

Optimierung der Makromodellierung von Übertragungstrecken mit Vector-Fitting-Methoden durch Anpassung der Eingangsdaten

M.Sc. Sergey Miropolsky, AG Bordsysteme, TU Dortmund
Dipl.-Ing. Friedrich zur Nieden, Infineon Technologies AG
Prof. Dr.-Ing. Stephan Frei, AG Bordsysteme, TU Dortmund

1 Einleitung

In der Entwicklung von elektrischen Systemen werden Simulationen verwendet, um kritische Konfigurationen im Voraus zu ermitteln und dadurch mögliche EMV-Probleme zu vermeiden. Dafür sind genaue breitbandige Modelle der passiven Komponenten und Übertragungstrecken notwendig [1].

Eine schnelle und effiziente Methode ist die Erstellung von Makromodellen. Diese werden mit Hilfe von Approximationen aus gemessenen oder simulierten Netzwerkparameterdatensätzen, wie beispielsweise S-Parametern, generiert. Der Vectfit-Algorithmus gilt hierbei als besonders robust und leistungsfähig [2,3]. Dabei werden die linearen Netzwerkparameter eines Systems durch rationale Funktionen angenähert und als Zustandsraummodell dargestellt. Dafür kann schließlich ein äquivalenter Schaltkreis (z.B. [4]) erstellt werden. Diese Modelle können sowohl für Frequenz- als auch Zeitbereichssimulationen verwendet werden und liefern meist genaue Ergebnisse, auch mit externen nicht-linearen Lasten oder IC-Modellen.

Die scheinbare Einfachheit der Methode kann zu der problematischen und oft falschen Annahme führen, dass beliebige gemessene oder simulierte Datensätze direkt approximiert werden können. Hierbei sind nicht die Passivität und Kausalität der Messdaten gemeint, die durch den Vectfit-Algorithmus und zusätzliche Prozeduren schon sichergestellt werden. Es geht um verschiedene Abweichungen, die in einer ursprünglichen approximierten Darstellung (z.B. der Admittanz) unsichtbar sind, aber nach Umwandlung in eine andere Darstellung (z.B. der Impedanz) oder in der folgenden Simulation unerwartete Probleme verursachen können. Die Quelldatensätze können einige versteckte Fehler beinhalten, die nicht durch das Verhalten des DUTs, sondern beispielsweise durch Limitierungen der Messtechnik begründet sind. Die Besonderheiten der Datensätze an den Rändern des Frequenz- bzw. Dynamikbereichs des Quelldatensatzes führen oft zu einem nicht-physikalischen Verhalten des Modells außerhalb dieses Bereiches. Dabei spielt die für die Approximation ausgewählte Darstellung (S, Y, Z) für die Genauigkeit des Modells eine große Rolle.

Zunächst wird gezeigt, wie SPICE oder VHDL-AMS Modelle aus den approximierten Datensätzen systematisch erstellt werden können. Die Möglichkeiten, denselben Datensatz in verschiedenen Darstellungen (z.B. Admittanz (Y), Impedanz (Z) oder S-Parametern) zu approximieren, und die daraus entstehenden möglichen Probleme werden diskutiert. Mögliche Fehlerfälle, die bei der Approximation der gemessenen Datensätze auftreten können, und die existierenden Verfahren, um diese zu vermeiden, werden anhand von Anwendungsbeispielen diskutiert.

2 Grundlagen der Makromodellierung

2.1 Approximationsverfahren

Vectfit [2,3] approximiert ein frequenzabhängiges Übertragungsverhalten $H(s = j\omega)$, das an diskreten Frequenzpunkten in Form einer Tabelle gegeben ist, mit einer Funktion:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{C} \cdot \frac{\mathbf{B}}{s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A}} + \mathbf{D};$$

Die Anwendung der Methode ist nicht nur auf skalare Transferfunktionen (d.h. ein Eingang und ein Ausgang) beschränkt, sondern ist auch für Matrizen-Transferfunktionen (d.h. m Ein- und Ausgänge) anwendbar.

Für die Beschreibung passiver elektrischer Netzwerke können verschiedene Formen von Netzwerkparametern, wie z.B. Y-Parameter (Admittanz), Z-Parameter (Impedanz) oder S-Parameter (Streuung) für die Übertragungsfunktion $H(s)$ verwendet werden. Bei der Anwendung des Vectfit-Algorithmus werden Zustandsraummodelle entsprechend der gewählten Beschreibung der Eingangparameter erstellt.

