

■10 群 (集積回路) - 8 編 (集積化センサとマイクロマシン)

---

## 7 章 MEMS スイッチ

### 【本章の構成】

本章では以下について解説する.

7-1 はじめに

7-2 設計理論

7-3 MEMS スイッチの特性

7-4 誘電体薄膜の電荷蓄積

7-5 大電力

7-6 まとめ

補遺 7-A スイッチを接続したときの伝送線路の S パラメータ

補遺 7-B 並列接続静電容量型スイッチを接続したときの伝送線路の RF 電圧

7 章演習問題

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-1 はじめに

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

今日、高周波スイッチとして機械スイッチ(同軸/導波路スイッチ)と半導体スイッチが使用されている。機械スイッチは、①低損失、②高アイソレーション、③大電力、④優れた直線性(通過する信号の周波数及び電力に対する依存性が小さい)、という長所を持っているのに対して、半導体スイッチは、小型軽量で応答速度が速いという利点を持っている。しかし、これらの利点は互いに相手方のスイッチにとって欠点に対応するものである。例えば、機械スイッチは寸法が大きく応答速度が遅い、一方、半導体スイッチは、損失が大きく複雑な周波数依存性がある、という課題を持っている。機械スイッチの一種である MEMS スイッチは、従来の機械スイッチに比べて寸法が小さいという従来の機械スイッチの欠点を補う特徴を持つ。このため、近年、機械スイッチと半導体スイッチの両方の利点を併せ持つ MEMS スイッチに注目が集まるようになった。

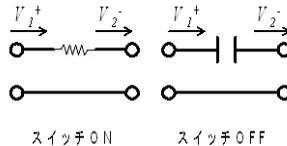


図 1.1 直列接続抵抗型スイッチの等価回路(左:スイッチオン, 右:スイッチオフ)

以下に MEMS スイッチと半導体スイッチの特性比較を述べる。直列接続抵抗型スイッチは、図 1.1 に示すようにオフのときには静電容量  $C$ 、オンのときには抵抗  $R$  を持つデバイスとしてモデル化できる。ここで、スイッチオンの電圧通過性に対するオフの電圧絶縁性の比を評価しよう。スイッチではこの値が大きいほど特性が優れていると言える。いま、MOS 半導体スイッチのゲートを断面積  $A$ 、長さ  $l$  の柱として簡略化すると、ソースとドレインの間の  $C$  と  $R$  は

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{l}, \quad R = \rho_s \frac{l}{A} \quad (1.1)$$

となる。ここで、 $\epsilon_r$  と  $\rho_s$  は半導体材料の比誘電率と抵抗率である。一方、MEMS スイッチでは

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g_0}, \quad R = \rho_m \frac{l}{a_e A} \quad (1.2)$$

である。ここで、 $g_0$ 、 $A$  は 2 つの電極の初期ギャップと対向面積、 $a_e A$ 、 $l$  は接点の有効接触面積と厚さであり、 $a_e$  は接触面積の比率を示している<sup>1)</sup>。また、 $\rho_m$  は接点材料の抵抗率である。挿入損失とアイソレーションはそれぞれスイッチのインピーダンス  $R$  と  $1/\omega C$  を式(1.1)と式(1.2)を使って計算することによって挿入損失とアイソレーションを比較することができる。半導体スイッチと抵抗型 MEMS スイッチを比較した結果を表 1.1 に示す。 $a_e$  を 1%ほどと見積もると、MEMS スイッチの挿入損失は半導体スイッチの約 1/10 になる。MEMS スイッチの挿入損失が小さいのは、MEMS スイッチで使用される金属の抵抗率  $\rho_m$  が半導体の  $\rho_s$  よりも約 1/1000 倍小さいからである。一方、アイソレーションは MEMS スイッチの方が半導体スイッチよりも約 100 倍大

きい。これは、MEMS スイッチでは 2 つの電極間のギャップが大きい ( $g_0/l=10$ ) ことに加えてこのギャップが空気で充填されるのに対して、半導体スイッチでは比誘電率の大きな ( $\epsilon_r \sim 10$ ) 物質で充填されるからである。このように、MEMS スイッチは半導体スイッチに比べて、低挿入損失、高アイソレーションである。スイッチのアイソレーションと挿入損失の比 ( $1/(CR)$ ) はスイッチの性能を示す FOM (Figure of Merit) として使用できる。この FOM は MEMS スイッチの方が半導体スイッチよりも約 1000 倍大きい。なお、半導体スイッチの FOM は材料定数のみから構成されるのに対して、MEMS スイッチは構造に関するパラメータ ( $g_0, l$ ) が含まれていることに注目されたい。このため、MEMS スイッチの性能はスイッチ構造に依存することになる。

表 1・1 半導体及び MEMS スイッチの特性比較 ( $\rho_m/\rho_s = 10^{-3}$ ,  $g_0/l = 10$ ,  $\epsilon_r = 10$  とした)

	半導体スイッチ	MEMS スイッチ
FOM (= $1/CR$ )	$1/(\epsilon_0 \epsilon_r \rho_s)$ 1	$g_0 a_e / (\epsilon_0 \rho_m l)$ $10^5 a_e$
挿入損失比 (スイッチ ON) ( $\rho_m/\rho_s$ ) / $a_e$	1	$10^{-3} / a_e$
アイソレーション比 (スイッチ OFF) $\epsilon_r(g_0/l)$	1	$10^2$

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-2 設計理論

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

本節では MEMS スイッチの駆動原理とその RF 等価回路を示す。

#### 7-2-1 静電駆動原理

静電駆動 MEMS スイッチの構造を図 2・1 に示す<sup>2)</sup>。コプレーナ導波路 (CPW) 中央の信号線はその一部が切断されており、この上に金属接点を持つ MEMS スイッチの可動構造体が設けられている。可動構造体は両端が基板の上で支えられた構造を持ち、CPW の上を上下運動することができる。

