

# Entwicklung einer Methode zur inversen Bestimmung von Störgrenzwerten basierend auf Simulationsmodellen der kritischen Koppelstrecken und Datenübertragungssysteme

Dipl.-Wirt.-Ing. Katharina Feldhues, Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei,  
Technische Universität Dortmund, Dortmund

## 1 Einleitung

Pulsförmige Störungen auf Leitungen dürfen bestimmte Grenzwerte nicht überschreiten. Sie können sonst die Datenübertragung auf parallel verlegten Leitungen stören. Durch die abgestrahlten Felder können Funkdienste beeinflusst werden. Es ist deshalb vorgeschrieben, dass Störampplituden unter einem bestimmten Wert liegen müssen. Zulässige Anstiegszeiten, Pulsbreiten und Wiederholfrequenzen sind in Normen oft definiert. Bei neuen Systemen, wie zum Beispiel Elektrofahrzeugkomponenten, die Pulse mit bisher nicht bekannten Formen aussenden können, fällt es heute noch schwer, kritische Pulsformen und Grenzwerte zu spezifizieren. Eine sinnvolle Definition ist nur möglich, wenn der Einfluss auf potentielle Störsenken betrachtet werden kann. Gerade die Beurteilung des Zusammenhangs zwischen Störquellen und Störsenken fällt heute schwer.

Ein anderes Problem stellt die Bewertung der Qualität einer Datenübertragung dar. Hier werden oft Augendiagramme angewendet. Es stellt sich die Frage, wie eine Pulsform aussieht, welche die Datenübertragung stört und ein Augendiagramm gerade verletzt. Eine Simulation kann bei der Beantwortung der genannten Problemstellungen helfen. In der Regel wird aber bei Simulationsverfahren eine Anregung vorgegeben und die Reaktion darauf bestimmt. Hier ist jedoch ein umgekehrter Ansatz erforderlich, wie in Abbildung 1 dargestellt. Die Reaktion, das heißt, beispielsweise eine Grenze für kritische Verzerrungen eines Augendiagramms oder der zulässige Störpegel an einer Antenne sind bekannt, aber die Anregung dafür wird gesucht. Wenn die Kopplung durch ein Netzwerk beschrieben werden kann, ist eine inverse Netzwerkanalyse somit notwendig.

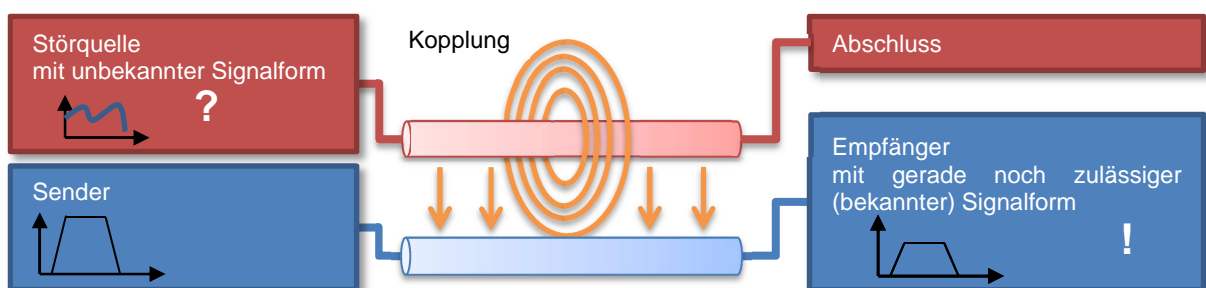


Abbildung 1: Darstellung des inversen Problems

In diesem Beitrag wird ein Verfahren zur Bestimmung von Störgrößen bei einer vorgegebenen Minimalsignalqualität oder einem Grenzwertverlauf basierend auf einer inversen Netzwerksimulation vorgestellt. Dadurch können die maximalen Amplituden und exakten Pulsverläufe einer noch zulässigen Störgröße bestimmt

