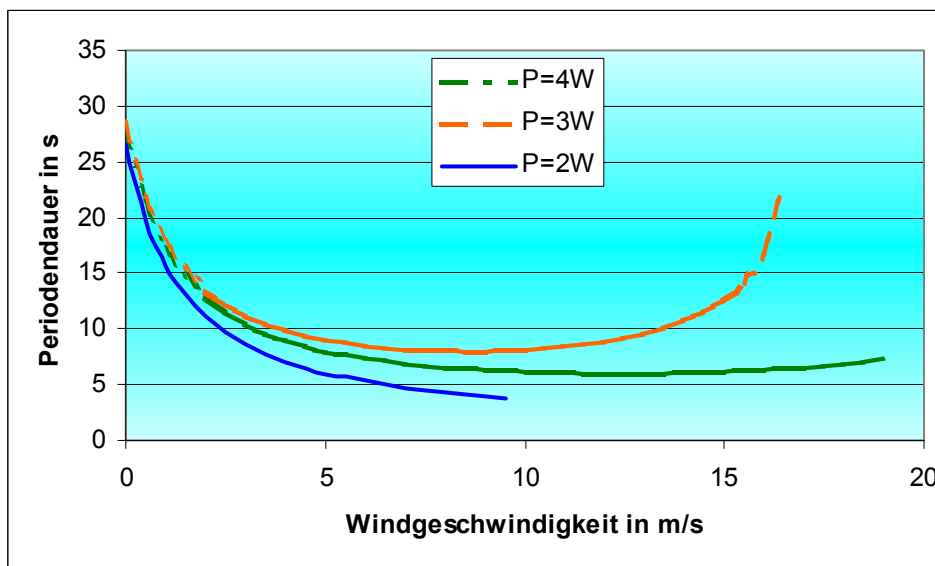


Bild 9: Leistungsabhängige Kennlinien des Windsensors zur Windgeschwindigkeitsmessung.



Die Periodendauer T eines Schaltzyklus kann aus der Einschaltzeit des Heizers und der Zeit bis zu seinem erneuten einschalten (Pulslücke) zusammengesetzt werden. Die daraus folgende abschließende Gleichung

$$T = \frac{1}{\alpha(v)} \cdot \frac{m \cdot c}{A_K} \cdot \left[\ln \left(\frac{P_H - \vartheta_u \cdot A_K \cdot \alpha(v)}{P_H - \vartheta_o \cdot A_K \cdot \alpha(v)} \right) + \ln \frac{\vartheta_o}{\vartheta_u} \right] \quad (9)$$

charakterisiert das statische Übertragungsverhalten des Windgeschwindigkeitssensors. Stellt man nun die Periodendauer T grafisch dar, so führt das zu dem im **Bild 9** gezeigten Kurvenverlauf der Windsensorkennlinien. In Abhängigkeit der auf den Heizer aufgetragenen Leistung wird der Messbereich des Windgeschwindigkeitssensors dadurch festgelegt.

Zur Realisierung dieses Funktionsprinzips können zwei Wege beschrrieben werden. Einer besteht darin, dass der für den Zweipunktregler erforderliche Temperaturfühler thermisch mit dem Heizer verbunden wird. Praktisch zeigten sich aber genau hier Probleme. Deshalb wurde ein andere Weg erfolgreich beschrrieben, indem der Heizer selbst auch als Temperaturfühler verwendet wird. Die damit verbundene elektronische Schaltung wird zwar etwas aufwendiger, da ein Heiz- und ein Messtakt realisiert werden müssen, aber es wird dadurch die schwierige thermische Kopplung vermieden. Die zugehörige Prinzipschaltung zeigt das **Bild 10**.

Das Umschalten zwischen Heiz- und Messstrom erfolgt mit einem MOSFET, der direkt aus dem Logikschlctkreis angesteuert wird. Das verstärkte Messsignal, das Abbild der Heizertemperatur ist, gelangt auf einen Präzisions-Schmitt-Trigger [9], der aus den beiden Komparatoren K_o und K_u sowie dem RS-Flip-Flop besteht. Die zwischengeschalteten beiden D-Flip-Flops haben die Aufgabe, immer dann den Komparatorzustand zu halten (speichern), wenn der Heizstrom fließt. Um die Heizleistung hoch zu halten, liegt über dem Heizer in diesem Betriebszustand fast die gesamte Betriebsspannung an, so dass am Verstärkerausgang ebenfalls die Betriebsspannung U_B anliegt. Dadurch ändern sich zwangsläufig die Komparatorzustände. Erst im nachfolgenden Messtakt wird eine möglicherweise erfolgte Zustandsänderung durch die D-Flip-Flops übernommen [10].

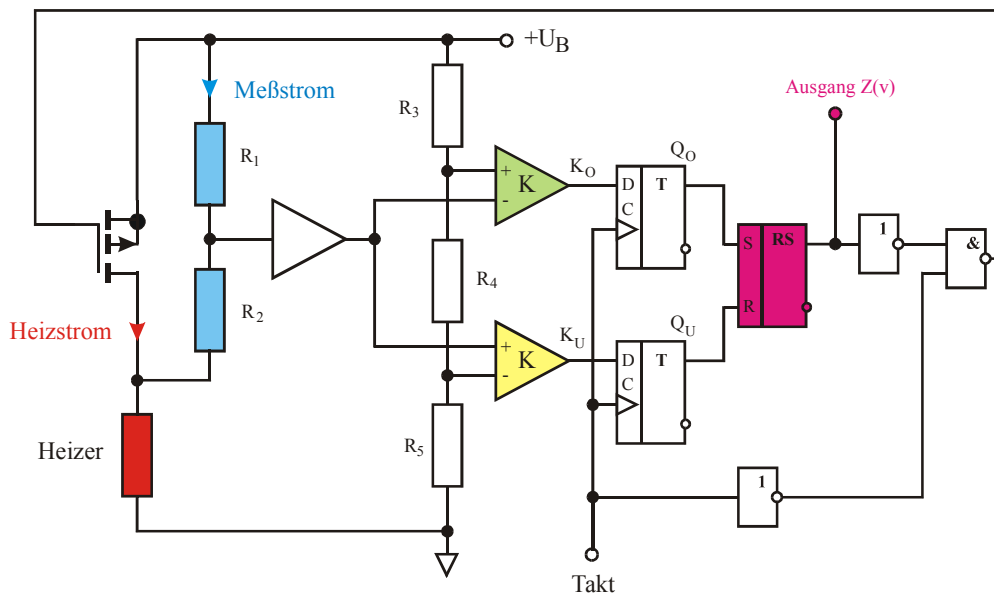


Bild 10: Prinzipschaltung des Windgeschwindigkeitssensors mit frequenzproportionalem Ausgangssignal.

Durch diese Arbeitsweise wird der Einfluß des Heizstromes auf die Temperaturmessung ausgeschaltet. Am Ausgang $Z(v)$ wird auf diese Weise immer nur das Schaltverhalten von der



Hysterese $\Delta\vartheta_{Hy}$ bestimmt. Die Funktion der Schaltung nach **Bild 10** erfüllt damit die Gl.(9) und wird durch die Kennlinien des Windsensors gemäß **Bild 9** charakterisiert. Die Pulsdauer als auch die Periodendauer stehen dabei in direkter Abhängigkeit zu der zu messenden Windgeschwindigkeit.

Da die Heizleistung auf eine bestimmte Größe beschränkt ist, bedingt durch die Betriebsspannung, den Heizerwiderstand und die Geometrie sowie das Material des Heizwiderstandes, kann jeder Heizleistung eine Windgeschwindigkeit zugeordnet werden, bei der man die obere Grenztemperatur ϑ_o nicht mehr erreicht. Der Heizer wird nicht mehr abgeschaltet und das Ausgangssignal $Z(v)$ verharrt im Zustand logisch 1. Bei Windstille ($v = 0$ m/s) bleibt dagegen das Ausgangssignal $Z(v)$ auf dem Zustand logisch 0 stehen, der Heizer ist dann abgeschaltet.

3.1.2.3 Messung der Windrichtung

Die vom Windstrom dem Heizer entzogene Wärmeenergie wird entsprechend der Windrichtung ϕ verschleppt und erwärmt richtungsspezifisch die um den Heizer angeordneten Temperatursensoren. Dabei entsprechend der Hauptwindrichtungen Nord-Süd und West-Ost immer ein Temperatursensor mehr erwärmt als der andere. Aus der Temperaturdifferenz in den beiden Hauptwindrichtungen sowie deren vektorieller Addition kann nun auf die Windrichtung ϕ geschlossen werden. Ausgehend von einem Einheitskreis und den zugehörigen Winkelfunktionen kann der Windrichtungswinkel gemäß vorgestellter Definition sehr einfach berechnet werden.

Bezieht man nun funktionsbedingt die richtungsabhängige Temperaturdifferenz zwischen den gegenüber liegenden Temperaturfühler in die Betrachtung ein, so erhält man in den Hauptachsen einen Temperaturunterschied in Form einer Differenzspannung ΔU_{NS} und ΔU_{OW} , wenn eine konstante Spannung angelegt wird. Aus diesen Differenzspannungen kann nun der Betrag des Richtungsvektors (Radius) nach der Gleichung

$$U_R = \sqrt{\Delta U_{NS}^2 + \Delta U_{OW}^2} \quad (10)$$

berechnet werden. Dadurch können die Differenzspannungen in den beiden Hauptrichtungen auf den Einheitskreis zurückgeführt werden und die periodische Sinus- bzw. Cosinusfunktion kann zum Einsatz kommen. In einfacher Weise kann nun der Winkel der Windrichtung als

$$\phi = -\arccos \frac{\Delta U_{NS}}{U_R} \quad (11.1)$$

und

$$\phi = -\arcsin \frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \quad (11.2)$$

bestimmt werden. Da die Umkehrabbildung der Winkelfunktion aber nicht eineindeutig ist, kann aus dem Betrag von ΔU_{NS} und seinem Vorzeichen nur ein Winkel zwischen 0° und 180° berechnet werden.

Um das zu beheben, muß vor der Berechnung der Windrichtung der Quadrant im kartesischen Koordinatensystem bestimmt werden, in dem sich der Windrichtungswinkel befindet. Man muß nun beachten, dass dieser Winkel beim Umlauf vom Norden her zunächst den 1., dann den 4., den 3. und 2. Quadranten durchläuft, um schließlich wieder im 1. Quadranten einzutreffen.



Kann man davon ausgehen, dass ein Rechner mit hinreichenden leistungsfähigen Algorithmen zu Berechnung von Winkelfunktionen verfügbar ist, so ist die Windrichtung mittels der Gln. (11) sehr schnell zu berechnen. In der Anwendung in der Wetterstation bedeutet das allerdings, dass der Leitrechner diese Aufgabe übernehmen muß, weil im Mikrocontroller solche Algorithmen nicht verfügbar sind. Soll diese Aufgabe aber gemäß der Zielsetzung dennoch durch den Mikrocontroller bewältigt werden, sind entsprechende Algorithmen erforderlich, die auf einer Potenzreihe höchstens 3. Ordnung basieren. Zu diesem Zweck betrachtet man die ArcSinus- und die ArcCosinusfunktion im **Bild 11**.

Quadrant	Nord-Süd-Richtung	Ost-West-Richtung	Windrichtung
1.	+ ΔU_{NS}	+ ΔU_{OW}	$0^\circ < \phi \leq 90^\circ$
4.	- ΔU_{NS}	+ ΔU_{OW}	$90^\circ < \phi \leq 180^\circ$
3.	- ΔU_{NS}	- ΔU_{OW}	$180^\circ < \phi \leq 270^\circ$
2.	+ ΔU_{NS}	- ΔU_{OW}	$270^\circ < \phi \leq 360^\circ$

Tabelle 2: Zuordnung der Differenzspannung zu den einzelnen Quadranten.

Zeichnet man von den beiden Umkehrwinkelfunktionen den Bereich des Spannungsverhältnisses im Intervall von 0 bis $\frac{1}{2}\sqrt{2}$, der Gleichheit der Differenzspannung ΔU_{NS} und ΔU_{OW} heraus, so kann die zugehörige Windrichtung im Bereich von 0° bis 90° bestimmt werden, wie es das **Bild 11** rechts zeigt. Diese Intervalle der beiden trigonometrischen Umkehrfunktionen lassen sich sehr gut in einer Potenzreihe approximieren, deren Abweichungen von der Originalfunktion im **Bild 12** dargestellt sind. So erreicht man bereits mit der Näherung in einer Potenzreihe 2. Ordnung für viele Anwendungen eine gute Anpassung an die beiden Funktionen.

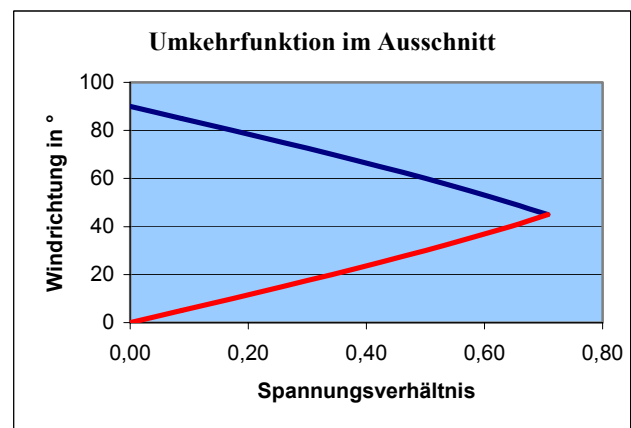
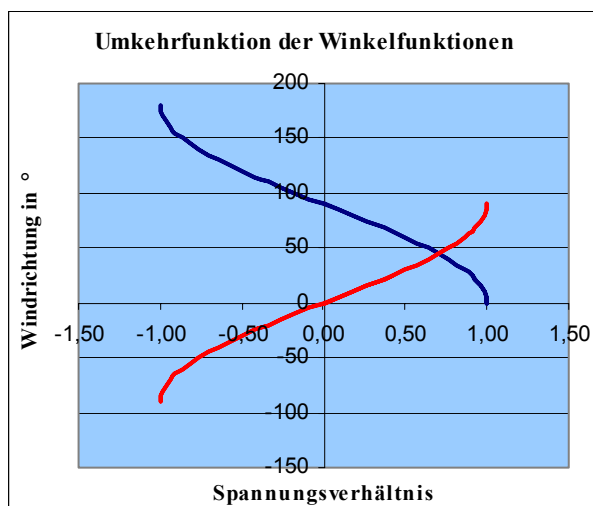


Bild 11: Winkel der Windrichtung ϕ für die Spannungsverhältnisse $\Delta U_{NS}/U_R$ bzw. $\Delta U_{OW}/U_R$ nach den Gln. (11).

Mit der Approximation auf eine Potenzreihe 3. Ordnung verringert sich der Fehler auf unter $\pm 0,1^\circ$. Das ist für die Bestimmung der Windrichtung vollkommen ausreichend und mit dem



verwendeten Mikrocontroller realisierbar, zumal bei der Ankopplung des Windstromes an den Messkopf des Windsensors wesentlich größere Fehler zu erwarten sind.

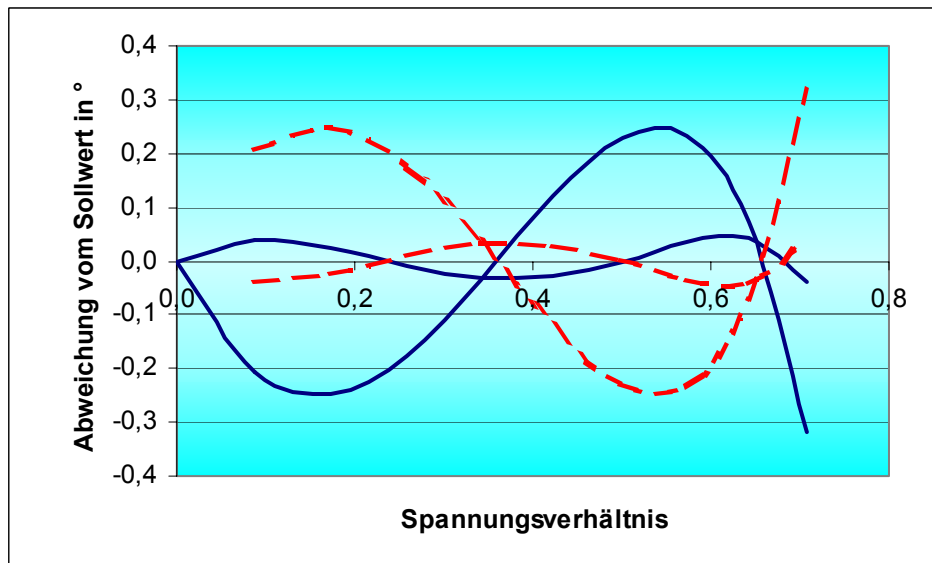


Bild 12: Approximationsfehler der arccos-Funktion (durchgezogene Linie) und der arcsin-Funktion (gestrichelte Linie) durch Näherung in einer Potenzreihe 2. und 3. Ordnung.

Die ArcSinusfunktion kann auf die Potenzreihen im Intervall $|\Delta U_{NS}| \geq |\Delta U_{OW}|$

$$\frac{\phi_{Ber}}{\circ} = 13,184 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^2 + 13,184 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right) \quad (12.1)$$

bzw.

$$\frac{\phi_{Ber}}{\circ} = 19,411 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^3 - 6,115 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^2 + 58,203 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right) \quad (12.2)$$

approximiert werden und die ArcCosinusfunktion im Intervall $|\Delta U_{NS}| \leq |\Delta U_{OW}|$ auf

$$\frac{\phi_{Ber}}{\circ} = 90 - \left[13,184 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^2 + 13,184 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right) \right] \quad (13.1)$$

bzw.

$$\frac{\phi_{Ber}}{\circ} = 90 - \left[19,411 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^3 - 6,115 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right)^2 + 58,203 \cdot \left(\frac{\Delta U_{OW}}{U_R} \right) \right]. \quad (13.2)$$

Dem Algorithmus zur Berechnung des Winkels der Windrichtung muß die Bestimmung des Quadranten gemäß der **Tabelle 2** vorangestellt werden. Das **Bild 13** stellt den erforderlichen Berechnungsalgorithmus anhand des Einheitskreis grafisch dar, der in den Mikrocontroller zu implementieren ist.

