

논문 2009-46SD-2-14

정전 용량형 SP4T RF MEMS 스위치 구동용 4채널 승압 DC-DC 컨버터

(Four Channel Step Up DC-DC Converter for Capacitive SP4T RF
MEMS Switch Application)

장 연 수*, 김 현 철**, 김 수 환***, 전 국 진***

(Yeonsu Jang, Hyeon Cheol Kim, Suhwan Kim, and Kukjin Chun)

요 약

본 논문에서는 전하 펌프(charge pump) 방식의 전압 더블러(voltage doubler) 구조를 이용한 4채널 DC-DC 컨버터 개발을 소개한다. 무선 통신 트랜시버 내부에 위치하는 FEM(Front End Module)에서의 사용을 목표로 연구 개발 중인 정전 용량형 SP4T RF MEMS 스위치 구동용 DC-DC 컨버터를 개발하였다. 소비 전력이 적으며 작은 면적을 차지하는 전하 펌프 구조와 10MHz 스위칭 주파수를 이용하여 3.3V에서 11.3±0.1V, 12.4±0.1V, 14.1±0.2V로 승압한다. 전압 레벨 변환기(Voltage level shifter)를 이용하여 DC-DC 컨버터의 출력을 3.3V 신호로 선택적으로 온오프(on/off) 할 수 있으며 정전 용량형 MEMS 기기에 선택적으로 전달할 수 있도록 구현하였다. 칩 외부에 수동 소자를 추가하지 않고 칩 내부에 CMOS 공정 중에 제작된 저항과 커패시터만으로 원하는 출력을 낼 수 있도록 설계하였다. 전체 칩의 크기는 패드를 포함하여 2.8x2.1mm²이며 소비 전력은 7.52mW, 7.82mW, 8.61mW이다.

Abstract

This paper presents a step up four channel DC-DC converter using charge pump voltage doubler structure. Our goal is to design and implement DC-DC converter for capacitive SP4T RF MEMS switch in front end module in wireless transceiver system. Charge pump structure is small and consume low power. 3.3V input voltage is boosted by DC-DC converter to 11.3±0.1V, 12.4±0.1V, 14.1±0.2V output voltage with 10MHz switching frequency. By using voltage level shifter structure, output of DC-DC converter is selected by 3.3V four channel selection signals and transferred to capacitive MEMS devices. External passive devices are not used for driving DC-DC converter. The total chip area is 2.8 x 2.1mm² including pads and the power consumption is 7.52mW, 7.82mW, 8.61mW.

Keywords : DC-DC converter, charge pump, four channel, output selection

* 학생회원, *** 정회원, 서울대학교 전기컴퓨터공학부,
반도체공동연구소
(School of Electrical Engineering and Computer
Science, Seoul National University, Inter-university
Semiconductor Research Center)

** 정회원, 울산대학교 전기전자정보시스템공학부
(School of Electrical Engineering, Ulsan
University)

※ 본 연구는 지식경제부의 차세대 신기술개발 사업의
지원을 받아 수행하는 차세대 무선통신용 트랜시버
시스템 개발사업의 일환으로 수행되었음.

접수일자: 2008년12월17일, 수정완료일: 2009년2월10일

I. 서 론

정보화 사회에서 통신 기술은 점점 중요해지고 있으며 이에 따라 다양한 멀티미디어 서비스 제공을 위한 통신 시스템 개발과 연구가 활발하게 진행되고 있다. 2세대, 2.5세대 통신 시스템에서 음성과 낮은 밀도의 데이터 통신이 주를 이루었다. 하지만 점차 비디오 데이터나 MMS(Multimedia Messaging Service)와 같은 높은 밀도의 데이터 송수신에 대한 수요가 늘면서 낮은

밀도의 데이터와 높은 밀도의 데이터를 동시에 다룰 수 있는 통신 기기 개발이 중요해지고 있다. 특히 4G 시스템에서는 높은 데이터 전송율과 뛰어난 이동성을 가진 다중 모드/다중 대역(multi-mode/multi-band)에서 동작하는 시스템의 구현을 목표로 한다. 그 중에서 스위칭 가능한 FEM은 다중 모드/다중 대역 무선 통신 트랜시버 동작을 위한 핵심적인 구성 요소이다. 현재 개발 중인 다양한 스위칭 가능한 FEM 중 좋은 RF 특성과 선형성을 가지는 MEMS 스위치를 적용하는 연구가 진행 중이다^[1-2]. 정전 용량형 MEMS 기기는 일반적으로 동작 전압이 수십 V에서 수백 V이므로 이를 구동하기 위한 DC-DC 컨버터 연구가 진행되었다^[3-6]. RF MEMS 스위치는 수 십 V의 고전압에서 동작하므로 FEM에서 제공하는 전압을 승압할 필요가 있다^[7]. 또한 FEM 내부에 내장되기 위해서는 차지하는 면적이 적고 외부 소자의 연결 없이 구동할 수 있어야 한다. MEMS 스위치와 DC-DC 컨버터 결합 구조가 고체 상태 반도체 스위치를 대체하기 위해 전력 소모는 수 십 mW 내외가 적당하다. 개발 진행 중인 스위칭 가능한 FEM은 MEMS 스위치와 FBAR 필터로 구성된다^[1-2, 7-9].

