

신뢰성 해석을 위한 반도체 다중연결선의 RMS 전류 추정 기법

논 문
60-8-14

RMS Current Estimation Technique for Reliability Analysis of Multiple Semiconductor Interconnects

김기영* · 김덕민** · 김석윤†
(Ki-Young Kim · Deok-Min Kim · Seok-Yoon Kim)

Abstract - As process parameters scale, interconnect width are reduced rapidly while the current flowing through interconnects does not decrease in a proportional manner. This effect increases current density in metal interconnects which may result in poor reliability. Since RMS(root-mean-square) current limits are used to evaluate self-heating and short-time stress failures caused by high-current pluses, RMS current estimation is very important to guarantee the reliability of semiconductor systems. Hence, it is critical to estimate the current limits through interconnects earlier in semiconductor design stages. The purpose of this paper is to propose a fast, yet accurate RMS current estimation technique that can offer a relatively precise estimate by using closed-form equations. The efficiency and accuracy of the proposed method have been verified through simulations using HSPICE for a vast range of interconnect parameters.

Key Words : Interconnect, RMS currents, RC modeling, Circuit moments

1. 서 론

반도체 공정 기술이 45nm 이하로 내려감에 따라, 칩 내 연결선의 신뢰성(reliability)이 설계상의 큰 관심사로 떠오르고 있다. 공정 파라미터들이 스케일이 되면서 연결선의 폭이 급속도로 줄어들어 반해, 연결선에 흐르는 전류는 연결선 폭 감소에 비해 감소하지 않고 있다. 이로 인해 연결선의 전류 밀도가 크게 증가하여 전기적 이동[1, 2]과 같은 신뢰성 관련 문제를 간과할 수 없게 되었다. 전기적 이동은 연결선 내에 변형이나 빈공간을 형성하여 회로 단락과 개방을 야기한다. 전기적 이동에 대한 MTTF(Mean-Time-To-Failure)는 Black의 연구[3]에서처럼 평균 dc 전류 밀도(J_{avg})의 함수로 식 (1)과 같이 표현된다.

$$MTTF = A \times J_{avg}^{-n} \times e^{\frac{E_a}{kT}} \quad (1)$$

식 (1)에서 A와 n은 경험상수, E_a 는 activation energy, k는 볼츠만 상수, T는 연결선의 절대온도를 나타낸다. 또한, 전기적 이동 이외에, 연결선의 신뢰성에 심각한 영향을 주게 되는 요소로는 자체 발열(self-heating)이 있다[4]. 자체 발열은 고밀도 전류가 흐르는 상황에서 연결선 저항에서의 전력 소모가 일어날 때 발생하는데, 이와 같이 연결선에서 발생된

열은 반도체를 구성하는 유전체(dielectric)의 낮은 열전도율로 인해 효과적으로 제거되지 못한다. 따라서 저항에서의 에너지 손실(I^2R)로 인해 발생한 열은 계속적으로 증가하게 되어 열 이동[5]을 야기 한다. 이런 이유로 기능적 특성상 평균 전류 밀도가 높을 수밖에 없는 전력 배분망은 물론이고 이전에는 간과했던 신호 연결선에서의 신뢰성 문제도 부각되고 있다[6, 7].

일반적으로 연결선의 신뢰성 해석을 위해서 평균 전류(I_{avg}), Root-Mean-Square(RMS) 전류(I_{rms}), 최대 전류(I_{peak}) 값을 사용한다. 특히, RMS 전류는 joule-heating의 영향을 평가하기 위해 주로 사용된다. 평균, RMS, 최대 전류를 계산하기 위해서는 시간의 흐름에 따른 전체 전류 파형을 정확히 예측할 수 있어야 한다. 기존의 SPIDER[8], BERT[9], RELIANT[10], iTEM[11]과 같은 전기적 이동 해석 도구들은 시간 영역에서의 회로 시뮬레이션 수준으로 전류를 계산하기 때문에 전체 전류 파형을 예측하는 능력이 우수하다. 하지만 최근에는 설계의 복잡도가 매우 높고 설계 과정동안 같은 해석 작업이 끊임없이 반복되어야 하기 때문에, 회로 시뮬레이션 수준으로 수천 ~ 수십만개의 연결선에서의 전류를 해석하는 것은 시간복잡도 때문에 현실적으로 불가능하다.

이와 같은 문제를 해결하기 위해 최근에 발표된 연구[12]에서는 회로 모멘트 값을 이용하여 대수적으로 계산하는 방식을 사용하였다. 하지만 이 연구는 단일 연결선에서의 평균, RMS, 최대 전류 해석 기법을 제안하였으며, 다중 연결선에서의 평균, RMS, 최대 전류 해석 기법에 대해서는 고려를 하지 않았다. 그러나 공정 기술이 계속적으로 발달함에 따라 연결선 간격이 지속적으로 좁아지므로 연결선간의 영향을 고려한 전류 해석 기법이 필요하다. 본 논문은 다중(multiple) 연결선에서의 RMS(Root-Mean-Square) 전류를

* 비 회 원 : 삼성 LED

** 준 회 원 : 숭실대학 컴퓨터학과 석사과정

† 교신저자, 정회원 : 숭실대학 컴퓨터학과 교수 · 공박

E-mail : ksy@ssu.ac.kr

접수일자 : 2011년 1월 19일

최종완료 : 2011년 6월 27일

회로 모멘트 값을 이용함으로써 대수적으로 추정할 수 있는 기법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 서론에 이어 2장에서는 단일 연결선에서의 RMS 전류 해석 기술에 대해 기존 논문들에서 제시된 추정 기법들을 간략히 설명하고, 3장에서는 본 논문에서 제시하고자 하는 다중 연결선에서의 RMS 전류 해석 기법을 제안한다. 마지막으로 4장 및 5장에서는 제안하는 기법에 대한 성능을 평가하고, 결론을 내린다.