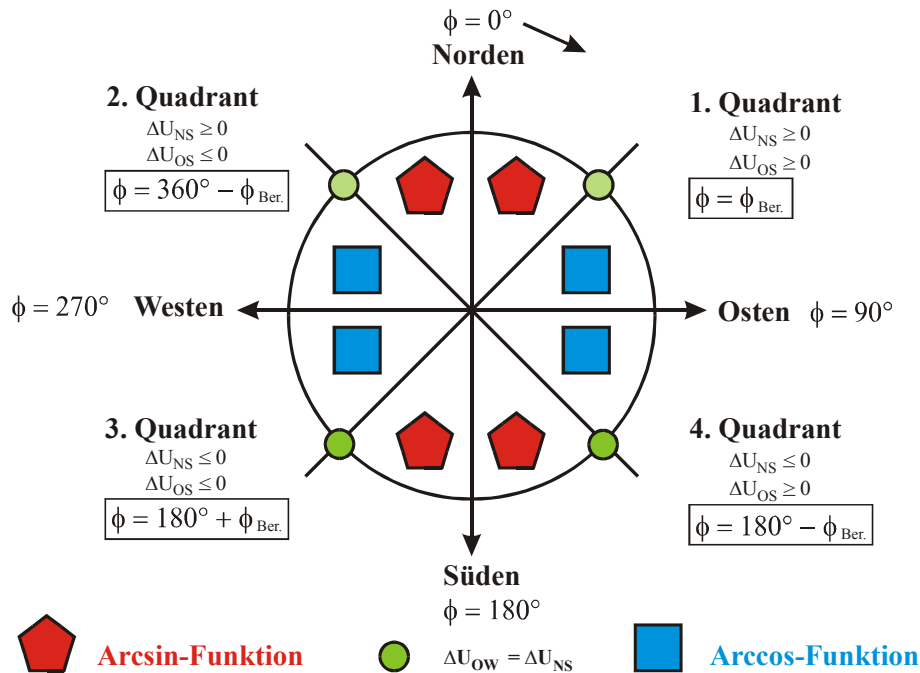


Bild 13: Grafische Darstellung zur Berechnung des Winkels der Windrichtung.

An der Gleichheitsbedingung der abgeleiteten Differenzspannung in den beiden Hauptachsen wird immer entschieden, ob die Arcsin- oder die Arccos-Funktion zur Berechnung des Winkels ϕ_{Ber} verwendet wird. Durch die quadrantenbezogene Summierung wird schließlich die Windrichtung ϕ berechnet.

3.1.3 Strahlungsleistungs- und Sonnenstandssensor

Die Aufgabe des Strahlungsleistungs- und Sonnenstandssensors ist es, die Strahlungsleistung mit dem Ziel zu erfassen, diese in die Wärmebilanz eines Gebäudes einzubeziehen. Das bedeutet für den Sensor eine Kalibrierung auf die Wärmebilanz des zu regelnden Gebäudes. Ein solcher Weg ist jedoch sehr aufwendig und kostenintensiv. So ist die Bereitstellung eines Bezugswertes ein effektiver Lösungsansatz, der zwei Möglichkeiten beinhaltet. Bei dem einen findet die mit dem Sensor gemessene Strahlungsleistungsdichte q_s , seine geografischen Lage, seine Ausrichtung zum Sonnenstand sowie seine Ausrichtung zu den bestrahlten Gebäudeflächen Berücksichtigung, wodurch der Strahlungseintrag ins Gebäude berechnet werden kann. Eine Ausrichtung des Sensors in einer Gebäudeachse erscheint dabei ratsam. Der zweite Lösungsansatz für den Strahlungsleistungs- und Sonnenstandssensor mißt die Strahlungsleistungsdichte q_{s0} der in einem Referenzpunkt stehenden Sonne, zu dem wiederum die von der Sonne bestrahlten Gebäudeflächen eine definierte Ausrichtung besitzen. Der Sensor kann dabei in einer optimalen Richtung zur Sonneneinstrahlung positioniert werden. Rein mathematisch sind beide Lösungsansätze gleichrangig, da über die Winkelbeziehung eine mehr oder weniger aufwendige Berechnung des Strahlungseintrags ins Gebäude erfolgen kann. Für den Einsatz des Strahlungsleistungs- und Sonnenstandssensors in der miniaturisierten Wetterstation wurde dem zweite Lösungsansatz der Vorzug gegeben. Es muß an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, dass der Sonnenstand nur über das Abbild aus Datum, Uhrzeit und geografischem Ort der Wetterstation ermittelt wird. So entsteht aus dem Zusammenwirken dieser Größen und der Strahlungsleistungsdichtemessung ein Strahlungsleistungsdichte- und Sonnenstandssensor.



Gemäß des **Bildes 15a** wird für die folgenden Betrachtungen davon ausgegangen, dass die Sensorfläche waagrecht auf der Erdoberfläche angeordnet ist, sich also tangential zur Erdkrümmung ausrichtet. Die Größen φ_x und φ_y sind die Eigenkoordinaten des Sensors, die in Form der Winkel φ_x und φ_y seine Ausrichtung zur Sonne beschreiben. Betrachtet man nun die auf dem Sensor auftreffende Sonneneinstrahlung, so erhält man die allgemeine Gleichung

$$q_s = -q_{s0} \cdot \cos\varphi_x \cdot \cos\varphi_y \quad \begin{cases} q_{s0} \geq 0 \\ 90^\circ \leq \varphi_x \leq 270^\circ \\ -90^\circ \leq \varphi_y \leq 90^\circ \end{cases} \quad (14)$$

für die Strahlungsleistungsdichte q_s , wobei q_{s0} die zu messende Strahlungsleistungsdichte ist. Das negative Vorzeichen resultiert aus der Definition, dass die Richtung Süden $\varphi_x = 180^\circ$ ist. Aus der Strahlungsleistungsdichte q_{s0} kann nun aus der Ausrichtung des Gebäudes zum Sonnenstand die einwirkende Strahlungsleistung berechnet werden und in der Gesamtwärmebilanz des Gebäudes ihre Berücksichtigung finden.

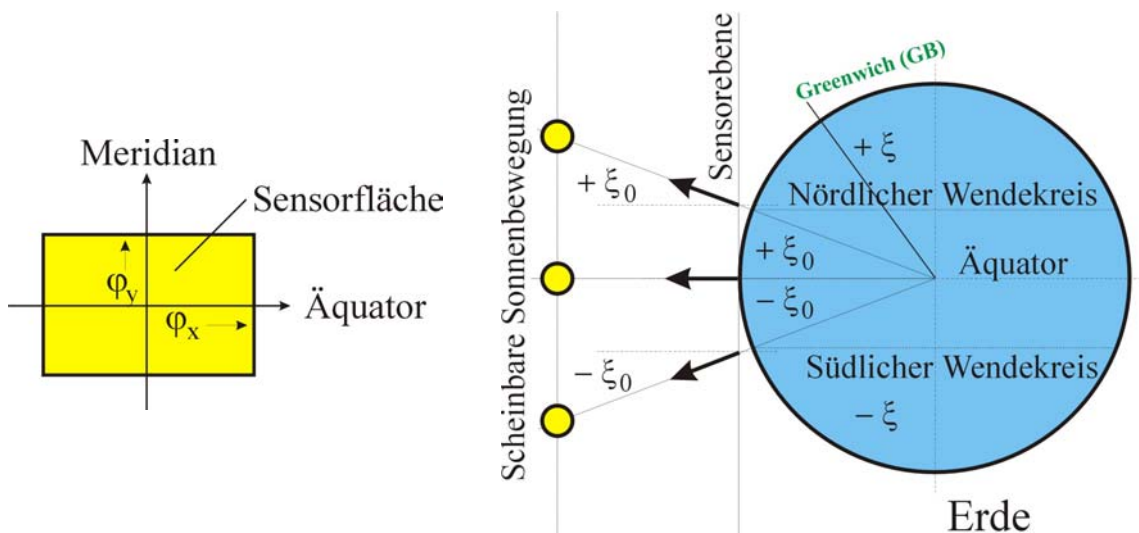


Bild 14: Definitionen zur Ausrichtung des Sonnenstandsensors und die scheinbare Sonnenbewegung bezüglich der Sensoroberfläche.

Es besteht im folgenden gemäß der Gl. (15) das Ziel, die Ausrichtung der Sonne zum Sensor zu beschreiben, so dass schließlich q_{s0} gemessen wird. Dazu wird zunächst ein Basisort festgelegt und die Erde in einer Kugel angenähert. Dieser befindet sich sinnvollerweise am Schnittpunkt von Äquator und Meridian. Damit gilt an diesem Ort, dass Sonnenstand und Weltzeit (UT) synchron verlaufen und sich im Winkel φ_x widerspiegeln. Die Abhängigkeit des Sonnenstandes von der Jahreszeit (Datum) charakterisiert der Winkel φ_y .

Infolge der Abweichung der Erdachse um den Winkel ξ_0 aus der Koordinatenachse, dem Winkel zwischen der Ekliptik und der Äquatorialebene, entsteht im Laufe eines Sonnenumlaufs der Erde eine scheinbare Bewegung der Erdachse um den Winkel $\pm \xi_0$. Damit entsteht bei der auf die Sonne gerichteten Normalen auf dem Erdumfang eine Winkelbewegung von $\pm \xi_0$ um den Äquator, wobei immer die gleiche Uhrzeit und der gleiche geografische Ort zu betrachten sind. Diese Winkelbewegung um den Äquator ist als nördlicher ($+\xi_0$) und südlicher Wendekreises ($-\xi_0$) bekannt. Während eines Umlaufs der Erde um die Sonne mit 360° ändert sich der Winkel φ_y zwischen $-\xi_0$ und $+\xi_0$. Setzt man aus praktischen Erwägungen den Beginn des Erdumlaufs um die Sonne auf den Frühlingsanfang (21. März)



fest, so kann eine einfacher Bezug zur geografischen Breite des Messortes hergestellt werden. Der von der Jahreszeit abhängige Bestrahlungswinkel des Sonnenstandes am Äquator ergibt sich nun ebenfalls mit $-\xi_0 \leq \varphi_y \leq \xi_0$, wenn die Flächennormale des Sensors zum Frühlingsanfang und zur Zeit des höchsten Sonnenstandes zur Sonne ausgerichtet ist, wie es das **Bild 14** zeigt. Diese Abhängigkeit kann allgemein mit der Gleichung

$$\delta = \xi_0 \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a}\right) \quad (15)$$

ausgedrückt werden, wobei d_1 die Anzahl der Tage vom 1. Januar bis zum aktuellen Datum des zu betrachtenden Jahres bezeichnet, d_F die Anzahl der Tage vom 1. Januar bis zum Frühlingsanfang und d_a die Anzahl der Tage des betrachteten Jahres. Diese Gleichung stellt den Sonnenstandswinkel über dem Äquator beim höchsten Sonnenstand in Abhängigkeit eines Erdumlaufs um die Sonne dar, so dass in diesem Fall $\varphi_y = \delta$ gilt. Es muß an dieser Stelle darauf verwiesen werden, dass der Frühlingsanfang nicht immer auf den 21. März des Jahres fällt, sondern in anderen Jahren auch auf den 20. März. Da der spätere Sonnenstandssensor aber das Datum und die Urzeit zur Basis haben wird, der Sonnenstand also nicht gemessen sondern berechnet wird, geht diese systematische Abweichung als Fehler ein, wenn man für $d_1 - d_F = 80$ Tage berücksichtigt. Geht man davon aus, dass der Fehler $\pm \frac{1}{2}$ Tag beträgt, entsteht auf einen Jahresumlauf der Erde um die Sonne ein Fehler von ca. $\pm 0,5^\circ$, ein zu vernachlässigender Fehler, wenn man bedenkt, dass die Fotodioden nur mit einer Unsicherheit von $\pm 3^\circ$ zur Sonne ausgerichtet werden können.

Befindet sich der Sonnenstandssensor in nördlichen Breiten ($+\xi$) bzw. südlich des Äquators ($-\xi$), so ändert sich die scheinbare Sonnenbewegung. Befindet sich der Sensor beispielsweise am nördlichen Wendekreis ($+\xi_0$), dann steht zum Zeitpunkt des höchsten Sonnenstands am Tag des Sommeranfangs die Sonne senkrecht über ihm, so dass der Winkel $\varphi_x = 0^\circ$ ist. Zum Frühlings- und Herbstanfang bescheint die Sonne dem Sensor unter einem Winkel von $\varphi_y = \xi_0 = 23,5^\circ$ und zum Winteranfang unter $\varphi_y = 2 \xi_0$.

Dieser Zusammenhang entspricht einer Verschiebung der Gl. (15) in der Weise, dass die geografische Abhängigkeit des Bestrahlungswinkels in der geografischen Lage ξ Berücksichtigung findet, wie er im **Bild 15** grafisch dargestellt ist. Da die Sonne aber nicht in Verlauf ihrer scheinbaren Wanderung auf ihrem höchsten Stand verweilt, wie das die Gl. (15) beschreibt, erhält man schließlich mit der Einführung des Stundenwinkels φ_x die Gleichung

$$\varphi_y = \xi_0 \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a}\right) - \psi_y \quad , \quad (16)$$

die den Winkel über dem Sensor beschreibt. Die Größe ψ_y gibt hier die geografische Lage in Breitengraden an.

Eine weitere Größe, die die flächenbezogene Strahlungsleistung beeinflusst, ist der von der Tageszeit abhängige Sonnenstand φ_x , der in der Uhrzeit zum Ausdruck kommt und als Stundenwinkel in die vertikale Winkelauslenkung φ_x der Gl. (16) eingeht. Er ist allerdings nur auf dem Längengrad mit der Zeit identisch, auf dem die jeweilige Zeitzone definiert ist. So ist auf dem 0. Breitengrad die Weltzeit (UT) oder westeuropäische Zeit und auf dem 15. Breitengrad ö.B. die im Bundesgebiet gültige Mitteleuropäische Zeit (MEZ) definiert. Auf diesen Breitengraden ist der Sonnenstand mit der Uhrzeit identisch. Der Vollständigkeit halber sei hier erwähnt, dass diese Aussage natürlich für alle Zeitzonen der Erde gilt, die



entlang eines Breitengrades verlaufen. Der Bestrahlungswinkel des Sonnenstandes φ_x ist auf diesen ausgezeichneten Breitengraden mit der Uhrzeit aber nur im Mittel identisch. Auf Grund der Zeitgleichung entsteht während des Umlaufs der Erde um die Sonne eine systematische Abweichung von ± 15 Minuten. Berücksichtigt man nun diesen entstehenden systematischen Fehler nicht, entsteht ein auf die Erdumdrehung bezogener Fehler von $\pm 3,75^\circ$. Betrachtet man diese Unsicherheit wieder unter dem Gesichtspunkt der Unsicherheit der Ausrichtung des Strahlungsleistungsdichtesensors von $\pm 3^\circ$, so ist dieser Fehler signifikant. Er soll dennoch unberücksichtigt bleiben und der Messunsicherheit zugerechnet werden, um den ohnehin schon hohen Rechenaufwand nicht noch weiter zu erhöhen.

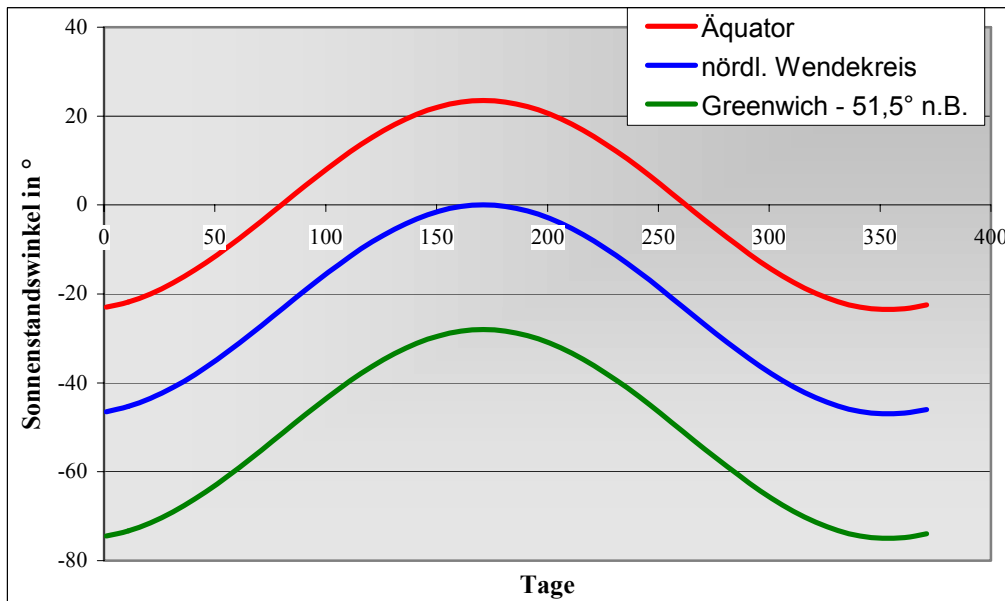


Bild 15: Mittäglicher Sonnenstand φ_y über der Sensoroberfläche am Äquator (obere Kurve) und am nördlichen Wendekreis (untere Kurve) entlang des Meridian.

