

Störfestigkeit eines Radar-Sensors: analysiert und verbessert mit 3D-Feldsimulationen

Dr.-Ing. Uwe Neibig, Robert Bosch GmbH, Abteilung XC-DX/ESR2, Stuttgart

1 Einleitung

Radar-Sensoren dienen im Kraftfahrzeug der Objekterkennung sowie Objektverfolgung und ermöglichen so zahlreiche Sicherheits- und Fahrerassistenz-Funktionen, wie z.B. adaptive Abstands- und Geschwindigkeitsregelung, automatische Notbremsung oder Totwinkelassistent. Die Einhaltung der EMV-Störfestigkeit ist bei den sicherheitsrelevanten Funktion besonders zu beachten. Ein frühes Muster eines elektronischen Kfz-Radar-Steuergerätes (im Folgenden mit SCU für Sense and Control Unit abgekürzt) zeigte eine nicht ausreichende Störfestigkeit über einen weiten Frequenzbereich an Vielfachen von 50 MHz.

Bild 1 zeigt das Ergebnis einer Störfestigkeits-Messung nach der Antennenmethode [1] (so genannter RIA-Test, Radiated Immunity, Antenna) in einem Frequenzbereich 200 MHz ... 3400 MHz. Aufgetragen ist der relative Pegel des durch die Störfeldstärke entstehenden Seitenbandes des Radar-Sendesignals an Vielfachen von 50 MHz. Dabei wurde eine konstante Störfeldstärke von 140 V/m gewählt. Dieser Seitenbandpegel wurde als Kriterium ausgewählt, um die Störfestigkeit der SCU anhand einer möglichst einfach und reproduzierbar messbaren Größe bewerten zu können. Eine Abschätzung ergibt, dass der HF-Seitenbandpegel kleiner als -40 dBc (dB carrier, auf den Träger bezogener Pegel) sein sollte, um keine unerwünschten Ziele in der Signalverarbeitung zu generieren. Die gemessenen Pegel liegen an den meisten Vielfachen von 50 MHz oberhalb dieser Grenze.

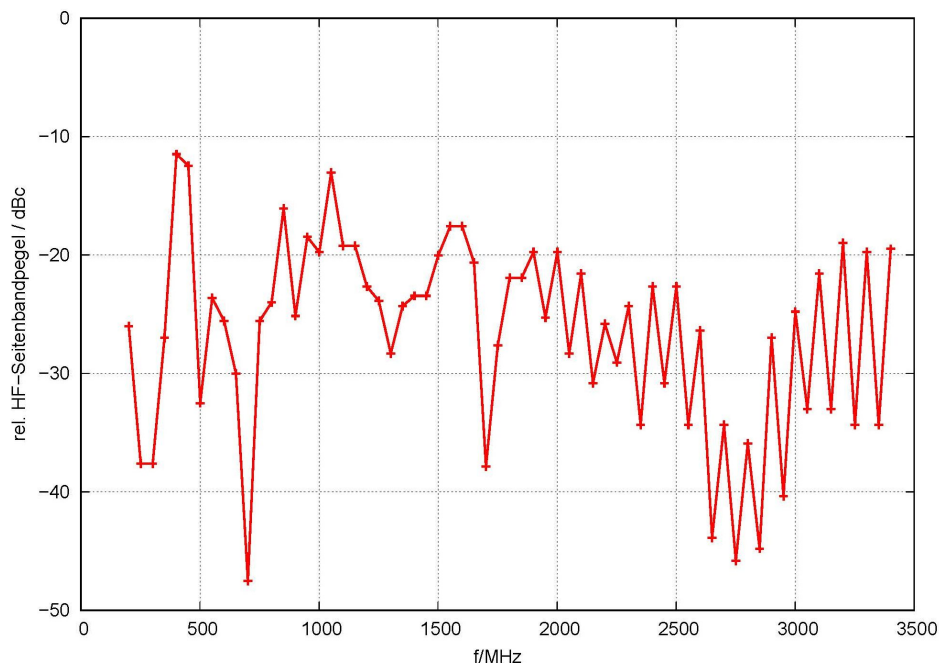


Bild 1: Messergebnis Störfestigkeitsmessung eines frühen SCU-Musters

2 Aufgabe

Die Aufgabe bestand darin, die Ursache für diese nicht ausreichende Störfestigkeit anhand von Simulationen zu finden und auf Basis der Ergebnisse Abhilfemaßnahmen zu entwickeln und zu optimieren. Für die Analyse und damit für die Modellierung wurden folgende Annahmen getroffen:

