

Copyright ©

Es gilt deutsches Urheberrecht.

Die Schrift darf zum eigenen Gebrauch kostenfrei heruntergeladen, konsumiert, gespeichert oder ausgedruckt, aber nicht im Internet bereitgestellt oder an Außenstehende weitergegeben werden ohne die schriftliche Einwilligung des Urheberrechtinhabers. Es ist nicht gestattet, Kopien oder gedruckte Fassungen der freien Onlineversion zu veräußern.

German copyright law applies.

The work or content may be downloaded, consumed, stored or printed for your own use but it may not be distributed via the internet or passed on to external parties without the formal permission of the copyright holders. It is prohibited to take money for copies or printed versions of the free online version.

Nachbildung der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von Seewasser mit Platinthermometern

VON HANS HINKELMANN

Zusammenfassung: Zur Temperaturkompensation in elektrischen Salzgehaltmessern benötigt man ein Meßelement, dessen Temperaturabhängigkeit mit derjenigen der elektrischen Leitfähigkeit des Seewassers übereinstimmt und das dabei genau reproduzierbare Meßwerte liefert. Durch die Kombination von zwei Brückenschaltungen, die je ein Platinwiderstandsthermometer enthalten, gelingt es, beide Forderungen zu erfüllen.

Circuit with Platinum Resistance Thermometer has same Dependence on Temperature as Sea Water (Summary): In order to compensate temperature in electric salinometers an element is needed, the dependance on temperature of which equals that of the electric conductivity of sea water, and which gives absolutely reproductive dates. Both the requirements can be fulfilled by the combination of two bridge-circuits with one platinum resistance thermometer each.

Die elektrische Leitfähigkeit des Seewassers hängt vom Salzgehalt, der Temperatur und dem Druck ab. Während die Abhängigkeit vom Druck gering ist und nur eine kleine Korrektur der Meßwerte erforderlich macht (HAMON, 1957/58), hat eine Temperaturänderung um 1°C , rund gerechnet, den gleichen Einfluß auf die Leitfähigkeit wie eine Änderung des Salzgehaltes um $1^{\circ}/_{\infty}$ s. Mit den Schaltungen der Bathysonde¹⁾ gelingt es, die Leitfähigkeit und die Temperatur so genau zu messen, daß der Salzgehalt auf $0,01^{\circ}/_{\infty}$ s bestimmt ist. Die getrennte Messung von Leitfähigkeit und Temperatur hat aber, von der beträchtlichen Auswertarbeit abgesehen, bei Verhältnissen, wie sie im Ozean vorliegen, noch folgenden Nachteil: Der Salzgehalt schwankt hier nur etwa zwischen $34,9$ und $35,4^{\circ}/_{\infty}$ s, also um $0,5^{\circ}/_{\infty}$. Auf diesen Bereich bezogen, bedeutet die absolute Genauigkeit von $0,01^{\circ}/_{\infty}$ s nur eine relative Genauigkeit von 2% . Da aber die Temperatur zwischen 0 und 10°C schwankt, muß die Leitfähigkeit mit der zwanzigfachen relativen Genauigkeit übertragen und angezeigt werden.

Um den Einfluß der Temperatur auf die Messung zu kompensieren, benötigt man ein Meßelement, das zwei Bedingungen genügt: Es muß die gleiche Temperaturabhängigkeit zeigen wie die Leitfähigkeit des Seewassers und die Anzeige muß langfristig genau reproduzierbar sein. Beide Bedingungen werden von Vergleichszellen mit Seewasser konstanter Konzentration erfüllt. Für registrierende Meßgeräte sind diese aber wegen ihrer großen Wärmeträgheit ungeeignet. Ausgesuchte Thermistoren erfüllen die erste Bedingung, doch ist ihre langzeitige Konstanz nicht besser als $0,1^{\circ}\text{C}$, so daß sie für Messungen im Ozean nicht geeignet sind. Das beste Material für elektrische Widerstandsthermometer, von denen man eine langfristig genaue Reproduzierbarkeit der Anzeige verlangt, ist Platin. Es ist daher wünschenswert, auch zur Temperaturkompensation in elektrischen Salzgehaltmessern Platinthermometer zu verwenden. Da der Temperaturkoeffizient des Platins kleiner ist als der des Seewassers, muß man das Thermometer in einer Brückenschaltung betreiben. Im folgenden wird diese als „einfache Brückenschaltung“ bezeichnet. Es wird sich nämlich zeigen, daß die erste Bedingung wesentlich besser zu erfüllen ist durch die Kombination zweier solcher Brückenschaltungen. Das Prinzipschaltbild des Salzgehaltmessers ist in Abb. 1 dargestellt. Die Brückenschaltung, die das bzw. die Widerstandsthermometer enthält, ist dabei als Vierpol mit der von der Temperatur τ abhängigen Spannungsübersetzung

¹⁾ s. W. Kroebel in diesem Heft.

