

Elektromagnetische Felder von Powerline-Anlagen

Teil I: Theoretische Grundlagen für die Störstrahlungsberechnung

Mit der wachsenden Nachfrage nach Datenkommunikation im privaten Bereich rückt die Powerline-Technik stärker in das Blickfeld. Für die Beherrschung der damit verbundenen Störstrahlung ist jedoch das Verständnis der grundlegenden Mechanismen erforderlich. Aus der Feldtheorie lassen sich Abschätzungen für Maximalwerte der von typischen Netztopologien ausgehenden Störungen gewinnen.

Harald Dalichau

Theoretische Elektrotechnik
Universität der Bundeswehr München
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik

1 Powerline Kommunikation

Die Nutzung des elektrischen Niederspannungsnetzes zur Datenübertragung mit Bitraten von bis zu 10 kBit/s gehört seit vielen Jahren zum Stand der Technik. Typisch für diese Technik ist die Verwendung herkömmlicher Modulationsverfahren (wie z.B. AM, FM, FSK) und herkömmlicher analoger Schaltungstechnik. Die Anwendungen liegen überwiegend im Bereich der Haus-Automation. Derartige PLC-Systeme mit niedriger Datenrate werden von vielen Firmen angeboten und weltweit eingesetzt. Aufgrund des Einsatzbereiches liegen die produzierten Stückzahlen in der Größenordnung von 10 000 Einheiten pro Jahr und Hersteller.

Anfang 2001 kommen in Europa die ersten PLC-Modems mit mittleren Datenübertragungsraten (50 bis 150 kBit/s) auf den Markt [1]. Um solche Bitraten zuverlässig auf einem Medium wie dem Niederspannungsnetz, das ja gar nicht für die Datenübertragung gedacht ist, übertragen zu können, werden moderne digitale Modulationsverfahren (z.B. adaptive DMT) und moderne Verfahren der Kanalkodierung eingesetzt [2]. Um solche

Technologien in preiswerte Produkte für den Massenmarkt umsetzen zu können, werden unter anderem leistungsstarke digitale Signalprozessoren (DSPs), A/D- und D/A-Wandler sowie Schnittstellen-ICs benötigt.

Ermöglicht wurde diese Entwicklung durch das zeitgleiche Zusammentreffen von drei wichtigen Grundvoraussetzungen:

1. Die theoretischen Grundlagen zur zuverlässigen Datenkommunikation auf Kanälen mit ungünstigen Übertragungseigenschaften (auf der Powerline) sind vorhanden.
2. Die für die schaltungstechnische Umsetzung notwendigen Komponenten sind zu niedrigen Preisen verfügbar.
3. Weltweit gibt es einen steigenden Bedarf nach Kommunikation und digitalem Datentransfer.

Der speziell für die PLC-Systeme wichtige Zielmarkt der Inhouse-Datenkommunikation, das heißt das Verteilen von Daten und Informationen innerhalb eines privaten Hauses bzw. einer Wohnung, ist im Begriff, sich vehement zu entwickeln. Die Hauptanwendungen liegen dort bei:

1. Vernetzen von PCs und Peripheriegeräten,
2. Internetzugang in jedem Raum,
3. Rückkanalfähigkeit von Set-Top-Boxen (STB),
4. Verteilen von MP3-kodierter Musik im Haus,
5. Fernsteuern und -überwachen von Geräten.

Die für diese Anwendungen notwendigen Datenraten werden von den zur Zeit verfügbaren PLC-Systemen mit mittleren Datenübertragungsgeschwindigkeiten voll abgedeckt:

- Internetverbindung heißt bei analogen V.90-Modems maximal 56 kBit/s (komprimiert) und bei ISDN-Anlagen 64 kBit/s bzw. gebündelt 128 kBit/s.
- MP3-kodierte Musik gibt es mit einer Datenrate von 128 kBit/s oder weniger,
- der Rückkanal einer STB sowie Steuern und Regeln erfordern wesentlich geringere Datenraten.

Damit ist die Übereinstimmung gegeben zwischen dem, was die Industrie preiswert liefern kann und dem, was der Markt verlangt. Die Stückzahlen, die für dieses Marktsegment prognostiziert werden, liegen in der Größenordnung von 1 Million PLC-Systemen pro Industrienation und Jahr. Insofern ist es jetzt unumgänglich, darüber nachzudenken:

Welchen Anforderungen sollen die PLC-Systeme der Zukunft genügen?

Welche Frequenzbereiche sind, aus technischer Sicht, für diese Anwendungen am besten geeignet?

2 Frequenzbereiche für PLC-Systeme

Das Niederspannungsnetz zur Energieversorgung mit 50-Hz-Wechselstrom besteht im privaten Wohnbereich aus Paralleldrahtleitungen, die in der Regel in Wänden und Decken unter Putz verlegt sind. Dieses Leitungsnetz ist für Frequenzen von 50 Hz optimiert. Bezüglich der Nutzung dieses vorhandenen Netzes zur Datenkommunikation bei höheren Frequenzen kann man zunächst vorab zwei Aussagen treffen:

- a) Mit zunehmender Frequenz werden die Übertragungseigenschaften dieses Netzes immer ungünstiger.
- b) Mit zunehmender Frequenz werden die Störungen, die durch den Betrieb als Energieversorgungsnetz entstehen, geringer.

