

**Technische Universität München
Lehrstuhl für Realzeit-Computersysteme
Univ.-Prof. Dr.-Ing. G. Färber**

**Bitübertragungsschicht eines
Kfz-tauglichen Sensor-Aktor-Busses**

Bernd Pfaffeneder

Vollständiger Ausdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Bernhard Wolf

Prüfer der Dissertation:

1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Georg Färber
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Fernando Puente León

Die Dissertation wurde am 15. 03. 2004 bei der Technischen Universität München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik am 31. 08. 2004 angenommen.

Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Bitübertragungsschicht für einen Sensor-Aktor-Bus im Kfz zu entwerfen. Die Randbedingungen lauten hierbei kostengünstige Realisierbarkeit bei hohen Stückzahlen, Standardisierbarkeit und gute Adaption an die Umweltbedingungen in Hinblick auf Störemissionen und Störfestigkeit.

Bei dem Thema EMV stellt sich zuerst die Frage, ob die Datenübertragung elektrisch oder optisch erfolgen soll. Im Bereich der Sensor-Aktor-Kommunikation bietet die elektrische Datenübertragung Vorteile gegenüber der optischen. Die Gründe hierfür sind die höheren Kosten eines optischen Systems, die wesentlich aufwändigere Handhabung der Lichtwellenleiter beim Einbau in das Kfz sowie die höhere Temperaturbeständigkeit und die einfachere Realisierung von Y-Stellen der elektrischen Lösung. Ebenso können derzeit nur sehr geringe Energiemengen über optische Medien übertragen werden, so dass auch einfache Slave-Teilnehmer nicht ausreichend damit versorgt werden können. Das wesentlich bessere Störverhalten der optischen Übertragung wiegt diese Nachteile derzeit nicht auf.

Die Untersuchung setzt bei der Taktrückgewinnung an, da die Präzision der Oszillatoren von den Umweltbedingungen (Temperatur, Vibration) abhängig ist und sehr starken Einfluss auf den Gesamtpreis hat. Um ein effizientes Protokoll verwenden zu können, ist es notwendig, kurze Zeiten zwischen dem Zugriff zweier verschiedener Teilnehmer zu ermöglichen.

Die derzeit im Kfz eingesetzten Kommunikationssysteme UART, LIN oder CAN bieten nicht die Möglichkeit, kostengünstige Oszillatoren, für hohe Datenübertragungsraten zu verwenden.

Zunächst wurde der Ansatz einer Bit-weisen Taktrückgewinnung wie bei der Manchester-Codierung verfolgt. Die Unterteilung eines Manchester-Symbols in zwei Signalzustände erzeugt höhere Frequenzanteile im Leistungsdichtespektrum. Diese bedingen allerdings Nachteile bei der Störemission im Kfz.

Hieraus entstand die Forderung nach einer NRZ-Codierung, bei welcher nach jedem Bit eine Synchronisation des Taktes möglich ist. Durch die Verwendung eines dritten Signalzustandes konnte eine Ternär-Codierung eingesetzt werden, welche eine Bit-weise Taktrückgewinnung ermöglicht. Die ternären Bustreiber wurden prototypisch durch zwei antiparallel verschaltete CAN-Transceiver realisiert. Vergleichsmessungen sowie die Bestimmung der Leistungsdichtespektren der Codierungen ergaben, dass das EMV-Verhalten der Ternär-Codierung nicht schlechter als das der NRZ- oder der Manchester-Codierung ist.

Weiter wurde ein Ansatz entworfen, durch welchen die Kurzschlussfestigkeit einer der beiden Leitungen nach Fahrzeugmasse oder nach Batteriespannung ohne Verwendung von Übertragern ermöglicht werden kann. Diese Erweiterung hat allerdings negativen Einfluss auf die Taktabweichungstoleranz des Kommunikationsteilnehmers.

Für die Realisierung der Bitübertragungsschicht gibt es mehrere Möglichkeiten die Einzelkomponenten zu integrieren. Diese hängen stark von der Marktdurchdringung, der Stückzahlentwicklung sowie den Strategien der Halbleiterhersteller ab. Wie bei anderen Kommunikationssystemen, welche in Serie verfügbar sind, wird der Grad der Integration einzelner Komponenten mit der Höhe der Stückzahlen steigen.

Abstract

The target of this thesis is to develop a physical layer for a sensor-actuator-bus in compliance with low cost realization at a high volume, a possible standardization and good adoption to environment in regard to interference emission and radio interference.

Because of the EMC the question for data transmission systems is: whether to use electrical or optical data transmission. The electrical data transmission in the vehicle offers advantages compared to the optical data transmission. The reasons therefor are, the higher price for the optical data transmission, the complex handling of the wiring harness and the integration in the vehicle as well as the low temperature compliance. Also it is not possible to realize optical “Y”-splits in the car. Optical cables are able to distribute only little power, so that smart sensors or actuators can not be supplied with enough energy. The better EMI immunity of the optical transmission system is not reason enough to integrate this technology into the vehicles.

The focus of the research is the clock recovery, because the precision of the oscillators has a great impact on the price of an intelligent sensor. And the precision is strongly influenced by the environment. To install an efficient communication protocol it is necessary to realize short inter frame times by the physical layer.

Current vehicle communication systems like UART, LIN or CAN do not offer the possibility to use very cheap oscillators for high data transmission rates.

The first aim was the approach of a bit-wise clock-recovery, as used within the Manchester-coding. The division of a Manchester bit into two signal-conditions leads to higher frequency shares in the spectrum of the Manchester coding. These high frequent shares generate higher EMI-emissions.

Because of these frequency requirements an NRZ-coding with clock synchronization after each Bit is needed. By using a third signal condition a ternary coding could be enhanced to these demands. The ternary bus-driver has been established prototypically with two reverse-parallel CAN-transceivers.

Comparison measurements and calculating the power distribution spectrum of different codings showed that the EMC behavior of the ternary coding is not worse than the others like NRZ or Manchester.

Furthermore a possibility has been developed to rise the short circuit performance of the bus-system. The tolerance to short one of the bus-lines to vehicle ground or to battery voltage could be established without using transformers. But this extension has a negative influence on the communication participant's clock deviation tolerance.

For the realization there are several possibilities to integrate the single components. They depend very strongly on the market situation, the volume and on the strategies of the semiconductor manufacturers. Like other communication systems available on the market, the integration of components improves with increasing volume.

Danksagung

Für die tatkräftige Unterstützung bei der praktischen und theoretischen Anfertigung dieser Doktorarbeit und die gute Zusammenarbeit mit meinen Betreuern möchte ich mich an dieser Stelle recht herzlich bedanken.

Dieser Dank gilt vor allem meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr. Färber, dem Betreuer der Firma Siemens VDO Regensburg, Herrn Deml, sowie meinem Freund und Projektpartner an der TU München, Herrn Dr. Robert Huber. Außerdem möchte ich mich bei allen Mitarbeitern und Diplomanden der Abteilung SV C RS TG, insbesondere Herrn Dr. Hosp, für die Mithilfe und die Beantwortung aller Fragen bedanken.

Ebenso möchte ich mich bei Sabine Figge bedanken, die mir durch ihr präzises Korrekturlesen sehr geholfen hat.

Ganz besonderen Dank möchte ich an meine Frau Sabine und meine beiden Töchter Lea und Emma richten, welche ich in dieser Zeit sehr vernachlässigt habe.

Bernd Pfaffeneder

Regensburg, im Juli 2003

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung.....	3
Abstract	5
Danksagung	7
Inhaltsverzeichnis.....	9
Abbildungsverzeichnis	11
Tabellenverzeichnis.....	14
Verzeichnis der Akronyme.....	15
Liste der Formelzeichen	16
1 Einleitung	17
2 Stand der Technik	19
2.1 Signalübertragung	20
2.2 Codierung / Taktrückgewinnung.....	23
2.2.1 Taktrückgewinnung bei der UART-Einheit.....	24
2.2.2 Taktrückgewinnung mit Hilfe des Bitstuffing-Verfahrens.....	25
2.2.3 Bitorientierte Taktrückgewinnung	27
2.3 Störverhalten der Bitübertragungsschicht.....	28
2.4 Bussysteme im Kfz.....	29
3 Anforderungen an die Bitübertragungsschicht im Kfz	33
3.1 Interface der Kommunikationsteilnehmer	33
3.2 Zeitbasis	34
3.2.1 Quarze.....	35
3.2.2 Keramik-Resonatoren.....	35
3.2.3 RC-Oszillatoren.....	35
3.3 Anforderungen an die Bitübertragungsschicht	36
3.3.1 Basisbandübertragung	36
3.3.2 EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit).....	37
3.3.3 Potenzialunterschiede	38
3.3.4 Fremdschluss-Sicherheit.....	38
3.3.5 Bus-Topologie.....	39
3.4 Energieübertragung über die Busleitungen.....	41
4 Konzeption einer Sensor-Aktor-Bitübertragungsschicht	42
4.1 Ziele	42
4.2 HW-SW-Struktur des Kfz-Kommunikationssystems.....	43
4.3 Clock-Ternär-Codierung CTC	48
4.3.1 Funktion des Clock-Ternär-Code.....	48
4.3.2 Entscheidungsgehalt H	49
4.3.3 Störabstand.....	50
4.3.4 Bus-Idle-Zustand.....	51
4.3.5 Bitübertragungsschicht	53
4.3.6 Fehlertoleranz der Bitübertragungsschicht	55
4.3.7 Fehlertoleranz der Codierung.....	58
4.4 Leistungsmerkmale bestehender Kommunikationsprotokolle bei Verwendung der CTC.....	60
5 Realisierung der Clock-Ternär-Codierung	63
5.1 Grundstruktur	63

5.2	Interface	64
5.3	Codierung.....	66
5.4	Decodierung	67
5.5	Bitübertragungsschicht nach ISO 11898 (CAN)	70
5.6	Einfluss auf den Data Link Layer	72
5.7	Übertragungsfehler / Störfilterung	73
5.8	Realisierung der fehlertoleranten Clock-Ternär-Codierung FTCTC.....	75
5.9	Testapplikation.....	81
5.9.1	Kommunikationsprotokoll TTP/A	82
5.9.2	Maximale Oszillatorabweichung der CTC	83
6	Bewertung der Clock-Ternär-Codierung im Vergleich mit anderen Kanalcodierungen	85
6.1	Störfestigkeit	85
6.1.1	Störfestigkeit bei Nenntaktfrequenz.....	89
6.1.2	Störfestigkeit bei Oszillatorverstimmung	90
6.1.3	Einfluss der Topologie und der Bustreiber auf das Störverhalten	91
6.1.4	Ergebnis	92
6.2	Störaussendung	93
6.2.1	Leistungsdichtespektrum des NRZ-Signals.....	95
6.2.2	Leistungsdichtespektrum des Manchestersignals	95
6.2.3	Leistungsdichtespektrum der Clock-Ternär-Codierung (CTC).....	96
6.2.4	Gegenüberstellung der Leistungsdichtespektren	103
6.2.5	FFT-Messungen der Spektren.....	104
6.2.6	Impulsformung	106
6.2.7	Fehlertolerante Clock-Ternär-Codierung (FTCTC).....	110
6.2.8	Gleichtakt-Signalanteile	112
	Ergebnis.....	117
	Ausblick	118
	Literatur.....	119
 Anhang		
	Historie der Kfz-Zündbusse	123
	Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der Clock-Ternär-Codierung mit kurzen Impulsfolgen	130
	Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der fehlertoleranten Clock-Ternär-Codierung mit kurzen Impulsfolgen	133
	Geschlossene Bestimmung des Leistungsdichtespektrums.....	138
	Numerische Bestimmung des Leistungsdichtespektrums aus der Autokorrelationsfunktion	143
	Software-basierte Manchester-Codierung und -Decodierung	147
	Konzeption und Realisierung eines Sensor-Kommunikations-Systems auf Basis des SURFS-Physical Layer	149
	Microcontroller C165 von Infineon.....	156
	EIA/TIA-485 Physical Layer.....	158
	Realisierung FTCTC-Codierer	159

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1	OSI-Schichten 1 und 2	19
Abb. 2	Asymmetrische Übertragung oben und symmetrische Übertragung unten.....	21
Abb. 3	Signalverläufe bei verschiedenen Codierungen.....	24
Abb. 4	UART-Frame	25
Abb. 5	Bitstuffing bei CAN	26
Abb. 6	Taktabweichung bei der Manchester-Decodierung	27
Abb. 7	Übersicht Codierungen.....	28
Abb. 8	Störeinfluss bei asymmetrischer und symmetrischer Übertragung	29
Abb. 9	Aufbau K-Bus	30
Abb. 10	CAN Übertragungssystem.....	31
Abb. 11	UART-Frame	33
Abb. 12	Übertragungsfunktion	36
Abb. 13	Dämpfungsverlauf einer typischen Kfz-CAN-Bus-Leitung.....	37
Abb. 14	Übersicht der EMV-Erprobungen.....	37
Abb. 15	Daten-, Takt- und Energieauskopplung	43
Abb. 16	Erzeugung einer Busstruktur durch Bustransceiver.....	44
Abb. 17	Clock-Ternär-Codierung	49
Abb. 18	Beispiel einer ternären Differenzcodierung.....	49
Abb. 19	Zusammenhang Störabstand S/N und Signaldynamik.....	50
Abb. 20	Zusätzlicher Taktimpuls im Decodierer durch Idle-Umschaltung	51
Abb. 21	Stop-Bit-Folge, oben 3 Bit lang, unten 2 Bit lang	52
Abb. 22	Zeitlicher Verlauf eines einzelnen Bit.....	53
Abb. 23	Ersatzschaltung der Übertragungsleitung.....	53
Abb. 24	Signal mit Massepotenzial.....	55
Abb. 25	Unipolares differenzielles Signal.....	55
Abb. 26	Bipolares differenzielles Signal.....	56
Abb. 27	Aufbau CAN-Transceiver	57
Abb. 28	Fremdschlüsse der Busleitungen	57
Abb. 29	Fehlerbehandlung in der Bitübertragungsschicht	58
Abb. 30	Codierung bei Fremdschluss einer Busleitung	59
Abb. 31	Hardware-Struktur	63
Abb. 32	Zusatz-Sandwich-Board des Sensorknotens.....	64
Abb. 33	SPI-Signale	64
Abb. 34	SPI-Einheit der C16x-Controller	65
Abb. 35	Systemaufbau Clock-Ternär-Codierung	66
Abb. 36	Codierschaltung	67
Abb. 37	Zustandsgraph des Clock-Ternär-Decodierers	67
Abb. 38	Clock-Ternär-Decodierung der Daten.....	68
Abb. 39	EXOR-Gatter mit D-Flip-Flop	69
Abb. 40	Komplette Taktrückgewinnung aus RxA und RxB	69
Abb. 41	Relative und absolute Buspegel bei CAN	70
Abb. 42	Physikalischer Layer der CTC mit CAN-Transceivern	71
Abb. 43	Buszustände des Clock-Ternär-Signals.....	71
Abb. 44	Busspannungen CTC auf Basis des zugehörigen CAN-Physical-Layers ...	72

Abb. 45	Signalzusammenhänge TxA, TxB, Busdifferenzspannung.....	72
Abb. 46	Überabtastung und Störfilterung.....	73
Abb. 47	Digitalerschaltung der 2-aus-3-Auswertung	74
Abb. 48	Hysteresese im Bus-Receiver	74
Abb. 49	FTCT-Codierer	76
Abb. 50	Taktrückgewinnung der FTCTC-Decodierung	77
Abb. 51	Signalzuordnung FTCTC-Decodierung	78
Abb. 52	Blockschaltbild des FTCTC-Decodierers	79
Abb. 53	Kommunikation zwischen zwei Teilnehmern.....	79
Abb. 54	Signale im Fall eines Fremdschlusses der Leitung Bus_H an GND	80
Abb. 55	Testapplikation Demonstrator“Schwebende Kugel“	81
Abb. 56	TTP/A-Zeitplan.....	82
Abb. 57	Oszillatorfrequenz 14 MHz (- 30 % Abweichung von 20 MHz).....	84
Abb. 58	Oszillatorfrequenz 25 MHz (+ 25 % Abweichung von 20 MHz)	84
Abb. 59	Bit-Abtastung bei UART	86
Abb. 60	Messaufbau zur Bestimmung der Störfestigkeit.....	87
Abb. 61	Messaufbau NRZ und NRZ mit Bitstuffing	88
Abb. 62	Messaufbau Manchester- und Clock-Ternär-Codierung.....	88
Abb. 63	Einkoppelschaltung.....	88
Abb. 64	Störbeeinflussung bei kapazitiver Störeinkopplung (200 kBit/s Datenrate)90	
Abb. 65	Störverhalten bei Oszillatorverstimmung	91
Abb. 66	Störverhalten mit 10 m unangeschlossener Stichleitung	92
Abb. 67	Rechteckimpuls.....	94
Abb. 68	Spektrum $G(\omega)$ des Rechteckimpulses nach Abb. 67.....	94
Abb. 69	Einzel-Manchesterimpulse a,b; Einheitsimpuls c.....	95
Abb. 70	Mögliche Impulsfolge aus zwei Einzelimpulsen.....	97
Abb. 71	Autokorrelationsfunktion der zufälligen, clock-ternär codierten Zeichenfolge.....	100
Abb. 72	Gewichtungsfunktion $C(\omega)$	100
Abb. 73	Zeichenfolge, 8 Bit Nachrichten, 12 Bit Pause	101
Abb. 74	Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ bei 8 Bit Nachrichten und 12 Bit Pause	101
Abb. 75	Gewichtungsfunktionen $C(\omega)$ der einzelnen Berechnungen.....	103
Abb. 76	Leistungsdichtespektren der NRZ-, der Manchester- und der Clock-Ternär-Codierung in linearer [links] und logarithmischer Darstellung [rechts].....	104
Abb. 77	Leistungsdichtespektrum NRZ-Codierung links und Manchester-Codierung rechts.....	105
Abb. 78	Leistungsdichtespektrum Clock-Ternär-Codierung	105
Abb. 79	Trapezimpuls.....	106
Abb. 80	Trapezimpuls mit normierter Impulslänge	107
Abb. 81	Trapezimpulsfolge	107
Abb. 82	Spektren der Trapezimpulse	108
Abb. 83	Spektrum Clock-Ternär-Codierung mit Rechteck- und Dreieckimpulsen.109	
Abb. 84	Gemessene Spektren der NRZ-Codierung mit Rechteck- und Trapezimpulsen (14 %)	109
Abb. 85	Gemessene Spektren der Clock-Ternär-Codierung mit Rechteck- und Trapezimpulsen (14 %).....	109

Abb. 86	Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall	110
Abb. 87	Numerisch bestimmtes Spektrum 50000/50 der Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall	111
Abb. 88	Gemessenes Spektrum der Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall.....	111
Abb. 89	Netzwerk zur Auskopplung der Störabstrahlung.....	112
Abb. 90	Gleichtaktanteil des Bussignals, Einschalt- und Ausschaltvorgang	113
Abb. 91	Wechselanteil des differenziellen Bussignals beim Einschaltvorgang	113
Abb. 92	Nullmessung	114
Abb. 93	NRZ und NRZ mit Flankensteuerung (625 kBit/s)	114
Abb. 94	Clock-Ternär-Codierung links ohne und rechts mit Flanken-Steuerung bei 1 MBit/s.....	115
Abb. 95	Manchester-Codierung links ohne, rechts mit Flankensteuerung.....	115
Abb. 96	Physical Layer SURFS-System	124
Abb. 97	Daisy-Chain-Struktur	125
Abb. 98	Unsymmetrische (oben) und symmetrische Daisy-Chain-Struktur (unten)	126
Abb. 99	Vier Buspegel des ASRB	126
Abb. 100	Physical Layer ASRB	127
Abb. 101	RZ-Codierung	128
Abb. 102	Drei Spannungszustände des DSI-Busses.....	128
Abb. 103	Mögliche Impulsfolge aus zwei Einzelimpulsen	130
Abb. 104	Zustandsübergänge der Clock-Ternär-Codierung	131
Abb. 105	Zeichenfolge mit zwei Einzelzeichen der FT-Codierung im Fehlerfall	133
Abb. 106	Zeichenfolgen mit drei Einzelimpulsen.....	135
Abb. 107	Numerisch bestimmtes Spektrum 50000/50 Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall.....	146
Abb. 108	NRZ-Signal blockweise codiert	147
Abb. 109	Manchester-Decodierer.....	148
Abb. 110	Buszustände SURFS-System	150
Abb. 111	Gesamtstruktur SURFS-Sensorbus.....	150
Abb. 112	Kommunikation Master zu Slave.....	150
Abb. 113	Kommunikations-Frame	151
Abb. 114	Kommunikation Slave zu Master.....	151
Abb. 115	Gesamtaufbau Sensorbus mit SURFS Physical Layer	152
Abb. 116	SURFS-Master-Treiber	152
Abb. 117	SURFS-Slave	152
Abb. 118	Kommunikationsablauf.....	153
Abb. 119	Stromdetektion im Master	154
Abb. 120	Aufbau Applikation Schwebekörper	154
Abb. 121	Frame-Aufbau Applikation Schwebekörper.....	155
Abb. 122	Register des seriellen Interface des C165	156
Abb. 123	SSC Interface des C165	157
Abb. 124	Relative und absolute Buspegel bei RS485	158
Abb. 125	Fehlertoleranter Clock-Ternär-Codierer (FTCTC).....	159

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1	Vergleich konventionelle Verkabelung – Busverkabelung	18
Tabelle 2	UART des Microcontrollers C167 mit 20 MHz Taktung	34
Tabelle 3	Signalformen.....	47
Tabelle 4	Kostenvergleich LIN, TTP/A, CAN.....	61
Tabelle 5	Wahrheitstabelle Clock-Ternär-Codierung.....	66
Tabelle 6	Wahrheitstabelle Clock-Ternär-Decodierer.....	68
Tabelle 7	Wahrheitstabelle der 2-aus-3-Auswertung	74
Tabelle 8	Vorschrift FTCT-Codierung	75
Tabelle 9	FTCTC-Decodierungsvorschrift	78
Tabelle 10	Taktabweichungen der Busteilnehmer bei FTCTC.....	80
Tabelle 11	Codierungen im Vergleich.....	85

Verzeichnis der Akronyme

ACK	Acknowledge
AM	Amplitudenmodulation
ASC	Asynchronous/Synchronous Serial Controller
AWG	Arbitrary Waveform Generator
CAN	Controller Area Network
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CPU	Central Processing Unit
CRC	Cyclic Redundancy Check (zyklischer Redundanzcode)
CTC	Clock-Ternär-Codierung
DIN	Deutsche Industrie-Norm
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FTCTC	Fehlertolerante Clock-Ternär-Codierung
IEC	International Electrotechnical Commission
ISO	International Standardisation Organisation
ISR	Interrupt Service Routine
LIN	Local Interconnect Network
LSB	Least Significant Bit
MSB	Most Significant Bit
NRZ	Non Return to Zero
RTR	Remote Transmission Request
RX	Receive (Empfangen)
SPI	Serial Peripheral Interface
SSC	Synchronous Serial Controller
TDMA	Time Division Multiple Access
TEM	Transversal-Elektromagnetisch
TX	Transmit (Senden)

Liste der Formelzeichen

$c(m)$	Autokorrelationsfolge
$C(\omega)$	Gewichtungsfunktion
$C^{(K)}(\omega)$	kontinuierlicher Anteil der Gewichtungsfunktion
$C^{(D)}(\omega)$	diskreter Anteil der Gewichtungsfunktion
$g(t)$	Zeitfunktion
$G(\omega)$	Fourier-Transformierte des Grundimpulses $g(t)$
$K(\tau)$	Autokorrelationsfunktion
$Y(\tau)$	Autokorrelationsfunktion des Grundimpulses $g(t)$
$S(\omega)$	Leistungsdichtespektrum der Zeitfunktion $g(t)$
$S^{(K)}(\omega)$	kontinuierlicher Anteil des Leistungsdichtespektrums
$S^{(D)}(\omega)$	diskreter Anteil des Leistungsdichtespektrums
f	Frequenz
ω	Kreisfrequenz
$Si(x)$	Si-Funktion ($\sin(x)/x$)
T	Dauer eines Zeichens
W	Energie
$a(n)$	Zufallsfolge
\underline{P}	Wahrscheinlichkeitsmatrix
λ	Eigenwert der Wahrscheinlichkeitsmatrix \underline{P}
$\delta(x)$	Delta-Funktion

1 Einleitung

Die Vernetzung von Elektronikkomponenten und Modulen im Kfz steigt zunehmend an und erfordert neue Lösungen. Um alle Anforderungen auch in Zukunft erfüllen zu können, wird im Kfz eine Kommunikation auf mehreren Ebenen notwendig werden. Steuergeräte werden heute meist mit CAN (Controller Area Network) vernetzt. Daneben entstehen Systeme wie LIN (Local Interconnect Network) für einfache Steuerungen z.B. von Fensterhebern, Lampen oder auch für die Anbindung „langsamer Sensoren“ an Steuereinheiten. Schnelle Sensoren wie z.B. Beschleunigungs- oder Drucksensoren für Rückhalte-Systeme im Kfz arbeiten unter Realzeit-Bedingungen mit Update-Raten von einigen kHz. Es werden Rohdaten übertragen, d.h. die Airbag-Steuereinheit wertet ständig die von den Sensoren übertragenen Daten aus und entscheidet innerhalb von wenigen Millisekunden über die Zündung eines Airbags oder Gurtstraffers. In Zukunft werden zunehmend Insassensensierungssysteme in das Fahrzeug integriert. Eine weitere zukünftige Funktion wird der aktive Fußgängerschutz sein. Kontaktsensoren und später auch kontaktlose Sensoren (z.B. Radar) werden in die Fahrzeugfront integriert werden, um Fußgänger erkennen und entsprechend Aktoren für das Anheben der Motorhaube aktivieren zu können.

Diese und andere neue Funktionen speziell im Bereich der Rückhaltesysteme erfordern einen hohen Grad der Vernetzung von verteilten Einzelkomponenten. Die Anforderungen in Richtung Standardisierung, Skalierbarkeit und Erweiterbarkeit treiben die Entwicklung von Kfz-Sensorbussystemen voran. Allerdings ist der Kostendruck, welcher im Vergleich mit bestehenden Systemen entsteht, enorm. Für ein heterogenes System (leistungsfähiger Master, einfacher Smart-Sensor) bietet sich eine Master-Slave-Struktur an.

Im Kfz-Bereich der Rückhaltesysteme steigt die Anzahl der Sensoren rapide an, bisher ist noch kein Bussystem verfügbar, welches die Anforderungen der Realzeitfähigkeit erfüllt.

Weitere Aspekte für ein Kommunikationssystem im Kfz sind:

- Verkürzung der Entwicklungszeit (Time to Market)
- Energieersparnis durch Sleep- und Wake-up-Funktionalität
- Kostengünstige Realisierung durch Verwendung von COTS (Components of the shelf)
- Hohe Sicherheit, Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit
- Zusammenfügbarkeit und Erweiterbarkeit
- Gewichtsreduktion durch Kabeleinsparung
- Qualitätssteigerung durch Steckkontaktreduzierung

An folgendem Rechenbeispiel eines Systems mit serieller Zweidrahtübertragung bei fünf Teilnehmern und einem mittleren Abstand von 4 m zwischen den Teilnehmern wird deutlich, dass sich das Kabelmaterial um ca. 60 % und, was noch viel wichtiger ist, die Anzahl der Steckkontakte um ca. 37,5 % reduzieren lassen (Tabelle 1). Die

Reduzierung dieser Anzahl ist sehr entscheidend, da sich jeder weitere Steckkontakt negativ auf die Sicherheit und die Qualität des Systems auswirkt.

	Diskrete Verkabelung:	Kommunikation über Bus:
Anzahl der Steckkontakte:	4x(2+2)=16 Kontakte	5x2=10 Kontakte
Kabelaufwand: (Schätzung: mittl. Abstand der Teilnehmer untereinander 4m)	4m+8m+12m+16m=40m	4m+4m+4m+4m=16m

Tabelle 1 Vergleich konventionelle Verkabelung – Busverkabelung

Für die Kommunikation elektronischer Einheiten über die Geräteebe hinweg eignet sich ein serielles Verfahren. In diesem Bereich wird zwischen asynchroner und synchroner Übertragung unterschieden. Im Bereich der Computerperipherie ist das serielle Interface am weitesten verbreitet. Es arbeitet asynchron und erlaubt Datenraten von bis zu 115 kBit/s. Bei den synchronen Verfahren kann heutzutage ca. das 1000 fache erreicht werden. Standard-Ethernet-PC-Einheiten erreichen 100 MBit/s mit synchronen Übertragungsverfahren.

Spezielle UART-ICs erreichen bei 24 MHz Taktung 1,5 MBit/s, oder bei 48 MHz Taktung 3 MBit/s Brutto-Datenübertragungsrate. Mit Standard-Microcontrollern für den Automotive-Bereich können nur Datenraten bis etwa 100 kBit/s realisiert werden. Dies liegt daran, dass bei der asynchronen Übertragung die einzelnen Zeichen mit einer viel höheren Auflösung abgetastet werden müssen, als dies bei der synchronen Übertragung der Fall ist. An diesem Beispiel ist zu sehen, dass bezüglich der Datenrate eine wesentliche höhere Leistungsfähigkeit in den synchronen Verfahren vorliegt.

2 Stand der Technik

ISO/OSI-Schichtenmodell

Dieses Schichtenmodell – International Standardization Organization / Open Systems Interconnect – stellt eine international akzeptierte formale Methode dar, um die Funktionalität von komplexen Kommunikationssystemen auf der Basis eines hierarchisch geschichteten Ansatzes zu beschreiben [Law97]. Darin werden die Aufgaben dieser Systeme in sieben hierarchisch gegliederte Ebenen unterteilt. Die einzelnen Schichten stellen der nächst höheren Ebene Dienste bereit und nutzen Dienste der darunterliegenden Schicht. Durch diese Aufteilung werden komplexe Systeme leichter beherrschbar.

Typische Feldbussysteme spezifizieren die ersten beiden Schichten, Physical und Data Link sowie teilweise die Anwendungsschicht (Application, Schicht 7).

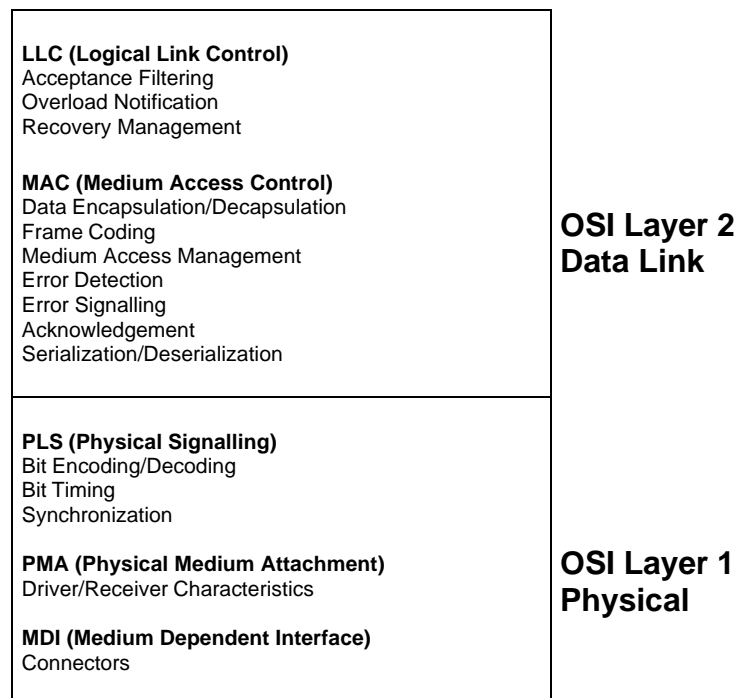


Abb. 1 OSI-Schichten 1 und 2

Lässt man bei der Betrachtung der verschiedenen Bussysteme Unterschiede bei der Implementierung der physikalischen Schicht außer Acht, so bietet sich als Merkmal zur Differenzierung an, wie der Zugriff auf das Busmedium geregelt wird (Layer 2a, MAC). Man unterscheidet drei grundsätzliche Formen der Multiplex-Zugriffstechniken:

- Zeitmultiplex
- Frequenzmultiplex
- Codemultiplex

Für die im Weiteren betrachteten Systeme wird dabei das Prinzip des Zeitmultiplex vorausgesetzt, d. h. die Busteilnehmer nutzen zur Datenübertragung identische Frequenz- und Amplitudenbereiche des Busmediums, wobei zu allen Zeitpunkten jeweils nur ein Teilnehmer aktiv Daten anlegen darf.

Definition Bitrate / Baudrate

Unter dem Begriff Bitrate versteht man die Anzahl der übertragenen binären Einheiten (binary digit = Bit) pro Zeit. Die Baudrate gibt die Anzahl der Schritte pro Zeiteinheit an. Wenn in einem Schritt nur ein Bit übertragen wird, ist die Bitrate gleich der Baudrate. Wenn in einem Schritt nicht zwei, sondern z.B. vier Zustände definiert sind, werden zwei Bit innerhalb eines Schrittes dargestellt, somit ist die Bitrate in diesem Fall doppelt so groß wie die Baudrate [Dri92].

2.1 Signalübertragung

Die Übertragung der digitalen Signale kann elektrisch oder optisch geschehen. Die Übertragung von optischen Signalen bietet den Vorteil der geringeren Störbarkeit und der geringeren Störaussendung. Es werden weder elektromagnetische Felder emittiert, noch haben fremde Felder Einfluss auf die Übertragung. Der Aufwand für eine solche Übertragungsstrecke ist allerdings größer als für ein elektrisches System. Lichtwellenleiter und Stecker sind teurer, und Lichtwellenleiter sind nicht so biegsam wie elektrische Kabel, so dass nur größere Biegeradien realisierbar sind. Optische Transceiver sind heutzutage noch deutlich teurer als elektrische. Aus diesen Gründen ist derzeit die elektrische Übertragung für die Sensor-Aktor-Anwendung im Kfz besser geeignet.

Für ein System, bei welchem mehr als zwei Teilnehmer miteinander kommunizieren, ist es sinnvoll, diese über einen Bus zu verbinden. Dadurch kann jeder Teilnehmer mit jedem anderen kommunizieren.

Nachrichtenübertragung mit Hilfe von elektrischen Signalen

Innerhalb dieser Obermenge gibt es zahlreiche Möglichkeiten Signale zu übertragen: z.B. durch die Spannung oder den Strom. Innerhalb dieser Größen können die Signale durch Amplitude, Phase, Frequenz oder eine Kombination daraus dargestellt werden. Die Signalübertragung durch Strom hat den Vorteil gegenüber der Spannung, dass sie störsicherer ist. Wenn allerdings mehrere Teilnehmer über ein Medium kommunizieren sollen, muss dies bei der Stromübertragung innerhalb einer Masche geschehen. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass die Kommunikation zum Erliegen kommt, wenn in dieser Masche ein Kontakt geöffnet wird.

Aufgrund dieser Zusammenhänge werden die Signale im Kfz meist durch Spannungen dargestellt. Durch Parallelschaltung der Busteilnehmer ist diese Spannung von jedem Teilnehmer messbar. Um Abstrahlungseffekte bei Flankensteilheiten größer $0,2 \text{ V}/\mu\text{s}$ zu reduzieren, werden die Signale nicht asymmetrisch über Masse, sondern differentiell ohne Massebezug übertragen (Abb. 2). Die Leitungen werden hierbei verdreht, um die Fläche der entstehenden Leiterschleife klein zu halten. Der Schaltungsaufwand ist dadurch höher [Sch90], [Mey98].

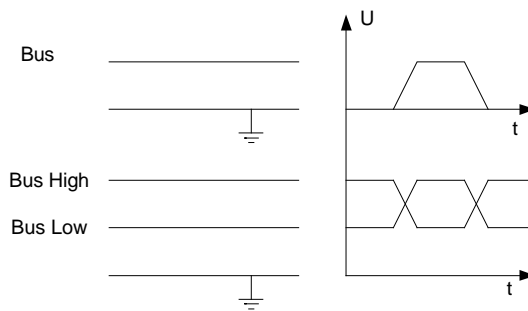


Abb. 2 Asymmetrische Übertragung oben und symmetrische Übertragung unten

Signalübertragung im Basisband

Um die abgestrahlte Energie gering zu halten, ist es sinnvoll, Basisbandsignale differenziell zu übertragen. Bei der Datenfernübertragung besteht die Forderung, die Signale impulsgeformt unter Einhaltung der Nyquistbedingungen zu übertragen. Durch diese Impulsformung wird das Spektrum des Signals auf niederfrequente Frequenzanteile reduziert. Auf eine Impulsformung wird verzichtet, da die Übertragung im Kfz nur im Basisband stattfindet und die höheren Frequenzbänder einer Busleitung nicht genutzt werden. Hier werden die Signale hart, d.h. mit der maximal möglichen Flankensteilheit getastet.

Um Reflexions- und Abstrahlungsprobleme zu reduzieren, müssen einige Randbedingungen eingehalten werden. Steile Signalflanken sind zu vermeiden, denn sie erzeugen mehr Reflexionsprobleme. Da bedingt durch die Topologie im Kfz Stichleitungen entstehen, welche aufgrund der Gleichstrombelastung des Treibers nicht mit Widerständen abgeschlossen werden können, müssen diese Reflexionen an diesen fehlangepassten Leitungsenden vom System toleriert werden.

Buszugriffsverfahren

Beim Zugriff auf das Busmedium unterscheidet man zwei Hauptprinzipien, den kontrollierten Buszugriff und den Buszugriff mit konkurrierender Arbitrierung. In der Literatur wird auch unterschieden zwischen ereignisgesteuerter (konkurrierender Zugriff) und zyklischer Datenübertragung (kontrollierter Zugriff).

Kontrollierter Buszugriff liegt bei folgenden Implementierungen vor:

- Master/Slave – System im Polling-Betrieb (Command – Response)
- Token-Verfahren (Token Passing, Token Ring)
- TDMA-Verfahren mit definierten Sendezeitschlitzten für die Stationen

Bei den konkurrierenden Systemen, die unter dem Begriff CSMA (Carrier Sense Multiple Access) bekannt sind, beobachten Teilnehmer mit Sendewunsch den Signalverlauf auf dem Busmedium (Carrier Sense) und versuchen, falls der Bus im Ruhezustand ist, exklusiven Zugriff auf das Busmedium zu erhalten. Dabei gibt es verschiedene Ansätze zur Vermeidung bzw. Auflösung von auftretenden

Kollisionen. Auf CSMA-Verfahren basieren zum Beispiel Ethernet (IEEE 802.3) oder CAN.

Als wichtigstes Unterscheidungskriterium dieser Systeme ist dabei das deterministische Verhalten¹ zu nennen. In Systemen, bei denen der Buszugriff durch ein Kommunikationsprotokoll gesteuert wird, kann sichergestellt werden, dass jeder der Busteilnehmer in einem bestimmten Zeitraum exklusiven Zugriff auf das Medium erhält. In konkurrierenden Systemen, die den Zugriff z. B. durch Prioritäten regeln (CAN), ist dieses Verhalten nicht gewährleistet. Daher ist für Systeme, die deterministisches Verhalten fordern, der kontrollierte Buszugriff die Voraussetzung.

Die Systemstruktur des verteilten Systems bestimmt maßgeblich die Struktur des Busses. Bei einem homogenen System, bei welchem alle Teilnehmer ähnliche Leistungsmerkmale bezüglich Rechenleistung und Hardwarevoraussetzungen des entsprechenden Interfaces besitzen, ist eine Multimaster-Struktur günstig. Der Buszugriff wird durch eine Zeitsteuerung oder durch Arbitrierung gesteuert.

Es gibt zahlreiche Arbitrierungsmechanismen, welche hier nicht alle aufgeführt werden. Zu erwähnen sind CSMA-CA Carrier Sense Multiple Access, Collision Avoidance z.B. CAN-Bus und CSMA-CD (Collision Detection) z.B. Ethernet [Fär87], [Hüt97], [El92], [Bus96], [Law97]. Diese sind event-getriebene Verfahren, d.h. es gibt keine übergeordnete Instanz, welche den Buszugriff steuert. Konträr dazu ist das TDMA-Verfahren (Time Division Multiple Access) zu nennen, bei welchem der Buszugriff über die Zeit gesteuert wird [Kop01], [Kop97].

Bei heterogenen Systemen wie einem Sensor-Aktor-Steuerungssystem ist die Performanz der Teilnehmer sehr unterschiedlich. Die Steuereinheit hat hohe Rechenleistung mit quarzgenauer Taktung, während die Sensoren und Aktoren sehr einfach ausgeführt sind und mit kostengünstigen RC-Oszillatoren auskommen müssen. Bei dieser Grundlage bietet sich das Master-Slave- oder das Zeit-Master-Slave-Verfahren an.

Master-Slave-Struktur

Der Master fordert Nachrichten von den Slaves mit Hilfe von Request-Frames ab. Diese antworten dann mit einem Response-Frame [Pho97]. Durch die Triggerung des Masters arbeiten die Slaves mit der quarzpräzisen Zeitbasis des Masters.

TDMA

Jeder Teilnehmer erhält einen festen Zeitschlitz, in welchem er senden darf. Dies setzt voraus, dass alle Teilnehmer nach der selben Uhr arbeiten. Die Uhr kann zentral durch einen Master oder, wie bei TTP/C, durch spezielle Synchronisationsmechanismen dezentral synchronisiert werden.

Zeit-Master-Slave-Verfahren

Bei diesem Verfahren steuert der Master den Kommunikationsablauf, aber nur sofern er eine Runde startet, in welcher die Slaves a priori wissen, zu welcher Zeit sie

¹ Man spricht von deterministischem Zeitverhalten, wenn der Zeitraum, in der eine Nachricht übertragen wird, garantiert wird [Kop97].

selbstständig senden müssen, ohne eine direkte Adressierung zu erhalten [Kop01]. Beispiel hierfür ist das TTP/A-Protokoll (Kap. 5.9.1).

CSMA/CD

Wenn ein Teilnehmer senden will, überwacht er den Bus und sendet erst, wenn dieser frei ist (LBT Listen before talking). Er überprüft ständig ob seine Nachricht gestört wird. Bei Störung bricht er ab und erzeugt ein „Jam“-Signal auf dem Bus, durch welches den anderen Teilnehmern mitgeteilt wird, dass die Nachricht zerstört wurde. Er versucht, nach einer zufällig gewählten Zeit innerhalb eines Zeitrahmens wieder zu senden.

CSMA/CA

Bei der Collision Avoidance wird der Zugriff über Prioritäten gesteuert. Grundlage ist ein Wired-or-Prinzip, bei dem sich ein dominantes Zeichen gegenüber dem rezessiven Zeichen durchsetzt. Dieses Verfahren wird bei dem CAN-Bus verwendet. Eine weitere Möglichkeit ist die Definition der Prioritäten durch die Wartezeit, welche zwischen dem Sync-Signal und dem Beginn der Nachricht liegt. Jeder Teilnehmer hat eine andere Wartezeit, so werden Kollisionen verhindert. Der Teilnehmer mit der geringsten Wartezeit kann seine Nachricht zuerst absetzen. Dieses Verfahren wird bei dem Byteflight-Protokoll [Byt00] angewendet.

Token-Ring

- logischer Ring, physikalischer Ring
- es gibt free- und busy-Token
- Teilnehmer mit Sendewunsch wartet auf free-Token und besetzt es mit den zu sendenden Informationen (busy-Token). Wird dieses besetzte Token, nachdem es durch den Ring lief, wieder vom Sender empfangen, so gibt er es wieder frei.
- wenn das Token verloren geht, muss das System neu initialisiert werden

Token-Bus

- logischer Ring, physikalischer Bus
- Multimaster-Prinzip
- der Teilnehmer, welcher den Token besitzt, darf senden

Eigenschaften der Verfahren mit Token:

- es darf nur ein Token im Umlauf sein
- Handling bei Ausfall von Teilnehmern oder bei Verlust von Token ist aufwändig und muss bei der Bestimmung der maximalen Übertragungszeit berücksichtigt werden

2.2 Codierung / Taktrückgewinnung

Wie bereits erwähnt, gibt es zwei Arten der Digitalübertragung, die synchrone und die asynchrone. Bei der asynchronen Übertragung liegt die Synchronisationsinformation im Nachrichtenrahmen. Die einzelnen Bit einer Nachricht werden asynchron übertragen. Der Empfänger synchronisiert sich auf das

Synchronisationszeichen und tastet so, mit seiner freilaufenden Taktung, die einzelnen Zeichen ab.

Bei der synchronen Übertragung wird das Taktsignal entweder aus den einzelnen Bit der Nachricht zurückgewonnen, oder es wird getrennt übertragen. Mit Hilfe des Taktsignals wird das Datensignal abgetastet.

Beispiel für eine synchrone Übertragung ist das SPI-Interface, bei welchem Daten und Takt getrennt übertragen werden.

Signalverläufe binärer Zeichen

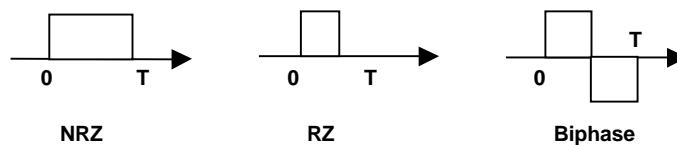


Abb. 3 Signalverläufe bei verschiedenen Codierungen

Bei der NRZ (Non Return to Zero) stellt nur die Signalamplitude die Information dar. Es ist keine zusätzliche Information über den Abtastzeitpunkt enthalten.

Bei der RZ-Codierung (Return to Zero) ist die Information in der Amplitude der ersten Hälfte des Bits und in der zweiten Hälfte ist das Bit wieder null.

Die Biphase Codierung besteht aus zwei Phasen, welche beide nicht gleich null sind. Dadurch entsteht ein Signalwechsel, welcher im Empfänger als Zeitinformation für die Abtastung des Signals verwendet wird. Durch die unterschiedliche Polarität ist der Gleichspannungsanteil bei dieser Codierung null.

Es gibt mehrere Möglichkeiten, den Takt aus dem Empfangssignal zurück zu gewinnen. Die Verfahren haben unterschiedliche Leistungsmerkmale bzgl. maximaler Takttoleranz und Realisierungsaufwand.

Bei der Übertragung müssen eine Bit-, eine Zeichen- und eine Blocksynchronisation durchgeführt werden.

2.2.1 Taktrückgewinnung bei der UART-Einheit

Bei dem UART-Verfahren (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) wird der Takt mit jedem Zeichen synchronisiert. Die nominale Übertragungsrate ist dem Empfänger a priori bekannt. Die Synchronisation geschieht zu Beginn eines Zeichens, oder Frames, das aus sieben, acht oder neun einzelnen Bit besteht.

Das UART-Signal hat einen definierten Idle-Pegel. Wenn ein Teilnehmer zu senden beginnt, wird dies durch ein Start-Bit eingeleitet. Das Start-Bit hat einen anderen Pegel als der Idle-Zustand. Der Empfänger kann dadurch den Pegelwechsel detektieren und seine Takteinheit synchronisieren. Dem Start-Bit folgen in der Regel 7-9 Bit Daten im NRZ-Format. Diese können noch durch ein Parity-Bit ergänzt werden.

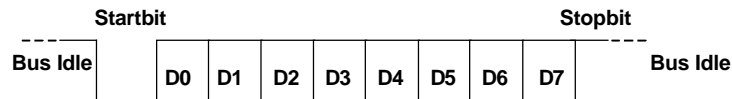


Abb. 4 UART-Frame

Nach dem Detektieren der fallenden Flanke des Startbit muss der Empfänger bis zum letzten Bit seinen Takt so genau halten, dass dieses noch richtig abgetastet wird. Es kann keine Zwischensynchronisation erfolgen, da z.B. bei einem Null-Frame kein Zustandswechsel in der Bit-Folge vorhanden ist.

Zwischensynchronisation durch Start-Stop-Bit-Kombination

Bei nicht selbstsynchronisierenden Codes wie dem NRZ Code kann eine Synchronisation in einem längeren Datenstrom erzeugt werden, indem Synchronisationszeichen eingefügt werden. Wenn der Empfänger weiß, an welcher Stelle ein solches Zeichen kommt, kann er sich darauf synchronisieren. Um die Empfangszeit dieses Zeichens zu detektieren, muss dieses durch einen Zustandswechsel definiert sein. Dies wäre z.B. eine „0“ und eine „1“, so dass hier eine steigende Flanke zwischen den beiden Bits entsteht. Dieser Ansatz wird im Byteflight-Protokoll der Fa. BMW verwendet. Es werden hier 8 Bit lange Daten-Frames durch ein „0“- und ein „1“-Bit getrennt, auf welche sich der Empfänger synchronisieren kann. Da der Empfänger a priori weiß, wann ein Sync-Zeichen erfolgen muss, kann innerhalb eines gewissen Zeitfensters eine Nachsynchronisation durchgeführt werden.

2.2.2 Taktrückgewinnung mit Hilfe des Bitstuffing-Verfahrens

Dieses Verfahren wird bei dem CAN-Bus angewendet. Die einzelnen Bit werden hier mit der NRZ-Codierung übertragen. Nach einem Block von maximal 5 Bit erfolgt ein Signalwechsel. Der Empfänger kann sich auf die Flanke eines Signalwechsels synchronisieren. Wenn allerdings eine lange Folge von gleichwertigen Zeichen empfangen wird, besteht in dieser Zeit keine Flanke für die Synchronisation. Aus diesem Grund wird bei diesem Verfahren ein sogenanntes Stuffbit (oder Stopfbit) in eine solche Folge von gleichwertigen Zeichen eingefügt. Die Vorschrift bei dem CAN-Bus lautet folgendermaßen: Wenn fünf gleichwertige Zeichen übertragen werden, wird ein anderwertiges Stuffbit eingefügt. Somit ist die maximale Länge gleichwertiger Bit auf fünf begrenzt. Die Oszillatoren für die Taktrückgewinnung haben einen Toleranzbereich, der diese Zeitbedingung erfüllen kann. Bei dem CAN-Bus wird das Bitstuffing darüber hinaus noch dazu verwendet, Information durch gezielte Verletzung der Stuffbit-Regel zu übertragen [Law97].

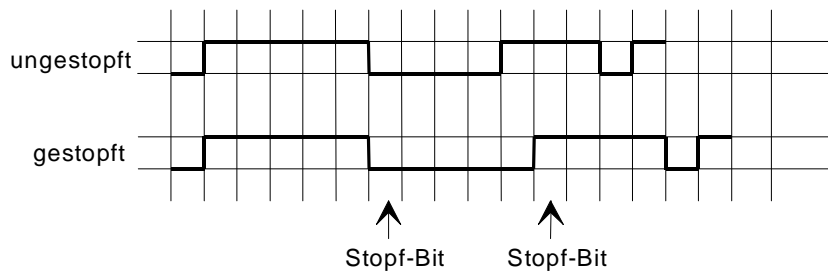


Abb. 5 Bitstuffing bei CAN

In Abb. 5 ist eine gestopfte und eine ungestopfte Bit-Sequenz dargestellt. Ein Stopfbit wird nach fünf gleichwertigen Bit eingefügt. Die Frame-Länge ist dadurch variabel.

HDLC-Protokoll

Das HDLC-Verfahren (High Level Data Link Control) verwendet zur Synchronisation eine 8-Bit-Kombination, welche auch Flag genannt wird. Wenn der Empfänger dieses Flag erkennt, synchronisiert er seinen Oszillator auf dieses Zeichen. Dieses Flag darf nicht innerhalb der Nutzdaten vorkommen, da sich sonst der Empfänger darauf synchronisieren würde. Um aber trotzdem die volle Nutzdatenbreite (einschließlich Flag) zu erhalten, arbeitet das HDLC-Verfahren nach folgender Regel: Wird das Synchronisationszeichen als Nutzzeichen und nicht zur Synchronisation verwendet, wird es im Sender durch ein Stuffbit für die Taktrückgewinnungseinheit unkenntlich gemacht, damit sie sich nicht auf dieses Zeichen synchronisiert. Vor der Auswertung der empfangenen Daten muss das Bitstuffing allerdings in dem Interface des Empfängers rückgängig gemacht werden. Dabei wird aus der übertragenen, erweiterten Bit-Kombination durch Reduzieren des Stuffbit wieder die ursprüngliche Bit-Folge des Flags, was eine Nutzinformation darstellt. Falls im ursprünglichen Datenblock tatsächlich die Kombination des durch Bitstuffing erweiterten Flags übertragen werden soll, muss diese vor der Reduktion durch den Empfänger geschützt werden. Auch sie muss bereits im Sender durch ein weiteres Bit ergänzt sein [Sch94]. Eine „0“ wird durch einen Zustandswechsel, eine „1“ durch gleichbleibenden Zustand dargestellt. Eine „1“-Folge liefert somit keine Taktinformation.

BSC-Protokoll

Im BSC-Protokoll (Binary Synchronous Communication) ist im Gegensatz zum HDLC ein Zeichen aus dem Zeichenvorrat für die Synchronisierung reserviert. Das Protokoll dient dazu, ASCII-Zeichen zu übertragen. Das SYN-Zeichen hat den Wert Hex 16. Es wird in allen Sendepausen übertragen, mindestens nach Abschluss eines Datenblocks. Da dieses Protokoll nur für den zu übertragenden Zeichensatz verwendet wird, kann ein Zeichen als Synchronisationszeichen reserviert werden. Dieses Zeichen wird nicht innerhalb eines Datenblocks verwendet, somit ist eine Fehlsynchronisation ausgeschlossen [Sch94]. Es gibt auch einen sogenannten Transparent-Mode, in welchem alle Zeichen, einschließlich des SYN-Zeichens, zur Datenübermittlung verwendet werden. Um das SYN-Zeichen als Datenzeichen zu identifizieren, wird es zweimal gesendet.

2.2.3 Bitorientierte Taktrückgewinnung

Manchester-Codierung

Bei der Manchester-Codierung wird ein Bit durch zwei verschiedenwertige Einzelzustände dargestellt. Dies bedeutet, dass sich die Übertragungsbandbreite bei einer „0“- oder „1“-Folge verdoppelt. Bei einer Bit-Folge von z. B. 100 kBit/s ist die maximale Grundfrequenz² $f = \frac{1}{2} T$ nicht 50 kHz, wie dies bei einer NRZ-Codierung wäre, sondern 100 kHz.

Ein Bit wird durch die Einzelzustandsfolge „0 1“, das andere durch „1 0“ dargestellt (Abb. 7). Da ein Bit immer einen Wechsel der beiden Zustände zur Folge hat, entsteht in der Bit-Mitte immer ein Flankenwechsel, welcher zur Taktrückgewinnung verwendet wird.

Der Decodierer muss sich zunächst durch ein vordefiniertes Startzeichen auf die Zeichenfolge einrasten. Nun wird der Takt aus der Flanke in der Bit-Mitte zurückgewonnen. Der Decodierer darf nicht den Flankenwechsel, welcher zwischen zwei Bit entstehen kann, als Taktsignal interpretieren. Das Datensignal kann aus dem Eingangssignal unter Verwendung des zurückgewonnenen Taktes rekonstruiert werden.

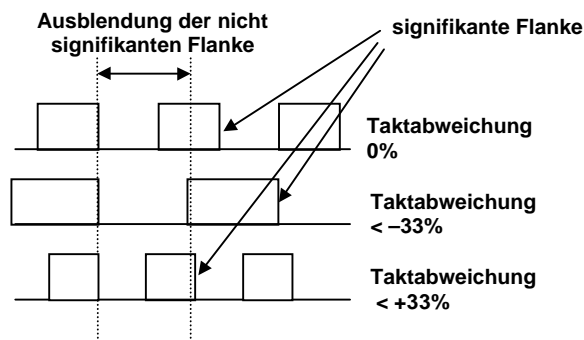


Abb. 6 Taktabweichung bei der Manchester-Decodierung

In Abb. 6 ist zu sehen, dass bei einer Taktabweichung von weniger als - 33 % gerade noch die nicht signifikante Flanke ausgeblendet wird und bei einer Taktabweichung von weniger als + 33 % gerade nicht die signifikante Flanke ausgeblendet wird. Daraus resultiert die theoretisch maximale Oszillatorabweichung zwischen Sender und Empfänger von weniger als + oder - 33 % [Hei00].

