

Anwendung von Fitting-Methoden zum Entwurf von Netzwerkmodellen für E-Fahrzeugkomponenten

M. Sc. Moustafa Raya, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

B.Sc. Ojo Alaba, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

B.Sc. Jagadeesh Immidiseti, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg

Dipl.-Phys. Jörg Petzold, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

Prof. Dr.-Ing. Ralf Vick, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, Lehrstuhl für Elektromagnetische Verträglichkeit

1 Einleitung

Die wachsenden EMV-Anforderungen an Elektrofahrzeuge, vor allem bei der zunehmenden Nutzung von schnell schaltenden Leistungselektronikkomponenten, die die Hauptquellen für hochfrequente elektromagnetische Störungen sind, unterstreichen die Notwendigkeit einer EMV-Analyse bereits in der Entwurfsphase. Die erzeugten Störungen breiten sich im Bordnetz aus und können in empfindliche Komponenten überkoppeln. Um das EMV-Verhalten des gesamten Systems zu analysieren, sind Netzwerksimulationen gut geeignet. Zu diesem Zweck sollen genaue Netzwerkmodelle der HV-Komponenten eines E-Fahrzeugs erstellt werden. In [2] wurde ein Hochfrequenz-Netzwerkmodell eines E-Fahrzeugsbordnetzes erstellt. In dem Modell wurden folgende Komponenten berücksichtigt: Eine Netznachbildung, ein Wechselrichter und ein Motor. Zur Verifikation der Simulation wurden Messungen im Zeit- und Frequenzbereich durchgeführt. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Impedanzmessungen an den Komponenten eines E-Fahrzeugs wie Elektromotor, Wechselrichter und Batterie durchgeführt. Für jede Komponente wurde ein Netzwerkmodell erstellt, das mit Hilfe der Messergebnisse unter Verwendung geeigneter Fitting-Methoden vervollständigt werden soll. Dabei wurden Schaltungen sowohl für Gleich-, als auch für Gegentaktimpedanzen entworfen. Die Modelle können in SPICE-Simulationsanwendungen genutzt werden. Ein Vergleich der Impedanzmessungen und der Simulationen dokumentiert eine gute Übereinstimmung. Anhand der Fitting-Methoden, können Messkurven über die Frequenz wie Übertragungsfunktionen, oder in diesem Fall, Impedanzmessungen in Form von gebrochen rationalen Funktionen approximiert werden. Eine Implementation dieses Verfahrens ist die Vektor Fitting (VF) Methode. Sie wurde für verschiedene Kurvenformen in [3], [4] und [5] präsentiert. In [3] wurde die Methode für glatte Funktionen dargestellt, in der reale Anfangspole eingegeben werden. In [4] wurde die Methode erweitert, so dass Funktionen für Kurven mit höherer Anzahl von Resonanzpunkten erstellt werden können, wenn komplexe Anfangspole eingegeben werden. Die Zielstellung der VF ist das Nachbilden einer Messantwort $f(s)$ im Frequenzbereich mit einer gebrochen rationalen Funktion in Form von Gl. (1).

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (1)$$

In [4] wurde eine iterative Prozedur zum Lösen von 1 präsentiert. Bei jeder Iteration werden die Residuen aus den bekannten Polstellen der vorherigen Iteration berechnet. Aus den so ermittelten Residuen werden dann neue Polstellen bestimmt, die als Parameter für die folgende Iteration übergeben werden. Dafür werden die initialen Pole \bar{a}_n als Startbedingung eingegeben. Zum Repräsentieren in linearer Form, wird (1) mit einer unbekanntem Funktion $\sigma(s)$ multipliziert, die rational in Form von

$$\sigma(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \quad (2)$$

approximiert ist.

Setzt man die initialen Pole in

$$\sigma(s)f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - \bar{a}_n} + d + sh = \left(\sum_{n=1}^N \frac{\tilde{c}_n}{s - \bar{a}_n} + 1 \right) f(s) \quad (3)$$

ein und löst das sich ergebene lineare Gleichungssystem

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b}, \quad (4)$$

ergeben sich die Unbekannten c_n , d und h , die durch den Vektor \mathbf{x} repräsentiert sind.