werden. Die Amplitude und Form einer Störgröße sind abhängig von den möglichen Koppelstrecken, dem Aufbau möglicher Störsenken und den erlaubten Abweichungen der Nutzsignale. Ist beispielsweise eine bestimmte Signalf orm am Ende einer Kommunikationsleitung gerade noch akzeptabel, so ist gefragt, wie eine problematische Störung aussieht, die auf einer parallelen Leitung am Anfang einkoppelt. Ebenfalls kann eine Grenzwertkurve vorgegeben sein, und die Pulsform, die diese Kurve gerade nicht verletzt, ist gesucht. Bisher bekannte Verfahren finden eine kritische Störung durch eine Vielzahl an Simulationen. Das gesuchte Störsignal wird dabei solange in Form und Amplitude variiert, bis die entsprechende gesuchte Wirkung eintritt. Das hier vorgestellte neue Verfahren kann zumindest bei linearen Strukturen den Berechnungsaufwand deutlich minimieren. Bei dem genannten Leitungsbeispiel heißt dies, dass eine Störgröße abhängig von einem zukünftigen Kommunikationssignalwert bestimmt werden muss. Die Verzögerung der Leitung ist in umgekehrter Richtung zu berücksichtigen.

## 2 Berechnungsmethode - Inverse MNA (IMNA)

Basierend auf der Netzwerktheorie wurde ein Verfahren entwickelt, das eine kritische Störgröße in Abhängigkeit von einer maximal zulässigen Wirkung bestimmt. Die Störung kann am Anfang oder Ende von gekoppelten Leitungen oder an jeder Stelle einer linearen Koppelschaltung auftreten.

Zur Analyse eines Netzwerkes wird im Allgemeinen die modifizierte Knotenpotentialanalyse (Modified Nodal Analysis = MNA, [1], [2] oder [3]) verwendet. Die MNA führt im Zeitbereich zu folgender Differentialgleichung:

$$\mathbf{C}\dot{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{G}\mathbf{x}(t) = \mathbf{w}(t) \quad (1)$$

Der Vektor  $\mathbf{x}$  enthält die gesuchten Knotenpotentiale und spezielle Ströme. Im Vektor  $\mathbf{w}$  sind alle vorgegebenen Eingangsgrößen enthalten. Die Matrizen  $\mathbf{G}$  und  $\mathbf{C}$  beinhalten die Komponenten des Netzwerkes. Hier werden Widerstände, Induktivitäten, Kapazitäten und Spannungsquellen berücksichtigt. Der Vektor  $\mathbf{x}$  besitzt  $M$  Elemente. Er enthält  $N$  Knotenpotentiale und  $M-N$  Ströme von Spannungsquellen oder Induktivitäten. Es gilt:

$$\mathbf{x}^T = [e_1 \quad \dots \quad e_N \quad i_V] \quad (2)$$

$$\mathbf{w}^T = [0 \quad \dots \quad 0 \quad U_V] \quad (3)$$

Bei der inversen Netzwerkanalyse (IMNA) wird eine Störspannung gesucht, die in der MNA als Anregung im  $\mathbf{w}$ -Vektor gegeben wäre. Hier wird im Folgenden beispielhaft angenommen, dass eine Rechteckspannung, welche genau ein Datenbit nachbildet, am Netzwerkknoten  $k$  vorgegeben ist.

$$e_k = U_{\text{Rechteck}} \quad (4)$$

Die dazugehörige Störquelle ist an den Knoten  $l$  und  $m$  angeschlossen.

$$e_l - e_m = U_{\text{Störpuls}} \quad (5)$$

Die Störgröße soll zusätzlich zu den Knotenpotentialen bestimmt werden. Daher muss das Gleichungssystem (1) erweitert werden. Der Vektor  $\mathbf{x}$  wird erweitert um den Verlauf der Störspannung zu ermitteln. Für jede zu bestimmende Störquelle

müssen zwei Zeilen hinzugefügt werden. Die Störquelle wird als Spannungsquelle angenommen, bei der sowohl der Strom als auch die Spannung gesucht sind. Somit ergibt sich folgende allgemeine Form:

