

병렬 연결된 다수의 디지털 구동기를 이용한 High-Q 디지털-아날로그 가변 축전기

論 文
58-1-22

High-Q Micromechanical Digital-to-Analog Variable Capacitors Using Parallel Digital Actuator Array

韓 元* · 曹 永 昊†
(Won Han · Young-Ho Cho)

Abstract - We present a micromechanical digital-to-analog (DA) variable capacitor using a parallel digital actuator array, capable of accomplishing high-Q tuning. The present DA variable capacitor uses a parallel interconnection of digital actuators, thus achieving a low resistive structure. Based on the criteria for capacitance range (0.348~1.932 pF) and the actuation voltage (25 V), the present parallel DA variable capacitor is estimated to have a quality factor 2.0 times higher than the previous serial-parallel DA variable capacitor. In the experimental study, the parallel DA variable capacitor changes the total capacitance from 2.268 to 3.973 pF (0.5 GHz), 2.384 to 4.197 pF (1.0 GHz), and 2.773 to 4.826 pF (2.5 GHz), thus achieving tuning ratios of 75.2 %, 76.1 %, and 74.0 %, respectively. The capacitance precisions are measured to be 6.16±4.24 fF (0.5 GHz), 7.42±5.48 fF (1.0 GHz), and 9.56±5.63 fF (2.5 GHz). The parallel DA variable capacitor shows the total resistance of 2.97±0.29 Ω (0.5 GHz), 3.01±0.42 Ω (1.0 GHz), and 4.32±0.66 Ω (2.5 GHz), resulting in high quality factors which are measured to be 33.7±7.8 (0.5 GHz), 18.5±4.9 (1.0 GHz), and 4.3±1.4 (2.5 GHz) for large capacitance values (2.268~4.826 pF). We experimentally verify the high-Q tuning capability of the present parallel DA variable capacitor, while achieving high-precision capacitance adjustments.

Key Words : Digital-to-Analog actuators, Variable capacitors, Q factor, Precision

1. 서 론

무선통신 시스템에서 MEMS 가변 축전기는 기존의 반도체 Varactor의 조율비(<10% [1])에 비하여 넓은 조율비(30~3000%)[1-10] 성능을 보인다. 기존의 MEMS 가변 축전기는 주파수를 조율하는 방법에 따라 디지털 방식과 아날로그 방식으로 구분할 수 있다. 다수의 개별 스위치를 사용하는 디지털 방식의 가변 축전기[2-5]는 전압에 의해 변위를 조절하는 아날로그 방식과 달리, 움직임을 제한하는 기계적인 멈춤장치[12-13]를 사용하기 때문에 전기적인 잡음[10]에 강한 고정밀 구동을 구현할 수 있는 장점이 있지만, 넓은 조율비를 구현하기 위해서는 스위치의 개수가 많아져야 하기 때문에 상대적으로 넓은 공간[4]을 차지해야 하고, 개별 스위치들 사이를 연결해야 하는 구조로 인해 불가피하게 추가 저항 손실이 발생하는 문제를 갖고 있다. 반면에, 단일 평행판 축전기를 사용하는 아날로그 방식의 가변 축전기[6-10]는 상대적으로 작은 크기를 가지면서, 동시에 추가적인 연결 구조 없이 단일 구조만을 사용하여 높은 Q값(10^2 ~ 273 [6-10] at 1GHz)을 구현할 수 있다. 그러나 아날로그 방식의 가변 축전기는 실제 RF 응용에서 요구하는 정전

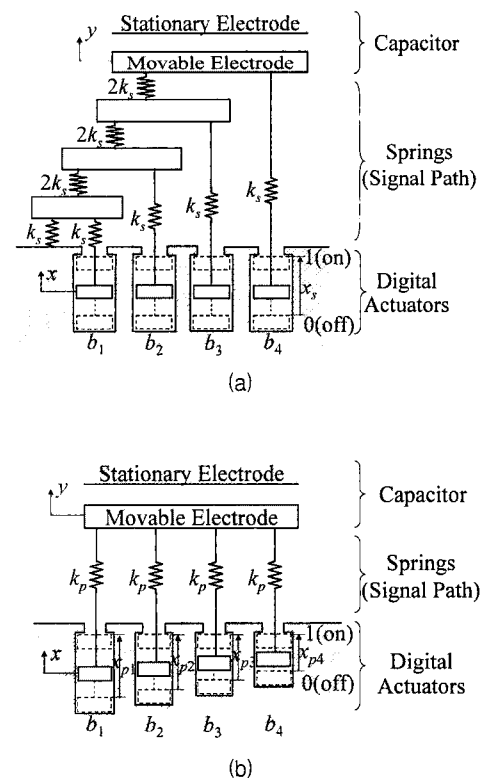


Fig. 1 Mechanical models: (a) the serial-parallel DA variable capacitor; (b) the parallel DA variable capacitor.

* 非 會 員 : KAIST 바이오및뇌공학과 디지털나노구동연구단
† 교신저자, 正 會 員 : KAIST 바이오및뇌공학과 및 기계공학과
디지털나노구동연구단

E-mail : nanosys@kaist.ac.kr

接受日字 : 2008年 6月 30日

最終完了 : 2008年 11月 14日

용량 정밀도(<10 fF [11] for 1 pF)에 비하여 낮은 정밀도 (>100fF [9-10])의 한계를 가지고 있다. 최근에, 단일 구조만을 사용하면서도 고정도 구동을 가능하게 한 디지털-아날로그(DA) 방식의 가변 축전기 개념[12-13]이 제안된 바 있다. 그러나, 이러한 기존의 직병렬연결 DA 가변 축전기 [12-13]는 높은 저항 손실을 갖는 내부 연결구조 [13] 때문에 높은 Q값을 구현하는 데에는 한계를 가지고 있다.

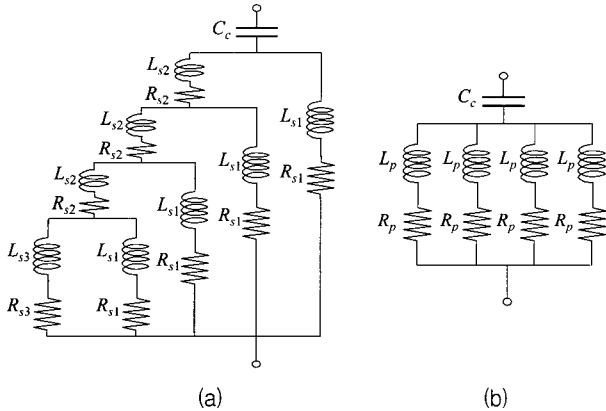


Fig. 2 Electrical models: (a) the serial-parallel DA variable capacitor; (b) the parallel DA variable capacitor.

