

중복 다치논리를 이용한 20 Gb/s CMOS 디멀티플렉서 설계

김 정 범[†]

요 약

본 논문은 중복 다치논리(redundant multi-valued logic)를 이용하여 초고속 디멀티플렉서(demultiplexer)를 CMOS 회로로 설계하였다. 설계한 회로는 중복 다치논리를 이용하여 직렬 이진 데이터를 병렬 다치 데이터로 변환하고 이를 다시 병렬 이진 데이터로 변환한다. 중복 다치논리는 중복된 다치 데이터 변환으로써 기존 방식 보다 더 높은 동작속도를 얻을 수 있다. 구현한 디멀티플렉서는 8개의 적분기로 구성되어 있으며, 각 적분기는 누적기, 비교기, 디코더, D 플립플롭으로 구성된다. 설계한 회로는 0.18 μ m 표준 CMOS 공정으로 구현하였으며 HSPICE 시뮬레이션 을 통해 검증하였다. 본 논문의 디멀티플렉서의 최대 데이터 전송률은 20 Gb/s이고 평균 전력소모는 58.5 mW이다.

키워드 : 중복 다치논리, 다치논리 회로, 디멀티플렉서

Design of a 20 Gb/s CMOS Demultiplexer Using Redundant Multi-Valued Logic

Jeong Beom Kim[†]

ABSTRACT

This paper describes a high-speed CMOS demultiplexer using redundant multi-valued logic (RMVL). The proposed circuit receives serial binary data and is converted to parallel redundant multi-valued data using RMVL. The converted data are reconverted to parallel binary data. By the redundant multi-valued data conversion, the RMVL makes it possible to achieve higher operating speeds than that of a conventional binary logic. The implemented demultiplexer consists of eight integrators. Each integrator is composed of an accumulator, a window comparator, a decoder and a D flip flop. The demultiplexer is designed with TSMC 0.18 μ m standard CMOS process. The validity and effectiveness are verified through the HSPICE simulation. The demultiplexer is achieved the maximum data rate of 20 Gb/s and the average power consumption of 95.85 mW.

Keyword : Redundant Multi-valued Logic, Multi-valued Logic Circuit, Demultiplexer

1. 서 론

광대역 통신의 수요가 증가함에 따라 고속, 저가격의 통신 시스템들이 필요하게 되었다. 이런 시스템들에서 직렬 데이터를 병렬 데이터로 변환하는 디멀티플렉서(demultiplexer)는 핵심 구성 요소이다. 최근 MOSFET의 소형화로 인해 10 Gb/s 클럭 데이터 복원 회로^[1], 6 Gb/s 디멀티플렉서^[2]와 같은 수 Gb/s의 시스템들이 저 전력이면서 저 가격인 CMOS 회로로 구현되어 왔다. 그러나 이 시스템들의 단점은 최대 데이터 전송 속도가 토글 주파수에 의해 제한을 받는다는 것이다. 토글 주파수의 영향을 극복하기

위해서 MOS 전류모드(MOS current-mode logic)^[3]가 제안되었다. 이 회로는 기존의 CMOS 회로보다 1.5배 정도 더 빠른 데이터 전송 속도를 갖지만, 역시 토글 주파수의 영향을 받게 되어 일정 속도 이상에서는 정확한 동작을 할 수 없다. 따라서 더 빠른 동작을 위해서 새로운 구조가 요구되었다^[4].

기존의 디멀티플렉서는 트리 구조가 고속동작에 용이하므로 이 구조를 적용해 왔다^[5]. 1:4 이상의 디멀티플렉서는 1:2 디멀티플렉서를 계층적으로 구성하여 트리 형태로 설계할 수 있다. 1:2 디멀티플렉서는 마스터-슬레이브-마스터 플립플롭과 마스터-슬레이브 플립플롭으로 구성되어 있고 플립플롭간의 위상차가 180도가 된다. 따라서 1:2 디멀티플렉서는 상승에지와 하강에지 모두에서 데이터를 받아들일 수 있다. 따라서 최대 데이터 전송률은 공정상에서의 최대 동작 주파수의 2배가 된다. 0.18 μ m 표준 CMOS 공정에서 전

* 본 연구에 사용한 CAD S/W는 반도체설계교육센터(IDEC)의 지원에 의한 것임.