2. 단일 연결선에서의 RMS 전류 해석 기술

2.1 전류 모멘트 (Circuit Moment) 계산

회로 모멘트의 개념과 계산에 대해서는 기존의 논문 및 서적[13, 14, 15]에 자세히 설명되어 있으므로, 본 절에서는 전류 모멘트 계산법에 대해서만 간단히 살펴보고자 한다.

본 논문에서는 [12]에서 제안한 방법을 이용하여 전류 모멘트를 계산하기로 한다. 라플라스 영역에서, 연결선 모형의 입력을 $V_{in}(s)$, 노드 i 와 j 에서의 전압을 $V_i(s)$, $V_j(s)$ 라고 하면, 저항 R_{ij} 에 흐르는 전류 I_{ij} 는 식 (1)로 표현할 수 있다. $H_i(s) = V_i(s)/V_{in}(s)$ 의 관계가 있으므로, 식 (1)을 전달함수를 이용해 다시 표현하면 식 (2)와 같다. 식 (2)의 전달함수를 다시 정리하면 식 (3)을 얻을 수 있다. m_0^i 은 같기 때문에 소거되었고, $\Delta m_q^{ij} (= m_q^i - m_q^j)$ 는 노드 i 와 j 의 q 차 모멘트끼리의 차를 의미한다. 연결선 모형의 입력 파형의 경우, 일반적으로 그림 1과 같은 램프 입력을 사용하기 때문에 시간 영역에서는 식 (4)로, 라플라스 영역에서는 식 (5)로 나타낼 수 있다.

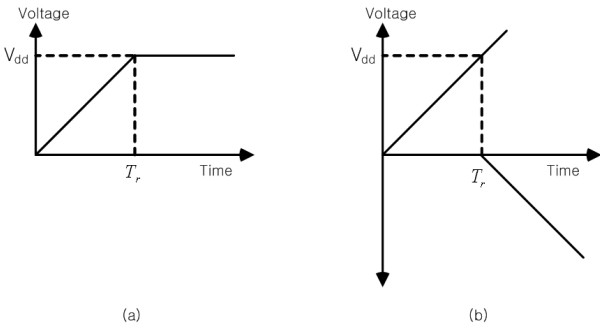


그림 1 램프 입력 파형

Fig. 1 Ramp Input Waveform

$$I_{ij}(s) = \frac{V_i(s) - V_j(s)}{R_{ij}} \quad (1)$$

$$I_{ij}(s) = \frac{H_i(s) \times V_{in}(s) - H_j(s) \times V_{in}(s)}{R_{ij}} \quad (2)$$

$$= \frac{V_{in}(s)}{R_{ij}} (H_i(s) - H_j(s))$$

$$I_{ij}(s) = \frac{V_{in}(s)}{R_{ij}} \left((m_0^i - m_0^j) + (m_1^i - m_1^j)s + (m_2^i - m_2^j)s^2 + (m_3^i - m_3^j)s^3 + \dots \right) \quad (3)$$

$$= \frac{V_{in}(s)}{R_{ij}} (\Delta m_1^{ij}s + \Delta m_2^{ij}s^2 + \Delta m_3^{ij}s^3 + \dots)$$

$$v_{in}(t) = \frac{V_{dd}}{T_r} [tU(t) - (t - T_r)U(t - T_r)] \quad (t \geq 0) \quad (4)$$

T_r 은 상승 천이 시간, V_{dd} 는 공급 전압, $U(t)$ 는 스텝 함수

$$V_{in}(s) = \frac{V_{dd}}{T_r} \frac{1}{s^2} (1 - e^{-sT_r}) \quad (5)$$

$$V_{in}(s) = \frac{V_{dd}}{s} \left(1 - \frac{sT_r}{2} + \frac{s^2 T_r^2}{6} - \frac{s^3 T_r^3}{24} + \frac{s^4 T_r^4}{120} - \dots \right) \quad (6)$$

식 (5)는 다시 Maclaurin 급수로 전개할 수 있고 그 결과 식 (6)을 얻을 수 있다. 최종적으로 식 (6)을 이용하면, 식 (3)의 전류 표현식은 식 (7)로 정리된다. 식 (7)의 s 항 계수들을 ‘전류 모멘트 (Current Moment)’로 정의하고, m_q^{ij} (노드 i 와 j 사이의 저항에 흐르는 전류에 대한 q 차 모멘트)로 표시하기로 하면 식 (8)로 쓸 수 있고, 식 (8)의 s 항 계수들을 구체적으로 표현하면 식 (9)와 같다.

$$I_{ij}(s) = \frac{1}{R_{ij}} \left[\Delta m_1^{ij} + \left(\Delta m_2^{ij} - \frac{T_r}{2} \Delta m_1^{ij} \right) s + \left(\Delta m_3^{ij} - \frac{T_r}{2} \Delta m_2^{ij} + \frac{T_r^2}{6} \Delta m_1^{ij} \right) s^2 + \dots \right] \quad (7)$$

$$I_{ij}(s) = m_0^{ij} + m_1^{ij}s + m_2^{ij}s^2 + \dots \quad (8)$$

$$m_0^{ij} = \frac{\Delta m_1^{ij}}{R_{ij}} \quad (9)$$

$$m_1^{ij} = \frac{1}{R_{ij}} \left(\Delta m_2^{ij} - \frac{T_r}{2} \Delta m_1^{ij} \right)$$

$$m_2^{ij} = \frac{1}{R_{ij}} \left(\Delta m_3^{ij} - \frac{T_r}{2} \Delta m_2^{ij} + \frac{T_r^2}{6} \Delta m_1^{ij} \right)$$

⋮

2.2 단일 연결선의 RMS 전류 해석

회로의 전류 파형은 일반적으로 그림 2와 같이 확률 밀도 함수와 유사한 형태를 갖게 된다. 그림 2는 임의의 연결선 모형(20 세그먼트, 시뮬레이션 시간 = 500ps, $R_{total} = 200\Omega$, $C_{total} = 1pF$, $T_r = 100ps$)을 HSPICE로 실험하여 R1에서의 전류 파형을 표시한 것이다.

