

Proceedings of the first
Industry - University - Workshop
on
Numerical Modelling and Simulation of Sensors

September 17, 1992
Swiss Federal Institute of Technology, Zurich

and

***SESES (SEmiconductor SEnsor Simulation) User
Course***

September 18, 1992
Swiss Federal Institute of Technology, Zurich

Sponsoring Organisations:

ETH Swiss Federal Institute of Technology
L&G Landis and Gyr Technology Innovation Management
NM Numerical Modelling GmbH

Contact Adress:

KORVINK J. G.

Swiss Federal Institute of Technology
ETH-Hönggerberg, HIL F23.3
CH-8093 Z u r i c h, Switzerland
email: korvink@pfi.ethz.ch

SCHWARZENBACH H.U.

Corporate Research & Development
Landis & Gyr Betriebs AG
CH-6301 Z u g, Switzerland
email: schwarzenbach@pfi.ethz.ch

Contents

Part 1: Workshop on Numerical Modelling and Simulation of Sensors

Kapazitive Sensoren.	Dipl. Ing. J. G. Korvink
Thermoelektrische Effekte in Halbleiter- Devices	Dipl. Ing. K. Kells
Magnetischer Flusskonzentrator für Hall Sensoren.	Dipl. Ing. H. Lechner
Vertical Hall Sensoren.	Dr. M. Roos
Simulation von Magnetfeldsensoren.	Dr. J. F. Buerbler
Teilnehmerthema: Hahn-Schickard-Institut, Villingen Deutschland: Entwurf und Aus- legung mikromechanischer Strukturen	Dipl. phys. T. Fabula Dr. M. Roos
HW/SW-Infrastruktur für Simulationen am Beispiel eines horizontalen Hallsensors.	Dipl. phys. G. Sartoris
Optisch ausgelesener Drucksensor.	Dr. M. Roos

Part 2: SESES User Course

Die Methode der Finiten Elemente.	Dr. H. Ungricht
Funktionsweise von SESES.	Dipl. phys. G. Sartoris
Problembeschreibung, Initial-, Bulk-Files.	Dipl. Ing. J. Korvink
Übung I: Lineare Probleme	
SESES Algorithmen.	Dr. H. Schwarzenbach
Problemlösung Beispiel Wärmeleitung	Dr. M. Roos
Übung II: Nichtlineare Probleme	
Problemlösung Beispiel Halbleiterproblem	Dipl. phys. G. Sartoris
Übung III: Nichtlineare Probleme	

Part 1: Workshop on Numerical Modelling and Simulation of Sensors

Kapazitive Sensoren.

Dipl. Ing. J. G. Korvink

Numerische Modellierung
und
Simulation von Mikrosensoren
Industrie-Hochschul-Workshop
held on
Thursday 17 September 1992
ETH Zürich

Talk by J. G. Korvink
on
Integrated Moisture Sensor Modelling

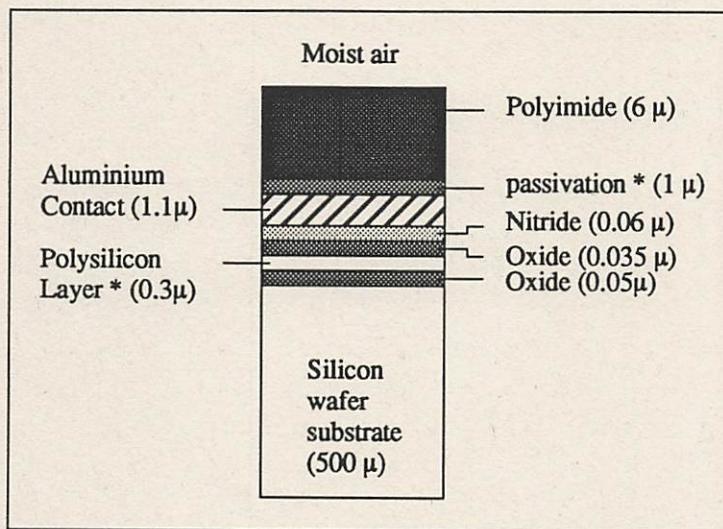
Version: Montag, 14. September 1992

Geometrical Constraints

Process

- 0 We use a standard CMOS manufacturing process. In this way the manufacturing of a sensor is cheap and efficient, because the process is well-known. The next figure shows a crosssection of the materials of the process.

Fig 0: Process layout



Layers

- 0.0 Some process materials are optional, such as a lower polysilicon layer and the passivation (Si_3N_4 and SiO_2) layers after the electrodes have been deposited. The presence or absence of these materials affect the capacitance and sensitivity of possible devices considerably.

Polyimide

- 0.1 The moisture-sensitive polyimide is photo-sensitive. Thus, after being spin-coated onto the wafer, the layer is patterned photolithographically. The thickness is freely variable.

Resolution

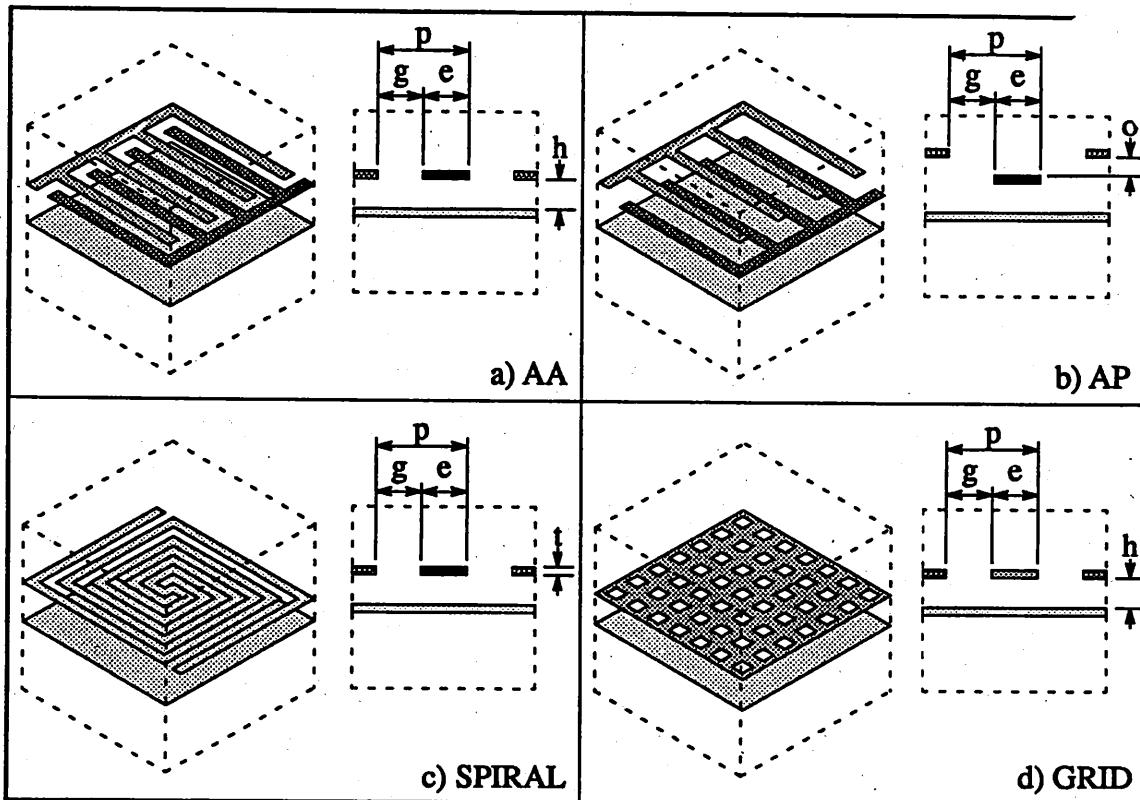
- 1 The manufacturing process specifies the resolution of features in the plane of the wafer. A standard l ($= 3 \mu$) process only guarantees mask features that are at least this big. We call the pitch ($= 6 \mu$) the minimum distance between corresponding edges of two adjacent, identical features. We normalise all computational results wrt a basic square of chip area whose side lengths equal the process pitch. Capacitor devices are usually integer multiples of

this number. Within the limits set by the mask, we pattern electrodes to our fancy, and place them in either the polysilicon or the aluminium layer.

Device Geometries

- 2 For this work four geometries were investigated as shown in the figure below.

Fig 1: Device Geometries



Each have their justification. Modelling allowed us to reject certain choices early on, and for the others selected, to determine some optimal configurations and a couple of design rules so that even the modelling overhead would reduce considerably. The grid structure maximises electrode area. The spiral, as well as the interdigitated structures, maximise the length of the capacitor, and hence the lateral area. The offset electrodes tilts the sensing field a little, and avoids bad PI fill between the electrodes.

Modeling strategy

What to model?

- 0 Remember what it is that we want to model correctly: We want an accurate picture of the terminal behaviour of capacitor devices.

We use the finite element method (a domain method) to compute the potential distribution in the dielectric of the capacitor, then extract the charges on the electrodes as a postprocessing step. If the field is accurately modelled, the charges will also be accurate. How and where the field distribution and the electrode charges are inter-related is important to the modeller.

Field Accuracy

- 0.0 If in some zone the potential distribution is consistently incorrect, but has effectively no influence on the capacitance (i.e. is of a low order), then there is no need to discretise the zone better. This is generally true for zones far away from the electrodes. The charge accumulates on the metallic electrodes, especially in regions where the potential distribution is irregular and the electric field is thus high (like at sharp corners and edges). Close to an electrode a better discretisation for the electric potential-field distribution enables better modelling of the electric vector-field distribution, whose electrode-surface normal integral is proportional to the charge on the electrode.

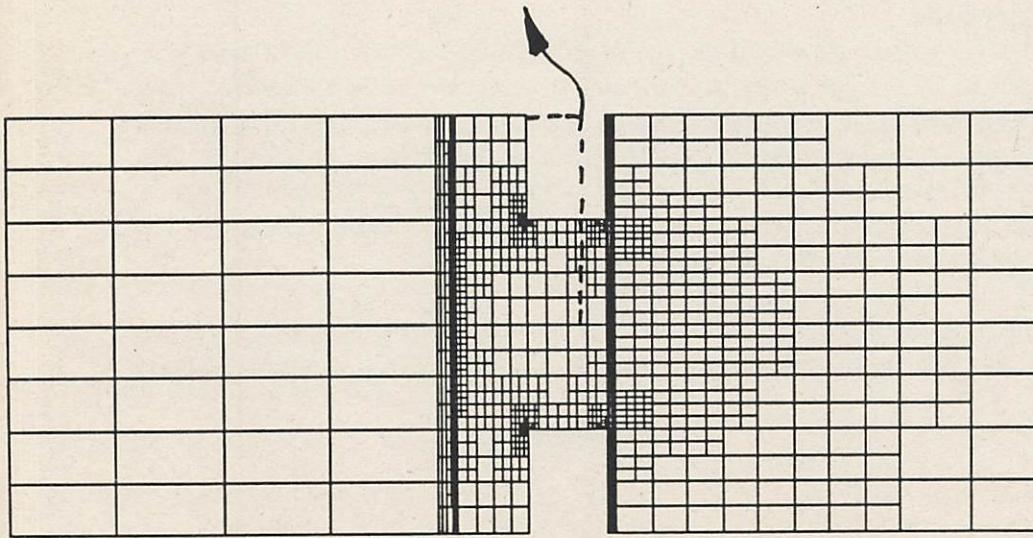
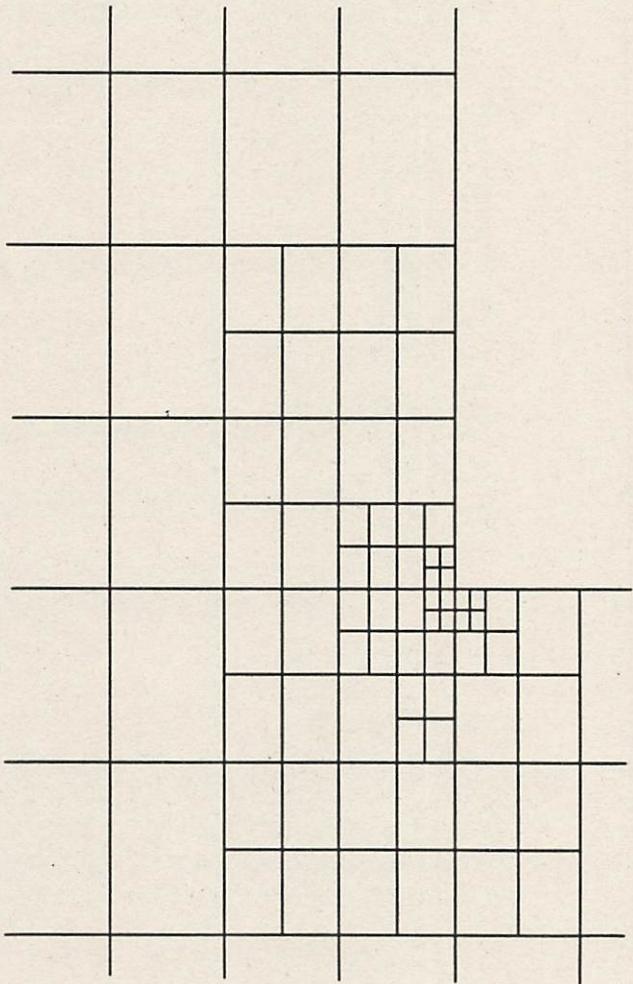
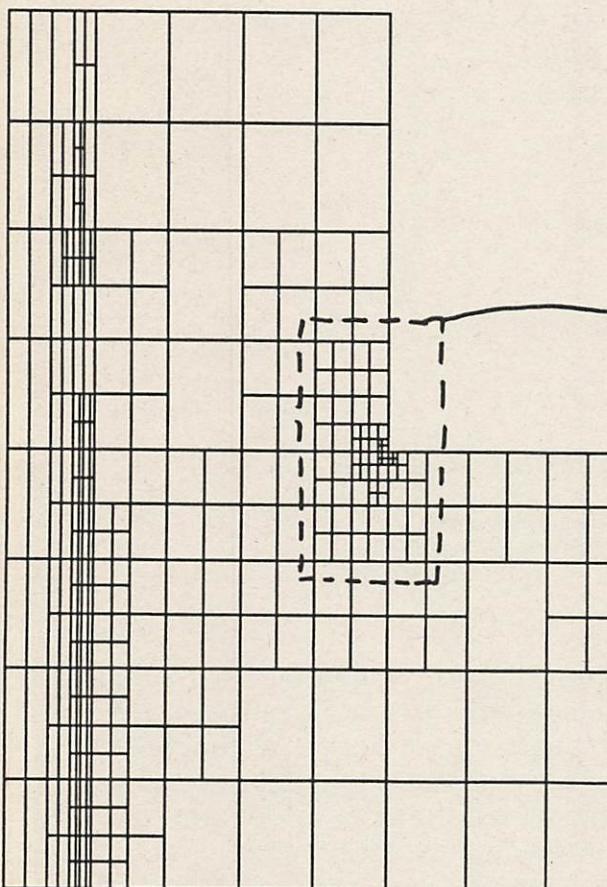
Mesh Optimisation

- 0.1 In arriving at an optimum mesh for the simulations, we refine the mesh where the discretisation error is large and/or unevenly distributed. We use an error estimator which estimates the energy contained in the *contorted* saddle-point part of the potential distribution. The approximate solution that the finite element method computes is least accurate where the shape of the electric potential distribution has a 'saddle', because it is made up of the higher order terms of a polynomial expansion which are not included in the trilinear finite element shape functions. The energy contained in this component of the field distribution is therefore a measure of how accurate the physical equation is being modelled locally within the finite element, in physical units that have a meaning in the context of the device: **The error in the energy is directly related to the error in capacitance.** In SESES we call this indicator the IndDelta indicator. The paper by Roos et al. provides a better description.

Correct Charges

- 0.2 At the same time, we follow the asymptotic convergence of the electrode charges as an indication for the mesh to be sufficiently discretised. We are fortunate that the finite element method we use is designed to consistently overestimate the energy contained in the modelling domain (the dielectric) for a given approximation, and so also

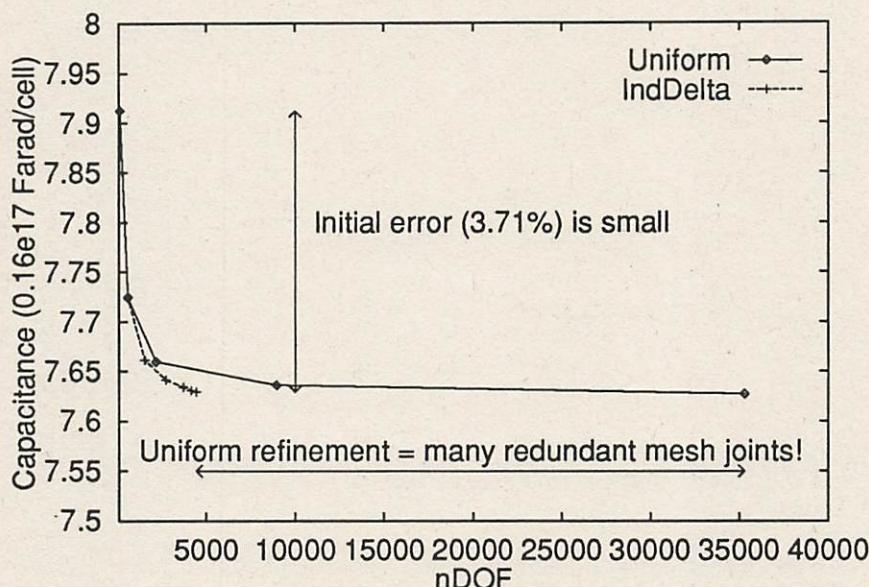
SES
WSES
GSES
HSES



the electrode charges, so that the error in our computations is bounded from above.

The next graph shows the electrode charges as a function of the number of mesh joints. One curve is for uniform refinement, the other for localised refinement using the IndDelta indicator mentioned above. Note the efficiency of the indicator in providing accurate terminal charges with the smallest number of mesh joints. See how slow the convergence to the correct terminal charges are when using a uniform method.

