

Modellierung und Simulation des Substrat-Rauschens in integrierten RF CMOS-Schaltungen

L. Lin, J. Xiong, and W. Mathis

Leibniz Universität Hannover, Institut für Theoretische Elektrotechnik, Appelstr. 9A, 30167 Hannover, Germany

Zusammenfassung. Im integrierten CMOS-Schaltungsentwurf kann das Substrat-Rauschen, das vom digitalen Teil entsteht, die Funktionalität des analogen Teils stark beeinflussen. Es wird daher immer wichtiger, das Substrat als ein Medium der Rauschen-Propagation genau zu modellieren. Im vorliegenden Artikel wird ein auf der Finite Elemente Methode (FEM) und Modellordnungsreduktion (MOR) basiertes Modellierungsverfahren zur Admittanzen-Extraktion im Halbleitersubstrat vorgestellt. Nach der Diskretisierung mit FEM wird das Substrat im Allgemeinen als ein resistives/kapazitives Netz angesehen. Durch Bestimmung der Admittanz-Matrix und MOR ist es möglich ein äquivalentes Dreipol-Modell zwischen digitalem und analogem Teil über das Substrat zu bilden. Das Ergebnis der Modellierung wird dargestellt und mit numerischer Simulation des Substrat-Rauschens verglichen. Die Modellierung ermöglicht es, die Einflüsse des Substrat-Rauschens im Schaltungsentwurf zu berücksichtigen und so bestehende CMOS-Schaltungsarchitekturen zu optimieren.

1 Einleitung

Die steigende Nachfrage nach immer günstigeren und kompakteren mobilen Endgeräten unterstützt den Trend zur monolithischen Integration (SoC: system on a chip, Integration der digitalen und analogen Schaltungen auf einem Chip) und zur stetigen Miniaturisierung von integrierten Schaltungen. Da das Substrat eine Widerstandeigenschaft hat, kann das Rauschen beim Umschalten mit hoher Geschwindigkeit (Hochfrequenz) von den digitalen Schaltungen eine Fluktuation des Potentials im Substrat verursachen und somit durch das Versorgungsnetzwerk und auch durch das gemeinsame Substrat die näher liegenden, empfindlichen analogen Schal-

tungen beeinflussen (siehe Abb. 1) (Charbon et al., 2001; Xu und Shaeffer, 2001).

Das Substrat-Rauschen verursacht eine Vielzahl von unerwünschten Effekten wie erhöhte Schwellenspannung, ein fehlerhaftes Speichern im Flip-Flop und Clock Skew (Charbon et al., 2001). Dadurch kommt es zur Verminderung der Performance (Misawa et al., 1981). Weiterhin wird das Problem des Substrat-Rauschens aufgrund der zunehmenden Komplexität der digitalen Blöcke und der fortschreitenden Verkleinerung des Abstandes zwischen den Bauelementen noch schlimmer. Demzufolge ist die physikalisch exakte Modellierung des Substrat-Rauschens von großer Bedeutung. Hierfür benötigt das Analysieren der Kopplung von digitalen, analogen und Mixed-Signal Funktionseinheiten ein Modell des Substrats. Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf die Entwicklung eines Konzepts zur Erzeugung eines passenden Modells des Substrats, mit dem man Reduktionstechniken entwickeln kann, um Einflüsse des Substrat-Rauschens zu vermindern.

Es wird im folgenden gezeigt, wie sich die Admittanzen für das Substratsystem in einer Matrix basierend auf der Diskretisierung mit der Finite Elemente Methode (FEM) ermitteln und nach der Permutation auch mit Hilfe der Modellordnungsreduktion (MOR) reduzieren lassen. Folglich entsteht ein Dreipol-Modell. Im Vergleich mit der numerischen Berechnung der Feldverteilung kann das Modellierungsergebnis präsentiert werden.

2 Berechnung der Admittanzen des Substratsystems

Um ein Substratmodell zu erzeugen, soll auf die Berechnung der Admittanzen des Substratsystems eingegangen werden.

