

Aspecte generale ale simulării proceselor tehnologice în microelectronică (partea III)

(General Aspects of Simulation Processes in Microelectronics (Part 3))
(Full text in Romanian)

Eugen Ștefan LAKATOȘ¹

¹Universitatea „Valahia” din Târgoviște, Bd. Regele Carol I, nr. 2, 130024 Târgoviște, România

Abstract

The paper presents the main aspects of the concept of modelling in microelectronics, as a tool used to describe the electric behaviour of devices and integrated circuits, before their manufacture, or technological processes required for manufacturing, by simulation. They highlight the main stages of technological design, in terms of simulation of a flow sheet: technological process simulation, devices simulation that make up the circuit and circuit simulation. From this point of view, there are three types of models: models of the processes that make up a flow sheet, models describing the electric behaviour of semiconductor devices and integrated circuits. There are exposed, briefly, methods of solving differential equations, with examples of analytical solution (one-dimensional Poisson equation, in the case of ideal MOS structure) and numerical solution (grid generation, discretization of differential equations), exemplifying numerical solving of Poisson equation for electrostatic potential simulation in two-dimensional structure of the MOS transistor. 1D diffusion model is considered for modelling the diffusion of low and high impurities concentration, with an example of solving one-dimensional diffusion equation by finite difference method. It also gives the Newton-Raphson iteration method for linearization of nonlinear algebraic equations, using as an example the semiconductor diode I-V characteristic.

Keywords: technological process simulation, physical model, empirical model, analytical model, analytical solution, numerical solution

Received: 28 December 2016

To cite this article:

LAKATOȘ E.Ș., „Aspecte generale ale simulării proceselor tehnologice în microelectronică (partea III)” (General Aspects of Simulation Processes in Microelectronics (Part 3)), in *Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA)*, 2017, vol. 65, no. 2, pp. 154-159, ISSN 1582-5175.

7. Rezolvarea ecuației Poisson pentru simularea potențialului electrostatic în structura bidimensională a tranzistorului MOS

Pentru structuri MOS cu lungimi de canal sub-micronice, ecuația Poisson pentru simularea potențialului și câmpului electric este de forma bidimensională reprezentată de relația 2.18 (vezi § 2, partea I, substrat semiconductor de tip p).

Soluția acestei ecuații de ordinul doi, parțial diferențială și neliniară, se obține numai cu tehnici de analiză numerică.

În continuare se prezintă un exemplu de calcul prin metoda analizei numerice, pentru acest tip de ecuație.

Geometria structurii tranzistorului MOS pe substrat semiconductor de tip p , pentru simularea potențialului, este în mod intenționat simplificată pentru reducerea complexității matematice a exemplului.

Ipotezele de calcul sunt de asemenea simplificatoare: concentrațiile de dopare ale regiunilor sursei și a drenei se neglijează ($N_D = 0$); tensiunea V_{GS} este mai mică decât tensiunea de prag (conducție sub prag, $V_{GS} < V_T$), curentul de drenă fiind, astfel, destul de mic pentru a nu modifica potențialul electrostatic.

Ecuația Poisson bidimensională este de forma (vezi relația 2.18, § 2, partea I):

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} = -\frac{\rho}{\epsilon_s} \equiv -\frac{q}{\epsilon_s} (p_p - n_p + N_D - N_A), \quad (7.1)$$

rezolvându-se în regiunea AFGH, a substratului semiconductor (fig. 7.1, [1]).

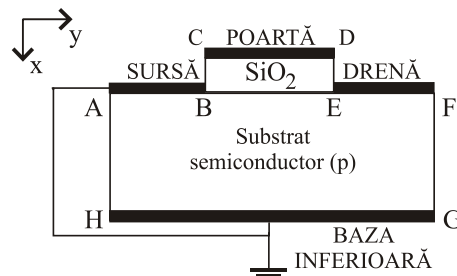


Figura 7.1. Geometria simplificată a structurii tranzistorului MOS pentru simularea potențialului electrostatic (prelucrat după Wolf [1])

Pentru a ne raporta la o valoare constantă, care nu depinde de doparea substratului semiconductor, și anume valoarea concentrației intrinseci, n_i , se folosesc, pentru expresiile concentrațiilor purtătorilor de sarcină de neechilibru, relațiile (2.11)

[vezi §2, partea I]. Se obține:

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} = -\frac{q}{\varepsilon_s} \left[\begin{array}{l} n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_{Fp} - \Phi_i)}{kT}\right) \\ - n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_i - \Phi_{Fn})}{kT}\right) \\ - N_A \end{array} \right], \quad (7.2)$$

unde s-a considerat și aproximația $N_D = 0$.