본 논문에서는 4G 시스템을 목표로 개발 중인 FEM을 구성하는 SP4T MEMS 스위치 구동을 위한 새로운 채널 선택이 가능한 4채널 3.3V 입력, 11.3±0.1V, 12.4±0.1V, 14.1±0.2V 출력의 전하 펌프 방식의 DC-DC 컨버터를 설계하고 제작하였다.

II. 설 계

1. 시스템 구조

전체 시스템은 네 개의 DC-DC 컨버터와 전압 분배 로직(voltage distribution logic)으로 구성된다(그림 1).

10MHz 스위칭 주파수(clock)에 의해 3.3V 전압을 11.3V, 12.4V, 14.1V로 승압한다. 전압 분배 로직은 DC-DC 컨버터의 출력을 선택적으로 SP4T MEMS 스위치에 전달한다. 출력 전압은 3.3V의 신호를 전압 레벨 변환기에 인가하여 선택한다. 최종 출력단에 13.8pF 부하 커패시터를 사용하였으며 SP4T RF MEMS 스위치는 1pF 커패시터로 모델링하였다. 이상적인 경우 DC-DC 컨버터의 출력 전류는 일정하므로 부하 저항의 크기에 따라 출력 전압의 크기는 결정된다. 부하 저항 값이 크면 출력 전압을 높일 수 있고 저항으로 흐르는 직류 전류가 작아 손실되는 전력 소모를 줄일 수

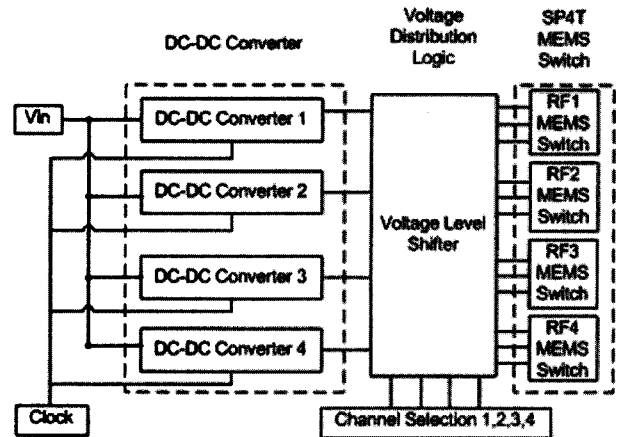


그림 1. SP4T RF MEMS 스위치 구동용 전하 펌프 방식의 DC-DC 컨버터 개략도

Fig. 1. Schematic of charge pump type DC-DC converter for SP4T RF MEMS switch operation.

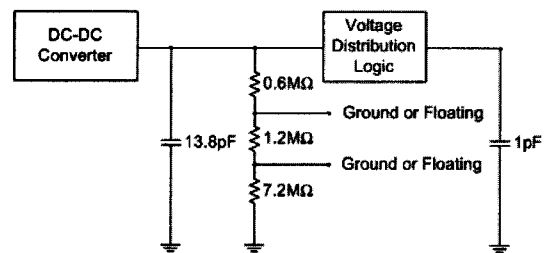


그림 2. DC-DC 컨버터 출력단 개략도

Fig. 2. Schematic of DC-DC converter output.

있다는 장점이 있으나 면적을 많이 차지한다는 단점이 있다. 정전 용량형 MEMS 기기의 커패시턴스는 약 수 pF으로 작은 양의 전류로도 쉽게 충전, 방전 할 수 있으므로 본 논문에서는 MΩ 단위의 저항을 사용하였다. 부하 저항은 직렬로 연결하여 접지 위치에 따라 0.6MΩ, 1.8MΩ, 9MΩ으로 선택하여 사용할 수 있도록 하였다. 0.6MΩ, 1.2MΩ, 7.2MΩ 부하 저항이 직렬로 연결되어 있으며 각 연결 부분에 패드가 연결되어 접지가 되면 접지 부분에서 위 부분의 저항만 출력단에 보인다(그림 2).

