

PLC-Emissionsmessung mittels Koppelfaktor

Endgerätehersteller-unabhängige Messmethodik für die Abstrahlung von Telekommunikationsnetzen

Für Leiter, die zu Telekommunikationszwecken genutzt werden ist in der Nutzungsbestimmung 30 [1] die maximal zulässige Emissionsfeldstärke festgeschrieben. Diese Grenzwerte müssen somit von allen leitungsgebundenen Kommunikationsdiensten, wie etwa xDSL, Kabelfernsehen und Powerline Communications (PLC), eingehalten werden. Insbesondere für PLC bestand weitgehend Unklarheit, welche Größenordnung der Emissionsfeldstärke zu erwarten ist. Mit Hilfe des Koppelfaktors kann die Emission des Niederspannungsversorgungsnetzes als eine physikalische Eigenschaft des Netzes angesehen werden. Dadurch muss die Messung für eine konkrete Netztopologie nur einmalig durchgeführt werden. Anschließend kann die Emissionsfeldstärke für ein beliebiges Modem in Abhängigkeit von dessen abgegebener Leistung errechnet werden. In diesem Beitrag wird der Koppelfaktor vorgestellt sowie die Einflussgrößen erörtert, welche dessen Amplitude bedingen.

Seit 01.07.2001 ist die Nutzungsbestimmung 30 in Kraft [1]. Für Leiter, die zu Telekommunikationszwecken genutzt werden, ist darin die maximal zulässige Emissionsfeldstärke festgelegt. Die Grenzwerte gelten seit 01.07.2001 für Frequenzen unter 30 MHz und werden ab 01.07.2003 auch für den darüberliegenden Frequenzbereich gelten. Durch diese Bestimmung wird neuerlich der Tatsache Rechnung getragen, dass drahtgebundene Telekommunikationstechniken zunehmend in höhere Frequenzbereiche vordringen, die früher ausschließlich dem Funkverkehr vor-

behalten waren. Dort kann die Signalausbreitung insbesondere bei ungeschirmten Leitungen, wie dem TK-Netz und dem Stromversorgungsnetz, nicht mehr als rein drahtgebunden angesehen werden, sondern es muss auch die unerwünschte Abstrahlung aus den Kabeln berücksichtigt werden.

Insbesondere für die Anwender und Hersteller der PLC-Technologie stellt sich nun die Frage, wie hoch die Leistung ist, die von einem Modem in das Energieversorgungsnetz eingespeist werden darf, ohne dass die zulässigen Feldstärkegrenzwerte überschritten werden. Da bei der hochbitratigen PLC-Technologie verschiedene Modulationsverfahren eingesetzt werden, die eine unterschiedliche Bandbreite belegen und unterschiedliche Modulationsverfahren einsetzen, ist diese Frage nicht einheitlich zu beantworten. Vielmehr muss die Überprüfung der Grenzwerte für jedes System und jede Installation eigens durchgeführt werden. Es müssen sogenannte ‚In-situ‘-Messungen vorgenommen werden.

Die zur NB30 gehörende Messvorschrift MV05 [2] sieht eine Messung des Magnetfeldes mit der Rahmenantenne nach CISPR vor. Das Feld wird in allen drei Raumrichtungen ermittelt und nachfolgend geometrisch addiert. Schließlich wird es über den Freiraumwellenwiderstand von 377Ω in die Größe eines elektrischen Feldes umgewandelt. Diese Umwandlung ist physikalisch nicht korrekt und historisch bedingt. Es muss also ständig berücksichtigt werden, dass es sich hier ausschließlich um Magnetfelder handelt.