$f(\tau)$ gezeichnet. G_W sei der Leitwert des Seewassers, \mathfrak{G}_K ein Kompensationsleitwert. Die Spannung an den Sekundärwicklungen des Übertragers sei u . Der Innenwiderstand des Strommessers sei hinreichend klein, dann ist der Strom im Seewasser

$$\mathfrak{I}_W = u \cdot G_W \quad (1)$$

und der Strom im Kompensationskreis

$$\mathfrak{I}_K = -u \cdot f(\tau) \cdot \mathfrak{G}_K, \quad (2)$$

der gesamte Ausgangsstrom ist also

$$\mathfrak{I} = u (G_W - f(\tau) \cdot \mathfrak{G}_K). \quad (3)$$

Wie früher (2) gezeigt wurde, läßt sich der Leitwert des Seewassers in guter Näherung darstellen als Produkt

$$G_W = G_o \cdot \psi \cdot \sigma, \quad (4)$$

wobei G_o eine Konstante, ψ eine Funktion des Salzgehaltes und σ eine Funktion der Temperatur ist. Dividiert man Gl. (3) durch u und ersetzt G_W aus Gl. (4), so erhält man

$$\frac{\mathfrak{I}}{u} = G_o \psi \sigma - f(\tau) \cdot \mathfrak{G}_K. \quad (5)$$

Wenn es gelingt, die Spannungsübersetzung $f(\tau)$ proportional der Funktion σ zu machen,

$$\sigma = k \cdot f(\tau), \quad (6)$$

so kann man $f(\tau)$ in Gl. (5) ausklammern:

$$\frac{\mathfrak{I}}{u} = f(\tau) \cdot (G_o \psi k - \mathfrak{G}_K). \quad (7)$$

Aus Gl. (7) ergeben sich zwei Meßverfahren für den Salzgehalt: 1. Man macht \mathfrak{G}_K reell und so groß, daß $\mathfrak{I} = 0$ ist, man erhält dann aus Gl. (7)

$$\psi(s) = \frac{1}{G_o \cdot k} \cdot G_K. \quad (8)$$

Der Meßvorgang besteht darin, daß man einen in ‰ Salzgehalt geeichten Drehwiderstand so einstellt, daß das Instrument keinen Ausschlag zeigt.

2. Man mißt die Phasenverschiebung φ zwischen dem Strom \mathfrak{I} und der Spannung u . Diese Phasenverschiebung ist von dem reellen Faktor $f(\tau)$ unabhängig. Die einzige komplexe Größe in der rechten Seite von Gl. (7) ist

$$\mathfrak{G}_K = G_K + j Y_K. \quad (9)$$

Setzt man dieses in Gl. (7) ein, so erhält man

$$\frac{\mathfrak{I}}{u} = f(\tau) \cdot (G_o \psi k - G_K - j Y_K) \quad (10)$$

und damit

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Y_K}{G_K - G_o \psi k}. \quad (11)$$

Legenden zu den nebenstehenden Abbildungen (Tafel 1)

Abb. 1: Prinzip der Temperaturkompensation eines elektrischen Salzgehaltmessers.

Abb. 2: Einfache Brückenschaltung mit einem Widerstandsthermometer.

Abb. 3: Vergleich der Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit von Seewasser (a) mit der Spannungsübersetzung einer Brücke mit einem Thermometer (b) sowie einer doppelten Brücke mit zwei Thermometern (c).

Abb. 4: Doppelte Brücke mit zwei Widerstandsthermometern.

