# 表面磁界観測による電流推定を用いた集積回路の電源網解析

織田 勇冴<sup>1,a)</sup> 飯塚 哲也<sup>2,b)</sup> 名倉 徹<sup>2</sup> 浅田 邦博<sup>2</sup>

**概要**:高い信頼性が要求される集積回路システムにおいては、回路全体に安定した電源電圧を供給するた めの高品質な電源網の設計が必須となっている.しかしながら、実際の動作時における電源網の状態や信 頼性を実測により観測し分析することは困難であり、従来までは内部回路の遅延時間の変化などから電圧 降下を推定するといった間接的な方法が取られることが多かった.本論文では、集積回路の表面磁界から 電源網に流れる電流を推定することで、電源網における電流分布を可視化し、電流集中や電源網の不良箇 所等の診断を行う手法を提案する.本手法を用いることで、高い信頼性が求められる集積回路に対して電 源網の信頼性の評価を低コストで行うことができる.電磁界シミュレーションを用いた実験により、電源 網における配線層間スルーホールの欠陥を観測した表面磁界から検出できることを実証した.

# Analysis of VLSI Power Supply Network based on Current Estimation through Magnetic Field Measurement

Yuki Oda<sup>1,a)</sup> Tetsuya Iizuka<sup>2,b)</sup> Toru Nakura<sup>2</sup> Kunihiro Asada<sup>2</sup>

**Abstract:** The modern VLSI systems that demand high reliability requires carefully-designed power/ground network to provide stable power supply. Though the power supply connection is verified before tapeout, it is quite difficult to evaluate its quality and reliability during the actual operating condition. Thus some indirect way such as measurement of delay of internal circuit is often used to estimate the power supply voltage. This paper proposes a way to evaluate the power supply network based on the measurement of magnetic field emission from LSI. The proposed method predicts the actual current flow from the magnetic field measurement results, and enables us to find defects or design faults with low cost. Experimental results using an electromagnetic field simulator demonstrates that the proposed method precisely predicts the current flow in the supply network and clearly indicates the VIA fault location.

# 1. 背景

近年,集積回路の低電圧化に伴い,回路内部の雑音の影響を抑えることが重要になってきている.動作電圧の低下 に伴い,雑音の影響は相対的に大きくなっている.雑音の 中でも集積回路全体の動作に影響を与えるのが電源網に重 畳する雑音である.電源網に大電流が流れると,電源網が 持つ抵抗やインダクタンス,キャパシタンスにより電圧降 下が発生してしまう.低電圧で動作する近年の集積回路で は,わずかな電圧降下でも回路動作に異常が発生する可能 性がある.電圧降下により発生する問題としては回路の遅 延時間の増大やそれに伴う回路の誤動作が挙げられ,回路 の高速動作を妨げる要因となってしまう.

<sup>2</sup>東京大学大規模集積システム設計教育研究センター

vLSI Design and Education Center, The University of Tokyo
a) yoda@silicon.u-tokyo.ac.jp

<sup>b)</sup> iizuka@vdec.u-tokyo.ac.jp

2016 Information Processing Society of Japan

しかしながら,動作中の回路の電源網の様子を観測する 手段は限られている。チップの中の電源網は非常に微細な 構造をしており、直接端子を当てて測定することはできな い、動作している電源網の状態を観測する方法として、電 源網に流れる電流を,外部から観測できる情報を用いて推 定する方法が挙げられる. 電流を推定するには回路の漏洩 磁界を利用する方法が考えられ、遠方磁界を近傍磁界から 推定するための手法が提案されている [1][2][3]. 漏洩磁界 を一定以下に抑えるという基準をクリアすることは測定機 器などを作る上で非常に重要であるが、遠方界の測定は巨 大な電磁暗室が必要で高いコストがかかる。そこで比較的 測定が容易な近傍界から遠方界を推定することにより漏洩 磁界テストのコストを削減しようというのがこれらの研究 の目的である。これらの研究では、測定対象の基板に近い 平面での近傍界を測定し、その分布を作るような等価モデ ルを算出することで遠方界の分布を算出する。近年発表さ れた論文[4]では実際に測定のためのプローブを組み立て、 PCB 上のマイクロストリップ線路の電流推定に成功して

 <sup>1</sup> 東京大学工学系研究科電気系工学専攻

 Department of Electrical Engineering and Information Sys



図1 本手法の電流推定の流れ



図2 磁界測定システムの全体図 [6]

いる.

