

CPS-DATENÜBERTRAGUNG FÜR ELEKTROHÄNGE- BAHNEN

G. Bühler

1 EINLEITUNG

Ein umfassender industrieller Einsatz der CPS[®]-Technik im Bereich der Bodenförderfahrzeuge, Elektrohängebahnen bzw. anderer Transportfahrzeuge für Stückgut (beispielsweise in Paketverteilzentren, der Gepäckverteilung auf Flughäfen etc.) erfordert ein effizientes und flexibles Flottenmanagement. Denkt man an die sich rasch verändernden Gegebenheiten auf einem internationalen Flughafen mit unvorhersehbaren Flugumleitungen, Zwischenlandungen und damit verbundener Neuverteilung des Gepäcks, so wird bereits deutlich, daß es ohne Kommunikationstechnik praktisch nicht realisierbar wäre. Jedes Fahrzeug besäße einen individuellen Identifizierungscode und müsste Daten wie Position, Geschwindigkeit und Beladezustand einer Zentrale übermitteln, wonach diese ihrerseits Transportaufträge an die Fahrzeuge vergäbe. Desweiteren wäre eine Kommunikation der Fahrzeuge untereinander wünschenswert, um beispielsweise Abstände und Geschwindigkeiten an die Nachbareinheiten anzupassen zur Vermeidung von Kollisionen bzw. Verminderung der Geschwindigkeit im Bereich von Weichen.

2 ÜBERTRAGUNSMEDIEN

Grundsätzlich bestehen bezüglich des Übertragungsmediums, der Modulationsart etc. mehrere Möglichkeiten, Daten über große Distanzen zu übertragen, wobei es von Fall zu Fall abzuwägen gilt, welchem Verfahren in einem konkreten Einsatzfall der Vorzug zu geben ist. Als Übertragungsmedien bieten sich elektrische und optische Leiter sowie die drahtlose Funktechnik an. **Bild 1** fasst sämtliche Möglichkeiten übersichtlich zusammen:

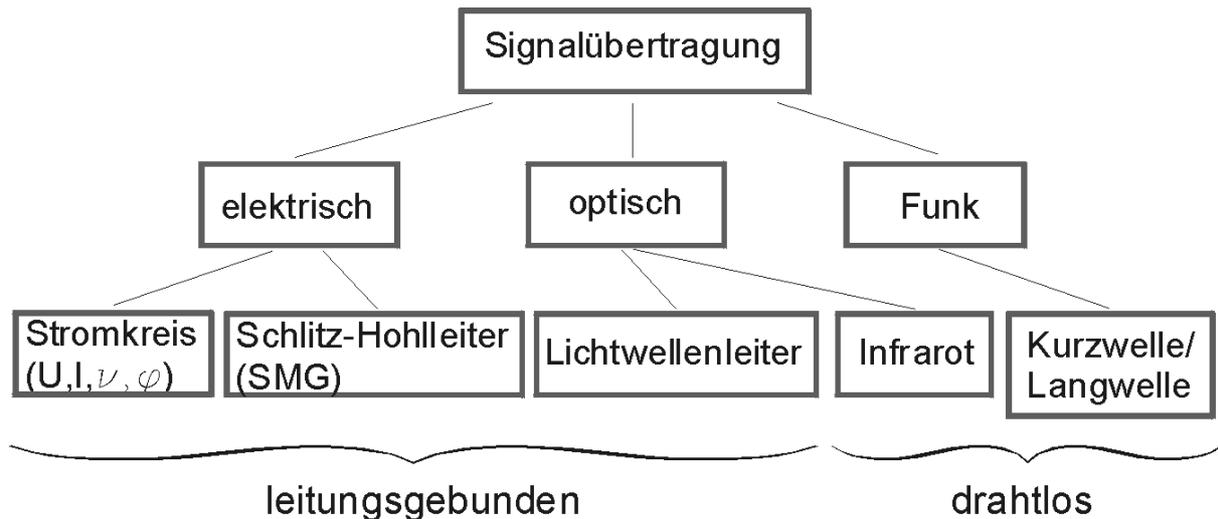


Bild 1: Übertragungsverfahren zur Datenkommunikation

2.1 Bewertungskriterien

Um eine Auswahl treffen zu können, sind die Verfahren nach unterschiedlichen Aspekten zu untersuchen wie beispielsweise

- Kosten und Installationsaufwand
- Distanzen und räumliche Lage
- Sicherheit der Übertragung etc.

Da kein Medium ideale Eigenschaften hat, ist es zweckmäßig, sich die Besonderheiten jeder Variante zu vergegenwärtigen. Allerdings liegt der Schwerpunkt hier auf der leitungsgebundenen elektrischen Datenkommunikation.