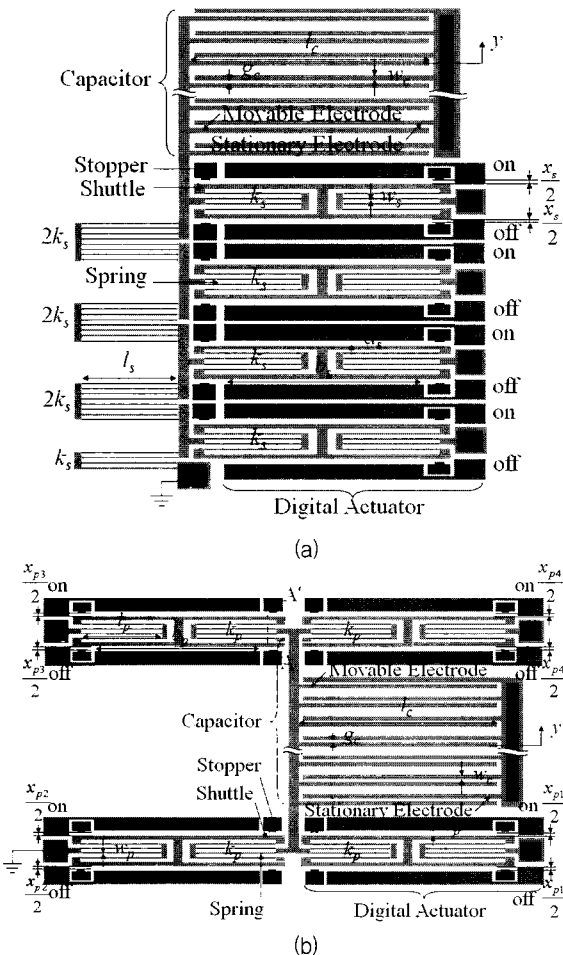


Fig. 3 Top view of structures: (a) the serial-parallel DA variable capacitor; (b) the parallel DA variable capacitor.

본 논문에서는 서로 다른 단위 변위를 갖는 디지털 구동기들의 병렬연결을 사용하여 높은 Q값을 갖는 DA 가변 축전기[14]를 제안한다. Fig. 1과 2는 기존의 직병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 1(a)와 2(a))와 제안하는 병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 1(b)와 2(b))의 기계적 모델과 전기적 모델을 비교한 것이다. Fig. 2에서 보여지는 바와 같이 병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 2(b))는 직병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 2(a))에 비하여 상대적으로 더 간단하고 더 짧은 신호 통로를 형성하므로 저항 손실을 줄일 수 있다. 그러므로 저항 손실이 작은 병렬 내부연결 구조를 사용하는 병렬연결 DA 가변 축전기는 기존의 직병렬연결 DA 가변 축전기보다 더 높은 Q를 구현할 수 있고, 동시에 고정밀 정전용량 조절 기능을 수행할 수 있다.

2. 이론적 해석 및 설계

2.1 이론적 모델링

Fig. 3은 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기의 구조이다. 각각의 기하학적 형상은 구조의 전체 임피던스를 결정한다. 축전기의 Q[15]는 다음과 같이 주어진다.

$$Q = \frac{|Im(Z_{tot})|}{Re(Z_{tot})} \quad (1)$$

여기서 Z_{tot} 은 구조의 전체 임피던스이다. 만약 저항에 의한 손실이 지배적인 경우, Q는 다음과 같이 주어진다.

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_{tot} C_{tot}} \quad (2)$$

여기서 f 는 주파수, C_{tot} 은 전체 정전용량, R_{tot} 은 주로 스프링 구조[1]에 지배적인 영향을 받는 전체 저항을 의미한다. 이것은 전체 저항이 작아지면 Q값을 증가시킬 수 있음을 의미하는 것이다. 전체 저항을 줄이기 위하여 제안하는 병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 2(b))는 기존의 직병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 2(a))에 비하여 더 작은 저항 손실을 갖게 하는 병렬 내부연결 구조를 사용하므로 높은 Q 성능을 구현할 수 있게 된다.

AC 주파수에서 전체 저항, R_{tot} 과 전체 정전용량 C_{tot} 은 다음과 같이 주어진다.

$$R_{tot} = Re(Z_{tot}) \quad (3)$$

$$C_{tot} = \frac{Im(Y_{tot})}{2\pi f} \quad (4)$$

여기서 Y_{tot} 은 구조의 전체 어드미턴스이다. 전체 임피던스 Z_{tot} 과 전체 어드미턴스 Y_{tot} 은 소자 구조(Fig. 3)에서 각 부분의 저항 R 과 인덕턴스 L 과 정전용량 C 의 함수이다.

고주파에서 전류는 도체 재료의 표면을 따라 흐르며, 이

때 스프링 구조(Fig. 3)에 대한 저항 R [16]은 다음과 같이 주어진다.

$$R = \frac{\rho l}{w\delta(1 - e^{-t_m/\delta})} \quad (5)$$

여기서 l , w , ρ , t_m , δ 는 각각 스프링 빔의 길이, 스프링 빔의 폭, 도체 재료의 비저항, 도체 재료의 두께, 도체 재료의 표면 깊이(skin depth [15])를 의미한다. 여기서, 표면 깊이는 다음과 같이 정의한다.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f}} \quad (6)$$

여기서 μ 는 도체 재료의 투자율을 의미한다. 인덕턴스 L 은 스프링을 구성하는 빔들의 자체 인덕턴스 L_s 와 상호 인덕턴스 L_m 의 합으로 계산된다. 그러므로 4개의 빔으로 구성된 하나의 스프링(k_s 와 k_p in Fig. 3)에 대한 인덕턴스 L 은 다음과 같이 주어진다.

$$L = \sum_{n=1}^4 L_s + \sum_{n=1}^6 L_m \quad (7)$$

사각단면을 가진 빔에 대한 자체 인덕턴스[16] L_s 는 다음과 같이 계산된다.

$$L_s = 2l \left(\ln \frac{2l}{w+t_m} + 0.5 + \frac{w+t_m}{3l} \right) \quad (8)$$

한 쌍의 빔 사이에서 발생하는 상호 인덕턴스[16] L_m 은 다음과 계산된다.

$$L_m = 2l \left(\ln \left[\frac{l}{D} + \sqrt{1 + \left(\frac{l}{D} \right)^2} \right] - \sqrt{1 + \left(\frac{D}{l} \right)^2} + \frac{D}{l} \right) \quad (9)$$

여기서 D 는 빔들 사이의 간격을 나타내는 기하 평균 거리(geometric mean distance [16])로서 스프링 빔 사이의 피치를 의미한다. Fringing 효과를 무시하면 정전용량 C 는 다음과 같이 주어진다.

$$C = \frac{enl t_c}{g_i - y} \quad (10)$$

여기서, g_i , y , ϵ , l , t_c , n 은 각각 평행판 축전기를 구성하는 축전기전극의 초기 간극, 축전기전극 중에서 이동전극의 출력변위, 공기의 유전율, 축전기전극의 길이, 축전기전극의 두께, 이동전극과 고정전극 한 쌍으로 구성된 단위 평행판 축전기의 개수를 의미한다.

