

Feldbussystem mit kontaktloser Energie- und Datenübertragung

U.Vogl, H.-P. Schmidt

Fakultät für Elektro- und Informationstechnik

HAW-Amberg-Weiden

Kaiser-Wilhelmring 23, 92224 Amberg

U.Vogl@HAW-aw.de, H.Schmidt@HAW-aw.de

Abstract : Bei Automatisierungsaufgaben in rauen Umgebungen ist kontaktloser Transfer von Energie und Daten zwischen den einzelnen Einheiten erstrebenswert. Vorteile sind zum Beispiel die Vermeidung von Korrosion und den damit verbundenen hohen Übergangswiderständen sowie eine vereinfachte Installation der Buskomponenten. In diesem Artikel werden die Anforderungen für die Datentübertragung in einem solchen System analysiert und ein Signalverarbeitungskonzept vorgestellt, das die spezifischen Herausforderungen, hervorgerufen durch die Störeinflüsse der Energieübertragung, berücksichtigt. Ein voll funktionsfähiges Bussystem wurde auf dieser Grundlage prototypisch realisiert.

1 Einführung

Ziel ist die Entwicklung einer kombinierten kontaktlosen Energie- und Datenübertragung zur parallelen Versorgung von mehreren Verbrauchern. Sowohl die Energie- als auch die Datenübertragung erfolgen induktiv und sollen für gesteuerte und geregelte Antriebe einsetzbar sein. Bei Buslängen von ca. 70m Länge ist eine Leistungsübertragung bis zu 10kW möglich. Mit diesem System können neben Ohmschen Verbrauchern insbesondere auch handelsübliche Frequenzumrichter mit Motoren kleinerer Leistungen versorgt sowie gesteuert oder geregelt werden. Zur Einspeisung in die Energiebusleitung wird eine gesteuerte H- Brücke verwendet, während einphasige Lasten, über Ferritkerne gekoppelt, kontaktlos versorgt werden. Die Energieübertragung führt zu Störungen des Datenverkehrs: Durch die induktive Kopplung wird zwar die Leistung resonant, und somit im Wesentlichen nur durch die Grundwelle übertragen, die bei Rechtecksignalen nur langsam mit der Frequenz abfallenden Oberschwingungen werden jedoch ebenfalls auf die Leitung aufgeprägt. Die Frequenz der Energieeinspeisung ist dabei nur ungefähr bekannt, und wird lastabhängig geregelt. Ebenso erzeugen die Verbraucher mit Frequenzumrichtern (mit einphasigen Netzanschluss) ausgeprägte harmonische und zwischenharmonische Störungen. Des Weiteren ist auch mit pulsartigen Störungen durch Spannungsspitzen z.B. beim Schalten induktiver Lasten auf der Energiebusleitung zu rechnen. Bei längeren Kabeln kann es darüber hinaus zu Reflexionen an den Abnehmern und den Enden kommen, so dass Impulsantworten mit Delay-Spread von einigen μs durchaus realistisch sind.

Trotz dieser – aus Sicht der Informationsübertragung – massiven Störungen soll ein sicherer Datenbus realisiert werden. In diesem Artikel wird, ausgehend von den physikalischen Randbedingungen und den Anforderungen an das Bussystem, zunächst ein realistisches Kanalmodell entwickelt. Wie sich zeigt, legen die spezifischen Eigenschaften des Kanals, sowie die Anforderungen an das Multi-User-System, OFDM (Orthogonal Frequency Domain Modulation) als Modulationsart nahe, vgl. z.B. [Ka92],[Kl01]. Dies schließt insbesondere die Kanal-Allokation sowie ein zeitliches Interleaving ein. Ebenso ist die spezielle Statistik der Störsignale bei der Berechnung der optimalen Soft-Entscheidungswerte für den Faltungs-Dekoder (Log Likelihood Ratios, LLR) für ein optimales Ergebnis zu berücksichtigen vgl. z.B. [Pr89],[Ro95]. Zur weiteren Verbesserung der Orthogonalität der periodischen Störsignale zum Nutzsignalraum wird eine, die Orthogonalität der OFDM Signale nicht verletzende Fenstermethode vorgeschlagen, die jedoch die Anzahl der Nutzträger reduziert. Schließlich wird eine neue Methode der Symbol- und Taktsynchronisation für das Multi-User OFDM System vorgestellt, welches sämtliche Bus-Teilnehmer in Empfangs- und Senderichtung auf einen Synch-Master synchronisiert. Hierzu wird ein spezieller Synchronisations- Kanal konstruiert, der – ohne Annahmen über die Statistik der User-Daten machen zu müssen– eine exakte Synchronisierung der Synch-Slaves ermöglicht. Auch hier wird das Prinzip der Orthogonalität –diesmal im Zeitbereich– genutzt.

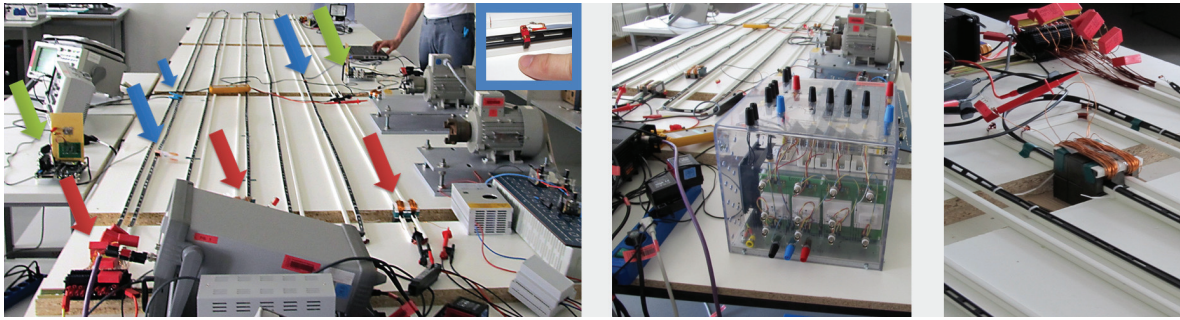


Abbildung 1: Linkes Bild: Auf der Leiterschleife für die Energieübertragung (weiß) ist eine weitere Schleife (braun) für die Datenübertragung aufgebracht (zu Testzwecken nur teilweise). Blaue Pfeile: E-Kerne der Datenein- und Auskopplung, im Inlay oben rechts vergrößert dargestellt. Rote Pfeile: Energie Ein- und Auskopplung, sowie Anpassungsnetzwerk am Ende der Schleife (links). Zu sehen sind zwei Umrichter und die daran angeschlossenen Drehstrommotoren sowie 2 DSP-Boards (grüne Pfeile) mit entsprechenden Analog-Filtern und Vorverstärkern/ Treibern. Mitte: IGBT-H-Brückenschaltung für die Energieübertragung. Rechtes Bild: E-Kern mit Wicklung zur Einspeisung. Letzterer umschließt die Daten-Schleife (braun) an einem Schenkel vollständig. Oben rechts: Anpassungs-Kondensatoren (rot) für die resonante Energieübertragung.