磁界からチップの電流推定を行う手法には [5] がある. [5] ではチップ内の配線の電流を磁界から推定するシミュ レーションが行われているが,限られた数の理想的な配線 が存在するモデル上の確認のみであり,実際の測定が可能 かどうかの検証は行われていない.

本研究では回路が動作中に発生する磁界を観測すること で電源網の電流分布を推定し,電源網に内在する問題を検 査する手法を提案する.本手法では電源網テストのための 電流を印加する電流源をあらかじめ回路内に組み込んでお き,外部信号により電流源を駆動することで電源網の任意 の部分を検査することができる.この手法は非接触,非破 壊かつ低コストで実際の電源網の状態を観測することが でき,高い信頼性が必要な集積回路の検査に大きく貢献す ると考えられる.本手法の有効性を確認するため,実際の チップ上の電源配線のモデルを作成し,電磁界シミュレー ションを用いて電源網の欠陥が検出できることを確認した. また,実際の測定時の雑音の影響についても検討を行った.

# 2. 磁界分布を用いた電流推定

## 2.1 電流推定システム

本手法で行う電流推定の手順を図1に示す.動作中の回路をX-Y-Zステージ上に固定し,回路が作る近傍界をアームに取り付けた磁界プローブで測定する.このステージ及び磁界プローブで構成される磁界測定システムは本研究グループで開発されたものである[6].磁界測定システムの回路図及び全体図を図2に示す.高い空間分解能を達成する磁界プローブを実現するため、プローブ先端に実装されたチップ上には100×100µm<sup>2</sup>のコイルと、交流磁界によりコイルの両端に生じる誘導起電力による電圧信号を増幅して





図3 配線と観測点の位置関係

図4 コイルの向き

出力するための低雑音アンプが同一チップ上に集積されて いる。X-Y-Z ステージは 1µm ピッチでの高精細なスキャ ンが可能であり、チップ表面まで 10~100µm 程度の距離 までプローブを接近させることができるとともに、非常に 高い空間分解能で磁界分布を計測することができる。この 磁界測定システムによって得られた磁界分布から次節で説 明を行う逆問題を解くことによって電源網の電流を推定す る。推定された電流分布を分析することにより、電源網の 欠陥に起因する電流集中や断線部分などの可視化・検出を 可能とする。

#### **2.2 電流推定の原理**

本研究の基礎となる磁界分布からの電流推定の手法について説明を行う.複数の線電流が作る磁界はその足し合わせで表現することができる.そこで回路に流れる電流を推定するために回路を電流セグメントに分割する.電流セグメントは幅を持たない直線であるものとする.また、1つのセグメントに流れる電流は一定であるとする.図3に示されるような電流セグメント n に流れる電流  $I_n$  が観測点 p に作る磁界の大きさ  $B_{p,n}$  は、ビオ・サバールの法則を用いて計算すると次式のように表すことができる.

$$B_{p,n} = \frac{\mu I_n}{4\pi r_{p,n}} (\cos \theta_{1(p,n)} - \cos \theta_{2(p,n)})$$
(1)

