

논문 2011-48SD-7-3

인덕티브 커플링 송수신 회로를 위한 신호 전달 기법

(Signaling Scheme for Inductive Coupling Link)

이 장 우*, 유 창 식**

(Jang-Woo Lee and Changsik Yoo)

요 약

본 논문에서는 인덕티브 커플링 송수신 회로를 위한 효과 적인 신호 전달 기법을 제안하기 위하여 인덕티브 커플링 채널과 기존의 신호 전달 기법들을 분석 하였다. 신호 전달 기법을 공정히 비교하기 위하여 새로운 성능 비교 지수를 소개하고 이를 토대로 비교 결과를 산출할 시 NRZ 신호 전달 기법이 기존에 제안 되었던 BPM 신호 전달 기법보다 더 우수함을 나타내었다. 모의실험은 CMOS 0.13 μ m 공정을 이용하여 송수신 회로를 설계하였으며 인덕터는 칩 내 spiral 인덕터를 가정하여 모델링 하였다.

Abstract

To propose effective signaling scheme for inductive coupling link, inductive coupling channel and signaling schemes are analyzed. For fair comparison of various signaling schemes, a signal quality factor (Q_{signal}) is introduced and the NRZ signal scheme shows better signal quality factor than BPM signaling schemes. For simulation, the transmitter for inductive coupling link is designed with 0.13 μ m CMOS process and the inductor is modeled as spiral inductor in chip.

Keywords : inductive coupling link, signaling scheme, NRZ

I. 서 론

최근 휴대용 장치들과 응용프로그램 의 수요가 빠르게 증가 하면서 새로운 대용량 저장 매체의 필요성이 증가 되고 있다. 하지만 기존에 일반적으로 이용되던 HDD(Hard Disk Drive)는 기계적 제어가 필요해 저 전력, 소 면적 구현에 어려움이 있다. 따라서 이를 해결하고자 최근 SSD(Solid-state Drive)에 대한 연구가 활발히 진행 되고 있다. SSD 는 기계적 제어 없이 데이터

를 저장하거나 읽기 때문에 저 전력, 소 면적 구현에 장점을 가지고 있다. SSD 를 구현하기 위해서는 차원 시스템 집적화가 필요하다.

차원 시스템 집적은 “More than Moore”를 실현할 수 있는 주요 기술이다. 3차원 시스템 집적을 통해 IC 를 수직으로 적층하여 하나의 패키지에 집어넣고 적층된 IC 사이의 통신은 수직 방향으로 구성된 연결을 통해 이루어진다. 수직 방향의 데이터 통신 방식으로는 through-실리콘-via (TSV) 방식^[1]을 가장 먼저 생각할 수 있는데 TSV는 실리콘 기판을 관통하는 비아 구멍을 만들어야 하므로 웨이퍼 수준에서 polishing과 같은 추가적인 공정을 수행해야 한다. 따라서 가격의 상승으로 이어진다. 또한, 다수의 IC가 TSV를 통해 전기적 접촉을 하게 되므로 TSV에는 반드시 ESD (Electro-Static Discharge) 보호회로가 추가되어야 한다. 이러한 ESD 보호회로로 인해 기생 커패시턴스가 증가하여 송

* 학생회원, ** 정회원, 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 (Department of Electronics Computer Engineering, Hanyang University)

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임 (2010-0012551)