- Die EMV-Störung im RIA-Test (s.o.), aber auch im BCI-Test (Bulk Current Injection, [2]), ist eine Gleichtakt-Störung (englisch Common Mode, CM). Beide Tests erzeugen nämlich in allen Leitern des an die SCU angeschlossenen Kabelbaums den gleichen Strom, entweder durch Einkopplung des elektromagnetischen Feldes (RIA-Test) oder durch induktives Einkoppeln eines Stromes (BCI-Test) in den Kabelbaum.
- Die CM-Störung koppelt im Wesentlichen in den zentralen 50-MHz-Quarzoszillators des verwendeten Mikrowellen-Schaltkreises (MMIC, Monolithic Mircowave Integrated Circuit) ein. Messergebnisse zeigen nämlich, dass die Einkopplung in die Pins der MMIC-Spannungsversorgung vernachlässigt werden kann.
- Für die Analyse genügen qualitative Ergebnisse. Es reicht also aus, die Spannung an den MMIC-Oszillatios-Pins zu berechnen; eine aufwendige (wenn überhaupt mögliche) Nachbildung des MMIC-internen Verhaltens ist nicht erforderlich.
- Da die vorliegende Struktur im interessierenden Frequenzbereich als elektrisch groß gilt und außerdem der genaue Koppelpfad mit seinen Elementen von vornherein nicht bekannt ist, wurden 3D-elektromagnetische Feldsimulationen gewählt. Zur Einkopplung der CM-Störung wurde ein stark vereinfachter BCI-Messaufbau modelliert.

Modellierung und 3D-Feldberechnung erfolgten mit dem Software-Paket CST Studio Suite des Herstellers Dassault Systèmes.

3 Modellierung

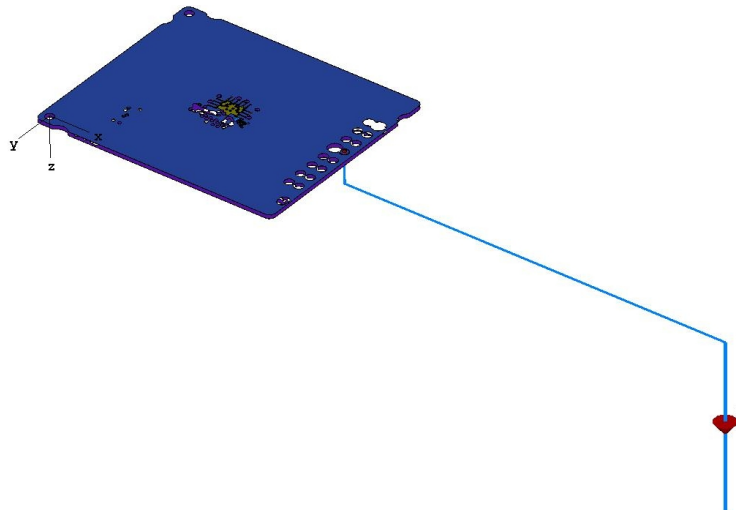


Bild 2: Gesamtansicht des 3D-Modells

Bild 2 zeigt eine Gesamtansicht des gewählten 3D-Modells. Es bildet einen stark vereinfachten BCI-Messaufbau nach, bei dem der Kabelbaum lediglich aus einem einzigen Leiter, nämlich dem Masseleiter, besteht. Wegen der Annahme einer CM-Störung (s.o.) ist dies zulässig. Zudem ist dieser Kabelbaum-Leiter auf 100 mm Länge stark verkürzt, da hier Leitungsresonanzen, die im realen BCI-Messaufbau auftreten können, keine Rolle spielen. Auf die im BCI-Test verwendete

Einkoppel-Stromzange wurde verzichtet und stattdessen eine Stromquelle mit passend gewähltem Innenwiderstand zur Speisung des CM-Stromes an den Leiteranfang gegen die durchgehende Masseebene eingefügt. Die Masseebene selbst brauchte nicht modelliert zu werden (daher nicht sichtbar in Bild 2); die als perfekt elektrisch leitend definierte Randbedingung der unteren Ebene bildet diese nach. Der Masseleiter des Kabelbaumes befindet sich – wie im realen Messaufbau nach [2] – in 50 mm Höhe über der Masseebene.