 $r_{p,n}$  は電流セグメント n から観測点 p への垂直距離,  $\theta_{1(p,n)}, \theta_{2(p,n)}$  はそれぞれ電流セグメント n の始点と終 点が観測点 p と成す角である.実際には、観測点ごとに磁 界を観測できる方向がプローブの方向によって決まってお り、必要に応じてプローブの向きを変えて測定を行う.図 4 に示されるように、コイルの作る平面の法線方向が観測 方向となり、その方向の単位ベクトルを  $\mathbf{d}_p$  とする.観測 可能な方向の磁界の大きさ  $B'_{p,n}$  は、 $\mathbf{d}_p$  と電流セグメント n が観測点 p に作る磁界の方向の単位ベクトル  $\mathbf{s}_{p,n}$  を用い て次式のように表すことができる.

$$B'_{p,n} = \frac{\mu I_n}{4\pi r_{p,n}} (\cos\theta_{1(p,n)} - \cos\theta_{2(p,n)}) (\mathbf{d}_p \cdot \mathbf{s}_{p,n}) \quad (2)$$

N本の電流セグメントが点pに作る観測可能な磁界 $B'_p$ は次式のように表すことができる.

$$B'_{p} = \sum_{n=1}^{N} \frac{\mu I_{n}}{4\pi r_{p,n}} (\cos \theta_{1(p,n)} - \cos \theta_{2(p,n)}) (\mathbf{d}_{p} \cdot \mathbf{s}_{\mathbf{p},\mathbf{n}})$$
(3)

従って係数の行列 A を以下のように定義することで、電流セグメントに流れる電流のベクトル I と測定点での観測 可能な磁界の大きさのベクトル B との関係性を行列の形 に表現することができ、次式のような形になる.

$$A_{p,n} = \frac{\mu}{4\pi r_{p,n}} (\cos \theta_{1(p,n)} - \cos \theta_{2(p,n)}) (\mathbf{d}_p \cdot \mathbf{s}_{\mathbf{p},\mathbf{n}}) \quad (4)$$
$$\begin{pmatrix} B_1' \\ \vdots \\ B_P' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{1,1} & \cdots & A_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{P,1} & \cdots & A_{P,N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} \quad (5)$$
$$\mathbf{B} = \mathbf{AI} \qquad (6)$$

測定点の数を P 個とすると、A は P 行 N 列の行列となる. この式は線形方程式であるので、変換行列 A の擬似逆行 列をとることによって電流セグメントに流れる電流を推定 できる.

#### 2.3 プローブにより得られる信号

測定点 p においてコイルに発生する起電力の大きさ  $v_p(t)$ はファラデーの法則により、微小時間  $\Delta t$  あたりのコイル の鎖交磁束の変化  $\Delta \Phi_p$  を用いて次式のように表される.

$$v_p(t) = -\frac{\Delta \Phi_p}{\Delta t} \tag{7}$$

観測される磁界の周波数が f である成分に着目すると次式のように表される.

$$v_p(t) = -\frac{\Delta \Phi_p}{\Delta t} = -2NS\pi f B'_p \cos(2\pi f t + \phi_p) \qquad (8)$$

ここでNはコイルの巻数,Sはコイルの面積,B<sup>'</sup><sub>p</sub>は磁界 の振幅, φ<sub>p</sub>は磁界の位相である.この式を元に,回路の 電流セグメントからプローブの出力電圧へのトランスイン ピーダンス行列を求め,その逆行列を用いて電流セグメン トに流れる電流を推定する.トランスインピーダンス行列 Zと各測定点でのプローブ出力電圧のベクトル V及び電 流セグメントに流れる複素電流のベクトル I との関係式は 次式のように表すことができる.

$$\mathbf{V} = -2NS\pi f \mathbf{B} \tag{9}$$

$$Z_{p,n} = -2NS\pi f A_{p,n} \tag{10}$$

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I} \tag{11}$$

# 3. 電源網の検査手法

本研究では、あらかじめ電源網をテストするための信号 源をチップに組み込んでおく手法を提案する。本研究で提 案する検査手法の概要を図5に示す。電源網の各所に信号 源を配置し、外部信号により電流を印加できるようにして おく。電源網の検査したい部分の信号源を有効にし、それ により生じる磁界をプローブによって測定して磁界マップ