Demzufolge beträgt der Stundenwinkel der am Morgen im Osten und am Abend im Westen stehenden Sonne 90° bzw. 270° . Innerhalb dieser Grenzen ist eine Strahlungsleistungsmessung überhaupt sinnvoll, wenn von einem merklichen Wärmeeintrag in ein Gebäude ausgegangen werden soll. Diese hier geschilderte Situation tritt immer an den Schnittpunkten der zeitzonebezogenen Breitengrade mit dem Äquator zum Frühlings- und Herbstanfang ein. Infolge der Neigung der Erdoberfläche um $\xi_0 = 23,5^\circ$ entsteht aber eine Abweichung des Zeitpunktes, an dem der Winkel $\varphi_x = 0^\circ$ ist. Das bedeutet, dass zum Winteranfang (Sonne steht über südlichem Wendekreis) der Stundenwinkel erst ab 7:34 Uhr größer 0° wird, die Sonne über dem Horizont erscheint. Dem entsprechend früher (18:00 Uhr – 1 Stunde und 34 Minuten) ist auch der Sonnenuntergang. Zum Sommeranfang verlängert sich dazu analog die Zeit, in der die Sonne über dem Horizont steht. Betrachtet man jedoch die Zeit des Sonnenauf- und des Sonnenuntergangs unter dem Aspekt der Berücksichtigung einer gebäudebezogenen Wärmebilanz, so ist hier der Wärmeeintrag ohnehin nicht signifikant. Vereinfachend soll deshalb von einem mittleren Zeitpunkt des Sonnenuntergangs mit $\varphi_x = 90^\circ$ um 6:00 Uhr und des Sonnenuntergangs mit $\varphi_x = 270^\circ$ um 18:00 Uhr ausgegangen werden. Aus praktischen Erwägungen soll in den weiteren Betrachtungen zur analytischen Beschreibung des Stundenwinkels φ_x vom 0. Breitengrad (Meridian) und der mit ihm definierten Weltzeit (UT) ausgegangen werden. Entlang des Meridians kann der Stundenwinkel φ_x des Sensors mit der Gleichung



$$\varphi_x = 2\pi \cdot \frac{t_1}{t_0} \quad (17)$$

beschrieben werden. Dabei ist t_1 die in eine Dezimalzahl gewandelte Weltzeit (UT) und t_0 die Dauer eines Tages mit 24 Stunden. Infolge der Erdrotation entsteht in Zählrichtung der geografischen Breite eine dem Sonnenstand voraneilende Zeit. So weicht bei 15° ö.B. (Görlitz; MEZ) der Sonnenstand um +1 Stunde von der Weltzeit ab. Benutzt man das Gradnetz der Erde, so können die geografische Breite und die geografische Länge des Aufstellorts der Wetterstation sehr einfach Berücksichtigung finden. Die bei uns übliche MEZ muß durch Abzug von 1 Stunde auf die Weltzeit (UT) korrigiert werden. Unter Einbeziehung der geografischen Koordinaten kann nun unter Verwendung der Gl. (17) dieser Zusammenhang mit

$$\varphi_x = 2\pi \cdot \left(\frac{t_1}{t_0} + \frac{1}{360} \cdot \psi_x \right) \quad \text{und } [\psi_x] = ^\circ \quad (18)$$

beschrieben werden. Der Stundenwinkel am Aufstellort ergibt sich damit aus der Weltzeit zuzüglich seiner geografischen Breite ψ_x . In östlicher mit $+\psi_x$ und in westlicher Richtung mit $-\psi_x$. Zusammenfassend können nun die Gln. (16) und (18) in die Gl. (14) eingesetzt werden und man erhält

$$q_s = -q_{s0} \cdot \cos \left[2\pi \cdot \left(\frac{t_1}{t_0} + \frac{\psi_x}{360} \right) \right] \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{180} \cdot \left[\xi_0 \cdot \sin \left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a} \right) - \psi_y \right] \right\} \quad (19)$$

für die Strahlungsleistungsdichtemessung mit dem Sensor. Da nun der Sonnenstand aus dem Datum und der Uhrzeit (UT) bestimmbar sind, kann die Strahlungsleistungsleistungsdichte q_{s0} berechnet werden, die Sonneneinstrahlung, die der senkrechte Stand der Sonne über dem Sensor erreicht. Auf das Gebäude bezogen, in dem der Wärmeeintrag berücksichtigt werden soll, bedeutet das dann, die Sonne befindet sich scheinbar über den Gebäude. Aus der Ausrichtung des Gebäudes sowie seiner geografischen Lage kann nun über Winkelbeziehungen der flächenbezogene Wärmeeintrag berechnet werde.

Es stellt sich nun die Frage, in wieweit diese doch aufwendige Gleichung für den Aufstellort der Wetterstation von Bedeutung ist und eine Vorortkalibrierung entschärft werden kann. Geht man von einer Einstellunsicherheit des Strahlungsleistungsdichtesensors von $\pm 4^\circ$ zur Sonnenachse aus, die Sonne erscheint auf der Erde unter einem Winkel von ca. 8° in horizontaler als auch in vertikaler Ausrichtung, so kann man bei der Wahl eines Bezugsortes auf den Koordinatenachsen 12° östlicher Länge (ö.L.) und $51,5^\circ$ nördlicher Breite (n.B.) (Halle in Sachsen-Anhalt) nahezu das gesamte Bundesgebiet abdecken. Fertigungstechnisch ist aber ein Winkel von $51,5^\circ$ sehr kostenaufwendig. Auch hier muß bei vertretbaren Kosten eine Fertigungstoleranz berücksichtigt werden, so dass die Einstellunsicherheit von $\pm 4^\circ$ damit nicht vollständig zur Verfügung steht. Es wären also 2 bis 3 geografische Bezugsorte ratsam, um das Bundesgebiet sinnvoll abzudecken.

Im **Bild 16** ist die auf dem Sensor einwirkende relative Strahlungsleistungsdichte

$$\frac{q_s}{q_{s0}} = -\cos \left[2\pi \cdot \left(\frac{t_1}{t_0} + \frac{\psi_x}{360} \right) \right] \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{180} \cdot \left[\xi_0 \cdot \sin \left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a} \right) - \psi_y \right] \right\} \quad (20)$$

grafisch dargestellt.

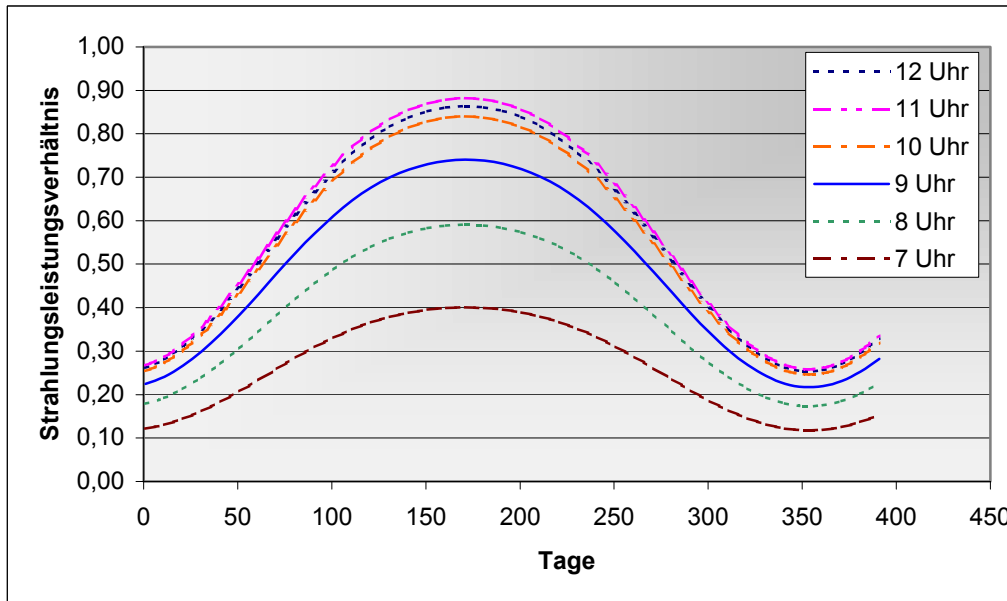


Bild 16: Relative Strahlungsleistungsdichte am betrachteten Ort (12° ö.B. und 51.5° n.L.) im Jahresablauf und über der Weltzeit.

Es ist zu erkennen, dass der höchste Sonnenstand an dem gewählten geografischen Ort nach 11 Uhr (UT) zu verzeichnen ist. Der Wert 1 für den höchsten Sonnenstand im Diagramm (**Bild 16**) würde beim Sonnenstand senkrecht über dem Strahlungsleistungsdichtesensor erreicht werden. Diese Bedingung kann dadurch erzielt werden, indem der Sensor zur Sonne unter dem Winkel von ψ_y (Breitengrad) ausgerichtet wird. Am Frühlings- und Herbstanfang befindet sich die Sonne im Zenit direkt über dem Sensor. Der Ablauf des Sonnenstandes entspricht nun dem, als ob sich der Strahlungsleistungsdichtesensor auf dem Äquator befände. Unter diesem Aspekt geht nun die Gl. (20) in

$$\frac{q_s}{q_{s0}} = -\cos \left[2\pi \cdot \left(\frac{t_1}{t_0} + \frac{\psi_x}{360} \right) \right] \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{180} \cdot \xi_0 \cdot \sin \left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a} \right) \right\} \quad (21)$$

über. Dadurch, dass der Sensor um den Winkel der Erdachsenneigung ξ_0 gekippt wird, kann die Messempfindlichkeit gegenüber dem waagerechten Betriebszustand besonders bei geringem Sonnenwinkel erhöht werden.

3.2 Sensorinterface und Kalibrierung

3.2.1 Messung der Lufttemperatur

Die Messung der Temperatur basiert auf einem Einsatz eines Pt 1000-Temperatursensors, der über einen Spannungsteiler an den Operationsverstärker angeschlossen ist. An den anderen Eingang des Operationsverstärkers wird eine Bezugsspannung bereitgestellt, die durch einen anderen Spannungsteiler erzeugt wird [9]. Da ein Operationsverstärker mit nur einer Betriebsspannung verwendet wird, bestimmt dieser Spannungsteiler die Lage der Ausgangsspannung bei 0°C . Geht man von einem Einsatzgebiet von -40°C bis $+60^\circ\text{C}$ aus, so liegt diese Ausgangsspannung bei 40% der Betriebsspannung (U_B). Das **Bild 17** zeigt die verwendete Schaltung.

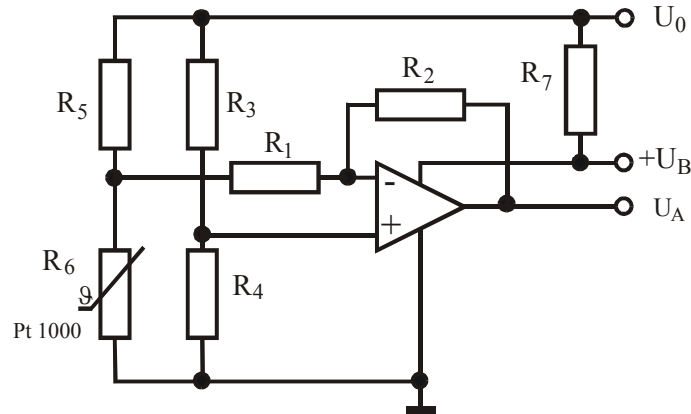


Bild 17: Auswerteschaltung zur Temperaturmessung der Wetterstation.

Die Verwendung eines Spannungsteiler zur Temperaturmessung führt zwangsläufig zu einem nichtlinearen Verhalten, wie das die Gleichung des Spannungsteilers

$$\frac{U_6}{U_0}(\Delta\vartheta) = \frac{1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta}{2 + \alpha \cdot \Delta\vartheta} \quad (22)$$

erkennen lässt. Unter der Berücksichtigung der Näherungsbeziehung

$$\begin{aligned} \frac{1}{2 + \alpha \cdot \Delta\vartheta} &= \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta + \frac{1}{4} \cdot \alpha^2 \cdot \Delta\vartheta^2 - + \dots \right) \\ &\approx \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta \right) \end{aligned}$$

folgt schließlich, dass der in der Potenzreihe entstehende quadratische Ausdruck im vorgesehenen Einsatztemperaturbereich klein ist und so nicht unbedingt berücksichtigt werden muß. Der Widerstand R_7 wirkt als Vorwiderstand und stellt die von den beiden Spannungsteilern benötigte Spannung U_0 bereit. Unter Berücksichtigung des quadratischen Gliedes lautet schließlich die statische Übertragungsgleichung, die die Abbildung der zu messenden Lufttemperatur auf das Spannungsverhältnis U_A/U_0 beschreibt,

$$\frac{U_A}{U_0}(\Delta\vartheta) = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) - \frac{R_2}{2 \cdot R_1} \right] - \frac{R_2}{4 \cdot R_1} \cdot \alpha \cdot \Delta\vartheta + \frac{R_2}{4 \cdot R_1} \cdot \alpha^2 \cdot \Delta\vartheta^2, \quad (23)$$

wobei der Widerstand R_5 gleich dem Widerstandswert des Pt 1000 bei 0°C ($R_5 = R_0 = 1000 \Omega$) gewählt wird. Die Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ ist die auf 0°C bezogene zu messende Lufttemperatur und α der zugehörige lineare Temperaturkoeffizient des Pt 1000 in seiner allgemeinen Beziehung $R(\Delta\vartheta) = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)$. Unberücksichtigt bleibt hier das nichtlineare Verhalten des Temperatursensors Pt 1000 selbst. Es ist im betrachteten Temperaturbereich vernachlässigbar.

Der große Vorteil dieser Betrachtungsweise besteht darin, dass die Spannung U_0 , die die beiden Spannungsteiler speist, nur zum Zeitpunkt der Messwerterfassung einen konstanten Wert annehmen muß. Das ist besonders für batteriebetriebene Wetterstationen (z.B. Akkumulator) von Bedeutung, da sonst die Entladekurve der Batterie mit berücksichtigt werden müsste. Den unteren Wert für die Betriebsspannung bestimmen nur die aktiven Bauelemente, wie der Operationsverstärker und der zur Messwerterfassung eingesetzte Mikrocontroller.



Charakteristisch für die Schaltung im **Bild 17** ist, dass vorwiegend Widerstandsverhältnisse wirksam sind, so dass dadurch mit gleichen Temperaturkoeffizienten der passiven Bauelemente praktisch eine Temperaturunabhängigkeit besteht. Vorteilhaft ist dieser Sachverhalt auch für die Fertigung in Dickschichttechnik, da Widerstandsverhältnisse mit geringerem Fertigungsaufwand herstellbar sind. Einen merklichen Temperatureinfluss hat nur der Operationsverstärker, wenn an diesen nur geringe Anforderungen bezüglich seines Temperaturverhaltens gestellt werden, um so die Kosten gering zu halten. Das Verhalten der Gesamtschaltung zeigt das **Bild 18**, bei dem Abweichungen von der Approximation mit linearem und quadratischem Ansatz sichtbar werden. Die gesamte Schaltung ist als Baugruppe aufgebaut und der zu messenden Lufttemperatur ausgesetzt, so dass auch der Operationsverstärker der Meßgröße ausgesetzt ist und seinen Anteil am Ausgangssignal U_A liefert. Die im **Bild 18** dargestellten Messwerte zeigen einerseits den praktisch linearen Zusammenhang der Gl. (23), die Approximation der Messwerte auf eine Potenzreihe 1. sowie 2. Ordnung und andererseits die Abweichungen zu den Messwerten.

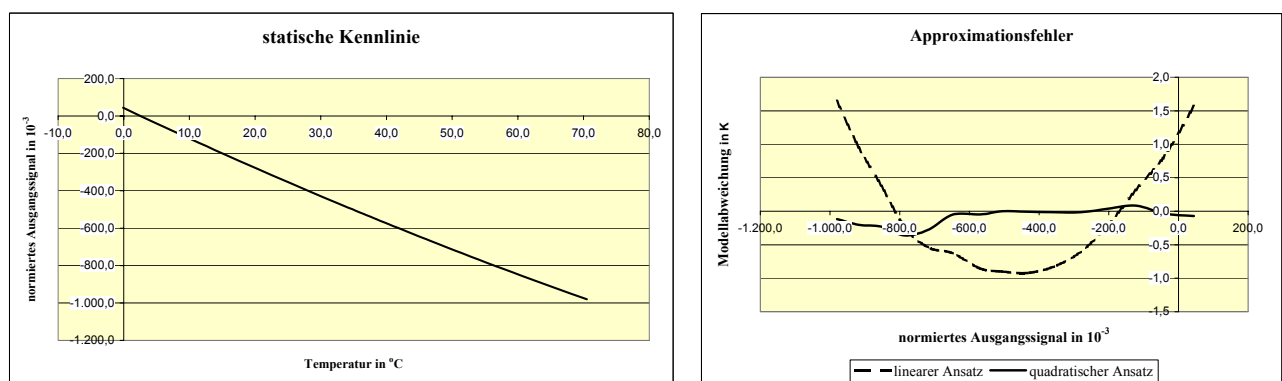


Bild 18: Messwerte im Bereich von 0°C und 70°C (links) und die Abweichungen der Messwerte zu deren Approximation auf eine Potenzreihe 1. und 2. Ordnung (rechts).

Das **Bild 18** zeigt deutlich, dass für geringere Anforderungen an die Messunsicherheit ein linearer Ansatz ausreichend ist. Für Messunsicherheiten unter $\pm 0,5$ K muß das quadratische Glied in Gl. (22) berücksichtigt werden, das auch für die hier beschriebene miniaturisierte Wetterstation zur Anwendung kommt.

Für eine einheitengerechte Darstellung der physikalischen Größe Temperatur ist die Umkehrabbildung vom gemessenen Spannungsverhältnis U_A/U_0 auf die Temperatur erforderlich. Dazu dient als Umkehrfunktion die Gl. (23), die zu diesem Zweck nach $\Delta\vartheta$ umgestellt auf die quadratische Lösungsgleichung

$$\Delta\vartheta_{1;2} = \frac{a_1}{2 \cdot a_2} \pm \sqrt{\left(\frac{a_1}{2 \cdot a_2}\right)^2 - \frac{a_0 - \frac{U_A}{U_0}}{a_2}} \quad (24)$$

und somit zu einer wurzelförmigen Abhängigkeit führt. Soll die größengerechte Darstellung der Temperatur unter Verwendung der Umkehrabbildung im Mikrocontroller der Wetterstation verwendet werden, muß hierfür ein vertretbarer Lösungsalgorithmus gefunden werden. Die geschlossene Lösung in Form der quadratischen Lösungsgleichung würde den eingesetzten Mikrocontroller aber überfordern. Die Verwendung eines Prozessors, der dazu fähig ist, würde die Kosten für die Wetterstation deutlich erhöhen oder die Berechnung



müsste durch den externen Leitreechner übernommen werden. Eine andere kostengünstigere Lösung müßte gefunden werden.