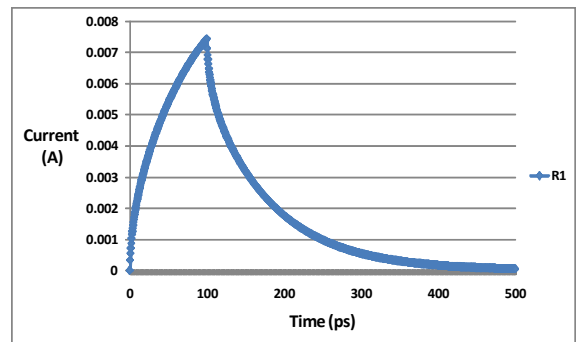


그림 2 실험 회로에서 R1에 흐르는 전류 파형

Fig. 2 Waveform of Current Flowing through R1 in an Example Circuit

$I_{ij}(s)$ 로 표현되는 일반적인 전류 파형을 0차 모멘트 m_0^{ij} 로 나누면 식 (10)과 같은 $X_{ij}(s)$ 를 얻을 수 있고, 이 $X_{ij}(s)$ 의 시간 영역 함수인 $x_{ij}(t)$ 는 식 (11)과 같은 특성을 가지고 있기 때문에 PDF의 형태로 표현하는 것이 가능하다.

$$X_{ij}(s) = \frac{I_{ij}(s)}{m_0^{ij}} = \left(1 + \frac{m_1^{ij}}{m_0^{ij}}s + \frac{m_2^{ij}}{m_0^{ij}}s^2 + \dots \right) \quad (10)$$

$$x_{ij}(t) \geq 0 \quad \text{for } \forall t, \int_0^\infty x_{ij}(t)dt = 1 \quad (11)$$

전류 파형을 근사하기에 가장 적합한 대수정규분포(Lognormal)의 확률밀도 함수를, $x_{ij}(t)$ 를 모형화하기 위해 사용하기로 한다. 일반적인 대수정규분포 확률밀도 함수는 $S(>0$, 크기 파라미터)와 $M(>0$, 위치 파라미터)의 두 파라미터를 이용하여 식 (12)와 같이 표현한다[16].

$$f(t) = \frac{1}{tS\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(t)-M}{S}\right)^2} \quad (12)$$

$$\int_0^\infty t \cdot f(t)dt = e^{M+\frac{S^2}{2}} \quad \int_0^\infty t^2 \cdot f(t)dt = e^{2(M+S^2)} \quad (13)$$

대수정규분포 확률밀도 함수의 특성을 이용하여 식 (12)로 표현되는 함수의 1차, 2차 모멘트를 정의하면 식 (13)과 같고, 식 (10)과 전류모멘트의 정의를 이용하면 식 (14)와 같은 관계를 유도할 수 있다.

$$\int_0^\infty t \cdot x_{ij}(t)dt = \frac{m_1^{ij}}{m_0^{ij}} \quad \int_0^\infty t^2 \cdot x_{ij}(t)dt = \frac{2m_2^{ij}}{m_0^{ij}} \quad (14)$$

여기서 식 (13)과 (14)를 같다고 놓고, S와 M을 전류 모멘트로 표현하면 식 (15)와 같다.

$$M = \ln\left(\frac{(m_1^{ij})^2}{m_0^{ij}\sqrt{2m_2^{ij}m_0^{ij}}}\right) \quad S = \sqrt{\ln\left(\frac{2m_2^{ij}m_0^{ij}}{(m_1^{ij})^2}\right)} \quad (15)$$

$x_{ij}(t)$ 는 대수정규분포 확률밀도 함수이므로 식 (15)의 파라미터 특성을 갖고 식 (16)과 같이 표현할 수 있지만, 식 (10)에서 전류 파형 함수를 정규화하기 위해서 0차 모멘트 m_0^{ij} 로 나누었기 때문에 최종적인 전류 함수 $I_{ij}(t)$ 를 만들기 위해서는 식 (17)에서와 같이 m_0^{ij} 을 다시 곱해주어야 한다. 이로써 연결선 모형 내의 노드 i와 j 사이의 저항에 흐르는 전류 파형을 근사할 수 있는 식 (17)을 얻을 수 있다.

$$x_{ij}(t) = \frac{1}{tS\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(t)-M}{S}\right)^2} \quad (16)$$

$$I_{ij}(t) = m_0^{ij} \times x_{ij}(t) = \frac{m_0^{ij}}{tS\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln(t)-M}{S}\right)^2} \quad (17)$$

$I_{ij}(t)$ 로 표현되는 전류 파형의 RMS(Root-Mean-Square) 값을 계산해보면 식 (18)과 같고, 적분 식을 풀어서 정리하면 식 (19)를 얻을 수 있으며, 식 (18)에서 적분구간, $0 \rightarrow T_c$ 를 $0 \rightarrow \infty$ 로 근사하였다.

$$I_{ij}^{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} I_{ij}^2(t)dt} \approx \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^\infty I_{ij}^2(t)dt} \quad (18)$$

$$I_{ij}^{rms} = m_0^{ij} \sqrt{\frac{e^{-M+\frac{S^2}{4}}}{2\sqrt{\pi}ST_c}} \quad (19)$$

3. 제안하는 다중 연결선에서의 RMS 전류 해석 기술

여러 개의 연결선이 존재하는 경우, 인접한 연결선에 의해 영향을 받을 때의 전류 변화를 해석하는 기술을 제안한다. 물리적으로 인접한 모든 연결선으로부터 영향을 받게 되지만, 양 옆에 가장 가까이 있는 2개의 연결선에 의한 영향이 가장 지배적이므로, 본 논문에서는 영향을 받는 하나의 연결선(Victim)과 영향을 주는 두 개의 연결선(Aggressor 1, Aggressor 2)을 가정하여 Victim의 전류 해석에 초점을 맞춘다.