2. DC-DC 컨버터

일반적으로 DC-DC 컨버터로 부스트(boost) 컨버터 방식과 전하 펌프 컨버터 방식이 많이 사용된다. 부스트 컨버터는 용량이 큰 인덕터를 사용하며 전력 효율이 90%를 넘는다. 용량이 큰 인덕터는 차지하는 면적이 커서 집적회로(IC)에 사용하기에 어렵다. 또한 인덕터는 비선형 성분을 만들며 간섭을 일으킨다^[6]. 본 논문에서는 온칩 응용(on-chip application)에 적당한 전하 펌프

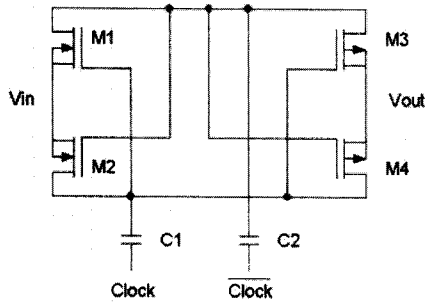


그림 3. 전하 펌프 DC-DC 컨버터의 기본단위회로
Fig. 3. Basic circuit of charge pump DC-DC converter.

방식의 컨버터를 사용하였다.

Dickson 전하 펌프와 전압 더블러는 커패시터를 사용하는 대표적인 전하 펌프 방식의 컨버터이다. Dickson 전하 펌프는 다이오드 또는 MOSFET을 스위치로 사용하는 간단한 구조로 온칩 응용에 많이 사용되나 전압 더블러보다 전력 효율이 낮다^[10]. 전압 더블러는 두 개의 NMOS, 두 개의 PMOS와 두 개의 부유(floating) 커패시터로 구성된다(그림 3).

두 개의 NMOS와 두 개의 PMOS는 오버래핑 되지 않은(non-overlapping) 스위칭 주파수에 의해 스위치로 사용된다(그림 3). 입력 전압(Vin)의 전압을 부유 커패시터에 충전된 전하를 이용하여 승압하며 출력 전압(Vout)은 부유 커패시터 용량이나 MOSFET 특성에 따라 입력 전압(Vin)보다 최대 2배까지 커진다^[11~13]. 본 논문에서는 전압 더블러 구조를 이용하였으며 면적과 출력 특성을 고려하여 1.7pF 부유 커패시터를 사용하였다.

$I_{out} \neq 0$ 일 때 전압 이득은 각 단의 출력 저항(R_{out})에 의해 감소하며 다음 식으로 표현된다.

$$\Delta V_{stage} = V_{clock} \cdot C / (C + C_{par}) - R_{out} I_{out} \quad (1)$$

$$R_{out} = R_{switch} + \frac{1}{f_c C} \quad (2)$$

$C=C_1=C_2$, C_{par} 는 내부 단 노드에서의 기생 커패시턴스, R_{out} 은 단의 출력 저항, R_{switch} 는 트랜지스터 스위치의 온(on) 저항이다. R_{out} 은 f_c 와 R_{switch} 에 의존하는 비선형적인 함수이다^[11~13]. 본 공정에서 트랜지스터 스위치의 온 저항은 약 7.6k Ω 이고 기생 커패시턴스는 수십 fF이므로 출력 전류 약 25 μ A를 예상하면 ΔV_{stage} 는 약 1.56V가 된다.

n개의 단을 캐스캐이딩(cascading) 연결하면 전체 출력 전압은 다음과 같이 나타내어진다.

$$V_{out} = V_{dd} + n \cdot \Delta V_{stage} \quad (3)$$

3.3V 입력 전압을 약 14.2V로 승압할 것임을 계산할 수 있다. 제작한 구조에서는 DC-DC 컨버터의 출력 전압을 부하 저항으로 조절하므로 실제 전압 이득 ΔV_{stage} 와 출력 전압 V_{out} 은 이보다 작을 것이다.

전압 더블러의 부유 커패시터와 스위치로 사용되는 NMOS, PMOS 소자의 크기는 파워 효율과 직접적으로 관련이 있으므로 신중하게 결정하여야 한다. 다음 식으로 전력 효율을 계산할 수 있다^[11~13].

$$Eff = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\overline{V_{out}} \cdot I_{out}}{V_{dd} \cdot \overline{I(V_{dd})}} \quad (4)$$

$\overline{V_{out}}$ 과 $\overline{I(V_{dd})}$ 는 V_{out} 과 $I(V_{dd})$ 의 평균값이다.

