

第 504 回伝送工学研究会

プリント基板上線路の電流分布の推定法に関する研究

平成 19 年 10 月 23 日

加藤 純人 陳 強 澤谷 邦男

東北大学大学院工学研究科

プリント基板上線路の電流分布の推定法に関する研究

加藤 純人
Sumito Kato

陳 強
Qiang Chenq

澤谷 邦男
Kunio Sawaya

東北大学大学院工学研究科

Graduate School of Engineering, Tohoku University

1. はじめに

近年、電子機器の小型化及び動作の高速化に伴い、電子機器内のプリント基板から放射される妨害波による電磁干渉問題が深刻になっている。それ故、先進国では電磁波の漏洩に関する厳しい基準が設けられている。不要電磁波の放射源の位置を特定して電磁干渉を抑圧するために、プリント基板(Printed Circuit Board, PCB)上の電流分布を定量的に把握することは極めて重要かつ有効な手段である。

従来の関連研究では、等価波源による推定手法が検討されてきた[1]-[7]。放射源近傍の電磁界分布を測定することにより遠方界を評価するには効果的な手法である。しかし、この手法では等価波源上の電流値は評価できるが、元の波源上の電流分布は未知であった。

近傍電磁界の測定から波源上の電流分布を推定するには逆問題を解く必要がある[8]-[10]。グリーン関数を適用することにより波源上の電流と近傍電磁界との間に行列方程式を立てることができ、複雑な構造を持つ PCB ではグリーン関数を求めることは難しい。

そこで、著者らはこれまでに、FDTD 法を用いて仮想波源と受信プローブ間の相互インピーダンスを求めることにより、近傍電磁界の測定値から多層 PCB 上の電流分布を推定する方法を提案してきた[10]。しかし、現在までに本手法は線状導体及び集中定数素子から構成されるモデルについてしか検討されておらず、面状導体を含むモデルについての検討が必要である。

本報告では、本手法を用いて面状導体を含むプリント基板上の電流分布の推定を行ったので、その結果を述べる。

2. 原理

2.1. 推定手法

多層 PCB の一般的なモデルとして、図 1 のような集中定数素子を含む 2 層構造の PCB を考える。

電流分布の推定モデルを図 2 に示す。集中定数素子から電磁界は放射されないため、集中定数素子は全て取り除かれる。また、マイクロストリップ線路は電気的に小さい電流セグメントに分割される。このとき伝送線路上の電流分布 $\mathbf{I}(\mathbf{r})$ は展開関数 $\mathbf{f}_j(\mathbf{r})$ を用いて次のように展開される。

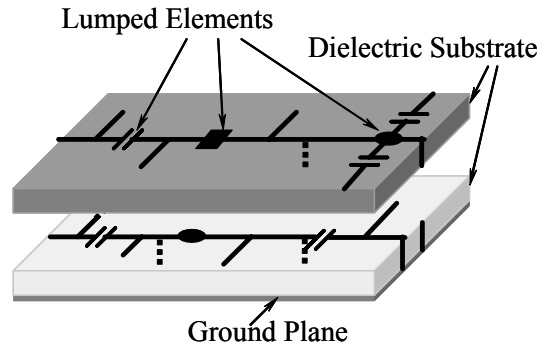


図 1 多層 PCB .

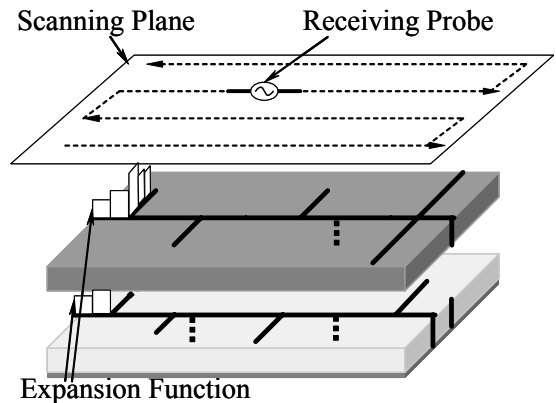


図 2 電流分布の推定モデル .

