

## Schalten wie von Geisterhand – in der Zeitebene liegt der Zauber

Mechanische Taster und Schalter bilden häufig die Schnittstelle in der Mensch-Maschine-Kommunikation. Meist sind sie wegen ihres mechanischen und elektrischen Verschleißes die Ursache für Fehlfunktionen in elektronischen Systemen. Darüber hinaus müssen beim Design von Geräten Durchbrüche für Gerätetasten eingebracht werden. Bei erhöhten Anforderungen an Wasser- oder Staubbichtigkeit treten zusätzliche Kosten auf.

Durch kapazitiv wirkende, selbstabgleichende Sensortasten sind elegante, wartungsfreie Lösungen möglich. Alle kapazitiven Sensoren erfassen nach Gleichung [1] jede Änderung der Kondensator-Geometrie (Elektrodenfläche **A**; Elektrodenabstand **a**) oder des Kondensator – Dielektrikums (materialspezifische Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$ ) durch eine Messung der Kapazität **C<sub>s</sub>** an ihrer Sensorfläche mit elektronischen Mitteln.

$$C_s = \epsilon_0 \epsilon_r A/a \quad [1]$$

**Konventionelle** kapazitive Näherungsschalter verwenden die Kapazität **C<sub>s</sub>** an ihrer Sensorfläche als frequenzbestimmendes Element in einem Oszillator und werten eine Frequenzverschiebung, eine Amplitudenänderung oder eine Dämpfungszunahme über analoge Verfahren aus. Typisch ist hier die Notwendigkeit der Einstellung eines **statischen Schaltabstandes „a“**. Überschreitet **C<sub>s</sub>** einen vorher eingestellten Grenzwert, dann wird ein Schaltsignal generiert. Nachteil dieses Verfahrens ist der erhebliche Einfluss von Verschmutzungen oder Feuchtigkeit, weil sich dadurch auch die Kapazität **C<sub>s</sub>** an der Sensorfläche ändert. Das führt zur Veränderung des Schaltabstandes „a“ bzw. sogar zum Fehlschalten des Sensors. Das kontinuierlich generierte HF-Signal kann durch Einzelstörungen (ESD/Surge/Burst) jederzeit beeinflusst werden, was ggf. zu Fehlfunktionen führt. Um Temperaturabhängigkeiten auszuschalten, müssen aufwendige schaltungstechnische Maßnahmen mit teuren analogen Präzisionsbauelementen getroffen werden, was die Kosten für ein solches System in die Höhe treibt. Außerdem sind auch nach der Installation eines kapazitiven Näherungsschalters z.T. aufwendige Justagearbeiten zur exakten Einstellung des gewünschten Schaltabstandes erforderlich. Insbesondere die beiden letztgenannten Tatsachen haben bisher verhindert, dass kapazitiven Sensoren als vollelektronische Eingabelemente in der Mensch-Maschine Kommunikation größere Verbreitung fanden.

