

Störfestigkeitsanalyse von Automobilsensoren durch Projektion der Anregung auf Eigenmoden

M.Sc. Jan Benz, Robert-Bosch-GmbH, AE/EMC3

Dr. sc.-techn. Jan Hansen, Robert-Bosch-GmbH, AE/EMC1

1 Einleitung

Mit der zunehmenden Automatisierung und Elektrifizierung des Automobils steigt die Anzahl der elektrischen Komponenten hoher Leistung (Inverter, DCDC-Wandler, etc.). Gleichzeitig werden neue präzise und hochfrequente Sensorsysteme benötigt. Dies führt zu immer strengeren Anforderungen an die Störfestigkeit dieser Sensoren. Schon heute kontrollieren Dutzende Sensoren Komfortfunktionen, Funktionen des Antriebsstranges sowie sicherheitsrelevante Funktionen (ABS, ESP, Airbag etc.).

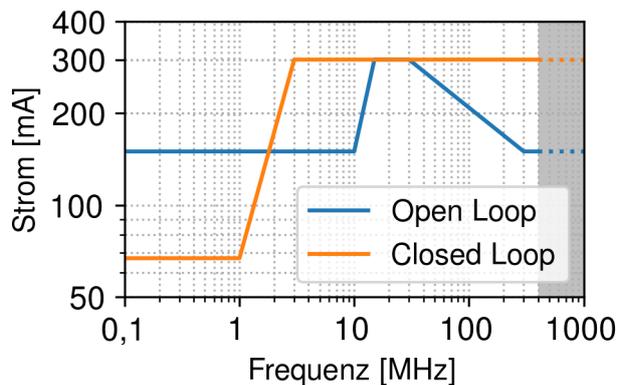


Bild 1: Beispielhafte Störfestigkeitslevel für Automobilsensoren im BCI-Verfahren

Um die Störfestigkeit der Sensoren im Spektrum niederfrequenter Leistungselektronik (Inverter 10 kHz) bis hin zu hochfrequenten Kommunikationssysteme (5G) zu gewährleisten, werden breitbandige Störfestigkeitstests wie das BCI-Verfahren (Bulk Current Injection) oder RIA-Verfahren (Radiated Immunity Antenna) eingesetzt.

Das BCI-Verfahren für Sensoren ist schematisch in Bild 2 dargestellt. Der Sensor wird isoliert in einem Abstand von 5 cm zur leitenden Tischplatte platziert. Der über eine Stromzange eingepreßte CM-Strom (Common Mode) fließt über den Sensor und dessen parasitäre Kapazität zum Tisch ab.

Bild 1 zeigt den typischen Sollstrompegel für das Open Loop und Closed Loop Verfahren im Frequenzbereich von 0,1 - 400 MHz (1 GHz) eines Automobilsensors [1].

Aufgrund der breitbandigen Störpegel wird das System auch mit sämtlichen Resonanzfrequenzen des Sensors angeregt. Im eingeschwingenen Fall bestimmt die periodische Anregung und Dämpfung der Resonanz die Amplitude und damit die am Sensor auftretende Spannungsüberhöhung. So lassen sich Ausfälle sicherheitskritischer Kfz-Sensoren in der BCI Prüfung meist auf Resonanzen mit hoher Amplitude zurückführen.

Eine Möglichkeit zur Analyse solch kritischer Resonanzfrequenzen stellt die Eigenmodenanalyse dar. Die Eigenmoden geben dabei Aufschluss über die Frequenz und die räumliche Verteilung der Schwingung. Die resonanten Elemente der Struktur können somit für jede Resonanz bestimmt werden.