$$\mathbf{I}(\mathbf{r}) = \sum_{j=1}^N I_j \mathbf{f}_j(\mathbf{r}) \quad (1)$$

ここで I_j は未知の電流係数、 N は電流セグメントの総数であり、展開関数 \mathbf{f}_j は次式で表される区分的なパルスとする。

$$\mathbf{f}_j(\mathbf{r}) = \begin{cases} 1 & \mathbf{r} \in \text{segment } j \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

近傍電界 $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ とセグメント上の電流 $\mathbf{I}(\mathbf{r})$ との関係は、電界積分方程式 (Electric Field Integral Equation, EFIE) により次のように表される。

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \int \overline{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{I}(\mathbf{r}') d\mathbf{r}' \quad (3)$$

ここで、 $\overline{\mathbf{G}}(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ は多層基板の境界条件を満たすダイア

ディックグリーン関数である．このグリーン関数が既知であれば，近傍電界を測定することにより電流を推定することができる．

(1)~(3)式により次式が導かれる．

$$V_i = \sum_{j=1}^N Z_{ij} I_j \quad (i=1\sim M) \quad (4)$$

ここで Z_{ij} は測定点 i にあるプローブとセグメント j の相互インピーダンスであり，数値的に求める必要がある． V_i は測定点 i における受信電圧， M は測定点の総数である．

2.2. 相互インピーダンス

本手法では Z_{ij} を FDTD 法により計算している．図 3 に FDTD 法の解析モデルを示す．電流セグメント j に対して走査面上にある Yee セルの電界の接線成分を計算する．全ての電流セグメントに対して走査面上の電界を得るために，FDTD 計算を N 回行う必要がある．受信プローブとしてダイポールアンテナを用いる場合，(4)式中の Z_{ij} は次のように表される．

$$Z_{ij} = \frac{1}{I_j} \sum_{k=1}^K \int \mathbf{E}_k(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{w}_i(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \quad (5)$$

ここで $\mathbf{w}_i(\mathbf{r})$ は区分的な正弦関数で，ダイポール上の電流分布を示している． K はダイポール上の Yee セル数であり，ダイポールに沿って積分を行うことで受信電圧が計算される．図 4 はプローブと Yee セルとの位置関係を示している．

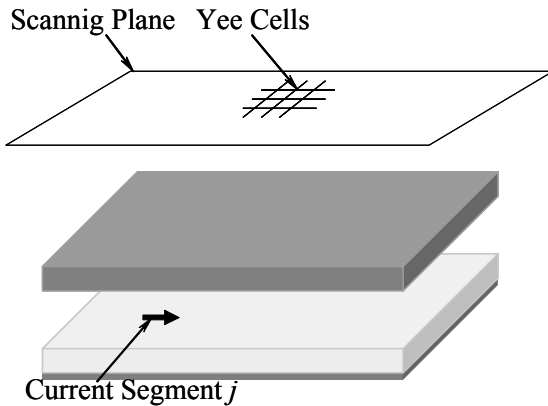


図 3 相互インピーダンスを求める時の FDTD 法の解析モデル．

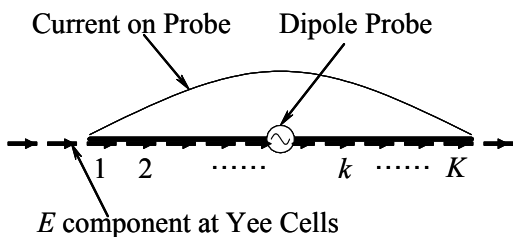


図 4 受信プローブと Yee セル．

2.3. 一般逆行列

V_i は測定により求められ，相互インピーダンスは FDTD 法により計算できるので，(4)式を解くことにより未知の電流係数 I_j が得られる．(4)式は以下のような行列方程式として表すことができる．

$$[Z][I] = [V] \quad (6)$$

ここで， $[Z]$ は $M \times N$ 次元のインピーダンス行列， $[I]$ は成分 N のベクトル， $[V]$ は成分 M のベクトルである．

この行列方程式は $M \geq N$ における一般逆行列を用いることによって解くことができる．

$$[I] = ([Z]^H [Z])^{-1} [Z]^H [V] \quad (7)$$

ここで， $[Z]^H$ は $[Z]$ のエルミート共役行列である．

2.4. 条件数

条件数 κ は (8) 式で表され，連立方程式の数値的安定性を示す．

λ_{max} は $[Z]^H [Z]$ の最大固有値であり， λ_{min} は $[Z]^H [Z]$ の最小固有値である． κ は数値計算を行う際の丸め誤差が解の誤差として拡大される程度を表し， κ が小さいほど安定した数値計算が行えることを示す．条件数 κ は電流分布の数値解が分かっても導入可能である．