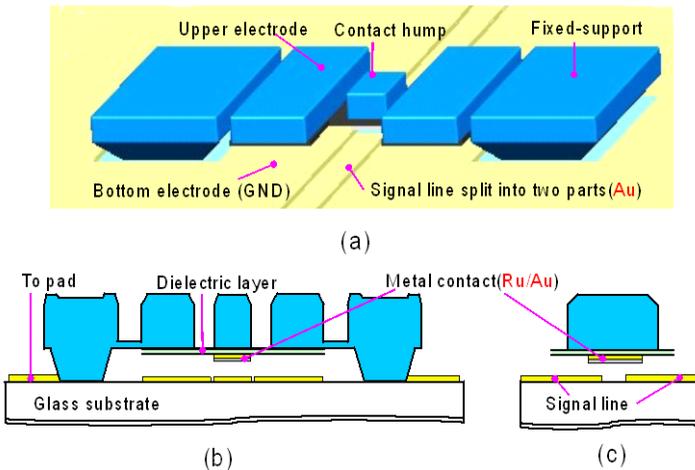


図 2・1 静電駆動 MEMS スイッチの構造；(a) 全体構造，(b) 導波路に垂直な方向から見た断面構造，(c) 導波路に沿った方向から見た断面構造

図 2・2 は、スイッチの駆動原理を示す模式図である。スイッチが図 2・2(a)にあるとき、スイッチの可動電極構造は図 2・1(c)に示すように（切断された）CPW の上にあるために、CPW に沿って伝搬する信号はスイッチの位置で切断される（オフ状態）。一方、スイッチの可動電極構造とガラス基板上の固定電極（CPW のグランド電極と共用）との間に電圧を印加すると、静電気力によって可動電極構造は金属接点が CPW に押し付けられるように変位する（図 2・2(b)）。このとき、CPW 信号線の切断部が可動電極の金属接点を介して互いに電氣的に接続されるために、RF 信号が CPW 信号線を通ることができるようになる（オン状態）。次に、可動電極と固定電極の間に印加した電圧を低減して静電気力よりも機械ばねの復元力の方が大きくなると、可動電極構造の金属接点が CPW から離れる。これはスイッチがオフ状態に戻ったことを意味する。このように、可動電極と固定電極の間に印加する電圧を変化させることによって、スイッチのオン・オフを切り替えることができる。

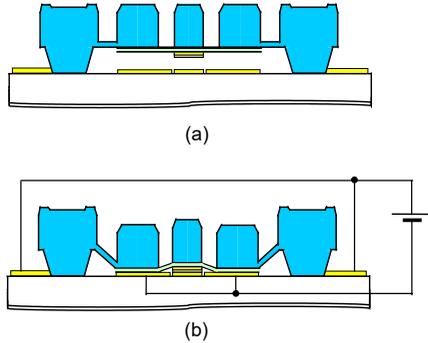


図 2・2 スイッチの駆動原理を示す模式図；(a) スイッチオフ、(b) スイッチオン

MEMS スイッチの準静的な動作に作用するのは、3 章 3-2 節式(2・1)の時間微分項を除いた静電気力とばね復元力の 2 つである。これら 2 つの力は可動構造体に互いに逆向きに作用する。初期ギャップを  $g_0$ 、また可動電極の変位を  $g$  とすると、印加電圧  $V$  によって発生する静電気力は

$$F_e = \frac{\epsilon_0 A}{2 \left\{ g_0 + \frac{t_f}{\epsilon_{r,f}} - g \right\}^2} V^2 \tag{2・1}$$

である。ここで、 $t_f$  と  $\epsilon_{r,f}$  は可動電極との短絡を防止するために固定電極の表面に設けられた絶縁膜の厚さと比誘電率である。 $A$  は可動と固定電極との互に対向する領域の面積を示している。一方、ばねの復元力は変位に比例するので、ばね定数を  $k$  とすると復元力は

$$F_m = kg \tag{2・2}$$

となる。

図 2・3 は、この 2 つの力の大きさを可動電極の変位  $g$  に対して示したものであり、マッチング曲線と呼ばれる (力の向きを除いたことに注意)。図中の 2 つの曲線は異なる印加電圧 ( $V_1, V_2$ ) により生じた静電気力を示しており、印加電圧が大きいほどこの曲線は上方に位置する。一方、折線はばねの復元力を示しており、図中の B 点を境にして異なる傾きを持つ。これは、可動構造が固定電極の方向に変位するとき、まず金属接点が CPW の信号線と接触し、その

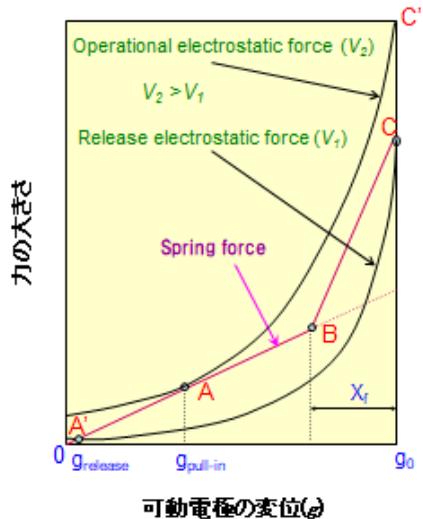


図 2・3 MEMS スイッチのマッチング曲線

後、更に押し込まれて、ついに可動構造の大半が固定電極と接触するというスイッチ動作 (図 2・2(b)に模式的に図示した) に対応している。B 点は金属接点が CPW と最初に接触した状態の復元力を示している。可動構造が B 点よりも大きく変位するときには、ばね定数が大きくなるために復元力の傾きが大きくなる。