MFM-Codierung

Die MFM-Codierung ist auch bekannt unter der Bezeichnung Miller-Codierung. Die Ursprünge stammen aus der Magnetspeichertechnik z.B. bei Festplatten. Bei der MFM (Modified Frequency Modulation) lautet die Codiervorschrift: Eine „1“ wird durch einen Zustandswechsel in der Bit-Mitte, eine „0“ durch einen durchgängigen Signalpegel während des gesamten Bit dargestellt [Kop97]. Weiter gilt die Vorschrift, dass zwischen zwei aufeinanderfolgenden „0“-Zeichen ein Zustandswechsel zwischen den Zeichen stattfindet. Dies ist notwendig, um die

² Diese ergibt sich, wenn eine 0101...Wechselfolge übertragen wird

Taktrückgewinnung bei einer „0“-Bit-Folge zu gewährleisten. Bei einer „1 0 1“-Bit-Folge ist eine Taktrückgewinnung erst nach der Dauer von zwei Bit möglich (Abb. 7). Bei der MFM-Codierung wird, wie bei der Manchester-Codierung, ein Bit in zwei Bit-Teile unterteilt. Durch die Codiervorschriften wird vermieden, dass die beiden Teile eines Bit ständig alternieren. Die maximale Grundfrequenz ist hier nicht gleich der Bit-Frequenz, wie bei der Manchester-Codierung, sondern nur halb so groß, wie im Fall der NRZ-Codierung.

Wenn, wie oben beschrieben, die einzelnen Bit in zwei Teile unterteilt werden, ist die längste gleichwertige Zeichenfolge vier Bit-Teile lang. Die nächste Bit-Folge hat drei gleichwertige Teile. Die härteste zeitliche Anforderung ist, dass das System somit zwischen drei und vier Zeiteinheiten unterscheiden können muss. Daraus ergibt sich im Empfänger eine maximale negative Taktabweichung von: $\frac{3}{4} = 0,75 \Rightarrow -25\%$. Die maximale positive Taktabweichung des Empfängers ergibt sich durch den Fall, dass drei Bit-Teile nicht als vier identifiziert werden.

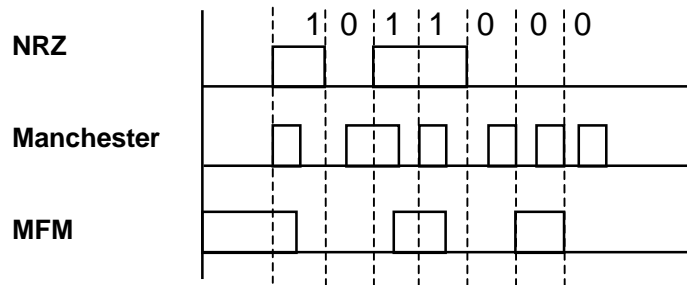


Abb. 7 Übersicht Codierungen

2.3 Störverhalten der Bitübertragungsschicht

Symmetrische und asymmetrische Übertragung

Die symmetrische Übertragung wird auch differentielle Übertragung genannt. In Abb. 8 ist dargestellt, wie eine Gleichtaktstörung auf eine asymmetrische und eine symmetrische Übertragung einwirkt. Bei der asymmetrischen wird der Störimpuls als Datensignal interpretiert, bei der symmetrischen nicht, da die beiden symmetrischen Potenziale gleichmäßig von der Störung beeinflusst werden. Die Differenzspannung bleibt null [Tex95], [Max95].

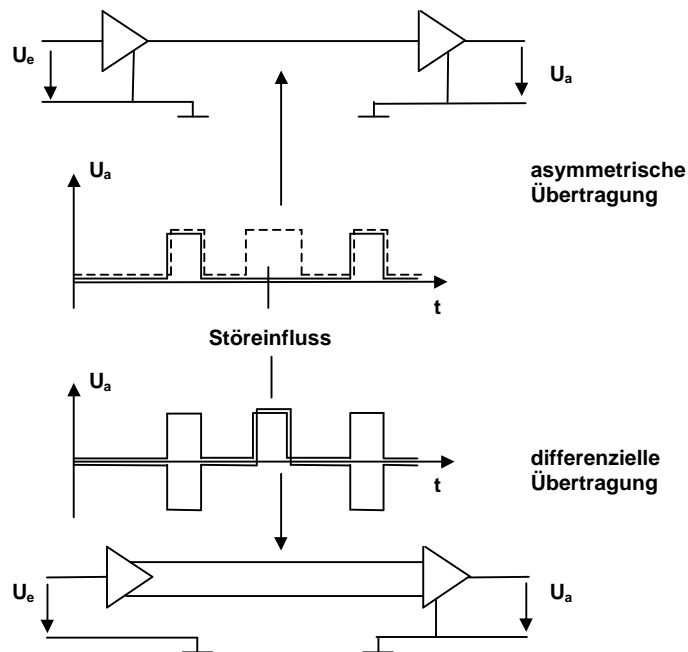


Abb. 8 Störeinfluss bei asymmetrischer und symmetrischer Übertragung

Schirmung der Leitungen

Schirme erhöhen meist die Betriebskapazität. Sie wirken bei Emissionen und Immissionen etwa gleichartig. Im Kfz ist ein Leitungsschirm unerwünscht, da die Kosten der Kabel hoch sind. Dazu kommt, dass die Konfektion der Stecker, die weitgehend durch Handarbeit geschieht, teurer wird.

Guarding

Das Mitführen einer oder mehrerer Masseleitungen neben den Signalleitungen hat eine geringere Schirmwirkung als ein geschlossener Schirm. Es ist allerdings wesentlich kostengünstiger und einfacher herzustellen und zu verarbeiten. Dieses Verfahren wird teilweise von Kfz-Herstellern (wie z.B. BMW) bei der CAN-Verkabelung angewendet.

2.4 Bussysteme im Kfz

K-Bus (ISO 9141):

Der K-Bus, auch Karosserie-Bus genannt, ist auf der Grundlage des seriellen Interface (UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter) entstanden. Eine solche UART-Einheit ist heute fast in allen Controllern enthalten. Wenn der Kommunikationsablauf von der Software gesteuert wird, ist kein weiterer Kommunikationscontroller notwendig. Der K-Bus wird im Kfz meist für die Diagnosekommunikation verwendet. Die Übertragung der Daten findet asymmetrisch gegenüber der Fahrzeug-Masse statt. Deshalb und aufgrund der

Oszillatortoleranzen wird im Kfz die Kommunikation nur bis ca. 20 kBit/s verwendet (siehe Kap. 3.1). Die Bitübertragungsschicht ist in der ISO9141-Spezifikation [ISO91] beschrieben. Im Vergleich zum RS232-Standard werden hier keine negativen Spannungen erzeugt, sondern nur +12 und 0 V. Die Zuordnung ist 12 V -> log. 1, 0 V -> log. 0.

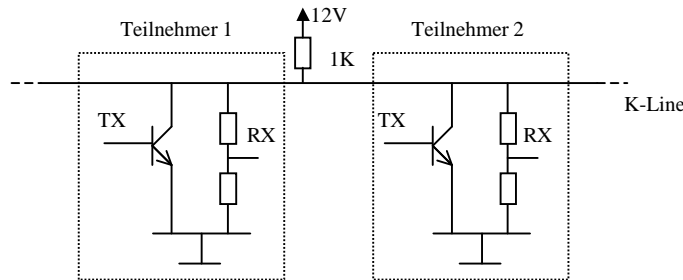


Abb. 9 Aufbau K-Bus

Das UART-Interface besitzt die beiden Leitungen Rx und Tx für das asynchrone Senden und Empfangen von Daten. Die beiden Leitungen werden durch den Bustreiber an ein Potenzial gebracht (Carrier Sense). Das Interface kann im Vollduplexbetrieb arbeiten, d.h. es kann gleichzeitig unterschiedliche Daten senden und empfangen. Durch die Buskommunikation, wie in Abb. 9 dargestellt, geht die Vollduplexfunktion verloren. Es kann immer nur ein Teilnehmer zu einer Zeit senden. Der gesendete Wert kann an Pin Rx zurückgelesen werden.

LIN

Der LIN-Bus (Local Interconnect Network) setzt auf dem Physical Layer des K-Bus auf. Es wird kein Kommunikations-Controller benötigt. Das Protokoll wird mit in der Controller-Software implementiert. Um Teilnehmer mit taktungengenauen RC-Oszillatoren verwenden zu können, gibt es in jedem Nachrichten-Frame ein Synchronisationsfeld, auf welches sich der ungenaue Slave-Teilnehmer synchronisieren kann. Ohne Verwendung dieses Modus beträgt die maximale Oszillatortoleranz der Teilnehmer +/- 2 %. Durch diese Maßnahme kann sie bis zu +/- 7 % betragen. Diese Einrichtung reduziert die Effizienz des Protokolls grundsätzlich, da dieses Feld fester Bestandteil eines jeden Frames ist. Die maximale Datenrate beträgt 20 kBit/s. Der Buszugriff geschieht nach dem Master-Slave-Verfahren. Ein Nachrichten-Frame besteht aus einem Sync.-Break, dem Sync.-Pattern, dem ID-Feld, 2, 4 oder 8 Datenbyte und dem CRC-Checksummen-Feld.

CAN

Die CAN-Kommunikation (Controller Area Network) ist in dem ISO Standard 11898 festgelegt. Die hohe Komplexität des Protokolls erfordert einen eigenständigen Kommunikations-Controller. Die Datenrate kann bis zu 1 MBit/s betragen. Im Kfz werden meist 83,3 bzw. 125 (Low-speed) oder 500 kBit/s (High-speed) verwendet. Die Leitungslänge hängt von der Datenübertragungsrate ab. Bei 1 MBit/s kann sie 40 m betragen. Wenn die Datenübertragungsrate nur 10 kBit/s ist,

kann die maximale Länge bis zu 1200 m betragen. Es handelt sich hier um einen Multimasterbus, d.h. jeder Teilnehmer kann auf eigene Initiative Nachrichten absenden. Die Organisation ist event-gesteuert. Ein Teilnehmer, der eine Nachricht senden will, kontrolliert, ob der Bus frei ist, und sendet dann die Nachricht ab. Wenn zwei Teilnehmer gleichzeitig anfangen, eine Nachricht zu senden, wird durch eine Einzel-Bit-Arbitrierung entschieden, welcher Teilnehmer die niederpriorie Nachricht besitzt und die Nachricht abbrechen muss. Es werden nicht Teilnehmer adressiert, sondern es werden Nachrichten-Frames identifiziert. Ein Nachrichten-Frame wird durch eine 15-Bit-CRC-Prüfsumme gesichert. Die CAN-Kommunikation ist für ein homogenes System geeignet, d.h. die Teilnehmer haben etwa die gleiche Rechenleistung [Wal97]. Die CAN-Kommunikation stellt eine relativ hohe Anforderung an die Leistungsfähigkeit des Controllers und die Präzision des Oszillators. Für ein heterogenes Sensor-Aktor-System ist sie aufgrund dieser hohen Systemanforderungen weniger geeignet [Law97].

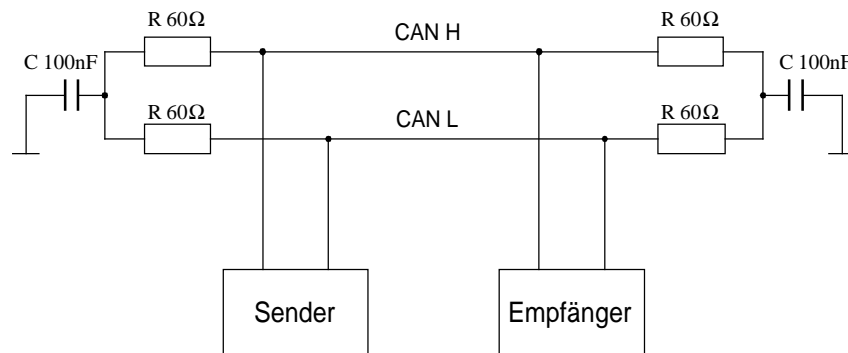


Abb. 10 CAN Übertragungssystem

TTP/C

Der TTP/C-Bus ist ein Multimasterbus und im Gegensatz zum CAN-Bus nicht event-sondern zeitgetriggert. Er hat zwei Kanäle und erfüllt die SAE Class C Anforderungen. Er arbeitet nach dem TDMA-Verfahren (Time Division multiple Access). Die Übertragungsrate kann mehrere MBit/s betragen. Die Bitübertragungsschicht kann elektrisch, für hohe Datenraten bis zu 25 MBit/s auch optisch realisiert werden.

Byteflight

Dieses Bussystem wurde von BMW für Sicherheitsanwendungen entwickelt. Es wird ein optischer Physical Layer verwendet. Die Datenrate kann bis zu 10 MBit/s betragen. Die Bustopologie ist ein Stern mit aktivem Sternkoppler. Der Buszugriff wird darüber gesteuert, dass die Nachrichten gemäß ihren Prioritäten unterschiedliche Wartezeiten besitzen, nach welchen sie auf den Bus zugreifen. Dieser Bus ist derzeit bei BMW-Fahrzeugen im Bereich der Rückhaltemittel im Einsatz.

Flexray

Der Flexray-Bus ist wie der TTP/C zeitgesteuert. Er bietet auch die Möglichkeit, in einem definierten Zeitfenster event-gesteuerte Nachrichten zu übertragen. Für die Bitübertragungsschicht sollen elektrische als auch optische Lösungen angeboten werden.

Most-Bus

Der Most-Bus ist für Multimedia-Anwendungen im Kfz entwickelt worden. Er ist in einer Ringtopologie ausgebildet und kommuniziert nach dem Token-Prinzip. Die Bitübertragungsschicht wird mit Lichtwellenleiter (LWL) realisiert. Die Datenübertragungsrate erreicht derzeit bis zu 23 MBit/s.

3 Anforderungen an die Bitübertragungsschicht im Kfz

An die Bitübertragungsschicht werden innerhalb des Kfz verschiedene Anforderungen gestellt. Diese hängen oft auch von der Applikation ab. In diesem Kapitel werden nur die generellen Anforderungen beschrieben.

3.1 Interface der Kommunikationsteilnehmer

Zum Datenaustausch ist ein Ein-/Ausgabewerk, auch Interface genannt, notwendig. Bei digitalen Systemen sind die Signale zeit- und wertdiskret. Es besteht die Möglichkeit, die Zeichen gleichzeitig an mehreren Kanälen (parallel) oder in zeitlicher Abfolge nacheinander über einen Kanal (seriell) zu übertragen. Bei größeren Entfernungen bietet sich die serielle Kommunikation aufgrund des geringeren Verkabelungsaufwandes an.

Es haben sich zwei Interface-Standards im Bereich der Ein-Chip-Computer (Controller) durchgesetzt. Das UART-Interface, oft auch als serielles Interface bezeichnet, und das SPITM-Interface (Serial Peripheral Interface). Dieser Begriff stammt von der Firma Motorola und hat sich im Sprachgebrauch für dieses Interface durchgesetzt. Im Konsumelektronikbereich hat sich das I²C-Interface, welches dem SPI-Interface ähnlich ist, weit verbreitet [Sch94].

UART-Interface

In der Historie der Kfz-Elektronik wird schon sehr lange das serielle Interface (UART) von Microcontrollern zur Kommunikation eingesetzt (z.B. K-Bus). Es wird für Zwecke der Diagnose ohne Realzeitanforderungen eingesetzt (Kap. 2.4).

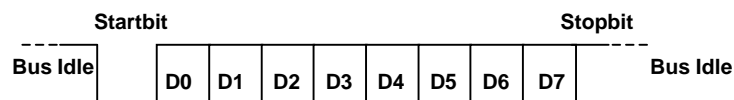


Abb. 11 UART-Frame

Ein UART-Frame besteht aus Startbit, 7-9 Datenbit und einem Stopbit (Abb. 11). Die Datenbits können noch durch ein Parity-Bit ergänzt werden. Der Empfänger synchronisiert sich auf die fallende Flanke des Startbit und muss dann bis zum 7. bzw. bis zum 11. Bit seinen Takt so genau halten, dass dieses noch richtig, d.h. im Mittelbereich, abgetastet wird. Die nominale Abtastrate kennt der Empfänger a priori. Die Abweichung darf nur so groß sein, dass der Takt beim letzten Bit um weniger als eine halbe Bitzeit vom Nenntakt abweicht. Daraus ergibt sich eine maximale Abweichung von:

$$\frac{1\text{Bit}}{\text{Startbit} + 7\text{Bit} + \frac{1}{2}\text{Bit}} = 0,118 \quad \text{Dies entspricht } +/-5,9\%.$$

Ein größeres Problem bei der Verwendung des UART ist die Granularität der Baudrateneinstellung. Die Baudrate kann nicht genau eingestellt werden, nämlich entweder etwas zu klein oder zu groß (siehe Abweichung in Tabelle 2). Die Abweichung hängt von der Datenrate, der Taktrate des Controllers und von dem verwendeten Controller selbst ab und nimmt bei höheren Datenraten sehr stark zu. Dies ist durch die Auslegung der Takteiler innerhalb der Controller begründet.

Baudrate [Baud]	Abweichung [%]
600	+0,1 -0,0
4800	+0,2 -0,6
9600	+0,2 -1,4
19200	+1,7 -1,4
38400	+1,7 -1,4
115000	+8,7 -10,4

Tabelle 2 *UART des Microcontrollers C167 mit 20 MHz Taktung*

In Tabelle 2 sind die Taktabweichungen von den Standard-Baudraten eines Infineon C167 Controllers bei 20 MHz aufgelistet. Bei 38400 Bit/s ist die Granularität $1,7\% + 1,4\% = 3,1\%$, d.h. der Oszillator kann nur mit $3,1\%$ groben Schritten eingestellt oder nachjustiert werden. Bei 115000 Bit/s ist die Granularität $19,1\%$, somit kann nicht mehr in das Toleranzfenster $\pm 5,9\%$ getroffen werden. Wenn davon ausgegangen wird, dass Teilnehmer mit unterschiedlichen Controllern und unterschiedlichen Taktfrequenzen über ein Medium miteinander kommunizieren müssen und diese nicht mit Quarzoszillatoren arbeiten, wird deutlich, dass dies nur bis ca. 20 kBit/s, wie bei LIN spezifiziert, funktionieren kann.

SPI-Interface

Das SPI-Interface wird für die serielle Kommunikation innerhalb eines Gerätes verwendet. Es besitzt keine Mechanismen zur Datensicherung wie z.B. CRC-Prüfsummen. Der Datenaustausch geschieht mittels einer Takt- und einer Datenleitung. Der Master gibt den Takt vor, nach welchem der Slave die Datensignale abtastet. Die Definition des Datenformats unterliegt der Applikation. Mittels Chip-Select-Leitungen kann eine Zugriffsteuerung zwischen mehreren Teilnehmern bewerkstelligt werden. Mit dem SPI-Interface ist eine bidirektionale Kommunikation im Vollduplexbetrieb möglich. Die maximale Datenrate kann je nach Controller bis zu mehreren MBit/s betragen (Kap. 5.2, Anhang H).

3.2 Zeitbasis

Damit zwei asynchrone Einheiten miteinander kommunizieren können, ist es notwendig, dass der Empfänger die asynchronen Empfangsdaten übernehmen kann. Diese Aufgabe wird von der Decodierung erfüllt. Sie stellt entsprechende Forderungen an die Zeiteinheit. Diese Zeiteinheit wird in der Regel durch Quarze, durch Keramik-Resonatoren oder durch RC-Oszillatoren realisiert.

3.2.1 Quarze

Ihre Abweichung von der Nennfrequenz liegt im Bereich von 0,05 %. Dieser Wert beinhaltet die Alterungs- und Temperatureinflüsse. In der Kfz-Elektronik sind die Quarze ein sehr kostenintensives Element. Der Preis hängt stark von der Bauform ab. SMD-Quarze, welche der Automobilspezifikation entsprechen, kosten zwischen 25 und 50 Euro Cent.

3.2.2 Keramik-Resonatoren

Sie sind bei gleicher Bauform ca. um den Faktor 2 billiger als Quarze. Ihre Abweichung von der Nennfrequenz liegt im Bereich von 0,5 bis 1,8 %. Diese Werte setzen sich aus der Grund- oder Fertigungstoleranz, der Temperaturabhängigkeit, der Veränderung über die Lebensdauer und dem Verhalten gegenüber starken Beschleunigungen zusammen. Die Stabilität gegenüber starken Beschleunigungspulsen ist besonders im Bereich der Crash-Sensorik wichtig, da diese Sensoren hauptsächlich unter dem Einfluss von starken Beschleunigungspulsen zuverlässig arbeiten müssen.

Die Fertigungstoleranz liegt im Bereich von 0,1 bis 0,7 %, die Toleranz der Temperaturabhängigkeit und die der Veränderung über die Lebensdauer liegt im Bereich 0,2 bis 0,7 %. Die Beschleunigungsschockfestigkeit liegt im Bereich 0,2 bis 0,9 %. Die Kosten dieser Resonatoren belaufen sich je nach Bauform auf minimal Faktor 1/2 derer eines Quarzes.

3.2.3 RC-Oszillatoren

Ein integrierter RC-Oszillator fällt für die Preiskalkulation nicht ins Gewicht, während ein Quarz bei einer kleinen Sensoreinheit mit einem Low-Cost-Controller ca. 25 % der Gesamtkosten ausmachen kann.

Um kostengünstige RC-Oszillatoren einsetzen zu können, muss die Frequenzstabilität betrachtet werden. Diese teilt sich in drei Unterbereiche: Man spricht von Langzeitstabilität bei einem Messzeitraum von Tagen, Monaten bis zu einem Jahr. Die Mittelzeitstabilität beschreibt den Bereich Minuten und Stunden, die Kurzzeitstabilität beschreibt das Verhalten in dem Bereich unter einer Sekunde [Kur94].

Für die Langzeitstabilität ist vor allem die Alterung des Oszillators verantwortlich. Sie kann durch Voralterung verbessert werden.

Für die Mittelzeitstabilität sind die Temperatur, die Betriebsspannungsschwankungen und die Lastzustandsänderungen verantwortlich [Nüh89], [Gra97], [Kur88].

Die Kurzzeitstabilität hängt hauptsächlich von dem Rauschen ab. Es bewirkt eine Störmodulation des Oszillators in Amplitude und Frequenz nach Formel (1), wo $\alpha(t)$ und $\varphi(t)$ die Störgrößen darstellen [Kur94].

$$(1) \quad u(t) = U(1 + \alpha(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

Typische Werte der Zeittoleranzen für Onchip-RC-Oszillatoren:

Sie beträgt +/- 25 % über Temperaturen von - 40 bis + 125° C und über die gesamte Lebensdauer. Durch Trimmung der Oszillatoren ist eine Langzeittoleranz +/- 8 % möglich, allerdings auf Kosten des Flächenbedarfs, da für diese Einheit je nach

Technologie ca. 0,3 mm² Fläche auf dem Silizium benötigt wird. Mit noch aufwändigerer Technik sind +/- 3 % zu erreichen. Die Kurzzeittoleranz (Jitter) beträgt je nach realisierter PLL ca. 0,5 %. Der mittlere Toleranzbereich wird durch lokale Erwärmung des Silizium-Chips bestimmt, welche z.B. durch Schalten von benachbarten Ausgangstreibertransistoren entstehen kann. Ohne zusätzliche Maßnahmen macht diese mittlere Toleranz etwa die Hälfte der Gesamttoleranz aus (12,5 %). Mit Temperaturkompensation kann ca. +/- 1 % Gesamttoleranz erreicht werden.

3.3 Anforderungen an die Bitübertragungsschicht

3.3.1 Basisbandübertragung

Im Kfz besteht die Anforderung, Daten zwischen mehreren Systemen auszutauschen, welche sich an verschiedenen Stellen im Kfz befinden. Die Entfernungen sind auf einige Meter begrenzt. Die Anforderung der Nachrichtentechnik, viele Daten über eine Leitung über weite Entfernungen zu transportieren, besteht hier nicht. Hier gilt die Rahmenbedingung, mit geringem Aufwand eine begrenzte Menge an Daten durch das Kfz zu transportieren, wozu die Signale im Basisband übertragen werden. Das Bandbreitenangebot der Leitung erfordert nicht, durch Modulation eines Trägers im Sinne der Nachrichtentechnik die gesamte Bandbreite möglichst effektiv und homogen auszunutzen (Kap. 2.1).

Im Basisband steht dem Signal die gesamte Bandbreite der Leitung zur Verfügung. Die einzige Begrenzung ist durch die frequenzabhängige Dämpfung gesetzt. Da die Frequenz des Nutzsignals sehr viel kleiner ist als die Übertragungsgrenzfrequenz der verwendeten Leitung, ist eine Impulsformung zur Erfüllung der ersten und zweiten Nyquist-Bedingung wenig sinnvoll. Vielmehr liegt das Interesse daran, die Übertragungsfrequenzen gering zu halten, um steile Flanken zu vermeiden, welche elektromagnetische Abstrahlungseffekte erzeugen [Boc83].

Übertragungsverhalten der Leitungen

Auf der Leitung werden Signale im Basisband übertragen, ihnen wird die gesamte Bandbreite zur Verfügung gestellt. Bandbreiteneinschränkungen geschehen aus Gründen der EMV. Die Fourier-Transformierte der Ausgangssignals ist gleich dem Produkt von der Fourier-Transformierten des Eingangssignals und der Übertragungsfunktion Gl. (2).

$$(2) \quad A(\omega) = H(\omega)E(\omega)$$

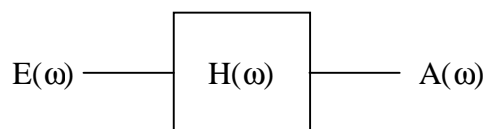


Abb. 12 Übertragungsfunktion

Das Übertragungsverhalten einer typischen Kfz-CAN-Kommunikationsleitung ist unten abgebildet. Es ist zu sehen, dass bis zu Frequenzen von mehreren MHz unwesentliche Dämpfungen auftreten.

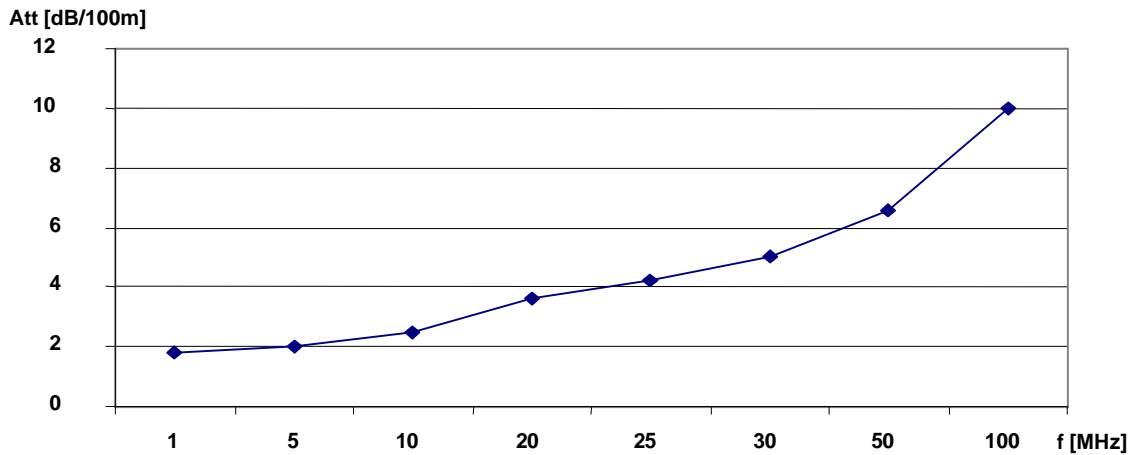


Abb. 13

Dämpfungsverlauf einer typischen Kfz-CAN-Bus-Leitung

Da die Bandbreite des Nutzsignals klein gegenüber der nutzbaren Bandbreite der Leitung ist (Abb. 13), kommt es nur zu unwesentlichen Impulsverformungen der übertragenen Signale.

3.3.2 EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit)

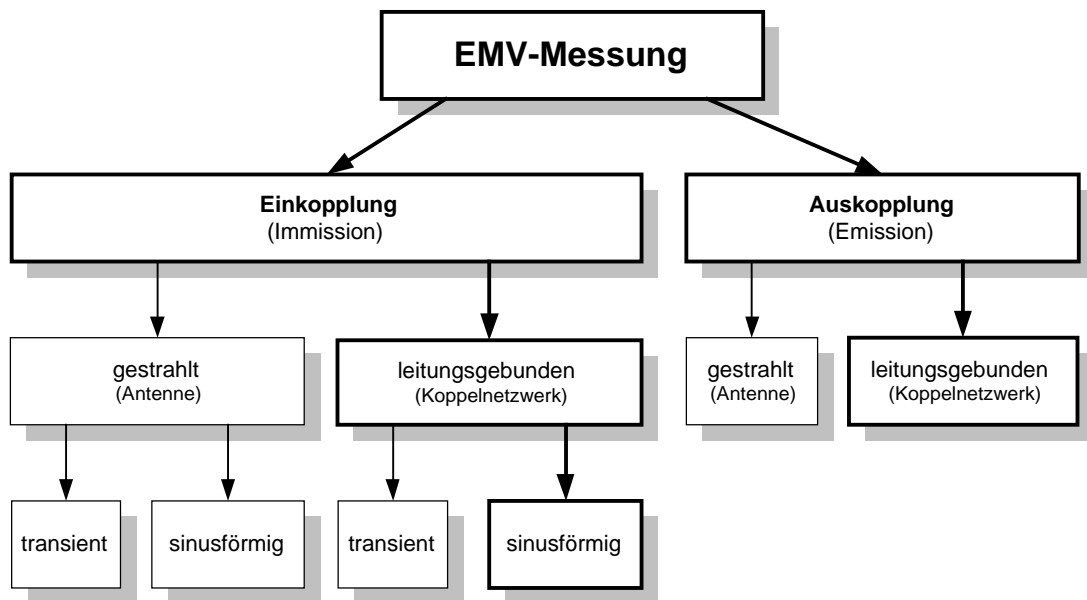


Abb. 14 Übersicht der EMV-Erprobungen

Die EMV ist unterteilt in die Störbeeinflussung und die Störaussendung. Die Störbeeinflussung wird ermittelt, indem in der Entwicklungsphase bereits definierte Tests mit den Prototypen unternommen werden. Ein Testsystem wird durch Beaufschlagung von elektromagnetischen Wellen sowie durch Störimpulse, welche auf den Kabelbaum kapazitiv und induktiv eingekoppelt werden, beeinflusst. Das System muss diesen normierten Größen entsprechend standhalten, um den Anforderungen der Automobilhersteller zu genügen. Die Anforderungen sind zum Teil standardisiert oder auch herstellerspezifisch [CISPR25], [ISO11452-4], [ISO11452-5], [ISO7637-3]. Auf diese Anforderungen hier einzugehen, wäre zu umfangreich.

Durch die Begrenzung der Störaussendung soll der Einfluss auf andere elektronische Systeme im Kfz und auch außerhalb des Kfz gering gehalten werden. Hier werden ebenfalls definierte Bedingungen geschaffen, in welchen die Störemissionen normiert gemessen und bewertet werden können.

3.3.3 Potenzialunterschiede

Durch die weiträumige Verteilung der Busteilnehmer innerhalb der Kfz kann nicht gewährleistet werden, dass alle Teilnehmer das selbe Bezugspotenzial haben.

Das Fahrzeug-Chassis aus Stahl oder Aluminium bildet das Massepotenzial des Kfz. Es hat zwar eine gute Leitfähigkeit, doch kann die Anbindung daran, z.B. durch Korrosion, Übergangswiderstände beinhalten. Selbst bei niederohmiger Anbindung entstehen Massepotenzialunterschiede von bis zu 2 V, wenn Hochstromverbraucher wie Anlasser, Sitzheizungen oder Pumpenmotoren in der Nähe betrieben werden.

Diese Potenzialunterschiede können bei der Kommunikation durch galvanische Trennung, beispielsweise durch Übertrager, überwunden werden. Hierbei muss allerdings eine gleichanteilfreie Codierung zugrunde liegen. Beispiel hierfür ist die bipolare Manchester-Codierung.

Die Integration eines Übertragers in eine elektronische Schaltung, welche mittlerweile meist in SMD-Technik (Surface Mount Device) gefertigt wird, ist sehr aufwändig und teuer. Problematisch ist auch die Belastung durch Vibrationen, welche im Kfz entstehen können. Aufgrund der großen Masse eines solchen Übertragers muss die Anbindung auf die Leiterplatte sehr stabil ausgeführt sein. Speziell bei Sensoren, welche sehr klein sein müssen, ist die Verwendung von Übertragern nicht möglich. Optokoppler sind aus Kostengründen ebenfalls nicht im Kfz verwendbar.

Die Potenzialunterschiede können durch differenzielle Übertragung ausgeglichen werden. Der CAN-Transceiver PCA82C250 von Philips kann Eingangssignale im Bereich von - 7 bis + 12 V erkennen. Bei nicht differenzieller Übertragung wird der Potenzialunterschied durch hohe Signalabstände, z.B. von 12 V beim ISO 9141 Standard, überwunden.

3.3.4 Fremdschluss-Sicherheit

Die Busleitungen sollten gegenüber Kurzschlüssen nach GND und Vbat gesichert sein. Kurzschlüsse zwischen den Leitungen können nur toleriert werden, wenn der Zweig, in welchem ein Kurzschluss stattfindet, z.B. über Widerstände oder über

aktive Schaltungen entkoppelt wird. Diese Maßnahme hat negative Einflüsse auf das Übertragungsverhalten und wird aus diesem Grund nicht angewendet.

Da das Chassis eines Kfz die Masse bildet, ist ein Schluss zu Masse (GND) kritisch und sollte toleriert werden.

Bei dem Daisy-Chain-Verfahren werden die Teilnehmer nicht parallel an den Bus angeschlossen, sondern in einer Kette gegliedert. Der erste Slave-Teilnehmer der Kette kann durch Schließen eines internen Schalters die weiteren Teilnehmer mit dem Master verbinden oder trennen. Wenn der letzte Teilnehmer auch an den Master angeschlossen wird, entsteht ein geschlossener Ring. Wenn hier in einem Bussegment ein Kurzschluss stattfindet, kann er durch Öffnen der Schalter der beiden Teilnehmer dieses Segmentes isoliert werden. Alle Teilnehmer sind weiterhin kommunikationsfähig. Durch diese Schalter in den Teilnehmern ist die Bitübertragungsschicht dieses Systems nicht symmetrisch, was zu hohen Störemissionen führt. Dieses Verfahren ist deshalb auf Datenraten von weniger als 50 kBit/s begrenzt (siehe auch Anhang A).

In einer Sternstruktur mit einem aktiven Sternkoppler ist es auch möglich, den Fall des Schlusses beider Leitungen gegeneinander zu beherrschen. Die Integration des aktiven Sternkopplers und die Einschränkung auf die Sternleitungstopologie stellen eine sehr große Einschränkung für die Anwendung im Kfz dar.

Funktion unter Kfz-spezifischen Randbedingungen

Die Funktion muss bei verschiedenen Anwendungen unter verschiedenen Randbedingungen erhalten bleiben. Eine einfache ISO 9141 Kommunikation ist beispielsweise bei einem Schluss der Signalleitung nach GND oder Vbat außer Funktion. Bei dem CAN-Physical Layer ist ein Schluss der CAN_H gegen Vbat und ein Schluss des CAN_L nach GND bei voller Funktionalität möglich. Andere Schlüsse, wie CAN_L an Vbat oder CAN_H an GND sowie CAN_L an CAN_H, werden nicht toleriert. Es gibt allerdings CAN-Transceiver, welche alle hier beschriebenen Fehlerfälle tolerieren. Sie können den Schluss beider Busleitungen gegeneinander tolerieren, indem sie das Signal dann im Verhältnis zu GND übertragen. Diese Transceiver sind allerdings nur bis zu einer Datenrate von 125 kBit/s spezifiziert. Der Transceiver PCA82C252 von Philips beinhaltet diese Funktionalität.

Für Kommunikationssysteme in sicherheitskritischen Applikationen, wie Rückhaltesysteme, Drive-, Brake- oder Steer-by-wire, ist eine Kommunikation notwendig, welche zumindest im Fall des Schlusses einer Leitung nach GND oder Vbat weiter kommunizieren kann. Besonders passive Sicherheitssysteme, welche ihre Funktion bei einem Unfall ausführen, müssen im Fall des Durchtrennens oder Abscherens von Leitungen funktionsfähig bleiben. Der Fall des Schlusses einer Busleitung nach Fahrzeugmasse bei einem Unfall muss z.B. von dem Airbag-Kommunikationssystem toleriert werden.

3.3.5 Bus-Topologie

Aufgrund der Reflexionen, die bei falsch abgeschlossenen Leitungen entstehen, kann es zu Störungen der Kommunikation kommen. Dies geschieht, wenn sich vorlaufende und rücklaufende Wellen derart überlagern, dass ein verfälschtes Signal

ankommt. Der Buspegel der gültigen, vorlaufenden Welle wird durch die störende, rücklaufende Welle verändert.

Dieses Verhalten ist von der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Kabel abhängig. Sinnvoll ist es, wenn sich die Teilnehmer nah an der Busleitung befinden. Durch diese Forderung bleibt der Wellenwiderstand relativ homogen. Die Stichleitungen können dann leitungstheoretisch vernachlässigt werden.

Stichleitungen

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit eines Differenzsignals auf einer Zweidrahtleitung beträgt etwa 20 cm/ns. Bei einer Datenrate von 500 kBit/s im Fall der NRZ-Codierung beträgt die kürzeste Impulsdauer 2000 ns.

Ein Impuls benötigt somit 100 ns, um eine Strecke von 40 m zu überwinden. Die rücklaufende Welle benötigt weitere 100 ns. Diese Laufzeit ergibt sich zu einem Anteil von

$$(3) \quad \frac{100ns + 100ns}{2000ns} = 10\%$$

der gegebenen Impulsdauer. Die Abtastung des Signals erfolgt allerdings nicht in diesem Randbereich. Dieser Wert ist unkritisch, sofern keine langen Stichleitungen vorhanden sind [Law97].

Für die Bestimmung der maximalen Stichleitungslänge gilt folgender Zusammenhang:

$$(4) \quad t_u = 2 \cdot L_u \cdot t_p$$

$$\begin{aligned} t_u &= \text{Zweiweglaufzeit in der Stichleitung} \\ L_u &= \text{Länge der nicht abgeschlossenen Leitung} \\ t_p &= \text{Spezifische Laufzeit pro Längeneinheit} \end{aligned}$$

Als Faustregel gilt, dass

$$(5) \quad t_u < \frac{t_r}{2}$$

ist, wenn t_r die Anstieg-/Abfallszeit der Bussignale ist.

Es folgt:

$$(6) \quad L_u < \frac{1 \cdot t_r}{4 \cdot t_p}$$

Deshalb darf bei einer Flankensteilheit $t_r = 100$ ns und der typischen Signallaufzeit von $t_p = 5$ ns/m die nicht abgeschlossene Stichleitungslänge 5 m nicht überschreiten. Bedingt durch die Flankensteilheiten bei schnellen Signalen geht die Übertragungsrate in die maximale Stichleitungslänge ein [Law97]. Die Topologie der Einheiten eines Sensor-Kommunikations-Systems im Kfz erfordert, dass nicht wie bei CAN eine Linienstruktur, sondern eine Baumstruktur verwendet wird.

Dadurch entstehen viele einzelne Stichleitungen. Diese können nicht abgeschlossen werden, da dies zu einer zu großen ohmschen Belastung der Bustreiber führen würde. Somit entsteht die Forderung, dass das System ohne Terminierung an den Leitungsenden störungsfrei arbeitet.

3.4 Energieübertragung über die Busleitungen

Die Sensoren können sich aus der Busspannung, welche zentral von einer Versorgungseinheit (Master) eingespeist wird, versorgen. Der Master kann durch Modulation dieser Busspannung Information zu den Sensoren übertragen.

Signalübertragung von den Slaves an die Versorgungseinheit (Master):

1. Durch Modulation des Stromverbrauchs. Hier ist es notwendig, dass zu einer definierten Zeit immer nur ein Slave-Teilnehmer den Strom moduliert, während die anderen Teilnehmer keinen Strom aufnehmen, da die Versorgungseinheit nur den Summenstrom messen kann (BST-Bus siehe Anhang G).
2. Durch Modulation einer Signalspannung auf die Versorgungsspannung. Hierzu werden Induktivitäten oder Übertrager notwendig (ASI-Bus), welche für die Integration in kleine Sensoren ungeeignet sind.

Durch die Nutzung der Spannung und des Stromes als Informationsträger kann ein solches System im Vollduplexbetrieb eingesetzt werden.

Diese Forderung nach der Energieübertragung über die Busleitungen entsteht aufgrund des Kostendrucks, wenn viele einfache Sensoren oder Aktoren an eine Steuereinheit im Kfz angebunden werden sollen. Der Verkabelungsaufwand sinkt, der Stecker wird kleiner, dadurch erhöht sich die Sicherheit. Entsprechende Ansätze wurden von verschiedenen Kfz-Elektronik-Herstellern gemacht. Diese Systeme wurden z.B. für das Zünden von Rückhaltemitteln, wie Airbags und Gurtstraffer, entwickelt. Die Anzahl der Zündkreise in einem Kfz-Rückhalte-System hat sich seit der Einführung 1985 von einem auf ca. 18 Zündkreise erhöht. Voraussetzung hierfür ist, dass eine intelligente Zündeinheit wie auch vorher schon mit zwei Drähten angeschlossen wird. Daraus entsteht die Forderung, dass Energie und Information über diese zwei Drähte übertragen werden.

Es gibt bereits einige Ansätze für dieses Problem mit folgendem Verfahren: Die Energieversorgung der Slave-Teilnehmer während der Kommunikation vom Master zu den Slaves erfolgt dadurch, dass die Slave-Teilnehmer ihren Versorgungsstrom aus dem spannungsmodulierten Datensignal entnehmen. In der Phase der Kommunikation von den Slaves zum Master geschieht die Datenübertragung durch Modulation des Stromes. Um die Energiespeicher in den Slaves klein zu halten, werden während der Datenübertragung vom Slave zum Master zyklisch kurze Phasen für die Energieversorgung eingeführt, da diese in der strommodulierten Datenphase nicht möglich ist. Diese Energiephase wird des Weiteren dazu benutzt, die Taktinformation an die Slaves zu übertragen. Eine detaillierte Beschreibung dieser Systeme ist im Anhang A zu finden.

4 Konzeption einer Sensor-Aktor-Bitübertragungsschicht

4.1 Ziele

1. Verwendung kostengünstiger und standardisierter Komponenten

Um das System kostengünstig realisieren zu können, ist es notwendig, dass die Anforderungen an die Zeitbasis bei den Sensoren möglichst gering sind, damit integrierbare RC-Oszillatoren verwendet werden können.

Um die Kommunikation mit möglichst vielen verschiedenen Microcontrollern realisieren zu können, ist es erforderlich, ein Standard-Interface wie z.B. das SPI-Interface zu verwenden.

2. Realzeitfähigkeit

In vielen Anwendungen besteht die Forderung, dass die Sensorwerte der Auswerteeinheit innerhalb einer definierten maximalen Latenzzeit zur Verfügung stehen. Wenn diese Realzeitfähigkeit bereits von dem Kommunikationssystem garantiert wird, reduzieren sich diesbezüglich die Anforderungen an die Applikationsschicht.

3. Hohe Effizienz der Datenübertragung

Um die Anforderungen bezüglich der EMV und bezüglich der großen Toleranz der Zeitbasis einhalten zu können, sollte das Verhältnis „Nutzdatenmenge zu Gesamtdatenmenge“ möglichst groß sein.

4. Hohe Störsicherheit

Speziell im Bereich der Sicherheitssysteme ist eine sehr hohe Verfügbarkeit des Gesamtsystems notwendig. Die Störsicherheit der Kommunikationsschicht kann durch grundsätzliche Störsicherheit oder durch Hinzufügen von Redundanz auf der physikalischen Schicht, z.B. durch einen zweiten Kanal, ermöglicht werden. Es ist auch möglich, durch Hinzufügen von Redundanz im Data Link Layer, z.B. mit Prüfsummen, die Störsicherheit zu erhöhen. Einfügen von Redundanz erzeugt höhere Kosten bei der Kommunikationsschicht, deshalb ist das Ziel, eine hohe Störsicherheit auf der physikalischen Schicht ohne Redundanz im Data Link Layer zu erzeugen.

Die Anforderungen aus Kap. 3 werden von keinem der in Kap. 2 bereits im Kfz etablierten Bussystemen erfüllt.

Der einfache und kostengünstige K-Bus oder auch der LIN-Bus sind nur bei Datenraten von bis zu ca. 20 kBit/s im Kfz einsetzbar. Da diese asynchrone Verfahren sind und die Granularität der Takteinstellung begrenzt ist (Kap. 3.1), kann die Grenze nicht weit überschritten werden.

Der CAN-Bus trifft zwar die Anforderung hinsichtlich der Bandbreite, doch ist er in der Realisierung zu teuer. Ein CAN-Teilnehmer benötigt einen autarken CAN-Controller sowie einen Quarz-Oszillator. Für Low-Speed-Anwendungen, bei Datenraten bis zu 125 kBit/s, können auch Keramik-Resonatoren eingesetzt werden.

Die Kosten eines Keramik-Resonators für Kfz-Applikationen sind etwa halb so groß wie die eines Quarz-Resonators. In der Summe sind die Kosten eines CAN-Systems für die Sensor-Aktor-Kommunikation im Kfz zu hoch. Des Weiteren ist die eventgetriebene Kommunikationssteuerung des CAN-Busses gegenüber einer zeitgetriebenen für die Sensor-Aktor-Kommunikation nachteilig.

4.2 HW-SW-Struktur des Kfz-Kommunikationssystems

Takt-, Datensignal und Energieversorgung

Das Sendesignal setzt sich aus der Takt- und der Dateninformation zusammen. Wenn sich Busteilnehmer über den Bus mit Energie versorgen, ist sie die dritte Größe, welche über den Bus übertragen werden kann (siehe Kap. 3.4, Anhang G).

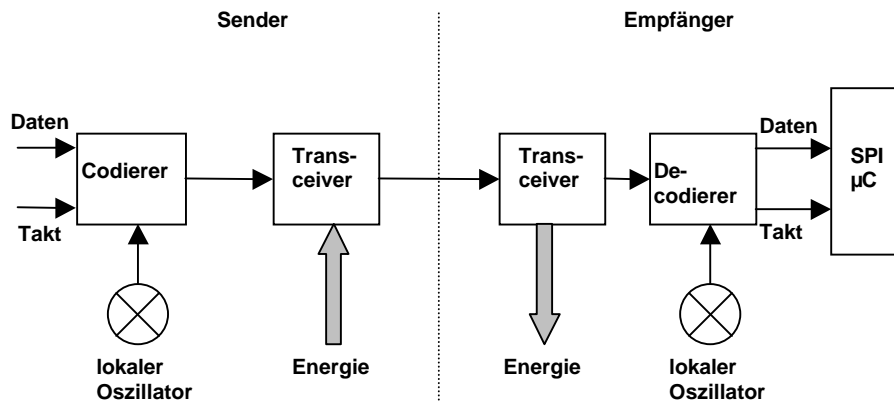


Abb. 15 Daten-, Takt- und Energieauskopplung

Bei der digitalen Signalübertragung wird ein Bit meist durch einen Spannungs- oder Stromwert dargestellt. Die einzelnen Bit stehen in serieller Abfolge, wodurch Signalzustandswechsel zwischen ihnen entstehen. Damit der Empfänger die Zeichen eindeutig auswerten kann, ist es notwendig, dass er das Signal nicht in dem Zeitraum des Zustandwechsels abtastet. Hierfür benötigt er ein Taktsignal, welches zu dem Datensignal synchron ist. Da der Empfänger ein autonomes System mit einem eigenen Zeitsystem darstellt, benötigt er für die empfangenen Signale die Zeitbasis des Senders. Diese soll gleichzeitig über das Kommunikationssystem übertragen werden.

Um eine Kommunikationsstruktur zu entwerfen, welche nur aus einem Kanal besteht, müssen die Sende- und die Empfangsleitung zusammengefasst werden. Eine passive Busstruktur kann erzeugt werden, wenn das Sendesignal Tx und das Empfangssignal Rx auf ein Potenzial gebracht wird. Dieses gemeinsame Potenzial auf der Busleitung wird Carrier Sense genannt.

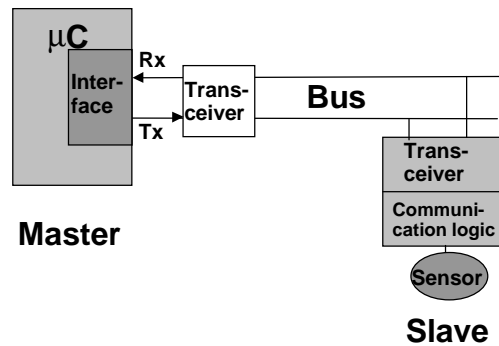
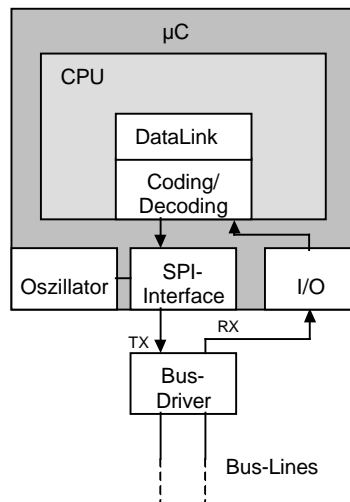


Abb. 16 Erzeugung einer Busstruktur durch Bustransceiver

Durch direktes Verbinden der Rx- und der Tx-Leitung kann dieses gemeinsame Potenzial erzeugt werden. In diesem Fall müsste der Ausgang Tx von dem Potenzial z.B. durch eine Diode entkoppelt werden, damit keine Pegelkonflikte bei ankommenden Signalen vom Bus auftreten. Dieser Potenzialpunkt würde dann zusammen mit der Masse den physikalischen Bus darstellen. Um andere Pegel am Bus einzustellen und eine differenzielle Übertragung der Spannungssignale zu ermöglichen, werden Bustransceiver eingesetzt [Dir99].

Verschiedene Hardware-Software-Strukturen

Codierung/Decodierung durch Software-Implementierung

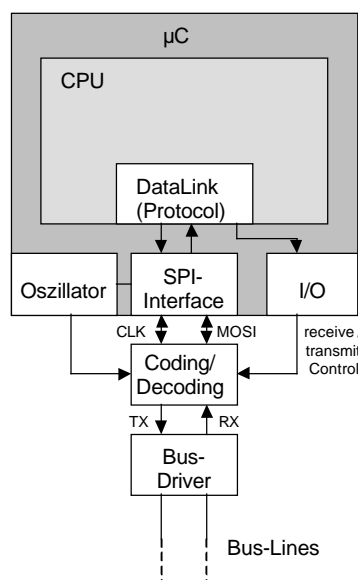


Bei dieser Struktur wird bis auf den Bustreiber alles im Microcontroller realisiert. Im Data Link Layer werden der Aufbau der Nachrichten-Frames, der Buszugriff und der Ablauf der Kommunikation gesteuert. Die Codierung ist nicht zeitkritisch, da hier die eigene Zeitbasis verwendet wird. Problematisch ist die Decodierung, da hier Zeiten im Bereich von Bruchteilen eines Nachrichten-Bit gemessen werden müssen. Eine prototypische Realisierung hat hier ergeben, dass bei Verwendung eines C167 Microcontrollers der Fa. Infineon bei einer Taktrate von 20 MHz nur Datenströme bis ca. 50 kBit/s decodiert werden können. Ein Nachteil dabei ist, dass der Controller in der Zeit des Nachrichtenempfangs nicht durch einen Interrupt unterbrochen werden darf.

Wenn leistungsfähige Controller durch die Applikations-Software nur gering ausgelastet sind, ist es möglich, diese Decodierung in Software zu implementieren. Im Kfz ist dies aufgrund der Kostensituation nicht möglich.

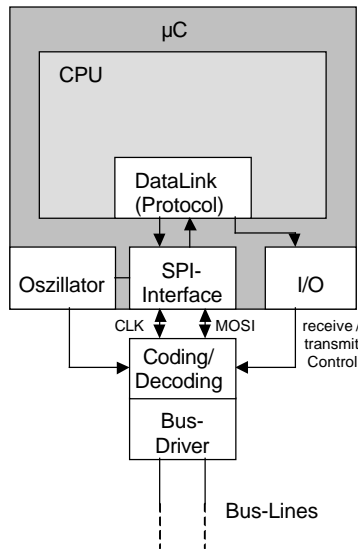
Es gibt mittlerweile schon Microcontroller, die komplexe Timer-Einheiten besitzen, welche z.B. in der Lage sind, ein Manchester-Signal zu decodieren, ohne hierbei die CPU zu belasten.

Codierung/Decodierung durch Hardware-Implementierung



Bei dieser Struktur wird die Decodierung und die Codierung durch eine externe Hardware realisiert. Dieses logische Schaltwerk codiert und decodiert die Datenströme, welche bereits in Daten-Frames zusammengefasst wurden. Für die Decodierung ist das hochfrequente Taktsignal des Microcontrollers notwendig. Der Codier-/Decodier-Baustein wurde in der prototypischen Realisierung als CPLD ausgeführt. In den Zielapplikationen des Kfz werden aufgrund der Kostensituation ASIC-Lösungen notwendig sein. Damit wird die Interrupt-Belastung des Microcontrollers für die Decodierung und für die Codierung eliminiert. Die Formatierung der Nachrichten-Frames geschieht durch das Softwareprogramm des Controllers. Das Frame wird dann in einzelne SPI-Datenblöcke zerlegt und der Codiereinheit übergeben. Umgekehrt werden Nachrichten-Frames decodiert und an den Data Link Layer übergeben.

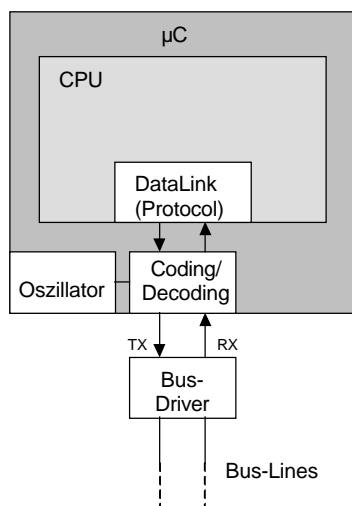
Hardware-Codierer/-Decodierer im Bustreiber integriert



Um das Design kosteneffizient und die Abmaße gering zu halten, bietet sich die Möglichkeit, die Decodier- und die Codierschaltung mit dem Bustreiber zu integrieren. Die Halbleiter-Technologie dieses kombinierten Bausteins wird durch den Bustreiber definiert. Der Bustreiber stellt eine Schnittstelle des Gerätes zur Außenwelt dar, somit muss er höhere Anforderungen als ein Interface innerhalb eines Gerätes erfüllen. Der Bustreiber muss dauerhaften Fremdspannungen beider Polaritäten bis zu 16,5 V widerstehen können. Des Weiteren muss er elektrostatischen Entladungen bis zu mehreren kV widerstehen. Diese Technologien, z.B. Smartmos5 bei Motorola oder SPT 4 bei Infineon, sind vom Platzbedarf um ca. den Faktor 3 höher. Da die Decodier- und die Codierschaltung nur eine geringe Anzahl an Logikgattern benötigt, ist sie auch in dieser Technologie mit geringem Flächenbedarf realisierbar.