$$\kappa(Z) = \frac{\sqrt{|\lambda_{max}|}}{\sqrt{|\lambda_{min}|}} \quad (8)$$

2.5. 相関係数

相関係数 γ は (9) 式で表され，数値解と推定値の一致性を示す．

$$\gamma = \frac{|\sum_{j=1}^N (x_j - x^*)(y_j - y^*)|}{\sqrt{\sum_{j=1}^N (x_j - x^*)^2} \sqrt{\sum_{j=1}^N (y_j - y^*)^2}} \quad (9)$$

x_j は FDTD で計算された数値解 I_j であり， x^* は x_j の平均値である．また， y_j は本手法により推定された推定値 I_j であり y^* は y_j の平均値である． $0 \leq \gamma \leq 1$ であり， γ が 1 に近いほど高精度であることを示す．相関係数 γ は電流分布の数値解が分かっている場合に導入可能である．

3. 数値シミュレーションによる走査パラメータの最適化

3.1. 電流分布の推定モデル

電流分布の推定に用いた PCB の構造を図 5 及び表 1 に示す．PCB 上には $0.3\lambda \times 0.3\lambda$ の正方形のパッチがあり，全長 0.2λ のマイクロストリップ線路により給電されている．

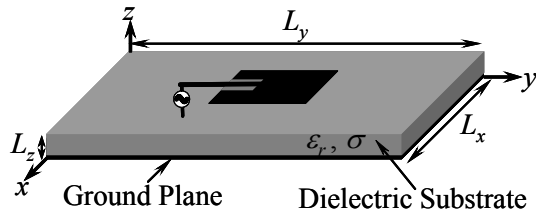


図 5 電流分布の推定に用いた PCB の構造 .

表 1 電流分布の推定に用いた PCB のパラメータ .

| | |
|--|--|
| f [GHz] | 1.5 |
| L_x, L_y, L_{z1}, L_{z2} [λ] | 0.8, 0.8, 0.008, 0.008 |
| σ_1, σ_2 [S/m] | $2.13 \times 10^{-3}, 2.13 \times 10^{-3}$ |
| $\epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$ | 4.4, 4.4 |

図 6 には電流分布の推定モデルを示す . マイクロストリップ線路部分については , 線路に沿って仮想波源を配置する . パッチ部分は格子状に仮想波源を配置することで近似する . また仮想波源長 $l_s=0.05\lambda$, 仮想波源の総数 $N=84$ とした .

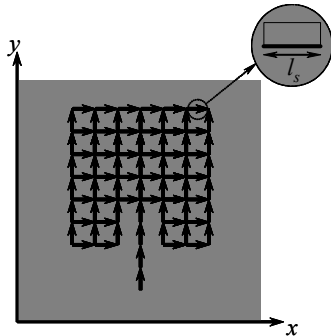


図 6 電流分布の推定モデル .

3.2. プローブ走査面

近傍界測定のためのプローブ走査面を図 7 に示す . 受信プローブとして全長 l_p のダイポールアンテナを用いた . 波源と走査面間の距離は d_z である . 受信プローブの走査範囲は $S_x \times S_y$ であり , 測定点数は $M_x \times M_y$ とする . 測定点の間隔は x 方向と y 方向それぞれ s_x, s_y である . また , プローブ測定点では一箇所につき x 方向と y 方向の 2 偏波を受信する .

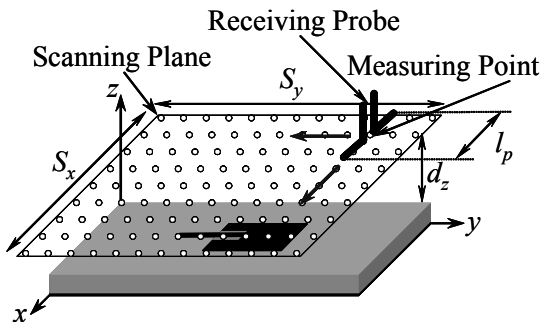


図 7 近傍界測定のためのプローブ走査面 .

