

논문 2010-47SC-2-5

# A/D 변환기 회로에서 터미네이션 임피던스의 crosstalk에 대한 영향 분석

( A Study On Effects of The Termination Conditions on Crosstalk in  
The A/D Converter Circuit )

임 한 상\*

( Hansang Lim )

요 약

본 논문은 A/D 변환기(Analog-to-Digital Converter) 회로에서 신호선의 터미네이션 조건이 crosstalk에 미치는 영향을 분석한다. A/D 변환기 회로는 아날로그와 디지털 신호가 공존하는 mixed 회로로서, crosstalk에 의해 왜곡되기 쉬운 특성을 가지며 동작 주파수가 높아짐에 따라 이에 대한 주의가 더욱 요구된다. 그 중에서도 아날로그 신호인 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호는 crosstalk에 의해 왜곡되기 쉬운 아날로그 신호이면서, A/D 변환 전체의 동작 성능을 좌우하는 신호들이다. 이 두 신호들은 각각의 회로 구성에 따라 독특한 터미네이션 조건을 가지므로 본 논문에서는 주파수 영역에서 임피던스 불일치 조건을 고려한 crosstalk를 모델링하고 해당 터미네이션 조건이 crosstalk에 미치는 영향을 확인한다. 먼저, A/D 변환기 회로에서 두 신호의 회로 구성을 파악한 후 near-end와 far-end에서 임피던스 불일치를 고려한 crosstalk 모델을 유도한다. 유도한 crosstalk 모델을 이용하여 입력 신호의 near-end 터미네이션 임피던스 불일치와 레퍼런스 전압 신호의 far-end 커패시턴스 터미네이션이 crosstalk에 미치는 영향을 예측하고, 실험을 통해 예측 결과를 확인한다. 신호선으로는 가장 널리 사용되는 microstrip 구조를 사용하였으며 skin effect에 의한 손실 증가를 반영하였다.

Abstract

In this study, crosstalk between dominant interconnect pairs in an A/D converter circuit is analyzed in frequency domain and effects of termination conditions on crosstalk are described, based on the practical circuit conditions. An A/D converter circuit is a mixed circuit where both clean and noisy signals coexist such that the circuit probably suffers from distortion by crosstalk. An analog input signal and the reference voltage signal, which dominate the overall conversion performance of the A/D converter circuit, are ready to be distorted by crosstalk and include specific termination conditions, such as non-matching and capacitive termination, respectively. Thus, this study presents the model of crosstalk considering impedance mismatch at both ends and analyzes effects of the practical termination conditions in the analog input and the reference voltage interconnects on crosstalk. A typical circuit configuration of the two interconnects is described and crosstalk including near-end and far-end termination impedances is modeled. Effects of the near-end impedance mismatch in the analog input interconnect and the far-end capacitive termination in the reference voltage interconnect are estimated in the frequency domain by using the model of crosstalk and experiments are performed to confirm the estimated results. Microstrip lines are used as interconnects, involving the increase of loss in high frequencies.

**Keywords :** crosstalk, termination condition, A/D converter circuit, frequency domain, interconnect

## I. 서 론

\* 정회원, 광운대학교 전자융합공학과  
(Department of Electronics Convergence  
Engineering, Kwangwoon University)

접수일자: 2009년8월11일, 수정완료일: 2010년3월9일

디지털 데이터의 저장 및 처리 기술의 발달로, 신호  
를 디지털화하는 A/D 변환기(Analog-to-digital

Converter) 회로는 더욱 다양한 분야에서 사용되고 있다. 그런데 A/D 변환기 회로는 아날로그 신호와 디지털 신호가 함께 존재하는 mixed 회로로서, 디지털 신호의 노이즈 성분들과 아날로그 신호간의 crosstalk에 의해 회로의 성능이 저하되기 쉬운 특성을 가진다. 그 중에서도 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호는 전체 A/D 변환 성능을 좌우하는 신호이면서, crosstalk에 의해 왜곡되기 쉬운 아날로그 신호여서 설계 시 특히 주의가 요구된다.

증폭기를 거쳐 들어오는 아날로그 입력 신호는 일반적으로 near-end 단의 임피던스가 불일치하는 회로 구성을 가지며 레퍼런스 전압 신호는 far-end 단에 위치한 커패시터로 인해 터미네이션 임피던스가 불일치하는 회로 구성을 가진다. 그러므로 두 신호의 crosstalk 예측 시 실제 A/D 컨버터 회로 구성에 따른 임피던스 불일치의 영향을 고려하여야 한다. 또한, 아날로그 대역폭과 샘플링 속도로 표현되는 A/D 변환 회로의 성능 특성 상 주파수 영역에서의 crosstalk 모델 및 분석이 요구된다.

지금까지 crosstalk에 대해서 활발한 연구가 진행되어 왔는데 특히 microstrip line 구조에서 손실이 없다는 가정 하에 crosstalk의 모델과<sup>[1~3]</sup> 손실을 고려한 모델<sup>[4~5]</sup> 등과 같이 모델링에 대한 연구가 활발히 이루어졌다. 그리고 crosstalk 예측을 위해 필요한 microstrip line에서의 mutual capacitance와 mutual inductance 등의 파라미터들에 대한 이론적 혹은 실험적 근사<sup>[6~8]</sup>에 대한 연구도 수행되었다. 그러나 이와 같은 연구들은 주로 임피던스 매칭인 경우를 대상으로 이루어졌다. 반면, microstrip line 구조에서 터미네이션의 영향에 대한 연구는 제한된 터미네이션 조건과 영역에서 분석<sup>[9, 11]</sup>이 수행되었다.