2.1 Diskretisierung des Substrats

Zunächst lässt sich die Diskretisierung des Substrats durchführen. In dieser Arbeit wird die FEM verwendet. Die



Correspondence to: J. Xiong
(jxio@tet.uni-hannover.de)

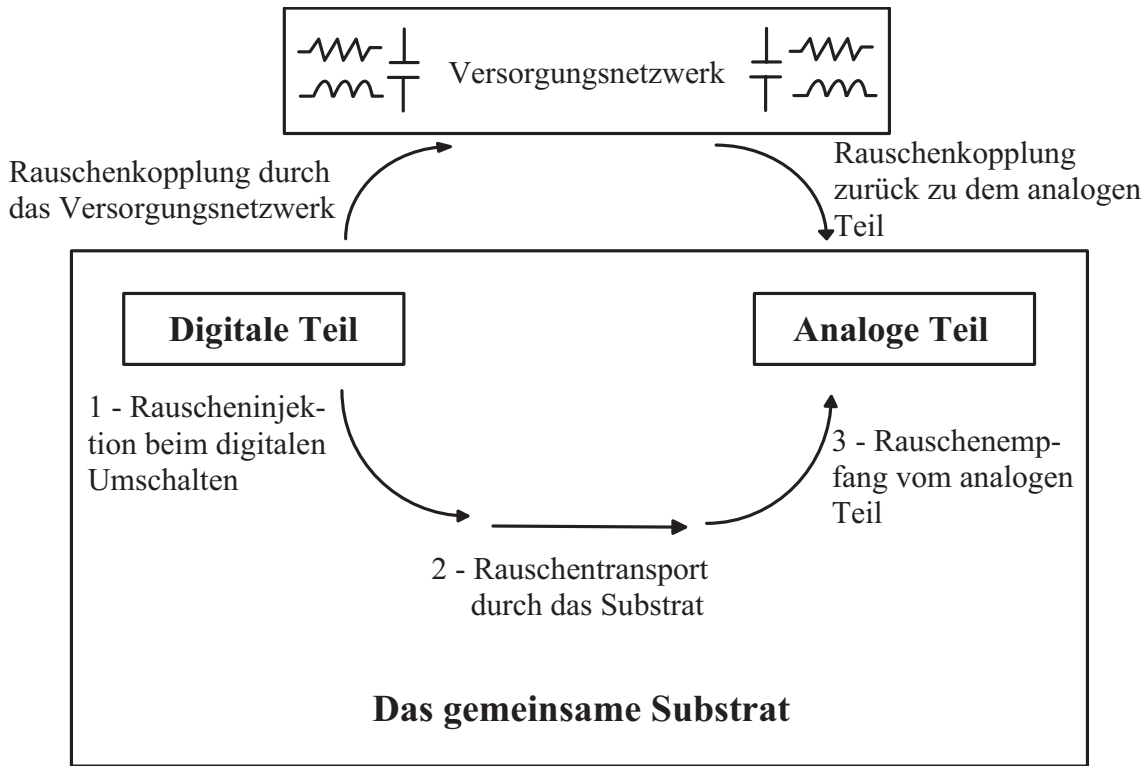


Abb. 1. Partitionierung der Mechanismen des Substratrauschens in drei Schritte.

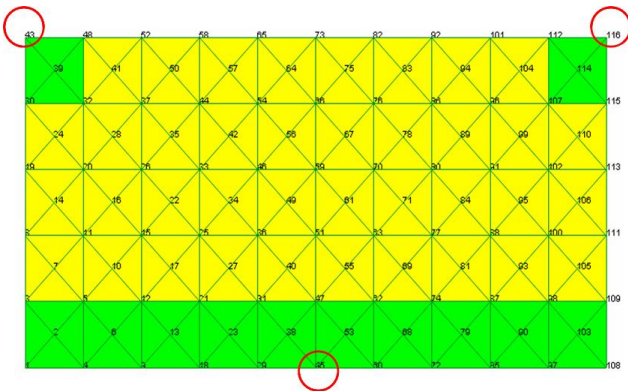


Abb. 2. Diskretisierung des Substrats.

