

Bestimmung der Feldeinkopplung in Leitungsstrukturen von Kraftfahrzeugen mit hybriden Berechnungsverfahren

Dr. Stephan Frei, AUDI AG, I/EE-31, Ingolstadt, stephan.frei@audi.de

Thomas Kenschak, AUDI AG, I/EE-31, Ingolstadt

Heiko Wiechmann, AUDI AG, I/EK-6, Ingolstadt

Associate Prof. Dr. Roman Jobava, Tbilisi State University, Tbilisi, Georgien

1 Einleitung

Zur Berechnung der EMV in einem Kraftfahrzeug ist es in den meisten Fällen zweckmäßig, das Fahrzeug in die folgenden Bereiche aufzuteilen:

- metallische Oberflächen (wie z.B. die Fahrzeugkarosserie)
- Leitungsstrukturen
- elektronische Komponenten (i.d.R. die Abschlüsse der Leitung)
- Antennen

Die Verkabelung ist als die wesentliche Struktur anzusehen, in die durch elektromagnetische Felder Energie in die Fahrzeugelektronik eingekoppelt werden kann. Aufgrund der großen Ausdehnung der Fahrzeugverkabelung mit einer Gesamtlänge von einigen tausend Metern ergibt sich eine sehr effiziente Empfangsstruktur. Die direkte Einkopplung in Steuergeräte spielt im unteren und mittleren Frequenzbereich kaum eine Rolle, da die Abmessungen der Strukturen wesentlich kleiner als die Wellenlängen sind. Steuergeräte können somit näherungsweise als räumlich konzentrierte Schaltungen betrachtet werden, welche die Leitungen abschließen.

Bei der näherungsweisen Berechnung der Feldeinkopplung kann man sich also auf die Betrachtung der Verkabelung und der Karosserie beschränken. Die Einkopplung in Leitungen kann über die Verkopplung der Feldberechnung mit der Leitungstheorie [1] erfolgen. Diese Verfahren umgehen die z.T. notwendige sehr feine Diskretisierung der Leitungen. Der aber wichtigste Vorteil ist die mögliche Verbindung zu Netzwerkanalyseprogrammen [2].

Es verbleiben bei der Kopplung der Feldberechnung mit Hilfe der Leitungstheorie jedoch zwei wesentliche Probleme:

- Die Behandlung von Leitungsabschnitten, in denen die TEM-Annahmen nicht mehr gelten ist nur näherungsweise möglich.
- Es sind in der Regel keine Modelle für reale Abschlüsse vorhanden. Einfache Ersatzlasten vermögen nicht in allen Fällen eine ausreichend genaue Modellierung.

In diesem Beitrag wird zunächst kurz vorgestellt, wie mit einem hybriden Verfahren die Einkopplung in Kabelbäume berechnet werden kann. Anschließend wird dargestellt, wie lineare Abschlüsse mit Hilfe der Netzwerksynthese für Simulationen mit Netzwerkanalyseprogrammen modelliert werden können. Schließlich wird gezeigt, wie die Netzwerksynthese auch eingesetzt werden kann, um Leitungsabschnitte, in denen die Annahme von TEM-Wellen bei weitem nicht mehr erfüllt ist, durch spezielle Makromodelle zu berücksichtigen.