본 논문에서는 주파수 영역에서 주요 A/D 변환 회로의 구성 특성을 고려하여 crosstalk를 모델링한다. Microstrip line 구조에서 신호 라인의 터미네이션 조건에 의한 반사파의 영향을 고려한 crosstalk 모델식을 제시한다. 그리고 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호를 대상으로, 모델식과 실험을 통해 near-end의 임피던스 불일치와 far-end의 커패시턴스의 영향을 분석한다. 모델링 시 고주파 영역에서의 정확도를 향상시키기 위해 skin effect에 의한 microstrip line의 손실 증가와 터미네이션을 위해 사용한 수동 소자의 기생 성분을 고려하였다.

II 장에서는 A/D 변환기 회로 구성을 살펴보고, III 장에서는 near-end 와 far-end에서의 임피던스 불일치 조건을 고려하여 crosstalk를 모델링하고 이를 이용하여 A/D 변환기 회로에서 터미네이션 조건의 영향을 살펴본다. IV 장에서는 실험을 통해 분석 결과를 확인하고 V 장에서 결론을 제시한다.

## II. A/D 변환기 회로 구성

A/D 변환기 회로에서 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호의 회로 구성을 살펴본다. A/D 변환기는 제한된 크기의 아날로그 입력 범위를 가지므로 증폭기를 사용하여 입력 범위에 적합하도록 신호의 크기를 조절한다. 그러므로 아날로그 입력 신호는 그림 1의 (a)와 같이 한 쪽은 증폭기(amplifier)의 출력이, 다른 한 쪽은 A/D 변환기(A/D converter)의 입력이 연결된다.

표 1은 500MS/s의 변환 속도를 가지는 A/D 변환기인 MAX101A의 입력 임피던스를 나타낸 것이다. 표 1에서 볼 수 있는 것처럼 고속 A/D 변환기는 50 Ω의 입력 임피던스를 가지므로 아날로그 입력 신호의 far-end 터미네이션은 50 Ω이 된다. 그에 비해 증폭기의 출력 임피던스는 소자 및 회로 구성에 따라 다양하게 설정된다. 신호 라인의 특성 임피던스를  $Z_c$ 라고 할 때 doubly termination 조건에서는  $Z_t = Z_c = 50 \Omega$ 이 되지만, 일반적으로는 이득의 감소로 인해 doubly termination을 하

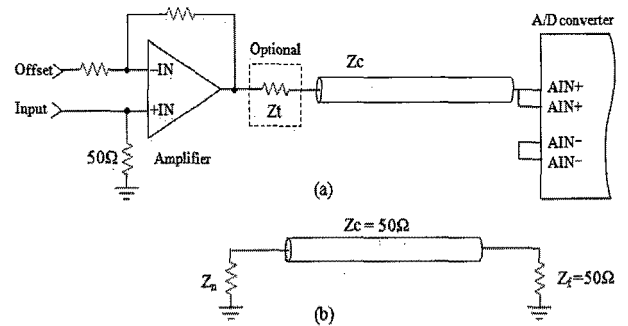


그림 1. A/D 변환기의 아날로그 입력 신호 회로  
Fig. 1. Analog input signal circuit of the A/D converter.

표 1. MAX101A의 입력 임피던스  
Table 1. Input impedance of the high speed A/D converter.

Parameter		min	max	unit
Input resistance	AIN+, AIN- to GND	49	51	Ω

지 않는 경우가 많다. 그 경우 near-end단의 터미네이션은 증폭기 소자 내부의 출력 임피던스에 의해 결정되며 통상적으로 10 Ω 이하의 값을 가진다.

신호 라인의 특성 임피던스,  $Z_c$  는 임피던스 매칭을 위해 A/D 변환기의 입력 임피던스와 동일하게 50Ω을 가지도록 설계한다. 그러므로 아날로그 입력 신호의 회로 구성은 그림 1의 (b)와 같이 far-end는 임피던스가 매칭되고 near-end는 임피던스가 불일치하는 구조를 가진다.

레퍼런스 전압 신호는 아날로그 입력 범위를 결정하는 신호로, 이 신호와 A/D 변환기 내부에 포함된 저항 ladder string에 의해 디지털 코드 별로 변환되는 전압 레벨이 정해진다. 그림 2의 (a)는 대표적인 레퍼런스 전압 신호 회로인 Kelvin sensing 회로를 나타낸다. 정확한 레벨 설정을 위해 센싱 핀을 별도로 두고 레퍼런스 입력(V<sub>ART</sub>)과 센싱(V<sub>ARTS</sub>) 핀 사이에 케환 구조를 통해 두 전압을 정확히 같도록 유지한다. 두 핀 모두 A/D 변환기 내부적으로는 저항 ladder string에 연결되어 있다.