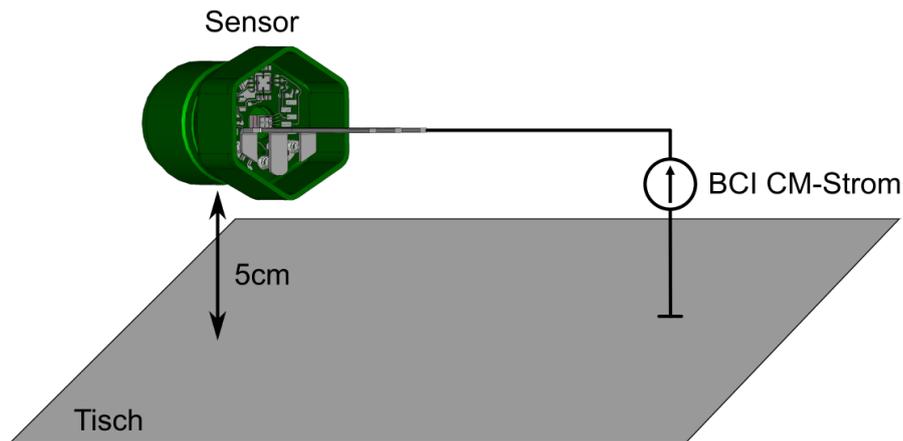


Bild 2: Schematische Darstellung der äußeren Anregung im BCI-Verfahren

Das Systemverhalten bei einer äußeren Anregung wird dabei jedoch nicht betrachtet. Eine Aussage über die, für die Störfestigkeit relevante, Amplitude der Resonanz ist somit nicht möglich. Dies schränkt eine effektive Analyse und Optimierung der Störfestigkeit mittels der Eigenmodenanalyse stark ein.

In diesem Beitrag wird daher eine Methode vorgestellt, welche die Eigenmodenanalyse auf Netzwerkebene um eine Projektion der Systemanregung auf die Eigenmoden erweitert. Dadurch kann die Kopplung zwischen äußerer Anregung (z.B. der Strom im BCI-Verfahren) und Eigenmode bestimmt werden. Diese Kopplung korreliert dabei direkt mit der Amplitude der zur Eigenmode assoziierten Resonanz. So können Layoutvarianten bezüglich der Anregung von Eigenmoden bewertet und optimiert werden. Eine effektive Verbesserung der Immunität des Sensors durch Reduktion der Anregung und damit der Resonanzamplitude ist somit möglich.

Der Beitrag beginnt mit der Theorie und dem Stand der Technik zur Eigenmodenanalyse. Mithilfe der in [7] gezeigten Methode werden die 3D-Strukturen des Sensors durch ein physikalisch äquivalentes Ersatzschaltbild (ESB) dargestellt und das Eigenwertproblem auf Netzwerkebene aufgestellt. Anschließend wird gezeigt, wie die Lösungen des Eigenwertproblems mit dem Systemverhalten im Störfestigkeitstest (am Beispiel von BCI) verknüpft werden können.

Zur Demonstration der Methode wird eine bekannte, kritische Resonanzstelle des Drucksensors aus Bild 2 analysiert und optimiert. Abschließend werden die Ergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick auf zukünftige Erweiterungen der Eigenmodenanalyse gegeben.

2 Stand der Technik

Die makroskopischen Maxwell-Gleichungen können im Zeitbereich sowie, mittels der Fourier-Transformation \mathcal{F} , im Frequenzbereich zu

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\partial_t \mathbf{B} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{B}, \quad (1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \partial_t \mathbf{D} \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + j\omega \mathbf{D} \quad (2)$$

angegeben werden [5]. Hier beschreiben μ und ϵ die tensorielle Permeabilität bzw. Permittivität. \mathbf{E} und \mathbf{H} sind die elektrische und magnetische Feldstärke. Die zusätzlichen Felder \mathbf{B} und \mathbf{D} beschreiben die entsprechenden Flussdichten. Da für verlustlose Strukturen die Stromdichte \mathbf{j} null ist, stellt die homogene Lösung der Maxwell-Gleichungen das Eigenwertproblem

$$\nabla \times (\boldsymbol{\mu}^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) - \omega^2 \epsilon \mathbf{E} = 0 \quad (3)$$

dar. Die Lösung des Eigenwertproblems, bestehend aus den Eigenfrequenzen ω_i und den Eigenlösungen \mathbf{E}_i , beschreiben die Frequenz und die räumliche Verteilung der Eigenmode. Zur Visualisierung empfiehlt es sich mittels der Lorenz Eichung [7], das elektrische Potential ϕ darzustellen.