Fig 2: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



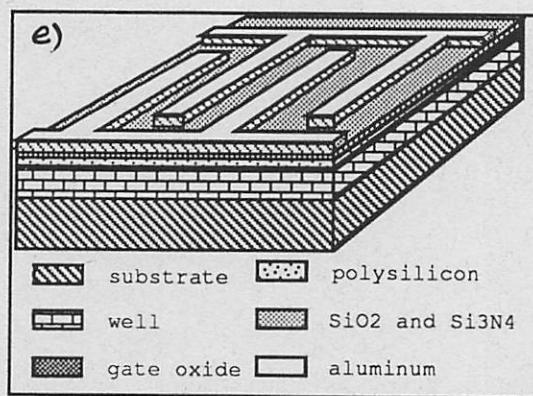
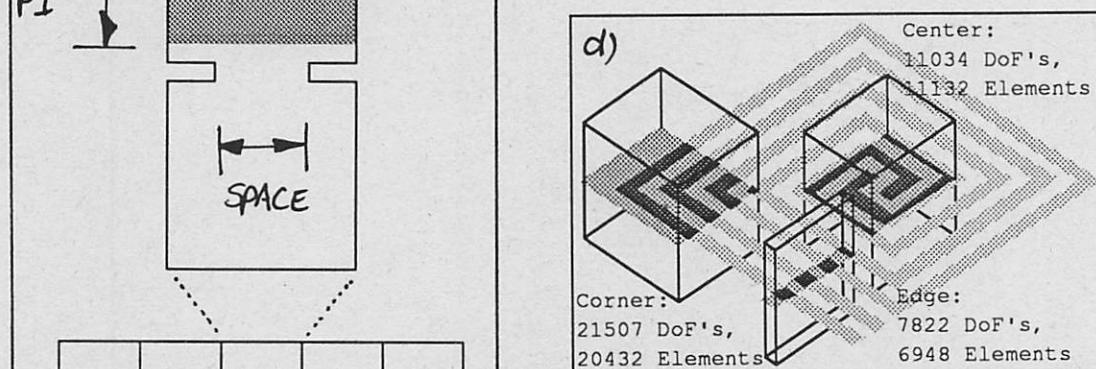
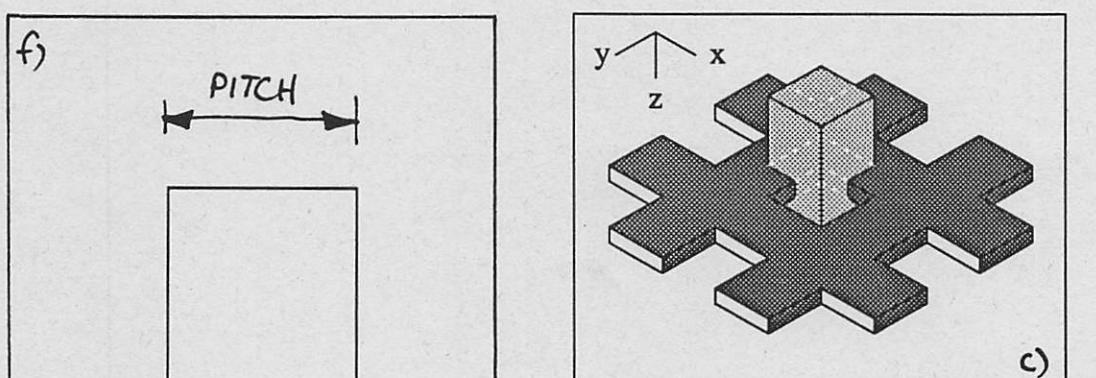
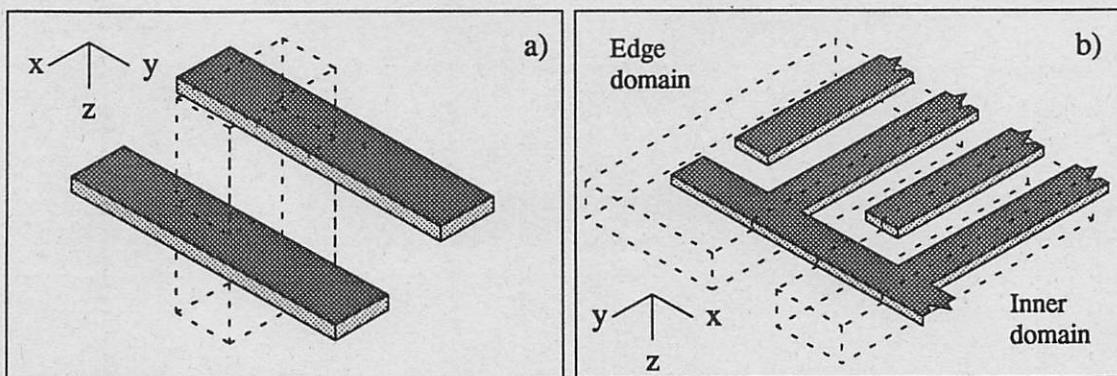
Mesh Design

- 1 Given the possible device geometries, we decide how to subdivide the modelling. We use 2D where possible, and 3D where we do not have geometrical or other symmetries to exploit. Usually we then have to decide which chunks of simulation domain make up a complete model and how they are to be assembled. For the devices of the figure, I show the choices made.

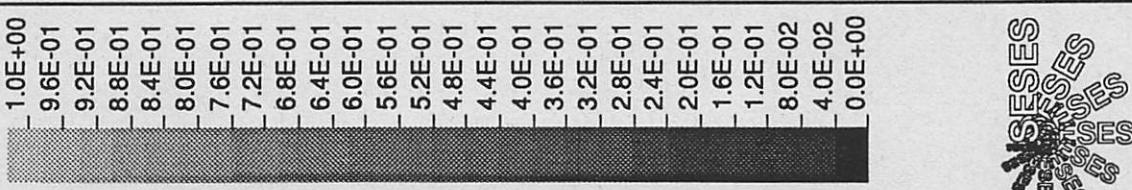
Minimum Mesh Size

- 2 Considering only the metal electrodes, an important question for condensators is: How far do the field lines penetrate a vacuum, alternatively, how much of the infinite dielectric affects the capacitance noticeably? This is the first issue to address. Any dielectric has a permeability higher than that of a vacuum, and hence is bounded by the requirements of a vacuum. How is this done? Start a series of vacuum simulations with a mesh which has a large space above and below the electrodes.

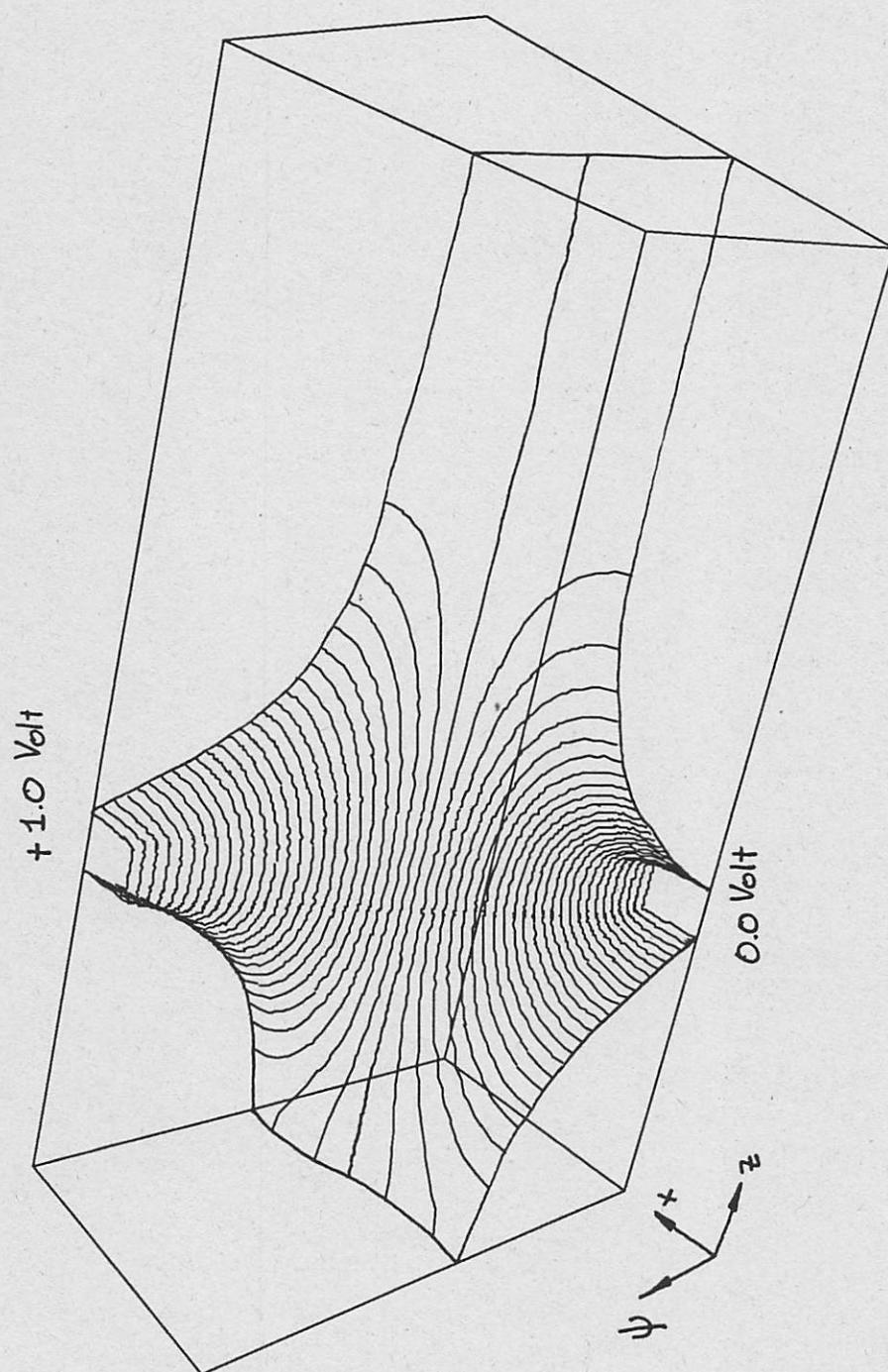
One method is to make the outer surface first homogenous Neumann, then Dirichlet at zero, and to compare the two results - a difference in capacitance



Modelling regions.

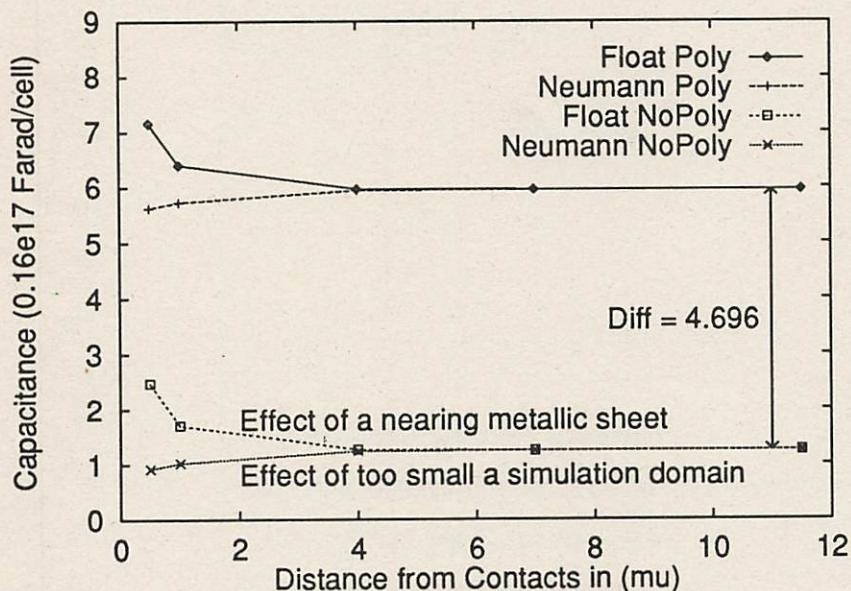


SESSES
SESSES
SESSES
SESSES
SESSES



indicates that the boundary is not far enough away from the electrodes. We suggest to make the outer surface floating (equipotential, but not specified). This is acceptable because we are almost always surrounded by possible floating bc's, such as metallic surfaces of shields, packaging etc. Bring this floating surface nearer to the electrodes, and note the capacitance change. As soon as the capacitance deviates noticeably ($> \Delta$) from the asymptotic value (obtained from having a large separation), mark the distance of the outer boundary from the electrodes. This is the worst-case critical size of a necessary simulation domain. In real devices we use materials with higher permeabilities close to the electrodes which draw the field toward the electrodes due to the higher permeability, and thus away from the minimal domain boundary.

Fig 3: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



Vary Geometry

3 Now make a systematic study of the parameters that are open for variation within the process limitations. We have the following goals:

- Maximum capacitance per chip area.* The larger the signal, the less important environmental noise becomes. Note that integrated capacitors have very small capacitance values because the electrode areas are necessarily small ($C = A/d$).
- Maximum sensitivity to moisture.* This means that the capacitor should mainly operate through the PI as dielectric, and not 'see' the other materials. Ideally the signal does not have a zero offset.
- Low sensitivity to manufacturing variations.* Issues such as mask disalignment and coating thickness variations should not drastically affect the sensor's output signal.

d *Fast response to moisture.* Although the dynamic behaviour is not being modelled here (i.e. diffusion of water into the dielectric), those features that affect the response should be optimised.

PI Thickness

- 3.0 The PI is the moisture sensitive dielectric, and only it contributes to the sensitivity of the device. Only a certain amount of PI actively affects the capacitance of the device, however. The next two graphs show the variation of capacitance and sensitivity with PI layer thickness.

Fig 4: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

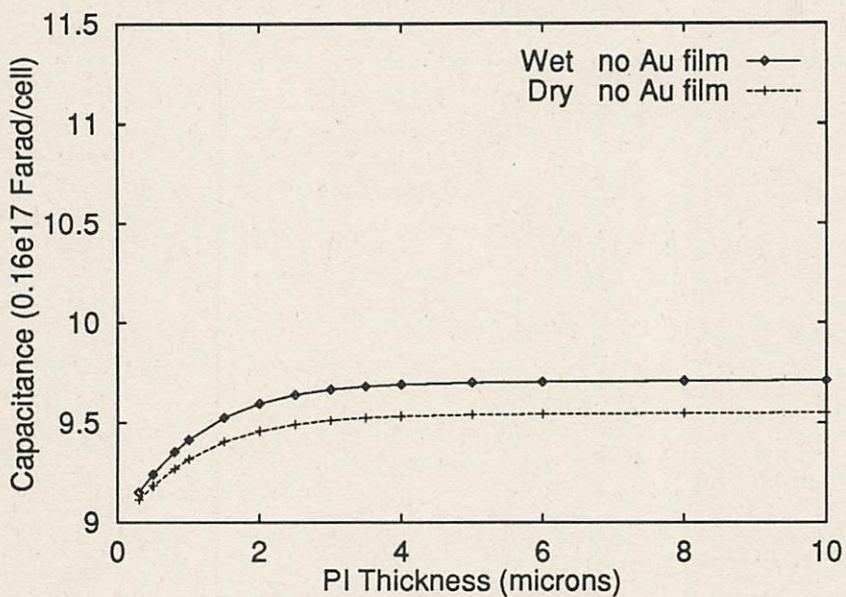
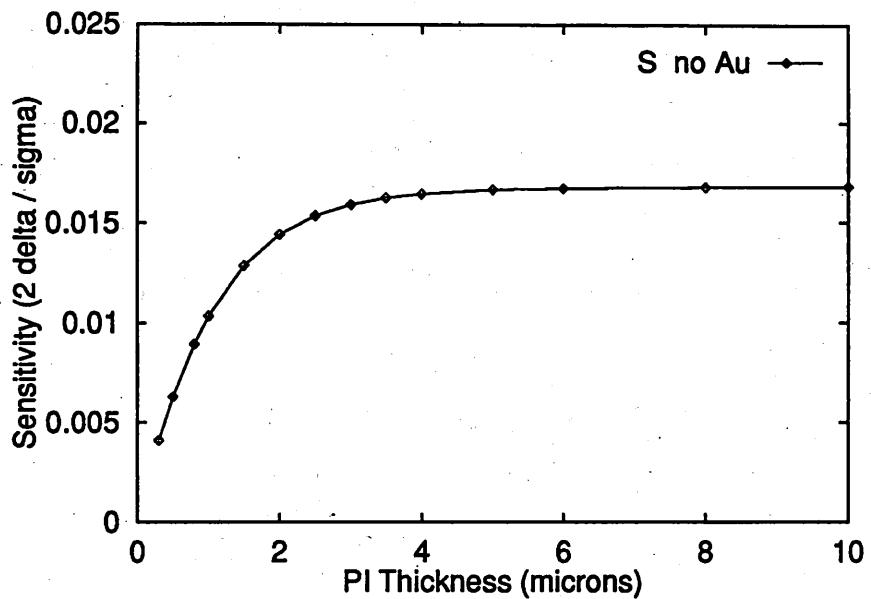


Fig. 5: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



Shielding Techniques

- 3.1 First we sputter a thin (50 \AA), porous layer of gold on top of the PI. At thin PI thickness the capacitance rises sharply, and so does the sensitivity. In itself this has good and bad sides: we want both more capacitance and sensitivity, but the parameters are now strongly dependent on PI thickness variations. By the look of the curves we see that stripes of gold might have an interesting effect in making at least the capacitance less sensitive on the PI thickness. Then the lower polysilicon shield is also switched on. But it simply scales the absolute capacitance by a factor of $32/9.6 = 3.333$, but not the Δ capacitance, which remains the same, so that the sensitivity drops to all-time low of $0.017/3.333 = 0.0051$. We conclude that the lower shield forces the passivation dielectric to play a larger role in the capacitor action because it couples with the electrodes from below, but that the contribution from the moisture sensitive part has essentially remained the same.