Zusammenhang zwischen Feld und Leistung

In diesem Beitrag wird eine Methodik vorgestellt, die es ermöglicht, die Emissionen aus einem Niederspannungsverteilnetz systemunabhängig zu bestimmen, d. h. unabhängig vom Hersteller des Modems. Die Abstrahlung wird damit zu einer Art physikalischen Eigenschaft des Netzes. Die relativ aufwendige Messprozedur muss konsequenterweise nur einmalig durchgeführt werden. Mit Hilfe dieser Größe und der spektralen Leistungsdichte eines konkreten Systems kann nun die zu erwartende Abstrahlung berechnet werden. Die spektrale Leistungsdichte kann ohne großen Aufwand im Labor ermittelt werden, so dass

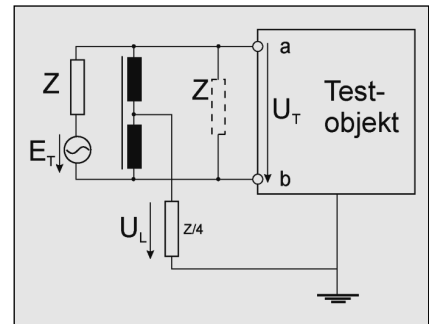


Abb. 1: TCM-Messung

durch diese Vorgehensweise ein erheblicher Teil an Feldmessungen eingespart werden kann.

Anzeige

Autoren

Dipl.-Ing. MARTIN GEBHARDT ist wissenschaftlicher Mitarbeiter
Fon: 0721/608-4504

E-Mail: gebhardt@iit.etec.uni-karlsruhe.de

Prof. Dr.-Ing. habil. KLAUS DOSTERT ist Lehrstuhlinhaber am Institut für industrielle Informationstechnik der Universität Karlsruhe; Hertzstr. 16, D-76187 Karlsruhe
Fon: 0721/608-4597

E-Mail: dostert@iit.etec.uni-karlsruhe.de

Ausgangspunkt dieser Betrachtung ist die Feststellung, dass sich die eingespeiste Leistung linear zu dem abgestrahlten Feld verhält. Dies soll im folgenden genauer erläutert werden:

Grundsätzlich ist davon auszugehen, dass nicht die Endgeräte den größten Beitrag zum elektromagnetischen Feld liefern, sondern die daran angeklebten Kabel, da sie in bezug auf die Wellenlänge λ erheblich größer als die Endgeräte sind. Geht man weiter davon aus, dass die Signalleiter mit kleinem räumlichen Abstand voneinander verlaufen, wie das bei der Einspeisung des Signals zwischen Phase und Nulleiter zumeist der Fall ist, so wird der größte Beitrag zur Abstrahlung nur vom daraus resultierenden Gleichtaktstrom geliefert.

Der Signalstrom wird über ein Symmetrierglied als reines Gegentaktsignal in das Netz eingespeist. Dieses Signal zeichnet sich dadurch aus, dass die Signalströme auf beiden Leitern gleichgroß und entgegengerichtet fließen. Die dadurch bedingten elektromagnetischen Felder löschen sich weitestgehend aus, da sie ebenfalls gleichgroß und entgegengerichtet sind.

Würde sich das Signal als Gegentaktstrom in einem Netz ausbreiten, so wäre die zu erwartende Abstrahlung minimal. Durch Unsymmetrien wird jedoch ein Teil des Gegentaktstroms in einen Gleichtaktstrom umgewandelt. Die Unsymmetrien sind vielfältiger Natur und können beispielsweise durch verschiedene Leitungsimpedanzen oder durch unterschiedliche Streukapazitäten der Signalleiter gegenüber Erdpotential entstehen. Der Gleichtaktstrom ist auf beiden Leitern in Phase und hat auf beiden Leitern übereinstimmende Amplituden. Eine Auslöschung des Feldes findet demzufolge nicht statt.

Ein Maß für die Symmetrie eines Netzwerks ist beispielsweise der Transverse Conversion Loss (TCL) [3]. Er gibt das Verhältnis zwischen der symmetrischen Spannung U_T und der asymmetrischen Spannung U_L an:

$$TCL = 20 \log_{10} \left| \frac{U_T}{U_L} \right| \quad (1)$$

Die Messung erfolgt nach Abb. 1.