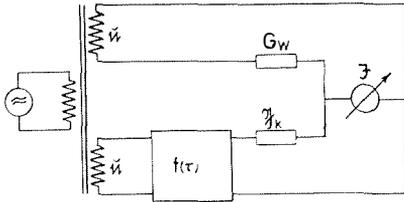


Abb.1

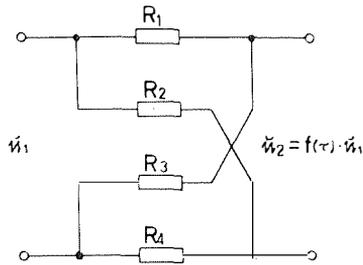


Abb.2

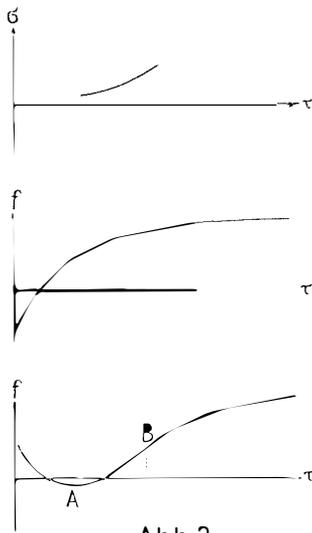


Abb.3

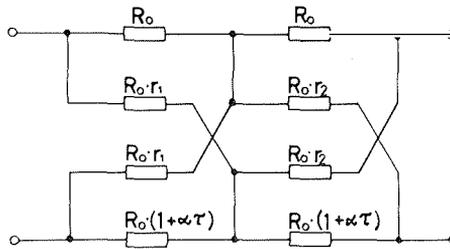


Abb. 4

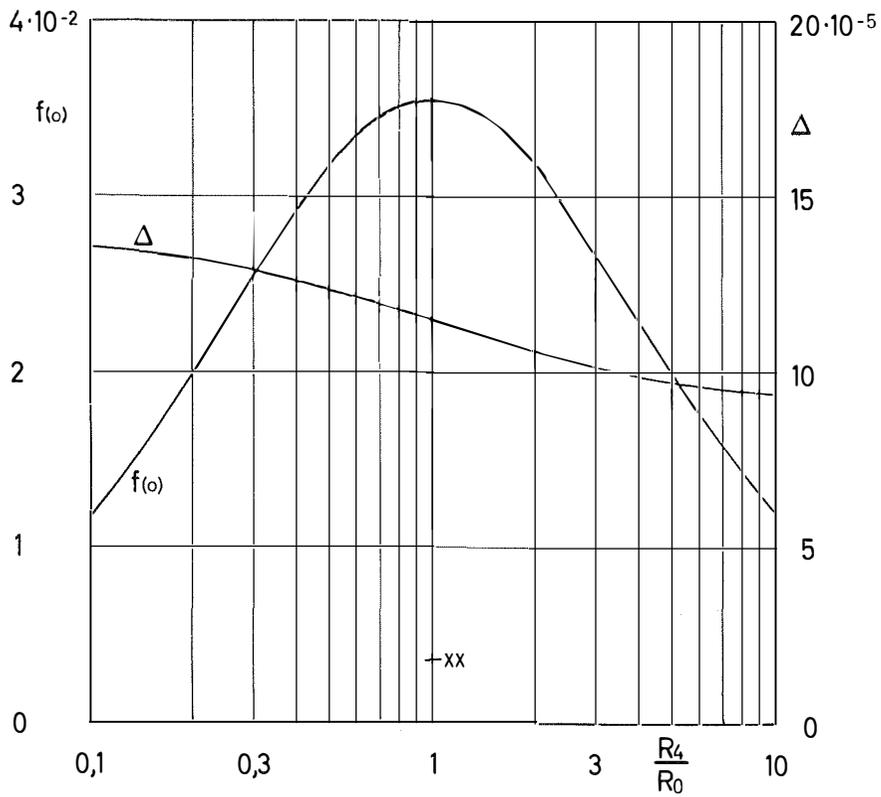


Abb. 5

Tafel 2 (zu H. Hinkelmann)

Dieses zweite Verfahren eignet sich zur Fernmessung mit Hilfe frequenzmodulierter Oscillatoren.

Gegenstand der vorliegenden Arbeit ist die Untersuchung, inwieweit sich Gl. (6) mit einem und mit zwei Platinthermometern realisieren läßt sowie die Berechnung der Elemente der Schaltung.

Die folgenden Rechnungen werden für den Bereich 0 bis 10°C durchgeführt. Zur Abkürzung der Rechnungen legen wir den Nullpunkt der Temperatur τ auf + 5°C. Der Temperaturkoeffizient des Platins ist an dieser Stelle $\alpha = 3,84 \cdot 10^{-3}$. Die Funktion σ ist in Tab. 1 angegeben. (Der Zusammenhang zwischen dieser Funktion und der Funktion $\sigma_{\mu,35}$ der genannten Arbeit (2) ist $\sigma(\tau) = \sigma_{\mu,35} / \sigma_{5,35}$, $\tau = \mu - 5$)