Fig 6: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

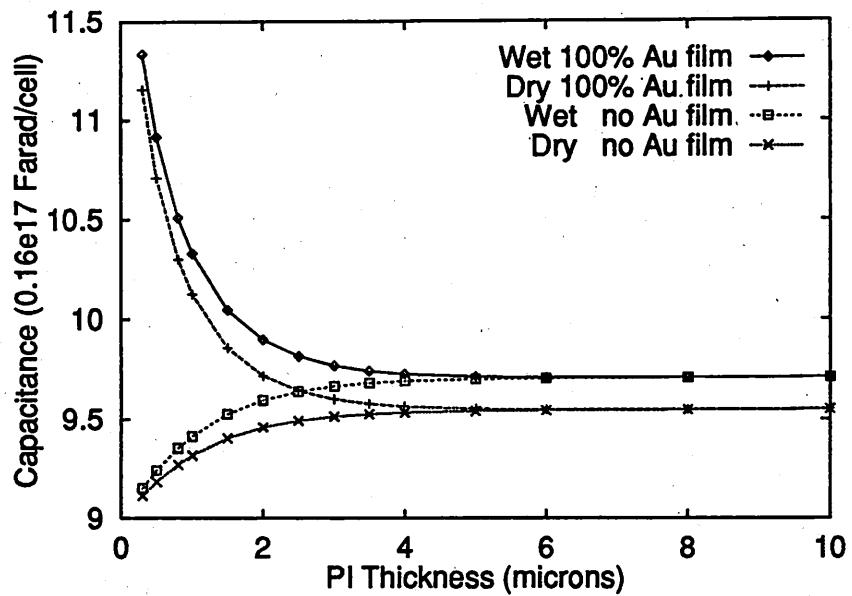


Fig 7: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

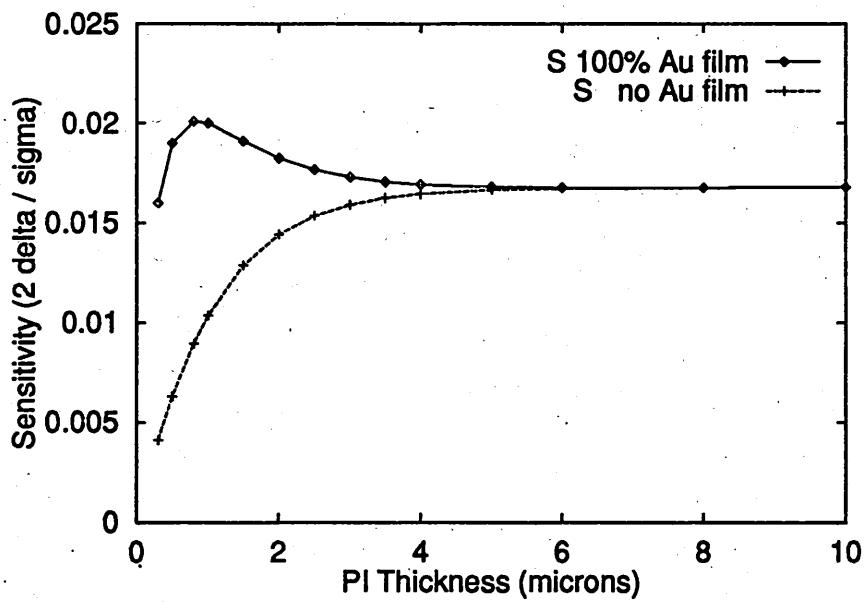


Fig 8: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

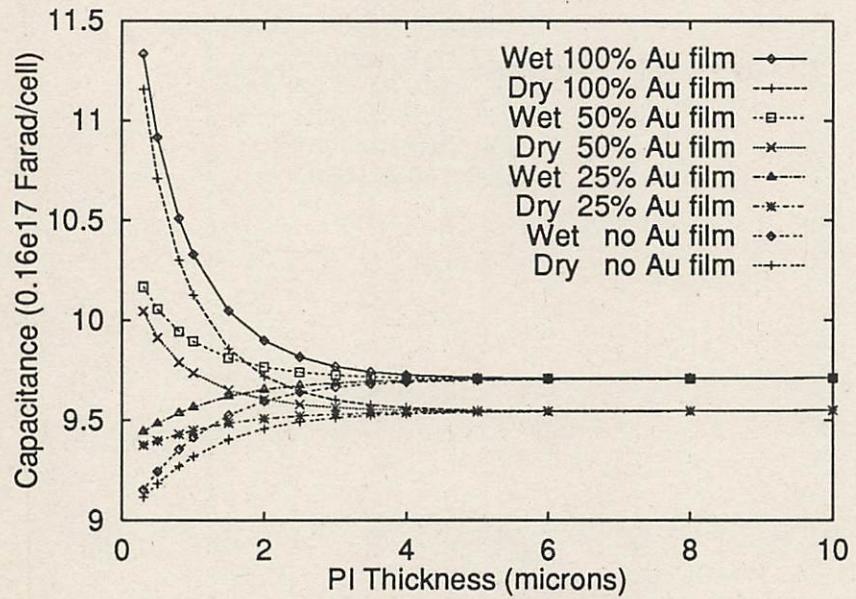


Fig 9: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

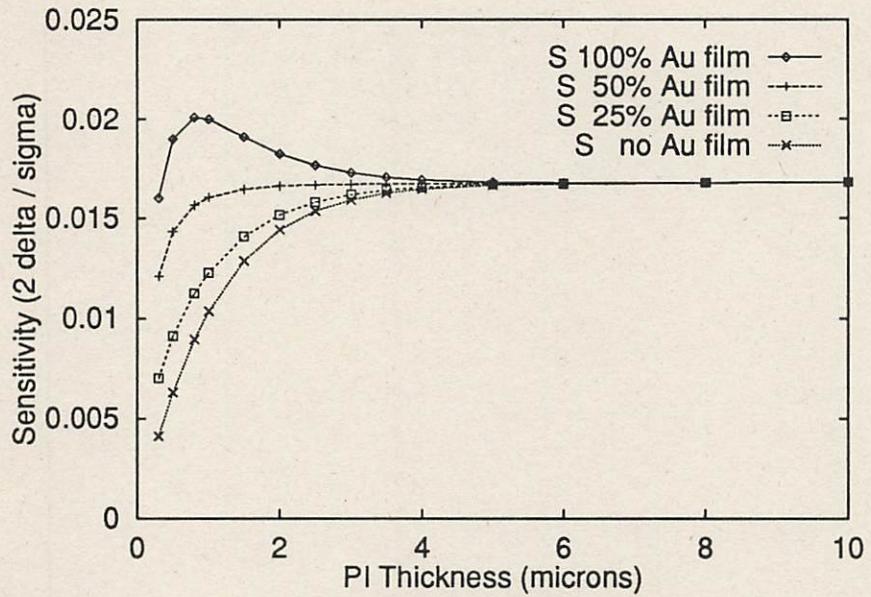


Fig 10: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

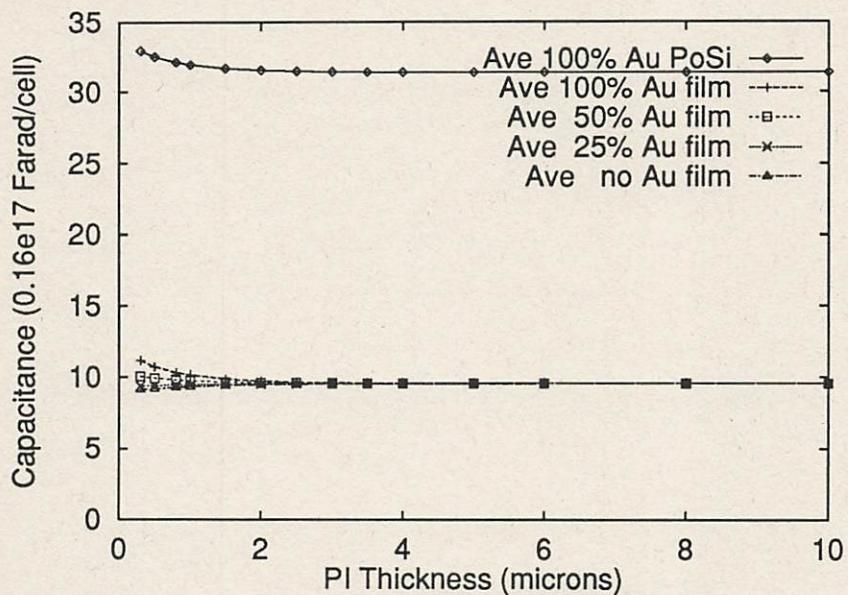
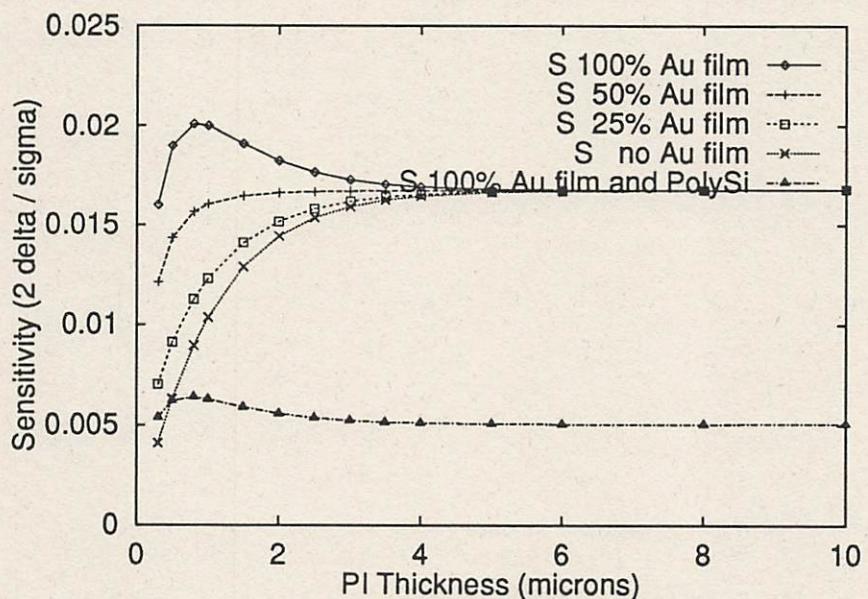


Fig 11: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



No Passivation

- 3.2 The next step is obviously to remove the passivation layer on top of the aluminium electrodes. Note now that the capacitance drops somewhat (23%) - because the average dielectric constant has dropped - but that the sensitivity has gone up by a factor of $8.9/1.7 = 5.2!$

Fig 12: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

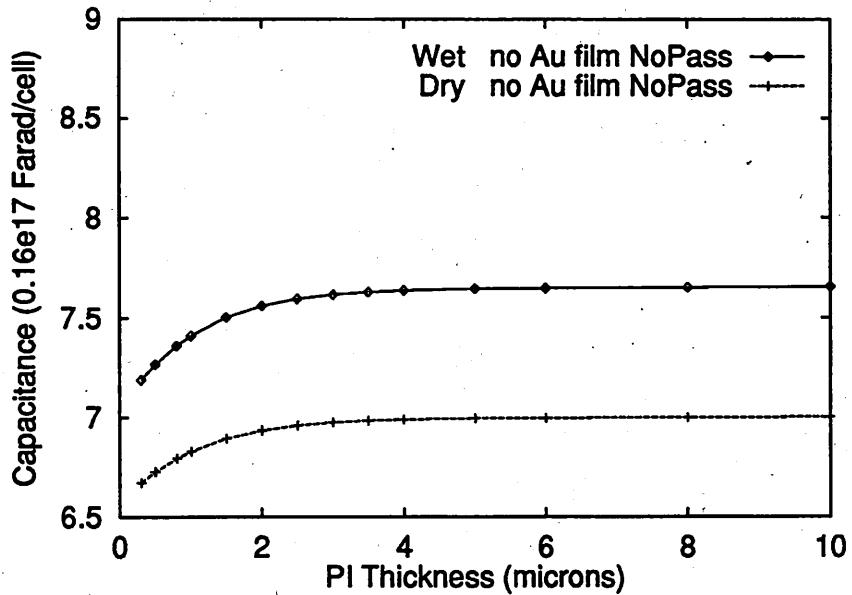
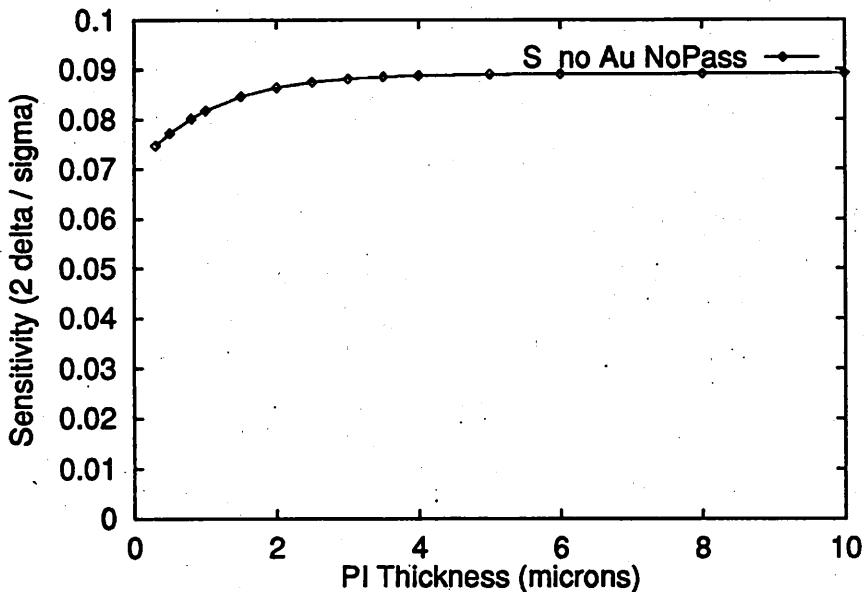


Fig 13: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



Gold Width

- 3.3 The width of the upper gold layer (electrically floating) affects the value of the capacitance at small PI layer thicknesses. Since we are interested in thin layers (so as to improve the time response of the device) we wish to see the sensitivity of the capacitance (and the device sensitivity) to variations in this.

FIG 100: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

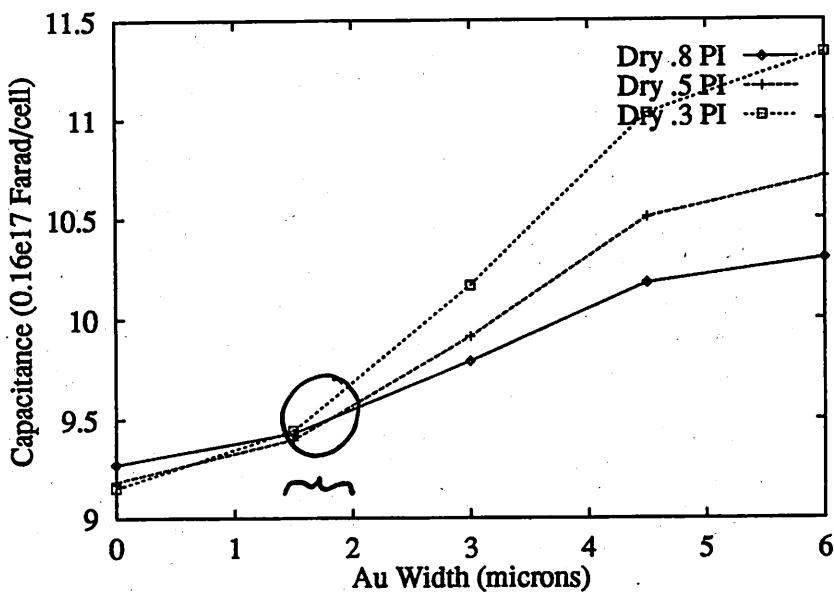


FIG 101: Capacitances of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)

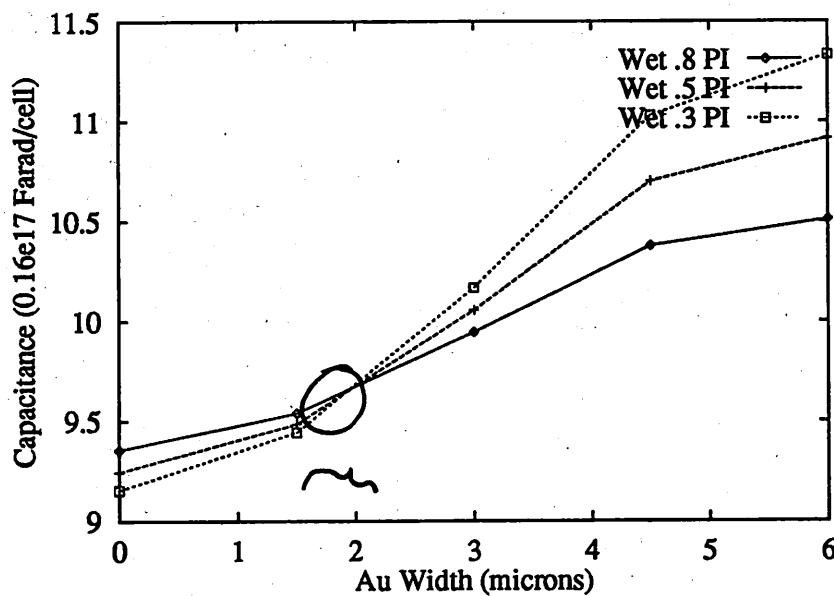
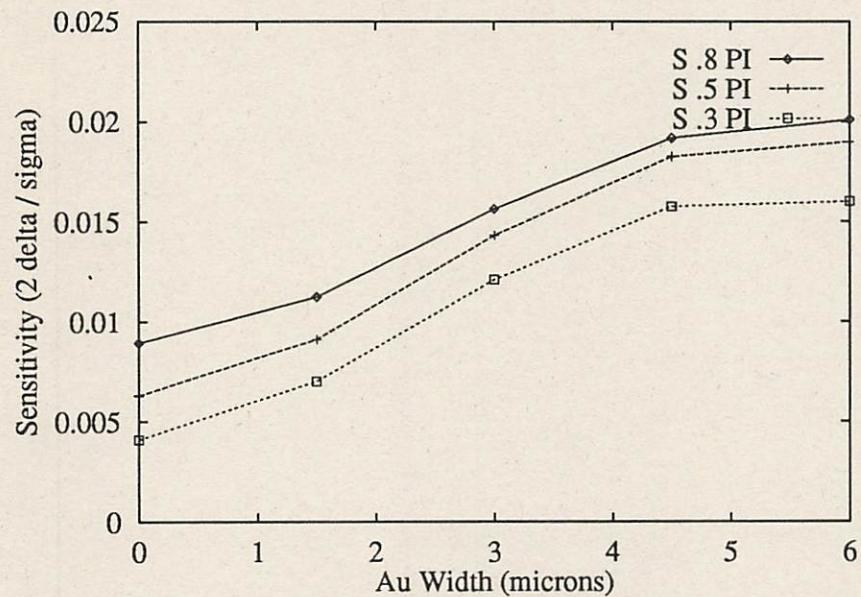


FIG 102: Sensitivities of Interdigitated Moisture Sensor Cells (6 μ sq.)