Stellt man (3) nach $f(s)$ um ergibt sich

$$f(s) = \frac{(\sigma f)_{fit}(s)}{\sigma_{fit}(s)} = h \frac{\prod_{n=1}^{N+1} (s - z_n)}{\prod_{n=1}^N (s - \tilde{z}_n)}. \quad (5)$$

Anhand von (5) ist leicht zu erkennen, dass die Nullstellen von $\sigma(s)$ gleich die Polenstellen von $f(s)$ sind. Die Nullstellen von $\sigma(s)$ werden mit den Gleichungen (3) und (2) berechnet. Die bekannten Pole werden anschließend in (1) eingesetzt, um die Residuen zu bestimmen. In [4] ist es empfohlen die initialen Pole als komplex-konjugierte Paare mit geringer Dämpfung anzusetzen. Dabei sollte ein Verhältnis von $\beta/\alpha = 100$ gewählt werden.

$$a_n = -\alpha + j\beta, \quad a_{n+1} = -\alpha - j\beta \quad (6)$$

Diese hier kurz beschriebene Methode wird auf die Messdaten der Impedanzen des Motors, der Batteriezellen und dem Wechselrichter eines elektrischen Bordnetzes für Elektrofahrzeug angewendet. In dem nächsten Abschnitt wird die Erstellung von Netzwerkmodellen aus den Fitfunktionen erläutert.

2 Simulation

Die Erstellung von SPICE-Ersatzschaltbildern durch die Anwendung von Fittingmethoden wurde in [1] präsentiert. Es wurde gezeigt, wie elektrische Schaltungen sich durch rationale Funktionen darstellen lassen. Dabei wurde erläutert, wie ein komplexes Polpaar durch elektrische Schaltungen ersetzt werden kann. Es wurde gezeigt, dass die realen Pole und Residuen als RL Schaltkreis nachgebildet werden können. Im Gegenteil hierfür die

komplexen konjugierten Polpaare können in Form von $R_s L_s C_s$ Reihenschaltung Komponenten nachgebildet werden können, wobei ein zusätzlicher Fehlerterm bleibt. Um diesen Term zu kompensieren, wird eine Spannungsgesteuerte Stromquelle mit der Größe $b L_s C_s$ zu der Schaltung addiert. Die Bestimmungsgleichungen der Ersatzschaltungskomponenten lassen sich als

$$L = \frac{1}{\text{res}_{\text{RL}}} \quad (7a)$$

$$R = -\frac{p_{\text{RL}}}{\text{res}_{\text{RL}}} \quad (7b)$$

$$L_s = \frac{1}{C_s} \quad (7c)$$

$$R_s = -\left(\frac{p_1 + p_2}{\text{res}_1 + \text{res}_2}\right) \quad (7d)$$

$$C_s = \left(\frac{\text{res}_1 + \text{res}_2}{p_1 p_2}\right) \quad (7e)$$

$$\bar{I}(s) = b L_s C_s \bar{V}_{C_s}(s) \quad (7f)$$

$$\text{mit } b = -(\text{res}_1 p_2 + \text{res}_2 p_1), \quad (7g)$$

zusammenfassen. Wobei res_{RL} und p_{RL} die realen Residuen und Pole sind. $\text{res}_1, \text{res}_2$ und p_1, p_2 sind Paare von komplexen konjugierten Residuen und Polen. Das Netzwerkmodell für zwei Zellen einer Traktionsbatterie wird im Folgenden diskutiert. Wie im Abschnitt 1 erklärt wurde, werden als erstes die Pole und Residuen der rationalen Funktion aus den gemessenen Impedanzwerten bestimmt. Innerhalb des gemessenen Frequenzbereichs werden 40 initiale Pole mit logarithmischen Schritten gesetzt. Die berechneten realen und komplexen konjugierte Pole sind in Tabelle 1 zusammengefasst. Zur Bestimmung der Netzwerkkomponenten werden diese Werte in die Gl. (7) eingesetzt. Dies ergibt die Komponentengrößen in Tabelle 2. Es ist zu erkennen, dass manche Werte negativ sind, was nicht realistisch ist. Dies spiegelt den Modellcharakter der Methode wider, da die ermittelten Bauelemente nicht notwendigerweise eine physikalische Repräsentation besitzen. Da Spice auch negative Bauteilgrößen nutzen kann, werden diese Werte somit im Modell verwendet. Das Ersatzschaltbild (ESB), bestehend aus parallelen Teilschaltungen ist in Abb. 1 gezeigt, wobei dieses auch für Motor und Wechselrichter gilt. In dem ESB bilden R_0 und C_0 die Parameter d und h aus (1) ab. R_N und L_N bilden die N-te Schaltungsordnung der realen Pole. Im Falle der Batterie entspricht dies der 4. Ordnung. NK ist die maximale Ordnung der $R_s L_s C_s$ Schaltung. Für die Batterie ist diese 18. Auf die gleiche Weise wurden die Komponentengrößen für Motor und Wechselrichter berechnet.