Dadurch, dass der Bustreiber ein kleines Bauteil im Vergleich zum Controller darstellt, ist das Vermarktungsrisiko dieser Variante nicht so hoch wie bei der Integration des Decodierers/Codierers in den Controller.

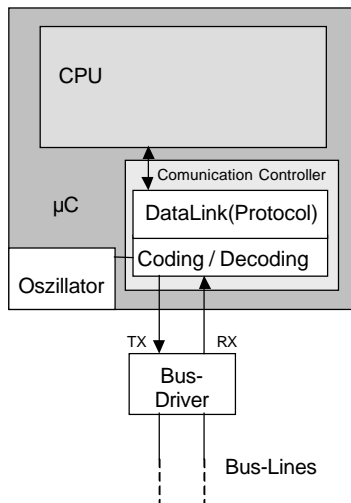
Hardware-Codierer/-Decodierer im Microcontroller integriert



Bei dieser Variante wird die Decodier- und Codierlogik in der hoch integrierbaren Halbleiter-Technologie des Controllers realisiert. Diese Einheit benötigt nur sehr wenig Platz auf dem Microcontroller.

Ab einer gewissen Akzeptanz und einem gewissen Standardisierungsgrad dieses Kommunikations-Verfahrens im Kfz-Bereich ist davon auszugehen, dass solche Lösungen von Microcontroller-Herstellern angeboten werden.

Kommunikations-Controller im Microcontroller integriert



Bei dieser Variante wird ein autonomer Kommunikations-Controller in den Microcontroller integriert. Dies ist heutzutage Standard bei der CAN-Kommunikation. Der autonome Kommunikations-Controller arbeitet bei Kommunikationsaufgaben selbständig ohne Belastung der CPU. Diese Spezialisierung eines Microcontrollers setzt einen hohen Grad der Standardisierung und der Marktakzeptanz voraus.

Integration des Datentaktes

Der Bustakt wird in Form einer Signaleigenschaft auf dem Bus repräsentiert. Das Signal wird über eine Leitung hinweg durch einen elektrischen Wert dargestellt. Das Signal definiert sich durch eine Amplitude über der Zeit. Die beiden Größen Wert und Zeit können kontinuierlich oder diskret angewendet werden.

Zeit kontinuierlich, Wert kontinuierlich	Zeit kontinuierlich, Wert diskret
Zeit diskret, Wert kontinuierlich	Zeit diskret, Wert diskret

Tabelle 3 Signalformen

Absolute Werte können aufgrund von Störungen nur ungenau gemessen werden. Sprunghafte Werteänderungen hingegen sind besser messbar, wenn die Zeitpunkte der Änderung definiert sind. Die entsprechende Frequenz muss gefiltert werden. So ist es möglich, langsamere und schnellere Werteänderungen zu ignorieren.

Durch die Clock-Ternär-Codierung übermittelt der Master zusätzlich zu der Dateninformation auch die Zeitinformation. Sie ist im Bussignal mitenthalten und soll einfach herausgefiltert werden können.

Übertragung der Zeit

Die Zeit kann in dem Signal durch eine Änderung des Wertes dargestellt werden. Wenn die Zeit zyklisch z.B. nach jedem Bit übertragen werden soll, entsteht daraus die Forderung, dass zwei gleichwertige Datenbit durch einen Wertezustandswechsel

getrennt sind. Um die Grundfrequenz des Basisbandsignals gering zu halten, soll ein Bit innerhalb seiner Zeiteinheit keine Werteänderung erfahren (siehe NRZ-Codierung Kap 2.1). Dies ist dann möglich, wenn ein logisches Bit durch zwei unterschiedliche Bussignale dargestellt werden kann. Um den Zeichenvorrat gering und somit auch den Rauschabstand groß zu halten, wurde hier ein ternäres System gewählt.

4.3 Clock-Ternär-Codierung CTC

In diesem Kapitel wird eine spezielle Codierung, sowie die Integration in das Kommunikationssystem als zentrales Element zur Erfüllung der Anforderungen beschrieben. Die ersten Unterkapitel zeigen die Funktion und die Eigenschaften, wie Entscheidungsgehalt und Störabstände dieser Codierung. Für die Integration in das Kommunikationssystem muss das Thema Einstellen des Bus-Idle-Zustand am Ende eines Nachrichten Frames behandelt werden. Es werden hier verschiedene Bustreiberschichten (PMA, siehe Abb. 1) vorgestellt und auf die jeweilige Fehlertoleranz bei Busleitungskurzschlüssen eingegangen. Im letzten Unterkapitel wird beschrieben, wie durch eine Erweiterung der Codierung die Gesamtfehlertoleranz vergrößert werden kann.

Es gibt einige Ansätze durch Verwendung von Multi Level Codes, die Systemeigenschaften speziell durch Erweiterung des binären zu einem ternären System zu ändern. Meist geht es darum, Gleichspannungsfreiheit zu erzeugen, um die Busteilnehmer kapazitiv oder induktiv ankoppeln zu können. So wird z.B. beim AMI-Code der aktive Signalzustand immer alternativ geschaltet (der passive Zustand hat keinen Gleichanteil), so dass der gesamte Gleichanteil null bleibt. Bei der Clock-Ternär-Codierung geht es darum, ohne Veränderung des Zustandes eines Einzelzeichens die Taktinformation mit jedem Bit zu übertragen.

4.3.1 Funktion des Clock-Ternär-Code

Der Clock-Ternär-Code verwendet drei Buszustände. Die Buszustände werden hier „high“, „idle“ und „low“ genannt. Mit Hilfe dieser drei Zustände anstatt zwei, kann zwischen jedem Bit ein Flankenwechsel erzeugt werden, auch wenn das nachfolgende Bit denselben logischen Wert hat. Dies geschieht durch folgende Codierungsvorschriften:

1. Eine logische 0 wird durch das Bussignal „low“ dargestellt, wenn das vorhergehende Bit nicht gleichwertig ist.
2. Eine logische 1 wird durch das Bussignal „high“ dargestellt, wenn das vorhergehende Bit nicht gleichwertig ist.
3. Wenn das vorhergehende Bit denselben Wert hat und nicht bereits durch den Buszustand „idle“ dargestellt wird, wird das Bit durch den Buszustand „idle“ dargestellt.

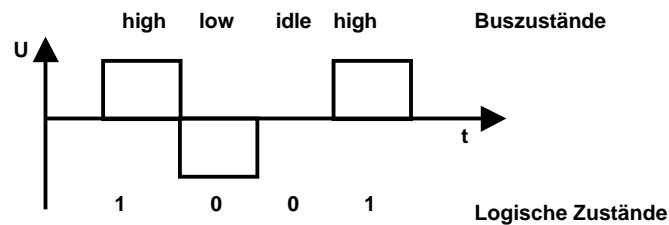


Abb. 17 Clock-Ternär-Codierung

Alternative Codierungsvorschriften

Es ist auch möglich, nach anderen Vorschriften zu codieren, wenn garantiert wird, dass nach jedem Zustand ein Zustandswechsel erfolgt. Es können z.B. die Zuordnungen vertauscht werden.

0-> "idle", 1-> "high", wiederholt gleichwertiges Bit-> "low"

Eine Differenzcodierung ist auch möglich. Es kann z.B. eine 1 durch Inkrementierung, eine 0 durch Dekrementierung des Buszustandes dargestellt werden. Notwendig hierfür ist die Definition des negativen Überlaufs von „low“ auf „high“ und des positiven Überlaufs von „high“ auf „low“.

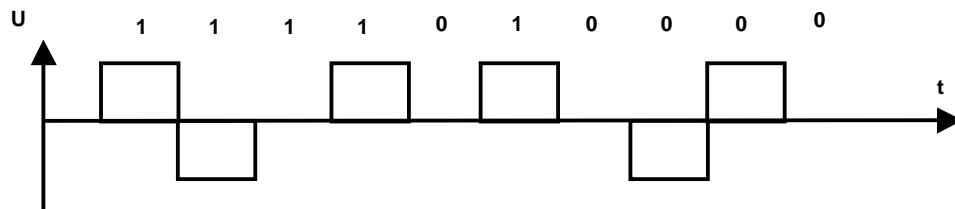


Abb. 18 Beispiel einer ternären Differenzcodierung

4.3.2 Entscheidungsgehalt H

Es wird in den entsprechenden technischen Nachrichtenübertragungssystemen eine diskrete Quelle mit drei Einzelzeichen x_1, x_2, x_3 verwendet. Die Quelle entscheidet über die zu sendenden Zeichen. Die Senke entscheidet, welches Zeichen vermutlich gesendet wurde.

Vorausgesetzt, die Zeichen treten mit gleicher Wahrscheinlichkeit auf, so gilt für den Entscheidungsgehalt H, wenn N der Zeichenvorrat ist [Roh95], [Peh01], [Kli96].

$$(7) \quad H_0 = \log(N) \frac{\text{bit}}{\text{Zeichen}}$$

$$(8) \quad H_0 = \lg(3) \frac{\text{bit}}{\text{Zeichen}} = 1,58 \frac{\text{bit}}{\text{Zeichen}}$$

Das heißt, wenn nur eine Bit-Information pro Zeichen genutzt wird, werden 0,58 Bit für die Taktrückgewinnung benötigt.

Bei der Manchester-Codierung werden zwei verschiedene Zeichen unterschieden ($N = 2$). Betrachtet man die kleinsten Einheiten ohne Werteänderungen als Zeichen so ergeben sich zwei Einzelzeichen pro Manchesterzeichen. N ist gleich 4, hiervon werden nur 2 genutzt. H ist gleich 2, hiervon wird nur 1 für die Dateninformation genutzt. Der andere Teil wird für die Taktinformation verwendet. Bezogen auf die Dateninformation beträgt die Redundanz 1,0 bei der Manchester-Codierung.

4.3.3 Störabstand

Der dritte Zustand geht bei der Clock-Ternär-Codierung auf Kosten des Verhältnisses Signal zu Rauschleistung (Störabstand). Wenn der dritte Zustand zwischen den beiden bestehenden Zuständen eingefügt wird, reduziert er den Störabstand (S/N) um die Hälfte, d.h. das System wird störanfälliger. Liegt der dritte Zustand außerhalb der beiden bestehenden mit demselben Abstand, so ändert sich das S/N -Verhältnis nicht. Die Dynamik des Systems muss in diesem Fall jedoch in der Lage sein, in der definierten Zeiteinheit den größeren Zustandsabstand zu überwinden.

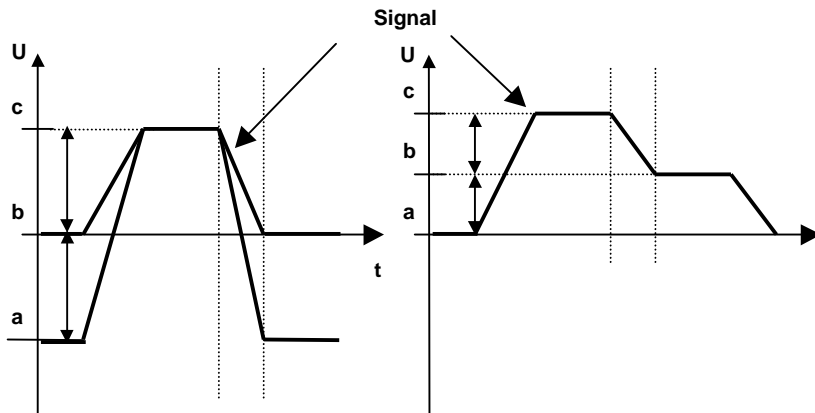


Abb. 19 Zusammenhang Störabstand S/N und Signaldynamik

In Abb. 19 ist zu sehen, dass das Signal links einen größeren Rauschabstand besitzt, doch dafür auch eine größere Signaldynamik benötigt. Die Flanke, welche durchlaufen werden muss, ist doppelt so steil. Der Treiber benötigt eine geringere Impedanz, um diesen Verlauf bei gleicher Belastung zu erzeugen. Die steileren Flanken besitzen höherfrequente Spektralanteile; diese beeinflussen das elektromagnetische Abstrahlverhalten negativ. Die größeren Signalamplituden bewirken eine größere Störsicherheit. Die abgestrahlte Energie erhöht sich dadurch allerdings ebenfalls, was in einem schlechteren elektromagnetischem Abstrahlverhalten zum Ausdruck kommt.

4.3.4 Bus-Idle-Zustand

Bei einem System, bei welchem mehrere Teilnehmer über eine Leitung kommunizieren, ist es notwendig, einen Idle-Zustand auf dieser Leitung zu definieren. Es muss ein passiver Zustand sein, d.h. dieser Zustand stellt sich ein, ohne dass ein Teilnehmer aktiv den Bus treibt. Bei dem Clock-Ternär-System ist dies sinnvollerweise der Null-Zustand, d.h. es liegt keine Busdifferenzspannung an.

Mit dieser Vereinbarung ist bei der Clock-Ternär-Codierung kein Startbit notwendig, da sich das erste Zeichen 0 oder 1 von dem Idle-Zustand unterscheidet und eine Zustandsänderung am Bus bewirkt, welche im Empfänger detektiert wird.

Die Zustände „low“ und „high“ werden aktiv vom jeweiligen Sender eingepreßt. Bei der Clock-Ternär-Codierung kann es wie bei anderen Codierungen auch vorkommen, dass das zuletzt gesendete Bit nicht dem Idle-Zustand entspricht. Bei der NRZ- oder der Manchester-Codierung wird der Zustandswechsel zwischen dem letzten Bit und dem Idle-Zustand ignoriert. Bei der NRZ-Codierung wird nur das Bit im Mittelbereich abgetastet, die Zustandsänderungen werden nicht ausgewertet. Bei der Manchester-Codierung werden nur die Zustandswechsel in der Bit-Mitte und nicht die an den Bit-Kanten ausgewertet; folglich bleibt hier der Übergang zu dem Idle-Zustand ohne Bedeutung.

Anders bei der Clock-Ternär-Codierung: Hier bleibt der Codierer in dem Zustand des letzten Bit, auch wenn dies nicht der Idle-Zustand ist. Um den Sender in den Bus-Idle-Zustand zu bringen, in welchem der Buszugriff an einen anderen Teilnehmer übergeben werden kann, gibt es folgende Möglichkeiten:

Übergang zum Bus-Idle-Zustand

Wenn sich bei der Codierung einer Zeichenkette der Codierer im letzten Bit nicht im Idle-Zustand befindet, wird ein weiteres Switch-Bit angefügt, wodurch der Codierer in den Idle-Zustand wechselt. Es wird im Sender vorausberechnet, ob das letzte Zeichen dem Idle-Zustand entspricht oder nicht. Wenn nicht, wird die Zeichenfolge durch ein Bit erweitert, damit sich der Codierer am Ende des Daten-Frames in dem Idle-Zustand befindet. Die Vorschriften lauten:

1. Ein Switch-Bit hat die gleiche Wertigkeit wie das vorangehende Bit.
2. Ein Switch-Bit wird angefügt, wenn die Anzahl der letzten gleichwertigen Bits ungerade ist.

Bei dieser Clock-Ternär-Codierung werden alle Zustandswechsel ausgewertet und ein Taktimpuls daraus generiert. Dies erfolgt auch nach dem letzten Bit, wenn dies nicht dem Idle-Zustand entspricht. In diesem Fall wird ein zusätzlicher Taktimpuls generiert (Abb. 20).

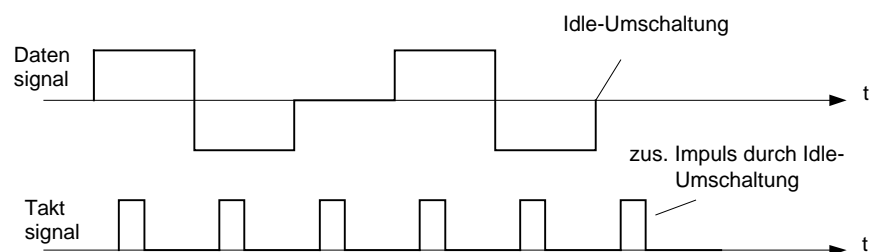


Abb. 20 *Zusätzlicher Taktimpuls im Decodierer durch Idle-Umschaltung*

Zeitliche Idle-Umschaltung

Die Auswertung einer Zeitbedingung ist eine weitere Möglichkeit, den Bus in den Idle-Zustand zu bringen. Wenn sich der Decodierer für eine definierte Zeit in einem Zustand außerhalb des Idle-Zustandes befindet, wird in den Idle-Zustand geschaltet. Dies bedingt, dass diese Einheit die Zeitinformation und die Taktinformation besitzt. Die Zeit, nach welcher die Einheit in den Idle-Zustand schaltet, muss in jedem Falle länger als eine Bitzeit sein. Diese Bedingung triggert die Einheit auf das letzte Zeichen, da sonst Zeichenänderungen stattfinden, bevor die Idle-Umschaltung in Kraft tritt.

Switch-Bit-Unterdrückung im Empfänger

Durch das Switch-Bit oder die zeitliche Idle-Umschaltung wird im Empfänger ein weiteres Zeichen durch den zusätzlichen Taktimpuls angezeigt, welches keine Information trägt. Dieses Zeichen muss unterdrückt werden. Dies erfolgt dadurch, dass der Empfänger die Stelle des Zeichens erkennt und daraufhin das Zeichen unterdrückt. Er weiß, dass z.B. $n-1$ Zeichen zu empfangen sind und unterdrückt das n 'te Zeichen. Wenn der Empfänger nicht a priori weiss, wie viele Zeichen er empfangen wird, kann er das Switch-Bit nicht auf diese Weise erkennen.

Stop-Bit-Folge

Durch Anfügen einer Stop-Bit-Folge an ein Nachrichten-Frame kann ebenfalls der Idle-Zustand am Frame-Ende erzeugt werden. Im Unterschied zu der Switch-Bit-Lösung hat das Frame hier immer eine konstante Länge.

Stop-Bit-Folge mit 2 Bit:

Die Stop-Bit-Folge besteht aus zwei gleichwertigen Bit, welche invers zu dem letzten Datenbit sind. (Abb. 21 unten)

Stop-Bit-Folge mit 3 Bit:

Mit drei Bit kann unabhängig vom Wert des letzten Daten-Bit der Bus-Idle-Zustand erzeugt werden. Die Stop-Bit-Folge muss „1 0 0“ oder „0 1 1“ lauten. (Abb. 21 oben)

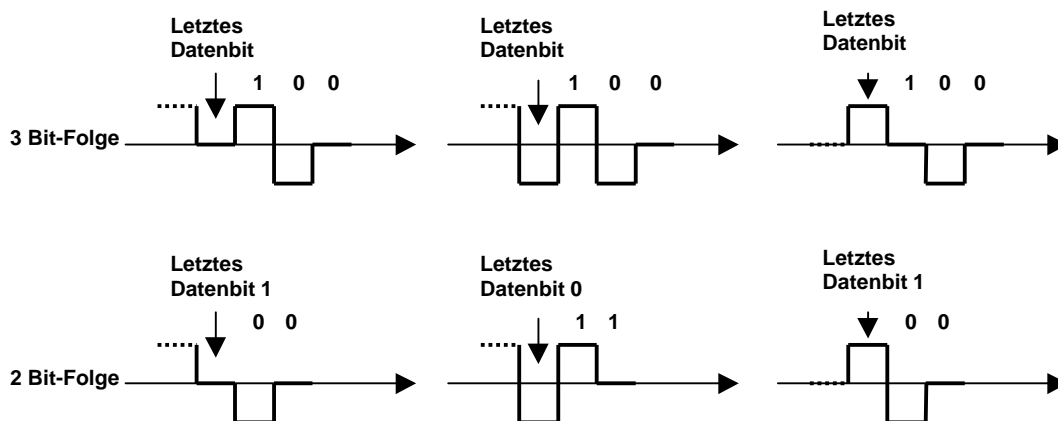


Abb. 21 Stop-Bit-Folge, oben 3 Bit lang, unten 2 Bit lang

Da die Stop-Bit-Folge „1 0 0“ oder „0 1 1“ lauten kann, ist es möglich, ein Bit Information in diese drei Zeichen einzufügen. Dieses kann z.B. als Parity-Check-Summe oder als weiteres Informations-, Status- oder Steuer-Bit verwendet werden.

4.3.5 Bitübertragungsschicht

Die Bustreiber erzeugen die drei Signalzustände in Form von Spannungen, Strömen oder Lichtimpulsen. Der Idle-Zustand muss ein passiver Zustand sein, der sich einstellt, wenn kein Teilnehmer am Bus sendet. Dieser Zustand kann von den beiden anderen Zuständen überschrieben werden. Der dritte Buszustand (vorher „0“ genannt) muss nicht unbedingt dem Idle-Zustand entsprechen; er kann auch ein aktiver Zustand sein, welcher mit niedriger Impedanz am Bus eingestellt wird (Kap. 5.5, Abb. 42, Abb. 43 und Abb. 44).

a) Idle-Zustand ist ein Signalzustand:

Er kann nicht niederimpedant eingestellt werden, da er überschreibbar (rezessiv) sein muss. Er wird z.B. durch Widerstände eingestellt, während die aktiven Zustände durch Schalten von Transistoren niederimpedant eingestellt werden.

Impedanz des Treibers

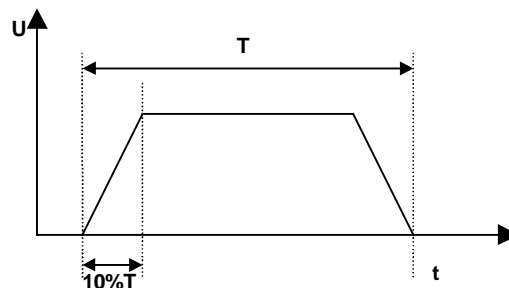


Abb. 22 Zeitlicher Verlauf eines einzelnen Bit

Um ein Bit sicher abtasten zu können, wird die Flankenzeit jeweils auf 10% der Gesamtdauer begrenzt. Die Ersatzschaltung des Bustreibers, der Leitung und des Receivers sieht folgendermaßen aus:

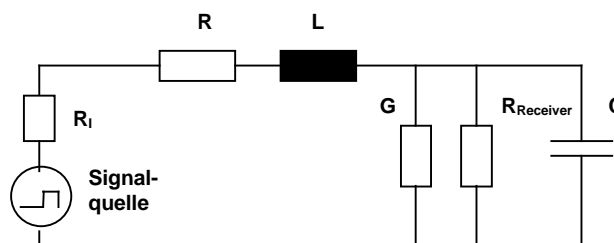


Abb. 23 Ersatzschaltung der Übertragungsleitung

R_i ist der Innenwiderstand des Bustreibers. C stellt die Gesamtkapazität der Busleitung dar. R_{Receiver} ist der Eingangswiderstand des Busreceivers (ca. 20-100 k Ω), dieser ist jedoch im Vergleich zu dem Innenwiderstand des Bustreibers vernachlässigbar groß. R ist der Leitungswiderstand. G ist der Leitwert der Leitung, der gegenüber dem des Receivers klein ist und ebenfalls vernachlässigt werden kann. Wenn die Quelle ein Einheitssprungsignal erzeugt, gilt folgender Verlauf der Spannung an C für $t > 0$:

$$(9) \quad u_c(t) = U(1 - e^{-\frac{t}{(R+R_i)C}}) \quad U : \text{Amplitude der Signalquelle}$$

Mit der Näherung, dass die Spannung nach 10 % der Bitzeit 98 % der maximalen Spannung betragen muss, ergibt sich für den Exponenten der obigen Gleichung:

$$(10) \quad \frac{t}{(R + R_i)C} = 3,91$$

Mit einer 10%igen Flankenanstiegszeit wird

$$(11) \quad t = 0,1T = \frac{0,1}{f}$$

und damit gilt:

$$(12) \quad (R + R_i) = \frac{0,1}{3,91 \cdot C \cdot f}$$

Mit der typischen Leitungskapazität von 50 pF/m ergibt sich C bei 40 m Kabellänge zu 2 nF. Bei einer Übertragungsrate von 1 MBit/s darf die Summe des Leitungswiderstandes R und des Innenwiderstandes R_i in diesem Fall höchstens 12,8 Ω groß sein.

b) Idle-Zustand ist nicht ein Signalzustand:

Wenn die Übertragungsrate hoch ist, müssen die Zustandswechsel der einzelnen Bits entsprechend schnell erfolgen. Um dies zu erreichen, muss auch der „0“-Zustand aktiv, d.h. niederohmig, am Bus eingestellt werden. Der Idle-Zustand muss passiv (hochohmig) sein, damit die Übergabe des Buszugriffs von einem zu einem anderen Teilnehmer möglich ist. Dieser vierte „Idle“-Buszustand unterscheidet sich nicht spannungsmässig von den „0“-Zustand. Er unterscheidet sich nur dadurch, dass er hochohmig ist. Die Zeit zwischen zwei Nachrichten-Frames (Idle-Zustand) muss in diesem Fall länger sein als eine Bit-Zeit, da sie nur passiv über hochohmige Widerstände eingestellt werden kann.

4.3.6 Fehlertoleranz der Bitübertragungsschicht

Signal mit Massepotenzial

Bei Fremdschluss der Signalleitung nach GND oder Vcc (Abb. 24) ist keine Kommunikation möglich (vgl. Abb. 2).

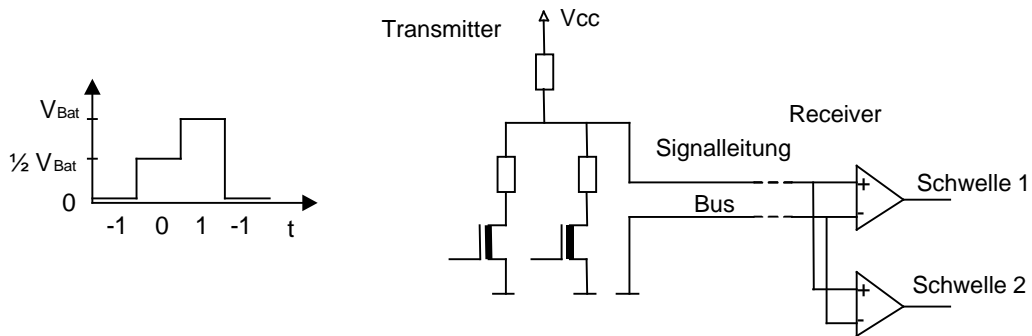


Abb. 24 Signal mit Massepotenzial

Unipolares differenzielles Signal

Kommunikation ist in den Fällen möglich, wenn die „high“-Busleitung nach V_{bat} und die „low“-Busleitung nach GND kurzgeschlossen ist.

Bei dem Fall des Fremdschlusses der „high“-Busleitung nach GND ist keine Kommunikation möglich, da die „low“-Busleitung auf negativem Potenzial gegenüber GND sein müsste.

Bei dem Fall des Fremdschlusses der „low“-Busleitung nach Vcc ist keine Kommunikation möglich, da die „high“-Busleitung auf einem Potenzial größer V_{bat} sein müsste.

In den beiden letzten Fällen ist auch durch Umcodierung keine Kommunikation möglich, da nur einer der drei Zustände darstellbar ist und die Receiver nur positive Spannungen detektieren können.

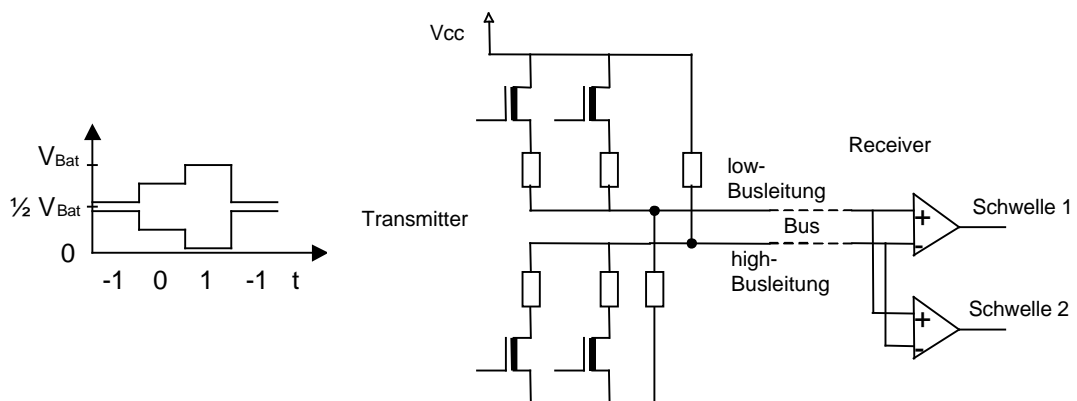


Abb. 25 Unipolares differenzielles Signal

Bipolares differenzielles Signal

Kommunikation ist in den Fällen möglich, wenn die „high“-Busleitung nach V_{CC} und die „low“-Busleitung nach GND geschlossen ist.

Im Fall des Fremdschlusses der „high“-Busleitung nach GND können nur die Zustände 0 und -1 dargestellt werden, ohne Verwendung von negativen Spannungen.

Im Fall des Fremdschlusses der „low“-Busleitung nach V_{CC} können nur die Zustände 0 und 1 dargestellt werden, ohne Verwendung von negativen Spannungen.

Durch die Verwendung einer fremdschlusstoleranten Codierung (Kap. 4.3.7) ist die Kommunikation möglich.

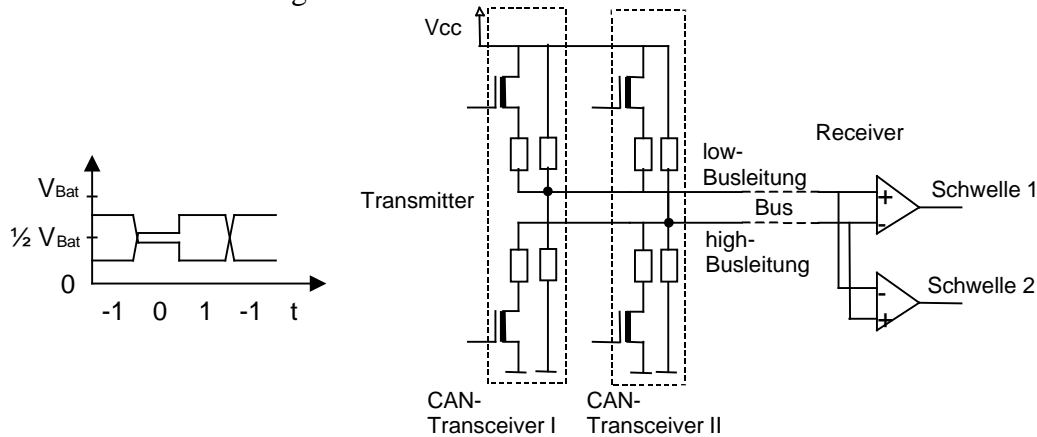


Abb. 26 Bipolares differenzielles Signal

Durch die Verwendung von negativen Spannungen und Spannungen größer V_{CC} kann auch eine Fremdschlusssicherheit erreicht werden. Die Problematik hierbei ist die Bereitstellung bzw. die Erzeugung dieser Spannungen. Es gibt sicherlich Anwendungen, bei denen bereits solche Spannungen zur Verfügung stehen, doch bei einfachen Sensoren im Kfz ist dieser Aufwand nicht zu rechtfertigen.

Die Lösung des Problems durch Erzeugung einer galvanischen Trennung mit Hilfe von Übertragern ist im Kfz aufgrund der Kostensituation nicht anwendbar.

Mit Hilfe neuer Halbleitertechnologien wie z.B. der SOI-Technologie ist es möglich, negative Spannungen gegenüber dem Substrat zu beherrschen. Diese Technologie wird derzeit nur von wenigen Halbleiterherstellern beherrscht und ist auch deutlich teurer zu fertigen.

Verfügbare Lösungen

Im Geschwindigkeitsbereich bis 125 kBit/s sind fehlertolerante Transceiver verfügbar. Beispiele hierfür sind der PCA82C252 von Philips und der TLE 6254 von Infineon. Diese Transceiver erlauben es, jede der Busleitungen nach GND oder nach V_{bat} oder gegeneinander kurzzuschließen. Bei den High-Speed-CAN-Transceivern (max. 1 MBit/s) ist es nicht möglich, die Kommunikation aufrechtzuerhalten, wenn die Leitung CAN_H gegen GND oder die Leitung CAN_L gegen V_{bat} geschlossen wird. Dadurch, dass in der prototypischen Realisierung zwei Transceiver verwendet werden, entsteht eine Transmitterschaltung gemäß Abb. 26, welche bei einem Fremdschluss immer noch zwei der drei Zustände übertragen kann. Das

Kommunikationssystem kann so bei Datenraten bis zu 1 Mbit/s gegenüber allen Fehlschlüssen der Busleitungen nach GND oder nach Vbat gesichert werden. Gemäß Spezifikation (siehe Abb. 41) werden die Signale am Bus repräsentiert und auch interpretiert. Transceiver, welche die Spezifikationen gemäß den Automotive-Anforderungen erfüllen, ermöglichen es bei voller Kommunikationsfunktion, die beiden Bussignale ohne galvanische Trennung zwischen - 3 und + 12 V zu verschieben. Ein Transceiver ist gemäß Abb. 27 aufgebaut.

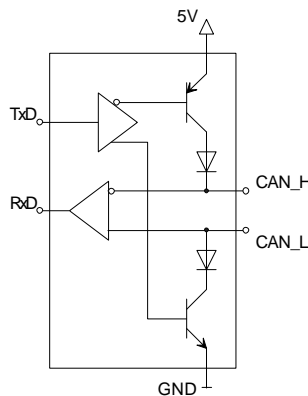


Abb. 27 Aufbau CAN-Transceiver

Diese Treiberstruktur erlaubt es nicht, CAN_H auf GND oder CAN_L auf Vbat zu legen. In diesen Fällen kann keine ausreichende Busdifferenzspannung erzeugt werden, die Kommunikation fällt aus. Der Schluss von CAN_L auf GND oder von CAN_H auf Vbat wird toleriert. Bei dem Clock-Ternär-Signal wirkt sich ein Schluss einer Leitung nach GND oder Vbat folgendermaßen aus.

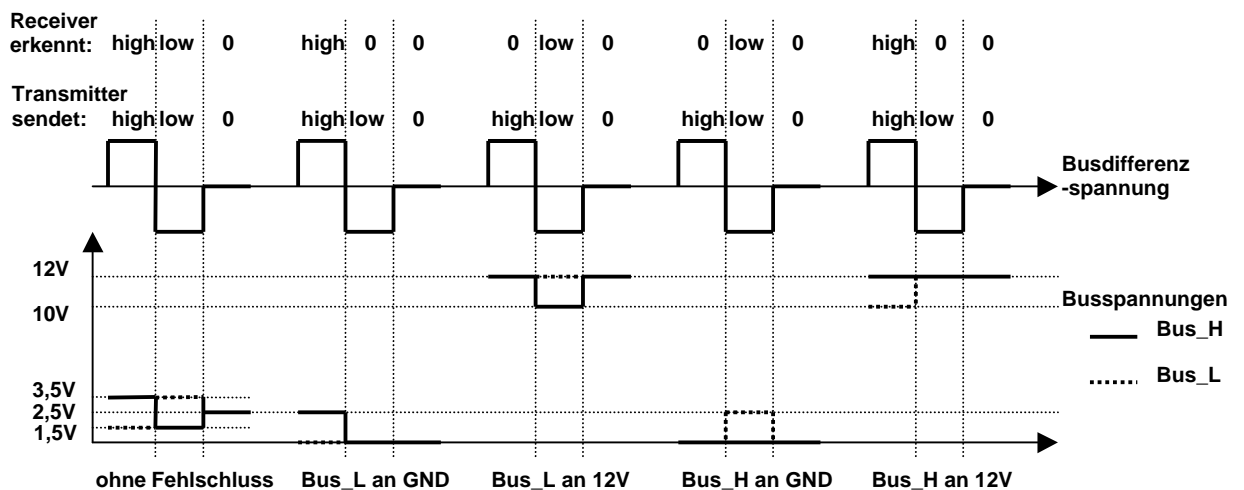


Abb. 28 Fremdschlüsse der Busleitungen

In allen vier Fremdschlussfällen können Zeichen vom Receiver nicht korrekt erkannt werden.

4.3.7 Fehlertoleranz der Codierung

Mit folgendem Ansatz können die vier Fehlerfälle toleriert werden: Die rezessive „0“ kann grundsätzlich in allen vier Fällen übertragen werden. Bei den anderen beiden dominanten Zeichen „high“ und „low“ vergleicht der Sender das gesendete TxA und TxB mit dem empfangenen Signal RxA und RxB. Im Fehlerfall sind diese unterschiedlich. Die Sendelogik erkennt dies und stellt in diesem Fall auf ein Art binäre Manchester-Codierung um, bei welcher nur der rezessive und der dominante Buszustand, welcher nicht am Bus gestört ist, verwendet werden. Zusätzlich muss das Zeichen durch eine Zeitbedingung klassifiziert werden.

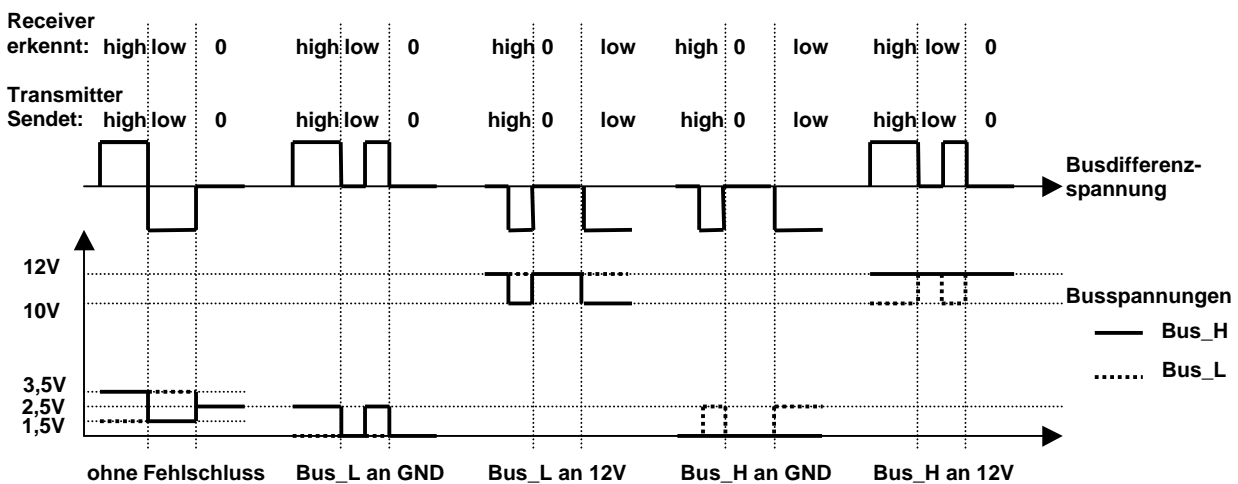


Abb. 29 Fehlerbehandlung in der Bitübertragungsschicht

Der Empfänger kann unter Berücksichtigung der Zeitbedingung die beiden dominanten Zeichen „high“ und „low“ oder ein dominantes von einem rezessiven unterscheiden.

Codierung bei Fremdschluss einer Busleitung

Der Sender erkennt, dass ein dominantes Signal nicht am Bus repräsentiert werden kann und schaltet nach der halben Bit-Zeit auf die andere, dominante Polarität um. Im folgenden Fall sei das Buszeichen „low“ durch Fremdschluss gestört:

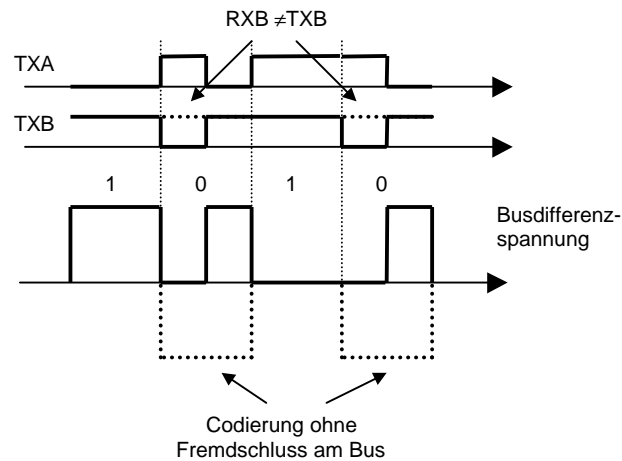


Abb. 30 Codierung bei Fremdschluss einer Busleitung

Nachdem die „0“ nicht durch den gestörte „low“-Zustand dargestellt werden kann, wird nach der halben Bitzeit auf den „high“-Zustand umgestellt. Wird nun erneut ein „0“-Zeichen gesendet, tritt wiederum die Überwachung des Bussignals in Kraft und nach der halben Bit-Zeit wird wieder auf den „high“-Zustand geschaltet. In diesem Fall muss der Empfänger auf die 1,5 Bit-Zeiten zwischen den Flanken reagieren können und so das Bit decodieren. Da bei jedem erneut gesendeten Bit die Bussignale geprüft werden, stellt sich bei Beendigung des Schlusses sofort wieder die „normale“ Clock-Ternär-Codierung ein.

Decodierung bei Fremdschluss einer Busleitung

Im Decodierer wird der Takt aus den beiden Eingangssignalen RxA und RxB zurückgewonnen. Dies erfolgt durch die Detektion der Flanken. Zusätzlich muss noch die Zeitbedingung überprüft werden. Es muss die Zeit zwischen zwei auftretenden Flanken gemessen werden. Ist diese kleiner als das 0,75- oder größer als 1,25 fache der Bit-Zeit, wird das Zeichen unter der Bedingung eines Fremdschlusses interpretiert.

Systemanforderungen und -eigenschaften der fehlertoleranten Clock Ternär Codierung FTCTC

Aufgrund der zusätzlichen Zeitbedingung der FTCTC entsteht eine größere Anforderung an die Zeiteinheit. Wie bei der Manchester-Codierung muss die Zeiteinheit eine theoretische Toleranz von kleiner $\pm 33\%$ erfüllen. In realen Verhältnissen muss diese Toleranz noch kleiner sein (Kap. 5.7). Der Vorteil der großen Taktabweichungstoleranz der Clock-Ternär-Codierung geht auf Kosten der Fehlertoleranz bei der FTCTC verloren.

Das elektromagnetische Abstrahlverhalten ist bei der FTCTC aufgrund der Zeichenfrequenzerhöhung schlechter. Dies tritt aber nur im Fall eines Fremdschlusses auf. D.h. im normalen Betriebsfall hat die FTCTC dasselbe EMV-Verhalten wie die CTC. In der Notfallsituation eines Fremdschlusses kann diese reduzierte EMV-Eigenschaft im Kfz toleriert werden. Dadurch, dass die Codier- und die

Decodiereinheit den Fremdschluss erkennen können, ist dieser Fehler diagnostizierbar und kann dem System mitgeteilt werden. Weitere Systemreaktionen, wie z.B. das Einschalten einer Warnlampe oder der Eintrag in einen Fehlerspeicher, können vorgenommen werden. Durch die weitere Funktion der Datenübertragung kann das Fahrzeug je nach Sicherheitsanforderung bis zum Erreichen der nächsten Werkstatt betrieben werden.

Die Erkennung eines Fremdschlusses von der Codier- als auch von der Decodiereinheit geschieht Bit-weise, ohne Zeitverzug, so dass auch ein scheuerndes Kabel, welches nur einen temporären Fremdschluss erzeugt, toleriert werden kann.

4.4 Leistungsmerkmale bestehender Kommunikationsprotokolle bei Verwendung der CTC

Im Kfz findet man derzeit meist den CAN-Bus für die Inter-Steuergeräte-Kommunikation und den LIN-Bus (Kap. 2.4) für die Kommunikation mit einfachen Sensor-Aktor-Einheiten. Das Leistungsmerkmal hinsichtlich der Übertragungsrates dieser beiden Systeme liegt weit auseinander. Der CAN arbeitet mit Datenraten von 125 bis 1000 kBit/s, der LIN-Bus nur bis 20 kBit/s. Der Buszugriff ist ebenfalls unterschiedlich. Der LIN arbeitet nach dem Master-Slave-Verfahren, während der CAN ein Multimasterbus ist. Der Bitübertragungsschicht wird bei dem LIN durch eine Eindrahtschnittstelle, bei dem CAN durch eine differenzielle Übertragung gebildet.

Mit den Erkenntnissen aus Kap. 4.1 kann eine physikalische Übertragungsschicht für ein Bussystem geschaffen werden, welches im Bereich von 200 kBit/s betrieben wird und z.B. nach dem TTP/A oder dem LIN-Protokoll arbeitet. Durch Verwendung des SPI-Interface können die Grenzen, welche bei dem LIN bedingt durch die UART-Einheit (Kap. 3.1) entstehen, überwunden werden. Zum CAN-Bus hin grenzt sich dieser Ansatz dadurch ab, dass hier kein Quarz oder Keramik-Resonator als Oszillator für die Slave-Teilnehmer notwendig ist. Dies ist durch die verwendete Codierung möglich. Das TDMA- oder Master-Slave-Busprotokoll kann durch Software in dem Controller realisiert werden, so dass kein zusätzlicher Kommunikations-Controller notwendig ist. Bei dem CAN-Bus wird das CSMA/CA-Verfahren angewendet, bei welchem eine aufwändige Busarbitrierung durchgeführt werden muss. Diese Aufgabe kann nicht durch Software auf einem einfachen Controller erledigt werden, da hierbei Reaktionen im Zeitbereich eines Übertragungs-Bits ausgeführt werden müssen.

Kostenabschätzung des Hardware-Aufwandes für einen Kommunikationsteilnehmer:

Protokoll	LIN	TTP/A oder (LIN+) ³	CAN
Codierung	NRZ	Clock-Ternär	NRZ mit Bitstuffing
Datenrate [kBit/s]	20	500	Max. 1 MBit/s
	Preise in €		
Treiber [€]	0,40	2xCAN-Treiber 0,35 ⁴	0,35
Kommunikations-Controller [€]	-	-	meist integriert auf Microcontroller 0,25 Stand alone 0,50
Oszillator [€]	RC Osz. 0,05	RC Osz. 0,05	Quarz 0,50
Gesamtkosten [€]	0,45	0,75	1,10

Tabelle 4 Kostenvergleich LIN, TTP/A, CAN

Das Kommunikationssystem auf TTP/A (LIN)-Basis kann für ca. 75 Cent pro Slave-Teilnehmer realisiert werden. Durch Integration zweier CAN-Treiber in ein Gehäuse kann bei Grosserianwendung ein Preis von ca. 45 Euro Cent angenommen werden. Dadurch würde sich ein Preis von 50 Euro-Cent pro Slave-Teilnehmer erzielen lassen. Die Kosten liegen somit deutlich unter denen des CAN-Systems, was im Wegfall des Quarzes und des Kommunikations-Controllers begründet ist. Zum herkömmlichen LIN-Bus grenzt sich das System durch eine wesentlich höhere Übertragungsbandbreite ab. Die Bruttoübertragungsrate kann einige Hundert kBit/s betragen, im Gegensatz zu 20 kBit/s beim LIN-Bus.

Effizienz der Codierungen

Am Beispiel des LIN-Protokolls wird die Effizienz der NRZ- und der Clock-Ternär-Codierung verglichen.

Ein LIN-Frame besteht aus mehreren einzelnen UART-Frames. Zuerst wird ein Start-Frame, dann ein Sync-Frame gesendet. Das Start-Frame besitzt den Wert „0“. Da die „0“ dominant ist, werden dadurch andere mögliche Kommunikationen unterbrochen. Das Sync-Frame besteht aus einem „1 0 1 0 1 0“ Bitmuster, durch welches sich die Slave-Teilnehmer aufsynchronisieren können, indem sie ihre Oszillatoren kalibrieren. Danach folgt ein Request-Frame des Masters. Die Slave-Teilnehmer antworten mit zwei, vier, sechs oder acht Daten-Frames und einem CRC-Frame. Ein UART-Frame besteht aus einem Start-Bit, acht Daten-Bit, einem Parity-Bit und einem Stop-Bit. Das Parity-Bit trägt ebenso wie ein Daten-Bit Information. Es ist für die Datensicherung vorhanden und wird hier wie ein Daten-Bit gewertet. Es ergibt sich ein Overhead von zwei Bit pro Frame.

³ Die Bezeichnung LIN+ stellt das Konzept dar, bei welchem der LIN-Data Link Layer mit anderen Bitübertragungsschichten kombiniert wird.

⁴ Durch Integration zweier CAN-Treiber in ein Gehäuse kann bei Grosserianwendung ein Gesamtpreis von ca. 45 Euro Cent angenommen werden

Effizienz am Beispiel eines 8 Byte langen Datenrahmens:

NRZ-Codierung (LIN):

	Nutzdaten	Overhead
8 Daten-Byte	8 x 8 Bit	2 x 8 Bit
1 Request-Byte	-	11 Bit
CRC-Prüfsumme	-	11 Bit
Sync-Frame	-	11 Bit
Start-Frame	-	11 Bit
Summe	64 Bit	60 Bit

Die Effizienz beträgt $\frac{64}{64 + 60} = 0,516$ (51,6%)

Bei der Clock-Ternär-Codierung wird kein Start- und kein Sync-Frame benötigt. Stattdessen gibt es ein Inter-Frame-Gap und zwei Switch-Bit.

Clock-Ternär-Codierung:

	Nutzdaten	Overhead
8 Daten-Byte	8 x 8 Bit	-
1 Request-Byte	-	8 Bit
CRC-Prüfsumme	-	8 Bit
Inter-Frame-Gap	-	2 Bit
Switch-Bit	-	2 Bit
Summe	64 Bit	20 Bit

Die Effizienz beträgt $\frac{64}{64 + 20} = 0,762$ (76,2%)

Durch die Integration der Taktinformation in jedes Zeichen können die zusätzlichen Maßnahmen, wie sie bei der LIN-Kommunikation verwendet werden, entfallen. Die Effizienz kann dadurch gesteigert werden.

5 Realisierung der Clock-Ternär-Codierung

5.1 Grundstruktur

Die Grundstruktur ist in Abb. 31 dargestellt. Für die prototypische Realisierung wurde ein 16-Bit-Microcontroller des Typs C165 der Fa. Infineon verwendet. Der Microcontroller befindet sich zusammen mit RAM, Flash-Speicherelementen und Peripherie-Beschaltung auf einer Leiterplatte. Der C165-Controller besitzt, wie fast jeder andere dieser Art, ein SPI-Interface. Darüber hinaus wird noch das CPU-Taktsignal für die Taktung des konfigurierbaren Hardware-Bausteins (CPLD Complex Programmable Logic Device) benötigt.

Das CPLD beinhaltet den Codierer und den Decodierer und bildet die Verbindung zu den Bus-Transceivern. Für die Umschaltung zwischen Decodierung und Codierung wird noch eine Signalleitung „Sendempfh“ (Abb. 31) vom Controller zu dem CPLD benötigt. Für Entwicklungszwecke ist das CPLD über ein Steuerregister vom Controller aus konfigurierbar. Die Taktung sowie die Art der Codierung kann über dieses Register eingestellt werden. Codierer und Decodierer sind mit den Transceivern verbunden. Diese stellen das Sensorbus-Interface des Teilnehmers dar. Das CPLD mit den Transceivern ist zusammen mit einigen Tastern, Schaltern und Leuchtdioden für die Ein- und Ausgabe auf einer zweiten Leiterplatte untergebracht (Abb. 32). Diese beiden Leiterplatten werden in Sandwich-Technik verbunden. Für die Programmierung des CPLD ist ein JTAG-Interface vorhanden.

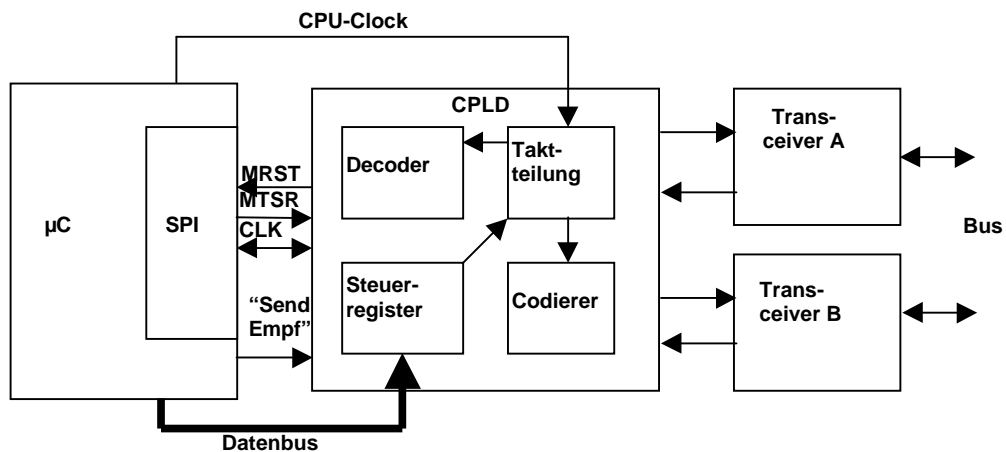


Abb. 31 Hardware-Struktur

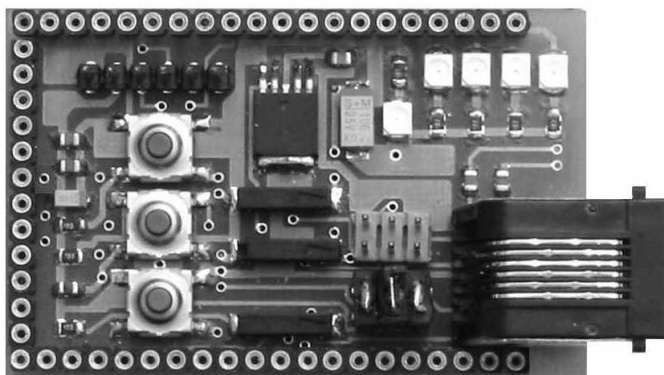


Abb. 32 Zusatz-Sandwich-Board des Sensorknotens

5.2 Interface

Der Codierer hat die Aufgabe, aus einem binären Datenstrom (Eingangssignal) gemäß den Codierungsvorschriften einen ternären Datenstrom zu erzeugen. Das Eingangssignal kann z.B. ein serielles NRZ-Signal oder auch ein paralleles Signal sein. Andere Signalcodierungen können entsprechend umcodiert werden. Für die Umcodierung ist ein serielles NRZ-Signal mit einem zugehörigen Taktsignal günstig. Ein solches Signal kann z.B. mit Hilfe der SPI-Einheit eines Controllers erzeugt werden. Dieses Signal sieht folgendermaßen aus (Abb. 33):

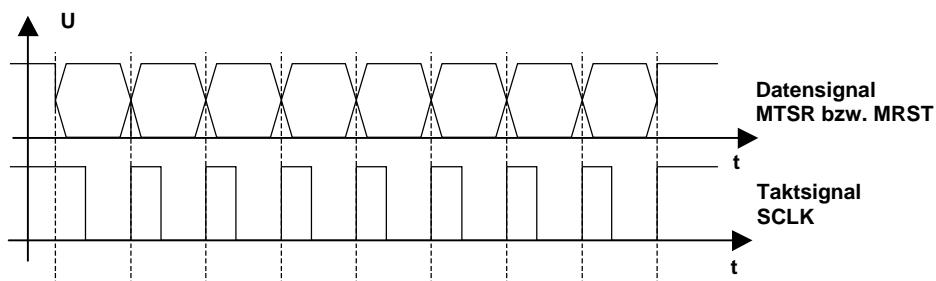


Abb. 33 SPI-Signale

SPI-Interface

Das SPI-Interface (Kap. 3.1) wird für die synchrone Datenübertragung verwendet. Es ist auf den meisten gängigen Microcontrollern enthalten und arbeitet mit Datenraten von einigen kBit/s bis zu mehreren MBit/s. Kerneinheit der SPI ist das Schieberegister. Bei dem C165 ist es 16 Bit breit. Die Receive- und Transmit-Puffer dienen der Datenein- bzw. der Datenausgabe. Sie sind bei diesem Typ ebenfalls 16 Bit breit. Das Interface arbeitet in zwei Modi.