3.3. プローブ長 l_p による推定精度の変化

まず高精度で測定するための条件を求めるために , プローブ長 l_p を $0.1\lambda \sim 0.5\lambda$ まで変化させてシミュレーションを行った . このとき走査範囲 $S_x=S_y=0.5\lambda$, SNR=20dB である . 測定距離 d_z の関数として条件数 κ と相関係数 γ のグラフを図 8 , 図 9 に示す . この結果から , 受信 SNR を同じであると仮定した場合は , プローブ長が長くなるほど推定精度が低くなるのが分かる . これはプローブが長くなるほど分解能が落ち , 線路を区別できなくなるためであると考えられる . また $l_p=0.1\lambda$ のとき高精度に推定するためには , $d_z \leq 0.04\lambda$ とする必要がある .

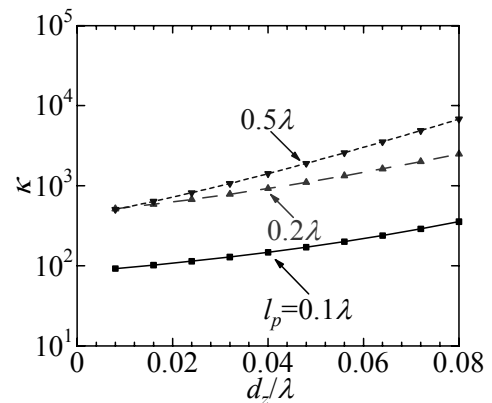


図 8 条件数 κ による数値計算の安定性の評価 .

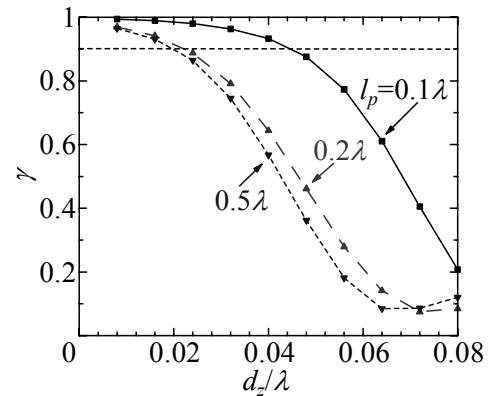


図 9 相関係数 γ による電流分布推定精度の評価 .

3.4. 走査範囲 $S_x=S_y$ による推定精度の変化

同様に , 走査範囲 $S_x=S_y$ を $0.3\lambda \sim 1.0\lambda$ まで変化させてシミュレーションを行った . このとき , プローブ長 $l_p=0.1\lambda$, $d_z=0.04\lambda$ である . 測定距離 d_z の関数として条件数 κ と相関係数 γ グラフを図 10 , 図 11 に示す . このグラフから走査範囲 $S_x=S_y \geq 0.4\lambda$ のときには κ がほとんど同じ値をとっており , γ が 0.9 以上の高い精度で推定できていることが分かる . これは , 波源全体をカバーする程度の走査範囲で十分であることを示している .

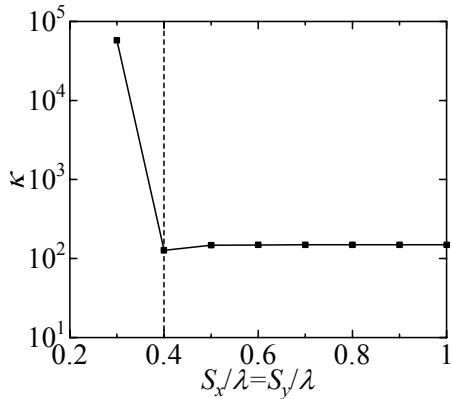


図 10 条件数 κ による数値計算の安定性の評価 .