Grundidee von FEM besteht aus der Diskretisierung des Problemraumes in Teilgeometrien, die so genannten Elemente in endlicher Anzahl, dadurch wird die Lösung der partiellen Differentialgleichungen approximiert. Mit FEM kann man ein kompliziertes Substrat ganz genau modellieren. Im Rahmen dieser Arbeit wird die Diskretisierung mit dem Programm GID realisiert und das Substrat in Dreieckselemente aufgeteilt (Ruppert, 1995) (siehe Abb. 2).

Nach der Generierung des FEM-Netzes erhält man alle nötigen Informationen zur Beschreibung des Systems, wie

zum Beispiel Koordinaten von allen Knoten, Elemente mit entsprechenden Knoten und der Leitfähigkeitswert bei jedem Element. Die drei Informationen werden danach für die Berechnung benutzt.

2.2 Element-Modell

Nach der Diskretisierung des Substrats soll ein Element-Modell für jedes Dreieckselement erzeugt werden. Es wird angenommen, dass die Ströme nur durch die drei Knoten im Element fließen. Wenn Frequenzen unterhalb einiger Gigahertz auftreten, kann das Substrat rein ohmig funktionieren. Deswegen können alle drei Kanten mit jeweils einem Widerstand für jedes Element bezeichnet werden (siehe Abb. 3).

Das Potenzial φ^e an irgendeinem Punkt in einem Dreiecksraum wird durch die lineare Polynomfunktion

$$\varphi^e(x, y) = a_0 + a_1x + a_2y \tag{1}$$

approximiert. Folglich gelten die Potenziale an den drei Eckpunkten mit dem folgenden Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} \varphi_1^e \\ \varphi_2^e \\ \varphi_3^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 \\ 1 & x_2 & y_2 \\ 1 & x_3 & y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} . \tag{2}$$

Unter Verwendung der Cramerschen Regel können die Koeffizienten a_0 , a_1 und a_2 bestimmt werden.

$$a_0 = \frac{1}{2A} [(x_2y_3 - x_3y_2)\varphi_1^e + (x_3y_1 - x_1y_3)\varphi_2^e + (x_1y_2 - x_2y_1)\varphi_3^e] \quad (3)$$

$$a_1 = \frac{1}{2A} [(y_2 - y_3)\varphi_1^e + (y_3 - y_1)\varphi_2^e + (y_1 - y_2)\varphi_3^e] \quad (4)$$

$$a_2 = \frac{1}{2A} [(x_3 - x_2)\varphi_1^e + (x_1 - x_3)\varphi_2^e + (x_2 - x_1)\varphi_3^e] \quad (5)$$

$$A = \frac{1}{2} [(x_2y_3 - x_3y_2) - (x_1y_3 - x_3y_1) + (x_1y_2 - x_2y_1)] \quad (6)$$

wobei A die Fläche des Elements ist (Mitsubishi und Yoshida, 1987). Der Knotenstrom wird als die Summe der halben Kantenströme an den zugehörigen Kanten definiert.

$$I_1^e = \frac{1}{2} I_{12}^e + \frac{1}{2} I_{13}^e \quad (7)$$

$$I_2^e = \frac{1}{2} I_{21}^e + \frac{1}{2} I_{23}^e \quad (8)$$

$$I_3^e = \frac{1}{2} I_{31}^e + \frac{1}{2} I_{23}^e \quad (9)$$

Die Stromdichte ist gleich

$$\begin{aligned} \mathbf{J} &= \kappa \mathbf{E} = -\kappa \nabla \varphi(x, y) \\ &= -\kappa \left(\frac{\partial}{\partial x}, \frac{\partial}{\partial y} \right) (a_0 + a_1x + a_2y) = -\kappa (a_1, a_2), \end{aligned} \quad (10)$$

dann kann man den Kantenstrom als das Integral des Stromdichte-Vektors entlang der entsprechenden Kante ij eines Elements ermitteln

$$I_{ij}^e = \int_{(x_i, y_i)}^{(x_j, y_j)} \mathbf{J} \cdot d\mathbf{l}. \quad (11)$$

