

Powerline-Kommunikation

von K. Dostert

1 Einleitung

Die Anfänge der Kommunikation über Stromversorgungsleitungen liegen fast 80 Jahre zurück. Während in der Vergangenheit ausschließlich die Energieversorgungsunternehmen (EVU) hiervon nutzbringend Gebrauch machen konnten, hat sich die Situation mit Beginn des Jahres 1998 aufgrund der Deregulierung von Telekommunikations- und Energiemarkt grundlegend verändert. Im weiteren wird das Gebiet der Telekommunikation über Stromnetze bis hin zur Haushaltssteckdose näher beleuchtet, wobei folgende Ebenen unterschieden werden:

1. Der Zugangsbereich, die sogenannte „letzten Meile“, wo eine Alternative zum TK-Netz des ehemaligen Monopolisten entsteht, mit Sprachübertragung, Fax und Datendiensten aller Art, insbesondere aber schnellem und kostengünstigem Internet-Zugang.
2. Gebäudeinstallationsnetze für „Last Meter“-Lösungen aller Art, insbesondere für den Internet-Zugang über jede Steckdose. Dies allein erschöpft jedoch die „Kanalkapazität“ bei weitem noch nicht. In absehbarer Zukunft lassen sich zusätzlich digitale Anwendungen der Unterhaltungselektronik wie „streaming“ Audio und Video realisieren.

Die Kapazität typischer Zugangnetze reicht über einem Frequenzbereich bis etwa 20MHz bis zu Datenraten von 350Mbit/s. Damit steht ein Potential zur Verfügung, das beträchtliche wirtschaftliche Werte schaffen wird, wovon „Internet aus der Steckdose“ nur ein erster Schritt ist. Die Nutzungsmöglichkeiten sind dennoch nicht unbegrenzt, weil Frequenzbänder benötigt werden, deren Belegung primäre Funkdienste, z.B. Lang-, Mittel- und Kurzwellenrundfunk sowie Amateurfunkbänder durch unbeabsichtigte Funkabstrahlung beeinträchtigen könnte. Die Festlegung nutzbarer Bereiche sowie von Pegelgrenzwerten erfordert daher Kompromisse. Darüber gilt es, möglichst symmetrische Übertragungswege zu finden, auf denen weitgehend Gegentaktsignalausbreitung erfolgt. Während TK-Netze diesen Aspekt von Anfang an berücksichtigen, sind Energieverteilnetze, insbesondere in Gebäuden meist weit vom symmetrischen Zustand entfernt. Sorgfältige Wahl der Frequenzbereiche und der Modulationsverfahren im Hinblick auf elektromagnetische Verträglichkeit (EMV), und das Ausloten von Möglichkeiten der „Netzconditionierung“ sind deshalb besondere Herausforderungen.

1.1 Stand der Technik

In den vergangenen 10 Jahren wurde eine Reihe von PLC¹-Systemen entwickelt, die die Vorgaben der europäischen Norm EN 50065 (Frequenzbereich 3-148,5kHz) erfüllen. Die Kanaleigenschaften von Stromnetzen in diesem Frequenzbereich sind gut bekannt. Aufgrund der eingeschränkten Bandbreite und der begrenzten Sendepiegel sind jedoch die erreichbaren Datenraten auf einige 10 kbit/s beschränkt. Für Telekommunikationsanwendungen ist eine Ausweitung des Frequenzbereichs bis über 20MHz unabdingbar. Die Eigenschaften von Stromnetzen in diesem Frequenzbereich wurden erst in jüngster Zeit umfassend erforscht.

Für die Konzeption von PLC-Systemen sind neben den Übertragungseigenschaften auch Analysen des Störszenarios wichtig. Neuere Arbeiten dazu zeigen, daß außer dem bislang erfaßten stationären farbigen Hintergrundrauschen unbedingt auch die Einflüsse von Impulsstörungen zu beachten sind. Auf der Grundlage dieser umfassenden Kenntnisse können schließlich die Grenzen schneller Datenübertragung auf Stromnetzen ausgelotet werden. Die enormen Werte, die dabei theoretisch zutage

¹ Powerline Communication

treten, gilt es jetzt und künftig mit geeigneten Übertragungsverfahren nutzbar zu machen. Dabei stellt sich heraus, daß OFDM¹ die besten Erfolgsaussichten hat, weil dieses Verfahren aufgrund hoher Flexibilität und spektraler Effizienz sowohl die widrigen Kanaleigenschaften überwinden als auch auf regulatorische Eingriffe sehr flexibel reagieren kann.

2 Das elektrische Energieversorgungssystem aus nachrichtentechnischer Sicht

Das Energieversorgungsnetz ist ein weitreichendes, weitverzweigtes und hierarchisch gegliedertes Netz, das vielfältige Einsatzmöglichkeiten als Kommunikationsmedium eröffnet. Dazu zählen heute bereits breitbandige bidirektionale Dienste mit Datenraten von einigen Mbit/s. In nächster Zeit werden 10Mbit/s und mehr erreicht.

2.1 Topologie des Stromversorgungssystems

In Mitteleuropa gliedert sich die elektrische Energieversorgung in drei Ebenen, die Hochspannungsebene (110kV bis 380kV), die Mittelspannungsebene (10kV bis 30 kV) und die Niederspannungsebene mit 0,4 kV. Die verschiedenen Spannungsebenen dienen zur verlustarmen Überbrückung verschiedener Entfernungen. Zwischen den Spannungsebenen befinden sich Transformatoren, die für PLC-Trägerfrequenzen „natürliche“ Sperrern sind. Der vorliegende Beitrag konzentriert sich auf die Niederspannungsebene, wo von einem Ortsnetztrafo in der Regel 3-10 Versorgungsstränge abgehen. Der Ortsnetzbereich wird häufig als Baum- oder Sternnetz betrieben. Durch die Dämpfung des Transformators, ergibt sich eine Struktur, die einer Mobilfunkzelle mit Basisstation gleicht.

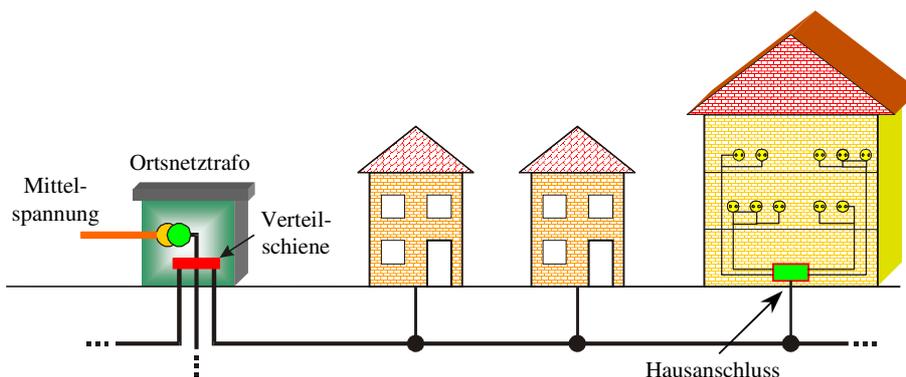


Bild 1: Struktur der Ortsnetzelle

Ein Trafo versorgt einige zehn bis maximal einige hundert Haushalte - s. Bild 1, wobei die Länge von Erdkabelsträngen selten größer als einige hundert Meter ist. Am Hausanschlußpunkt endet die Zuständigkeit des EVU, so daß dort sowohl technisch als auch juristisch eine Schnittstelle

vorliegt. Der PLC-Hausanschluß sollte daher so konfiguriert werden, daß für Hochfrequenz eine Trennung von Gebäudenetz und Zugangsnetz gegeben ist. Innerhalb eines Gebäudes liegt in der Regel eine Baumstruktur vor, über die Steckdosen und Geräte versorgt werden. Im Gegensatz zum Zugangsnetz, dessen Verkabelung weitgehend standardisiert und gut dokumentiert ist, variieren Hausinstallationen sehr stark, allenfalls die Baumstruktur ist gemeinsam.