În regiunea CDEB a oxidului porții, considerând un oxid *ideal*, derivata parțială de ordinul doi $\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2}$ este nulă, deoarece nu există sarcini fixe și ioni mobili în stratul de oxid, iar $\frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} = 0$, deoarece nu există câmp electric pe direcția y în oxid (vezi fig. 7.1, *supra*).

Specificarea condițiilor pe frontieră este necesară pentru rezolvarea ecuației (7.2).

Astfel, contactele sursei, (AB), drenei, (EF) și substratului, (GH), sunt considerate contacte ohmice perfecte. Potențialul de-a lungul fiecărui contact este considerat constant și egal cu potențialul aplicat, plus diferența internă de potențial a joncțiunilor sursei și drenei cu substratul, Φ_B (potențialul pe contactul (AB) este egal cu $0 \text{ V} + \Phi_B$, deoarece sursa și substratul sunt legate la masă).

În cazul structurii MOS ideale, sarcina din oxid fiind nulă, inducția electrică, perpendiculară pe interfața oxid-siliciu ($\text{SiO}_2\text{-Si}$), este continuă. Prin urmare, se obțin relațiile:

$$D_{ox} = D_{Si} \Leftrightarrow \varepsilon_{ox} \mathbf{E}_{ox} = \varepsilon_{Si} \mathbf{E}_{Si}, \quad (7.3)$$

sau ținând cont de relația dintre intensitatea câmpului electric și potențial:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \Phi}{\partial \mathbf{x}}, \quad (7.4)$$

rezultă:

$$\varepsilon_{ox} \frac{\partial \Phi}{\partial x} \Big|_{ox} = \varepsilon_{Si} \frac{\partial \Phi}{\partial x} \Big|_{Si}. \quad (7.5)$$

Soluția ecuației (7.2) este o funcție continuă,

$$\begin{aligned} \frac{\Phi_{i+1,j} - \Phi_{i,j} - (\Phi_{i,j} - \Phi_{i-1,j})}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j+1} - \Phi_{i,j} - (\Phi_{i,j} - \Phi_{i,j-1})}{\Delta y^2} &= -\left(\frac{q}{\varepsilon}\right) \left[\begin{array}{l} n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_{Fp} - \Phi_{i,j})}{kT}\right) \\ - n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_{i,j} - \Phi_{Fn})}{kT}\right) - N_{Ai,j} \end{array} \right] \\ \Leftrightarrow \frac{\Phi_{i+1,j} - 2 \cdot \Phi_{i,j} + \Phi_{i-1,j}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j+1} - 2 \cdot \Phi_{i,j} + \Phi_{i,j-1}}{\Delta y^2} &= -\left(\frac{q}{\varepsilon}\right) \left[\begin{array}{l} n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_{Fp} - \Phi_{i,j})}{kT}\right) \\ - n_i \exp\left(\frac{q(\Phi_{i,j} - \Phi_{Fn})}{kT}\right) - N_{Ai,j} \end{array} \right], \quad (7.6) \end{aligned}$$

dependentă de coordonatele spațiale bidimensionale. Soluția numerică a ecuației Poisson (7.2) necesită reprezentarea ei prin valorile discrete ale potențialului și concentrațiilor purtătorilor de sarcină de neechilibru (sau a concentrației de dopare a substratului semiconductor) în nodurile gridului rectangular, care definește regiunea de interes a dispozitivului respectiv.

Pentru a obține o soluție cât mai corectă, este necesară folosirea unui grid neuniform, pe cele două direcții, cu linii mai dese la suprafața stratului semiconductor și marginile curbe ale joncțiunii planare (zonele în care joncțiunea iese la suprafață), concentrația dopantului variind puternic cu poziția în aceste regiuni (fig. 7.2).