Subsequent investigations

- 0 Diffusion of water into and out of the dielectric - time response of the device.
- 1 Investigation of ageing effects of the dielectrics - embedded charges.

Thermoelektrische Effekte in Halbleiter- Devices

Dipl. Ing. K. Kells

Thermoelectric Effects in Semiconductor Devices

Kevin Kells, Stephan Müller,
Gerhard Wachutka, Wolfgang Fichtner

Motivation

- Temperature gradient causes current flow (sensor applications).
- Current flow causes temperature gradient (self-heating).
- Electrical and thermal models change with temperature.
- Thermodynamically rigorous approach needed to study thermo-electrical behavior.

Previous work

- *Power devices*: Gough et al., Philips, Redhill, U.K., 1991.
- *Semiconductor lasers*: Song, Univ. Illinois, 1990.
- *VLSI and ULSI*: Mautry and Trager, Siemens, 1990.
- *Microsensors*: Lang and Kühl, Fraunhofer-Institut, 1991.

Overview

- Model used for non-uniform temperature simulation:
Thermodynamic Model (Wachutka)
- Self-heating example: MOS Controlled Thyristor (MCT)
- Self-heating example: NMOS transistor
- 3D Thermopile example

Thermodynamic Model (Wachutka, IEEE Trans. CAD, 1990)

- Temperature gradient as additional current driving force:

$$\vec{J}_n = -n \mu_n (\nabla \phi_n + P_n \nabla T)$$

T : lattice temperature, P_n : thermoelectric power

- Additional equation to be solved (steady state):

$$-\nabla \cdot \kappa \nabla T = H_{Joule} + H_{RG} + H_{Thomson}$$

$$H_{Joule} = |\vec{J}_n|^2 / \mu_n n + |\vec{J}_p|^2 / \mu_p p$$

κ : thermal conductivity

$$H_{RG} = R [\phi_p - \phi_n + T (P_p - P_n)],$$

$$H_{Thomson} = -T (\vec{J}_n \cdot \nabla P_n + \vec{J}_p \cdot \nabla P_p)$$

General Boundary Conditions

- Dirichlet boundary condition satisfactory for electrical contacts but not for heat flow (perfect heat sink unrealistic)
- Newton's Law of Cooling (radiation boundary condition):

$$\kappa \left(\frac{\partial T}{\partial N} \right) = h (T_{\text{ext}} - T_{\text{int}})$$

κ is the thermal conductivity

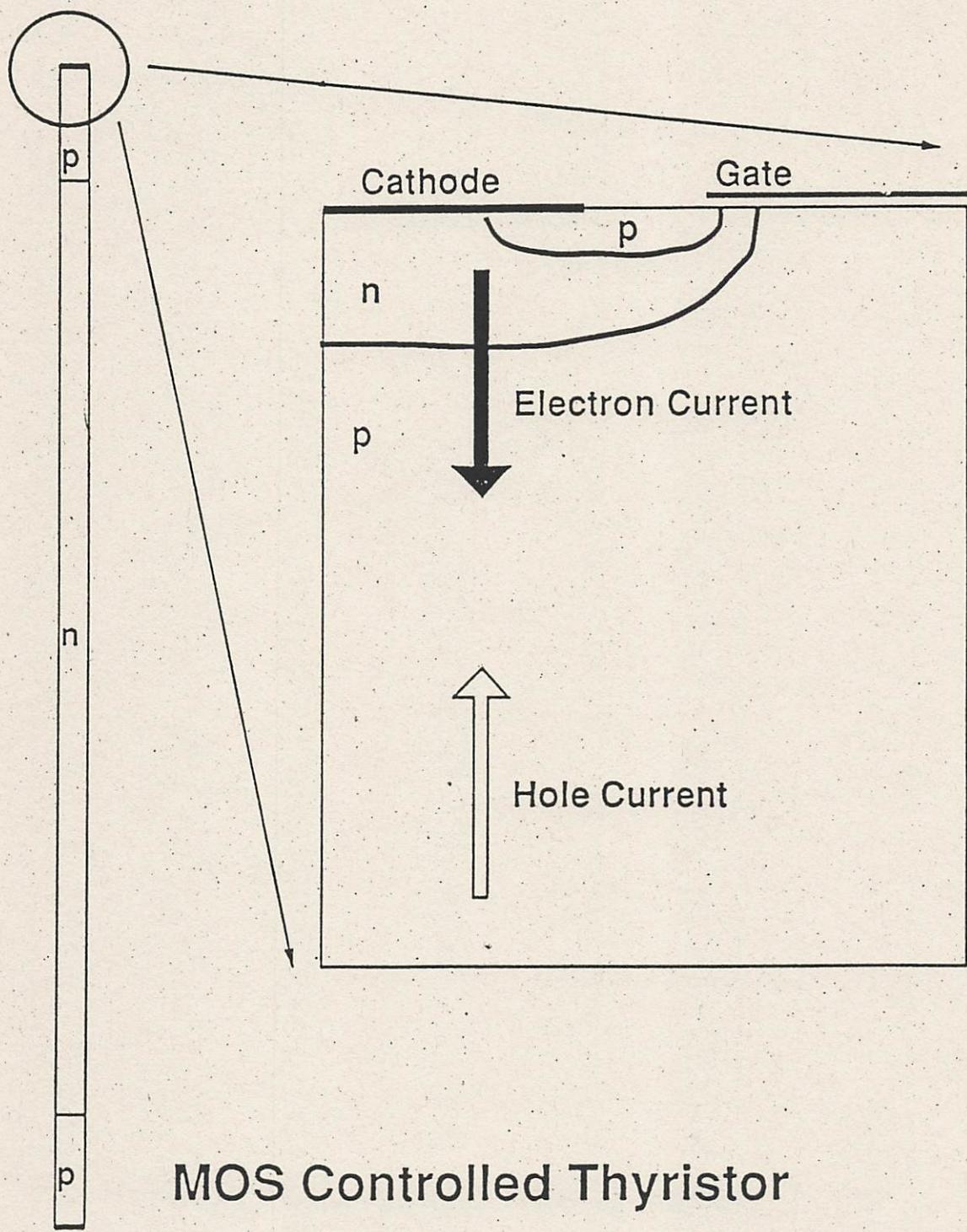
h is the "surface heat transfer coefficient" chosen by the user to characterize the quality of the thermal contact.

Physical models

- Thermal conductivity in silicon (Glassbrenner, 1964):

$$\kappa(T) = (0.03 + 1.56 \times 10^{-3} T + 1.65 \times 10^{-6} T^2)^{-1} \text{ W/cm K}$$

- Mobility model "Lombardi" from HFIELDS.
- Thermoelectric powers taken from data published by Geballe (1955).



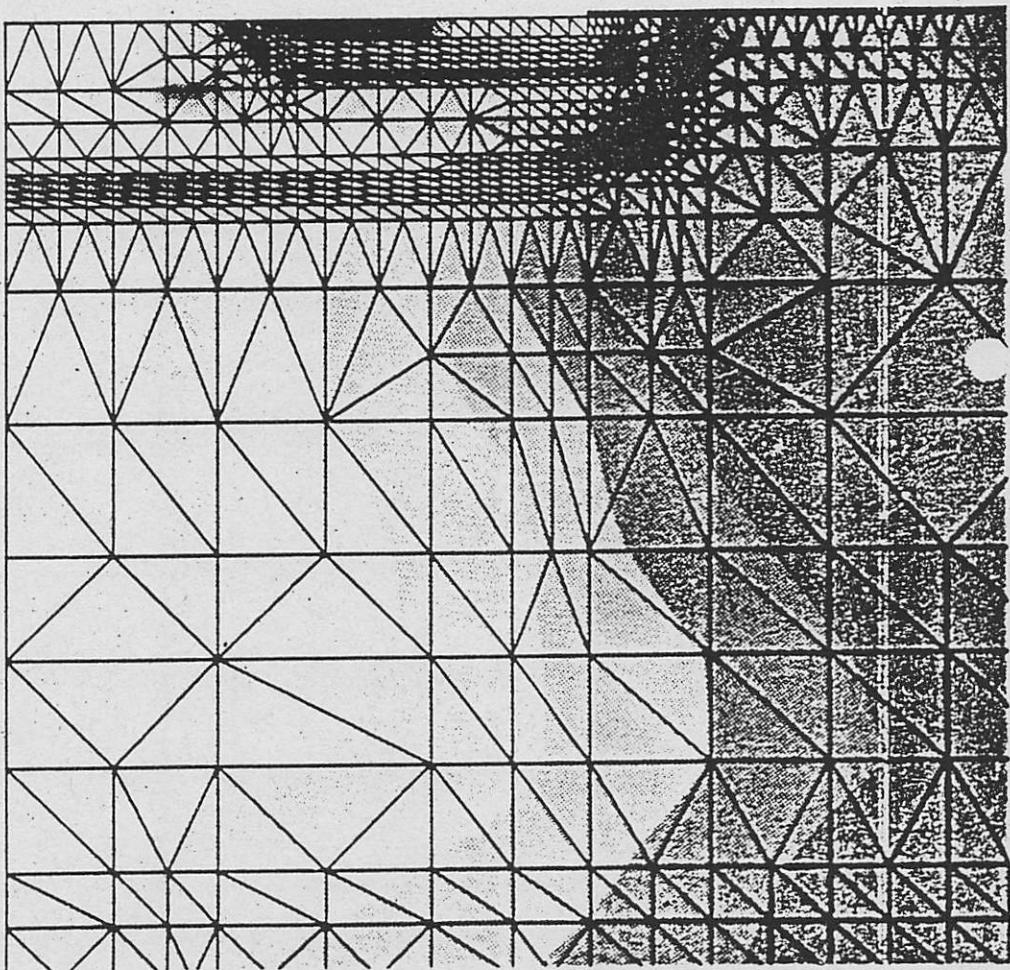
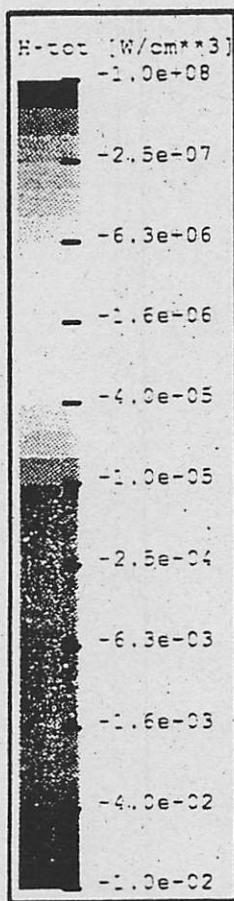
MOS Controlled Thyristor

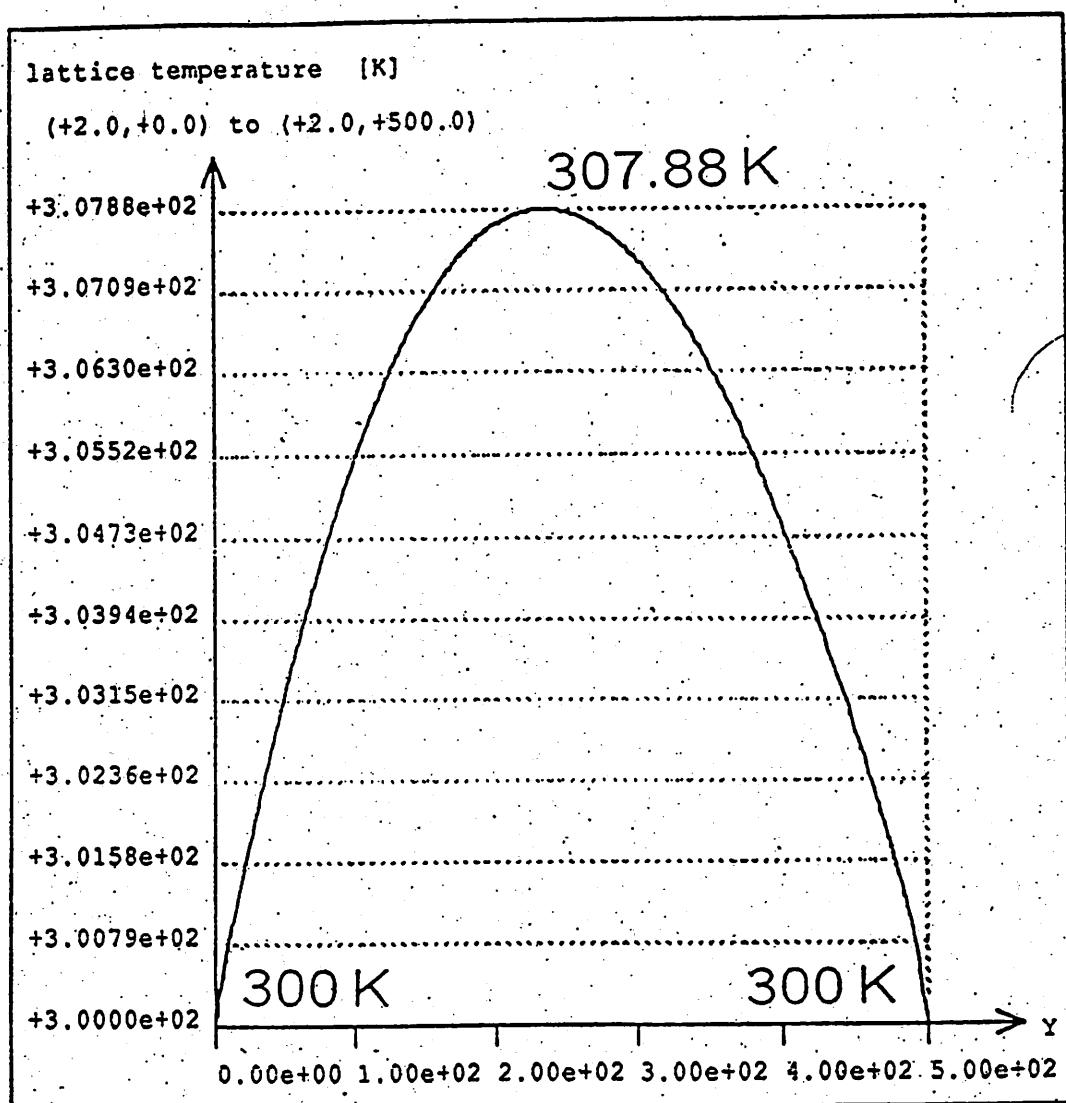
Anode in conducting state

Total Heat Generation H in MCT structure

In conducting state.

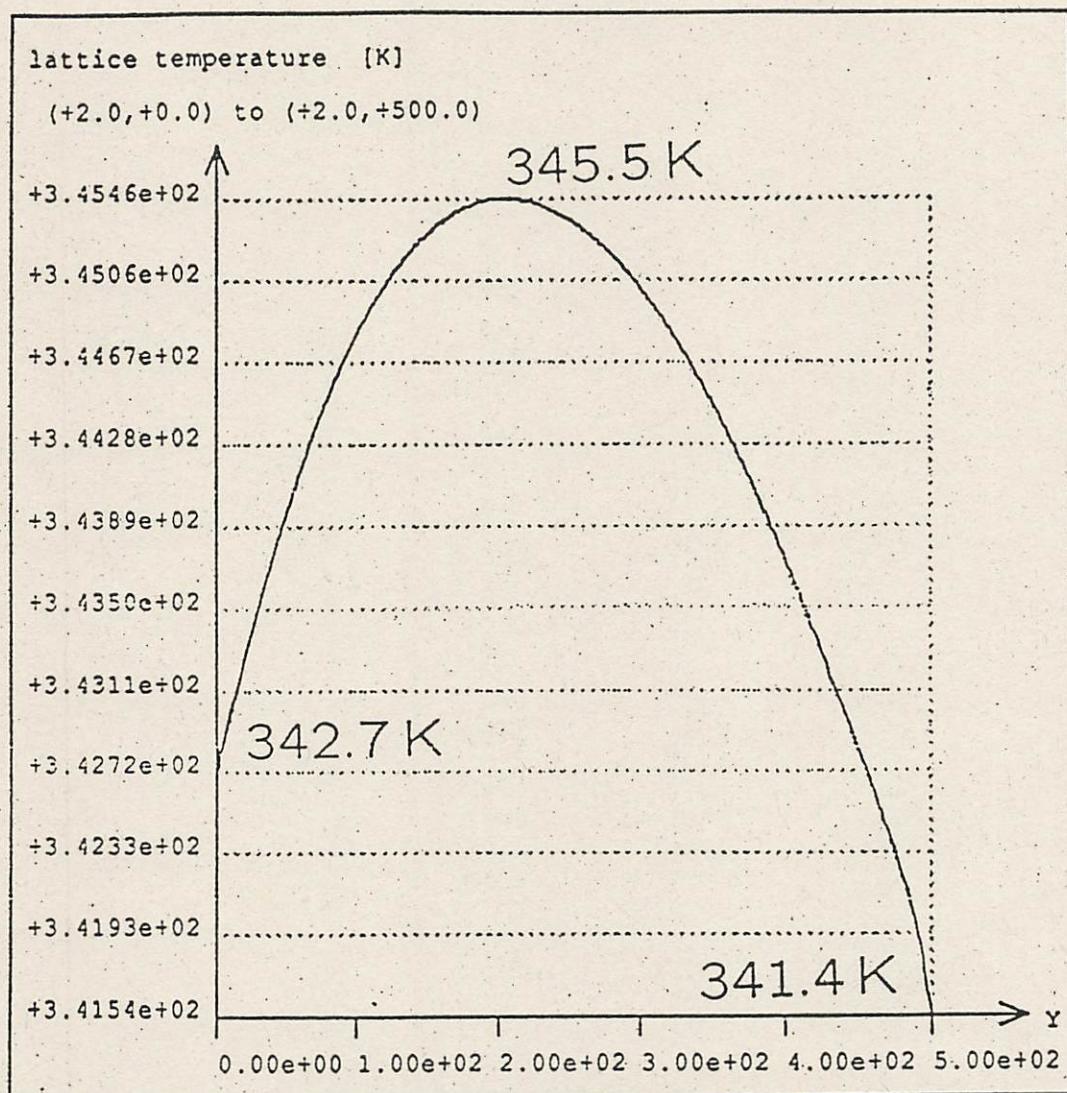
(blue = 10^2 W/cm^3 , red = 10^8 W/cm^3)