Von der SCU-Leiterplatte, deren Layout als CAD-Datei zur Verfügung stand, wurden sämtliche Layout-Strukturen berücksichtigt, die zum Masse-System gehören, also alle Leiterbahnen, flächige Strukturen, durchgehende Masselagen und Durchkontaktierungen. Auf alle anderen Netze sowie die passiven und aktiven Bauelemente wurde verzichtet, da ja von ihnen vereinfachend angenommen wurde, dass sie nicht zur Einkopplung des CM-Stromes in die MMIC-Oszillator-Pins beitragen (s.o.). So konnte das Rechenmodell bewusst klein gehalten werden, um akzeptable Rechenzeiten zu erzielen. Der Masseleiter des Kabelbaumes ist an der Position des SCU-Steckverbinders mit einer Masselage der Leiterplatte verbunden.

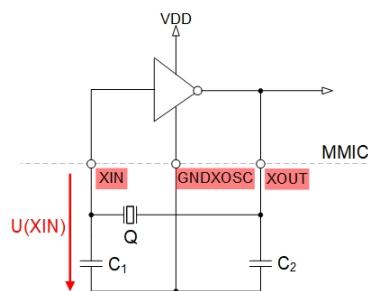


Bild 3: Schaltung des MMIC-Quarzoszillators (Prinzip)

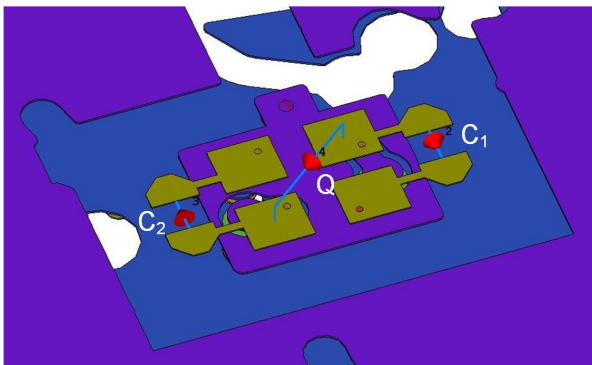


Bild 4: Layout-Oberseite

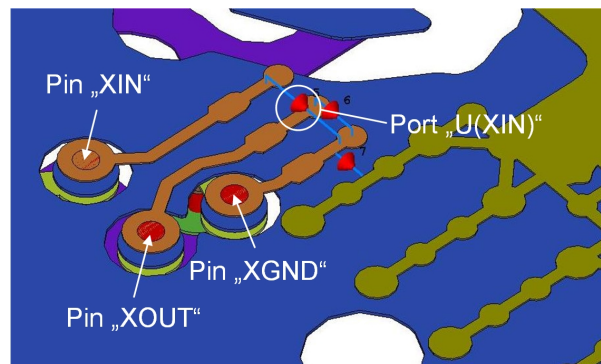


Bild 5: Layout-Unterseite

Die einzige Ausnahme bilden die Layout-Strukturen der externen Beschaltung des MMIC-Quarzoszillators, dessen prinzipielle Schaltung Bild 3 zeigt. Es handelt sich um eine Pierce-Schaltung mit dem Schwingquarz Q und den beiden Zieh-Kondensatoren C_1 und C_2 . Die Layout-Oberseite mit diesen drei Komponenten ist in Bild 4 dargestellt, die Unterseite, auf der der MMIC platziert ist, zeigt Bild 5. Die passiven Bauelemente C_1 , C_2 und Q sowie die Eingangs-Impedanzen an den MMIC-Pins XIN und XOUT wurden als so genannte „discrete ports“ modelliert (in der Ansicht mit roten Pfeilen symbolisiert). Das CST-Tool erlaubt die Beschaltung dieser Ports mit nahezu beliebigen Netzwerken. So lässt sich beispielsweise der Einfluss unterschiedlicher Beschaltungen in einer vergleichsweise kurzen CST-Netzwerksimulation untersuchen, die der Rechenzeit-intensiven 3D-Feldberechnung nachgelagert ist.

Als Betrachtungsgröße wurde die Spannung $U(XIN)$ über dem Eingangs-Pin XIN des Oszillators (siehe Bild 3) gewählt, die die Netzwerksimulation liefert.