$$\begin{aligned} \vec{I}(s) &= \mathbf{Y}(s) \cdot \vec{U}(s); & \vec{U}(s) &= \mathbf{Z}(s) \cdot \vec{I}(s); & \vec{b}(s) &= \mathbf{S}(s) \cdot \vec{a}(s); \\ \vec{x}'(t) &= \mathbf{A}_Y \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_Y \cdot \vec{u}(t); & \vec{x}(t) &= \mathbf{A}_Z \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_Z \cdot \vec{i}(t); & \vec{x}'(t) &= \mathbf{A}_S \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{B}_S \cdot \vec{a}(t); \\ \vec{i}(t) &= \mathbf{C}_Y \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_Y \cdot \vec{u}(t); & \vec{u}(t) &= \mathbf{C}_Z \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_Z \cdot \vec{i}(t); & \vec{b}(t) &= \mathbf{C}_S \cdot \vec{x}(t) + \mathbf{D}_S \cdot \vec{a}(t); \end{aligned}$$

2.2 Erzeugen der äquivalenten Schaltkreismodelle

Äquivalente Netzwerke können aus der Systembeschreibung in der Zustandsraumform erstellt werden, sodass das Verhalten mit Netzwerksimulatoren berechnet werden kann.

2.2.1 Äquivalentes Schaltkreismodel für die Admittanzform (Y-Parameter)

Der Schaltkreis in der Admittanzform kann am einfachsten generiert werden. In dieser Form werden die Ströme an den Klemmen (Systemantwort) als eine lineare Funktion der internen Zustände und der Klemmspannungen (Systemanregung) erzeugt.

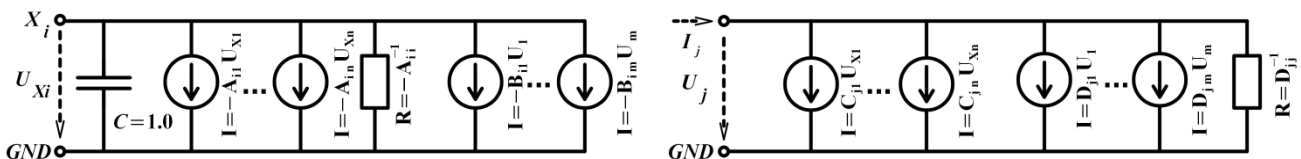


Abb. 1: Schaltkreis für die Admittanzform: a) Schaltkreis für i^{ten} Zustand, b) Schaltkreis für j^{ten} Port

Die internen Zustände werden mit dem in Abb. 1 a gezeigten Schaltkreis erzeugt und als Spannungen U_{X_i} an den internen Knoten (X_i) ausgegeben. Die Gleichung für einen Zustandsschaltkreis i entspricht der i^{ten} Reihe der ersten Matrixgleichung des Systems:

$$U'_{X_i} = (A_{i1} \cdot U_{X1} + \dots + A_{in} \cdot U_{Xn}) + (B_{j1} \cdot U_1 + \dots + B_{jm} \cdot U_m);$$

Der Gesamtstrom an jedem Port j wird als eine Summe der parallelgeschalteten Teilströme (siehe Schaltkreis in der Abb. 1 b) erzeugt. Die Gleichung für einen Schaltkreis j entspricht der j^{ten} Reihe der zweiten Matrixgleichung des Systems:

$$I_j = (C_{i1} \cdot U_{X1} + \dots + C_{in} \cdot U_{Xn}) + (D_{j1} \cdot U_1 + \dots + D_{jm} \cdot U_m);$$

Der Gesamtschaltkreis besteht somit aus $m+m \times n$ Schaltkreisen.

Die Koeffizientenmatrizen A und B beinhalten oft Nullwerte und können im Schaltkreis vernachlässigt werden. Die Stromquellen, die die Teilströme $-A_{ij} \cdot U_{Xi}$ und $D_{ij} \cdot U_i$ erzeugen, können mit Widerständen abgebildet werden. Der Einheitswert der Kapazität entspricht einem mathematischen Koeffizienten vor der Ableitung. Um numerische Probleme bei der Schaltkreissimulation zu vermeiden, muss das Gleichungssystem so skaliert werden, sodass der Koeffizient nach Möglichkeit einen physikalischen Kapazitätswert (etwa $1e-12$ bis $1e-3$) annimmt.

2.2.2 Äquivalentes Schaltkreismodel für die Impedanzform (Z-Parameter)

Eine ähnliche Vorgehensweise wird angewendet, um die Systemgleichungen in der Impedanzdarstellung als Schaltkreismodell darzustellen. Der Schaltkreisbau in der Z-Form ist ähnlich zur Admittanzdarstellung, und wird hier daher nicht gezeigt.

2.2.3 Äquivalentes Schaltkreismodell für die S-Parameter Darstellung

Die Systemgleichungen in der S-Parameter Darstellung können in ähnlicher Form als Schaltkreismodell dargestellt werden. Die gestreuten Leistungswellen (Systemantwort) werden in Abhängigkeit von den einfallenden Wellen (Anregung) und internen Zuständen erzeugt. Da diese Wellen im Vergleich zu Strömen und Spannungen nicht direkt in einem Schaltkreis dargestellt werden, müssen diese entsprechend umformuliert werden.