Temperature Profile in MCT Device

Simulated with
Dirichlet Boundary Conditions

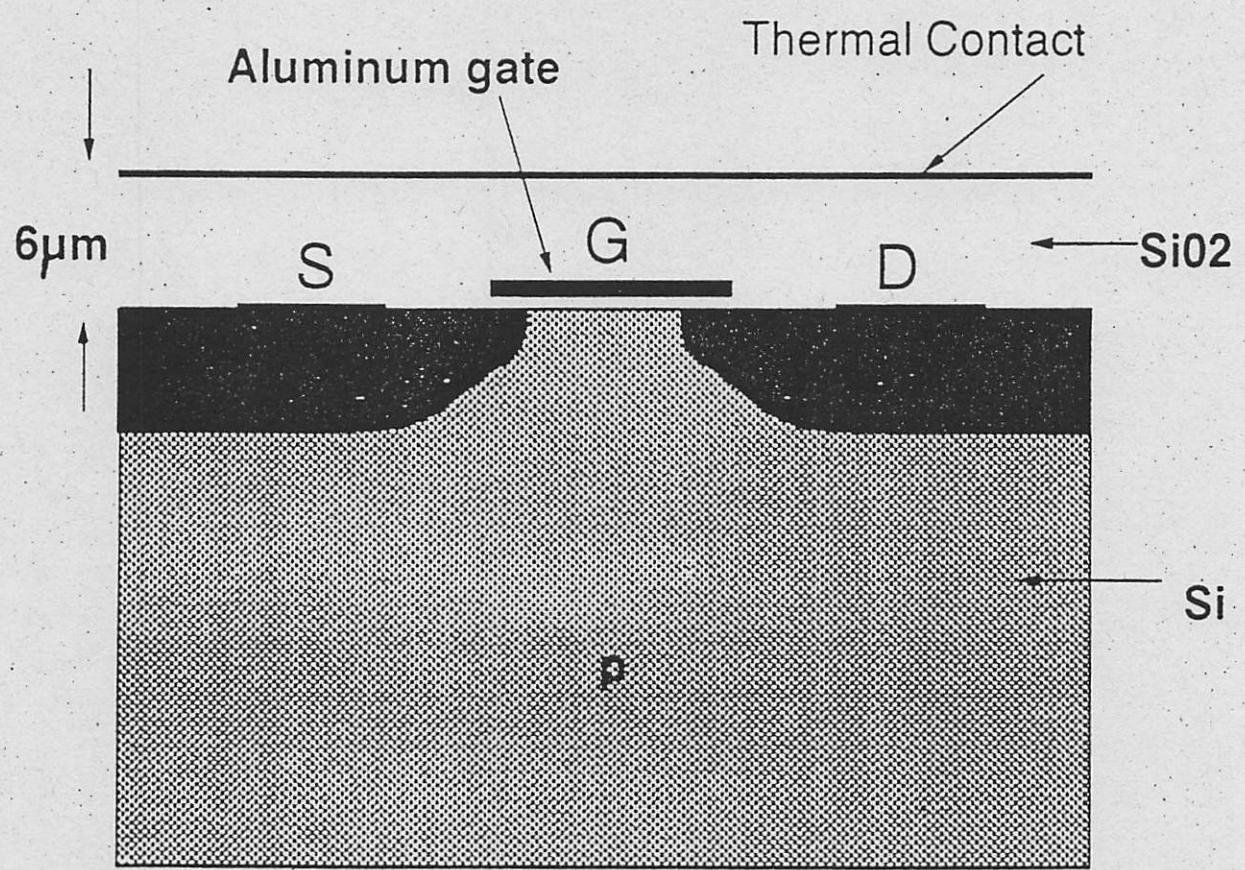


Temperature Profile in MCT Device

Simulated with
Radiation Boundary Conditions

Simulated MOSFET Structure

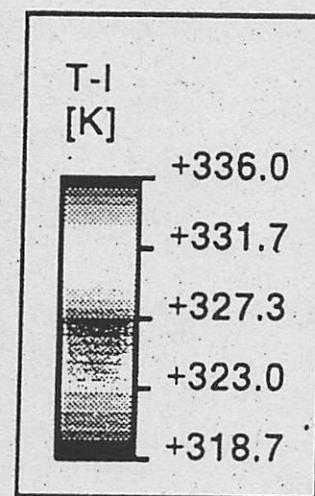
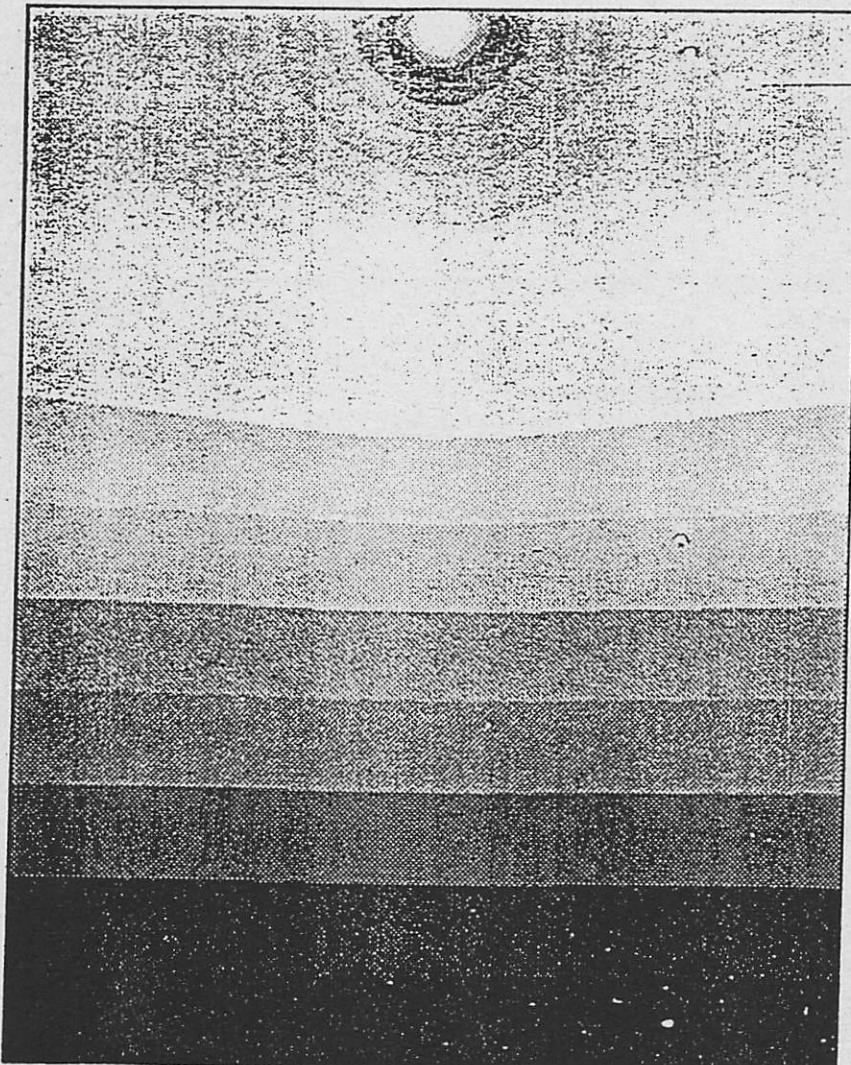
- n-channel lightly-doped-drain (LDD) MOSFET.
- channel length $1.3 \mu m$, threshold voltage $V_T = 0.6 V$.
- simulation domain: $400 \mu m$ wide and $500 \mu m$ deep.

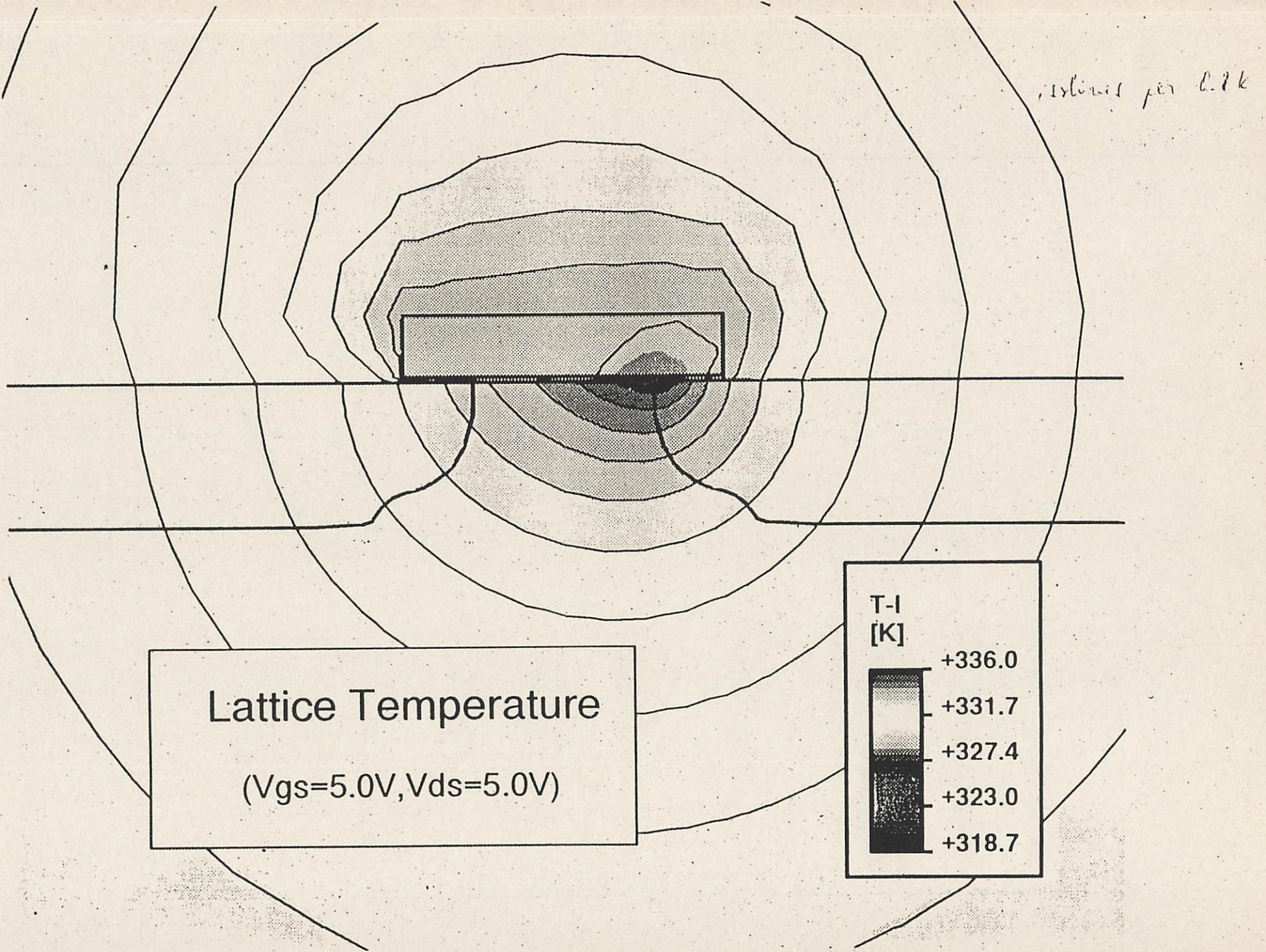


Simulation Domain
(closeup of MOS transistor)

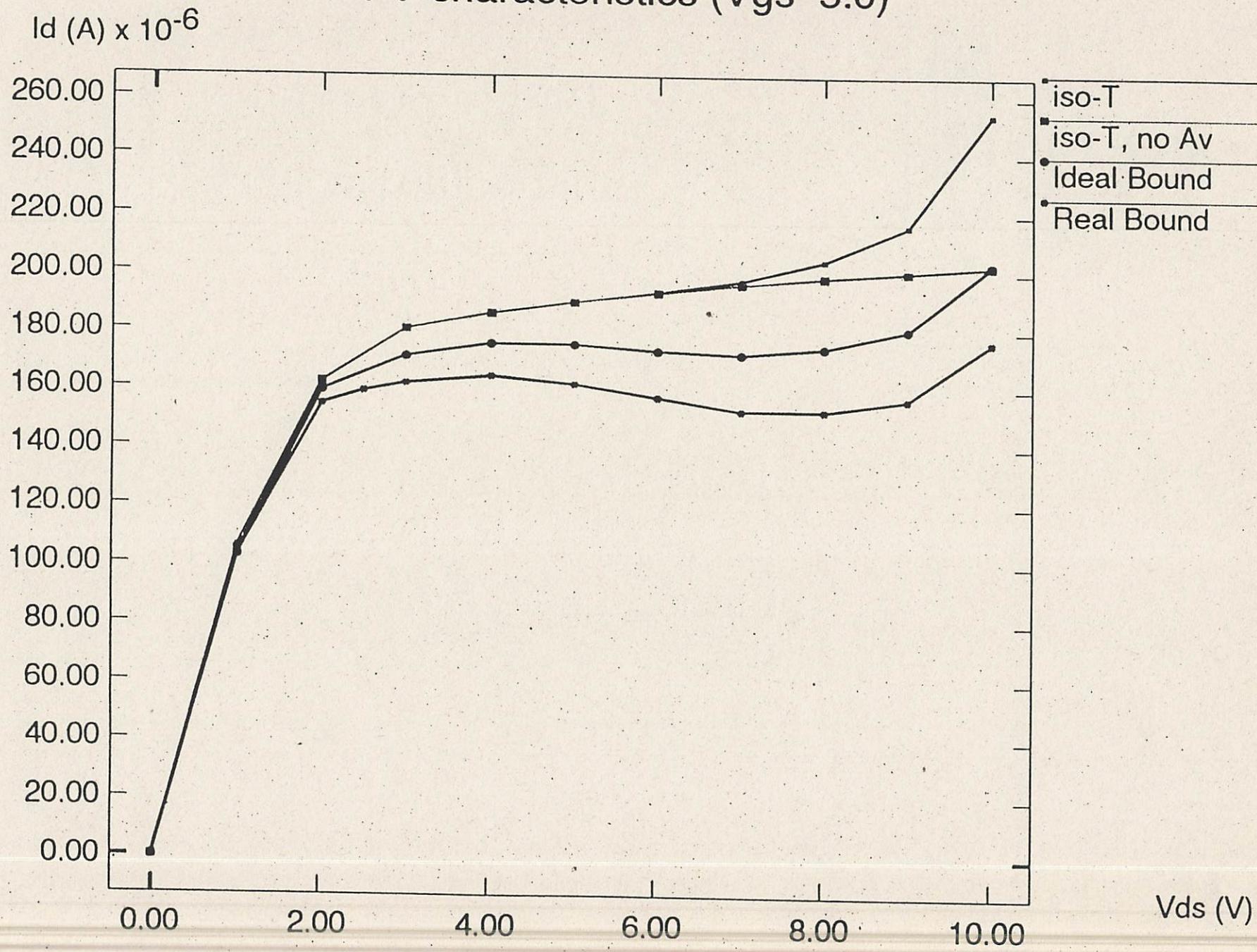
Lattice Temperature

(V_{gs}=5.0V, V_{ds}=5.0V)

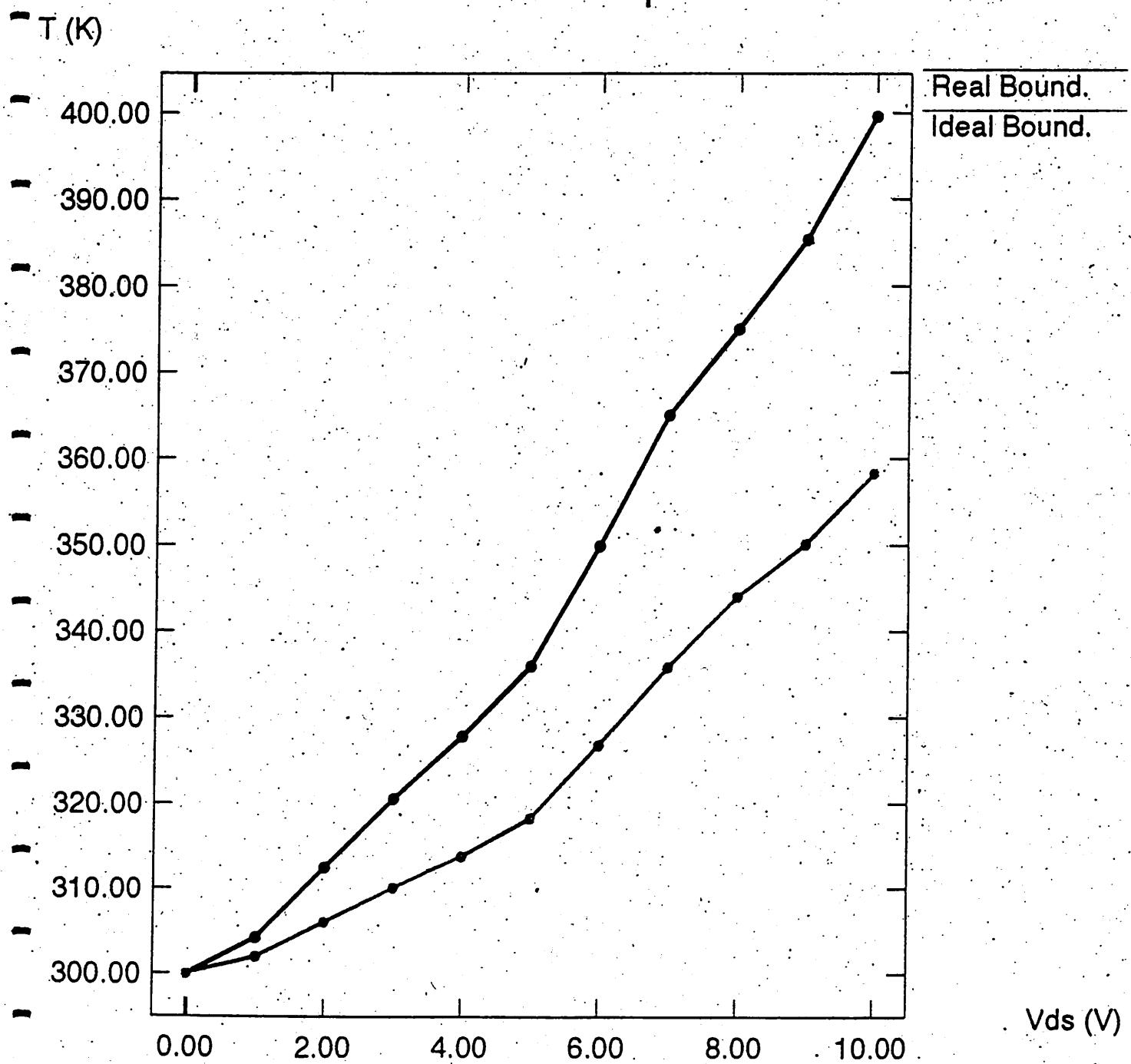




I-V characteristics ($V_{gs}=5.0$)