4 Analyse

Bild 6 zeigt die im Frequenzbereich 10 MHz ... 2000 MHz berechnete Spannung $U(XIN)$ bei einem eingepprägten, über der Frequenz konstanten Strom von 0,1 A. Der Frequenzgang bewegt sich – abgesehen von überlagerten Resonanzen – tendenziell im Bereich von 1 mV. Eine Abschätzung der zur Generierung der gemessenenen Seitenbandpegel erforderlichen Störspannung an den Anschlüssen des Quarzoszillators ergibt eine vergleichbare Größenordnung. Die 3D-Simulationsergebnisse bestätigen damit diese Abschätzung, so dass noch zu klären blieb, wie der in die Leiterplatte eingespeiste CM-Strom zu der Spannung $U(XIN)$ am Eingang des MMIC-Oszillators führt.

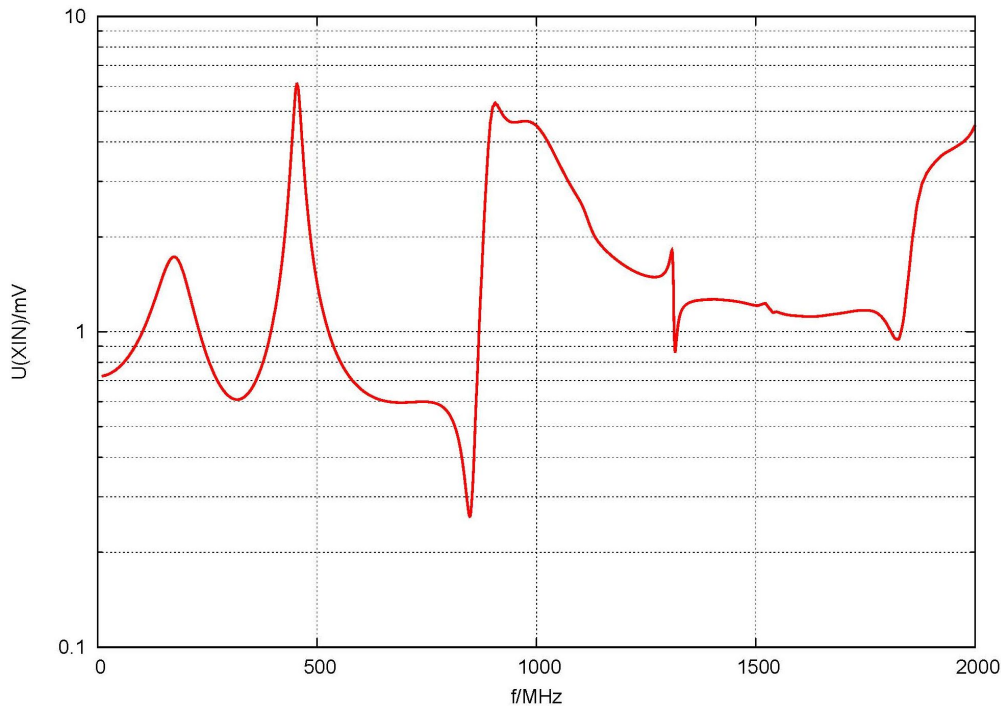


Bild 6: Berechnete Spannung $U(XIN)$, Speisestrom 0,1 A (CST-Simulation)

Anhand weiterer Simulationen konnte als Ursache für diese Spannung die Überlagerung von zwei Koppeleffekten festgestellt werden:

- **kapazitive** Kopplung des elektrischen Feldes in die Komponenten der Oszillatorschaltung (C_1 , C_2 und Q mit den zugehörigen Leiterbahnen),
- **induktive** Kopplung des magnetischen Feldes in die Schleifenstrukturen der Leiterplatte (Bauelemente mit den verbindenden Leiterbahnen und Durchkontaktierungen).

Eine schematische Darstellung der im BCI-Aufbau modellierten Leiterplatte soll diese Koppeleffekte veranschaulichen (Bild 7, Querschnitt durch den Masseleiter des Kabelbaums). Quelle beider Koppeleffekte ist der im Masseleiter fließende CM-Strom, den die BCI-Stromquelle mit $I_{BCI} = 0,1$ A speist.