2.1.1 Lichtwellenleiter

Die optische leitungsgebundene Datenübertragung nutzt Lichtwellenleiter, um Signale über große Distanzen zu übertragen. Man macht sich dabei das Prinzip der Totalreflexion zunutze, welches immer dann an einer Grenzfläche zwischen zwei optischen Medien unterschiedlichen Brechungsindex bei flach einfallenden Lichtstrahlen auftritt. Den Vorteilen einer hohen Datenrate auch über große Distanzen, der Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischer Abstrahlung steht der Nachteil gegenüber, die Signale über den gesamten Streckenbereich verfügbar zu machen d.h. aus dem Lichtwellenleiter auszukoppeln.

2.1.2 Drahtlose Übertragung

Sie lässt sich für große Distanzen per Funktechnik realisieren, für geringe Entfernungen wo evtl. sogar Sichtkontakt besteht, auch per Infrarotstrahlung. Ein großer Vorteil besteht in der Möglichkeit, eine großflächige Datenkommunikation zu gewährleisten, ohne an ein spezifisches Medium gebunden zu sein, allerdings mit dem Nachteil einer prinzipiellen Störempfindlichkeit gegenüber äußeren Einflüssen (elektromagnetischer Umgebung bei der Funktechnik und beispielsweise Staub im Falle von Infrarotstrahlung).

2.1.3 Schlitz-Hohlleiter

Bei diesem ursprünglich von MBB für den Transrapid entwickelten Übertragungsverfahren wird die Information einem hochfrequenten Träger im Bereich um 2.4 GHz aufmoduliert und mittels eines in Längsrichtung geschlitzten Aluminiumprofils (Hohlleiter) übertragen. In diesen Spalt hinein ragt berührungslos die Antenne eines am Fahrzeug befindlichen Empfängers, so dass man korrekterweise von einer drahtlosen Kommunikation sprechen müsste. Da man jedoch an den Hohlleiter gebunden ist, wird das Verfahren hier den leitungsgebundenen zugeordnet. Vorteilhaft sind die hohen Datenraten von bis zu 10 Mbaud über lange Strecken (1000 m) sowie die Wartungsfreiheit aufgrund fehlender Berührung.

2.1.4 Elektrische Leitungen

In der leitungsgebundenen elektrischen Datenübertragung werden als Informationsträger die Spannung, der Strom, die Frequenz und die Phase genutzt, wobei grundsätzlich die Möglichkeit besteht, das Signal galvanisch per Schleifkontakt oder berührungslos induktiv bzw. kapazitiv ein- und auszukoppeln. Darin liegt auch der eigentliche Vorteil dieses Verfahrens im Anwendungsfall CPS[®]:

- es liegt bereits das für den Energietransport nötige Primärkabel, so daß jeglicher Installationsaufwand entfällt
- es gibt keine zusätzliche nennenswerte Störabstrahlung

Die Nachteile:

- gegenüber LWL höhere Signaldämpfung und –verzerrung
- prinzipielle Störempfindlichkeit, da der Primärleiter eine Antenne darstellt
- begrenzte Datenraten

Letztgenanntes Argument wiegt jedoch nicht so schwer, da die derzeit geforderten Datenraten im Bereich von 20...100 kBaud grundsätzlich auch mit

elektrischen Kabeln beherrschbar sind. Zur Erläuterung der Dämpfungsmechanismen diene **Bild 2**.