※ 이 논문은 2011년도 삼성전자의 지원을 받아 수행된 것임

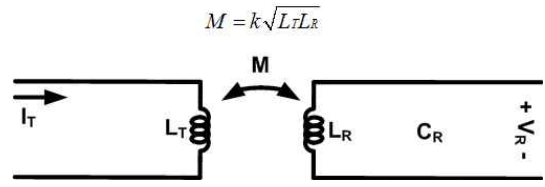
접수일자: 2011년5월12일, 수정완료일: 2011년6월29일

수신 회로 속도를 제한할 수 있으며 전력 소모와 실리콘 면적의 증가를 가져올 수 있다. TSV가 갖는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 기술에는 전기적 접촉이 없는 비접촉 방식의 수직 송수신 기술인 커패시티브 커플링 송수신과 인덕티브 커플링 송수신 방식이 있다. 커패시티브 커플링 방식은 두 개의 IC에 각각 구현된 metal pad가 커패시터의 top plate와 bottom plate로 작용하고 IC 사이에 있는 insulating glue가 plate 사이의 insulator로 작용한다^[2]. 이와 같이 하면 두 개의 IC가 서로 커플링 커패시터를 통해 연결되어 데이터 통신이 가능하게 된다. 인덕티브 커플링 방식에서는 두 개의 IC에 각각 인덕터를 구현하고 두 인덕터가 서로 커플링 되도록 하여 상호 인덕턴스를 통해 데이터를 주고받을 수 있도록 한다. 커패시티브 커플링 방식 방식의 가장 큰 단점은 3개 이상의 IC를 적층할 경우에는 적용이 어렵다는 것이다. 커패시터의 metal plate 사이에 실리콘이 있을 경우 실리콘 기판의 loss로 인해 커플링 효율이 급격히 떨어지게 되어 두 개의 IC를 face-to-face 형태로 적층 해야만 하기 때문이다. 이에 비해 인덕티브 커플링 방식은 인덕터 사이에 실리콘 기판이 있다고 하더라도 커플링 효율의 저하가 적어 3개 이상의 IC를 적층할 경우에는 face-up, back-to-back 형태로 적층할 수 있다.

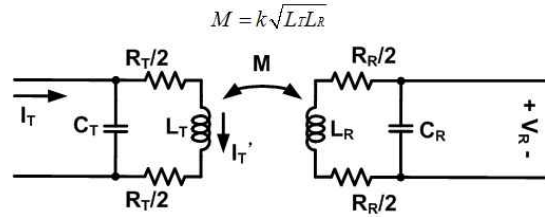
기존의 연구들을 살펴보면 인덕티브 커플링 방식이 SSD를 구현하기 위한 차원 시스템 집적에 유리함을 알 수 있다^[3-5]. 하지만 효율적인 신호 전달 방식에 대해서는 구체적으로 명시되어 있지 않다. 이에 본 논문에서는 인덕티브 커플링 채널을 분석하고 기존에 저 전력 송수신 신호 전달방식으로 발표된 BPM (Bi-phase modulation) 기법^[4] 과 일반적인 NRZ (Non Return to Zero) 신호 기법을 비교함으로써 더욱 우수한 신호 전달 방식을 도출하고자 한다.

II. 인덕티브 커플링 채널

인덕티브 커플링 송수신은 그림 1. 의 (a) 와 같이 두 인덕터가 서로 커플링 되도록 하여 상호 인덕턴스를 통해 데이터를 주고받을 수 있도록 한다. 데이터 전달은 수식 (1) 에서와 같이 송신 단 측의 전류 변화량에 비례하는 전압이 수신 단 측에 인가된다. 전달되는 전압의 양은 이상적인 인덕티브 커플링 채널의 경우 송신 측 전류의 변화량과 상호 인덕턴스에 비례한다. 이는



(a) 이상적인 인덕티브 커플링 채널 모델링
(a) Ideal inductive coupling channel modeling



(b) 실제 인덕티브 커플링 채널 모델링
(b) Practical inductive coupling channel modeling

그림 1. 인덕티브 커플링 채널 모델링
Fig. 1. Inductive coupling channel modeling.

마치 주파수 영역에서 분석 시 고주파 대역 통과 필터링과 유사하다.

$$V_R(t) = M \frac{dI_T(t)}{dt}$$

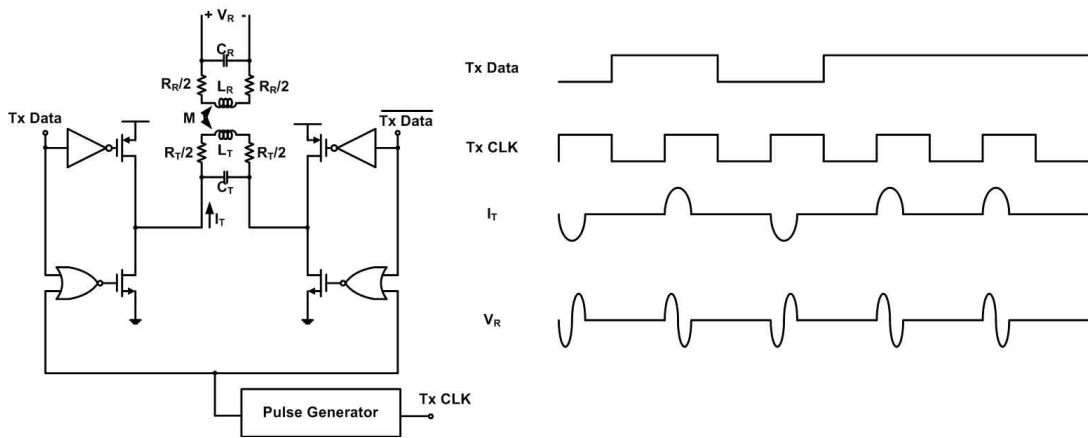
$$V_R(j\omega) = j\omega M I_T(j\omega) \tag{1}$$