Der Zusammenhang von Leistungswellen, Strömen und Spannungen an einem Port des Systems wird mit den folgenden Gleichungen beschrieben. Diese können mit Hilfe von zwei alternativen Schaltkreisen (Abb. 2b,c) implementiert werden:

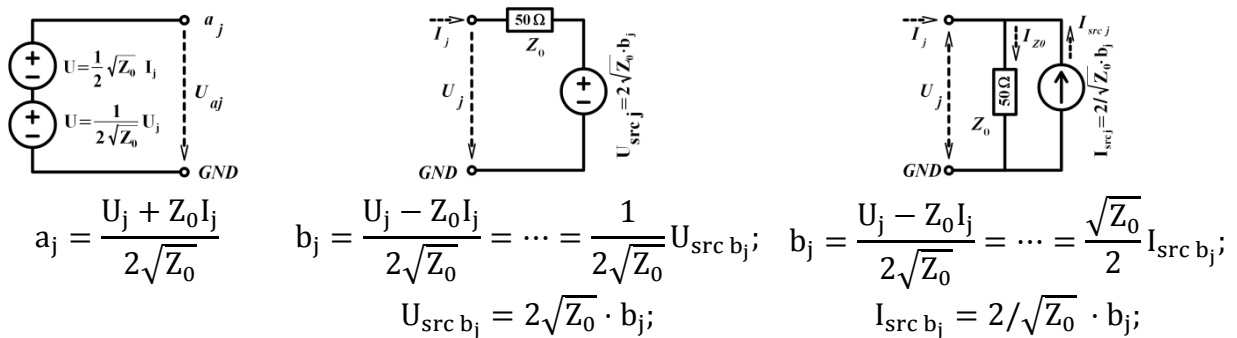


Abb. 2: Berechnen der einfließenden Welle (a) und Einspeisen der gestreuten Welle (b,c) durch eine b) Spannungsquelle und eine Impedanz in Reihe c) Stromquelle mit einer parallelen Impedanz

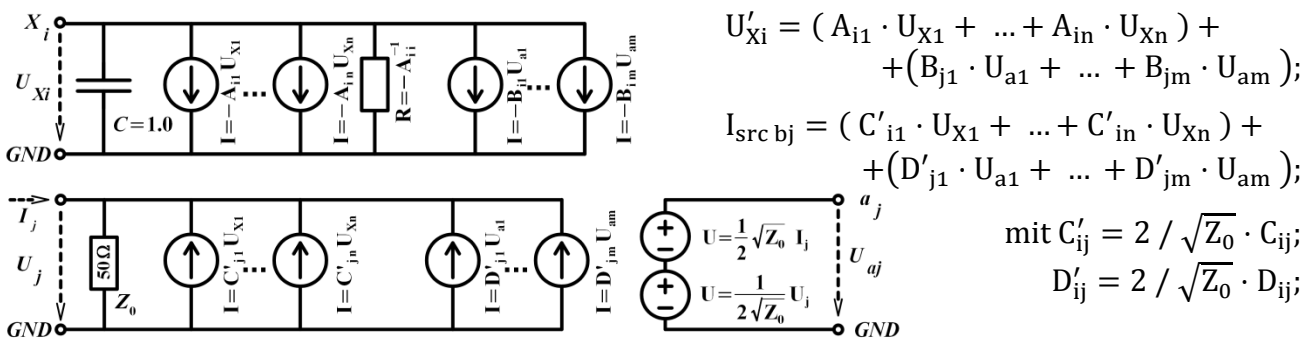


Abb. 3: Schaltkreis in einer Streuungsform („S-Parameter“) a) Schaltkreis für i^{ten} internen Zustand b) Schaltkreis für j^{ten} Port (Einspeisen der gestreuten Welle und Berechnen der einkommenden Welle)

Die Eingangswellen stehen als Spannungen an den Knoten a_j zur Verfügung (siehe Abb. 2a). Die Wellen b_j können in der Form der Ströme (Abb. 2c) gespeist werden. Ein ähnlicher Schaltkreis wie in der Admittanz-Form kann verwendet werden, um den Zusammenhang zwischen den Wellen in der Zustandsraumform zu implementieren. Der Gesamtschaltkreis besteht aus m Portschaltkreisen und $m \times n$ Zustandsschaltkreisen.

2.2.4 Erzeugen von äquivalenten VHDL-AMS Modellen

Die Gleichungssysteme können in VHDL-AMS direkt implementiert werden [7]. Eine Entity mit m elektrischen Ports wird erstellt. In der Architektur werden $m \times n$ interne Quantities für die internen Zustände definiert, und die Gleichungssysteme werden in der VHDL-AMS-Syntax geschrieben.

```
x1'dot == A(1,1)*x1 + A(1,2)*x2 + B(1,1)*u1 + B(1,2)*u2;
x2'dot == A(2,1)*x1 + A(2,2)*x2 + B(2,1)*u1 + B(2,2)*u2;
i1      == C(1,1)*x1 + C(1,2)*x2 + D(1,1)*u1 + D(1,2)*u2;
i2      == C(2,1)*x1 + C(2,2)*x2 + D(2,1)*u1 + D(2,2)*u2; etc.
```

Abb. 4: Teil einer Systembeschreibung in der VHDL-AMS-Syntax

Dasselbe gilt für die Modelle in der S-Parameterform. Die internen Quantities für die einfließenden und gestreuten Wellen werden definiert und die entsprechenden Gleichungen in dem Modell eingefügt.