[†] 정 회 원 : 강원대학교 전기전자공학부 교수
논문접수 : 2007년 8월 21일
수 정 일 : 2008년 2월 15일
심사완료 : 2008년 2월 20일

압제어발진기 (VCO)의 최대 데이터율은 2.5 Gb/s이므로 이진 트리 구조 디멀티플렉서 데이터율은 5 Gb/s가 되고 MCML을 사용하면 7.5 Gb/s가 된다^[6]. 이 제한 속도를 극복하기 위해서는 새로운 기술이 요구된다. 오버샘플링(oversampling) 방식^{[7],[8]}은 디멀티플렉서가 트리 구조 방식보다 고속 동작을 할 수 있도록 한다. 오버샘플링 방식에 의한 디멀티플렉서는 이진 샘플-홀드(sample and hold) 회로들로 구성되어 있는데 이 회로들은 동일한 입력 데이터를 받고 입력 데이터 전송 속도의 1/8에 해당하는 클럭 주파수를 사용한다. 샘플 앤 홀드 회로들의 클럭 주파수들은 입력 데이터 1 비트만큼의 위상차를 가진다. 이진 직렬 입력 데이터는 각 클럭의 하강 에지에서 샘플링 되고 1 클럭 주기 동안 총 8 비트가 샘플링된다. 오버샘플링 방식의 디멀티플렉서는 1 클럭 주기 동안 여러 비트를 샘플링할 수 있기 때문에 높은 데이터 전송률을 실현할 수 있다. 샘플 앤 홀드 회로의 클럭 주파수가 MOSFET의 최대 토글 주파수와 같게 될 때 샘플-홀드 회로의 준비 시간은 클럭 주기의 1/2에 근접하게 된다. 이 때 데이터 천이와 클럭 천이 사이의 위상차가 감소되고 샘플링 오류가 빈번히 발생하게 된다. 따라서 높은 오류 발생률이 야기되고 이로 인하여 오류 정정코드가 필요하게 된다^[7].

본 논문에서는 토글 주파수의 한계를 극복하기 위한 방법으로 중복 다치논리(redundant multi-valued logic)를 이용한 디멀티플렉서^[4]를 구현하였다. 중복 다치논리는 토글 주파수에 의해 제한된 데이터 전송 속도보다 더 빠른 데이터 전송 속도가 가능하도록 할 수 있다. 이 회로는 0.18um 표준 CMOS 공정으로 구현하였고 최대 20 Gb/s의 입력 데이터를 처리할 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성한다. 먼저, II장에서 중복 다치논리를 이용한 디멀티플렉서에 대해 설명한다. III장에서

설계한 회로의 레이아웃(layout)과 포스트 레이아웃 시뮬레이션 결과를 분석하며, IV장에서 결론을 맺는다.