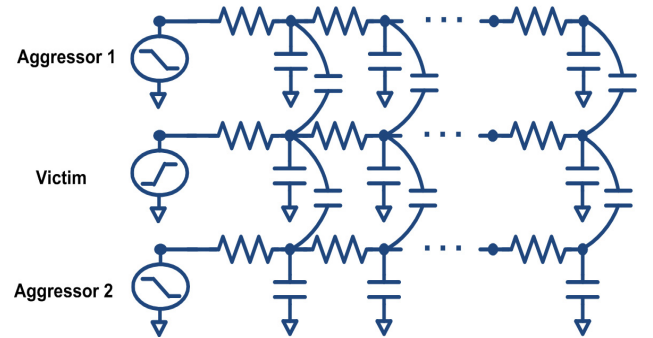


그림 3 다중 연결선에서의 Worst-Case 스위칭 조건
Fig. 3 Worst-Case Switching Condition in Multiple Interconnects

그림 3은 전류 해석을 위한 다중 연결선을 모델링한 것이다.

3.1 전류 해석을 위한 중첩(Superposition) 원리

Victim의 각 저항에서 Worst-Case RMS 전류(I_{rms} : I_{rms}^{R1} , I_{rms}^{R2} ...)를 계산한다. 이를 위해 중첩의 원리를 적용하고자 하며, 아래의 3가지 경우로 나누어 각 저항에서의 전류를 정의하고, 그 전류 값들을 이용하여 최종 RMS 전류 값을 계산한다.

(1) Victim 라인만 스위칭 할 경우 : Aggressor 1과 Aggressor 2는 천이하지 않는 정적 상태(quiet)이고 Victim만 0V에서 VDD까지 상승 천이하는 경우를 가정한 후, Victim의 각 저항에서의 전류 모멘트를 계산하고 그 모멘트

를 단일 연결선의 전류 해석 방식에 적용하면 Victim만 천이할 때의 RMS 전류($I_{rms_victim} : I_{rms_victim}^{R1}, I_{rms_victim}^{R2}, \dots$)를 계산할 수 있다.

(2) Aggressor 1 라인만 스위칭 할 경우 : Victim과 Aggressor 2는 천이하지 않는 정적 상태(quiet)이고 Aggressor 1만 VDD에서 0V로 하강 천이하는 경우를 가정 한 후, Victim의 각 저항에서의 전류 모멘트를 계산하고 그 모멘트를 단일 연결선 전류 해석 방식에 적용하면 Aggressor 1만 천이할 때의 RMS 전류($I_{rms_aggressor1} : I_{rms_aggressor1}^{R1}, I_{rms_aggressor1}^{R2}, \dots$)를 계산할 수 있다.

(3) Aggressor 2 라인만 스위칭 할 경우 : Victim과 Aggressor 1는 천이하지 않는 정적 상태(quiet)이고 Aggressor 2만 VDD에서 0V로 하강 천이하는 경우를 가정 한 후, Victim의 각 저항에서의 전류 모멘트를 계산하고 그 모멘트를 단일 연결선 전류 해석 방식에 적용하면 Aggressor 2만 천이할 때의 RMS 전류($I_{rms_aggressor2} : I_{rms_aggressor2}^{R1}, I_{rms_aggressor2}^{R2}, \dots$)를 계산할 수 있다.

3.2 제안하는 다중 연결선에서 RMS 전류 해석

본 절에서는 같은 시 간 간격을 두고 Victim과 Aggressor 1, Aggressor 2 라인이 동시에 스위칭 할 때의 RMS 전류 측정 기술을 제안한다.

이 경우, 수식 (18)을 이용하여 Victim 라인의 각 세그먼트에서의 RMS 전류를 표현하면 아래와 같다.

$$A = I_{rms_victim}(t), B = I_{rms_aggressor1}(t), C = I_{rms_aggressor2}(t) \quad (20)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^\infty (A + B + C)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T_c} \left(\int_0^\infty A^2 dt + \int_0^\infty B^2 dt + \int_0^\infty C^2 dt + 2 \int_0^\infty AB dt + 2 \int_0^\infty BC dt + 2 \int_0^\infty AC dt \right)}$$

또한, 2가지 방법으로 $\int_0^\infty AB dt, \int_0^\infty BC dt, \int_0^\infty AC dt$ 를 근사시킬 수 있다.

