

Diese Beschreibung charakterisiert die Eigenschaften der Erfindung bezüglich des gelösten technischen Problems und den Fortschritt gegenüber dem Stand der Technik.

---

## 2.1 Durch die Erfindung gelöstes technische Problem

Zur Messung elektrischer Ströme mit Hilfe faseroptischer Sensoren wurden vom Autor schon einige grundsätzliche Lösungen erfindungsgemäß beschrieben. Diese Schaltungsanordnungen beruhten auf dem Kompensationsprinzip zur Elimination der störenden Doppelbrechung handelsüblicher Lichtwellenleiter (LWL). Unter Verwendung der z-Komponenten-Übertragungsfunktionen erfolgte der Nachweis der Messgröße in Form des elektrischen Stromes  $i$  mit Hilfe des Faraday-Effektes. Dabei entstand gegenüber den Lösungen in der Literatur eine einfach zu realisierende skalare Kompensationsbedingung für den Doppelbrechungsparameter  $\delta$ . Nachteilig daran war, dass der faseroptische Stromsensor mit einer Laserdiode schräg angeregt werden muss, um die z-Komponente der jeweiligen Feldgröße für Licht als elektromagnetische Welle am Eingang zu erhalten und dass am Ausgang zur Gewinnung der z-Komponente ein z-Komponenten-Analysator (ZKA) mit einer Ringphotodiode benötigt wurde.

## 2.2 Bisherige Lösungen und Stand der Technik

Das geschilderte Problem wurde bisher durch parallele Anregung und parallelen Empfang gelöst.

---

## 2.3 Nachteile der bekannten Lösungen

Ein erster Nachteil der bekannten Lösungen besteht darin, dass die Doppelbrechung  $\Delta n_o$  im Messwert als elektrischer Strom  $i_o$  enthalten ist und somit nicht kompensiert wird. Würde man die in der Literatur beschriebenen Schaltungsanordnungen einfach parallel anregen und einen parallelen Empfang realisieren, so entstünden 4 Kompensationsvorschriften für die 4 Matrizenelemente der Jones-Matrix, die als zweiter Nachteil schwer zu realisieren sind.

---

## 2.4 Aufgabe der Erfindung

Der vorgelegten Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, alle Vorteile aus der Literatur beizubehalten und die Nachteile „Matrizenkompensationsbedingung“ und Verwendung nicht handelsüblicher Baugruppen für die schräge Anregung und für die Ringphotodiode grundsätzlich zu vermeiden.

---

## 2.5 Lösung der Aufgabe durch die Erfindung

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch parallele Anregung und parallelen Empfang sowie Ausblendung von 3 Matrizenelementen der Jones-Matrix mit Hilfe geeigneter Polarisatoren realisiert, so dass für das 4. Matrizenelement der resultierenden Jones-Matrix eine skalare Kompensationsbedingung für den Doppelbrechungsparameter  $\delta$  übrig bleibt.

---

## 2.6 Neues und Kern der Erfindung

Das wesentlich Neue und der Kern der Erfindung sind darin zu sehen, dass alle Vorteile aus der Literatur beibehalten und die Nachteile, die Verwendung von Baugruppen zur schrägen Anregung und den Einsatz einer Ringphotodiode betreffend, vermieden werden.

## 2.7 Wesentliche und zusätzliche Vorteile der Erfindung

Die zusätzlichen Vorteile der vorgelegten Erfindung sind

- einfacher Abgleich des Stromsensors mit einem einstellbaren Polarisator,
- kleiner messgrößenproportionaler Messwert  $i_o$  durch Verwendung unterschiedlicher Windungszahlen für die LWL-Spulen und die elektrischen Spulen,
- vereinfachter Aufbau der Signalverarbeitungseinheit des Stromsensors gegenüber den Lösungen aus der Literatur und damit insgesamt
- geringere Kosten gegenüber den Lösungen aus der Literatur.