Der Bereich einer Trafostation ist nachrichtentechnisch ein Bussystem, dessen Ressourcen sich die Teilnehmer teilen müssen. Dabei ist es sinnvoll, Protokolle zu verwenden, die Punkt-zu-Multipunkt-Strukturen unterstützen, wobei die Datenflußkontrolle in der Trafostation erfolgt. Die weitere Anbindung zum „Backbone-Netz“ eines Netzbetreibers kann über konventionelle Nachrichtenverbindungen wie Glasfaser, Richtfunk, Breitbandkabel oder auch über das Mittelspannungsnetz erfolgen.

Wie Bild 2 zeigt, kann das Stromnetz bis zur Steckdose in vier Ebenen gegliedert werden. Während die Ebenen 1 bis 3 durch Trafos gut getrennt sind, besteht zwischen Ebene 3 und 4 ohne Maßnah-

¹ Orthogonal Frequency Division Multiplexing

men der Netzkonditionierung eine enge Kopplung, so daß eine Nutzung gleicher Frequenzen nicht möglich sein wird. Der Einsatz eines „Gateway“ zwischen PLC-Zugangsnetz und Hausanschluß ist daher grundsätzlich sinnvoll. Obwohl auch auf der Mittelspannungsebene PLC möglich ist, liegt das größte Potential der Nutzung für schnelle Telekommunikations- und Datendienste eindeutig auf den Ebenen 3 und 4 nach Bild 2. Ebene 3 überbrückt in Kürze die letzte Meile mit Summendatenraten von einigen Mbit/s. Parallel dazu wird der Inhabsbereich mit ähnlicher Datenrate bis hin zu den

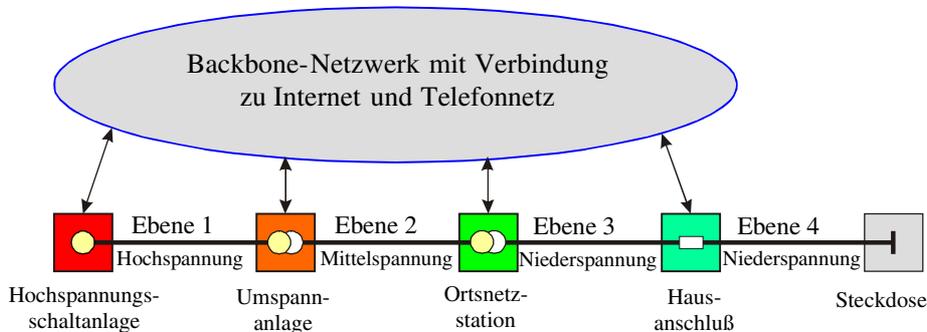


Bild 2: Mögliche Verknüpfungen von Energie- und Nachrichtennetzen

Steckdosen erschlossen. Darüber hinaus ist in naher Zukunft im Gebäudeinneren Datenraten über 10Mbit/s zu rechnen. Aktivitäten in dieser Hinsicht gibt es zur Zeit bei der HomePlug¹-Alliance in den USA und in Europa im Rahmen des EU-Förderprogramms

IST². Während die letzte Meile eher ein rein europäisches Thema ist, erweist sich die Erschließung der Ebene 4 als weltweit interessant. Denn hier können ohne Installationsaufwand feinverzweigte schnelle lokale Netzwerke (LAN) aufgebaut werden, über die Entertainment-Systeme Audio- und Videodaten in digitaler Form schicken. Mit der HomePlug Alliance hat sich in den USA ein zugkräftiger Firmenzusammenschluß gebildet, der die Ansätze mit Macht vorantreibt. Eine wichtige Aufgabe ist noch die Standardisierung, während Übertragungsverfahren und Hardware bereits weit gediehen und in Feldversuchen erprobt sind. Es ist davon auszugehen, das OFDM zum Einsatz kommt, wobei der Hersteller Intellon³ die Serienproduktion eines Chipsatzes für 14Mbit/s für das 2. Quartal 2001 ankündigt. Die europäische Entwicklung im Rahmen von IST wird bis zur Serienreife noch ca. 2 Jahre benötigen.

2.2 Übertragungseigenschaften

Für Wechselstrom wächst der Widerstand eines Drahtes aufgrund des Skin-effektes mit der Quadratwurzel der Frequenz. Hinzu kommen bei Kabeln dielektrische Verluste in den Isoliermaterialien, die zu einer frequenzproportionalen Erhöhung der Ableitverluste führen. Die elektrischen Parameter der Verdrahtung unterliegen breiten Streuungen, wodurch Dämpfung und Wellenwiderstand mit entsprechend hohen Toleranzen behaftet sind. Das heute meist verwendete Kabel hat eine Viersektorgeometrie, die mit einem Streifenleitungsmodell nachgebildet werden kann. Damit lassen sich die für PLC wichtigen Größen *Wellenwiderstand* Z_L und *Dämpfung* $D(f)$ bestimmen. Bei Signaleinspeisung zwischen zwei Phasen⁴ erhält man $Z_L \approx 45...50\Omega$, wobei geringe Frequenzabhängigkeit zu beobachten ist, was auf geringe Verluste hindeutet. $D(f)$ nimmt hingegen mit steigender Frequenz zu und erreicht bei 20MHz und einer Länge von 1km einen Wert von rund 50dB. Generell steigt also die Dämpfung mit der Frequenz. Diese Tiefpaßeigenschaft ist auch an Gebäudeinstallationsnetzen zu beobachten. Außerdem treten praktisch auf allen Verbindungen periodische Fluktuationen der Übertragungsfunktion auf, die auf ein Echomodell geführt haben, das durch die folgende Übertragungsfunktion vollständig beschrieben wird:

¹ <http://www.homeplug.org>

² Information Society Technologies

³ <http://www.intellon.com/index.asp>

⁴ dies ist aus Gründen der EMV unbedingt ratsam

$$H_E(f) = \sum_{i=1}^N a_i \cdot e^{-\alpha(f) \cdot \ell_i} e^{-j2\pi f \frac{\ell_i}{v_p}} \quad (2.1)$$

In 2.1 steht ℓ_i für die Kabellänge, v_p für die Phasengeschwindigkeit und a_i ist ein Gewichtungsfaktor, der Details der Netztopologie erfaßt, d.h. das Produkt der Reflexions- und Transmissionsfaktoren im Zuge eines Pfades. Die Dämpfungskonstante $\alpha(f)$ kann mit der Näherung

$$\alpha(f) \approx \vartheta_1 \cdot \sqrt{f} + \vartheta_2 \cdot f \quad (2.2)$$

erfaßt werden. Der erste Term ($\propto \sqrt{f}$) ist eine Folge des Skineffektes und der zweite ($\propto f$) rührt von den dielektrischen Verlusten her. Das Modell ist an zahlreichen Beispielen verifiziert worden, wobei sich zeigte, daß in der Regel nur sehr wenige Echos (3...5) berücksichtigt werden müssen.