Master-Mode:

Die interne Takteinheit steuert die Kommunikation (Master Clock, Abb. 34). Das Schieberegister wird durch den selbst erzeugten Takt getriggert. Die Sendedaten liegen am Port MTSR (Master transmit Slave receive) an. Gleichzeitig können

Daten, die von dem anderen aktiven SPI-Teilnehmer gesendet werden, an dem Port-Pin MRST (Master receive Slave transmit) in dasselbe Schieberegister aus der anderen Richtung synchron eingelesen werden. Bei einem Carrier-Sense-Bus kann die gesendete Nachricht wieder zurückgelesen werden. Es ist dort nicht möglich, gleichzeitig Daten zu senden und Daten eines anderen Teilnehmers zu empfangen. Das Carrier-Sense-System arbeitet nur im Halbduplexbetrieb.

Slave-Mode:

In diesem Mode reagiert der Teilnehmer auf Signale an der Taktleitung. Die Triggerung kann mit der steigenden oder mit der fallenden Flanke erfolgen. Mit der Taktflanke, die an dem Port SCLK empfangen wird, wird das Schieberegister weiter getaktet. Der zu sendende Wert liegt an Port MRST an, der an Port MTSR anliegende Wert wird von dem Schieberegister übernommen [Pfa01/2].

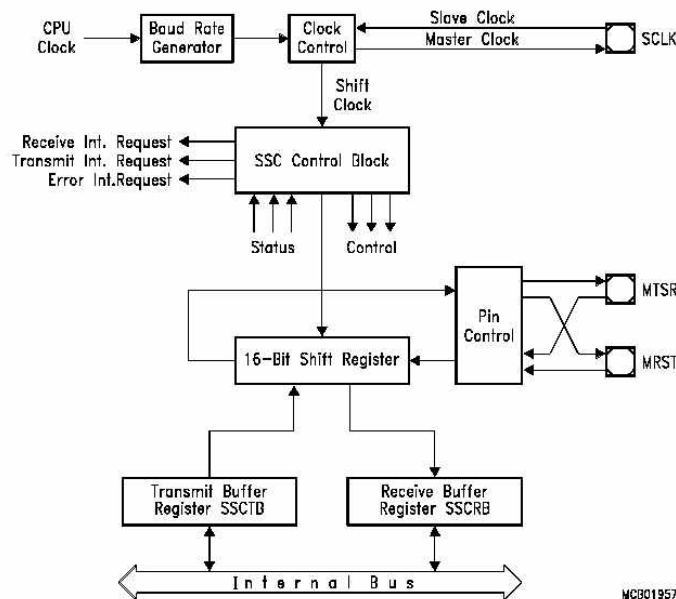


Abb. 34 SPI-Einheit der C16x-Controller

Wenn die vordefinierte Anzahl an Takten abgelaufen ist, wird ein Receive-Interrupt erzeugt, in welchem das Receive-Register ausgelesen werden kann. Durch Pufferung des Schieberegisters mit Receive- und Transmit-Puffer können Datenströme lückenlos gesendet und eingelesen werden. Es gibt meist noch Fehlererkennungseinheiten, welche Sende-, Empfangs- und Baudratenfehler detektieren und entsprechende Interrupts generieren können [Sie96].

Parallel Port

Wenn im verwendeten Controller keine SPI-Einheit vorhanden ist, kann ein paralleler Port als Interface verwendet werden. Die Codier- und Decodiereinheit benötigt hier ein Schieberegister, welches mit dem Parallel-Port verbunden ist. Mittels Read-, Write- und Chipselect-Signalen kann der Port vom Controller bedient werden.

5.3 Codierung

Um das Clock-Ternär-Signal für die Ansteuerung der Bustreiber zu erzeugen, werden intern zwei Kanäle TxA und TxB verwendet. Dies ist notwendig, da die verwendeten Bustreiber keine ternären Signale verarbeiten können.

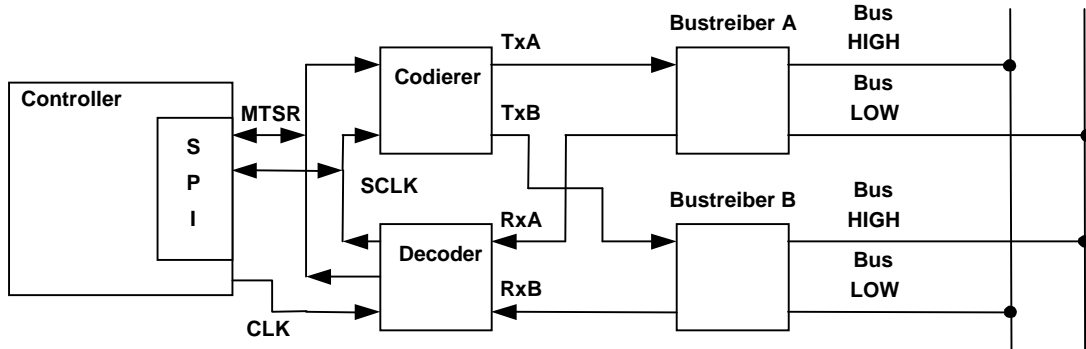


Abb. 35 Systemaufbau Clock-Ternär-Codierung

Durch die zwei binären Signale TxA und TxB entstehen vier Zustände, von welchen nur drei benötigt werden. Tx (in Abb. 35 als MTSR dargestellt) ist die Eingangsvariable. Der Codierer befindet sich in einem der drei Zustände, welcher durch die Variablen TxA und TxB ausgedrückt wird. Der vierte Zustand TxA, TxB = 0 wird nicht benötigt. Der vorherige Zustand wird in den Variablen TxA_{alt} und TxB_{alt} gespeichert.

Der Codierer muss folgende Zustandstabelle erfüllen:

vorheriger Zustand			Tx = 1			Tx = 0		
TxA _{alt}	Zustand	TxB _{alt}	TxA	Zustand	TxB	TxA	Zustand	TxB
0	„high“	1	1	„0“	1	1	„low“	0
1	„0“	1	0	„high“	1	1	„low“	0
1	„low“	0	0	„high“	1	1	„0“	1

Tabelle 5 Wahrheitstabelle Clock-Ternär-Codierung

Die drei Buszustände werden durch die Variablen TxA und TxB dargestellt. Aus der obigen Tabelle entstehen folgende Gleichungen, die in der unten abgebildeten Logikschaltung realisiert sind:

$$(13) \quad \begin{aligned} \text{TxA} &= \overline{\text{Tx}} + \overline{\text{TxA}_{\text{alt}}} \cdot \text{TxB}_{\text{alt}} \\ \text{TxB} &= \text{Tx} + \text{TxA}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{TxB}_{\text{alt}}} \end{aligned}$$

Der Codierer kann mit Gl. (13) durch ein einfaches Schaltwerk mit zwei D-Flip-Flops realisiert werden.

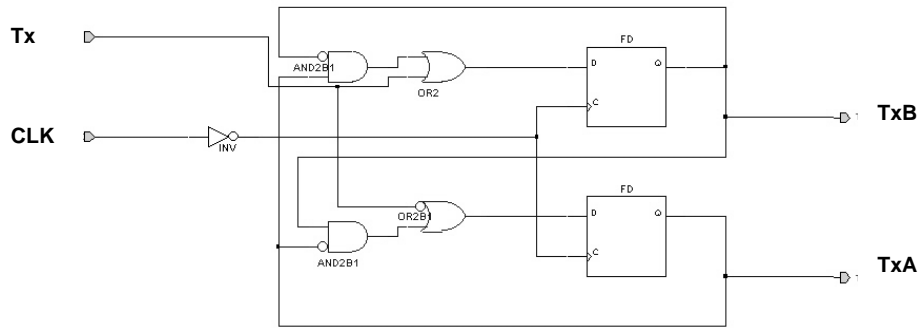


Abb. 36 Codierschaltung

Taktung des Codierers

Die Taktung des Codierers erfolgt durch die Taktsignale SCLK des Microcontrollers, welche vorgeben, zu welcher Zeit die Signale des Controllers vom Codierer übernommen werden sollen.

5.4 Decodierung

Die Decodierung hat die Aufgabe, aus dem ankommenden Signal Daten und Takt zurückzugewinnen. Die Dateninformation liegt in der Amplitude, die Taktinformation im Zustandswechsel des Signals. Folglich besteht der Decodierer aus den zwei Teilen Takt- und Datenrückgewinnung.

Um das Clock-Ternär-Signal in einem binären Empfangssystem darzustellen, werden zwei Signale RxA und RxB verwendet. Zwei Bus-Receiver A und B liefern die Signale RxA und RxB, wodurch ein Zeichen innerhalb einer Zeiteinheit ohne Zustandswechsel darstellbar ist.

Datenrückgewinnung

Das Verhalten dieser Einheit ist durch folgenden Zustandsgraphen festgelegt. S0 und S1 sind die logischen Zustände des Signals, welche durch die Variable Q_0 in der Tabelle 6 dargestellt sind [Bec01].

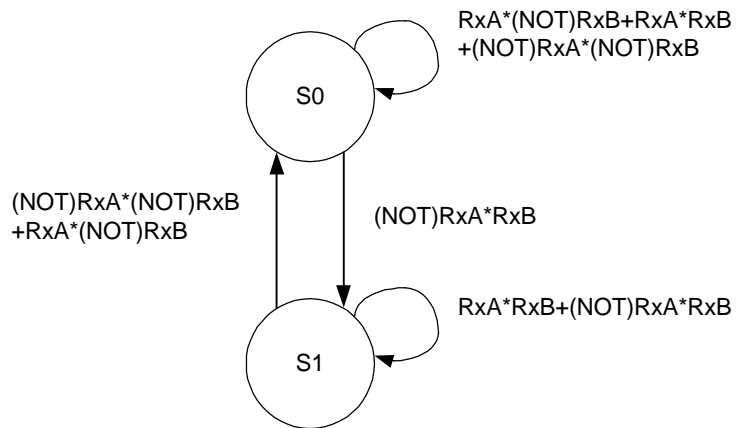


Abb. 37 Zustandsgraph des Clock-Ternär-Decodierers

Q ₀	Q ₀ [*]	RxA	RxB
0	0	0	0
0	1	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
1	0	0	0
1	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	1

Tabelle 6 Wahrheitstabelle Clock-Ternär-Decodierer

Der vierte Zustand ist hier grau markiert dargestellt. Er kann nicht auf dem Bus realisiert werden (Kap. 5.6). Die Bustreiber können einen rezessiven und einen dominanten Buszustand einstellen. Da sie antiparallel verbunden sind (Abb. 42), ist es nicht möglich, dass beide Treiber ihren dominanten Zustand einstellen. In diesem Fall würden die Ausgangsstufen gegeneinander „treiben“. Dieser Zustand ist verboten.

Aus der Wahrheitstabelle lässt sich mit Hilfe eines Karnaugh-Diagramms folgende Zustandsgleichung entwickeln:

$$R_{x_{neu}} = \overline{RxA} + RxB \cdot Rx$$

Diese Gleichung wird durch folgendes Schaltwerk realisiert. Der Eingang CLK wird von der Taktrückgewinnungseinheit erzeugt.

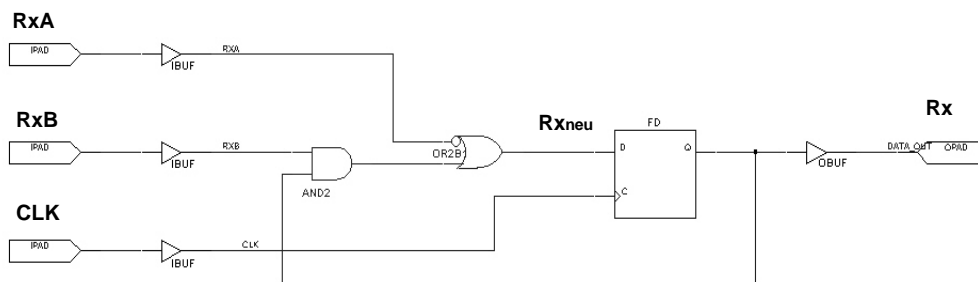


Abb. 38 Clock-Ternär-Decodierung der Daten

Taktrückgewinnung

Durch Differenzieren des Eingangssignals werden die Zustandswechsel detektiert. Jeder Zustandswechsel des Kanals RxA und des Kanals RxB wird ausgewertet und zu einem Summensignal zusammengefasst. Ein Zustandswechsel lässt sich durch ein

D-Flip-Flop und ein EXOR-Gatter realisieren. Unterscheidet sich das aktuelle von dem vorhergehenden Bit, entsteht am EXOR-Ausgang eine „1“, sonst eine „0“. Das D-Flip-Flop wird mit dem Systemtakt, welcher ein Vielfaches der Baudrate ausmacht, getaktet.

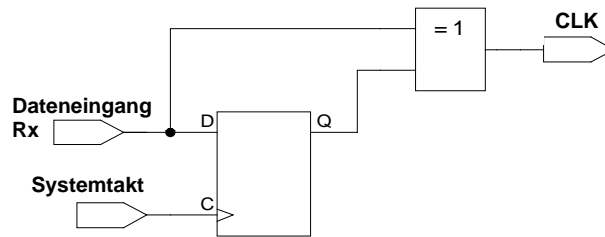


Abb. 39 EXOR-Gatter mit D-Flip-Flop

Die Flankendetektionsschaltung beider Signalpfade wird mit einem ODER-Gatter zu einem Taktsignal vereinigt. Das Taktsignal der beiden Eingangssignale RxA und RxB wird um maximal einen Systemtakt verzögert. Diese Verzögerung ist nicht von Bedeutung, da der Systemtakt ein Mehrfaches des Datentaktes beträgt.

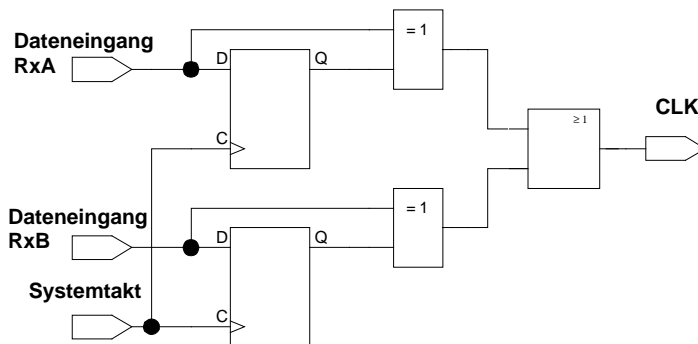


Abb. 40 Komplette Taktrückgewinnung aus RxA und RxB

Taktung des Decodierers

a) Bus-synchron

Bei der Bus-synchronen Taktung des Decodierers wird das aus dem Bussignal zurückgewonnene Taktsignal zur Steuerung des Schaltwerkes verwendet. Dadurch besteht keine zeitliche Restriktion bezüglich des Bussignals. Es wird jedes richtig codierte Bussignal unabhängig von der Datenrate erkannt. Der Decodierer kann ohne eigenen Oszillator betrieben werden.

b) Bus-asynchron

Bei dieser Variante wird das Schaltwerk von dem lokalen Oszillator innerhalb des Empfängers getaktet. Einzige Bedingung hierbei ist, dass dieser Takt nicht kleiner als der Bustakt ist. In der Praxis hat sich eine drei- bis vierfache Überabtastung als

sinnvoll erwiesen. Die Überabtastung des Empfangssignals hat Einfluss auf die Eingangsfilterung des Decodierers (Kap. 5.7).

5.5 Bitübertragungsschicht nach ISO 11898 (CAN)

Für die erste Realisierung wird die CAN-Bitübertragungsschicht nach ISO 11898 verwendet und entsprechend auf drei Buszustände erweitert.

Die Übertragung nach diesem Standard ermöglicht Datenraten von bis zu 1 MBit/s. Sie wurde speziell für Kfz-Applikationen entwickelt und widersteht den Umweltbedingungen im Kfz. Diese Bitübertragungsschicht wurde speziell für das CAN-Protokoll entwickelt, da hier ein rezessiver und ein dominanter Buszustand für die Busarbitrierung benötigt werden. Der rezessive Zustand wird passiv, der dominante aktiv am Bus eingestellt. Bis dato wurden über hundert Millionen CAN-Teilnehmer produziert, von denen sich die meisten in Kraftfahrzeugen befinden.

Mit dem rezessiven Zustand wird der Bus-Idle-Zustand definiert. Hierbei kann jeder Teilnehmer senden, ohne dass er frei geschaltet werden muss. Durch die Arbitrierung muss sichergestellt sein, dass kein gültiges Zeichen eines anderen Teilnehmers überschrieben wird.

CAN-Transceiver sind meist nach der ISO-Norm 11898 implementiert. Sie spezifiziert die elektrischen Eigenschaften einer Zweidrahtverbindung mit Differenzsignalen bis zu einer Datenrate von 1 MBit/s und einer Leitungslänge von 40 m bei max. 30 Teilnehmern. Die Impedanz der Busleitung beträgt ca. 120 Ohm; als Leitungsabschluss ist an jedem Ende ein Widerstand vorgeschrieben. Die Abschlusswiderstände sollen ebenfalls einen Widerstandswert von ca. 120 Ohm besitzen. Die Mindestbelastbarkeit beträgt 200 mW. Es wird ein rezessiver Zustand definiert, welchen die Teilnehmer erkennen, wenn die Differenzspannung zwischen CAN_H und CAN_L weniger als +0,5 Volt beträgt. Ist die Spannung an CAN_H mindestens 0,9 Volt höher als an CAN_L, wird der dominante Zustand erkannt. Der logische Wert „1“ wird durch den rezessiven, der logische Wert „0“ durch den dominanten Pegel repräsentiert.

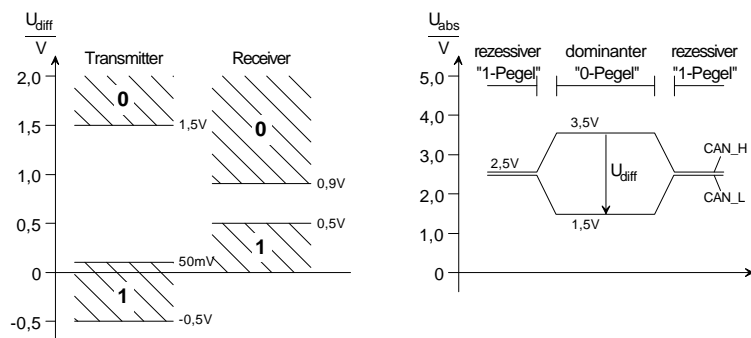


Abb. 41 Relative und absolute Buspegel bei CAN

Bausteine nach ISO 11898 sind z. B. die Typen PCA82C250 von Philips, TLE 6250 von Infineon oder UC5350 von Texas Instruments.

Erweiterung auf eine ternäre Bustreiberschicht

Um aus der binären eine ternäre Bustreiberschicht zu entwerfen, wird hier ein zweiter Transceiver eingesetzt, mit dessen Hilfe ein weiterer aktiver Zustand am Bus eingestellt werden kann. Durch antiparalleles Zusammenschalten der Bustransceiver (Abb. 42) kann ein ternäres Signal erzeugt werden (Abb. 43, Abb. 45).

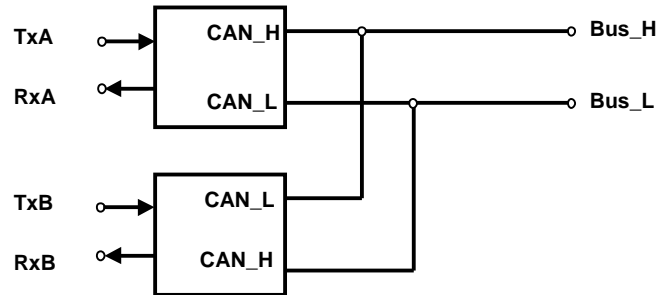


Abb. 42 Physikalischer Layer der CTC mit CAN-Transceivern

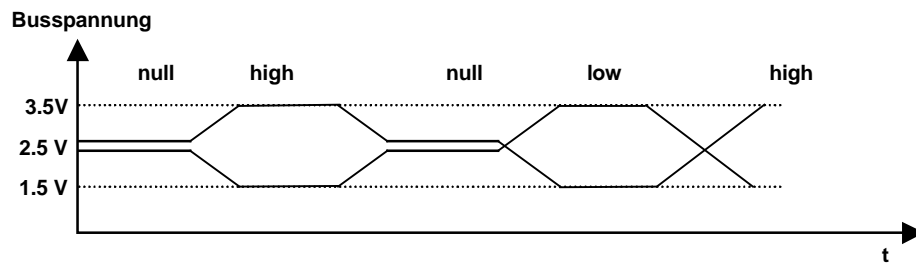


Abb. 43 Buszustände des Clock-Ternär-Signals

Bus-Zustände

Mit zwei antiparallel verschalteten CAN-Transceivern nach ISO 11898 werden die drei Buszustände erzeugt (Abb. 43, Abb. 44).

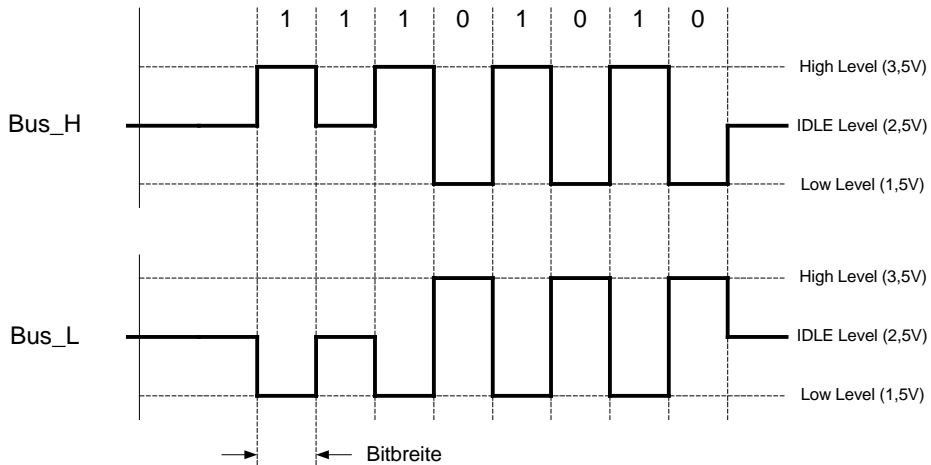


Abb. 44 Busspannungen CTC auf Basis des zugehörigen CAN-Physical-Layers

Es gibt die drei Buszustände „high“, „low“ und „null“. Der Zustand „high“ ist der dominante Zustand des Transceivers A und der rezessive Zustand des Transceivers B, „low“ ist der dominante Zustand des Transceivers B und der rezessive Zustand des Transceivers A, und „null“ ist der rezessive Zustand beider Transceiver. Bei dem verbotenen Zustand TxA und TxB auf „low“ würde jeder der beiden antiparallel verschalteten Transceiver versuchen, eine unterschiedliche Busdifferenzspannung zu erzeugen. Das Resultat ist in diesem Fall undefiniert.

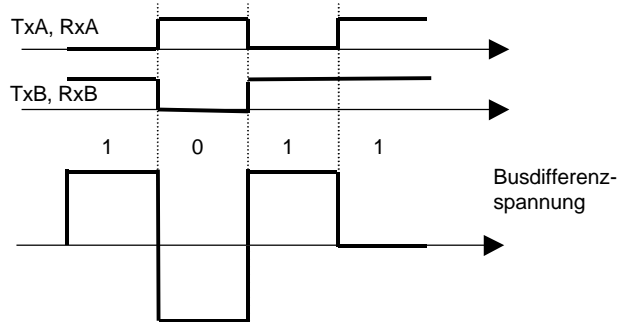


Abb. 45 Signalzusammenhänge TxA, TxB, Busdifferenzspannung

5.6 Einfluss auf den Data Link Layer

Bus-Idle-Erkennung

Um sicherzustellen, dass keine Nachrichten von anderen Teilnehmern überschrieben werden, ist es notwendig, dass jeder Teilnehmer den Bus-Idle-Zustand überprüft, bevor er eine Nachricht absendet. Die Überprüfung erfolgt bei der Clock-Ternär-Codierung durch die Detektion des Zustandes (RxA und RxB = 1) und durch Messen der Zeit zwischen den Zustandsänderungen am Bus. Ist diese Zeit größer als die

maximal mögliche Dauer eines Bit, kann auf den Idle-Zustand des Busses geschlossen werden.

Die Zeitbedingung stellt sich so dar, dass eine Frame-Zwischenzeit (IFG Inter-Frame-Gap) deutlich länger andauert als ein Bit, z.B. $2 \times T_{\text{Bit}}$. Dadurch kann ein Teilnehmer nach jedem Nachrichten-Frame sicher das IFG erkennen.

Inframe-Response

Diese Methode wird verwendet, um dem Sender innerhalb seines Sende-Frames ein Rücksignal zu senden. Bei dem CAN-Protokoll wird dies zur Quittierung des Empfängers für den korrekten Empfang eines Frames verwendet.

Mit der Clock-Ternär-Codierung kann ein Inframe-Response in dem Buszustand „null“ realisiert werden. Ein Empfänger einer Nachricht kann innerhalb des definierten Bus-„null“-Zustandes ein „low“- oder „high“-Signal darüber schreiben und dem Sender des Frames so eine Antwort zukommen lassen. Dieser Response kann auch mehrere Bit lang sein, sofern dies im Data Link Layer vorgesehen ist und die Takttoleranzen des Slave-Teilnehmers dies erlauben.

5.7 Übertragungsfehler / Störfilterung

Bitfehler entstehen durch Störungen, welche das Signal so verändern, dass es im Receiver falsch interpretiert wird. Sie entstehen durch Störungseinflüsse auf den Leitungen, auf dem Transmitter, dem Receiver oder durch Masseversatz zwischen den Teilnehmern, wenn diese nicht galvanisch entkoppelt sind. Im Kfz sind die Teilnehmer aufgrund der Kostensituation nicht galvanisch entkoppelt. Ungünstige Kabelbaumtopologie mit langen Stichleitungen oder falsch bzw. nicht abgeschlossene Leitungsenden können ebenso Bitfehler erzeugen.

Störfilterung durch 2-aus-3-Entscheidung

Auf der digitalen Seite kann mit einer 2-aus-3-Entscheidung ein einfacher Störfilter aufgebaut werden. Die Abtastrate des Eingangssignals muss dann aber mindestens dreimal so groß sein wie die Datenrate. Es werden immer drei aufeinander folgende Eingangssignalwerte dadurch ausgewertet, dass eine 2-aus-3-Entscheidung getroffen wird. Eine Störung, welche nur einen Abtastwert betrifft, kann so herausgefiltert werden. Da die Abtastrate nur ca. dreimal größer als die Signalrate ist, muss eine Störung, welche zwei Abtastwerte betrifft, mindestens ein Drittel der Periodendauer betragen. In diesem Fall kann die Filterung den Fehler nicht eliminieren. Das Signal muss dann aber mindestens dreifach überabgetastet werden.

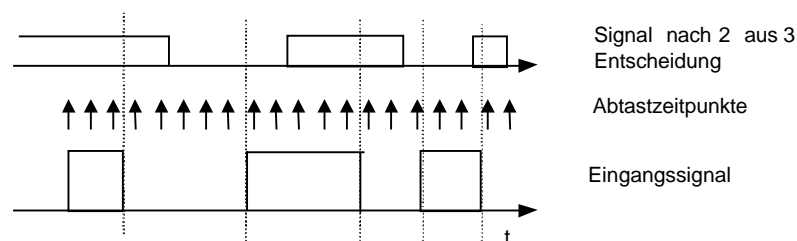


Abb. 46 Überabtastrung und Störfilterung

Realisierung: Die zwei vorherigen Abtastwerte werden durch zwei D-Flip-Flops gespeichert. Die entsprechenden Zustände sind in Tabelle 7 dargestellt.

Q ₂	Q ₁	Q	S
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Tabelle 7 Wahrheitstabelle der 2-aus-3-Auswertung

In Abb. 47 ist die entsprechende Digitalschaltung der 2-aus-3-Auswertung zu sehen.

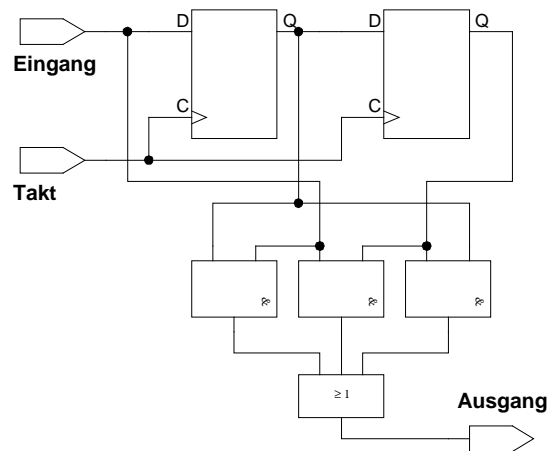


Abb. 47 Digitalschaltung der 2-aus-3-Auswertung

Störfilterung im Transceiver durch Hysterese des Eingangssignals

In den üblichen CAN-Receiveern sind Schmitt-Trigger vorhanden, welche eine Hysterese erzeugen (Abb. 48). Wenn sich die Amplitude des Eingangssignals im Bereich der Entscheidungsschwelle befindet, könnte es zu einem Schwingen des Ausgangssignals kommen. Durch die Hysterese wird dies verhindert [Fär87], [Sch94].

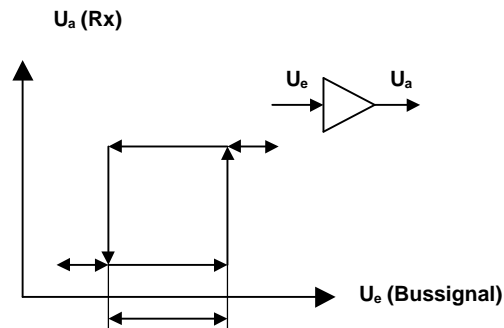


Abb. 48 Hysterese im Bus-Receiver

5.8 Realisierung der fehlertoleranten Clock-Ternär-Codierung FTCTC

Für die fehlertolerante Codierung ist zusätzlich die Verwendung einer Zeitbedingung notwendig (Kap. 4.3). Ein Bit wird wie bei der Manchester-Codierung mit einer Flanke in der Bitmitte dargestellt. Durch diese Zeitbedingung steigt die Anforderung an die Busteilnehmer bzgl. Taktoszillatortoleranz. Wie bei der Manchester-Codierung kommt es zu einer Erhöhung der Übertragungsgrundfrequenz, wodurch sich das elektromagnetische Abstrahlverhalten im Fall eines Fremdschlusses verschlechtert. Diese Verschlechterung ist allerdings in der Ausnahme eines Busfremdschlusses akzeptabel.

Fehlertolerante Codierung

Die Codierung kann per Software in einem μC oder auch in Hardware realisiert werden. Der fehlertolerante Codierer überprüft ständig das Sende- mit dem Empfangssignal. Wenn hier ein Unterschied festzustellen ist, wird das Signal „Fehler_A“ (FA) oder „Fehler_B“ (FB) erzeugt (Abb. 49). Tx ist das Eingangssignal des Codierers, TxA und TxB sind die Ausgangssignale des Codierers.

ohne Fremdschluss: FA und FB = 0 (RxA = TxA und RxB = TxB)

vorheriger Zustand			Tx = 1			Tx = 0		
TxA _{alt}	Zustand	TxB _{alt}	TxA	Zustand	TxB	TxA	Zustand	TxB
0	„high“	1	1	„null“	1	1	„low“	0
1	„null“	1	0	„high“	1	1	„low“	0
1	„low“	0	0	„high“	1	1	„null“	1

mit Fremdschluss: FA oder FB = 1 (RxA \neq TxA oder RxB \neq TxB)

vorheriger Zustand			Tx = 1			Tx = 0		
TxA _{alt}	Zustand	TxB _{alt}	TxA	Zustand	TxB	TxA	Zustand	TxB
0	„high“	1	0	„null“	1	1	„low“	1
1	„null“	1	x	„high“	x	x	„low“	x
1	„low“	0	1	„high“	1	1	„null“	0

Der Zustand „x“ kann nicht auftreten, da im Buszustand „null“ das Fehlersignal FA und FB nicht 1 sein kann.

Tabelle 8 Vorschrift FTCT-Codierung

Aus der Zustandstabelle ergeben sich folgende Ausgangsgleichungen:

$$(14) \quad \begin{aligned} \text{TxA} &= \overline{\text{Tx}} + \overline{\text{TxA}}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{TxB}}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{FA}} + \text{TxA}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{TxB}}_{\text{alt}} \cdot \text{FA} \\ \text{TxB} &= \text{Tx} + \text{TxA}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{TxB}}_{\text{alt}} \cdot \overline{\text{FB}} + \overline{\text{TxA}}_{\text{alt}} \cdot \text{TxB}_{\text{alt}} \cdot \text{FB} \end{aligned}$$

Diese Gleichungen sind in der FTCT-Codier-Logik (Abb. 49) realisiert.

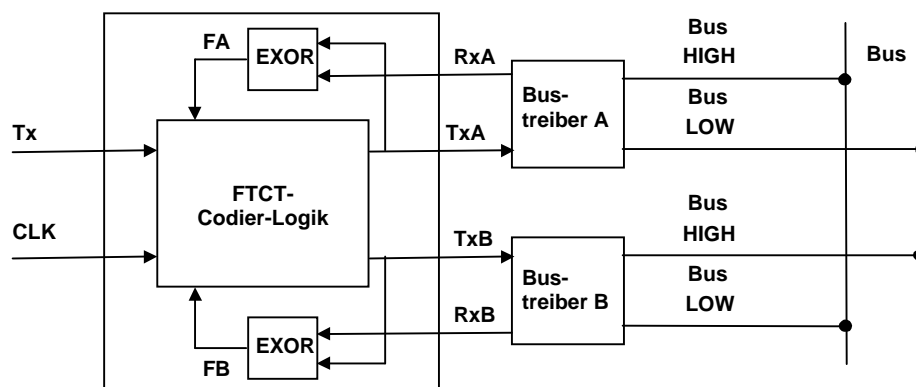


Abb. 49 FTCT-Codierer

Die Sendesignale TxA und TxB werden ständig mit den Empfangssignalen RxA und RxB durch zwei EXOR-Glieder verglichen. Ist TxA gleich „0“ und RxA gleich „1“, wird erkannt, dass die Leitung Bus_H auf GND oder die Leitung Bus_L auf Vbat liegt. Der Bustreiber A kann sein Signal nicht übertragen. Bei aktivem Signal FA wird TxB „high“ und TxA „low“, bei aktivem FB wird TxA „high“ und TxB „low“. Dies geschieht nach 50 % einer Bit-Dauer. Die detaillierte FTCT-Codierlogik-Schaltung ist in Anhang J zu finden.

Fehlertolerante Decodierung

Im Decodierer wird der Takt aus den beiden Eingangssignalen RxA und RxB zurückgewonnen. Dies erfolgt durch Detektion der Flanken. Zusätzlich muss noch die Zeitbedingung überprüft werden; dazu wird die Zeit zwischen zwei auftretenden Flanken gemessen. Ist diese kleiner als das 0,75- oder größer als 1,25 fache der Bitzeit, wird dieses Bit unter der Bedingung eines Fremdschlusses interpretiert.

Taktrückgewinnung

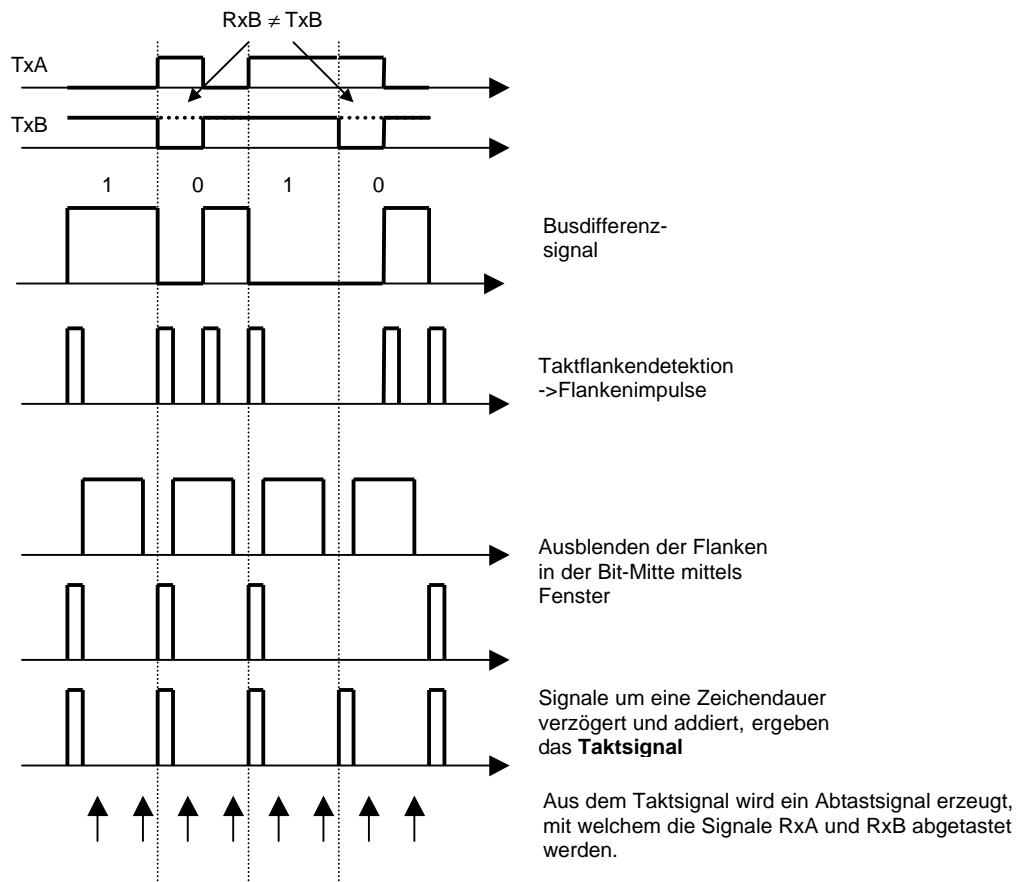


Abb. 50 Taktrückgewinnung der FTCTC-Decodierung

Die Flanke der beiden Signale RxA und RxB wird detektiert (Taktflankendetektion Abb. 50). Es sind nur die Flanken an den Bit-Kanten und nicht die in der Bit-Mitte relevant. Deshalb werden nach dem Auftreten der ersten Flanke für die Zeit von 75 % der Nenn-Bit-Dauer die folgenden Flankenimpulse ausgeblendet. Die darauf folgende Flanke am Ende eines Bits muss wieder detektiert werden. Damit die Taktrückgewinnung richtig einrastet, entsteht die Startbedingung, dass am Anfang des ersten Bit eines Frames ein Buszustandswechsel vorliegen muss.

Nach der Ausblendung der „mittleren“ Flankenimpulse liegen nur noch äquidistante Flankenimpulse vor. Da allerdings die Bit-Folge „low“, „low-high“, „high“ auftreten kann, entsteht u.U. eine Lücke in dieser Flankenimpulsfolge. Um diese zu füllen, wird die Taktflankenfolge selbst um 360° verzögert und zu demselben Signal addiert.

Mit dem so gewonnenen Taktsignal können die beiden Eingangssignale RxA und RxB aus Abb. 51 abgetastet werden. Diese Signale werden nach folgender Tabelle 9 durch eine Logik dem Ausgangswert Rx zugeordnet:

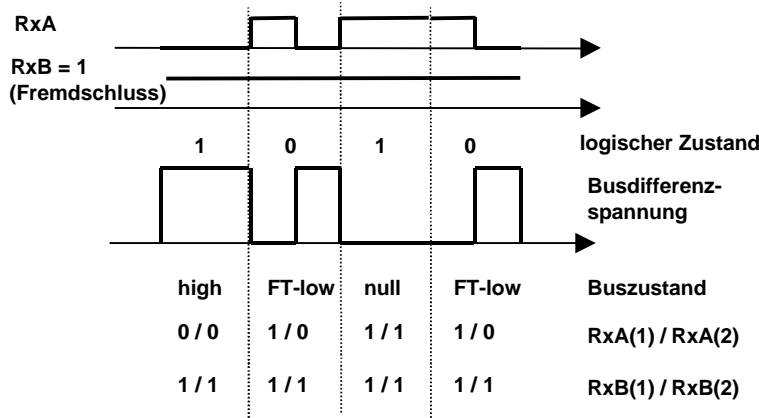


Abb. 51 Signalzuordnung FTCTC-Decodierung

RxA(1)	RxA(2)	RxB(1)	RxB(2)	Rx	Buszustand
1	0	1	1	0	FT-low
1	1	1	0	1	FT-high
0	0	1	1	1	high
1	1	0	0	0	low
1	1	1	1	0 (wenn Rx _{alt} =0) 1 (wenn Rx _{alt} =1)	null

Tabelle 9 FTCTC-Decodierungsvorschrift

Aus Tabelle 9 wird durch Vereinfachung folgende Ausgangsgleichung gewonnen:

$$(15) \quad Rx = \overline{RxA(1)} + RxB(1)\overline{RxB(2)} + RxA(2) RxB(2)Rx_{alt}$$

Der gesamte FTCTC-Decodierer ist in Abb. 52 dargestellt. Durch die sechs Flip-Flops wird die Verzögerung der Signale RxA und RxB erzeugt, welche für die Bestimmung des Ausgangswertes SPI-Data (Rx) notwendig sind.

ext. Taktung = Datentakt x 2

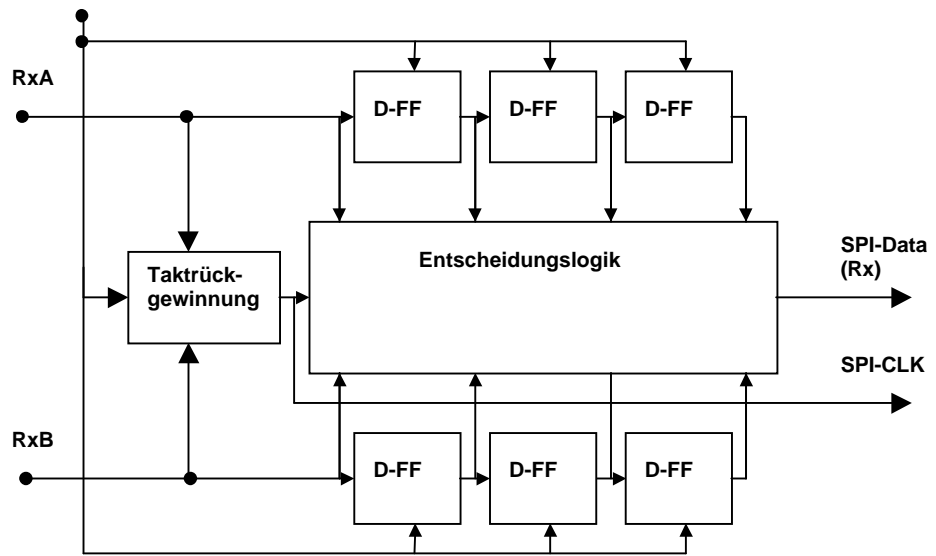


Abb. 52 Blockschaltbild des FTCTC-Decodierers

Testsystem mit zwei Teilnehmern

Für die Realisierung wird jeweils ein Sender und ein Empfänger aus den bestehenden Prototypen Abb. 31 erzeugt. Durch entsprechende Programmierung des CPLD kann das fehlertolerante Verhalten ohne Hardware-Änderungen realisiert werden (Abb. 53). In Abb. 54 sind die Signalverläufe im Fall eines Leitungsfremdschlusses dargestellt.

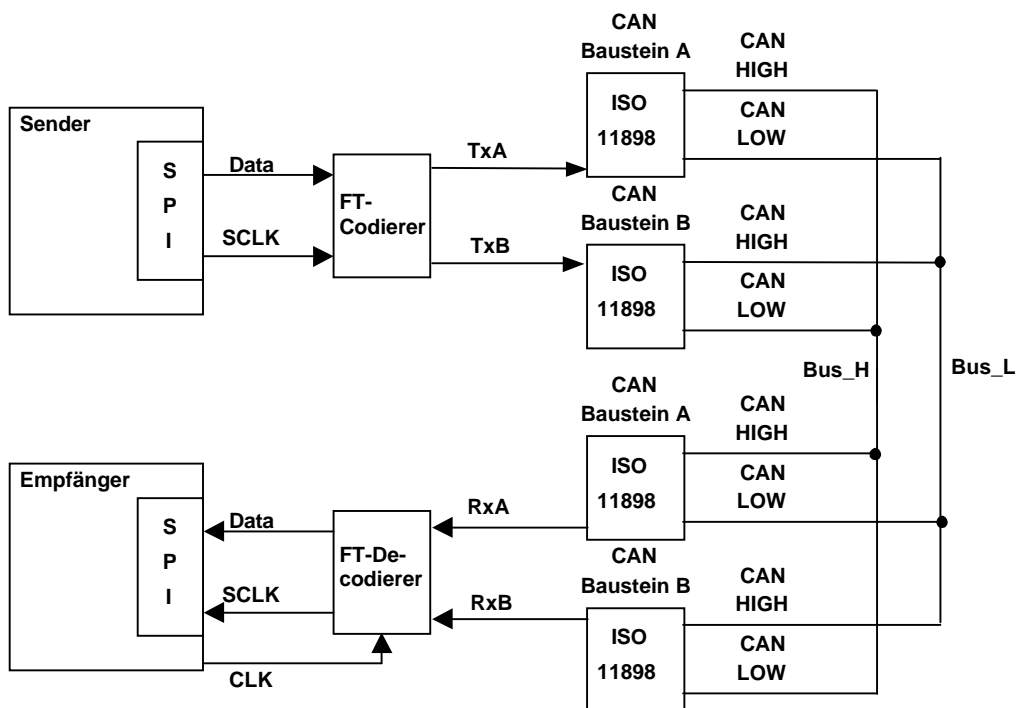


Abb. 53 Kommunikation zwischen zwei Teilnehmern

Kommunikationsablauf FTCTC

Es wird eine NRZ-Datenfolge über das SPI-Interface an den Codierer (Kanal 2, Abb. 54) gesendet. Er versucht, diese Bit-Folge in ein Clock-Ternär-Signal (TxA, TxB) umzuwandeln. Aufgrund des Leitungsschlusses kann nur ein binäres Signal erzeugt werden (Kanal 1). Nach 0,5 Bit-Zeiten wird im FTCT-Codierer erkannt, dass ein Fehlschluss vorliegt, und die Codierschaltung arbeitet nach dem fehlertoleranten Prinzip. Eine logische "0" (Kanal 2) wird hier durch ein "01"-Signal (Kanal 1) übertragen. Eine logische "1" (Kanal 2) wird hier entweder durch ein "00" oder ein "11"-Signal (Kanal 1) übertragen. Dieses Signal kann trotz Leitungsschluss unverfälscht übertragen werden, da es nur aus den beiden nutzbaren Buszuständen besteht. Der fehlertolerante Decodierer erzeugt daraus ein Taktsignal (Kanal 3) und das Datensignal (Kanal 4).

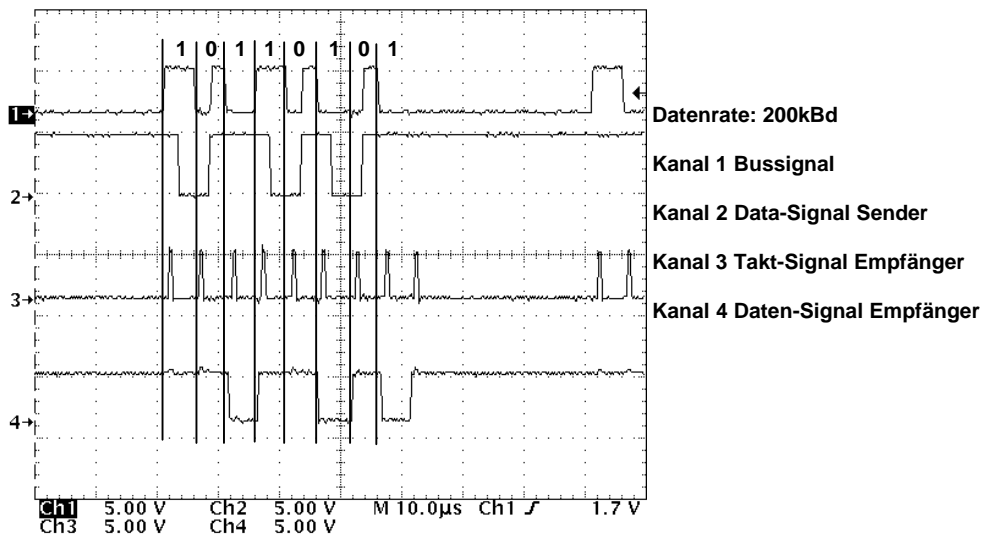


Abb. 54 Signale im Fall eines Fremdschlusses der Leitung Bus_H an GND

Durch Messungen an der Realisierungsschaltung ergaben sich die maximalen Oszillatortoleranzen bei fehlerfreier Übertragung wie in Tabelle 10 dargestellt.

Nenntaktfrequenz: 1,6 MHz	ohne Fremdschluss	mit Fremdschluss
max. Frequenz	2,75 MHz	1,742 MHz
min. Frequenz	1,42 MHz	1,506 MHz
Toleranz	+71,9 % -11,25 % ⁵	+8,88 % -5,88 %

Tabelle 10 Taktabweichungen der Busteilnehmer bei FTCTC

⁵ Die geringe mögliche Abweichung (ohne Fremdschluss) liegt an der nicht optimierten Decodierschaltung der FTCTC. Die realisierte Decodierschaltung der CTC ohne Fehlertoleranz erreicht eine Abweichung von mehr als +/-30 % (siehe Kap. 5.9.2, Abb. 57 und Abb. 58).

Diese Werte wurden ohne Optimierung der Realisierungen aufgenommen. Die maximal zulässigen Taktabweichungen aus Tabelle 10 sind im Vergleich zu den theoretischen Werten wesentlich kleiner. Die theoretisch maximale Taktabweichung der FTCTC ist im Fall eines Fremdschlusses $\pm 33\%$, ohne Fremdschluss -33% und $+\infty$. Der Unterschied zwischen den theoretischen und den realen Werten ist durch die einfache und nicht optimierte Realisierung begründet, da der Schwerpunkt dieser prototypischen Realisierung auf dem Nachweis der Funktionalität liegt. Das Logikschaltungsdesign des FT-Decodierers hat sehr starke Auswirkung auf den Taktjitter und somit auch auf die maximale Takttoleranz.

5.9 Testapplikation

Die Clock-Ternär-Codierung wird in einem Demonstrator, welcher aus sechs Busknoten besteht, realisiert (Abb. 55).

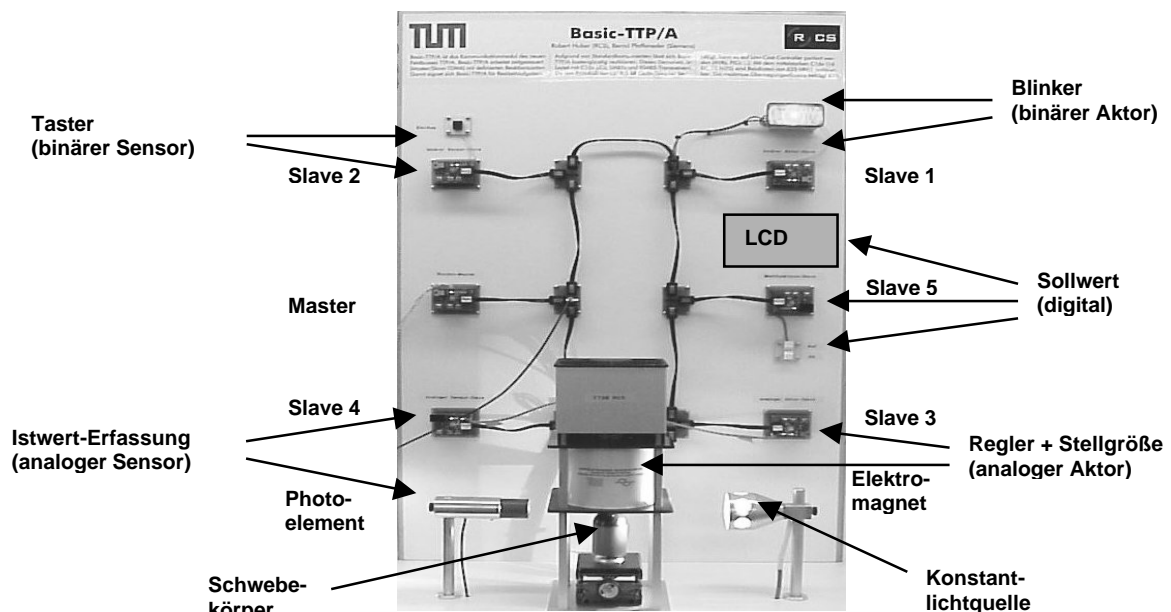


Abb. 55 Testapplikation Demonstrator "Schwebende Kugel"

Mit diesem Demonstrator wird eine Regelung unter Realzeit-Bedingungen neben anderen Steuerungsaufgaben über einen Bus realisiert. Über den Sensor-Aktor-Bus wird ein Sensorsignal, welches die Position einer Kugel darstellt, zum Master übertragen. Er sendet diesen Digitalwert zu dem Aktor, welcher daraus den Stellstrom des Magneten berechnet und einstellt. Dieser Vorgang geschieht mit der Wiederholfrequenz von 1 kHz.

Durch die Zeitsteuerung des TTP/A-Protokolls ist es möglich, zwischen den Realzeitregelungsdaten auch noch weitere Informationen zu übertragen. Diese werden hier durch Ein- bzw. Ausschalten eines Kfz-Blinkers dargestellt. Auch Veränderungen der Regelparameter und eine Online-Diagnose werden über einen Terminal-Slave dargestellt. Die genaue Beschreibung des Demonstrators ist in der Dissertation [Hub02] zu finden.

Der Demonstrator wurde im ersten Schritt mit einer UART-Kommunikation betrieben. Als Bitübertragungsschicht wurde hierbei der RS 485-Standard. Das TTP/A-Protokoll wurde von Herrn Dr. Huber [Hub02] an der TU München realisiert. Im zweiten Schritt wurde eine Clock-Ternär-Übertragungsschicht integriert. Dank der modularen Programmierung kann das System einfach von der UART/RS 485 auf die SPI-Clock-Ternär-Bitübertragungsschicht geändert werden.

5.9.1 Kommunikationsprotokoll TTP/A

Bei Sensor-Aktor-Kommunikationen im Kfz steht die Realzeitfähigkeit im Vordergrund. Dies ist der Hauptgrund für die Verwendung des zeitgesteuerten TTP/A-Protokolls.

Es handelt sich um eine Zeit-Master-Slave-Kommunikation. Dieses Protokoll arbeitet nach dem TDMA-Verfahren. Der Kommunikationsablauf ist in Runden organisiert. Der Master synchronisiert die Busteilnehmer durch Senden eines Fireworksframes. Dieses Fireworksframe startet eine Runde. In ihm ist die Nummer der entsprechenden Runde enthalten. Jedem Teilnehmer sind diese Rundenabläufe a priori bekannt und in Form einer Liste RODL (Round Descriptor List) gespeichert. Er sendet dementsprechend sein Frame ab [Kop01].