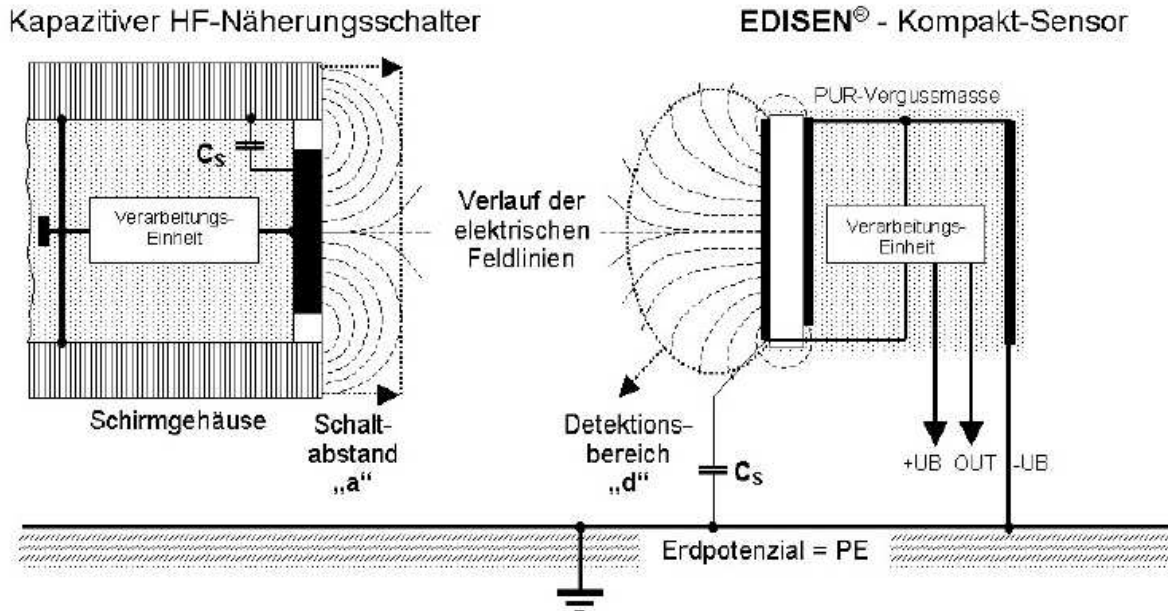


Bild 1: Feldverteilung an kapazitiven Sensoren

Die digitalen kapazitiven Sensoren von **EDISEN® SENSOR SYSTEME** schaffen genau an dieser Stelle Abhilfe. Sie arbeiten nach einem neuartigen, patentierten Auswerteverfahren, das 1995 vom Firmengründer **Erich Dickfeld** für kapazitive **SENSoren** entwickelt wurde. Die Erfassung der Kapazität **C<sub>s</sub>** an der Sensorfläche erfolgt durch deren wiederholte Umladung von einem definierten Gleichspannungspotenzial zu einem anderen über eine Konstantstromquelle oder einen Widerstand (Bild 3). Das sich aufbauende elektrische Feld an der Sensorfläche ist dabei auf Erde = PE bezogen (Bild 1). Durch eine direkte Kapazitäts-Zeit-Wandlung über eine rein digitale

Auswerteelektronik erfolgt eine Bewertung der benötigten Umladezeit  $t_u$ , indem diese mit einem internen, nachgeführten Referenzzeitraum  $t_{ref}$  verglichen wird. Als Bewertungsergebnis erhält man lediglich die rein qualitativen Aussagen ( $t_u < t_{ref}$ ) = „L“ oder ( $t_u > t_{ref}$ ) = „H“. Es erfolgt also keine absolute Messung der Umladezeit  $t_u$ , sondern nur ein Vergleich zweier Zeiträume. Diese rein digitale Vergleichsoperation besitzt eine Auflösung im Picosekunden-Bereich, so dass bei Umladezeiten  $< 2 \mu s$  Kapazitätsänderungen im Femto – Farad – Bereich sicher detektiert werden können. Da für diese schnelle Umladung der Sensorflächenkapazität  $C_s$  relativ große Ströme  $I_E$  erforderlich sind, wird die Messstrecke niederohmig und damit wenig empfindlich für elektromagnetische Störungen. Der über eine Regelung nachgeführte Referenzzeitraum  $t_{ref}$  führt im Idealfall zum Regelungsziel „ $t_u = t_{ref}$ “. Da die Sensorflächenkapazität  $C_s$  ständigen Veränderungen durch Umwelt-Einflüsse unterliegt, wird dieser Idealfall praktisch nie erreicht. Im abgeglichenen Zustand des Sensors ergeben die aufeinanderfolgenden Vergleichsoperationen abwechselnd die beiden Ergebnisse „L“ bzw. „H“. Aus dieser Folge von qualitativen Vergleichsaussagen entsteht ein digitaler Datenstrom, der den zeitlichen Verlauf der Änderungen der Kapazität  $C_s$  an der Sensorfläche beschreibt. Dieser Datenstrom kann problemlos gespeichert und mit Microcontrollern weiterverarbeitet werden (Bild 2). Der Speicherinhalt ist ein direktes Abbild des Momentanwertes der Kapazität  $C_s$ . Er kann daher auch als statischer Messwert ausgegeben werden.