Ähnliche Systeme zur Energieübertragung, allerdings in kleinerem Maßstab, wurden im Rahmen des Projekts KoBa an der HAW Amberg-Weiden bereits umgesetzt [Sm10], [Sm11].

2 Anforderungen

2.1 Physikalische Randbedingungen

Die Übertragung der Daten auf dem Bussystem soll kontaktlos (induktiv) entweder über dieselben Leiterschleifen wie die Energieübertragung, oder über eine zu der Energieschleife parallel geführte eigene Datenschleife erfolgen. In beiden Fällen ist mit der Einstreuung höherer Harmonischer der getakteten Energieleitung zu rechnen, im Fall der separaten Datenschleife ist lediglich die Grundfrequenz besser unterdrückt. In Abbildung 1 ist ein typischer Versuchsaufbau gezeigt.

Aufgrund der Länge der Leitung, der unterschiedlichen Anzahl von möglichen Abgriffen als auch aufgrund der benötigten Hochpassfilter und des Dämpfungsverhaltens der E-Koppelkerne am Empfängerzugang entsteht im betrachteten Nutzfrequenzbereich von 100kHz–600kHz ein nichttriviales effektives Kanalfilter. Neben Amplitudenschwankungen von $\pm 20\text{dB}$ ergeben sich frequenzabhängige Phasenverzerrungen (insbesondere bei Realisierung des Empfängerfilters als Cauerfilter). Der Frequenzbereich unter 100kHz bleibt für die Energieübertragung und die ersten 2 nichtverschwindenden Harmonischen reserviert (die typische Frequenz des Chopper-Verstärkers liegt bei 19kHz, mit näherungsweise rechteckförmigem Signalverlauf).

2.2 Multi-User Bussystem

Das Bussystem, das die einzelnen Einheiten verbindet, soll möglichst flexibel sein. So sollen sowohl ein reiner Master – (Multi-) Slave-Aufbau mit einem Broadcastkanal und einzelnen Rückkanälen möglich sein, als auch ein reines Multi-Usersystem ohne dezidierten Master. Auch Mischformen, wie in Abbildung 2 gezeigt, sollen möglich sein. Die Bandbreiten für die verschiedenen logischen Verbindungen sollten ebenfalls variabel wählbar sein, dasselbe gilt für die maximale Delay-Zeit. Letztere ist für die Realisierung von Regelstrecken wichtig, um Totzeiten im Regelkreis zu minimieren.

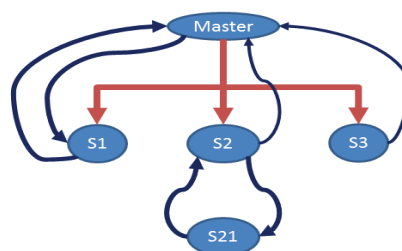


Abbildung 2: Beispieltopologie für ein Bussystem mit Master und Broadcast-Kanal (rot) sowie echtzeitfähigen Verbindungen z.B. zwischen S2 und S21 mit garantierter minimaler Delayzeit.

3 Kanalmodell

Bei jedem Übertragungssystem ist die genaue Analyse des Kanals von Bedeutung, um das bestmögliche Modulationsverfahren sowie Kanalcodierungsverfahren auszuwählen. Klassisch setzt sich auch hier das Kanalmodell aus den Komponenten "Mehrwegeausbreitung" (bedingt durch Kanalselektionsfilter und Leitungsausbreitung, Fehlanpassung) sowie additiven Störern zusammen [Pr 89], (vgl. Abbildung 3). Die Mehrwegeausbreitung lässt sich bekanntermaßen (basisbandäquivalent) durch ein komplexwertiges

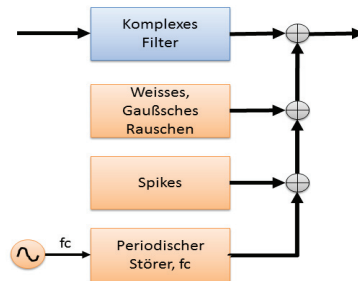


Abbildung 3: Vollständiges Kanalmodell für die Informationsübertragung. Blau: Modell der Mehrwegeausbreitung, orange: Additive Störer

Filter mit nichttriviale Amplituden- und Phasengang beschreiben. Nicht "lehrbuchgemäß" sind hier jedoch die additiven Störer zu modellieren. Diese setzen sich zusammen aus einer (auf kleinen Zeitskalen) periodischen, oberfrequenzreichen Störung durch die Energieübertragung, mit (langsam) variierender Frequenz in einem Intervall $f_c = (19 \pm 1)\text{kHz}$, die jedoch dem Receiver nicht explizit bekannt ist, sowie einem überlagertem stationären weissen Rauschen (AWGN), welches die Summe aller weiteren Störer (Verstärkerrauschen, Abstrahlung der Umrichter etc.) modelliert. Hinzu kommt noch die Möglichkeit von intermittierenden Störungen, z.B. Spikes, die durch Schaltvorgänge in der Leitung induziert werden. Ein Beispielspektrum von Stör- und Nutzsignal ist in Abbildung 4 gezeigt. Die Gesamtstörleistung wird dabei wesentlich von dem periodischen Anteil dominiert. Filtert man bei einem symmetrischen, periodischen Rechtecksignal die Grundwelle, sowie die 3. Oberwelle mit einem Hochpassfilter, so verbleiben noch immer fast 10% der Gesamtsignalleistung. Mit der Peak-Spannung von 200V des Störers und nur 1V für die Datenübertragung ergibt ein C/I (Störleistung zu Nutzleistung) von -36dB . Auch bei Benutzung einer separaten Datenleitung (wie oben beschrieben), bleibt das $C/I < -10\text{dB}$.