Die Unsymmetrie des Netzes kann durch konzentrierte Bauelemente gegen Erdpotential modelliert werden: Kapazitäten, Indukti-

vitäten und Widerstände. Diese Bauelemente sind linear. Folglich ist auch der TCL aus Gl. (1) linear. Das bedeutet, dass die asymmetrische Spannung in einem festen komplexen Verhältnis zur symmetrischen Spannung U_T steht. Es treten keine Sättigungseffekte auf und keine Oberschwingungen. Weiter folgt daraus, dass der Gleichtaktstrom in einem linearen Zusammenhang zur symmetrischen Spannung U_T steht. Das Stromversorgungsnetz kann nun mit seinen verzweigten Leitungen als abstrahlende Antenne angesehen werden, wobei der Gleichtaktstrom mit dem Antennenstrom äquivalent ist. Die Art und Weise, wie sich das elektromagnetische Feld zur Rahmenantenne hin ausbreitet, wird durch vielfältige Parameter beeinflusst. Aus dem Magnetfeld eines elektrischen Dipols der Länge l können die wesentlichen Einflussgrößen ermittelt werden:

$$H_\phi = \frac{I_A l k}{4\pi} \sin \vartheta \left(\frac{1}{kr} + j \right) \frac{1}{r} e^{j(\omega t - kr)} \quad (2)$$

So ist das gemessene magnetische Feld sicherlich abhängig von der exakten Position der Messantenne in bezug auf die Strahlungsquelle, von der Polarisation der Antenne und von der Amplitude des Antennenstroms. Bezeichnend ist wiederum, dass sich das Magnetfeld linear zum Antennenstrom I_A verhält, welcher der in dem Netz fließende Gleichtaktstrom ist.

Zusammenfassend lässt sich also das messbare magnetische Feld in einen linearen Zusammenhang mit der symmetrischen Spannung U_T am Messobjekt bringen. Der Systemdesigner weiß jedoch mit der zulässigen symmetrischen Spannung am Netz wenig anzufangen, da sie aufgrund der stark variierenden Netzzugangsimpedanzen schwankt. Statt dessen wird ein pragmatischer Ansatz gewählt und die Quadratwurzel aus der Vorwärtsleistung an 50Ω als Bezugsgröße gewählt. Diese Größe kann mit Hilfe eines Richtkopplers ermittelt werden und ist wiederum linear in bezug auf die symmetrische Spannung U_T .

Grundsätzlich ergibt sich also ein linearer frequenzabhängiger Zusammenhang zwischen der Quadratwurzel aus der Vorwärtsleistung und dem abgestrahlten Feld:

$$k_E(f) = \frac{E(f)}{\sqrt{P_{\text{forward}}(f)}} \quad (3)$$

Die Größe k_E wird als Koppelfaktor bezeichnet. In logarithmischer Schreibweise ergibt sich:

$$k_E(f)_{\text{dB}} = 20 \log(E(f)) - 10 \log(P_{\text{forward}}(f)) \quad (4)$$

Der Koppelfaktor hat die Eigenschaften einer Übertragungsfunktion. Ist er einmal bestimmt, so kann die Ausgangsgröße E für beliebige Signalformen der Eingangsgröße ermittelt werden. Die Messung des Koppelfaktors erfolgt frequenzselektiv. D.h. er wird für jede Frequenz separat mit Hilfe eines sinusförmigen Trägers bestimmt.

An dieser Stelle muss das Bewertungsverfahren des Messempfängers berücksichtigt werden. Er bestimmt den Anteil des Magnetfeldes, der in die Auflösungsbandbreite seines ZF-Filters fällt. Die NB30 sieht eine Auflösungsbandbreite B_ϕ von 9 kHz für Frequenzen zwischen 150 kHz und 30 MHz vor. Anschließend führt der Messempfänger eine Bewertung mit dem Peak-Detektor durch. Die daraus resultierende Größe wird als Messwert $E_{\text{DIS}}(f)$ auf dem Display angezeigt. Die gesamte Wirkungskette zwischen Eingangsleistung und angezeigtem Messwert ist in Abb. 2 dargestellt.