Tabelle 1

τ	σ
-5	0,8670
-4	0,8933
-3	0,9196
-2	0,9465
-1	0,9731
0	1
1	1,0269
2	1,0541
3	1,0819
4	1,1094
5	1,1371

Abb. 2 zeigt die einfache Brückenschaltung mit einem Widerstandsthermometer

$$R_2 = R_0 (1 + \alpha \tau).$$

Im Hinblick auf die Anwendungen genügt es, wenn wir für die Spannungsübersetzung nur die Leerlaufspannungsübersetzung berechnen. Für die Schaltung nach Abb. 2 ist diese

$$f(\tau) = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \frac{R_4}{R_0 (1 + \alpha \tau) + R_4} \quad (12)$$

Abb. 3a zeigt schematisch den Verlauf der Funktion σ . Zu beachten ist, daß die erste und zweite Ableitung gleiches Vorzeichen haben. Die Funktion $f(\tau)$ nach Gl. (12) ist in Abb. 3b schematisch dargestellt. Hier haben die erste und zweite Ableitung entgegengesetztes Vorzeichen. Es ist daher nicht möglich, durch die Bemessung der Widerstände R_1 , R_3 und R_4 zu erreichen, daß f und σ die gleiche Krümmung haben. Wenn man zwei Funktionen der in Abb. 3b dargestellten Art miteinander multipliziert, so erhält man eine Funktion nach Abb. 3c. Hier haben zwischen A und B die erste und zweite Ableitung gleiches Vorzeichen, dadurch ist eine bessere Annäherung der Funktion σ möglich. Eine derartige Spannungsübersetzung hat die Schaltung nach Abb. 4. Ein Nachteil dieser Schaltung gegenüber der einfachen Brücke ist die größere Dämpfung (s. Abb. 5).

Es ist

$$\sigma \approx 1 + \beta \tau + \gamma \tau^2 \quad (13)$$

mit

$$\beta = 2,70 \cdot 10^{-2}$$

$$\gamma = 8,87 \cdot 10^{-5}$$

Legende zu der nebenstehenden Abbildung (Tafel 2)

Abb. 5: Spannungsübersetzung $f(o)$ und zugehöriger Fehler Δ in der zweiten Ableitung der Funktion $f(\tau)$ für die einfache Brücke. XX ist der Wert $f(o)$ für die doppelte Brücke.

Setzt man jetzt

$$\frac{1}{f(0)} \cdot \frac{df}{d\tau} \Big|_{\tau=0} = \beta \quad (14)$$

und gibt man das Verhältnis R_4/R_0 vor, dann ist R_3/R_1 zu berechnen. Das Verhältnis R_4/R_0 bestimmt den Wert $f(0)$ und den Fehler in der zweiten Ableitung

$$\Delta = \gamma - \frac{1}{2f(0)} \cdot \frac{d^2f}{d\tau^2} \Big|_{\tau=0} \quad (15)$$

In Abb. 5 sind $f(0)$ und Δ in Abhängigkeit von R_4/R_0 aufgetragen. $f(0)$ hat ein Maximum bei $R_4/R_0 = 1$, Δ ändert sich in dem gezeichneten Bereich nur wenig. Man wird daher immer $R_4 = R_0$ setzen. Dann ist

$$f(\tau) = \frac{R_3}{R_1 + R_3} - \frac{1}{2 + \alpha\tau}. \quad (16)$$

Die Forderung ist, (s. G. 6) daß

$$\sum_{-5}^{+5} (k \cdot f(\tau) - \sigma)^2$$

durch geeignete Wahl von R_1/R_3 möglichst klein gemacht wird. Es muß also sein:

$$\frac{\partial}{\partial k} \sum_{-5}^{+5} \left(m - k \cdot \frac{1}{2 + \alpha\tau} - \sigma \right)^2 = 0 \quad (17)$$

$$\frac{\partial}{\partial m} \sum_{-5}^{+5} \left(m - k \cdot \frac{1}{2 + \alpha\tau} - \sigma \right)^2 = 0.$$

Dann ist

$$\frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{m}{k}. \quad (18)$$

Das ergibt

$$\frac{R_1}{R_3} = 0,8671. \quad (19)$$

Die Fehler $k \cdot f(\tau) - \sigma$ sind in Abb. 8 durch Kreuze angegeben.