2. 중복 다치논리를 이용한 디멀티플렉서

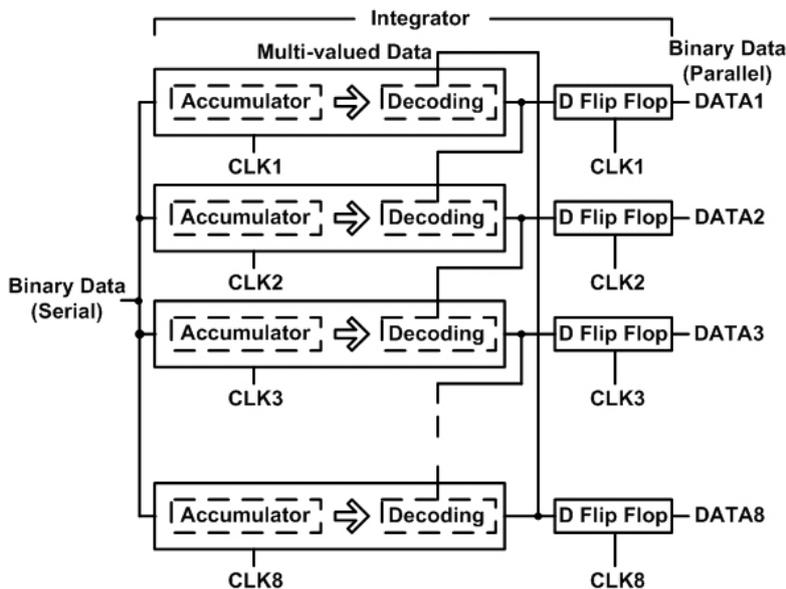
2.1 중복 다치논리

중복 다치논리는 다치논리(multi-valued logic)와 중복 이진논리(redundant binary logic)의 장점을 이용한다. 데이터 전송 속도가 2f 라고 할 때 데이터와 관련된 주파수는 f 가 되므로 이 데이터를 처리하는 회로는 f 보다 작은 대역폭을 가져야 한다. 만약 n 비트 데이터가 하나의 다치 데이터로 변환된다면 데이터를 처리하기 위한 주파수는 f/n 가 된다. 따라서 다치논리는 고속 데이터를 처리하는데 효율적인 방법이지만, 신호대잡음비가 감소하는 단점이 있다.

기존 다치논리와 중복 다치논리의 2 비트 데이터 변환 과정을 살펴보면 기존 다치논리에서는 이진 입력 데이터 (00), (01), (10), (11)이 다치 데이터 0, 1, 2, 3으로 변환되는 반면 중복 다치논리에서는 이진 입력 데이터 (01)과 (10)이 구분되지 않고 다치 데이터 0, 1, 1, 2로 변환된다. 따라서 중복 다치논리의 데이터 변환회로는 단순한 축적회로로 구성될 수 있지만 기존의 다치논리 데이터 변환회로는 이 보다 복잡하게 구성된다. 따라서, 중복 다치논리 데이터 변환회로의 속도가 더 빠르다.

2.2 디멀티플렉서 구조

(그림 1)은 중복 다치논리를 이용한 1:8 디멀티플렉서의 기본 구조이다. 디멀티플렉서는 적분기 8개로 구성되어 있고 각 적분기는 입력 데이터 속도의 1/8 클럭 주파수를 사용한다. 각 적분기의 클럭은 다른 적분기 클럭과 입력 데이



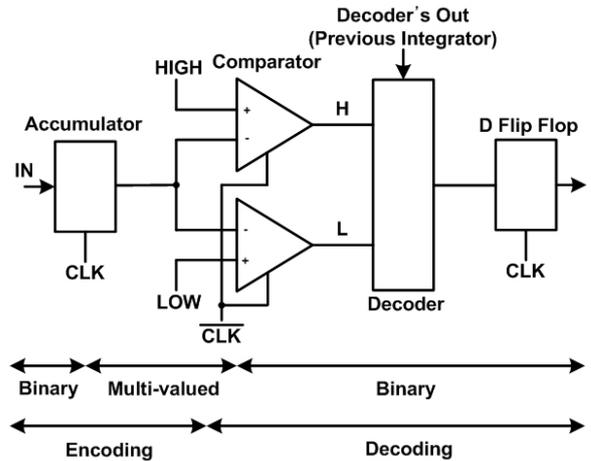
(그림 1) 1:8 디멀티플렉서의 기본 구조

터 1 비트만큼의 시간차를 가진다. 클럭은 샘플링 구간과 홀딩 구간으로 나누어져 있다. 샘플링 구간 동안 입력 데이터 2 비트를 3 치 데이터 로 변환하기 때문에 샘플링 구간은 2 비트 입력 데이터 시간이 되고 홀딩 구간은 6 비트 입력 데이터 시간이 된다.