A/D 변환기 내부의 저항 ladder string의 전체 저항 크기는 보통 100~200 Ω의 크기를 가지며 케환 회로를 구성하는 증폭기의 출력 임피던스는 10 Ω이하의 크기를 가진다. 그러므로 레퍼런스 전압 신호는 near-end는 수십 Ω의 임피던스로 터미네이션되며 far-end는 수백 Ω의 저항과 커패시터로 터미네이션된다. 물론, 회로에 포함된 저항 및 커패시터의 크기는 사용하는 A/D 변환기와 증폭기 소자에 따라 달라지지만 대부분 언급된 범위 내에 존재한다. 따라서, 레퍼런스 전압 신호의 회로 구성은 그림 2의 (b)와 같이 near-end는 수십 Ω, far-end는 수백 Ω의 저항과 0.47μF의 커패시터가 병렬 연결된 터미네이션 조건을 가진다.

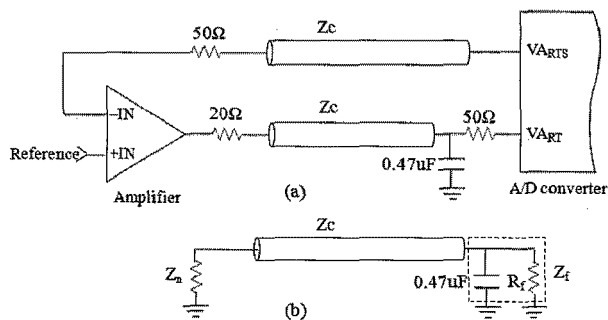


그림 2. A/D 변환기의 레퍼런스 전압 입력 신호 회로  
Fig. 2. Reference voltage input signal circuit of the A/D converter.

### III. 임피던스 불일치를 고려한 Crosstalk 모델링

본 절에서는 near-end와 far-end에서의 임피던스 불일치 조건을 고려하여 crosstalk를 모델링하고 A/D 변환기 회로의 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호에서 실제 회로 구성 조건에 기반하여 near-end 임피던스 불일치와 far-end 커패시턴스 터미네이션의 영향을 분석한다.

#### 1. Crosstalk 모델링

Microstrip line 구조에서 near-end 와 far-end crosstalk를 모델링한다. 그림 3은 커플된 길이가  $l$ 인 드라이버와 리셉터 라인 쌍을 나타낸다. 위 라인이 노이즈원에 해당하는 드라이버 라인으로, 재커플링된 신호의 반사가 없도록 doubly termination 되어 있다. 아래 라인이 crosstalk에 의해 영향을 받는 리셉터 라인으로, 임피던스 불일치 영향을 분석하기 위해 near-end는  $Z_n$ , far-end는  $Z_f$ 로 터미네이션 되어 있다.

드라이버 라인에서의 위치가  $x$ 지점에서 시간  $t$  시점의 신호를  $v_1(x,t)$ 라고 하면

$$v_1(x,t) = e^{-\alpha x} v_1(t - \frac{x}{v_p}) \quad (1)$$

가 된다. 식 (1)에서  $\alpha$ 는 라인에서의 attenuation constant,  $v_p$ 는 라인에서의 전달 속도(propagation velocity)를 나타내고  $v_1(t) = v_1(0, t)$ 를 나타낸다. 그리고 드라이버 라인과 리셉터 라인 사이에 상호 인덕턴스를  $L_m$ , 상호 커패시턴스를  $C_m$ 이라고 하면 near-end crosstalk,  $V_n(t)$ 는

$$V_n(t) = \frac{1}{2} \left( \frac{C_m Z_C}{2} + \frac{L_m}{2 Z_C} \right) v_p (v_1(t) - e^{-2\alpha l} v_1(t - \frac{2l}{v_p})) \quad (2)$$

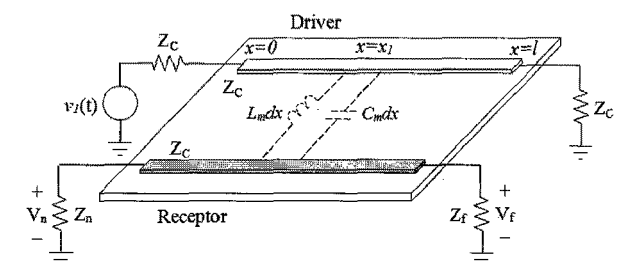


그림 3. Microstrip line 구조의 드라이버와 리셉터 pair  
Fig. 3. Coupled microstrip line pair for describing the coupling.

가 되고 far-end crosstalk,  $V_f(t)$ 는

$$V_f(t) = \left( \frac{C_m Z_C}{2} - \frac{L_m}{2Z_C} \right) l e^{-\alpha} \frac{d}{dt} \left( v_1 \left( t - \frac{l}{v_p} \right) \right) \quad (3)$$

가 된다<sup>[10]</sup>.

주파수 영역 분석을 위해 식 (2)와 (3)에서 드라이버 신호,  $v_1(t)$ 를 크기가 1인 사인(sine) 함수로 가정하면

$$v_1(t) = \cos(\omega t) = \frac{1}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (4)$$

이 된다. 식 (4)를 식 (2)와 (3)에 삽입하면 near-end crosstalk는

$$\begin{aligned} V_n(t) &= \frac{1}{2} \left( \frac{C_m Z_C}{2} + \frac{L_m}{2Z_C} \right) v_p (\cos \omega(t) - e^{-2\alpha}) \\ &\quad \times \cos \omega \left( t - \frac{2l}{v_p} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left( \frac{C_m Z_C}{2} + \frac{L_m}{2Z_C} \right) v_p \left( \frac{1}{2} e^{j\omega t} (1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}}) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2} e^{-j\omega t} (1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}}) \right) \\ &= \frac{1}{4} \left( \frac{C_m Z_C}{2} + \frac{L_m}{2Z_C} \right) v_p e^{j\omega t} (1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}}) \\ &\quad + \frac{1}{4} \left( \frac{C_m Z_C}{2} + \frac{L_m}{2Z_C} \right) v_p e^{-j\omega t} (1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}}) \quad (5) \\ &= V_n^+ + V_n^- \end{aligned}$$

이 된다.