Derzeit gibt es in folgenden Frequenzbereichen Richtlinien für den Betrieb von PLC-Anlagen:

EU: 3 kHz - 148,5 kHz (EN 500 65, CENELEC-Bänder A - D),

USA: 9 kHz - 490 kHz,

1.705 kHz - 30 MHz, wenn die EMV-Richtlinien eingehalten werden,

Rest der Welt: 3 kHz - 525 kHz (IEC 61000-3-8).

Sofern Frequenzen außerhalb dieser Bereiche genutzt werden, sind die nationalen EMV-Richtlinien einzuhalten. Das vorrangigste Problem ist dabei das ungestörte Nebeneinander von PLC-Anlagen und Funkdiensten: Oberhalb von 148,5 kHz beginnt in Europa der

Langwellen-Rundfunk. Im Bereich 3,95 bis 26,1 MHz kommen dann 9 Kurzwellen-Rundfunk-Bänder. Der Bereich von 526,5 (535) kHz bis 1606,5 (1705) kHz ist weltweit dem Mittelwellen-Rundfunk (AM) zugewiesen. Neben diesen öffentlichen Hörfunkdiensten gibt es selbstverständlich noch weitere zugelassene Funkdienste im betrachteten Frequenzbereich.

Im Folgenden werden die elektromagnetischen Feldstärken betrachtet, die von den Nutzsignalen von Inhouse-PLC-Anlagen erzeugt werden. Dabei wird sowohl der Frequenzbereich unterhalb des AM-Bandes, also unterhalb von 525 kHz, als auch der Frequenzbereich oberhalb des AM-Bandes, von 1,6 bis 30 MHz, betrachtet.

In den kommenden Jahren wird es zu einschneidenden Veränderungen im internationalen Frequenznutzungsplan kommen. Der analoge Hörfunk und das analoge Fernsehen werden eingestellt und durch moderne, digitale Modulationsverfahren ersetzt. Weiterhin ist festzustellen, daß im aktuellen Zeitalter von Internet, DVD und MP3 die Akzeptanz von AM-Hörfunk nicht mehr gegeben ist. Die Einstellung zum digitalen Hörfunk bleibt abzuwarten. Die Funkversorgung in den Bereichen außerhalb der regulären FM-Senderabdeckung, die bisher als Begründung für die Notwendigkeit von Lang- und Kurzwellen-Rundfunk benutzt wurde, entfällt im Internet-Zeitalter. Über das Internet kann man alle Rundfunksender weltweit in Echtzeit hören, ohne Antenne und Rundfunkempfänger, z.B. über <http://www.sendername.de>.

3 Elektromagnetische Felder von PLC-Anlagen

3.1 Einführung

Die Niederspannungsleitungen, die von PLC-Anlagen zur Datenkommunikation benutzt werden, sind offene Wellenleiter. Die PLC-Signalströme erzeugen Magnetfelder in der näheren Umgebung der Leiter. Neben diesen Feldern der geführten Leitungswelle bilden sich auch Strahlungsfelder aus. Ihre Intensität steigt mit zunehmender Frequenz. Um beurteilen zu können, inwieweit durch diese Felder Störungen hervorgerufen werden, ist es notwendig, genauere Kenntnisse über diese Felder zu haben. Dazu gibt es drei Ansätze:

1. Exakte numerische Berechnung,

2. Messung der real auftretenden Felder,
3. Beschreiben der physikalischen Phänomene, formelmäßiges Darstellen der Zusammenhänge und zahlenmäßiges Abschätzen der zu erwartenden Maximalwerte.

Die exakte numerische Berechnung der elektromagnetischen Felder ist mit handelsüblichen Software-Paketen grundsätzlich möglich. Die hierbei auftretenden Probleme sind:

- es müssen sehr viele verschiedene Netztopologien berechnet werden, um zu allgemeingültigen Aussagen zu gelangen,
- es gibt unterschiedliche Software-Pakete für Nahfelder und für Fernfelder,
- die Modellierung der Realität ist unter Umständen fehlerbehaftet,
- das Ergebnis ist eine meist schwer durchschaubare Vielfalt numerischer Daten, die es zu beurteilen gilt.