$$\tilde{\mathbf{x}}^T = \begin{bmatrix} \mathbf{x} & I_{\text{Störpuls}} & U_{\text{Störpuls}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Die Matrizen  $\mathbf{G}$  und  $\mathbf{C}$  müssen ebenfalls erweitert werden. In der Matrix  $\mathbf{C}$  sind die Zeilen und Spalten mit Nullen zu füllen. Bei der Matrix  $\mathbf{G}$  kommen zusätzliche Einträge hinzu. In der Zeile des Stromes wird zum bekannten Stempel einer Spannungsquelle die Spannung der Störgröße eingefügt. Die Zeile der Störspannung dient dazu, den gewünschten Signalverlauf in dem Gleichungssystem zu berücksichtigen. Dies hat zur Folge, dass sowohl die Matrix  $\mathbf{G}$  als auch der Vektor  $\tilde{\mathbf{w}}$  erweitert und verändert werden müssen.

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{matrix} & l & m & k & M+1 & M+2 \\ \begin{matrix} l \\ m \\ k \\ M+1 \\ M+2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} & & & & & \\ & \mathbf{G} & & & & \\ & & & & 1 & -1 \\ 1 & -1 & & & & \\ & & & & & -1 \\ & & & & 1 & \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (7)$$

Stempel der Spannungsquelle  
Erweiterung für Störspannung  
Gewünschter Signalverlauf

$$\tilde{\mathbf{w}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{w}} & 0 & U_{\text{Rechteck}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Die Matrizen  $\tilde{\mathbf{G}}$  und  $\tilde{\mathbf{C}}$  besitzen nun  $\tilde{M}$  Zeilen und Spalten. Die Vektoren  $\tilde{\mathbf{x}}$  und  $\tilde{\mathbf{w}}$  besitzen ebenfalls  $\tilde{M}$  Einträge. Zur Bestimmung der Störspannung wird das neue Differentialgleichungssystem (Gleichung (9)) mit Hilfe üblicher numerischer Verfahren gelöst.

$$\tilde{\mathbf{C}}\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) + \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{x}}(t) = \tilde{\mathbf{w}}(t) \quad (9)$$

Sind in dem Netzwerk Leitungen enthalten, so muss das Gleichungssystem (9) nochmals erweitert werden. Dabei ist zwischen einer Doppelleitung mit direktem Kontakt von einer Leitung zum Referenzknoten und Mehrfachleitungen zu unterscheiden.

Basierend auf der Leitungstheorie, kann für eine einfache Doppelleitung im Zeitbereich die folgende Lösung gefunden werden [4]:

$$u_1(t) - Z_c i_1(t) = u_2(t - \tau) + Z_c i_2(t - \tau) \quad (10)$$

$$u_2(t) - Z_c i_2(t) = u_1(t - \tau) + Z_c i_1(t - \tau) \quad (11)$$

Die Spannungen und Ströme am Anfang (Index 1) beziehungsweise Ende (Index 2) der Leitung sind jeweils abhängig von den Spannungen und Strömen am Ende beziehungsweise Anfang der Leitung. Diese sind um die Laufzeit  $\tau$  der Leitung zeitlich verschoben. Der Vektor  $\tilde{\mathbf{x}}$  wird um die Ströme am Anfang und Ende der Leitungen erweitert.

$$\tilde{\mathbf{x}}_2^T = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}} & i_1 & i_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Die Gleichungen (10) und (11) können bei der inversen Netzwerkanalyse nicht direkt in der Matrix  $\mathbf{G}$  beziehungsweise  $\tilde{\mathbf{G}}$  berücksichtigt werden, da sonst eine singuläre

Matrix entsteht. Im Folgenden wird angenommen, dass die Störung am Anfang der Leitung (Knoten  $a$ ) und der gewünschte Signalverlauf am Ende der Leitung (Knoten  $b$ ) auftreten. Das gewünschte Signal ist zu allen Zeitpunkten bekannt und kann auch mit zukünftigen Werten in der IMNA berücksichtigt werden. Daher wird die Gleichung (10) übernommen. Die Gleichung (11) muss folgendermaßen umgeformt werden:

$$e_b(t+\tau) - Z_c i_b(t+\tau) - e_a(t) - Z_c i_a(t) = 0 \quad (13)$$

Damit dies im Vektor  $\tilde{\mathbf{x}}_2$  berücksichtigt werden kann, müssen die Spannung und der Strom am Knoten des geforderten Signals zum Zeitpunkt  $(t+\tau)$  im Vektor  $\tilde{\mathbf{x}}_2$  eingefügt werden. Der Lösungsvektor  $\tilde{\mathbf{w}}$  erhält ebenfalls zwei neue Einträge.