3. 전압 분배 로직

전압 레벨 변환기는 일반적으로 인터페이스 로직(interfacing logic)과 기능 기기(functional device) 또는

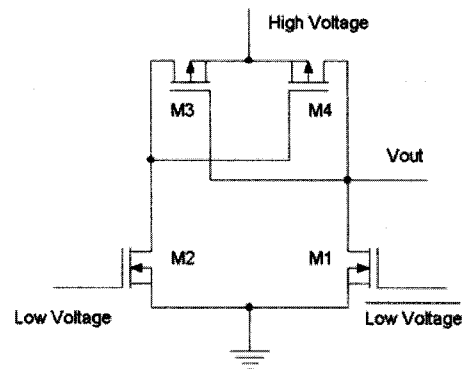


그림 4. 전압 레벨 변환기의 회로도
Fig. 4. Circuit of voltage level shifter.

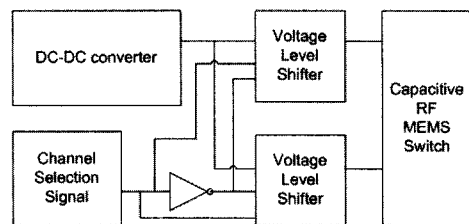


그림 5. 제안된 온오프가 가능한 DC-DC 컨버터 출력단 블록 다이어그램
Fig. 5. Proposed block diagram of on/off controllable DC-DC converter output.

회로의 출력 드라이버(output driver)로 사용된다^[14]. 전압 레벨 변환기는 저전압을 고전압으로 변환한다. 일반적으로 사용하는 전압 레벨 변환기 회로는 그림 4와 같다. MOSFET 노드 간에는 고전압 압력(stress)이 걸리므로 고전압 MOSFET 소자를 이용해야 한다.

본 논문에서는 각 DC-DC 컨버터의 출력단에 전압 레벨 변환기를 병렬 연결하였다(그림 5).

III. 제작 및 측정 셋업

0.7 μ m CMOS 고전압/저전압 공정과 Spectre® 회로 시뮬레이터를 이용하여 시뮬레이션 하였다. 출력은 부하 저항의 크기에 따라 다르며 시뮬레이션 결과는 표 1과 같다.

정전 용량형 MEMS 기기는 풀인(pull-in) 전압 이상의 전압이 가해지면 동작한다. 개발 중인 SP4T RF MEMS 스위치의 풀인 목표 전압은 12V이다. 즉, 12V

표 1. 부하 저항에 따른 커패시터와 저항의 공정오차를 고려한 DC-DC 컨버터의 출력 전압 포스트 시뮬레이션 결과

Table 1. Post simulated output voltage of the DC-DC converter varying load resistor, considering process error of capacitor and resistor.

| | MIN(V) | TYP(V) | MAX(V) |
|---------------|-----------|-----------|-----------|
| 0.6M Ω | 10.4~10.5 | 11.1~11.2 | 12.5~12.6 |
| 1.8M Ω | 11.3~11.4 | 12.3~12.5 | 13.4~13.6 |
| 9M Ω | 12.2~12.4 | 13~13.2 | 14~14.1 |

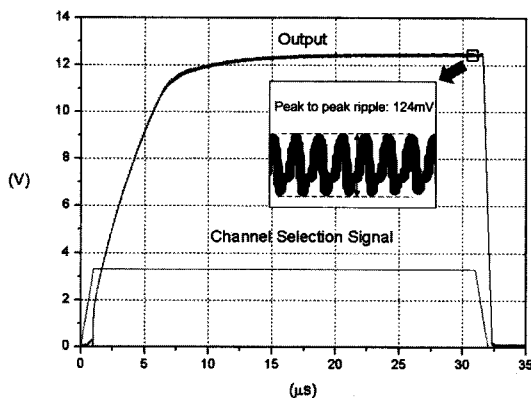


그림 6. 1.8M Ω 부하 저항에 대한 DC-DC 컨버터 출력 포스트 시뮬레이션 결과(채널 선택 신호 3.3V, 1.0 μ s 오름/내림 시간)

Fig. 6. Post simulated four channel output voltage of the DC-DC converter with 1.8M Ω load(channel selection signal 3.3V, 1.0 μ s rise/fall time).

이상의 전압에서 정전 용량형 MEMS 스위치는 동작한다. 따라서 시뮬레이션 시 저항과 커패시터의 공정 오차를 고려하여 모든 경우에서 12V보다 높은 전압이 나오도록 설계, 시뮬레이션 하였다. 이상적인 경우 DC-DC 컨버터의 출력 전류는 일정하므로 부하 저항이 클수록 출력 전압은 커진다.

그림 6은 일곱 단으로 캐스캐이드된 전압 더블러(seven stage cascaded voltage doubler)와 전압 레벨 변환기가 결합된 회로의 출력 특성이다. 채널 선택 신호에 의해 DC-DC 컨버터의 출력이 SP4T RF MEMS 스위치에 선택적으로 전달된다.

전체 칩의 크기는 패드를 포함하여 2.8x2.1mm이다(그림 7).