静電気力とばね復元力は互いに反対の方向に働く。印加電圧が小さいとき ( $V_1$ ) には可動構造は両者の力がつり合う交点 (図中の A') で安定する。しかし、印加電圧を増大させると、やがて静電気力曲線とばね復元力の線とが互いに交点を持たなくなる。これは、静電気力がギャップの 2 乗に反比例して増大するのに対して、ばね復元力は変位の 1 乗に比例して増大するためである。静電気力曲線とばね復元力が 1 点で接触するときが力のつり合いを持つかどうかの分岐点になる。このときの印加電圧をプルイン電圧と呼び、式(2・1)と式(2・2)の傾きを等しく置くことによって

$$V_{\text{pull-in}} = \sqrt{\frac{k}{A\epsilon_0} \left\{ \frac{2}{3}(g_0 + \frac{t_f}{\epsilon_{r,f}}) \right\}^3} \approx \sqrt{\frac{k}{A\epsilon_0} \left( \frac{2}{3}g_0 \right)^3}, \quad (2 \cdot 3)$$

と求められる。なお、プルインが起こるとき (図中の A) の変位は以下の式で得られる。

$$g_{\text{pull-in}} = \frac{1}{3}(g_0 + \frac{t_f}{\epsilon_{r,f}}) \approx \frac{1}{3}g_0, \quad (2 \cdot 4)$$

この式は、静電型 MEMS スイッチの変位が初期ギャップ (絶縁膜を含む) の約 1/3 までの範囲にあるときには可動と固定電極との間のギャップに安定的に位置できるが、これ以上大きくなるとときには不安定になることを示している。この結果、プルイン電圧以上の電圧が印加される時、可動構造は固定電極に接触 (図中の C') することになる。可動構造が固定電極と接触したとき、図中の C' で表される静電気力とばね復元力 C との差が可動電極 (あるいは金属接点) を固定電極に押し付ける力となる。この押し付ける力が大きいほどスイッチの接触抵抗が低減するためにスイッチの損失が小さくなる。同一の印加電圧に対してばね復元力を小さく設計するほど金属接点の押し付け力は増大する。しかし、ばね復元力が小さすぎるときには可動電極が固定電極に付着するという問題が発生する。このため、ばね復元力が 0.1 mN 以上になるようにスイッチを設計することが経験的に行われている。

次に、スイッチの可動電極が固定電極に接触している状態 (スイッチオン) にあるときに印加電圧を減少させることを考える。このとき、図 2・3 に示した静電気力曲線が印加電圧  $V_2$  から下方に移動するに従って、可動電極の位置が C' から下方に移動する。図中の C' から C までの移動範囲では可動電極と固定電極の接触は保持されている (静電気力の方がばね復元力よりも大きいため)。しかし、更に印加電圧を小さくすると、ばね復元力が静電気力よりも大きくなるため、可動電極が固定電極から分離することが起こる。印加電圧が  $V_1$  よりも少し小さくなる時、可動電極は、図中に示す下側の曲線 (Release Electrostatic Force) 上の C 位置から A' の位置に飛躍して安定する。可動電極が固定電極に接触しているときに、可動電極が分離を開始するときの最大電圧をリリース電圧と呼び、接触位置における式(2・1)及び式(2・2)のばね復元力と静電気力との釣り合いより

$$V_{\text{rel}} = \sqrt{\frac{2kg_0}{A\epsilon_0} \frac{t_f}{\epsilon_{r,f}}} \quad (2 \cdot 5)$$

と求めることができる。スイッチに印加される電圧がリリース電圧より小さくなると、可動電極は C の接触位置から A' 近傍まで大きく移動する。

図 2・4 は、試作した MEMS スイッチの可動電極と固定電極との間の静電容量の測定値を印加電圧の関係として図示したものである。電圧を印加するとギャップが減少するために静電容量が徐々に増大するが、プルイン電圧 (57 V) のときに急激に増大する。この後、電圧を減少させるに従って静電容量は徐々に減少し、リリース電圧 (26 V) まで下がったときに急激な減少が起こる。MEMS スイッチはこのようにスイッチがオンする電圧 (プルイン電圧以上) とスイッチがオフする電圧 (リリース電圧以下) が異なっている (ヒステリシス) のが特徴である。なお、図 2・4 において可動電極が固定電極と接触した後に見られる静電容量の緩やかな増大は、可動電極を押し付ける力の増大によって可動電極やその金属表面が変形したことにより静電容量ギャップが減少したことから生じたと考えられる。

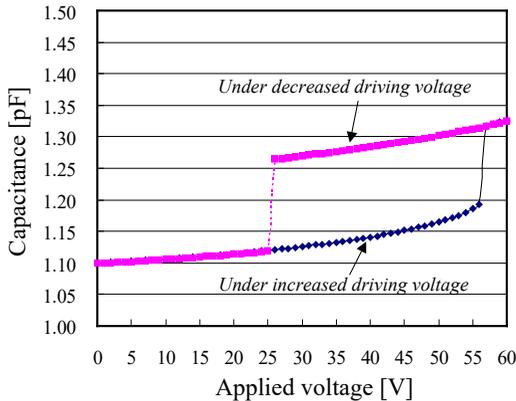


図 2・4 試作した MEMS スイッチの可動-固定電極間の静電容量 (測定値)

## 7-2-2 等価回路

MEMS スイッチには、抵抗が変化する抵抗型と静電容量が変化する静電容量型の 2 つの種類がある。また、MEMS スイッチを伝送線路に搭載するのに直列接続と並列接続の 2 つの方式がある。本節では MEMS スイッチを搭載した RF 伝送線路の挿入損失とアイソレーションの評価を述べる。