## 2.8 Erläuterung der Erfindung

### 2.8.1 Grundlagen

Zur Analyse der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung nach Abb. 2.1 setzen wir voraus, dass die Laserdiode am Tor 1 ein Verschiebungsflussdichte-Sendesignal

$\begin{pmatrix} D_{x1} \\ D_{y1} \end{pmatrix}$  mit  $D_{x1} \neq 0$  erzeugt. Der faseroptische Isolator lässt das Licht nur in

Pfeilrichtung durch und vermeidet so, dass reflektiertes Licht aus dem Inneren des Stromsensors die Laserdiode beschädigt. Es gilt am Tor 2:

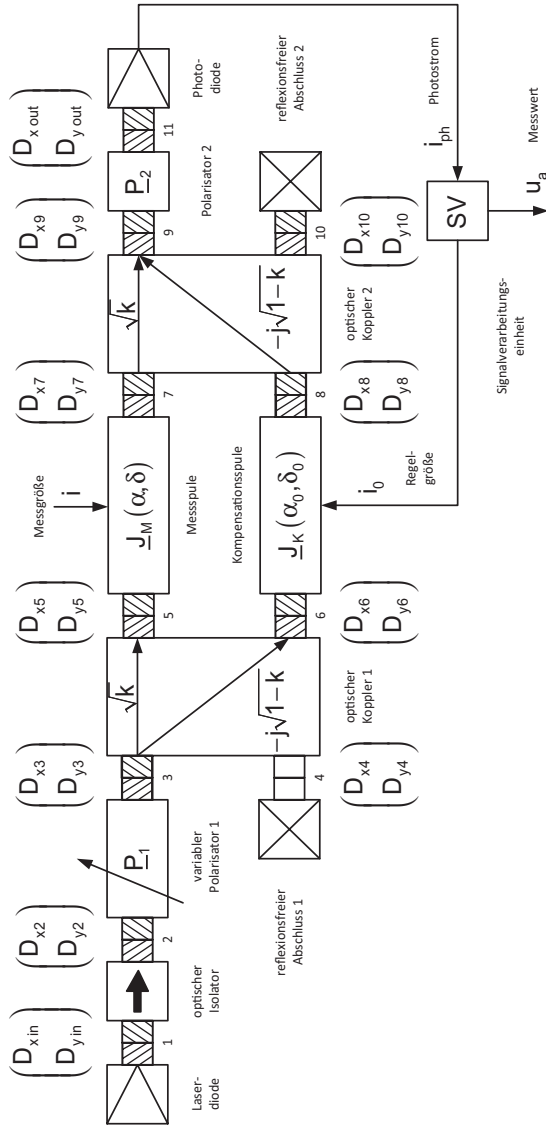
$$\begin{pmatrix} D_{x2} \\ D_{y2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{x1} \\ D_{y1} \end{pmatrix}. \quad (2.1)$$

Der variable Polarisator 1 besitzt die Jones-Matrix

$$\underline{P}_1 = \begin{pmatrix} \cos^2 \Theta & \cos \Theta \sin \Theta \\ \cos \Theta \sin \Theta & \sin^2 \Theta \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

Der Erhebungswinkel  $\Theta$  in (2.2) wird gegenüber der Jones-Matrix  $\underline{P}_2$  des festen Polarisators 2 so eingestellt, dass Polarisator 1 und Polarisator 2 jeweils unterschiedliche Polarisationsmoden durchlassen. Eine einfache Lösung ist dann mit  $\Theta = 0$  durch

$$\underline{P}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \underline{P}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

**Abb. 2.1** Transmittierender Faraday-Effekt-Stromsensor

gegeben.

Damit erhält man am Tor 3:

$$\begin{pmatrix} D_{x3} \\ D_{y3} \end{pmatrix} = \underline{P}_1 \begin{pmatrix} D_{x2} \\ D_{y2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_{xin} \\ D_{yin} \end{pmatrix}. \quad (2.4)$$