Wesentlich einfacher und zeitoptimaler lassen sich Potenzreihen programmieren, weil hier neben Speicheroperationen nur die Multiplikation und die Summation als Rechenoperationen zum Einsatz kommen. Ein Weg dahin ist, die Lösungsgleichung in einer Reihe zu entwickeln. Für die Wetterstation heißt das, dass zunächst aus der gemessenen Kennlinie (**Bild 18**) die 3 Faktoren a_0 , a_1 und a_2 berechnet werden, wenn die Gl. (23) in die allgemeine Form einer Potenzreihe

$$\frac{U_A}{U_0}(\Delta \vartheta) = a_0 - a_1 \cdot \Delta \vartheta + a_2 \cdot \Delta \vartheta^2, \quad (25)$$

überführt wird. Diese Parameter werden anschließend in die in einer Reihe entwickelten quadratischen Lösungsgleichung eingesetzt und man erhält

$$\begin{aligned} \Delta \vartheta = & \frac{1}{2 \cdot a_2} \cdot \left(a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2} \right) + \frac{1}{\sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2}} \cdot \frac{U_A}{U_0} \\ & - \frac{a_2 \cdot \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2}}{\left(a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2 \right)^2} \cdot \left(\frac{U_A}{U_0} \right)^2 + \frac{2 \cdot a_2^2 \cdot \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2}}{\left(a_1^2 - 4 \cdot a_0 \cdot a_2 \right)^3} \cdot \left(\frac{U_A}{U_0} \right)^3 - + \dots \end{aligned} \quad (26)$$

der sich als

$$\Delta \vartheta = b_0 + b_1 \cdot \frac{U_A}{U_0} - b_2 \cdot \left(\frac{U_A}{U_0} \right)^2 + b_3 \cdot \left(\frac{U_A}{U_0} \right)^3 \quad (27)$$

zusammengefasst schreiben lässt. Die Faktoren b_i können außerhalb des Mikrocontrollers berechnet werden, um dann schließlich im nichtflüchtigen Speicher abgelegt zu werden.

Betrachtet man dieses Verfahren unter dem Gesichtspunkt von Messfehlern bei der Kennlinienbestimmung, so sind die Faktoren a_i mit einer Unsicherheit behaftet. Gemäß der Fehlerfortpflanzung überträgt sich diese Unsicherheit auf die Faktoren b_i der Umkehrfunktion (Umkehrabbildung). Mit der Ableitung der Umkehrfunktion konnte gezeigt werden, dass die in einer Reihe entwickelte quadratische Lösungsgleichung als Umkehrfunktion und damit als Kalibrierfunktion der Temperaturmeßeinrichtung der Wetterstation geeignet ist. Sie lässt sich sehr einfach programmieren und ist damit in einfachen und kostengünstigen Mikrocontrollern einsetzbar.

Der bis hierher gezeigte Weg zur Berechnung der Faktoren b_i in Gl. (27) ist praktisch gehbar, jedoch sehr aufwendig und eher als Ableitung einer Kalibrierfunktion zu verstehen. Ein wesentlich effektiverer Weg kann dadurch beschritten werden, indem die Messwerte invertiert werden und aus dem so entstehenden Wertepaaren sofort die Faktoren b_i der Kalibrierfunktion Gl. (27) unter Verwendung der linearen Regression berechnet werden. Praktisch zeigte es sich, dass ein kubische Glied in Gl. (27) bei der Lufttemperaturmessung entfallen kann, weil die Verbesserung zwischen einer Potenzreihe 3. und 2. Ordnung vernachlässigbar ist. Die Messfehler bewirken starke Schwankungen beim Faktor b_3 , ohne dass sich die Anpassung der berechneten Kalibrierkurve an die Messwerte der Kennlinie wirklich verbessert. Das deckt sich auch mit der im **Bild 18** getroffenen Aussage, dass bei einer linearen Approximation der gemessenen Kennlinie eine quadratische Abweichung verbleibt und das ist auch identisch mit der statischen Übertragungsgleichung Gl. (23) der zum Einsatz kommenden Schaltung. Für die Anwendung in der Wetterstation ist demzufolge die Gl. (27) in der allgemeine Form

$$\Delta \vartheta = b_0 + b_1 \cdot \frac{U_A}{U_0} + b_2 \cdot \left(\frac{U_A}{U_0} \right)^2 \quad (28)$$

als Kalibrierfunktion vollkommen ausreichend.

3.2.2 Messung der Strahlungsleistungsdichte der einwirkenden Sonnenstrahlung

Bestandteil der miniaturisierten Wetterstation ist auch eine Messeinrichtung, um die flächenbezogene Strahlungsleistung der auf der Erdoberfläche auftreffenden Sonneneinstrahlung zu messen. Bei der Entwicklung der erforderlichen Messeinrichtung stand wie bei der Temperaturmessung eine kostengünstige Lösung im Vordergrund. Dafür bieten sich als Alternative für Bolometer oder Thermopile preiswerte Fotodioden an, die als Stromquelle betrieben werden. In Abhängigkeit der auf ihre lichtempfindliche Fläche einfallende Strahlungsleistung fließt ein dieser proportionaler Diodenstrom. In Verbindung mit einem Operationsverstärker entsteht eine Spannung U_A , die wiederum proportional der einfallenden Strahlungsleistung bzw. Strahlungsleistungsdichte ist. Die zugehörige Schaltung, wie sie in der Wetterstation zum Einsatz kommt, zeigt das **Bild 19**. Der Aufbau ist sehr einfach und kostengünstig gehalten.

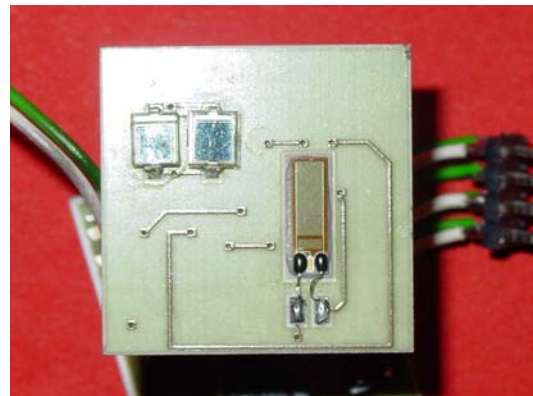
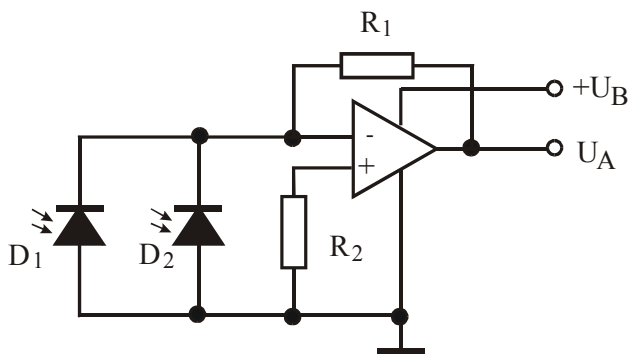


Bild 19: Schaltung (links) und Realisierung in Dickschichttechnik (rechts) zur gebäudebezogenen Strahlungsleistungsdichtemessung im Wärmestrahlungsspektrum.

Im Gegensatz zu Bolometern, die das Strahlungsspektrum breitbandig erfassen, ist das mit Fotodioden gemessene schmalbandig, wie dies das **Bild 19** am Beispiel der beiden eingesetzten Fotodioden BPW 33 und BPW 34 zum Vergleich zum geglätteten Sonnenspektrum zeigt. Bei Verwendung einer Fotodiode muß man sich nun entscheiden, in welchem Spektralbereich die hauptsächliche Verwendung der Strahlungsmessung beabsichtigt ist. Für die Wetterstation wurde aber die Lösung mit zwei parallel geschalteten Fotodioden zum Einsatz gebracht, wie das die Schaltung im **Bild 19** zeigt.

Trotz des Summensignals aus zwei Fotodioden ist man immer noch weit von der Abbildung des Sonnenspektrums entfernt, es ist ihm aber ähnlich. Durch die Parallelschaltung von Fotodioden, die noch andere spektrale Empfindlichkeiten besitzen, könnte man die Abbildung des Sonnenspektrums auf die Messeinrichtung weiter verbessern. Doch damit geht auch zunehmend der Kostenvorteil der auf Fotodioden basierenden Lösung der Strahlungsleistungsdichtemessung verloren. Eine Messeinrichtung mit mehr als 2 bis 3 Fotodioden ist nicht anzustreben.

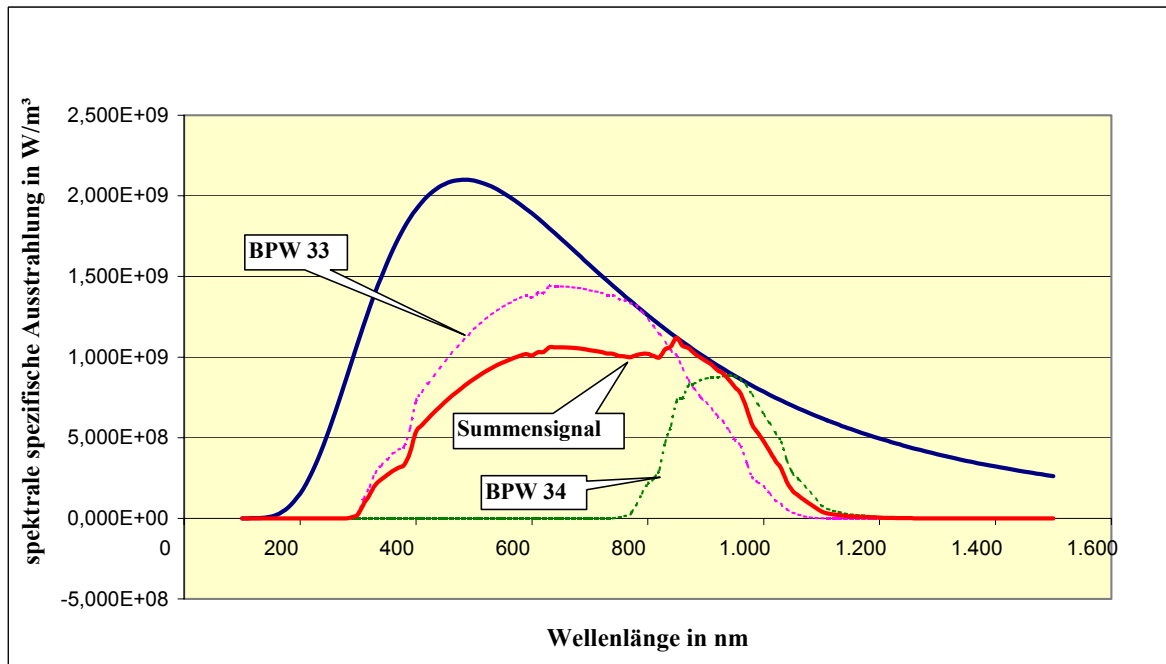


Bild 20: Spektrale spezifische Ausstrahlung der Sonne auf die äußere Hülle der Erdatmosphäre senkrecht über dem Äquator (AM0 nach [11]) und die spektrale Empfindlichkeit einer Fotodiode und einer IR-Fotodiode sowie die Überlagerung beider im AM0-Sonnenspektrum (normierte Darstellung).

Als Messeinrichtung zur allgemeinen Strahlungsmessung muß diese Lösung dennoch als unbefriedigend angesehen werden. Doch für ihren Einsatz in der Wetterstation können einige Einschränkungen vorgenommen werden, die diese Lösung praktikabel macht.

1. Die Sonnenstrahlung soll als Wärmeeintrag in ein Gebäude Berücksichtigung finden, so dass das Sonnenspektrum unterhalb von 400 nm praktisch ohne Bedeutung ist.
2. Wenn im Bereich von 500 nm bis 1000 nm Strahlung vorhanden ist, so ist sie auch im Bereich >1000 nm vorhanden.
3. Der im AM0-Sonnenspektrum nicht vorhandene Einfluß der Erdatmosphäre, insbesondere die spektrale Absorption von Wasser und Kohlendioxid, beeinflussen das resultierende Sonnenspektrum auf der Erdoberfläche gleichermaßen im Erfassungsbereich der Messeinrichtung als auch oberhalb von 1000 nm.

Diese Beschränkungen erlauben es nun, einen kostengünstige Strahlungsleistungsdichtesensor zum Einsatz zu bringen. Die beiden Fotodioden liefern eine auf ihre Bestrahlungsfläche bezogenen Fotostrom, der Abbild der Strahlungsleistungsdichte der Sonnenstrahlung ist. Die am Ausgang des Operationsverstärkers strahlungsproportionale Spannung $U_A(q_S)$ lässt sich mit der allgemeinen Gleichung

$$U_A(q_S) = (I_1 + I_2) \cdot R_1 \tag{29}$$

beschreiben. Unter Einbeziehung der beiden Diodenkennlinien und ihrer Zusammenfassung zu einem Übertragungsfaktor K_S , kann die Gl. (29) in die statische Übertragungsgleichung

$$U_A(q_S) = K_S \cdot q_S \tag{30}$$

überführt werden. Bei der Ermittlung dieser muß analog der Temperaturmessung die gesamte Baugruppe berücksichtigt werden. Da aus Kostengründen wiederum nur einfache Operations-



verstärker zum Einsatz gebracht werden, ist mit einer Temperaturdrift zu rechnen. Das zeigen die Messungen, die im **Bild 21** zusammengefasst sind.

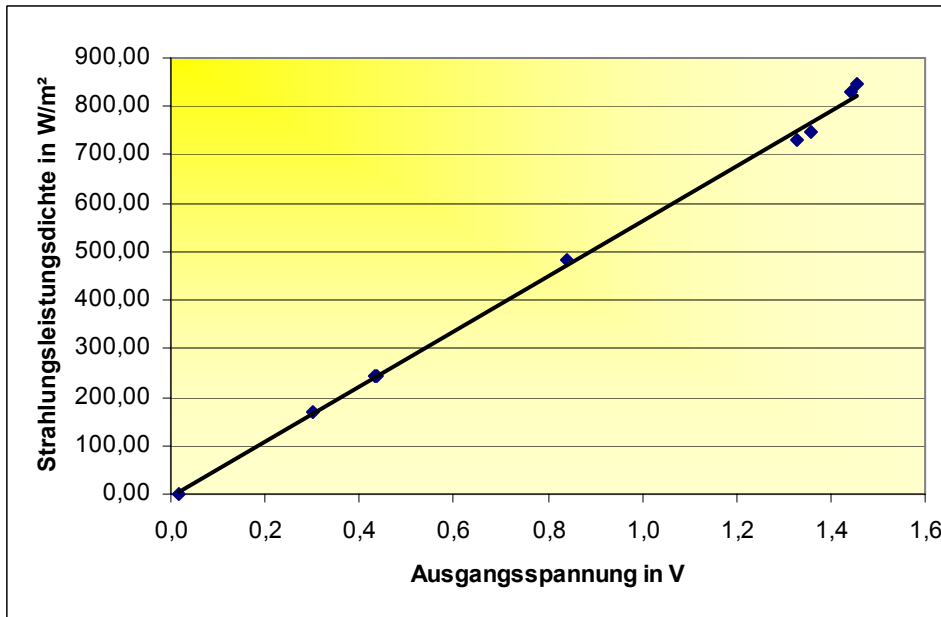


Bild 21: Kennlinie des Strahlungsleistungsdichtesensors bei Bestrahlung unter einer Fotolampe (Halogen) mit einer Farbtemperatur von 5600 K.

Zwingt man die Ausgleichsgerade (Approximation) entgegen der Gl. (30) nicht durch den Koordinatenursprung, so registriert man eine Verschiebung auf der Ordinate. Im **Bild 21** liegt dieser Wert bei $-4,5 \text{ W/m}^2$. Da die Strahlungsleistungsdichte q_s nicht negativ werden kann, handelt es sich hier um die Offset-Spannung der Schaltung. Die Temperaturdrift des Operationsverstärkers ist bei der gewählten Schaltung praktisch bedeutungslos, da sie in Bereichen unter der Offset-Spannung liegt. Die Gl. (30) geht damit in die allgemeine Beziehung

$$U_A(q_s) = U_{\text{off}} + K_S \cdot q_s \quad (30)$$

über. Berücksichtigt man in dieser Gleichung noch die Bestrahlungsrichtung aus Gl. (21) so kann die Kalibrierfunktion mit

$$q_{s0} = - \frac{U_A - U_{\text{off}}}{K_S \cdot \cos \left[2\pi \cdot \left(\frac{t_1}{t_0} + \frac{\psi_x}{360} \right) \right] \cdot \cos \left\{ \frac{\pi}{180} \cdot \xi_0 \cdot \sin \left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a} \right) \right\}} \quad (31)$$

beschrieben werden. Zur Untersuchung der Winkelabhängigkeit gemäß der Gl. (31) wurde der Strahlungsleistungsdichtesensor auf einem Panoramakopf befestigt und in der Sonne auf ein maximales Ausgangssignal ausgerichtet. Dadurch wird der Winkel $\varphi_y = 0^\circ$ und die Gl. (21) in Gl. (30) eingesetzt vereinfacht sich zu

$$U_A(q_s) - U_{\text{off}} = K_S \cdot q_{s0} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x \right) \quad (32)$$

Berechnet man nun den Cosinus des Stundenwinkels φ_x , so entsteht grafisch dargestellt eine aus dem Koordinatenursprung verschobene Gerade. Trägt man die Messwerte des im Stundenwinkel gedrehten Sensors auf, so tritt deutliche eine Abweichung im **Bild 22** auf.

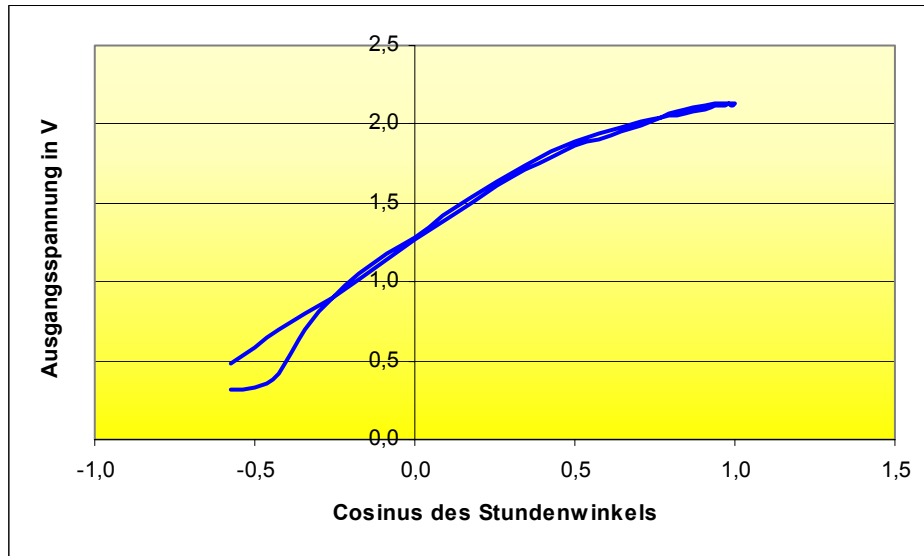


Bild 22: Untersuchung der Stundenwinkelabhängigkeit bei Sonnenbestrahlung des Strahlungsleistungsdichtesensors.