$$\tilde{\mathbf{x}}_2^T = [e_1(t) \quad \dots \quad e_a(t) \quad e_b(t+\tau) \quad \dots \quad e_N(t) \quad i_a(t) \quad i_b(t+\tau)] \quad (14)$$

$$\tilde{\mathbf{w}}_2^T = [\tilde{\mathbf{w}} \quad e_b(t-\tau) + Z_c i_b(t-\tau) \quad 0] \quad (15)$$

Bei der Matrix  $\mathbf{C}$  beziehungsweise  $\tilde{\mathbf{C}}$  kommen zwei weitere Zeilen und Spalten mit Nullen hinzu. Bei der Matrix  $\mathbf{G}$  beziehungsweise  $\tilde{\mathbf{G}}$  werden die Gleichungen (10) und (13) berücksichtigt.

$$\tilde{\mathbf{G}}_2 = \begin{matrix} & a & b & \tilde{M}+1 & \tilde{M}+2 \\ a & & & & \\ & \mathbf{G} & & & \\ b & & & & 1 \\ \tilde{M}+1 & 1 & & -Z_c & \\ \tilde{M}+2 & -1 & 1 & -Z_c & -Z_c \end{matrix} \quad (16)$$

Auf diese Art und Weise entsteht ein neues Gleichungssystem, in dem zusätzlich eine Doppelleitung berücksichtigt werden kann.

$$\tilde{\mathbf{C}}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2(t, t+\tau) + \tilde{\mathbf{G}}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2(t, t+\tau) = \tilde{\mathbf{w}}_2(t, t+\tau) \quad (17)$$

Ist eine Mehrfachleitung im Netzwerk enthalten, sind die Vektoren und Matrizen der IMNA auf andere Art und Weise zu erweitern. Basierend auf der Leitungstheorie können Mehrfachleitungen im Zeitbereich folgendermaßen beschrieben werden [4]:

$$\bar{\mathbf{U}}_{1m}(t) - \mathbf{Z}_{cm} \bar{\mathbf{I}}_{1m}(t) = (\bar{\mathbf{U}}_{2m}(t-\tau_m) - \mathbf{Z}_{cm} \bar{\mathbf{I}}_{2m}(t-\tau_m)) \quad (18)$$

$$\bar{\mathbf{U}}_{2m}(t) - \mathbf{Z}_{cm} \bar{\mathbf{I}}_{2m}(t) = (\bar{\mathbf{U}}_{1m}(t-\tau_m) - \mathbf{Z}_{cm} \bar{\mathbf{I}}_{1m}(t-\tau_m)) \quad (19)$$

Bei Mehrfachleitungen muss zwischen modalen und ‚normalen‘ Größen unterschieden werden. Mit Hilfe der modalen Größen wird das Mehrleitersystem mathematisch entkoppelt. Die Umrechnung geschieht mit Hilfe von Transformationsmatrizen [4], [5]:

$$\bar{\mathbf{U}} = \mathbf{T}_v \bar{\mathbf{U}}_m \quad (20)$$

$$\bar{\mathbf{I}} = \mathbf{T}_I \bar{\mathbf{I}}_m \quad (21)$$

Wenn in dem Netzwerk Leitungen enthalten sind, sind die zuvor zeitlich verschobenen Knotenpotentiale wieder um  $\tau$  zurück zu verschieben.

### 3 Anwendung und Verifikation der Methode

Die entwickelte Methode wird auf verschiedene Netzwerke angewandt, um die Gültigkeit und die möglichen Anwendungsgebiete zu zeigen. Die ermittelten Störgrößen werden zur Verifikation als Eingangsgrößen in der konventionellen MNA (HSPICE) verwendet. So kann gezeigt werden, dass das entwickelte Verfahren korrekt funktioniert.