Fig. 3은 1개의 평행판 축전기와 4개의 디지털 구동기로 구성된 2종류의 DA 가변 축전기를 보여준다. 축전기의 이동전극들은 스프링을 통하여 4개의 디지털 구동기들과 연결된다. DA 가변 축전기는 이동전극과 고정전극 사이의 간극

을 조절하여 정전용량을 변화시킨다. 축전기의 간극은 출력변위 y 에 의해서 조절될 수 있으며, 직병렬연결 DA 가변 축전기의 출력변위 y_s 와 병렬연결 DA 가변 축전기의 출력변위 y_p 는 각각 다음과 같이 주어진다.

$$y_s = \frac{b_1}{2}x_s + \frac{b_2}{2^2}x_s + \frac{b_3}{2^3}x_s + \frac{b_4}{2^4}x_s \quad (11a)$$

$$y_p = \frac{b_1}{4}x_{p1} + \frac{b_2}{4}x_{p2} + \frac{b_3}{4}x_{p3} + \frac{b_4}{4}x_{p4} \quad (11b)$$

여기서, x_s 는 직병렬연결 DA 가변 축전기[13]의 디지털 구동기들의 단위 변위를 의미하고, $x_{pi}(i=1,2,3,4)$ 는 병렬연결 DA 가변 축전기의 각 디지털 구동기들의 단위 변위들을 의미하고, $b_i(i=1,2,3,4)$ 는 디지털 단위 구동기의 스위치를 결 때 1, 끌 때 0을 나타내는 구동 ON/OFF 상수를 의미한다. 4비트의 구동모드($b_1b_2b_3b_4$)는 (0000)부터 (1111)까지 진행하며 16개의 다양한 출력변위를 만들어낸다. 참고로, Fig. 3은 DA 가변 축전기에 입력 신호를 인가하기 전인 중립 상태를 보여주는 것으로서, 각각의 디지털 구동기는 ON 또는 OFF 전극 중 어느 전극으로도 이동하지 않은 상태이다. 모든 디지털 구동기가 OFF 전극으로 위치했을 때가 구동모드 (0000)을 의미하는 것이고, 구동모드 (1111)은 모든 디지털 구동기가 ON 전극으로 위치했을 때이다.

식 (4)와 (10)에 근거하여 정전용량 정밀도 δC_{tot} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\delta C_{tot} = C_{tot}(y + \delta y) - C_{tot}(y) \quad (12)$$

여기서 δy 는 출력변위 정밀도[17]이며, 이것은 정전용량 정밀도 δC_{tot} 가 구동 반복도(repeatability [17])를 나타내는 출력변위 정밀도 δy 에 주로 의존한다는 것을 의미하는 것이다. 결과적으로, 디지털 구동기를 사용하는 DA 가변 축전기는 전기적인 잡음[10]에 강인할 수 있고, 이를 이용하면 고정밀 정전용량을 구현할 수 있는 것이다.

2.2 설계

이론적인 성능 분석을 위하여 본 연구에서는 25V로 구동이 가능한 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기 각각에 대하여 축전기, 디지털 구동기, 스프링 부분을 설계하여 이론적으로 비교하였다. 여기서 직병렬연결 DA 가변 축전기는 본 연구에서 제안하는 병렬연결 DA 가변 축전기의 이론 성능 비교를 위해 고안된 개념으로서, 본 연구에서 직병렬연결 DA 가변 축전기는 별도로 제작하지는 않고 동일한 구동조건 하에서 설계를 하고 병렬연결 DA 가변 축전기와 이론 성능에 대한 비교 분석을 수행하였다.

정전용량(C_c in Fig. 2)의 설계치 0.348~1.932 pF를 얻기 위하여, 축전기 초기 구동모드에서의 간극 $g_i=6.3 \mu\text{m}$ 에 대하여 출력변위 범위는 0~5.4 μm 로 설계하였다. 여기서, g_i 는 초기 구동모드 (0000)에서 발생하는 축전기의 이동전극과 고정전극 사이의 간극을 의미한다. 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기는 모두 17개의 단위 평행

Table 1 Designed dimensions and geometric characteristics of the serial-parallel and parallel DA variable capacitor

Characteristics*	Serial-parallel DA variable capacitor	Parallel DA variable capacitor
Digital unit displacement 1	$x_s=5.76 \mu\text{m}$	$x_{p1}=7.0 \mu\text{m}$
Digital unit displacement 2	N/A	$x_{p2}=5.8 \mu\text{m}$
Digital unit displacement 3		$x_{p3}=4.8 \mu\text{m}$
Digital unit displacement 4		$x_{p4}=4.0 \mu\text{m}$
Actuator electrode gap	$d_s=4.4 \mu\text{m}$	$d_p=5.0 \mu\text{m}$
Actuator electrode length	$b_s=642 \mu\text{m}$	$b_p=722 \mu\text{m}$
Spring beam width	$w_s=3.0 \mu\text{m}$	$w_p=3.0 \mu\text{m}$
Spring beam length	$l_s=321 \mu\text{m}$	$l_p=361 \mu\text{m}$
Resistance 1	$R_{s1}=13.41 \Omega$	N/A
Resistance 2	$R_{s2}=2.97 \Omega$	
Resistance 3	$R_{s3}=5.95 \Omega$	
Inductance 1	$L_{s1}=1.59 \text{ nH}$	$L_p=1.78 \text{ nH}$
Inductance 2	$L_{s2}=3.37 \text{ nH}$	N/A
Inductance 3	$L_{s3}=1.06 \text{ nH}$	
Capacitance	$C_c=0.348\sim 1.932 \text{ pF}$	

* The symbols are shown in Fig. 1-3.

판 축전기로 구성된 같은 축전기를 사용한다. 여기서 단위 평행판 축전기는 축전기전극 빔 길이 $l_c=672 \mu\text{m}$, 축전기전극 빔 간극 $g_c=3.6 \mu\text{m}$, 축전기전극 빔 두께 $t_c=20 \mu\text{m}$ 을 가진 이동전극과 고정전극으로 구성된다. 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기에서 모두 스프링 빔의 폭 w_s 와 w_p 는 $20 \mu\text{m}$ 실리콘의 DRIE(Deep Reactive Ion Etching) 공정이 가능한 최소 선폭을 기준으로 둘 다 $3 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 이러한 공통 조건에 근거하여 두가지 DA 가변 축전기에 대한 디지털 단위 변위와 스프링 길이를 설계하고자 한다. 여기서, 디지털 단위 변위는 각각의 디지털 구동기에서의 셔들과 스토퍼(Fig. 3) 사이의 간극에 의해서 정의가 되고, 병렬연결 DA 가변 축전기에서는 선형적인 출력변위를 얻을 수 있도록 각각의 디지털 단위 변위가 설계된다.

병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 3(b))에서 최대 디지털 단위 변위 x_{p1} (식 (11b))는 축전기전극의 간극($g_c=3.6 \mu\text{m}$) 내에서 최대 출력변위 구동이 가능한 최대 단위변위가 되도록 $7.0 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 최소 디지털 단위 변위 x_{p4} 는 $20 \mu\text{m}$ 두께 실리콘의 DRIE 공정을 고려하여 요구되는 최소 간격인 $4.0 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 다른 디지털 단위 변위 x_{p2} 와 x_{p3} 는 출력변위 범위 $0\sim 5.4 \mu\text{m}$ 내에서 출력변위 비선형성이 최소(9.03%)가 되도록 각각 $5.8 \mu\text{m}$ 와 $4.8 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 셔들과 구동기 전극(Fig. 3) 사이에서는 전기적 단락을 방지하기 위하여 구동기 전극 사이의 간극 d_p 는 스토퍼의 최소 길이($1.5 \mu\text{m}$)와 최대 디지털 단위변위의 절반($x_{p1}/2=3.5 \mu\text{m}$)의 합이 되도록 $5.0 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 소자의 전체 면적을 줄이기 위하여 스프링 부분은 구동기의 내부에 위치하도록 하였고, 구동 전극의 길이 b_p 는 Fig. 3에서 보여지듯이 스프링 빔 길이의 두 배만큼 길게 설계하였다. 스프링 빔 길이 l_p 는 디지털 구동모드가 (0000)에서 (1000)으로 변할 때, 디지털 구동기 1이 25 V의 전압으로 Pull-In 구동[15]이 가능

한 최소 길이 $361 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 여기서, 구동모드 (1000)은 디지털 구동기 1만이 ON 전극으로 이동하고 나머지 디지털 구동기 2,3,4는 OFF 전극으로 위치한 상태로서, 디지털 구동기의 셔들(Fig. 3)을 이동시키는 데에 가장 큰 힘이 필요한 경우이다.