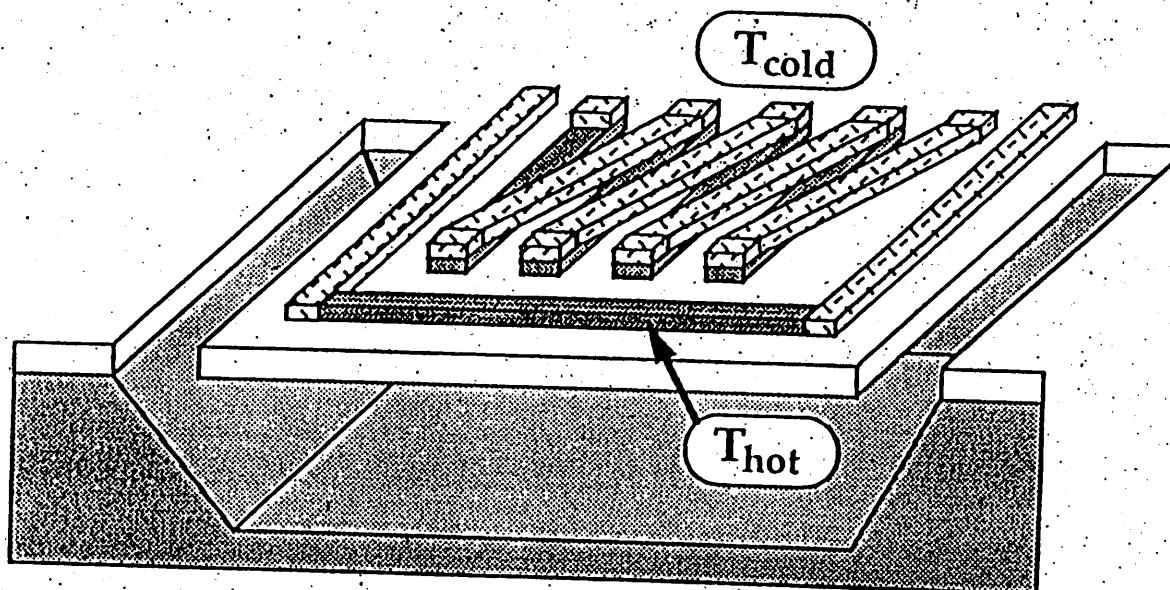


Maximum temperature



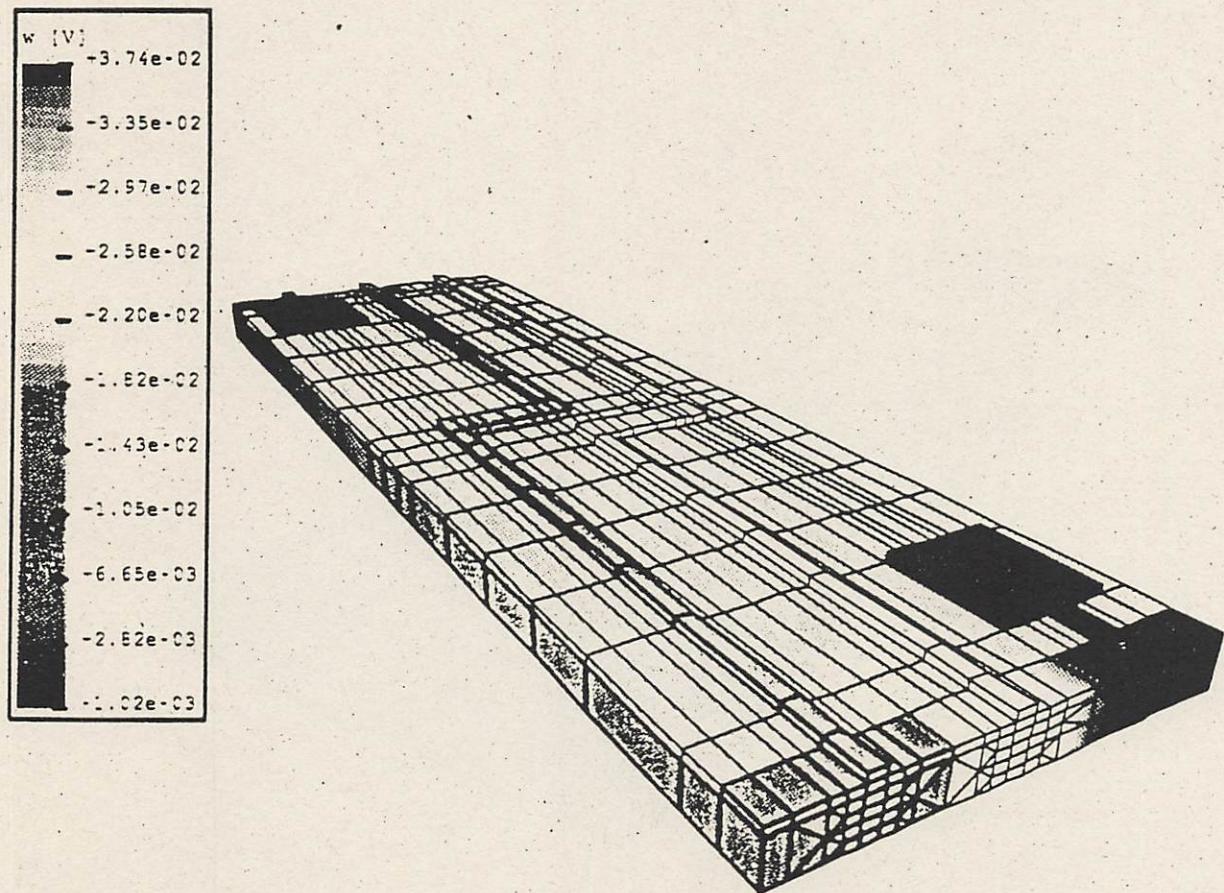
Example: 3D Thermopile

- Difference in temperature across element \Rightarrow difference in hole quasi-fermi potential
- Many elements connected in series to enhance effect
- Dirichlet boundary conditions to simulate heat source and heat sink.



Thermopile (temperature sensor)

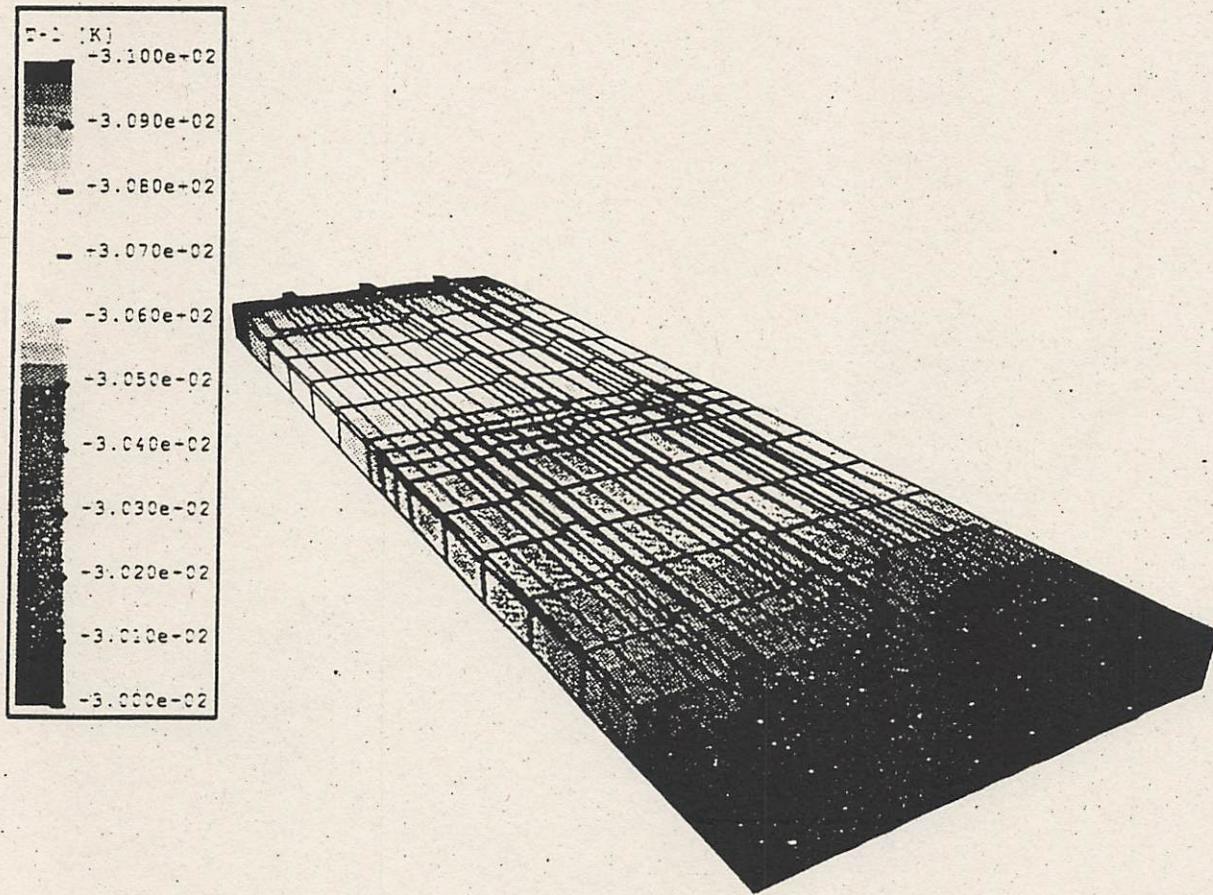
Hole Quasi-Fermi Potential
(blue = -1.02 mV , red = 37.4 mV)



in current flow

Thermopile (temperature sensor)

Temperature
(blue = 300 K, red = 310 K)



Conclusions

- Self-consistent simulation of electrical and thermal effects using “Thermodynamic Model.”
- General boundary conditions allowed; Newton’s Law of Cooling was implemented.
- Simulations of 2D and 3D devices carried out in the steady state.

Magnetischer Flusskonzentrator für Hall Sensoren.

Dipl. Ing. H. Lechner

NONLINEAR STATIC AND LINEAR TIME-HARMONIC ANALYSIS
OF A MAGNETIC FLUX CONCENTRATOR USING TOSCA AND ELEKTRA

H. Lechner
Corporate Research & Development
Landis & Gyr Betriebs AG, CH-6301 Zug, Switzerland

ABSTRACT

The magnetic field of the flux concentrator of a solid state alternating current meter is analysed and its sensitivity computed.

1 INTRODUCTION

Diagram 1 shows the centre part of a solid state alternating current meter that can record household energy consumption, among other applications. This type of meter is about to replace the electro-mechanical alternating current meter based on the Ferraris measuring principle. The development is due to several advantages inherent in electronic measurement. One is enhanced functionality. Another is suitability for integration and miniaturization. Long-term cost benefits are a third.

The two parts depicted are an electric conductor carrying the load current and a Hall-effect sensor. The Hall-effect sensor is placed in the magnetic field created by the load current and, under the influence of the load voltage, produces an output signal proportional to the product of the load current and the load voltage.

The arrangement is incomplete in the form depicted. Firstly, the sensor can't discriminate extraneous magnetic fields from the field of the load current to be measured. Secondly, though the conductor carrying the load current is laid in a loop around the sensor so as to intensify the magnetic flux density in the region of the sensor, the flux density there is still too low. The sensor needs therefore to be shielded and the magnetic flux further concentrated.

2 NUMERICAL MODEL

Diagram 2 shows the finite element model of the flux concentrator. The parts depicted are the current loop and two soft iron parts. The overall configuration is symmetric with respect to three axes, so that only one eighth of each of the iron parts has been illustrated, corresponding to one octant. The current loop is shown complete. The representation is in accordance with TOSCA and ELEKTRA which subsequently are used to analyse the magnetic field of the arrangement.

The outer soft iron part, which actually is a ring, is a yoke that also serves as the magnetic shield. The pole shoes, there are actually two of them, concentrate the flux. They are part of the Hall-effect sensor. The Hall element itself is not depicted. It is supposed to be positioned at the origin of the coordinate system, that is the center of the arrangement. The current loop has, in contrast to the real situation, been closed in order to simplify the model for the sake of symmetry.

The computation of the magnetic field of the flux concentrator is a three-dimensional nonlinear eddy current boundary value problem. The problem can either be solved with TOSCA if eddy currents are neglected, or with ELEKTRA if the magnetization curve of the iron is assumed to be linear.

3 NUMERICAL RESULTS

Diagram 3 shows the distribution of the flux density vectors on the iron surfaces for a nonlinear static analysis with TOSCA. The pole shoes show the desired magnetic flux concentrating effect.

Diagram 4 is the result of a linear eddy current analysis with ELEKTRA. The frequency was 50 Hz. Note that the interior of the pole shoe is free of magnetic field. The skin effect is therefore quite marked.

Diagram 5 shows the sensitivity of the arrangement over the load current. The sensitivity is the flux density seen by the Hall element divided by the load current. It is responsible for the accuracy and the measuring range of the flux concentrator.

The dashed line is the result of a nonlinear static analysis with TOSCA. The steep descent of the curve for high load currents is due to iron saturation. The full line is the result of a linear eddy current analysis with ELEKTRA. The frequency was again 50 Hz. The linear calculation with ELEKTRA needs a suitable value for the constant permeability. Such a value can only be given for small load currents. The full line therefore breaks off.

The sensitivities calculated with the two programs for small load currents are very much the same though the effect of magnetic flux displacement in the pole shoes is quite distinct.

The value for the sensitivity calculated with ELEKTRA is a corrected value. The original value is shown in table 1 together with the result of an analysis with ELEKTRA for 0 Hz and that of a linear analysis with Tosca. The values regard to a load current of 0.1 A. The relative permeability was 46'000, that is the initial permeability.

The two values 0.28674 mT and 0.27759 mT of the static analyses differ slightly. We suppose the discrepancy to result from the finite grid size of the two numerical models. The two values should in principle converge for the limiting case of zero grid size. The two values 0.27751 mT and 0.27759 mT of the analyses with ELEKTRA have therefore been corrected such that the two values of the static analyses coincide.

4 LIMITATION

The question arises to what extent the sensitivity calculations with the two programs are valid. For the calculation with TOSCA the assumption of negligible eddy currents has been made. For the calculation with ELEKTRA the magnetization curve of the iron has assumed to be linear. The magnetization curve of the iron is linear only for small load currents and the assumption of negligible eddy currents is valid only for very high load currents when the pole shoes are driven deeply into saturation and they behave like a thin structure. The calculations with TOSCA can therefore be relied upon only for very high load currents and the calculations with ELEKTRA only for small load currents. In the region of medium load currents reliable computation of the sensitivity needs a nonlinear alternating current solver. A quasi-nonlinear alternating current solver [1] may suffice. The approximation made by this sort of solver is that the permeability in each element is based upon the peak flux density in that element during the alternating current cycle.

5 SUMMARY

The sensitivity of the flux concentrator of a solid state alternating current meter is computed. By a nonlinear static analysis with TOSCA results for very high load currents are obtained. A linear eddy current analysis gives results for small load currents. For the computation of the sensitivity in the region of medium load currents a nonlinear alternating current solver is needed. A quasi-nonlinear alternating current solver may be sufficient.

REFERENCES

- [1] C. Riley, private communication.

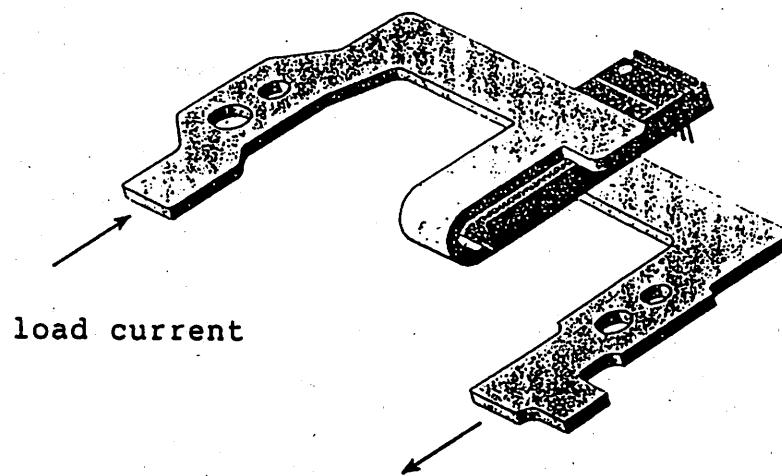


Fig. 1. Current loop with Hall-effect sensor.