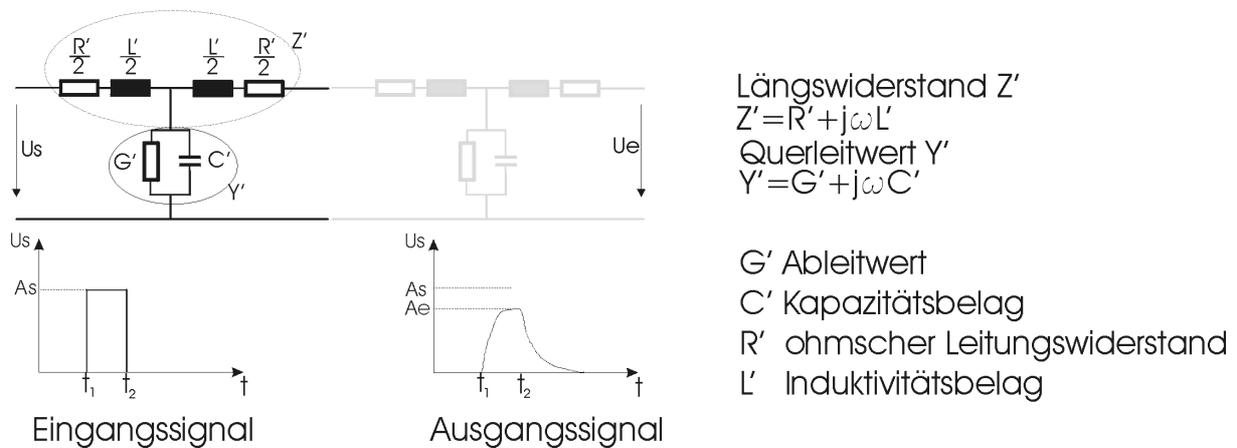


Bild 2: Ersatzschaltbild eines Kabels mittels T-Glieder

*Dämpfungskonstante α

Um die elektrischen Eigenschaften eines Kabels bewerten zu können, beschreibt man es näherungsweise als eine Folge von Widerständen, Kapazitäten und Kondensatoren. Die Widerstände sind dabei verantwortlich für die Dämpfung des statischen Signalpegels, wogegen die Kapazitäten und Induktivitäten Tiefpässe bilden, welche sich ungünstig auf die Flankensteilheit auswirken (siehe **Bild 2**). Für eine unendlich lange Leitung, bei der die gesamte in sie gespeiste Energie aufgezehrt wird, erhält man die Dämpfungskonstante

$$\alpha = \ln(U_x / U_{x+1}) = \ln(I_x / I_{x+1}).$$

Sie stellt das logarithmische Verhältnis der Amplituden oder Effektivwerte von Strom und Spannung an zwei um 1 km voneinander entfernten Punkten dar. Nach U_{x+1} bzw. I_{x+1} aufgelöst ergibt sich $U_{x+1} = U_x e^{-\alpha}$ bzw. $I_{x+1} = I_x e^{-\alpha}$.

*Phasenkonstante β

Neben der Dämpfungskonstante existiert noch ein weiterer charakteristischer Wert, welcher die Momentanwerte von Strom und Spannung entlang des Leiters in ein und demselben Zeitpunkt beschreibt – die sogenannte Phasenkonstante β .

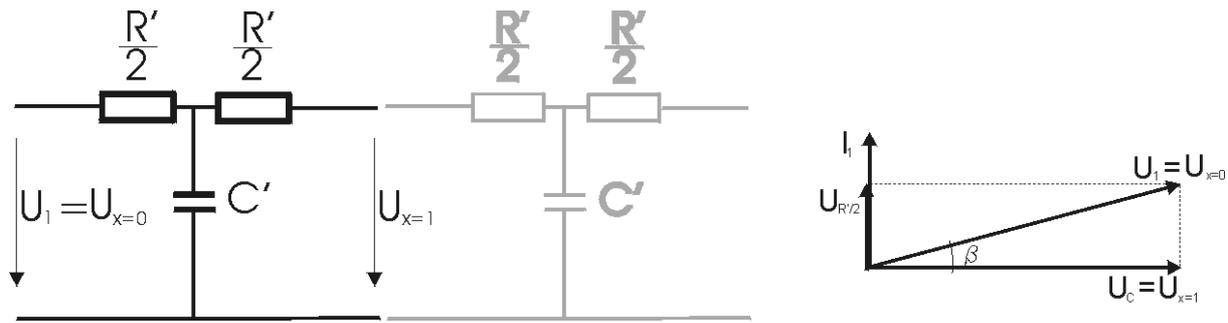


Bild 3: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Kabels

Qualitativ lässt sie sich aus dem Zeigerdiagramm von Strom und Spannung aus einem vereinfachten Ersatzschaltbild (**Bild 3**) herleiten, in welchem lediglich der Widerstandsbelag R' im Längsweg sowie der Kapazitätsbelag C' im Querweg wirksam sind. Hier erkennt man, daß der Spannungszeiger $U_{x=1}$ dem Eingangsspannungszeiger $U_{x=0}$ um einen hier nicht quantifizierbaren Winkel β nacheilt. Für die übertragenen Signale bzw. deren Trägerwelle bedeutet das eine Phasenverschiebung entlang der Signalleitung.