Beispielhaft werden drei Konfigurationen untersucht. Zuerst wird eine einfache Leitung (Abschnitt 3.1) betrachtet. Anschließend wird eine Mehrfachleitung analysiert (Abschnitt 3.2). Zuletzt wird ein einfaches Netzwerk zur Nachbildung einer kapazitiven Antennenkopplung bei niedrigen Frequenzen (Abschnitt 3.3) untersucht.

#### 3.1 Einzelleitung über einer perfekt leitenden Ebene

Mit einer Leitung über Masse wird eine einfache Übertragungsstrecke realisiert. Die Störquelle koppelt am Anfang der Leitung kapazitiv eine Spannung ein. Diese soll so bestimmt werden, dass am Knoten 2 gerade ein trapezförmiger Puls erzeugt wird, der beispielsweise der zulässigen Öffnung eines Augendiagramms entspricht. Der genaue Aufbau des Netzwerkes ist in Abbildung 2 dargestellt.

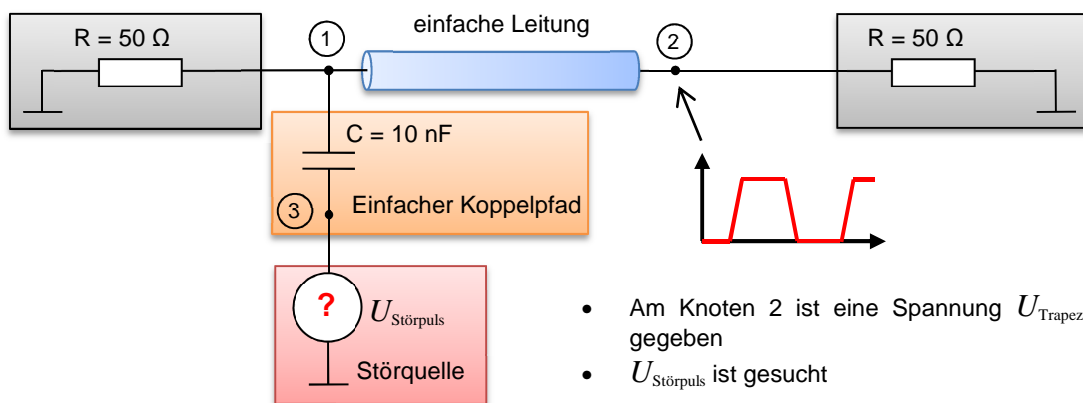


Abbildung 2: Aufbau des Netzwerkes: einfache Leitung

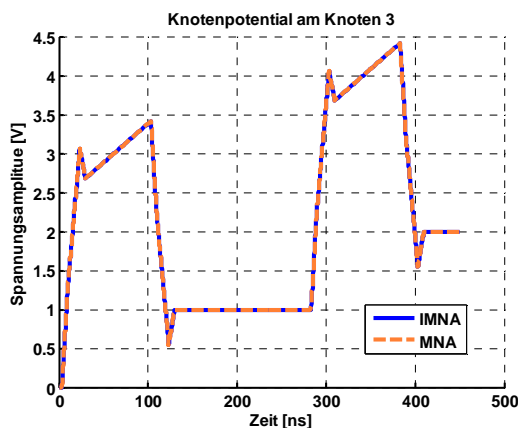


Abbildung 3: Einzelleiter – IMNA vs. MNA

Die Gegenüberstellung der Simulationsergebnisse ist in Abbildung 3 dargestellt. Der Vergleich der Knotenpotentiale zeigt, dass die berechnete Störgröße das gewünschte Signal erzeugt. Am Knoten 2 war ein trapezförmiges Signal gefordert. Dieses wird durch die für Knoten 3 ermittelte Spannung erzeugt.

### 3.2 Mehrfachleitung

Als zweite Konfiguration wird ein Netzwerk mit einer Mehrfachleitung analysiert (Abbildung 4). Analog zur ersten Konfiguration soll ein Pulssignal erzeugt werden.