직병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 3(a))에서는, 디지털 단위 변위 x_s (식 (11a))는 최대 출력 변위 $5.4 \mu\text{m}$ 를 구현하기 위하여 4개의 디지털 구동기 모두에서 $5.76 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 구동기 전극 사이의 간극 d_s 는 스토퍼의 최소 길이($1.5 \mu\text{m}$)와 디지털 단위변위의 절반($x_s/2=2.9 \mu\text{m}$)의 합이 되도록 $4.4 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 그외 다른 디자인 변수들은 병렬연결 DA 가변 축전기의 경우와 마찬가지로 설계하였다. 특별히, 스프링 빔 길이 l_s 는 디지털 단위변위($x_s=5.76 \mu\text{m}$)가 25 V의 전압으로 Pull-In 구동[15]이 가능한 최소 길이 $321 \mu\text{m}$ 로 설계하였다. 두 모델의 모든 설계 치수들은 Table 1에 요약되었다.

2.3 이론적 성능

식 (5)-(11)에 의거하여, 직병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 3(a))와 병렬연결 DA 가변 축전기(Fig. 3(b))에 대해 저항 R 과 인덕턴스 L 과 정전용량 C 를 계산한다. 위 값을 식 (1)-(4)에 대입하고, Agilent 2005A ADS 프로그램을 사용하여, 전체 정전용량, 전체 저항, Q값을 해석한다. 여기서, Agilent ADS 프로그램은 RF 대역에서 circuit 시뮬레이션을 수행할 수 있는 해석 tool로서, 본 연구에서는 DA 가변 축전기를 구성하는 각각의 요소에서 구한 RLC 값을 lumped element로 모델링하여 시뮬레이션을 수행하였다.

Table 2는 4비트 디지털 구동모드에 대한 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기의 이론적인 성능을 보여준다. 완전한 선형 출력변위를 갖는 직병렬연결 DA 가변 축전기에 비하여, 병렬연결 DA 가변 축전기는 9.03%의 비선형성을 갖는 출력변위 특성을 보여준다. 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기는 같은 정전용량 영역인 $0.355\sim 2.132 \text{ pF}$ 과 $0.350\sim 1.996 \text{ pF}$ 을 갖는다. 이 때 정전용량 조율비는 각각 500.6 %와 470.2 %를 갖는다. 여기서, 조율비[1]는 최대 정전용량 값과 최소 정전용량 값과의 차이를 최소 정전용량 값으로 나눈 것으로 정의한다.

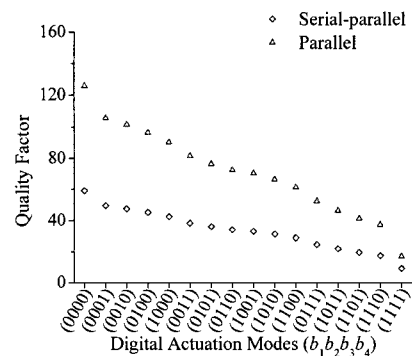


Fig. 4 Theoretical quality factor of the serial-parallel and parallel DA variable capacitors based on the identical criteria for capacitance tuning range ($0.348\sim 1.932 \text{ pF}$) and the actuation voltage (25 V).

Table 2 Theoretical performance of the serial-parallel and parallel DA variable capacitor

Characteristics		Serial-parallel DA variable capacitor	Parallel DA variable capacitor
Output displacement	Range	0~5.4 μm	0~5.4 μm
	Nonlinearity	0 %	9.03 %
	Precision*	14.1 nm	14.1 nm
Total capacitance**	Range	0.355~2.132 pF	0.350~1.996 pF
	Tuning ratio	500.6 %	470.2 %
	Precision***	5.9 \pm 9.0 fF	5.1 \pm 8.8 fF
Total resistance		7.56 Ω	3.63 Ω
Quality factor***		34 \pm 13	71 \pm 29

* The theoretical precision is calculated from the side wall roughness (10nm [17]) of the stoppers.

** The substrate parasitic capacitance effects are neglected.

*** The values denote the mean and standard deviation for 16 different digital actuation modes.

Table 2는 4비트 디지털 구동모드에 대한 두 모델에서 이론적인 정전용량 정밀도를 보여준다. 여기서, 이론적인 정전용량 정밀도는 ± 10 nm[18]의 스톱퍼 측면 거칠기를 사용하여 계산된 이론적인 출력변위 정밀도 14.1 nm로 부터 계산된다. 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기는 각각 정전용량 정밀도 5.9 \pm 9.0 fF과 5.1 \pm 8.8 fF를 갖는다. 여기서 정전용량 정밀도는 16개의 구동모드에서 구한 정전용량 정밀도들의 평균과 표준편차로 표시한 것이다.

Fig. 4는 4비트 디지털 구동모드에 대한 직병렬연결 DA 가변 축전기와 병렬연결 DA 가변 축전기의 이론적인 Q값을 보여준다. Fig. 4에 근거하여 제안된 병렬연결 DA 가변 축전기는 기존의 직병렬연결 DA 가변기의 Q값인 34 \pm 13 보다 2배 높은 71 \pm 29를 보인다. 이러한 결과(Table 2)를 토대로 본 논문에서는 낮은 저항의 병렬 내부연결 구조를 사용하는 병렬연결 DA 가변 축전기가 기존의 직병렬연결 DA 가변 축전기보다 높은 Q값을 구현할 수 있음을 이론적으로 검증하였고, 동시에 고정밀 정전용량 조절을 수행할 수 있음을 확인하였다.

3. 제작 공정

Fig. 5는 단일 마스크에 의하여 제작되는 병렬연결 DA 가변 축전기의 공정 순서를 도시하였다. SOI(Silicon On Insulator) wafer(Fig. 5(a))의 윗면을 Photo Resist(AZI1512)로 패터닝을 하고, 상부 실리콘 층(20 μm)을 DRIE(Deep Reactive Ion Etching)로 식각(Fig. 5(b))하여 병렬연결 DA 가변 축전기의 구조를 형성한다. BOE(Buffered Oxide Etchant) 용액으로 내부의 산화막 층을 제거(Fig. 5(c))하고, 소자의 표면에 500 \AA /4500 \AA 두께로 Cr/Au 층을 증착(Fig. 5(d))하여 RF 신호 통로를 형성한다.

Fig. 6은 제작된 소자에 대한 SEM(Scanning Electron Micrograph) 사진을 보여주고, Fig. 7은 Fig. 6(a)의 디지털 구동기 부분에 대한 확대된 사진을 보여준다. Table 3은 소자의 측정 치수를 보여준다.

Table 3 Measured dimensions of the parallel DA variable capacitor

Characteristics*		Dimensions
Capacitor	Capacitor electrode length [μm]	$l_c=672\pm 0.5$
	Capacitor electrode width [μm]	$w_c=15\pm 0.5$
	Capacitor electrode gap [μm]	$g_c=3.4\pm 0.1$
Actuator	Digital unit displacement 1 [μm]	$x_{p1}=6.6\pm 0.2$
	Digital unit displacement 2 [μm]	$x_{p2}=5.4\pm 0.2$
	Digital unit displacement 3 [μm]	$x_{p3}=4.4\pm 0.2$
	Digital unit displacement 4 [μm]	$x_{p4}=3.6\pm 0.2$
	Actuator electrode gap [μm]	$d_p=4.8\pm 0.1$
	Actuator electrode length [μm]	$b_p=756\pm 0.5$
Spring	Spring beam width [μm]	$w_p=3.2\pm 0.1$
	Spring beam length [μm]	$l_p=359\pm 0.5$

* The symbols are shown in Fig. 2(b).