3 Messungen

Für die Messung der Impedanzen wurde ein Impedanzanalysator verwendet. Dieser wurde direkt an Motor und Wechselrichter angeschlossen. Zum Messen der asymmetrischen Impedanz des Motors, wurde eine Klemme an eine Phase und die zweite an das Gehäuse angeschlossen. Die Gegentaktimpedanz wurde zwischen zwei Phasen am Ausgang des Wechselrichters gemessen (siehe Abb. 2b), wobei die internen Schalter in Sperrbereichen betrieben wurden. Zum Verhindern des Stromflusses in das Messgerät, wurde vor

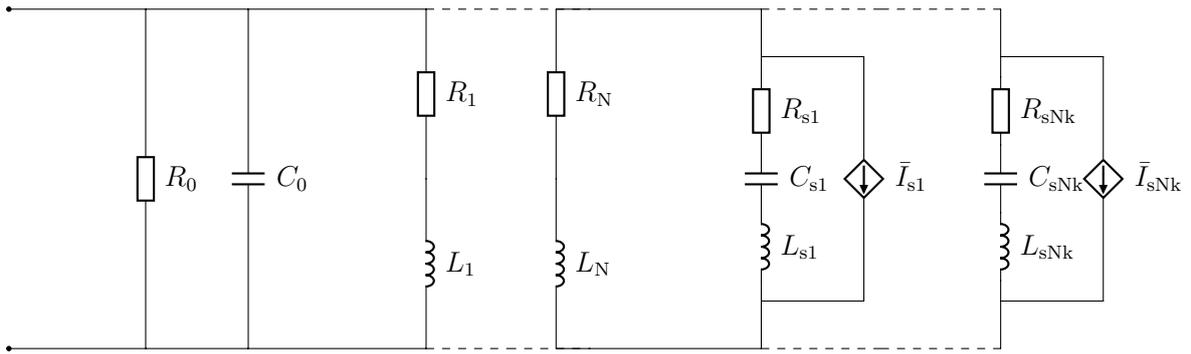
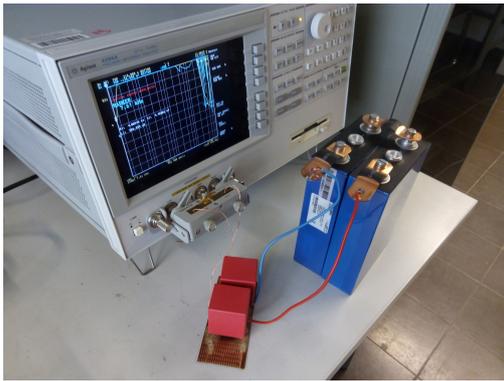
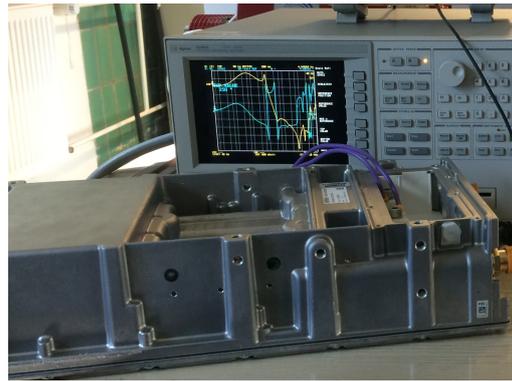