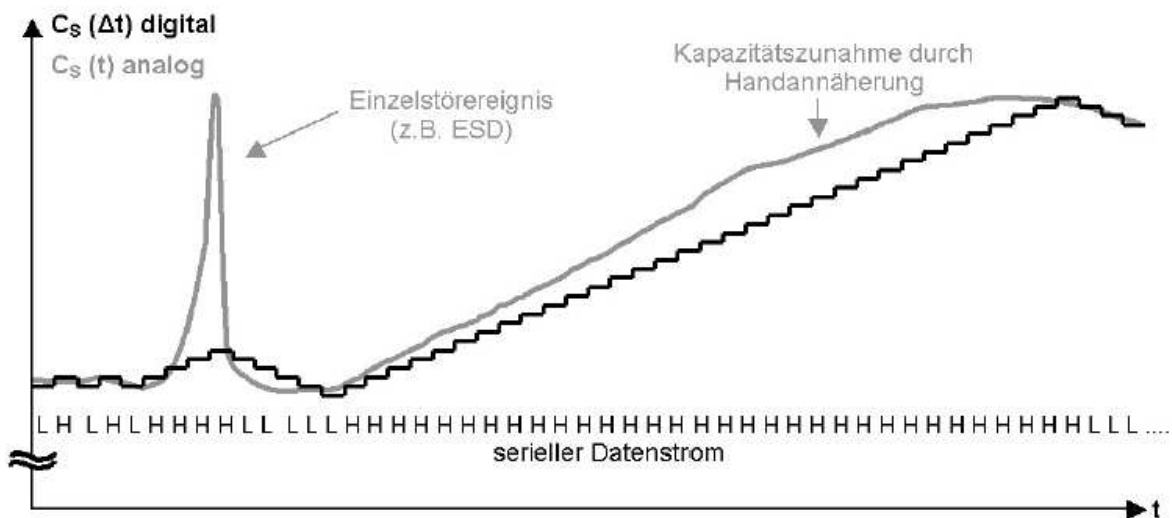


Abbildung 2: Darstellung der Funktion  $C_s = f(t)$  durch einen seriellen Datenstrom

Begrenzt man nun die Regelungsdynamik, welche eine Funktion der Stellgröße  $dt_{ref}$  je Abtastung und der Anzahl der Abtastungen je Zeiteinheit ist, dann können durch die Regelung nur noch „langsame“ Veränderungen der Umladezeit  $t_u$  durch eine entsprechende Nachführung von  $t_{ref}$  kompensiert werden. Diese Maßnahme führt zu einer differentiellen Bewertung der Sensorflächenkapazität  $C_s$ , d.h. nur deren Änderungsgeschwindigkeit  $dC_s/dt$  wird bewertet (Bild 3). Daraus resultiert auch, dass der statische Grundwert von  $C_s$  praktisch keinen Einfluß auf die Empfindlichkeit des Sensors hat. Übersteigt die Änderungsgeschwindigkeit  $dC_s/dt$  und damit die Änderung der Umladezeit  $dt_u$  je Abtastung einen Grenzwert, dann resultiert daraus im digitalen Datenstrom eine ununterbrochene Folge von „H“-Impulsen (bei Kapazitätzunahme =  $+dC_s/dt$ ) bzw. „L“-Impulsen (bei Kapazitätsabnahme =  $-dC_s/dt$ ). Somit lassen sich in Abhängigkeit von der gewählten Regelungsdynamik Veränderungen der Sensorflächenkapazität  $C_s$  ausblenden ( $dC_s/dt < \text{Grenzwert}$ ) oder hervorheben ( $dC_s/dt > \text{Grenzwert}$ ). Ein weiterer Vorteil liegt in der abtastenden Arbeitsweise des Sensors. Da die Sensorelektronik nur während des Umladevorganges ( $< 2 \mu s$ ) aktiv ist und bis zum nächsten Umladevorgang ruht, lässt sich der Leistungsverbrauch bis in den  $\mu W$ -Bereich senken. Außerdem ist ein Zeitmultiplex-Betrieb möglich, bei dem bis zu 16 Kanäle von einer Zentralelektronik bedient werden. Die einzelnen Kanäle können sich wegen der zeitversetzten Abtastung gegenseitig nicht beeinflussen. Auch die Trennung von Sensorfläche und Auswerteelektronik wird erst durch die abtastende Arbeitsweise möglich. Als Verbindungsleitung zwischen Sensorfläche und Elektronik wird Koaxialkabel mit einer Länge  $< 10 m$  verwendet. Die störende Kabelkapazität (50 ... 100 pF/m) wird durch einen potentialgesteuerten Kabelschirm („driven shield“) eliminiert. Signalreflexionen durch Fehlanpassung spielen keine Rolle, da nur die erste Wellenfront bewertet wird. Würde man das gleiche mit kontinuierlichen HF-Signalen versuchen, stieße man wegen der Reflexionen sehr schnell an schaltungstechnische Grenzen.