누적기에서 이진 직렬 데이터가 들어오면 데이터는 3 치 데이터로 변환되고 디코딩 블록에서 3 치 데이터는 다시 이진 데이터로 변환된다. 디코딩 블록에서의 데이터 변환 과정은 다음과 같다. 3치 데이터가 이진 데이터로 변환될 때 3 치 데이터 0과 2는 각각 (00)과 (11)로 변환되지만 1의 경우 (01)인지 (10)인지 결정하기 위해서 이전 적분기의 디코딩 블록 값을 참조해야 한다. 3치 값이 1일 때 이전 디코딩 블록 출력이 (00) 또는 (10)이었다면 현재 결과는 (01)이 되고 이전 디코딩 블록 출력이 (11) 또는 (01)이었다면 현재 결과는 (10)이 된다. 이진 직렬 입력 데이터가 101010...과 같이 1과 0이 차례로 반복되는 패턴인 경우 입력 데이터는 정확한 이진 병렬 데이터로 변환될 수 없다. 이전 적분기의 디코딩 블록 출력이 명확하지 않기 때문에 현재 디코딩 블록은 이전 데이터를 적절하게 참조할 수 없다. 이전 데이터를 참조하는 방식 때문에 이런 오류는 다음 적분기의 디코딩 블록으로 전파된다. 그러나 일단 (11)이나 (00)이 들어오면 오류는 더 이상 발생하지 않고 그 이후부터는 올바른 데이터를 출력한다.

디멀티플렉서에서 각 적분기는 하나의 샘플링 구간에 몇 개의 입력 데이터를 읽어 들인다. 즉 샘플링 구간 동안 입력 데이터의 변이가 일어난다. 따라서 준비 시간이 정의될 수 없다. 회로의 최대 데이터 율은 샘플링 회로의 전압 분해능에 의해 결정되므로 기존 방식 회로의 데이터 율보다 더 빠른 데이터 율을 이룰 수 있다.

(그림 2)는 적분기 구조이다. 적분기는 누적기, 비교기, 디코더, D 플립플롭으로 구성되어 있다. 이진 직렬 입력 데이터가 누적기에서 다치 데이터로 변환된다. 비교기는 다치 데이터를 높은 참조 전압, 낮은 참조 전압과 비교하여 이진 데이터를 생성한다. 디코더는 비교기의 출력과 이전 적분기의 디코더 출력을 바탕으로 하여 최종값을 결정한다. 디코더의 출력은 클럭의 상승 에지에서 D 플립플롭을 통하여 출력하게 된다. 1:8 디멀티플렉서를 구현할 때 누적기가 2 비트를 처리하기 때문에 클럭의 샘플링 구간은 2 비트 데이터 입력 시간이 되고 홀딩 구간은 6 비트 입력 시간이 된다. 이는중복 다치논리를 이용한 1:4 디멀티플렉서^[4]를 구현할 때 클럭의 홀딩 구간과 샘플링 구간이 2 비트 데이터 입력 시간이 되는 것에 비해 홀딩 구간이 더 증가한다. 그리고 비교기에서 나온 값을 다음 클럭에서 래치를 거쳐 디코더를 통과하게 하면 각 적분기마다 나오는 결과 값의 지연시간이 달라진다. 따라서 1:8 디멀티플렉서에서 홀딩 구간이 증가하는 것을 고려하여 비교기에서 나온 값이 바로 디코더를 통과하도록 하였고 다음 클럭에서 D 플립플롭을 통과하도록 하여 각 적분기들에서 나오는 결과값의 지연시간이 일정하도록 구현한다.