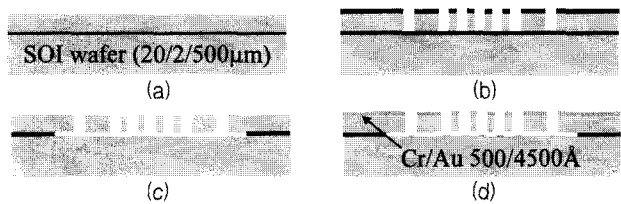


Fig. 5 Single-mask fabrication process for the cross section along A-A' in Fig. 3(b).

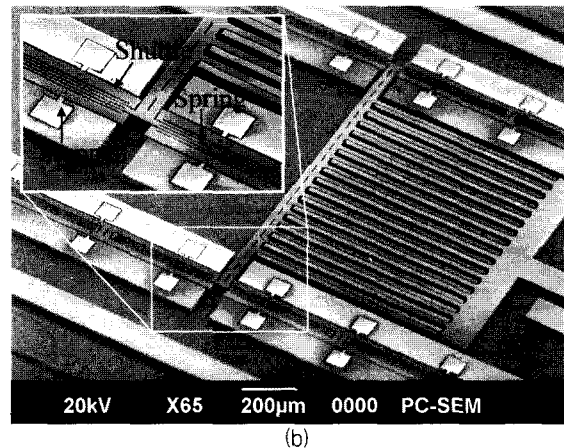
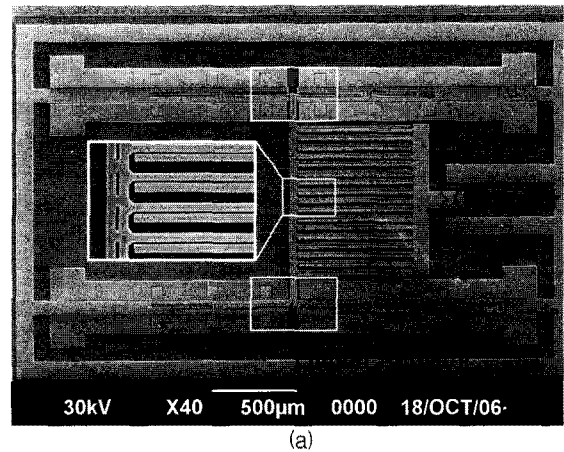


Fig. 6 SEM photographs of the parallel DA variable capacitor: (a) top view; (b) perspective view.

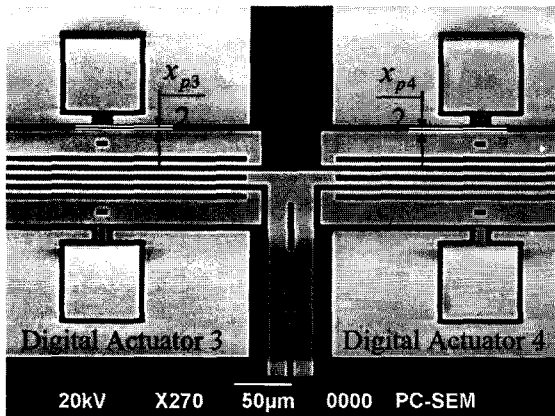
4. 실험 결과 및 고찰

제작된 병렬연결 DA 가변 축전기로부터 출력변위, 응답 시간, 전체 정전용량, 전체 저항, Q값을 측정한다. 제작된 병렬연결 DA 가변 축전기에서 각 디지털 구동기는 디지털 구동모드 (0000)부터 (1111)까지에서 25V의 전압으로 구동한다. 모든 결과는 각 모드에서 3번씩 반복 측정하여 얻는다.

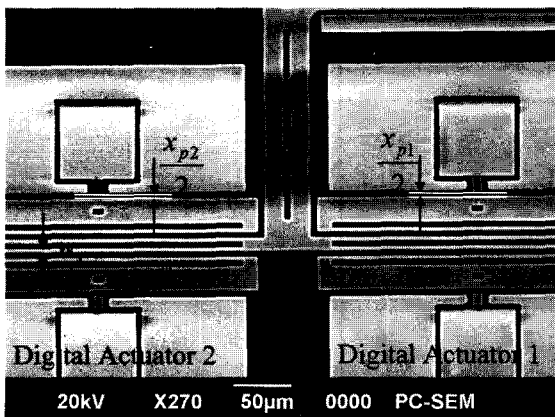
4.1 구동기 성능

구동 성능 측정을 위하여 병렬연결 DA 가변 축전기는 100 Hz로 구동되며, 광간섭계 LDV(Laser Doppler Vibrometer)에 의하여 출력변위가 측정된다.

Fig. 8은 전 구동 모드에 대한 출력변위의 이론값과 실험값을 보여준다. 출력변위 이론값은 Table 3에서 측정된 치수를 토대로 식 (11b)로부터 추정되었다. 실험값 그래프에서 각 데이터와 오차막대는 각 모드 당 3회 측정에 의한 출력변위의 평균과 표준편차를 의미한다. 출력변위 실험값은 $0.13 \pm 0.09 \mu\text{m}$ 로 관찰되는 오차 내에서 이론값과 일치한다. Fig. 8의 결과를 토대로 출력변위 범위, 비선형성, 정밀도를 Table 4에 정리하였다. 병렬연결 DA 가변 축전기에서 출력변위 범위는 $0 \sim 4.7 \mu\text{m}$ 로 측정되었으며, 비선형성은 8.65 %로 측정되었다.



(a)



(b)

Fig. 7 Enlarged view of the digital actuators in Fig. 6(a): (a) portion A; (b) portion B.

Table 4 Theoretical and experimental output displacement of the parallel DA variable capacitor

Characteristics		Theoretical	Experimental
Output displacement	Range [μm]	$0 \sim 5.0$	$0 \sim 4.7$
	Nonlinearity [%]	8.84	8.65
	Precision* [nm]	14.1	20.4 ± 5.8

* The theoretical precision is calculated from the side wall roughness ($\pm 10\text{nm}$ [17]) of the stoppers. The experimental precision [16] indicates the doubled standard deviation (2σ) of the output displacement obtained from three repeated measurements. The value denotes the mean and standard deviation of the output displacement precision for 16 different digital actuation modes.

Fig. 9는 전 구동 모드에 대한 출력변위 정밀도의 실험값을 보여준다. 정밀도[17]는 3회 반복 측정에 의한 출력변위 (Fig. 8) 표준편차의 2배(2σ)를 의미한다. 이 값은 16개의 다양한 디지털 구동모드에 대한 정밀도의 평균과 표준편차로 표시될 수 있으며, Table 4에서 병렬연결 DA 가변 축전기 정밀도 실험값은 오차 $7.0 \pm 4.9 \text{ nm}$ 를 가지며 이론값 14.1 nm와 비슷한 수준인 $20.4 \pm 5.8 \text{ nm}$ 를 보인다.