Der optische Koppler 1 nimmt mit dem Koppelfaktor  $k$  handelsüblicher Bauelemente eine Aufspaltung des Signals am Tor 3 in die Signale am Tor 5 und 6 gemäß (2.5) vor.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} D_{x5} \\ D_{y5} \end{pmatrix} &= \sqrt{k} \begin{pmatrix} D_{x3} \\ D_{y3} \end{pmatrix} = \sqrt{k} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_{xin} \\ D_{yin} \end{pmatrix}, \\ \begin{pmatrix} D_{x6} \\ D_{y6} \end{pmatrix} &= -j\sqrt{1-k} \begin{pmatrix} D_{x3} \\ D_{y3} \end{pmatrix} = -j\sqrt{1-k} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_{xin} \\ D_{yin} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Die Jones-Matrizen  $\underline{J}_M(\alpha, \delta)$  der Messspule und  $\underline{J}_K(\alpha_o, \delta_o)$  der Kompensationspule lauten

$$\underline{J}_M(\alpha, \delta) = \begin{pmatrix} a + jb & -e \\ e & a - jb \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

mit

$$\begin{aligned} a &= \cos\left(\frac{d}{2}\right), \quad b = \frac{\delta \sin(d/2)}{2 \cdot d/2}, \quad e = \alpha \frac{\sin(d/2)}{d/2}, \\ d &= \sqrt{\delta^2 + 4\alpha^2}, \quad \delta = \frac{\omega}{c} \Delta n L, \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\underline{J}_K(\alpha_o, \delta_o) = \begin{pmatrix} a_o + jb_o & -e_o \\ e_o & a_o - jb_o \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

mit

$$\begin{aligned} a_o &= \cos\left(\frac{d_o}{2}\right), \quad b_o = \frac{\delta_o \sin(d_o/2)}{2 \cdot d_o/2}, \quad e_o = \alpha_o \frac{\sin(d_o/2)}{d_o/2}, \\ d_o &= \sqrt{\delta_o^2 + 4\alpha_o^2}, \quad \delta_o = \frac{\omega}{c} \Delta n_o L_o. \end{aligned} \quad (2.9)$$

In (2.7) und (2.9) bedeuten:

$$\alpha = VN_i, \alpha_o = VN_o i_o \text{ Faraday- Winkel für Mess-, Kompensationsspule} \quad (2.10)$$

mit

V	Verdet-Konstante,
N, N <sub>o</sub>	Windungszahlen von LWL-Mess- und Kompensationsspule,
i	elektrischer Strom (Messgröße),
i <sub>o</sub>	elektrischer Strom (Regelgröße),
δ, δ <sub>o</sub>	Doppelbrechungsparameter der Lichtwellenleiter,
$\Delta n =  n_y - n_x $	Doppelbrechungen mit den Hauptbrechzahlen $n_y, n_x, n_{yo}, n_{xo}$ der Lichtwellenleiter,
$\Delta n_o =  n_{yo} - n_{xo} $	
L, L <sub>o</sub>	vorläufige Länge der LWL-Mess- und Kompensationsspule,
ω	Kreisfrequenz des Lichtes der anregenden Laserdiode,
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum.

Mit (2.6) bis (2.10) ergibt sich für die Verschiebungsflussdichte-Signale an Tor 7 und 8 bei Berücksichtigung von (2.5):

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} D_{x7} \\ D_{y7} \end{pmatrix} &= \underline{J}_M(\alpha, \delta) \begin{pmatrix} D_{x5} \\ D_{y5} \end{pmatrix} = \sqrt{k} \begin{pmatrix} a + jb \\ e \end{pmatrix} D_{xin}, \\ \begin{pmatrix} D_{x8} \\ D_{y8} \end{pmatrix} &= \underline{J}_K(\alpha_o, \delta_o) \begin{pmatrix} D_{x6} \\ D_{y6} \end{pmatrix} = -j\sqrt{1-k} \begin{pmatrix} a_o + jb_o \\ e_o \end{pmatrix} D_{xin}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Am Tor 9 des optischen Kopplers 2 erhalten wir

$$\begin{pmatrix} D_{x9} \\ D_{y9} \end{pmatrix} = \sqrt{k} \begin{pmatrix} D_{x7} \\ D_{y7} \end{pmatrix} - j\sqrt{1-k} \begin{pmatrix} D_{x8} \\ D_{y8} \end{pmatrix}, \quad (2.12)$$

und weiter ergibt sich aus (2.12) mit (2.11):

$$\begin{pmatrix} D_{x9} \\ D_{y9} \end{pmatrix} = \left[ k \begin{pmatrix} a + jb \\ e \end{pmatrix} - (1-k) \begin{pmatrix} a_o + jb_o \\ e_o \end{pmatrix} \right] D_{xin}. \quad (2.13)$$