2.3 Störszenario

Im Gegensatz zu konventionellen Kommunikationskanälen kann die Störung auf Stromnetzen nicht als additives weißes gaußsches Rauschen (AWGN¹) modelliert werden. Das ist darauf zurückzuführen, daß neben farbigem Hintergrundrauschen mit relativ niedriger spektraler Leistungsdichte auch Schmalbandstörungen durch Rundfunksender vorkommen, und insbesondere verschiedenartige Impulsstörer. Letztere sind in hohem Maße zeitvariant, d.h. es ist mit Änderungen im Bereich von Mikro- und Millisekunden zu rechnen. Beim Auftreten eines Impulses steigt die spektrale Leistungsdichte beträchtlich, so daß Bit- oder auch Burstfehler bei einer Datenübertragung wahrscheinlich sind. Die vollständige Analyse und Modellierung von Impulsstörern ist zur Zeit noch ein Forschungsthema. Erste Ergebnisse deuten darauf hin, daß Stromnetze nur zu etwa 1% der Zeit von Impulsstörungen betroffen sind. Wenn es mit intelligenten Systemkonzepten gelingt, genau diese Zeiten auszublenden, kann unter geringen Verlusten eine hohe Übertragungskapazität genutzt werden. Dieses Ziel wird in der Forschung momentan verfolgt.

3 Möglichkeiten und Grenzen der PLC-Technik

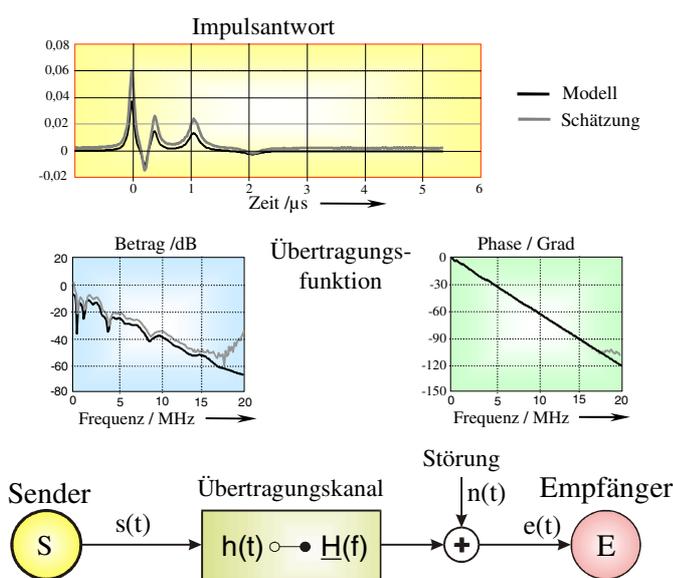


Bild 3: Komplexe Übertragungsfunktion und Impulsantwort von Powerline-Kanälen

Für den Entwurf schneller PLC-Systeme ist die Kenntnis der Impulsantwort des Kanals erforderlich, um wichtige Parameter wie die Länge von Symbolen festzulegen. Die Impulsantwort eines Kanals ist mit der komplexen Übertragungsfunktion über die Fouriertransformation verknüpft. Bild 3 veranschaulicht die Zusammenhänge. Die notwendigen Messungen sind nicht einfach durchzuführen, da man eine Rückleitung benötigt. Bislang wurde daher für längere Strecken nur die Dämpfung in großem Umfang untersucht. Für Gebäudeinstallationsnetze, wo der Einsatz einer Rückleitung nicht so problematisch ist, sind Meßergebnisse ver-

¹ additive white Gaussian noise

fürbar. Um auch große Strecken im Zugangsbereich zu erfassen wurde eine neue Methode der Kanalschätzung, die auf breitbandigen Anregungssignalen basiert, entwickelt, die ohne Synchronisationsleitung auskommt. Des weiteren erlaubt diese Methode eine schnelle und exakte Schätzung auch unter den typischen Störbedingungen. Das neue Verfahren basiert senderseitig auf periodischen Bandspreizsignalen, die den zu untersuchenden Kanal anregen, und empfängerseitig auf einem erwartungstreuen Schätzalgorithmus. Da der Aufwand für ein entsprechendes Meßsystem relativ gering ist, steht einer flächendeckenden Untersuchung auch langer Übertragungsstrecken nichts mehr entgegen.

3.1 Abschätzung der Powerline-Kanalkapazität

Die Fähigkeit, Daten zu übertragen kann für jeden beliebigen Kanal mit der Kenntnis der wesentlichen Parameter abgeschätzt werden, die in der Shannonschen Formel

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.1)$$

vorkommen. In (3.1) gibt C die maximale Datenrate in bit/s an, bei der theoretisch eine fehlerfreie Übertragung möglich ist. C eine Obergrenze, die in der Praxis nicht erreichbar ist, der man aber mit steigendem Systemaufwand immer näher kommen kann. Je größer also der Abstand einer realisierten Datenrate r_D zur Kanalkapazität C ist, um so niedriger wird der Aufwand sein, um r_D zu erreichen. Die Kenntnis von C erweist sich somit bei der Systemplanung als enorm wertvoll.

In (3.1) ist B die verfügbare Bandbreite und S/N das Signal/Störverhältnis am Eingang des Empfängers. Die Anwendung von (3.1) auf Powerline-Kanäle ist nicht unmittelbar möglich, weil das Signal/Störverhältnis konstant ist. Daher muß das Leistungsdichtespektrum $\Phi_{ee}(f)$ des Empfangssignals und die frequenzabhängige spektrale Störleistungsdichte $\Phi_{nn}(f)$ in Betracht gezogen werden, so daß sich aus (3.1)

$$C = \int_{f_u}^{f_o} \log_2 \left(1 + \frac{\Phi_{ee}(f)}{\Phi_{nn}(f)} \right) df, \text{ mit } B=f_o-f_u \quad (3.2)$$

ergibt. Das Leistungsdichtespektrum $\Phi_{ee}(f)$ des Empfangssignals erhält man aus dem Sendeleistungsdichtespektrum $\Phi_{tt}(f)$ in einfacher Weise mit Hilfe der Übertragungsfunktion $\underline{H}(f)$ des Kanals, d.h. es ist

$$\Phi_{ee}(f) = \Phi_{tt}(f) \cdot |\underline{H}(f)|^2. \quad (3.3)$$

$\underline{H}(f)$ und $\Phi_{nn}(f)$ sind feste Kanaleigenschaften, die z.B. nur durch Maßnahmen der Netzkonditionierung beeinflußt werden können. Die einzig freie Variable ist somit das Sendeleistungsdichtespektrum $\Phi_{tt}(f)$, das hauptsächlich durch das angewandte Modulationsverfahren festgelegt wird. Offensichtlich könnte man auch an sehr schlechten Kanälen beliebig hohe Datenraten erzielen, wenn $\Phi_{tt}(f)$ nicht begrenzt wäre. Dem steht jedoch von vornherein die Forderung nach EMV entgegen. D.h. es ist letztlich das Ziel von Regulierung und Normung, ein geeignetes Leistungsdichteprofil für PLC festzulegen, das eine sichere schnelle Kommunikation erlaubt, ohne primäre Funkdienste zu beeinträchtigen. Bezüglich EMV wird zur Zeit¹ die Begrenzung der elektrischen Feldstärke auf einen Wert von $E_g \approx 40 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ diskutiert, die mit einer genormten Empfangseinrichtung innerhalb einer Meßbandbreite $B_M = 9 \text{ kHz}$ zu bestimmen ist. Als Bindeglied zwischen dieser Feldstärke und

¹ die gesetzliche Festlegung ist nicht vor 2003 zu erwarten

der Sendeleistung eines PLC-Systems wurde eine elektromagnetische Koppelfunktion¹ $K(f,d)$ eingeführt. $K(f,d)$ beschreibt im wesentlichen die Antenneneffizienz eines Stromnetzes und gibt, abhängig von der Frequenz f , den maximalen Betrag der elektrischen Feldstärke E in einem Abstand d von einer Leitung an, in die eine Sendeleistung P eingespeist wird.