동일하게 사인 함수의 드라이버 신호에 대해 far-end crosstalk를 정리하면

$$\begin{aligned} V_f(t) &= \left( \frac{C_m Z_C}{2} - \frac{L_m}{2Z_C} \right) l e^{-\alpha} \frac{d}{dt} \left( \cos \omega \left( t - \frac{l}{v_p} \right) \right) \\ &= \left( \frac{C_m Z_C}{2} - \frac{L_m}{2Z_C} \right) l e^{-\alpha} \left( \frac{j\omega}{2} e^{j\omega \left( t - \frac{l}{v_p} \right)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{j\omega}{2} e^{-j\omega \left( t - \frac{l}{v_p} \right)} \right) \\ &= \left( \frac{C_m Z_C}{2} - \frac{L_m}{2Z_C} \right) l e^{-\alpha} \frac{j\omega}{2} e^{j\omega \left( t - \frac{l}{v_p} \right)} \\ &\quad - \left( \frac{C_m Z_C}{2} - \frac{L_m}{2Z_C} \right) l e^{-\alpha} \frac{j\omega}{2} e^{-j\omega \left( t - \frac{l}{v_p} \right)} \quad (6) \\ &= V_f^+ + V_f^- \end{aligned}$$

이 된다. 식 (5)와 (6)은 신호 양단의 임피던스가 매칭 되어 반사파가 발생하지 않는 경우의 crosstalk이다.

임피던스 불일치의 영향을 반영하기 위해 near-end 터미네이션 임피던스  $Z_n$ , far-end 터미네이션 임피던스

$Z_f$ 가 라인의 특성 임피던스  $Z_c$ 와 다르다고 가정한다. 이 때, near-end에서의 반사 계수  $\Gamma_n$ 와 전달 계수  $T_n$ 는 각각

$$\Gamma_n = \frac{Z_n - Z_c}{Z_n + Z_c}, T_n = \frac{2Z_n}{Z_n + Z_c} \quad (7)$$

이 되고 far-end에서의 반사 계수  $\Gamma_f$ 와 전달 계수  $T_f$ 는 각각

$$\Gamma_f = \frac{Z_f - Z_c}{Z_f + Z_c}, T_f = \frac{2Z_f}{Z_f + Z_c} \quad (8)$$

이 된다.

식 (5)에서 near-end와 far-end에서의 터미네이션 임피던스의 영향을 반영하여 최종 near-end crosstalk,  $V_n$ 를 정리하면

$$\begin{aligned} V_n &= (V_n(t) T_n + V_n \left( t - \frac{2l}{v_p} \right) e^{-2\alpha} \Gamma_n \Gamma_f T_n + \dots) \\ &\quad + \left( V_f \left( t - \frac{l}{v_p} \right) e^{-\alpha} \Gamma_f T_n \right. \\ &\quad \left. + V_f \left( t - \frac{3l}{v_p} \right) e^{-3\alpha} \Gamma_n \Gamma_f^2 T_n + \dots \right) \\ &= \left( \frac{V_n^+ T_n}{1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n \Gamma_f} + \frac{V_n^- T_n^*}{1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n^* \Gamma_f^*} \right) \\ &\quad + \left( \frac{V_f^+ e^{-\alpha} e^{-j\omega \frac{l}{v_p}} \Gamma_f T_n}{1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n \Gamma_f} + \frac{V_f^- e^{-\alpha} e^{j\omega \frac{l}{v_p}} \Gamma_f^* T_n^*}{1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n^* \Gamma_f^*} \right) \quad (9) \end{aligned}$$

와 같이 모델링된다.

그리고 식 (6)에 양 단 터미네이션 임피던스의 영향을 반영하면 최종 far-end crosstalk,  $V_f$ 는

$$\begin{aligned} V_f &= (V_f(t) T_f + V_f \left( t - \frac{2l}{v_p} \right) e^{-2\alpha} \Gamma_f \Gamma_n T_f + \dots) \\ &\quad + \left( V_n \left( t - \frac{l}{v_p} \right) e^{-\alpha} \Gamma_n T_f \right. \\ &\quad \left. + V_n \left( t - \frac{3l}{v_p} \right) e^{-3\alpha} \Gamma_f \Gamma_n^2 T_f + \dots \right) \\ &= \left( \frac{V_f^+ T_f}{1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n \Gamma_f} + \frac{V_f^- T_f^*}{1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n^* \Gamma_f^*} \right) \\ &\quad + \left( \frac{V_n^+ e^{-\alpha} e^{-j\omega \frac{l}{v_p}} \Gamma_n T_f}{1 - e^{-2\alpha} e^{-j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n \Gamma_f} + \frac{V_n^- e^{-\alpha} e^{j\omega \frac{l}{v_p}} \Gamma_n^* T_f^*}{1 - e^{-2\alpha} e^{j\omega \frac{2l}{v_p}} \Gamma_n^* \Gamma_f^*} \right) \quad (10) \end{aligned}$$

와 같이 모델링된다.