Bild 1: Ersatzschaltung der Komponenten



(a) Batterie Zellen



(b) Wechselrichter

Bild 2: Meassaufbau der E-Fahrzeugkomponenten

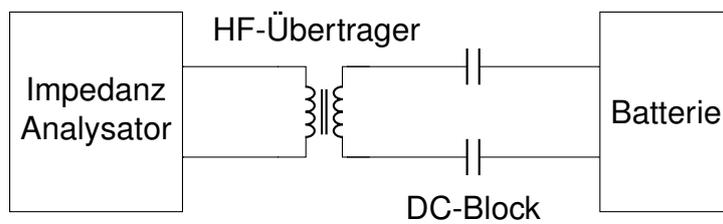


Bild 3: Meassaufbau der Batterieimpedanz

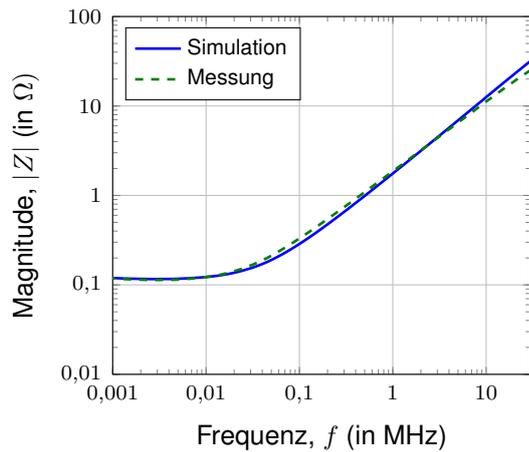
Tabelle 1: Pole und Residuen zweier Batteriezellen

Reale Pole	Reale Residuen	Komplexe Pole	Komplexe Residuen
$-8,52 \times 10^3$	$3,74 \times 10^7$	$-2,21 \times 10^3 + j5,79 \times 10^3$	$-8,36 \times 10^3 \pm j2,69 \times 10^4$
$-8,58 \times 10^3$	$-3,75 \times 10^7$	$-1,97 \times 10^3 \pm j1,19 \times 10^4$	$6,92 \times 10^3 \pm j7,52 \times 10^1$
$-1,03 \times 10^6$	$9,34 \times 10^6$	$-7,34 \times 10^1 \pm j1,26 \times 10^4$	$2,68 \times 10^1 \pm j2,84 \times 10^1$
$-3,94 \times 10^7$	$2,26 \times 10^4$	$-1,78 \times 10^3 \pm j1,33 \times 10^4$	$-1,01 \times 10^3 \pm j6,54 \times 10^3$
		$-3,85 \times 10^3 \pm j2,46 \times 10^4$	$4,20 \times 10^4 \pm j1,11 \times 10^5$
		$-3,69 \times 10^3 \pm j2,47 \times 10^4$	$-3,61 \times 10^4 \pm j1,084 \times 10^5$
		$-5,66 \times 10^2 \pm j2,68 \times 10^4$	$-2,30 \times 10^2 \pm j7,99 \times 10^1$
		$-2,06 \times 10^3 \pm j4,45 \times 10^4$	$-6,97 \times 10^2 \pm j2,7 \times 10^2$
		$-1,38 \times 10^4 \pm j5,15 \times 10^4$	$-6,05 \times 10^3 \pm j1,78 \times 10^4$
		$-6,10 \times 10^3 \pm j5,74 \times 10^4$	$3,754 \times 10^3 \pm j7,06 \times 10^3$
		$-3,07 \times 10^3 \pm j5,96 \times 10^4$	$-2,13 \times 10^3 \pm j4,70 \times 10^1$
		$-1,68 \times 10^4 \pm j1,23 \times 10^5$	$-1,09 \times 10^4 \pm j8,55 \times 10^3$
		$-2,41 \times 10^4 \pm j1,26 \times 10^5$	$9,16 \times 10^3 \pm j9,81 \times 10^3$
		$-2,27 \times 10^4 \pm j2,40 \times 10^5$	$-6,30 \times 10^3 \pm j4,31 \times 10^2$
		$-3,91 \times 10^4 \pm j2,54 \times 10^5$	$1,29 \times 10^4 \pm j2,51 \times 10^3$
		$-5,40 \times 10^3 \pm j4,18 \times 10^5$	$-4,87 \times 10^2 \pm j1,12 \times 10^2$
		$-2,24 \times 10^4 \pm j4,41 \times 10^5$	$2,03 \times 10^2 \pm j1,93 \times 10^3$
		$-1,35 \times 10^7 \pm j7,08 \times 10^8$	$1,83 \times 10^6 \pm j1,17 \times 10^6$