Danach lassen sich die drei Knotenströme mit den nach Gleichung (4) und (5) errechneten a_1 und a_2 berechnen und im folgender Spannung-Strom-Matrixform beschreiben

$$\begin{bmatrix} I_1^e \\ I_2^e \\ I_3^e \end{bmatrix} = \frac{\kappa}{4A} \times \begin{bmatrix} (y_2 - y_3)^2 + (x_2 - x_3)^2 & & \\ & b_{21} & \\ & b_{31} & \\ b_{12} & & b_{13} \\ (y_3 - y_1)^2 + (x_3 - x_1)^2 & & b_{23} \\ & b_{32} & (y_1 - y_2)^2 + (x_1 - x_2)^2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_1^e \\ \varphi_2^e \\ \varphi_3^e \end{bmatrix}, \quad (12)$$

wobei gelten

$$b_{12} = b_{21} = (y_3 - y_1)(y_2 - y_3) + (x_3 - x_1)(x_2 - x_3) \quad (13)$$

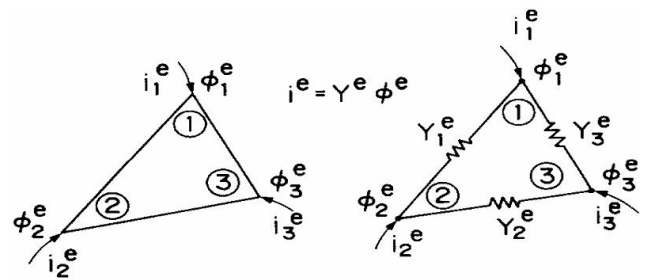


Abb. 3. Darstellung mit 3-Widerständen eines einzelnen Dreieckselements.

$$b_{13} = b_{31} = (y_1 - y_2)(y_2 - y_3) + (x_1 - x_2)(x_2 - x_3) \quad (14)$$

$$b_{23} = b_{32} = (y_3 - y_1)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_1)(x_1 - x_2) \quad (15)$$

Die Matrixgleichung für das auf einem Element basierten Netzwerk ist folgende

$$\begin{bmatrix} I_1^e \\ I_2^e \\ I_3^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{12} + Y_{31} & -Y_{12} & -Y_{31} \\ -Y_{12} & Y_{12} + Y_{23} & -Y_{23} \\ -Y_{31} & -Y_{23} & Y_{23} + Y_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1^e \\ \varphi_2^e \\ \varphi_3^e \end{bmatrix}, \quad (16)$$

die der Formulierung (12) entspricht. Daraus ergeben sich die Admittanzen mit den folgenden Formeln, die abhängig von den Koordinaten der drei Knoten sind.

$$Y_{12}^e = -\frac{\kappa}{4A} [(y_3 - y_1)(y_2 - y_3) + (x_3 - x_1)(x_2 - x_3)] \quad (17)$$

$$Y_{23}^e = -\frac{\kappa}{4A} [(y_3 - y_1)(y_1 - y_2) + (x_3 - x_1)(x_1 - x_2)] \quad (18)$$

$$Y_{13}^e = -\frac{\kappa}{4A} [(y_1 - y_2)(y_2 - y_3) + (x_1 - x_2)(x_2 - x_3)] \quad (19)$$

κ ist die Leitfähigkeit des entsprechenden Elements (Joseph et al., 1987).