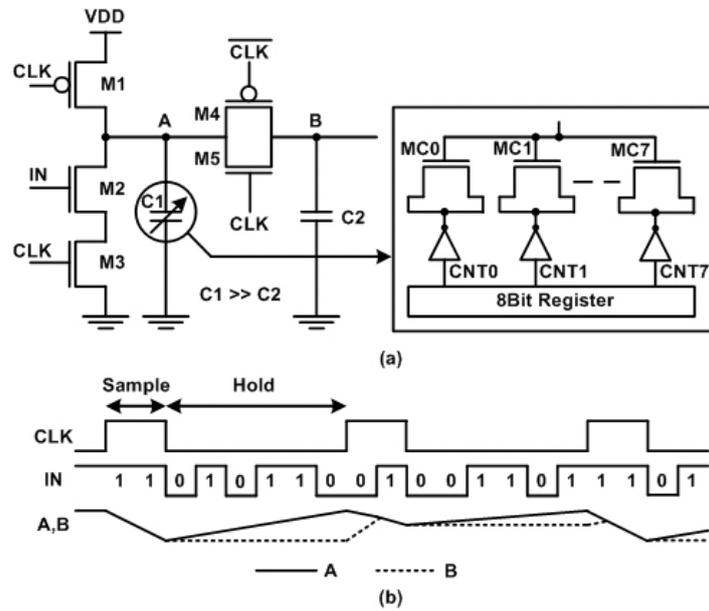


(그림 2) 적분기

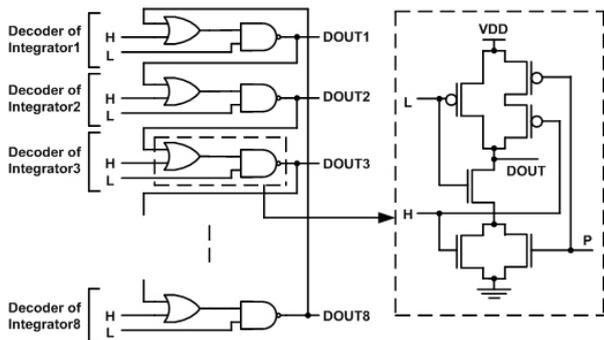
(그림 3)은 누적기의 구조이다. 누적기의 동작 구간은 샘플링 구간과 홀딩 구간으로 나누어 진다. 2비트의 이진 데이터를 변환하기 때문에 샘플링 구간은 입력 데이터의 2비트 크기이고 홀딩 구간은 입력 데이터의 6비트 크기이다. 홀딩 구간 동안 M1이 켜지고 M3, M4, M5가 턴 오프(turn-off) 되어 노드 A는 공급 전압과 같은 전압으로 미리 충전된다. 샘플링 구간이 되면 트랜지스터 M1은 꺼지고 트랜지스터 M3과 스위치 M4, M5는 켜져 입력 데이터에 따라 노드 A가 방전이 됩니다. 샘플링 구간 동안 M1은 턴 오프되고 M3, M4, M5가 턴 온(turn-on)되어 노드 A는 입력 데이터에 따라 방전된다. 샘플링 구간의 끝에서 최종 3치 데이터가 생성이 되고 홀딩 구간 동안 스위치 M4와 M5가 턴 오프되어 노드 B에서 3치 데이터 값을 유지한다. 샘플링 구간 동안 스위치 M4, M5가 턴 온 되고 노드 A와 노드 B는 서로 연결된다. 이 때 노드 B가 노드 A의 전압에 의해 결정되기 때문에 C1의 캐패시턴스 값은 C2의 캐패시턴스 값보다 훨씬 커야 한다. C1은 동작 주파수, 공급 전압 등에 따라 최적의 값이 달라질 수 있기 때문에 그림에서 보는 바와 같이 스위치들과 8비트 레지스터를 이용하여 가변 캐패시터로 구현할 수 있다. 각 캐패시터는 다른 캐패시턴스 값을 가지고 스위치로 만들어 진다. 가변 캐패시터의 스위치는 8 비트 레지스터로 제어한다.

클럭의 홀딩 구간 동안 비교기는 3 치 데이터를 이진 데이터로 변환하고 디코더는 비교기 출력과 이전 적분기의 디코더 결과를 근거로 출력을 결정한다. 비교기의 입력 전압이 높은 참조 전압보다 크면 비교기의 출력들(H, L)은 논리 H값이 된다. 비교기의 입력전압이 낮은 참조 전압보다 작다면 비교기의 출력들은 논리 L값이 된다. 비교기의 입력 전압이 낮은 참조 전압과 높은 참조 전압 사이의 값인 경우 출력 H는 논리 L이 되고 출력 L은 논리 H가 된다. 비교기의 참조 전압들(High, Low)은 저항을 분배함으로써 생성할 수 있다.