*Reflexionsfaktor p

In den bisherigen Betrachtungen war vorausgesetzt worden, daß die einseitig hineingesteckte Energie aufgrund der großen Leitungslänge im Kabel völlig aufgezehrt wurde, weshalb das Leitungsende auf die Signalamplituden keinen Einfluß haben konnte. Tatsächlich ist das jedoch nicht der Fall, so daß man einen beliebigen Abschlusswiderstand Z_2 annehmen kann, welcher die Spannung und den Strom am Ende so beeinflusst, daß ihr Quotient $U_2/I_2=Z_2$ wird. Andererseits muss der Quotient aus Spannungs- und Stromwelle an jedem Punkt – also auch am Ende – konstant und gleich dem Wellenwiderstand Z_L sein. Wenn Z_2 zufällig gleich Z_L ist, so wird sämtliche Energie restlos verbraucht. Bei Fehlanpassung, also $Z_2 \neq Z_L$ entsteht zusätzlich eine Spannungs- und Stromwelle in entgegengesetzter Richtung, so daß deren Überlagerung mit den Primärwellen am Leitungsende gerade wieder die Verhältnisse schafft, wie sie durch Z_2 vorgeschrieben werden. Für den Fall der Signalübertragung im CPS[®]-System bedeutet dies, daß es Streckenabschnitte gäbe, wo kein ausreichender Signalpegel vorhanden wäre, da hin- und rücklaufende Wellen interferieren und sich bereichsweise auslöschen würden. Ähnliche Verhältnisse wie am Ende würden am generatorseitigen Einspeisepunkt entstehen, so daß von hier aus erneut eine Reflexionswelle ausginge. Ein Maß für die Güte der Anpassung stellt der komplexe Reflexionsfaktor p dar, welcher sich wie folgt berechnen lässt:

$p = |p| e^{j\delta} = (Z_2 - Z_L) / (Z_2 + Z_L)$ mit Betrag $|p|$ und Winkel δ . Damit lassen sich drei charakteristische Zustände darstellen:

- $Z_2 = Z_L$ (Anpassung): Der Reflexionsfaktor wird Null und es treten keine Reflexionen auf
- $Z_2 = \infty$ (Leerlauf): $p = (\infty - Z_L) / (\infty + Z_L) = +1$ doppelte Spannung gegenüber Anpassung, Strom = 0
- $Z_2 = 0$ (Kurzschluss): $p = (0 - Z_L) / (0 + Z_L) = -1$ doppelter Strom, Spannung = 0

Der im Bereich der CPS[®]-Technik gültige Zustand ist der des kurzgeschlossenen Leitungsendes. Der Einbau eines angepassten Abschlusswiderstandes direkt am Kabelende ist ausgeschlossen, da das Kabel neben der Information ja noch Träger des Primärstromes ist. Deswegen müssen sämtliche Maßnahmen zur Anpassung und Filterung am Einspeisepunkt vorgenommen werden. Eine Abschätzung des Kapazitäts- und Induktivitätsbelages einer Doppelleitung der Stärke $d=15$ mm im Abstand $a=100$ mm liefern die folgenden Faustformeln:

$$L' = (\mu_0 \mu_r) / \pi \ln(2a/d) = (4\pi 10^{-7} \text{Vs} / \text{Am} * 1) / \pi \ln(2 * 0.1 \text{m} / 0.015 \text{m}) = \underline{1.04 \mu\text{H/m}}$$

$$C' = \pi \epsilon_0 \epsilon_r / \ln(2a/d) = \pi 0.885149 \text{E-11 F/m} / \ln(2 * 0.1 \text{m} / 0.015 \text{m}) = \underline{10.8 \text{pF/m}}$$

Der Wellenwiderstand berechnet sich nach

$$Z_L = ((R' + j\omega L') / (G' + j\omega C'))^{1/2} .$$

Mit $R' \ll j\omega L'$ und $G' \ll j\omega C'$, was in guter Näherung für relativ kurze Kabellängen gilt, folgt für den nunmehr reellen Wellenwiderstand

$$Z_L = (L'/C')^{1/2} = (1.04 \text{E-6 H/m} / 10.8 \text{E-12 F/m})^{1/2} = \underline{310 \Omega}$$

Mit diesen Werten lässt sich das für den Primärwechselrichter erforderliche Filter dergestalt dimensionieren, daß es die 140 kHz Übertragungsfrequenz wirksam blockt die 20 kHz Grundschwingung hingegen passieren lässt.

2.1.5 Störeinflüsse

- Wechselrichter: Der Primärwechselrichter, dessen Zweck es ist, das Streckenkabel in geeigneter Weise zu bestromen (typischerweise $\hat{I} = 100$ A bei 20 kHz) stellt aufgrund seiner taktenden Funktionsweise eine nicht unbedeutende Störquelle dar. Im Fourierdiagramm tritt besonders die Grundschwingung sowie die 1., 2., 3. usw. Oberschwingung hervor, wobei die

Einhüllende der Amplituden gemäß einer e-Funktion abnimmt. Ein wirksames Mittel, die Strecke gegenüber diesen Störeinflüssen abzublocken, ist das eingangsseitige Filter bestehend aus Kondensatoren und Induktivitäten.