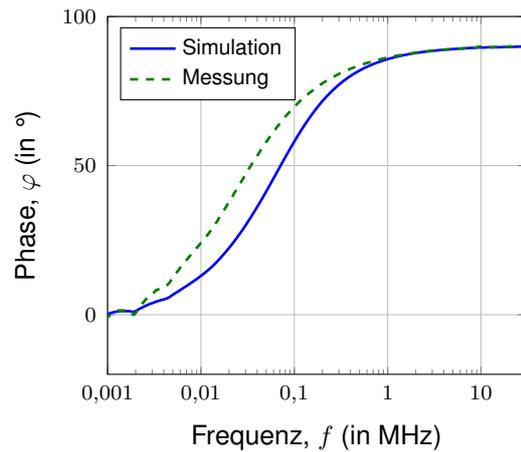
der Messung der Batteriezellen ein Kondensator als ein Gleichstromblock an jedem Pol eingebaut, wie in Abb. 3 dargestellt ist. Der entsprechende Aufbau ist in Abb. 2a zu sehen. Um eine galvanische Trennung zu sichern, wurde zusätzlich ein HF-Übertrager in Reihe mit den Kondensatoren verbaut.

3.1 Auswertung

Die Messergebnisse der Gegentaktimpedanz für zwei Batteriezellen werden mit der Simulation in Abb. 4 verglichen. Es ist zu erkennen, dass die Kurven ohne Resonanzen gut übereinstimmen. Deswegen konnten bereits mit 40 Polen gute Fittingsergebnisse erreicht werden. Die Ergebnisse der Messung der Gegentaktimpedanz des Wechselrichters sind in Abb. 5 gezeigt. Die Kurven weisen eine Resonanz bei 2 MHz. Für die gezeigten Ergebnisse waren 110 Pole nötig, auf deren Aufführung hier aus Platzgründen verzichtet wird. Die augenscheinlich hohe Anzahl der Pole ist durch das Fitting von glatten Kurven mit den rationalen Funktionen bedingt, die besser für das Abbilden von Resonanzen geeignet sind.