### (1) 直列接続抵抗型スイッチ

図 2・5(a)に MEMS スイッチを伝送線路に挿入したときの高周波等価回路を示す。スイッチがオンのときには  $RL$  直列回路が信号線に直列に挿入されたものとなる。しかし、スイッチの寸法が小さいために GHz 帯においても  $L$  成分を無視して  $R$  のみが挿入された等価回路を使って近似することができる。通常、MEMS スイッチの抵抗は  $1\ \Omega$  以下である。一方、スイッチがオフのときには数  $f_r$  程度の静電容量が信号線に直列に挿入された回路で近似することができる。このとき、10 GHz の RF 信号に対するスイッチオフのインピーダンスは、伝送線路の特性インピーダンス  $50\ \Omega$  に比較して非常に大きなものである。

スイッチがオフのときスイッチと信号線の両端部のそれぞれの静電容量を  $C_{up}$  とすると、伝送線路の切断部には 2 つの  $C_{up}$  が直列に接続されるため、全体として  $C_{up}/2$  を持つ静電容量を直列に接続したことになる。50  $\Omega$  の伝送線路に、抵抗  $R$  (オン) 及び静電容量  $C_{up}/2$  (オフ) を

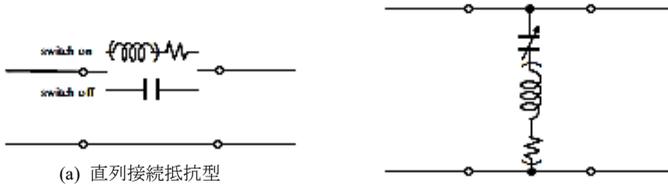


図 2・5 MEMS スイッチの等価回路

持つスイッチが搭載されたときのスイッチオンのリターンロスと挿入損失, 及び, スイッチオフのアイソレーションは補遺 7A の式(7・A・3)に  $Z=R$  及び  $Z = -j_2/(\omega C_{up})$  を代入して

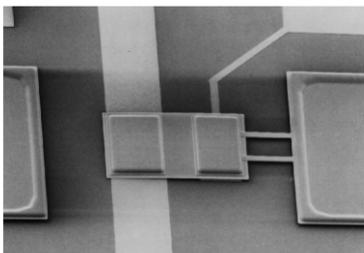
$$\text{Return loss (switch-on)[dB]} = -20 \log \frac{R}{100+R} \approx 40 - 20 \log R, \quad (2 \cdot 6a)$$

$$\text{Insertion loss (switch-on)[dB]} = -20 \log \frac{100}{100+R} = 20 \log \left(1 + \frac{R}{100}\right) \approx \frac{1}{\ln 10} \frac{R}{5} \approx \frac{R}{11.5}, \quad (2 \cdot 6b)$$

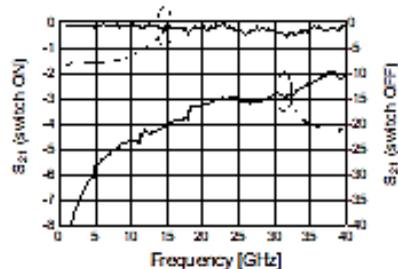
$$\text{Isolation (switch-off)[dB]} = -20 \log \left| \frac{1}{1 - 50\omega C_{up}} \right| = 10 \log \left[ 1 + \left( \frac{1}{50\omega C_{up}} \right)^2 \right] \approx -20 \log(50\omega C_{up}), \quad (2 \cdot 6c)$$

と求めることができる。

図 2・6(a)は試作した直列接続抵抗型 MEMS スイッチを示している<sup>4)</sup>。図 2・6(b)はこの試作スイッチの  $S_{21}$  の測定値を示したものである。周波数が高くなるに従ってアイソレーションの値が小さくなり, また, 挿入損失がゆっくり増大することが分かる。図 2・7(a)及び(b)は式(2・6b)を使って計算した値を示したものである。挿入損失 (Insertion Loss) は, 式(2・6b)においては周波数依存性がないとしてモデル化したが, 実際は表皮効果によって高周波になるに従って抵抗値が大きくなるために挿入損失が大きくなる。試作したスイッチは約  $0.2 \Omega$  の抵抗値を持っており, この抵抗値を式(2・6b)に代入すると  $0.02 \text{ dB}$  の値が得られる。30 GHz での挿入損失の測定値は  $0.3 \text{ dB}$  であり, 計算値よりも少し大きかった。一方, アイソレーションの値は,  $C_{up}/2 = 4 \text{ fF}$  に対応する 30 GHz の計算値が  $22.5 \text{ dB}$  であり, 測定値 ( $14 \text{ dB}$ ) よりも少し大きな値であった。

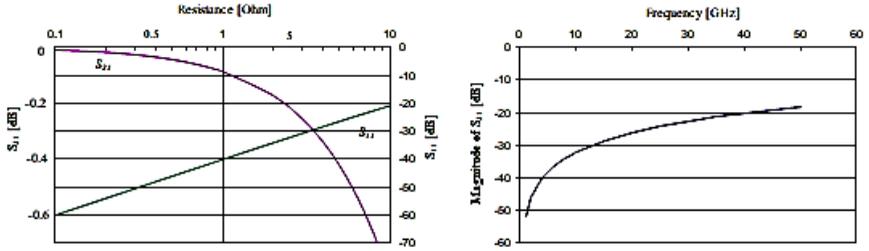


(a)



(b)

図 2・6 試作した直列接続抵抗型 MEMS スイッチ(a)とスイッチオンとオフ状態の  $S_{21}$  (測定値) (b)