Verschiedene Kommunikations-Modi

1. **Master-Slave-Runde:** Der Master adressiert einen Slave, welcher darauf antwortet.
2. **Multipartner-Runde:** Der Master initiiert eine Runde durch ein Fireworksframe. Die Slaves senden autonom in den über die RODL zugewiesenen Zeit-Slots.

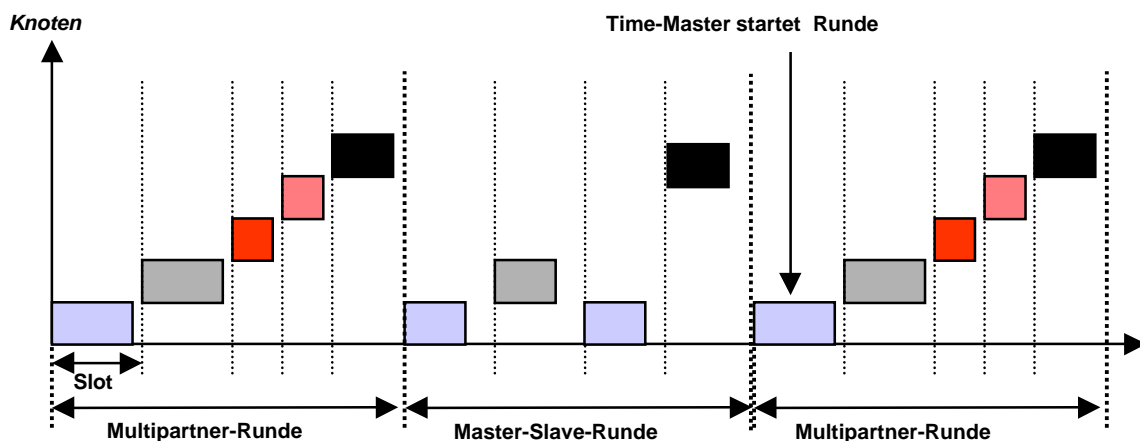


Abb. 56 TTP/A-Zeitplan

Ablauf

Der Master sendet ein Fireworksframe mit 8-Bit-Nutzdaten. Anhand dieses Frames werden alle Slaves veranlasst, gemäß ihrer RODL die Nachrichten zu senden.

Die Slave-Teilnehmer sollten hohe Takttoleranzen besitzen. Für das TTP/A-Protokoll heißt dies, dass die Slaves in einer Runde nicht die Zeit messen, bis sie an der Reihe sind, sondern dass sie die Frames zählen, welche vor ihrem Sende-Slot gesendet werden müssen. Dieses Verfahren setzt voraus, dass der Master mit Hilfe einer Timeout-Bedingung ein „Pseudo-Frame“ absendet, falls einer der Teilnehmer nicht planmäßig sein Frame absendet [Hub02], [Pfa01/2]. Um die Frames sicher abzählen zu können, ist es notwendig, dass die Frames und die Pausen (IFG) sicher erkannt werden. Dies ist bei der NRZ-Codierung nur sicher möglich, indem für eine Dauer, welche länger als ein Frame ist, z.B. der „Idle“-Zustand eingestellt wird. Die Dauer der IFG ist also mindestens so lang wie die eines Frames, was die Effizienz des Protokolls deutlich reduziert. Mit einer Bit-Orientierten Codierung (z.B. CTC oder Manchester) muss die Dauer der IFG nur etwas mehr als ein Bit betragen, um sicher erkannt zu werden. Eine konstante Busspannung über z.B. zwei Bit-Zeiten verletzt die Codierregel und kann als IFG erkannt werden.

Inter-Frame-Gap-Erkennung durch die SPI-Einheit

Die SPI-Einheit der verwendeten C16x-Controller bietet die Möglichkeit, Abweichungen von der Nennbaudrate im Bereich - 50 % und + 100 % zu detektieren. Diese Funktionalität wird für das Unterdrücken der Switch-Bit (Kap. 4.3.4) verwendet.

Bei einer Frame-Länge von N-Bit kann, bedingt durch die Codierung, ein Switch-Bit folgen. Die gesamt Bit-Anzahl ist dann N+1. Wenn die SPI-Einheit auf N Bit eingestellt wird, beginnt ab dem N+1ten Bit ein neues Frame. Wenn das N+1te Bit ein Switch-Bit ist, folgt danach eine Pause, die mindestens 2 Bit lang ist. Aufgrund dieser Pause detektiert die SPI-Einheit einen Baudratenfehler und verwirft das N+1te Bit, welches ein Switch-Bit ist.

5.9.2 Maximale Oszillatorabweichung der CTC

Um die maximal mögliche Oszillatorabweichung zu ermitteln, wird einer der sechs Teilnehmer des Demonstrators nicht wie die anderen von einem Quarzoszillator, sondern von einem justierbaren Oszillator getaktet. Die zeitliche Abweichung auf der Bit-Ebene wird in der Bitübertragungsschicht durch die Clock-Ternär-Codierung ausgeglichen. Die zeitliche Abweichung auf der Frame-Ebene muss im Data Link Layer ausgeglichen werden.

Ausgleich der Taktdifferenz im Data Link Layer

Der TUM-Demonstrator wurde bisher mit präzisen Quarzoszillatoren betrieben. Das bisher verwendete TTP/A-Protokoll kann nur geringe Zeitabweichungen auf der Frame-Ebene tolerieren. Größere Zeitabweichungen der einzelnen Teilnehmer führen zu einer Überlappung der Nachrichten-Frames.

Damit der verstimmte Teilnehmer in dem TTP/A-System arbeiten kann, muss er seine Zeitabweichung auf der Frame-Ebene selbständig nachregeln. Dies erfolgt mit Hilfe der Synchronisations-Frames des Masters. Der Slave erwartet ein Synchronisations-Frame innerhalb eines Synchronisationsfensters und regelt seine eigene Systemzeit bei Abweichung nach, indem er den Reload-Wert des zeitgebenden Timers ändert.

Messungen

Für die Anwendung der Codierung in der Kfz-Sensor-Kommunikation ist das Verhalten bei abweichender Oszillatorfrequenz interessant. Bei den folgenden Messungen kann die Taktung eines Teilnehmers manuell verstimmt werden.

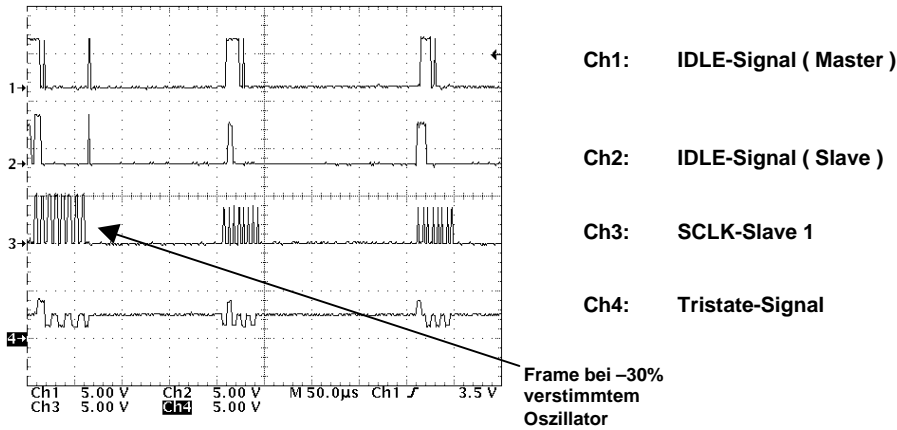


Abb. 57 Oszillatorfrequenz 14 MHz (- 30 % Abweichung von 20 MHz)

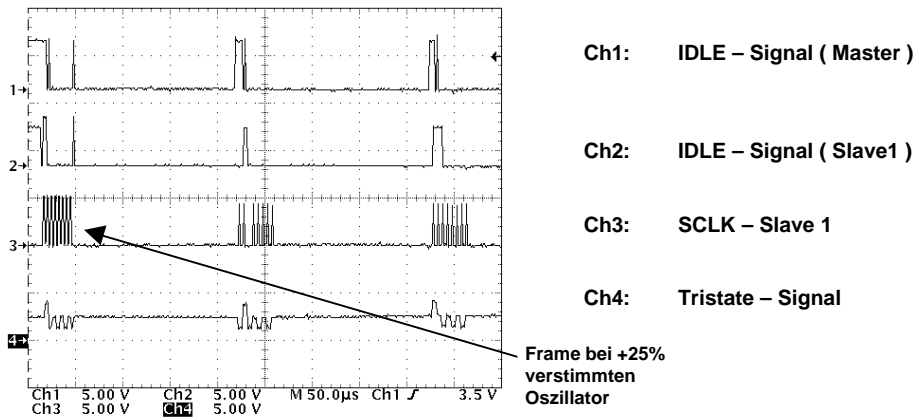


Abb. 58 Oszillatorfrequenz 25 MHz (+ 25 % Abweichung von 20 MHz)

In Abb. 57 und Abb. 58 ist am linken Bildrand das Frame des verstimmten Teilnehmers zu sehen. Die beiden Frames in der Mitte und rechts sind von anderen Teilnehmern, welche mit 20 MHz Taktfrequenz arbeiten. Durch die Messungen konnte verifiziert werden, dass das CTC-System Abweichungen von - 30 % und + 25 % gegenüber dem Nenntakt tolerieren kann. Dadurch ist es möglich, taktungenaue RC-Oszillatoren ohne kostenintensive Trimmungsprozesse für die Slave-Teilnehmer zu verwenden.

6 Bewertung der Clock-Ternär-Codierung im Vergleich mit anderen Kanalcodierungen

Die Clock-Ternär-Codierung soll hier im Vergleich mit der Manchester-, der NRZ- und der NRZ-Codierung mit Bitstuffing bewertet werden. Die Übertragung der Signale ist mit ISO 11898 CAN, bei der Clock-Ternär-Codierung mit antiparallelem CAN-Bustreiber realisiert (Kap. 4.3.5).

Bei den EMV-Eigenschaften werden die verschiedenen Codierungen direkt gegeneinander verglichen, d.h. mit einem Aufbau (Übertragungsleitungen, Bustreiberbausteine) werden alle Codierungen realisiert und auf Störsicherheit vermessen. Die Messungen nach den EMV-Normen (CISPR25, ISO 11452) der Kfz-Hersteller sind sehr stark von der Kabelführung, sowie vom Aufbau (Masseführung, Schirmung durch das Gehäuse) des einzelnen Gerätes abhängig, dass hier vergleichende Messungen sinnvoller sind.

Das Störabstrahlverhalten wird durch die Leistungsdichtespektren der verschiedenen Codierungen verglichen.

Codierung	NRZ	Manchester	NRZ-Bitstuffing	Clock-Ternär-Codierung
µC-Interface	UART	SPI	Parallel-Datenbus	SPI
Bustreiber-Schicht	CAN	CAN	CAN	Twin-CAN

Tabelle 11 Codierungen im Vergleich

NRZ-Codierung

Sie wird mit der integrierten UART-Einheit (Kap. 2.2) des Controllers realisiert.

NRZ mit Bitstuffing

Diese Codierung wird bei dem CAN-Protokoll angewendet. Nach fünf gleichwertigen Bits wird ein Stuffbit eingefügt, welches im Empfänger wieder eliminiert wird (Kap. 2.2). Der verwendete Controller C165 besitzt kein CAN-Interface, deshalb wird der C167, ein Derivat aus dieser Controller-Familie, hierfür eingesetzt.

Manchester-Codierung

Die Codierung wird in Software berechnet und über das SPI-Interface seriell ausgegeben. Die Decodierung kann aufgrund der Geschwindigkeitsanforderung nicht in Software erfolgen. Sie wird durch einen Decodierer in Form einer Zustandsmaschine auf einem CPLD realisiert. Die decodierten Daten werden über das SPI-Interface dem Controller übergeben.

6.1 Störfestigkeit

Die Bit-Fehlerrate wird im Wesentlichen von der Umwelt des Systems beeinflusst. Um vergleichbare Messergebnisse zu erlangen, ist es notwendig, diese Umwelt genau zu beschreiben, was in detaillierten EMV-Spezifikationen von den Automobilherstellern versucht wird. Für eine Vergleichsbewertung ist es notwendig, die verschiedenen Systeme bei gleichen Umweltbedingungen zu vermessen.

Die aufgeführten Codierungsverfahren besitzen unterschiedliche Bit-Abtastverfahren. Diese haben einen Einfluss auf die Störsicherheit.

Abtastverfahren des UART-Interface (NRZ)

Das Eingangssignal wird 16fach überabgetastet. Für die Interpretation eines Bit werden der siebte, der achte und der neunte Abtastwert verwendet. Aus diesen Werten wird eine 2-aus-3-Entscheidung getroffen. Die drei Werte befinden sich normalerweise in der Bit-Mitte, wo das Signal bereits eingeschwungen ist (Abb. 59).

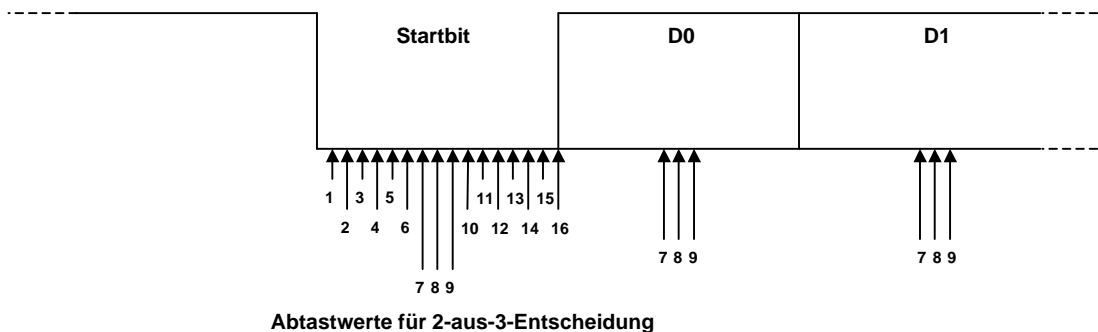


Abb. 59 Bit-Abtastung bei UART

Abtastverfahren des SPI-Interface (Manchester und CTC)

Das SPI-Interface übernimmt den Zustand der Datenleitung bei einem definierten Taktereignis. Dies kann ein Zustandswechsel des Taktsignals entweder von „low“ nach „high“ oder umgekehrt sein, entsprechend der Konfiguration. Ein Störimpuls auf der Taktleitung führt zu einer fehlerhaften Interpretation des Zustandes auf der Datenleitung. Durch Tiefpass-Filterung können hochfrequente Störsignale eliminiert werden. Einige Controller besitzen die Funktion der Baudraten-Kontrolle (siehe auch Abschnitt Inter-Frame-Gap-Erkennung in Kap. 5.9.1). Mit ihr kann überprüft werden, ob die für die Übertragung notwendigen Taktsignale innerhalb eines zulässigen Zeitfensters auftreten. Im Fehlerfall kann ein Interrupt generiert, und eine Fehlerbehandlung gestartet werden.

Abtastverfahren des CAN-Interface (NRZ mit Bitstuffing)

Bei CAN-Controllern werden die einzelnen Bits an einer zeitlich definierten, einstellbaren Stelle einmal oder auch mehrmals abgetastet. Durch Angabe der Zeitsegmente vor und nach der Abtastung kann der Zeitpunkt eingestellt werden [Sie96].

Zu den drei Abtastverfahren ist zu bemerken, dass das CAN- und das UART-Interface speziell auch für die Übertragung von Daten über die Geräteebene hinweg optimiert wurden, während das SPI-Interface hauptsächlich für die Kommunikation innerhalb eines Gerätes eingesetzt wird und somit einen geringeren Beitrag zur Störfestigkeit liefert.

Messaufbau für Bit-Fehlermessungen

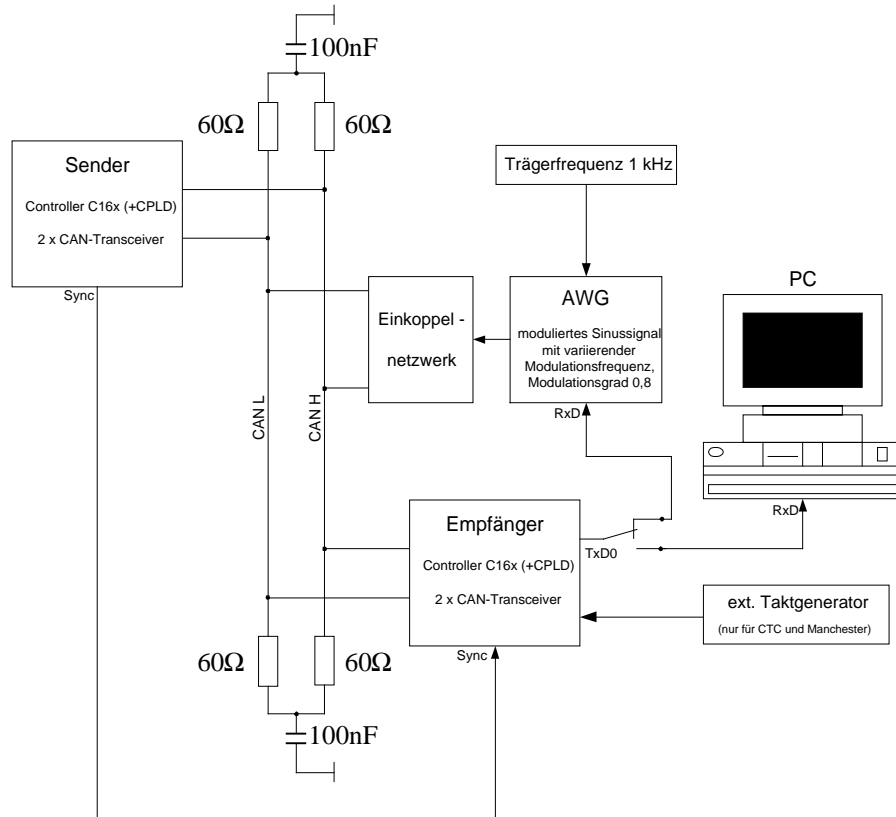


Abb. 60 Messaufbau zur Bestimmung der Störfestigkeit

Das Messsystem besteht aus Sender und Empfänger, jeweils mit CAN-Transceiver und einer Störsignalquelle, welche ein Sinussignal mit verschiedenen Frequenzen und Amplituden erzeugt. Das Signal wird mit einer Sinusschwingung von 1 kHz und einem Modulationsgrad $m = 0,8$ moduliert. Diese Einstellung entspricht den üblichen EMV-Spezifikationen der Automobilhersteller. Das Signal wird mittels eines Signalgenerators erzeugt.

Das Störsignal wird in die Übertragungsstrecke eingekoppelt. Der Empfänger kennt den Wert des gesendeten Signals a priori. Er vergleicht diesen mit dem tatsächlich empfangenen Signal. Sind die Werte im Fall einer Beeinflussung nicht identisch, wird diese Störung im Empfänger detektiert.

1) NRZ-Codierung

Die Daten werden über das UART-Interface des C165 im Format 8 Bit ohne Parity-Bit übertragen. Die Datenübertragungsrate wird auf den maximal möglichen Wert von 625 kBit/s eingestellt (Abb. 61).

2) NRZ-Codierung mit Bitstuffing

Da der C165 keine CAN-Peripherie besitzt, wird ein Controller des Typs C167 verwendet. Es werden CAN-Frames mit 8-Byte-Nutzdaten übertragen. Der Wiederhol-Sende-Mechanismus [Law97] wird deaktiviert, so dass ein Frame auch bei einem Fehler nur einmal gesendet wird. Einen Bit-Übertragungsfehler kann der CAN-Controller selbständig durch die CRC-Prüfsumme erkennen (Abb. 61).

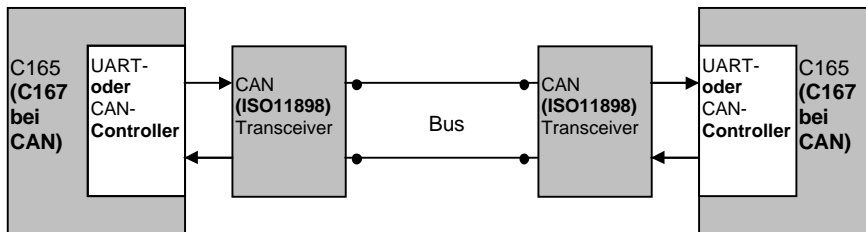


Abb. 61 Messaufbau NRZ und NRZ mit Bitstuffing

3) Manchester-Codierung

Es wird das in Kap. 4.3 beschriebene System verwendet, bei dem das Manchestersignal per Software im Controller codiert und durch die Logikschaltung in einem CPLD decodiert wird. Als physikalische Übertragungsschicht wird der CAN-Standard verwendet (Abb. 62).

4) Clock-Ternär-Codierung

Hier wird ebenfalls das in Kap. 4.3 beschriebene System verwendet, bei dem das Clock-Ternär-Signal durch eine Logik in einem CPLD codiert wird. Die Decodierung im Empfänger findet ebenfalls im CPLD statt (Abb. 62).

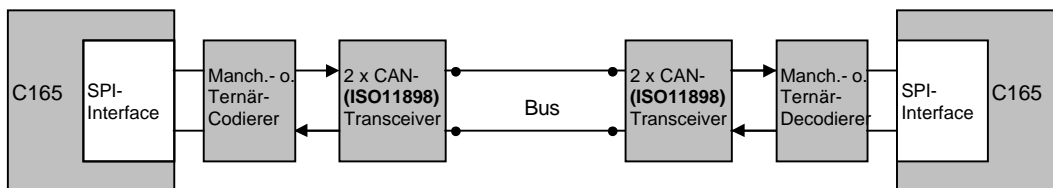


Abb. 62 Messaufbau Manchester- und Clock-Ternär-Codierung

Störeinkopplung

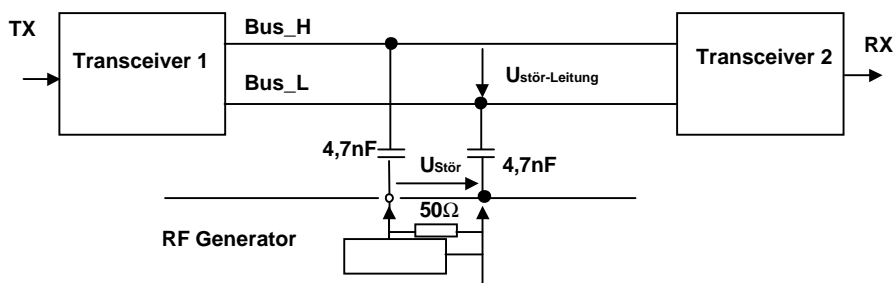


Abb. 63 Einkoppelschaltung

Die Störsignale werden mit obiger Koppelschaltung nach Abb. 63 als Gegentaktsignal in das Übertragungssystem eingekoppelt. Diese Einkopplung hat folgendes Übertragungsverhalten:

$$(16) \quad \frac{u_{StLeitung}}{u_{Stör}} = \frac{Z_{Bus}}{\sqrt{|Z_{Bus} + Z_{RF-Generator}|^2 + |\omega C|^2}}$$

Aufgrund der hohen Gleichtaktstörsicherheit der differentiellen Übertragung ist es nicht möglich, mit der maximalen Amplitude der verfügbaren Störsignalquelle, nämlich $5V_{SS}$, die Kommunikation zu beeinflussen. Durch Einkopplung als Gegentaktsignal kann bei der Maximalamplitude der Störquelle eine ausreichende Beeinflussung erzielt werden.

Fehlerdetektion

Der Sender sendet zyklisch 8-Bit-Zeichenfolgen mit Werten von 0 bis 255, jeweils um 1 steigend. Der Empfänger vergleicht die empfangenen mit den errechneten Werten. Bei einem Fehler wird die Störampplitude reduziert, wodurch die maximal zulässige Störampplitude bei jeder Frequenz ermittelt wird.

Automatisierung der Messungen

Bei den Messungen wird entweder die Frequenz, die Amplitude oder beides verändert. Dies wird automatisch durch ein Programm im Empfänger gesteuert (Abb. 60). Der Sender sendet zyklisch 256 aufeinanderfolgende Frames mit den Werten 0 bis 255. Danach folgt eine Pause, in welcher der Empfänger die Störsignalquelle nachstellen kann. Nach Ermittlung der maximalen Störsignalamplitude einer Frequenz wird diese um einen Schritt erhöht. Die Störsignalquelle ist über ASCII-Streams programmierbar. Diese werden über das serielle Interface mit 19200 Baud übertragen. Über eine weitere Signalleitung synchronisiert der Sender den Empfänger. Dies ist notwendig, damit sich der Empfänger bei Fehlern wieder sicher auf den Sender synchronisieren kann. Die Messwerte werden im Empfänger in einem zweidimensionalen Array gespeichert, welches die Fehlerzahl jeder Amplituden- und Frequenzeinstellung (Fehleranzahl [Frequenz, Amplitude]) enthält. Es wird im Anschluss an die Messung mittels Auslese-Routine an einen PC übertragen, was über das serielle Interface erfolgt. Mit Hilfe eines PC-Programms werden die Messergebnisse verarbeitet und dargestellt [Jun02].

6.1.1 Störfestigkeit bei Nenntaktfrequenz

Gemäß dem Messaufbau aus Kap. 6.1, Abb. 60, werden Störsignale kapazitiv in die Übertragungsleitung eingekoppelt. Dies geschieht mit folgenden Parametern bei allen vier Codierungen:

Leitungslänge 30 m, Busabschlüsse von 120Ω auf beiden Seiten, keine Gleichaktspule, keine Stichleitungen, Oszillatoren mit Nenntakt. Es werden bei allen vier Codierungen ISO 11888 CAN-Treiber verwendet. Der Nennsignalhub beträgt 2 V. Bei der CTC werden anstatt einem zwei antiparallel verschaltete Treiber dieses Typs verwendet. Der Signalhub beträgt dann je nach Zustandsübergang 2 oder 4 V.

Die in Abb. 64 dargestellten Kurven stellen die maximal mögliche, eingekoppelte Störspannung über der Frequenz dar, bei der die Übertragung noch nicht gestört wird.

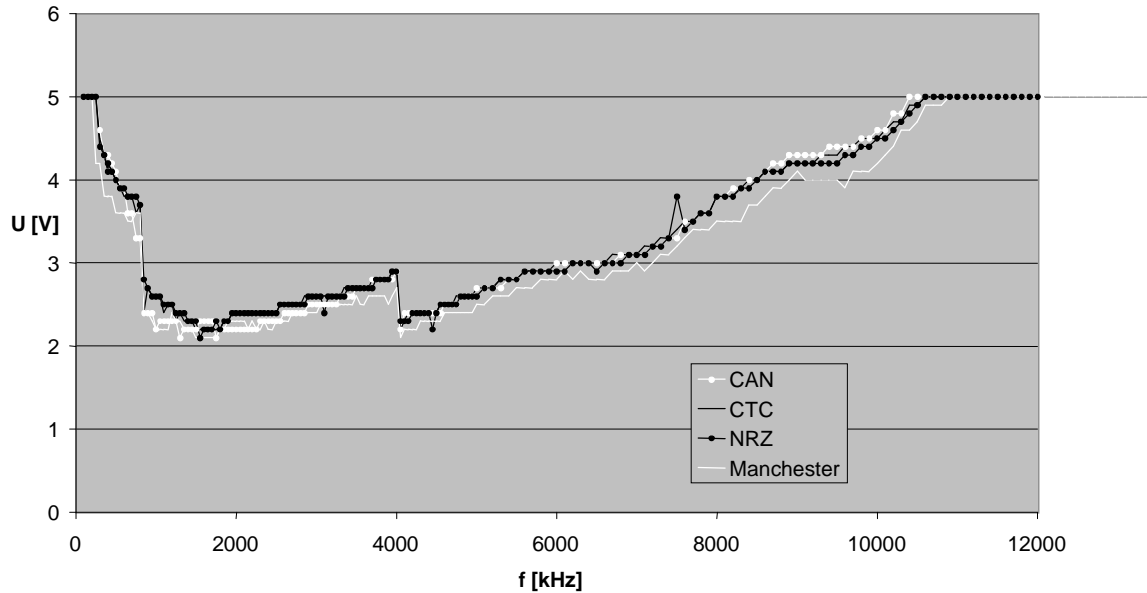


Abb. 64 Störbeeinflussung bei kapazitiver Störeinkopplung (200 kBit/s Datenrate)

Die vier verschiedenen Codierungen weisen alle einen sehr ähnlichen Verlauf der Beeinflussungskurve auf. Er wird im Wesentlichen durch die verwendeten CAN-Bustreiberbausteine und die Leitungstopologie geprägt. Die Messung zeigt, dass die Clock-Ternär-Codierung keine schlechteren Eigenschaften hinsichtlich der Störsicherheit besitzt als die anderen Codierungen.

6.1.2 Störfestigkeit bei Oszillatorverstimmung

Im Gegensatz zu den Messungen in Kap. 6.1.1 wird hier die Verstimmung der Datenrate nur auf der Bitübertragungsschicht und nicht auch auf dem Data Link Layer untersucht.

Die Clock-Ternär-Codierung kann Taktabweichungen über sehr große Bereiche tolerieren. Im Vergleich dazu wird die Manchester-Codierung, ebenso eine selbsttaktende Codierung, untersucht. Die Messkurven werden mit den oben beschriebenen Standardparametern aufgenommen.

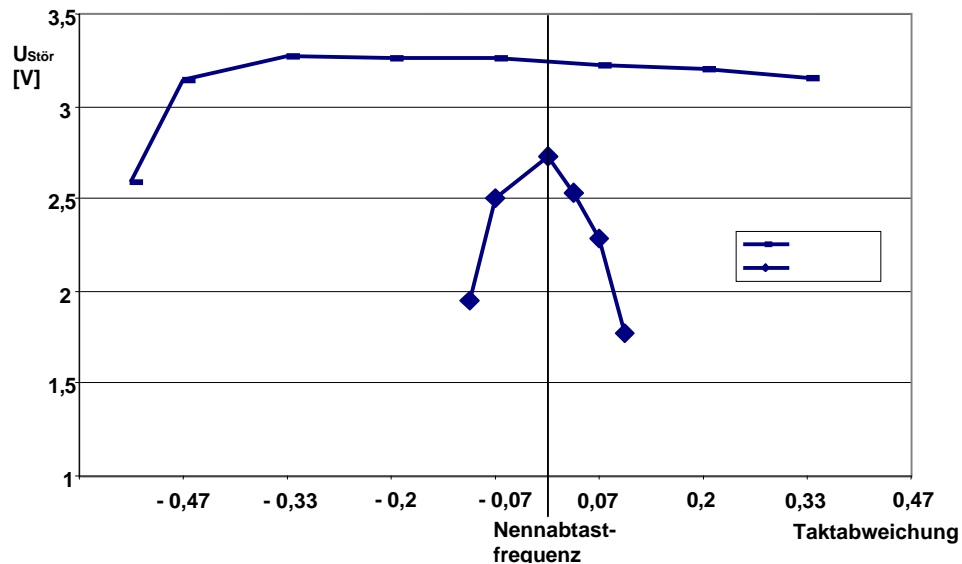


Abb. 65 Störverhalten bei Oszillatorverstimmung

Die Messkurven aus Kap. 6.1.1 werden hier bei verschiedenen Abtastfrequenzen aufgenommen. Die Mittelwerte der maximalen Störampplituden jedes Messdurchlaufs sind in Abb. 65 über der Taktabweichung aufgetragen. Die Störbeeinflussbarkeit der Clock-Ternär-Codierung ist über eine Abweichung von ca. -47 % bis mehr als +33 % annähernd konstant. Bei der Manchester-Codierung ist die maximal tolerierbare Störampplitude bei +/- 10 % schon etwa halbiert.

Die NRZ-Codierung und die NRZ-Codierung mit Bitstuffing stellen sehr hohe Anforderungen an die Taktgenauigkeit. Diese hängen z.B. bei dem UART von der Länge der Frames, bei der NRZ-Codierung mit Bitstuffing von dem Abstand der Synchronisations-Bit ab (Kap. 2.2) und liegen typischerweise im Bereich von < 2 %.

6.1.3 Einfluss der Topologie und der Bustreiber auf das Störverhalten

Die Bustopologie hat Einfluss auf das Störverhalten des Kommunikationssystems (Kap. 3.3.5). Wenn zum Beispiel die Abtastung sehr nah an den Flanken erfolgt, kann eine Stichleitung durch die erzeugten Reflexionen zu Störungen führen. Es gibt Grenzwerte für verschiedene Topologien. Im Weiteren wird untersucht, wie sich verschiedene Topologien und auch verschiedene Bustreiber auf die Störsicherheit der unterschiedlichen Codierungen auswirken. Es wird auch die Verwendung von Gleichtaktspulen untersucht. Ein weiterer Punkt ist das Verhalten des Systems bei Massepotenzialunterschieden.

Durch Messungen kann verifiziert werden, dass die Verwendung einer Gleichtaktspule alle Systeme in gleicher Weise beeinflusst. Die Fähigkeit, unterschiedliche Bezugspotenziale (Masse) auszugleichen, ist durch die Bustreiberbausteine gegeben. Auch hier ergibt sich kein unterschiedliches Verhalten bei den einzelnen Codierungen.

Stichleitung 10 m (Leitung 30 m / 200 kBaud)

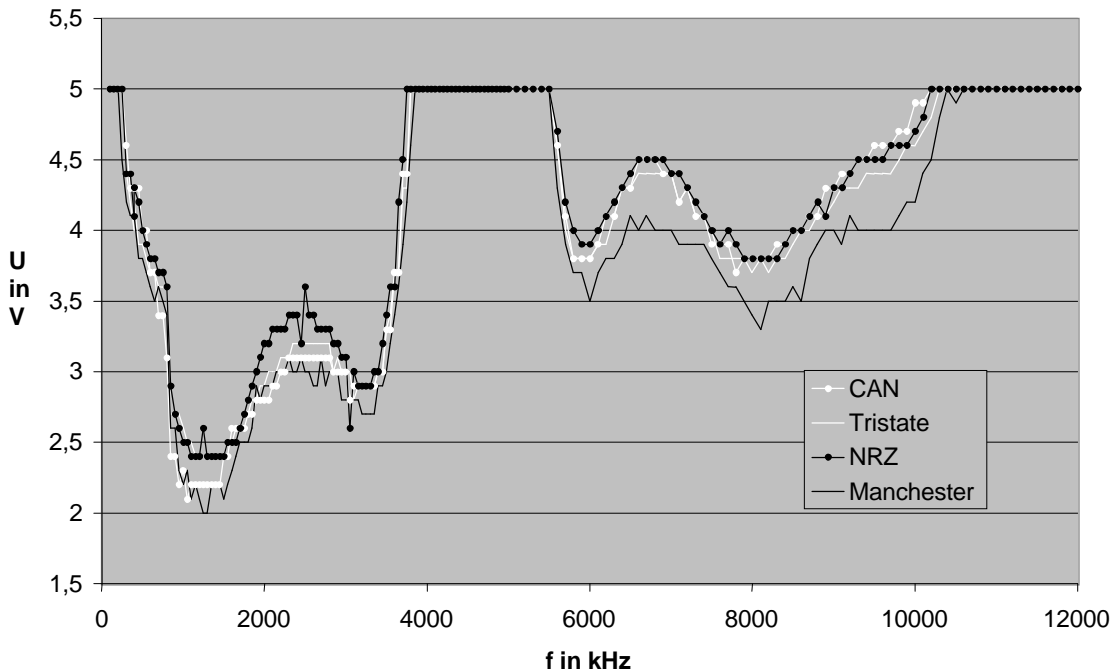


Abb. 66 Störverhalten mit 10 m ungeschlossener Stichleitung

Das Störverhalten in Abb. 66 zeigt, dass der Einfluss der Stichleitung bei allen Codierungen etwa gleich ist.

Die hohe Störsicherheit zwischen 4 und 6 MHz liegt an der Phasendrehung des Störsignals bei diesen Frequenzen. Bei einer Ausbreitungsgeschwindigkeit von ca. 200 000 000 m/s ergibt sich der Kehrwert zu 5 ns/m. Die Zweiweglaufzeit in der 10 m Stichleitung beträgt 100 ns, was der halben Periodendauer der Frequenz 5 MHz entspricht. Die Störfrequenzen in diesem Bereich werden durch die Phasendrehung in der Stichleitung abgeschwächt.

Grundsätzlich hat diese Topologie eine höhere Störsicherheit als die Standardkonfiguration (Abb. 64). Das liegt an der höheren kapazitiven und induktiven Belastung der Bustreiber durch die Kabeltopologie. Diese L-C-Kombination filtert die Störungen. Wenn die Belastung zu groß wird, werden die Signale so stark verändert, dass die Abtastung nicht zuverlässig funktioniert. Die Grenzwerte, welche die Leitungslänge definieren, sind in der jeweiligen Spezifikation definiert (Kap. 2.4).

Weitere Einflussfaktoren der Kabeltopologie, wie z.B. andere Stichleitungslängen und ungeschlossene Leitungsenden, wirken sich bei allen Codierungen stets gleich aus.

6.1.4 Ergebnis

Aus den Messungen ist abzuleiten, dass die Clock-Ternär-Codierung annähernd dasselbe Störverhalten aufweist wie die Referenz-Codierungen NRZ, NRZ-Bitstuffing und Manchester. Der signifikante Verlauf der Beeinflussungskurven wird durch die verwendeten Leitungstreiber und durch die Leitungen selbst definiert. Die Clock-Ternär-Codierung bietet im Vergleich zur NRZ-Codierung den Vorteil, dass sie sehr unempfindlich gegenüber Oszillatorabweichungen ist.

Bei Datenraten größer als 50 kBit/s wird im Kfz die differenzielle Datenübertragung verwendet. Sie benötigt zwei Busleitungen und gegenüber der unsymmetrischen Übertragung ein aufwändigeres Bustreiberkonzept. Dafür hat sie wesentlich bessere Eigenschaften im Bereich der Störsicherheit und der Störabstrahlung. Die Realzeit-Sensor-Kommunikation benötigt Datenraten von mehr als 50 kBit/s. Aus diesem Grund ist eine Untersuchung in Verbindung mit einem differenziellen Übertragungsverfahren sinnvoll. Bisher ist im Kfz die differenzielle Datenübertragung nach ISO 11898 (CAN-Standard) verbreitet. Diese Technik erlaubt es, jede der beiden Busleitungen störungsfrei auf Spannungen von - 8 bis + 18 Volt zu schließen. Auf der Grundlage dieses Übertragungsstandards wird die Clock-Ternär-Codierung im Vergleich zu anderen bestehenden Codierungen, welche im Kfz verwendet werden, bewertet.

6.2 Störaussendung

Das Spektrum $G(\omega)$ eines Zeitsignals $g(t)$ gibt dessen Frequenzanteile wieder. Um eine zeitunabhängige Aussage für ein nicht unendlich andauerndes Signal zu erhalten, wird die Leistungsdichte einer stochastischen Datenfolge untersucht. Das Leistungsdichtespektrum bildet sich aus dem Betragsquadrat des Spektrums $|G(\omega)|^2$. Es stellt die Verteilung der spektralen Energie über der Frequenz dar.

Die Spannung $g(t)$ wandelt an dem Widerstand R folgende Energie um:

$$(17) \quad W = \int_{t_1}^{t_2} \frac{g(t)^2}{R} dt = \frac{1}{R} \int_{t_1}^{t_2} g(t)^2 dt$$

Wenn der Widerstand auf 1 normiert wird, gilt allgemein:

$$(18) \quad W = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 dt$$

Wenn $|g(t)|$ integrierbar ist, existiert die Fourier-Transformierte $G(\omega)$ zu $g(t)$.

$$(19) \quad g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega$$

Damit ergibt sich für die Energie

$$(20) \quad W = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) e^{j\omega t} d\omega \right] dt$$

oder

$$(21) \quad W = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) g(t) e^{j\omega t} d\omega \right] dt$$

Die Vertauschung der Integralreihenfolge führt zu

$$(22) \quad W = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega) g(t) e^{j\omega t} dt \right] d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[G(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{j\omega t} dt \right] d\omega$$

Das innere Integral ist die Fourier-Transformierte $G(-\omega)$ von $g(t)$. Da $g(t)$ reell ist, gilt $G(-\omega) = G^*(\omega)$.

$$(23) \quad \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{j\omega t} dt = G(-\omega) = G^*(\omega)$$

Für die Energie des Zufallsprozesses ergibt sich somit

$$(24) \quad W = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)G^*(\omega)d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)^2 dt \quad [\text{Sta89}]$$

Das Leistungsdichtespektrum wird sinnvollerweise auf einen Einheitspegel normiert, damit die Spektren verschiedener Signale verglichen werden können.

Spektrum des Einheitsrechteckimpulses

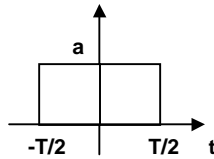


Abb. 67 Rechteckimpuls

Das Spektrum eines zur y-Achse symmetrischen Rechteckimpulses mit der Amplitude a und der Dauer T (Abb. 67) ergibt sich zu

$$(25) \quad g(t) \Leftrightarrow G(\omega) = a \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\omega t} dt = a \int_{-T/2}^{T/2} \cos(\omega t) - j \sin(\omega t) dt$$

Mit der Normierung $a = 1/T$ ergibt sich

$$(26) \quad G(\omega) = \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad [\text{Sta89}]$$

Das Leistungsdichtespektrum des Einheitsrechteckimpulses ist dann

$$(27) \quad S(\omega) = |G(\omega)|^2 = \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|^2$$

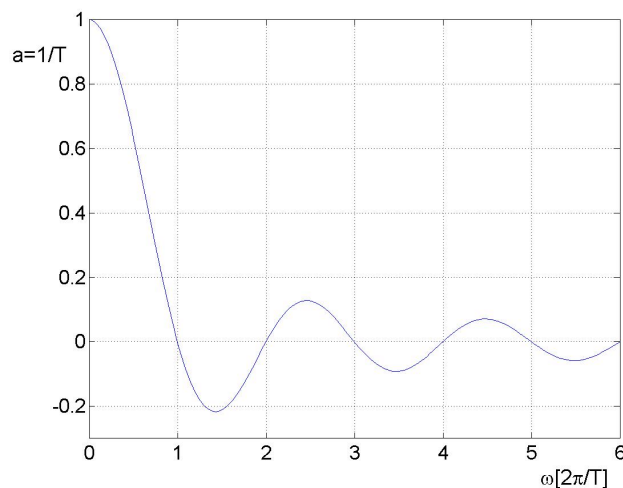


Abb. 68 Spektrum $G(\omega)$ des Rechteckimpulses nach Abb. 67

6.2.1 Leistungsdichtespektrum des NRZ-Signals

Bei einem stochastischen, gleichverteilten NRZ-Signal ist nach Wiener-Khintchine [Sta89] das Leistungsdichtespektrum gleich dem Betragsspektrum des Einzelimpulses $Y(\omega)$.

$$(28) \quad |G_{NRZ}(\omega)|^2 = |Y(\omega)|^2 = S_{NRZ}(\omega) = \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|^2$$

6.2.2 Leistungsdichtespektrum des Manchester Signals

Mit der Annahme, dass ein stochastisch gleichverteiltes Manchester Signal vorliegt, ist die Auftretswahrscheinlichkeit jedes einzelnen Impulses $\frac{1}{2}$.

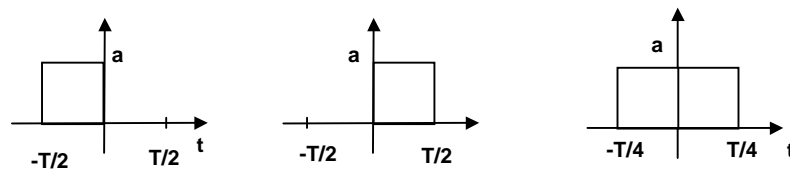


Abb. 69 Einzel-Manchesterimpulse a,b

Einheitsimpuls c

Die beiden Impulse (a) und (b) besitzen aufgrund der Symmetrie ein identisches Leistungsdichtespektrum.

Das Spektrum des Einheitsimpulses (c) mit der Amplitude $a=1/T$ und der Dauer $T/2$ (Abb. 69) ergibt sich zu

$$(29) \quad G(\omega) = \frac{1}{2} \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right)$$

Der Faktor $\frac{1}{2}$ ergibt sich aus der Maßstabsveränderung (Dauer $T/2$ statt T). Mit diesem Ergebnis lässt sich eine Näherung des Leistungsdichtespektrums der Manchester-Codierung angeben. Mit Hilfe des Zeitverschiebungssatzes [Sta89] der Fourier-Transformation werden die einzelnen Spektren berechnet und daraus die Leistungsdichtespektren der einzelnen Manchester-Impulse a und b bestimmt.

$$(30) \quad \begin{aligned} G_a(\omega) &= \frac{1}{2} \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) e^{\frac{j\omega T}{4}} \\ G_b(\omega) &= \frac{1}{2} \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) e^{-\frac{j\omega T}{4}} \\ |G_a(\omega)|^2 &= S_a(\omega) = \frac{1}{4} \text{Si}^2\left(\frac{\omega T}{4}\right) \\ |G_b(\omega)|^2 &= S_b(\omega) = \frac{1}{4} \text{Si}^2\left(\frac{\omega T}{4}\right) \end{aligned}$$

Die lineare Überlagerung der beiden Leistungsdichtespektren $G_a(\omega)$ und $G_b(\omega)$ ergibt das genäherte Leistungsdichtespektrum der Manchester-Codierung

$$(31) \quad |G_{Manchester}(\omega)|^2 = S_{Manchester}(\omega) = \frac{1}{2} \text{Si}^2\left(\frac{\omega T}{4}\right)$$

6.2.3 Leistungsdichtespektrum der Clock-Ternär-Codierung (CTC)

Um dieses berechnen zu können, muss zuerst die Auftrittswahrscheinlichkeit der einzelnen Impulse bekannt sein. Das Clock-Ternär-Signal besteht aus drei Zuständen. Die Codierungsvorschrift verbietet, dass zwei gleiche Impulse aufeinander folgen. Dadurch sind $3! = 6$ Zustandsübergänge möglich.

Auftrittswahrscheinlichkeit der Einzelimpulse

P_1 , P_0 und P_{-1} seien die Auftrittswahrscheinlichkeiten der drei Zustände. Somit gilt

$$(32) \quad P_1 + P_{-1} + P_0 = 1$$

Unter der Annahme, dass die Eingangsdatenfolge zufällig und gleichverteilt ist, ist die Wahrscheinlichkeit für einen Zustandsübergang zu den anderen beiden Zuständen jeweils $\frac{1}{2}$, wenn der Übergang zum alten Zustand verboten ist.

$$(33) \quad P_1 = \frac{1}{2} P_0 + \frac{1}{2} P_{-1}$$

Mit Gl. (32) und (33) ergibt sich

$$(34) \quad P_1 = \frac{1}{2} (1 - P_1)$$

$$(35) \quad P_1 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} P_1 \Rightarrow P_1 = 1/3$$

Für P_0 und P_{-1} gilt die Herleitung analog mit dem Ergebnis $1/3$. In einem gleichverteilten Eingangsdatenstrom sind die Ausgangssignale auch gleichverteilt. Dies gilt nur unter dem Ausschluss der Startbedingung, nach welcher eine Zeichenfolge nie mit dem Buszustand „0“ beginnt (siehe unten).

Das Leistungsdichtespektrum lässt sich bei rein stochastischen Signalen nach Wiener-Khintchine [Sta89] aus dem Spektrum des Einzelimpulses oder aus der Autokorrelationsfunktion der Signalfolge bestimmen.

Bei der Clock-Ternär-Codierung ist ein Einzelimpuls nicht rein stochastisch, da Abhängigkeiten zwischen den Impulsen bestehen. Die Codierungsvorschrift verbietet, dass zwei gleichwertige Impulse aufeinander folgen. Die Einzelimpulse bilden eine Markov-Kette. Das Leistungsdichtespektrum kann folglich nicht aus einem Einzelimpuls bestimmt werden. Werden jedoch zwei aufeinander folgende Impulse betrachtet, wird der Zusammenhang, welcher durch die Codierungsvorschrift enthalten ist, teilweise berücksichtigt. Bei der Betrachtung dreier aufeinanderfolgender Impulse wird dieser Zusammenhang stärker berücksichtigt. Erst mit der Ausdehnung der Betrachtung auf N Impulse mit $N \rightarrow \infty$ wird der Einfluss der Codierungsvorschrift vollständig berücksichtigt. Dieser Übergang ist gleichbedeutend mit der Bestimmung des Leistungsdichtespektrums über die Autokorrelationsfunktion einer unendlichen Autokorrelationsfolge.

Einfluss der Startbedingung

Anfangs befindet sich der Bus im Idle-Zustand, welcher gleich dem „0“-Zustand ist. Das erste Bit wird durch ein „low“ oder ein „high“ und nie durch eine „0“ am Bus repräsentiert. Dieses Verhalten hat Einfluss auf das Leistungsdichtespektrum. Der Einfluss hängt von der Länge der Bit-Folge ab und nimmt mit großer Länge ab. Bei den folgenden Berechnungen des Leistungsdichtespektrums wird diese

Startbedingung vernachlässigt. In Abb. 74 ist der Einfluss der Startbedingung, der Nachrichtenlänge und der Pausenlänge dargestellt.

Näherungsbestimmung des Leistungsdichtespektrums mit Hilfe kurzer Impulsfolgen

a) Betrachtung einer Zeichenfolge mit zwei Einzelimpulsen

Wenn zwei aufeinander folgende Einzelimpulse der Clock-Ternär-Codierung dargestellt werden, entstehen bei dem Wertebereich von 3 statt $3^2 = 9$ nur $3! = 6$ Möglichkeiten, da keine gleichen, aufeinander folgenden Impulse erlaubt sind.

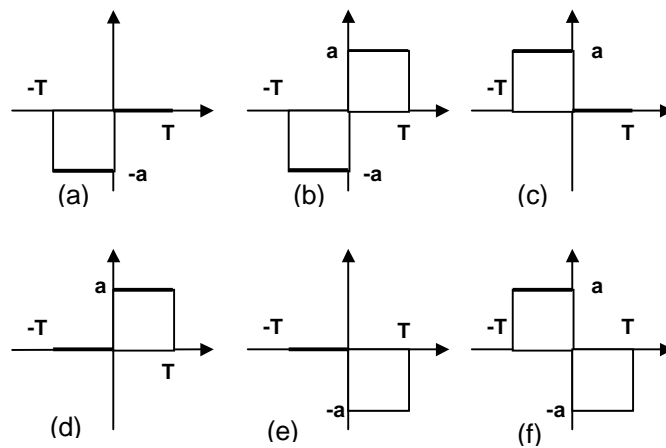


Abb. 70 Mögliche Impulsfolge aus zwei Einzelimpulsen

Die Betragsspektren der Impulsfolgen a, c, d und e und die der Impulsfolgen von b und f sind aufgrund der Linearität der Fourier-Transformation [Fet96] identisch.

Das Leistungsdichtespektrum der Impulsfolge, welche aus zwei Impulsen besteht, kann durch lineare Überlagerung der sechs einzelnen Betragsspektren bestimmt werden. Die Berechnung der Näherungslösung ist im Anhang B zu finden. Das Ergebnis der Berechnung lautet:

$$(36) \quad S''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cos(\omega T) \right]$$

Mit dem Einheitsrechteckimpuls gilt: $S_{(Grundpuls)}(\omega) = \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|^2$

b) Die Näherungslösung aus der Impulsfolge mit drei Einzelimpulsen (Anhang B) lautet:

$$(37) \quad S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{2}{9} (1 - \cos(\omega T))^2 + \frac{1}{3} \right]$$

$$(38) \quad S(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) C(\omega)$$

Nach Gl. (38) sind in Abb. 75 die Verläufe dieser genäherten Gewichtungsfunktionen $C(\omega)$ dargestellt.

Bestimmung des Leistungsdichtespektrums aus der Autokorrelationsfunktion

Es werden hier ausschließlich isochrone Signale betrachtet. Dies sind Signale mit konstanter Bit-Dauer. In einem festen Zeitraster werden Symbole aus einem

begrenzten Symbolvorrat übertragen. Es wird zwischen binären, ternären, quaternären, u.a. Signalen differenziert. Symbole eines Übertragungssystems können durch Impulse unterschiedlichen Vorzeichens oder verschiedener Amplitude differenziert werden. Weiter besteht die Möglichkeit, Symbole durch verschiedene Impulsformen zu erkennen. Aufgrund der einfachen Realisierung ist es im Kfz-Bereich sinnvoll, gleichförmige Impulse durch bestimmte Vorzeichen zu unterscheiden. Wird ein digitales Signal durch eine Spannungszeitfunktion beschrieben, erhält man für den Fall eines einheitlichen Grundimpulses mit der Dauer T_0 und der festen Spannung U_0 eine Zeitfunktion $g(t)$ des Grundimpulses mit der Fläche 1. Der Spannungsverlauf des Signals ergibt sich zu

$$(39) \quad u(t) = U_0 T_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_l(n) g(t - nT_0)$$

$a_l(n)$ ist die zufällige Folge aus dem abzählbaren Wertevorrat L mit $l=0,1,2,\dots,M$ und der Laufvariablen n zur Nummerierung der einzelnen Zeichen der Folge. Ist der Wertevorrat $L=2$, spricht man von einem binären Signal. Im Fall der Clock-Ternär-Codierung ist $L=3$, die Elemente der Zufallsfolge sind $a_1=-1$, $a_2=0$ und $a_3=+1$.

Die Autokorrelationsfunktion ist folgendermaßen definiert:

$$(40) \quad K(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) u(t + \tau) dt$$

Gl. (39) wird in Gl. (40) eingesetzt, und die Grenze N wird für die Laufvariable n_1 mit der Substitution $T = T_0(2N+1)$ verwendet.

$$(41) \quad K(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N+1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_m(n_1) g(t - n_1 T_0) \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} a_m(n_2) g(t - n_2 T_0 + \tau) dt$$

Es ist möglich, statt wie in Gl. (40) von $-T/2$ bis $T/2$ zu integrieren, die Grenzen der Summe bei einem der beiden Faktoren des Integranden von $-N$ bis N statt $-\infty$ bis ∞ zu setzen, dafür aber von $-\infty$ bis ∞ zu integrieren. Für die Durchführung der Integration und Summation in Gl. (41) wird folgendermaßen substituiert:

$$t - n_1 T_0 = t' \quad \text{und} \quad n_2 - n_1 = m$$

In Gl. (41) ergibt dies

$$(42) \quad K(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N+1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_l(n_1) g(t') \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_l(m+n_1) g(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

Ändert man die Reihenfolge von Summen-, Integral- und Limeszeichen, ergibt sich mit der Autokorrelationsfolge

$$(43) \quad c(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_m(n_1) a_m(n_1 + m)$$

und der Autokorrelationsfunktion der Zeitfunktion des Grundimpulses $g(t)$ mit der Verschiebungszeit $\tau - mT_0$

$$(44) \quad Y(\tau - mT_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t') g(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

die folgende Autokorrelationsfunktion des digitalen Signals

$$(45) \quad K(\tau) = U_0^2 T_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) Y(\tau - mT_0)$$

Die Fourier-Transformierte der Autokorrelationsfunktion ergibt das Leistungsdichtespektrum [Söd85].

$$(46) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) Y(\tau - mT_0) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

Mit der Substitution $\tau - mT_0 = t$ und Gl. (44) ergibt sich

$$(47) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t) g(t'+t) e^{j\omega t} dt dt' \right\} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) e^{-j\omega m T_0} \right\}$$

Das Doppelintegral lässt sich mit der Substitution $t'+t = \vartheta$ umformen in

$$(48) \quad \int_{-\infty}^{+\infty} g(t') e^{j\omega t'} dt' \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vartheta) e^{j\omega \vartheta} d\vartheta$$

Diese Funktion ist das Produkt der Fourier-Transformierten $G(\omega)$ der Zeitfunktion des Grundimpulses $g(t)$ und ihres konjugiert komplexen Wertes. Sie stellt das Quadrat ihres Betrages dar.

$$(49) \quad |G(\omega)|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t') e^{j\omega t'} dt' \int_{-\infty}^{+\infty} g(\vartheta) e^{j\omega \vartheta} d\vartheta = G(\omega) \cdot G(-\omega)$$

Aus (47) und (49) ergibt sich

$$(50) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 |G(\omega)|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) e^{-j\omega m T_0}$$

Da die Autokorrelationsfunktion symmetrisch zur y-Achse ist, existieren nur cos-Anteile der Fourierreihe.

$$(51) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 |G(\omega)|^2 \left(c(0) + \sum_{m=1}^{+\infty} 2c(m) \cos(\omega m T_0) \right)$$

Es ergibt sich

$$(52) \quad S(\omega) = |G(\omega)|^2 C(\omega)$$

wenn $G(\omega)$ das Leistungsdichtespektrum des Einzelimpulses und $C(\omega)$ die Gewichtungsfunktion ist.