Für die Schaltung nach Abb. 4 ist

$$f(\tau) = \frac{B_0 + B_1 \alpha\tau + B_2 (\alpha\tau)^2}{B_3 + B_4 \alpha\tau + B_5 (\alpha\tau)^2} \quad (20)$$

mit

$$\begin{aligned} B_0 &= (1 - r_1^2) (1 - r_2^2) \\ B_1 &= 2 - r_1^2 - r_2^2 \\ B_2 &= 1 \\ B_3 &= (1 + r_1) (1 + r_2) [(1 + r_1) (1 + r_2) + 4r_1] \\ B_4 &= (1 + r_1) (1 + r_2) (2 + r_1 + r_2) + 2r_1 [(2 + r_1) (1 + r_2) + 1 + r_1] \\ B_5 &= (1 + r_1) (1 + r_2) + r_1 (2 + r_1) \end{aligned} \quad (21)$$

Die Forderung ist

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial r_1} \Sigma (k \cdot f(\tau) - \sigma)^2 &= 0 \\ \frac{\partial}{\partial r_2} \Sigma (k \cdot f(\tau) - \sigma)^2 &= 0 \\ \frac{\partial}{\partial k} \Sigma (k \cdot f(\tau) - \sigma)^2 &= 0 \end{aligned} \quad (22)$$

Die direkte Berechnung und Lösung dieses Gleichungssystems ist zu aufwendig. Es ist daher zweckmäßig, sich zunächst eine Näherungslösung zu schaffen, damit $f(\tau)$ in eine Taylorreihe nach r_1 , r_2 und k zu entwickeln und die Näherung dann durch Anwendung der Gl. (22) darauf zu verbessern. Eine Näherungslösung erhält man auf folgende Weise: Zunächst setzt man

$$k = \frac{1}{f(0)} \quad (23)$$

Es ist

$$\frac{f(\tau)}{f(0)} = \frac{1 + A_1 \alpha \tau + A_2 (\alpha \tau)^2}{1 + A_3 \alpha \tau + A_4 (\alpha \tau)^2} \quad (24)$$

mit

$$A_1 = \frac{1}{1 - r_1^2} + \frac{1}{1 - r_2^2} \quad (25)$$

$$A_2 = \frac{1}{1 - r_1^2} \cdot \frac{1}{1 - r_2^2}$$

$$A_3 = \frac{1}{(1 + r_1)(1 + r_2) + 4r_1} \left[(2 + 3r_1 + 5r_2 + 2r_1 \left(\frac{1}{1 + r_1} + \frac{1}{1 + r_2} \right)) \right]$$

$$A_4 = \frac{1}{(1 + r_1)(1 + r_2) + 4r_1} \left[1 + \frac{r_1}{1 + r_2} + \frac{r_1}{(1 + r_1)(1 + r_2)} \right]$$

Die Funktion σ läßt sich durch eine quadratische Funktion gut annähern:

$$\sigma \approx 1 + a_1 \alpha \tau + a_2 (\alpha \tau)^2 \quad (26)$$

mit

$$a_1 = 7,8348$$

$$a_2 = 9,5455$$

Jetzt setzt man

$$\frac{1 + A_1 \alpha \tau + A_2 (\alpha \tau)^2}{1 + A_3 \alpha \tau + A_4 (\alpha \tau)^2} \approx 1 + a_1 \alpha \tau + a_2 (\alpha \tau)^2 \quad (27)$$

Dann ergibt sich die gesuchte Näherung durch folgende Iteration: Man multipliziert Gl. (27) mit dem Nenner der linken Seite und läßt dabei die Glieder mit $(\alpha \tau)^3$ und $(\alpha \tau)^4$ weg. Dann trägt man für A_1 und A_2 , die sich stärker mit r_1 und r_2 ändern, die n -te Näherung, für A_3 und A_4 die $(n-1)$ -te Näherung ein und findet durch Koeffizientenvergleich

$$A_{1, n} = a_1 + A_{3, n-1} \quad (28)$$

$$A_{2, n} = a_2 + a_1 A_{3, n-1} + A_{4, n-1}. \quad (29)$$

Daraus ergeben sich die Näherungswerte für die Widerstände zu

$$r_{1,n} = \sqrt{1 - \frac{1}{U_n}} \quad (30)$$

$$r_{2,n} = \sqrt{1 - \frac{1}{V_n}} \quad (31)$$

mit

$$U_n = \frac{A_{1,n}}{2} - \sqrt{\frac{A_{1,n}^2}{4} - A_{2,n}} \quad (32)$$

$$V_n = \frac{A_{1,n}}{2} + \sqrt{\frac{A_{1,n}^2}{4} - A_{2,n}} \quad (33)$$

Als Anfangswerte kann man $A_{1,0} = a_1$ und $A_{2,0} = a_2$ nehmen. Diese Iteration liefert