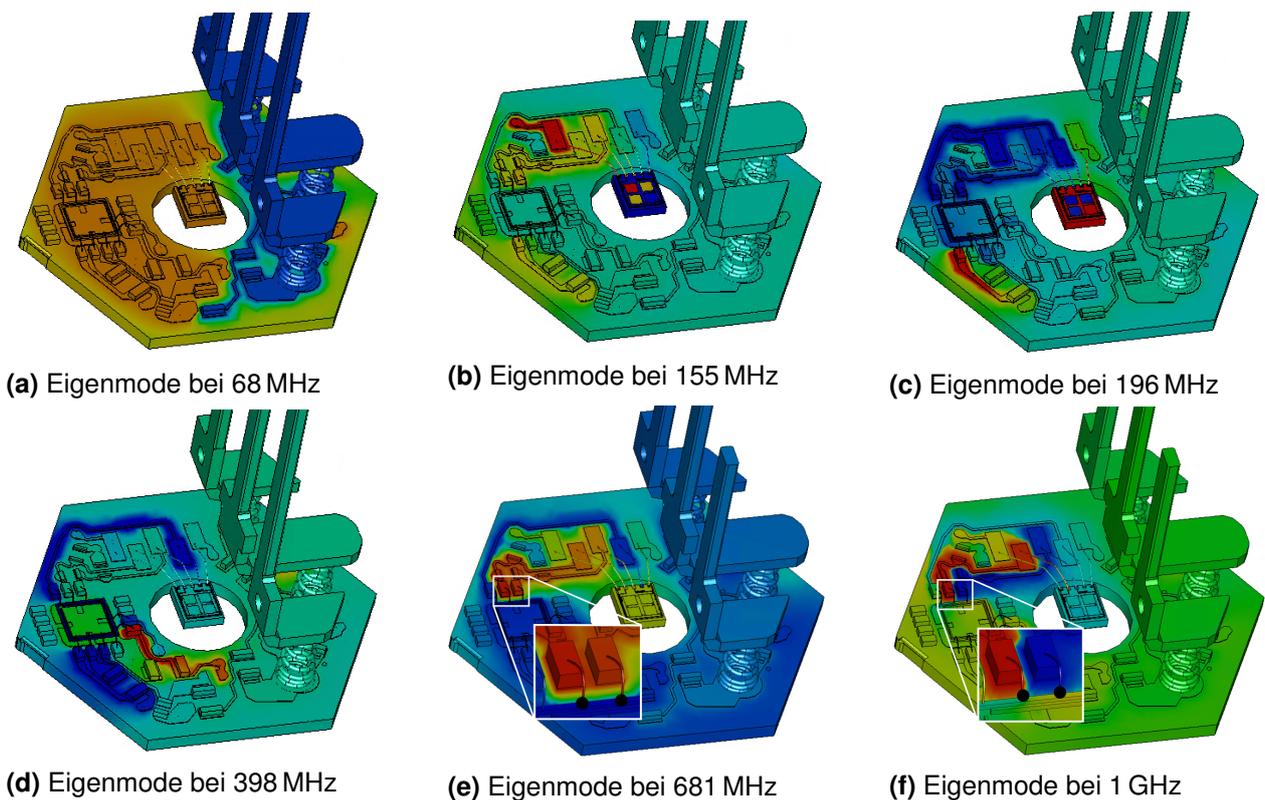


Bild 3: Potentialverteilung der Eigenmoden des untersuchten Drucksensors

Die numerische Berechnung des Eigenwertproblems aus (3) und die Darstellung der Eigenmoden erfolgt in *CST Studio Suite* [2].

Bild 3 zeigt die Potentialverteilung der Eigenmoden des Drucksensors aus Bild 2 bis 1 GHz. Die Farbsättigung visualisiert den Wert des elektrischen Potentials und ermöglicht

das räumliche Lokalisieren der Resonanz. So lässt sich erkennen, dass die Eigenmoden in den Bildern 3e und 3f an der Verbindung zwischen MEMS (mikroelektromechanische Systeme) und ASIC (anwendungsspezifische integrierte Schaltung) auftreten. Bereits kleine differentielle Spannungen in diesem Bereich (vergrößerter Ausschnitt in den Bildern 3e und 3f) des Sensors können dessen Funktion stören [4]. Während die Mode in Bild 3e hauptsächlich eine CM-Spannung bewirkt, führt die Mode in Bild 3f zur kritischen differentiellen Spannung.