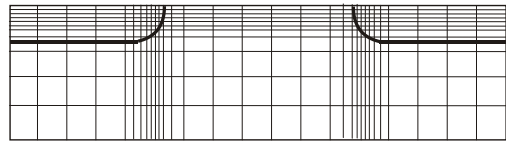


Figura 7.2. Grid neuniform pentru structura de tranzistor MOS (prelucrat după Wolf [1])

Fiecare intersecție a gridului rectangular neuniform reprezintă nodurile în care este calculat potențialul. Aproximarea discretă a ecuației Poisson înseamnă legătura între valorile potențialului pentru fiecare nod și legătura cu nodurile vecine. Nodurile sunt numerotate astfel încât ecuațiile algebrice discretizate pentru fiecare nod să poată fi ordonate într-un format standard, care să faciliteze soluția ecuației matriciale [1].

Discretizarea ecuației Poisson, folosind metoda diferențelor finite, presupune numai o discretizare spațială, deoarece potențialul nu variază cu timpul.

Pentru exemplificarea calculului se consideră aproximația în 5 puncte a metodei diferențelor finite, ilustrată în figura 6.2 (vezi §6, partea a II-a).

Acest exemplu reprezintă o problemă în două dimensiuni, rezolvată în aproximația simplă care include numai cele patru noduri adiacente nodului central.

Rezultatul discretizării este ecuația Poisson bidimensională, asociată nodului central, ecuație dependentă de potențialele electrice ale nodului central și a celor patru noduri adiacente și de concentrația de dopare a nodului central, reprezentată de relația (7.6, *infra*).

Relația (7.6) este o ecuație algebrică *neliniară*, care se poate rezolva prin *metode algebrice*.

Pentru fiecare nod este necesară o astfel de ecuație, cu excepția nodurilor pentru care potențialul este fixat prin tensiunea aplicată.

8. Forma setului de ecuații discretizate pentru alcătuirea matricei de rezolvare

Rezultatul procesului de discretizare este un set de N ecuații algebrice neliniare. Soluția se obține folosind metoda matricială. Setul de ecuații este reprezentat ca o singură ecuație matricială de forma:

$$[\mathbf{B}]\{\Phi\} = \{\mathbf{Q}\}. \quad (8.1)$$

Pentru a pune fiecare ecuație în formatul compatibil cu ecuația matricială de mai sus, ecuația discretizată (7.6) se scrie sub forma:

$$\frac{\Phi_{i-1,j}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j-1}}{\Delta y^2} - \left(\frac{2}{\Delta x^2} + \frac{2}{\Delta y^2} \right) \Phi_{i,j} + \frac{\Phi_{i+1,j}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{i,j+1}}{\Delta y^2} = - \left(\frac{q}{\varepsilon} \right) \begin{bmatrix} n_i \exp \frac{q(\Phi_p - \Phi_{i,j})}{kT} \\ -n_i \exp \frac{q(\Phi_{i,j} - \Phi_n)}{kT} \\ -N_{Ai,j} \end{bmatrix}. \quad (8.2)$$

De exemplu, ecuația pentru nodul central (3,4) este de forma:

$$\frac{\Phi_{2,4}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{3,3}}{\Delta y^2} - \left(\frac{2}{\Delta x^2} + \frac{2}{\Delta y^2} \right) \Phi_{3,4} + \frac{\Phi_{4,4}}{\Delta x^2} + \frac{\Phi_{3,5}}{\Delta y^2} = - \left(\frac{q}{\varepsilon} \right) \begin{bmatrix} n_i \exp \frac{q(\Phi_p - \Phi_{3,4})}{kT} \\ -n_i \exp \frac{q(\Phi_{3,4} - \Phi_n)}{kT} \\ -N_{A3,4} \end{bmatrix}. \quad (8.3)$$

Matricea $[\mathbf{B}]$ va fi de forma:

Coloana	1	2	3	4	5
Rând 1	B ₁₁	:	0	0	0
2	0	B ₂₂	B ₃₂		0
3	0	B ₂₃	1/Δy ²		
4	0	1/Δx ²	-(2/Δx ² +2/Δy ²)	1/Δx ²	0
5	0	0	1/Δy ²		
6	:	:	:		:

9. Liniarizarea ecuațiilor algebrice neliniare

Ecuațiile algebrice neliniare nu se pot rezolva prin metodele convenționale ale algebrei liniare. Pentru rezolvarea acestor ecuații este necesară liniarizarea lor, folosind metoda de iterație Newton-Raphson.