Bei der **kapazitiven** Kopplung ist der Verschiebungsstrom relevant, der von der äußeren Masselage 1 zur Masseebene des BCI-Aufbaus und von der äußeren Masselage 3 ins Unendliche fließt. Es bildet sich ein elektrisches Feld aus, dessen Verteilung in der vertikalen Schnittebene durch den Masseleiter Bild 8 zeigt. Eine numerische Auswertung der elektrischen Feldstärke entlang des skizzierten vertikalen Pfades durch den Schwingquarz liefert den in Bild 9 dargestellten Verlauf. MMIC und Schwingquarz befinden sich im Bereich der größten Feldstärke direkt über (bzw. unter)

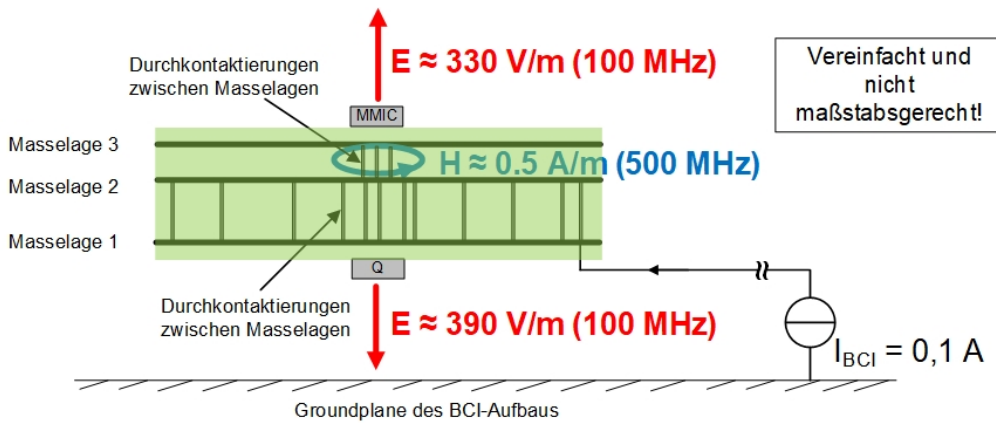


Bild 7: Querschnitt durch die Leiterplatte im BCI-Modell zur Erörterung der Koppelwirkungen (Schema)

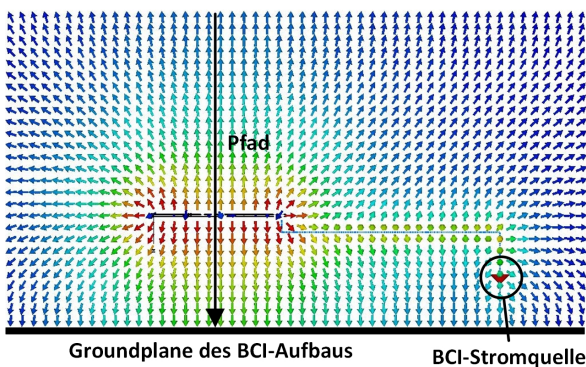


Bild 8: Elektrische 2D-Feldverteilung

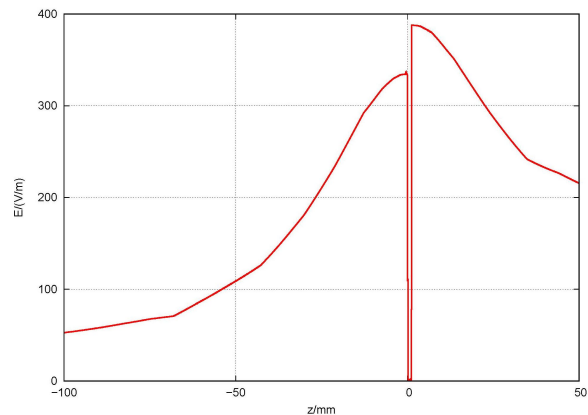


Bild 9: Elektrische Feldstärke entlang des Pfades

den Masselagen. Die Feldstärken betragen (beispielsweise bei 100 MHz) hier etwa 330 V/m bzw. 390 V/m! Die Layout-Strukturen und Bauelemente der Oszillator-Schaltung koppeln diese elektrischen Felder ein, so dass eine hochfrequente Störspannung an den MMIC-Pins XIN und XOUT auftritt.