2.3 Admittanz-Matrix für ganzes Substratsystem

Mit den berechneten Admittanzen jedes Elements ist es möglich die Admittanz-Matrix für das Substratsystem aufzustellen. Das ganze FEM-Netz hat n -Knoten. Nach der Knotenregel erhält man die Netzwerkmatrix

$$\mathbf{Y}\varphi = \mathbf{I}. \quad (20)$$

Die Y-Matrix hat die folgende Form

$$\begin{bmatrix} -(-Y_{12} - \dots - Y_{1n}) \dots & -Y_{1n} \\ -Y_{21} & \dots & -Y_{2n} \\ \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -Y_{n1} & \dots & -(-Y_{n1} - \dots - Y_{n(n-1)}) \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Der Wert in der i -ten Zeile und j -ten Spalte von der Y-Matrix ist gleich die negative Admittanz zwischen dem i -ten und j -ten Knoten. Falls keine direkte Verbindung dazwischen existiert, ist die Admittanz gleich Null. Der Wert in

der Hauptdiagonalen ist die Summe der Admittanzen aller Knoten, die mit dem i -ten Knoten Kanten haben, d.h. gleich der negative Wert von der Summe der allen anderen Werten in der entsprechenden Zeile. Daran kann man erkennen, dass die Y-Matrix nach der Hauptdiagonalen symmetrisch ist.

3 Permutation der Admittanz-Matrix

Zur späteren Verwendung beim MOR-Verfahren wird hier eine Permutation der Admittanz-Matrix des Systems durchgeführt. Wir interessieren uns dabei nicht für alle Potenziale im Substrat, sondern nur für die Potenziale der drei Kontakte, durch die das Rauschsignal vom digitalen Teil im Substrat eingespeist wird, am analogen Teil empfangen werden und der dritte Kontakt an der Substrat-Rückseite ist. Deshalb sollen die Potenziale $\varphi_i, \varphi_j, \varphi_k$ mit den Potenzialen $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ im ersten Zeilenteil vertauscht werden.

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & \cdots & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \cdots & \cdots & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \vdots \\ \varphi_i \\ \vdots \\ \varphi_j \\ \vdots \\ \varphi_k \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_i \\ \vdots \\ I_j \\ \vdots \\ I_k \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (22)$$

Dies kann durch die entsprechende Permutationsmatrix realisiert werden. Eine Permutationsmatrix ist eine quadratische binäre Matrix, die in jeder Zeile und in jeder Spalte genau einen Eins-Eintrag und an allen anderen Stellen Null hat. Die Reihenfolge der umgeordneten Matrix entspricht der bezüglichen Spalte in der gleichen Zeile mit Eins, alle anderen mit Null. Die entsprechende Permutationsmatrix sieht wie folgend aus

$$P = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 1_i & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 1_j & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 1_k & \cdots & 0 \\ 1_1 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1_2 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1_3 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 1_n \end{bmatrix} \quad (23)$$

Danach wird P von links mit dem Potenzialvektor in Gleichung (22) multipliziert zum Zeilentausch und die inverse P-Matrix von rechts mit der Y-Matrix multipliziert, sodass keine Änderung des Gleichungssystems auftritt. Letztlich wird

alles nochmal mit der P-Matrix multipliziert, um die Zeilen der I-Matrix zu vertauschen.

$$P(YP^{-1})(P\varphi) = PI \quad (24)$$

Unter Verwendung der Permutationsmatrix wird die originale Matrixgleichung so umgeformt

$$[\tilde{Y}] \begin{bmatrix} \varphi_i \\ \varphi_j \\ \varphi_k \\ \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_i \\ I_j \\ I_k \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (25)$$

und dadurch ergibt sich eine neue Admittanz-Matrix

$$\tilde{Y} = PYP^{-1} \quad (26)$$

4 MOR und das äquivalente Dreipol-Modell

Um ein Dreipol-Modell des Substrats zu erzeugen, wird das MOR-Verfahren verwendet, mit dem sich die Anzahl der Knoten reduzieren lässt. Die permutierte Y-Matrix ist in vier Blöcke unterteilt und φ - und I-Vector in je zwei Anteile in passender Weise wie folgend