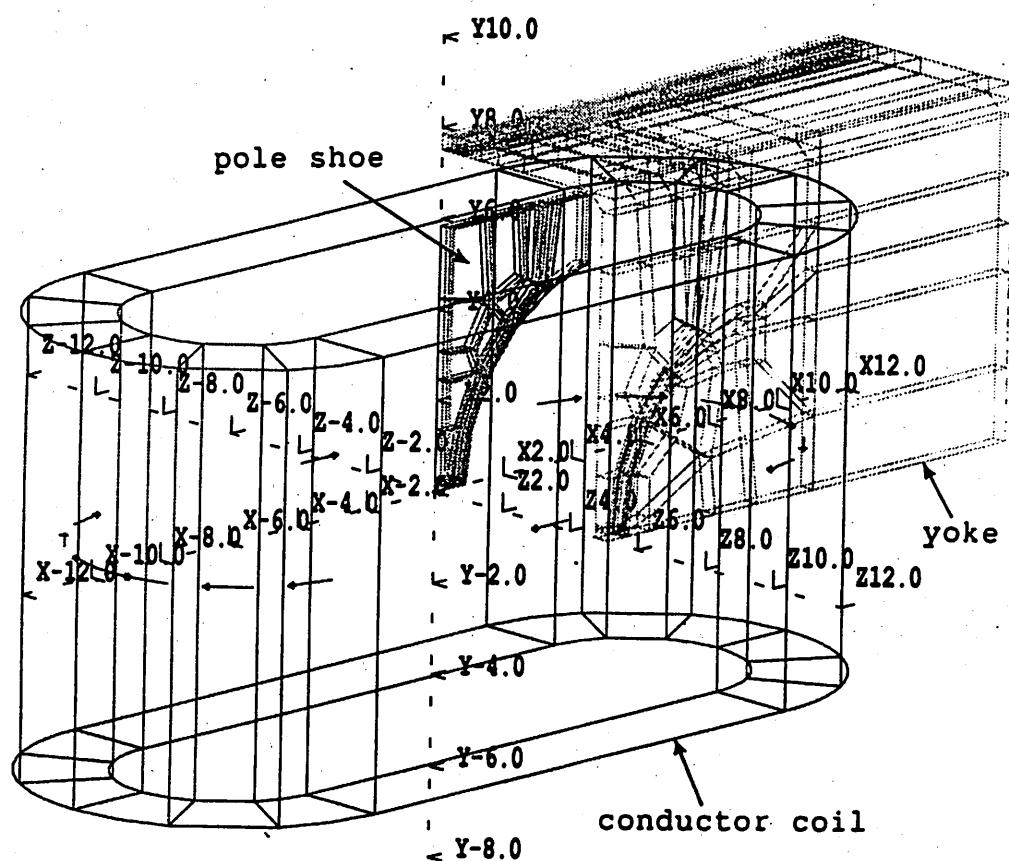


Fig. 2. Flux concentrator.

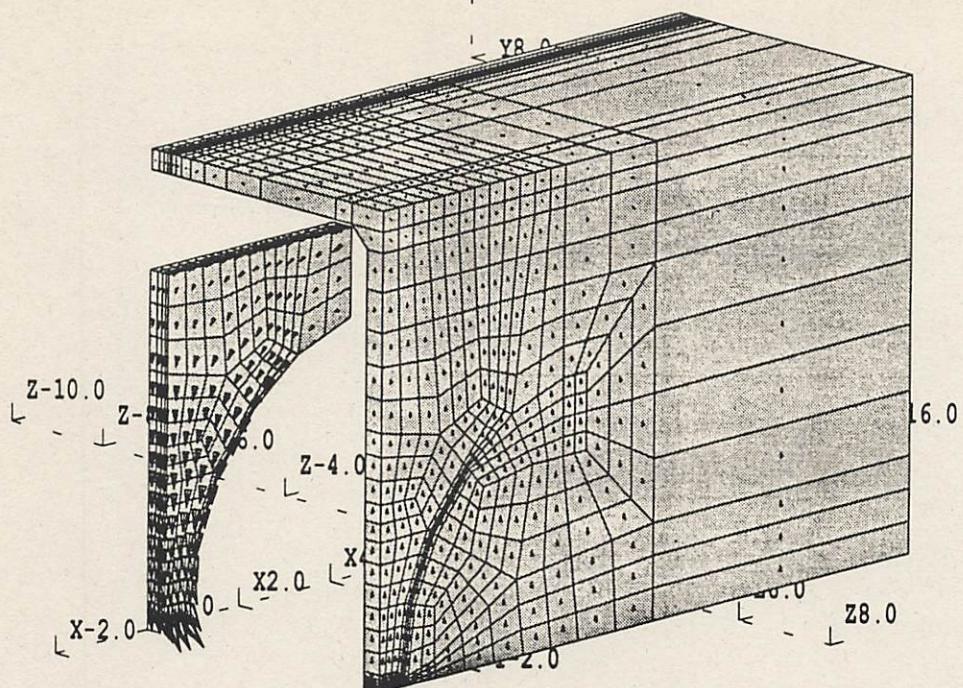


Fig. 3. Flux density pattern of a nonlinear static analysis with TOSCA.

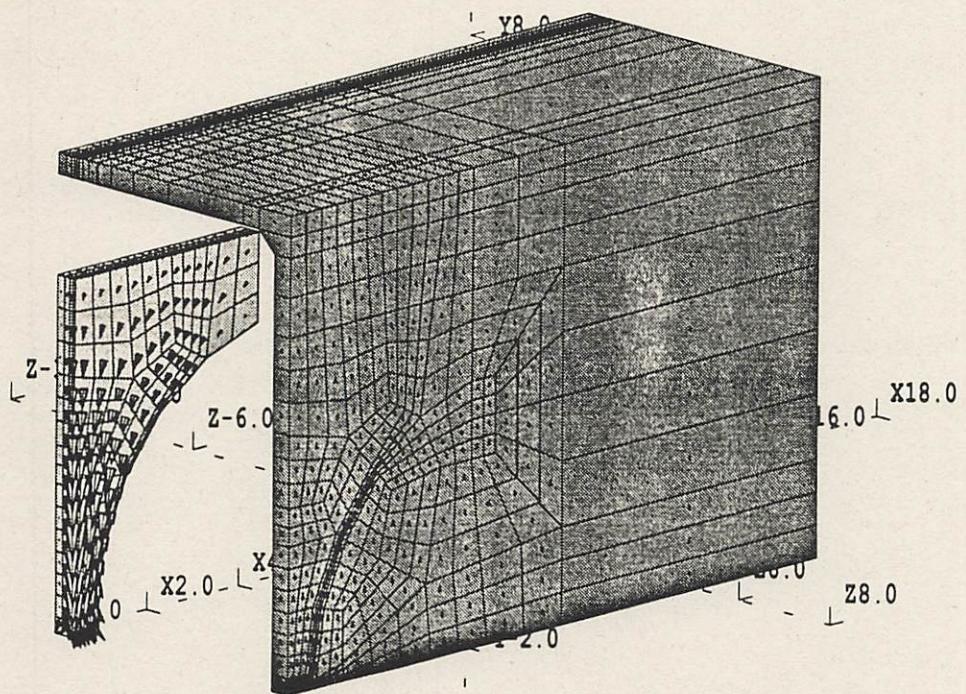


Fig. 4. Flux density pattern (real part) of a linear eddy current analysis with ELEKTRA.

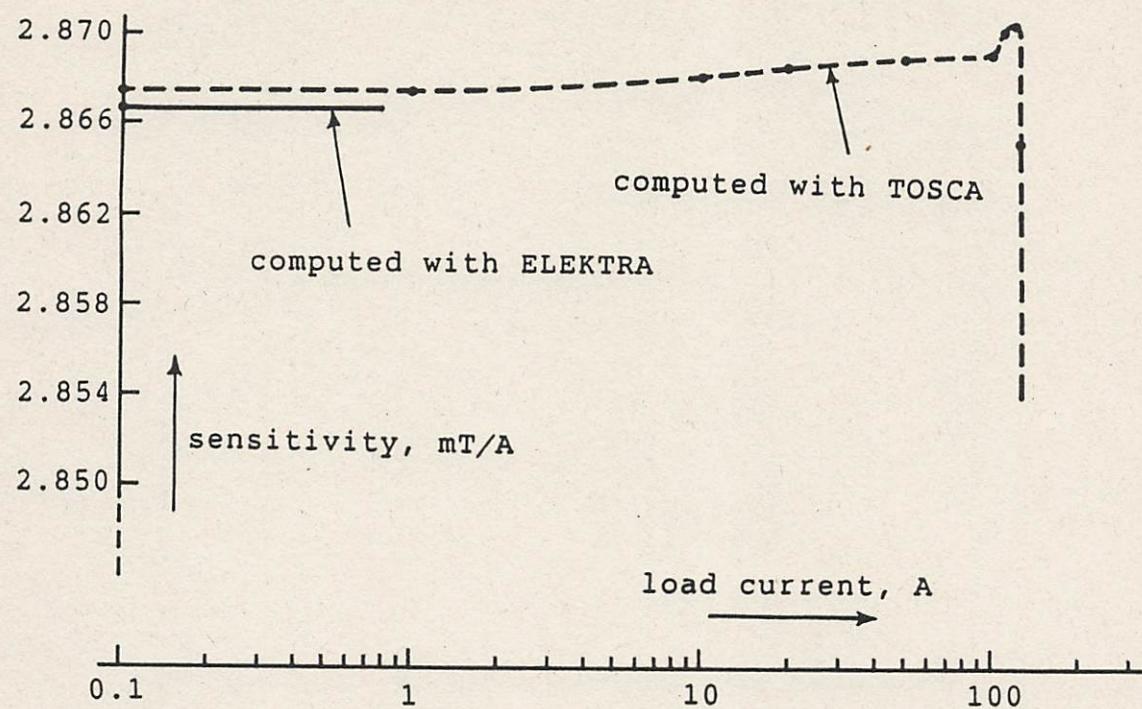


Fig. 5. Sensitivity of the flux concentrator.

program	frequency	load current	relative permeability	flux density
TOSCA	0 Hz	0.1 A	46'000	0.28674 mT
ELEKTRA	0 Hz	0.1 A	46'000	0.27759 mT
ELEKTRA	50 Hz	0.1 A	46'000	0.27751 mT

Table 1. Flux densities seen by the Hall element.

Vertical Hall Sensoren.

Dr. M. Roos

**Markus Roos
C-TIM / C-R&D
Landis&Gyr Betriebs AG
CH-6300 ZUG**

Vertikale Hallsensoren

1 Einleitung

2 Fragestellungen

3 Analyse

4 Resultate

5 Ausblick

1 Einleitung

Die Anwendung von Hallsensoren in Industrieprodukten hat in den letzten Jahren ständig zugenommen. Ob sie als Magnetfeldsonden, als Positionsmesser oder als Leistungsmesser in Elektrizitätsversorgung eingesetzt werden, spielt für das Folgende keine Rolle. Da Landis&Gyr eine eigenständige Entwicklung von Hallsensoren für die Stromleistungsmessung durchführt, werde ich mich auf diesen speziellen Typ konzentrieren.

Die Entwickler von Halbleitersensoren, wie von allen mikroelektronischen Devices, greifen zunehmend auf numerische Simulationswerkzeuge zurück, einerseits wegen dem Zwang zu schnellerer und kostengünstigerer Entwicklung in einem Industriekonzern und andererseits wegen der immer grösseren Anforderungen an die Bauelemente, deren Erfüllung ohne die Einsichten aus der Modellierung nicht mehr garantiert werden kann.

Das Beispiel des bei L&G entwickelten und nun seit geraumer Zeit produzierten und verkauften Hallsensors im elektronischen Zähler, veranschaulicht diese Anforderungen: Um die staatlich vorgeschriebenen Spezifikationen an einen Elektrizitätszähler zu erfüllen, mussten in Bezug auf Linearität, Temperaturgang und Langzeitstabilität des Kernelements, des Vertical Hall Sensors (VHS) neue Ufer erkundet werden. Dies ist vor allem auf dem Hintergrund zu bewerten, dass das Endprodukt in Massenproduktion und sehr billig herstellbar sein muss.

Zur Zeit der ersten Laborversuche entschloss man sich bei Landis&Gyr, ein Forschungsprogramm für die numerische Modellierung von Hallsensoren zu starten. Es stellte sich nämlich heraus, dass die erhältlichen Simulatoren für dreidimensionale Modellierung von Halbleiterdevices mit Magnetfeld für die spezifischen Zwecke unzureichend waren. Das Resultat dieser Anstrengungen ist das Programm SESES (Akronym für SEMiconductor SENsor Simulation) [1]. Inzwischen wurde der Anwendungsbereich für dieses Programm stark ausgebaut und umfasst die Modellierung von zahlreichen wichtigen Effekten, die in Sensoren ausgenutzt werden.

Ich möchte im Folgenden auf einen Aspekt dieser Geschichte näher eingehen: die Untersuchung der Offsetspannung eines Hallsensors.

2 Fragestellungen

Die Anwendung eines Hallsensors in einem Elektrizitätszähler beruht auf folgendem Prinzip. Die elektrische Leistung in einem Stromkreis errechnet sich zu:

$$P(t) = V(t) * I(t), \rightarrow P_{\text{tot}} = \int P(t) dt,$$

wo $V(t)$, $I(t)$ dem Momentanwert von Spannung und Strom und $P(t)$, P_{tot} dem Momentan- resp. dem integrierten Wert der elektrischen Leistung entsprechen. Das **ideale** Verhalten eines Hallsensors ist andererseits gegeben durch

$$V_H(B, I) = g * B * J$$

wo B die magnetische Induktion und J den Sensorstrom, sowie g eine material- und geometrieabhängige Konstante bezeichnet. Mit der Wahl

$$B(t) = B(I(t)) = \text{const} * I(t)$$

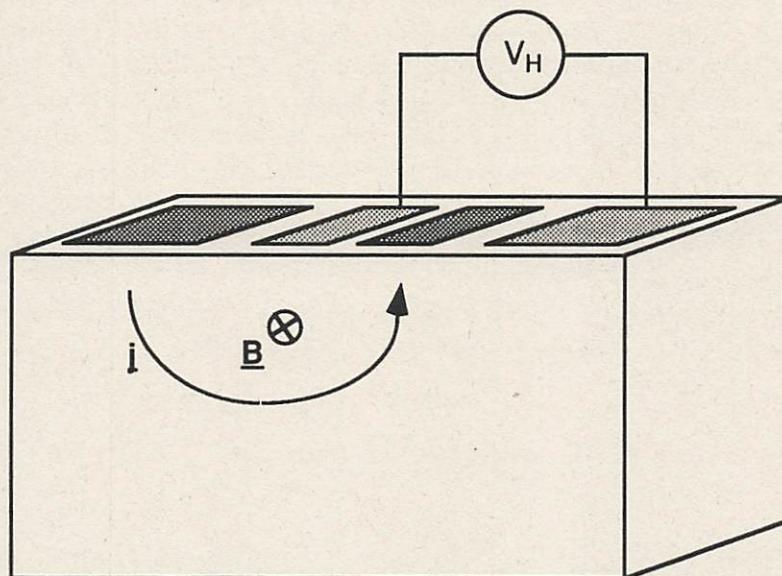
$$J(t) = J(V(t)) = \text{const} * V(t),$$

welche durch eine geeignete Beschaltung, respektive Montage erreicht werden kann, ist es möglich, mit einem Hallelement neben dem Erfassen des Stromes $I(t)$ via des von ihm erzeugten Magnetfeldes auch die erforderliche Multiplikation von Spannung mal Strom durchzuführen:

$$\rightarrow V_H(t) = \text{const} * I(t) * V(t) = \text{const} * P(t).$$

Dies ist einer der Gründe für die Wahl dieses Elements bei der L&G-Neuentwicklung.

Die Nebenbedingung, dass der Sensorchip zusammen mit der Beschaltungselektronik einfach und sicher verpackt und montiert werden kann, führte auf die Idee, den Sensor nicht wie sonst üblich als horizontalen Hallsensor auszuführen, also mit einem zur Waferoberfläche senkrechten Magnetfeld, sondern als sogenannten Vertical Hall Sensor, wo das Magnetfeld parallel zur Waferoberfläche angreift und die Stromfäden senkrecht zur Oberfläche verlaufen. [2]



-  Stromkontakte
-  Hallspannungskontakte

Figur 1: Struktur des Vertical Hall Sensors

Dass diese Anordnung als Hallsensor überhaupt einen Sinn macht, kann am Besten anhand der beiliegenden Graphik "Horizontale und Vertikale Hallsensoren" veranschaulicht werden. Das Stichwort dazu heisst **konforme**

Abbildung. Damit kann man für ein strikt zweidimensionales Modell zeigen, dass ein horizontaler und der entsprechende, konformabgebildete vertikale Hallsensor bezüglich dem Kontaktverhalten exakt dieselben Eigenschaften haben. Also sind insbesondere die Empfindlichkeit, d.h. die Grösse der Hallspannung in Abhängigkeit des angelegten Magnetfelds und des fliessenden Stromes, sowie die Offsetspannung, d.h. die gemessene Sensorkontaktspannung als Funktion des fliessenden Stromes bei verschwindendem Magnetfeld, für beide Anordnungen dieselben.

Für den VHS im Elektrizitätszähler stellten sich unter anderem die folgenden Probleme:

- Empfindlichkeit
- Temperaturgang
- Offsetspannung im Nullfeld

Diese Fragen können heute im Rahmen einer numerischen Simulation angegangen werden. Ich möchte im Folgenden den dritten Aspekt näher beleuchten.

3 Analyse

Die Offsetspannung eines Hallsensors ist vor allem für die VHS-Struktur eine grosse Herausforderung, da diese Grösse nicht wie bei der üblichen horizontalen Anordnung durch **Symmetrieeigenschaften** determiniert ist (vgl. Graphik zur konformen Abbildung) sondern die **Geometrie** der Kontakte eine wesentliche Rolle spielen. Weiter verhindert der Uebergang von 2D zu 3D Betrachtungen die direkte Anwendung der konformen Abbildung als analytisches Werkzeug. Für die in Figur 1 gezeigte Struktur kommt somit nurmehr die numerische Modellierung für die theoretische Analyse von Geometrieeinflüssen etc. in Frage.