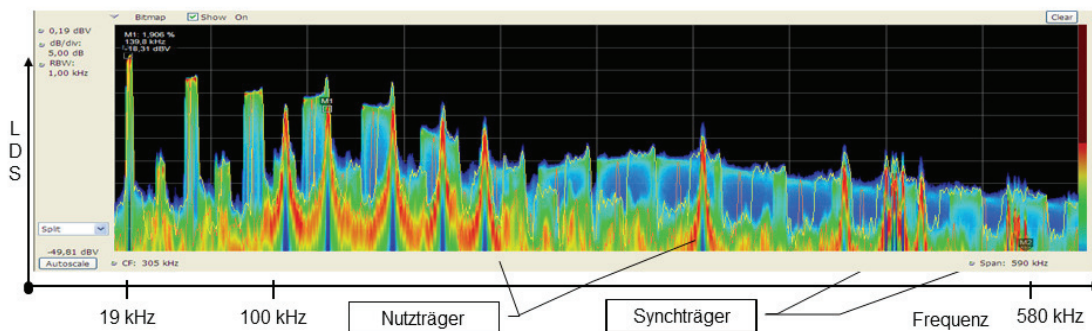


Abbildung 4: Stör- und Nutzspektren (zur Vereinfachung sind nur 8 Nutzträger dargestellt) bei separater Energie- und Datenleitung. Erkennbar ist das Oberwellenspektrum des Störsignals (FM modulierter Sinus), $C/I < 0\text{dB}$. Die unterschiedlichen Amplituden der Nutzträger ergeben sich aus dem Amplitudengang des Kanals.

Würde man nun ein konventionelles Modulationsverfahren einsetzen, welches die volle Bandbreite von $W = 500\text{kHz}$ nutzt (z.B. QPSK), so wäre C/I dem Signal-zu Rauschverhältnis gleichzusetzen. Entsprechend der Kanalkapazitätsformel von Shannon $K = W \log_2(1 + C/I)$ ergibt sich mit $C/I = -10\text{dB}$ eine Kanalkapazität von $K_{10} = 68\text{kb/s}$ bzw. bei $C/I = -36\text{dB}$ nur $K_{36} = 180\text{bit/s}$. Es ist jedoch eine Datenrate (netto, nach Fehlerkorrektur) von mindestens 250kb/s angestrebt. Damit ist klar, dass die spezielle Struktur der Störung (eben **nicht** reines AWGN) beim Systemdesign explizit berücksichtigt werden muss.

4 Realisierung

4.1 Überblick: Gesamtsystem

Als grundlegendes Modulationsverfahren wurde OFDM gewählt, da hier sämtliche Anforderungen erfüllt werden können. Vorteile von OFDM in diesem Kanalszenario sind

1. Periodische Störer sind (näherungsweise) orthogonal zu (fast) allen Nutzträgern. Kombiniert man OFDM mit Soft-Decision Decoding-Verfahren (siehe weiter unten), werden **automatisch** die stärker gestörten Träger bei der Fehlerkorrektur schwächer gewichtet, so dass man die Kanalkapazität technisch fast erreichen kann. Diese Methode ist insofern sehr elegant, als die Frequenzen der Störer nicht bekannt sein müssen und auch zeitlich veränderlich sein dürfen. Eine theoretische Analyse zeigt, dass so bei *unendlich* hoher Trägerzahldichte und einer endlichen Anzahl von (konstanten) Störfrequenzen der Einfluss der periodischen Störer vollständig verschwindet (bei beliebig schlechtem C/I), so dass die Kanalkapazität in unserem Kanalmodell lediglich von der Rauschleistung N (und den Spikes) abhängt. Bei einem SNR von z.B. 0dB ergibt sich eine Kanalkapazität von $K = W \log(1 + S/N) = W = 500\text{kb/s}$. Da in der Praxis nur eine endliche Zahl von Trägern zur Verfügung steht (hier ca. 220) ist eine vollständige Orthogonalität nicht erreichbar. Trotzdem kann bei den üblicherweise auftretenden S/N das Ziel von 250kb/s problemlos erreicht werden.
2. Solange die zeitliche Ausdehnung der Impulsantwort des Kanalfilters deutlich kürzer ist als die Symboldauer, können die Kanalverzerrungen ohne aufwändigen Equalizer (Entzerrer) leicht kompensiert werden. Im vorliegenden Fall, mit Leitungslängen deutlich unter 1000m , ist dies absolut gegeben. Dieser Punkt war einer der wesentlichen Gründe für die Nutzung von OFDM bei terrestrischen Funkssystemen wie DVB-T oder DAB.
3. Pulsartige Störer erscheinen nach der OFDM-Demodulation (FFT) in ihrer Leistung auf alle Träger gleichmäßig verteilt, bei 200 Trägern ist die Störung auf den Einzelträger also um ca. 23dB reduziert. Zusätzlich ist diese Störenergie lediglich auf ein OFDM Symbol begrenzt, so dass ein zeitliches Interleaving der Sende-Symbole (im Demo-System wurden 4 Zeitschlitze verwendet) in Kombination mit Fehlerkorrektur die Restfehlerrate optimal reduzieren kann.
4. Ein Multi-User-Bussystem lässt sich leicht durch Zuordnung der physikalischen Träger zu logischen Kanälen bewerkstelligen (Träger-Allokation). Diese kann so gewählt werden, dass die durch die periodischen Störer hervorgerufenen Fehler gleichmäßig auf alle Kanäle verteilt werden, so dass sie durch die Kanaldecodierung wieder korrigiert werden können. OFDM hat weiterhin folgende zwei große Vorteile bezüglich eines Multi-User-Bussystems:
 - (a) Die maximale Verzögerungszeit auf jedem Kanal ist durch die OFDM-Symbollänge festgelegt, so dass regelungstechnische Anwendungen realisierbar sind.
 - (b) Für jeden logischen Kanal kann eine unterschiedliche Anzahl von Trägern gebündelt werden, was – je nach Anforderung – eine flexible Zuordnung von "schnellen" (d.h. hohe Datenrate) und "langsamen" (niedrige Datenrate) Kanälen erlaubt (vgl. dicke und dünne Pfeile in Abbildung 2.)