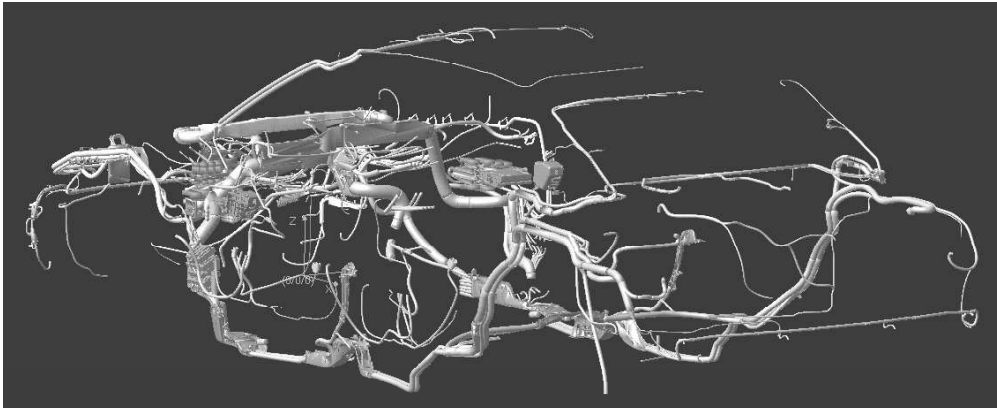


Bild 1: Das Kabelnetz in einem Kraftfahrzeug

2 Zerlegung einer Leitungsstruktur

Komplexe Leitungsstrukturen mit realen Abschlüssen können meist nicht direkt mit reinen 3D-Feldberechnungsprogrammen berechnet werden [2,3]. Die Anwendung von hybriden Verfahren ist notwendig. Dazu muss die zu berechnende Struktur in Teilstrukturen zerlegt werden. Aus den Teilstrukturen sind Makromodelle zu generieren, die Parameter der Makromodelle zu bestimmen und diese schließlich in eine einheitliche Form zu überführen, damit die Behandlung durch Netzwerkanalyseprogramme möglich ist.

In Bild 2 ist für eine Leitung über einer beliebig geformten metallischen Fläche dargestellt, wie eine Zerlegung aussehen kann. Es finden sich in diesem Beispiel 7 Bereiche, die sich drei Klassen zuordnen lassen:

- A. Abschlüsse der Leitung (Steuergerät, Aktuator, Sensor ...)
- B. Bereiche, in denen die Annahme von TEM-Feldern auf der Leitung in erster Näherung erfüllt ist
- C. Bereiche, in denen die TEM-Annahme erheblich verletzt ist

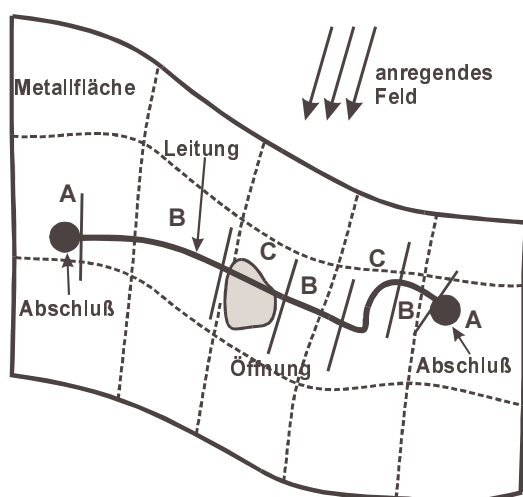


Bild 2: Unterteilung einer zu berechnenden Leitungsstruktur über einer Metallfläche in Klassen

Im Folgenden wird angenommen, dass die Feldeinkopplung in die Leitung rückwirkungsfrei auf das erregende Feld ist. Diese Annahme ist bei Störfestigkeits-

problemen meist zulässig. Für jede Klasse können verschiedene Makromodelle gebildet werden, das genaue Vorgehen wird in den folgenden Abschnitten dargestellt.

Die wesentliche Vorteile solcher Makromodelle sind:

- Für jeden Bereich kann das optimale Verfahren angewendet werden (MoM, FEM, FDTD ...).
- Die Vorteile der 3D-Feldsimulation werden mit den Vorteilen der Netzwerk- und Leitungssimulation verknüpft.
- Einmal generierte Modelle können als Blöcke leicht in anderen Simulationen weiterverwendet werden.
- Makromodelle können zur Reduzierung der Komplexität von Modellen eingesetzt werden. Oft genügt es, wenn ein Modell das Verhalten nur in einem schmalen Frequenzbereich wiedergibt.

3 Behandlung von Abschlüssen

Das Behandeln von komplexen realen Abschlüssen ist durch reine 3D-Feldberechnungsprogramme nicht möglich, hier sind Netzwerkanalyseprogramme wie z.B. SPICE notwendig. Dieser Abschnitt beschreibt Verfahren zur Bestimmung von Makromodellen linearer Abschlüsse (Zweipole) zur Behandlung mit dem Netzwerkanalyseprogramm SPICE.