고속 A/D 변환기의 변환 속도는 수백 mega hertz를 넘어 giga. hertz에 이르므로 식 (9)와 (10)을 이용한 crosstalk 예측 시, 표피 효과(skin effect)로 인한 고주파 신호 라인에서의 손실 증가를 고려하여야 한다. Microstrip line의 선폭을  $W$ , 전도율을  $\sigma$ , 표피 깊이 (skin depth)를  $\delta$  라고 하면 주파수가  $f$  인 신호에 대해 표피 효과를 고려한 microstrip line에서의 attenuation constant,  $\alpha$  는

$$\alpha \approx \frac{1}{\sigma W \delta} = \frac{1}{W} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \frac{1}{2Z_c} \quad (11)$$

이 된다.

### 2. 터미네이션 임피던스 영향 분석

III.1의 crosstalk 모델을 이용하여 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호들의 실제 터미네이션 조건에서 crosstalk를 분석한다. A/D 변환기의 성능은 결국 far-end crosstalk에 의해 결정되고 near-end에서의 임피던스 불일치의 영향도 반사파로 인해 far-end에 반영되므로 far-end crosstalk를 분석 대상으로 한다.

신호의 주파수  $f$ 를 변경하면서 식 (11)에 의해 attenuation constant를 구하여 식 (10)에 반영한 후  $V_f$ 의 크기를 계산한다. 그리고 식 (5)와 (6)의 계산 시 필요한 상호 인덕턴스와 상호 커패시턴스는 각각 드라이버 라인이 short, open 조건에서 실험으로 통해 얻어진 s 파라미터(S41)를 기반으로 추정하였다<sup>[11]</sup>.

먼저, 아날로그 입력 신호 라인에서의 crosstalk를 살펴본다. 아날로그 입력 신호의 터미네이션 조건은  $Z_n \neq Z_c$ ,  $Z_c = Z_f$ 이고 고속 A/D 변환기의 입력 임피던스가 50Ω이므로  $Z_c = Z_f = 50\Omega$ 인 조건에서  $Z_n$ 을 10Ω, 50Ω, 100Ω으로 변경하면서 far-end crosstalk를 예측하였다. 각 조건에 대해 near-end에서의 반사, 전달 계수를 보면 순서대로  $\Gamma_n = -2/3, 0, 1/3$ 이고  $T_n = 1/3, 1, 4/3$ 이며  $\Gamma_f = 0, T_f = 1$ 이 된다. 단, 라인의 특성 임피던스  $Z_c$ 는 실험 시료인 PCB를 대상으로 측정하여 사용하였다. 드라이버와 리셉터 라인의 길이는 50mm, 라인 간격은 1.27mm로 가정하였다.

그림 4는 아날로그 입력 신호 라인에서 near-end 터미네이션을 변경하면서 far-end crosstalk를 예측한 결과이다. 가로 축이 MHz 단위의 주파수이고 세로 축이 dB 단위의 crosstalk의 크기이다. 그림에서 실선이  $Z_n = 10\Omega$ , 점선이  $Z_n = 50\Omega$ , 일점쇄선이  $Z_n = 100\Omega$ 인 조

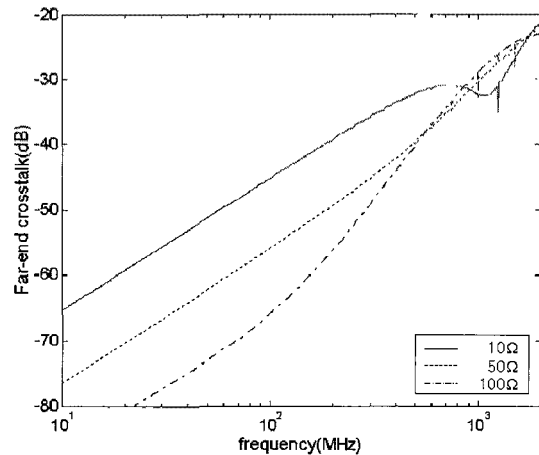


그림 4. 아날로그 입력 신호에서 near-end 터미네이션 조건에 따른 far-end crosstalk 예측

Fig. 4. Far-end crosstalk estimation in an analog input signal line for diverse near-end terminations.

건에 해당한다.

Near-end 터미네이션 저항이 라인의 특성 임피던스보다 작으면 임피던스가 매칭된 경우보다 far-end crosstalk가 커짐을 알 수 있다. 반면에, near-end 터미네이션 저항이 라인의 특성 임피던스보다 크면 저주파 영역에서는 far-end crosstalk가 작으나 약 100MHz 영역부터 증가하기 시작하여 1GHz 주변에서는 임피던스가 매칭된 경우와 비슷한 크기를 가진다.

이는 near-end 터미네이션 임피던스가 작은 경우 반사된 신호는 위상이 반대가 되어 드라이버 라인에서 커플된 원 신호에 의한 far-end crosstalk를 증가시키고 near-end 터미네이션 임피던스가 큰 경우는 반사된 신호의 위상이 동일하여 far-end crosstalk를 상쇄시키기 때문이다. 또한, 고주파 영역에서 near-end 터미네이션에 관계없이 crosstalk의 크기가 비슷해지는 것은 microstrip line의 특성 임피던스가 감소하여 10Ω에서의 반사파는 감소하고 100Ω에서의 반사파는 증가하기 때문이다.