Des Weiteren gilt mit (2.3) und (2.13) für das Verschiebungsflussdichte-Ausgangssignal

$$\begin{pmatrix} D_{xout} \\ D_{yout} \end{pmatrix} = P_2 \begin{pmatrix} D_{x9} \\ D_{y9} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \left[ k \begin{pmatrix} a + jb \\ e \end{pmatrix} - (1-k) \begin{pmatrix} a_o + jb_o \\ e_o \end{pmatrix} \right] D_{xin},$$

$$\begin{pmatrix} D_{xout} \\ D_{yout} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ k e - (1-k) e_o \end{pmatrix} D_{xin}. \quad (2.14)$$

Somit erhalten Sie als nichtverschwindende Komponente des optischen Ausgangssignals

$$D_{yout} = [k e - (1-k) e_o] D_{xin}. \quad (2.15)$$

Aus (2.15) wird mit

$$P_{yout} = |D_{yout}|^2 \zeta$$

(2.16)

und

$$P_{xin} = |D_{xin}|^2 \zeta$$

die Leistungsübertragungsgleichung des erfindungsgemäßen faseroptischen Stromsensors in der Form

$$P_{yout} = [k e - (1-k) e_o]^2 P_{xin}, \quad (2.17)$$

wobei bedeuten:

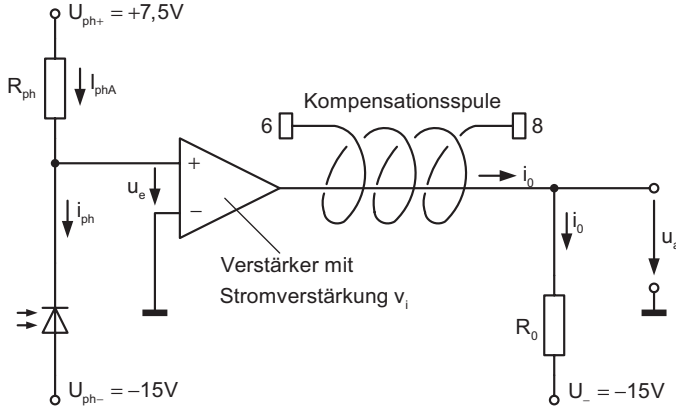
$P_{xin}$  optische Leistung der x-Komponente des Sendesignals,

$P_{yout}$  optische Leistung der y-Komponente des Ausgangssignals,

$\zeta$  Proportionalitätsfaktor.

Mit der Photoempfindlichkeit  $S_E$  der Photodiode erhalten Sie schließlich den Photostrom  $i_{ph}$  in der Form

$$i_{ph} = S_E P_{yout} = [k e - (1-k) e_o]^2 S_E P_{xin}. \quad (2.18)$$



**Abb. 2.2** Signalverarbeitungseinheit für den transmittierenden Faraday-Effekt-Stromsensor

## 2.8.2 Signalverarbeitung

In Abb. 2.2 ist die Signalverarbeitungseinheit für den transmittierenden Faraday-Effekt-Stromsensor dargestellt.

Daraus folgt unter der Voraussetzung, dass der Verstärker als Eingangsstufe einen Operationsverstärker enthält, die Konstanzbedingung für den Photostrom

$$i_{ph} = I_{phA} = \frac{U_{ph+}}{R_{ph}} = \text{const.} \quad (2.19)$$

Weiterhin soll die Laserdiode in Abb. 2.1 amplitudenstabilisiert sein, so dass gilt:

$$P_{xin} = \text{const.} \quad (2.20)$$

Aus (2.18) und (2.19) erhalten Sie:

$$I_{phA} = [ke - (1 - k) e_o]^2 S_E P_{xin}. \quad (2.21)$$

Die Auflösung von (2.21) nach  $e_o$  ergibt:

$$e_o = \frac{k}{1 - k} e \pm \underbrace{\sqrt{\frac{I_{phA}}{(1 - k)^2 S_E P_{xin}}}}_{=e_{oA}}. \quad (2.22)$$



In (2.22) stellt  $e_{oA}$  den Wert von  $e_o$  im Arbeitspunkt dar, so dass mit (2.7) und (2.10) gilt:

$$i = 0 \rightarrow \alpha = 0 \rightarrow e = 0, \quad (2.23)$$

$$\rightarrow e_o = \underbrace{\frac{k}{1-k}}_{=0} e + e_{oA} = e_{oA}. \quad (2.24)$$