<방법 1>

$$\int_0^\infty A^2 dt = T_c \times (I_{rms_victim})^2 \quad (21)$$

$$\Downarrow$$

$$\int_0^\infty AAdt = T_c \times (I_{rms_victim} \times I_{rms_victim})^2$$

$$\Downarrow$$

$$\int_0^\infty ABdt \approx T_c \times (I_{rms_victim} \times I_{rms_aggressor1})$$

$$\int_0^\infty BCdt \approx T_c \times (I_{rms_aggressor1} \times I_{rms_aggressor2})$$

$$\int_0^\infty ACdt \approx T_c \times (I_{rms_victim} \times I_{rms_aggressor2})$$

식 (21)을 이용하여 식 (20)를 다시 표현하면 아래와 같다.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left(T_c (I_{rms_victim})^2 + T_c (I_{rms_aggressor1})^2 + T_c (I_{rms_aggressor2})^2 + 2 T_c I_{rms_victim} I_{rms_aggressor1} + 2 T_c I_{rms_aggressor1} I_{rms_aggressor2} + 2 T_c I_{rms_victim} I_{rms_aggressor2} \right)}$$

$$= \sqrt{(I_{rms_victim})^2 + (I_{rms_aggressor1})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2 + 2 I_{rms_victim} I_{rms_aggressor1} + 2 I_{rms_aggressor1} I_{rms_aggressor2} + 2 I_{rms_victim} I_{rms_aggressor2}}$$

<방법 2>

식 (17)을 이용하여 $\int_0^\infty AB dt, \int_0^\infty BC dt, \int_0^\infty AC dt$ 를 아래와 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\int_0^\infty AB dt = \int_0^\infty (m_{0A}^{ij} \times x_{ijA}(t)) \cdot (m_{0B}^{ij} \times x_{ijB}(t)) dt \quad (23)$$

$$= m_{0A}^{ij} m_{0B}^{ij} \int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijB}(t) dt$$

$$\int_0^\infty BC dt = \int_0^\infty (m_{0B}^{ij} \times x_{ijB}(t)) \cdot (m_{0C}^{ij} \times x_{ijC}(t)) dt \quad (24)$$

$$= m_{0B}^{ij} m_{0C}^{ij} \int_0^\infty x_{ijB}(t) x_{ijC}(t) dt$$

$$\int_0^\infty AC dt = \int_0^\infty (m_{0A}^{ij} \times x_{ijA}(t)) \cdot (m_{0C}^{ij} \times x_{ijC}(t)) dt \quad (25)$$

$$= m_{0A}^{ij} m_{0C}^{ij} \int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijC}(t) dt$$

또한, 식 (11)을 통해 아래와 같은 관계를 구할 수 있다.

$$\left(\int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijB}(t) dt \right) \leq 1 \quad (26)$$

$$\left(\int_0^\infty x_{ijB}(t) x_{ijC}(t) dt \right) \leq 1$$

$$\left(\int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijC}(t) dt \right) \leq 1$$

이 관계를 이용하여 아래와 같이 수식 값을 근사화 할 수 있다.

$$\int_0^\infty AB dt = \left(m_{0A}^{ij} m_{0B}^{ij} \int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijB}(t) dt \right) \quad (27)$$

$$\leq m_{0A}^{ij} m_{0B}^{ij} \approx m_{0A}^{ij} m_{0B}^{ij}$$

$$\int_0^\infty BC dt = \left(m_{0B}^{ij} m_{0C}^{ij} \int_0^\infty x_{ijB}(t) x_{ijC}(t) dt \right) \quad (28)$$

$$\leq m_{0B}^{ij} m_{0C}^{ij} \approx m_{0B}^{ij} m_{0C}^{ij}$$

$$\int_0^\infty ACdt = \left(m_{0A}^{ij} m_{0C}^{ij} \int_0^\infty x_{ijA}(t) x_{ijC}(t) dt \right) \quad (29)$$

$$\leq m_{0A}^{ij} m_{0C}^{ij} \approx m_{0A}^{ij} m_{0C}^{ij}$$

따라서, 식 (20)은 위의 근사 값을 이용하여 식 (30)과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left(T_c(I_{rms_victim})^2 + T_c(I_{rms_aggressor1})^2 + T_c(I_{rms_aggressor2})^2 + 2m_{0v}^{ij} m_{0a1}^{ij} + 2m_{0a1}^{ij} m_{0a2}^{ij} + 2m_{0v}^{ij} m_{0a2}^{ij} \right)}$$

$$= \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor1} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor2} \right)^2 + \frac{2}{T_c} \left(m_{0v}^{ij} m_{0a1}^{ij} + m_{0a1}^{ij} m_{0a2}^{ij} + m_{0v}^{ij} m_{0a2}^{ij} \right)}$$

(30)

위 두 가지 방법은 Victim, Aggressor 1, Aggressor 2 라인이 동시에 스위칭 할 경우 적용될 수 있다. 또한, S_v , S_{a1} , S_{a2} 를 각 연결선의 천이 시작 시간이라 하면, 연결선간의 천이 시간에 따라 다음과 같이 스큐 타입을 정의할 수 있다.

■ 스큐 타입 정의

- (1) Victim 라인과 Aggressor 1, Aggressor 2의 천이 간격이 모두 겹칠 때
- (2) Victim 라인과 하나의 Aggressor 라인의 천이 간격이 겹치고, 다른 Aggressor 라인은 Victim 라인의 천이 시간이 끝나고 천이할 때
 - ① $S_{a1} < S_{a2}$
 - ② $S_{a1} > S_{a2}$
- (3) Victim 라인의 천이가 끝나고, Aggressor 1과 Aggressor 2가 천이를 시작할 때
 - ① Aggressor 1 라인과 Aggressor 2 라인의 천이 간격이 겹칠 때
 - ② Aggressor 1 라인과 Aggressor 2 라인의 천이 간격이 겹치지 않을 때
 - (a) $S_{a1} < S_{a2}$
 - (b) $S_{a1} > S_{a2}$
- (4) Victim 라인과 하나의 Aggressor 라인의 천이 간격이 겹치고, Victim 라인의 천이 시작 전에 다른 Aggressor 라인은 천이를 완료하였을 때
 - ① $S_{a1} < S_{a2}$
 - ② $S_{a1} > S_{a2}$
- (5) Victim 라인의 천이 시작 전에 Aggressor 1라인과 Aggressor 2 라인의 천이가 모두 완료되었을 때
 - ① Aggressor 1 라인과 Aggressor 2 라인의 천이 간격이 겹칠 때
 - ② Aggressor 1 라인과 Aggressor 2 라인의 천이 간격이 겹치지 않을 때