- Pickups: Je nachdem, ob sich auf der Strecke weitere Pickups befinden, deren Elektronik ihrerseits taktet, werden zusätzliche Störsignale in die Strecke zurückgekoppelt und zwar an beliebiger nicht vorhersagbarer Stelle und nicht synchron zur Taktfrequenz. Dagegen gibt es praktisch kein wirksames Mittel, von der Wahl einer ausreichend hohen Trägerfrequenz einmal abgesehen.

3 PRAKTISCHE AUSFÜHRUNG

3.1 Aufbau der Strecke

Bild 4 zeigt den Aufbau einer typischen Konfiguration mit dem örtlich gebundenen Primärwechselrichter sowie der Zentralstation samt Sendeempfänger für die Kommunikation mit Anschluss an eine SPS. Auf der Strecke befinden sich eine Reihe von Fahrzeugen (hier lediglich ein einzelnes dargestellt) mit Pickup zur Energieübertragung und gegenüber der Feststation meist baugleichem Sendeempfänger.

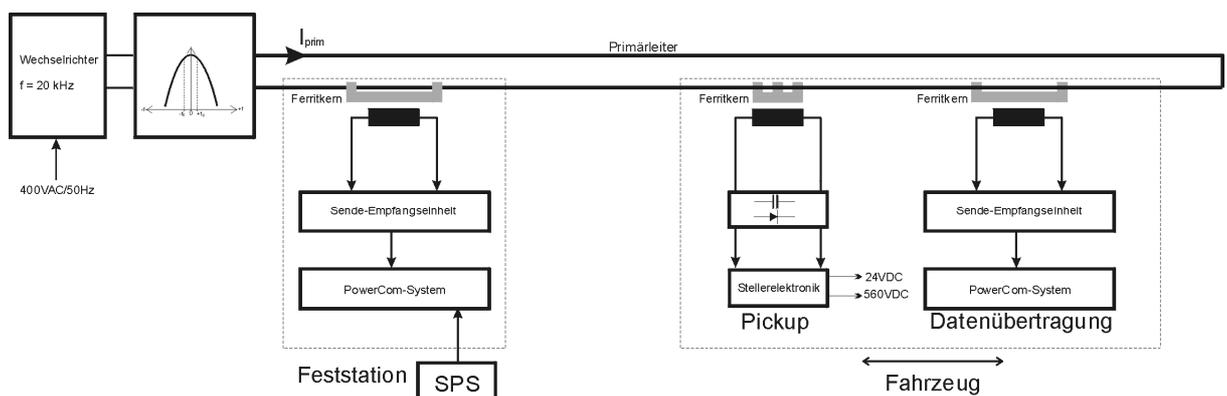


Bild 4: CPS[®]-System mit Elementen der Datenübertragung

Der Ablauf einer Datenübertragung könnte beispielsweise darin bestehen, daß die SPS ein Kommando sendet, welches ein ausgewähltes Fahrzeug einen bestimmten Ort anfahren lässt. Je nach der Philosophie des Übertragungskonzeptes ist dazu senderseitig die Vergabe des Auftrages notwendig und fahrzeugseitig die ständige Übermittlung der Position, wonach die Zentral-SPS zu gegebener Zeit das Stopp-Kommando sendet oder eine einmalige Auftragsvergabe

inkl. Halteposition, wonach die fahrzeugseitige Elektronik selbständig den Zielort anfährt und dort stoppt.

3.2 Modulationsverfahren und Wahl der Trägerfrequenz

Aus der Vielzahl der möglichen Modulationsverfahren wurde die Frequenzmodulation, genauer FSK (=frequency shift keying) ausgewählt. Sie ist zum einen verhältnismäßig leicht zu realisieren, sowohl digital als auch analog, und zum anderen relativ störunempfindlich, da die meisten Störeinflüsse lediglich die Amplitude und Flankensteilheit beeinflussen nicht jedoch die Frequenz. Um den Entwicklungsaufwand möglichst gering zu halten, wurde zunächst eine Realisierung mit einem handelsüblichen PowerCom[®]-System angestrebt, welches lediglich in geeigneter Weise zu modifizieren bzw. zu ergänzen war. Ursprünglich dient es zur Datenübertragung auf 50 Hertz-Netzen, weswegen die Mittenfrequenz auf 137,5 kHz festgelegt ist (entsprechend 122 kHz für ein LOW-Bit und 155 kHz für ein HIGH-Bit). Eine Übersicht der zur Verfügung stehenden Frequenzen samt der erlaubten Pegel liefert **Bild 5**.