$$M = k \sqrt{L_T L_R}$$

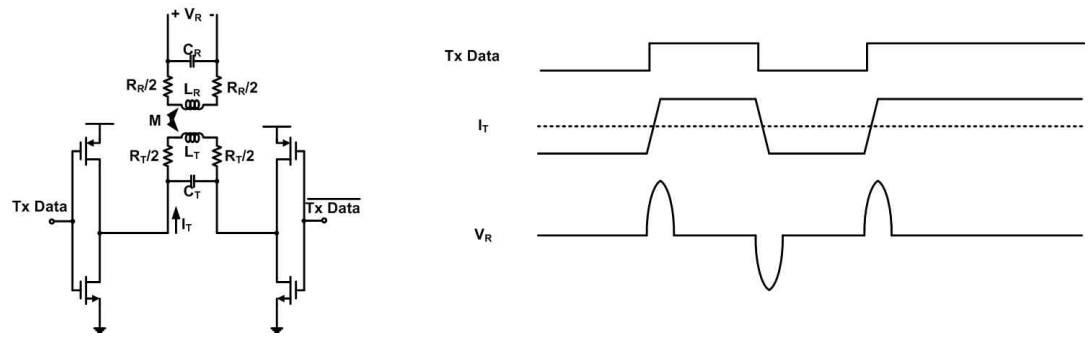
하지만 chip 내부에 인덕터를 구현 할 경우 그림 1. 의 (b)와 같이 기생 저항과 커패시턴스가 발생 한다. 이 기생 저항성분 과 커패시턴스 성분은 저주파 대역 통과 필터를 구성하며, 이 저주파 대역 통과 필터는 고주파 신호 성분의 전달을 방해한다. 이를 토대로 입력으로부터 출력까지의 전달 임피던스를 주파수 영역에서 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{V_R}{I_T}(j\omega) = \frac{1}{(1 - \omega^2 L_T C_T) + j\omega R_T C_T} \cdot j\omega M \cdot \frac{1}{(1 - \omega^2 L_R C_R) + j\omega R_R C_R} \tag{2}$$

위의 수식을 보면 송신 단 측의 전류 변화량은 대역필터링 되어 수신 단 측의 전압으로 나타나며 각각의 차단 주파수는 송수신 단 인덕터의 기생 저항성분 과 커패시턴스 성분에 의해 결정됨을 알 수 있다. 따라서 큰 상호 인덕턴스를 가지도록 인덕터를 크게 설계하더라도, 인덕터의 크기가 증가함에 따라 기생 저항성분 과



(a) BPM 송신 회로도 및 파형 다이어그램 (a) BPM transmitter circuit diagram and waveforms



(b) NRZ 송신 회로도 및 파형 다이어그램 (b) NRZ transmitter circuit diagram and waveforms

그림 2. 인덕티브 커플링 송신 회로도 및 파형 다이어그램
Fig. 2. Inductive coupling transmitter circuit diagram and waveforms.

커패시턴스 성분이 증가하므로 신호 전달에 제약을 받게 된다. 이를 고려하여 실제 인덕티브 채널 링크 구현 시는 ISI(Inter symbol interference)가 일어나지 않도록 저주파 통과 필터의 차단 주파수를 신호의 대역폭보다 크게 설계해 주어야 한다.