3 Analyse von Fehlern in der Makromodellierung

3.1 Datensätze mit versteckten Messfehlern

Ein Messobjekt kann mit verschiedenen Netzwerkparameterdarstellungen (S/Y/Z etc.) beschrieben werden. Durch die bekannten Beziehungen können die Netzwerkparameter zwischen diesen Darstellungen umgewandelt werden. Der Informationsgehalt aller drei Darstellungsformen ist identisch.

Probleme können entstehen, wenn die Werte innerhalb eines Datensatzes mehrere Dekaden umfassen. Dieses gilt oft für Impedanz- und Admittanzwerte bei Z- und Y-Darstellungen. Bei einer kurzen Leitung (z.B. Platinenleiterbahn) beinhaltet der Datensatz beispielsweise eine sehr hohe Impedanz zur Masse und gleichzeitig eine sehr niedrige Impedanz in Reihe. Eine kleine Änderung in einer Darstellungsform (z.B. Y) entspricht somit einer großen Abweichung in einer anderen Darstellungsform (z.B. Z). Die Simulationsgenauigkeit kann erheblich von der Darstellungsform des Modells abhängen.

Die gemessenen Datensätze beinhalten auch sehr oft Messfehler, die in der üblichen S-Parameter Darstellung unsichtbar sind, jedoch in der Y- oder Z-Darstellung offensichtlich auffallen. Wird der Datensatz ohne vorherige Bearbeitung approximiert, kann das Makromodell unerwartete Probleme verursachen. Ein Beispiel für die Approximation eines Messartefakts wird in einem Beispiel in Abschnitt 4.1 gezeigt.

3.2 Datensätze mit einem begrenzten Frequenzbereich

Ein ähnliches Problem wird durch Datensätze verursacht, die nicht den gesamten relevanten Frequenzbereich abdecken. Die Grenzen werden meist durch den verwendeten Netzwerkanalysator (NWA) festgelegt. Die Messgenauigkeit bei hohen Frequenzen soll hier nicht behandelt werden. Auch von der unteren Frequenzbegrenzung, welche meist im Kiloherz-Bereich liegt, werden Probleme verursacht. Als Beispiel kann eine oft verwendete kapazitive DC-Entkopplung von 4,7 nF in Reihe betrachtet werden. An der häufig anzutreffenden unteren Frequenzgrenze vom NWA von 300 kHz entspricht dies einer Impedanz von ca. 110 Ω . Wird der Datensatz ab dieser Frequenz gemessen und dann direkt approximiert, zeigt das Makromodell anstatt einer steigenden kapazitiven Impedanz im NF-Bereich einen konstanten Wert von 110 Ω . Ein solches fehlerhaftes Verhalten des Modells soll vermieden werden. Ein weiteres Beispiel einer fehlenden NF-Information stellt ein Transformator dar. Dieses Beispiel wird in Abschnitt 4.3 diskutiert.

3.3 Testfall #1 – Makromodell für eine verdrehte Leitung

Ein Beispiel für einen versteckten Messartefakt wird in Abb. 7 dargestellt. Der Messaufbau beinhaltet eine 15 cm lange verdrehte Leitung (Abb. 7a), welche mit einem NWA vermessen wird. Die erste Messung erfolgt sofort nach der NWA-Kalibrierung. Dieselbe Messung wird um 10-Minuten verzögert und ohne Nachkalibrierung wiederholt. Die Einflüsse des Messaufbaus werden durch Deembedding extrahiert.

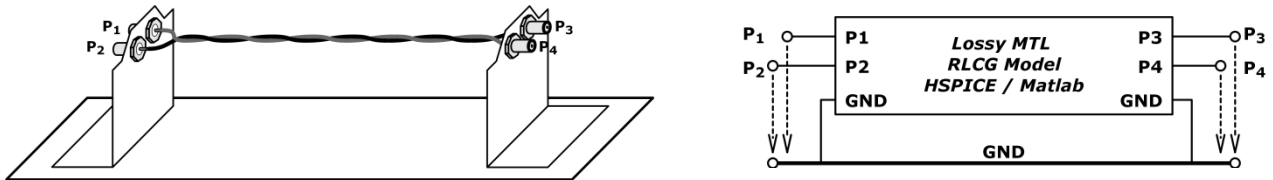


Abb. 5: Testfall #1: eine kurze verdrehte Leitung: Messaufbau und LF-Ersatzschaltbild

Die gemessenen S-Parameter (Abb. 8a) sind optisch nicht voneinander zu unterscheiden. Geringe Abweichungen der S-Parameter-Kurven zwischen 300 kHz und 1 MHz sind nur bei einer starken Vergrößerung sichtbar. In der Z-Darstellung (Abb. 8b) werden Unterschiede hingegen deutlich.