Numerische Bestimmung der Autokorrelationsfunktion

Es wird eine zufällige Zeichenfolge mit 50 000 Einzelzeichen verwendet. Diese Zeichenfolge wird clock-ternär codiert, und daraus wird die Autokorrelationsfunktion gebildet.

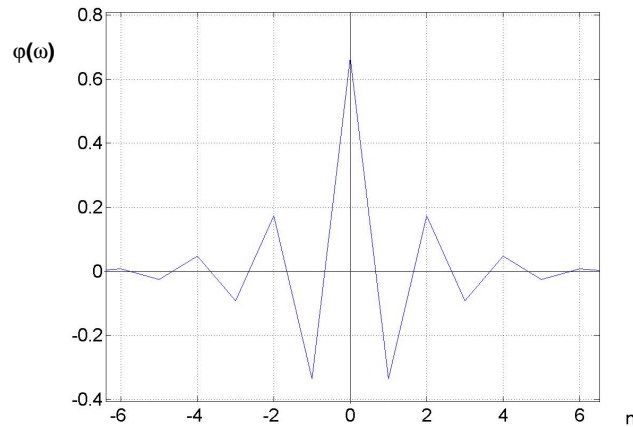


Abb. 71 Autokorrelationsfunktion der zufälligen, clock-ternär codierten Zeichenfolge

Nach Gleichung Gl. (45) stellen die Elemente der Autokorrelationsfunktion die Fourier-Koeffizienten dar. Die Autokorrelationsfunktion ist im Bereich 0 signifikant. Höherwertige Koeffizienten sind nicht gleich null und erzeugen ein „Rauschen“ (Abb. 71), da die Eingangsfolge weder unendlich noch völlig stochastisch ist. In diesem Fall wird die Eingangszeichenfolge durch das Simulationsprogramm eines Computers bestimmt, welcher durch einen Algorithmus eine pseudo-zufällige Zahlenfolge erzeugt. Diese Fourier-Reihe stellt die Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ (Abb. 72) dar, welche durch Multiplikation mit dem Leistungsdichtespektrum des Einzelrechteckimpulses Gl. (27) das Gesamt-Leistungsdichtespektrum Gl. (51) ergibt.

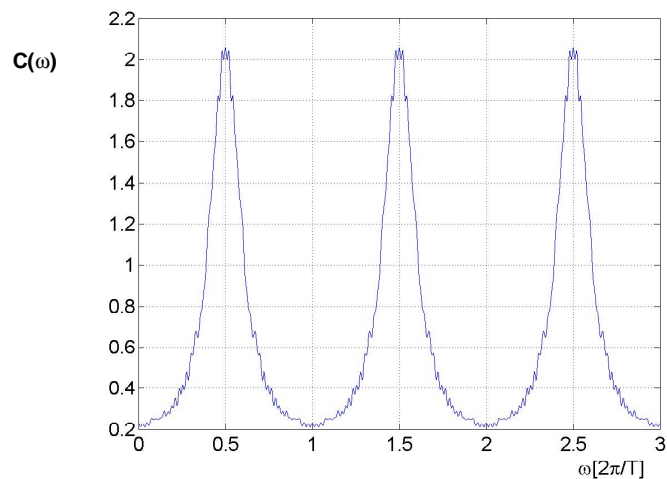


Abb. 72 Gewichtungsfunktion $C(\omega)$

Leistungsdichtespektrum einer zyklischen clock-ternär codierten Zeichenfolge mit Pausen zwischen einzelnen Nachrichtenrahmen

Im Unterschied zu dem zuvor berechneten Leistungsdichtespektrum einer sehr langen Zeichenfolge kommen in der zyklischen Sensorkommunikation im Kfz nur kurze Nachrichten mit äquidistanten Pausen vor. Im Folgenden wird das Leistungsdichtespektrum einer clock-ternär codierten Zeichenfolge bestimmt, welche aus 8 Bit langen Nachrichten und 12 Bit langen Pausen besteht (Abb. 73). Das erste Bit einer Nachricht ist entweder „high“ oder „low“ und kann nie „null“ sein. Dadurch verändern sich die Auftrittswahrscheinlichkeiten, was Einfluss auf das Leistungsdichtespektrum hat.

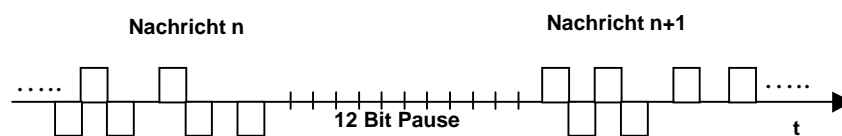


Abb. 73 Zeichenfolge, 8 Bit Nachrichten, 12 Bit Pause

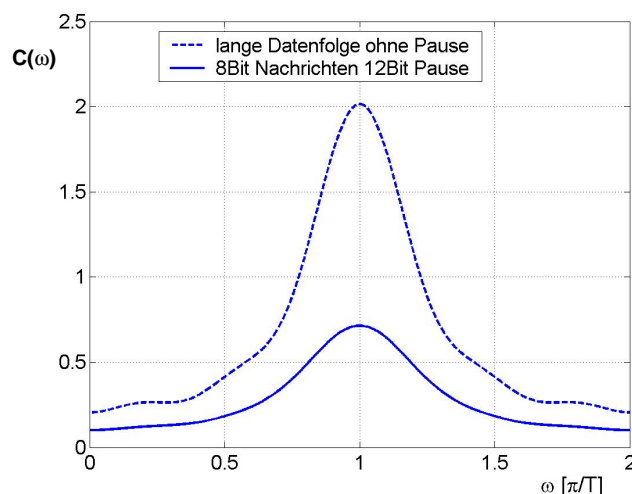


Abb. 74 Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ bei 8 Bit Nachrichten und 12 Bit Pause

Die Form der Gewichtungsfunktion (Abb. 74) ist der Form der kontinuierlichen Zeichenfolge ähnlich. Die Amplituden sind um ca. den Faktor $2/5$ geringer, was auf das Verhältnis

$$(53) \quad \frac{8 \text{ Zeichen Daten}}{8 \text{ Zeichen Daten} + 12 \text{ Zeichen Pause}} = \frac{2}{5}$$

zurückzuführen ist.

Geschlossene Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der CTC

Mit der Übergangsmatrix kann über die Bestimmung der Eigenwerte das Leistungsdichtespektrum berechnet werden [Weh74].

$$(54) \quad \underline{P} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{pmatrix}$$

Das Element p_{kl} gibt die Übergangswahrscheinlichkeit vom Zustand k in den Zustand l an. Für die Clock-Ternär-Codierung sieht die Matrix P folgendermaßen aus:

$$(55) \quad \underline{P} = \begin{pmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \end{pmatrix}$$

Die Diagonalelemente sind 0, da per Definition immer ein Zustandswechsel erfolgen muss. Wenn von einer gleichverteilten Eingangsdatenfolge ausgegangen werden kann, sind die restlichen Übergangswahrscheinlichkeiten jeweils 0,5 Gl. (33). Die Berechnung des Leistungsdichtespektrums ist im Anhang D zu finden. Wenn $G(\omega)$ das Spektrum des Grundimpulses ist, stellt sich das Leistungsdichtespektrum mit $\tau = 1/U_0^2 T_0$ wie folgt dar:

$$(56) \quad S(\omega) = |G(\omega)|^2 \frac{2}{3\tau} \frac{0,75}{1 + \cos(\omega\tau) + 0,25}$$

Der Verlauf des Gewichtungsterms aus Gl. (56) ist in Abb. 75 dargestellt.

Gegenüberstellung der verschiedenen Methoden zur Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der CTC

Neben der Bestimmung des Leistungsdichtespektrums über die Autokorrelationsfunktion und der Bestimmung über geschlossene Lösung wurde auch eine Näherungslösung mit Hilfe einzelner, kurzer Impulsfolgen ermittelt (Anhang B). Gemäß den Gleichungen (36) und (37) sind die Näherungslösungen für die Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ aufgetragen. Eine weitere Gewichtungsfunktion wird durch Gl. (51) und die Autokorrelationsfolge $c(m)$ einer Zufallswertefolge mit 50 000 Einzelwerten dargestellt. Gl. (56) gibt den Verlauf der geschlossenen Lösung wieder.

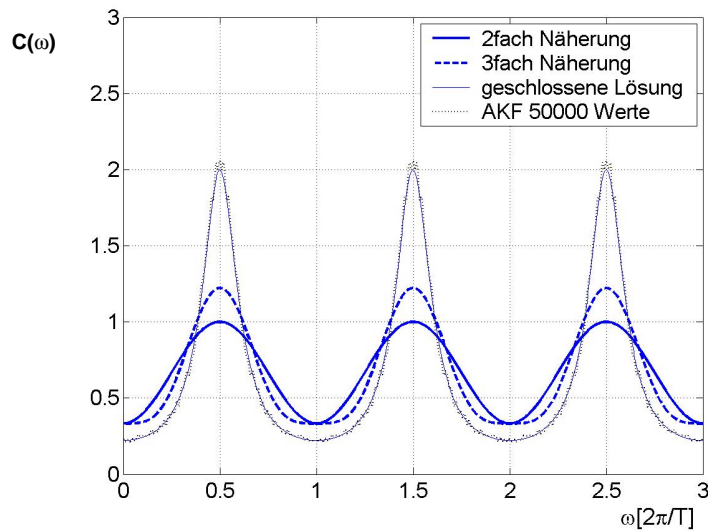


Abb. 75 Gewichtungsfunktionen $C(\omega)$ der einzelnen Berechnungen

Die beiden Näherungslösungen (2fach- und 3fach Näherung, Abb. 75) geben den qualitativen Verlauf der Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ wieder, während die Lösung über die Autokorrelationsfunktion mit 50 000 Einzelwerten (AKF 50000, Abb. 75) und die geschlossene Lösung annähernd identisch die Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ des Leistungsdichtespektrums der CTC wiedergeben. Die Multiplikation der Gewichtungsfunktion $C(\omega)$ mit dem Spektrum des Einheitsimpulses ergibt das Leistungsdichtespektrum Gl. (38). Das Leistungsdichtespektrum der geschlossenen Lösung ist in Abb. 76 mit der Bezeichnung Ternär Codierung/Code dargestellt.

6.2.4 Gegenüberstellung der Leistungsdichtespektren

Im Folgenden werden die drei Leistungsdichtespektren der Codierungen NRZ, Manchester und Clock-Ternär-Code gegenübergestellt. Gl. (31) stellt das Leistungsdichtespektrum eines Manchester-Impulses mit derselben Amplitude wie das des Clock-Ternär-Impulses dar (Abb. 76). Der Verlauf des Leistungsdichtespektrums der NRZ- und der Clock-Ternär-Codierung ist nach Gleichung (28) und (56) aufgetragen. Die Amplituden sind in der Einheit $U_0^2 T_0$ aufgetragen, wobei T_0 die Dauer eines Zeichens und U_0 die normierte Amplitude ist.

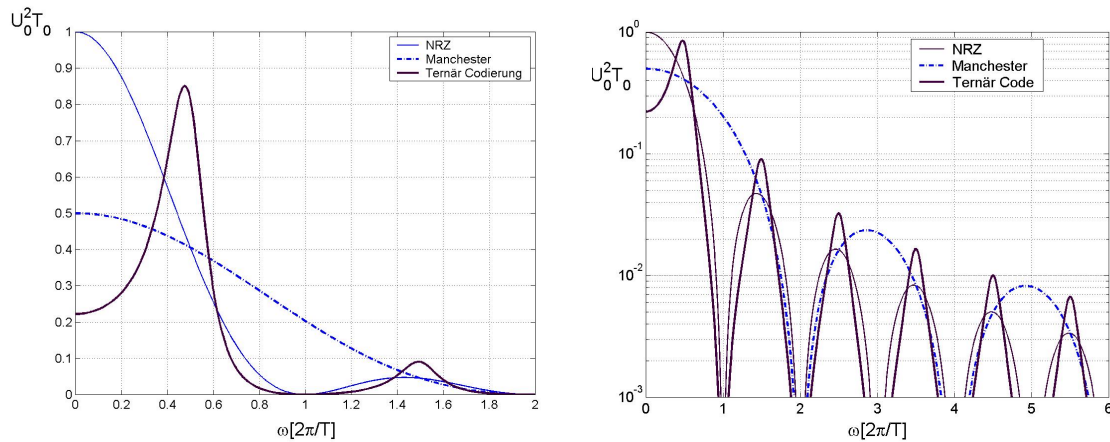


Abb. 76 Leistungsdichtespektren der NRZ-, der Manchester- und der Clock-Ternär-Codierung in linearer [links] und logarithmischer Darstellung [rechts]

Die Clock-Ternär-Codierung hat den geringsten Gleichanteil weil sie bipolar ist. Sie besitzt die maximalen Spektralanteile etwa bei dem 0,5 fachen der normierten Frequenz, während die NRZ- und die unipolare Manchester-Codierung das Maximum bei 0 besitzt.

Die erste Nullstelle des Leistungsdichtespektrums liegt bei der Manchester-Codierung bei der doppelten Bit-Frequenz, während die Nullstellen der beiden anderen Codierungen bei der einfachen Bit-Frequenz liegen (Abb. 76, links). Bei einer Filterung (Reduzierung der höherfrequenten Spektralanteile) der Signale aus EMV Gründen, wird das Manchester-Signal stärker in seiner Form verändert als die beiden anderen Signale. Die Sicherheit der richtigen Decodierung sinkt dadurch stärker als bei den anderen beiden Codierungen. Wenn nur die höheren Frequenzanteile durch Filterung unterdrückt werden, ist eine höhere EMV-Abstrahlung zu erwarten.

6.2.5 FFT-Messungen der Spektren

Mit der Fast Fourier Transformation (FFT) können Spektren einer nicht unendlichen Zeitfunktion näherungsweise berechnet werden.

Mit einem Zufallsgenerator werden Zeichenketten erzeugt. Diese werden im Manchester-, Clock-Ternär- oder im NRZ-Format übertragen. Das Zeitsignal wird am Ausgang der CAN-Transmitter gemessen (Abb. 63). Aus dem Betragsquadrat des Signals wird die FFT berechnet und auf dem Oszilloskop dargestellt. Die Datenrate beträgt 1 MBit/s.

Amplituden

Die Messungen der NRZ- und der Clock-Ternär-Codierung können direkt verglichen werden, da die Messeinstellungen einheitlich sind und die Signale am Ausgang des CAN-Transmitters gemessen werden. Für die Messung der Manchester-Codierung werden die Signale direkt an dem SPI-Interface verwendet, da für die Übertragung eines 1 MBit/s Manchester-Signals die Einzelsymbolrate von 2.000.000 NRZ-Symbolen/sek. benötigt wird. Die verwendeten CAN-Transmitter ermöglichen nur eine maximale Zeichenrate von 1.000.000 NRZ-Symbolen/sek. Das SPI-Interface liefert eine maximale Zeichenrate von 5.000.000 NRZ-Symbolen/sek, welche als TTL-Signal mit der Amplitude von 5 V erzeugt werden. Das CAN-Signal beträgt nur einen Signalhub von 2 V. Daraus folgt, dass das Manchestersignal um $20 \log(5V/2V)$

= 7,96 dB größer (Abb. 77 rechts) ist als das NRZ- (Abb. 77 links) und das Clock-Ternär-Signal (Abb. 78). Wenn von der Messung des Manchester-Spektrums 8 dB abgezogen werden, können die Messungen direkt miteinander verglichen werden.

Die Amplituden können nur relativ und nicht absolut mit den Berechnungen verglichen werden. Dies liegt daran, dass die FFT über eine feste Zeit berechnet wird; die allgemeine Fourier-Transformation hingegen wird über den Zeitraum $-\infty$ bis $+\infty$ bestimmt.

Bei einer reinen Sinusschwingung ist die Amplitude des Spektrums der Fourier-Transformation bei ω_0 unendlich hoch. Sie wird durch den δ -Impuls beschrieben. Die FFT des Messgerätes bewertet die diskrete Amplitude an der Stelle ω_0 mit dem Amplitudenwert der Sinusschwingung. Die Spektrallinie ist nicht unendlich schmal und auch nicht unendlich hoch. Interessant für die Betrachtungen sind die relativen Zusammenhänge der Amplituden.

Aufgrund nicht unendlich langer und nicht vollständig zufälliger Zeichenfolgen entstehen diskrete Linien in den ansonsten kontinuierlichen Spektren Abb. 77 und Abb. 78.

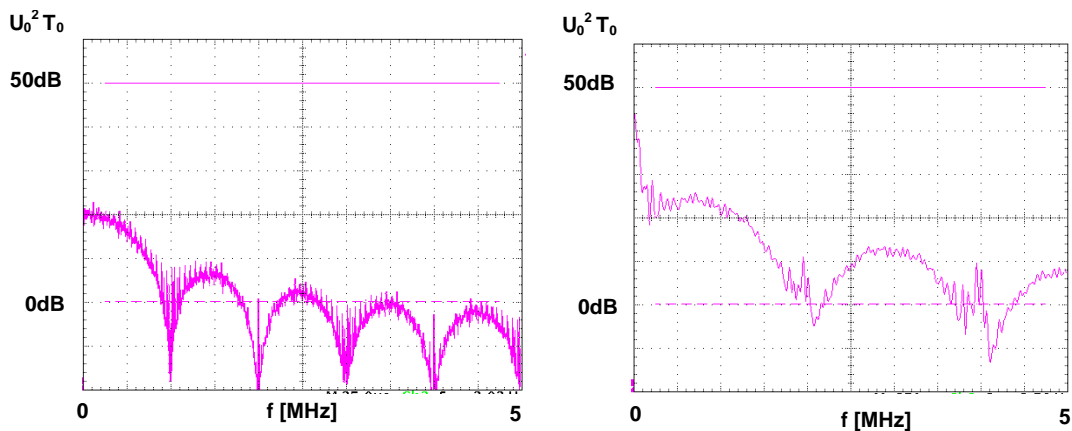


Abb. 77 Leistungsdichtespektrum NRZ-Codierung links und Manchester-Codierung rechts

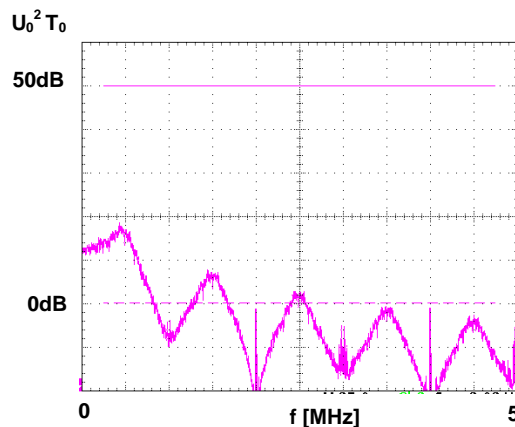


Abb. 78 Leistungsdichtespektrum Clock-Ternär-Codierung

6.2.6 Impulsformung

Aufgrund der Kostenanforderungen in der Kfz-Elektronik können, wenn überhaupt, nur einfache Impulsformungsmaßnahmen realisiert werden. Eine solcher Maßnahmen ist das Reduzieren der Anstiegsflanken. Aus einem Rechteck- wird ein Trapezimpuls. Dieser hat gegenüber dem Rechteckimpuls den Vorteil, dass seine höherfrequenten Spektralanteile geringere Amplituden besitzen. Die Ablösung einer elektromagnetischen Welle eines Leiters steigt mit der Frequenz. Daher besitzen die von der Übertragungsleitung abgestrahlten, elektromagnetischen Wellen der Trapezimpulse in der Summe weniger Energie als die der Rechteckimpulse. Da die Receiver meist nur einzelne Amplitudenwerte und nicht die Impulsform auswerten, ist es notwendig, dass der Trapezimpuls nicht im Bereich der steigenden, sondern im Bereich der konstanten Amplitude abgetastet wird. Aus diesem Grund ist eine Verlängerung der Anstiegszeit nur begrenzt möglich.

Das Spektrum des Trapezimpulses lässt sich aus der Überlagerung zweier Dreieckimpulse bestimmen. Der positive Dreieckimpuls besitzt die Impulsdauer von $-T'$ bis T' , seine Maximalamplitude beträgt $1/T'$.

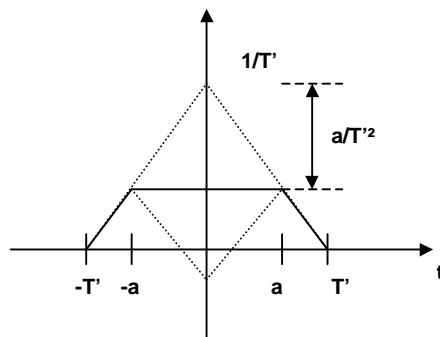


Abb. 79 Trapezimpuls

Dieser Impuls besitzt das Spektrum [Sta89]

$$(57) \quad G_{D1}(\omega) = \text{si}^2\left(\frac{\omega T'}{2}\right)$$

Der negative Dreieckimpuls besitzt die Dauer von $-a$ bis $+a$ mit der Maximalamplitude a/T'^2 . In der Summe entsteht ein Trapezimpuls. Aufgrund der Linearität der Fourier-Transformation kann das Spektrum des Trapezimpulses aus der linearen Überlagerung der beiden Dreieckimpulse gewonnen werden. Die Höhe des Trapezimpulses beträgt $(T'-a)/T'$. Sie wird mit dem Kehrwert dieses Faktors auf 1 normiert. Das Spektrum ergibt sich zu

$$(58) \quad G_{Tr}(\omega) = G_{D1}(\omega) - G_{D2}(\omega) = \frac{T'}{T'-a} \left[\text{si}^2\left(\frac{\omega T'}{2}\right) - \frac{a^2}{T'^2} \text{si}^2\left(\frac{\omega a}{2}\right) \right]$$

Für $a = 0$ entsteht der Dreiecksimpuls 1. Wenn die Maximalamplitude $1/T'$ ist, ergibt sich das Spektrum nach Gl. (59).

$$(59) \quad G_{Tr}(\omega) = G_{D1}(\omega) - G_{D2}(\omega) = \frac{T'}{T'-0} \left[si^2\left(\frac{\omega T'}{2}\right) - \frac{0^2}{T'^2} si^2\left(\frac{\omega 0}{2}\right) \right] = \cdot si^2\left(\frac{\omega T'}{2}\right)$$

Im Folgenden werden Trapezimpulse mit Flankensteigungen von 0, 10, 30 und 50 % der Gesamtdauer des Trapezimpulses untersucht. Der Trapezimpuls mit 50 % Flankenanstiegsdauer stellt den Dreieckimpuls dar (Abb. 80).

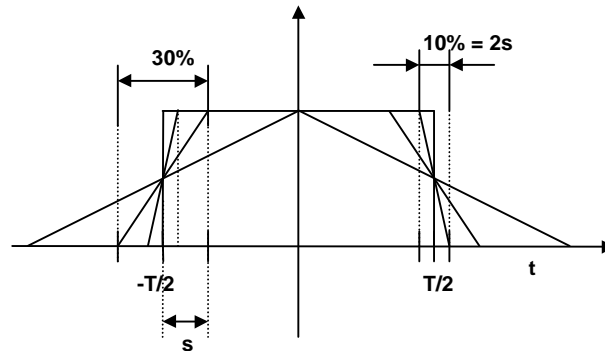


Abb. 80 Trapezimpuls mit normierter Impulslänge

Die Steigung der Flanke des Trapezes wird durch den Faktor $2s$ definiert. Er gibt an, wie groß die Anstiegsdauer im Verhältnis zur normierten Dauer des Impulses ist. Die normierte Dauer eines Trapezimpulses ist T . Dies ist die Zeit zwischen den Ereignissen, wenn die steigende und die fallende Flanke 50 % der Maximalamplitude erreichen (Abb. 81). Dieser Wert entspricht dem des Rechteckimpulses, da die Fläche des Rechteckimpulses gleich der des Trapezimpulses ist.

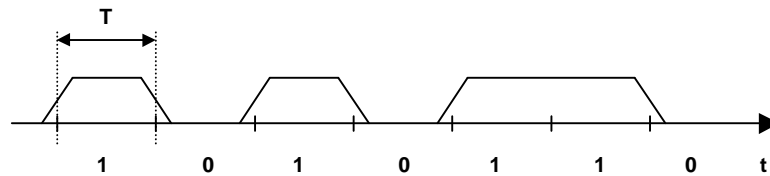


Abb. 81 Trapezimpulsfolge

Die Flächen der unterschiedlichen Impulse bleiben konstant. Mit

$$T' = (T/2) + s$$

und

$$a = (T/2) - s$$

ergibt sich aus Gl. (58)

$$\begin{aligned}
 G_{Tr}(\omega) &= G_{D1}(\omega) - G_{D2}(\omega) = \frac{T'}{T'-a} \left[\operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega T'}{2}\right) - \frac{a^2}{T'^2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega a}{2}\right) \right] \\
 (60) \quad G_{Tr}(\omega) &= \frac{\left(\frac{T}{2} + s\right)}{\frac{T}{2} + s - \left(\frac{T}{2} - s\right)} \left[\operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega}{2}\left(\frac{T}{2} + s\right)\right) - \frac{\left(\frac{T}{2} - s\right)^2}{\left(\frac{T}{2} + s\right)^2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega}{2}\left(\frac{T}{2} - s\right)\right) \right] \\
 G_{Tr}(\omega) &= \frac{(T + 2s)}{4s} \left[\operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega}{2}\left(\frac{T}{2} + s\right)\right) - \frac{(T - 2s)^2}{(T + 2s)^2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega}{2}\left(\frac{T}{2} - s\right)\right) \right]
 \end{aligned}$$

Die Spektren der signifikanten Trapezimpulse sind in Abb. 82 dargestellt. Hier ist zu sehen, dass das Leistungsdichtespektrum der Trapezimpulsfolge mit geringeren Flankensteilheiten im höheren Frequenzbereich geringere Amplituden besitzt.

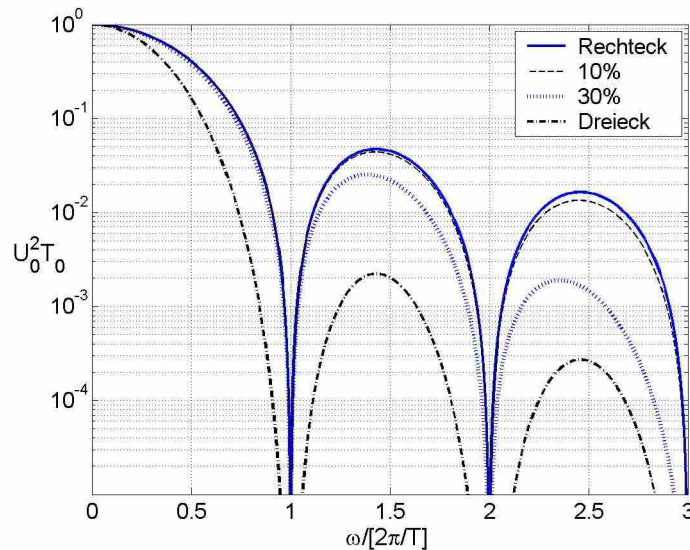


Abb. 82 Spektren der Trapezimpulse

CTC- und NRZ-Codierung mit Rechteck- und mit Trapezgrundimpuls

Für die Messungen wird der Transceiver PCA82C250 von Philips verwendet. Bei diesem Typ kann die Steigung der Flanken bis auf $14 \text{ V}/\mu\text{s}$ reduziert werden. Bei einer Datenrate von 1 Mbit/s und Amplitude von 2 V ergibt sich damit ein Trapezimpuls mit einer Flankenanstiegsdauer von 14% .

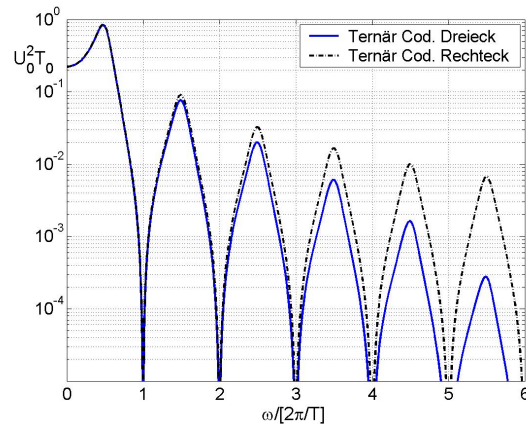


Abb. 83 Spektrum Clock-Ternär-Codierung mit Rechteck- und Dreieckimpulsen

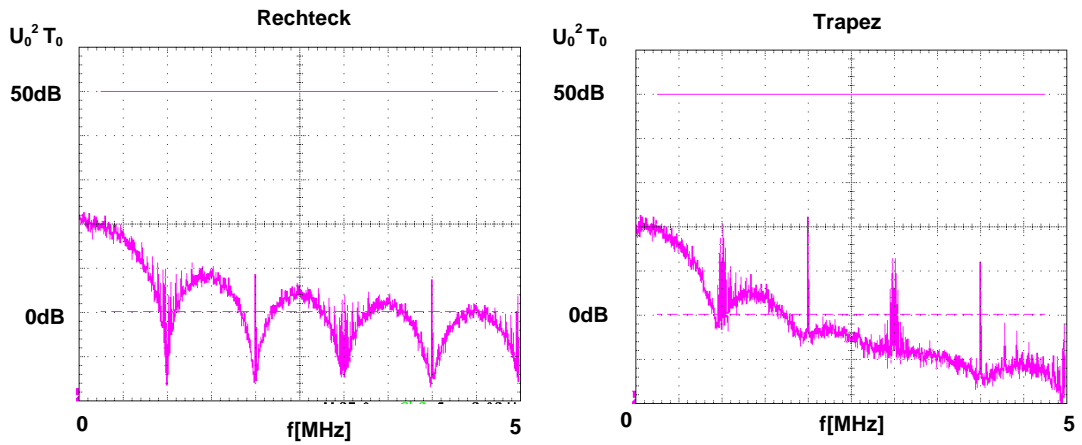


Abb. 84 Gemessene Spektren der NRZ-Codierung mit Rechteck- und Trapezimpulsen (14 %)

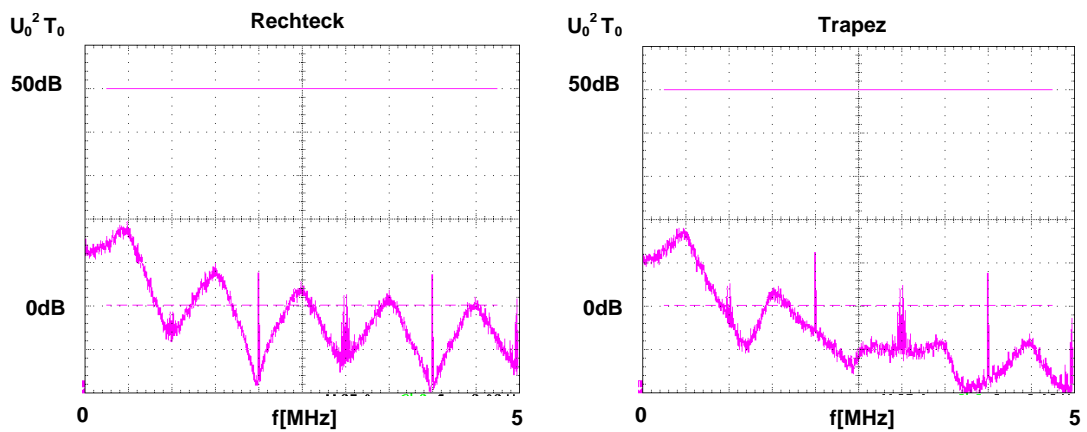


Abb. 85 Gemessene Spektren der Clock-Ternär-Codierung mit Rechteck- und Trapezimpulsen (14 %)

Ergebnis der Impulsformung

Sowohl bei der NRZ- als auch bei der Clock-Ternär-Codierung ist zu sehen, dass ab dem fünften lokalen Maximum das Spektrum durch die Trapezimpulsformung um ca. 10 dB reduziert ist, was eine Verbesserung des EMV-Abstrahlverhaltens bewirkt.

6.2.7 Fehlertolerante Clock-Ternär-Codierung (FTCTC)

Bei einem Fremdschluss einer der beiden Busleitungen kann das „high“- oder das „low“-Symbol nicht übertragen werden. Die FTCTC-Codierung stellt in diesem Fall das Symbol anders dar: nämlich ein „low“ durch ein „null-high“-Symbol und ein „high“ durch ein „null-low“-Symbol. Das „null-high“- und „null-low“-Symbol besitzt einen Zustandswechsel in der Bit-Mitte. Die Symbolfolge ist im Fehlerfall nicht mehr bipolar, sondern unipolar.

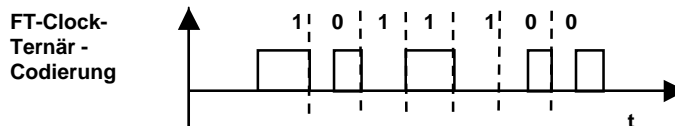


Abb. 86 Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall

Numerische Bestimmung des Leistungsdichtespektrums aus der Autokorrelationsfunktion

Es wird eine stochastische Folge von 50 000 Einzelzeichen zugrunde gelegt. Davon wird die Autokorrelationsfunktion der 1-Folge und die der 0-Folge sowie die Kreuzkorrelationsfunktion der 0- und der 1-Folge gebildet. Aus diesen Autokorrelationsfunktionen und den Kreuzkorrelationsfunktionen wird jeweils das Leistungsdichtespektrum berechnet. Diese einzelnen Leistungsdichtespektren werden mit den Betragsspektren der Einzelimpulse bzw. dem Betragsspektrum der beiden überlagerten Impulse multipliziert.

$$(61) \quad u(t) = U_0 T_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_0(n) g_0(t - nT_0) + a_1(n) g_1(t - nT_0)]$$

Hierbei stellt $a_0(n)$ die Folge der 0-Impulse und $a_1(n)$ die Folge der 1-Impulse dar.

Die Auswertung dieser Beziehung ist im Anhang E zu finden. Da die Kreuzkorrelationsfunktion $c_{01}(m)$ gleich $c_{10}(m)$ ist, kann das Leistungsdichtespektrum wie folgt dargestellt werden:

$$(62) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \left| \frac{1}{2} \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{4}\right) \right|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{00}(m) e^{-j\omega m T_0} \\ + U_0^2 T_0 \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{11}(m) e^{-j\omega m T_0} \\ + U_0^2 T_0 \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right| \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right| \cos(\omega T_0) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{10}(m) e^{-j\omega m T_0}$$

Für die Berechnung der Autokorrelationsfolge $c_{00}(m)$ bzw. $c_{11}(m)$ und der Kreuzkorrelationsfolge $c_{01}(m)$ bzw. $c_{10}(m)$ wird eine stochastische Zeichenfolge mit 50 000 Einzelzeichen erzeugt. Die Fourier-Transformierte der Autokorrelationsfunktion wird numerisch bestimmt. Die Laufvariable k läuft von - 50 bis + 50. Da die Autokorrelationsfunktion von einer endlichen Zufallsfolge bestimmt wird, geht sie nicht gegen 0, sondern besitzt einen Rauschanteil. Dieser Anteil wirkt sich stärker aus, wenn die Fourier-Transformation über einen größeren Bereich von k bestimmt wird. In Abb. 87 ist das Leistungsdichtespektrum dargestellt.

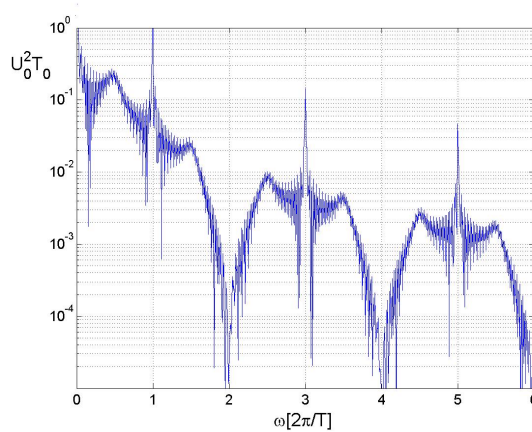


Abb. 87 Numerisch bestimmtes Spektrum 50000/50 der Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall

FFT-Messung des Leistungsdichtespektrums der FTCTC

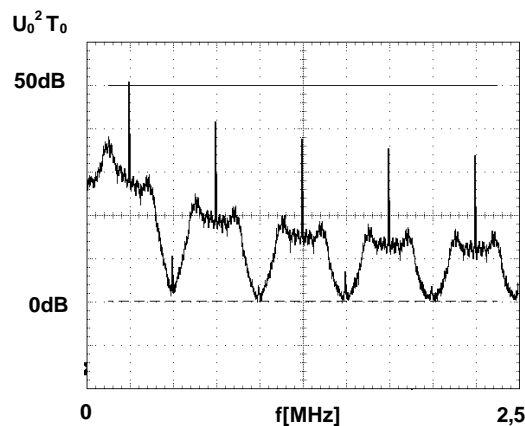


Abb. 88 Gemessenes Spektrum der Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall

Das Spektrum in Abb. 88 wird aus dem Signal einer zufälligen, endlosen Datenfolge bestimmt. Aufgrund der Signalqualität wird das Signal nicht von den Busleitungen, sondern direkt von dem Ausgang MTSR des SPI-Interface entnommen. Die Datenrate beträgt 250 kBit/s. Die charakteristischen Tiefpunkte des Spektrums bei

der zweifachen und der vierfachen Grundfrequenz sind sowohl bei der Berechnung in Abb. 87 als auch bei der Messung in Abb. 88 deutlich zu erkennen.

Der Vergleich des Leistungsdichtespektrums der Clock-Ternär-Codierung ohne Fremdschluss (Abb. 85) mit dem der FTCTC mit Fremdschluss (Abb. 88) zeigt, dass das Abstrahlverhalten bei einem Fremdschluss schlechter wird.

6.2.8 Gleichtakt-Signalanteile

Hochfrequente Signalanteile sind für die Abstrahlung elektromagnetischer Wellen verantwortlich. Diese Anteile breiten sich sowohl über Leitungen als auch durch Abstrahlung zu anderen elektrischen Einheiten aus. Um die Störaussendung der Kommunikation bewerten zu können, werden die Spektren der Bussignale gemessen. Die Messung der Spektren erfolgt mit Hilfe der FFT-Funktion eines Digital-Speicher-Oszilloskops. Zunächst wird die Zeitfunktion aufgenommen und gespeichert. Daraus wird eine FFT (Fast Fourier Transformation) berechnet und dargestellt. Die Einstellungen des Oszilloskops sind einheitlich, so dass die Messungen miteinander verglichen werden können. Die allgemeine Fourier-Transformation stellt den Zusammenhang einer unendlich andauernden Zeitfunktion zu einem diskreten Spektrum dar. Bei einer zeitlich begrenzten Zeitfunktion entsteht ein kontinuierliches Spektrum. Das Speicheroszilloskop kann aufgrund des endlichen Speichers nur eine entsprechend kurze Zeitfunktion für die Berechnung des Spektrums verwenden. Um reproduzierbare Signale zu erhalten, wird das Ergebnis immer aus 20 Einzelspektren gemittelt.

Bei einem differentiellen System sind die unsymmetrischen Anteile der Signale ausschlaggebend (Kap. 2.3). Durch ein Koppelnetzwerk können sie herausgefiltert und gemessen werden.

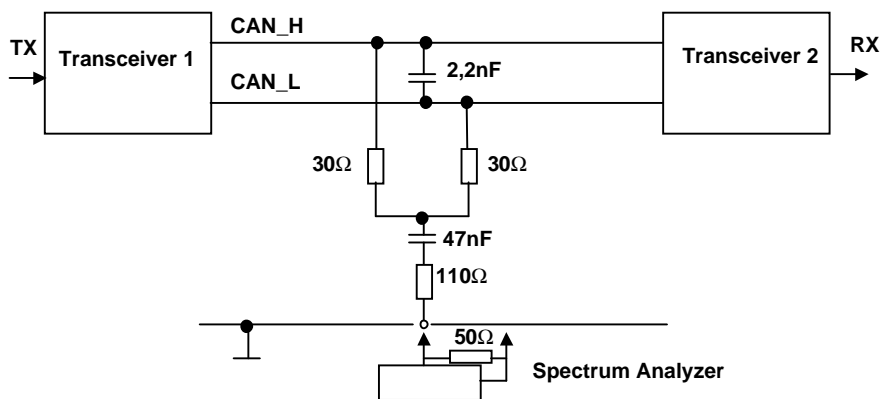


Abb. 89 Netzwerk zur Auskopplung der Störabstrahlung

Der 2,2 nF Kondensator bildet eine 40 Meter lange Busleitung nach. Die beiden 30 Ω Widerstände werden zusammengeführt und über den 47 nF Kondensator gleichspannungsentkoppelt. Die unsymmetrischen Anteile des Signals passieren diesen Kondensator. Der 110 Ω Widerstand dient der Anpassung an das 50 Ω Messsystem.

Signale im Zeitbereich

Der Einfluss der begrenzten Flankensteilheiten ist in den Messungen Abb. 90 und Abb. 91 zu sehen. Die Unsymmetrien der Signale sind im Folgenden dargestellt.

Die Messung wurde mit den CAN-Transceivern TLE 6250 von Infineon bei 60 Ω Buslast und einer Kabellänge von ca. 50 cm durchgeführt.

Schaltvorgang von rezessiv nach dominant

Es ist zu sehen, dass das „low“-Signal den Signalverlauf gegenüber dem „high“-Signal erst nach 30 ns Verzögerung in die richtige Richtung ändert. Auch die Flankenabfallszeit ist deutlich langsamer als die Flankenanstiegszeit des „high“-Signals.

Schaltvorgang von dominant nach rezessiv

Dieses Verhalten ist etwa umgekehrt zu dem des Vorgangs oben. Die Verzögerungszeit ist etwas geringer, doch der Unterschied der Flankensteilheiten ist wie oben.

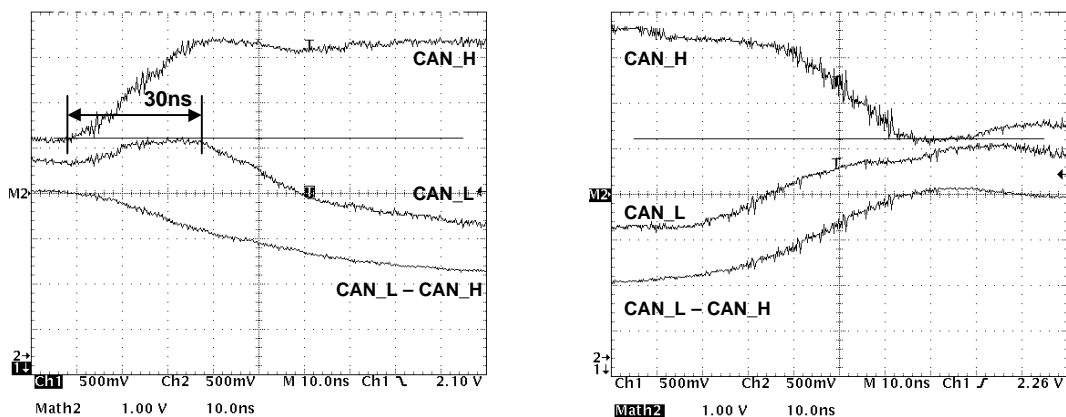


Abb. 90 Gleichtaktanteil des Bussignals, Einschalt- und Ausschaltvorgang

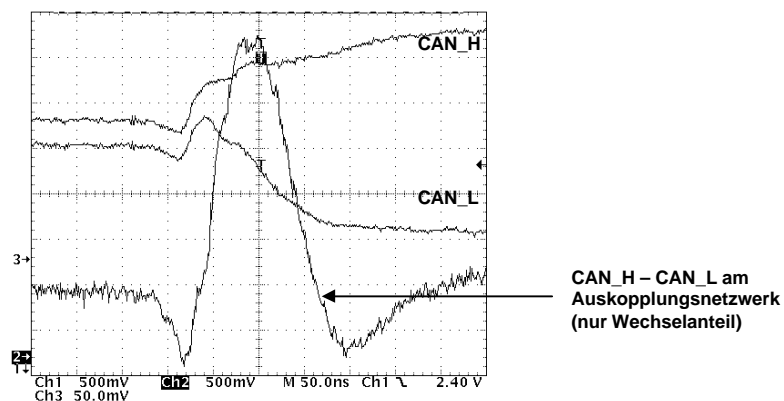


Abb. 91 Wechselanteil des differenziellen Bussignals beim Einschaltvorgang

In Abb. 91 ist in der unteren Kurve der Wechselanteil des Differenzsignals zu sehen, welcher mit einem Auskoppelnetzwerk extrahiert wird. Die oberen beiden Signale

sind CAN_H und CAN_L. Dieser Verlauf wirkt sich auf das Spektrum und somit auch auf das Abstrahlverhalten aus.

Spektrien der Gleichtakteile

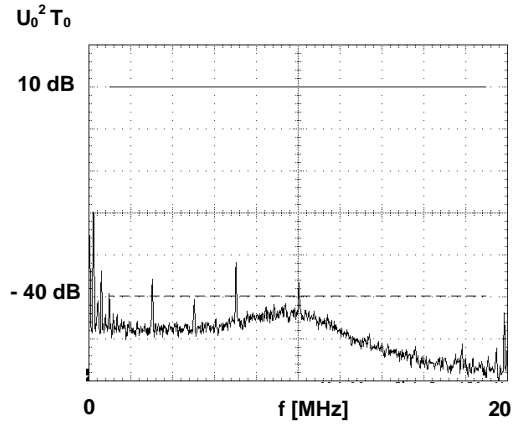


Abb. 92 Nullmessung

Bei der Nullmessung ist der Sendeteilnehmer abgeschaltet.

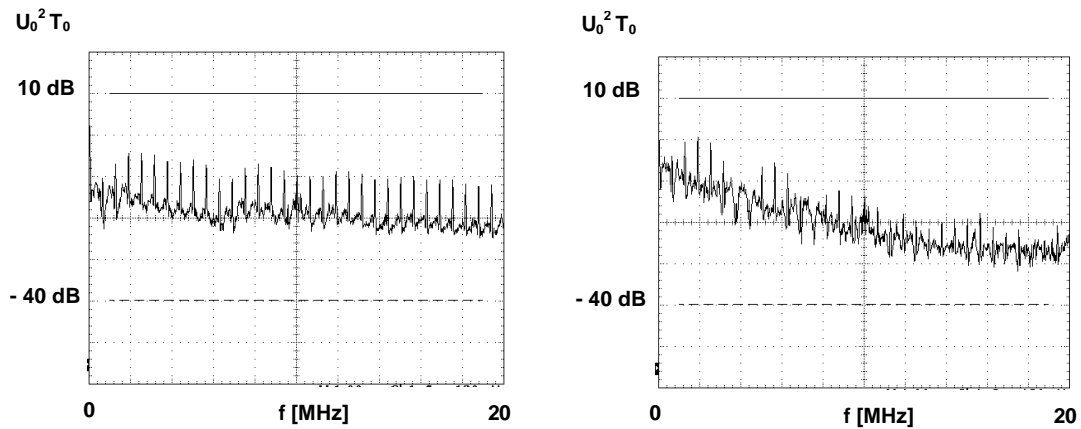


Abb. 93 NRZ und NRZ mit Flankensteuerung (625 kBit/s)⁶

⁶ maximal einstellbare Bitrate der verwendeten UART-Einheit

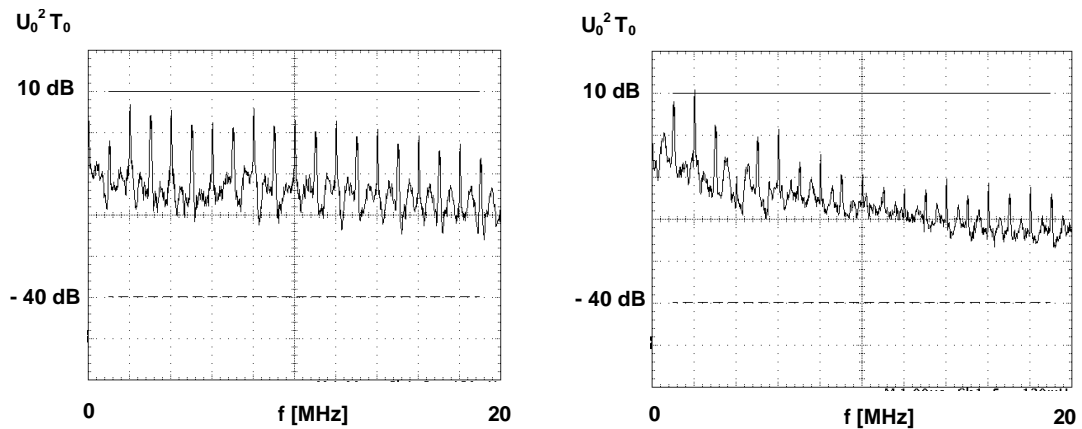


Abb. 94 Clock-Ternär-Codierung links ohne und rechts mit Flanken-Steuerung bei 1 MBit/s

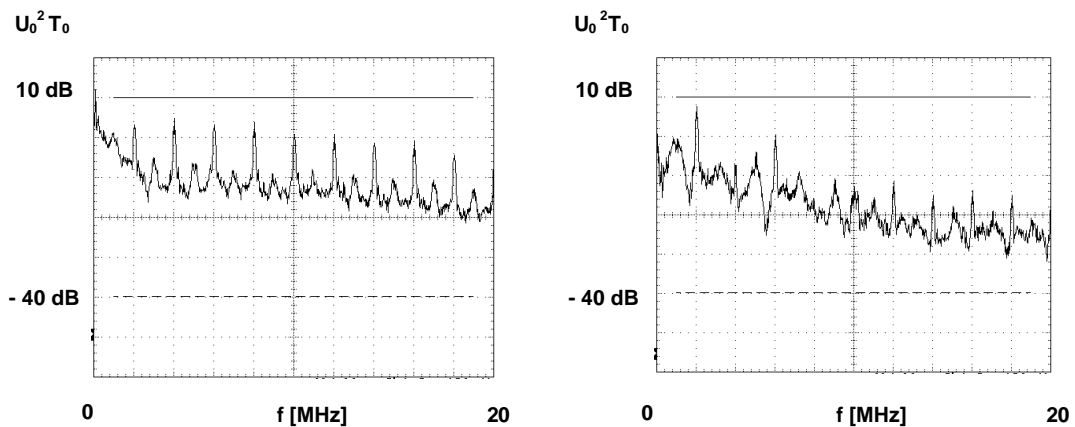


Abb. 95 Manchester-Codierung links ohne, rechts mit Flankensteuerung

Ergebnis

Das Spektrum der Gleichtaktanteile der NRZ-Codierung (Abb. 93) wird bei der maximal einstellbaren Datenrate von 625 kBd aufgenommen. Die Manchester- (Abb. 95) und die Clock-Ternär-Codierung (Abb. 94) werden jeweils bei 1 MBit/s aufgenommen. Bei allen Codierungen sind deutlich die Spektralanteile der vielfachen Grundfrequenz zu sehen.

Bei der Manchester-Codierung sind diese aufgrund der doppelten Grundfrequenz im 2 MHz Raster.

Aufgrund der Ähnlichkeit des Spektrums der NRZ- mit der NRZ-Codierung mit Bitstuffing wird diese hier nicht besonders dargestellt. Der Vergleich der drei Codierungen zeigt, dass sie im Abstrahlverhalten etwa gleichwertig sind. Der tendenzielle Verlauf ist bei allen gleich. Die zyklischen Spektralanteile sind bei der Manchester-Codierung im Vergleich zur Clock-Ternär-Codierung von der Anzahl geringer, dafür sind sie breitbandiger.

Die Messungen auf der jeweiligen rechten Seite mit Flankensteuerung zeigen, dass sich bei dieser Maßnahme die niederfrequenten Frequenzanteile geringfügig erhöhen. Die höherfrequenten Anteile, welche bedeutend für die Abstrahlung sind, verringern sich dadurch.

Ergebnis

Ziel ist es, eine Bitübertragungsschicht für einen Sensor-Aktor-Bus für das Kfz zu entwerfen, die bei hohen Stückzahlen kostengünstig realisierbar ist und eine gute Adaption an die Umweltbedingungen in Hinblick auf Störemissionen und Störfestigkeit ermöglicht.

Mit der Ternär-Codierung und der Ternären Bustreiberschicht kann ein effektiver Sensor-Aktor-Kommunikationsbus für die Großserienanwendung im Kfz erstellt werden. Er ermöglicht die Lösung des gestellten Problems unter den geforderten Rahmenbedingungen, wobei sich die Kosten im Vergleich zu den verfügbaren Systemen durch Einsparungen bei den Oszillatoren deutlich reduzieren lassen. Die Verwendung dieses Verfahrens erhöht die Effizienz, da die Maßnahmen zur Synchronisation der Teilnehmer bereits in der Codierung vorhanden sind. Im Vergleich zur LIN-Kommunikation auf UART-Basis kann die Protokoll-Effizienz dadurch gesteigert werden, dass das Synchronisationsfeld und das Start-Bit entfallen können. Lediglich das Stop-Bit wird noch benötigt.

Die verwendete Clock-Ternär-Codierung kann einfach an das Standard-SPI-Interface des Controllers angeschlossen werden. Diese Lösung macht die Verwendung billiger RC-Oszillatoren mit hoher Taktungengenauigkeit möglich. Es handelt sich um ein synchrones Übertragungsverfahren. Dadurch sind Datenraten bis in den hohen MBit/s-Bereich möglich.

Um das Störverhalten bei Datenübertragungsraten von mehr als 40 kBit/s beherrschbar zu halten, wird ein differenzielles Übertragungsverfahren verwendet. Es wurde hier keine neue Bustreiberschicht entwickelt, sondern die bereits verfügbaren ISO 11898 CAN-Bustreiber wurden erweitert. Die Verifikation der Störsicherheit durch Messungen zeigt im Vergleich zu anderen Codierungen ähnliche Ergebnisse. Im Wesentlichen wird das Störverhalten durch die verwendeten Bustreiberbausteine bestimmt, die bei allen Vergleichsmessungen der verschiedenen Codierungen einheitlich waren. Die Störemission lässt sich aus dem Leistungsdichtespektrum ableiten. Dieses zeigt, dass bei der Clock-Ternär-Codierung die Störemissionen nicht höher als bei der NRZ- oder der Manchester-Codierung sind. Die Messungen der Störsicherheiten ergab, dass hier ebenfalls keine Verschlechterung gegenüber den anderen Codierungen auftritt.