Im Blockschaltbild (Abb. 5) sind alle wesentlichen Komponenten der Sende- und Empfangseinrichtung dargestellt. Zur zeitlichen und frequenzmäßigen Synchronisation des gesamten Bussystems muss eine Einheit als Synch-Master dienen. Dieser gibt auf bestimmten Trägern (sog. Synch-Kanal) ein spezifisch für die Trägerfrequenz- und Zeitsynchronisation generiertes Signal aus. Alle anderen Bus-Teilnehmer synchronisieren sich auf diesen Synch-Kanal sowohl in Sende- als auch Empfangsrichtung auf (gelbe Blöcke). Ansonsten folgt der Aufbau dem klassischen Schema eines OFDM-Systems mit Vorwärts-Fehlerschutz (FEC). Letzterer besteht aus einem Faltungscodex, dem Zeit-Interleaver und der Kanal-Träger-Zuordnung. Zusätzlich werden auf jedem Träger periodisch Pilot-Symbole aufgeprägt, was eine kohärente Detektion erlaubt. Die eigentliche Modulation ist wie üblich als IFFT realisiert. Anschließend wird das Zeitsignal in die Schutzzeit (Guard-Period, GP) zyklisch fortgesetzt. Dies hat den Vorteil, dass der Empfänger sehr robust auf zeitliche Synchronisationsfehler reagiert.

Empfängerseitig muss nach (analoger) Bandpassfilterung und Vorverstärkung (AGC) die zeitliche Synchronisierung durchgeführt werden. Die eigentliche Demodulation ist dann als FFT der OFDM Symbole ausgeführt. Der Equalizer korrigiert mit Hilfe der Pilotsymbole Amplitude und Phase für

jeden einzelnen Träger, und schätzt außerdem die Störparameter des physikalischen Kanals. Dies sind insbesondere das SNR des weissen Rauschanteils sowie die Stärke eines möglichen periodischen Störers im gegebenen Träger. Aus diesen Daten wird für jedes zu dekodierende Bit ein "Soft-Wert" erzeugt (Log Likelihood Ratio, LLR), der nicht nur Information über das geschätzte Bit enthält, sondern auch die Zuverlässigkeit der Schätzung (unter Annahme des oben beschriebenen Kanalmodells) wiedergibt. Die folgenden Einheiten sind standardmäßig Faltungsdekode (Soft-Input Viterbi), gefolgt von einem Block-CRC, welcher dazu dient, die Richtigkeit der kompletten Nachricht sicherzustellen.

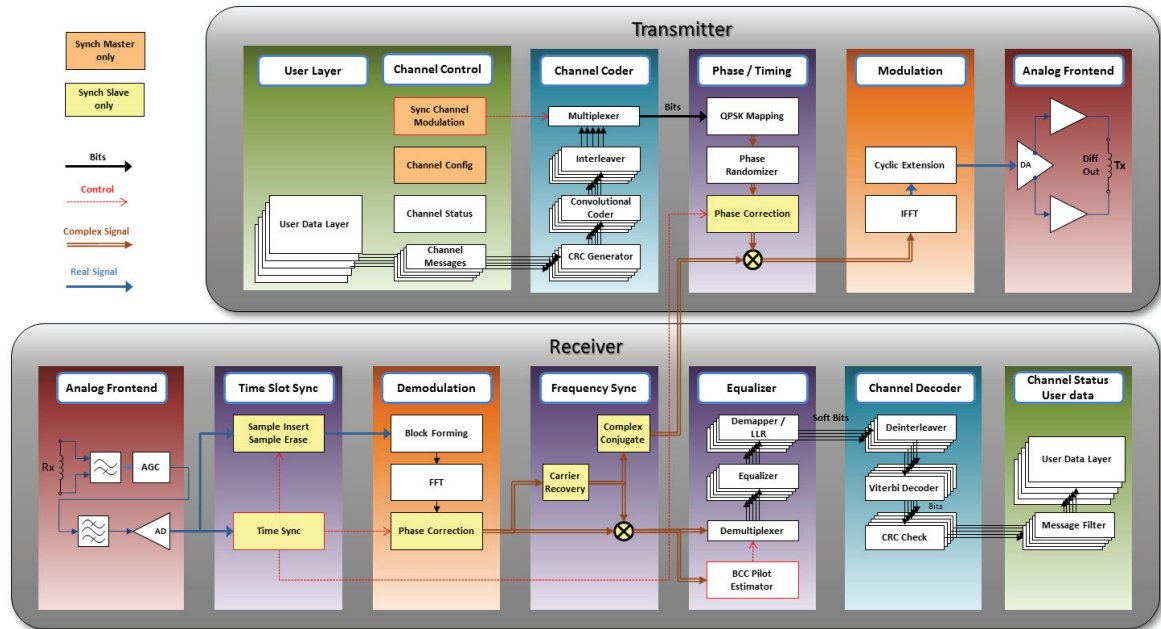


Abbildung 5: Blockschaltbild des kompletten OFDM Sender- (TX) und Empfängersystems (RX).

Neben den standardmäßigen, aus der Literatur der Digitalen Nachrichtentechnik wohlbekannten Methoden für OFDM-Systeme, soll hier im Detail nur auf spezielle Verfahren eingegangen werden, die für den gegebenen Kanal von Relevanz sind.

4.2 Spezielle Methoden

4.2.1 Berechnung der Soft-Decision Werte (LLR)

Da die Sende- (und Empfangs-) Symbole bei OFDM Systemen de-Facto Frequenzbereichssymbole sind, lohnt es, sich die Kanaleigenschaften nochmals im Frequenzbereich zu vergegenwärtigen. Insbesondere wird die Statistik der Empfangssymbole benötigt, um die korrekten LLRs Werte zu berechnen. Wie in Abbildung dargestellt, kann ein effektives Frequenz-Kanalmodell definiert werden, das

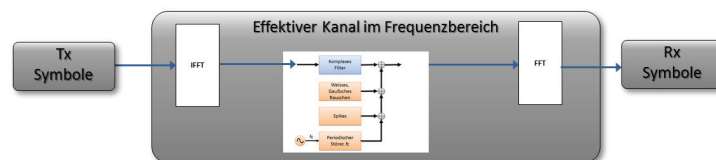


Abbildung 6: Effektiver Kanal enthält OFDM Modulator/ Demodulator Anteil.