(a) スイッチオン状態

(b) オフ状態

図 2・7 直列接続抵抗型 MEMS スイッチの  $S_{21}$  の計算値

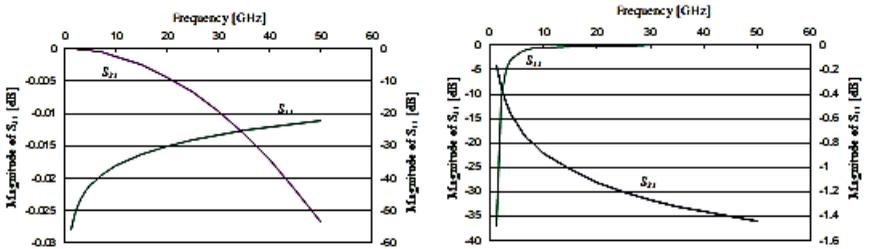
## (2) 並列接続静電容量型スイッチ

図 2・5(b)に並列接続されたスイッチの高周波等価回路を示す. 信号周波数が直列  $LC$  回路の共振周波数よりも小さいときには直列  $LC$  回路を  $C$  のみで近似することができる. また,  $C$  のインピーダンスに比べて  $R$  は小さいために,  $R$  も無視することができる. このため, 静電容量型スイッチを伝送線路に並列に挿入する回路は可変  $C$  を信号線に並列に挿入した回路としてモデル化できる. この可変  $C$  の値は, スイッチがオン (スイッチ up) のときには数 fF 以下の値であり, オフ (スイッチ down) のときには数 pF 程度の値をとる.  $50 \Omega$  の特性インピーダンスを持つ伝送線路に up 及び down 状態のときの静電容量  $C_{up}$  及び  $C_{down}$  をそれぞれ持つスイッチを搭載したときのスイッチオンのリターンロスと挿入損失, 及びスイッチオフのアイソレーションは補遺 7A の式(7・A・7)にスイッチオンのとき  $Y = j\omega C_{up}$ , またスイッチオフのとき  $Y = j\omega C_{down}$  を代入して

$$\text{Return Loss (switch-on)[dB]} = -20 \log \left| \frac{-j\omega C_{up}}{\frac{2}{50} + j\omega C_{up}} \right| \approx -20 \log(25) - 20 \log \omega C_{up}, \quad (2 \cdot 7a)$$

$$\text{Insertion Loss (switch-on)[dB]} = -20 \log \left| \frac{\frac{2}{50}}{\frac{2}{50} + j\omega C_{up}} \right| \approx -20 \log \left[ 1 - \frac{1}{2} (\omega C_{up})^2 \right] \approx 6250 (\omega C_{up})^2, \quad (2 \cdot 7b)$$

$$\text{Isolation (switch-off)[dB]} = -20 \log \left| \frac{2/50}{2/50 + j\omega C_{down}} \right|, \quad (2 \cdot 7c)$$



(a) スイッチオン状態

(b) オフ状態

図 2・8 並列接続静電容量型 MEMS スイッチの  $S_{21}$  の計算値

と求められる。図 2・8(a)及び(b)は式(2・7)に  $C_{up} = 10 \text{ fF}$  及び  $C_{down} = 8 \text{ pF}$  を代入して計算した値を示したものである。この図より、周波数が低いときにはアイソレーションの値が小さいためにスイッチを使用することができないが、周波数が高くなるとスイッチのアイソレーションが増大して特性が良くなることが分かる。図 2・8 より、並列接続静電容量型スイッチは 10 GHz 以上の高い周波数で使用するのに適していることが分かる。なお、式(2・7)を使って計算した値は試作した静電容量型スイッチの測定値とよく一致した<sup>5)</sup>。

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-3 MEMS スイッチの特性

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

本節では、抵抗型 MEMS スイッチを伝送線路に直列と並列に配置したそれぞれについてその特性評価結果を述べる。

#### 7-3-1 MEMS リレー

DC から高周波までの広い範囲で使用できるスイッチをリレーと呼んでいる。試作した MEMS リレーを図 3・1 に示す<sup>2)</sup>。これは図 2・1 に模式的に示した構造を持っており、直列接続の抵抗型スイッチである。可動電極の電圧は同図に示す駆動配線 (Driving Lines) に印加された電圧に等しく、可動電極の下に設けられた固定電極 (GND) との間に静電気力が発生する。図 3・2 は MEMS リレーの時間応答特性を示したものである。同図の上側に駆動配線に印加された矩形電圧の時間変化、これにตอบสนองするリレー接点の電圧変化を同図の下側に示す。駆動電圧は 500 Hz で変化する 0~70 V の矩形波である。

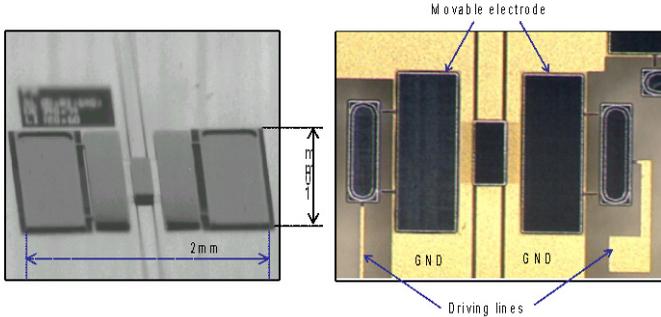


図 3・1 試作した MEMS リレー

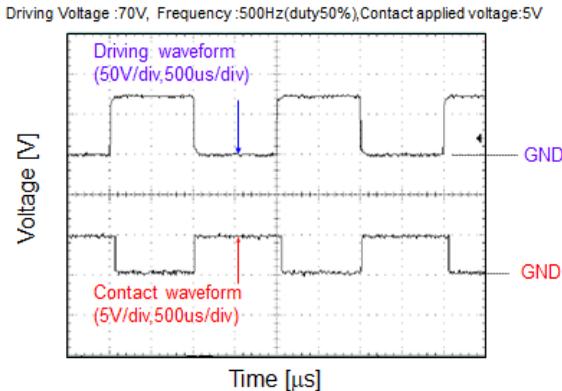


図 3・2 MEMS リレーの時間応答特性 (測定値)