Über die Eigenmodenanalyse lassen sich somit resonante Bereiche einer elektrischen Schaltung schnell auffindig machen. Neben Frequenz und Ort der Resonanz lässt sich allerdings keine Aussage zur Resonanzamplitude bei äußerer Anregung (Beispiel: BCI Strom) treffen. So ist zwar zu erkennen, dass die Mode in Bild 3f eine differentielle Spannung am ASIC bewirkt, jedoch ist unklar, wie stark diese Mode angeregt wird. Ohne eine Aussage über die Anregung der Mode und damit über die Resonanzamplitude, können mögliche Abhilfemaßnahmen durch Layoutänderungen nicht gefunden bzw. bewertet werden. Eine sinnvolle Störfestigkeitsanalyse ist somit allein mit der Eigenmodenanalyse schwierig.

3 Methode

Im folgenden Kapitel wird die Eigenmodenanalyse erweitert. Zur einfacheren Analyse soll zunächst das Eigenwertproblem auf Netzwerkebene aufgestellt werden. Dazu werden die 3D-Strukturen des Sensors in einem physikalisch äquivalenten Ersatzschaltbild, bestehend aus R, L, C Elementen, abgebildet. Anschließend werden die Lösungen des Eigenwertproblems mit der bekannten Knotenpotentialanalyse verknüpft, um eine Kopplung zwischen Eigenmoden und der äußeren Anregung zu erhalten.

3.1 Generierung physikalischer Ersatzschaltbilder

Zur Generierung physikalisch äquivalenter elektrischer Ersatzschaltbilder wird das Verfahren aus [7] - [8] verwendet. Dabei werden elektrische Netzwerke, bestehend aus parasitären Kapazitäten und partiellen Induktivitäten zwischen benutzerdefinierten Knoten in der 3D-Struktur berechnet. Kapazitäten werden dabei innerhalb der elektrostatischen Näherung extrahiert. Partielle Induktivitäten und deren Verkopplungen werden mit der Darwin Näherung unter Zuhilfenahme der Lorenz Eichung berechnet. Laufzeit- und Abstrahlungseffekte werden nicht berücksichtigt, können aber aufgrund der elektrischen Größe der Sensoren bis 1 GHz vernachlässigt werden.

Diskrete elektrische Komponenten (Filter, Abschlussimpedanzen, etc.) sowie die äußere Anregung \vec{I}_s werden anschließend dem Schaltungsmodell des Sensors hinzugefügt.

3.2 Erweiterung der Eigenmodenanalyse

Unter der Annahme eines LTI-Systems lässt sich das Schaltungsmodell des Sensors mithilfe der Knotenpotentialanalyse als inhomogenes System zu

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -s \end{bmatrix} \mathbf{L}^{-1} + \mathbf{G} + s\mathbf{C} \vec{\phi} = -\vec{I}_s \quad (4)$$

angeben [7]. Die Induktivitätsmatrix \mathbf{L}^{-1} , die Leitwertmatrix \mathbf{G} und die Kapazitätsmatrix \mathbf{C} verknüpfen über die komplexe Frequenz $s = j\omega$ den Knotenpotentialvektor $\vec{\phi}$ mit der äußeren Anregung \vec{I}_s . Die homogene und ungedämpfte Lösung stellt ein Eigenwertproblem 1.Ordnung dar,

$$[\mathbf{L}^{-1} - \lambda_i \mathbf{C}] \vec{\phi}_i = 0, \quad (5)$$

mit den Eigenwerten $\lambda_i = \omega_i^2$ und den Eigenvektoren $\vec{\phi}_i$.

	Eigenfrequenzen der Eigenmode					
	1	2	3	4	5	6
3D	68 MHz	155 MHz	196 MHz	430 MHz	681 MHz	1,09 GHz
Schaltung	61 MHz	152 MHz	197 MHz	445 MHz	705 MHz	1,07 GHz

Tabelle 1: Vergleich der Eigenfrequenzen für das 3D- und Schaltungsmodell des Sensors.

Tabelle 1 stellt die, für den 3D- und Schaltungsansatz berechneten, Eigenfrequenzen der Eigenmoden aus Bild 3 dar. Die hohe Korrelation der Eigenfrequenzen validiert den Ansatz über das Schaltungsmodell.