Problematisch ist das Bestimmen eines Simulationsmodells, das hinreichend genau das Verhalten eines Abschlusses wiedergibt. Für Halbleiter existieren z.T. SPICE-Modelle. Hier muss jedoch darauf geachtet werden, dass das Modell auch das EMV-Verhalten hinreichend genau widerspiegelt. Für Logikbausteine werden oft IBIS-Modelle [4] bereitgestellt, die sich wiederum in SPICE-Modelle überführen lassen. Untersuchungen an Leistungstreibern ergaben, dass auch diese mit Hilfe von erweiterten IBIS-Modellen nachgebildet werden können [5]. Die Bestimmung der Parameter geschieht hier durch Messungen oder Simulationen mit einem detaillierten SPICE-Modell.

Für die Lasten (Ventile, Motoren ...), die im Automobilbereich in der Regel eingesetzt werden, gibt es aber meist keine Ersatzschaltbilder. Das Verhalten kann sehr komplex sein. Die charakteristischen Funktionen können aus Messungen oder, falls der innere Aufbau bekannt ist, durch Simulationen bestimmt werden.

3.1 Simulationsmodelle für lineare Zweipole (Abschlüsse)

3.1.1 Physikalisches Modell

In vielen Fällen kann sich aus dem Wissen über den inneren Aufbau eines linearen Abschlusses ein Ersatzschaltbild entwickeln lassen. In Abhängigkeit von der Größenordnung des Netzwerks und der Kenntnis des ungefähren Wertebereichs der einzelnen Komponenten können iterative Verfahren durch Abgleich mit Messwerten oder Simulationsdaten die genauen Werte der Netzwerkelemente bestimmen.

Je größer das zu identifizierende Netzwerk wird, desto genauer muss jedoch der Startvektor vorgegeben werden. Dieses Verfahren stößt damit schon recht früh an seine Grenzen.

3.1.2 Übertragungsfunktion

Lässt sich kein physikalisches Modell aus Grundelementen ableiten, können gesteuerte Quellen bzw. ‚Analog Behavioral‘-Modelle oder allgemeine Algorithmen zur Synthese von Netzwerken aus einer Übertragungsfunktion eingesetzt werden. Die beiden

Ansätze werden, nach einer Übersicht zur Approximation, im Folgenden kurz dargestellt.

3.1.2.1 Approximation der Zweipolfunktion und Pol-Nullstellen-Analyse

Eine durch Messung oder Simulation bestimmte Impedanz kann durch Approximation in eine rationale Funktion der folgenden Form gebracht werden:

$$Z(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \dots + b_0}; \quad p = \alpha + j\omega \quad (1)$$

Die Koeffizienten a_n und b_n können durch einen Fehler-Minimierungsalgorithmus bestimmt werden. Ist die rationale Funktion der Impedanz bekannt, können die Pol- und Nullstellen berechnet werden. Bei reinen Reaktanznetzwerken müssen die Pole auf der imaginären Achse in der p-Ebene liegen.

3.1.2.2 Modellierung eines linearen Abschlusses in SPICE aus Mess- oder Simulationsdaten

SPICE bietet die Möglichkeit, eine gegebene Übertragungs- oder Impedanzfunktion in frequenzabhängig gesteuerte Quellen oder eine Wertetabelle direkt in ein 'Analog Behavioral' Modell (P Spice) umzuwandeln. Im Frequenzbereich liefern diese Modelle gute Ergebnisse. Im Zeitbereich gibt es jedoch Probleme, wenn die Übertragungsfunktion differenzierendes Verhalten zeigt (was in der Praxis fast immer der Fall ist). In diesem Fall ist die rücktransformierte Systemreaktion nicht mehr kausal. Durch die Synthese eines äquivalenten Netzwerks lassen sich diese Probleme umgehen.

3.1.2.3 Synthese von Zweipolen

Reale lineare Abschlüsse lassen sich in der Regel in ein Netzwerk von Grundelementen zerlegen. Die folgenden Betrachtungen gehen davon aus, dass die betrachteten Netzwerke jeweils minimale Phase haben und die Kriterien für eine Zweipolfunktion erfüllen [6]. Es muss zwischen reinen Reaktanz- und RLC¹-Netzwerken unterschieden werden. Verlustbehaftete Netzwerke können durch das Brune-Verfahren [7] synthetisiert werden. Aus Platzgründen kann in diesem Beitrag nur die wesentlich einfachere Synthese von Reaktanznetzwerken kurz dargestellt werden. Der gezeigte Algorithmus liefert eine kanonische Realisierung.