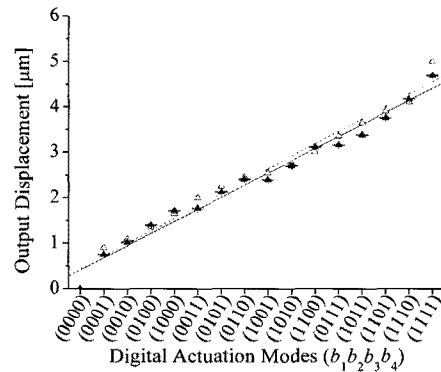


Fig. 8 Theoretical (empty symbols) and experimental (filled symbols) output displacements of the parallel DA variable capacitor for 4-bit digital actuation modes.

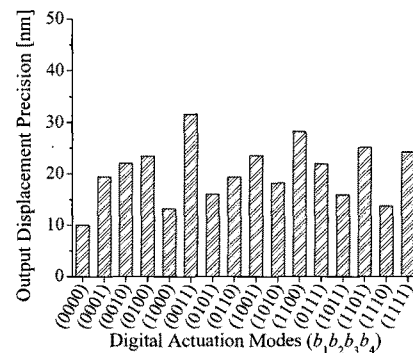


Fig. 9 Experimental output displacement precision of the parallel DA variable capacitor for 4-bit digital actuation modes.

여기서 정밀도의 이론값은 스토퍼의 측면 거칠기(± 10 nm [18])로부터 계산되었다. 이론값과 실험값 사이의 차이 7.0 ± 4.9 nm는 LDV의 출력 신호 Jittering[13]으로 부터의 측정 불확실도 8.5 nm이내에 있다.

병렬연결 DA 가변 축전기의 초기 구동모드를 (0000)으로 하여 (0001)부터 (1111)까지 각각의 구동 모드에 대한 상승 시간과 정착시간[13]을 구하였다. 전 구동 모드에 대하여 측정된 상승시간과 정착시간은 각각 0.13 ± 0.02 ms와 1.13 ± 0.32 ms이었고, 이 값은 16개 구동모드에 대한 상승시간과 정착시간들의 평균과 표준편차로 표시한 것이다. 상승시간과 정착시간이 구동모드에 따라 차이가 생기는 이유는 구동기가 동작 중에 구동모드에 따라 작동하는 스프링 및 각 디지털 구동기 서플의 이동거리에 차이가 생기기 때문이다. 상승시간과 정착시간의 최대값은 각각 0.17 ms와 1.66 ms 이며, 이 값은 RF 응용 시 주파수 조율 응답성능 1ms[19] 정도를 만족한다.

4.2 축전기 성능

RF 영역에서 성능을 얻기 위하여 본 실험에서는 HP8720C Network Analyzer를 사용하여 병렬연결 DA 가변 축전기에 대한 S11 파라미터를 측정하였다. 측정된 S11 파라미터를 Agilent 2005A ADS 프로그램으로 분석하여 전체 정전용량과 전체 저항과 Q값을 추출하였다. Fig. 10은 신호 주파수 0.5 GHz부터 5 GHz까지에서 각각 디지털 구동모드 (0000)과 (1111)에서 측정된 S11 스미스 차트로서, 이를 통하여 본 연구에서 제안한 병렬연결 DA 가변 축전기는 RF 축전기로서 동작함을 확인할 수 있다.

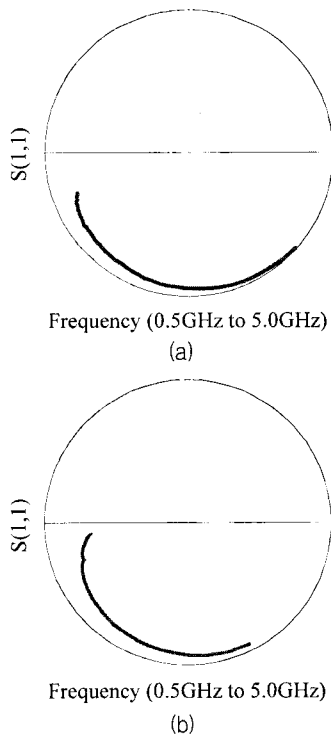


Fig. 10 S11 smith charts for the signal frequencies varying from 0.5 GHz to 5.0 GHz: (a) digital actuation mode of (0000); (b) digital actuation mode of (1111).

Table 5 Theoretical and experimental total capacitance and resistance of the parallel DA variable capacitor for three signal frequencies

Characteristics		Theoretical*			Experimental		
		0.5 GHz	1.0 GHz	2.5 GHz	0.5 GHz	1.0 GHz	2.5 GHz
Total capacitance	Range [pF]	2.49 ~ 4.19	2.53 ~ 4.42	2.80 ~ 5.16	2.27 ~ 3.97	2.38 ~ 4.20	2.77 ~ 4.83
	Tuning ratio [%]	68.4	74.9	84.2	75.2	76.1	74.0
	Precision [fF]	4.40 ± 4.64	4.50 ± 4.88	5.34 ± 6.31	6.16 ± 4.24	7.42 ± 5.48	9.56 ± 5.63
Total resistance [Ω]		3.49	3.58	3.76	2.97 ± 0.29	3.01 ± 0.42	4.32 ± 0.66

* The theoretical total capacitance values are calculated from the experimental output displacement (Fig. 8), considering substrate parasitic effects.

** The theoretical capacitance precision values are calculated from the experimental output displacement precision in Fig. 9. The experimental capacitance precision indicates the doubled standard deviation (2σ) of the capacitance obtained from three repeated measurements. Each value denotes the mean and standard deviation of the capacitance precision for 16 different digital actuation modes

Fig. 11(a)는 4비트 구동모드 (0000)부터 (1111)까지에서 신호 주파수에 대해 측정된 정전용량의 이론값과 실험값을 보여준다. 실험값 그래프에서 중간값과 오차막대는 각 모드당 3회 측정에 의한 정전용량의 평균과 표준편차를 의미한다. 정전용량 이론값은 Fig. 8과 식 (4)를 이용하여 출력변위의 실험값을 통하여 계산된다. Fig. 11(a)에서 보여지듯이, 실험값과 이론값 사이에는 Offset 값이 존재하며 이로 인해 정전용량 조율비의 실험값과 이론값은 큰 차이를 갖는다. 실험값의 수준은 이론값의 수준보다 평균 2.150 pF (0.5 GHz), 2.282 pF (1.0 GHz), 2.744 pF (2.5 GHz)만큼 크다. 이러한 차이는 주로 공기 중에 떠 있는 구조부와 실리콘 기판부 사이에서 존재하는 기판 기생 정전용량[16]의 추가로 기인한 것이다. 우리는 고정 전극부에서 유발되는 기판 기생 정전용량값($C_s=2.122$ pF)과 이동 전극부에서 유발되는 기판 기생 정전용량값($C_m=2.060$ pF)을 예측하였고, 이로 인한 영향이 고려된 그래프를 Fig. 11(b)에 도시하였다. 이러한 기판 기생 정전용량(C_s 와 C_m)값이 포함된 예측값에서는 최대 오차 0.653 pF 이내에서 실험값과 일치하였다. 여기에는 17개의 단위 축전기로 구성된 축전기 부분에서 유발되는 Fringing[20]에 의한 영향도 오차의 원인에 기인하였을 것으로 판단한다. Fig. 11(b)의 전체 정전용량을 토대로, 세 개의 주파수 0.5 GHz, 1.0 GHz, 2.5 GHz에 대하여 정전용량 범위, 조율비, 정전용량 정밀도를 Table 5에 정리하였다. Table 5는 병렬연결 DA 가변 축전기가 정전용량을 2.268~3.973 pF (0.5 GHz), 2.384~4.197 pF (1.0 GHz), 2.773~4.826 pF (2.5 GHz)를 변화시킬 수 보여준다. 이 때 조율비는 각각 75.2 %, 76.1 %, 74.0 %이다.