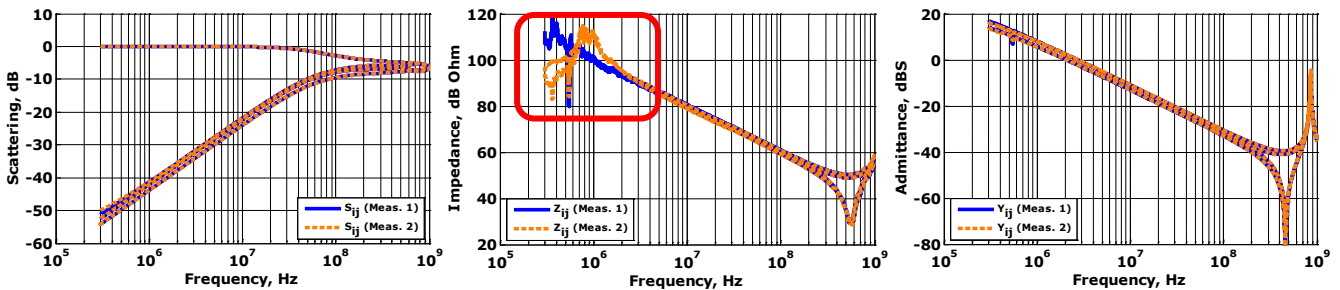


Abb. 6: Gemessene Netzwerkparameter einer kurzen verdrehten Leitung mit einem LF-Messartefakt

Die kapazitive Impedanz der Leitung zur Referenzmasse wird nur in der ersten Messung korrekt erfasst. In der zweiten Messung zeigt die gemessene Impedanz eine Resonanz bei ca. 1 MHz (Abb. 8b), welche auf ein Messartefakt zurückzuführen ist. Diese wird durch eine Port-Erwärmung, d.h. eine thermische Änderung der NWA-Porteigenschaften verursacht. Durch die nicht erfolgte Nachkalibrierung des aufgewärmten Messgerätes vor der zweiten Messung tritt die Abweichung auf. Der Messfehler wird jedoch erst nach der Konversion in die Z-Darstellung sichtbar.

In ähnlicher Weise sind mögliche Messfehler in der Y-Darstellung (Abb. 8c) betroffen. Diese sind in diesem Testfall noch schwerer zu erkennen, da die Impedanz am untersten Frequenzpunkt durch die Leitungsinduktivität schon zu hoch ist. Mit der Zerlegung der Admittanz Y_{21} in die resistiven ($\text{real}(Y_{21})$) und induktiven ($\text{imag}(Y_{21})$) Anteile kann ein ähnlicher Artefakt in dem gemessenen Widerstand der Leitung beobachtet werden.

Die Anwendung des Vektor-Fitting Algorithmus auf gemessene S-Parameter führt zu einem Makromodell, das ähnliche Messartefakte zeigt (Abb. 9a-c). Bei der Simulation dieses Modells bei tiefen Frequenzen wird eine fehlerhafte Impedanz von 80 dBΩ (10 kΩ) gegen Masse berechnet. Die Teilkorrektur der Daten in einer Darstellung ist nicht möglich, da damit die Information in den anderen Darstellungen betroffen wird.

Stattdessen können im problematischen Bereich nur die gesamten Daten mit künstlich-nachgebildeten Werten ersetzt werden. Die Messobjekteigenschaften können entweder theoretisch-abgeschätzt, oder aus einem anderen Frequenzbereich extrapoliert oder mit Hilfe anderer Messgeräte nachgemessen werden. Daraus kann meist ein einfaches äquivalentes Schaltkreismodell des Messobjekts in dem niedrigen Frequenzbereich er-

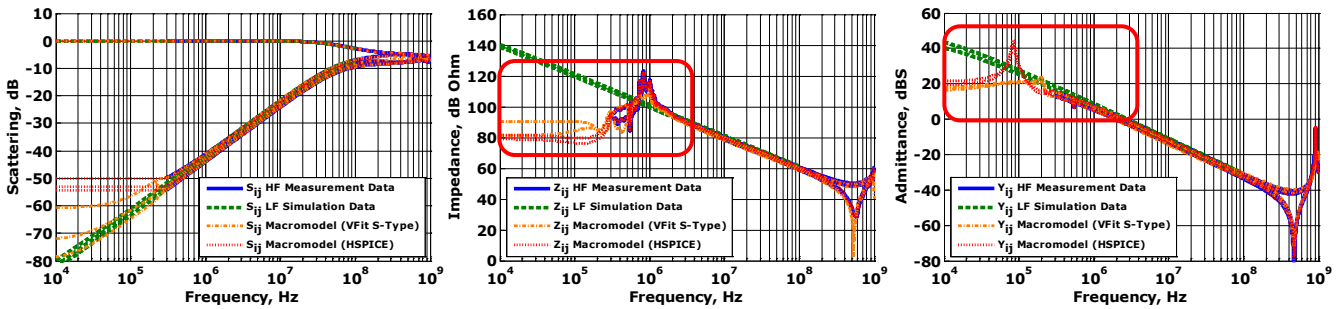


Abb. 7: Netzwerkparameter des Makromodells aus nicht bearbeiteten Messdaten (S-Darstellung)