(a) $S_{a1} < S_{a2}$

(b) $S_{a1} > S_{a2}$

(6) Victim 라인의 천이 시작 전에 하나의 Aggressor 라인의 천이가 완료되고, Victim 라인의 천이가 끝난 후, 다른 하나의 Aggressor 라인의 천이가 시작할 때

① $S_{a1} < S_{a2}$

② $S_{a1} > S_{a2}$

각 스큐 타입에 대해 <방법 1>과 <방법 2>를 구해보면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

■ 스큐 타입 (1)

<방법 1>

$$I_{rms} = \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor1} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor2} \right)^2 + 2I_{rms_victim} I_{rms_aggressor1} + 2I_{rms_aggressor1} I_{rms_aggressor2} + 2I_{rms_victim} I_{rms_aggressor2}}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor1} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor2} \right)^2 + \frac{2}{T_c} \left(m_{0v}^{ij} m_{0a1}^{ij} + m_{0a1}^{ij} m_{0a2}^{ij} + m_{0v}^{ij} m_{0a2}^{ij} \right)}$$

■ 스큐 타입 (2)-①

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor1} + \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor1} \right)^2 + 2I_{rms_victim} I_{rms_aggressor1}}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor2} + \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor1} \right)^2 + \frac{2}{T_c} \left(m_{0v}^{ij} m_{0a1}^{ij} \right)}$$

■ 스큐 타입 (2)-②

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor1} + \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor2} \right)^2 + 2I_{rms_victim} I_{rms_aggressor2}}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor1} + \sqrt{\left(I_{rms_victim} \right)^2 + \left(I_{rms_aggressor2} \right)^2 + \frac{2}{T_c} \left(m_{0v}^{ij} m_{0a2}^{ij} \right)}$$

■ 스큐 타입 (3)-①

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + \sqrt{(I_{rms_aggressor1})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + 2I_{rms_aggressor1}I_{rms_aggressor2}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + \sqrt{(I_{rms_aggressor1})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + \frac{2}{T_c}(m_{0,a1}^{ij}m_{0,a2}^{ij})$$

■ 스큐 타입 (3)-②-(a), (3)-②-(b)

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + I_{rms_aggressor1} + I_{rms_aggressor2}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + I_{rms_aggressor1} + I_{rms_aggressor2}$$

■ 스큐 타입 (4)-①

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor1} + \sqrt{(I_{rms_victim})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + 2I_{rms_victim}I_{rms_aggressor2}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor1} + \sqrt{(I_{rms_victim})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + \frac{2}{T_c}(m_{0,v}^{ij}m_{0,a2}^{ij})$$

■ 스큐 타입 (4)-②

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor2} + \sqrt{(I_{rms_victim})^2 + (I_{rms_aggressor1})^2} + 2I_{rms_victim}I_{rms_aggressor1}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_aggressor2} + \sqrt{(I_{rms_victim})^2 + (I_{rms_aggressor1})^2} + \frac{2}{T_c}(m_{0,v}^{ij}m_{0,a1}^{ij})$$

■ 스큐 타입 (5)-①

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + \sqrt{(I_{rms_aggressor1})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + \frac{2}{T_c}(I_{rms_aggressor1}I_{rms_aggressor2})$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + \sqrt{(I_{rms_aggressor1})^2 + (I_{rms_aggressor2})^2} + \frac{2}{T_c}(m_{0,a1}^{ij}m_{0,a2}^{ij})$$

■ 스큐 타입 (5)-②-(a), (5)-②-(b), (6)-①, (6)-②

<방법 1>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + I_{rms_aggressor1} + I_{rms_aggressor2}$$

<방법 2>

$$I_{rms} = I_{rms_victim} + I_{rms_aggressor1} + I_{rms_aggressor2}$$

<방법 1>과 <방법 2>의 정확도를 분석해 본 결과 RC-Product 값이 상대적으로 큰 경우, <방법 1>이 좀 더 정확한 값을 가지는 반면, RC-Product 값이 상대적으로 작을 경우, <방법 2>가 좀 더 정확한 값을 가지는 것을 확인하였다. 따라서 본 논문에서는 광범위한 실험 환경에서 RMS 전류 측정의 정확성을 높이기 위해 <방법 1>과 <방법 2>의 산술평균값을 사용하도록 한다.

$$I_{rms} = \frac{I_{rms}^{Method1} + I_{rms}^{Method2}}{2} \tag{31}$$

4. 실험 및 결과

다중 연결선에서의 RMS 전류 측정 시 광범위한 실험 환경에서 제안한 기법의 성능을 평가하기 위해 연결선의 특성과 다양한 조건을 가지고 실험을 하였다. 현실적인 연결선 모형을 위해 ITRS[17]에서 예측한 결과를 바탕으로 단위 길이 당 R과 C의 표본을 추출하여 사용하였다. 표 1에서와 같이 각 연결선의 T_r 을 변경시켜 가며, 실험을 측정하였으며, 표 2에서와 같이 각 경우에 대한 결합 커패시턴스를 그라운드 커패시턴스의 2배, 4배, 6배로 모델링하여 실험을 진행하였다.