den Modulator (IFFT) bzw. den Modulator (FFT) mit enthält. Das Gaußsche Rauschen (AWGN) im zeitlichen Störmodell wird dabei ebenfalls wieder zu Gaußschem Rauschen. Aus den pulsartigen Störern wird ebenfalls aus Sicht des Einzelträgers eine zusätzliche, Gauß-verteilte Störkomponente, welche sich mit dem AWGN Anteil also zu einer Gesamt-Gauß-Störvarianz σ^2 zusammenfassen lässt. Für den sinusartigen Störer (mit unbekannter Frequenz und Phase) wird jedoch - aus Sicht eines einzelnen

Trägers - eine "ringförmige" Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (pdf) $p_s(x, y) \sim \delta(x^2 + y^2 - \rho^2)$, wobei x und y die I - bzw. Q - Komponente des Empfangssamples darstellt, und ρ die Amplitude des Sinusstörers. Da die Gauß- Störung und der Sinus-Störer additiv sind, ist die pdf des Empfangssignal die Faltung der Gauß- pdf $p_G(x, y) \sim \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{\sigma^2}\right)$. Für die pdf des Empfangssignals erhält man also

$$p_r(r) = p_s(r) * p_G(r) = \frac{1}{\pi\sigma^2} I_0\left(\frac{2r\rho}{\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{r^2 + \rho^2}{\sigma^2}\right), \quad (1)$$

mit $r^2 = x^2 + y^2$ und der Normierung $\int_0^\infty 2\pi r p_r(r) dr = 1$.

Die Verteilung $p_r(r)$ ist offensichtlich radial symmetrisch, I_0 bezeichnet die modifizierte Besselfunktion erster Art 0-ter Ordnung. In Abbildung 7 a) ist die Gauß-Verteilung eines Störers dargestellt, in Abb. 7 e) die Empfangsverteilung $p_r(x, y)$ mit $\rho = 1$ und $\sigma = 0.3$.

Im Folgenden wird die Berechnung der LLR für QPSK (4 PSK) Modulation dargestellt, wobei die QPSK (Sende) Symbole auf dem Einheitskreis $(\pm 1 \pm j)/\sqrt{2}$ sitzen. In Abb. 7 c) bzw. g) ist die Empfangs-pdf $p_r(x, y)$ für die Szenarien "kein sinusförmiger Störer" (c) bzw. "mit sinusförmigem Störer" g) dargestellt. In Abb. 7 b) bzw. f) ist die bedingte Empfangs-pdf dafür angegeben, dass bit b_1 des QPSK Sende-dibits 0 ist: $p_r(x, y|b_1 = 0)$. Die Wahrscheinlichkeit dafür, dass bei gegebenem Empfangssignal $(I, Q) = (x, y)$ das Sendebit tatsächlich b_1 war, ist in Abb. 7 d) bzw. h) dargestellt. Es berechnet sich nach Bayesschen Formel zu

$$P(b_1 = 1|x, y) = \frac{p_r(x, y|b_1 = 0)}{p_r(x, y)}. \quad (2)$$

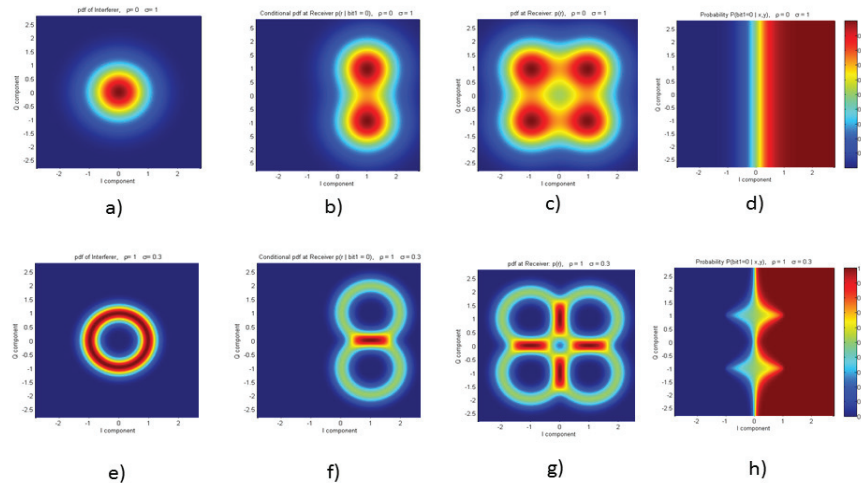


Abbildung 7: Empfangsverteilungsfunktionen bei QPSK Modulation unter der Annahme $\rho = 0, \sigma = 1$ (rein Gauss, kein sinusartiger Störer) für a)-d), und $\rho = 1, \sigma = 0.3$ (gemischt Gauss & Sinus) für e)-h). In d) bzw. h) ist jeweils die Wahrscheinlichkeit dafür angegeben, dass es sich bei gegebenem (I, Q) -Wert um das bit $b_1 = 0$ handelt.

Klar zu erkennen ist, dass sich im Fall der Sinusstörung ein deutlich größerer Unsicherheitsbereich $P \sim 50\%$ (grün/gelb) ergibt, im Vergleich zur reinen Gaußschen Störung. Auch ist die Translationsinvarianz entlang der Q -Komponente aufgehoben. Das für den Soft-Input Viterbi-Algorithmus benötigte logarithmische Wahrscheinlichkeitsverhältnis (LLR) ergibt sich mit Gleichung 1 schließlich zu

$$L_1 = \log\left(\frac{p_r(x, y|b_1 = 0)}{p_r(x, y|b_1 = 1)}\right) = \log\left(\frac{p_r(x-1, y-1) + p_r(x-1, y+1)}{p_r(x+1, y-1) + p_r(x+1, y+1)}\right). \quad (3)$$

In Abbildung 8 a) ist $L_1(x, y)$ und in Abb. 8 b) ist $L_1(x, 1)$ dargestellt. In Abbildung 8 b) ist zudem rot die LLR unter der Annahme einer rein Gauß verteilten Störung mit Rauschleistung $\sigma^2 + \rho^2$ rot dargestellt.

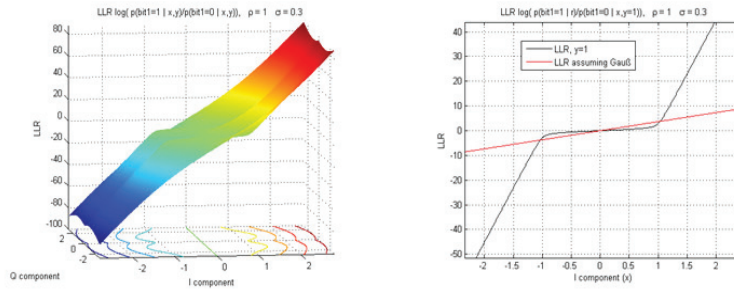


Abbildung 8: $L_1(x, y)$ mit $\rho = 1$ und $\sigma = 0.3$.