3.1.1 Kanalkapazität im Zugangsbereich

Für den Zugangsbereich ist eine umfangreiche Datenbasis über Powerline-Kanäle verfügbar. Auf Basis des obigen Grenzwertes, und unter Verwendung typischer Meßwerte von $K(f,d)$ wurden Kapazitätsschätzungen für zahlreiche bekannte Kanäle der Zugangsebene durch Auswertung von (3.2) durchgeführt. Dabei wurde auch berücksichtigt, daß die nutzbare Bandbreite in der Praxis nicht zusammenhängend, sondern in Schlitzen unterschiedlicher Breite über den Frequenzbereich von 1MHz...30MHz verteilt sein wird. Es ist somit vorausgesetzt, daß Modulationsverfahren eingesetzt werden, die ein fragmentiertes Spektrum nutzen können. Wegen des Tiefpaßcharakters sinkt die Kanalkapazität mit wachsender Streckenlänge - s. Tabelle 1.

	Datenrate		Streckenlänge
	bester Fall	schlechtester Fall	
theoretisch	250Mbit/s	14Mbit/s	100m...>300m
realisierbar	100Mbit/s	5Mbit/s	100m...>300m

Tabelle 1: Abschätzung der Powerline-Kanalkapazität und ihrer Nutzbarkeit auf der Zugangsebene

3.1.2 Kapazität von Gebäudeinstallationsnetzen

Auch Gebäudeinstallationsnetze weisen frequenzselektive Dämpfungseffekte aufgrund von Echos (Reflexionen) auf, und man findet Dämpfungswerte im Bereich 40...80dB. Die Ergebnisse sind mit Verbindungen im Zugangsbereich durchaus vergleichbar, trotz der deutlich geringeren Entfernungen. Ein deutlicher Unterschied macht sich jedoch im Verlauf der Dämpfung über der Frequenz bemerkbar: Der Tiefpaßcharakter ist in Gebäuden aufgrund der erheblich kürzeren Strecken weit weniger ausgeprägt. Daher liegt es nahe, innerhalb von Gebäuden höhere Frequenzen in Betracht zu ziehen. Zur Zeit ist der Frequenzbereich etwa ab 10MHz bis ca. 30MHz am interessantesten. Im Hinblick auf Standardisierung ist es daher empfehlenswert, eine Frequenztrennung vorzusehen, d.h. ca. 1MHz...10MHz für den Zugangsbereich und 10MHz...>30MHz für gebäudeinterne Anwendungen.

Um den Bereich höherer Frequenzen auszuloten, wurden Messungen bis zu 50MHz durchgeführt. Dabei wurden auch Möglichkeiten der Signalübertragung zwischen Nulleiter (N) und Schutzleiter (PEN) untersucht. Bei den Übertragungseigenschaften zeigen sich nur geringe Unterschiede zu andern Kopplungsarten. Hinsichtlich EMV ergibt sich jedoch eine erhöhte Symmetrie, die eine Gegendtakausbreitung, insbesondere in der Umgebung des Speisepunktes begünstigt, wo die Sendesignale am größten sind. Dies wird für die EMV bei schneller Datenübertragung von entscheidender Bedeutung sein. Obwohl die Meßdatenbasis noch klein ist, sind erste Abschätzungen der Kanalkapazität auf der Grundlage von (3.2) durchaus sinnvoll. Man findet über Bandbreiten bis zu 10MHz häufig einen Störabstand von rund 60dB vor, so daß man mit (3.1)

$$C \approx 200\text{Mbit/s} \quad (3.1)$$

für die theoretische Kanalkapazität erhält. Der betrachtete Kanal ist selbstverständlich nicht repräsentativ, kann aber durchaus als Anhaltspunkt gesehen werden bis weitere Auswertungen folgen.

¹ eine Definition von Meßgrundlagen erfolgt der Zeit im internationalen PLCforum

4 Modulationsverfahren für die schnelle Powerline-Telekommunikation

Standard-Modulationsverfahren der Telekommunikation erweisen sich für die Powerline-Kommunikation als ungeeignet. Erst nach geeigneter Modifikation kann der Einsatz der folgenden Verfahren zum Erfolg führen, wobei sich jedoch noch beträchtliche Qualitätsunterschiede ergeben.

1. Bandspreizverfahren wie „Direct Sequence Spread Spectrum, (DSSS)“
2. breitbandige Einzelträgerverfahren
3. breitbandige Mehrträgerverfahren mit adaptiver entscheidungsrückgekoppelter Entzerrung
4. Mehrträgerverfahren in Form von OFDM

Nur bei den Verfahren 3 und 4 muß der zu übertragende Datenstrom nicht in einem zusammenhängenden Spektrum konzentriert werden, sondern kann, wenn nötig, auf Subkanäle mit beliebigen dazwischen liegenden Abständen verteilt werden. Bei OFDM ist die Zahl der Subkanäle hoch und sie haben gleiche Breite. Zudem kann ihnen entsprechend ihrer Qualität, ein mehr oder weniger großer Teil des Datenstroms zugeteilt werden. Verfahren 3 arbeitet normalerweise mit großen zusammenhängenden Frequenzblöcken. Nur die Verfahren 3 und 4 sind prinzipiell geeignet, die für PLC zu erwartenden ungleichmäßig verteilten Spektren unterschiedlicher Breite effizient zu nutzen. OFDM bietet dabei die höchste Flexibilität.

Einzelträgerverfahren kommen wegen zu geringer spektraler Effizienz nicht in Frage, denn die Übertragung eines Datenstromes mit der Symbolrate r_s erfordert eine Bandbreite von mindestens $2 \cdot r_s$, d.h. für N Teilnehmer muß die Gesamtbandbreite

$$B_{ET} > 2 \cdot N \cdot r_s \quad (4.1)$$

verfügbar sein. Hinzu kommt, daß wegen des unebenen Frequenzgangs im Empfänger eine aufwendige Entzerrung erforderlich ist. Die PLC-Marktführer haben sich deshalb generell auf Mehrträgerverfahren, insbesondere auf OFDM, konzentriert. Die folgende Tabelle 2 enthält eine Kurzbewertung der wichtigsten Eigenschaften der betrachteten Modulationsverfahren. OFDM erweist sich klar als Favorit.