$$r_1^* = 0,7671 \quad (34)$$

$$r_2^* = 0,9076$$

Jetzt setzt man

$$r_1 - r_1^* = \rho_1$$

$$r_2 - r_2^* = \rho_2 \quad (35)$$

$$k - \frac{1}{f_p(o)} = \varepsilon.$$

Der Index p bezeichnet in dieser und der nächsten Gleichung die Stelle (r_1^*, r_2^*) . Dann entwickelt man $k \cdot f(\tau)$ an dieser Stelle:

$$k \cdot f(\tau) = \frac{f_p(\tau)}{f_p(o)} + \left. \frac{\partial f(\tau)}{\partial r_1 f(o)} \right|_p \rho_1 + \left. \frac{\partial f(\tau)}{\partial r_2 f(o)} \right|_p \rho_2 + \frac{f_p(\tau)}{f_p(o)} \varepsilon \quad (36)$$

Hierauf sind die Gln. (22) anzuwenden, wobei wegen der Gln. (35) jetzt nach ρ_1 , ρ_2 und ε zu differenzieren ist. Das ergibt drei lineare Gleichungen für ρ_1 , ρ_2 , und ε . Dieses Verfahren läßt sich ebenfalls wiederholt anwenden. Man erhält damit

$$\begin{aligned} r_1 &= 0,7525 \\ r_2 &= 0,9097 \\ \varepsilon &< 5 \cdot 10^{-5} \end{aligned} \quad (37)$$

Zum Aufbau der Brücke werden die Widerstände mit einer Genauigkeit von etwa 10^{-3} hergestellt; der endgültige Abgleich erfolgt an der fertigen Schaltung durch parallel-schalten hochohmiger Widerstände zu den einzelnen Brückenzeigen. Die Meßanordnung hierzu ist in Abb. 6 schematisch dargestellt. Ein Dewargefäß von 20 Liter Inhalt enthält das Widerstandsthermometer, ein Quecksilberthermometer mit $1/100$ Grad-Teilung, einen Rührer und einen Heizkörper mit einer Leistung von 50 Watt. Sämtliche Widerstände der Brückenschaltung befinden sich in dem Temperaturbad, da der Temperaturkoeffizient des verwendeten Konstantandrahtes sonst nicht klein genug ist.

Das Dewargefäß wird zu Beginn mit Wasser und Eis gefüllt und dann langsam aufgeheizt. 15 Minuten vor jeder Messung wird die Heizung abgeschaltet.

Legenden zu den nebenstehenden Abbildungen (Tafel 3)

Abb. 6: Temperaturbad zur Messung der Funktion $f(\tau)$: Dewargefäß (a) mit Heizkörper (e), Rührer (d), Quecksilberthermometer (c) und dem zu untersuchenden Widerstandsthermometer (b).

Abb. 7: Schaltung zur Messung der Funktion $f(\tau)$ und zum Abgleich.

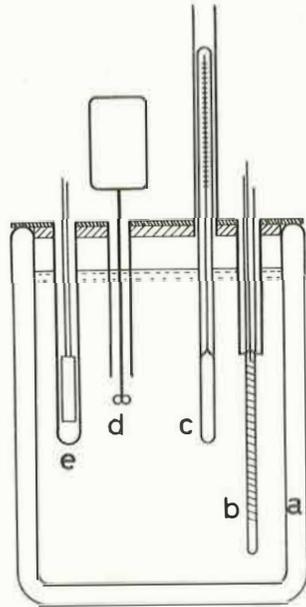


Abb. 6

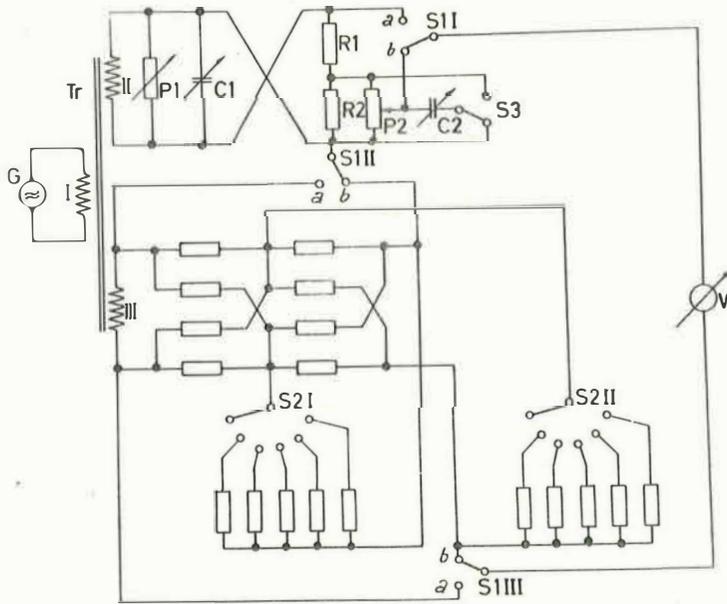


Abb. 7

Tafel 3 (zu H. Hinkelmann)