비교기는 재생 래치를 기반으로 하며, 프리앰프와 정제환



(그림 3) (a) 누적기 (b) 누적기의 타이밍도



(그림 4) 디코더

결정 회로, 출력 버퍼로서 구성되어 있다. 재생 레치는 클럭이 L일 때 결정 회로의 출력을 H로 만든다. 즉 비교기의 출력을 0으로 만든다. 클럭이 H가 되면 프리앰프와 결합된 레치의 재생 동작이 결정회로에서의 불균형을 야기하고 출력이 VI+와 VI-의 상태에 따라 결정되도록 한다.

(그림 4)는 디코더의 구조이다. 다치 데이터는 중복성을 포함하고 있기 때문에 상관관계를 이용하여 오류 탐지 오류 정정 기능을 구현할 수 있지만, 디코더가 복잡하고 속도가 저하될 수 있다. 디코딩 연산은 적분기간 위상차와 동등한 이진 직렬 입력 데이터 1 비트 시간 안에 이뤄져야 하기 때문에 신속한 연산이 필요하다. 즉, 적분기들간의 클럭의 위상차는 입력 데이터의 1 비트 크기이고 그 시간 안에 완벽한 디코딩 동작이 일어나야 하기 때문에 디코딩 속도가 요구된다. 따라서 디코더는 그림과 같이 단순한 구조로 구현하여 신속한 동작을 하도록 구현하였다.

3. 물리적 구현 및 시뮬레이션 결과

설계한 1:8 디멀티플렉서를 공급전압이 1.8V인 0.18um 표준 CMOS 공정으로 설계하였고 레이아웃을 한 뒤 LPE (layout parameter extraction)를 이용하여 시뮬레이션 하였다.

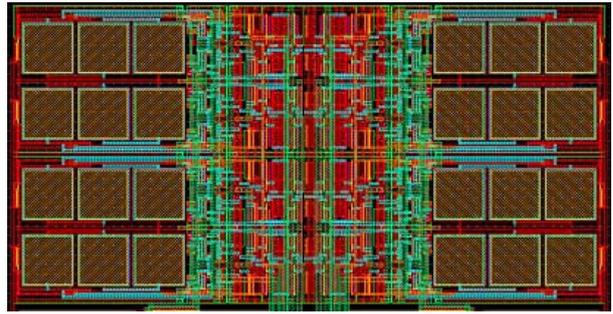
(그림 5)는 디멀티플렉서의 입출력 파형이다. (그림 5)에서 첫 번째 파형은 이진 직렬 입력 데이터를 나타낸다. 다음 파형들은 이진 병렬 출력이다. 입력 패턴은 101010110100이 반복되고 있는 형태인데, 출력값을 관찰해 보면 이 패턴이 병렬로 각자 클럭에 맞추어 분리되어 출력되는 것을 알 수 있다. 디멀티플렉서의 최종 출력들은 데이터가 인코딩되고 디코딩되는 클럭의 다음 클럭 상승 에지에서 생성된다. 최종적으로 출력이 D 플립플롭을 통과하기 때문에 각 출력이 클럭에 대해 동일한 지연이 발생한다. 입력패턴에 따라 출력이 생성되는 것을 (그림 5)를 통하여 확인할 수 있다. 입력 데이터 전송률이 20 Gb/s일 때 출력 데이터 전송률은 입력 데이터 전송률의 1/8에 해당하는 2.5 Gb/s가 된다.

(그림 6)은 0.18um 표준 CMOS 공정의 레이아웃 규칙에 따라 설계한 1:8 디멀티플렉서의 레이아웃이다. 설계한 회로의 레이아웃 면적은 260um x 140um이다.