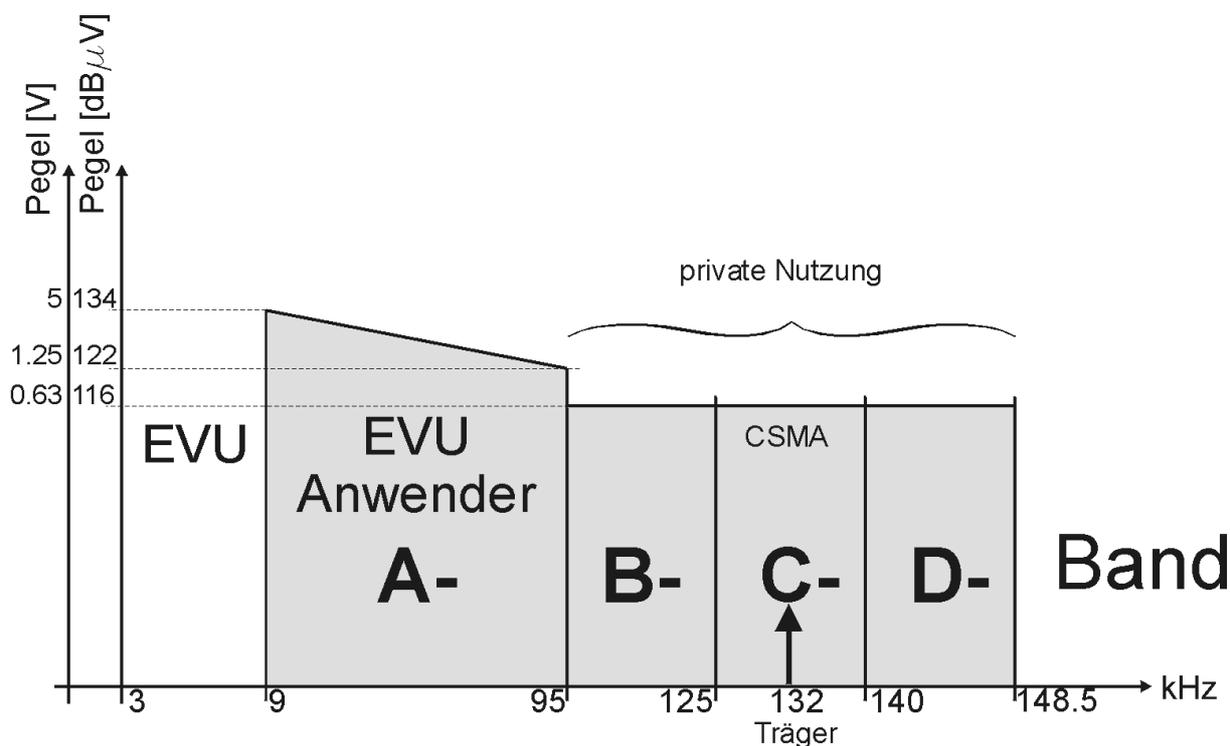


Bild 5: Frequenzbereiche und Pegel nach CENELEC EN 50 065

Der Bereich bis 95 kHz steht ohnehin allein den EVU zur Verfügung, so daß lediglich die Bänder B, C und D zur freien Nutzung verbleiben. Die angegebenen Pegel dürfen aufgrund der in der Messvorschrift dargestellten Brücken-

schaltung auf der Übertragungsstrecke tatsächlich den doppelten Wert besitzen also rund 1.3 V im relevanten Frequenzbereich.

3.3 Erfahrungen mit der Hardware

Die 7. Oberschwingung der 20 kHz Grundfrequenz des Primärwechselrichters liegt bei 140 kHz, so daß selbst bei einer idealen Sinusschwingung des Primärstromes noch mit einem nennenswerten Störpegel gerechnet werden muss. Tatsächlich weicht die wirkliche Form mehr oder weniger stark vom Sinus ab, wodurch noch weitere Frequenzanteile hinzukommen.

Im Verlauf der Entwicklung wurde deshalb ein geeigneter Signalverstärker gebaut, welcher in der Lage war, einen hohen Signalpegel zur Verfügung zu stellen. Problematisch in diesem Zusammenhang war die Realisierung einer guten Kopplung zwischen Antenne und Primärleiter sowie die im Verhältnis zur Trägerfrequenz geringen Einschwingzeiten der Filterkreise. Bei 20 kBaud Übertragungsrate währt ein Bit $1/20.000\text{s} = 50\ \mu\text{s}$, die Periode der 140kHz-Schwingung dauert $1/140.000\text{s} = 7,14\ \mu\text{s}$, so daß für ein Bit lediglich $50\mu\text{s}/7,14\mu\text{s} = 7$ Schwingungen zur Verfügung stehen. Das reicht gerade aus, um vom Power-Com[®]-System noch erkannt zu werden. Um die Situation noch zu verbessern, wurde die Elektronik dergestalt modifiziert, daß der Frequenzübergang von LOW nach HIGH ohne Phasensprung verlief. Dies hat nebenbei noch den Effekt, daß sich die erforderliche Bandbreite vermindert, weil die Frequenzanteile zur Darstellung der entstehenden steilen Flanken entfallen.