	spektrale Effizienz	max. Datenrate in Mbit/s	Robustheit gegen Kanalverzerrung	Robustheit gegen Impulsstörer	Flexibilität und Adaptionfähigkeit	Systemkosten (ggf. mit Entzerrer und Repeater)	EMV-Aspekte, Regulierung
Spread Spectrum Techniken	< 0,1 bit/s/Hz	≈ 0,5	-	0	--	--	++
Einzelträger, breitbandig, mit Entzerrer	1-2 bit/s/Hz	≈ 2	+	+	0	-	-
Mehrträger breitbandig mit Entzerrer	1-4 bit/s/Hz	≈ 3	+	0	0	-	0
OFDM	>>1 bit/s/Hz	> 10	++	0	++	-	+

Tabelle 2: Vergleich von Modulationsverfahren für PLC (++ sehr gut; + gut; 0 brauchbar; - schlecht; -- sehr schlecht)

4.1 Warum OFDM?

OFDM ist kein neues Modulationsverfahren, sondern eine Technik, die sich bereits beim digitalen Rundfunk (DAB¹) und bei ADSL bewährt hat. OFDM ist gegen Mehrwegeausbreitung und ver-

¹ Digital Audio Broadcasting

schiedenartige Störungen robust. Das verfügbare Spektrum B_v wird in zahlreiche schmale Subkanäle unterteilt. Die Datenübertragung erfolgt gleichzeitig auf N Trägern mit den Frequenzen f_1, f_2, \dots, f_N . Jeder Subkanal hat nach Bild 4 die Bandbreite

$$\Delta f = \frac{B_v}{N} . \quad (4.1)$$

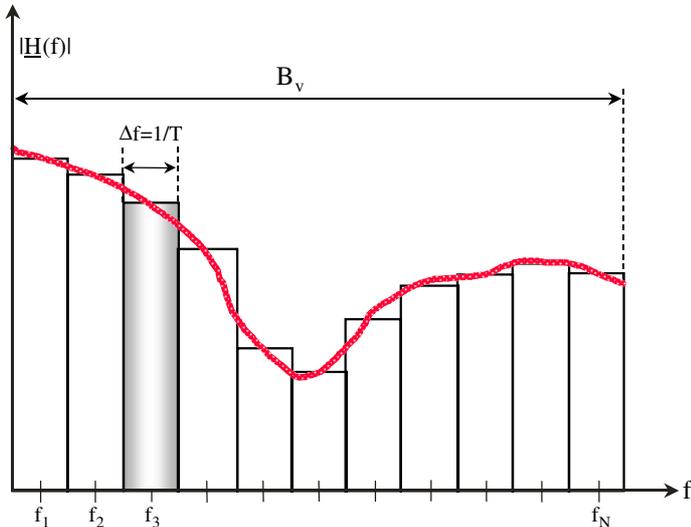


Bild 4: Anordnung der Subkanäle bei OFDM

Da die Subkanäle schmal sind, hat man innerhalb eines Kanals jeweils konstante Dämpfung und Gruppenlaufzeit. Eine Entzerrung ist einfach oder meist gar nicht nötig. Das ist ein erheblicher Vorteil gegenüber breitbandigen Einträgerverfahren.

Bild 5 veranschaulicht die Orthogonalität, die essentiell für die hervorragenden spektrale Effizienz von OFDM ist. Das Beispiel mit $N=7$ Signalformen zeigt die zulässige spektrale Überlappung, durch die sich bei einer Symbolrate r_s für N Subkanäle die Gesamtbandbreite

$$B_v = (N + 1) \cdot r_s \approx N \cdot r_s , \quad (4.2)$$

ergibt, d.h. nur die Hälfte des Wertes für Einzelträgerverfahren nach (4.1). Hohe spektrale Effizienz ist für den Erfolg schneller Powerline-Kommunikation wegen der begrenzten spektralen Ressourcen unverzichtbar. Da bei OFDM jeder Träger mit einem Teil des Datenstromes moduliert ist und alle Träger parallel gesendet werden hat das Sendesignal einen sehr komplexen Zeitverlauf aus, während das Betragsspektrum - s. Bild 5 oben - durch die Modulation nicht verändert wird.

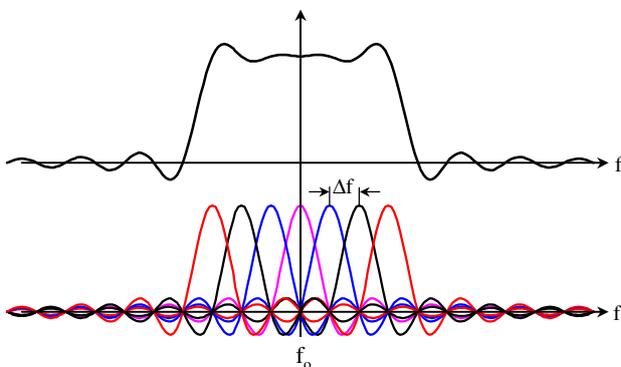


Bild 5: OFDM-Beispiel mit 7 Signalformen

Bei derartiger Signalen ist das Verhältnis von Spitzenwert zu Effektivwert, der CREST-Faktor, eine wichtige Kenngröße, die so klein wie möglich sein sollte. Bei der Trägermodulation gilt es daher gezielt das Aussenden vieler Träger mit gleicher Phasenlage zu vermeiden. Hohe Spitzen

im PLC-Sendesignal sind sowohl für die Auslegung von Sendeendstufen als auch im Hinblick auf EMV (Abstrahlung) ungünstig.

4.1.1 OFDM Systemaufbau und -funktion

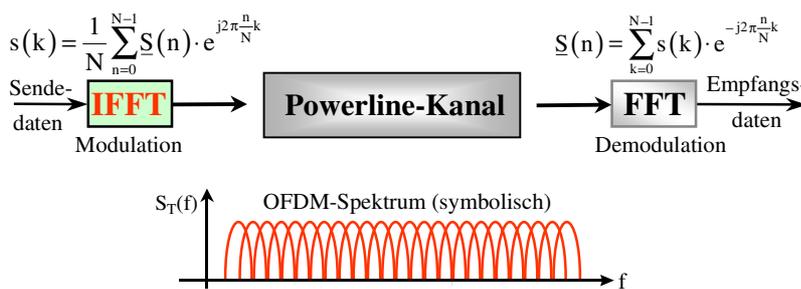
Die OFDM-Signalsynthese im Sender kann vorteilhaft durch eine inverse diskrete Fouriertransformation (IDFT) - s. Bild 6 - erfolgen, während im Empfänger die komplementäre Operation, nämlich eine DFT vor der Demodulation durchgeführt wird. Die IDFT liefert den Sendevektor $s(k)$ der Länge N mit der Dauer T . $\underline{S}(n)$ ist der Vektor der Spektrallinien, die im Abstand $\Delta f=1/T$ vorliegen, wobei die zu übertragende Information auf Amplitude und/oder Phase abgebildet werden kann. Im Empfänger wird der Vektor $s(k)$ des Empfangssignals verarbeitet. Das Ergebnis der DFT ist das wieder Spektrum $\underline{S}(n)$, aus dem die Datenrückgewinnung durch Phasen- und Amplitudenanalyse

erfolgt. IDFT und DFT können sehr effizient mit digitalen Signalprozessoren (DSP) durchgeführt werden, da DSP-Architekturen die sogenannte schnelle Fouriertransformation (FFT) optimiert sind.