Berechnet man also die LLRs gemäß der Standard Lehrbuch Methode (für AWGN Kanal), wird die Sicherheit der Bits für kleine I -Komponenten ($|I| < 1$) zunächst überschätzt, bei größeren I -Komponenten jedoch stark unterschätzt. Dies führt zu einer verminderten Fehlerkorrekturfähigkeit des Decoders, und die theoretische Kanalkapazität kann bei weiten nicht erreicht werden. Andererseits ist Gleichung (1, 3) natürlich nicht sinnvoll in einem Echtzeitsystem einsetzbar. Wie auch schon in der Abbildung ersichtlich, führt eine Abschnittsweise lineare Darstellung zu einer guten praxistauglichen Näherung. Eine Analyse zeigt das asymptotische Verhalten im Limes $x \rightarrow \infty$: $\lim_{x \rightarrow \infty} L_1(x, y) = \frac{4}{\sigma^2}x - \frac{4\rho}{\sigma^2}$. Die im Prototypen-System eingesetzte LLR

$$\tilde{L}_1(x) = \begin{cases} \frac{4}{\sigma^2}x - \frac{4\rho}{\sigma^2} & x > \rho \\ \frac{4}{\sigma^2}x + \frac{4\rho}{\sigma^2} & \text{für } x < -\rho \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

hat das Verhalten, dass Träger mit starker Störung und "falscher" Phase komplett ausgeschaltet werden ($L = 0$ bedeutet "keine Festlegung auf 0 oder 1"). Im Falle "richtiger" Phase wird Bit 1 jedoch mit hoher Sicherheit (gemäß der *Gauß*-Rauschleistung) gewichtet berücksichtigt. Für Bit 2 des QPSK Symbols erhält man das selbe Ergebnis, lediglich die Rollen von x und y sind vertauscht.

4.2.2 Allokation der Kanalfrequenzen

Die Zuordnung der Trägerfrequenzen zu den einzelnen Kanälen ist von entscheidender Bedeutung für die Funktionsfähigkeit des Systems bei periodischen Störeinflüssen. Würden z.B. genau die ganzzahligen Vielfachen der Störfrequenz zu einem Kanal gebündelt, so hätte die Vorwärtsfehlerkorrektur keine Chance (in der Tat wäre für diesen Kanal die Kanalkapazität nahe Null). Sind dagegen nur z.B. zwei von 8 Trägern eines Kanals gestört, kann der Soft-Input Viterbi diese Fehler zu fast 100% korrigieren (bei geeignetem zusätzlichem Interleaving). Es muss also eine Methode gefunden werden, die Träger so den logischen Kanälen zuzuordnen, dass für *alle möglichen* Störfrequenzen f *alle* Kanäle nur soweit gestört werden, dass sie nach der Fehlerkorrektur wieder (quasi) fehlerfrei werden. Hierzu muss zunächst eine Metrik gefunden werden, die den Einfluss eines (z.B.) rechteckförmigen Störers der Frequenz f auf den Kanal l hat. Man findet

$$I_l(f) = \frac{4}{\pi^2} \left| \sum_{n=-L}^{L+1} \frac{N \exp(j\Omega(N-1)/2)}{2n-1} D_N(\Omega) \right|^2, \text{ wobei die Dirichletfunktion mit} \quad (4)$$

$$D_N(\Omega) = \frac{1}{N} \frac{\sin(N\Omega/2)}{\sin(\Omega/2)} \text{ und } \Omega = 2\pi \left((2n-1) \frac{f}{f_0} + l/N \right) \text{ gegeben ist.}$$

N bezeichnet dabei die FFT-Länge, f_0 ist die Abtastfrequenz und L die Anzahl der ins Nutzband fallenden Harmonischen. Die Dirichletfunktion ist auch in Abb. 11 (links, rot) zu sehen. Die Bitfehler-rate für den l -ten Träger kann unter Annahme eines reinen Sinusstörers mit Zufallsphase berechnet werden zu

$$p_l = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\min \left(\frac{\beta}{\sqrt{2}I_l(f)}, 1 \right) \right), \text{ wobei } \beta \text{ das Gesamt } C/I \text{ darstellt.} \quad (5)$$

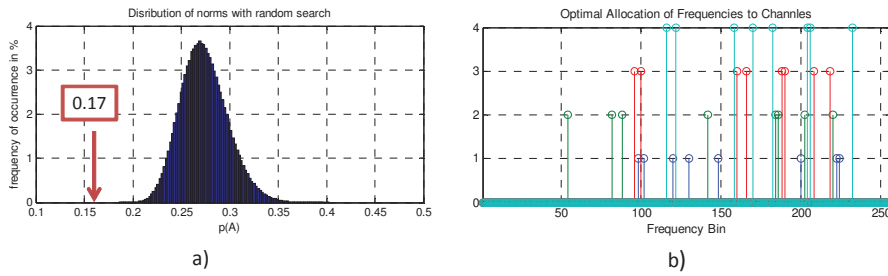


Abbildung 9: a) Verteilung der Metriken bei zufälliger Allokation, Roter Pfeil: nach kombinatorischer Gradientensuche . b): Zugehörige optimale Allokation

Die mittlere Bitfehlerrate eines Kanals ergibt sich dann zu $p(\mathcal{K}) = \frac{1}{N_c} \sum_{l \in \mathcal{K}} p_l$, und schließlich kann $p(\mathcal{A}) = \max_{\mathcal{K} \in \mathcal{A}} p(\mathcal{K})$ als realistisches Maß für die Qualität einer Allokation \mathcal{A} dienen. Mit dieser Metrik $p(\mathcal{A})$ kann nun mit einer zweistufigen Monte-Carlo Methode eine optimale Allokation gefunden werden:

1. Zufälliges Würfeln von Allokationen \mathcal{A}_i mit Berechnung der zugehörigen Metrik $p(\mathcal{A}_i)$. Dieser Schritt kann auf einem Mehrkernrechner leicht parallelisiert werden.
2. Auf diese (z.B. 8) besten Allokationen wird eine kombinatorische Gradientenmethode angewandt, d.h. man sucht im Permutationsbaum einer Allokation systematisch nach einem (lokalen) Minimum. Dieser Schritt bringt ein nochmals deutlich verbesserte Allokation der Kanäle. In Abbildung 9 a) ist die Verteilung der Metriken $p(\mathcal{A}_i)$ nach Zufallssuche dargestellt, der rote Pfeil kennzeichnet den optimalen Wert $p_{opt}(\mathcal{A}_i)$ nach erfolgreicher kombinatorischer Gradientensuche. In Abb.9 b) ist die zugehörige Verteilung der Träger für 4 logische Kanäle dargestellt.