Unter der Voraussetzung, dass (4) und (5) die gleiche Anzahl Netzwerkknoten besitzen (Serienwiderstände werden aus diesem Grund vernachlässigt) kann gezeigt werden [3], dass sich der Knotenpotentialvektor $\vec{\phi}$ aus (4) durch Superposition bezüglich der Eigenvektoren $\vec{\phi}_i$ aus (5) darstellen lässt [6]. Es gilt

$$\vec{\phi} = [\vec{\phi}_1, \vec{\phi}_2, \dots, \vec{\phi}_N] \vec{z} = \Phi \vec{z}. \quad (6)$$

Der Vektor \vec{z} gibt die Gewichtung der Eigenvektoren an. Φ ist die Abbildungsmatrix von der Eigenvektorbasis auf die Knotenpotentiale. Durch Einsetzen von (6) wird (4) in eine modale Potentialanalyse transformiert

$$\left[\frac{1}{s} \Phi^T \mathbf{L}^{-1} \Phi + \Phi^T \mathbf{G} \Phi + s \Phi^T \mathbf{C} \Phi \right] \vec{z} = -\Phi^T \vec{I}_s. \quad (7)$$

Die Eigenvektorbasis kann dabei so gewählt werden, dass $\Phi^T \mathbf{C} \Phi$ und $\Phi^T \mathbf{L}^{-1} \Phi$ diagonal werden [3]. Unter der Voraussetzung einer schwachen Kopplung der Eigenmoden wird im Folgenden zudem angenommen, dass auch $\Phi^T \mathbf{G} \Phi$ diagonal wird [3]. Das Gleichungssystem aus (7) wird entkoppelt und die Eigenmoden können isoliert betrachtet werden. Für die i -te Mode gilt

$$\left[\frac{1}{s} \vec{\phi}_i^T \mathbf{L}^{-1} \vec{\phi}_i + \vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i + s \vec{\phi}_i^T \mathbf{C} \vec{\phi}_i \right] z_i = -\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s. \quad (8)$$

Die Leistung $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$ gibt die Kopplung zwischen der äußeren Anregung und der Eigenmode an und stellt eine Projektion der Anregung auf die Eigenmoden dar. Für den Resonanzfall $\frac{1}{s} \vec{\phi}_i^T \mathbf{L}^{-1} \vec{\phi}_i = s \vec{\phi}_i^T \mathbf{C} \vec{\phi}_i$ gilt

$$\vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i z_i = -\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s \text{ bzw. } z_i = -\frac{\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s}{\vec{\phi}_i^T \mathbf{G} \vec{\phi}_i}. \quad (9)$$

Der modenabhängige Energietransfer $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$ korreliert dabei direkt mit der Gewichtung z_i der Eigenmode. Über (6) bestimmt diese die Amplitude im Resonanzfall.

Die Erweiterung der Eigenmodenanalyse ermöglicht somit nun eine Aussage über das Systemverhalten bei einer äußeren Anregung. Neben den erwähnten Vorteilen der Eigenmodenanalyse kann nun auch die Amplitude der Resonanzen betrachtet werden.

Zudem erhält man neben der Dämpfung und Frequenz der Resonanzen über die Projektion der äußeren Anregung auf die Eigenmoden eine weitere Größe zur Analyse kritischer Resonanzstellen. So kann eine reduzierte Resonanzamplitude bzw. eine höhere Immunität der Sensoren unabhängig von der Resonanzfrequenz und der Güte der Resonanz durch einen geringeren Energietransfer ($\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$) erreicht werden.

4 Anwendung in der Sensorik

Die vorgestellte, erweiterte Eigenmodenanalyse soll im Folgenden beispielhaft für die, bereits als kritisch eingestufte, Eigenmode in Bild 3f durchgeführt werden. Bild 4 zeigt den relevanten Bereich. Dazu wird zunächst die 3D-Struktur des Sensors mithilfe der in Abschnitt 3.1 vorgestellten Methode in ein physikalisch äquivalentes Ersatzschaltbild transformiert. Das reduzierte Ersatzschaltbild ist in Bild 5 dargestellt. Die BCI typische CM-Anregung aus Bild 2 ist durch die Stromquelle I_S abgebildet.