Die Ursache dafür sind Lichtreflexionen von Objekten in der Umgebung des Strahlungsleistungsdichtesensors und Lichtstreuungen in der Erdatmosphäre. So war bei der Ausrichtung dieses Sensors nach Norden zur Mittagszeit noch ein deutliches Ausgangssignal zu verzeichnen, das mit der am Abend unter gehenden Sonne nicht vergleichbar ist.

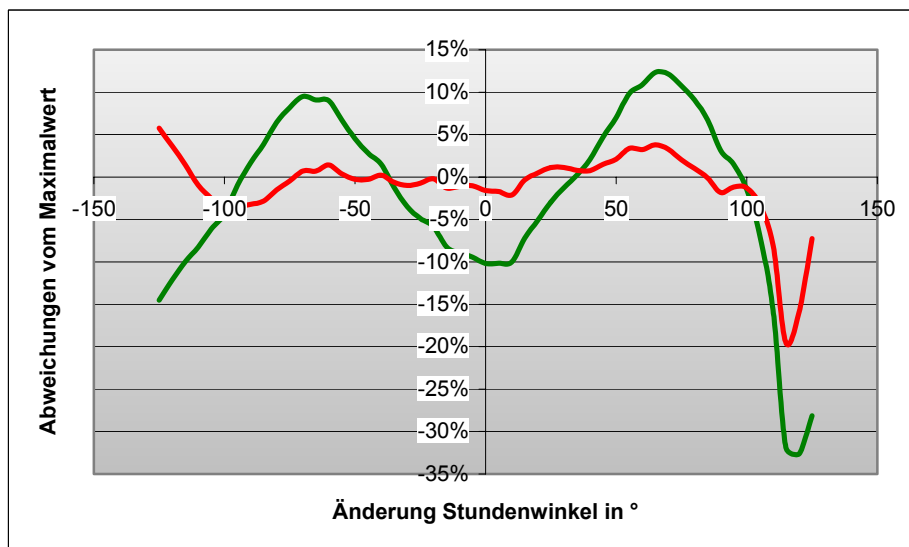


Bild 23: Approximation der Abhängigkeit des Stundenwinkels mit einem linearen und einem quadratischen Potenzreihenansatz.

Die relativ großen Abweichungen im 4. Quadranten des **Bild 22** (untere Kurve) sind auf leichte, kaum sichtbare Bewölkungsdurchgänge während der Messreihe zurückzuführen. Dieser Bereich wird für die Berechnung der Approximation ausgenommen. Die lineare Approximation im **Bild 23**, deren Basis die Gl. (32) ist, zeigt deutliche Abweichungen, die besonders groß an Endwerten den sind, vergleichbar mit der Phase des Sonnenauf- und Sonnenuntergangs. Diese Situation tritt besonders in den Sommermonaten auf, wenn die Sonne zu diesen Zeiten hinter dem Sensor steht. Auf der Berechnungsbasis von Gl. (31) würde dann eine nicht vorhandene hohe Strahlungsleistungsdichte ermittelt werden.



Betrachtet man nun diese Approximation im Zusammenhang mit der Gl. (31), so entsteht neben der Offsetspannung der realisierten Schaltung noch eine zusätzliche Verschiebung, weil die Strahlungsleistung der im Norden stehenden und damit nicht sichtbaren Sonne (südlich des Polarkreises) nicht negativ sein kann. In den bisherigen Betrachtungen zur Ableitung der Gl. (21) wurde diese Tatsache durch den Definitionsbereich ausgeschlossen. Doch real ist dieses Phänomen zu berücksichtigen. Es entsteht nochmals eine Gleichspannungsverschiebung U_φ , die in der Wirkung der Offsetspannung gleichzusetzen ist. Im Ergebnis dieser Betrachtungen kann aus der Gl. (32) die auf den Stundenwinkel bezogene Gleichung

$$U_A(q_S) = (U_{\text{off}} + U_\varphi) + K_S \cdot q_{S0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x\right) \quad (33)$$

abgeleitet werden. Eine deutlich bessere Anpassung kann mit dem quadratischen Potenzreihenansatz erzielt werden, wie das im **Bild 23** ersichtlich ist. Unter Einbeziehung dieses Ansatzes kann die Gl. (33) in

$$U_A(q_S) = (U_{\text{off}} + U_\varphi) + K_{S1} \cdot q_{S0} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x\right) + K_{S2} \cdot q_{S0} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x\right) \quad (34)$$

erweitert werden. Auf Grund der unterschiedlichen Amplituden im linearen und quadratischen Glied müssen nun zwei Übertragungsfaktoren K_{S1} und K_{S2} unterschieden werden. Sie sind jetzt formal nicht mehr als lineare Übertragungsfaktoren zu verstehen. Der nichtlineare quadratische Ansatz lässt auf Grund der Untersuchungen einen geringeren Fehler erwarten. Trotz des höheren Rechenaufwands bei der Kalibrierfunktion, beschreibt er den gemessenen Zusammenhang deutlich besser als der lineare Ansatz, wodurch Messfehler bei der Strahlungsleistungsdichte q_{S0} geringer ausfallen.

Analoge Betrachtungen zum Sonnenstand φ_y sind nicht relevant, weil der Betrag des Sonnenstands keinen Winkel unter 90° annehmen kann, wenn man den Bereich südlich des nördlichen Polarkreises betrachtet. Damit kann man für die Strahlungsleistungsdichte der scheinbar über dem Sensor stehenden Sonne

$$q_{S0} = - \frac{U_A - (U_{\text{off}} + U_\varphi)}{K_{S1} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_y\right) + K_{S2} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_x\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{180} \cdot \varphi_y\right)} \quad (35)$$

schreiben, wenn der Sensor so ausgerichtet ist, dass die Sonne zum Frühlings- und Herbstanfang im Zenit über dem Sensor steht. Für die Winkelbeziehungen der Gl. (35) gilt

$$\varphi_x = \frac{\pi}{180^\circ} \cdot \left(15 \frac{^\circ}{h} \cdot t_1 + \psi_x\right) \quad ([t_1] = h; [\psi_x] = ^\circ) \quad \text{und}$$

$$\varphi_y = \frac{\pi}{180^\circ} \cdot \xi_0 \cdot \sin\left(2\pi \cdot \frac{d_1 - d_F}{d_a}\right) \quad ([\xi_0] = ^\circ).$$

3.2.3 Messung der relativen Luftfeuchtigkeit

Die Umsetzung der feuchteempfindlichen Kapazitätsänderung in ein elektrisches Ausgangssignal erfolgt unter der Verwendung eines Multivibrators (a-stabil) in pulsbreitenproportionale Rechtecksignale. Die dafür erforderliche elektrische Schaltung nutzt die Kapazitätsänderung in einem rückgekoppelten Verstärker (Mitkopplung) [9]. Hierzu finden Operations-



verstärker sowohl für den Meß- als auch für den Referenzkondensator gemäß der im **Bild 24** gezeigten Schaltung ihren Einsatz.

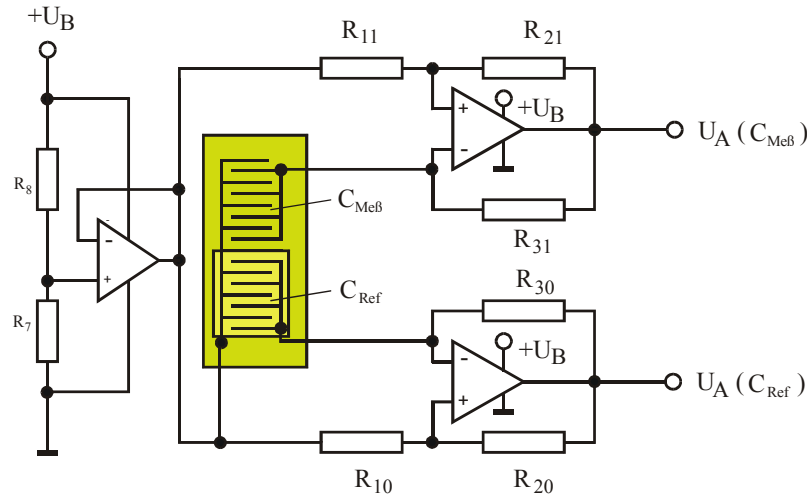


Bild 24: Auswerteschaltung mit digitalen Ausgangssignalen.

Als Feuchtigkeitssensoren werden baugleiche Sensoren verwendet, wobei einer unempfindlich gegenüber von Luftfeuchtigkeit (C_{Ref}) ausgeführt wird, mit dem eine Referenzfrequenz erzeugt wird. Auf diese Weise können thermisch verursachte Kapazitätsänderungen korrigiert werden. Die beiden Widerstände R_7 und R_8 erhalten den gleichen Wert, so dass die Bezugsspannung an den Operationsverstärkern bei $\frac{1}{2} U_B$ liegt und so ein symmetrisches Rechtecksignal an den beiden Ausgängen entsteht, das nun direkt an CMOS-Logikschaltkreise angeschlossen werden kann. Die Periodendauer dieser beiden Rechtecksignale lassen sich nach den Gleichungen

$$T_{Meß}(\varphi) = 2 \cdot R_{31} \cdot C_{Meß} \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_{11}}{R_{21}} \right) \quad (36)$$

und

$$T_{Ref} = 2 \cdot R_{30} \cdot C_{Ref} \cdot \ln \left(1 + \frac{2 \cdot R_{10}}{R_{20}} \right) \quad (37)$$

berechnen. Bildet man nun das Frequenzverhältnis aus den beiden Gln. (36) und (37), wird der thermische Einfluß auf die Kapazität der Feuchtigkeitssensoren beseitigt. Gewährleistet man nun noch, dass die Widerstandsverhältnisse R_{10}/R_{20} und R_{11}/R_{21} gleich sind, gilt damit für das Frequenzverhältnis

$$Z_f(\varphi) = \frac{R_{30}}{R_{31} \cdot C_{Ref}} \cdot C_{Meß}(\varphi) \quad (38)$$

Unter Einbeziehung der approximierten Kennlinie, wie sie in allgemeiner Form der **Tabelle 1** als

$$\frac{\Delta C}{C_0} = (a_3 \cdot \varphi^2 + a_2 \cdot \varphi + a_1) \cdot \varphi \quad (39)$$

entnommen werden kann. Berücksichtigt man nun diese relative Kapazitätsänderung aus Gl. (39), so geht die Gl.(38) in



$$Z_f(\varphi) = \frac{R_{30} \cdot C_0}{R_{31} \cdot C_{\text{Ref}}} \cdot \left[1 + (a_3 \cdot \varphi^2 + a_2 \cdot \varphi + a_1) \cdot \varphi \right] \quad (40)$$

über. Diese Gleichung zeigt, dass die im **Bild 24** gezeigten Schaltungsanordnung gut geeignet ist, die relative Luftfeuchtigkeit zu messen. Dazu werden die Frequenzen der beiden Ausgangssignale $U_A(C_{\text{Meß}})$ und $U_A(C_{\text{Ref}})$ gemessen, was mit dem Mikrocontroller sehr einfach möglich ist. Anschließend wird das Frequenzverhältnis $Z_f(\varphi)$ berechnet.

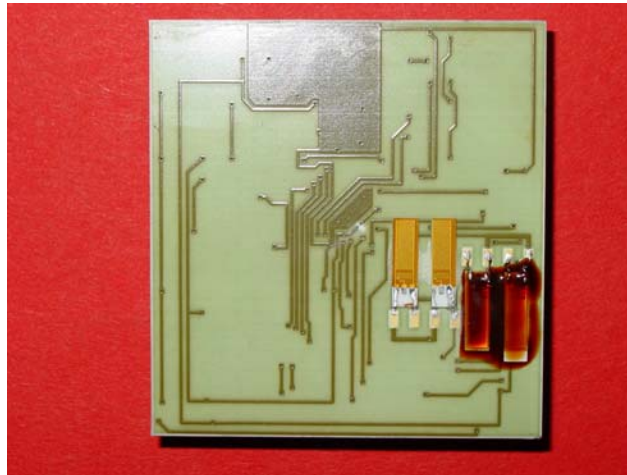


Bild 25: In Dickschichttechnik realisierte Schaltung zur Messung der relativen Luftfeuchte mit Feuchtesensoren des Typs FS 2000-K4.

Die beim Projektpartner Siegert elektronik aus Cadolzburg in Dickschichttechnik realisierte Schaltung zeigt das **Bild 25**. Zur Erhöhung der Messempfindlichkeit werden jeweils 2 Feuchtesensoren FS 2000-K4 im Referenzzweig als auch im Messzweig parallel geschaltet. Die beiden Feuchtesensoren des Referenzzweiges werden mit Epoxidharz vor Feuchtigkeit in einem speziellen Aushärtungsprozeß abgeschirmt und erscheinen im **Bild 25** dunkel überzogen. Die beiden anderen Feuchtesensoren sind der Luftfeuchtigkeit ausgesetzt.

Geht man zu Beschreibung der Kalibrierungsfunktion analog der Temperaturmessung vor, so kann die Gl. (39) in die allgemeine Gleichung

$$\varphi = c_0 + c_1 \cdot Z_f(\varphi) + c_2 \cdot Z_f(\varphi)^2 + c_3 \cdot Z_f(\varphi)^3 \quad (41)$$

als Kalibrierfunktion überführt werden. Gegenüber der Temperaturmessung wird nur ein kubisches Glied ergänzt, um so den Wendepunkt der Kennlinie gemäß **Bild 2** zu berücksichtigen.

3.2.4 Erfassung von Niederschlag

Beim Regensensor handelt es sich um einen binären Sensor. Es besteht das Ziel, dass die Wetterstation nur „Regen“ und „keinen Regen“ erkennt, um dementsprechende Reaktionen zu veranlassen, beispielsweise das Schließen der Dachlüftung bei einsetzendem Regen. Es ist als nicht das erklärte Ziel, eine Regenmengenmessung zu erreichen.

Zu diesem Zweck wurde vom Projektpartner Heraeus Sensor-Nite aus Kleinostheim ein Regensensor entwickelt. Sein Prinzip basiert auf einer kapazitiven IDK-Struktur, auf die eine feuchteempfindliche Schicht aufgebracht wurde. Trifft Regen auf den Sensor auf, hier sind kleine Mengen im Bereich von 10 mg (10 µl) ausreichend, so verdoppelt sich die Kapazität des Sensors.

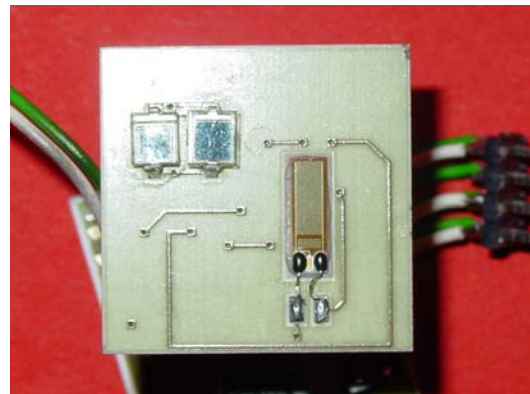
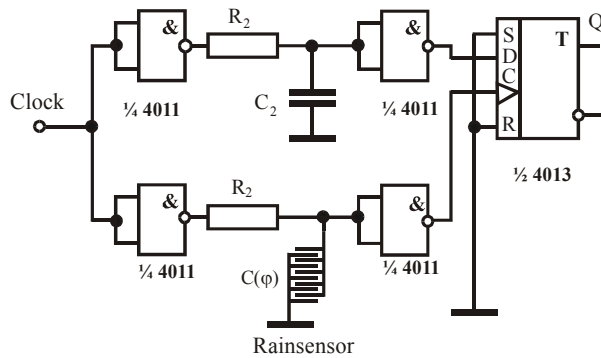


Bild 26: Schaltung zur binären Erfassung der durch Niederschlag veränderten Kapazität des Niederschlagssensors – links die Schaltung und rechts die Realisierung in Dick-schichttechnik.

Die Auswertung dieser Kapazitätsänderung ist über eine Laufzeitmessung in einer sehr einfach gehaltenen Schaltung möglich, wie sie das **Bild 26** zeigt. Eine Laufzeitdifferenz wird dadurch erzeugt, indem auf das RC-Glied mit feuchteunempfindlicher Kapazität C_2 und dem feuchteempfindlichen RC-Glied

$$C(\varphi) = C_0(1 + K_\varphi \cdot \varphi) \quad (42)$$

zum gleichen Zeitpunkt ein Rechteckimpuls gegeben wird. Da die Umschaltspannung des angeschlossenen CMOS-Gatters bei rund $\frac{1}{2} U_B$ liegt, entstehen zwei gegenüber dem Eingangstakt verzögerte Rechtecksignale. Die zugehörigen beiden Gleichungen für die Verzögerungszeiten t_{vi} lauten nun

$$t_{v1} = R_1 \cdot C_0 \cdot (1 + K_\varphi \cdot \varphi) \cdot \ln 2 \quad (43)$$

und

$$t_{v2} = R_2 \cdot C_2 \cdot \ln 2, \quad (44)$$

wenn K_φ der digitale Feuchtekoefizient und φ die relative Feuchte ist. Der Regensensor ändert bei einer hohen relativen Feuchte ($\varphi \approx 95\%$, Nebel, einsetzender Regen) sehr stark seine Kapazität. Damit vergrößert sich die Verzögerungszeit des Rechtecksignals t_{v1} deutlich.

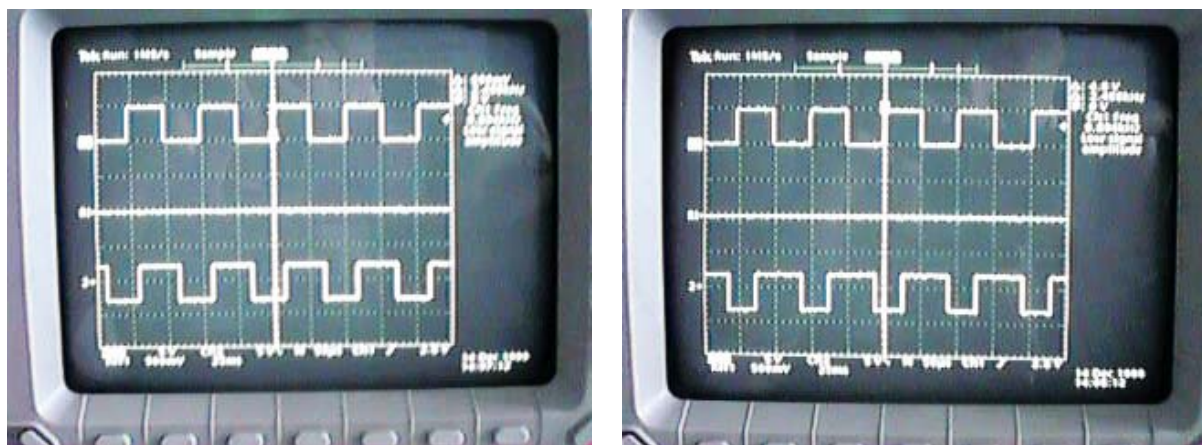


Bild 27: Verzögerung des Regensensorzweigs um t_{v1} bei trockenem (links) und feuchtem Sensor (rechts) im Vergleich mit dem Anregungsimpuls.