표 1 다중 연결선의 RMS 전류 측정 정확도 비교를 위한 연결선 특성 (1)

Table 1 Experiment Environment for Comparing RMS Current Estimation (1)

	Role	R_{total}	C_{total}	N	T_c (ns)	$T_r - ①$ (ps)	$T_r - ②$ (ps)	$T_r - ③$ (ps)
Case 1	A1	3.500E+01	1.6000E-15	10	20	25	300	800
	V	1.720E+02	1.5913E-14	10	20	50	400	900
	A2	3.770E+02	9.7778E-15	10	20	100	500	100
Case 2	A1	5.820E+02	3.6444E-15	10	20	20	300	800
	V	3.500E+02	9.9600E-14	10	20	50	400	900
	A2	1.425E+03	6.8233E-14	10	20	100	500	1000
Case 3	A1	2.500E+03	3.6889E-14	10	20	20	300	800
	V	3.217E+03	1.1000E-13	10	20	50	400	900
	A2	2.433E+03	1.6300E-13	10	20	100	500	1000
Case 4	A1	3.958E+03	1.2533E-13	10	20	25	300	800
	V	5.483E+03	8.8000E-14	10	20	50	400	900
	A2	6.500E+03	1.7511E-13	10	20	100	500	1000

HSPICE를 이용하여 실험한 결과를 살펴보면 모든 경우에 대한 각 저항에서의 RMS 전류 오차율은 25.398%로, 광범위한 실험 환경에서 높은 정확도를 가짐을 확인하였다. 그림 4와 그림 5는 Case 2와 Case 4의 실험 결과를 그래프로 나타낸 것이다.

표 2 다중 연결선의 RMS 전류 측정 정확도 비교를 위한 연결선 특성 (2)

Table 2 Experiment Environment for Comparing RMS Current Estimation (2)

	Role	R_{total}	C_{total}	$C_c(F)$	$C_c(F)$	$C_c(F)$
				$2X$	$4X$	$6X$
Case 1	A1	3.500E+01	1.6000E-15	1.7513E-14	3.5026E-14	5.2539E-14
	V	1.720E+02	1.5913E-14			
	A2	3.770E+02	9.7778E-15	2.5691E-14	5.1382E-14	7.7072E-14
Case 2	A1	5.820E+02	3.6444E-15	1.0324E-13	2.0649E-13	3.0973E-13
	V	3.500E+02	9.9600E-14			
	A2	1.425E+03	6.8233E-14	1.6783E-13	3.3567E-13	5.0350E-13
Case 3	A1	2.500E+03	3.6889E-14	1.4689E-13	2.937E-13	4.4067E-13
	V	3.217E+03	1.1000E-13			
	A2	2.433E+03	1.6300E-13	2.7300E-13	5.4600E-13	8.1900E-13
Case 4	A1	3.958E+03	1.2533E-13	2.1333E-13	4.2667E-13	6.4000E-13
	V	5.483E+03	8.8000E-14			
	A2	6.500E+03	1.7511E-13	2.6311E-13	5.2622E-13	7.8933E-13

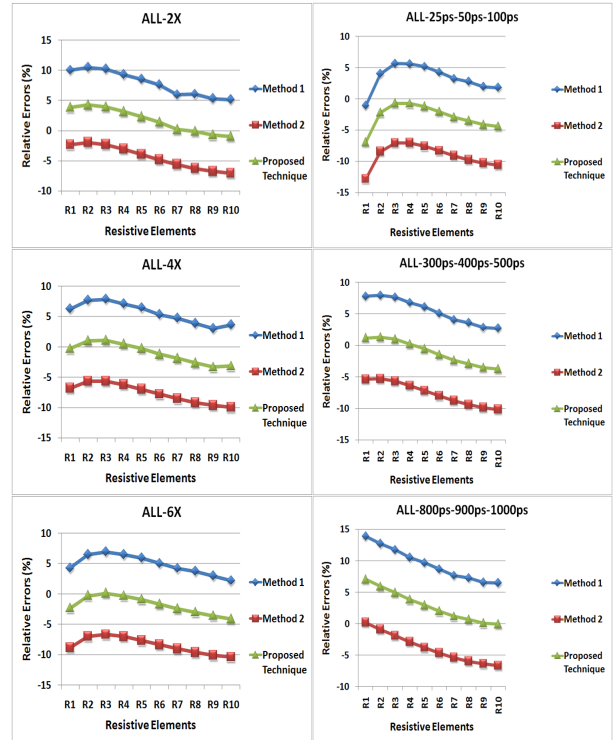


그림 5 Case IV : 다중 연결선에서의 RMS 전류 오차율
Fig. 5 Case IV : Relative Errors of RMS Currents in Multiple

5. 결론

최근 반도체 설계 시, 연결선의 전류 밀도가 크게 증가하여 전기적 이동, 자체 발열, 열 이동, short-time stress failure 등과 관련된 연결선 신뢰성 문제에 대한 해석이 점점 중요해지고 있다. 이와 같은 신뢰성 문제를 해석하기 위해서 일반적으로 연결선 저항에서의 평균, RMS, 최대 전류를 사용하게 되는데, 반도체 설계 과정에서 끊임없이 반복되는 해석과정에서 이 전류들을 회로 시뮬레이션 수준으로 계산하는 것은 현실적으로 불가능하다. 본 논문에서는 joule-heating의 영향을 평가하기 위해 사용되는 RMS 전류를 회로 모멘트를 이용한 대수적인 계산 방법으로 빠르고 정확하게 해석할 수 있는 새로운 기술을 제안하였다. 전류 해석 분야 최초로 다중연결선에서 Worst-Case RMS 전류를 해석하기 위해 새롭게 제안한 기술을 다양한 조건에서 실험하여 HSPICE 실험값과 비교한 결과, 설계의 가이드라인을 제시해주기 위한 Upper Boundary를 제공할 수 있는 충분한 수준의 정확도를 가지는 것을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (2009-0074031)