Messungen erfreuen sich großer Beliebtheit, denn der Laie glaubt, ihnen vertrauen zu können. Zudem sind sie mit großen Aktivitäten verbunden. Die hierbei auftretenden Probleme sind:

- im Bereich HF-Meßtechnik und speziell bei der Messung von Feldstärken sind gravierende Meßfehler alltäglich,
- jedes reale PLC-Netz hat spezielle Charakteristiken, die z.B. durch die Topologie des Netzes und die aktuelle Belastung erzeugt werden. Hinzu kommen individuelle Richtcharakteristiken im Strahlungsdiagramm und schwer zu beurteilende Umgebungseinflüsse.
- auch hier ist das Ergebnis eine meist schwer durchschaubare Vielfalt numerischer Daten, die es zu beurteilen gilt.
- ein elektromagnetisches Wellenfeld hat Abstände zwischen den Maxima bzw. Minima von einer halben Wellenlänge. Die Aufgabe ist also anschaulich vergleichbar mit der, die Gestalt der Alpen und ihre maximale Höhe beurteilen zu wollen, wenn nur die gemessenen Höhenwerte an z.B. 500 willkürlich ausgesuchten Orten bekannt sind.
- die Auswertung einer Vielzahl von Messungen verleitet dazu, sich auf solche Meßergebnisse zu konzentrieren, die dem gewünschten Ergebnis nahe kommen.

Die Feldtheorie ist einer der Bereiche der Physik, die am besten mathematisch erschlossen sind. Insofern wird im Folgenden der dritte Weg besprochen. Es werden einfache Näherungsformeln abgeleitet, die für bestimmte Bereiche des Wellenfeldes Gültigkeit haben. Aus ihnen kann man die Frequenzabhängigkeit und die Entfernungsabhängigkeit der einzelnen Feldanteile ablesen.

Das gewünschte Ziel ist nicht die Berechnung einer bestimmten Konfiguration, sondern es sind allgemeingültige Aussagen wie: worin unterscheiden sich niedrige Frequenzen von hohen, welche Entfernungsabhängigkeiten existieren in den verschiedenen Bereichen und wie groß sind die Maximalwerte der auftretenden Feldstärken.

3.2 Das elektromagnetische Feld der Zweidrahtleitung

Eine Zweidrahtleitung, mit der Wechselspannung U zwischen den Leitern und dem Strom I in den Leitern (Bild 1), ist von einem elektromagnetischen Feld umgeben.

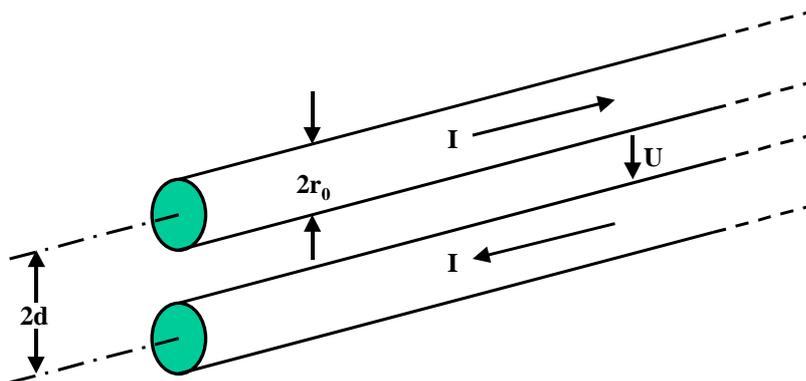


Bild 1: Zweidrahtleitung mit Gegentaktwelle

Dieses Leitungswellenfeld ist fest an die Leitung gebunden. Es wird als Gegentaktwelle (odd mode) bezeichnet, da die Ströme in beiden Leitern die entgegengesetzte Richtung haben. Die Ausbreitungsrichtung dieses Feldes ist parallel zur Leitung. Es transportiert die Energie bzw. das Signal vom Generator am Leitungsanfang zum Abschlußwiderstand am Ende der Leitung.

Die magnetische Feldstärke in der Umgebung einer Zweidrahtleitung läßt sich berechnen [3] zu

$$H = I d / (\pi r^2). \quad (1)$$

Dabei ist $2 d$ der Abstand der beiden Leiter und r die radiale Entfernung von der Leitung (Bedingung: $r \gg d$, siehe Bild 2). Diese Gleichung ergibt sich daraus, daß jeder Einzeldraht, der den Strom I führt, ein Magnetfeld mit

$$H = I / (2\pi r) \quad (2)$$

erzeugt. Die Überlagerung der Magnetfelder beider Leiter führt dann zu Gl. (1).