Wählt man nun die unveränderliche Verzögerungszeit t_{v2} so, dass diese bei trockenem Sensor $> t_{v1}$ ist und bei feuchtem $< t_{v1}$, dann kann aus der logischen Verknüpfung trockenes bzw. regnerisches Wetter erkannt werden.

Mit sehr geringem schaltungstechnischem Aufwand kann diese Aufgabe ein taktflankengetriggertes D-Flip-Flop [10] übernehmen, wie das im **Bild 26** gezeigt wird. Auf seinen Takteingang C wird das um t_{v1} verzögerte Rechtecksignal angelegt. Ist nun $t_{v2} > t_{v1}$ („kein Regen“), dann wird mit der 0-1-Flanke (L-H-Flanke) an C der Zustand 0 vom Eingang D auf den Ausgang Q übernommen. Wird dagegen $t_{v2} < t_{v1}$ („Regen“), so liegt am D-Eingang des Flip-Flops bereits der logische Zustand 1 an und die nun mehr verzögerte Taktflanke am Eingang C (0-1-Fanke) übernimmt diesen Zustand 1 auf den Ausgang Q.

Das **Bild 27** zeigt diesen Zusammenhang, wobei als Bezugssignal hier der unverzögerte Takt dient, so dass nur die Verzögerung des Rechtecksignals bei trockenem und feuchtem Niederschlagssensor gegenüber diesem Takt veranschaulicht wird.

3.2.5 Messung der Windgeschwindigkeit

Die Grundlage für die Messung der Windgeschwindigkeit ist das Messprinzip nach **Bild 10**. Seine schaltungstechnische Umsetzung zeigt das **Bild 28**.

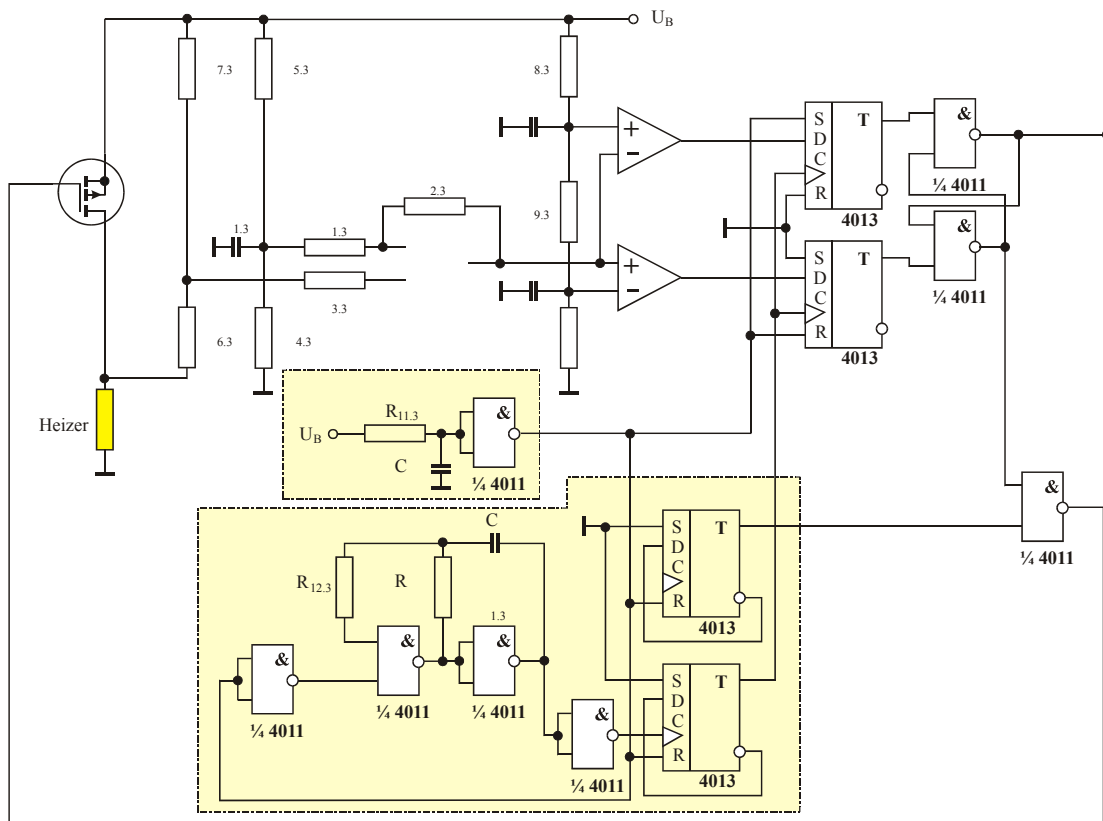


Bild 28: Schaltung zur Windgeschwindigkeitsmessung mit digitalem Informationsparameter $Z(v)$.

Man findet die funktionsbestimmenden Baugruppen in dieser Schaltungsanordnung wieder. Ergänzt wurde in der Schaltung eine Selbststarteinrichtung, um im Einschaltmoment oder nach einem Spannungsausfall definierte Anfangsbedingungen zu erhalten. Das betrifft vorrangig die bistabilen Kippstufen. Durch das Setzen von $D_{3,1}$ und das Rücksetzen von $D_{3,2}$ wird ein „verbotener“ Zustand des RS-Flip-Flop verhindert, das aus den beiden NAND-



Gattern $D_{4,3}$ und $D_{4,4}$ besteht. Der logische Zustand bewirkt das Einschalten des Heizers und im anschließenden Messtakt wird dieser Anfangszustand gegebenenfalls korrigiert.

Die gesamte Schaltung ist im digitalen Teil taktflankengetriggert, wodurch die Störsicherheit gegen Störimpulse gegenüber einer zustandsgesteuerten Logik deutlich besser ist. Eine Erweiterung erfuhr auch der Taktgenerator, der nun zwei um 90° phasenverschobene Taktsignale liefert. Dadurch wird erreicht, dass nicht gleichzeitig vom Heiz- auf den Messstrom umgeschaltet wird. Da sich während des Heiztakts der Operationsverstärker $V_{1,3}$ in der Sättigung befindet, weil fast die gesamte Betriebsspannung über dem Heizwiderstand abfällt, benötigt er eine gewisse Zeit, um nach dem Umschalten wieder in seinen Arbeitspunkt zurückzukehren. Diese Zeit reicht aber aus, um von den Komparatoren K_o und K_u mit der aufsteigenden Flanke den Zustand logisch 1 und logisch 0 in die folgenden D-Flip-Flops $D_{3,1}$ und $D_{3,2}$ zu übernehmen. Der Heizer hätte dann immer den oberen Grenzwert der Temperatur erreicht. Mit der nachfolgenden Taktflanke wird dieser fehlerhafte Zustand wieder beseitigt, um aber mit dem nächsten Heiztakt den alten fehlerhaften Zustand wieder einzunehmen. Werden nun die 0-1-Flanke des Mess- und Heiztaktes um 90° phasenverschoben bzw. verzögert, ist diese Erscheinung beseitigt.

Das Impulsdiagramm des realisierten Windgeschwindigkeitssensors (**Bild 29**) berücksichtigt aus Gründen der Anschaulichkeit diese Phasenverschiebung und die Verwendung der beiden phasenverschobenen Taktsignale nicht. Das Diagramm verdeutlicht, auch wenn der Verlauf der Heizertemperatur durch Geraden angenähert wurde, die Änderung Periodendauer infolge der Windgeschwindigkeitsänderung, wie es auch im Experiment nachgewiesen werden konnte.

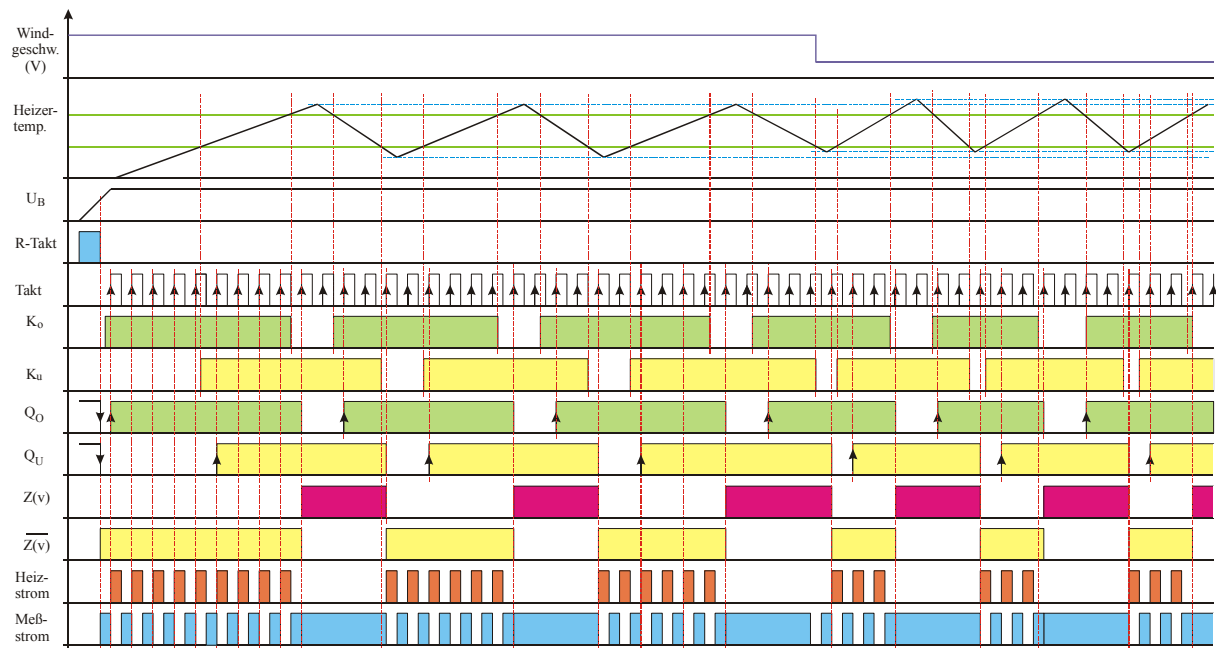


Bild 29: Impulsdiagramm des realisierten Windgeschwindigkeitssensors.

Im Zusammenhang mit der Gestaltung des Heizers war die Wärmeabgabe an die vorbeiströmende Luft zu lösen. Als Trägermaterial fand Leiterkartenmaterial auf Glasfaserbasis im Funktionsmuster seinen Einsatz. Mit einem Spitzenstrom von 1 A und einem Heizwiderstand von ca. 5Ω konnte eine effektive Heizleistung von 2,5 W erreicht werden. (**Bild 29** – Heizstrom). Die Versuche zeigten bald, dass die relativ schlechte Wärmeleitfähigkeit des Leiterkartenmaterials nicht ausreicht, um den Wärmeabfluß in das Material



zu verhindern. Erst die Nutzung der Verlustleistung des Leistungsschalters $T_{1,3}$ brachte eine maßgebliche Verbesserung der Messempfindlichkeit des Sensors. Als SMD-Ausführung wurde der Leistungsschalter $T_{1,3}$ auf der Unterseite der Heizerplatine, unterhalb der Heizwendel angeordnet. Die Verlustleistung erwärmt die Unterseite der Platine, so dass jetzt ein großer Teil der Heizleistung des Heizers in die vorbeiziehende Luftströmung abgegeben wird, zunehmend Konvektion über dem Heizer wirksam wird, worauf das Messprinzip schließlich beruht. Das gleich Ergebnis kann auch mit einem separaten Heizer auf der Gegenseite des Heizers erreicht werden, doch er verbraucht eben zusätzlich Energie.

Um die Meßempfindlichkeit des Windgeschwindigkeitssensors auf dieser Basis noch weiter zu erhöhen, kann der Heizer vom Rest der Platine abgelöst werden. Er ist nur noch an den Ecken an schmalen Stegen mit der umgebenden Platine verbunden. Der Wärmeabfluß ist nur noch über diese dünnen Stege möglich. Der Nachteil dieser Lösung ergibt sich aus dem praktischen Einsatz der Wetterstation. Da der Sensor oberhalb angebracht wird, um der zu messenden Luftströmung ausgesetzt zu sein, so dingt aber auch Regenwasser durch diese Öffnungen ein.

3.2.6 Messung der Windrichtung

Um den im Zentrum angeordneten Heizer befinden sich in den Hauptwindrichtungen Nord-Süd und Ost-West Temperatursensoren. Hierfür werden Widerstandsmessfühler vom Typ Pt 1000 in SMD-Ausführung eingesetzt

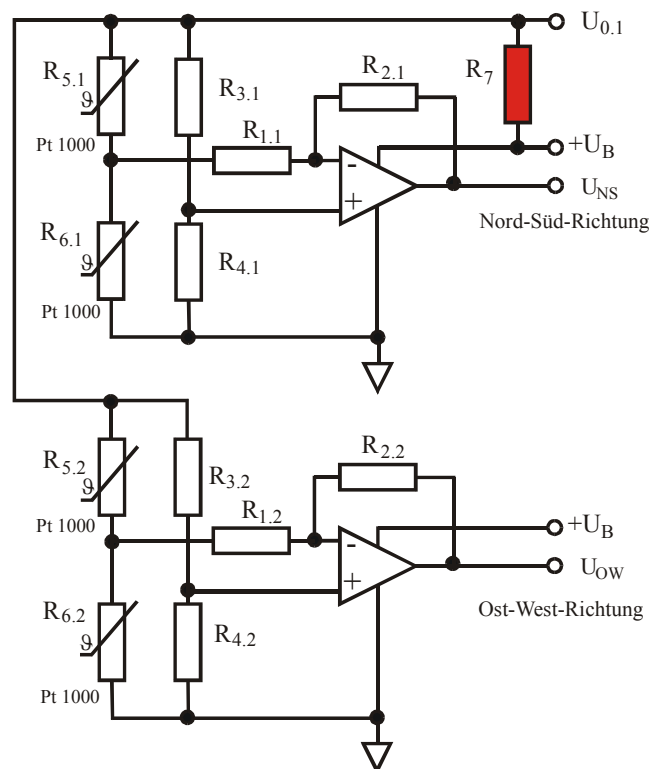


Bild 30: Schaltung zur Windrichtungsmessung.

Als Auswerteschaltung für die beiden Temperaturdifferenzen findet auch hier das bei der Temperaturmessung bewährte Schaltungsprinzip nach **Bild 17** seinen Einsatz. Eine für die Nord-Süd-Richtung und eine zweite für die West-Ost-Richtung. Die Widerstände R_5 und R_6 (**Bild 17**) werden jeweils durch die Temperatursensoren der Hauptwindrichtung ersetzt. An den beiden Ausgängen der Operationsverstärker ist die Ausgangsspannung ein Maß für die



Windkomponenten in den beiden Hauptwindrichtungen. Auf Grund der Gleichheit der beiden Schaltungen zur Windrichtungsmessung mit der der Temperaturmessung gilt auch hier die Gl. (23), auf deren Basis die Berechnung der Windrichtung in Form eines Winkels erfolgt. Bedingt durch die Schaltung liegt aber der Koordinatenursprung bei $\frac{1}{2} U_B$. Auch bei der im **Bild 30** dargestellten Schaltung wird das Spannungsverhältnis von $U_{NS}/U_{0,1}$ und $U_{OW}/U_{0,1}$ als Richtungskomponente benutzt. Die Bezugsspannung U_0 wird in beide Brücken eingespeist und über den Widerstand R_7 aus der Betriebsspannung U_B bereitgestellt.

Beabsichtigt man nun unter diesem Gesichtspunkt die Spannungsverhältnisse als weiter zu verarbeitende Größe zu verwenden, so kann man durch Einsetzen in die Gl. (11.1) und (11.2) sehr leicht sehen, dass sich die Brückenspeisespannung $U_{0,1}$ herauskürzt. Es ist bei der gewählten Berechnung des Windrichtungswinkels zunächst vollständig ausreichend, mit den gemessenen Ausgangsspannungen zu arbeiten. Dabei muß aber, wie bei der Temperaturmessung auch, zum Zeitpunkt der Spannungsmessung von U_{OW} und U_{NS} die Brückenspeisespannung $U_{0,1}$ konstant sein. Die Situation ändert sich aber, wenn als Verstärker Operationsverstärker mit nur einer Betriebsspannung zum Einsatz kommen, wie das bei der Wetterstation der Fall ist. Die Ausgangsspannung wird nun auf das negative Potential als Masse bezogen, so dass die Ausgangsspannung um $\frac{1}{2} U_B$ verschoben ist, wie das die Schaltung im **Bild 30** zeigt.