2016 Information Processing Society of Japan



図5 テスト用の信号源が挿入された電源網

を得る.この磁界マップと電源網及びテスト用信号源のレ イアウト情報を用いて電流分布を推定し、電源網に存在す る異常を検査する.テスト用信号源を使うメリットとして は、印加する箇所が既知であるため、集積回路が通常動作 している時に比べて逆問題を解くのが容易であり、高い精 度での電流推定が可能となることが挙げられる.高精度で 電流推定ができれば、電源網の欠陥をより正確に検出する ことができる.

## 4. 電源網のモデル化

前節で紹介したテスト用信号源を含む電源網を、図6の ような電流セグメントに分割して考える。この電流セグメ ントに流れる電流が各測定点に作る磁界を求めることによ り、前節で説明を行った行列に基づく式を算出し、この逆 行列を用いて磁界から電流を推定する。しかしながら、磁 界の測定時には様々な雑音が重畳する。そこで雑音の影響 を低減するために、キルヒホッフの第一法則を制約条件と して取り入れる.この制約条件を取り入れることにより, 測定した磁界分布に雑音が重畳したとしても推定結果への 影響を抑えることができる。本研究では電源網の欠陥を検 出することを目的としているため、電源網のインピーダン スなどの情報は制約条件に取り入れるのは望ましくない. そこで今回は、図6中に円で示されるような境界でキルヒ ホッフの第一法則を満たすように制約条件を設定する。キ ルヒホッフの第一法則とは、一つの接点に流入する総電流 と流出する総電流は等しいとするものであり、この制約条 件はスルーホールの欠陥や電源網の断線があったとしても 成立するものである。キルヒホッフの第一法則を制約条件 として電流推定を行う手法は磁界から電流を推定する先行 研究でも用いられている [5]. 接点の数を L 個,電流セグ メントの数を N 本として電流セグメントの接続関係を N 行L列の行列Qで表す.

$$Q_{n,l} = \begin{cases} 1(I_n が接点 | に流れ込む) \\ -1(I_n が接点 | から流れ出す) \\ 0(I_n が接点 | に接続していない) \end{cases}$$
(12)

すると、キルヒホッフの第一法則は行列 Q と電流セグメ



図 6 電源網の電流セグメントへの分割とキルヒホッフの第一法則

ントのベクトル I を用いて次式のように表すことができる.

$$\mathbf{QI} = \mathbf{0} \tag{13}$$

この制約条件に基づいて電流推定を行うために, ラグラ ンジェの未定乗数法を用いる.最小化するべき評価関数 Eを式 (6) に定義した AI = B を満たす A を使って次式の ように定義する.

$$E = \sum_{p=1}^{P} (B_p - (\mathbf{AI'})_p)^2$$
(14)

ここで I' は推定された電流ベクトルである。AI' は推定 された電流ベクトルから測定点に生成される磁界を示し, これと実際の測定との差の二乗和が評価関数となる。キル ヒホッフの第一法則を制約条件として,この評価関数を最 小化する I' が求めるべき電流ベクトルとなる。

## 5. 実験結果

これまでに述べた検査手法が有効であることを電磁界シ ミュレーションによって確認する.チップの電源網と信号 源をモデル化して,それらが生成する磁界分布を電磁界シ ミュレーションを用いて算出する.この磁界分布を用いて 電源網に流れる電流を推定する.電磁界シミュレーション に用いるモデルに意図的な欠陥を作り,それを磁界から検 出することでこの検査手法の有効性を確認する.