Bild 3: Prinzipschaltung eines EDISEN<sup>®</sup>-Sensors

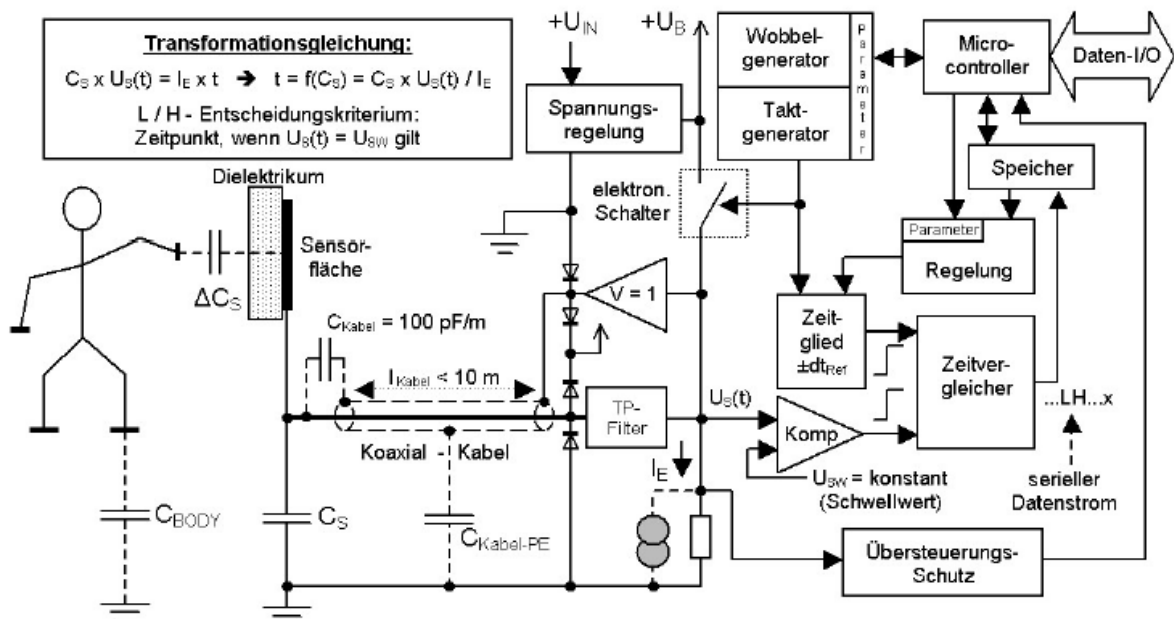


Bild 3: Prinzipschaltung eines **EDISEN**®-Sensors

Da kapazitiv arbeitende Systeme in Fachkreisen den Ruf haben, empfindlich auf elektromagnetische Störungen zu reagieren, soll das Thema EMV in Bezug auf **EDISEN**®-Sensoren am Beispiel eines Kompaktsensors eingehender behandelt werden. Dieser Sensortyp kann mechanische Tasten dort ersetzen, wo erhöhte Anforderungen an Vandalismussicherheit, Verschleißfreiheit, Design oder Wasser- und Staubdichtheit bestehen.

In seiner Regeldynamik ist er auf die normale menschliche Motorik abgestimmt, so dass er wie ein mechanischer Taster zu bedienen ist. Er arbeitet mit einer Abtastfrequenz von (1 ... 1,5) kHz, wobei die zeitlichen Abstände aufeinanderfolgender Abtastungen stochastisch im Bereich von (666 ... 1000) µs verteilt sind („spread spectrum“-Technik). Da eine Abtastung nach ca. 2 µs beendet ist, befindet sich der Sensor zu über 99 % einer Abtastperiode im Ruhezustand. Damit haben Einzelstörereignisse wie ESD/Surge/Burst nur eine Chance von 1:333 bis 1:500, überhaupt einen Abtastvorgang zu beeinflussen. Tritt dieser Fall dennoch ein, werden lediglich 50 % aller Abtastergebnisse verfälscht, wobei jede Störung nur vorzeichenmäßig eingeht, nicht jedoch betragsmäßig. Das resultiert aus dem schon beschriebenen Vergleich des zeitlichen Eintreffens zweier digitaler Schaltflanken, über die Größe des Zeitunterschiedes wird keine Aussage gemacht. Einzelstörungen werden in ihrem Einfluss durch die Mittelung von 50 bis 100 Abtastergebnissen weitgehend zurückgedrängt. Bei kontinuierlichen Störsignalen trifft der Beginn jeder Abtastung auf eine zufällige Phasenlage des Störsignals. Die internen Eingangs-Tiefpaß-Filter sind so dimensioniert, dass Störsignale im MHz-Bereich praktisch keinen Einfluss mehr auf die Signalverarbeitung haben. Führen Störsignale mit extremen Pegeln zur Übersteuerung (siehe Bild 3), wird die Empfindlichkeit des Sensors automatisch reduziert, um Fehlauslösungen zu verhindern.

All diese Verfahrensvorteile und die relative Niederohmigkeit des Sensoreingangs gewährleisten eine hohe Störfestigkeit. Alle **EDISEN**®-Sensoren sind CE-zertifiziert und nach den europäischen EMV-Richtlinien von einem akkreditierten Prüflabor getestet worden und so für den gewerblichen und industriellen Einsatz geeignet.

Inzwischen werden von **EDISEN**® **SENSOR SYSTEME** verschiedene Typen von Kompaktsensoren, programmierbare Tastaturelektroniken sowie ein Analogsensor zur Füllstandsmessung angeboten.

Darüber hinaus können kundenspezifische Lösungen auf der Basis der **EDISEN**®-Technik realisiert werden.

**EDISEN SENSOR SYSTEME GmbH & Co. KG - 2005**