III. 인덕티브 커플링을 위한 신호 전달 기법

일반적인 전압 신호 전달 기법은 크게 RZ (Return to Zero) 와 NRZ (Non Return to Zero) 나눌 수 있다. 하지만 인덕티브 커플링 링크는 전류 변화량이 전압 신호로 바뀌어 전달되는 시스템이기 때문에 신호 전달 기법에 대한 새로운 분석이 필요하다. 하지만 기존의 논문들에서는 저 전력 송수신 회로 구현을 위해서 비교적 낮은 전송 속도(1 Gbps)에서는 데이터의 변화 시점에 전류 펄스를 만들어 신호를 전달하여 주고 높은 전송 속도(8 Gbps)에서는 펄스를 만들어 주기 어려우므로 NRZ전송 방식을 이용하였다^[3-5]. 본 논문에서는 전류

펄스 기반 송수신 회로의 대표적인 예인 그림 2. (a)의 BPM(Bi-phase modulation)기법^[4] 과 그림 2. (b)의 NRZ 기법을 비교함으로써 더 효율적인 신호 전달 기법을 도출하고자 한다.

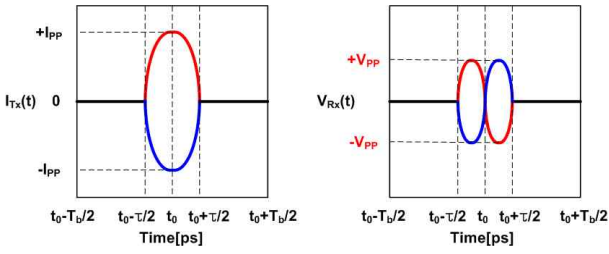
먼저 BPM 방식의 신호 전달은 매 샘플링 클럭마다 펄스를 만들어 신호를 전달한다. 이때 생성되는 전류가 그림 3. 의 (a)와 같이 가우시안 펄스 모양이라고 가정한다면 수식 (3)과 같이 표현 할 수 있다.

$$I_T(t) = I_{PP} \cdot \exp\left(-\frac{4(t-t_0)^2}{\tau^2}\right) \tag{3}$$

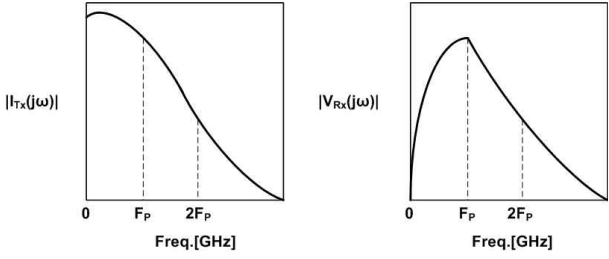
위의 수식에서 I_{PP} 는 최대 전류, t_0 는 시간 축 오프셋, τ 는 펄스폭을 나타낸다. 이를 기반으로 주파수 영역에서의 수신 전압을 분석하면 수식 (4)를 얻을 수 있다.

$$V_R(j\omega) = j\omega M \cdot I_T(j\omega) \tag{4}$$

$$= j\omega M \frac{\tau I_{PP}}{16\pi} \exp\left(-\frac{\omega^2 \tau^2}{16}\right) \exp(-j\omega t_0)$$



(a)시간 영역에서의 신호 특성
(a)Time domain characteristic of signal



(b)주파수 영역에서의 신호 특성
(b)Frequency domain characteristic of signal

그림 3. BPM 신호 특성

Fig. 3. BPM signal characteristic.

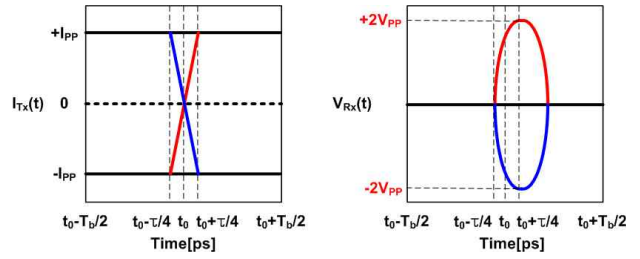
이상적인 인덕티브 커플링 된 수신 전압 $V_R(j\omega)$ 은 $F_P = \sqrt{2} / \pi T_b$ 의 기본 주파수를 가지며 신호의 대역폭은 $2 \cdot F_P$ 를 가진다. 이러한 특성을 그림 3. 에 나타내었다.

위와 동일한 방법으로 NRZ 신호 전달 방식의 송신 전류와 수신 전압을 분석 하면 수식 (5)를 얻을 수 있다.