#### 5.1 チップのモデル

今回作成したモデルを図7に示す.Keysight 社の EM-Pro をシミュレーターとして用い,有限要素法 (FEM) で シミュレーションを行った.モデルの各寸法は Rohm 社の 0.18µm プロセスに準拠している.第四層メタル (M4) と第 五層メタル (M5) に電源網があり,テスト用の信号源は第 一層メタル (M1) にある.今回は M4 と M5 の間のスルー ホールが欠落しているという欠陥を想定する.電源メッ シュの太さは 50µm,間隔は 50µm とした.実際のチップ にある要素で本モデルでは省略しているものとして,基板 や各信号源を駆動するための信号線が挙げられる.基板に 関しては,基板も含めたモデルを作成し基板を取り除いた ものと磁界分布を比較して磁界の値の変化が最大で 4%程 度であった.駆動に必要な信号線に関しては,実際のチッ



図7 チップのモデルと意図的に挿入されたスルーホール欠陥



**図 8** 高さ 100µm での磁界分布 [A/m]

プ設計を通じて駆動電流は信号に対して1%以下であるこ とが分かっている.このため、シミュレーション実行時間 の短縮のためこれらについては取り除いて実験を行うこと とする.また、実際のチップに比べて1つのスルーホール の面積を大きくしているが、これはモデルが細かくなりす ぎてシミュレーションに時間がかかることを避けるため のものである.スルーホールによる抵抗値が変化しないよ うに導電率を調整した上でサイズを変更している.スルー ホールを実際の寸法でモデリングしたものと簡略化したも のの両方でモデリングを行い磁界分布を比較して、スルー ホールの細かさが磁界分布に影響しないことを確認した.

#### **5.2 磁界分布の比較**

各信号源を ON にした際の高さ 100µm での x 方向及び y 方向の磁界分布を図 8 に示す.欠陥が導入されたモデル において円に囲まれた部分のスルーホールが欠けている. 欠陥が導入されたものとそうでないもので磁界分布を比較 すると,欠陥が導入された方が磁界の最大値が高いことが 分かる.このことから,欠陥により電流経路が変化した結 果,電流集中が発生していることが分かる.しかしながら, 磁界分布のみで欠陥の箇所を断定するのは難しい.

#### 5.3 電流推定結果

得られた磁界分布から仮想的な測定点での磁界のみを用いて電流分布推定を行い,欠陥の検出が可能であることを示す.まず前節で紹介したように電流セグメントに分割したモデルを作成する.この各電流セグメントから各測定点で観測される磁界によるプローブ出力電圧へのトランスインピーダンス行列を作成して,制約条件を付与して電流推定を行う.測定点は高さ100μmの平面で25μm間隔に設定した.スルーホールに流れる電流は各電流セグメントに流れる電流から導出することができる.電流推定結果を図9に示す.矢印の太さが電流の大きさを示す.今回のシ



図 10 スルーホールに流れる電流の推定結果

<b>表 1</b> 雑音の種類	
雑音源	種類
測定対象のチップ	熱雑音
プローブ	コイルの熱雑音
	アンプの熱雑音
配線	熱雑音
	寄生成分

ミュレーションでは線形な素子のみが用いられているため, 特定の周波数では信号源に流れる電流に比例して電源網に 流れる電流が変化する.よって図は流れる電流の振幅の比 と考えることができる.電流推定結果から導き出した各ス ルーホールに流れる電流を図 10 に示す.太線で囲った部分 が意図的なスルーホール欠陥を導入した箇所である.これ を見ると,欠陥を導入した場合には,明らかにスルーホー ルに流れている電流が小さくなっていることが分かる.ま た,スルーホール欠陥がある場合は他のスルーホールに電 流が集中していることも分かる.

# 6. 測定に伴う雑音に関する考察

実際の測定では、様々な雑音発生源により測定結果に雑 音が重畳すると考えられ、測定に重畳する雑音の大きさと 信号の大きさの比で電流の推定精度が決まる.測定に重畳 する雑音を事前に知ることにより、求められる電流推定精 度を得るために必要な条件を明らかにする.