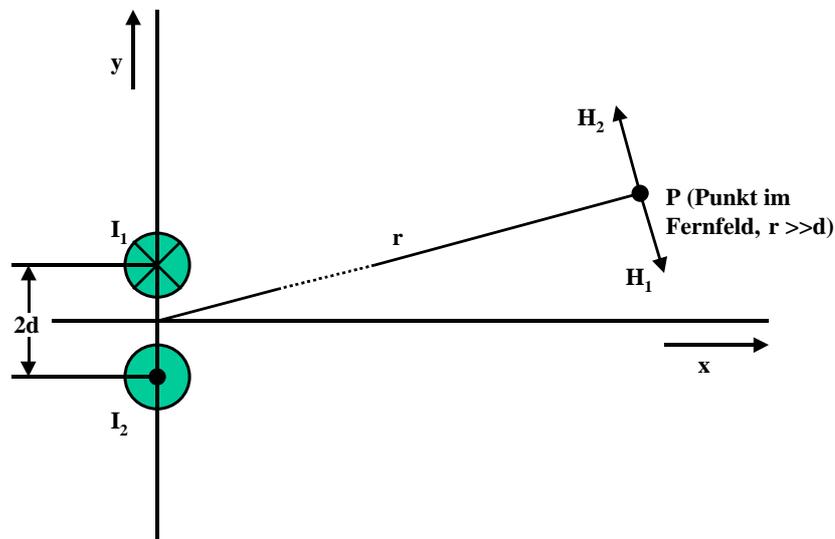


Bild 2: Magnetfeld der Gegentaktwelle

Das dazugehörige elektrische Feld einer Leitungswelle ergibt sich für Anpassung am Leitungsende (Abschlußwiderstand Z_L) mit

$$E / H = Z_0 , \quad (3)$$

und

$$U / I = Z_L , \quad (4)$$

zu

$$E = U d Z_0 / (\pi r^2 Z_L). \quad (5)$$

Dabei ist $Z_0 = 377 \Omega$ der Feldwellenwiderstand des freien Raums. Der Leitungswellenwiderstand einer Zweidrahtleitung mit $d \gg r_0$ berechnet sich zu [3]:

$$Z_L = Z_0 \ln(2d/r_0) / [\pi \sqrt{\epsilon_r}] \quad (6)$$

Die Dielektrizitätszahl ϵ_r in Gl. (6) berücksichtigt die Kunststoffisolation der Kupferleiter und das umgebende Mauerwerk bzw. den Putz. Das die Leitung umgebende Material verlangsamt die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Leitungswelle. Hier wird als Mittelwert mit $\epsilon_r = 2,8$ gerechnet, entsprechend einer Ausbreitungsgeschwindigkeit der Leitungswelle von 60% der Ausbreitungsgeschwindigkeit in Luft. Der Leitungswellenwiderstand Z_L der Leitung entsprechend Gl. (6) und Gl. (7) ergibt sich damit zu 100Ω . Dies ist ein guter Mittelwert für die Vielzahl der im elektrischen Niederspannungsnetz eingesetzten Leitungen.

Gl. (5) wird nun zahlenmäßig ausgewertet. Dazu wird von einer Standard-Unterputzleitung mit $1,5 \text{ mm}^2$ Kupferquerschnitt ausgegangen. Weiterhin werden folgende Annahmen getroffen:

$$\left. \begin{array}{l} 2d = 2,8 \text{ mm} \\ r_0 = 0,7 \text{ mm} \\ U = 100 \text{ mV (PLC-Sendesignal)} \\ r = 30 \text{ m} \end{array} \right\} \quad (7)$$

Damit ergibt sich eine Feldstärke von $0,187 \mu\text{V/m}$ bzw. $-15 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ in 30 m Entfernung. Die Umrechnung in das logarithmische Maß erfolgt mit

$$E \text{ (in dB}\mu\text{V/m)} = 20 \log E \text{ (in } \mu\text{V/m)}. \quad (8)$$

Der obige Zusammenhang ergibt eine Erhöhung um 12 dB bei Verdopplung der Entfernung (Faktor 2) und eine Erhöhung um 40 dB beim Faktor 10. Alle hier angegebenen Spannungen und Feldstärken sind Spitzenwerte. Der üblicherweise im Bereich EMV benutzte Effektivwert ist 3 dB kleiner.

Aus den Gl. (1) und (5) erkennt man, daß die Feldstärken der Leitungswelle unabhängig von der Frequenz sind. Weiterhin sind die Feldstärken relativ klein, verglichen mit den Leiterströmen. In Bild 2 sieht man, daß die beiden Ströme, die diese Feldstärken erzeugen, sehr dicht benachbart fließen. In einiger Entfernung von der Leitung sind die dazugehörigen Feldstärken H_1 und H_2 praktisch gleich groß und entgegengesetzt gerichtet: Sie löschen sich daher weitgehend gegenseitig aus.

Zusammenfassung: Eine Zweidrahtleitung mit Gegentaktwelle ist von einem Leitungswellenfeld umgeben. Das Feld ist, wenn man die Leitungsdämpfung vernachlässigt, in Richtung der Leitung konstant. Es umgibt die Leitung wie ein Schlauch. Quer zur Leitung nimmt die Feldstärke mit $1/r^2$ ab.

3.3 Das elektromagnetische Feld der Gleichtaktwelle

Die in 3.2 betrachtete Zweidrahtleitung wird symmetrisch gegen Masse (Erde) betrieben. Dies entspricht dem Verfahren, mit dem Inhouse-PLC-Modems ihre Signale in die Netzleitung einkoppeln. Bild 3 zeigt das Prinzipschaltbild. Das PLC-Signal wird mit einem Übertrager, dessen netzseitige Wicklung in der Mitte geerdet ist, symmetrisch gegen Masse (mit $\pm U/2$ gegen Masse) auf die Leitung gegeben. Die beiden Ströme I sind gleich groß und entgegengesetzt gerichtet. Die Leitungswelle, die mit dieser Betriebsart verbunden ist, nennt man Gegentaktwelle (odd mode).