Bei der **induktiven** Kopplung ist der Stromfluss durch die Durchkontaktierungen zwischen Masselage 2 und Masselage 3 unterhalb des MMIC relevant (vgl. Bild 7). Durch diese Durchkontaktierungen muss ein Teil des eingespeisten CM-Stromes nämlich fließen, um als Verschiebestrom von Masselage 3 aus ins Unendliche abzufließen. Der Strom durch die Durchkontaktierungen erzeugt ein ringförmiges Magnetfeld zwischen den beiden Masselagen. Es beträgt beispielsweise bei 500 MHz und $I_{BCI} = 0,1$ A etwa 0,5 A/m! Dieses Magnetfeld koppelt induktiv in die Schleifen ein, die von den Bauelementen und Layout-Strukturen (Leiterbahnen und Durchkontaktierungen) der Oszillator-Schaltung aufgespannt werden. Diese Einkopplung erzeugt wiederum eine hochfrequente Störspannung an den Pins XIN und XOUT.

5 Verbesserungsmaßnahme

Die angestrebte Verbesserungsmaßnahme hatte folgende Ziele:

- Deutliche Reduktion der hochfrequenten Störspannung $U(XIN)$ über den gesamten Frequenzbereich von 200 MHz ... 3400 MHz,
- Erfüllen dieser Reduktion allein mit Hardware-Maßnahmen auf der Leiterplatte, d.h. ohne MMIC-Modifikationen und ohne Filterung durch digitale Signalverarbeitung (DSV).

Auf Basis der Analyse-Ergebnisse war der erforderliche Ansatz naheliegend:

- Reduktion der E-Feld-Kopplung,
- Reduktion der H-Feld-Kopplung.

Mit 3D-Feldsimulationen durchgeführte Analysen und Optimierungen ergaben schließlich folgendes Bündel von Maßnahmen, das zur Erfüllung des Zieles **komplett** anzuwenden ist:

- Platzieren der passiven Bauelemente Q, C₁ und C₂ auf die Leiterplattenseite des MMIC und in möglichst geringem Abstand zu diesem,
- Anbringen einer geschlossenen, elektrisch leitenden Schirmbox über dieser Baugruppe aus MMIC, Q, C₁ und C₂,
- Ausprägung einer durchgehenden, mit möglichst wenig Öffnungen versehenen Masselage unterhalb der Schirmbox,
- Möglichst durchgehende elektrische Kontaktierung zwischen dieser Masselage und dem gesamten Umfang der Schirmbox.

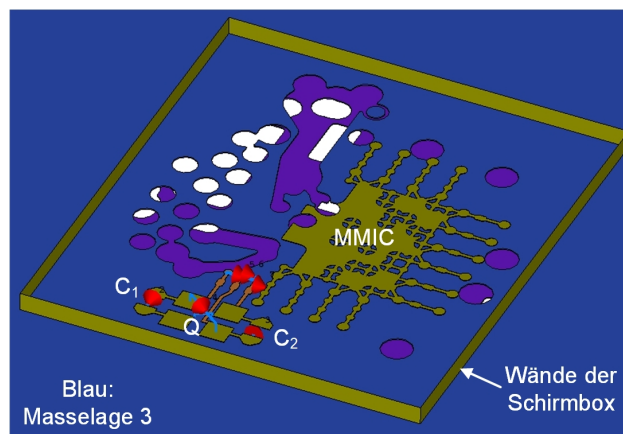


Bild 10: 3D-Modell des Layouts mit Schirmbox (Deckel ausgeblendet)

Bild 10 zeigt das 3D-Modell der manuell umgesetzten Verbesserungsmaßnahme. Der Deckel der Schirmbox ist ausgeblendet, um die Ansicht auf die Platzierung und das Layout von MMIC, Q, C₁ und C₂ freizugeben. Vereinfachend und idealisierend wurden die vier senkrechten Wände der Schirmbox auf ihrer gesamten Länge direkt mit der Masselage 3 (in blau dagesetzt) elektrisch leitend verbunden. Da sich diese Masselage nicht auf der Leiterplatten-Außenlage befindet (die zur Verdrahtung von Bauelementen vorgesehen ist), wird man in der realen Ausführung die elektrische Anbindung über Durchkontaktierungen realisieren müssen. Die Masselage 3 hingegen entspricht mit ihren Freibohrungen und Öffnungen der Realität (Layout-Import der CAD-Datei).