Liniarizarea ecuației este obținută prin înlocuirea termenului neliniar al ecuației (care conține variabila necunoscută) cu primul termen al seriei Taylor,

referitor la ultima valoare cunoscută a variabilei necunoscute, conform relației (vezi relația 6.4, § 6, partea a II-a):

$$f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) + f'(x_0)\Delta x. \quad (9.1)$$

Calculul iterativ începe cu alegerea unei valori estimate pentru variabila necunoscută și se oprește la îndeplinirea condiției de convergență.

Pentru analiza circuitelor electronice a fost creat programul de simulare SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis [program de simulare destinat simulării circuitelor integrate]).

Acest program este destinat simulării circuitelor electrice și electronice. Cu ajutorul lui se pot efectua analize neliniare de curent continuu, analize neliniare tranzitorii și analize liniare de curent alternativ.

Circuitele simulate și analizate cu SPICE pot să conțină atât elemente liniare: rezistoare, condensatoare, bobine cuplate, surse de tensiune și de curent independente, dependente sau comandate, linii de transmisiune, cât și elemente neliniare (dispozitive electronice semiconductoare): diode, tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS.

Tipurile de analiză sunt: *analiza de curent continuu*, care calculează punctul static de funcționare, în condițiile în care condensatoarele sunt deconectate și bobinele scurtcircuitate (ecuațiile neliniare ale caracteristicilor curent-tensiune ale dispozitivelor semiconductoare, sunt rezolvate în mod iterativ); *analiza de curent alternativ*, care calculează valoarea complexă a potențialelor nodurilor unui circuit liniar, în funcție de frecvența semnalului sinusoidal aplicat la intrarea circuitului (pentru circuitele neliniare, acest tip de analiză presupune realizarea condiției de semnal mic: amplitudinea semnalului variabil trebuie să fie mai mică decât tensiunea termică, $V_i < V_{th} \equiv kT/q = 25,9 \text{ mV}$, la $T = 300 \text{ K}$); *analiza tranzitorie*, care calculează, pentru fiecare nod al circuitului, formele de undă în funcție de timp. Această analiză este o analiză de semnal mare (asupra amplitudinii semnalului aplicat la intrare nu se impune nici o restricție).

Programul SPICE construiește și rezolvă ecuațiile corespunzătoare circuitului analizat, folosind metoda potențialelor la noduri.

Algoritmul programului este similar cu cel al unei rezolvări „manuale” a circuitului, utilizând teoremele lui Kirchhoff și relațiile curent-tensiune ale elementelor din laturile circuitului, pentru rezolvarea sistemului de ecuații rezultat.

În 1970 apare prima variantă de SPICE, CANCER, în care se introduce modelul Ebers-Moll pentru tranzistorul bipolar. Această variantă avea următoarele limitări: circuite cu 100 de noduri, 100 dispozitive active, 400 de componente.

În 1972 apare versiunea SPICE1, în care se introduce analiza de noduri (calculul potențialelor nodurilor circuitului) și modelul pătratic pentru tranzistoarele MOS.

În 1975 apare versiunea SPICE2 cu analiza de

noduri modificată (calculul potențialelor nodurilor circuitului și a curenților prin sursele de tensiune) și alte modele pentru tranzistorul MOS. Această versiune a răspuns necesității de proiectare a circuitelor integrate mai complexe, dezvoltate în anii '70.

Modul de operare denumit *analiza de noduri modificată pentru elemente neliniare de circuit*, a reprezentat un progres în ceea ce privește modul de operare în SPICE, deoarece a introdus posibilitatea de a simula circuite cu elemente *neliniare* (dispozitive semiconductoare active).