Die eingesetzte Schaltung wurde gegenüber ihrer Funktion als Lufttemperaturmesseinrichtung dahingehend verändert, dass der durch die Temperaturmeßfühler fließende Strom diese infolge der Verlustleistung erwärmt. Dieser Schluß folgte aus einer Reihe von Versuchen mit dem Windsensor, eine bei der Temperaturmessung unübliche Betriebsweise [Prof]. Durch diese Betriebsart wird aber erreicht, dass der in Windrichtung vor dem Heizer liegende Temperatursensor durch den Luftstrom mit der Temperatur ϑ_L auf die Temperatur ϑ_5 abgekühlt wird. Über den hinter dem Heizer liegenden Temperatursensor legt sich infolge der Heizenergie eine „thermische Haube“, so dass sich dieser Temperatursensor nicht abkühlt und sich eine Temperatur ϑ_6 einstellt. Es bildet sich ein Temperaturgefälle von $\vartheta_5 < \vartheta_6$ oder bei entgegengesetzter Windrichtung von $\vartheta_5 < \vartheta_6$ heraus. Das Temperaturverhalten der Temperatursensoren kann jetzt mit

$$R_{5,i} = R_{0H} \cdot [1 + \alpha \cdot (\vartheta_L - \vartheta_5)] \quad (45.1)$$

und

$$R_{6,i} = R_{0H} \cdot [1 + \alpha \cdot (\vartheta_L - \vartheta_6)] \quad (45.2)$$

beschrieben werden, wobei der Grundwiderstand R_{0H} der ist, der sich als stabiler Widerstandswert infolge der Verlustleistung einstellt. Wählt man in der Schaltung (**Bild 30**) die Widerstände $R_{3,i}$ und $R_{4,i}$ gleich groß, so erhält man allgemein für die Ausgangsspannung

$$U_A = \frac{R_2}{2 \cdot R_1} \cdot \frac{\frac{\alpha}{2} \cdot (\vartheta_6 - \vartheta_5)}{1 + \alpha \cdot \vartheta_L + \frac{\alpha}{2} \cdot (\vartheta_6 - \vartheta_5)} \cdot U_{0,1} + \frac{1}{2} \cdot U_B \quad (46)$$

Diese Gl. (46) gilt für beide Hauptwindrichtungen. Betrachtet man diese nun unter geometrischen Gesichtspunkten einer Windrose (Kreis), so entsteht ein aus dem Koordinatenursprung um $\frac{1}{2} U_B$ und $\frac{1}{2} U_B$ verschobener Kreis. Um aber die Voraussetzungen der Gln. (10), (11.1) und (11.2) erfüllen zu können, muß diese Verschiebung korrigiert werden. Da die Brückenspeisespannung $U_{0,1}$ gemessen wird, ergibt sich diese Spannungsverschiebung $\Delta U_{0,1}$ mit



$$\Delta U_{0,1} = \frac{1}{2} \cdot U_{0,1} \cdot \frac{2 \cdot \frac{R_3}{R_0} + \frac{R_7}{R_0} + \frac{R_3}{R_0} \cdot \frac{R_7}{R_0}}{2 \cdot \frac{R_3}{R_0}} \quad (47)$$

Da die Widerstandsverhältnisse konstant sind, ergibt sich mit $\Delta U_{0,1} = \frac{1}{2} \cdot U_{0,1} \cdot K$ ein sehr einfacher arithmetischer Ausdruck. Zusammengefasst kann nun allgemein für beide Spannungsverhältnisse

$$\frac{U_A}{U_{0,1}} = \frac{R_{2,i}}{2 \cdot R_{1,i}} \cdot \frac{\frac{\alpha}{2} \cdot (\vartheta_6 - \vartheta_5)}{1 + \alpha \cdot \vartheta_L + \frac{\alpha}{2} \cdot (\vartheta_6 - \vartheta_5)} \quad (48)$$

geschrieben werden. Die nun entstehende geometrische Figur ist ein mit seinem Mittelpunkt im Koordinatenursprung liegender Einheitskreis. Unter Verwendung der Gln. (12) und (12) kann nunmehr der Winkel der Windrichtung im Mikrocontroller berechnet werden. Es stehen damit die zugehörigen Kalibrierfunktionen zur Verfügung.

Betrachtet man nun diese geometrische Vorstellung eines Kreises weiter, so tritt neben der korrigierbaren Mittelpunktsverschiebung $\Delta U_{0,1}$ auch eine nicht erfassbare Verschiebung durch die Offset-Spannung der Operationsverstärker auf. Da diese Spannung, gemessen am Kreisradius U_R/U_0 klein ist, verringert sich durch die Bildung des Spannungsverhältnisses der Fehleranteil am Windwinkel. Gleiches gilt auch dafür, wenn die in den Haupttrichtungen abgeleiteten Differenzspannungen unterschiedliche Amplituden haben. Als Figur entsteht folglich eine Ellipse. Auch hier entsteht wieder ein Fehleranteil, der durch die Bildung des Spannungsverhältnisses reduziert werden kann. Ausführlich wird dieses verfahren bezüglich entstehender Winkelfehler in [12] beschrieben, deren Betrachtungen für einen Interpolator mit sinus- und cosinusförmigen Eingangssignalen eines optischen Interferometers ausgeführt sind.

3.3 Gesamtschaltung der miniaturisierten Wetterstation WS 2002

Die Gesamtschaltung der miniaturisierten Wetterstation basiert auf den beschriebenen Einzelschaltungen, die separat erprobt und wie dargestellt charakterisiert wurden. Die in Dickschichttechnik durch den Projektpartner Siegert electronic aus Cadolzburg realisierte Schaltung zeigt das **Bild 33** und die zugehörige Gesamtschaltung das **Bild 31**.

Bei der Entwicklung des Sensorinterface der eingesetzten Sensoren wurden einfache Schaltungsanordnungen ausgewählt, die kostengünstig sind und selbst einen geringen Energiebedarf haben, wenn man von dem relativ hohen Energiebedarf des Windgeschwindigkeitssensors absieht.

Auf der zentralen Platine befinden sich neben dem Mikrocontroller ADuC 812 die logische Periferie des Controllers, die Temperatur- und die Luftfeuchtigkeitseinheit. Der in SMD-Ausführung eingesetzte Pt 1000 befindet sich abgesetzt über der Trägerplatine. Auf der Rückseite dieser Platine sind die Feuchtemeßfühler in der bereits beschriebenen Weise aufgesetzt. Das zugehörige Layout zeigt **Bild 32**. Es erlaubt sowohl die Verwendung des speziell für diese Wetterstation entwickelten Luftfeuchtesensor FS 2000-K4 als auch den kommerziell verfügbaren NC 103.

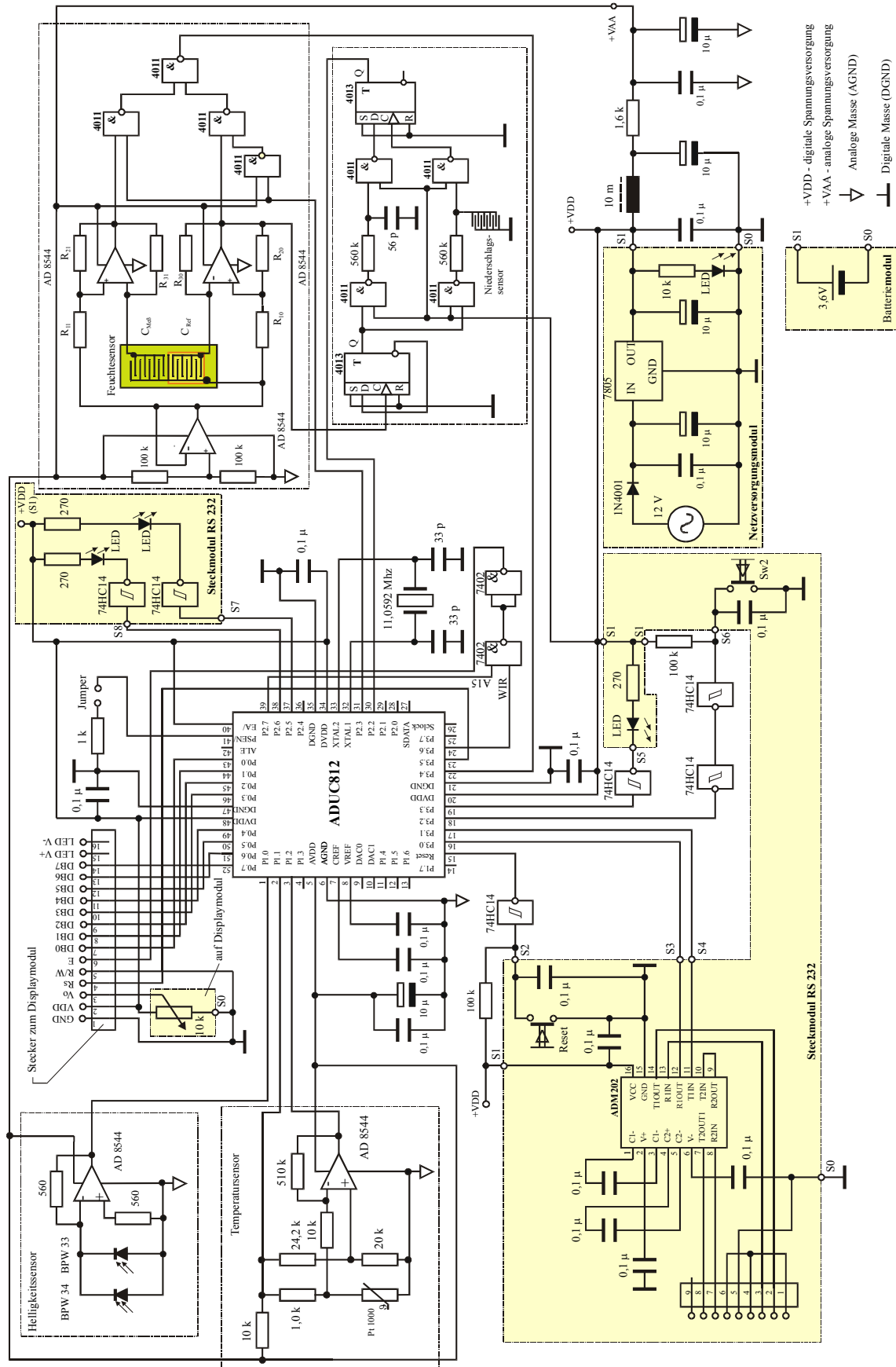


Bild 31: Gesamtschaltung der miniaturisierten Wetterstation ohne kombinierten Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor.

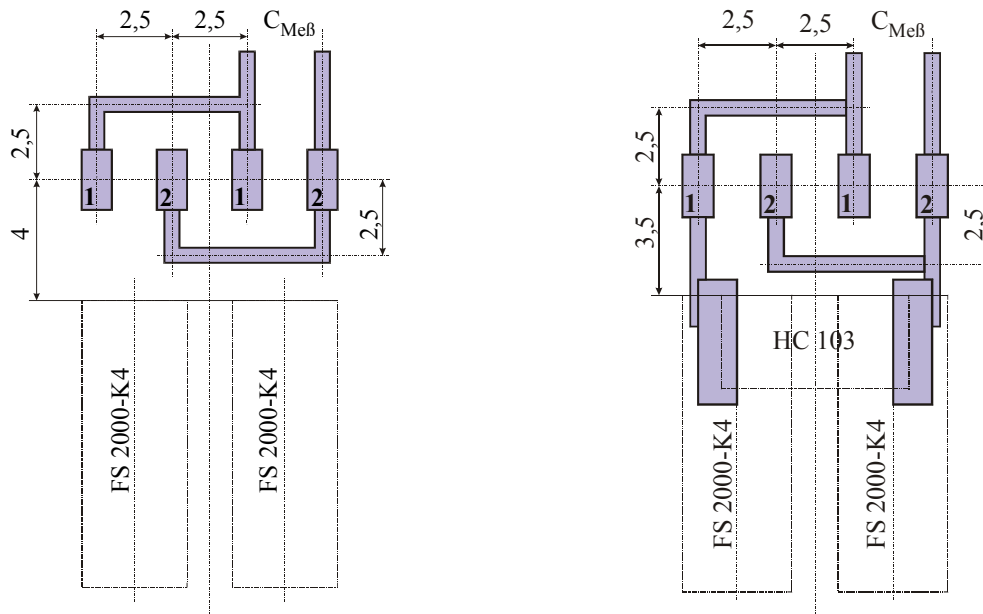


Bild 32: Applikation mit 2 parallel geschalteten Feuchtesensoren FS 2000-K4 (links) und kombiniert für den Einsatz eines HC103.

Das zugehörige Sensorinterface befindet sich auf der Oberseite der Platine. Die Sensoren zur Niederschlagserkennung und zur Strahlungsleistungsdichtemessung befinden sich abgesetzt auf einer eigenen Platine. Die zugehörigen elektronischen Bauelemente des Sensorinterface befinden sich auf der Oberseite dieser Platine. Diese räumliche Trennung dieser Baugruppe, wie im **Bild 33** (oben) ersichtlich, als auch die Trennung des kombinierten Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensors ist deshalb erforderlich, weil diese Größen außerhalb der Wetterstation erfasst werden müssen.

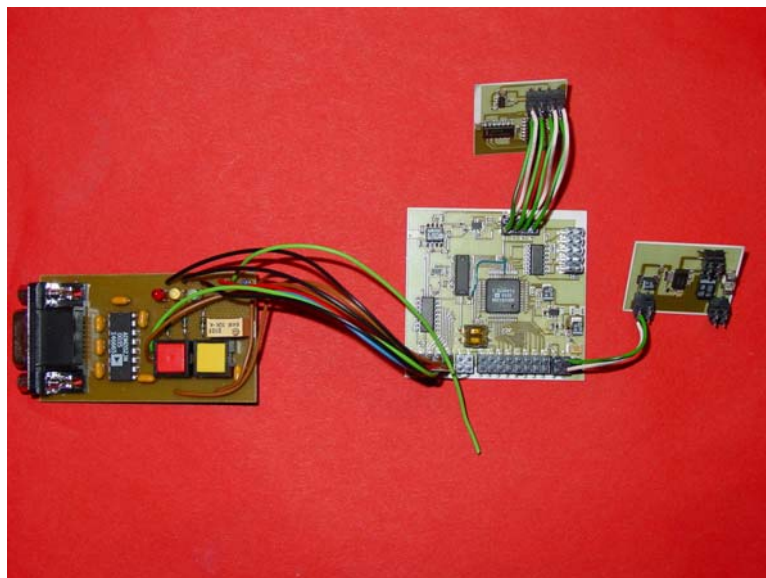


Bild 33: Realisierte Schaltung der miniaturisierten Wetterstation.

In der dargestellten Schaltung (**Bild 31**) erfolgt die Kommunikation zwischen der Wetterstation und dem Leitrechner über die RS 232-Schnittstelle. Später soll hier ein Buscontroller seinen Einsatz finden, wobei der CAN-Bus hierfür favorisiert wurde.



Das abgebildete Netzteil musste aufgrund des verhältnismäßig hohen Energiebedarfs des Windsensors modifiziert werden. Das dargestellte Netzteil wurde durch ein handelsübliches höherer Leistung ersetzt und durch eine Folgeschaltung ergänzt. Die Folgeschaltung, die nach definierten Zeitverzögerungen Baugruppen verzögert zuschaltet, war durch den Windsensor erforderlich geworden. Das gleichzeitige Einschalten von Hauptplatine und Windsensor führte im Windsensor in zufälliger Weise zu Funktionsstörungen. Durch die Folgeschaltung konnte diese Erscheinung vollständig beseitigt werden.

3.5 Anforderungen an ein Gehäuse der Wetterstation

Die Anforderungen an ein Gehäuse für die miniaturisierte Wetterstation wird wesentlich durch die Funktion der Sensoren bestimmt und sollte geometrisch klein sein. So sind die Luftfeuchtesensoren vor Niederschlag zu schützen. Gleiches gilt für den Sensor zur Lufttemperaturmessung. Feuchtigkeit würde infolge der Verdunstungsenergie den angezeigten Messwert zu gering ausweisen. Im Gegensatz dazu müssen der Windsensor und der Niederschlagssensor direkt der Witterung ausgesetzt sein, wobei auf den Windsensor kein Niederschlag einwirken sollte. Der Strahlungsleistungsdichtesensor könnte auf der Oberfläche durch ein optisches Fenster geschützt angeordnet werden. Um das ohnehin schon eingeschränkte empfangene Strahlungsspektrum der Sonne nicht noch weiter einzuschränken, wird der Einsatz von kostenintensiven optischen Gläsern erforderlich. Da bei der Auswahl der Fotodioden bereits auf die Klimatauglichkeit geachtet wurde, werden sie direkt auf der Oberfläche unter dem Neigungswinkel von 51° ungeschützt angeordnet.

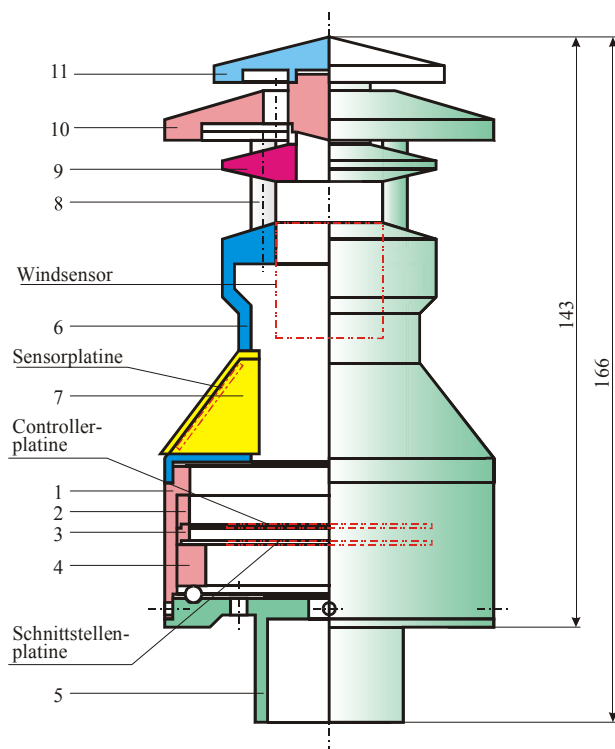


Bild 34. Gehäusekonzeption der miniaturisierten Wetterstation WS 2002.

Berücksichtigt man nun all diese Anforderungen, so entsteht das im **Bild 34** abgebildete Gehäuse der entwickelten Wetterstation. Es muß an dieser Stelle darauf verwiesen werden, dass es sich um ein Funktionsgehäuse handelt. Fertigungstechnische Aspekte fanden nur im geringen Maße Berücksichtigung. Durch eine geänderte Anordnung der Bauteile kann eine weitere Reduktion der geometrischen Abmaße erreicht werden.



Um den Wärmestau im Inneren des Gehäuses zu vermeiden, muß das Gehäuse belüftet sein. Damit das erreicht wird und außerdem ein Niederschlagsabschluß der inneren Platinen gewährleistet ist, befinden sich im unteren Deckel Lüftungslöcher, durch die Luft eindringen kann, aber kein Niederschlag. Im oberen Teil wird diese Luft durch vier Rohre, die den Regenschutz des Windsensors halten, in diesen hinein und nach außen abgeleitet. Sollte dieser natürliche Durchfluß nicht ausreichen, die Innentemperatur der zu messenden Lufttemperatur anzugleichen, müsste noch ein Miniaturlüfter vorgesehen werden. Die bewegte Luft zur Messung der Lufttemperatur zu verwenden, orientiert sich übrigens an den Meßmethoden der Meteorologie. Doch dazu werden keine näheren Erkenntnisse im Ergebnis des Forschungsvorhabens vorliegen.

Die über dem Windsensor befindliche Regenhaube erfüllt neben dem unmittelbaren Regenschutz einen Windleiteffekt über den Windsensor. Dadurch soll die Windrichtungsmessung in ihrer Meßempfindlichkeit verbessert werden. Das zeigte sich bei Experimenten mit dem Windsensor im Labor.