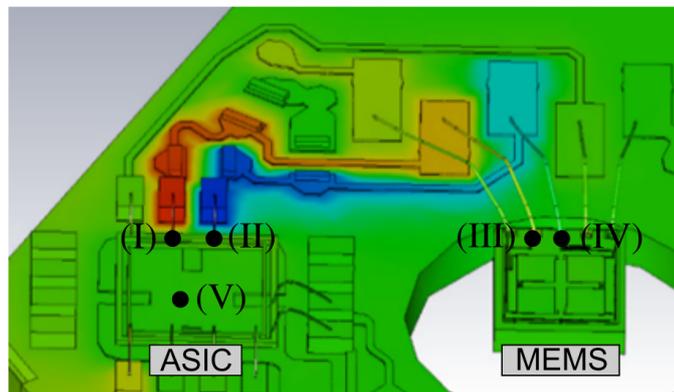


Bild 4: Potentialverteilung Eigenmode bei 1 GHz in CST [2]

Anschließend wird das Eigenwertproblem aus (5) aufgestellt und die Eigenfrequenzen und Eigenvektoren der Schaltung ermittelt. Sämtliche Berechnungen auf Netzwerkebene werden dabei mit Matlab durchgeführt. Die entsprechende Eigenmode besitzt eine Eigenfrequenz von 1 GHz und den Eigenvektor

$$\vec{\phi}_{1GHz} = \begin{pmatrix} 0,998 \\ -1 \\ -0,135 \\ -0,0074 \\ -0,001 \end{pmatrix} V \quad (10)$$

Mithilfe von (8) kann für die Eigenmode bei 1 GHz und einer Anregung von 1 A der Energietransfer in die Mode zu 1 mW bestimmt werden. Die sich ergebende Resonanzamplitude für die differentielle Spannung $U_{QoI} = U_I - U_{II}$ ist in Bild 6b dargestellt.

Um nun die Störfestigkeit des Sensors zu erhöhen, muss die Amplitude der Resonanz reduziert werden. Statt die Dämpfung der Resonanz durch zusätzliche Widerstände zu

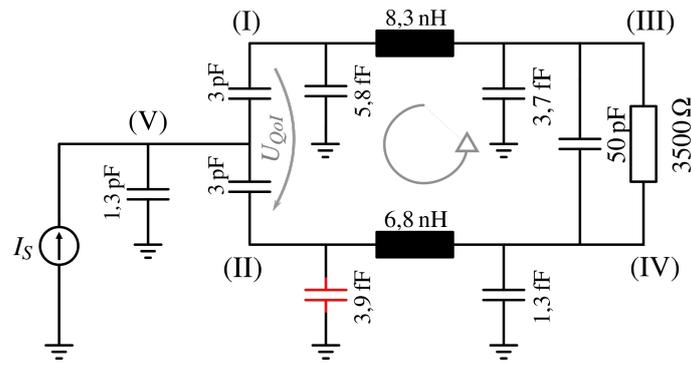
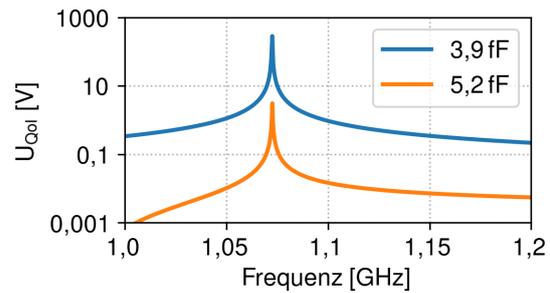
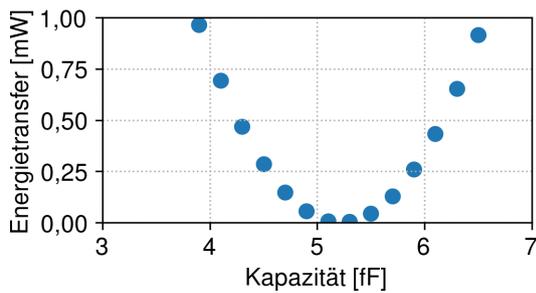


Bild 5: Reduziertes Ersatzschaltbild der relevanten Strukturen der Eigenmode aus Bild 4

erhöhen, soll nun die Anregung der Eigenmode durch Änderung der Layoutparasiten reduziert werden. Dazu werden die parasitären Elemente der Schaltung in einem Parametersweep variiert. Für jede Schaltungsvariante wird das Eigenwertproblem gelöst und der Energietransfer $\vec{\phi}_i^T \vec{I}_s$ sowie die differentielle Spannung U_{QoI} berechnet.