다음은 레퍼런스 전압 입력 신호 라인에서의 crosstalk를 살펴본다. Near-end 터미네이션의 영향은 이미 확인하였으므로, 레퍼런스 전압 입력 신호의 터미네이션 조건은  $Z_n = Z_c = 50\Omega$ 으로 설정하고  $Z_f = 220\Omega$ ,  $220\Omega/0.47\mu F$ 로 변경하면서 far-end 커패시턴스 터미네이션의 영향을 살펴본다. 고주파 영역에서는 커패시터의 기생 성분의 영향을 무시할 수 없기 때문에 커패시턴스 터미네이션 고려 시 그림 5와 같이 이상적인 커패시터  $C_p (=0.47\mu F)$ 외에 병렬로 기생 R, L, C를 포함한

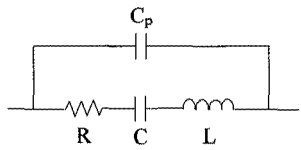


그림 5. 커패시터 고주파 모델  
Fig. 5. Equivalent capacitor model at high frequencies.

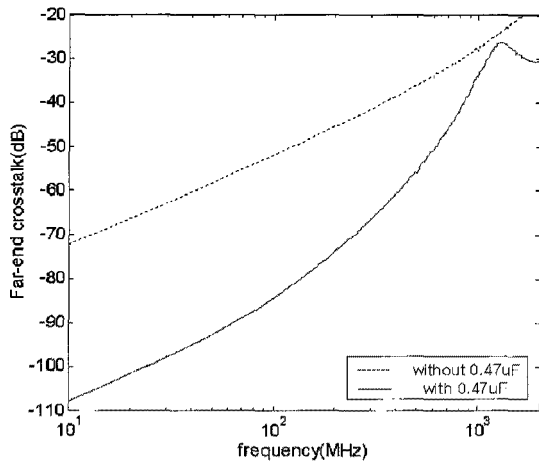


그림 6. 레퍼런스 전압 신호에서 far-end 커패시턴스 터미네이션 조건에 따른 far-end crosstalk 예측  
Fig. 6. Far-end crosstalk estimation in an analog input signal line for diverse near-end terminations.

커패시터의 고주파 등가 모델을 사용하였다.

그림 6은 레퍼런스 입력 신호 라인을 대상으로 far-end 커패시턴스 터미네이션의 영향을 예측한 결과이다. 각 축의 의미는 그림 5와 동일하며 실선이  $Z_f = 220\Omega/0.47\mu F$ , 점선이 커패시터 없이  $Z_f = 220\Omega$ 인 조건에서의 crosstalk에 해당한다.

그림 6의 점선을 그림 5의 점선과 비교하면 far-end 터미네이션 임피던스 불일치로 인해 crosstalk 크기가 약 5dB 증가하지만 그림 6의 실선으로부터 far-end 커패시턴스 터미네이션은 crosstalk의 크기를 크게 감소시킬 수 있다. 이는 microstrip line 구조에서는 구조적 비대칭성으로 인해 capacitive coupling이 inductive coupling보다 작는데 far-end 단의 커패시턴스 터미네이션으로 인해 capacitive coupling이 증가하기 때문이다.

그러나 주파수가 증가함에 따라 커패시터가  $C_p$ 와 기생 성분 L의 영향으로 공진을 하면 더 이상 capacitive coupling을 증가시키지 못하므로 100MHz 이상의 고주파 영역에서는 far-end crosstalk의 크기가 급격히 증가하게 된다. 주파수가 더욱 증가하여 1GHz 주변에서는

crosstalk의 크기가 다시 감소하는데 이는 커패시터가 기생 성분 L과 C로 인해 다시 공진을 하기 때문이다. 그러므로 far-end crosstalk를 작게 유지하기 위해서는 사용하는 커패시터의 C값을 되도록 작게 하고 작은 패키지의 소자를 사용하는 것이 필요하다.

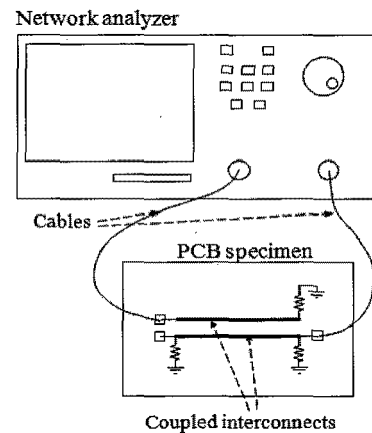
#### IV. 실험을 통한 crosstalk 확인

아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호의 near-end와 far-end 터미네이션 조건에서 실험을 통하여 임피던스 불일치 조건을 고려한 crosstalk 모델의 타당성을 검증한다.