4.2.3 Synchronisation

Bei der Konstruktion der Synchronisationsträger ist darauf zu achten, dass diese die Datentragenden Träger nicht beeinflussen. Es kommt also nur eine Linearkombination von Symbolen aus dem OFDM- Funktionenraum in Frage. Eine solches Signal ist in Abbildung 10 a) dargestellt (für volle Symboldauer hier $T_S + T_{Guard} = 512 + 64$ samples). Es wird periodisch mit 2-PSK moduliert. Durch eine geeignete Korrelation kann damit die Symbolmitte *unabhängig von den modulierten Daten* exakt gefunden werden. In Abbildung 10 b) sind die Beträge der Korrelationsfunktion bei stochastisch erzeugten Datenträgern für 4 verschiedene Zeitsymbole dargestellt. Offensichtlich laufen alle Korrelationsfunktionen an der gleichen Stelle durch Null, darüberhinaus ist der Kurvenverlauf im Bereich $t = -T_{Guard}/2 \dots T_{Guard}/2$ für alle Fälle exakt gleich. Dies wurde durch eine orthogonale Konstruktion des Synchsignals zu den Datenträgern erreicht. Es müssen also keinerlei Annahmen über die stochastische Verteilung der Datensymbole gemacht werden (z.B. DC-Freiheit), und der sonst übliche Datenscrambler erübrigt sich. Es bietet sich an, die Korrelation im Frequenzbereich zu realisieren

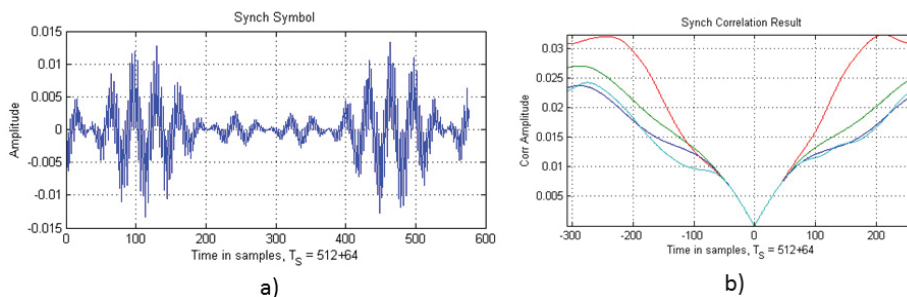


Abbildung 10: a) Synchronisationssignal, b) Empfängerseitige Korrelationsfunktionen

(fast correlation), da die OFDM Hardware ohnehin über eine effiziente FFT Unterstützung verfügen muss.

4.2.4 Verbesserte Orthogonalität zu periodischen Störsignalen

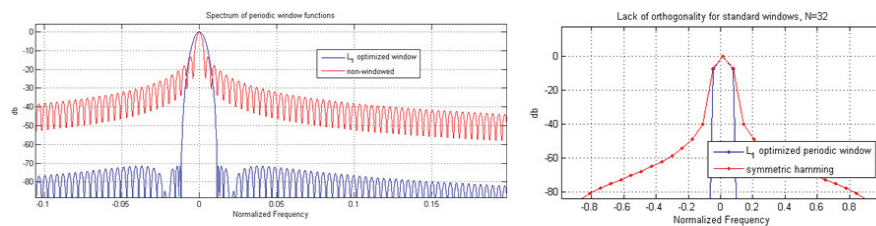


Abbildung 11: Spektren von Fenstern zur Verbesserung der Unterdrückung periodischer Störer.

Leider ist die Orthogonalität des OFDM-Signalraums nur auf einzelne diskrete Frequenzen konzentriert, d.h. ein periodischer, asynchroner externer Störer ist nur näherungsweise zu den Nutzträgern orthogonal. Die Beeinflussung der Träger bzw. Nachbarträger wird mit einer Dirichlet-Funktion wiedergegeben, welche in Abbildung 11 (links, rote Kurve) dargestellt ist. Ein sinusförmiger Störer beeinträchtigt also in der Regel mehrere Träger, abhängig vom Frequenzabstand. Der Störeinfluss auf Nachbarträger kann durch eine geeignete (zeitliche) Fensterung am Receiver-Eingang deutlich verbessert werden, in Abb. 11 (links, blau) ist die entsprechende Beeinflussung bei Verwendung eines für diesen Zweck optimierten Fensters gezeigt. Zur Konstruktion der möglichen Fenster ist wiederum zu beachten, dass die Orthogonalität der Träger untereinander nicht verlorengeht. Wählt man z.B. einfach das standard (symmetrische) Hamming Fenster, geht die Orthogonalität verloren und die Datenträger stören sich gegenseitig, vgl. Abb. 11 (rechts, rot). Auch hier muss zur Konstruktion der Fenster wieder auf die OFDM Basisvektoren zurückgegriffen, vgl. Abb. 11 (rechts, blau). Der zu zahlende Preis dieser Methode ist allerdings, dass nicht mehr alle Träger zur Verfügung stehen (bedingt durch die Breite des Hauptlappens), so dass sie immer dann eingesetzt werden sollte, wenn die Datenrate eine untergeordnete Rolle im Vergleich zu Datensicherheit und Robustheit spielt.