Der Absolutbetrag der vom ZF-Filter ausgehenden Stärke des Magnetfeldes kann mit dem Koppelfaktor für die interessierende Frequenz f_0 berechnet werden:

$$|E_{\text{ZF}}(f_0)| = \sqrt{\int_{f_0 - B_N/2}^{f_0 + B_N/2} |k_E(f)|^2 |P_{\text{forward}}(f)| df} \quad (5)$$

In dieser Berechnung wird davon ausgegangen, dass das gemessene Signal ein rauschähnliches Signal ist, so dass anstatt der exakten Filterform mit der Auflösungsbandbreite B_ϕ die entsprechende Rauschbandbreite B_N und eine Rechteckfilterform verwendet werden darf. Die Rauschbandbreite B_N ist abhängig von der jeweiligen Filterform des Messempfängers und beträgt bei näherungsweise gaußförmigen Filtern ca. $0,9 B_\phi$. Weiter kann für das Kommunikationssignal zugrundegelegt werden, dass es bei der Betrachtung in dieser Bandbreite sehr ähnliche Eigenschaften wie gaußsches weißes Rauschen hat. Diese Aussage ist zwar vom Modulationsverfahren abhängig, kann aber für die derzeit gebräuchlichen Verfahren, wie beispielsweise OFDM, als zutreffend angenommen werden.

Bei gaußschem weißen Rauschen kann je-
de beliebig hohe Amplitude auftreten. In der

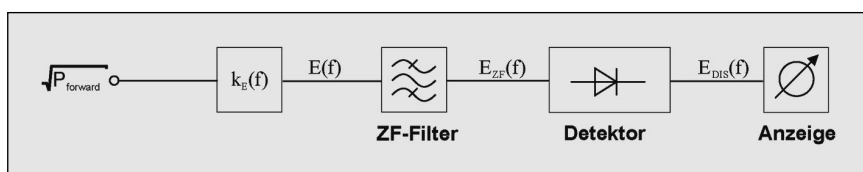


Abb. 2: Zusammenhang zwischen der Ausgangsleistung des Modems und der Anzeige des Messempfängers

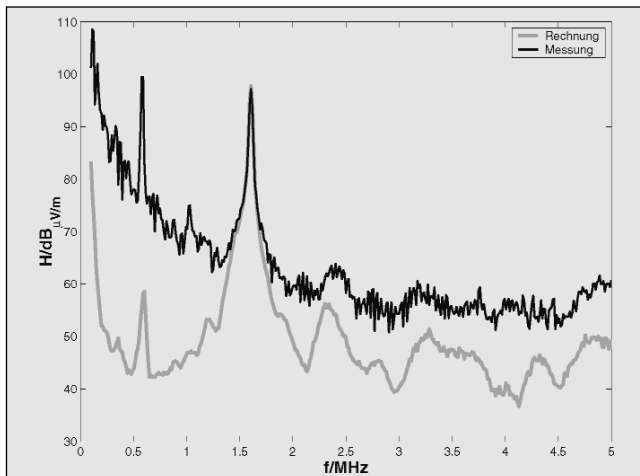


Abb. 3:
Vergleich von
gemessenem und
berechnetem Feld

Praxis ist die Maximalamplitude allerdings durch die Leistungsfähigkeit der Endstufe begrenzt. Hohe Amplituden treten nur mit einer geringen Wahrscheinlichkeit auf. Es ist daher nicht voraus-sagbar, ob die Maximalamplitude innerhalb der Messdauer auftritt. Es muss also in Frage gestellt werden, ob der Peak-Detektor überhaupt eine faire Bewertung des PLC-Systems vornehmen kann.