図 3・2 を見ると駆動電圧を印加したときに MEMS リレーは 80~120  $\mu\text{s}$  遅れてオン (図 3・2 では GND 電圧に変化) することが分かる。一方、駆動電圧をゼロにしたとき、MEMS リレーは 90~140  $\mu\text{s}$  遅れてオフ (図 3・2 では出力電圧が 3 V に変化) した。この実験では MEMS リレーを大気中において評価したため、可動電極と固定電極との間に閉じ込められた空気層がスイッチの応答速度を遅くしたと考えられる。真空中に置いた (あるいは空気層を逃がすための穴を設けた) MEMS スイッチの応答速度は、通常数  $\mu\text{s}$  程度である。

図 3・3 はスイッチのオン及びオフのそれぞれの状態のときに搬送される  $S_{21}$  の周波数特性の測定値を示したものである。試作したリレーは DC から 6 GHz までの周波数帯において挿入損失 0.5 dB 以下、アイソレーション 20 dB 以上を持つことが分かる。図 3・4 は Pull-in 電圧と Release 電圧のそれぞれをスイッチング回数に対して示したものである。これより、5000 万回のスイッチングサイクルの間にスイッチの制御電圧が少し減少することがみられる。これは可動電極の裏側に設けた誘電体薄膜に電荷が蓄積したことが主な原因と思われる (7・4 節参照)。また、Release 電圧の減少についてはスイッチ接点の摩耗も一つの発生原因であると考えられる。

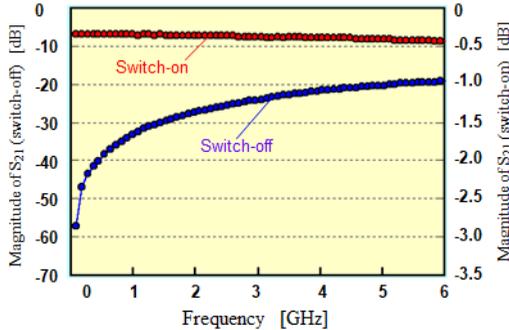


図 3・3 スイッチのオン及びオフの  $S_{21}$  の周波数特性 (測定値)

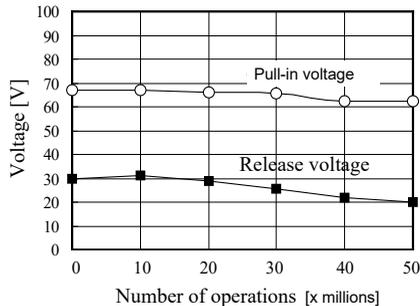


図 3・4 スイッチ駆動サイクルに対する Pull-in 電圧と Release 電圧の変化 (測定値)

MEMS リレーは 1 枚の基板の上に多数個のデバイスを一度に作製することができるため、集積化に適している。図 3・5 は 2 個の MEMS リレーから構成される SPDT (1 入力 2 出力) スイ

ッチを 2 個集積化したスイッチアレーである。集積化 MEMS スイッチは、スイッチの小型化と低価格化に貢献すると期待できる。表 3・1 に試作した MEMS リレーの特性をまとめる。

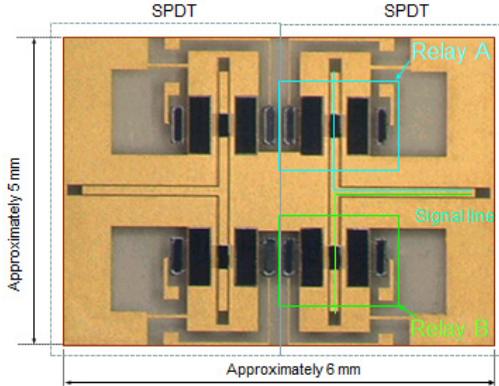


図 3・5 2 個の SPDT (1 入力 2 出力) スイッチを集積化したスイッチアレー

表 3・1 MEMS リレーの特性 (測定値)

チップ寸法 [mm]	2×1×0.5
駆動電圧 [V]	50~70 (pull-in), 20~40 (release)
スイッチング速度 [μs]	80~120 (switch-on), 90×140 (switch-off)
接触抵抗 [Ω]	0.8~1.0
挿入損失 [dB]	0.35 at 2 GHz
アイソレーション [dB]	28 at 2 GHz
繰り返し回数 [サイクル]	> 5000 万回
破壊電圧 [V]	> 150 (矩形波)

### 7-3-2 高周波 MEMS スイッチ

周波数が高くなると、RF 信号が駆動用配線や GND 電極に遺漏することを防ぐ工夫が必要となる。本節では直列と並列に配置された 2 つの MEMS 抵抗型スイッチの試作評価を述べる。

図 3・6 にガラス基板 (コーニング#7740) 上に作製された 2 種類の直列抵抗型 MEMS スイッチを示す<sup>4)</sup>。図 3・6(a) は可動電極の下に (0.3 μm 厚の SiN 膜を介して) 金属接点を持つスイッチをコプレーナ導波路の上に作製したものである。スイッチの駆動配線は RF 信号線の切断された間隙に作製されている。一方、図 3・6(b) は、可動電極から (300 μm 幅の SiN 膜を介して) 十分に離れた別のシリコン構造体の上に形成された金属接点を持つスイッチをマイクロストリップ導波路の上に作製したもので、駆動配線と RF 信号線が十分に離れて配置されている。

この 2 つのスイッチのスイッチオン状態 (Down-state) の  $S_{21}$  を 40 GHz まで測定した結果を図 3・7 に示す。2 つのスイッチの測定値を比較すると、図 3・6(a) の構造 (Single-hump) では 10 GHz を超えた高い周波数において大きな挿入損失が発生することが分かる。一方、図 3・6(b) の