In Bild 11 ist die Spannung $U(XIN)$ am MMIC-Oszillatoreingang, die für das 3D-Modell mit Verbesserungsmaßnahme berechnet wurde, und zum Vergleich diejenige ohne Maßnahme (s.o.) aufgetragen. In beiden Fällen wurde ein Strom $I_{BCI} = 0,1$ A eingespeist. Zur besseren Beurteilung wurde eine logarithmische Frequenzachse und eine Darstellung der Spannung in $\text{dB}\mu\text{V}$ gewählt. Die Maßnahme dämpft $U(XIN)$ über den gesamten betrachteten Frequenzbereich von 10 MHz ... 2000 MHz sehr gut. Bei der ersten empfindlichen Frequenz von 50 MHz beträgt die Dämpfung etwa 100 dB. Zu höheren Frequenzen geht die Dämpfung zurück, beträgt aber oberhalb von 1 GHz noch mindestens 50 dB.

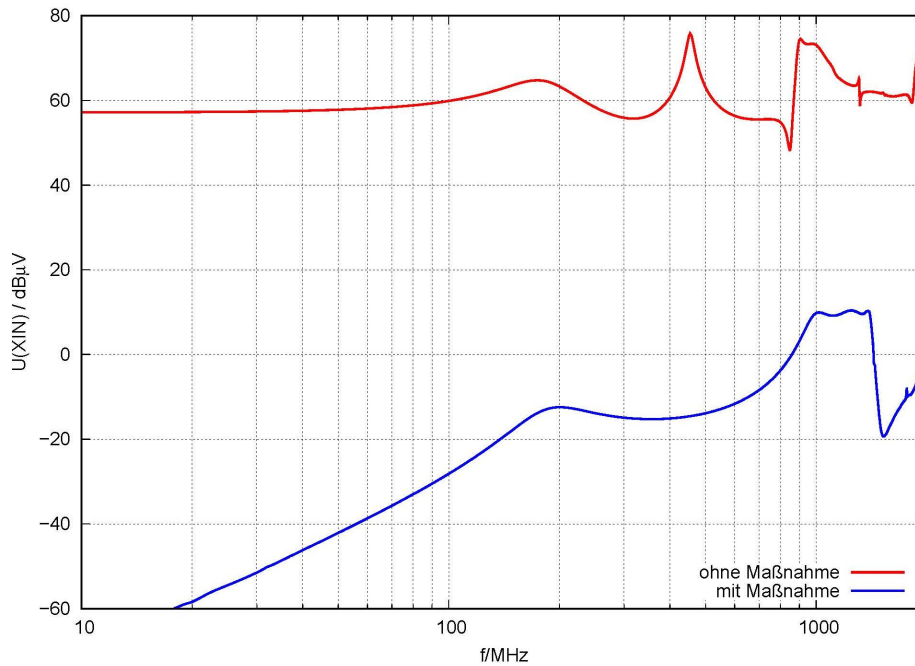


Bild 11: Berechnete Spannung $U(XIN)$, ohne und mit Maßnahme (CST-Simulation)

Zur messtechnischen Überprüfung wurde ein SCU-Versuchsmuster aufgebaut, bei dem das Maßnahmenbündel so gut wie möglich umgesetzt wurde. Bild 12 zeigt das Messergebnis eines RIA-Tests bei einer über der Frequenz konstanten Störfeldstärke von 140 V/m. Zum Vergleich ist das Messergebnis ohne Maßnahme (vergl. Bild 1) mit aufgetragen. Die Maßnahme dämpft den dargestellten relativen HF-Seitenbandpegel gut; bei vielen Vielfachen von 50 MHz sogar bis unter den Rauschflur des Messaufbaus, der sich bei $-47 \dots -46$ dBc befindet. Die Resonanzen mit ihren hohen Seitenbandpegeln werden sehr gut gedämpft, z.B. um 35 dB bei 400 MHz oder um 27 dB bei 1050 MHz. Die aus einer Abschätzung selbst definierte Grenze des maximal zulässigen Seitenbandpegels von -40 dBc (s.o.) wird über weite Frequenzbereiche erreicht. Aufgrund dieser guten Wirksamkeit der Maßnahme erscheinen nun offenbar weitere Störeffekte, deren Einfluss ohne die Maßnahme überhaupt nicht sichtbar war. Prinzipiell bestätigen die Messergebnisse die Ergebnisse aus den 3D-Feldsimulationen.