3.1.2.4 Umformung und Synthese der Impedanzfunktion

Zur weiteren Analyse kann die rationale Funktion eines Reaktanznetzwerks durch Partialbruchzerlegung in die folgende Form zerlegt werden:

$$Z(p) = \frac{A_0}{p} + \sum_{v=1}^r \frac{2A_v p}{p^2 + \omega_v^2} + A_\infty p$$

Diese Gleichung lässt sich mit:

$$p = j\omega; \quad \frac{1}{A_0} = C_0; \quad A_\infty = L_0; \quad \frac{1}{2A_v} = C_v; \quad \frac{2A_v}{\omega_v^2} = L_v \quad (2)$$

umformen zu:

¹ ü → Übertrager

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_0} + \sum_{v=1}^r \frac{1}{j\omega C_v + \frac{1}{j\omega L_v}} + j\omega L_0, \quad (3)$$

woraus direkt eine Reihenschaltung, wie in Bild 3 dargestellt, gebildet werden kann:

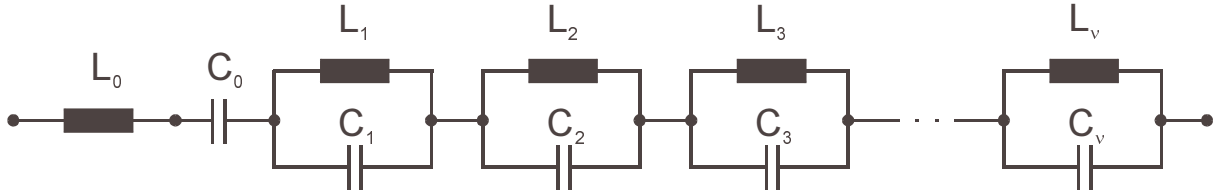


Bild 3: Netzwerk gebildet aus Gleichung (3)

4 Berechnung der Feldeinkopplung in Leitungsstrukturen (TEM-Feldannahme näherungsweise erfüllt)

Unter der Annahme, dass die Leitungsstrukturen die Bedingungen für TEM-Felder näherungsweise erfüllen, kann die Einkopplung elektromagnetischer Felder durch Zerlegung der zu analysierenden Leitungsstruktur schrittweise berechnet werden [2]. Durch die Aufteilung der Leitungsstruktur erhält man einzelne Segmente, die durch ihre Länge und die Impedanzmatrizen definiert sind. Jedes Segment stellt eine elektrische kurze Leitung dar. Diese kurzen Leitungen können durch konzentrierte Bauelemente nachgebildet werden. Die Feldeinkopplung wird durch Strom- und Spannungsquellen berücksichtigt. Damit ist es mit Netzwerkberechnungsverfahren möglich, die Einkopplung von inhomogenen Felder in Leitungsstrukturen zu berechnen, die in ihrem Verlauf sowohl inhomogen als auch nichtlinear abgeschlossen sein dürfen.

5 Modellierung linearer Vierpole durch Makromodelle

Leitungsstrukturen über Öffnungen in metallischen Flächen oder Kanten, Stecker und Platinen lassen sich, um nur einige Beispiele zu nennen, nicht mehr präzise mit der Leitungstheorie modellieren. Auch wenn Abstrahlverluste nicht mehr zu vernachlässigen sind, stößt die Leitungstheorie an ihre Grenzen. Makromodelle aus MoM-Berechnungen oder Messungen unterliegen diesen Einschränkungen nicht.

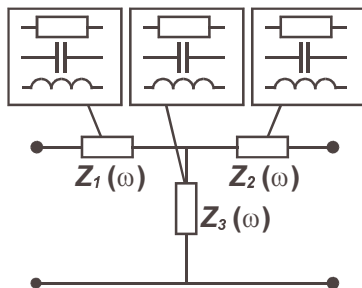


Bild 4: Einfaches Makromodell mit frequenzabhängigen Impedanzen

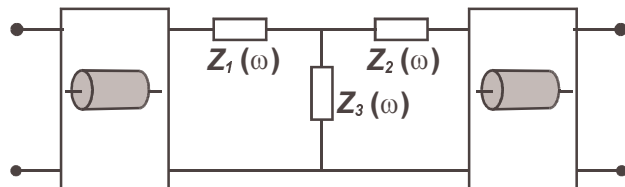


Bild 5: Erweitertes Makromodell mit homogener Leitung für beliebige Leitungsstrukturen

Jeder beliebige zweipolige Leitungsabschnitt bildet einen Vierpol, der sich, solange die Leitung als ein System minimaler Phase betrachtet wird, beispielsweise durch ein T-Netzwerk mit frequenzabhängigen Impedanzen (Bild 4) beschreiben lässt.