stellt werden. In diesem Testfall wurden die Leitungseigenschaften aus den gemessenen S-Parametern in dem Bereich von 1 bis 10 MHz extrahiert und in ein HSPICE RLCG-TL-Modell eingesetzt. Da das Modell nur das LF-Frequenzbereich (hier bis 10 MHz) abdecken soll, dürfen mehrere HF-Effekte vernachlässigt werden. Der simulierte NF-Datensatz wird dann mit dem Messdatensatz verkettet. Der Problembereich wird mit den simulierten Daten ersetzt.

Für die weitere Makromodellierung ist es wichtig, einen fließenden Übergang zwischen NF- und HF-Data in allen Darstellungen (S, Y, Z) zu bekommen. Die Parameter des NF-Schaltkreismodells müssen so optimiert werden, dass kein Versatz in keiner der S-, Y- und Z-Kurven an der Grenzfrequenz der gemessenen und simulierten Datensätze zu beobachten ist. Ein Versatz würde mitapproximiert, was sich in einem weiteren Artefakt an dieser Stelle äußern würde. Der Versatz der Kurven kann zusätzlich mit Hilfe eines linearen Überganges von dem NF in den HF Datensatz in einem Frequenzfenster um die Grenzfrequenz (hier z.B. 1 MHz bis 10 MHz) herum geglättet werden. Der verkettete Datensatz wird durch Vektor-Fitting approximiert, und das Makromodell wird erstellt.

Solche NF-erweiterte Makromodelle zeigen mehrere Vorteile. Durch das Ersetzen der gemessenen Daten mit simulierten Werten wird eine weitere Messung vermieden. Zusätzlich ermöglicht es die volle Kontrolle von dem Verhalten des erstellten Makromodells außerhalb des Messfrequenzbereiches.

3.4 Rolle der zu approximierenden Darstellung (S/Y/Z) der Netzwerkparameter

Auch unter der Annahme, dass der Datensatz nur die korrekten Impedanzen beinhaltet, spielt die für die Approximation ausgewählte Darstellung eine große Rolle.

Die Approximation wird zuerst mit Y-Parametern durchgeführt, das erstellte Makromodell wird simuliert, und alle Netzwerkparameter des Modells werden geplottet (Abb. 10a-c). Optisch treffen die Y-Parameter des Modells perfekt die Quelldaten. Leider zeigen die Z-Parameter des Modells eine sichtbare Abweichung von den erwarteten Werten. Dasselbe kann oft auch in der S-Darstellung beobachtet werden.

Wie bereits in Abschnitt 3.1 beschrieben, kann der Fehler auf den zu approximierenden Datensatz und die gewählte Darstellungsform zurückgeführt werden. Der Fehler kann

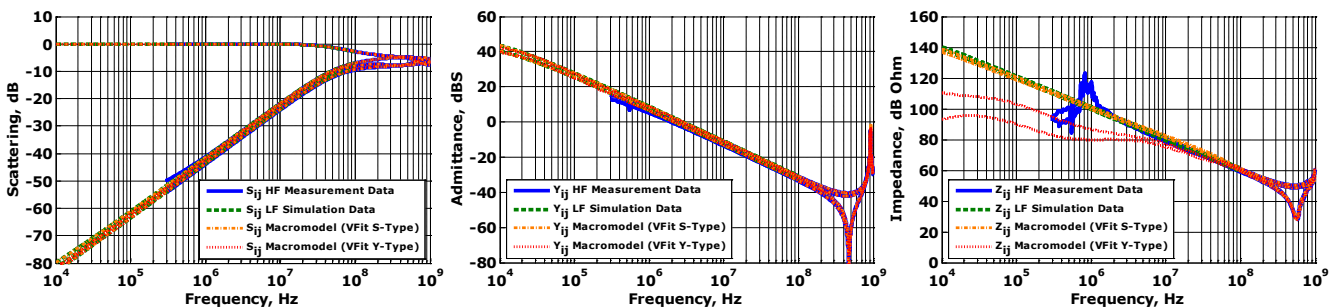


Abb. 8 Netzwerkparameter des S- und Y-Makromodells aus dem NF-erweiterten Datensatz, das Y-Parameter Makromodell zeigt einen Fehler in der Z-Parameterdarstellung

nicht durch ein einfaches Erhöhen der Modellordnung aufgehoben werden da der Algorithmus der Approximation nur die zu approximierenden Y-Parameter Kurven betrachtet, und dadurch diesen Frequenzbereich nicht als eine Problemstelle erkennt. Teilweise kann es durch die Matrizen-Prekonditionierung [5] gelöst werden, aber die resultierende Modellgenauigkeit ist trotzdem stark von den Eigenschaften des Messobjekts abhängig.