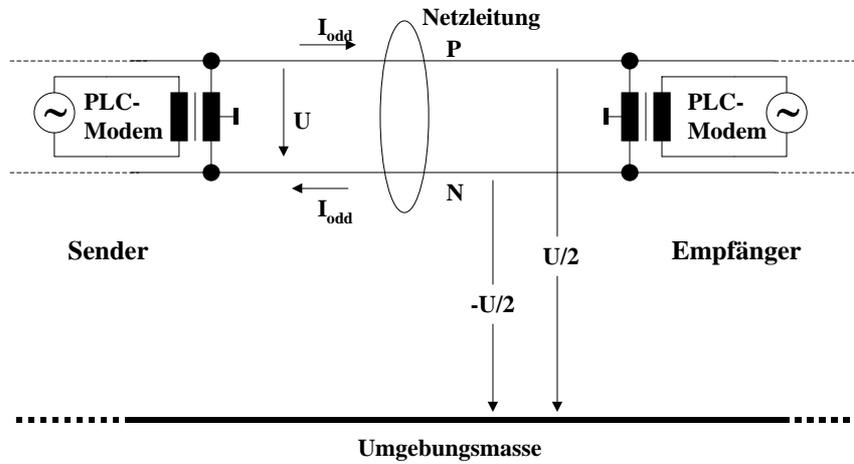


Bild 3: PLC-Signalströme, symmetrischer Betrieb

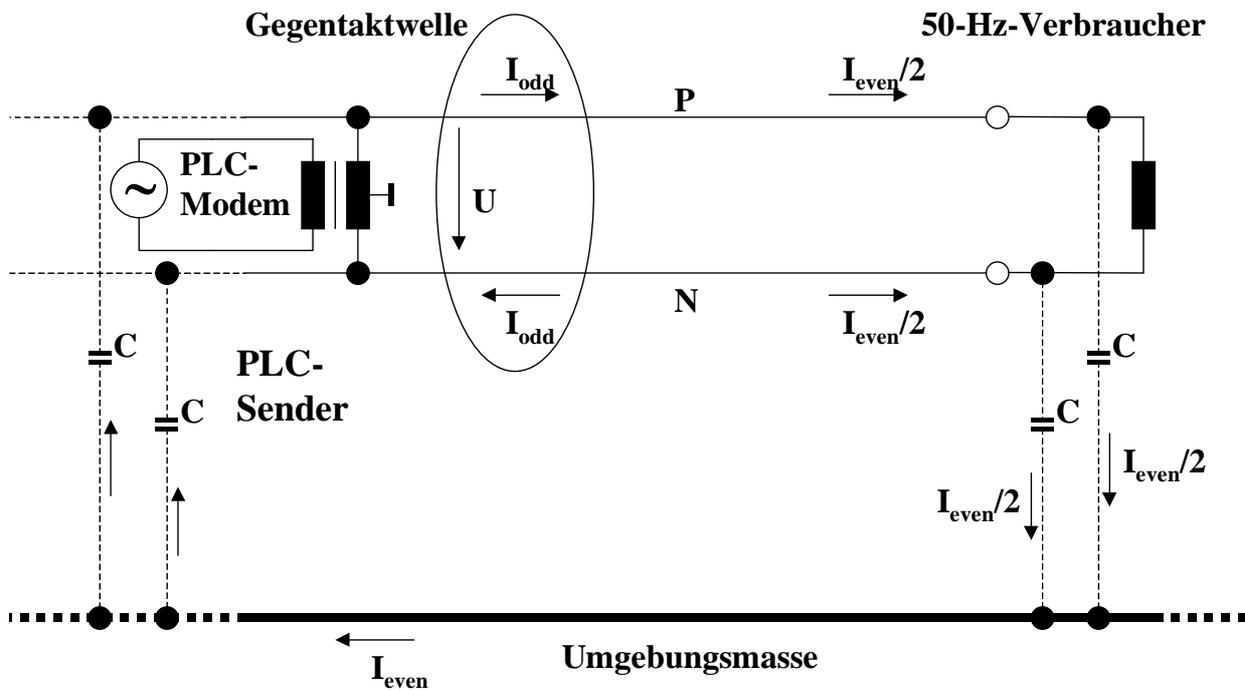


Bild 4: Definition der Gleichtaktströme I_{even}

Die zweite Betriebsart einer realen Zweidrahtleitung ist die Gleichtaktwelle (even mode). Hier führen beide Leiter (Bild 4) einen gleich großen, gleichphasigen Strom $I_{\text{even}}/2$. Den Rückleiter bildet die Umgebungsmasse. Auf der Leitung in Bild 4 existiert sowohl eine Gegentaktwelle als auch eine Gleichtaktwelle.

Faßt man der Einfachheit halber beide Leiter der Zweidrahtleitung zusammen, und setzt man voraus, daß der Rückleiter sehr weit entfernt ist, so ergibt sich ein Einzeldraht mit dem Strom I_{even} als Quelle einer neu zu berechnenden magnetischen Feldstärke.