Die in Abschnitt 3 vorgestellten Verfahren erlauben die Einbindung der frequenzabhängigen Impedanzen in SPICE.

Bei dem Modell in Bild 4 handelt es sich um eine minimalphasige Beschreibung. Leitungsresonanzen, die besonders bei schwach gedämpften Systemen deutlich hervortreten, können damit nicht wiedergegeben werden. Durch die Erweiterung des Elementarvierpols durch Leitungsmodelle (Bild 5), die bei der Bestimmung der Vierpolparameter berücksichtigt werden müssen, ist die Behandlung von Leitungsresonanzen möglich.

5.1 Bestimmung der Makromodellparameter

Die Bestimmung von Z_1 , Z_2 und Z_3 aus Bild 4 kann durch Messung der Z-Matrixelemente oder Berechnungen erfolgen. Die Bestimmung der Parameter des erweiterten Makromodells kann über die Messung bzw. Berechnung der Z-Parameter des Gesamtsystems geschehen. Z_1 , Z_2 und Z_3 sind der Messung nicht direkt zugänglich. Das Modell kann als eine Kettenschaltung von einem Leitungsvierpol und dem Vierpol des T-Gliedes aufgefasst werden. Die Z-Matrix dieser Schaltung erhält man nach kurzer Rechnung:

$$\mathbf{Z}_{ges} = \Delta \begin{bmatrix} Z_0(jZ_0 \sin(\beta l) + (Z_1 + Z_3)\cos(\beta l)) & Z_0 Z_3 \\ Z_0 Z_3 & Z_0(Z_2 + Z_3)\cos(\beta l) + j(Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3)\sin(\beta l) \end{bmatrix}$$

$$\text{mit: } \Delta = 1/(Z_0 \cos(\beta l) + j(Z_1 + Z_3)\sin(\beta l))$$

Aus der Matrix \mathbf{Z}_{ges} lassen sich die Impedanzen Z_1 , Z_2 und Z_3 bestimmen:

$$Z_1 = \frac{Z_0(-Z_{ges_{12}} + Z_{ges_{11}} \cos(\beta l) - jZ_0 \sin(\beta l))}{Z_0 \cos(\beta l) - jZ_{ges_{11}} \sin(\beta l)}$$

$$Z_2 = \frac{Z_0 Z_{ges_{12}} - Z_0 Z_{ges_{22}} \cos(\beta l) + j(Z_{ges_{11}} Z_{ges_{22}} - Z_{ges_{12}}^2) \sin(\beta l)}{Z_0 \cos(\beta l) + jZ_{ges_{11}} \sin(\beta l)}$$

$$Z_3 = \frac{Z_{ges_{12}} Z_0}{Z_0 \cos(\beta l) - jZ_{ges_{11}} \sin(\beta l)}$$

Der Wellenwiderstand des Leitungselements im Makromodell sollte ungefähr dem Wellenwiderstand der modellierten Leitungsstruktur entsprechen.

5.2 Berücksichtigung der Einkopplung von Feldern

Die Einkopplung von Feldern kann durch die Ergänzung mit Stromquellen berücksichtigt werden. Hierzu wird zunächst ein Makromodell aus der Leitungsstruktur, entsprechend dem vorherigen Abschnitt bestimmt, ohne die Felder zu berücksichtigen. Anschließend werden die Ströme an den Abschlüssen der Struktur bei Feldeinkopplung gemessen oder mit einem MoM-Modell berechnet. Die Abschlüsse sind dabei kurzgeschlossen. Das Makromodell wird dann um die Stromquellen erweitert. In Bild 6 ist der Ablauf schematisch dargestellt.