Dabei erhalten Sie für  $e_{oA}$  mit (2.9) und (2.10):

$$e_{oA} = V N_o I_{oA} \frac{\sin\left(\frac{1}{2} \sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 I_{oA}^2}\right)}{\frac{1}{2} \sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 I_{oA}^2}}. \quad (2.25)$$

In (2.25) stellt  $I_{oA}$  den Wert der Regelgröße  $i_o$  im Arbeitspunkt dar.  
Allgemein gilt also:

$$e_o = \frac{k}{1-k} e + e_{oA}. \quad (2.26)$$

Mit (2.19), (2.22) und (2.25) erhalten Sie als Dimensionierungsbedingung für den Widerstand  $R_{ph}$ :

$$R_{ph} = \frac{U_{ph+}}{I_{phA}} \quad \text{mit} \quad (2.27)$$

$$I_{phA} = \frac{(1-k)^2 S_E P_{xin} 4 V^2 N_o^2 I_{oA}^2 \sin^2\left(\frac{1}{2} \sqrt{\delta_o^2 + 4 V^2 N_o^2 I_{oA}^2}\right)}{\delta_o^2 + 4 V^2 N_o^2 I_{oA}^2} \quad (2.28)$$

Aus Abb. 2.2 folgt für die Ausgangsspannung  $u_a$ :

$$u_a = R_o i_o + U_-. \quad (2.29)$$

Der Widerstand  $R_o$  wird nun so dimensioniert, dass die Ausgangsspannung im Arbeitspunkt  $U_{oA}$  gleich Null ist.

Mit

$$U_{oA} = R_o I_{oA} + U_- = 0 \quad (2.30)$$

folgt die Dimensionierungsbedingung

$$R_o = -\frac{U_-}{I_{oA}}. \quad (2.31)$$

Das elektrische Netzwerk in Abb. 2.2 kann mit der Bedingung für die Sperrspannung an der Photodiode, d. h.

$$U_- = U_{ph-} = -15V \ll 0 \quad (2.32)$$

als linear angesehen werden, wenn man die Gleichspannungsquellen mit  $U_-$ ,  $U_{ph-}$  und  $U_{ph+}$  nach Abb. 2.2 aus diesen Netzwerk herauszieht und außen anschaltet. Somit gilt der Ansatz für die Regelgröße  $i_o$  in der Form

$$i_o = i_{o-} + I_{oA}. \quad (2.33)$$

Dabei kennzeichnet  $i_{o-}$  den „Wechselanteil“ von  $i_o$ , der im Entartungsfall auch ein Gleichstromanteil sein kann, wenn man von der Kosinusfunktion mit der Kreisfrequenz  $\omega_m = 0$  des Messgrößensignals ausgeht. Für das nichtlineare optische Netzwerk des faseroptischen Stromsensors bezüglich  $\alpha$  und  $\alpha_o$  folgt aus (2.26) mit (2.7), (2.9), (2.10), und (2.25) die Gleichung (2.34).

$$\begin{aligned} & \underbrace{VN_o i_o \frac{\sin\left(\frac{1}{2}\sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 i_o^2}\right)}{\frac{1}{2}\sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 i_o^2}}}_{=e_o} \\ &= \frac{k}{1-k} VN_i \underbrace{\frac{\sin\left(\frac{1}{2}\sqrt{\delta^2 + 4V^2 N^2 i^2}\right)}{\frac{1}{2}\sqrt{\delta^2 + 4V^2 N^2 i^2}}}_{=c} + VN_o I_{oA} \underbrace{\frac{\sin\left(\frac{1}{2}\sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 I_{oA}^2}\right)}{\frac{1}{2}\sqrt{\delta_o^2 + 4V^2 N_o^2 I_{oA}^2}}}_{=e_{oA}} \end{aligned} \quad (2.34)$$



<http://www.springer.com/978-3-658-09023-4>

Transmittierender Faraday-Effekt-Stromsensor

Thiele, R.

2015, IX, 53 S. 20 Abb., Softcover

ISBN: 978-3-658-09023-4