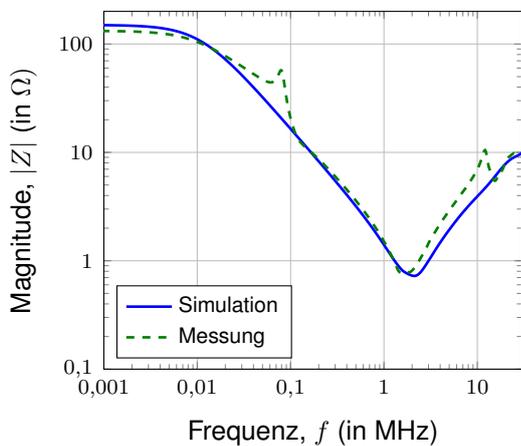


(a) Magnitude

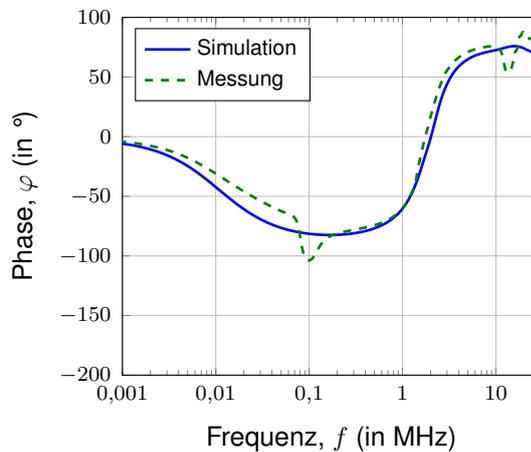


(b) Phase

Bild 4: Messung und Simulation der Impedanz für zwei Zellen

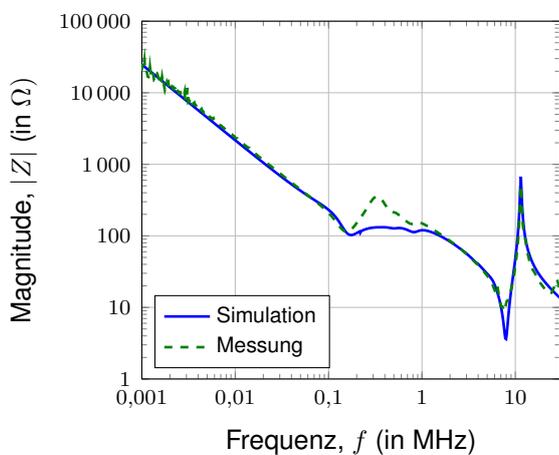


(a) Magnitude

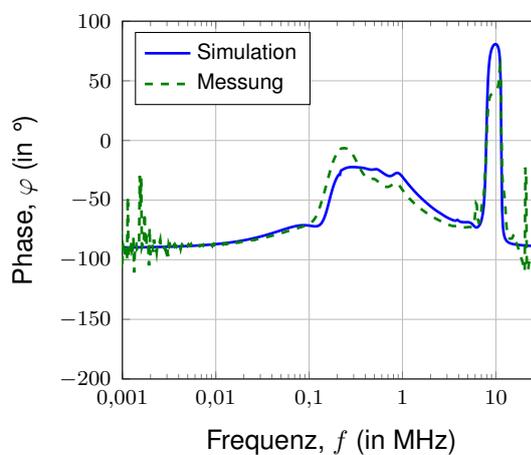


(b) Phase

Bild 5: Messung und Simulation der Gegentaktimpedanz für Inverter



(a) Magnitude



(b) Phase

Bild 6: Messung und Simulation der asymmetrischen Impedanz für Motor

Tabelle 2: RLC Werte zweier Batteriezellen

n	R	L	R_s	L_s	C_s	b
1	$2,28 \times 10^{-4}$	$2,68 \times 10^{-8}$	$-2,65 \times 10^{-1}$	$-5,98 \times 10^{-5}$	$-4,35 \times 10^{-4}$	$-3,49 \times 10^8$
2	$-2,29 \times 10^{-4}$	$-2,67 \times 10^{-8}$	$2,85 \times 10^{-1}$	$7,22 \times 10^{-5}$	$9,50 \times 10^{-5}$	$2,56 \times 10^7$
3	$1,11 \times 10^{-1}$	$1,07 \times 10^{-7}$	$2,73 \times 10^0$	$1,86 \times 10^{-2}$	$3,36 \times 10^{-7}$	$-7,16 \times 10^5$
4	$1,74 \times 10^3$	$4,43 \times 10^{-5}$	$-1,75 \times 10^0$	$-4,90 \times 10^{-4}$	$-1,12 \times 10^{-5}$	$-1,79 \times 10^5$
5			$9,17 \times 10^{-2}$	$1,19 \times 10^{-5}$	$1,35 \times 10^{-4}$	$5,80 \times 10^9$
6			$-1,02 \times 10^{-1}$	$-1,38 \times 10^{-5}$	$-1,16 \times 10^{-4}$	$-5,65 \times 10^9$
7			$-2,45 \times 10^0$	$-2,17 \times 10^{-3}$	$-6,39 \times 10^{-7}$	$4,04 \times 10^6$
8			$-2,97 \times 10^0$	$-7,17 \times 10^{-4}$	$-7,00 \times 10^{-7}$	$-2,71 \times 10^7$
9			$-2,27 \times 10^0$	$-8,23 \times 10^{-5}$	$-4,26 \times 10^{-6}$	$1,68 \times 10^9$
10			$1,63 \times 10^0$	$1,33 \times 10^{-4}$	$2,25 \times 10^{-6}$	$-7,67 \times 10^8$
11			$-1,44 \times 10^0$	$-2,35 \times 10^{-4}$	$-1,19 \times 10^{-6}$	$-1,87 \times 10^7$
12			$-1,54 \times 10^0$	$-4,56 \times 10^{-5}$	$-1,41 \times 10^{-6}$	$-2,48 \times 10^9$
13			$2,64 \times 10^0$	$5,46 \times 10^{-5}$	$1,10 \times 10^{-6}$	$2,94 \times 10^9$
14			$-3,60 \times 10^0$	$-7,93 \times 10^{-5}$	$-2,17 \times 10^{-7}$	$-4,94 \times 10^8$
15			$3,03 \times 10^0$	$3,87 \times 10^{-5}$	$3,90 \times 10^{-7}$	$2,29 \times 10^9$
16			$-1,12 \times 10^1$	$-1,04 \times 10^{-3}$	$-5,50 \times 10^{-9}$	$8,92 \times 10^7$
17			$1,10 \times 10^2$	$2,45 \times 10^{-3}$	$2,09 \times 10^{-9}$	$1,71 \times 10^9$
18			$7,36 \times 10^0$	$2,72 \times 10^{-7}$	$7,30 \times 10^{-12}$	$-1,62 \times 10^{15}$