## 6.1 発生する雑音の種類

この測定系で想定される雑音の種類を表1にまとめる. この中でアンプで増幅された後に発生する熱雑音は増幅さ 2016 Information Processing Society of Japan れる前に生じる熱雑音に比べて影響が十分小さいと考えら れる.また、測定回路の配線の熱雑音も信号に対して十分 に小さいと考えられる.一方コイルに発生する誘導起電力 は非常に小さいものであり雑音の影響を受けやすい.よっ て信号と雑音の比が最も悪くなるのはコイルの誘導起電力 に対するコイルの熱雑音であると考えられる.以上からコ イルの熱雑音とアンプに由来する入力換算雑音を主な雑音 源として考える.

## 6.2 熱雑音のモデル化

発生する熱雑音の大きさについては次式で表すことがで きる.

$$v_n = \sqrt{4k_b T R B} \tag{15}$$

ここで kb はボルツマン定数, T は絶対温度, R は雑音源 の抵抗, B は測定のバンド幅を指す.熱雑音は周波数領域 では一定のパワーを持つ白色雑音であるので、測定の帯域 幅によって雑音のパワーが決まる。スペクトラムアナライ ザで測定する際の帯域幅を小さくすることで熱雑音の振幅 を抑えることができる。アンプでの信号増幅前に発生する 雑音の原因は主にコイルの抵抗で発生する熱雑音とアンプ で発生する熱雑音である。アンプで発生する熱雑音は、入 力換算雑音として考える。従って、アンプの増幅前に発生 する雑音はコイルの熱雑音にアンプの入力換算雑音を足し たものとなる。この雑音の大きさは測定点の場所にかかわ らず一定であり、アンプとコイルの性能によって決まるた め、測定前に事前に評価することが可能である。この熱雑 音はプローブの出力結果に加算されるため、実際の測定結 果 V<sub>measure</sub> は式 (11) と雑音ベクトル N を用いて表すと 次式のようになる.

$$\mathbf{V}_{\mathbf{measure}} = \mathbf{ZI} + \mathbf{N} \tag{16}$$

この時,出力電圧から電流セグメントに流れる電流をトラ ンスインピーダンスの疑似逆行列 **Z**<sup>+</sup> を用いて求めると次 式のようになる.

$$\mathbf{I}_{\mathbf{estimate}} = \mathbf{Z}^{+} \mathbf{V}_{\mathbf{measure}} = \mathbf{Z}^{+} \mathbf{Z} \mathbf{I} - \mathbf{Z}^{+} \mathbf{N} \qquad (17)$$

式 (17) から、プローブの雑音にトランスインピーダンスの 疑似逆行列をかけたものが電流セグメントの推定値に重畳 する雑音と考えることができる.ある周波数での熱雑音の 瞬時値は正規分布で与えられるので、熱雑音による推定誤 差  $\mathbf{Z}^+ \mathbf{N}$  も正規分布の形で表現することができる.熱雑音 の平均値は0であり標準偏差は式 (15) で与えられる.よっ て電流セグメント n の推定電流の標準偏差  $\sigma_n$  は測定点 pでの熱雑音  $\sigma_{v(p)}$  を用いて次式のように表すことができる.

$$\sigma_n = \sqrt{\sum_{p=1}^{P} Z_{(n,p)}^{+}^2 \sigma_{v(p)}}$$
(18)



図 11 プローブの熱雑音により発生する推定電流誤差の標準偏差

この式を使って熱雑音の評価を行う.熱雑音の大きさはプ ローブと測定機器の各パラメータに依存する.プローブは 当研究室で開発された磁界プローブ[6]を使用することを 想定し、シミュレーション時の各種パラメータは表2のよ うに設定した.測定点と電流セグメントの配置に関しては 第5章において用いたものと同じものを使用している.