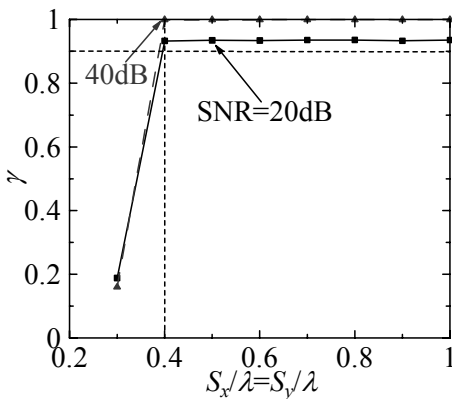


図 11 相関係数 γ による電流分布推定精度の評価 .

4. 実験による電流分布の推定

4.1. 実験系

図 12 に実験系を示す . ネットワークアナライザの Port1 に電流分布の推定対象である PCB を接続し , Port2 に受信プローブを接続する . 各測定点で S_{21} を測定することによってプローブの受信電圧分布を求める . この際 , プローブの位置は xy Scanner Controller で正確に制御される . 使用したネットワークアナライザは HP 製の HP8753E であり , また xy Scanner Controller は DEVICE 製の DX4121AV1/O である . また , 実験に用いたプローブの走査パラメータは表 2 に示す .

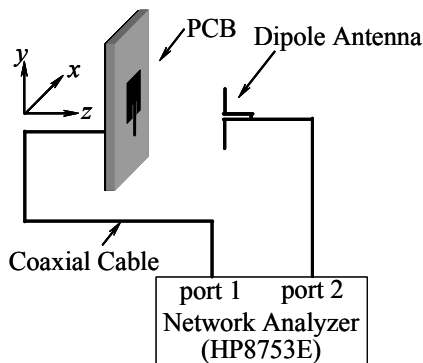


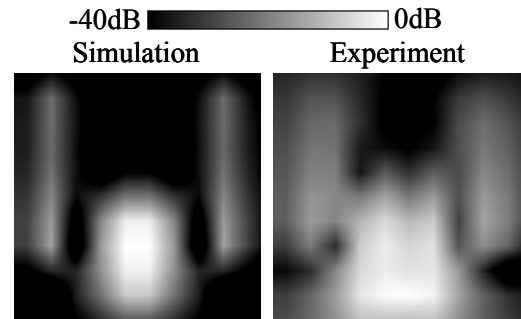
図 12 実験系 .

表 2 走査パラメータ .

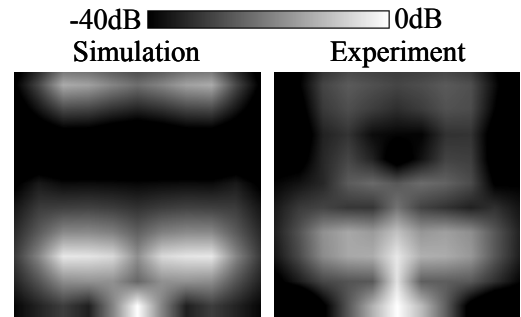
| | |
|--------------------------|------------|
| l_p [λ] | 0.1 |
| d_z [λ] | 0.04 |
| S_x, S_y [λ] | 0.5, 0.5 |
| s_x, s_y [λ] | 0.05, 0.05 |
| M_x, M_y | 11, 11 |

4.2. 受信電圧分布

プローブ受信電圧の振幅分布について , 実験値と数値シミュレーションによって求められた結果の比較を図 13 に示す . y 偏波の実験値で数値シミュレーションにはないピークが見られるが , 受信プローブのバラツキが機能せずケーブルに電流が流れてしまったためと考えられる . x 偏波については , 数値シミュレーションと実験値で概ね一致している .



(a) x 偏波 .

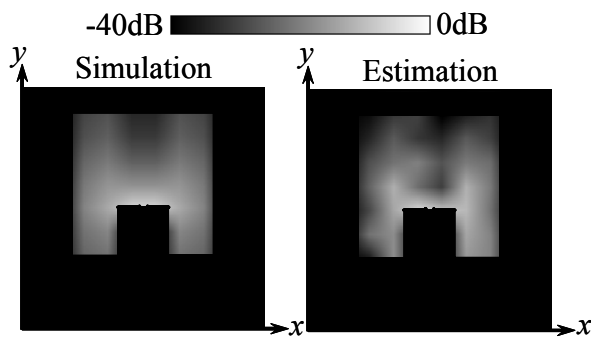


(b) y 偏波 .