Pentru exemplificarea metodei de iterație Newton-Raphson se consideră calculul potențialelor nodurilor circuitului electronic cu o diodă semiconductoare polarizată direct.

Pentru circuitul din figura 9.1 se calculează curentul i_1 prin sursa de tensiune V și tensiunea V_3 pe dioda semiconductoare, egală cu potențialul nodului 2 al circuitului, V_2 , potențialul nodului 1, V_1 , fiind cunoscut, egal cu tensiunea sursei V .

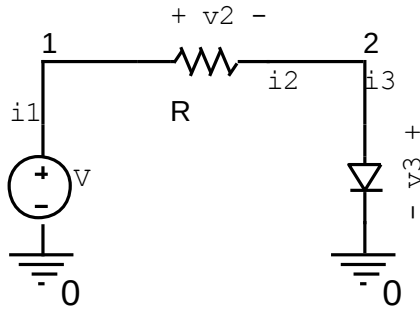


Figura 9.1. Circuitul cu diodă semiconductoare polarizată direct

Aplicarea legii I a lui Kirchoff în nodurile 1 și 2, determină sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} i_1 + \frac{V_2 - V_1}{R} = 0 \\ \frac{V_1 - V_2}{R} - I_S \exp\left(\frac{qV_2}{kT}\right) = 0 \\ V_1 = V, \end{cases} \quad (9.2)$$

în care necunoscutele sunt curentul i_1 și potențialul V_2 .

Ecuația a 2-a a sistemului (9.2) este o ecuație neliniară, deoarece *necunoscută* V_2 apare și în termenul exponențial.

Procedul iterativ de liniarizare Newton-Raphson este folosit pentru liniarizarea ecuației caracteristicii curent-tensiune a diodei semiconductoare, (ecuația a 2-a a sistemului (9.2)).

Pentru liniarizarea ecuației, se dezvoltă în serie Taylor expresia caracteristicii I-V a diodei, în jurul valorii *inițiale* a potențialului V_2 , notată cu V_2^0 (valoare *cunoscută*), reținând din seria dezvoltării numai termenul de ordinul I.

Pentru prima iterație se obține relația:

$$\begin{aligned} I &\cong I_S \exp\left(\frac{qV_2^0}{kT}\right) + \frac{dI}{dV}\bigg|_{V=V_2^0} (V_2^1 - V_2^0) \\ &= I_S \exp\left(\frac{qV_2^0}{kT}\right) + \frac{q(V_2^1 - V_2^0)}{kT} I_S \exp\left(\frac{qV_2^0}{kT}\right), \end{aligned} \quad (9.3)$$

unde prezența exponențialei nu mai reprezintă o problemă de calcul, deoarece în termenul exponențialei apare acum valoarea *cunoscută*, V_2^0 (ecuația este *liniarizată*).

Pentru iterația m , se consideră cunoscută valoarea V_2^m și se calculează noile valori V_1^{m+1} și V_2^{m+1} , folosind sistemul de ecuații [2]:

$$\begin{cases} i_1^{m+1} + \frac{V_2^{m+1} - V_1^{m+1}}{R} = 0 \\ \frac{V_1^{m+1} - V_2^{m+1}}{R} - I_S \exp\left(\frac{qV_2^m}{kT}\right) - \frac{q(V_2^{m+1} - V_2^m)}{kT} \cdot I_S \exp\left(\frac{qV_2^m}{kT}\right) = 0 \\ V_1^{m+1} = V. \end{cases} \quad (9.4)$$

10. Discretizarea ecuației de difuzie unidimensională prin metoda diferențelor finite

În cazul difuziei unei impurități dopante într-un strat semiconductor, concentrația impurității este o mărime fizică dependentă de spațiu și timp. Prin urmare, discretizarea ecuației de difuzie trebuie să fie realizată atât *spațial* cât și *temporal*.