Diese ergibt sich zu

$$H = I/(2\pi r). \quad (9)$$

Damit hat die Gleichtaktwelle ein wesentlich größeres Fernfeld als die Gegentaktwelle. Bei der Gegentaktwelle sind ja entsprechend Bild 2 zwei dieser Feldstärken vorhanden, die sich gegenseitig weitgehend auslöschen. Dadurch, daß bei der Gleichtaktwelle der Rückleiter als sehr weit entfernt angenommen wird, fehlt dessen Feldstärkeanteil und es ergeben sich wesentlich größere Feldstärken für diesen Wellentyp. Die Entfernungsabhängigkeit der Amplitude ist proportional $1/r$, also wesentlich schwächer als bei der Gegentaktwelle, mit einer Abnahme um 6 dB bei Verdopplung der Entfernung bzw. um 20 dB bei Verzehnfachung der Entfernung.

Für eine gegebene Leitung, die wie in Bild 4 beide Wellentypen führt, ergeben sich mit Gl. (1) und Gl. (9) die dazugehörigen Feldstärken zu

$$H_{\text{even}} = I_{\text{even}}/(2\pi r) \quad \text{und} \quad (10)$$

$$H_{\text{odd}} = I_{\text{odd}} d/(\pi r^2). \quad (11)$$

Nimmt man gleich große Ströme an, $I_{\text{even}} = I_{\text{odd}}$, so wird das Verhältnis beider Feldstärken zu

$$H_{\text{even}} / H_{\text{odd}} = 2 r / d. \quad (12)$$

Für $2d = 2,8 \text{ mm}$ und $r = 30 \text{ m}$ entsprechend Gl. (7) ergibt sich $H_{\text{even}} = 42857 H_{\text{odd}}$. Im logarithmischen Maß bedeutet dies einen Unterschied zwischen beiden Feldstärken von 93 dB. Anders formuliert besagt Gl. (12), daß ein Gleichtaktstrom I_{even} , der 93 dB kleiner ist als ein Gegentaktstrom I_{odd} , in 30 m Entfernung dennoch die gleiche magnetische Feldstärke erzeugt.

Damit ist vereinfachend festzustellen, daß die Feldstärken in der näheren Umgebung von Inhouse-PLC-Anlagen ausschließlich durch Gleichtaktströme hervorgerufen werden. Die Feldanteile, die durch Gegentaktströme erzeugt werden, sind so viel kleiner, daß man sie im hier betrachteten Zusammenhang stets vernachlässigen kann.

3.4 Herkunft der Gleichtaktströme

Der Gleichtaktstrom entsteht durch die ungewollte Umwandlung der Gegentaktwelle in eine Gleichtaktwelle. Bild 4 zeigt dies an einem einfachen Beispiel. Über die Streukapazitäten C fließt ein Teil des Signalstroms zur Umgebungsmasse. An anderer Stelle, z.B. am Hausanschlußkasten, fließt dieser Teilstrom I_{even} entweder auf direktem Wege oder ebenfalls über Streukapazitäten wieder zurück zum PLC-Sender. Sofern die Streukapazitäten C ungleich groß sind, wird die Zweidrahtleitung unsymmetrisch gegen Masse belastet.

Es ist an dieser Stelle wichtig, daß die beiden Begriffe "Symmetrie gegen Masse" und "Gleichtaktwelle" klar auseinandergehalten werden. Für die hier betrachteten magnetischen Feldstärken ist nicht die Symmetrie gegen Masse von Bedeutung, sondern die Tatsache, daß beide Leiterströme entgegengesetzt gleich groß sind. Für die Feldstärke in der Umgebung einer PLC-Anlage ist einzig entscheidend, daß der Gleichtaktstrom so klein wie möglich ist, d.h. daß die Summe beider Leiterströme so klein wie möglich ist.

Betrachtet man z.B. das 50-Hz-Energieversorgungs-System, so ist es zwar unsymmetrisch gegen Masse, denn die Phase P hat 230 V gegen Masse und der Nulleiter N hat 0 V gegen Masse, aber im Regelfall sind beide Leiterströme gleich groß. Damit wird auch hier das die Leitung umgebende Magnetfeld sehr klein.