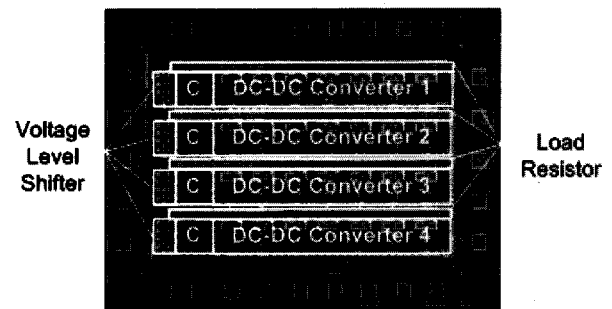


그림 7. 4채널 승압 DC-DC 컨버터 레이아웃
Fig. 7. Four channel step up DC-DC converter layout.

측정을 위한 응용보드는 다음과 같다(그림 8).

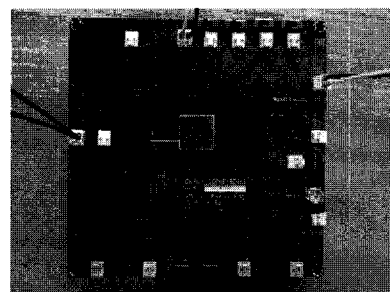


그림 8. DC-DC 컨버터 평가를 위한 응용보드
Fig. 8. Application board for evaluation of the DC-DC converter chip.

IV. 측정 및 분석

제작한 DC-DC 컨버터는 각 부하 저항에 대하여 11.3 \pm 0.1V, 12.4 \pm 0.1V, 14.1 \pm 0.2V 출력 특성을 보였으며 전력 소모는 각각에 대하여 8.61mW, 7.82mW, 7.52mW이다(표 2).

표 2. 부하 저항에 따른 DC-DC 컨버터 출력 측정 결과

Table 2. Measured output voltage and input current of DC-DC converter varying load resistor.

| | Output Voltage(V) | Input Current(mA) | Power Consumption (mW) |
|-------|-------------------|-------------------|------------------------|
| 0.6MΩ | 11.3 | 2.61 | 8.61 |
| 1.8MΩ | 12.4 | 2.37 | 7.82 |
| 9MΩ | 14.1 | 2.28 | 7.52 |

표 3. 커패시턴스에 따른 포스트 시뮬레이션 데이터와 공정 데이터 비교

Table 3. Capacitance comparison between post simulation data and fabrication data.

| | Simulation Data(pF) | | | Fabrication Data | |
|--------|---------------------|------|------|------------------|------|
| | MIN | TYP | MAX | Average(pF) | σ(%) |
| 1.7pF | 1.37 | 1.76 | 2.40 | 1.64 | 1.3 |
| 13.8pF | 11.3 | 14.5 | 19.7 | 13.5 | |

표 4. 저항에 따른 포스트 시뮬레이션 데이터와 공정 데이터 비교

Table 4. Resistance comparison between post simulation data and fabrication data.

| | Simulation Data(MΩ) | | | Fabrication Data | |
|-------|---------------------|------|------|------------------|------|
| | MIN | TYP | MAX | Average(MΩ) | σ(%) |
| 0.6MΩ | 0.52 | 0.61 | 0.75 | 0.62 | 0.76 |
| 1.2MΩ | 1.03 | 1.22 | 1.50 | 1.25 | |
| 7.2MΩ | 6.20 | 7.30 | 9.00 | 7.49 | |

포스트 시뮬레이션에서 저항과 커패시터의 공정 오차를 고려한 데이터와 공정 후 데이터를 비교하였다. 커패시턴스의 경우 대표 값(TYP, typical data)보다 1.3% 표준편차로 7.43% 감소하였으며 저항의 경우 0.76% 표준편차로 2.58% 증가하였다. DC-DC 컨버터가 3.3V 입력 전압을 충분히 높은 전압으로 승압하도록 설계하였으므로 출력 전압은 부하 저항과 부하 커패시터의 크기로 결정된다. 부하 커패시터의 값은 감소하고 부하 저항의 값은 증가하였으므로 출력 전압은 포스트 시뮬레이션에서 대표 값의 경우와 비교하여 약간 증가한다. 그리고 저항 값이 클수록 변하는 저항 값의 크기가 크기 때문에 0.6MΩ과 1.8MΩ의 경우보다 9MΩ의 경우에 출력 전압 증가량은 더 크다(표 3, 4).