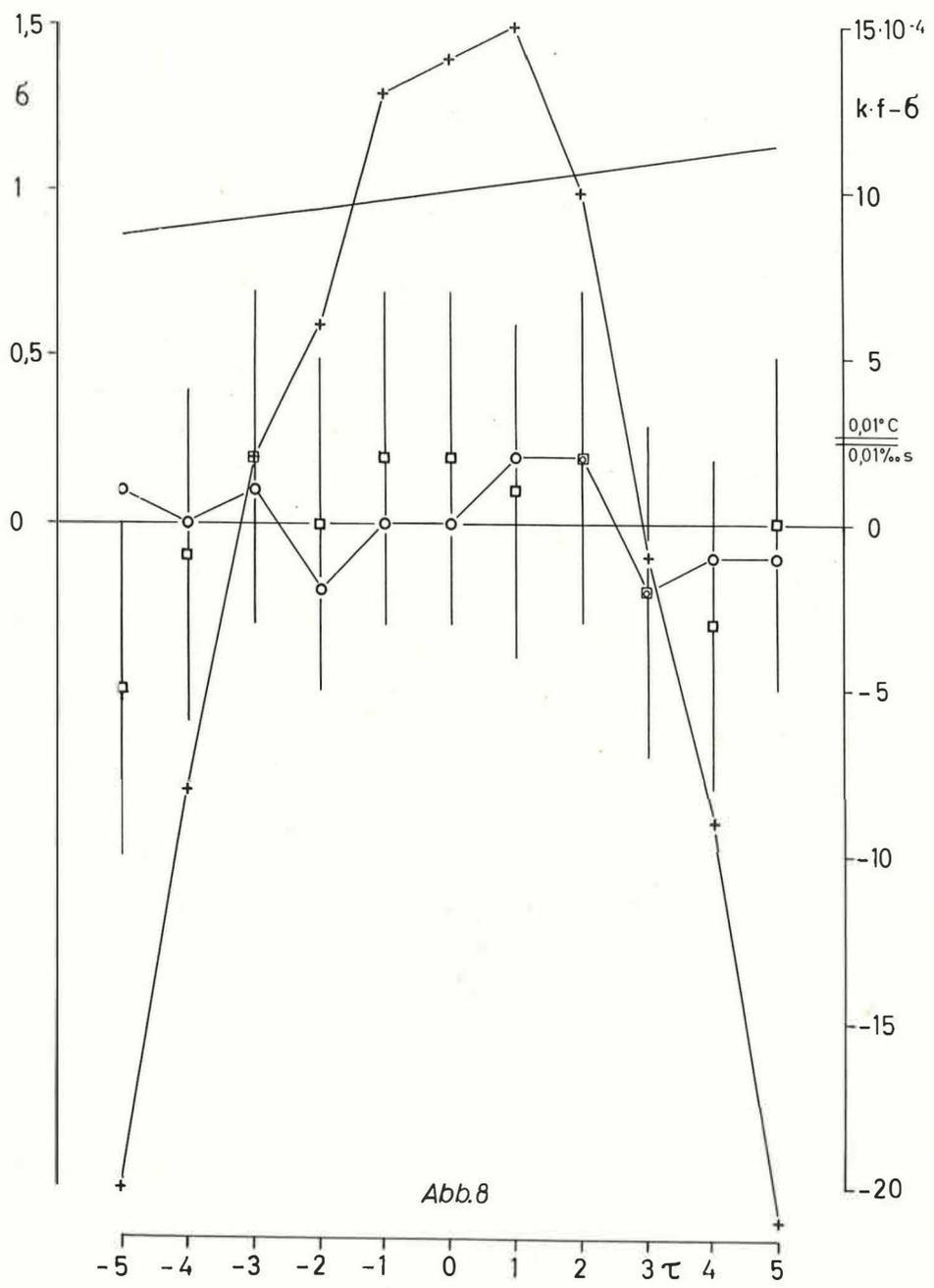


Abb. 8

Tafel 4 (zu H. Hinkelmann)