Der Energietransfer in Abhängigkeit der rot gefärbten (vgl. Bild 5), parasitären Kapazität ist beispielhaft in Bild 6a dargestellt.



(a) Energietransfer in Abhängigkeit der Kapazität

(b) differentielle Resonanzamplitude

Bild 6: Änderung des Energietransfers bei Variation der parasitären Kapazität und die damit verbundene Reduktion der Resonanzamplitude

Eine Variation dieser parasitären Kapazität führt zu einem stark veränderten Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Eigenmode und damit zu einer stark reduzierten Resonanzamplitude. Güte und Frequenz der Resonanz bleiben dabei unverändert. Ein Optimum lässt sich bei einer Kapazität von 5,2 fF feststellen. Im Gegensatz zur ursprünglichen Schaltung reduziert sich der Energietransfer in die Mode von 1 mW auf 10 μ W. Die damit verbundene Reduktion der Resonanzamplitude ist in Bild 6 ersichtlich. Physikalisch kann die Änderung der Kapazität als Symmetrisierung der Schaltung bzgl. der äußeren Anregung interpretiert werden.

Das Beispiel zeigt, wie die erweiterte Eigenmodenanalyse genutzt werden kann, um kritische Resonanzen zu analysieren und zu optimieren. Im Gegensatz zur Dämpfung und Verschiebung der Resonanz ermöglicht die Reduktion der Anregung oft durch minimale Änderungen des Layouts erhebliche Verbesserungen kritischer Resonanzstellen.

5 Zusammenfassung

Die im Umfang dieser Arbeit vorgestellte Methode erweitert die Eigenmodenanalyse um eine Projektion der äußeren Anregung auf die Eigenmoden. Durch die Kombination der Knotenpotentialanalyse mit der Eigenmodenanalyse kann der Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Eigenmode betrachtet werden. Zur Erhöhung der Immunität eines Sensors erhält man damit neben der bekannten Verschiebung der Resonanzfrequenz und der Dämpfung der Amplitude (Güte) als drittes wirkungsvolles Mittel die Reduktion der Kopplung zwischen Eigenmode und äußerer Anregung.

In zukünftigen Arbeiten sollen die Informationen der Eigenmodenanalyse dazu genutzt werden, um den im Umfang dieser Arbeit berechnete Energietransfer zwischen äußerer Anregung und Resonanz durch einen Kopplungspfad darzustellen. Durch Verknüpfung der Information aus der erweiterten Eigenmodenanalyse mit einer 3D-Sensitivitätsanalyse soll zudem eine systematische Optimierung der Anregung der Eigenmoden und damit der Immunität der Sensoren ermöglicht werden.

Literatur

- [1] *Road vehicles – Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy part 4: Harness excitation methods*
- [2] *CST Studio Suite*. www.cst.com, 2019
- [3] BAI, Zhaojun ; DEMMEL, James ; DONGARRA, Jack ; RUHE, Axel ; VORST, Henk van d.: *Templates for the Solution of Algebraic Eigenvalue Problems: A Practical Guide*. Philadelphia : SIAM, 2000
- [4] BENZ, Jan ; HANSEN, Jan ; FREI, Stephan: Simulation and Measurement of Narrowband Susceptibilities of Automotive Sensors. In: *EMC Europe 2019*, 2019, S. 1088–1093
- [5] JACKSON, John D.: *Classical Electrodynamics*. Wiley, 1998
- [6] TISSEUR, Françoise ; MEERBERGEN, Karl: The quadratic eigenvalue problem. In: *SIAM Review* 43 (2001), Nr. 2, S. 235–286
- [7] TRAUB, Felix: *Automated Construction of Equivalent Electrical Circuit Models for Electromagnetic Components and Systems*, Technische Universität Darmstadt, Diss., 2014
- [8] TRAUB, Felix ; HANSEN, Jan ; ACKERMANN, Wolfgang ; WEILAND, Thomas: Generation of physical equivalent circuits using 3D simulations. In: *2012 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, S. 486–491