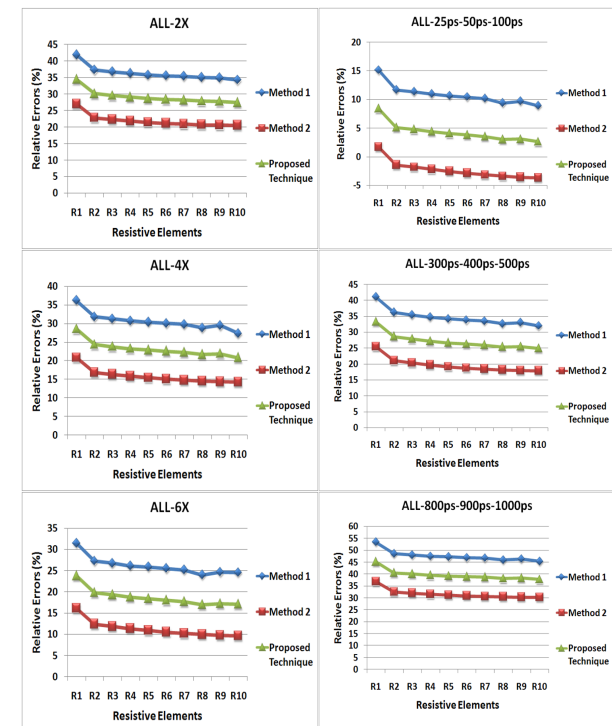


그림 4 Case II : 다중 연결선에서의 RMS 전류 오차율
Fig. 4 Case II : Relative Errors of RMS Currents in Multiple

참 고 문 헌

- [1] Failure Mechanisms and Models for Semiconductor Devices, in JEDEC publication JEP122C, 2006.
- [2] I. A. Belch and J. Sello, "The Failure of Thin Aluminum Current-Carrying Strips on Oxidized Silicon," Physics of Failure in Electronics, vol. 5, pp. 496-505, 1966.
- [3] James R. Black, "Electromigration - A Brief Survey and Some Recent Results," IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-16(no. 4), pp. 338, 1969.
- [4] K. Banerjee and A. Mehrotra, "Global Interconnect Warming," IEEE Circuits and Devices Magazine, pp. 16-32, 2001.
- [5] A. R. Oriani, "Thermomigration in Solid Metals," Journal of Physics and Chemistry of Solids, pp. 339-351, 1969.
- [6] N. S. Nagaraj, F. Cano, H. Haznedar and D. Young, "A Practical Approach to Static Signal Electromigration Analysis," in Proc. ACM/IEEE Design Automation Conference, pp. 572-577, 1998.
- [7] D. Blaauw, C. Oh, V. Zolotov and A. Dasgupta, "Static Electromigration Analysis for On-Chip Signal Electromigration Analysis," IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 22, pp. 39-48, 2003.
- [8] J. E. Hall, D. E. Hocevar, P. Yang and M. J. McGraw, "SPIDER - A CAD System for Modeling VLSI Metallization Patterns," IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 36, pp. 1023-1031, 1978.
- [9] R. H. Tu et al., "Berkeley Reliability Tools - BERT," IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 12, pp. 1524-1534, 1993.
- [10] D. F. Frost and K. F. Poole, "RELIANT: A Reliability Analysis Tool for VLSI Interconnects," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 24, pp. 458-462, 1989.
- [11] C. Teng, Y. Cheng, E. Rosenbaum and S. Kang, "iTEM: A Temperature-Dependent Electromigration Reliability Diagnosis Tool," IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 16, pp. 882-893, 1997.
- [12] K. Agarwal and F. Liu, "Efficient Computation of Current Flow in Signal Wires for Reliability Analysis," in Proc. IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design, pp. 741-746, 2007.
- [13] M. Celik, L. Pileggi and A. Odabasioglu, IC Interconnect Analysis, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [14] L. T. Pillage and R. A. Rohrer, "Asymptotic Waveform Evaluation for Timing Analysis," IEEE Trans. on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 9, pp. 352-366, 1990.
- [15] L. T. Pillage, R. A. Rohrer and C. Visweswariah, Electronic Circuit and System Simulation Methods, McGraw-Hill, Inc., 1994.
- [16] 김기영, 임재호, 김석윤, "반도체 회로 연결선의 신뢰도 해석을 위한 전류 해석 기법," 대한전기학회 논문지 59권 8호, pp. 1406-1415, Aug. 2010.
- [17] International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS) : Interconnect, 2007.

저 자 소 개



김 기 영 (金 基 英)

1979년 10월 29일생. 2002년 숭실대 컴퓨터학부 졸업. 2004년 숭실대 대학원 컴퓨터학과 석사과정 졸업. 2004년~2009년 숭실대학교 컴퓨터학과 박사과정 졸업. 2009년~현재 삼성 LED 근무



김 덕 민 (金 德 旻)

1982년 12월 30일생. 2008년 수원대 컴퓨터학과 졸업. 2010년~현재 숭실대 컴퓨터학과 석사과정



김 석 윤 (金 錫 潤)

1958년 8월 12일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 학사. 1990년 University of Texas at Austin 전기, 컴퓨터학과 석사과정 졸업. 1993년 University of Texas at Austin 전기, 컴퓨터학과 박사과정 졸업. 1982년~1987년 한국전자통신연구소 연구원. 1993년~1995년 Motorola Inc., Senior Staff Engineer. 1995년~현재 숭실대 컴퓨터학부 정교수