Bei der Modulation müssen die Daten weder gleichmäßig auf die Träger verteilt werden, noch muß das gleiche Verfahren verwendet werden. Daraus können sich beträchtliche Vorteile ergeben, wenn entsprechende Kenntnisse der Kanaleigenschaften verfügbar sind. Falls z.B. bestimmte Teile des Übertragungsbandes wenig Dämpfung und geringe Störpegel aufweisen, können die Träger in diesem Bereich mit einem aufwendigen, spektral effizienten Modulationsverfahren wie QAM¹ belegt werden. Dort wo geringe Störabstände erwartet werden, könnte hingegen BPSK² zum Einsatz kommen. Extrem schlechte Bereiche oder solche, die aufgrund von Regulierung ausgeschlossen sind, können ausgeblendet werden, indem man die entsprechenden Werte im Vektor $\underline{S}(n)$ Null setzt. Das Beispiel in Bild 6 zeigt die Haupteigenschaften von OFDM im Überblick:

- Datenrate: $r_D=2\text{Mbit/s}$
- Zahl der Träger (Subkanäle): $N=1000$
- Modulation: QPSK³ \Rightarrow Symbolrate: $r_s=1\text{MHz}$

Jeder Träger wird gleichmäßig mit Information beaufschlagt und die OFDM-Symboldauer ist $T=1\text{ms}$. Daher müssen die Schlüsseloperationen IFFT und FFT in weniger als 1ms durchgeführt werden. Moderne DSPs wie benötigen ca. $70\mu\text{s}$ für eine komplexe 1024-Punkte FFT. Somit wäre eine Verzehnfachung der Datenrate beim heutigen Stand der DSP-Technik problemlos möglich.



Trägerzahl: $N=1000$; jeder Träger transportiert $1/N$ der Symbolrate

Trägermodulation: QPSK \Rightarrow Symbolrate = $1/2$ Datenrate

Beispiel: Datenrate: 2Mbit/s , $N=1000$
 OFDM-Symbolrate: 1000s^{-1} und $\Delta f=1\text{kHz}$
 \Rightarrow Gesamtbandbreite: 1MHz

IFFT und FFT müssen jeweils in 1ms berechnet werden;
 ein DSP TMS320C6001 benötigt ca. $70\mu\text{s}$

Zusammenfassend bietet OFDM bei hoher spektraler Effizienz große Flexibilität zur Nutzung der Ressourcen von Powerline-Kanälen. Durch die typische lange Symboldauer löst OFDM auf elegante Weise das Problem der Intersymbolinterferenz (ISI), das bei schneller Datenübertragung unter dem Einfluß von Mehrwegeausbreitung durch Echos bzw. Reflexionen auftritt. Denn bei Mehrwegeausbreitung kommt das gewünschte Signal zusammen mit mehreren verzögerte Kopien beim Empfänger

Bild 6: Einfaches OFDM-Systembeispiel mit QPSK

an - vgl. Bild 3. Die Impulsantwort des Kanals beschreibt Länge, Zahl und Dämpfung der unterschiedlichen Signalwege. Die Gesamtdauer der Impulsantwort ist eine entscheidende Größe, die bei der Wahl des Modulationsverfahrens berücksichtigt werden muß. Wenn man z.B. versucht, an einem Echokanal mit BPSK-Modulation eines Trägers eine hohe Datenrate zu erzielen, wird das Problem sofort offensichtlich. Bei einer Datenrate von 1Mbit/s dauert dann ein Symbol genau $1\mu\text{s}$. Wenn die Kanalimpulsantwort $1\mu\text{s}$ oder länger ist (bei Powerline-Kanälen können bis zu $10\mu\text{s}$ vorkommen), dann überlappen sich im Empfänger zwei oder mehr Symbole und werden dadurch unbrauchbar. Könnte man dagegen die Symboldauer erheblich länger wählen als die Dauer der Im-

¹ Quadratur-Amplitudenmodulation, eine Kombination von Amplituden- und Phasenmodulation

² binäre Phasensprungmodulation, d.h. nur $0/180^\circ$ -Phasensprünge kommen vor

³ Quadratur-Phasenmodulation, d.h. vier Phasenschritte: $0, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$

pulsantwort, wäre das ISI-Problem beseitigt. Bei BPSK geht das offenbar nur durch entsprechende Herabsetzung der Datenrate. OFDM hingegen löst das Problem durch Einsatz vieler paralleler Träger - wie das Beispiel in Bild 6 demonstriert. Bei einer Symboldauer von 1ms ist können selbst lange Powerline-Kanalimpulsantworten bis zu 10µs nur einen geringen Teil eines Symbols durch ISI schädigen. Faßt man jedoch Datenraten von über 10Mbit/s ins Auge, wird die Symboldauer nur noch in der Größenordnung 100µs sein. Dann wird es trotz OFDM notwendig, zusätzliche Maßnahmen gegen ISI zu ergreifen. Dazu bietet die Einführung eines sogenannten Schutzintervalls eine einfache und wirksame Lösung. Ein Schutzintervall wird gebildet, indem man dem OFDM-Symbol einen „zyklischen Präfix“ voranstellt, der eine der Dauer der Impulsantwort des Kanals entsprechende Zahl von Abtastwerten vom Ende des Symbols kopiert und an den Symbolanfang setzt. Die Symboldauer wird durch das Schutzintervall, das an Powerline-Kanälen maximal 10µs sein wird, somit nur um 10% vergrößert.

5 Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Fragen der Normung und Frequenzuteilung

Energieverteilnetze sind „elektromagnetisch offene“ Leitersysteme, d.h. sie sind unzulänglich im Hinblick auf Immission und Emission elektromagnetischer Felder geschützt. PLC-Sendesignale können andere unbeteiligte PLC-Systeme im gleichen Netzsegment direkt über die Leitungen stören und zudem verschiedenartige Funkdienste über abgestrahlte Felder. EMV bedeutet daher sowohl die Koexistenz unterschiedlicher PLC-Systeme als auch die Koexistenz von PLC mit Funkdiensten.

Nach Aussagen der RegTP¹ gibt es für Deutschland ein Gesamtspektrum von ungefähr 7,5MHz im Frequenzbereich bis 30MHz, das prinzipiell für PLC verwendbar wäre.

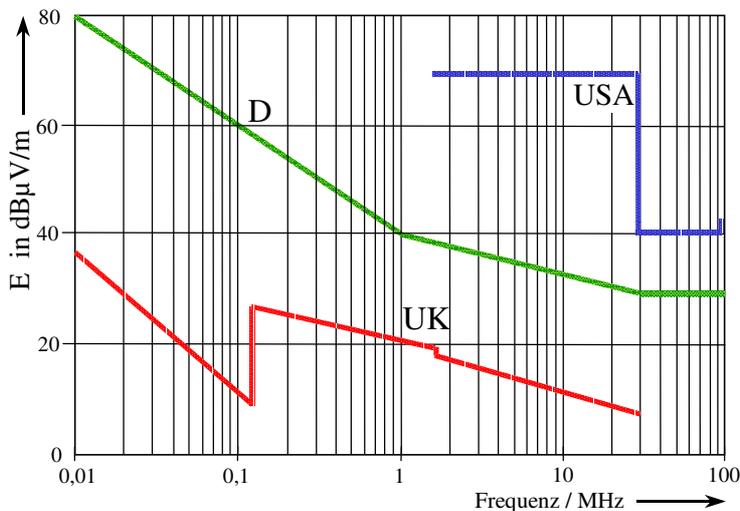


Bild 7: Grenzwerte der elektrischen Feldstärke für die Funkabstrahlung durch drahtgebundene Kommunikation in drei verschiedenen Ländern

Eine Zuweisung ist jedoch aus unterschiedlichen Gründen nicht möglich. Das für PLC nutzbare Spektrum wird auf keinen Fall zusammenhängend sein, sondern aus mehreren Bändern unterschiedlichen Breite bestehen. Neben passender Frequenzwahl kann auch eine Beschränkung der Feldstärke ungewollter Abstrahlung EMV sicherstellen. In Bild 7 sind Grenzwerte der elektrischen Feldstärke für drei verschiedene Länder, Deutschland (Kurve D), England (Kurve UK) und Nordamerika (Kurve USA) zusammengestellt. Kurve „D“ wurde Anfang 1999 von der RegTP für Deutschland in Form einer „Nutzungsbestimmung“ (NB 30)² vorgeschlagen.