출력 증가 시간(rise time)은 평균 30μs이다. 이는 시

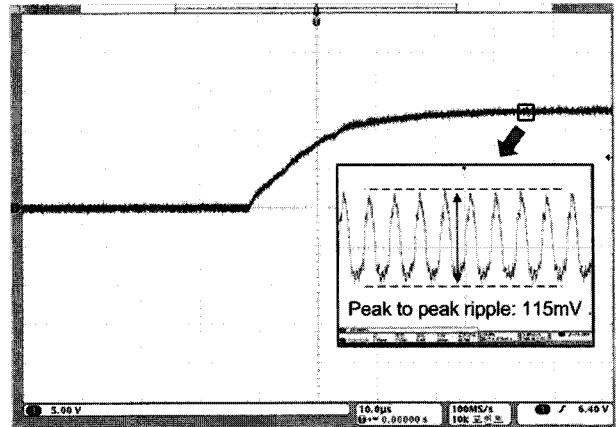


그림 9. 1.8MΩ 부하 저항에 대한 DC-DC 컨버터 출력 전압 측정 결과

Fig. 9. Measured output voltage of the DC-DC converter with 1.8MΩ load resistor.

표 5. 부하 저항에 따른 DC-DC 컨버터 리플 시뮬레이션 값과 측정 값 비교

Table 5. Comparison between post simulation data and measured data of DC-DC converter ripple varying resistor.

| | Post Simulation(mV) | Measure(mV) |
|-------|---------------------|-------------|
| 0.6MΩ | 91 | 94 |
| 1.8MΩ | 124 | 115 |
| 9MΩ | 172 | 118 |

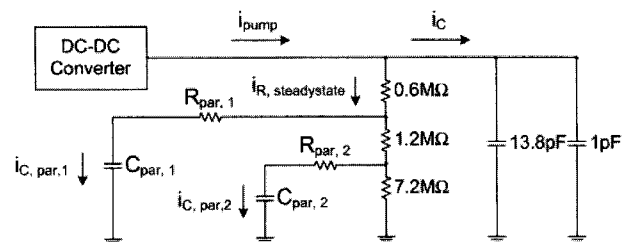


그림 10. 기생 성분을 고려한 DC-DC 컨버터 출력단 개략도

Fig. 10. Schematic of the DC-DC converter output considering parasitic components.

뮬레이션 결과 30μs와 일치한다(그림 9).

측정한 리플의 크기를 포스트 시뮬레이션 값과 비교하면 0.6MΩ 부하 저항의 경우 91mV와 94mV로 비슷한 것을 확인할 수 있다. 1.8MΩ, 9MΩ 부하 저항의 경우 시뮬레이션 값보다 작은 것을 확인할 수 있다(표 5).

0.6MΩ의 부하 저항의 경우 패드와 연결선에 의한 영향이 없다. 반면에 1.8MΩ, 9MΩ 부하 저항의 경우 부유 상태의 패드와 금속선에 의한 기생 커패시터, 기생 저항 성분이 보이며 이 성분들이 리플 크기에 영향을 준

표 6. 부하 저항에 따른 DC-DC 컨버터 출력 전류 계산 결과

Table 6. Calculated output current DC-DC converter varying load resistor.

| | $i_R(\mu A)$ | $i_C(\mu A)$ | $i_{C,par}(\mu A)$ | $i_{pump}(\mu A)$ |
|-------|--------------|--------------|--------------------|-------------------|
| 0.6MΩ | 18.8 | 13.9 | 0 | 32.7 |
| 1.8MΩ | 6.89 | 17.0 | 3.45 | 27.3 |
| 9MΩ | 1.57 | 17.5 | 7.08 | 26.2 |

다(그림 10).

기생 커패시터와 저항 성분을 고려하여 DC-DC 컨버터의 출력 전류 값(i_{pump})을 구하면 다음과 같다(표 6).

$$i_{R, steady state} = \frac{V_{out}}{R_{out}} \quad (5)$$

$$i_C = \Delta V_{out} \cdot C_{load} \cdot f_C \quad (6)$$

$$i_{pump} = i_{R, steady state} + i_C + i_{C, par} \quad (7)$$

V_{out} 은 정상 상태에서 출력 전압, $i_{R, steady state}$ 는 정상 상태에서 부하저항 R_{out} 을 통해 흐르는 전류, ΔV_{out} 은 정상 상태에서 출력 전압의 리플, f_C 는 전압 더블러의 스위칭 주파수, C_{load} 는 부하에 걸리는 커패시턴스 총합, i_C 는 부하 커패시터에 흐르는 전류, $i_{C, par}$ 는 기생 커패시터에 흐르는 전류이다^[15].

(식 4)를 이용하여 출력 전류 값으로 컨버터의 전력 효율을 계산하면 표 7과 같다.