5 Prototypensystem

5.1 Aufbau

Zur Demonstration der Funktionsweise der Übertragungsstrecke wurde ein DSP System, basierend auf dem Signalprozessor ADSP-21489 von Analog Devices aufgebaut und mit 4 Bus-Usern in Betrieb genommen (vgl. auch Bild 1). Der ADSP-21489 besitzt eine SIMD - Struktur und hat zudem eine DMA-unterstützte FFT Co-Recheneinheit [Ad12]. Diese kann für Receiver und Transmitter autark, ohne den Core Prozessor zu belasten, die OFDM Modulation/Demodulation (IFFT und FFT) durchführen. Für den Viterbi-Algorithmus und die CRC Berechnung kann gewinnbringend auf die SIMD -Struktur zurückgegriffen werden, so dass der Prozessor mit z.Zt. 80 belegten Trägern (von ca. 220 möglichen) mit weniger als 20% ausgelastet ist (400MHz Prozessortakt). Das analoge Frontend besteht aus einem passiven Cauer-Hochpass 6. Ordnung, gefolgt vom integrierten RX/TX Chip MAX2991. Dieser Baustein von MAXIM enthält neben 10 bit AD/DA Wandlern eine Verstärkungsregelung (AGC) sowie programmierbare Eingangsselektionsfilter. Die Abtastrate beträgt 1.2 MHz. Die E-Kern-Spule auf der Tx Seite wird vom "High Output Current" DSL Treiberbaustein AD8018 angesteuert. Alle Bauelemente arbeiten mit lediglich 5V bzw. 3.3V Spannung. Von einem Laptop kann das System über USB gesteuert und sämtliche Signale abgegriffen und vermessen werden. In Abbildung 12 ist die Oberfläche im Probetrieb gezeigt. Über dem Empfangsspektrum (rechts unten) ist der Scatter-Plot eines (ausgewählten) Trägers gezeigt. Neben den 4 Kreisen (vgl. Abb. 7, g) der QPSK Modulation ist ein 5. Kreis bei $(I, Q) = (1, 0)$ zu sehen, der von den Pilotsymbolen herrührt. Aus diesen werden auch die Parameter σ^2 und ρ geschätzt. Links oben ist das (Gesamt) SNR von 8 Trägern eines Kanals zu sehen. Offensichtlich ist der Träger mit der höchsten Frequenz am stärksten gestört. Links unten ist die Auswertung der Bitfehlerrate (BER) (geschätzt durch Re-Kodierung auf der Empfängerseite) und der Block-Fehlerrate (Frame Erasure Rate, FER) zu sehen, die bei diesem Versuch im Promillebereich lagen.

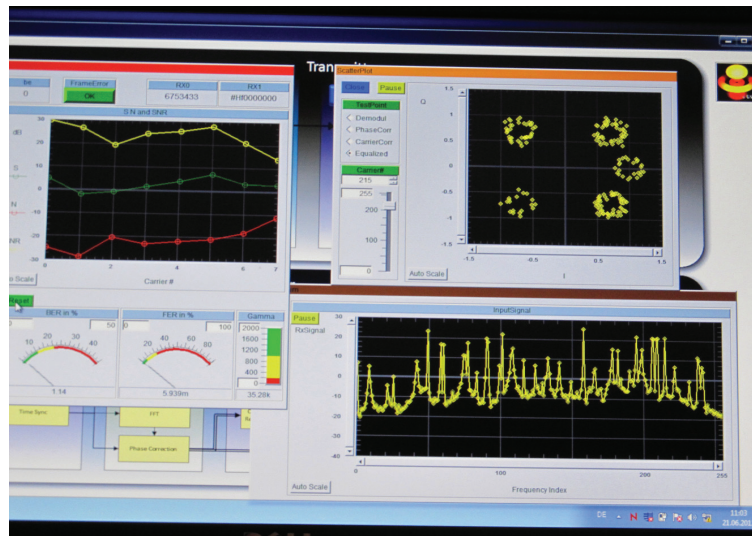


Abbildung 12: Foto der Benutzeroberfläche

5.2 Messergebnisse und Zusammenfassung

Ein voll funktionsfähiges Bussystem wurde auf Grundlage der theoretischen Kanalanalyse prototypisch realisiert. Er dient zum einen zu Demonstrationzwecken, zum anderen können mit dem Aufbau auch verschiedenste Messungen durchgeführt werden. So können praxisrelevante Aussagen über den Zusammenhang von Störeinflüssen, Coderate und Frame Erasure Rate gemacht und das System weiter optimiert werden. In Abbildung 13 ist das Spektrogramm des OFDM Signals mit einem Kanal (8

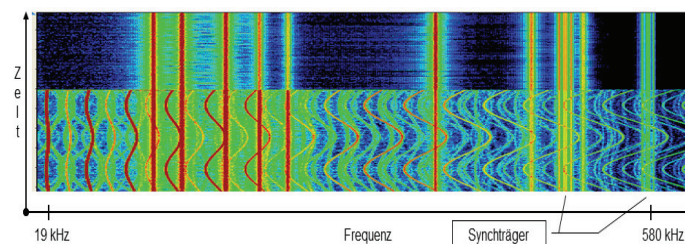


Abbildung 13: Messung (Spektrogramm) einer stark gestörten Übertragung mit dem Prototypensystem.

Träger) und 2 Synch-Kanal-Blöcken (rechter Bildrand) gezeigt. Im oberen Bereich zunächst ungestört, im unteren Bereich mit einem FM-modulierten Rechteck Signal (19 ± 1)kHz massiv gestört (Carrier to Interference C/I ca. -20 dB). Selbst bei dieser starken Störung bleibt die Frame Erasure Rate (FER) unter 2%. Damit bestätigen sich die theoretischen Analysen und Simulationen im praktischen Versuchsaufbau.

Literaturverzeichnis

- [Pr89] Proakis, J.G., Digital Communications, 2nd ed. Mac-graw-Hill, 1989
- [Ad12] Sämtliche Unterlagen auf www.analog.com
- [Rh95] Rohling, H., Einführung in die Informations- und Codierungstheorie, Teubner, 1995
- [Kl01] Klostermeyer, R., Digitale Modulation, vieweg, 2001
- [Ka92] Kammeyer, K.D., Nachrichtenübertragung, B.G. Teubner, 1992
- [Mx12] Sämtliche Unterlagen auf www.maximintegrated.com
- [Sm11] M. Gleißner, M. Söllner, D. Wesemann, S. Witte, J. S. Michels, R. Schmidt, H.-P. Schmidt, Hocheffiziente, kontaktlose Energie- und Datenübertragung, Tagungsband AALE 2011, 8. Fachkonferenz Göppingen, Oldenburg Industrie Verlag 2011, ISBN 978-3-8356-3238-7
- [Sm10] Schmidt H.-P. Gleißner M., Söllner M.; Contact less Backbones for Industrial automation, Inductica Conference, Chicago, USA, Oct. 2010, Proceedings