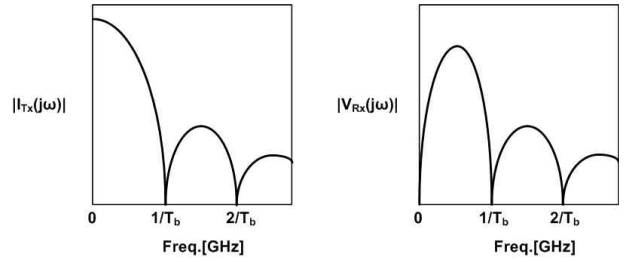
$$\begin{aligned}
 I_T(t) &= -I_{PP} + 2I_{PP} \sum_k b_k p(t - kT_b) \\
 V_R(j\omega) &= j\omega M \cdot I_T(j\omega) \\
 &= j\omega M I_{PP} \cdot T_b \cdot \left[\frac{2 \sin \frac{\omega T_b}{2}}{\omega T_b} \right]
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

위의 수식에서 T_b 는 데이터 전송 속도를 나타내며 NRZ 신호 전달 방식의 대역폭은 $1/T_b$ 이다. 이러한 특성을 그림 4. 에 나타 내었다.

위의 수식 (3)~(5) 과 그림 3.4 에서와 같이 두 신호 전달 방식은 전류 변화 기울기와 대역폭의 차이를 가진다. 이러한 특성은 인덕티브 커플링 채널의 인덕터 설계에 영향을 미친다. 앞 절에서 언급한 바와 같이 인덕티브 커플링 채널 링크에서 기생 저항 성분 과 커패시턴스 성분에 의해 나타나는 2차 저주파 대역 통과 필터의 차단 주파수는 신호의 대역폭 보다 커야 한다. 따



(a)시간 영역에서의 신호 특성
(a)Time domain characteristic of signal



(b)주파수 영역에서의 신호 특성
(b)Frequency domain characteristic of signal

그림 4. NRZ 신호 특성

Fig. 4. NRZ signal characteristic.

라서 BPM 신호 전달 방식에서 저 전력을 위해 펄스폭을 줄일 시 신호 왜곡 없이 전달 가능한 차단 주파수가 증가하므로 허용 가능한 인덕턴스 또한 감소하게 된다. 인덕터의 크기가 증가 할수록 기생 저항 성분과 커패시턴스 성분 또한 증가하기 때문이다. 인덕턴스가 감소하면 뮤튜얼 인덕턴스 또한 감소한다. 위와 같이 뮤튜얼 인덕턴스가 작을 시는 검출 가능한 전압을 만들어 주기 위해서 송신 전류의 기울기를 증가 시켜야 한다. 이때 송신 전류의 기울기를 증가시키기 위해서는 주변 회로의 전력 소모 또한 증가시켜야 하며 작은 폭의 펄스를 만들어 주기 위해서는 펄스 발생기 또한 많은 전류를 소모해야 하므로 구동 회로의 전력은 감소하더라도 송신기 전체의 전력 소모는 증가 할 수 있다.

반면 NRZ 신호 기법의 경우는 기본적으로 전류가 음의 방향에서 양의 방향으로 움직이므로 BPM 방식보다 전류의 기울기가 크다. 또한 차단 주파수가 데이터 전송 속도에 의해 결정 되므로 인덕터의 크기를 증가시킬 수 있다. 이에 더 큰 뮤튜얼 인덕턴스를 가지므로 전류의 기울기 증가 없이 수신 단에서 검출 가능한 전압을 얻을 수 있는 장점을 가질 수 있다.

위와 더불어 수신 신호의 펄스폭 또한 고려 돼야 한다. 수신 단 비교기가 동일하다 고 가정 시 오류 없이 신호를 검출하기 위해서는 수신 신호의 크기도 커야 하

지만 비교기의 set up, hold time 또한 영향을 미치기 때문에 신호의 펄스폭 또한 중요한 요소이다. 인덕티브 커플링 링크에서는 송신 전류의 변화 기울기에 비례하는 수신 전압이 생성된다. 따라서 BPM 신호 전달 방식은 그림 3. 에서와 같이 데이터가 1인 경우 한 펄스 내에서 전압이 양에서 음으로 변화하며 데이터가 0인 경우에는 한 펄스 내에서 전압이 양에서 음으로 변화하기 때문에 신호 검출 가능 시간이 짧을 수밖에 없다. 반면 NRZ 신호 전송 방식은 그림 4.에서와 같이 데이터가 1인 경우에는 양의 펄스가 생성되며 데이터가 0인 경우에는 음의 펄스만이 생성되기 때문에 송수신 단의 저주파 차단 주파수가 낮아져 신호가 늘어지더라도 1UI안에 들어올 가능성이 많으므로 더 긴 펄스폭을 허용할 수 있다.