Der Koppelfaktor wird mit Hilfe eines sinusförmigen Trägersignals ermittelt. Dieses wird vom Peak-Detektor jedoch anders bewertet, als ein Kommunikationssignal mit der selben Leistung. Diese Bewertungsdifferenz kann durch den Detektor-Bewertungsfaktor ausgedrückt werden [2]. Er ist vom eingesetzten Modulationsverfahren abhängig und kann an einem Kabel, über welches das Signal fließt, mit der Stromzange gemessen werden. Er ergibt sich aus der Differenz der Anzeige des Peak-Detektors und des RMS-Detektors beim modulierten Kommunikationssignal.

Auch in der Messvorschrift MV05 wird das Magnetfeld nicht mit dem Peak-Detektor gemessen. Statt dessen wird das Verhältnis zwischen dem Messwert für Peak-Detektion und Quasipeak-Detektion bestimmt. Das Feld wird schließlich mit dem Quasipeak-Detektor gemessen und anschließend der ermittelte Detektor-Bewertungsfaktor addiert.

Für einen Quasipeak-Detektor kann der Detektor-Bewertungsfaktor auf theoretischer Basis berechnet werden, wenn ein gaußsches weißes Rauschen an seinem Eingang angenommen wird [4]. Dann ergibt sich

$$E_{DIS(QP)}(f) = 4,22dB + E_{DIS(RMS)} \quad (6)$$

Die nachfolgenden Ergebnisse zeigen eine exemplarische Messung des Koppelfaktors. Zunächst wurden Feldstärke und Vorwärtsleistung von einem Sinusträger vermessen, welcher den Frequenzbereich zwischen 150 kHz und 5 MHz überstreicht. Dabei wurde die Feldstärke gemäß MV05 ermittelt. Anschließend wurde die Berechnung nach Gleichung (3) durchgeführt.

Daraufhin wurde ein PSK-moduliertes Kommunikationssignal mit einer Mittenfrequenz von 1,6 MHz in das Netz eingespeist. Basierend auf der Vorwärtsleistung dieses Signals kann die zu erwartende Feldstärke berechnet werden. In Abb. 3 ist sowohl die berechnete als auch die tatsächlich gemessene Feldstärke zu sehen.

Naturgemäß kann der Koppelfaktor die Feldstärke nur dann voraussagen, wenn sie auch durch das Kommunikationssignal bedingt ist. Eine Korrektur mit dem Detektor-Bewertungsfaktor wurde in diesem Beispiel nicht unternommen, da beide Messungen mit dem RMS-Detektor erfolgten.

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde eine Methodik vorgestellt, welche die Abstrahlung aus dem Energieverteilnetz als systemunabhängige Größe darstellt. Diese Größe wird Koppelfaktor genannt und ist von der Frequenz, der Netztopologie und der Antennenposition abhängig.

Basierend auf theoretischen Überlegungen wurde die Linearität des Koppelfaktors bewiesen. Er stellt den Zusammenhang zwischen der Quadratwurzel aus der Vorwärtsleistung und dem abgestrahlten Feld her. Schließlich wurden die Überlegungen anhand einer exemplarischen Messung belegt.

Literatur

- [1] Frequenzbereichszuweisungsplan mit Nutzungsbestimmungen: Nutzungsbestimmung 30, Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, Bonn, 2001
- [2] RegTP 322 MV 05 Teil 1: Messvorschrift für Messung von Störfeldern an Anlagen und Leitungen der Telekommunikation im Frequenzbereich 9kHz bis 3GHz, Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post, Bonn, 2001
- [3] Transmission Aspects of Unbalance About Earth, ITU-T Recommendation G.177, ITU-T, Genf
- [4] Geselowitz, D.B.: Response of ideal radio noise meter to continuous sine wave, recurrent impulses, and random noise. IRE transactions on radio frequency interference, pp. 2-11, May 1961