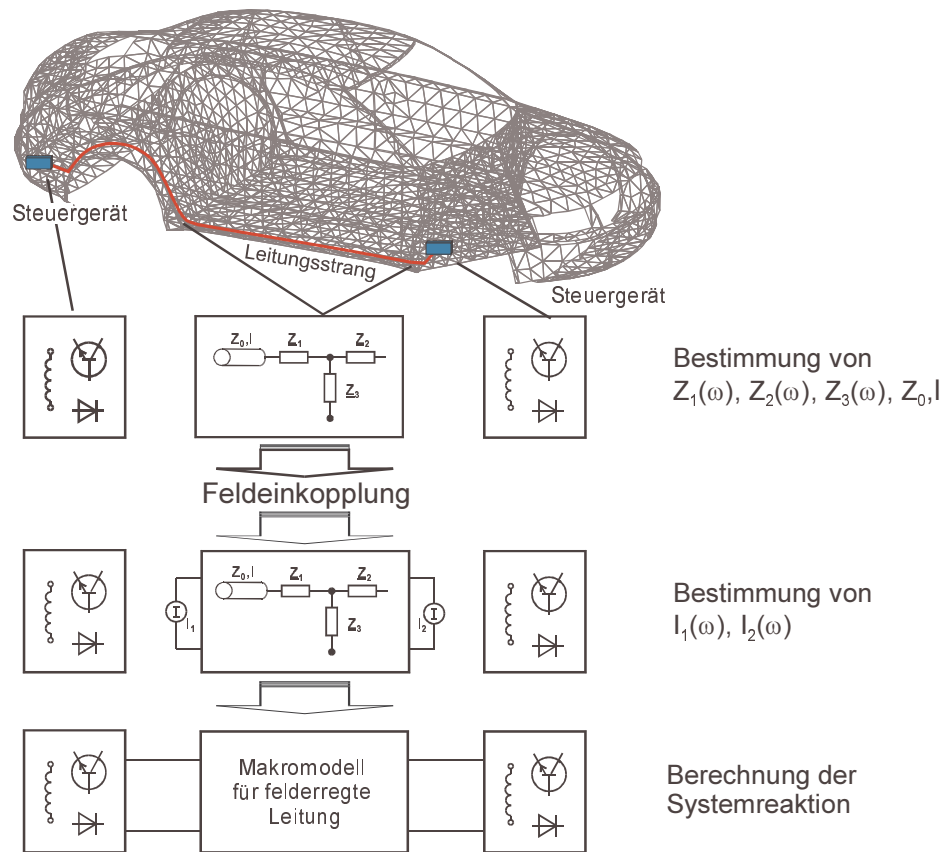


Bild 6: Berechnung der Feldeinkopplung mit Makromodellen

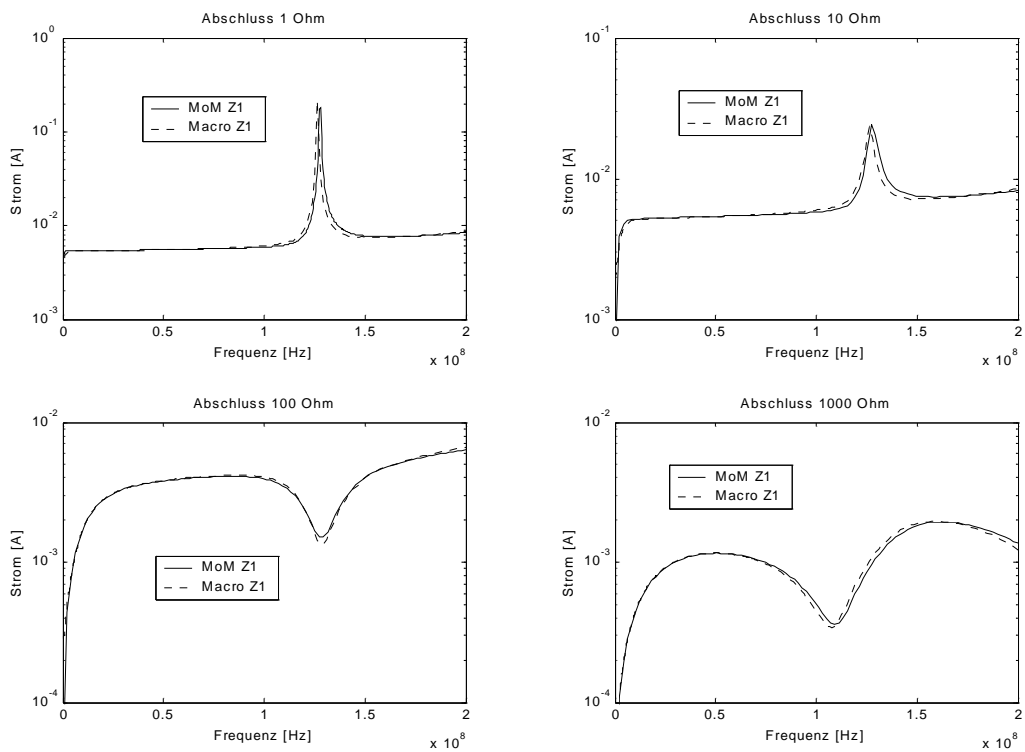


Bild 7: Berechnung der Feldeinkopplung (100 V/m, 'endfire' [1]) mit Makromodellen und reinen MoM-Berechnungen in Abhängigkeit von den Abschlusswiderständen

Als Beispiel für ein Ergebnis erzielt mit Makromodellen wird hier die Einkopplung einer ebenen Welle in eine rechteckförmige Schleife mit einer Länge von 5 cm, die an eine homogene Zweidrahtleitung von 1 m Länge angeschlossen ist, gezeigt. Mit der Momentenmethode wurden für die Schleife und für die Leitung jeweils Makromodelle für SPICE gebildet. Für die Schleife wurde ein Makromodell nach Bild 4 und für die Leitung ein Modell nach Bild 5 generiert. Für verschiedene Impedanzen sind in Bild 7 die Ergebnisse mit den Makromodellen Ergebnissen aus reinen MoM-Berechnungen gegenübergestellt.

6 Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurde dargestellt, wie durch die Unterteilung der Verkabelung innerhalb von Kraftfahrzeugen, sowie die Bildung von TL-Strukturen und Makromodellen, die Berechnung der Feldeinkopplung erfolgen kann. Durch die Verwendung von Makromodellen und hybriden Verfahren wird die Berechnung der Feldeinkopplung in sehr komplexe Leitungsstrukturen genauer, schneller oder zum Teil überhaupt erst möglich. Weiterhin wurde auf die Behandlung von linearen Abschlüssen eingegangen und Verfahren zu deren Einbindung in SPICE dargestellt.