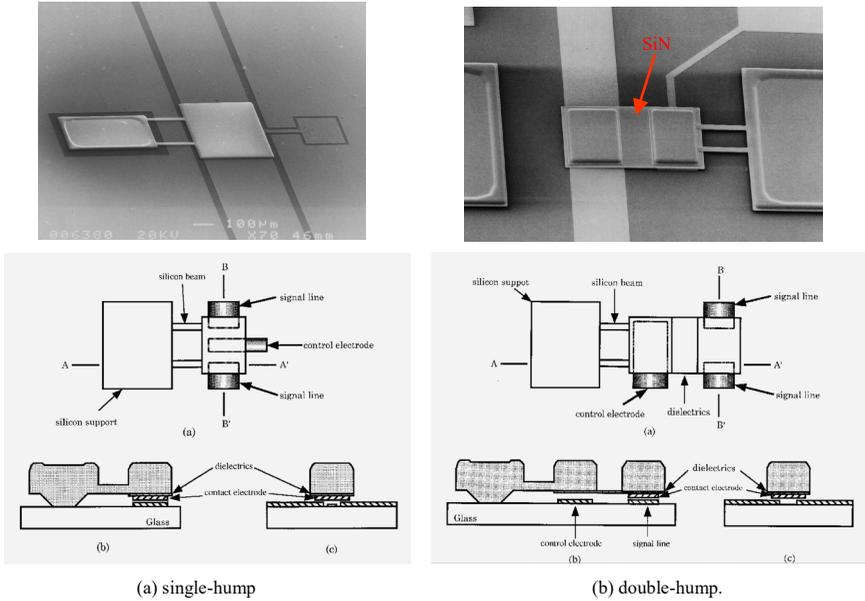


図 3・6 ガラス基板上に作製された 2 種類の直列抵抗型 MEMS スイッチ

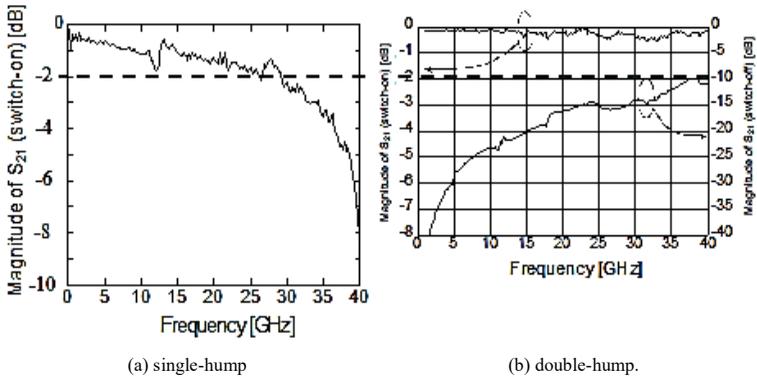


図 3・7 スイッチオン状態の  $S_{21}$  の比較 (測定値)

構造 (Double-hump) を持つスイッチは 40 GHz においても挿入損失が 0.3 dB 以下の小さな値に抑制されている。図 3・6(b)の構造は、RF 信号線と可動電極との間の静電容量を小さく抑制したことにより RF 信号が可動電極を介して駆動用配線に遺漏することを防ぐことを可能にする。しかし、図 3・7(b)に示すスイッチオフ (Up-state) のときの  $S_{21}$  の大きさをみると、アイソレーションが 30 GHz で 15 dB 程度に減少することがみられる。これは、試作したスイッチでは、ガラス基板を介した RF 信号線と駆動用配線との静電容量結合が大きいために、基板を介

して RF 信号が駆動用配線に遺漏したためである。

RF 信号線と駆動用配線との間の静電容量を小さくすることのほかに、駆動用配線のインピーダンスを大きくすることもスイッチの特性を向上させるのに有効である。静電型スイッチでは可動電極に大きな電流を流す必要がないので、大きなインピーダンスを持つ駆動用配線を用いてスイッチを駆動させることが容易にできる。駆動用配線の抵抗を大きくするほかに、 $\lambda/4$  電気長を持つ短絡スタブ回路を利用して駆動用配線を作製するという方法は、(周波数範囲が制限されるが) 大きな入力インピーダンスを実現するのに利用できるものである (6 章 6-6 節参照)。

図 3・8 は、ガラス基板上に形成されたコプレーナ導波路に MEMS スwitch を並列に配置した並列接続抵抗型 RF-MEMS スwitch の構造を模式的に示している<sup>6)</sup>。このスイッチの Au 可動電極は、これを支える屈曲ばねとアンカーを介してコプレーナ導波路のグランドに電気的に接続されており、また、可動電極の中央には導波路と接触する金属接点が形成されている (抵抗型スイッチを形成)。一方、可動電極下側の導波路両側には駆動電極が設けられており、駆動電極に十分に大きな電圧が印加されて接点が信号線と接触するとき、2 つの可動電極の裏側に設けられたバンプがグランド線と最初に接触して可動電極と駆動電極とが短絡することを防ぐようになっている。