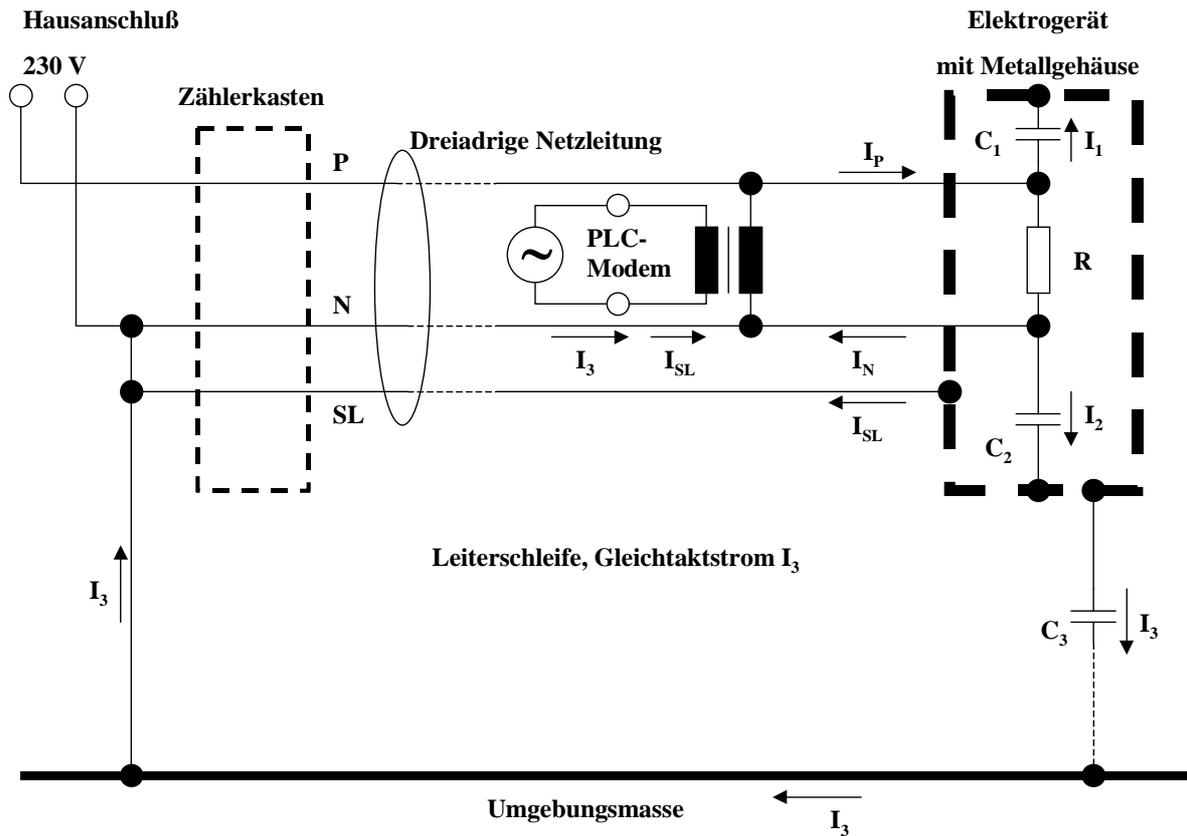


Bild 5: PLC-Signalströme mit Gleichtaktstrom I_3

In Bild 5 ist ein stark vereinfachtes Beispiel für eine Inhouse-PLC-Anlage dargestellt. An eine normale dreiadrige 230-V-Leitung ist ein PLC-Sender angeschlossen. Er ist in der Regel nicht geerdet. Am Leitungsende ist ein 50-Hz-Gerät (z.B. ein Kühlschrank) angeschlossen. Über die Streukapazitäten C_1 und C_2 im Kühlschrank fließen Teile des PLC-Signalstroms von der Phase P und vom Nulleiter N zum Gehäuse. Da das Gehäuse an den Schutzleiter SL angeschlossen ist, fließt der überwiegende Teil dieses Stroms als I_{SL} über den niederohmigen Schutzleiter zurück zum PLC-Sender. Nur ein kleiner Rest I_3 fließt vom Gehäuse in die Umgebungsmasse. Dieser, für die Größe des externen Magnetfeldes ausschlaggebende Gleichtaktstrom, fließt durch den Streukondensator C_3 . Dies hat zur Folge, daß die Amplitude von I_3 mit zunehmender Frequenz immer größer wird. Der Gleichtaktstrom steigt proportional f an, um 6 dB bei Frequenzverdopplung und um 20 dB bei Verzehnfachung der Frequenz.

Der Strom I_{SL} im Schutzleiter hat keinen Anteil am Feld der Gleichtaktwelle. Für das Außenfeld der dreiadrigen Netzleitung ist es belanglos, ob der Strom nur im Nulleiter fließt,

oder ob er sich auf Nulleiter und Schutzleiter aufteilt. Die Gleichtaktwelle dieser Anordnung hat die Stromamplitude I_3 .

$$I_{\text{odd}} = I_P - I_3 \quad (13)$$

$$I_{\text{even}} = I_3 \quad (14)$$

Wenn man die Unsymmetrie dieser Anordnung messen will, muß man I_3 messen, zum Beispiel, indem man mit einer Stromzange den Summenstrom (Gleichtaktstrom) der dreiadrigen Netzleitung mißt. Die in ITU-T und CISPR 16 definierte Größe "Transverse Conversion Loss (TCL)" wird entsprechend Bild 6 definiert und gemessen. Hier wird weder der Schutzleiterstrom berücksichtigt noch der Gleichtaktstrom gemessen. Diese Größe ist damit ungeeignet zur Abschätzung der externen Feldstärken von Netzleitungen. Für die 50-Hz-Netzspannung ergibt sich bei dieser Meßmethode ein TCL von 6 dB, obwohl der Gleichtaktstrom 0 ist.