Die Clock-Ternär-Codierung kann durch ein einfaches Schaltwerk mit weniger als 50 Gattern realisiert werden. Für die Serienlösung müssen die Transceiver drei Buszustände erzeugen können, was einen geringen Mehraufwand gegenüber den bestehenden Kfz-Bus-Transceivern darstellt. Es wird kein eigener Kommunikations-Controller benötigt. Das Kommunikationsprotokoll wird im ersten Schritt durch den Controller realisiert, wie dies auch bei dem LIN-Bus der Fall ist. Als Controller-Interface zu dem Kommunikationssystem kann das SPI-Interface verwendet werden. Es ist standardisiert und heutzutage auf fast jedem „Low-Cost“-Microcontroller vorhanden.

Ausblick

Beim Einsatz von Bauteilen oder Systemen in Großserie ist der Preis ein entscheidender Faktor. Von ihm hängt die Marktdurchdringung sehr stark ab. Er ist wiederum von dem Grad der Integration der einzelnen Komponenten wie Protokoll-Logik, Bustreiber und Oszillatoren abhängig. Da weder ein Keramik-Resonator noch ein Kristall-Quarz-Oszillator in einem ASIC integriert werden kann, stellt die Möglichkeit der Verwendung ungenauer RC-Oszillatoren den Schlüssel für die deutliche Reduzierung des Preises dar. Hierfür ist es jedoch notwendig, dass diese Lösung auch in gleichem Umfang wie bestehende Technologien (UART, LIN und CAN) auf ASICs integriert wird. Das Problem hierbei wird sein, dass die Halbleiterhersteller erst nach einer erkennbaren Marktakzeptanz das Risiko der Einführung eines neuen Standards eingehen werden.

Die Frage der Partitionierung des Systems hängt ebenfalls von der Marktakzeptanz ab. Um das Risiko gering zu halten, wird ein Halbleiterhersteller zunächst ein einfaches System anbieten. Die Integration des einfachen Clock-Ternär-Decodierers in den Bustreiber ist hier denkbar. Die Halbleitertechnologie der Bustreiberbausteine ist sehr robust gegen Überspannungen, deshalb allerdings auch für die Realisierung für Logik-Schaltungen ungeeignet, da sie einen hohen Platzbedarf haben. Die Logik des Clock-Ternär-Decodierers ist hingegen sehr klein, so dass dieser Nachteil nicht zum Tragen kommt. Beim CAN-Bus zum Beispiel wurde der Kommunikations-Controller aufgrund seiner Komplexität in den Host-Controller integriert.

Der Vorteil der Clock-Ternär-Codierung kann in Verbindung mit bestehenden Protokollen genutzt werden. Die Realisierung des Protokolls, oder Teile davon wird später, im Vorgang der Kostenreduzierung, in Hardware erfolgen, um die Belastung des Host-Controllers durch kommunikationsbedingte Interrupts zu reduzieren. Dieser Vorgang läuft zur Zeit bei dem LIN-Standard. Damit nicht jede ankommende Nachricht bei allen Kommunikationsteilnehmern eine Empfangs-Interrupt erzeugt, werden LIN-Controller oder eine LIN-Peripherie entwickelt, die autonom diese Aufgabe übernehmen.

Erfahrungsgemäß dauern diese Standardisierungsprozesse bei Kfz-Bussystemen viele Jahre, wie das am Beispiel Byteflight, TTP/C oder Flexray zu sehen ist. Im Bereich der Kfz-Kommunikation ist die Vermarktung eines Systems meist nur über die Standardisierung möglich, da die Automobilhersteller nicht das Risiko einer zulieferspezifischen Lösung eingehen werden. Der Vorteil eines Bussystems für einen Automobilhersteller ist ja gerade die Standardisierung der Schnittstellen, durch welche er verschiedene Komponenten von verschiedenen Herstellern in seinen Fahrzeugen verbauen kann. Also wird jeder Automobilhersteller Abstand davon nehmen, eine nicht standardisierte, firmenspezifische Lösung in seinen Fahrzeugen zu verwenden, es sei denn, sie ist sehr applikationsspezifisch und dadurch wesentlich kostengünstiger.

Literatur

- [Amm74] Ammon, U./Tröndle, K.: *Mathematische Grundlagen der Codierung*, Oldenbourg Verlag München Wien 1974
- [Bee97] Beers, Gregory/John, Lizy: *A Novel Memory Bus Driver/Receiver Architecture for Higher Throughput*, 11th Int. Conference on VLSI Design, 4-7 Jan 1998, Chennai India Department of Electrical and Computer Engineering, University of Texas and Austin 1997
- [Bec01] Becker, Markus (Diplomarbeit): *Realisierung von Codierern und Decodierern für einen Kfz-Sensorbus*, Prof. Nebl, FH-Regensburg 2001
- [Bla93] Black, Uyles: *Data Link Protocols*, Prentice Hall, New Jersey 1993
- [Bla96] Black, Uyles: *Physical Layer Interfaces and Protocols*, IEEE Computer Society Press, Los Alamitos, California 1996
- [Boc83] Bocker, Peter: *Datenübertragung*, Springer Verlag Berlin, Heidelberg, NewYork, Tokyo 1983
- [Boe99] Boed, Viktor: *Networking and Integration of Facilities Automation Systems*, CRC Press 1999
- [Bon93] Bonfig, Karl Walter: *Sensorik*, Expert Verlag Ehningen 1993
- [BST01] *Common Bus Description Bosch Siemens Temic*, Rev.:2.00, 2001
- [Bus96] Busse, Robert: *Feldbussysteme im Vergleich*, Pflaum Verlag München 1996
- [Byt00] *Spezifikation Byteflight-Protokoll*, BMW 2000
- [Cat88] Cattermole, K. W.: *Statistische Analyse und Struktur von Information*, VHC Verlagsgesellschaft, Weinheim 1988
- [Cat88/2] Cattermole, K. W.(Herausg.): *Rauschen und Stochastik in der Nachrichtentechnik*, VHC Verlagsgesellschaft, Weinheim 1988
- [Che98] Chen, Walter: *Simulation Techniques and Standards Development for Digital Subscribers*, Macmillan Technical Publishing, Indianapolis, Indiana 1998
- [CISPR25] Commission Electrotechnique Internationale 1995-11
- [Cla94] Clayton M./Kreutzer A.: *A robust CAN transceiver designed for the automotive environment*, 1st Int. CAN Conf., Proc, Aug. 18, 1994
- [Con87] Demmelmeier, Conrads: *Serielle Busse*, VDE Verlag, Berlin, Offenbach 1987
- [Das88] Das J.: *Review of Digital Communication*, Wiley Eastern Limited 1988
- [Dir99] Dirscherl Norbert, (Diplomarbeit): *Integration und Erprobung eines Manchesterkodierers in das serielle Bussystem TTSB*, Prof. Dr. Graf, FH-Regensburg 1999
- [Dri92] Driscoll, F.: *Data Communications*, Saunders College Publishing, Fort Worth 1992
- [Dos01] Dostert, Klaus: *Powerline Communications*, Prentis Hall PTR 2001
- [DSI1.0] *Bus Description Motorola*, TRW (D S I) Release 1.0

- [Dur91] Durcansky, Georg: *EMV-gerechtes Gerätedesign*, Franzis-Verlag München 1991
- [Ebn97] Ebner, Christian: *Design and Evaluation of a Time-Triggered Communication Architecture for Body Electronics*, Dissertation TU Wien 1997
- [El92] Elektronik Plus: *Grundlagen Feldbusse*, Fachzeitschrift 1992
- [Fär87] Färber, Georg: *Bussysteme*, Oldenbourg Verlag, München, Wien 1987
- [Fet96] Fettweis, A.: *Elemente Nachrichtentechnischer Systeme*, Teubner Verlag, Stuttgart 1996
- [Fin85] Finger, A.: *Digitale Signalstrukturen in der Informationstechnik*, Oldenbourg Verlag, München, Wien 1985
- [Gra97] Graf, R.: *300 Oszillatoren*, Elektor Verlag, Aachen 1997
- [Ger96] Gerdson, Peter: *Digitale Nachrichtenübertragung*, B.G. Teubner, Stuttgart 1996
- [Ger83] Gerdson, Peter: *Digitale Übertragungstechnik*, Teubner Verlag, Stuttgart 1983
- [Geo01] Richard, Georgi: *Kampf der Störstrahlung*, Fachzeitschrift Elektronik Automotive, Ausgabe Nov/2001
- [Haa97] Haaß, Wolf-Dieter: *Handbuch der Kommunikationsnetze*, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg 1997
- [Hal95] Halsall, Fred: *Data Communications, Computer Networks and Open Systems*, Addison-Wesley Publishing Company 1995
- [Har96] Harwardt, Siegrid: *Lokal operierende Netzwerke*, Wissenschaft und Technik Verlag, Berlin 1996
- [Hay89] Simon, Haykin: *Analog & Digital Communications*, John Wiley and Sons Press, New York 1989
- [Hei00] Heinz, Reinhard (Diplomarbeit): *Konzeption und Realisierung eines Testsystems zur Evaluierung physikalischer Layer im Rahmen des TTSB-Projektes*, Prof. Dr-Ing. Färber, RCS TU München 2000
- [Heu96] Heublein, Hans: *Störungsfreie Datenübertragung (Siemens)*, Publicis MCD Verlag, Erlangen 1996
- [Hub02] Huber, Robert: *Konzeption und Bewertung des Sensor/Aktorbusses TTP/A*, Institut für Realzeit Computer Systeme, TU München 2001
- [Hüt97] Hüttmann, Michael: *ARCNET der verkannte Feldbus*, VDE-Verlag GmbH, Berlin, Offenbach 1997
- [HuPf00] Huber, R./ Pfaffeneder, B.: *Gemischter Betrieb von RS-485- und CAN-Transceivern an einem Bus*, Fachzeitschrift Elektronik 13/2000
- [ISO91] ISO9141 (K-Line) Specification
- [ISO11452-4] Road vehicles - Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy Part 4: Bulk current injection 1995-12-01
- [ISO11452-5] Road vehicles - Electrical disturbances by narrowband radiated electromagnetic energy Part 5: Stripline 1997
- [ISO7637-3] Road vehicles - Electrical disturbances by conduction and coupling Part 3 1995-11-15
- [Jor95] Jordan, J.R.: *Serial Networked Field Instrumentation*, John Wiley & Sons 1995

- [Jun02] Jung, Markus: (Diplomarbeit): *EMV-Untersuchung verschiedener Codierungen für den Einsatz im Kfz*, Prof. Dr. Höss, FH-Amberg-Weiden 2002
- [Kli96] Klimant/Piotraschke/Schönfeld: *Informations- und Kodierungstheorie*, Teubner Verlag, Leipzig 1996
- [Kop97] Kopetz, Hermann: *Real-Time Systems*, Kluwer Academic Publishers Boston, Dordrecht, London 1997
- [Kop01] Kopetz, Hermann: *TTP/A Specification Release 2.0* 2001
- [Kra78] Kraus, G.: *Einführung in die Datenübertragung*, Oldenbourg Verlag, München, Wien 1978
- [Kur94] Kurz G./Mathis W.: *Oszillatoren*, Hüthig Verlag, Heidelberg 1994
- [Kur88] Kurz G.: *Oszillatoren*, VEB Verlag Technik, Berlin 1988
- [Law97] Wolfhard, Lawrenz: *Controller Area Network*, Hüthig-Verlag, Heidelberg 1997
- [Lee88] Lee, E.A./Messerschmitt, D.G.: *Digital Communication*, Kluwer Academic Publishers 1988
- [Mäu91] Mäusl, Rudolf: *Digitale Modulationsverfahren*, Hüthig Buch Verlag, Heidelberg 1991
- [Mar82] Marko, H./Binkert, G. (Herausgeber): *Nachrichtentechnische Berichte der TU München*, Beiträge zur Informationstheorie 1982
- [Mar90] Markley, Richard: *Data Communications and Interoperability*, Prentice-Hall International UK Limited, London 1990
- [Max95] Maxim, *Data Book Volume IV* 1995
- [Mee98] Meeuwissen, H. B.: *Information Theoretical Aspects of Two-way Communication*, CIP DataLibrary TU Eindhoven 1998
- [Mey98] Meyr, H./Moeneclaey, M./Fechtel, S. A.: *Digital Communication Receivers*, Wiley & Sons, Inc. 1998
- [Mic85] Michelson, Levesque: *Error-Control Techniques for digital Communication*, John Wiley & Sons 1985
- [Mor96] Mores, R.: *Fehlertoleranz serieller Busysteme*, VDI-Bericht Nr. 1287, 1996
- [Nüh89] Nährmann, Dieter: *Oszillator Praxis*, Franzis Verlag 1989
- [Obe95] *Oberseminar Prozeßrechenstechnik: Feldebussysteme*, TU München, Lehrstuhl für Realzeit-Computersysteme (ehemals Lehrstuhl für Prozessrechner) 1995
- [Peh01] Pehl, Erich: *Digital- und analoge Nachrichtenübertragung*, Hüthig Verlag Heidelberg 2001
- [Pey87] Peyton, Z./Peebles, JR.: *Digital Communication Systems*, Prentice-Hall, Inc. 1987
- [Pfa01] Pfaffeneder, Bernd: *Vom seriellen Interface zum Highspeed-Sensorbus*, Fachzeitschrift Auto& Elektronik, Ausgabe 3/2001 Hüthig Verlag
- [Pfa01/2] Pfaffeneder, Bernd: *Realtime Sensor Communication in Vehicles*, VDI Tagungsband zur 10. Int Konferenz, Elektronik im Kfz in Baden-Baden, VDI Verlag 2001
- [Pho97] Phoenix Contact: *Grundkurs Sensor/Aktor-Feldebustechnik*, Vogel Verlag, Würzburg 1997

- [Pla00] *Common Bus Description PLANET (Philips Local Area Network)*, Rev.:2.00 2000
- [Ple92] Plessey Semiconductors, *Databus Products Handbook* 1992
- [Raz96] Razavi, Behzad: *Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits*, IEEE Press Piscataway 1996
- [Rei98] Reißerweber, B.: *Feldbussysteme*, R. Oldenbourgverlag, München, Wien 1998
- [Rod88] Roden, Martin S.: *Digital Communication Systems Design*, Prentice-Hall, Inc. 1988
- [Roh95] Rohling, H.: *Einführung in die Informations- und Codierungstheorie*, Teubner Verlag, Stuttgart 1995
- [Saf01] Safe by Wire *ASRB Busspecification Version 1.0*, Philips 2001
- [Sch81] Schröder H./Rommel, G.: *Elektrische Nachrichtentechnik*, Richard Plaum Verlag, München 1981
- [Sch90] Schwab, Adolf: *Elektromagnetische Verträglichkeit*, Springer Verlag, Heidelberg 1990
- [Sch94] Harald, Schumny/Rainer Ohl: *Handbuch digitaler Schnittstellen*, Vieweg Verlag, Braunschweig, Wiesbaden 1994
- [Sch02] Schuller, Bertram (Diplomarbeit): *Implementierung eines Kfz-Sensorbussystems unter Nutzung der Datenleitung für Übertragung von Energie an die Teilnehmer*, Prof. Dr. Graf, FH-Regensburg 2002
- [Sie94] Siemens *C165 User's Manual 08.94* Version 1.0 1994
- [Sie96] Siemens *C167 Derivatives* Version 2.0 1996
- [Sim95] Simon, M.K.: *Digital Communication Techniques*, Prentice Hall 1995
- [Söd85] Söder G./Tröndle K.: *Digitale Übertragungssysteme*, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg 1985
- [Söd81] Söder, G.: *Optimierung und Vergleich binärer und mehrstufiger digitaler Übertragungssysteme mit und ohne quantisierte Rückkopplung*, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, TU München 1981
- [Sta89] Stanski, Berndhard: *Kommunikationstechnik*, Vogel Buchverlag, Würzburg 1989
- [Tak91] Takasaki, Yoshitaka: *Digital Transmission Design and Jitter Analysis*, Artech 1991
- [Tex95] Texas Instruments, *Data Transmission Circuits / Linear Circuits Volume 1* 1995/96
- [Tis98] Tischler, M./Oertel, K.: *FPGAs und CPLDs*, Technologie und Anwendungen, Hüthig Verlag, Heidelberg 1998
- [Wal87] Walke, B.: *Datenkommunikation I*, Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg 1987
- [Wal97] Walliser, Gerhard: *Elektronik im Kraftfahrzeugwesen*, Expert Verlag, 1997
- [Wec98] Weckmann, H.-D.: *Foliensatz Rechnernetze*, HRZ Uni Duisburg 1998
- [Weh73] Wehrmann, W.: *Einführung in die stochastisch-ergodische Impulstechnik*, Oldenbourg Verlag, Wien 1973
- [Wit99] Wittgruber, F.: *Digitale Schnittstellen und Bussysteme*, Vieweg Verlag 1999

Anhang A

Historie der Kfz-Zündbusse

Die Industrie für Kfz-Rückhalte-Systeme wollte schon vor der Jahrtausendwende ein Kommunikationsmedium speziell für ihre Anforderungen etablieren. Forderungen waren hierbei:

- Übertragungssicherheit durch Check-Summen bzw. CRC-Prüfsummen auf dem Data Link Layer
- im Physical Layer Schutz gegen Verpolung und Kurzschlüsse gegen Masse, gegen Batteriespannung und gegen Kurzschluss der beiden Leitungen gegeneinander
- Energieübertragung auf den Datenleitungen

Es gibt mehrere Ansätze von verschiedenen Firmen: Bosch und Temic entwickelten den BOTE-Bus, Siemens Automotive das SURFS-System, TRW und Motorola den DSI-Bus, Philips den PLANET (Philips Lite Automotive NETwork). Bosch, Temic und Siemens Automotive führten 1999 ihre Entwicklungen zu dem BST (Bosch Siemens Temic) zusammen. Philips gründete ein Konsortium, in dem TRW, Autoliv, Delphi und andere Zulieferer enthalten sind. Hier werden die Ansätze des PLANET unter den Namen ASRB (Automotive Safety Restraint Bus) und Safe by Wire weitergeführt.

Physical Layer mit Energieübertragung

Bei Systemen mit kleinen und einfachen Sensoren oder Aktoren ist es wünschenswert, dass Energie über die Datenleitung mitübertragen wird. Dadurch können eine bzw. bei differenzieller Übertragung zwei Leitungen eingespart werden. Wenn die Busteilnehmer einen Strombedarf von einigen mA haben, wird versucht, auf dem Datenübertragungssystem diesen kleinen Strom mitzuübertragen. Wenn die Teilnehmer große Ströme benötigen, aber nur geringere Datenmengen übertragen werden müssen, versucht man, über die Versorgungsleitung Kommunikation zu betreiben. Ansätze werden unter dem Begriff „Powerline Communication“ geführt. Problematisch sind hier die transienten Störer, welche auf Energieleitungen vorhanden sind. Die Codierung und die Modulation müssen so gewählt werden, dass die Nachrichten diesen Störeinflüssen widerstehen.

In einem Realzeit-Sensor-System werden Daten zyklisch von den Sensoren gemessen. Die Sensoren benötigen von der Steuereinheit Konfigurations- und Steuerinformationen. Der Datenfluss von den Sensoren zur Steuereinheit ist meist größer als der in umgekehrter Richtung.

Bei den meisten Physical Layer im Kfz wird die Spannungsamplitude als Signal tragende Größe verwendet. Die Gründe hierfür liegen in der EMV und in der Möglichkeit, einen Spannungswert in einer parallelen Struktur an verschiedenen Stellen messen zu können. Ein Stromwert hingegen kann nur in einer Reihenschaltung an mehreren Stellen gemessen werden.

Im Anhang G ist die Realisierung eines Sensorbusses auf Basis des Siemens Zündbusses SURFS (Siemens Universal Remote Firing System) Physical Layer

beschrieben. Bei diesem Layer ist die Stromübertragung in die Datenleitungen integriert.

SURFS (Siemens Universal Remote Firing System)

Sehr einfache Smart Squibs (Intelligente Zündeinheiten) kommunizieren mit der komplexeren Steuereinheit im Master-Slave-Verfahren. Um die Teilnehmer mit Energie zu versorgen wird die Information vom Master zu den Slaves durch Spannungsmodulation übertragen. Aus dieser Spannung versorgen sich die Slaves. Die Signalübertragung von den Slaves zum Master geschieht durch Strommodulation. Ein Slave moduliert in einer zeitlich fest definierten Phase seinen Strom, welcher im Master ausgewertet wird. Die Übertragungsrate für Realzeit-Sensorik soll 250 kBit/s betragen. Für die Diagnosekommunikation mit den Zündeinheiten reicht eine Datenrate von 31,25 kBit/s (Abb. 96).

Physical Layer SURFS

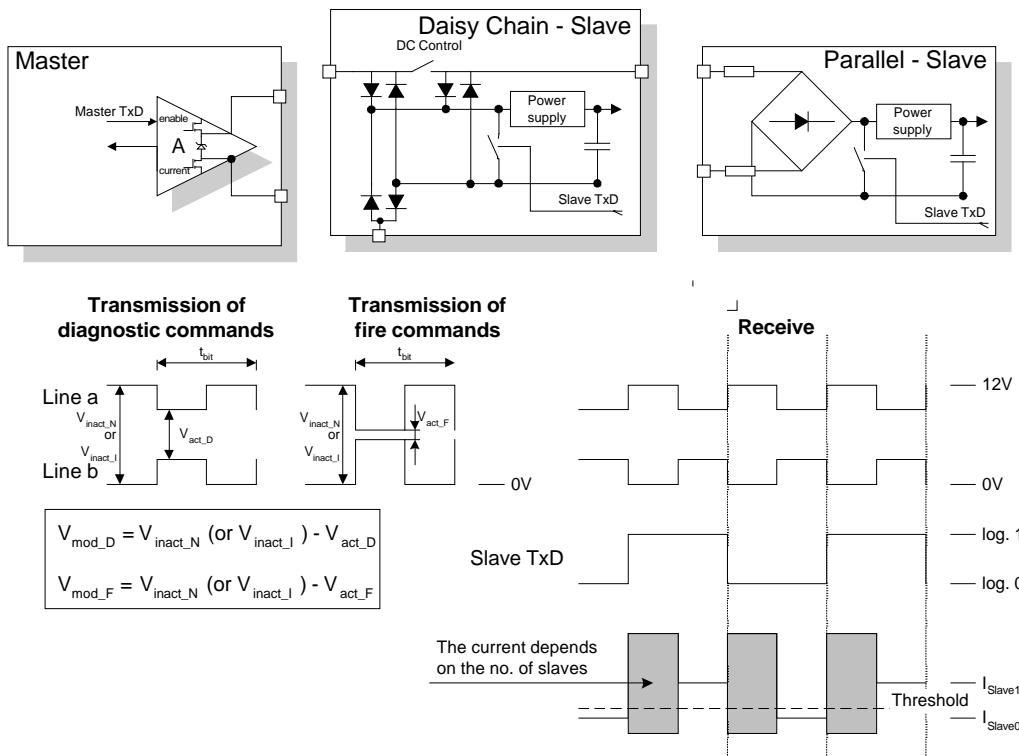


Abb. 96 Physical Layer SURFS-System

Der Master schaltet die Differenzspannung zwischen den Busleitungen zwischen 6 V (aktive Phase) und 12 V (inaktive Phase). Diese beiden Zustände werden „Biphase Mark“-codiert. Diese Codierung ist der Manchester-Codierung ähnlich. Durch die „Biphase Mark“-Codierung ist sichergestellt, dass mindestens 50 % der Zeit 12 V an den Busleitungen anliegen. Dies ist notwendig, da sich die Slave-Teilnehmer in diesem Zustand mit Energie versorgen. Die Signalübertragung vom Slave zum Master geschieht folgendermaßen: Der Master sendet spannungsmoduliert ein

zyklisches „0101...“-Signal. Dieses Signal stellt die Energieversorgung sicher und taktet den Slave, der wiederum in der aktiven Phase den Strom moduliert und dadurch den Informationsgehalt eines Bit an den Master zurück überträgt. Der Strom wird durch Schließen eines Schalters im Slave moduliert. Im Master wird dieser Modulationshub zwischen 6 und 15 mA erkannt.

Das System ist quasi-massefrei, dadurch ist es möglich, eine der beiden Busleitungen auf Masse oder auf Versorgungsspannung zu bringen, während die Kommunikation aufrechterhalten bleibt. Durch den Vierweggleichrichter im Slave ist auch die Polarität der Busleitungen unbedeutend. Ein Kurzschluss der beiden Busleitungen kann toleriert werden, wenn Entkopplungswiderstände den Bereich, in welchem der Kurzschluss besteht, abkoppeln. Wenn der Kurzschluss nicht in den geschützten Stichleitungen, sondern in der Hauptbuslinie stattfindet, führt dies zu einem Ausfall der Kommunikation.

Weiteren Schutz bietet die Daisy-Chain-Struktur. Bei dieser Anordnung kann ein Kurzschluss detektiert werden und der entsprechende Bereich durch Öffnen der Schalter rechts und links des Kurzschlusses isoliert werden (Abb. 97). Nachteilig an dieser Struktur ist, dass sie aufgrund der Asymmetrie hohe elektromagnetische Abstrahlung besitzt und deshalb im Kfz nur bis Datenraten von ca. 30 kBit/s eingesetzt werden kann.

Mit der Daisy-Chain-Struktur ist eine Initialisierung der Busteilnehmer zu Beginn der Kommunikation möglich. Diese erfolgt durch Öffnen der Schalter, so dass der Master zuerst nur mit dem am nächsten am Bus befindlichen Teilnehmer kommuniziert, der dann seinen Schalter schließt, so dass der Master danach mit dem nächsten Busteilnehmer kommunizieren kann. Dieser Vorgang wird wiederholt, bis alle Teilnehmer initialisiert sind. Bei der parallelen Struktur ist das elektrische Verhalten eines nicht initialisierten Teilnehmers bis auf sehr geringe Laufzeitunterschiede nicht unterscheidbar. Diese Eigenschaft der Daisy-Chain Struktur hat Vorteile hinsichtlich der Fertigung der Sensoren und des gesamten Kfz. Jeder Sensor kann einheitlich ohne Identifikation gefertigt und im Kfz verbaut werden. Erst bei Betrieb des Kommunikationssystems wird er entsprechend seiner Position am Kabelbaum initialisiert. Bei den Parallel-Sensoren muss jeder Sensor vor Einbau bereits eine eindeutige Identifizierung besitzen [BST 01].

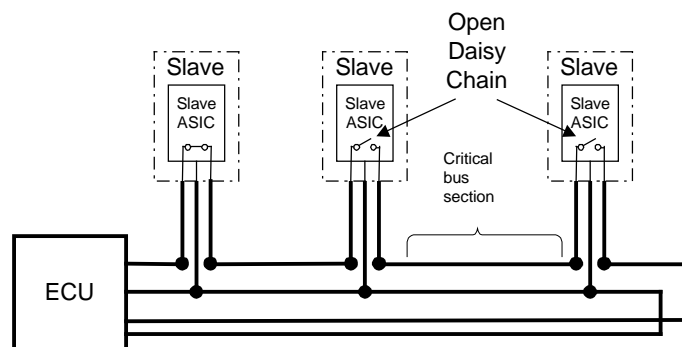


Abb. 97 Daisy-Chain-Struktur

ASRB (Automotive Safety Restraint Bus)

Der ASRB geht auf die Grundlagen des PLANET (Philips Lite Automotive NETwork) der Firma Philips zurück.

- Buszugriffsverfahren:** Singlemaster-Slave
- Datenübertragungsrate:** 250 kBit/s
- Codierung:** Master taktet Slaves, Slaves antworten im zweiten Teil eines Bit durch Modulation des Stroms

Die Slave-Teilnehmer können parallel, in unsymmetrischer Daisy-Chain oder in symmetrischer Daisy-Chain-Struktur angebunden werden (Abb. 98). Das Bussignal kann vier definierte Pegel einnehmen. Einen „Power“-Pegel für die Energieversorgung, zwei Pegel für binäre Datenübertragung und einen weiteren Pegel für das Schützen von sicheren Kommandos wie z.B. das Zünden eines Airbags sowie das Auslösen eines Interrupts (Abb. 99).

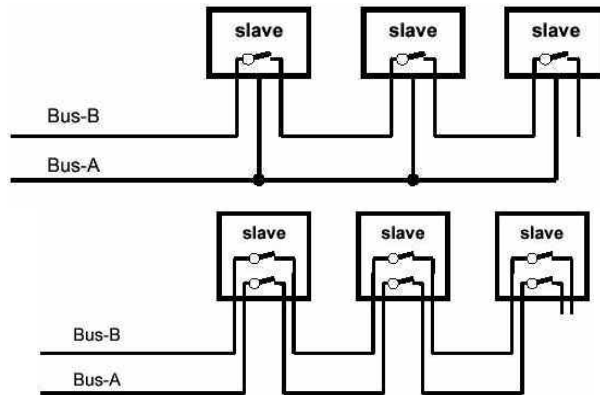


Abb. 98 Unsymmetrische (oben) und symmetrische Daisy-Chain-Struktur (unten)

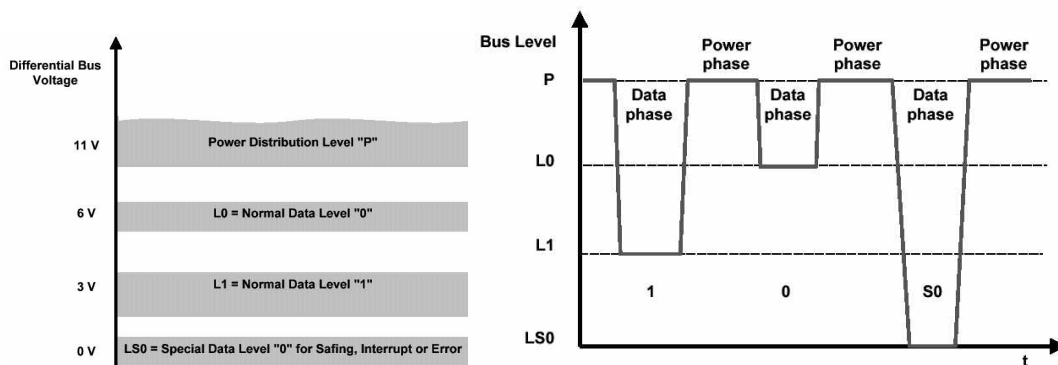


Abb. 99 Vier Buspegel des ASRB

Die Slave-Teilnehmer sind kapazitiv an den Master angekoppelt. Dadurch kann ein Schluss jeder Busleitung nach Masse oder Batteriespannung toleriert werden. Durch

die Gleichspannungsentkopplung verschieben sich die Potenziale entsprechend. Die Energie wird durch einen parallelen Kondensator übertragen, welcher im Wechsel an den Bustreiber und an den Bus angeschlossen wird (Abb. 100). Dadurch kann ein Spannungsversatz überwunden werden. Allerdings kann bei entsprechendem Kurzschluss einer Busleitung an Masse die andere Busleitung ein negatives Potenzial erhalten. Dies ist innerhalb eines integrierten Schaltkreises nur mit speziellen Technologien beherrschbar.

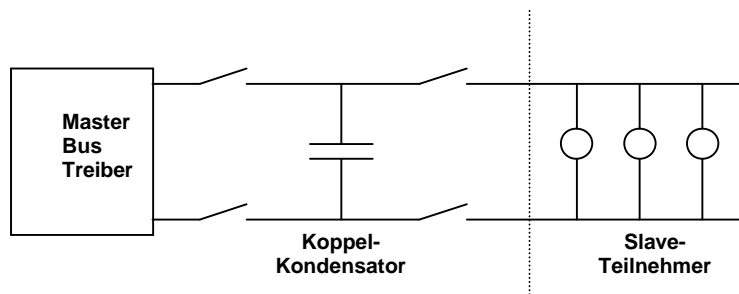


Abb. 100 Physical Layer ASRB

Bei der Slave-zu-Master-Kommunikation stellt der Master den Pegel L0 zwischen den Power-Phasen ein diesen Zustand kann der sendende Slave entweder so belassen oder mit Pegel L1 überschreiben. Langsame Slaves modulieren den Busstrom, während schnelle Slaves durch Senken eines Stroms eine definierte Busspannung einstellen. Dadurch können diese oder andere Slaves ihre Signale auf dem Bus lesen [Saf01].

Der Data Link Layer ist dem des SURFS-Systems ähnlich und wird hier nicht näher beschrieben.

DSI

Der DSI-Bus ist ebenfalls speziell für Kfz-Rückhaltesysteme entwickelt worden.

Buszugriffsverfahren: Singlemaster-Slave
Datenübertragungsrate: 250 kBit/s
Codierung: siehe unten

Kommunikationsablauf

Der Master sendet ein Command Frame N ab. Der entsprechende Slave sendet dann das dazugehörige Response Frame M beim Frame N+1 zurück.

Das Senden von M findet gleichzeitig mit dem Senden von N+1 statt, da M durch Strommodulation und N+1 durch Spannungsmodulation übertragen wird. Ein weiterer Vorteil ist, dass der Slave durch das Frame N+1 automatisch den Takt erhält.

Bei CRC Error wird im Slave ein Error-Bit gesetzt und kein Response Frame gesendet.

Sensormodule können ohne vorherige Programmierung im Kfz verbaut werden [DSI1.0].

Anhang B

Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der Clock-Ternär-Codierung mit kurzen Impulsfolgen

Betrachtung einer Zeichenfolge mit zwei Einzelimpulsen

Wenn zwei aufeinanderfolgende Einzelimpulse der Clock-Ternär-Codierung dargestellt werden, entstehen bei einem Wertebereich von 3 statt $3^2 = 9$ nur $3! = 6$ Möglichkeiten, da keine gleichen aufeinanderfolgenden Zeichen erlaubt sind.

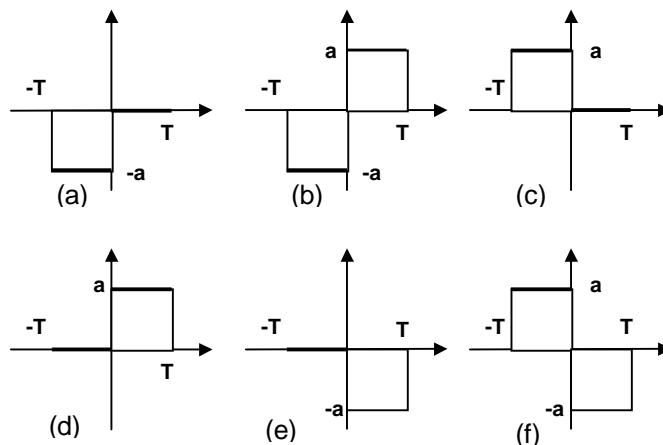


Abb. 103 Mögliche Impulsfolge aus zwei Einzelimpulsen

Die Betragsspektren der Impulsfolgen a, c, d und e und die der Impulsfolgen von b und f sind aufgrund der Linearität der Fourier-Transformation [Fet96] identisch.

Das Leistungsdichtespektrum der Impulsfolge, welche aus zwei Zeichen besteht, kann durch lineare Überlagerung der sechs einzelnen Betragsspektren näherungsmäßig bestimmt werden. Aufgrund der Symmetrie der Impulse ergibt sich das Leistungsdichtespektrum zu:

$$(63) \quad S''_{CTC}(\omega) = \frac{1}{12} (4S_{(a)}(\omega) + 2S_{(b)}(\omega))$$

Der Faktor $1/12$ ergibt sich, da sechs Impulsfolgen aus je zwei Einzelimpulsen für die Berechnung herangezogen werden. Wenn der Einzelimpuls ein rein reelles Spektrum besitzt, ergibt sich das Einzelspektrum der Impulsfolge a und b mit dem Zeitverschiebungssatz der Fourier-Transformation [Sta89] zu

$$(64) \quad \begin{aligned} S_{(a)}(\omega) &= S_{(\text{Grundpuls})}(\omega) \left| e^{-j\omega T/2} \right|^2 \\ S_{(b)}(\omega) &= S_{(\text{Grundpuls})}(\omega) \left| e^{-j\omega T/2} - e^{j\omega T/2} \right|^2 \end{aligned}$$

Das Gesamtspektrum ergibt sich zu:

$$S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{3} |e^{-j\omega T/2}|^2 + \frac{1}{6} |e^{-j\omega T/2} - e^{j\omega T/2}|^2 \right]$$

$$S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{3} + \frac{1}{6} |-2j \sin(\omega T/2)|^2 \right]$$

$$(65) \quad S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \sin^2(\omega T/2) \right]$$

$$S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \frac{1}{2} (1 - \cos(\omega T)) \right]$$

$$S'''_{CTC}(\omega) = S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{2}{3} - \frac{1}{3} \cos(\omega T) \right]$$

Betrachtung einer Zeichenfolge mit drei Einzelimpulsen

Werden drei Zustände aneinander gefügt, entstehen folgende zwölf mögliche Zustandsübergänge. In Abb. 104 sind sechs der zwölf möglichen Impulsfolgen dargestellt. Die fehlenden sechs können durch Spiegelung an der x-Achse erzeugt werden.

Die Folgen (a), (b), (c), (e) und (f) sind signifikant, da die Leistungsdichtespektren der Impulsfolgen (c) und (d) aufgrund der Symmetrie identisch sind.

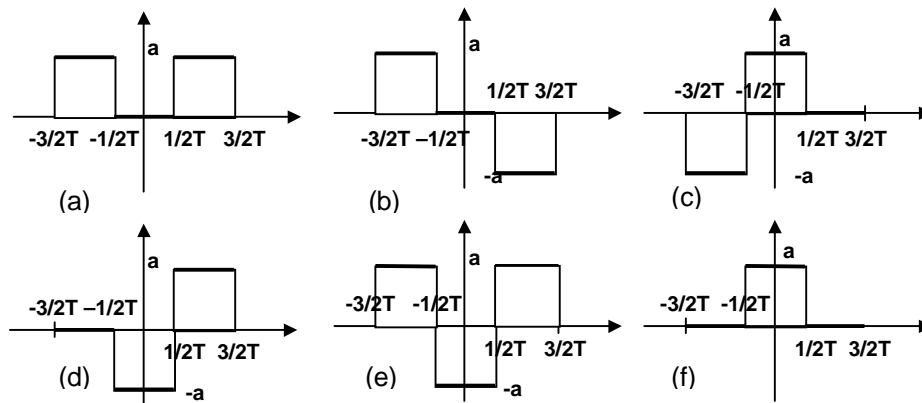


Abb. 104 Zustandsübergänge der Clock-Ternär-Codierung

Mit der linearen Überlagerung ergibt sich das Gesamtspektrum zu:

$$(66) \quad S''''_{(ges)}(\omega) = \frac{1}{36} (2S_{(a)}(\omega) + 2S_{(b)}(\omega) + 4S_{(c)}(\omega) + 2S_{(e)}(\omega) + 2S_{(f)}(\omega))$$

Der Vorfaktor $1/36$ ergibt sich daraus, dass zwölf Impulsfolgen mit jeweils drei Einzelimpulsen überlagert werden. Durch den Verschiebungssatz ergeben sich die

einzelnen Spektren zu:

$$\begin{aligned}
 S_{(a)}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left| e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} \right|^2 \\
 S_{(b)}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left| e^{j\omega T} - e^{-j\omega T} \right|^2 \\
 (67) \quad S_{(c)}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left| 1 - e^{j\omega T} \right|^2 \\
 S_{(e)}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left| e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} - 1 \right|^2 \\
 S_{(f)}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left| 1 \right|^2
 \end{aligned}$$

Das Gesamtspektrum ergibt sich zu:

$$\begin{aligned}
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\left| e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} \right|^2 + \left| e^{j\omega T} - e^{-j\omega T} \right|^2 \right. \\
 &\quad \left. + 2 \left| 1 - e^{j\omega T} \right|^2 + \left| e^{j\omega T} + e^{-j\omega T} - 1 \right|^2 + 1 \right] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\left| 2 \cos(\omega T) \right|^2 + \left| -2j \sin(\omega T) \right|^2 \right. \\
 &\quad \left. + 2 \left| (1 - \cos(\omega T)) - j \sin(\omega T) \right|^2 \right. \\
 &\quad \left. + \left| (2 \cos(\omega T) - 1) \right|^2 + 1 \right] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[4 \cos^2(\omega T) + 4 \sin^2(\omega T) \right. \\
 &\quad \left. + (2 - 4 \cos(\omega T) + 2 \cos^2(\omega T)) \right. \\
 &\quad \left. + 2 \sin^2(\omega T) + (4 \cos^2(\omega T) - 4 \cos(\omega T) + 1) + 1 \right] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) [10 \cos^2(\omega T) + 6 \sin^2(\omega T) - 8 \cos(\omega T) + 4] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) [5 + 5 \cos(2\omega T) + 3 - 3 \cos(2\omega T) - 8 \cos(\omega T) + 4] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= \frac{1}{18} S_{(Grundpuls)}(\omega) [2 \cos(2\omega T) + 12 - 8 \cos(\omega T)] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{9} \cos(2\omega T) - \frac{4}{9} \cos(\omega T) + 2 \right] \\
 (68) \quad S'''_{CTC}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{1}{9} (2 \cos^2(\omega T) - 1 - 4 \cos(\omega T) + 6) \right] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{2}{9} \left(\cos^2(\omega T) + 1 - 2 \cos(\omega T) + \frac{3}{2} \right) \right] \\
 S'''_{CTC}(\omega) &= S_{(Grundpuls)}(\omega) \left[\frac{2}{9} (1 - \cos(\omega T))^2 + \frac{1}{3} \right]
 \end{aligned}$$

Anhang C

Bestimmung des Leistungsdichtespektrums der fehlertoleranten Clock-Ternär-Codierung mit kurzen Impulsfolgen

Betrachtung einer Zeichenfolge mit zwei Einzelimpulsen

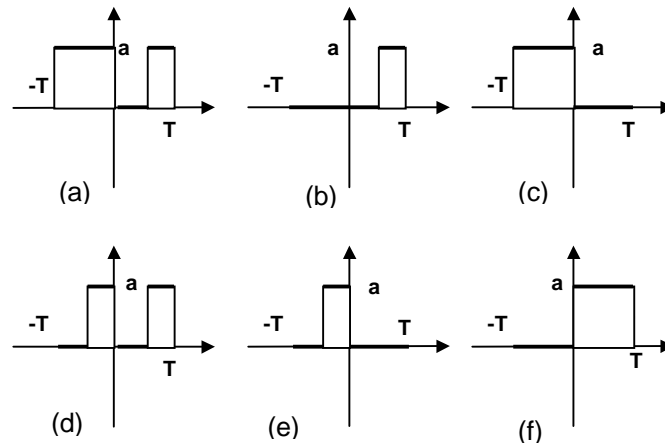


Abb. 105 Zeichenfolge mit zwei Einzelzeichen der FT-Codierung im Fehlerfall

Diese sechs verschiedenen Zeichenfolgen können auftreten. Die Folgen d (0,0) und e (0,1) müssen doppelt gewichtet werden, da die Folgen a,b (1,0) und c,f (1,1) durch die unterschiedliche Darstellung der „1“ zweifach berücksichtigt werden.

Einzelspektren:

$$(69) \quad G_a(\omega) = G_I(\omega)e^{j\omega\frac{T}{2}} + G_{II}(\omega)e^{-j\omega\frac{3T}{4}}$$

$$(70) \quad G_b(\omega) = G_{II}(\omega)e^{-j\omega\frac{3T}{4}}$$

$$(71) \quad G_c(\omega) = G_I(\omega)e^{j\omega\frac{T}{2}}$$

$$(72) \quad G_d(\omega) = G_{II}(\omega) \left(e^{j\omega\frac{T}{4}} + e^{-j\omega\frac{3T}{4}} \right)$$

$$(73) \quad G_e(\omega) = G_{II}(\omega)e^{j\omega\frac{T}{4}}$$

$$(74) \quad G_f(\omega) = G_I(\omega)e^{-j\omega\frac{T}{2}}$$

Wenn $G_I(\omega)$ das Spektrum des Rechteckimpulses I mit der Länge T und $G_{II}(\omega)$ das Spektrum des Rechteckimpulses II mit der Länge $T/2$ ist, ergibt sich das Leistungsdichtespektrum zu:

$$(75) \quad |G_a(\omega)|^2 = \left| G_I(\omega) e^{j\omega \frac{T}{2}} + G_{II}(\omega) e^{-j\omega \frac{3T}{4}} \right|^2 = \\ \left[G_I(\omega) \cos(\omega \frac{T}{4}) + G_{II}(\omega) \cos(\omega \frac{3T}{4}) \right]^2 + \left[G_I(\omega) \sin(\omega \frac{T}{4}) - G_{II}(\omega) \sin(\omega \frac{3T}{4}) \right]^2$$

$$(76) \quad |G_b(\omega)|^2 = |G_{II}(\omega)|^2 \left| e^{-j\omega \frac{3T}{4}} \right|^2 = |G_{II}(\omega)|^2$$

$$(77) \quad |G_c(\omega)|^2 = |G_I(\omega)|^2 \left| e^{j\omega \frac{T}{2}} \right|^2 = |G_I(\omega)|^2$$

$$(78) \quad G_d(\omega) = |G_{II}(\omega)|^2 \left| e^{j\omega \frac{T}{4}} + e^{-j\omega \frac{3T}{4}} \right|^2 \\ = |G_{II}(\omega)|^2 \left[\left(\cos(\omega \frac{T}{4}) + \cos(\omega \frac{3T}{4}) \right)^2 + \left(\sin(\omega \frac{T}{4}) - \sin(\omega \frac{3T}{4}) \right)^2 \right]$$

mit $\omega \frac{T}{4} = \alpha$,

$$(79) \quad = |G_{II}(\omega)|^2 \left[(\cos(\alpha) + \cos(3\alpha))^2 + (\sin(\alpha) - \sin(3\alpha))^2 \right] \\ = |G_{II}(\omega)|^2 \left[(2\cos(2\alpha)\cos(\alpha))^2 + (2\sin(2\alpha)\cos(\alpha))^2 \right] \\ = |G_{II}(\omega)|^2 \left[(2\cos(\alpha))^2 (\sin^2(2\alpha) + \cos^2(2\alpha)) \right] = |G_{II}(\omega)|^2 4\cos^2(\alpha)$$

mit der Rücksubstitution $\omega \frac{T}{4} = \alpha$,

$$(80) \quad |G_d(\omega)|^2 = |G_{II}(\omega)|^2 4\cos^2(\omega \frac{T}{4})$$

$$(81) \quad |G_e(\omega)|^2 = |G_{II}(\omega)|^2 \left| e^{j\omega \frac{T}{4}} \right|^2 = |G_{II}(\omega)|^2$$

$$(82) \quad |G_f(\omega)|^2 = |G_I(\omega)|^2 \left| e^{-j\omega \frac{T}{2}} \right|^2 = |G_I(\omega)|^2$$

Das aus der Zwei-Zeichenfolge genäherte Gesamt-Leistungsdichtespektrum lautet:

$$(83) \quad |G''_{FTC}(\omega)|^2 = \frac{1}{16} \left[|G_a(\omega)|^2 + |G_b(\omega)|^2 + |G_c(\omega)|^2 + 2|G_d(\omega)|^2 + 2|G_e(\omega)|^2 + |G_f(\omega)|^2 \right]$$

$$(84) \quad |G''_{FTC}(\omega)|^2 = \frac{1}{16} |G_I(\omega)|^2 \left[\cos\left(\omega \frac{T}{4}\right) + \sin\left(\omega \frac{T}{4}\right) + 1 + 1 \right] \\ + \frac{1}{16} |G_{II}(\omega)|^2 \left[\cos\left(\omega \frac{3T}{4}\right) - \sin\left(\omega \frac{3T}{4}\right) + 1 + 8\cos^2\left(\omega \frac{T}{4}\right) + 2 \right]$$

Betrachtung einer Zeichenfolge mit drei Einzelimpulsen

Um eine bessere Näherung zu erzielen, werden Impulsfolgen mit drei Einzelimpulsen betrachtet.

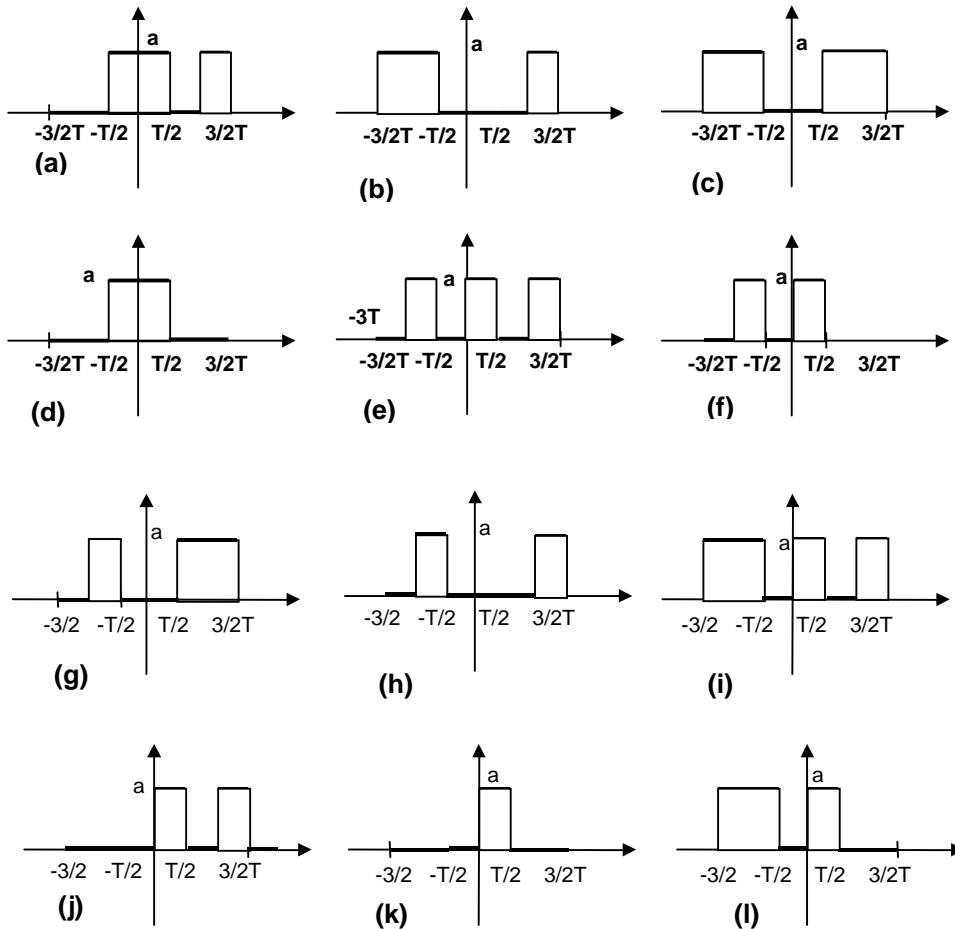


Abb. 106 Zeichenfolgen mit drei Einzelimpulsen

Durch anteilige Addition der einzelnen Leistungsdichtespektren ergibt sich folgendes Gesamt-Leistungsdichtespektrum:

$$(87) \quad S'''_{FTC}(\omega) = \frac{1}{48} |G_H(\omega)|^2 \left[\begin{array}{l} 9 \sin^2\left(\omega \frac{5T}{4}\right) + 9 \sin^2\left(\omega \frac{3T}{4}\right) + 7 \sin^2\left(\omega \frac{T}{4}\right) \\ - 12 \sin\left(\omega \frac{T}{4}\right) \sin\left(\omega \frac{3T}{4}\right) - 6 \sin\left(\omega \frac{3T}{4}\right) \sin\left(\omega \frac{5T}{4}\right) \\ + 4 \sin\left(\omega \frac{T}{4}\right) \sin\left(\omega \frac{3T}{4}\right) + 16 \cos^2\left(\omega \frac{T}{4}\right) + 22 \cos^2\left(\omega \frac{3T}{4}\right) \\ + 22 \cos^2\left(\omega \frac{5T}{4}\right) + 14 \cos\left(\omega \frac{T}{4}\right) \cos\left(\omega \frac{3T}{4}\right) \\ + 18 \cos\left(\omega \frac{T}{4}\right) \cos\left(\omega \frac{5T}{4}\right) + 36 \cos\left(\omega \frac{3T}{4}\right) \cos\left(\omega \frac{5T}{4}\right) \end{array} \right]$$

mit dem Betragsspektrum des Einzelimpulses

$$(88) \quad |G_H(\omega)|^2 = \left| \frac{1}{2} \operatorname{si}\left(\omega \frac{T}{4}\right) \right|^2$$

Anhang D

Geschlossene Bestimmung des Leistungsdichtespektrums

Bezeichnend für die Codierung ist die Matrix der Zustandübergangswahrscheinlichkeiten. Die Autokorrelationsfolge nach Gl. (43) lässt sich aus der Matrix \underline{P} ermitteln.

Kann die Zufallszahl $a_l(m)$ die Werte a_1 , a_2 und a_3 annehmen und betrachtet man die Elemente der Folge mit dem Wert a_1 , so wird, wenn man von jedem dieser Elemente um k Schritte weitergeht, bei einigen ein Element mit dem Wert a_1 und bei den übrigen ein Element mit den Werten a_2 , a_3 angetroffen. Ein Sonderfall ist bei $m=1$: Hier werden die Elemente nicht a_1 annehmen, da dies durch die Codierungsvorschrift verboten ist. Für große N ist $(2N+1)p_1$ die Anzahl der Elemente mit dem Wert a_1 . Unter diesen Elementen beträgt die Anzahl derjenigen Elemente, von denen aus nach m Schritten der Wert a_2 oder a_3 auftritt,

$$(2N+1)p_1 p_{12}^{(m)}$$

oder

$$(2N+1)p_1 p_{13}^{(m)}$$

In Fortführung dieser Überlegung erhält man die Autokorrelationsfolge

$$(89) \quad c(m) = \sum_{l_1=1}^3 \sum_{l_2=1}^3 a_{l_1} a_{l_2} p_{l_1} p_{l_1 l_2}^{(m)}$$

Die Fourier-Transformierte ist gegeben durch

$$(90) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) Y(\tau - mT_0) e^{-j\omega\tau} d\tau$$

Mit Gl. (48) ergibt sich somit

$$(91) \quad S(\omega) = \frac{1}{T} |G(\omega)|^2 \sum_{m=-\infty}^{\infty} c(m) e^{-jm\omega T}$$

Für die Existenz der Fourier-Transformierten von $Y(\tau)$ muss die Bedingung

$$\int_{-\infty}^{\infty} |Y(\tau)| d\tau < \infty \text{ gelten. Auf } S(\omega) \text{ angewandt bedeutet dies } \sum_{m=-\infty}^{\infty} |c(m)| < \infty$$

Die Autokorrelationsfunktion lässt sich mit den Eigenwerten λ aus der Übergangsmatrix \underline{P} angeben [Weh74]. Der Eigenwert $\lambda = 1$ stellt einen diskreten Anteil des Spektrums dar. Für $|\lambda_1| < 1$ ist das Leistungsdichtespektrum kontinuierlich ($C^{(K)}(\omega)$).

Mit $C^{(K)}(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c^{(K)}(m) e^{-jm\omega T}$ wenn $|\lambda_1| < 1$ gilt unter der Voraussetzung einer existierenden Übergangsmatrix \underline{P} die Limesrelation $\lim_{m_1 \rightarrow \infty} c(m_1) = c(\infty)$ die von dem Eigenwert $\lambda = 1$ herrührt.