Eine weitere Schwierigkeit bestand in der bereits erwähnten Forderung nach einer guten Kopplung. Einerseits hätte man diese zweckmäßigerweise durch einen kleineren Luftspalt im Ferritkreis der Antenne realisieren können, andererseits bestehen gewisse Anforderungen an die Freigängigkeit der Antennen- bzw. Pickupkonstruktion, welche diese Maßnahme wieder verbieten. Um bei gegebener Spannung und Frequenz die Durchflutung der Antennenwicklung (**Bild 6**) zu vergrößern, musste die Windungszahl von ursprünglich acht Windungen auf zwei reduziert werden, was einer Vervierfachung der Durchflutung entspricht. Dabei sind jedoch 16-fach höhere Ströme zu schalten mit entsprechend großen Verlusten in den Schalttransistoren. Da die fahrzeugseitigen Steller üblicherweise 560 VDC und 24 VDC bereitstellen, so lag nahe, sich der 24 VDC zu bedienen. Es zeigte sich nun, daß diese Spannung nicht unter allen Betriebsbedingungen ausreichte, um einen genügend großen Strom in die Antennenwicklung zu treiben, so daß man sich zunächst damit behalf, den Primär-

leiter zweifach durch den Antennenkreis zu schleifen (ein Verfahren, welches im späteren Einsatz selbstverständlich nicht zulässig ist).

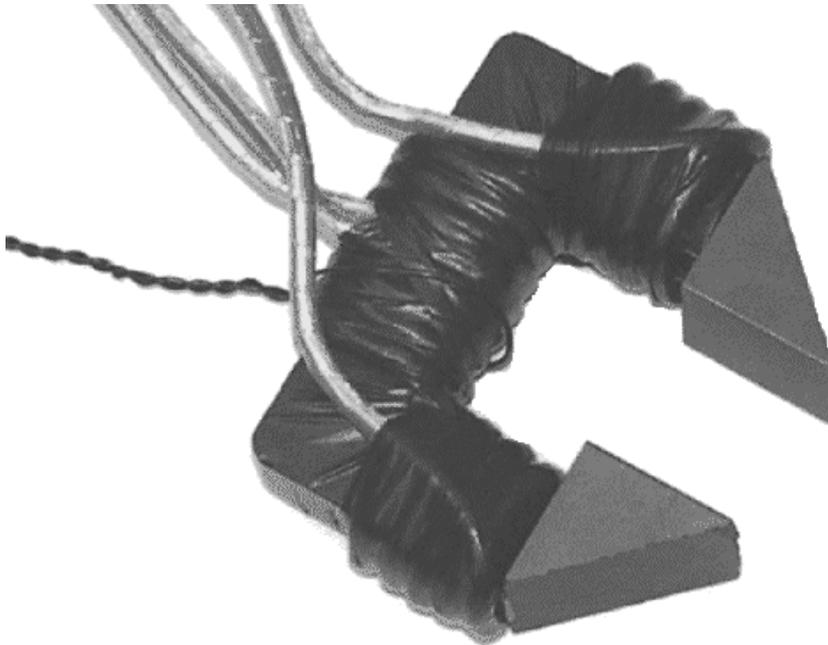


Bild 6: Labormuster einer Ferritantenne

In erster Linie ging es vorrangig darum, die prinzipielle Machbarkeit nachzuweisen. Beispielsweise war eine einwandfreie Datenübertragung mit einer Übertragungsrate von 19,2 kBaud und nur einer Primärleiterschleife bei abgeschaltetem Wechselrichter bzw. geringen Strömen problemlos möglich, bei vollem Strom hingegen nicht mehr. Aufgrund des generell höheren Störhintergrundes wäre hier die Anhebung des Signalpegels erforderlich gewesen mit der Konsequenz einer Erhöhung der Zwischenkreisspannung der Senderendstufe mittels eines zusätzlichen Stellers. Es stellte sich dabei heraus, daß ein S/N-Verhältnis von mind. 3 gewährleistet sein muss, damit das PowerCom[®]-System ein Zeichen noch richtig erkennt.

4 RESUMÉ UND AUSBLICK

Die zuletzt genannten Schwierigkeiten führten dazu, die Entwicklung zugunsten einer neuen eigenständigen Variante ohne Anbindung an die PowerCom[®]-Technik abzubrechen. Seit die Frequenzbeschränkung von 148,5 kHz aufgehoben ist und neue Frequenzbänder bis 30 MHz zur Datenübertragung freigegeben

wurden (**Bild 7**), ist ein Kommunikationssystem auf der Basis höherer Frequenzen in der Entwicklung.