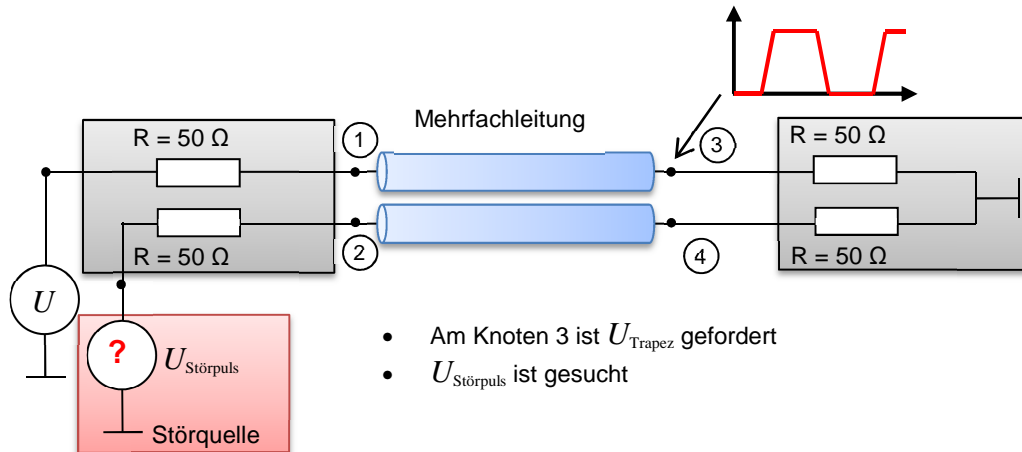


Abbildung 4: Aufbau des Netzwerkes: Mehrfachleitung

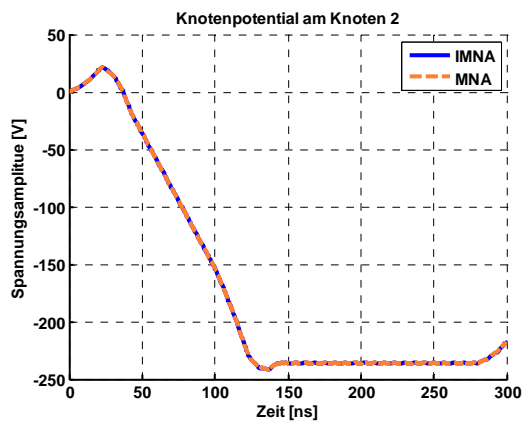


Abbildung 5: Doppelleitung – IMNA vs. MNA

Die zwei Leitungen verlaufen parallel zueinander. Die Knotenpotentiale des Netzwerkes werden sowohl mit der MNA (HSPICE) als auch mit Hilfe der IMNA bestimmt. Der Vergleich zeigt eine sehr gute Übereinstimmung.

### 3.3 Kapazitive Einkopplung in eine Antenne bei niedrigen Frequenzen

Für die dritte Konfiguration wird ein einfaches Antennenmodell verwendet, das für sehr niedrige Frequenzen angewendet werden kann. Nach der CISPR 25 [6] gibt es im Bereich unter 150 kHz keine Störaussendungsgrenzen für abgestrahlte Störungen. Es stellt sich die Frage, wie eine Störung aussehen darf, die in einem niedrigen Frequenzbereich starke Störungen, aber ab 150 kHz nahezu keine Störungen mehr erzeugt. Um eine starke abgestrahlte Störung nachzubilden, wird eine Störaussendungsgrenze von etwa 80 dB $\mu$ V verwendet. Das Spektrum wird nicht bei 150 kHz abrupt abgeschnitten. Da ein solcher Puls sich nicht realisieren ließe. Ein Abfall ab ca. 25 kHz wird erlaubt. In einem ersten Schritt wird, wie in Abbildung 6 dargestellt, das vorgegebene Spektrum in den Zeitbereich transformiert.