그림 7은 crosstalk 실험을 위한 PCB 시료와 실험 셋업을 보여준다. 그림 7(a)가 PCB 시료로, 위 라인은 드라이버 라인, 아래 라인은 리셉터 라인을 나타내는데, 해당 신호의 터미네이션 조건에 맞도록 SMD 타입의 소자를 부착한다. 두 라인 모두 microstrip line 구조이며 분석 조건과 동일하게 라인의 길이는 50mm, 라인 간격은 1.27mm로 설계되었다. 아래 그림이 crosstalk 측정 실험 셋업으로, 네트워크 분석기의 S1 포트를 PCB 시료의 드라이버 라인 좌측의 SMA 커넥터에 연결하여 드라이버 신호를 인가한다. 그리고 S2 포트를 PCB 시료의 리셉터 라인의 우측 SMA 커넥터에 연결



(a)



(b)

그림 7. POB 시료 및 crosstalk 실험 셋업  
Fig. 7. PCB specimen and experimental setup for crosstalk measurements.

하여 far-end crosstalk를 측정하였다.

그림 8은 아날로그 입력 신호의 회로 조건에서 near-end 터미네이션 임피던스에 따른 far-end crosstalk의 측정 결과를 보여준다. 가장 위에 위치한 실선이  $Z_n = 10\Omega$ , 가운데 위치한 점선이  $Z_n = 50\Omega$ , 가장 아래에 위치한 일점쇄선이  $Z_n = 100\Omega$ 인 조건에서 측정된 파형이다. 그림 4와 동일하게 near-end 터미네이션이 라인의 특성 임피던스보다 작으면 임피던스의 매칭의 경우보다 far-end crosstalk가 크고 특성 임피던스보다 크면 far-end crosstalk가 임피던스 매칭의 경우

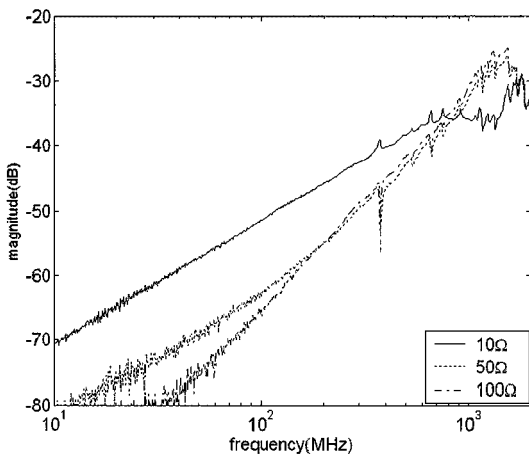


그림 8. 아날로그 입력 신호에서 near-end 터미네이션 조건에 따른 far-end crosstalk 측정 결과

Fig. 8. Far-end crosstalk measurements in an analog input signal line for diverse near-end terminations.

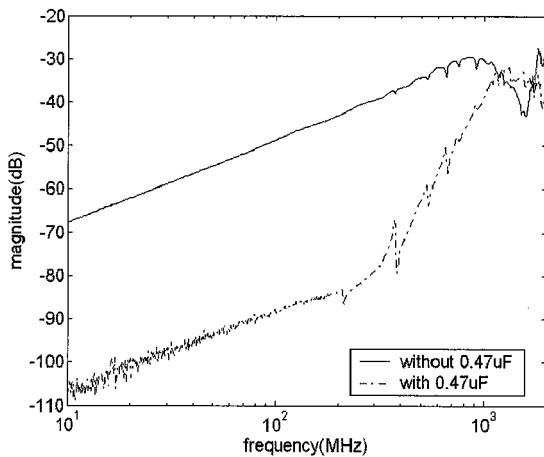


그림 9. 레퍼런스 입력 신호에서 far-end 터미네이션 조건에 따른 far-end crosstalk 측정 결과

Fig. 9. Far-end crosstalk measurements in a reference input signal line for capacitive far-end terminations.

보다 작다가 증가하여 수백 MHz 대역에서는 비슷한 크기를 가짐을 알 수 있다.

그림 9는 레퍼런스 전압 신호의 회로 조건에서 far-end 터미네이션 임피던스, 특히 커패시턴스 터미네이션에 따른 far-end crosstalk의 측정 결과를 보여준다. 실선이  $Z_f = 220\Omega/0.47\mu F$ , 점선이 커패시터 없이  $Z_f = 220\Omega$ 인 조건에서 측정된 파형이다. Far-end 터미네이션 임피던스가 네트워크 분석기의 calibration 임피던스( $=50\Omega$ )와 다르므로, 측정된 데이터는 레퍼런스 임피던스 변환 행렬을 통해 터미네이션 임피던스 조건으로 변환하였다<sup>[12~13]</sup>.

Far-end 터미네이션 임피던스의 불일치는 far-end crosstalk를 증가시키지만 커패시턴스 터미네이션에 의해 크게 감소하여 임피던스 매칭의 경우보다 crosstalk가 작음을 알 수 있다. 또한, 그림 6의 예측 결과와 동일하게 주파수가 증가함에 따라 커패시턴스 터미네이션의 영향은 감소하여 1GHz 주변에서는 far-end crosstalk의 크기가 저항으로만 터미네이션된 조건과 거의 비슷해짐을 알 수 있다.

이와 같이 실험 결과와의 비교를 통해 near-end와 far-end에서의 임피던스 불일치를 고려한 crosstalk 모델링의 타당성을 확인하고 near-end 터미네이션 저항의 영향과 far-end 커패시턴스 터미네이션의 영향을 확인하였다.