Zum Messen und Abgleichen dient die in Abb. 7 dargestellte Meßschaltung. Die Spannung des Generators (2,5 V, 120 Hz) wird auf die Wicklung I des Transformators Tr (10 : 1 : 1) gegeben. Die Wicklungen II und III müssen genau gleich sein, sie sind deshalb gleichzeitig gewickelt. Zunächst wird der Schalter S1 in die Stellung a gebracht; dann liegt die Differenz der Spannungen an den Wicklungen II und III am Eingang des selektiven Röhrenvoltmeters V. Durch Einstellen von P1 und C1 erreicht man, daß die Spannungen nach Betrag und Phase gleich sind, die Differenz also verschwindet. (Bei einem anderen Trafo muß C1 möglicherweise parallel zur Wicklung III liegen.) Dann wird S1 in die Stellung b gebracht. Jetzt mißt das Röhrenvoltmeter die Differenz der durch die Brücke geteilten Spannung III und der durch den Spannungsteiler R1, R2 und durch das Potentiometer P2 geteilten Spannung II. Diese Differenz bringt man durch Einstellen von P2 und C2 zum verschwinden. Dann kann man den Wert $f(\tau)$ an P2 ablesen. P2 ist ein geeichtes Potentiometer Fabrikat Beckmenn/Helipot Typ AN mit einer Linearitätstoleranz von 0,025%.

Da die Einstellung der Temperatur sehr langwierig ist, die elektrische Messung der Funktionswerte $f(\tau)$ dagegen nur einige Sekunden dauert, sind mehrere Korrekturwiderstände mit einem Stufenschalter S2 wahlweise zuschaltbar. Man mißt $f(\tau)$ bei jeder Temperatur für alle Korrekturwiderstände und findet dann den optimalen durch Interpolation.

Die Platinthermometer brauchen nicht abgeglichen zu werden. Wenn die beiden Thermometer etwas verschiedene Widerstände haben, bezieht man die übrigen Widerstandswerte auf das Thermometer derselben Brücke. Außerdem genügt es, Korrekturwiderstände zu einer Brücke zuzuschalten.

Die Ergebnisse sind in Abb. 8 zusammengestellt, und zwar sind neben der Funktion σ in tausendfacher Überhöhung folgende Differenzen gezeichnet: $k \cdot f(\tau) - \sigma$ für die einfache Brücke nach Abb. 2 (s. Gln. 16 bis 19), das gleiche für die doppelte Brücke nach Abb. 4 (s. Gln. 20 bis 22) sowie für die in der Schaltung nach Abb. 7 gemessenen Werte für die doppelte Brücke.

Einer Temperaturdifferenz von 0,01°C entspricht ein Fehler von $2,7 \cdot 10^{-4}$, einer Salzgehaltsdifferenz von 0,01‰ s ein solcher von $2,5 \cdot 10^{-4}$. Diese beiden Werte sind auf der rechten Skala markiert, weil man danach die praktische Brauchbarkeit der Näherungen beurteilen kann.

Die Fehler für die doppelte Brücke sind nur von der gleichen Größenordnung wie die Abrundungsfehler und die Streuung der empirischen Funktion σ , sie sind also davon nicht mehr zu trennen.

Die absolute Genauigkeit des verwendeten Thermometers war mit $\pm 0,02^\circ\text{C}$ angegeben. Die hierdurch bedingte Unsicherheit der Meßwerte überwiegt alle anderen Fehler; sie ist in der Abbildung durch die senkrechten Strichen angegeben. Der Einfluß dieser Unsicherheit auf die Annäherung des Funktionsverlaufs ist aber gering. Der erste Meßpunkt ist unsicher, weil er mit einem anderen Thermometer bestimmt und nachträglich korrigiert wurde.

Literaturverzeichnis

HAMON, B. V. (1957—1958): The effect of pressure on the electrical conductivity of sea-water. J. Mar. Res. 16, 83. — HINKELMANN, H. (1960): Über eine Darstellung der elektrischen Leitfähigkeit von Seewasser als Produkt zweier Funktionen zum Zwecke einer direkten Messung des Salzgehaltes mit elektrischen Sonden. Kieler Meeresf. XVI, 3.

Legende zu der nebenstehenden Abbildung (Tafel 4)

Abb. 8: Die Funktion σ (ausgezogen) und die Differenzen $k \cdot f - \sigma$ für die einfache Brücke, berechnet (Kreuze), für die doppelte Brücke, berechnet (Kreise) und gemessen (Quadrate).