Zur Vermeidung eines Wärmestaus über dem Windsensor wird die vom Heizer aufsteigende Wärmeenergie in die Regenhaube hinein und schließlich aus ihr heraus abgeleitet. Durch diesen versetzten Luftdurchfluß sowohl bei der Gehäusebelüftung als auch über dem Windsensor, wird das Eindringen von Niederschlag verhindert.

4. Zusammenfassung der Ergebnisse

Das Projekt war eine Herausforderung für alle beteiligten Projektpartner, da im Zentrum der betrachteten Ansätze immer eine kostengünstige Lösung stehen musste und eine gerätetechnische Ausführung einbezogen werden musste. Es galt die am Markt vorhandenen dezentralen Wetterstationen der Gebäudeautomatisierung durch eine kompakte zu ersetzen. Um diese geometrisch möglichst klein und kompakt gestalten zu können, kamen Techniken der Mikrosystemtechnik zum Einsatz.

Kern des Sensorsystems zur Klimadatenerfassung ist ein Mikrocontroller ADuC 812, in dem die Messwertverarbeitung und die Speicherung der Kalibrierfunktionen erfolgt. Hierzu werden Potenzreihen 3. Ordnung eingesetzt, um den nichtlinearen Charakter des Feuchtesensors, des Windsensors und der Temperaturmessschaltung hinreichend beschreiben zu können. An die jeweiligen Eingänge dieses Mikrocontrollers sind die einzelnen Sensoren mit dem zugehörigen Interface angeschlossen. Dieses für die einzelnen klimarelevanten Meßgrößen benötigten Sensorinterface sind aus Gründen der Kostenminimierung und eines geringen Eigenenergieverbrauchs sehr einfach ausgeführt worden. Über eine angeschlossene Schnittstelle werden die klimarelevanten Messwerte einheitengerecht gemäß SI ausgegeben. Einschränkung gilt diese Zielsetzung funktionsbedingt nicht für den Heizer des kombinierten Windrichtungs- und Windgeschwindigkeitssensor. Er benötigt eine Betriebsleistung von ca. 2,5 W. Diese Leistung ist aber erforderlich, um eine hinreichende Messempfindlichkeit zu erreichen.

An eigenständigen Sensoren wurden ein kapazitiver Feuchtesensor und ein kombinierter Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor (Wetterstation) entwickelt. Für die Lösung eines Feuchtesensors gab es zwei nennenswerte Ansätze. Der eine geht von einer lateralen Struktur aus, in der zwei ineinander versetzt angeordnete Kammstrukturen einen Kondensator bilden. Diese Elektrodenanordnung wird mit einem ca. 2 µm dicken Dielektrikum mittels Lackschleuder überzogen, dessen relative Dielektrizitätskonstante sich infolge von Sorptions- und Desorbtiionsprozessen in feuchter Umgebung ändert. Als zweite Lösung wurde eine geschichtete Struktur fertigungstechnisch erprobt, bei der sich das feuchteempfindliche



Dielektrikum zwischen der oberen und der unteren Kondensatorelektrode befindet. Um die Wasserdampfgängigkeit der oberen Elektrode zu erreichen, wurde die vorhandene Maske der ineinander versetzten Kammstruktur hierfür benutzt. Die beiden Kämme der Kammstruktur wurden abschließend zur Erhöhung der Kapazität kurzgeschlossen, so dass nur eine obere Elektrode verbleibt. Als Dielektrikum kommt bei beiden Lösungsansätzen Polyimid zum Einsatz. Es besitzt auch bei Feuchtigkeit eine hohe Durchschlagsfestigkeit gegenüber einem elektrischem Feld, lässt sich gut verarbeiten und ggf. fotolithografisch strukturieren.

Von beiden Sensortypen wurden Prototypen gefertigt. Dabei zeichnete sich ein unterschiedliches Bild bezüglich der messtechnischen Eigenschaften der beiden grundsätzlich unterschiedlichen Feuchtesensoren ab, die für den Einsatz in der Wetterstation zu Kompromissen zwangen. So ist der Feuchtesensor in lateraler Ausführung sehr einfach zu fertigen, besitzt aber eine relativ niedrige Grundkapazität von 32,4 pF, die auch zu einer geringen Messempfindlichkeit beiträgt. Der geschichtete Feuchtesensor hingegen besitzt eine fast fünffach höhere Grundkapazität und somit auch eine deutlich höhere Messempfindlichkeit. Doch die zuverlässige Haftung der oberen wasserdampfgängen Elektrode auf dem Polyimid und ein reproduzierbares Verhalten bei höheren Luftfeuchtigkeiten (> 90%) sowie eine hohe Ausfallrate führten schließlich zum Einsatz der lateralen Ausführung in der Wetterstation. Um dennoch eine hinreichende Messempfindlichkeit zu erzielen, wurden zwei Feuchtesensoren parallel geschaltet. Diese Ausführungsform des Feuchtesensors besitzt noch einen Pt 500 auf dem Substrat. Die auf diese Weise ist die absolute Gasfeuchte meßbare und als zusätzliches Ergebnis des Verbundprojektes zu erwarten.

Während beim kapazitiven Feuchtesensor auf dem Lösungsansatz des Projektantrages aufgebaut werden konnte, musste beim Windsensor ein anderer Weg beschritten werden. Die vorgelegte Lösung eignete sich zur Windgeschwindigkeitsmessung, doch diese Anwendung konnte fertigungstechnisch nicht eingesetzt werden, da diese mechanisch zu empfindlich war. Auf dieser vorgelegten Sensoranordnung wurde nochmals ein neuer Lösungsweg beschritten, der fortan den fertigungstechnischen Aspekt in den Vordergrund stellte. Das führte schließlich zu einem lateralen, zur Windströmung ausgerichteten Sensor. Die eigentliche Sensoreinheit besteht aus einer zentrisch angeordneten Heizwendel in bifilarer Ausführung, die auf einer Trägerplatte mit geringem Wärmeleitverhalten aufgebracht ist. Um auch die Verlustleistung des Leistungstransistors zu nutzen, der die Heizung zwischen heizen und messen im Wechsel umschaltet, wurde dieser auf der Unterseite der Trägerplatte unterhalb des Heizers zentrisch angeordnet. Die Verlustleistung des Leistungstransistors verhindert durch seine Anordnung auf der Unterseite, dass die vom Heizer erzeugte Wärmeenergie nach unten in die Trägerplatte abfließt. In Richtung der beiden Hauptachsen Süd-Nord und Ost-West sind um den Heizer herum 4 Temperatursensoren Pt 1000 in SMD-Ausführung angeordnet, die zur Windrichtungsmessung eingesetzt werden. Das im Rahmen des Projektes entwickelte neuartigen Prinzip der Windgeschwindigkeitsmessung basiert allgemein auf einem „thermoelektrischen Oszillator“, der die Möglichkeit bietet, die Windgeschwindigkeit direkt in ein digitales Messsignal zu wandeln. Dazu wurde eine spezielle Schaltung entwickelt, die die zentral angeordnete Wendel sowohl zum Heizen als auch zur Messung der Heizertemperatur zur Erfassung eines oberen und unteren Grenzwertes nutzt, die mittels zweier Komparatoren erfaßt werden. Die Zeit, die zwischen dem Erreichen des unteren und oberen bzw. des oberen und unteren Grenzwertes vergeht, ist ein Maß für die Windgeschwindigkeit. Die einfachere Lösung mit einem Zweipunktregelung und getrennten Heiz- und Messkreisen führte nicht zum gewünschten Ziel. Die thermische Kopplung zwischen Heizer und Temperaturfühler war trotz direkter Auflage zu schlecht, was zur Überhitzung der Heizwendel führte.



Für die analoge Verstärkung der Messsignale finden Operationsverstärker mit nur einer Betriebsspannung ihren Einsatz. So besteht die Anordnung zur Messung der Strahlungsleistungsdichte aus zwei parallel geschalteten Fotodioden, deren Fotostrom als Spannung in einem Operationsverstärker verstärkt wird. Dabei liegt die spektrale Empfindlichkeit der einen Fotodiode im sichtbaren Spektrum und die der anderen im infraroten. Damit ergibt sich eine unserem Sonnenspektrum ähnliche spektrale Empfindlichkeit. Durch die Verwendung nur einer Diode wäre die Wiedergabe des einfallenden Sonnenspektrums sehr eingeschränkt.

Die Schaltungsanordnung zur Temperaturmessung nutzt eine Brückenschaltung, deren Diagonalspannung einem Differenzverstärker zugeführt wird. Einer der beiden auf Masse liegenden Widerstände der Brücke ist als Widerstandstemperaturfühler vom Typ Pt 1000 in SMD-Ausführung ausgelegt. Der Quotient aus der Ausgangsspannung am Differenzverstärker und der Brückenspeisespannung, die durch einen Vorwiderstand aus der Betriebsspannung erzeugt wird, ist ein Abbild der Temperatur. Durch diese Quotientenbildung wird erreicht, dass die Temperaturmessung gegenüber Spannungsschwankungen außerhalb der Abtastzeit unempfindlich ist.

In gleicher Weise kommen diese Operationsverstärker für die Kapazitäts-Frequenz-Wandlung der kapazitiven Feuchtesensoren zum Einsatz, wobei hierfür eine a-stabilen Kippstufe verwendet wird. Der Einsatz von Operationsverstärker mit nur eine Betriebsspannung bietet hier den großen Vorteil, dass das Ausgangssignal vom Operationsverstärker ohne Pegelwandlung sofort logischen Schaltkreisen auf CMOS-Basis zugeführt werden kann. Die Schaltung zur Messung der relativen Luftfeuchtigkeit besteht aus einem Meß- und einem Referenzweig. In ihr wird ein Feuchtesensor als feuchteunempfindliche Referenz und der andere als feuchteempfindlicher Messfühler betrieben. Der Quotient der beiden Frequenzen bildet nun die feuchteempfindliche Größe.

Der Niederschlagssensor ist ein rein digitaler Sensor, mit dem nur das Vorhandensein von Niederschlag erkannt werden kann. So führt nässender Nebel bereits zu einer Anzeige von Niederschlag. Die erforderliche Schaltungsanordnung zur Auswertung des Sensorsignals basiert auf einem Laufzeitvergleich zwischen dem Messzweig, der aus dem kapazitiven Niederschlagssensor besteht und einem Referenzweig, der eine konstante Zeitverzögerung besitzt. Da bei Benetzung des Niederschlagssensors mit Feuchtigkeit, wie nässender Nebel, Regen oder Schnee, sich die Kapazität sehr stark ändert, schaltet diese Schaltungsanordnung sehr sicher. Diese Schaltung ist, wie auch alle anderen Schaltungen zur logischen Signalverarbeitung, mit leistungsarmen CMOS-Schaltkreisen in HCT-Ausführung realisiert worden.

Durch die Umsetzung dieses Schaltungskonzepts konnte die geometrische Ausdehnung der in Dickschichttechnik realisierten Schaltung gering gehalten werden.

5. Fortschreibung des Verwertungsplanes

Die außergewöhnlich umfangreichen Arbeiten am kombinierte Windgeschwindigkeits- und Windrichtungssensor (Windsensor), die der Projektantrag in diesem Umfang nicht vorsah und der in dieser Weise auch nicht vorhersehbar war, führte letztlich doch zu einer sehr bemerkenswerten Lösung. So findet beispielsweise die Selbststarteinrichtung dieses Sensors, die nach einem Ausfall der Versorgungsspannung den Windsensor in einen definierten Anfangszustand bringt, ebenfalls beim Sensorarray des Projektes „Personenerfassungssystem“ (FKZ: 16SV1280) ihren Einsatz.

Die arbeiten an diesem Windsensor haben außerdem gezeigt, dass nach dem Abschluß der Arbeiten an ihm noch ein großes Entwicklungspotential besteht. Beim derzeitigen Windsensor



fließt ein relativ hoher Teil der Heizenergie über die Ränder der Trägerplatte ab, so dass diese dem wärmeabtragenden Wind und damit verbunden dem Messsignal nicht mehr zur Verfügung steht. Eine große elektrische Leistung ist erforderlich, um dennoch eine hinreichende Messempfindlichkeit zu erzielen. In einem ersten Schritt kann durch Freifräsung der zentrisch angeordnete Heizer von der derzeitigen Trägerplatte so abgetrennt werden, dass der Heizer nur noch von 4 dünnen Stegen in der Trägerplatte gehalten wird. Ein Wärmeabfluß ist dann nur noch über diese dünnen Stege möglich. Damit erhöht sich der durch Konvektion abgetragene geschwindigkeitsproportionale Wärmeanteil.

Ein weitere Ansatz am vorhandenen Windsensor erscheint erfolgversprechend. Der Übergang in eine Halbleiterstruktur mit dünner Membran könnte den hohen Energiebedarf der derzeitigen Lösung reduzieren. Hier setzen Erkenntnisse aus dem Projekt „Personenerfassungssystem“ (FKZ: 16SV1280) an, die aus der Entwicklung der Membran für ein Thermopile resultieren. In diesem Zusammenhang könnte eine integrierte Kopplung mit getrenntem Heiz- und Heiztemperaturmesskreis realisiert werden, womit eine deutliche Reduktion des Schaltungsaufwands einhergehen würde.

Ähnlich dem Windsensor ergeben sich aus der Fertigung und den Untersuchungen des kapazitiven Feuchtesensors im geschichteten Aufbau eine Reihe neuer Lösungsansätze. So lag die Grundkapazität, gemessen an den geringen geometrischen Abmessungen, deutlich über der heute eingesetzter kapazitiver Feuchtesensoren. Die erprobte Ausführung dieses Feuchtesensors kombiniert mit Siliciumhalbleiterstrukturen kann hier zu einem erfolgversprechenden neuen Lösungsansatz führen. So könnte bei der derzeitigen Ausführung die zwischen den Kondensatorelektroden liegende Poyimidschicht möglicherweise zu dünn ausgeführt oder durch den Prozessschritt zur Herstellung der oberen Elektrode geschädigt werden sein, so dass bei höherer Luftfeuchtigkeit das kapazitive Verhalten in ein ohmsches übergeht. Um das zu verhindern, könnte die untere Elektrode mit einem dünnen, hochohmigen Oxid überzogen werden. Hier bietet sich ein Siliciumsubstrat an, das mit Siliciumoxid isoliert ist. Findet hierbei ein hochohmiges Gateoxid von ca. 15 nm seinen Einsatz, so ändert sich die Dicke des Dielektrikums kaum, wenn man dagegen die 2 µm dicke Polyimidschicht betrachtet. Die hohe Grundkapazität als auch die Messempfindlichkeit bleiben erhalten. Auffällig am untersuchten Feuchtesensoren ist, dass die Kennlinie bis ca. 70 % relative Luftfeuchtigkeit linear verläuft und erst darüber exponentiell zunimmt. Dieses Verhalten lässt einen solchen Zusammenhang vermuten, der aber während der Projektlaufzeit nicht geklärt werden konnte.

Derzeit werden zwei mögliche Patentanmeldungen bezüglich ihrer Patentansprüche geprüft. Das eine betrifft die Lösung des Laufzeitvergleichs zur Niederschlagserkennung (Niederschlagsdetektion) und das andere den Windsensor mit digitalem Ausgangssignal. Bei letzterem ist eine Veröffentlichung zu einem „thermischen Oszillator“ bezüglich beabsichtigter Patentansprüche zu prüfen. Diese Veröffentlichung erfolgte zwar nicht im Zusammenhang mit einem Windsensor, greift aber auf das Prinzip des thermisch rückgekoppelten Regelkreises zurück.

6. Veröffentlichungen zum Vorhaben

1. Wennmacher, C.; Mikuta, R.; Burte, E. P.:
Weather Monitoring System for Intelligent Building Control. EIB-Event 2000, Scientific Conference, 4.-5.10.2000. München, 2000.
2. Wennmacher, C.; Mikuta, R.; Burte, E. P.:
Weather Monitoring System for Intelligent Building Control. Sensor 2001, 10. Internationale Messe mit Kongress, 8.-10.05.2001. Nürnberg, 2001.



3. Wennmacher, C.; Mikuta, R.; Burte, E. P.:
An Intelligent Weather-Station based on Miniaturized Micro-Electric Sensors.
Eingereicht bei IEEE im Februar 2002.

7. Literaturverzeichnis zum Vorhaben

- [1] Tränkler, H.-R.; Schneider, F.: Das Intelligente Haus, p. 359ff, Verlag Richard Plaum, München, 2001.
- [2] Bernard, T.; Kuntze, H.-B.: Sensor-based Management of Energy and Thermal Comfort, in Sensors in Intelligent Buildings, Wiley-VCH, Weinheim, 2001
- [3] Prudenziati, M. (editor): Handbook of Sensors and Actuators, Volume 1 – Thick Film Sensors, Elsevier Science B.V., Amsterdam, 1994
- [4] Sakai, Y.; Matsuguchi, M.; Hurukawa, T.: Humidity sensor using cross-linked poly(chloromethyl styrene). Sensors and Actuators, pp. 135-138, B 66, 2000.
- [5] Cahn, R. W.; Haasen, P.; Kramer, E.J.: Materials Science and Technology. Wiley-VCH. Weinheim, New York, Chichester, Brisbane, Singapore, Toronto, 1999.
- [6] Profos, P. ; Pfeifer, T.: Handbuch der industriellen Messtechnik. R. Oldenburgverlag. München, Wien, 1992.
- [7] Kim, J.; Kensall, K. D.: Electrothermal oscillator for film-thickness monitoring. Sensors and Actuators, pp. 56-62, A 66, 1998.
- [8] Lunze, K. ; Wagner, E.: Einführung in die Elektrotechnik. Verlag Technik. Berlin, 1974
- [9] Seifert, Manfred: Analoge Schaltungen. Verlag Technik. Berlin, 1987.
- [10] Seifert, Manfred; Beikirch, Helmut: Digitale Schaltungen und Schaltkreise. R. Oldenburgverlag. München, Wien, 2001.
- [11] Burte, E. P.: Herstellung und Charakterisierung von Inversionsschicht- Solarzellen auf Polykristallinem Silizium. p.32; Verlag W. Girardet, Essen; 1985.
- [12] Mikuta, Reinhard: Untersuchungen an interferenz-optischen Kraftsensoren einschließlich der Korrektur elastischer Nachwirkungen. Dissertation. Technische Hochschule Ilmenau. 1987