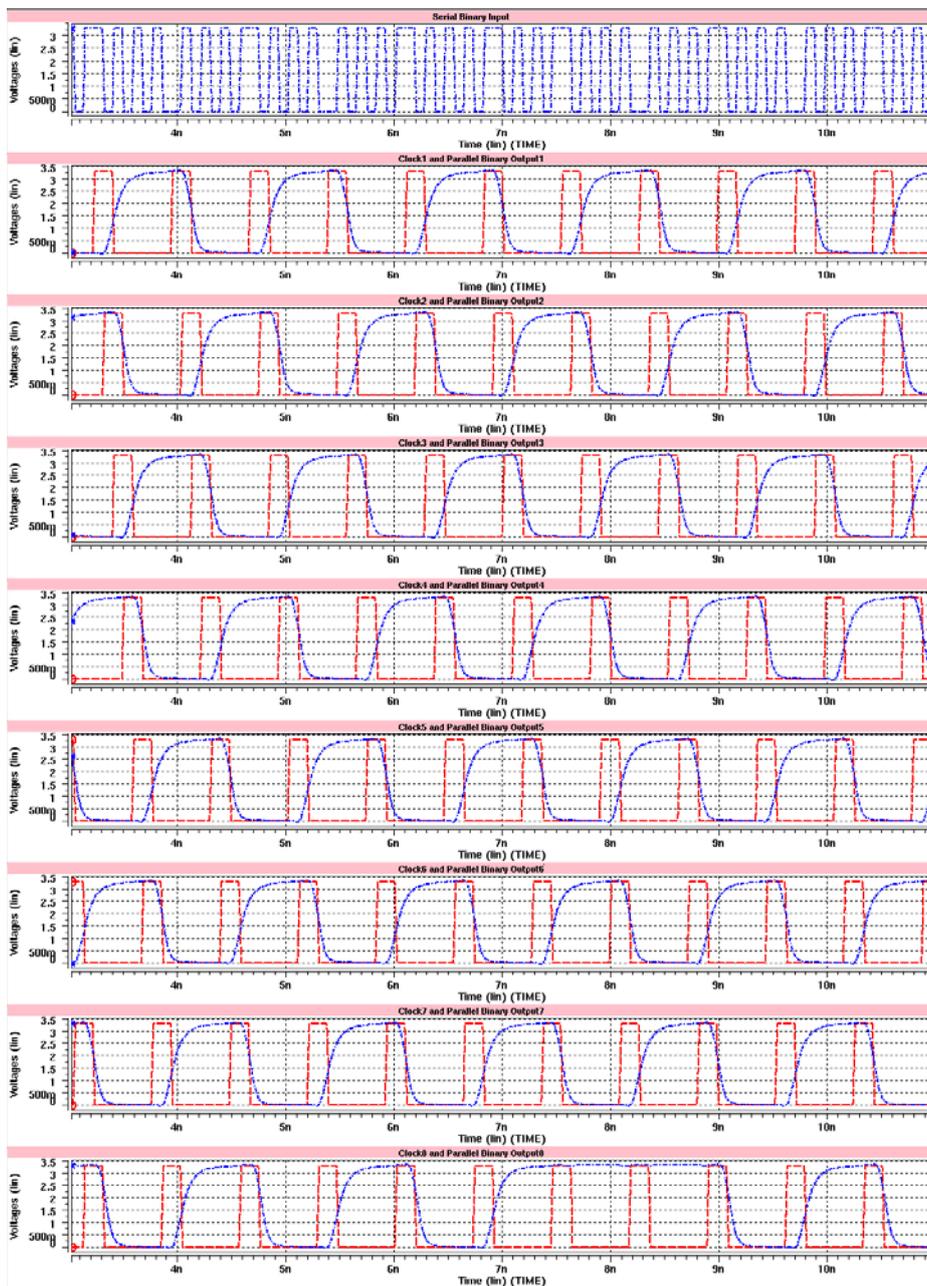
<표 1>은 기존의 디멀티플렉서와 본 논문에서 설계한 회로의 특성을 비교한 표이다. 기존의 회로는 공급전압이 2.0V 혹은 1.3V의 0.18um CMOS 공정으로 설계한 결과이며, 본 논문에서 설계한 회로는 공급전압이 1.8V인 0.18um CMOS 공정으로 설계한 결과이다. 비교표에서 보면 본 논문에서 설계한 회로는 기존의 회로에 비해 전력소모는 증가하였지만 면적과 동작속도에서 향상되었음을 알 수 있다. 따라서 저 전력 회로 설계기술에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