4채널에서 출력 전압이 모두 일치하는 것을 확인할

표 7. 부하 저항에 따른 DC-DC 컨버터 전력 효율
Table 7. Power efficiency of the DC-DC converter varying load resistor.

| | 0.6MΩ | 1.8MΩ | 9MΩ |
|---------------------|-------|-------|------|
| Power Efficiency(%) | 4.29 | 4.33 | 4.90 |

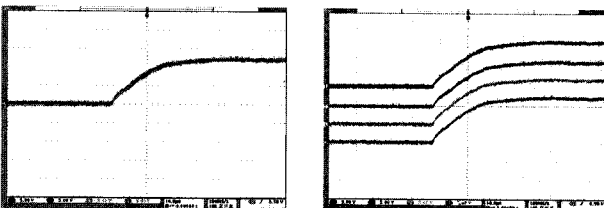


그림 11. 1.8MΩ 부하 저항에 대한 DC-DC 컨버터 4채널 출력 전압 측정 결과

Fig. 11. Measured four channel output voltage of the DC-DC converter with 1.8MΩ load resistor.

표 8. 4 채널 출력 특성(1.8MΩ 부하 저항, 4채널 선택 신호 온, $\Delta \leq 0.1$)

Table 8. Four channel output characteristic(1.8MΩ load resistor, four channel selection signal on, $\Delta \leq 0.1$).

| Vout1 (V) | Vout2 (V) | Vout21 (V) | Vout22 (V) | Vout31 (V) | Vout32 (V) | Vout41 (V) | Vout42 (V) |
|-----------|-----------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 12.3 ±Δ | 0 | 12.5 ±Δ | 0 | 12.3 ±Δ | 0 | 12.5 ±Δ | 0 |

표 9. 4 채널 출력 특성(1.8MΩ 부하 저항, 4채널 선택 신호 오프, $\Delta \leq 0.1$)

Table 9. Four channel output characteristic(1.8MΩ load resistor, four channel selection signal off, $\Delta \leq 0.1$).

| Vout1 (V) | Vout2 (V) | Vout21 (V) | Vout22 (V) | Vout31 (V) | Vout32 (V) | Vout41 (V) | Vout42 (V) |
|-----------|-----------|------------|------------|------------|------------|------------|------------|
| 0 | 12.3 ±Δ | 0 | 12.5 ±Δ | 0 | 12.3 ±Δ | 0 | 12.5 ±Δ |

표 10. MEMS 기기 구동용 DC-DC 컨버터 특성 비교
Table 10. Performance comparison of the DC-DC converters for MEMS application.

| Parameter | [3] | [3] | [4] | Units |
|------------------------|------|------|--------|-----------------|
| Technology | 0.8 | 0.8 | 0.7 | μm |
| Input voltage | 5.0 | 5.0 | 5 | V |
| Output voltage | 20.0 | 50.0 | 32 | V |
| Number of stages | 5 | 16 | 12 | - |
| Voltage gain per stage | 3 | 2.8 | 2.25 | V |
| Oscillator frequency | 10 | 10 | 1.875 | MHz |
| Output voltage ripples | 400 | 400 | - | mV |
| Output current | 25 | 50 | - | μA |
| Area | 30K | 330K | 11840K | μm ² |

| Parameter | 0.6MΩ | 1.8MΩ | 9MΩ | Units |
|------------------------|--------------------------|-------|------|-----------------|
| Technology | 0.7 | 0.7 | 0.7 | μm |
| Input voltage | 3.3 | 3.3 | 3.3 | V |
| Output voltage | 11.3 | 12.4 | 14.1 | V |
| Number of stages | 7 | 7 | 7 | - |
| Voltage gain per stage | 1.14 | 1.3 | 1.54 | V |
| Oscillator frequency | 10 | 10 | 10 | MHz |
| Output voltage ripples | 94 | 115 | 118 | mV |
| Output current | 32.7 | 27.3 | 26.2 | μA |
| Area | 5880K(4 converters+pads) | | | μm ² |

수 있었으며 제작된 칩의 측정 결과 네 개의 채널이 채널 선택 신호에 따라 선택적으로 온오프 되는 것을 확인하였다(그림 11, 표 8, 표 9).

제작한 DC-DC 컨버터와 기존에 MEMS 기기 구동용으로 제작된 DC-DC 컨버터의 특성을 비교하면 리플이 더 작아 안정적으로 전류를 공급할 수 있는 장점을 확인할 수 있다(표 10).

V. 결 론

3.3V의 입력을 온칩 수동 소자만으로 11.3±0.1V, 12.4±0.1V, 14.1±0.2V로 승압하는 2.8x2.1mm 크기의 4채널 DC-DC 컨버터를 구현하였다. 전압 레벨 변환기를 DC-DC 컨버터 출력에 병렬로 연결하여 정전 용량형 MEMS 소자를 선택적으로 온오프 할 수 있으며 0V까지 방전할 수 있다. 7.52mW, 7.82mW, 8.61mW의 저전력으로 동작하므로 정전 용량형 MEMS 소자 구동용으로 적당한 것을 확인하였다.