4 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden Impedanzmessungen der Antriebssystemkomponenten wie Motor, Wechselrichter und Batterie eines Elektrofahrzeugs präsentiert. Die Erstellung von Netzwerkkomponenten anhand der Methode des Vektor-Fitting wurde erläutert und am praktischen Beispiel demonstriert. Mit 40 Polen konnte ein Netzwerkmodell für Batterieimpedanznachbildung erreicht werden. Mit Hilfe willkürlich festgelegter Start-Pole konnten durch die Methode die tatsächlichen Pole berechnet werden. Die realen Pole wurden mit RL -Schaltung umgesetzt. Die komplexen konjugierten Pole wurden durch RLC -Schaltungen und eine spannungsgesteuerte Stromquelle implementiert. Das Ersatzschaltbild bestand aus Vielzahl der beschriebenen Teilschaltungen. Die Ersatzschaltbilder wurden auf die gleiche Weise für die asymmetrische Impedanz des Motors und Gegentaktimpedanz des Inverters erstellt, wofür 110 Pole nötig waren. Die hohe Anzahl der Polen ist durch die Nachbildung glatter Kurven mit komplexen Polen zu Stande gekommen. Die anschließenden Simulationen mit Hilfe der erstellten ESBs zeigen gute Übereinstimmung mit den Messungen.

5 Danksagung

Diese Arbeit wurde unter dem Kennzeichen 16EMO0120K vom Bundesministerium für Bildung und Forschung (BMBF) aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages gefördert.

Literatur

- [1] ANTONINI, G.: Spice equivalent circuits of frequency-domain responses. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* 45 (2003), Nr. 3, S. 502–512. <http://dx.doi.org/10.1109/TEM.2003.815528>. – DOI 10.1109/TEM.2003.815528. – ISSN 0018–9375
- [2] CHINGCHI CHEN ; XINGYI XU: Modeling the conducted EMI emission of an electric vehicle (EV) traction drive. In: *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC'98)*, 24-28 Aug. 1998, S. 796–801
- [3] GUSTAVSEN, B. ; SEMLYEN, A.: Simulation of transmission line transients using vector fitting and modal decomposition. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 13 (1998), Nr. 2, S. 605–614. <http://dx.doi.org/10.1109/61.660941>. – DOI 10.1109/61.660941. – ISSN 08858977
- [4] GUSTAVSEN, B. ; SEMLYEN, A.: Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 14 (1999), Nr. 3, S. 1052–1061. <http://dx.doi.org/10.1109/61.772353>. – DOI 10.1109/61.772353. – ISSN 08858977
- [5] SEMLYEN, Adam ; GUSTAVSEN, Bjoern: Vector fitting by pole relocation for the state equation approximation of nonrational transfer matrices. In: *Circuits Systems and Signal Processing* 19 (2000), Nr. 6, S. 549–566. <http://dx.doi.org/10.1007/BF01271288>. – DOI 10.1007/BF01271288. – ISSN 0278–081X