〈표 1〉 비교표

	기존디멀티플렉서 [3]	기존디멀티플렉서 [4]	본 논문의 디멀티플렉서
최고 동작속도	10Gb/s	10Gb/s	20Gb/s
공급전압	2.0V	1.3V	1.8V
전력소모	48mW	38mW	58.5mW
면적	-	0.4mm X 0.4mm	0.26mm X 0.14mm
공정	0.18um	0.18um	0.18um



(그림 6) 설계한 1:8 디멀티플렉서의 레이아웃



(그림 5) 1:8 디멀티플렉서의 입출력 파형

4. 결 론

본 논문에서는 중복 다치논리를 이용하여 초고속 통신회로에 적용이 가능한 20 Gb/s 디멀티플렉서를 CMOS 회로로 구현하였다. 중복 다치논리는 중복 다치 데이터 변환을 함으로서 기존방식보다 고속동작을 하기 때문에, 토글 주파수의 제한을 받지 않는 고속회로의 구현이 가능하다. 본 논문에서 설계한 디멀티플렉서는 중복 다치논리를 이용하여 설계하였기 때문에 101010과 같이 1과 0이 차례로 반복되는 패턴인 경우 입력 데이터는 정확한 이진 병렬 데이터로 변환될 수 없는 단점을 갖지만, 일반적인 랜덤 패턴에서는 우수한 성능을 나타낸다. 향후 저 전력 회로 설계 기술에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] J. Savoj and B. Razvi, "A 10Gb/s CMOS clock and data recover circuit with frequency detection", in ISSCC Dig. Tech. Papers, pp.78-79, 2001.
- [2] K. Nakamura, M. Fukaiishi, H. Abiko, A. Matsimoto, and M. Yotsuyanagi, "A 6Gbps CMOS phase detecting DEMUX module using half-frequency clock", in Symp. VLSI Circuits Dig. Tech. Papers, pp.196-197, June, 1998.
- [3] A. Tanabe, M.Umetani, I. Fujiwara, T. Ogura, K. Kataoka, M. Okihara, H. Sakuraba, T. Endoh, and F. Masuoka, "0.18 um CMOS 10Gb/s multiplexer/demultiplexer ICs using current mode logic with tolerance to threshold voltage fluctuation", IEEE J. Solid-State Circuits, vol.36, pp.988-996, June, 2001.
- [4] A. Tanabe, Y. Nakahara, A. Furukawa, and T. Mogami, "A Redundant Multivalued Logic for a 10-Gb/s CMOS Demultiplexer IC", IEEE J. Solid-State Circuits, vol.38, pp.107-113, January, 2003.
- [5] S. Yasuda, Y. Ohtomo, M. Ino, Y. Kado, and T. Tsuchiya, "3-Gb/s CMOS 1:4 MUX and DEMUX ICs", IEICE Trans. Electron., Vol.E78-C, No.12, pp.1746-1753, December, 1995.
- [6] M. Fukaiishi, "GHz serial link transceiver using multiple-valued data representation", in NEC Corporation, Silicon System Research Laboratories, 2002.
- [7] C. K. Yang, R. Farjad_Rad, and M. Horowitz, "A 0.6 um CMOS 4 Gb/s transceiver with data recovery using oversampling", in Symp. VLSI Circuits Dig. Tech. Papers, pp.71-72, June, 1997.
- [8] H. O. Johansson, J. Yuan, and C. Svensson, "A 4G sample/s line-receiver in 0.8 um CMOS", in Symp. VLSI Circuits Dig. Tech. Papers, pp.116-117, June, 1996.



김 정 범

e-mail : kimjb@kangwon.ac.kr

1985년 인하대학교 전자공학과(학사)

1987년 인하대학교 대학원 전자공학과(석사)

1997년 포항공과대학교 대학원 전자전기 공학과(박사)

1987년~1992년 금성반도체 중앙연구소 선임연구원

1994년~1997년 현대전자 시스템IC연구소 책임연구원

1997년~1998년 충북대학교 전기전자공학부

1999년~현 재 강원대학교 전기전자공학부 교수

관심분야 : VLSI 설계