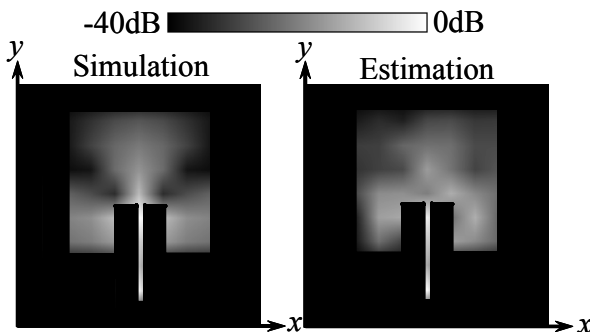
図 13 プローブ受信電圧分布 .

4.3. 電流分布の推定結果

実験によって求められた受信電圧分布による電流分布の推定値と , 数値シミュレーションによって求められた電流分布の数値解の比較を図 14 に示す . 推定値では電流分布の対称性が乱れているセグメントが見られるが , 近傍電界の測定誤差によって引き起こされたと考えられる . 数値解と推定値と比較すると , 定在波のピーク的位置は一致しており , 電流分布の全体的な傾向も概ね一致していることが分かる .



(a) x 成分 .



(b) y 成分 .

図 14 電流分布の推定結果 .

5. まとめ

近傍電磁界の測定によって、面状導体を含むモデルの電流分布の推定を行った。パッチ部分は仮想波源を格子状に配置することで近似した。近傍電界の測定誤差により推定値では対称性が乱れているセグメントがあったが、電流分布の全体的な傾向は数値解とほぼ一致しており、本手法の妥当性を示した。

文 献

- [1] P. Petre and T.K.Sarkar, "Near-field to far-field transformation using an equivalent magnetic current approach," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.40, pp. 1348-1356, Nov. 1992.
- [2] A. Taaghola and T. K. Sarkar, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry, utilizing an equivalent magnetic current," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, vol. 38, pp. 536-542, Aug. 1996.
- [3] S.Blanch, R. G. Yaccarino, J. Romeu, and Y. Rahamat-Samii, "Near-field to far-field transformation of bi-polar measurements by equivalent magnetic current approach," *IEEE AP-Symp.*, June 1996, pp.561-564.
- [4] Peter Petre and Tapan Kumar Sarkar, "Planar Near-Field to Far-Field Transformation Using an Array of Dipole Probes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp.534-537, vol.42, No.4, Mar 1994.
- [5] Tapan Kumar Sarkar, and Aradalan Taaghola, "Near-Field to Near/Far-Field Transformation for Arbitrary Near Field Geometry Utilizing an Equivalent Electric Current and MoM," *IEEE Trans.*

Antennas Propagat., pp.566-573, vol.47, No.3, Mar 1999.

- [6] Jean-Jacques Laurin, Fean-Francois Zurcher, and Fred E. Gardiol, "Near-Field Diagnostics of Small Printed Antennas Using the Equivalent Magnetic Current Approach," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, pp.814-828, vol.49, No.5, May 2001.
- [7] Jeromo Colinas, Yuves Goussard, Member, and Jean-Jacques Laurin, "Application of the Tikhonov regularization technique to the equivalent magnetic currents near-field technique," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 49, pp.814-828, May 2001.
- [8] K. Goshu and T. Iwasaki, "Estimation of the Current Distribution on a Half Wavelength Dipole Antenna from Near-Electric Field," Technical Report of IEICE, EMCJ99-132, pp.13-18, Mar. 2000.
- [9] Ifong Wu, Shinichiro Nishizawa and Osamu Hashimoto, "A Study of the Surface Current Distribution on the Microwave Transmission Line Using Green's Function," *Science and Technology of Advance Materials*, vol7, No.1, pp.84-89, Jan. 2006.
- [10] Q. Chen, S. Kato, and K. Sawaya, "Estimation of Current Distribution on Multi-layer Printed Circuit Board by Near-field Measurement," Proc. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), CD-ROM, Singapore, 2006.