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & | & Y_{14} & \cdots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & | & Y_{24} & \cdots & Y_{2n} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & | & Y_{34} & \cdots & Y_{3n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & | & \cdots & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & | & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & | & \vdots & \cdots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & Y_{n3} & | & Y_{n4} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (27)$$

beziehungsweise

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_I \\ \varphi_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_I \\ I_{II} \end{bmatrix}, \quad (28)$$

wobei φ_I und I_I die Subvektoren der Potenziale und Ströme für die Kontaktknoten, φ_{II} und I_{II} die Subvektoren der Potenziale und Ströme für die Nicht-Kontaktknoten sind. Die Diagonalblöcke Y_{11} und Y_{22} sind quadratisch. Weil φ_{II} nicht berücksichtigt wird, soll Y_{12} zur Nullmatrix transformiert werden. Aus Gleichung (28) folgen damit die beiden Blockgleichungen

$$Y_{11}\varphi_I + Y_{12}\varphi_{II} = I_I \quad (29)$$

$$Y_{21}\varphi_I + Y_{22}\varphi_{II} = I_{II} \quad (30)$$

Da die Diagonalblöcke nun insbesondere quadratisch und der Block Y_{22} zudem regulär sind, lässt sich die mit $-Y_{12}Y_{22}^{-1}$ multiplizierte Gleichung (30) zu (29) addieren

$$(Y_{11} - Y_{12}Y_{22}^{-1}Y_{21})\varphi_I = I_I - Y_{12}Y_{22}^{-1}I_{II}, \quad (31)$$

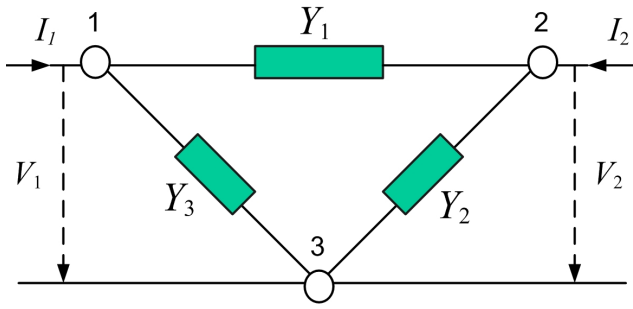


Abb. 4. Das äquivalente Dreipolmodell des Substrats.

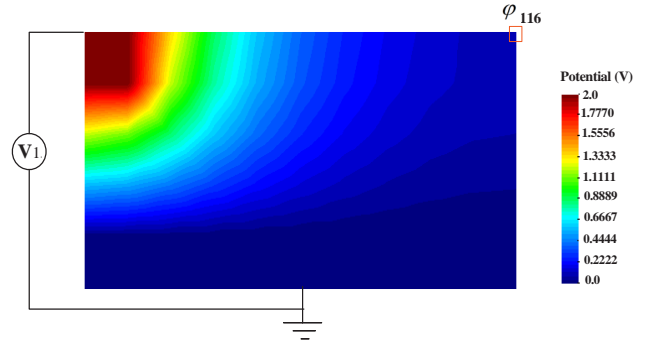


Abb. 5. Die Feldverteilung durch numerische Simulation.

Tabelle 1. Ergebnis-Vergleich: Feldverteilung – 3Pol-Netzwerk.

V_1	V_2	φ_{116}
1.0	0.0554	0.0546
2.0	0.1107	0.1090
3.0	0.1661	0.1637
4.0	0.2214	0.2182

wodurch oben rechts eine Nullmatrix entsteht. Damit wird die Blockmatrix Y_{11} zu

$$Y_{11, \text{red}} = Y_{11} - Y_{12}Y_{22}^{-1}Y_{21} \quad (32)$$

und der Vektor I_I zu

$$I_{I, \text{red}} = I_I - Y_{12}Y_{22}^{-1}I_I \quad (33)$$

reduziert. Dies wird in Blöcken kompakt geschrieben

$$\begin{bmatrix} Y_{11, \text{red}} & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_I \\ \varphi_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{I, \text{red}} \\ I_{II} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