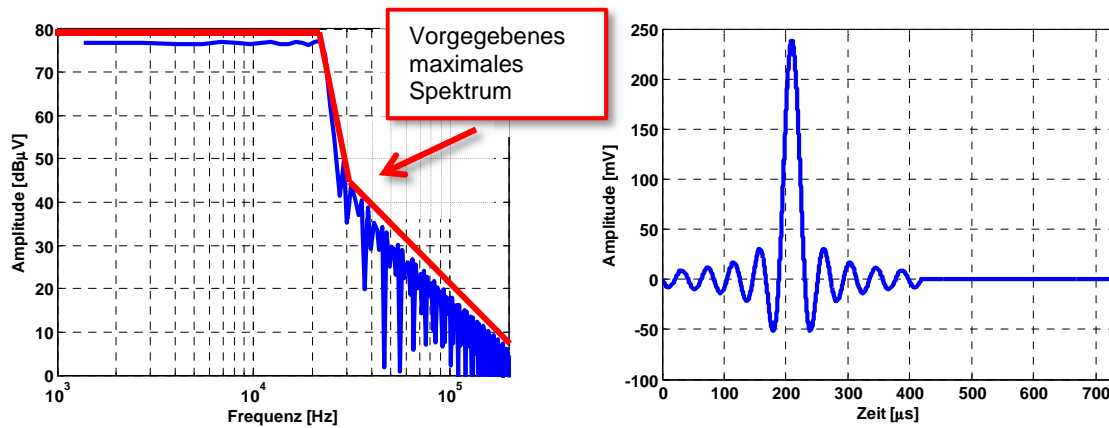


Abbildung 6: Spektrum an der Antenne

Das so berechnete maximal zulässige Zeitbereichssignal an der Antenne wird als geforderte Spannung vorgegeben. Die Kopplung wird durch eine einfache Kapazität nachgebildet. In Abbildung 7 ist das zu analysierende Netzwerk zu sehen.

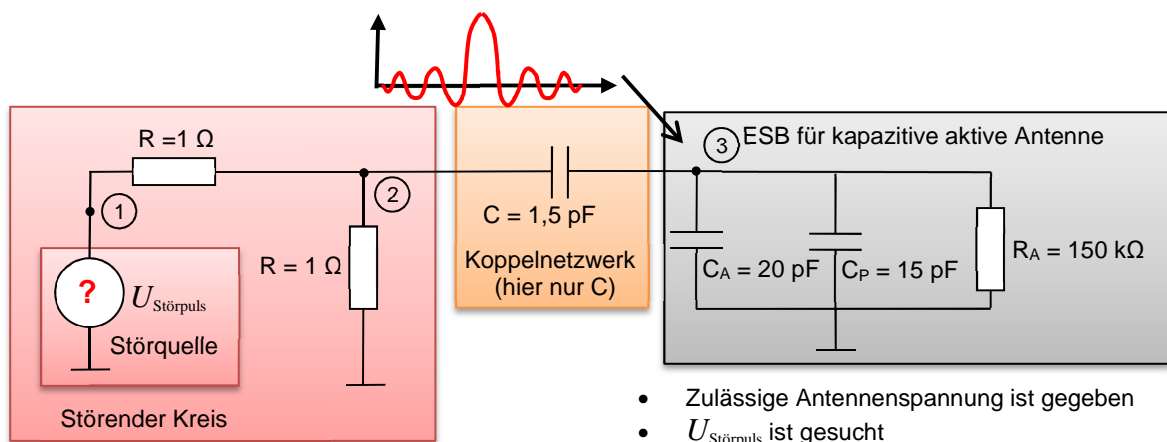


Abbildung 7: Aufbau des Netzwerkes: Antenne

Für das einfache Koppelmodell wurde mit der IMNA die zulässige Störspannung bestimmt. Mit der MNA wurden die Ergebnisse verifiziert.