IV. 모의실험 결과

위의 두 가지 기법을 공정히 비교해 보기 위하여 1 Gbps의 동일한 전송 속도에서 동일한 구동 회로를 이용하여 모의실험을 진행 하였다. 또한 쉬운 성능 지표 비교를 위하여 다음과 같은 signal quality factor 를 제안하였다.

$$Q_{Signal} = \frac{V_{swing, peak}}{I_{driver, avg}} \cdot NPW \quad (6)$$

$$NPW = \frac{T_{pulse width}}{T_{period}}$$

위의 수식에서 $I_{driver, avg}$ 는 송신 회로의 평균 전류 소모, NPW 는 Net Pulse Width를 표현한다. 이 성능 비교 지표는 수신 데이터의 아이디어 그래프가 얼마나 떨어져 있는지와 신호 전달 기법의 성능 비교 시 중요한 요소인 전력 소모를 포함하고 있다. 이 지수를 이용하여 1Gbps 데이터 전송 속도에 대하여 두 신호 기법을 비교한 결과는 그림 5, 그림 6 과 그림 7 에 나타내었다. 이때 BPM 신호 전달 기법에서 펄스폭은 228 ps 이며 이에 따라 전달되는 신호의 대역폭은 4 GHz 이다. 그림 5. 는 송신 측의 차단 주파수를 13.4GHz로 고정 시켜놓고 수신 측의 차단 주파수를 변화시키면서 신호 전달 특성을 살펴본 결과이며 그림 6.은 수신 측의 차단 주파수를 13.4GHz로 고정 시켜놓고 송신 측의 공진 주파수를 변화시키면서 신호 전달 특성을 살펴본 결과이다. 이때 기생 커패시턴스 성분 과 LC tank의 Q 값은

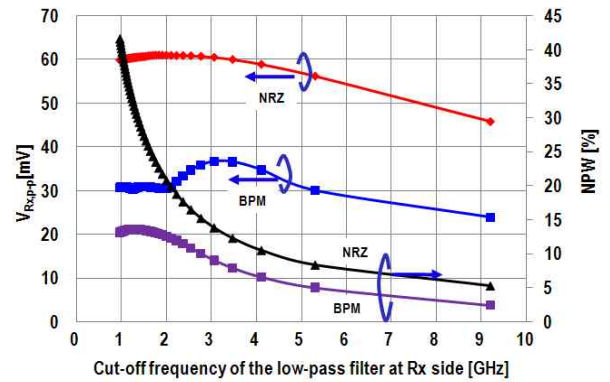


그림 5. 수신단 차단 주파수 변화에 따른 수신 신호 특성 모의실험 결과

Fig. 5. Simulation result of received signal characteristic with Rx cut off freq. variation.

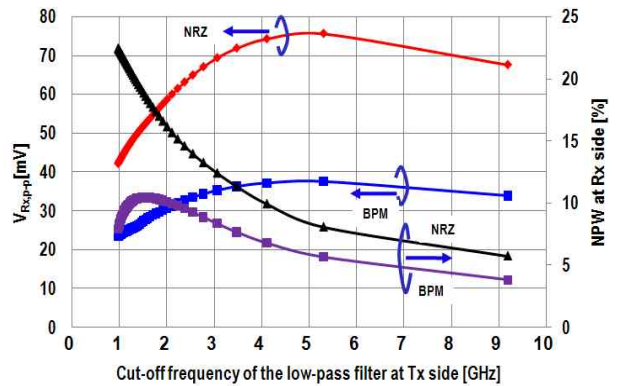


그림 6. 송신단 차단 주파수 변화에 따른 수신 신호 특성 모의실험 결과

Fig. 6. Simulation result of received signal characteristic with Tx cut off freq. variation.