Aus Gl. (34) ergibt sich $Y_{11, \text{red}}\varphi_I = I_{I, \text{red}}$, wobei $Y_{11, \text{red}}$ eine 3×3 -Matrix für nur 3 Kontaktbereiche ist und die reduzierte Matrixgleichung wird wie folgt ausgedrückt

$$\begin{bmatrix} Y_1+Y_3 & -Y_1 & -Y_3 \\ -Y_1 & Y_1+Y_2 & -Y_2 \\ -Y_3 & -Y_2 & Y_2+Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \varphi_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad (35)$$

aus der ein Dreipol-Modell erstellt wird. Der Bereich zwischen je zwei Kontakten wird als ein Widerstand betrachtet. Die Werte in der oberen Dreiecksmatrix der Y-Matrix in Gl. (35) entsprechen den drei Admittanzen Y_1 , Y_2 und Y_3 im Dreipol-Modell (siehe Abb. 4).

5 Ergebnisvergleich mit numerischer Simulation

Weiterhin wird das Ergebnis der Modellierung anhand des Beispiels mit dem inhomogendotierten Substrat (siehe

Abb. 2) mit numerischer Simulation der Feldverteilung verglichen, die in Abb. 5 gezeigt wird. Oben links wird eine Spannung mit 4 beispielhaften Werten angelegt.

- Wie aus Abb. 5 zu erkennen ist, werden sich die näher liegenden Schaltungsteile bei der Änderung der angelegten Spannung beeinflusst.
- Der Knoten 116 wird als ein Messpunkt angenommen. Mit Hilfe des Dreipol-Netzwerks (siehe Abb. 4) kann man V_2 berechnen. Diese Werte werden mit den Potentialen aus der Feldverteilung durch numerische Simulation des Substrat-Rauschens verglichen. Dies ist in der Tabelle 1 veranschaulicht. Es wird deutlich, dass das Substratmodell recht gut funktioniert.

6 Modellierung mit RC-Modell

Mit zunehmenden Frequenzen, oberhalb von 5 GHz, ist das als rein ohmig betrachtete Modell jedoch nicht mehr zulässig, weil die Kapazität berücksichtigt werden muss. Die Modellierung in diesem Fall ist eine Erweiterung vom vorher vorgestellten Verfahren. An der konzeptionellen Vorgehensweise wird nichts geändert. Jede Kante eines Dreieckselements wird mit dem parallel geschalteten Widerstand und der Kapazität bezeichnet (siehe Abb. 6).

Mit den beiden Formeln

$$R = \frac{\rho L}{A} = \frac{L}{\kappa A} = \frac{1}{G} \quad (36)$$

$$C = \varepsilon \frac{A}{L} \quad (37)$$

kann man die Beziehung zwischen dem Leitwert und der Kapazität festlegen

$$C = \frac{\varepsilon}{\kappa} G. \quad (38)$$

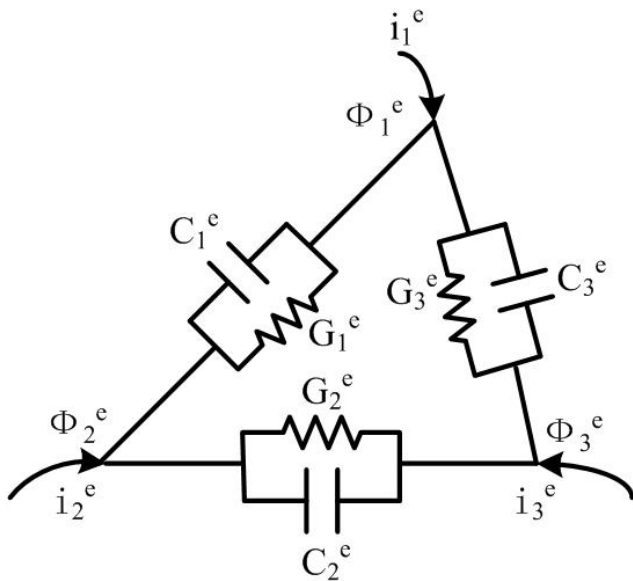


Abb. 6. Darstellung mit RC eines einzelnen Dreieckselements.