Für die zur Diskussion stehende Anwendung im Elektrizitätszähler spielt die Offsetspannung eine wesentliche Rolle bei der erreichbaren Messgenauigkeit, insbesondere wenn die experimentell gemessene Offsetspannung in der gleichen Grössenordnung liegt, wie die erreichbare Hallspannung infolge eines angelegten Magnetfeldes. Es stellt sich nun die Frage, ob diese Störspannung, die lediglich im Promillebereich des Spannungsabfalls über den Stromkontakte liegt, mit numerischen Mitteln überhaupt zuverlässig bestimmt werden kann.

Die Antwort darauf lautet JA mit einigen Einschränkungen. Da die Offsetspannung wesentlich durch die Geometrie bestimmt wird, ist es möglich den Hallsensor durch ein sogenannt "Reduziertes" Modell zu simulieren. Dabei werden nicht die vollen Halbleitertransportgleichung gelöst sondern unter der Annahme, dass die eine Ladungsträgersorte vorherrscht, lediglich ein lineares Potentialproblem, das den Ladungstransport infolge von angelegten Kontaktspannungen und dem Magnetfeld beschreibt. Die Halbleitereffekte, beispielsweise die "depletion zone" an der Oberfläche für eine "buried structure" können in diesem Modell durch eine ortsabhängige Leitfähigkeit im reduzierten Modell berücksichtigt werden.

Dennoch liegen die Verhältnisse selbst für das lineare Modell nicht so einfach. Die Kleinheit des Effektes (im Promillebereich) bedingt, dass der

Diskretisierungsfehler bei der Simulation ebenfalls in dieser Größenordnung liegt. Dabei zeigt die Erfahrung, dass diese Anforderung an eine Masche (d.h. Diskretisierung der Devicegeometrie) nicht trivialerweise zu erfüllen ist. Uniforme oder "handgestrickte" Maschen ergeben häufig ein "zufälliges" Resultat in dem Sinne, dass mit zunehmender Komplexität des Gitters die Offsetspannung in Größenordnung, ja auch im Vorzeichen stark schwankt, statt monoton zu konvergieren.

Um dieses Problem in den Griff zu kriegen, kommt uns ein wesentlicher Vorteil des Programmes SESES zu Hilfe: die Möglichkeit, die Masche lokal über viele Stufen hinweg zu verfeinern. Zusammen mit einem speziell für diese Fragestellung entwickelten adaptiven Verfeinerungskriterium [3], das das lokale "refinement" automatisch steuert, wurde es möglich die erforderliche Genauigkeit für 3D Probleme (in linearer Approximation) zu erreichen. Das erwähnte Verfeinerungskriterium orientiert sich an einem Variationsprinzip für das zu lösende Feldproblem und ergibt insbesondere sehr gute Konvergenzeigenschaften für das Kontaktverhalten, d.h. es führt nicht primär auf eine uniforme, hohe Genauigkeit des Feldes im Innern, sondern eine hohe Genauigkeit der Kontaktwerte, zum Beispiel die resultierenden Ströme oder die sich einstellende Spannung an (Floating-)Kontakten.

4 Resultate

Die Resultate dieses Vorgehens möchte ich am Beispiel eines 2D VHS demonstrieren, dessen Eigenschaften via der konformen Abbildungen auch analytisch berechnet werden können.

Man geht von der in der Graphik "Horizontale und Vertikale Hallsensoren" gezeigten HHS-Struktur aus und erhält so die Kontaktgeometrie des VHS, der ebenfalls eine verschwindende Offsetspannung hat. Die Simulation des VHS und die Modellierung der Offsetspannung ergibt dann eine indirekte Abschätzung des Diskretisierungsfehlers. Bei der Simulation des HHS wird der Offset für alle Meshes, die die Symmetrie des Problems respektieren exakt approximiert, während diese Eigenschaft für den VHS nicht mehr garantiert ist. Die folgende Tabelle zeigt das Konvergenzverhalten für verschiedene Refinementstufen.

# DOF	w_{el}	V_H [mVolt]	V_1 [Volt]
170	-	8.33	0.1161
298	.50	8.70	0.0210
794	.10	3.40	0.0038
1351	.05	1.20	0.0051
6229	.01	0.04	0.0007
exact		0.00	0.0000
8353	uni.	2.56	0.0210

Die Offsetspannung V_H und die Spannung V_1 , (Absolute Spannung am einen Spannungskontakte) sind gegen die Anzahl Freiheitsgrade, die zur Diskretisierung verwendet wurden, aufgetragen. Der Parameter w_{el} bezeichnet eine Steuergröße, die für das adaptive Refinement verwendet wird.

In den Figuren 2 und 3 sind typische Ausschnitte aus einer 3D Simulation des VHS dargestellt. Die ersichtliche Komplexität des Gitters lässt sofort erahnen, dass solche Maschen unmöglich von Hand generiert werden können. Die

Anzahl erforderlicher Freiheitsgrade für 3D Rechnungen beträgt für eine zu diesem 2D Fall vergleichbare Genauigkeit rund 40'000. Derartige Problemgrössen können heute mit Workstations direkt gelöst werden.

5 Ausblick

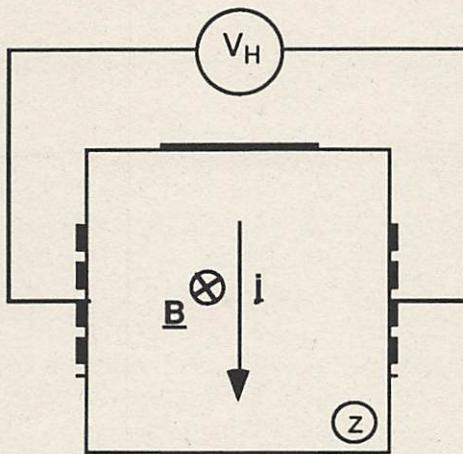
Ich möchte zum Abschluss einige weiterführende Bemerkungen machen. Die oben gezeigten Resultate beziehen sich ausschliesslich auf das reduzierte Modell des Ladungstransports. Eine analoge Rechnung mit dem vollen Halbleitertransportmodell für 3D Probleme übersteigt auch heute noch die Kapazität von Workstations. Dadurch wird es umständlich, spezifische Halbleitereffekte, die z.B. zu Nichtlinearitäten in der Hall- und der Offsetspannung führen können, direkt zu modellieren. Hier kommt ein weiterer Vorzug des verwendeten Programms SESES zum Tragen. Es ist dies die Modellhierarchie, d.h. die Möglichkeit dasselbe Problem sowohl 2- als auch 3-dimensionaL zu simulieren oder die Resultate einer Rechnung mit dem vollen Modell nachträglich innerhalb des reduzierten Modells weiter zu bearbeiten. Beispielsweise könnte man die sich einstellende Ladungsträgerdichte für eine moderate Anzahl von Freiheitsgraden im vollen Modell bestimmen und in einer anschliessenden Rechnung innerhalb des reduzierten Modell zur genaueren Bestimmung der Offsetspannung in einem stark verfeinerten Mesh verwenden. Diese Art der Verbindung von verschiedenen Gesichtspunkten einer Fragestellung durch ein flexibles Simulationswerkzeug wird es in Zukunft ermöglichen, einen neuen Standard in der Genauigkeit und Flexibilität der numerischen Modellierung zu erreichen.

Dasselbe gilt noch in stärkerem Massse für die Kopplung von verschiedenen physikalischen Effekten innerhalb eines Sensors, welche selten in einem einzigen Aufwasch simuliert werden können und auf ein freies Kombinieren von Resultaten der einen Simulation als Eingangsgrösse für eine weitergehende Modellierung hinauslaufen. (Siehe dazu auch den Beitrag "Klassifikation von Kopplungsphänomenen in der Sensormodellierung" an diesem Workshop).

Referenzen

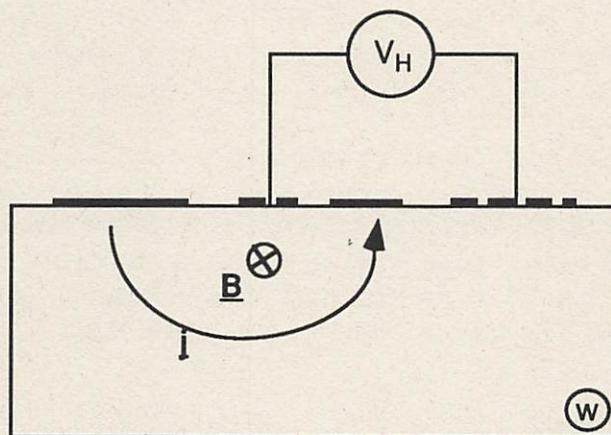
- [1] E. Anderheggen et al., "SESES User's Manual", PFI / ETH Zürich (1992)
- [2] R. S. Popovic, "Hall Effect Devices", Adam Hilger, Bristol (1991)
- [3] M. Roos et al., "Refinement Strategy for Semiconductor Sensor Simulations", NASECODE VIII Proceedings, Boole Press Ltd. Volume 14: Conference Series

Verticale und horizontale Hallsensoren



Horizontaler Hallsensor (HHS)
- Magnetfeld senkrecht zur Waferoberfläche

↓
Konforme Abbildung $f: z \rightarrow w = f(z)$;
z,w komplexe Zahlen



Vertikaler Hallsensor (VHS)
- Magnetfeld parallel zur Waferoberfläche

Eigenschaften der Offsetspannung: $V_H(B)|_{B=0}$ dieser Anordnungen:

HHS: $V_H(0) = 0$ aus Symmetriüberlegungen

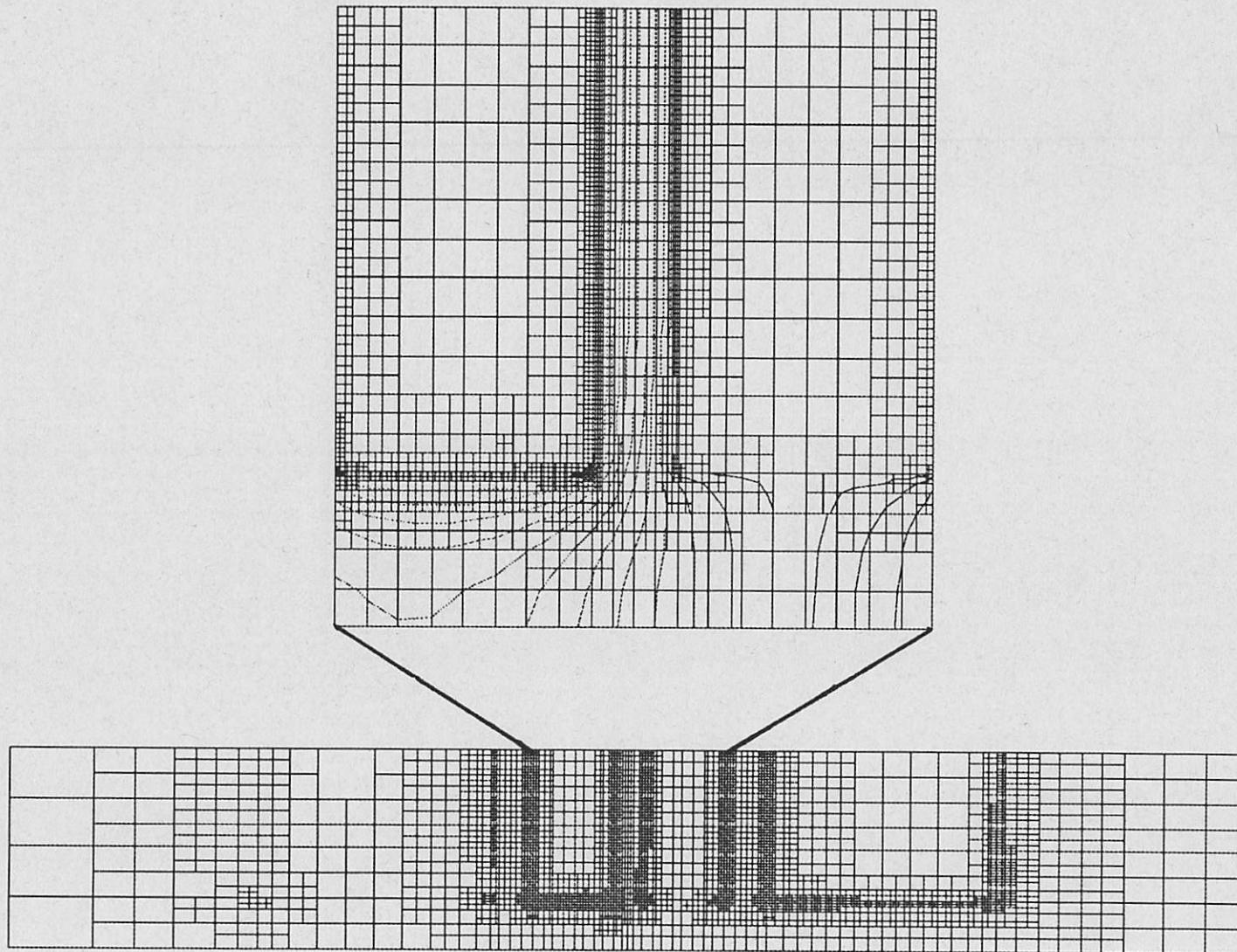
VHS: $V_H(0) = 0$ wg. konformer Abbildung

Eigenschaften der diskretisierten Lösung der beiden Anordnungen:
(d bezeichnet die Längenskala der Diskretisierung)

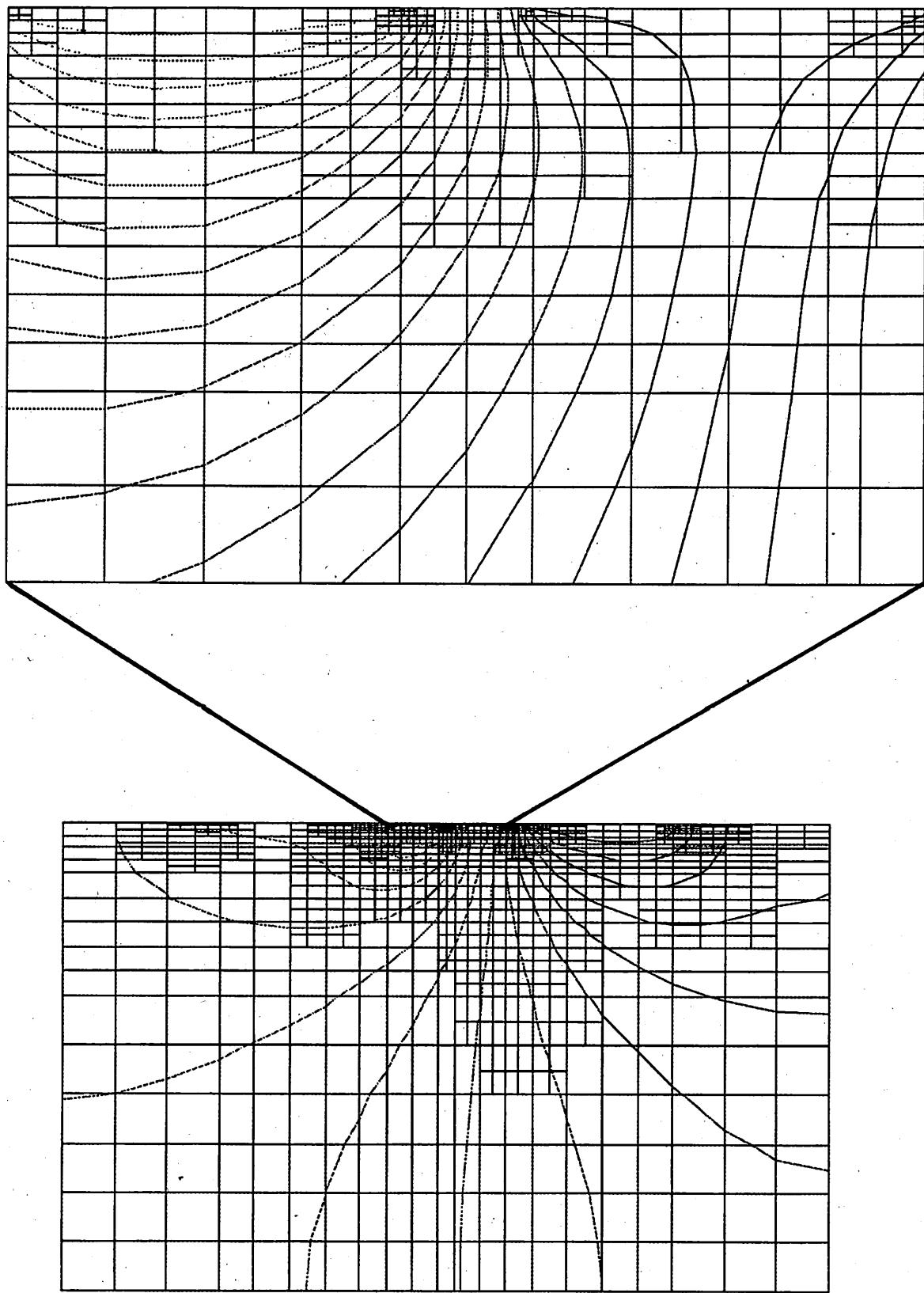
HHS: $V_H^{(d)}(0) = 0$ falls der Mesh die Symmetrie erhält

VHS: $V_H^{(d)}(0) \neq 0$ im allg., da man den Mesh nicht aus einer konformen Abbildung erhält, aber

$V_H^{(d)}(0) \rightarrow 0$ für $d \rightarrow 0$



**Figur 3: Ausschnitt aus der Masche in der Kontaktalebene
(ca 30'000 Freiheitsgrade insgesamt)**



**Figur 2: Ausschnitt aus der Masche in der Symmetrieebene
(ca 30'000 Freiheitsgrade insgesamt)**