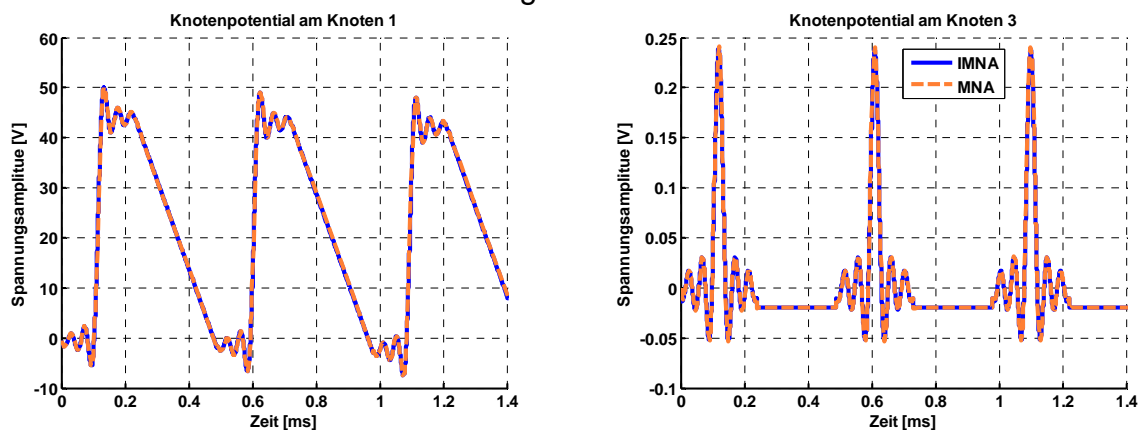


Abbildung 8: Antenne – Vergleich IMNA und MNA

Das vorgegebene Signal (Knotenpotential am Knoten 3) und der berechnete Störspannungsverlauf (Knotenpotential am Knoten 1) sind in Abbildung 8 zu sehen. Die Gegenüberstellung zeigt auch hier die korrekte Berechnung des Störsignals.

## 4 Zusammenfassung und Ausblick

Wie anhand der präsentierten Beispiele gezeigt wurde, kann die entwickelte Methode der inversen Netzwerkanalyse (IMNA) zulässige Verläufe einer Störgröße aus vorgegebenen Grenzwerten oder Signalverläufen bestimmen. Durch den Vergleich mit der MNA (HSPICE) konnte die Berechnungsmethode validiert werden.

Im Gegensatz zu den herkömmlichen Analysemethoden ist somit eine schnellere Abschätzung möglich. Darüber hinaus ist ebenfalls die Bestimmung komplexer Störgrößenvorgaben möglich.

Das Verfahren eignet sich für beliebig komplexe Netzwerke und lässt sich auch um nichtlineare Komponenten erweitern. Verfahren zur Makromodellierung und Modellordnungsreduktion [7] sind realisierbar und erlauben den Einsatz auch in Verbindung mit komplizierten Koppelstrukturen oder Messdaten für eine Übertragungsstrecke.

Gerade bei vorgegebenen Störspektren bietet dieses Verfahren gegenüber den herkömmlichen Analysemethoden große Vorteile. Nutzsignale können synthetisiert werden, um ein zulässiges Spektrum optimal auszunutzen.

## 5 Literaturverzeichnis

- [1] Albert E. Ruehli, Pierce A. Brennan Chung-Wen Ho, "The Modified Nodal Approach to Network Analysis", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1976.
- [2] QUCS. Berechnungsprogramm - Technische Beschreibung, <http://qucs.sourceforge.net/technical.html>.
- [3] Jan Ogradzki, "Circuit Simulation Methods and Algorithms", CRC Press, 1944.
- [4] Clayton R. Paul, "Analysis of Multiconductor Transmission Lines", Wiley Interscience, 1994.
- [5] Frederik M. Tesche, Michael V. Ianoz, and Torbjörn Karlsson, "EMC Analysis Methods and Computational Models", John Willey & Sons, Inc., 1997.
- [6] DKE - Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik, *CISPR 25 Ed.3: Vehicles, boats and internal combustion engines - Radios disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers.*, 2007.
- [7] Michel S. Nakhla Ramachandra Achar, "Simulation of High-Speed Interconnects", *Proceedings of the IEEE*, 2001.
- [8] Hans-Georg Unger, "Elektromagnetische Wellen auf Leitern", 4th ed. Heidelberg: Hüthig Buch Verlag GmbH, 1996.
- [9] Katharina Feldhues, "Entwicklung und Implementierung eines flexiblen Leitungsmodells für Mehrleiterkonfigurationen zur Simulation von Kfz-Energieversorgungssystemen", Diplomarbeit, TU Dortmund, 2010.