Derselbe Fehler tritt bei der Approximation in der Z-Parameter-Darstellung auf. Hier zeigen oft die Y-Parameter des erstellten Modells eine ähnliche Abweichung. Eine höhere Modellgenauigkeit in allen Darstellungen kann durch die Approximation in S-Parameter Darstellung auch bei niedrigeren Modellordnungen erreicht werden. Die simulierten Netzwerkparameter des S-Typ-Makromodells sind in Abb. 10a-c gezeigt.

3.5 Testfall #2 – Makromodell eines Transformators für einen DC-DC-Wandler

Das Problem der nicht ausreichenden minimalen abgebildeten Frequenz in dem gemessenen Datensatz wird an einem weiteren Beispiel gezeigt. Ein Transformator mit passiven Bauteilen (z.B. eine Eingangskreis-Kapazität) und die entsprechenden Zuleitungen werden als eine Übertragungsstrecke in einem DC-DC-Wandler verwendet [6]. Die HF-Eigenschaften dieser Strecke bis etwa 100 MHz sind wichtig für die Simulation der Störemission des Gesamtsystems. Die Modellierung solcher passiven Übertragungsstrecken kann durch ein messdatenbasiertes Makromodell erfolgen.

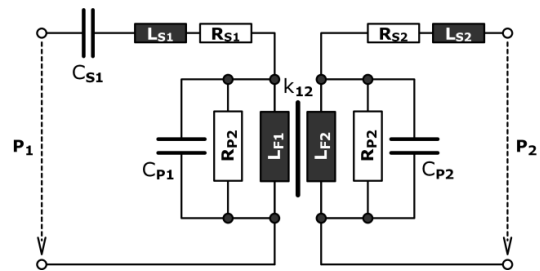


Abb. 11: NF-Modell des Transformators

Mit Hilfe von NWA-Messung können nur die HF-Eigenschaften der Strecke erst ab 300 kHz aufgenommen werden. Die gemessenen Netzwerkparameter werden in Abb 12a-c gezeigt. Die induktiven Windungsimpedanzen, die für die Signalübertragung an der Taktfrequenz des Geräts wichtig sind, können jedoch nur in einem tieferen Frequenzbereich aufgenommen werden und werden bei der NWA-Messung nicht erfasst.

Die diskreten NF-RLC-Eigenschaften des Messobjekts können mit Hilfe z.B. eines RLC-Meters separat aufgenommen werden. Damit wird ein NF-Schaltkreis (Abb. 11)

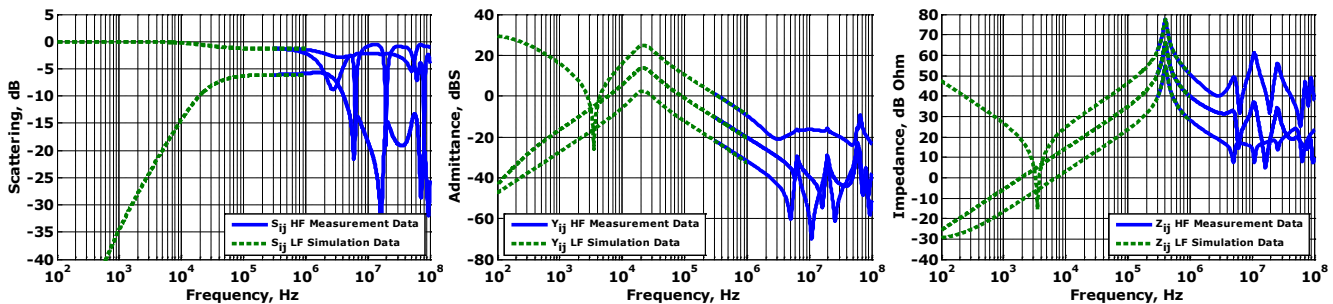


Abb. 9: Netzwerkparameter des Transformators: HF NWA Messung und eine angepasste NF Simulation.