Die Makromodelle können durch verschiedene, auf den jeweils zu beschreibenden Bereich optimal angepasste Verfahren gebildet werden. Beispielsweise Stecker, Leiterplatten oder Leitungen über Öffnungen lassen sich damit präzise nachbilden.

Durch die Aufteilung in Teilmodelle muss nicht das komplette Fahrzeug zusammenhängend gerechnet werden. Dadurch ist eine deutlich schnellere Berechnung möglich und einmal erstellte Teilmodelle können unabhängig von den Abschlüssen wiederverwendet werden. Ein weiterer, besonders wichtiger Vorteil ist die Möglichkeit der Einbindung in Netzwerkanalyseprogramme (SPICE). Nahezu beliebige nichtlineare Abschlüsse lassen sich somit behandeln.

Literatur

- [1] C. R. Paul, Analysis of Multiconductor Transmission Lines, Wiley-Interscience, 1994
- [2] S. Frei, R. Jobava, Coupling of Inhomogeneous Fields into an Automotive Cable Harness with Arbitrary Terminations, 14th International Zurich Symposium on EMC, 2001
- [3] I. Erdin, M. S. Nakhla, R. Achar; Circuit Analysis of Electromagnetic Radiation and Field Coupling Effects for Network with Embedded Full-Wave Modules, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 42, No. 4, 2000
- [4] www.eia.org/eig/ibis/ibis.htm
- [5] F. Haslinger, B. Unger, M. Maurer, M. Tröscher, R. Weigel; EMC Modeling of Nonlinear Components for Automotive Applications; 14th International Zurich Symposium on EMC, 2001
- [6] R. Unbehauen, Synthese elektrischer Netzwerke und Filter, R. Oldenbourg Verlag, 1988
- [7] O. Brune, Synthesis of a finite two-terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of frequency, J. Math. Phys. 10, 1931