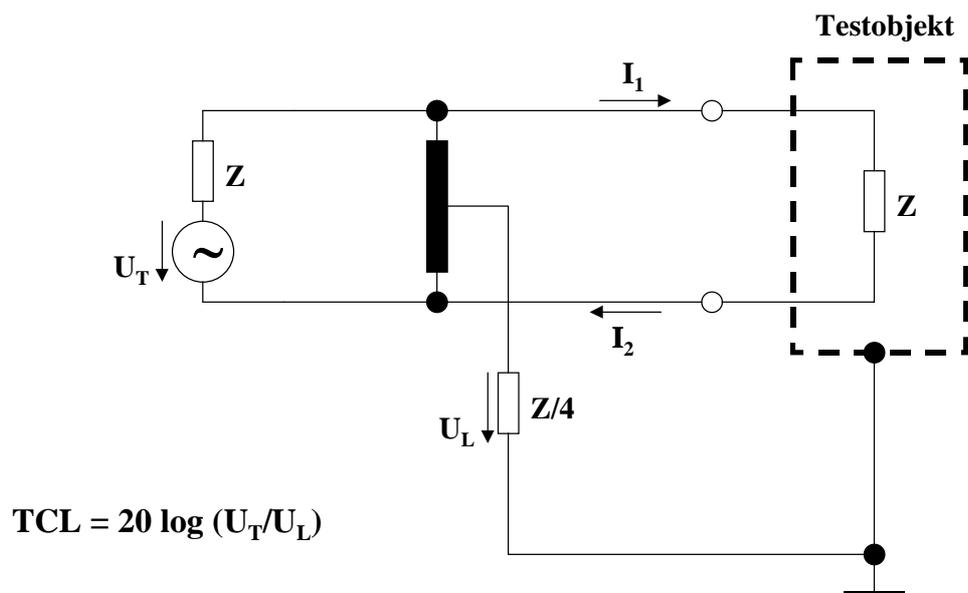


Bild 6: Messung des TCL (transverse conversion loss)

Zusammenfassung: Entscheidend für die Fernfeldstärke ist nicht die Symmetrie eines Systems, sondern die Amplitude des Gleichtaktstroms, also die Stromsumme über alle Einzeldrähte in der betrachteten Leitung. Die Amplitude des Gleichtaktstroms steigt proportional zur Frequenz an.

Diese Aussage steht nicht im Widerspruch dazu, daß große Unsymmetrien in einem Netz unter Umständen auch große Gleichtaktströme verursachen können. In Bild 5 sind, der Übersichtlichkeit wegen, nur PLC-Signale eingetragen, die vom Sender aus nach rechts laufen. Betrachtet man die andere Ausbreitungsrichtung, zum Zählerkasten hin, die natürlich in gleichem Maße vorhanden ist, so erkennt man, daß für diese Welle eine starke Unsymmetrie dadurch entsteht, daß Nulleiter N, Schutzleiter SL und die Umgebungsmasse am Hausanschluß gut leitend miteinander verbunden sind. Dieser Kurzschluß begünstigt das Entstehen von Gleichtaktströmen natürlich wesentlich mehr als die Streukapazitäten an den anderen Enden des Netzes.

Als Maß zur Berechnung des Gleichtaktstroms wird die Gleichtaktunterdrückung u benutzt:

$$u = 20 \log (I_{\text{odd}} / I_{\text{even}}) \quad (15)$$

Für $u = 0$ dB sind beide Ströme gleich groß, für $u = 20$ dB ist I_{even} ein Zehntel von I_{odd} . Die folgenden Abschätzungen gehen davon aus, daß der Grenzwert $u = 0$ dB bei 10 MHz erreicht wird. Damit ergibt sich:

$$u = 20 \log (f_{\text{grenz}} / f) \quad \text{mit } f_{\text{grenz}} = 10 \text{ MHz und } f \leq f_{\text{grenz}} \quad (16)$$

Oberhalb von 10 MHz soll dieser ungünstige Zustand mit $u = 0$ dB erhalten bleiben. Wenn die Gegentaktwelle mit einer Nennimpedanz von 100Ω abgeschlossen ist und die Gleichtaktwelle über eine Streukapazität C gegen Masse entsteht, so kann man ausrechnen, daß bei 10 MHz durch eine Kapazität von 160 pF der gleiche Strom fließt, wie durch einen $100 - \Omega$ - Widerstand.

Literatur:

[1] www.polytrax.com

[2] Dalichau, H.; Täger, W.: Description of the technology and comparison of the performance of two different approaches for a powerline modem in the Cenelec-band. 4th International Symposium on Powerline Communications, University of Limerick, Ireland, 5th - 7th April 2000.

[3] Meinke-Gundlach: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, 5. Auflage. Berlin: Springer 1992.

[4] Lehner, G.: Elektromagnetische Feldtheorie. Berlin: Springer 1990.