#### IV. 결 론

A/D 변환기 회로는 crosstalk에 취약한 mixed 회로로서, 동작 주파수가 높아짐에 따라 회로 설계에 더욱 주의가 요구된다. 그 중에서도 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호는 전체 A/D 변환 성능을 좌우하는 중요한 신호이면서 crosstalk에 의해 왜곡되기 쉬운 아날로그 신호여서 PCB 설계 시 crosstalk에 대한 고려가 반드시 요구된다.

그런데 이 두 신호들은 near-end와 far-end 터미네이션 임피던스가 라인의 특성 임피던스와 일치하지 않는 특성을 가지고 있으므로 crosstalk 예측을 위해서는 임피던스 조건을 고려한 crosstalk 모델이 필요하다.

본 논문에서는 주파수 영역에서 near-end와 far-end 터미네이션 임피던스 불일치에 의한 반사파의 영향을 고려하여 crosstalk를 모델링하고 아날로그 입력 신호와 레퍼런스 전압 신호에서 해당 터미네이션 조건의 crosstalk

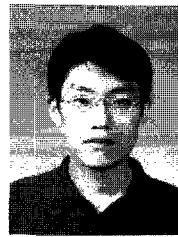
에 대한 영향을 살펴보았다. 모델링 시 주파수 증가에 따른 라인의 손실 증가와 터미네이션을 위해 사용하는 수동 소자의 기생 성분의 영향도 고려하였다. 그리고 분석 조건과 동일하게 제작한 PCB 시료를 대상으로 crosstalk를 측정하고 측정 결과와 모델링 및 분석 결과를 비교하여 터미네이션 조건을 고려한 crosstalk 모델의 타당성을 확인하였다.

Near-end 터미네이션 임피던스가 라인의 특성 임피던스보다 작으면 far-end end crosstalk가 증가하므로 A/D 변환기 입력 신호와 연결된 증폭기 회로의 출력 임피던스를 고려하여 PCB 설계 시 주변 신호, 특히 클럭 신호와 커플된 길이 및 간격을 결정하여야 한다. 그리고 far-end 커패시턴스 터미네이션은 far-end crosstalk를 감소시키나 커패시터의 기생 성분의 영향으로 고주파에서는 그 영향이 급격히 감소하므로 커패시터 값 및 크기 선정 시 사용하는 주파수 영역에 대한 고려가 필요하다.

### 참 고 문 헌

- [1] D.A. Hill, K.H. Cavcey, and R.T. Johnk, "Crosstalk between microstrip transmission lines," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. 36, No. 4, pp. 314-321, November 1994.
- [2] T.T. Yan and M.Z. Zenu, "Capacitive and inductive couplings of PCB traces," *TENCON 2000*, Vol. 1, pp. 186-191, 2000.
- [3] P.F. Wahid, M. Fletcher, A. Abei, and M.A. Belkerdid, "Modeling of crosstalk in coupled microstrip lines," *IEEE Conference Proceedings, Southeastcon '88*, pp. 506-510, 1988.
- [4] S. Malisuwan and V. Ungvichian, "A Study of crosstalk applied to ultra high speed parallel lossy micro and strip lines with shielding effectiveness," *1999 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 742-745, 1999.
- [5] S.V.K. Shastry and M.N. Rao, "Electromagnetic coupling and radiation analysis if lossy multiconductor lines in high speed switching circuits," *1995 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 125-130, 1995.
- [6] H.J. Park, Y. S. Sohn, J.C. Lee, and S.I. Cho, "Empirical equations on electrical parameters of coupled microstrip lines for crosstalk estimation in printed circuit board," *IEEE Trans. Advanced Packaging*, Vol. 24, No. 4, pp. 521-527, 2001.
- [7] C.S. Walker, *Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis*, Artech House, 1990.
- [8] M.S. Lin, "Measured capacitance coefficients of multiconductor microstrip lines with small dimensions," *IEEE Trans. Components, Hybrid, and Manufacturing Technology*, Vol. 13, No. 4, pp. 1050-1054, 1990.
- [9] S. Voranantakul, J.L. Prince, and P. Hsu, "Crosstalk analysis for high speed pulse propagation in lossy electrical interconnections," *IEEE Trans. Components, Hybrid, and Manufacturing Technology*, Vol. 16, No. 1, pp. 127-136, February 1993.
- [10] B.L. Hart, *Digital Signal Transmission Line Circuit Technology*, Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [11] X. Luo, F. Sha, J. L. Drewniak, T.P. Van Doren and T. Anderson, "Lumped-element Sections for Modeling Coupling between High-speed Digital and I/O Lines," *Proceeding of International IEEE EMC Symposium*, pp. 260-265, 1997.
- [12] D. Woods, "Multiport-network analysis by matrix renormalisation employing voltage=wave s-parameter with complex normalisation," *Proc. IEE*, Vol. 124, pp. 198-204, March 1977.
- [13] *Arbitrary impedance*, Anritsu Application Note revision B, pp. 1-12, 2002.

### 저 자 소 개



임 한 상(정회원)

1996년 서울대학교  
전기공학부 학사 졸업.

1998년 서울대학교  
전기컴퓨터공학부  
석사 졸업.

2004년 서울대학교 전기컴퓨터  
공학부 박사 졸업.

2009년~현재 광운대학교 전자융합공학과 조교수  
<주관심분야 : 고속 계측 시스템, 자동차 전장>