Der für schnelle PLC interessante Frequenzbereich (1MHz...>30MHz) ist erheblich durch die von 40dBµV/m (100µV/m) bei 1MHz bis auf 27dBµV/m (22,3µV/m) bei 30MHz abfallende Grenzkurve betroffen. Vor allem im Vergleich mit der „USA“-Kurve (FCC Part 15) werden erhebliche Nachteile für Deutschland deutlich. Um 2MHz herum liegen z.B. die US-Grenzwerte mehr als 30dB über dem RegTP-Vorschlag. Das bedeutet einen Faktor 1000 hinsichtlich der Sendeleistung oder einen Faktor 10 bei der Datenrate. Unter diesen Randbe-

¹ Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post

² Nutzungsbestimmung 30 der RegTP: Telekommunikation Mitteilung Nr. 1/1999

dingungen ist es nicht erstaunlich, daß die Entwicklung von Chipsätzen 14Mbit/s in den USA bereits sehr weit fortgeschritten ist. Mit den für Deutschland zur Debatte stehenden Grenzwerten macht schon die Realisierung von 1...2Mbit/s Schwierigkeiten. Deshalb werden sich Maßnahmen der Netzconditionierung als wichtig erweisen, wenn Kurve „D“ ohne Änderungen wirksam werden sollte. Mit Netzconditionierung erscheint ein Gewinn von rund 20dB möglich, was den Nachteil gegenüber der US-Kurve auf rund 10dB schrumpfen ließe.

5.1 Was ist in Deutschland zu erwarten?

Nach heftigen kontroversen Debatten um die NB 30 und die dazugehörige Meßvorschrift „MV05“ erkannte man die Notwendigkeit einer Nachbesserung und setzte sowohl die NB 30 als auch die MV05 zu diesem Zweck bis Mitte 2003 aus. Ein grober Vergleich der drei Grenzkurven in Bild 7 ergibt, daß die deutsche Kurve ungefähr in der Mitte zwischen USA und UK liegt. Einerseits bemüht sich die „Powerline-Interessengemeinschaft“ die Grenzen in Richtung zu den US-Werten zu erhöhen, während andererseits z.B. aus Kreisen des Militärs und der Polizei sowie von Rundfunkanstalten Absenkungen gefordert werden. In diesem Umfeld können aus heutiger Sicht kaum deutlich großzügigere Grenzwerte erwartet werden. Andererseits ist aber auch eine Absenkung ist nicht wahrscheinlich, da einerseits das BMWi¹, in dessen Zuständigkeit die gesetzliche Umsetzung der NB 30 fällt, mittlerweile das Innovationspotential der PLC-Technik einzuschätzen weiß, und andererseits dem TV-Kabelnetzbetrieb durch Inkrafttreten der „D“-Kurve nach Bild 7 dramatische Einschränkungen mit hohem wirtschaftlichem Schaden drohen würden. Zudem kann - ausgehend von der Situation in USA - niemand ernsthaft ein elektromagnetisches Desaster durch PLC bei Einhaltung der jetzt zur Debatte stehenden Grenzwerte befürchten. Weitere Verschärfungen würden den Erfolg von PLC erheblich bedrohen.

5.2 Maßnahmen der Netzconditionierung für EMV

Die zukünftige PLC-Entwicklung zu Datenraten über 10Mbit/s wird sich aller Voraussicht nach in Europa nicht ohne Netzconditionierung durchführen lassen. Die erreichbaren Vorteile übersteigen alles, was mit noch so ausgefeilter Signalverarbeitung und Systemadaption möglich scheint. Die neuralgischen Punkte sind generell die Einspeisestellen von PLC-Signalen, wo die Abstrahlung durch folgende Maßnahmen verringert werden kann:

- Symmetrische Kopplung, um eine Gegentaktausbreitung über möglichst große Distanzen sicherzustellen
- Unterbinden der Kopplung auf nicht beteiligte Leiterstrukturen

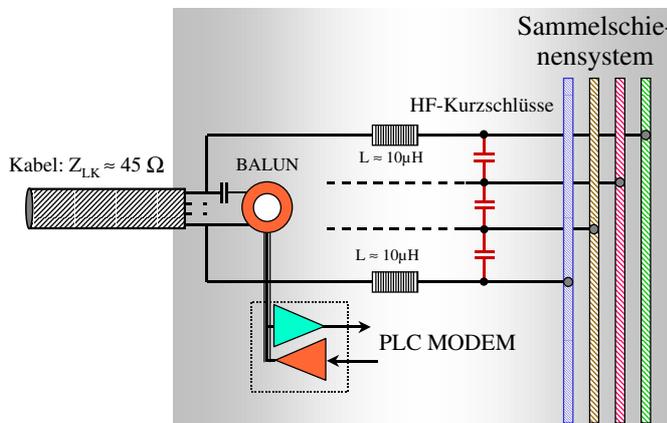


Bild 8: Netzconditionierung in einer Trafostation

In einer Trafostation wird die Signalkopplung im allgemeinen das komplette Sammelschienensystem einbeziehen, wobei nur ein Bruchteil der vom Sender abgegebenen HF-Leistung in den interessierenden Kabelabgang gelangt. Der größte Teil breitet sich in unbeabsichtigte Richtungen aus, wobei die Funkabstrahlung durch das Sammelschienensystem sicher am kritischsten ist. Das Ziel einer Netzconditionierung muß daher sein, die PLC-Signale so symmetrisch wie möglich nur in den ge-

¹ Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie

wünschten Kabelabgang zu bringen. Ein Ansatz dazu ist in Bild 8 dargestellt: Eine Drosselspule von ca. $10\mu\text{H}$ wird als HF-Sperre in jeden der beiden gespeisten Leiter eingefügt. Die Kondensatoren am Sammelschienensystem schließen HF-Reste, die die Spulen durchdringen, kurz. Die Konditionierung ist auch in Gegenrichtung wirksam und verhindert, daß z.B. vom Sammelschienensystem empfangene Rundfunksignale in das für PLC vorgesehene Kabel gelangen. Die Sendeendstufe eines Modems kann mit Hilfe eines HF-Übertragers an den Wellenwiderstand des Kabels angepaßt werden. Die beiden übrigen Leiter benötigen keine Konditionierung, weil mögliches Übersprechen durch die HF-Kurzschlüsse unwirksam gemacht wird. Der Aufbau der Drosselspulen ist eine technische Herausforderung, da sie den vollen Laststrom ($>100\text{A}$) tragen müssen. Der Einsatz magnetischer Materialien ist wegen drohender Sättigung problematisch und Luftspulen sind wegen der Baugröße nicht praktikabel. Experimentelle Aufbauten werden zur Zeit in Zusammenarbeit mit Industrie und EVU mit guten Ergebnissen erprobt.