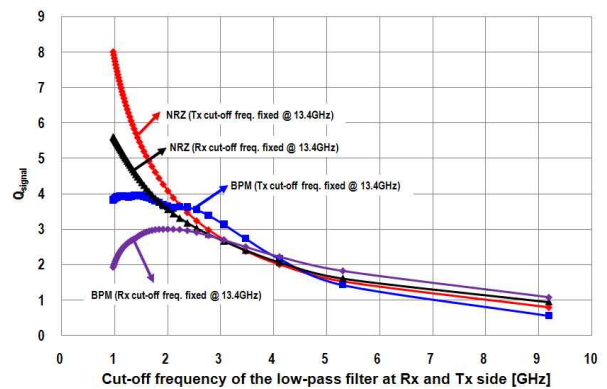


그림 7. 송수신단 차단 주파수 변화에 따른 signal quality factor 모의 실험 결과

Fig. 7. Simulation result of signal quality factor with RTx cut off freq. variation.

고정 시켰으며 저항성분의 크기를 이용하여 차단 주파수를 변화 시켰다. 따라서 차단 주파수가 낮아질 수록 인덕턴스는 Q 값을 일정하게 유지시키기 위해서 인덕

턴스는 증가 시켰다. 그림 6. 에서 송신 측 차단 주파수가 낮아짐에 따라 수신되는 전압이 급격하게 낮아지는 이유는 인덕티브 기생 저항 성분이 증가함에 따라 드라이버에 흐르는 전류의 변화량이 감소하기 때문이다. 그림 7. 은 위의 모의 실험결과를 근거로 본 연구에서 제시한 signal quality factor를 적용시켰을 경우의 결과이다. 이를 토대로 할 시 NRZ 신호 전달 방식이 1Gbps의 data rate 가정 하에서 송수신 단의 차단 주파수를 더 낮출 수 있으므로 더 우수한 신호 전달 특성을 가짐을 확인 할 수 있다.

V. 결 론

기존의 인덕티브 커플링 연구에서는 신호 전달에 대한 비교 분석을 하지 않고 저 전력 송수신 회로 구현을 위해서 비교적 낮은 전송 속도(1 Gbps)에서는 데이터의 변화 시점에 전류 펄스를 만들어 신호를 전달하여 주고 높은 전송 속도(10 Gbps)에서는 펄스를 만들어 주기 어려우므로 NRZ 전송 방식을 이용하였다. 본 연구에서는 전류 펄스 방식에서 대표적인 BPM과 NRZ 신호 전달 방식을 새로운 성능 지수를 통하여 비교함으로써 NRZ 신호 전달 방식이 저 우수함을 확인 할 수 있었다. 또한 인덕티브 커플링 링크에서는 인덕티브의 크기에 의하여 응용분야가 제한 될 수 있다. 이 경우 인덕티브 채널의 개수를 줄이고 전송속도를 높이는 방안으로 해결된다고 가정 한다면 BPM방식은 펄스를 만들어 주는 것이 어려우므로 NRZ 방식이 더 우수함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. Burns et al., "Three-dimensional integrated circuits for low-power,high-bandwidth systems on a chip," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers,2001, pp. 268-269.
- [2] K. Kanda et al., "A 1.27 Gb/s/ch 3 mW/pin wireless superconnect(WSC) interface scheme," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, 2003, pp.186-187.
- [3] N. Miura et al., "Analysis and design of inductive coupling and transceivercircuit for inductive inter-chip wireless superconnect," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 40, no. 4, Apr. 2005.
- [4] Noriyuki Miura et al., "A 1 Tb/s 3 W Inductive-Coupling Transceiver for 3D-Stacked Inter-Chip Clock and Data Link," IEEE J.Solid-State Circuits, vol. 42, no. 1, Jan. 2007
- [5] N. Miura et al., "An 8Tb/s 1pJ/b 0.8mm²/Tb/s QDR Inductive-Coupling Interface Between 65nm CMOS GPU and 0.1 μ m DRAM," in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, 2010, pp.436-438.

저 자 소 개



이 장 우(학생회원)
2005년 한양대학교 전자전기
공학부 학사 졸업.
2007년 한양대학교 전자컴퓨터
통신공학과 석사 졸업.
2007년~현재 한양대학교 전자컴
퓨터통신공학과 박사과정.

<주관심분야 : 유무선 통신용 혼성 회로 설계>



유 창 식(정회원)
1992년 서울대학교 전자공학과
학사 졸업.
1994년 서울대학교 전자공학과
석사 졸업.
1998년 서울대학교 전자공학과
박사 졸업.

2002년~현재 한양대학교 전자컴퓨터통신공학부
부교수.

<주관심분야 : 유무선 통신용 혼성 신호 회로 설
계>