#### 6.3 熱雑音による推定誤差の評価結果

前節の推定と同様の条件で熱雑音の評価を行った。各電 流セグメントに重畳する熱雑音による誤差の標準偏差をプ ロットしたものを図 11 に示す。線が電流セグメントを表 していて、各電流セグメントの中心にある円の色が熱雑音 による推定誤差の標準偏差を表している. 信号源が配置さ れた中央付近は1つの電流セグメントあたりの測定点が 少なくなるため熱雑音の影響が大きくなっている。キルヒ ホッフの第一法則を用いたものとそうでないものの推定誤 差を比較すると、制約条件なしの場合推定の標準偏差は最 大で約25µA であるのに対して、キルヒホッフの第一法則 を適応したものは推定の標準偏差が最大で 4.5µA となって おり、制約条件の導入が熱雑音の影響を軽減するのに有効 であることが分かる。標準偏差の値から、キルヒホッフの 第一法則を制約条件として用いれば、各電流セグメントに 振幅 500µA の電流が流れていれば、熱雑音による推定誤 差は真値の1%以下となることが分かる.

# 7. 結論

本研究では、集積回路の電源網解析のための磁界測定に よる電流推定手法を提案した。当研究グループにて提案・ 開発された高精度 X-Y-Z ステージと集積化磁界プローブ により構成される磁界計測システムにより取得した近傍磁 界から、電源網の各電流セグメントに流れる電流量を推定 する。キルヒホッフの法則に基づく制約条件を導入するこ とにより測定時の雑音の影響を抑え、電源網の欠陥検出に 必要な精度での電流推定が可能であることを電磁界シミュ レーションにより示した。また、意図的に導入した配線層 間スルーホールの欠陥箇所を可視化し検出することが可能 である事を示した。本手法は、電流印可のための信号源を あらかじめ回路内に挿入しておく必要があるものの、高い 信頼性が要求される応用において、製造後のチップの電源 網品質を非破壊にて直接測定・評価できるという利点があ る。提案手法による電源網解析手法の実測による評価を行 うため、本稿で用いたモデルに相当する配線網を持つチッ プの設計を行った。今後の課題として磁界計測システムに よる試作チップの測定を通した提案手法の実測による評価 およびチップ内に導入する信号源の配置に関する最適化な どが挙げられる。また内部の信号源を用いずに外部からの 信号印可により電源網解析を行う手法についても検討中で ある。

## 謝辞

本研究は東京大学大規模集積システム設計教育研究セン ターを通し,ローム株式会社,キーサイト・テクノロジー 合同会社,日本ケイデンス株式会社およびシノプシス株式 会社の協力で行われたものである。

#### 参考文献

- Vives-Gilabert, Yolanda et al, "Modeling magnetic radiations of electronic circuits using near-field scanning method." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp. 391-400, 2007.
- [2] Barriere, P-A., Jean-Jacques Laurin et al, "Mapping of Equivalent currents on high-speed digital printed circuit boards based on near-field measurements." *IEEE Trans*actions on Electromagnetic Compatibility, pp. 649-658, 2009.
- [3] Tong, Xin, David W. P. Thomas *et al*, "Modeling electromagnetic emissions from printed circuit boards in closed environments using equivalent dipoles." *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, pp. 462-470, 2010.
- [4] Martin Schmidt, Manfred Albach et al, "Reconstruction of currents from EMC near-field measurements by means of continuity equation constraints." *IEEE Symposium* on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity (EMCSI), pp. 154-159, 2015.
- [5] 中村 陽二, 飯塚 哲也 et al, "LSI セキュリティ対策のための集積回路の表面磁界 分布からの動作状態推定" 情報処理学会 DA シンポジウム 2013 論文集, pp. 151-156, Aug., 2013.
- [6] Mai-Khanh, Nguyen Ngoc et al, "A Near-Field Magnetic Sensing System With High-Spatial Resolution and Application for Security of Cryptographic LSIs." *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 840-848, 2015.