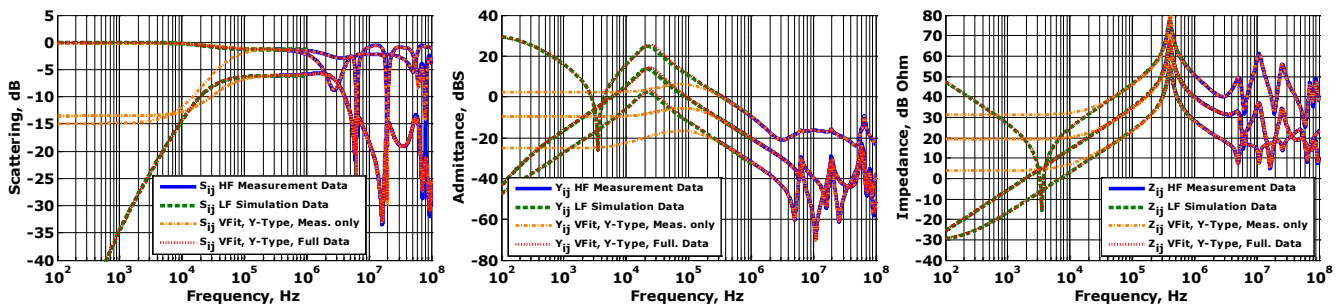


Abb. 10: Netzwerkparameter des Makromodells des Transformators (Y-Typ mit Prekonditionierung) für einen gemessenen Rohdatensatz und den Datensatz mit der NF-Erweiterung

erstellt. Der Schaltkreis wird mit parasitären Elementen ergänzt und dann so optimiert, dass die simulierten Netzwerkparameter einen fließenden Übergang zu den gemessenen Daten bei 1 MHz zeigen. Die beiden LF- und HF-Datensätze werden verkettet. Aus dem verketteten Datensatz wird ein Makromodell generiert, das sowohl die gemessenen HF-Eigenschaften, als auch die nachgebildeten NF-Eigenschaften beinhaltet. Die simulierten Netzwerkparameter des Makromodells mit und ohne NF-Erweiterung sind in Abb. 13a-c dargestellt. Die Genauigkeit des Modells im HF-Bereich ist in beiden Fällen ausreichend. Für eine Zeitbereichsimulation, bei der die NF-Signale verwendet werden, kann nur das zweite Makromodell verwendet werden.

Da der Datensatz in diesem Testfall einen schmalen dynamischen Impedanzbereich (nur -30 bis 80 dB Ω) enthält, kann es sowohl in der S- als in Y- und Z-Parameter-Darstellung ohne Verlust der Genauigkeit approximiert werden.

Zusammenfassung

Grundlegende Prinzipien, die bei der Makromodellierung von passiven Komponenten und bei der Erstellung der Schaltkreismodelle (SPICE oder VHDL-AMS) in der Zustandsraumform für verschiedene Netzwerkparameter zu berücksichtigen sind, werden beschrieben. Die möglichen Fehler in den gemessenen Datensätzen und den damit möglichen Artefakten in Makromodellen werden diskutiert. Diese Artefakte können in der ursprünglichen Darstellung (z.B. eine Admittanz (Y) oder Streuung (S)) unsichtbar sein, fallen aber nach Umwandlung in eine andere Darstellung (z.B. Impedanz (Z)) deutlich auf und können in folgenden EMV-Simulationen unerwartete Probleme verursachen.

Im Tieffrequenzbereich können Fehler durch das Simulieren der Netzwerkparameter mit einem einfachen physikalischen Schaltkreismodell und der anschließenden Verkettung der NF-Simulationsdaten mit den HF-Daten beseitigt werden. Das Verfahren wird an zwei Beispielen für Übertragungstrecken (eine einfache verdrehte Leitung und ein Transformator für einen DC-DC-Wandler) gezeigt. In beiden Testfällen konnten die besprochenen Schwierigkeiten mit Hilfe von der Verkettung von simulierten NF-Daten und der Auswahl einer passenden Darstellung der Netzwerkparameter für die Makromodellierung behoben werden.

Literatur

- [1] Miropolsky, S., Sapadinsky, A. Frei, S., A Generalized Accurate Modelling Method for Automotive Bulk Current Injection (BCI) Test Setups up to 1 GHz, EMC Compo 2013, Dec. 15-18 2013, Nara, Japan (accepted for publication)
- [2] Gustavsen, B., Semlyen, A.: Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting, IEEE Tran. On Power Delivery, 14, 1052–1061, 1999.
- [3] Semlyen A., Gustavsen B., Vector Fitting By Pole Relocation for the State Equation Approximation of Nonrational Transfer Matrices, Circuits Systems Signal Process, Vol. 19, No. 6, 2000, pp. 549-566
- [4] Neumayer, R., Haslinger F., Stelzer, A., Weigel R., Synthesis of SPICE-Compatible Broadband Electrical Models from n-Port Scattering Parameter Data, Proc. of IEEE Symposium on EMC, Minnesota, 2002, pp. 469-474
- [5] Synopsys HSPICE User Guide on Signal Integrity Modeling and Analysis
- [6] Kremer F., Jia J., Frei S., Simulationsbasierte Bewertung der zulässigen Kopplung zwischen verschiedenen Spannungsebenen in Elektrofahrzeugen, EMV Düsseldorf 2010, Düsseldorf, Germany
- [7] zur Nieden F., Frei S., Pommerenke D., A Combined Impedance Measurement Method for ESD Generator Modeling, EMC Europe 2011, Sept. 2011, York, UK