6 Zusammenfassung

Mit 3D-Feldsimulationen konnte die Ursache für eine nicht ausreichende Störfestigkeit eines Kfz-Radar-Steuergerätes gefunden werden: es handelt sich um eine Kombination aus kapazitiver und induktiver Kopplung in die empfindliche Eingangsschaltung des zentralen 50-MHz-Quarzoszillators, die zu unerwünschten HF-Seitenbandpegeln im empfangenen Radar-Basisband an Vielfachen von 50 MHz führt. Auf Basis dieser Ergebnisse konnte eine Verbesserungsmaßnahme abgeleitet und mit 3D-Feldsimulationen optimiert werden. Die Maßnahme besteht im Wesentlichen aus einer möglichst allseitig geschlossenen Schirmbox um die empfindliche Baugruppe (MMIC mit externer Oszillator-Beschaltung). Simulationsergebnisse am Modell der modifizierten Leiterplatte versprechen eine sehr gute, breitbandige Wirksamkeit. Messergebnisse der Störfestigkeit an einem Versuchsmuster, bei dem die Maßnahme umgesetzt wurde, zeigen im Frequenzbereich von 200 MHz ... 3400 MHz eine gute Dämpfung des HF-Seitenbandpegels, bis zu etwa 35 dB an einigen Resonanzfrequenzen. Der Seitenbandpegel unterschreitet in weiten Frequenzbereichen den maximal zulässigen Pegel. Weitere Verbesserungen ließen sich durch Optimierung der realisierten Maßnahme erreichen oder durch Analyse möglicher weiterer Störeffekte, die erst wegen der guten Wirksamkeit der umgesetzten Maßnahme zum Tragen kommen.

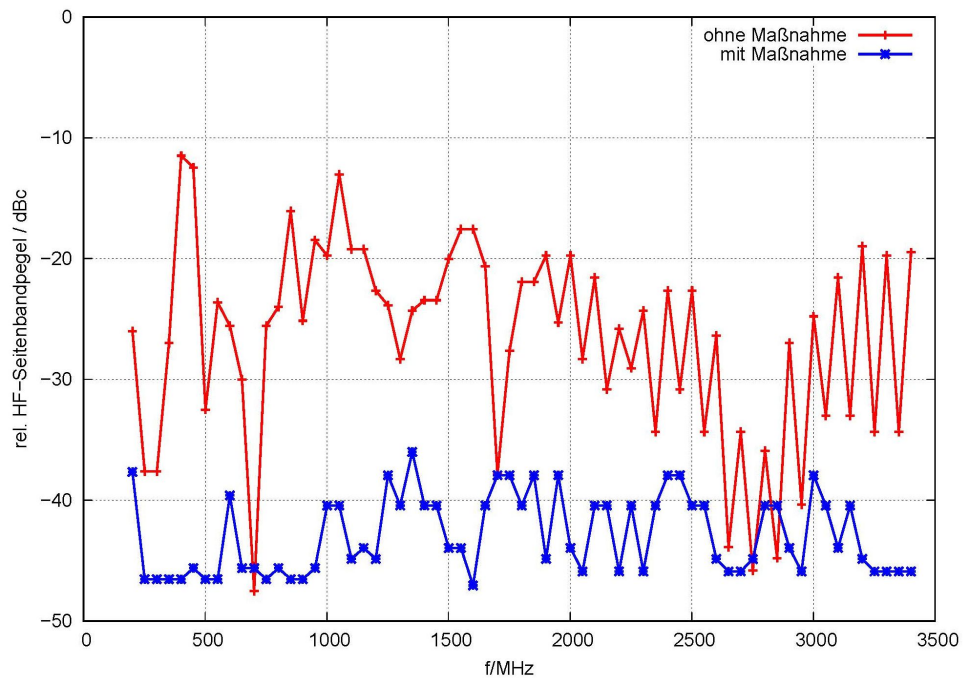


Bild 12: Messergebnis Störfestigkeitsmessung, ohne und mit Maßnahme

Literaturangaben

- [1] ISO 11452-2: „Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy - Part 2: Absorber-lined shielded enclosure”, Third edition, 2019-01
- [2] ISO 11452-4: „Road vehicles - Component test methods for electrical disturbances from narrowband radiated electromagnetic energy - Part 4: Harness excitation methods”, Fifth edition, 2020-04