Ecuația generală de difuzie, *unidimensională*, este de forma (vezi relația 2.6, § 2, partea I):

$$\frac{\partial C(x,t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} \left[-D(C) \frac{\partial C(x,t)}{\partial x} \right], \quad (10.1)$$

unde:

$$F_D(x) = -D(C) \frac{\partial C(x,t)}{\partial x}. \quad (10.2)$$

reprezintă *fluxul de impurități*.

Pentru a exemplifica discretizarea *spațială* a ecuației de difuzie, se consideră cazul unidimensional, specificarea gridului fiind ilustrată în figura 10.1.

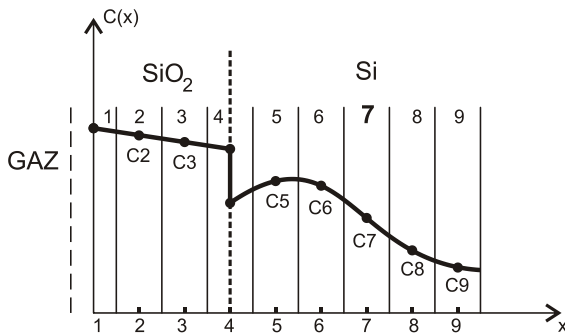


Figura 10.1. Ilustrarea gridului unidimensional pentru rezolvarea ecuației de difuzie (prelucrat după Wolf [1])

Notațiile $C_2, C_3, \dots$, reprezintă valorile, constante, ale concentrațiilor impurității (dopantului) în celulele 2, 3,

Discretizarea spațială a derivatei fluxului de impurități, $F_D(x)$, se realizează considerând că centrul fiecărei celule se află la $x = i$, iar marginile, la $x = i \pm 1/2$.

Ca urmare, derivata de ordinul 1 a fluxului de impurități se exprimă:

$$\frac{\partial}{\partial x} F_D(x) \rightarrow -\frac{F_D(x_{i+1/2}) - F_D(x_{i-1/2})}{x_{i+1} - x_i} \quad (10.3)$$

De exemplu, pentru celula 7, fluxurile impurităților la stânga și la dreapta celei sunt notate cu $F_D(x_{6,5})$, respectiv $F_D(x_{7,5})$, iar ecuația de difuzie (10.1) se scrie:

$$\frac{dC(x=7)}{dt} = -\frac{F_D(x_{7,5}) - F_D(x_{6,5})}{x_8 - x_7} \quad (10.4)$$

Conform metodei Crank-Nicholson pentru discretizarea temporală, valoarea lui $F_D(x)$ se calculează considerând media valorilor concentrației $C(x)$, între valorile $C(x)^k$, concentrația la timpul anterior, k , și $C(x)^{k+1}$, concentrația corespunzătoare timpului următor, $k+1$.

Astfel, discretizarea temporală pentru timpii $k, k+1$, este de forma prezentată în relația (10.5, *infra*) [1].

Discretizarea totală (spațială și temporală) a ecuației de difuzie unidimensională este de forma:

$$\begin{aligned} F_D(x_{i+1/2}) &= -\frac{1}{2} \left[D(C_{i+1/2}^k) \frac{C_{i+1}^k - C_i^k}{x_{i+1} - x_i} + D(C_{i+1/2}^{k+1}) \frac{C_{i+1}^{k+1} - C_i^{k+1}}{x_{i+1} - x_i} \right], \\ F_D(x_{i-1/2}) &= -\frac{1}{2} \left[D(C_{i-1/2}^k) \frac{C_i^k - C_{i-1}^k}{x_i - x_{i-1}} + D(C_{i-1/2}^{k+1}) \frac{C_i^{k+1} - C_{i-1}^{k+1}}{x_i - x_{i-1}} \right]. \end{aligned} \quad (10.5)$$

$$\frac{C_i^{k+1} - C_i^k}{\Delta t} = -\frac{F_D(x_{i+1/2}) - F_D(x_{i-1/2})}{x_{i+1} - x_i}, \quad (10.6)$$

de unde rezultă expresia generală a concentrației de impurități în celula i , la timpul următor, $k+1$, față de concentrația la timpul anterior, k :

$$C_i^{k+1} = C_i^k - \frac{\Delta t}{x_{i+1} - x_i} [F_D(x_{i+1/2}) - F_D(x_{i-1/2})] \quad (10.7)$$

11. Concluzii

În lucrare au fost prezentate principalele aspecte ale conceptului de modelare în microelectronică, ca instrument folosit pentru descrierea comportării electrice a dispozitivelor și circuitelor integrate, înainte de fabricarea lor, sau a proceselor tehnologice necesare pentru fabricație, prin simulare.