Fig. 12는 4비트 디지털 구동모드에서 세 개의 주파수에 대한 정전용량 정밀도의 실험값을 보여준다. 정전용량 정밀도는 각 모드에서 3회 반복 측정에 의한 정전용량 표준편차의 2배(2 σ)로부터 구하였다. Table 5에서는 정전용량 정밀도를 전 구동모드 (0000)부터 (1111)까지에서 측정된 평균값으로 정리하였고, 이를 평균과 표준편차로 표시하였다. 여기서 정전용량 정밀도의 이론값은 Fig. 9에서 측정된 출력변위 정밀도를 토대로 식 (12)를 이용하여 계산되었다.

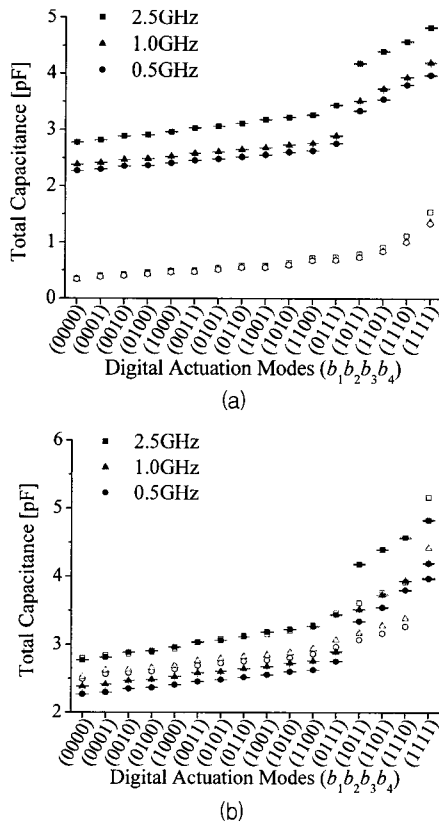


Fig. 11 Theoretical (empty symbols) and experimental (filled symbols) total capacitances of the parallel DA variable capacitor depending on signal frequencies for 4-bit digital actuation modes: (a) theoretical values not considering substrate parasitic effects; (b) theoretical values considering substrate parasitic effects.

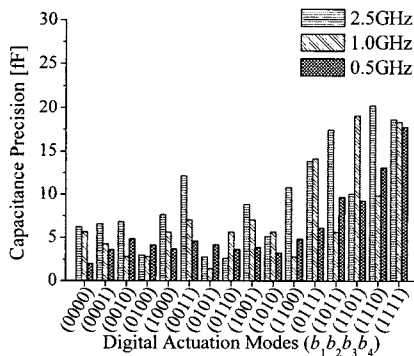


Fig. 12 Experimental capacitance precision of the parallel DA variable capacitor depending on signal frequencies for 4-bit digital actuation modes.

이론값과 실험값 사이에는 평균 2.19 fF (0.5 GHz), 3.69 fF (1.0 GHz), 5.35 fF (2.5 GHz)의 오차가 존재한다. 그러나, 이 값은 Network Analyzer 장비의 측정 불확실도 2.00 fF[21]와 같은 수준이다. 측정된 정전용량 정밀도는 6.16 \pm 4.24fF (0.5 GHz), 7.42 \pm 5.48fF (1.0 GHz), 9.56 \pm 5.63fF (2.5 GHz)이며, 이 값은 기존의 아날로그 구동방식의 가변 축전기 정밀도(>100 fF [9-10])에 비해 10배 정도 향상된 값이며, 또한 제어 회로 없이도, 실제 RF 통신에서 요구되는 정전용량 조율 정밀도(<10 fF[11] for 1 pF) 수준을 만족하는 것이다.

Fig. 13은 4비트 전 구동모드 (0000)부터 (1111)까지에서 신호 주파수에 대한 전체 저항의 이론값과 실험값을 보여준다. 전체 저항의 이론값은 측정된 치수와 식 (3)을 토대로 계산되었다. Fig. 13에서 보여지듯이, 실험값은 이론값과 최대 오차 1.95 Ω 을 가진다. 이러한 차이는 주로 Evaporation 증착공정에 의한 두께 편차(\pm 500 Å)의 원인으로 생긴 오차 (1.04 Ω)로부터 기인한 것으로 판단하며, 디지털 구동모드에 의존하는 빔 스프링의 변형에 의한 임피던스의 편차 또한 원인을 제공한 것으로 판단한다. 측정된 전체저항은 2.97 \pm 0.29 Ω (0.5 GHz), 3.01 \pm 0.42 Ω (1.0 GHz), 4.32 \pm 0.66 Ω (2.5 GHz)이다.

Fig. 14는 전 구동 모드에 대한 신호 주파수에 따른 Q값의 이론값과 실험값을 보여준다. 식 (2)를 토대로, 이론값은 측정된 전체 정전용량(Fig. 11)과 전체 저항(Fig. 13)으로부터 계산되었다. Fig. 14에서 보여지듯이 실험값은 이론값과 잘 일치한다.

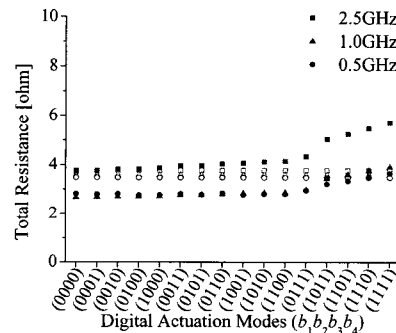


Fig. 13 Theoretical (empty symbols) and experimental (filled symbols) total resistances of the parallel DA variable capacitor depending on signal frequencies.

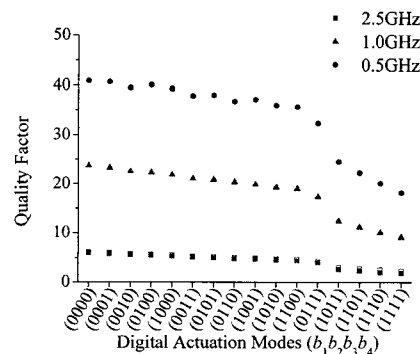


Fig. 14 Theoretical (empty symbols) and experimental (filled symbols) quality factors of the parallel DA variable capacitor depending on signal frequencies.

Table 6 Theoretical and experimental quality factor of the parallel DA variable capacitor for three signal frequencies

Characteristics		Theoretical			Experimental		
		0.5 GHz	1.0 GHz	2.5 GHz	0.5 GHz	1.0 GHz	2.5 GHz
Quality factor	Max.	40.9	23.7	6.1	40.9	23.7	6.0
	Min.	18.2	9.2	2.3	18.2	9.1	1.8
	Ave**	33.7 ±7.8	18.5 ±4.9	4.6 ±1.3	33.7 ±7.8	18.5 ±4.9	4.3 ±1.4

* The theoretical quality factors are calculated from the experimental total capacitance (Fig. 11), total resistance (Fig. 13), and Eq. (2).