감사의 글

설계 및 측정과정에서 많은 도움을 준 서울대학교집적시스템설계연구실의 대학원생인 이현중과 김선권에 게 고마움을 표시하고자 합니다.

참 고 문 헌

- [1] Kukjin Chun et al. "A 4G compatible multi-mode/multi-band transceiver using VLSI and RF MEMS technology", *The 4th Asia Pacific Conference on Transducers and Micro/Nano Technologies*, pp. 65-68, Tainan, Taiwan, Jun 2008.
- [2] Kukjin Chun et al. "A WLAN/WMAN dual mode transceiver system for indoor/outdoor application", *International Symposium on Wireless Pervasive Computing*, pp 156-159, San Juan, Puerto Rico, Jan 2007.
- [3] Richard, J.-F. et al. "High voltage charge pump using standard CMOS technology", *The 2nd Annual IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems*, NEWCAS, pp317-320, Montreal, Canada, Jun 2004.
- [4] M.Y. Ghannam et al. "CMOS-integrated digitally controlled DC-DC voltage converter with voltage and time configurations for on-chip high voltage MEMS switch actuation", *The 16th International Conference on Microelectronics*, pp97-100, Tunis, Tunisia, Dec, 2004.
- [5] Chebli R. et al. "A CMOS high-voltage DC-DC up converter dedicated for ultrasonic applications", *The 4th IEEE International Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications*, pp119-122, Banff, Alberta, Canada, Jul 2004.
- [6] Mohammad R. Hoque et al., "A high voltage Dickson charge pump in SOI CMOS", *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 493-496, San Jose, CA, USA, Sep 2003.
- [7] Sungchan Kang et al. "Single pole four throw RF MEMS switch with double stop comb drive", *IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pp 1036-1039, Tucson, USA, Jan 2008.
- [8] Yeonsu Jang et al. "A step up charge pump DC-DC converter system for SP4T RF MEMS switch application", *8th RF Integrated Circuit Technology Workshop*, pp 409-410, Jeju, Korea, Sep 2008.
- [9] Yeonsu Jang et al. "SP4T RF MEMS 스위치 구동용 4채널 승압 DC-DC 컨버터 시스템", *추계학술대회*, 제31권 2호, pp471-472, 서울, 한국, 2008년 11월.
- [10] D. Baderna et al. "Efficiency comparison between doubler and Dickson charge pumps", *IEEE ISCAS*, pp. 1891-1894, Kobe, Japan, May 2005.
- [11] R. Pelliconi et al. "Power efficient charge pump in deep submicron standard CMOS technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, No. 6, pp. 1068-1071, Jun 2003.
- [12] C. Lauterbach et al. "Charge sharing concept and new clocking scheme for power efficiency and electromagnetic emission improvement of boosted charge pumps", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, pp.719-723, May 2000.
- [13] SC Lee et al. "A low-ripple switched-capacitor DC-DC up converter for low-voltage applications", *Asia Pacific Conference on ASICs*, pp13-16, Jeju, Korea, Oct 2000.
- [14] S.C. Tan et al. "Low power CMOS level shifters by bootstrapping technique", *Electronics Letters*, Vol.38, No. 16, Aug 2002.
- [15] Jae-Youl Lee et al. "A regulated charge pump with small ripple voltage and fast start-up", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 41, pp. 425-432, Feb 2006.

저 자 소 개



장 연 수(학생회원)
 2006년 서울대학교 전기공학부
 학사 졸업.
 2009년 현재 서울대학교
 전기컴퓨터공학부
 석/박사 통합과정.

<주관심분야 : 반도체, MEMS, 집적회로 설계,
 Packaging>



김 현 철(정회원)
 1990년 서울대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1992년 서울대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 1998년 서울대학교 전자공학과
 박사 졸업.

2009년 현재 울산대학교 전기전자정보시스템
 공학부 교수.

<주관심분야 : 반도체, MEMS, Packaging>



김 수 환(정회원)
 1990년 고려대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1992년 고려대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 2001년 University of Michigan
 전기공학과 박사 졸업.

2009년 현재 서울대학교 전기공학부 부교수.

<주관심분야 : 아날로그 및 디지털 혼합 IC 설계,
 저전력, 초고속 시스템 설계>



전 국 진(정회원)
 1977년 서울대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1981년 University of Michigan
 전기공학과 석사 졸업.
 1986년 University of Michigan
 전기공학과 박사 졸업.

2009년 현재 서울대학교 전기컴퓨터공학부 교수.

<주관심분야 : 반도체, MEMS, Packaging, RF>