Au fost evidențiate etapele proiectării tehnologice, din punct de vedere al simulării unui flux tehnologic, și anume: simularea proceselor tehnologice, simularea dispozitivelor semiconductoare care alcătuiesc circuitul și simularea circuitului.

Simulatoarele actuale conțin modele pentru fiecare din aceste etape: modele ale proceselor tehnologice care alcătuiesc un flux tehnologic,

modele care descriu comportarea electrică a dispozitivelor semiconductoare și a circuitelor integrate.

În lucrare a fost redat, pe scurt, algoritmul de parcurgere a celor trei etape ale simulării unui flux tehnologic.

În continuare au fost descrise modelele folosite în simularea proceselor microelectronice, atât a proceselor tehnologice cât și a funcționării dispozitivelor semiconductoare active, ca fiind bazate pe fenomene fizice, din care rezultă modele fizice folosite în simulatoarele avansate pentru simularea bidimensională.

Alternativa modelelor fizice este dată de modelele empirice, bazate pe date experimentale, care reprezintă relații matematice între variabilele care descriu fenomenul, fără suport teoretic, relații matematice fitate pe datele experimentale.

Dezvoltarea modelelor pentru procesele tehnologice a constituit un real progres în fabricația circuitelor integrate oferindu-se, în acest mod, soluții de proiectare a proceselor tehnologice, în legătură directă cu parametrii electrici proiectați.

Simulatoarele de procese tehnologice conțin modelele fizice ale principalelor procese care

alcătuiesc fluxurile de fabricație ale circuitelor integrate: oxidarea, difuzia, implantarea de ioni, epitaxia. Ecuațiile acestor modele se bazează pe valorile parametrilor determinați experimental.

Procesele tehnologice pot fi modelate destul de exact cu ecuații diferențiale care au expresii analitice ca soluții, de exemplu: modelul liniar-parabolic (Deal-Grove), pentru oxidare; legea a II-a a lui Fick, pentru modelul de difuzie. În lucrare a fost considerat modelul de difuzie 1D pentru modelarea difuziei de impurități de concentrație mică și mare.

În lucrare au fost expuse, pe scurt, metodele de rezolvare a ecuațiilor diferențiale, cu exemplificări de rezolvare analitică (ecuația Poisson unidimensională, în cazul structurii MOS ideale) și rezolvare numerică (generarea gridului, discretizarea ecuațiilor diferențiale), cu exemplificarea rezolvării numerice a ecuației Poisson pentru simularea potențialului electrostatic în structura bidimensională a tranzistorului MOS.

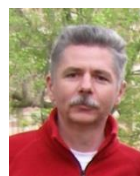
De asemenea, a fost prezentată metoda de iterație Newton-Raphson pentru liniarizarea ecuațiilor algebrice neliniare, folosind ca exemplu caracteristica I-V a diodei semiconductoare.

În finalul materialului a fost prezentat un exemplu de rezolvare a ecuației de difuzie unidimensională prin metoda diferențelor finite.

12. References (part 3)

- [1] Wolf, S., *Silicon Processing for the VLSI Era*, vol. 3: "Process Integration", Lattice Press, 1990.
- [5] Massobrio, G., Antognetti, P., *Semiconductor Device Modelling with SPICE*, McGraw-Hill, Inc., 1993.

Biography



Eugen Șt. LAKATOS was born in Arad in 1954, August, 31.

He graduated the University of Bucharest, Faculty of Physics in 1979.

He is Doctor in Physics in 1996.

He is a university professor at the "Valahia" University of Târgoviște.

His research interests concern: modelling and simulation of microelectronic process and active semiconductor devices, modelling and SPICE simulation of active microelectronic semiconductor devices and analogue integrated circuits.
e-mail: e_lakatos@yahoo.com