** The average denotes the mean and standard deviation of the quality factors for 16 different digital actuation modes.

Fig. 14의 결과를 토대로, 전 구동모드에 대해 각 신호 주파수에서 Q값의 최소값, 최대값, 평균값을 Table 6에 정리하였다. 측정된 Q값은 33.7±7.8 (0.5 GHz), 18.5±4.9 (1.0 GHz), 4.3±1.4 (2.5 GHz)이다. 결론적으로, 제안된 병렬연결 DA 가변 축전기는 상대적으로 큰 정전용량 값 2.268~3.973 pF (0.5 GHz), 2.384~4.197 pF (1.0 GHz), 2.773~4.826 pF (2.5 GHz)에서 높은 Q값의 영역인 18.2~40.9 (0.5 GHz), 9.1~23.7 (1.0 GHz), 1.8~6.0 (2.5 GHz)를 보인다.

5. 결론

본 논문에서는 무선통신에서 높은 Q값으로 정전용량 조율이 가능하도록 병렬로 연결된 디지털 구동기를 사용하는 디지털-아날로그(Digital-to-Analog, DA) 가변 축전기를 제안하였다. 제안된 DA 가변 축전기는 높은 Q값의 주파수 조율을 위해 낮은 저항을 갖는 병렬로 연결된 구조를 사용하였고, 이에 대한 성능을 확인하기 위해 병렬연결 DA 가변 축전기를 설계하고 제작하여 측정하였다. 실험에서는 인가 전압 25 V로 출력변위 0~4.7 μm 구동이 가능한 병렬연결 DA 가변 축전기를 측정하였다. 세 개의 신호 주파수에 대하여 병렬연결 가변 축전기는 정전용량 범위 2.268~3.973 pF (0.5 GHz), 2.384~4.197 pF (1.0 GHz), 2.773~4.826 pF (2.5 GHz)를 가지며, 정전용량 정밀도는 6.16±4.24fF (0.5 GHz), 7.42±5.48fF (1.0 GHz), 9.56±5.63fF (2.5 GHz)로 측정되었다. 병렬연결 DA 가변 축전기는 전체 저항 2.97±0.29 Ω (0.5 GHz), 3.01±0.42 Ω (1.0 GHz), 4.32±0.66 Ω (2.5 GHz)을 가지며, 이로 인해 높은 Q값 33.7±7.8 (0.5 GHz), 18.5±4.9 (1.0 GHz), 4.3±1.4 (2.5 GHz)을 보인다. 그러므로, 본 논문에서는 고정밀 주파수 조율을 위한 RF 응용에서 제안한 병렬연결 DA 가변 축전기의 높은 Q값의 정전용량 조절 능력을 실험적으로 검증하였다.

감사의 글

본 연구는 과학기술부/한국과학재단 창의적연구진흥사업(디지털나노구동연구단)인 "생체모사기법을 응용한 디지털나노구동기관의 구현에 관한 연구" 과제에 지원으로 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] J. J. Yao, "RF MEMS from a device perspective," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 10, pp. 9-38, 2000.
- [2] C. L. Goldsmith, A. Malczewski, J. J. Yao, S. Chen, J. Ehmke, and D. H. Hinzl, "RF-MEMS variable capacitors for tunable filters," *Int. J. RF Microw. Comput. Adided Eng.*, vol. 9, pp. 362-374, 1999.
- [3] J. Brank, J. Yao, M. Eberly, A. Malczewski, K. Varian, and C. L. Goldsmith, "RF MEMS-based tunable filters," *Int. J. RF Microw. Comput. Adided Eng.*, vol. 11, pp. 276-284, 2001.
- [4] L. Dussopt and G. M. Rebeiz, "An X-to Ku-band 3-bit digital MEMS varactor," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, pp. 361-363, 2003.
- [5] K. Entesari and G. M. Rebeiz, "A 12-18-GHz three-pole RF MEMS tunable filter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2566-2571, 2005.
- [6] D. J. Young and B. E. Boser, "A micromachined variable capacitor for monolithic low-noise VCOs," in *Proc. Solid State Sensor and Actuator Workshop*, 1996, pp. 86-89.
- [7] A. Dec and K. Suyama, "Micromachined varactor with wide tuning range," *Electron. Lett.* vol. 33, pp. 922-944, 1997.
- [8] H. D. Nguyen, D. Hah, P. R. Patterson, R. Chao, W. Piyawattanametha, E. K. Lau, and M. C. Wu, "Angular vertical comb-driven tunable capacitor with high-tuning capabilities," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 13, pp. 406-413, 2004.
- [9] Z. Feng, W. Zhang, B. Su, K.F. Harsh, K.C. Gupta, V. Bright, and Y.C. Lee, "Design and modeling of RF MEMS tunable capacitor using electro-thermal actuators," *Tech. Digest IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, 1999, pp. 1507-1510.
- [10] A. Dec and K. Suyama, "Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, pp. 2587-2596, 1998.
- [11] R. Behn, H. Loebel, and K.-H. Preissinger, "Electrical LC resonant circuit," U. S. Patent 4095199, 1978.
- [12] H. Toshiyoshi, D. Kobayashi, M. Mita, G. Hashiguchi, H. Fujita, J. Endo, and Y. Wada, "Microelectromechanical digital-to-analog converters of displacement for step motion actuators," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 9, pp. 218-225, 2000.
- [13] W. Han, W. C. Lee, and Y.-H. Cho, "High-accuracy digital-to-analog actuators using the load springs compensating fabrication errors," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 16, pp. 528-536, 2007.
- [14] W. Han and Y.-H. Cho, "High-precision micromechanical tunable capacitors using parallel-interconnected digital actuators," in *Proc. Int. Conf. IEEE MEMS*, 2007, pp. 815-818.
- [15] G. M. Rebeiz, *RF MEMS Theory, Design, and Technology*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, pp. 328-330.
- [16] C. P. Yue and S. S. Wong, "Physical modeling of spiral inductors on silicon," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, pp. 560-568, 2000.

- [17] W. C. Lee, Y.-H. Jin and Y.-H. Cho, "Nonlinearly modulated digital microactuators for nano-precision digital motion generation," in *Proc. Int. Conf. IEEE MEMS*, 2002, pp.594-597.
- [18] R. Zhou, H. Zhang, Y. Hao, and Y. Wang, "Simulation of the Bosch process with a string-cell hybrid method," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 14, pp. 851-858, 2004.
- [19] R. L. Borwick III, P. A. Stupar, J. F. DeNatale, R. Anderson, and R. Erlandson, "Variable MEMS capacitors implemented into RF filter systems," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 315-319, 2003.
- [20] A. Fargas-Marques, J. Casals-Terre, and A. M. Shkel, "Resonant pull-in condition in parallel-plate electrostatic actuators," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 16, pp. 1044-1053, 2007.
- [21] P. K. Petrov, N. M. Alford, and S. Gevorgyan, "Techniques for microwave measurements of ferroelectric thin films and their associated error and limitations," *Meas. Sci. Technol.* vol. 16, pp. 583-589, 2005.

저 자 소 개



한 원 (韓元)

1976년 4월 25일생. 2003년 한양대학교 기계공학부 졸업(학사). 2003년~현재 KAIST 바이오및뇌공학과 석박통합과정.
Tel : +82-42-350-5354
Fax : +82-42-350-8690
E-mail : hanwon@kaist.ac.kr



조 영 호 (曹永昊)

1957년 8월 10일생. 1982년 KAIST 기계공학과 졸업(석사). 1990년 UC Berkeley 기계공학과 졸업(박사). 1991년~현재 KAIST 바이오및뇌공학과 및 기계공학과 교수.
Tel : +82-42-350-8691
Fax : +82-42-350-8690
E-mail : mems@kaist.ac.kr