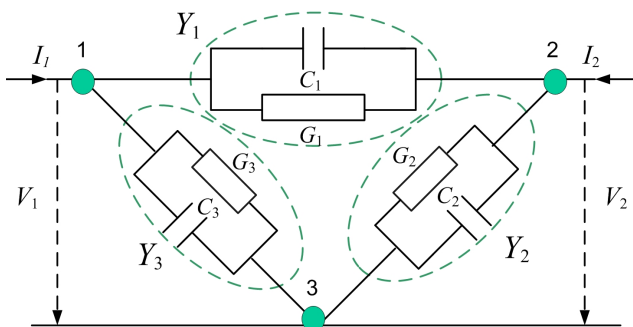


Abb. 7. Das äquivalente RC-Dreipolmodell des Substrats.

Wie vorher erwähnt, ist G ermittelbar. Deshalb kann die Kapazität bestimmt werden. Dadurch lassen sich die Admittanzen jedes Elements wie folgt berechnen

$$\begin{aligned} Y_{12}^e &= G_{12}^e + j\omega C_{12}^e \\ Y_{23}^e &= G_{23}^e + j\omega C_{23}^e \end{aligned} \quad (39)$$

$$Y_{13}^e = G_{13}^e + j\omega C_{13}^e$$

Der weitere Vorgang der Modellbildung wird in gleicher Weise wie der vom resistiven Dreipol-Netzwerk durchgeführt und das entstandene RC-Dreipol-Modell ist in Abb. 7 zu sehen.

7 Diskussion

In dieser Arbeit wurde ein Konzept zur Modellierung eines Substrats unter Verwendung von FEM und MOR erläutert, welches sowohl für ein homogen- als auch inhomogendotiertes Substrat im Hochfrequenzbereich gut geeignet ist. Das gemeinsame Substrat in Mixed-Signal ICs kann dadurch von einem einfachen Dreipol-Modell ersetzt werden. Unter einigen GHz zeigt das ganze Substrat reine Ohmsche Eigenschaften. Die berechneten Ergebnisse mit Hilfe des Dreipol-Modells stimmten gut mit den Ergebnissen der numerischen Simulation überein. Das Modell kann auch leicht erweitert werden mit Berücksichtigung der kapazitiven Eigenschaft des Substrats. Daher ist es möglich die Einflüsse vom Substrat-Rauschen, das durch digitale Teile erzeugt wird und somit analoge Teile beeinflusst, mittels Cadence oder Pspice zu analysieren.

Literatur

- Charbon, E., Gharpurey, R., Miliozzi, P., Meyer, R. G., and Sangiovanni-Vincentelli, A.: Substrate Noise: Analysis and Optimization for IC Design, Springer-Verlag, 1–3, 2001.
- Hall, J. E., Hocevar, D. E., Yang, P., and McGraw, M. J.: Spider – A CAD System for Modeling VLSI Metallization Patterns, IEEE T. Comput. Aid. D., 6(6), 1023–1031, November 1987
- Misawa, T., Iwersen, J. E., Loporcaro, L. J., and Ruch, J. G.: Single-chip per channel codec with filters utilizing Σ - Δ modulation, IEEE J. Solid-St. Circ., 16, 333–341, August 1981.
- T. Mitsuhashi and K. Yoshida: A resistance calculation algorithm and its application to circuit extraction, IEEE T. Comput. Aid. D., 6(3), 337–345, May 1987.
- Ruppert, J.: A delaunay refinement algorithm for quality 2-dimensional mesh generation, J. Algorithm., 18(3), 548–585, May 1995.
- Xu, M., Su, D. K., Shaeffer, D. K., Lee, T. H., and Wooley, B. A.: Measuring and modelling the effects of substrate noise on the LNA for a CMOS GPS receiver, IEEE J. Solid-St. Circ., 36, 473–485, March 2001.