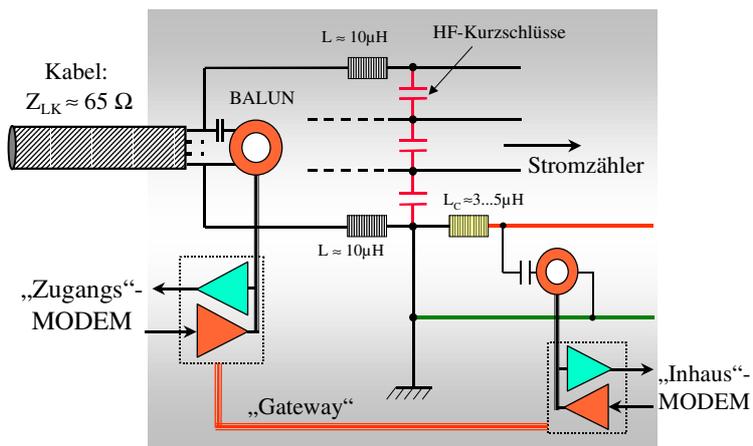


Bild 9: Netzkonditionierung am Hausanschluß
Lichtwellenleiter zu realisieren.

Die Lösung der Trafostation kann in vereinfachter Form auch für Hausanschlüsse angewandt werden, wie Bild 9 zeigt. Der Aufbau der Spulen ist hier wegen der geringeren Strombelastung einfacher. Nach den Spulen sind wieder drei HF-Kurzschlüsse vorhanden, die mit dem Schutzleiter und dem Hauserdungspunkt verbunden sind. Auf diese Weise ergibt sich ein sauberer Übergabepunkt, der die Zugangsebene vom Gebäudenetz trennt. Dazu es auch günstig, den „Gateway“ in Bild 9 mit einem

Bei PLC-Betrieb mit Datenraten über 10Mbit/s im Gebäude wird die EMV zu einer besonderen Herausforderung, weil bislang keine Konditionierungsmaßnahmen bekannt sind. Eine neuer Ansatz ist jedoch in Bild 9 dargestellt, dessen Grundidee darin besteht, die drei Phasen (L_1 , L_2 , L_3) und den Schutzleiter (PEN) als Masse für PLC-Signale zu konfigurieren, und den Nulleiter (N) als „heißen“ HF-Leiter gegenüber dieser Masse zu verwenden. Zur HF-Isolation des Nulleiters wird eine Drosselspule L_C von ungefähr $3...5\mu\text{H}$ eingefügt. Der Aufbau dieser Spule ist einfach, weil wegen der geringen Induktivität kein magnetisches Material benötigt wird. Der Hausanschlußpunkt ist - wie Bild 9 zeigt - hochfrequenzmäßig geerdet, so daß dort die drei Phasen und der Schutzleiter die gewünschte HF-Masse bilden. Die Einspeisestelle für PLC-Signale in Gebäuden ist gewöhnlich eine 230V -Schukosteckdose, die standardmäßig mit drei Leitungen angeschlossen wird, d.h. eine Phase, Nulleiter und Schutzleiter. Bislang erfolgte die PLC-Einspeisung zwischen Phase und Nulleiter. Während ein Anschluß aller Steckdosen stets mit dem Nulleiter verbunden ist, der durch das gesamte Gebäude verläuft, werden die Phasen normalerweise gleichmäßig auf die Steckdosen verteilt. Eine galvanische Verbindung der Phasen ist somit erst am Transformator gegeben. Die gezeigte Konditionierung bewirkt jedoch, daß sie zumindest für Hochfrequenz am Hausanschluß schon verbunden sind. Die bisherige Koppelmethode ist nachteilig, weil ein sendendes Modem seine Signale in eine Steckdose liefern kann, die z.B. mit Phase L_1 verbunden ist, während das empfangende Modem an L_2 angeschlossen ist. Der Empfang kommt dabei durch Übersprechen zwischen L_1 und L_2 zustande, so daß auch auf kurze Entfernungen hohe Dämpfung möglich ist. Des weiteren ergibt sich ein hoher Grad von Unsymmetrie. Im neuen Vorschlag hingegen bildet der Schutzleiter zusammen mit den drei Phasen eine schirmende HF-Masse, was insgesamt folgende Vorteile ergibt:

- PEN- und N-Leiter sind auf gleichem elektrischem Potential und galvanisch am Hauserdungspunkt verbunden, so daß Störsignale, die z.B. beim Betrieb elektrischer Geräte entstehen, im allgemeinen vermindert werden.
- PEN und N verlaufen meist parallel von Steckdose zu Steckdose in einem Gebäude. Man hat also eine Zweidrahtleitung mit verhältnismäßig hoher Symmetrie, so daß die unerwünschte Gegentakt/Gleichtaktumwandlung erst in gewissem Abstand von Speisepunkt stattfinden kann, wo der Signalpegel bereits stark verringert ist.

6 Zusammenfassung und weiterführende Arbeiten

Mit Beginn des Jahres 1998 wurden Telekommunikations- und Energiemärkte durch den Fall der letzten Monopole geöffnet. Als unmittelbare Konsequenz dieser Veränderungen werden sowohl im Ortsnetzbereich als auch innerhalb von Gebäuden neue, schnelle Kommunikationsverbindungen benötigt. PLC kann in diesem Zusammenhang ideale Lösungen bieten, weil auf eine überall vorhandene und äußerst fein verzweigte Infrastruktur zurückgegriffen werden kann.

Ein wichtiger Gesichtspunkt ist die elektromagnetische Verträglichkeit von PLC mit Funkdiensten, der Fragen der Frequenzuteilung, der Festlegung von Abstrahlungsgrenzwerten und Möglichkeiten der Netzkonditionierung einen hohen Stellenwert verleiht. Netzkonditionierung kann bei moderatem Aufwand beträchtliche Vorteile bieten, weil eine Absenkung unerwünschter Funkabstrahlung bis zu 20dB realistisch ist.

In Europa ist zur Zeit ist der schnelle Internet-Zugang über die Haushaltssteckdose bei Datenraten um 1...2Mbit/s die treibende Kraft bei der PLC-Systementwicklung. International rückt jedoch die Gebäudevernetzung mit Datenraten über 10Mbit/s mehr und mehr ins Rampenlicht. Bei führenden Herstellern ist der Aufbau experimenteller, auf OFDM basierender Prototypen mit Hilfe schneller DSPs, Mikrocontroller und FPGAs im Gange oder die Erprobung bereits abgeschlossen. Es folgt schrittweise die Integration in Richtung „PLC-System auf Silizium“, um kostengünstige Consumer-Produkte mit weltweiten Anwendungsmöglichkeiten zu schaffen.

Die schnelle Powerline-Kommunikation ist mittlerweile in die zuständigen Standardisierungs- und Normungsgremien eingebracht und wird intensiv behandelt, z.B. in ETSI, CENELEC SC 205 A, WG 10: “Home and building automation”; TC 210A WG1: “Information technology equipment (ITE)”; DKE AK 767,17 (für Deutschland) und CISPR. Des weiteren hat eine Powerline-Interessengemeinschaft im internationalen PLCforum formiert, wo vor allem Fragen der Standardisierung und eines geschlossenen Auftretens hinsichtlich Regulierung behandelt werden.