Frequenzband	2.2...	4.2...	7.4...	10.5...	12.5...	15.5...	19.0...	22.0...
In MHz	3.5	5.8	9.4	11.5	13.0	17.5	21.0	24.0

Bild 7: PowerLine-Frequenzbandzuweisung für Energieversorgungsleitungen (Entwurf nach CENELEC SC205A/WG10)

Einerseits sind hier die wechselrichterseitigen Störpegel um Größenordnungen geringer, andererseits stellen sich die Einschwingverhältnisse bzgl. der zur Verfügung stehenden Trägerfrequenzperioden deutlich günstiger dar. Gleichzeitig vergrößert eine hohe Frequenz beispielsweise auch die in den Primärleiter induzierte Spannung, so dass eine kleinere Antenne ausreicht. Für die praktische Erprobung und Vermessung einer CPS[®]-versorgten Strecke unter realistischen Bedingungen wird derzeit am IMAB eine Industrie-Elektrohängebahn mit einer Schienenlänge von 16 m sowie einer Steigung von 10° und einer 90°-Kurve installiert (**Bild 8**).

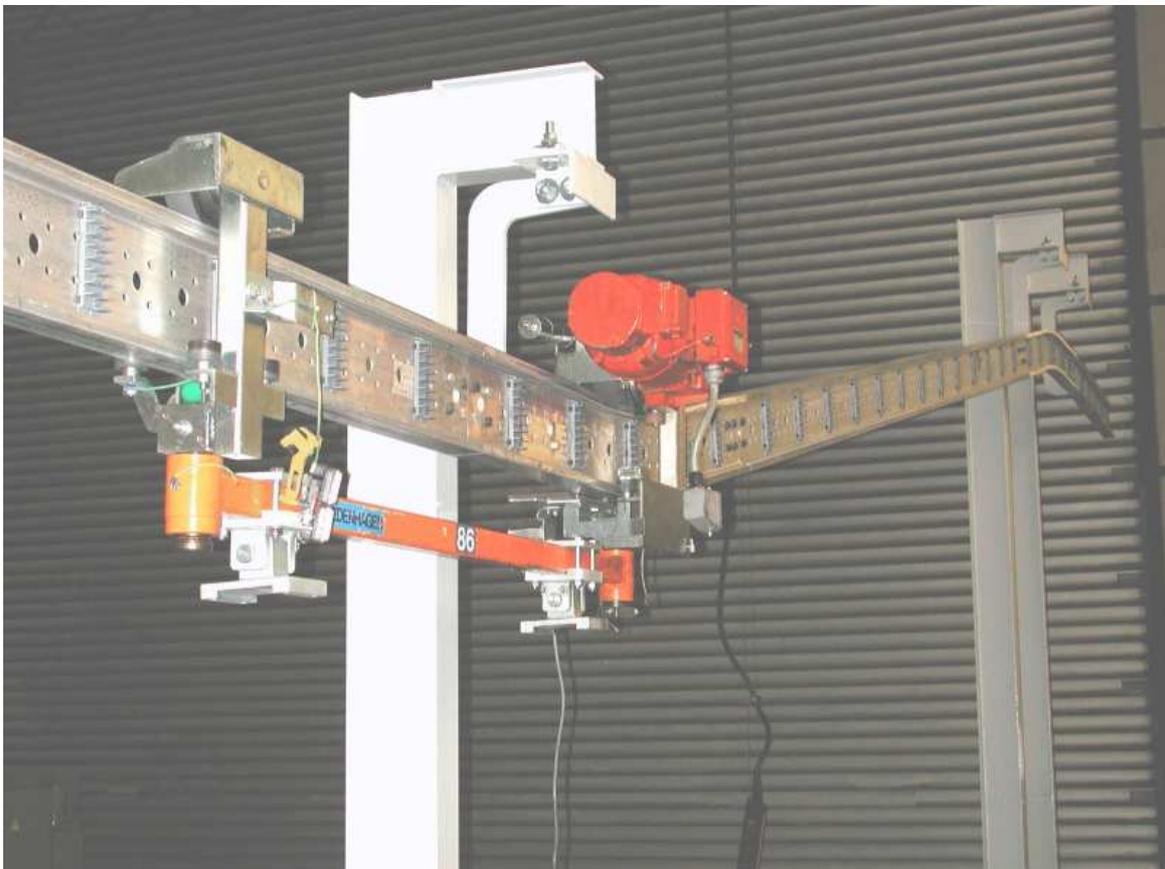


Bild 8: Testaufbau einer Elektrohängebahn