Definiert man die Größe

$$(92) \quad c^{(K)}(m_1) = c(m_1) - c(\infty)$$

so lässt sich zeigen, dass dies die notwendige Bedingung

$$\sum_{m_1=-\infty}^{\infty} |c^{(K)}(m_1)| < \infty$$

für die Existenz ihrer Fourier-Transformierten

$$(93) \quad C^{(K)}(\omega) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} c^{(K)}(m) e^{-jm\omega\tau}$$

erfüllt. Wenn $|\lambda| < 1$ gilt außer für $\lambda = 1$

$c^{(K)}(m)$ aus Autokorrelationsfunktion $c(m)$ wenn $\lambda = 1$ zu 0 wird

$$S(\omega) = \frac{1}{\tau} |G(\omega)|^2 \left\{ C^{(K)}(\omega) + c(\infty) \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-jm\omega\tau} \right\}$$

$$S(\omega) = S^{(K)}(\omega) + S^{(D)}(\omega)$$

$$S^{(K)}(\omega) = \frac{1}{\tau} |G(\omega)|^2 C^{(K)}(\omega)$$

$$(94) \quad S^{(D)}(\omega) = \frac{1}{\tau} |G(\omega)|^2 c(\infty) \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-jm\omega\tau}$$

$$S^{(D)}(\omega) = \frac{1}{\tau} |G(\omega)|^2 c(\infty) \lim_{\lambda \rightarrow 1} \frac{1 - \lambda^2}{1 - 2\lambda \cos(\omega\tau) + \lambda^2}$$

$$S^{(D)}(\omega) = \frac{2\pi}{\tau^2} |G(\omega)|^2 c(\infty) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2m\pi}{\tau}\right)$$

wenn $S^{(D)}(\omega)$ den diskreten Anteil des Spektrums darstellt.

Für große m gilt:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} p_{kl}^{(n)} = p_l$$

Für $m=0$ gilt:

$$p_{kl}^{(0)} = 1 \text{ für } k = l \text{ und } p_{mn}^{(0)} = 0 \text{ für } k \neq l$$

Der Eigenwert $\lambda = 1$ ergibt $S^{(D)}(\omega)$

$$(95) \quad C^{(K)}(\omega) = c^{(K)}(0) + \sum_{m=1}^{\infty} c^{(K)}(m) \{ e^{-jm\omega\tau} + e^{jm\omega\tau} \}$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} c^{(K)}(m) \{ e^{-jm\omega\tau} + e^{jm\omega\tau} \} = 2 \sum_{m=1}^{\infty} c^{(K)}(m) \cos(m\omega\tau)$$

$c(m)$ lässt sich durch Matrizen wie folgt beschreiben:

$$(96) \quad c(m) = e' \cdot Q \cdot A \cdot (L') \cdot \Lambda^{|m|} \cdot L' \cdot A \cdot e = b' \cdot \Lambda^{|m|} \cdot d$$

b und d sind Spaltenvektoren mit den Komponenten b_i und d_i . Für $m = 0$ ist $c^{(K)}(0)$ das skalare Produkt der Vektoren b und d . Der Zusammenhang der Beziehung Gl. (96) ist in [Weh74] Seiten 19-65 zu finden. Für die Bestimmung des Leistungsdichtespektrums müssen die Vektoren b und d nicht bestimmt werden. Es gilt

$$(97) \quad c^{(K)}(0) = \sum_{i=1}^r b_i d_i \quad \text{für } r = 3 \text{ Zustände (Ternärsystem)}$$

$$(98) \quad c^{(K)}(m) = \sum_{i=1}^3 b_i d_i \lambda_i^{|m|} \quad \text{mit } \lambda_i = 0$$

Mit Gl. (98) ergibt sich Gl. (95) zu

$$(99) \quad c(m) = [c(0) - c(\infty)] \lambda^{|m|} + c(\infty)$$

$$(100) \quad C^{(K)}(\omega) = c^{(K)}(0) \left\{ 1 + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \lambda_i^{|m|} \cos(m\omega\tau) \right\}, \lambda_i = 0$$

$$C^{(K)}(\omega) = c^{(K)}(0) \frac{1 - \lambda^2}{1 - 2\lambda \cos(\omega\tau) + \lambda^2}$$

Mit Gl. (97) und (98) ergibt sich

$$(101) \quad C^{(K)}(\omega) = [c(0) - c(\infty)] \frac{1 - \lambda^2}{1 - 2\lambda \cos(\omega\tau) + \lambda^2}$$

Anwendung auf die Clock-Ternär-Codierung

Für die Berechnung des Leistungsdichtespektrums ist zunächst die Bestimmung der Eigenwerte der Übergangsmatrix notwendig.

$$(102) \quad \underline{P} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{pmatrix}$$

p_{kl} gibt die Übergangswahrscheinlichkeit vom Zustand k in den Zustand l an.

Für die Clock-Ternär-Codierung sieht die Matrix P folgendermaßen aus:

$$\underline{P} = \begin{pmatrix} 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \end{pmatrix}$$

Die Diagonalelemente sind 0, da per Definition nach jedem Bit immer ein Zustandswechsel erfolgen muss. Wenn von einer gleichverteilten Eingangsdatenfolge ausgegangen werden kann, sind die restlichen Übergangswahrscheinlichkeiten jeweils 0,5.

Die Eigenwerte dieser Matrix ergeben sich zu

$$-\lambda x_1 + 0,5x_2 + 0,5x_3 = 0$$

$$(103) \quad 0,5x_1 - \lambda x_2 + 0,5x_3 = 0$$

$$0,5x_1 + 0,5x_2 - \lambda x_3 = 0$$

Damit dieses Gleichungssystem nicht triviale Lösungen besitzt, muss die Hauptdeterminante null sein.

$$\begin{vmatrix} -\lambda & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -\lambda & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & -\lambda \end{vmatrix} = 0$$

$$(104) \quad -\lambda^3 + \frac{1}{8} + \frac{1}{8} + \frac{1}{4}\lambda + \frac{1}{4}\lambda + \frac{1}{4}\lambda = 0$$

$$\Leftrightarrow \lambda^3 - \frac{3}{4}\lambda - \frac{1}{4} = 0$$

$$\Leftrightarrow (\lambda - 1) \left(\lambda + \frac{1}{2} \right)^2 = 0$$

Für $\lambda = 1$ und $\lambda = -0,5$ existieren Lösungen des Gleichungssystems.

Nach Gleichung (97) ergibt sich

$$c(0) = a_1^2 p_1 + a_2^2 p_2 + a_3^2 p_3$$

Es existieren nur die Diagonalelemente, da die Matrix

$$\underline{P}^{(0)} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \text{ ist.}$$

Mit $a_1 = 1$, $a_2 = 0$, $a_3 = -1$ und den Totalwahrscheinlichkeiten $p_1 = p_2 = p_3 = 1/3$ ergibt sich $c(0) = 2/3$,

Aus Gl. (89) ergibt sich mit

$$\lim_{k \rightarrow \infty} p_{ab}^{(k)} = p_b \quad \text{und} \quad a_2 = 0 \text{ zu}$$

$$(105) \quad c(\infty) = a_1^2 p_1^2 + a_1 a_3 p_1 p_3 + a_3 a_1 p_3 p_1 + a_3^2 p_3^2 = 0$$

Mit $\lambda = 1$ würde sich ein diskreter Anteil des Leistungsdichtespektrums ergeben. Da allerdings $c(\infty) = 0$ gilt, ist er gleich 0.

Der kontinuierliche Anteil ergibt sich aus dem Eigenwert $\lambda = -0,5$ mit $c(0) = 2/3$ und Gl. (101) zu

$$(106) \quad C^{(k)}(\omega) = \frac{2}{3} \frac{0,75}{1 + \cos(\omega\tau) + 0,25}$$

Mit Gleichung (106) ergibt sich

$$S(\omega) = \frac{1}{\tau} |G(\omega)|^2 \left\{ C^{(K)}(\omega) + c(\infty) \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-jm\omega\tau} \right\}$$

$$S(\omega) = C^{(K)}(\omega) + 0$$

$$S(\omega) = |G(\omega)|^2 \frac{2}{3\tau} \frac{0,75}{1 + \cos(\omega\tau) + 0,25}$$

Anhang E

Numerische Bestimmung des Leistungsdichtespektrums aus der Autokorrelationsfunktion

Es wird eine stochastische Folge von 50000 Einzelzeichen zugrunde gelegt. Davon wird die Autokorrelationsfunktion der 1-Folge und der 0-Folge sowie die Kreuzkorrelationsfunktion der 0- und der 1-Folge gebildet. Aus diesen Autokorrelationsfunktionen und den Kreuzkorrelationsfunktionen wird jeweils das Leistungsdichtespektrum berechnet. Diese einzelnen Leistungsdichtespektren werden mit den Betragsspektren der Einzelimpulse bzw. dem Betragsspektrum der beiden überlagerten Impulse multipliziert.

$$u(t) = U_0 T_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a_0(n) g_0(t - nT_0) + a_1(n) g_1(t - nT_0)]$$

Hierbei stellt $a_0(n)$ die Folge der 0-Impulse und $a_1(n)$ die Folge der 1-Impulse dar.

$$(107) \quad K(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) u(t + \tau) dt$$

$$K(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} \left[a_0(n_1) g_0(t - n_1 T_0) \right] \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} \left[a_0(n_2) g_0(t - n_2 T_0 + \tau) \right] dt$$

mit $t - n_1 T_0 = t'$ und $n_2 - n_1 = m$

$$(108) \quad K(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} \left[a_0(n_1) g_0(t') \right] \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left[a_0(m + n_1) g_0(t' - m T_0 + \tau) \right] dt'$$

$$K(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} [a_0(n_1) g_0(t')] \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_0(m + n_1) g_0(t' - m T_0 + \tau)] dt'$$

$$+ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} [a_1(n_1) g_1(t')] \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_1(m + n_1) g_1(t' - m T_0 + \tau)] dt'$$

$$+ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} [a_0(n_1) g_0(t')] \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_1(m + n_1) g_1(t' - m T_0 + \tau)] dt'$$

$$+ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{U_0^2 T_0}{2N + 1} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n_1=-N}^{+N} [a_1(n_1) g_1(t')] \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [a_0(m + n_1) g_0(t' - m T_0 + \tau)] dt'$$

Werden die Reihenfolgen von Summen-, Integral und Limeszeichen geändert, ergibt sich die Autokorrelationsfunktion. Nach den Gleichungen (41) und (42) ergeben sich folgende Auto- und Kreuzkorrelationskoeffizienten:

$$(109) \quad c_{00}(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N + 1} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_0(n_1) a_0(n_1 + m)$$

$$(110) \quad c_{01}(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N + 1} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_0(n_1) a_1(n_1 + m)$$

$$(111) \quad c_{10}(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_1(n_1) a_0(n_1+m)$$

$$(112) \quad c_{11}(m) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n_1=-N}^{+N} a_1(n_1) a_1(n_1+m)$$

Mit der Zeitfunktion der beiden unterschiedlichen Grundimpulse des 0- und des 1-Zeichens

$$(113) \quad Y_{00}(\tau - mT_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g_0(t') g_0(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

$$(114) \quad Y_{01}(\tau - mT_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g_0(t') g_1(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

$$(115) \quad Y_{10}(\tau - mT_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t') g_0(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

$$(116) \quad Y_{11}(\tau - mT_0) = \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t') g_1(t' - mT_0 + \tau) dt'$$

ergibt sich die Autokorrelationsfunktion des Signals zu

$$K(\tau) = U_0^2 T_0 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{00}(k) Y_{00}(\tau - mT_0) + c_{01}(k) Y_{01}(\tau - mT_0) + c_{10}(k) Y_{10}(\tau - mT_0) + c_{11}(k) Y_{11}(\tau - mT_0)$$

Die Fourier-Transformation der Autokorrelationsfunktion ergibt

$$(117) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) Y(\tau - mT_0) e^{-j\omega m T_0} d\tau$$

mit der Substitution $\tau - mT_0 = t$

$$(118) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(t) g(t'+t) e^{j\omega t} dt dt' \right\} \left\{ \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c(m) e^{-j\omega m T_0} \right\}$$

Das Doppelintegral lässt sich mit der Substitution $t'+t = \vartheta$ umformen in

$$(119) \quad \int_{-\infty}^{\infty} g(t') e^{j\omega t'} dt' \int_{-\infty}^{\infty} g(\vartheta) e^{j\omega \vartheta} d\vartheta$$

Dies ist das Produkt der Fourier-Transformierten $G(\omega)$ des Grundimpulses $g(t)$ und ihres konjugiert komplexen Wertes. Das Leistungsdichtespektrum erhält die Form

$$(120) \quad S(\omega) = U_0^2 T_0 |G_{00}(\omega)|^2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{00}(m) e^{-j\omega m T_0} + U_0^2 T_0 |G_{01}(\omega)|^2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{01}(m) e^{-j\omega m T_0}$$

$$\begin{aligned}
 &+ U_0^2 T_0 |G_{10}(\omega)|^2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{10}(m) e^{-j\omega m T_0} \\
 &+ U_0^2 T_0 |G_{11}(\omega)|^2 \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_{11}(m) e^{-j\omega m T_0}
 \end{aligned}$$

Die Fourier-Transformierten $G(\omega)$ der Zeitfunktionen $g(t)$ ergeben sich wie folgt:
Für Grundimpuls „1“ gilt :

$$(121) \quad |G_{11}(\omega)|^2 = \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right|^2$$

Der Grundimpuls „0“ besitzt folgendes Leistungsdichtespektrum:

$$(122) \quad |G_{00}(\omega)|^2 = \frac{1}{2} \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) \right|^2$$

Die Fourier-Transformierte der gefalteten Zeitfunktionen $g_0(t)*g_1(t)$ ergibt als Leistungsdichtespektrum $G_0(\omega)G_1(\omega)$. Die Fourier-Transformierte der Zeitfunktionen $g_1(t)*g_0(t)$ ergibt als Leistungsdichtespektrum $G_1(\omega)G_0(\omega)$, was $G_0(\omega)G_1(\omega)^*$ entspricht.

$$\begin{aligned}
 |G_{01}(\omega)|^2 &= G_0(\omega)G_1(\omega)^* = \frac{1}{2} \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right| \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) \right| e^{+j\omega \frac{T}{4}} \\
 (123) \quad |G_{10}(\omega)|^2 &= G_1(\omega)G_0(\omega)^* = \frac{1}{2} \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right| \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) \right| e^{-j\omega \frac{T}{4}} \\
 |G_{01}(\omega)|^2 + |G_{10}(\omega)|^2 &= \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{2}\right) \right| \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T}{4}\right) \right| \cos\left(\omega \frac{T}{4}\right)
 \end{aligned}$$

Da die Kreuzkorrelationsfunktion $c_{01}(m)$ gleich $c_{10}(m)$ ist, kann das Leistungsdichtespektrum wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{aligned}
 (124) \quad S(\omega) &= U_0^2 T_0 \left| \frac{1}{2} \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{4}\right) \right|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{00}(m) e^{-j\omega m T_0} \\
 &+ U_0^2 T_0 \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right|^2 \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{11}(m) e^{-j\omega m T_0} \\
 &+ U_0^2 T_0 \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right| \left| \text{Si}\left(\frac{\omega T_0}{2}\right) \right| \cos(\omega T_0) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} c_{10}(m) e^{-j\omega m T_0}
 \end{aligned}$$

Für die Berechnung der Autokorrelationsfunktion wird eine stochastische Zeichenfolge mit 50000 Einzelzeichen erzeugt. Die Fourier-Transformierte der Autokorrelationsfunktion wird numerisch bestimmt. Die Laufvariable k läuft von -50 bis + 50. Da die Autokorrelationsfunktion von einer endlichen Zufallsfolge bestimmt wird, geht sie nicht gegen null sondern besitzt einen Rauschanteil. Dieser Anteil wirkt sich stärker aus, wenn die Fourier-Transformation über einen größeren Bereich von k bestimmt wird.

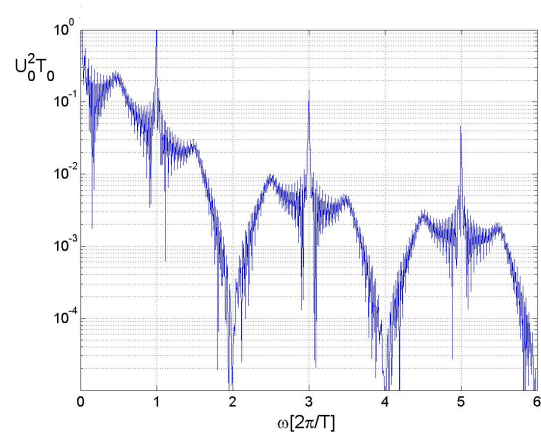


Abb. 107 Numerisch bestimmtes Spektrum 50000/50 Clock-Ternär-Codierung im Fehlerfall

Anhang F

Software-basierte Manchester-Codierung und -Decodierung

Codierung:

Die Codierung des Datensignals zu einem Manchester-Signal ist nicht zeitkritisch, wenn sie vor dem Senden „offline“ berechnet wird und dann als Datenstrom von einer peripheren Einheit des Controllers gesendet wird. Da ein Manchester-Zeichen aus zwei Zuständen besteht, kann eine Manchester-Zeichenfolge aus der doppelten Anzahl von NRZ-Signalen gebildet werden.

Die Codierung kann per Software im Controller so erfolgen, dass das Daten-Frame in 4 Bit lange Einheiten unterteilt wird. Diese werden dann zu einem 4-Bit-Manchester-Signal codiert, welches aus acht NRZ-Zeichen besteht. Die Zuweisung geschieht durch eine Tabelle (Look up Table). Anschließend werden die einzelnen 4-Bit-Manchester-Signale zu einem Gesamt-Frame mit Hilfe von Bitshift-Operationen zusammengesetzt (Abb. 108).

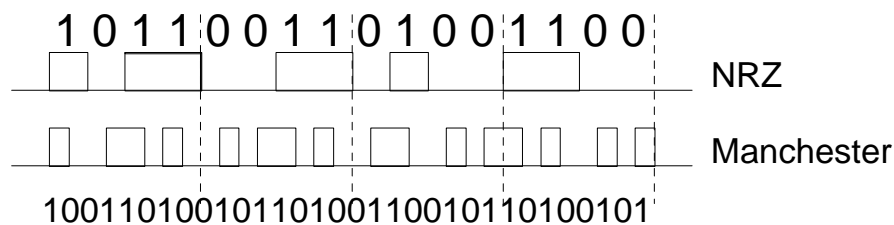


Abb. 108 NRZ-Signal blockweise codiert

Decodierung:

Bei der Decodierung besteht das Problem, das Empfangssignal in Realzeit zu decodieren. Es muss das implizit enthaltene Taktsignal aus dem Code extrahiert werden. Aufgrund von Zeitbedingungen muss entschieden werden, ob ein Eingangssignalzustandswechsel signifikant ist oder nicht. Versuche mit einem C167 mit 20 MHz Taktfrequenz haben ergeben, dass eine Manchester-Datenfolge von 48 kBit/s gerade noch decodiert werden kann. Durch die Optimierung der Software ist dieser Wert zu steigern, doch nicht in der Größenordnung einer Zehnerpotenz, wie es gefordert ist. Aus diesem Grund ist es notwendig, die Decodierung mit einer zusätzlichen Hardware-Einheit zu bewerkstelligen.

Schaltwerk

Für schnelle Datenraten kann der Decodierer durch ein Schaltwerk realisiert werden (Abb. 109). Das Schaltwerk hat die Eingänge IN und CLK und die Ausgänge DATA und STROBE. In dem vorliegenden Beispiel wird das Eingangssignal 8-fach überabgetastet, d.h. CLK muss die 8-fache Frequenz der Soll-Datenrate besitzen. Diese Überabtastung ist nötig, damit die zeitlichen Beziehungen mit der nötigen

Granularität erkannt werden können. Dadurch erfolgt die zeitliche Auflösung der Zustandswechsel mit einer Genauigkeit von einem Achtel der Bit-Zeit.

Aufgabe des Decodierers ist es, nur die signifikanten Zustandswechsel des Signals herauszufiltern, d.h. die Zustandswechsel, die zwischen zwei Zeichen möglich sind, müssen ignoriert werden. Die Flanken werden durch den Vergleich der Signale vor und nach dem Latch Q1 mit einem XOR-Glied detektiert. Der Johnson-Zähler, bestehend aus Q2, Q3, Q4, beginnt mit „0 0 0“ zu zählen. Wenn der Zähler ausgezählt hat, ist er im „0 0 0“-Status, und jeder eintreffende Flankenwechsel erzeugt nun ein Strobe-Signal. Im nächsten Schritt wechselt der Zähler zu 100, wodurch das Strobe-Signal beendet wird. Für die folgenden fünf Takte werden Flankenwechsel des Eingangssignals ignoriert. Wenn der Zähler erneut „0 0 0“ erreicht, werden Flankenwechsel wieder freigeschaltet. Der Decodierer lässt nur Flanken durch, welche zwischen fünf und zwölf Taktzyklen nach Zeichenanfang stattfinden.

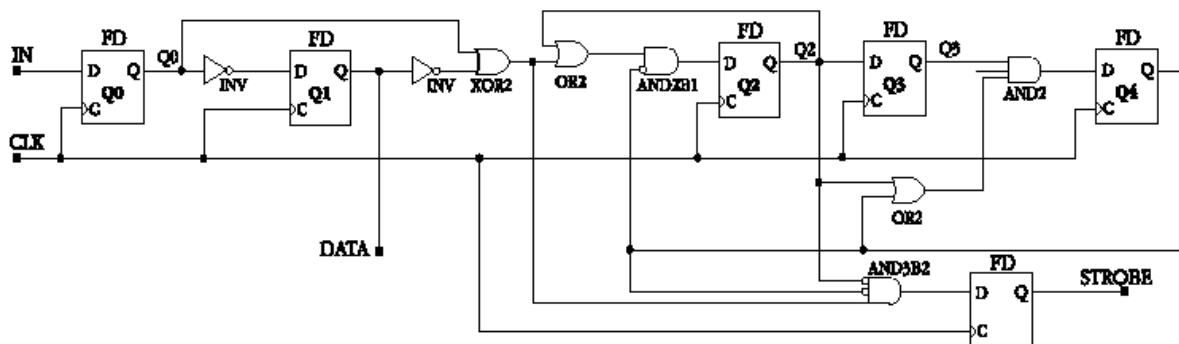


Abb. 109 Manchester-Decodierer

Die reale Taktabweichungstoleranz beträgt bei diesem Schaltwerk $\pm 25\%$ im Gegensatz zu dem theoretischen Wert von $\pm 33\%$.

Anhang G

Konzeption und Realisierung eines Sensor-Kommunikations-Systems auf Basis des SURFS-Physical Layer

SURFS-Kommunikation

Master zu Slave: Modulation der Information in die Spannungsamplitude.

Slave zu Master: Da sich der Slave aus der Spannung am Bus versorgt, kann er diese nicht oder nur als Folge seiner Stromaufnahme verändern, wenn der Innenwiderstand des Masters nicht sehr klein ist. Deshalb moduliert der Slave seine Nachricht auf den Busstrom. Diese Stromänderung kann vom Master, der diesen Strom treibt, detektiert werden. Da der Strom nicht von anderen Slaves am Bus gemessen werden kann, ist keine Slave-to-Slave-Kommunikation möglich. Um den Strom des Slaves zu messen, welcher gerade mit dem Master kommuniziert, ist es notwendig, dass in dieser Phase kein anderer Teilnehmer einen Strom vom Bus entnimmt.

Es wird hier eine Möglichkeit aufgezeigt, welche es erlaubt, mit prototypisch realisierten Bausteinen des SURFS-Zündbussystems ein Sensorkommunikationssystem zu erstellen. Ein diskret aufgebauter Master-Treiber und integrierte Slave-Bausteine, welche die komplette Zündbusfunktionalität erfüllen können sind hierfür vorhanden. Allerdings sind diese Bausteine ausschließlich für das Zünden von Einheiten entwickelt worden und nicht für das zyklische Zurücksenden von Sensorwerten an den Master. Die Prototypen der Slave-Bausteine haben zusätzlich einen Tx- und einen Rx-Anschluss, über welche Daten empfangen und gesendet werden können [Sch02].

Das SURFS-System (Anhang A) besitzt einen Physical Layer, welcher es ermöglicht, einen Versorgungsstrom von ca. 10 mA für jeden Busteilnehmer auf der differenziellen Leitung mitzuübertragen. Mit diesem Ansatz wird ein Prototyp eines Sensorbusses aufgebaut.

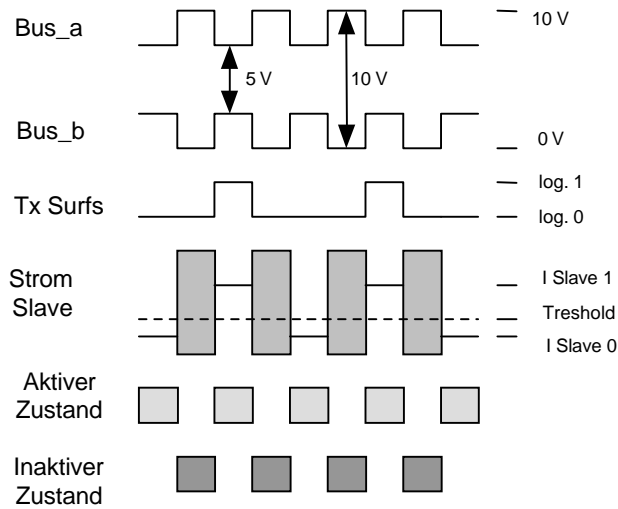


Abb. 110 Buszustände SURFS-System

Gemäß Abb. 110 können an dem Bus der aktive und der inaktive Zustand eingestellt werden. Sie werden durch die Busdifferenzspannung von 5 bzw. 10 V dargestellt. In der inaktiven Phase versorgen sich Busteilnehmer mit Energie, in der aktiven Phase können die Slave-Teilnehmer durch Strommodulation Daten an den Master senden.

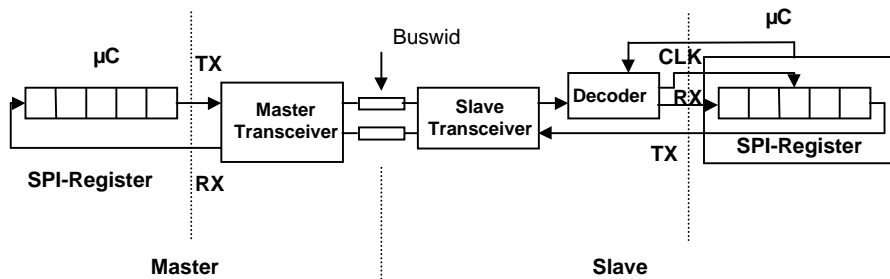


Abb. 111 Gesamtstruktur SURFS-Sensorbus

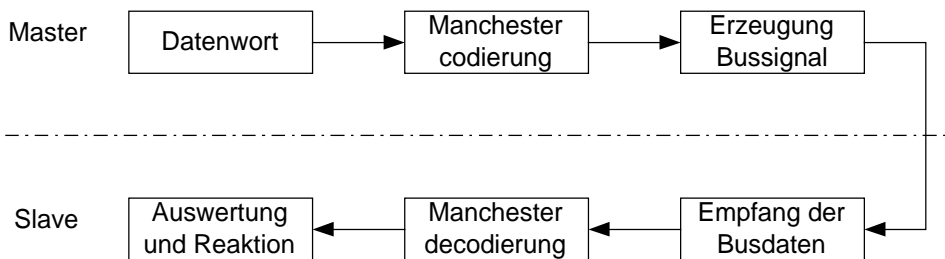


Abb. 112 Kommunikation Master zu Slave

Kommunikationsablauf

Der Master sendet ein Manchester-codiertes Frame durch den Wechsel von aktiven und inaktiven Buszuständen. Durch die Manchester-Codierung wird ein Tastverhältnis von mindestens 50 % der Buszustände garantiert, wodurch die Versorgung der Teilnehmer mit Energie gesichert ist. Die Taktung der Slave-Teilnehmer erfolgt mittels des Taktes, welcher aus dem Manchester-Signal zurückgewonnen wird (Abb. 111, Abb. 115).

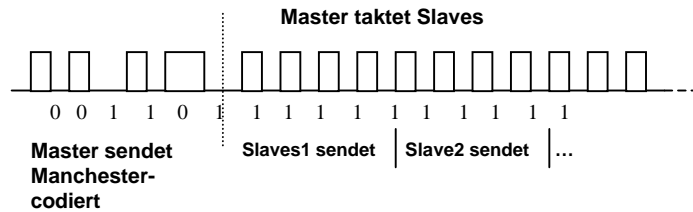


Abb. 113 Kommunikations-Frame

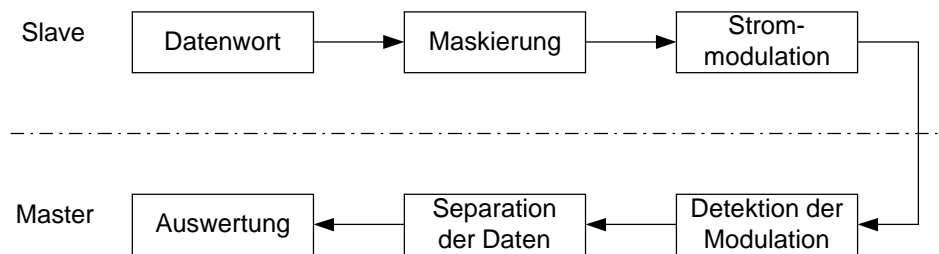


Abb. 114 Kommunikation Slave zu Master

Ein Nachrichten-Frame besteht aus zwei Teilen (Abb. 113). Im ersten Teil werden die Daten vom Master an den Slave in Manchester-Codierung übertragen. Im zweiten Teil taktet der Master den Bus durch alternierendes Einstellen der aktiven und der inaktiven Phase.

Ein Slave-Teilnehmer sendet seine Daten an den Master, indem er entsprechend in den aktiven Phasen den Busstrom moduliert. Dieser Strom wird im Master als Empfangssignal detektiert.

Aufbau

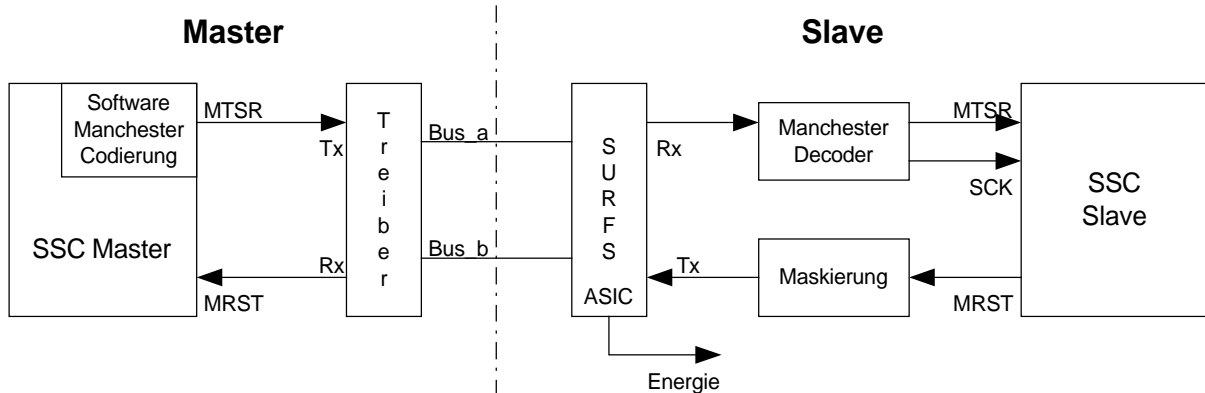


Abb. 115 Gesamtaufbau Sensorbus mit SURFS Physical Layer

Der Master-Treiber besitzt die beiden Eingänge A und /A, welche ein komplementäres TTL-Signal benötigen. Bei A = high und /A = low liegt Batteriespannung an den Busleitungen an. Dies ist der inaktive Zustand, in welchem sich die Teilnehmer von dem Bus versorgen. Bei A = low und /A = high liegen ca. 6 V an den Busleitungen an. Dies ist der aktive Zustand, in welchem die Slave-Teilnehmer den Busstrom modulieren können (Abb. 116).

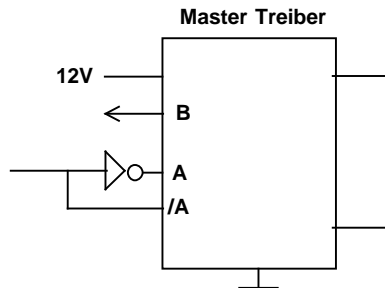


Abb. 116 SURFS-Master-Treiber

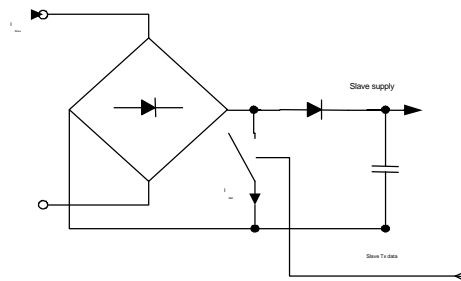


Abb. 117 SURFS-Slave

Im Master werden die Sendedaten per Software Manchester-codiert und am SPI-Interface (MTRSR) ausgegeben. Der Manchester-Decodierer im Slave erzeugt daraus

ein Strobe-Signal (SCK), mit welchem die Daten in das SPI-Interface eingelesen werden (MSTR, SCK). Im zweiten Teil des Frames moduliert der Slave den Busstrom durch Senden eines MRST-Signals. Dieses Signal wird maskiert, damit der Strom nur in der entsprechenden Aktiv-Phase des Busses moduliert wird. Die Strommodulation wird im Master-Bustreiber in ein Spannungssignal umgewandelt und von dem SPI-Interface (MRST) empfangen. Das SPI-Interface des Masters läuft mit der doppelten Frequenz, da ein Manchester-Bit aus zwei NRZ-Bit erzeugt wird. Deshalb darf nur jedes zweite Bit des empfangenen Frames ausgewertet werden.

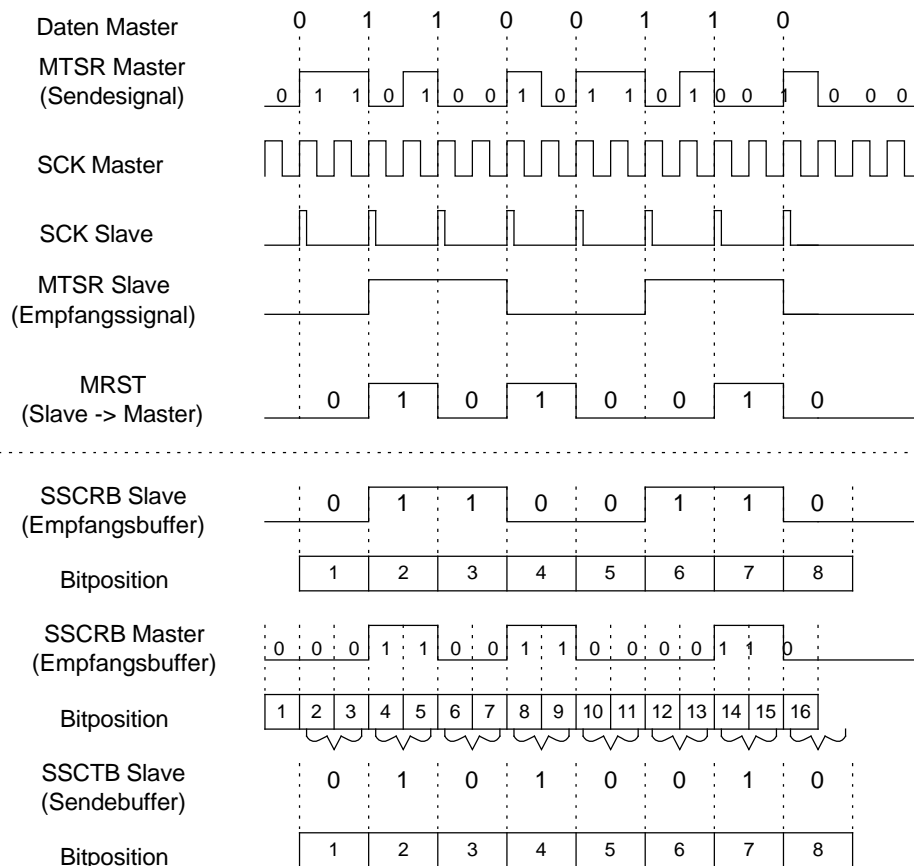


Abb. 118 Kommunikationsablauf

In Abb. 118 ist der zeitliche Ablauf der Signale zu sehen. Der von dem Slave modulierte Strom wird in dem gekennzeichneten Fenster detektiert (Abb. 119). Aufgrund von Signallaufzeiten ist dieser nur im hinteren Drittel des Fensters zu sehen. Die Detektion erfolgt durch eine Schaltung, welche in einem CPLD realisiert wurde.

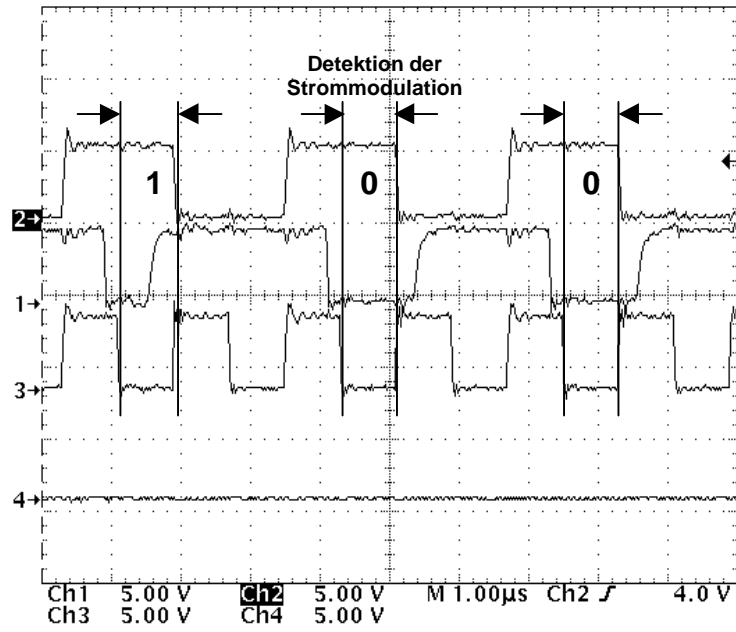


Abb. 119 Stromdetektion im Master

Applikation Schwebende Kugel

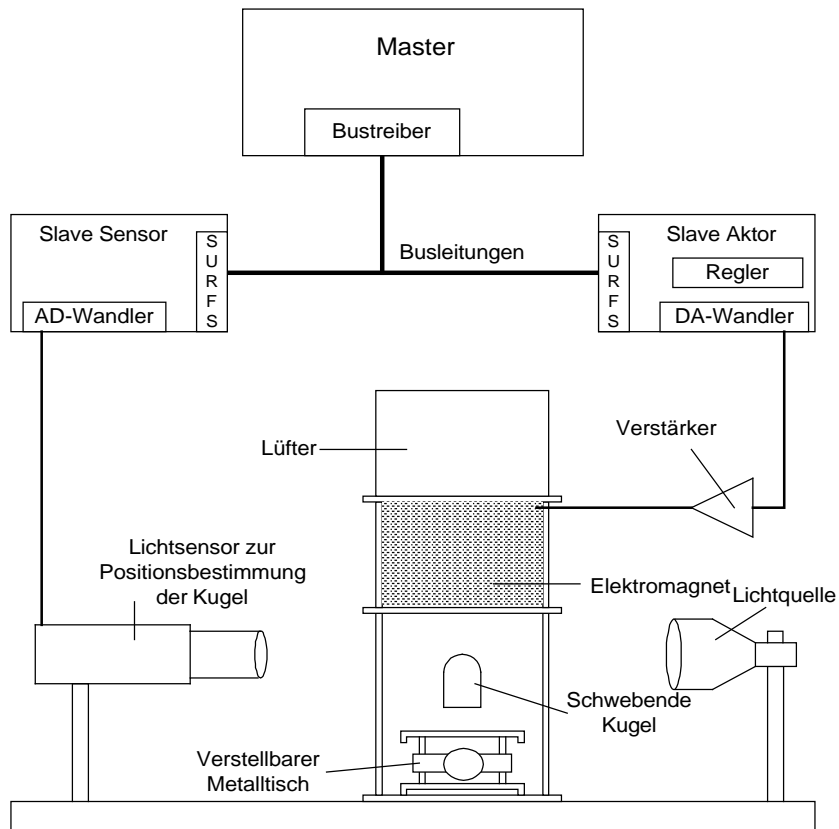


Abb. 120 Aufbau Applikation Schwebekörper

In dieser Applikation empfängt der Master einen 12-Bit-Sensorwert vom Sensor-Slave und sendet diesen zum Aktor-Slave weiter. Im Aktor-Slave ist ein Regler implementiert, welcher den Stellstrom des Elektromagneten berechnet. Über einen Verstärker wird der Stellstrom im Magneten eingestellt. Die Adressierung der Teilnehmer erfolgt durch die zwei Bits A0 und A1.

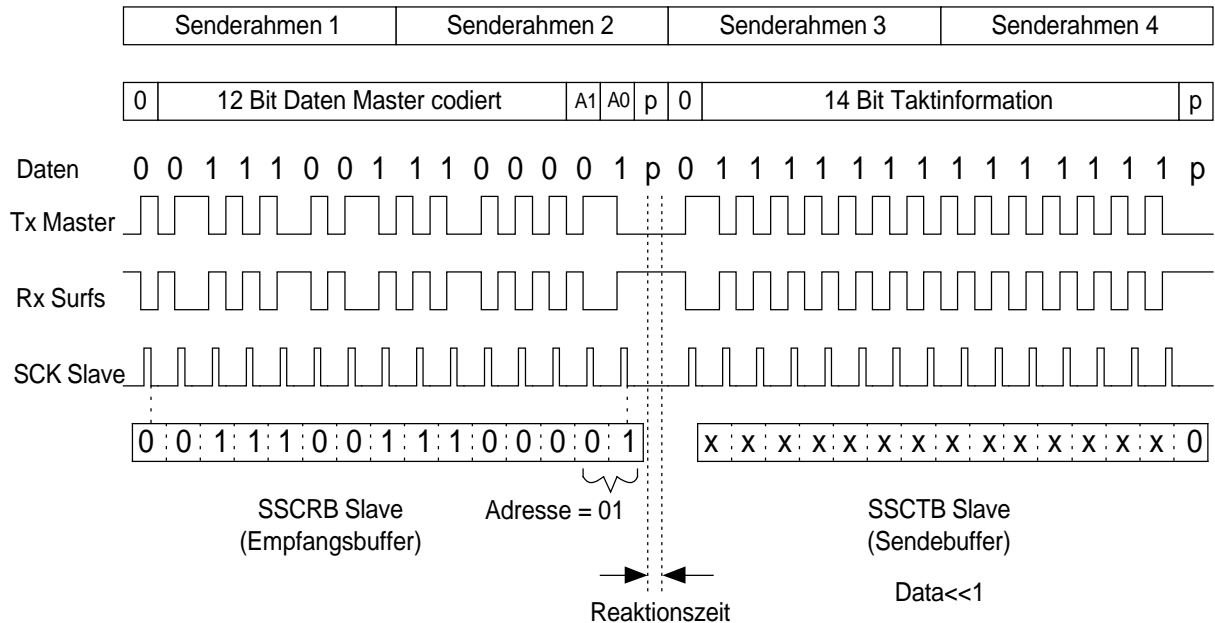


Abb. 121 Frame-Aufbau Applikation Schwebekörper

Zu Beginn eines Frames muss ein „0“-Zeichen gesendet werden, damit der Manchester-Decodierer synchronisiert werden kann. Darauf folgen 12 Bit Daten des A/D-Umsetzers, welche vom Sensor-Slave zum Master übertragen werden. Dem 12-Bit-Datenfeld folgt eine 2-Bit-Adresse und eine Pausen-Bit. Dies ist notwendig, damit ein Slave innerhalb eines Frames auf seine Adresse reagieren kann und bereits im zweiten Teil desselben Frames seine Antwort senden kann. Das Erkennen der Adresse und Senden der Antwort wird durch Software mittels Interrupt gesteuert. Die Abarbeitung des Interrupts erfordert ein Pausen-Bit, was einer Reaktionszeit von ca. 6,4 μ s bei der Datenrate von 156 kBit/s entspricht. Nach dieser Zeit kann der Slave seine Daten innerhalb desselben Frames an den Master senden. Die Sensorwerte werden mit der Frequenz von 1 kHz übertragen.

Erweiterung des Systems zur „Slave-to-Slave“ Kommunikation

Da die Signale vom Slave zum Master nur durch Ströme repräsentiert werden, kann nur der Master, welcher den Strom einprägt, das Signal messen. Damit auch andere Slaves die Signale des sendenden Slaves empfangen können, ist es notwendig, dass sich die Busspannung infolge des modulierten Stroms ändert. Wenn der Master einen definierten Innenwiderstand besitzt, fällt in der Phase der Strommodulation des Slaves die entsprechende Spannung an ihm ab. Dieser Busspannungsabfall kann von den anderen Teilnehmern detektiert werden.

Anhang H

Microcontroller C165 von Infineon

Serielles Interface

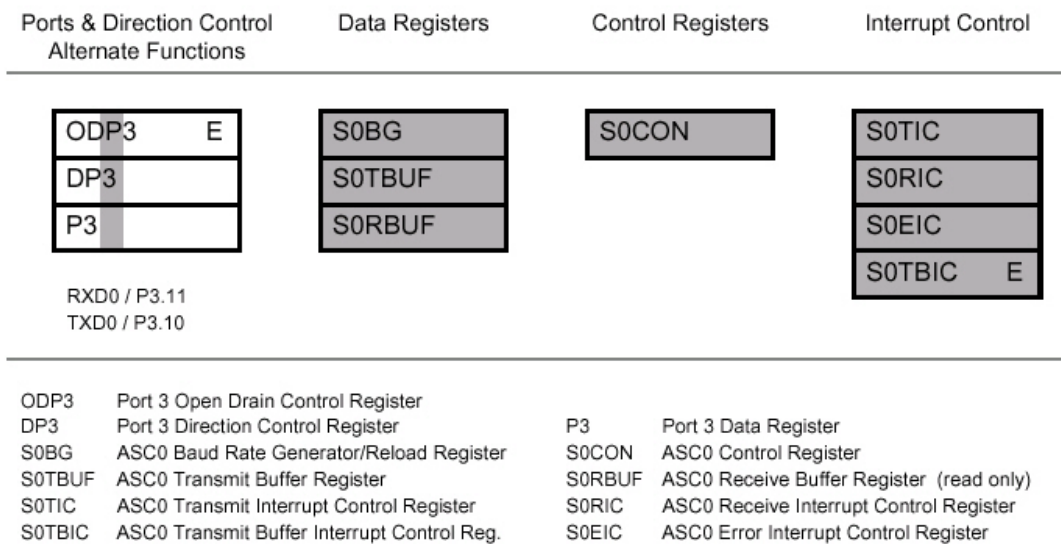


Abb. 122 Register des seriellen Interface des C165

Das serielle Interface lässt sich entweder synchron oder asynchron betreiben. Im Synchron-Betrieb wird zusätzlich ein Takt erzeugt, der dem Empfänger dazu dient, die Daten richtig einzulesen. Im Asynchron-Betrieb wird ein Start- und Stop-Bit generiert, um zu erkennen, wann neue Daten gesendet werden und wann das Daten-Frame zu Ende ist. Über die entsprechenden Register lässt sich die Baudrate, der Sende- und Empfangs-Interrupt, der Port und der Betriebsmodus einstellen. Die Übertragungsrates beträgt im Asynchron-Betrieb 625 kBit/s und im Synchron-Betrieb 2,5 MBit/s. Der Synchronbetrieb stellt ein SPI-Interface im Master-Mode dar. Der Slave-Mode kann nicht mit der ASC realisiert werden (Abb. 122).

SSC-Interface

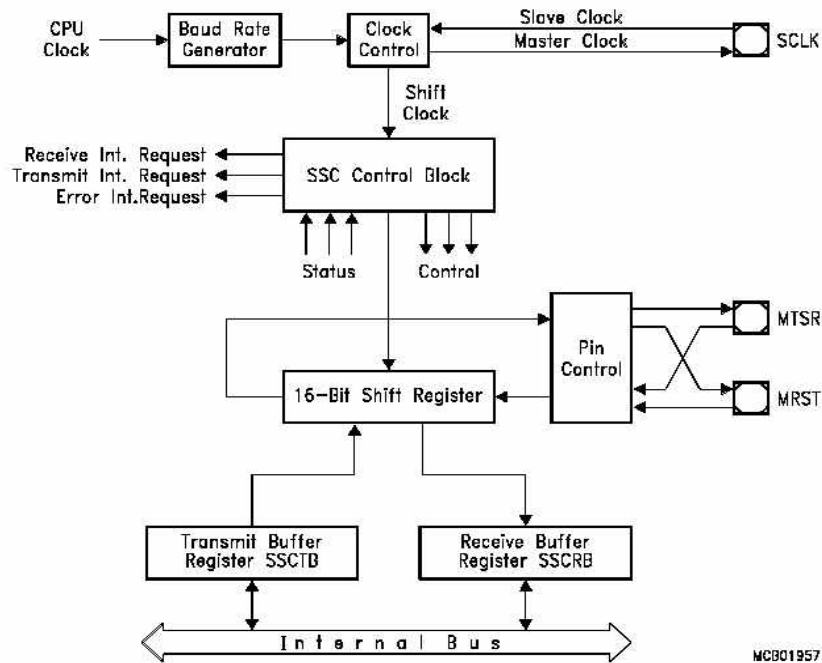


Abb. 123 SSC Interface des C165

Die SSC, auch unter der Bezeichnung SPI bekannt, ist ein schnelles, serielles Interface, das erlaubt, Daten mit einer Übertragungsrate von 5 MHz bei einer CPU-Taktfrequenz von 20 MHz zu übertragen. Der serielle Takt wird entweder selbst erzeugt (Master-Mode) oder von einem externen Master empfangen (Slave-Mode). Das Interface lässt sich durch eine Vielzahl von Einstellmöglichkeiten an andere anpassen (zum Beispiel SPI von Motorola). Die Daten werden am Pin MTSR/P3.9 (Master Transmit/Slave Receive) und am Pin MRST/P3.8 (Master Receive/Slave Transmit) empfangen oder verschickt. Das Clock-Signal wird am Pin SCLK/P3.13 gesendet oder empfangen, je nach dem ob der Master- oder Slave-Mode eingestellt ist.

Anhang I

EIA/TIA-485 Physical Layer

Bausteine nach EIA/TIA-485 (im Folgenden kurz RS 485) nehmen nur Aufgaben der OSI-Schicht 1 (Abb. 1) wahr und sind nicht an bestimmte Protokolle gebunden. Sie werden als physikalischer Layer, z.B. bei Profibus, DIN-Messbus oder High-Voltage-Differenzial (HVD) - SCSI Lösungen, eingesetzt. Die Daten werden auf der Busleitung als symmetrische Differenzsignale übertragen. Die maximal erreichbare Datenrate hängt von der Länge der Busleitung ab; für kurze Leitungen werden Werte im Bereich von 35-50 MBit/s angegeben, die maximale Leitungslänge beträgt 1200 m. Für die Beziehung Leitungslänge vs. Datenrate gilt gemäß [TI 00] folgende Faustformel:

$$\text{Datenrate} * \text{Buslänge} < 10^8 \left[\frac{\text{Bit} * \text{m}}{\text{s}} \right]$$

Im Gegensatz zum ANSI TIA/EIA-422-Standard, der nur Punkt-zu-Punkt-Verbindungen erlaubt, sind bei RS485 Mehrpunktverbindungen möglich, d. h. jeder der angeschlossenen Teilnehmer kann sowohl als Empfänger wie auch als Sender agieren. Die Maximalzahl der Teilnehmer an einem Bussegment beträgt 32. Da für die Ausgangsstufe bei RS485-Transceivern Gegentaktendstufen verwendet werden, die auf dem Bus definierte Pegel einprägen, muss sichergestellt werden, dass immer nur ein einziger Baustein als Sender aktiv ist. Die Ansteuerung der Treiberschaltung erfolgt über den Driver-Enable-Eingang der Bausteine, welcher durch das Kommunikationsprotokoll gesteuert wird. Die Empfänger detektieren eine logische „0“, wenn die Differenzspannung zwischen den Busleitungen $U_{AB} < -0,2 \text{ V}$ beträgt bzw. eine logische „1“, wenn $U_{AB} > 0,2 \text{ V}$ ist (Abb. 124 nach [HuPf00]).

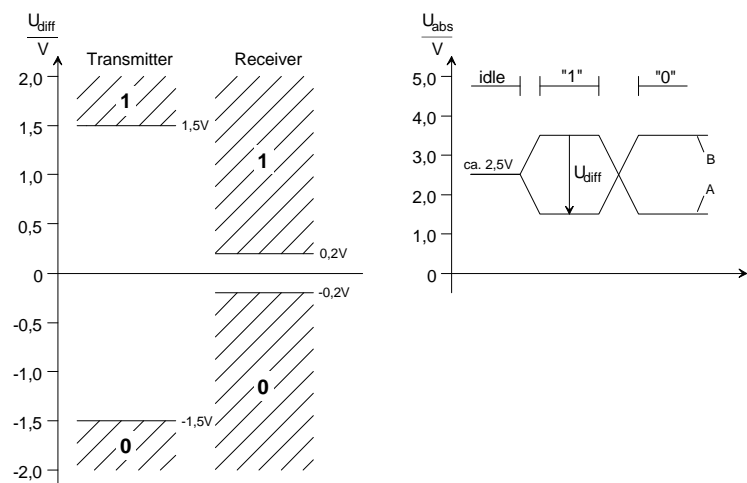


Abb. 124 Relative und absolute Buspegel bei RS485

Anhang J

Realisierung FTCTC-Codierer

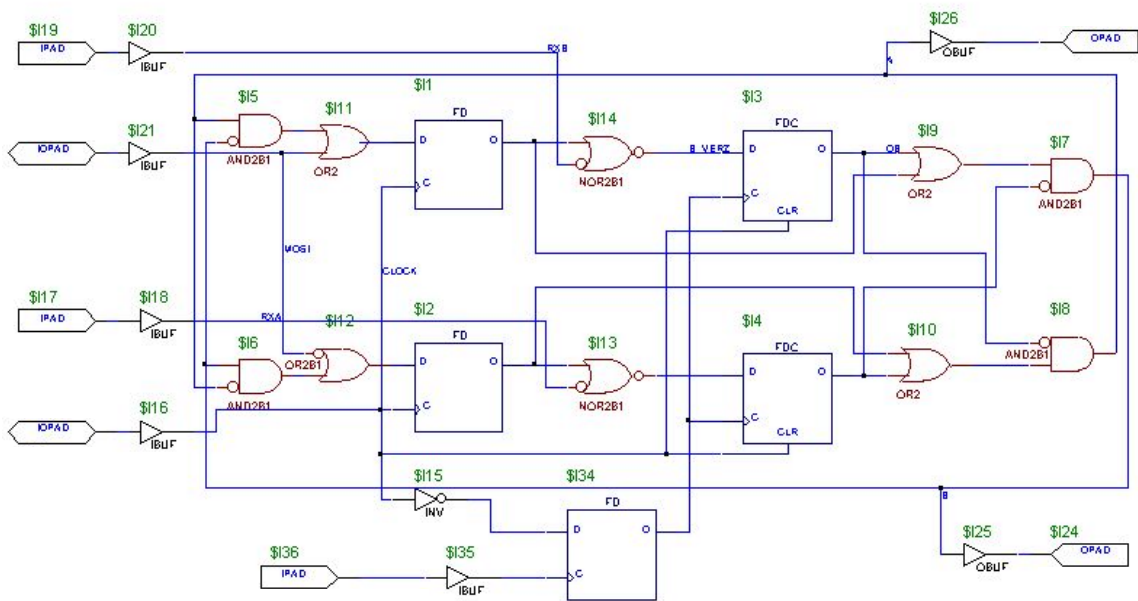


Abb. 125 Fehlertoleranter Clock-Ternär-Codierer (FTCTC)