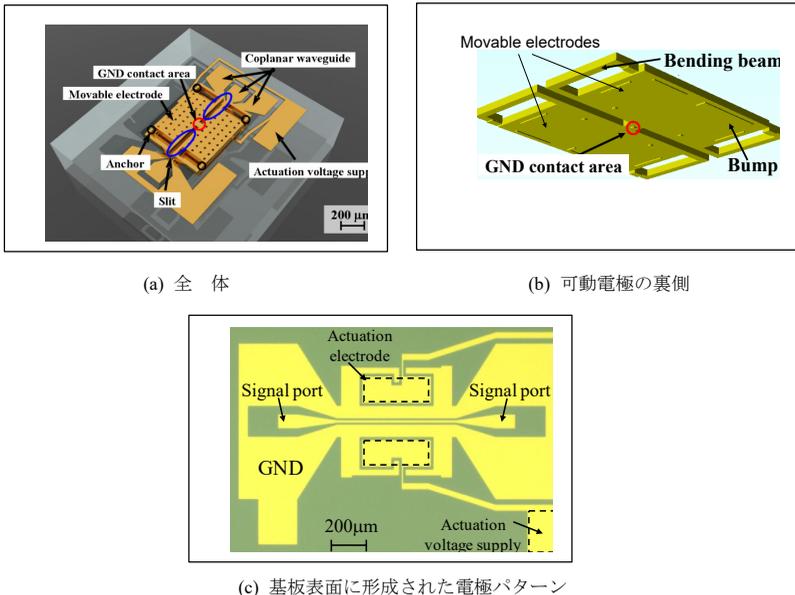


図 3・8 並列接続抵抗型 RF-MEMS スwitch の構造の模式図

スイッチと駆動電極との間のギャップを狭くすると駆動電圧を低減することができる (式 (2・3)) が、導波路と可動電極間のキャパシタンスが増大するために、スイッチ (Up-state) の挿入損失が大きくなるという問題が発生する。このため、伝送線路直上の可動電極部分にスリ

ットを設けて、スイッチと伝送線路との間の静電容量を抑えることにした（試作したコプレーナ導波路 (CPW) RF 導波路は、ガラス基板上に  $50 \Omega$  インピーダンスを実現するために、 $15 \mu\text{m}$  幅の信号線とその両側に  $2 \mu\text{m}$  のギャップをあけたグラウンド線から構成されている。今回、CPW の信号線に可動電極が重ならないように余裕を持たせて、可動電極内に  $28 \mu\text{m}$  の幅を持つスリットを設けた）。

図 3・9 は、並列接続抵抗型 MEMS スwitch の動作原理を示している。駆動電圧を印加しない場合には、可動電極は Up-state（図 3・9(a)）にあり、RF 信号が伝送線路のスイッチ領域を通過する（スイッチ ON）。一方、固定電極と可動電極とに十分に大きな電圧を印加すると、可動電極が Down-state（図 3・9(b)）になって可動電極に設けられた金属接点が伝送線路と接触する。このとき、RF 信号は（スイッチを介して）伝送線路グラウンドに流れて伝送線路を伝搬しなくなる（スイッチ OFF）。

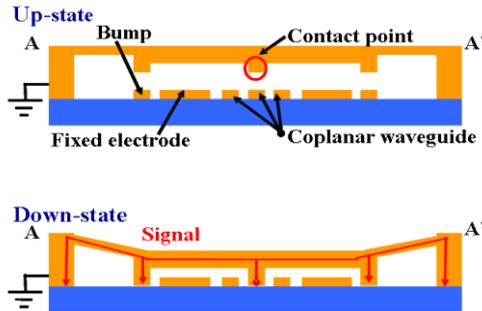


図 3・9 並列接続抵抗型 MEMS スwitch の動作原理

図 3・10 は、Up-state と Down-state にあるときの並列接続抵抗型 MEMS スwitch の電気等価回路を示したものである。可動電極が上にあるときは導波路に主にキャパシタが並列に負荷され、可動電極が下にあるときには導波路に抵抗が並列に負荷される。

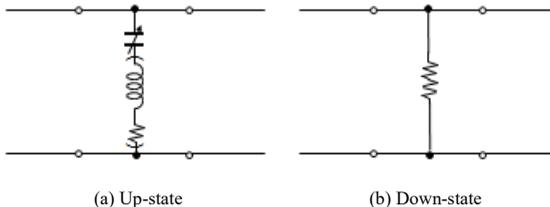


図 3・10 並列接続抵抗型 MEMS スwitch の電気等価回路

試作した MEMS スwitch を図 3・11 に示す。スイッチオフ時の接触抵抗は四端子法を用いて測定することができるので、これを利用してスイッチのプルダウンとリリース電圧を測定することにした。  $0.9 \mu\text{m}$  と  $2.0 \mu\text{m}$  の 2 つの異なるギャップを持つそれぞれのスwitch に対して駆

動電圧と高周波特性の測定値を表 3・2 に示す。試作したスイッチが  $1.5 \mu\text{m}$  の初期ギャップを持つとして式(2・3)と式(2・4)を用いて計算すると、Pull-down 電圧 21 V、Release 電圧 19 V となり、表 3・2 に示す  $2.0 \mu\text{m}$  の設計ギャップを持つスイッチの測定値とよく一致した。このように試作したスイッチのギャップが設計よりも減少したのは、スイッチを作製するプロセス（金めっき、犠牲層除去）の間に、残留応力によって可動電極にたわみが発生して初期ギャップが小さくなったからと推定される。また、2つのギャップのスイッチの接触抵抗が異なるのは、 $0.9 \mu\text{m}$  ギャップスイッチの作製では接点金属を被覆する銅の酸化物を除去する表面処理を念入りに行ったために金の接触抵抗が低減したからであると想像される。

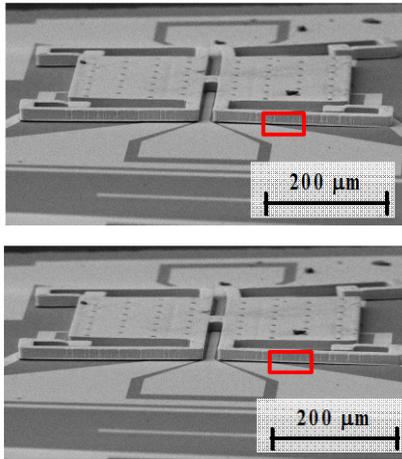


図 3・11 試作した並列接続抵抗型 MEMS スイッチ

表 3・2 試作した MEMS スイッチの特性（測定値）

設計ギャップ [ $\mu\text{m}$ ]	0.9	2.0
Pull-in voltage [V]	8	21
Release voltage [V]	4	19
Contact resistance [ $\Omega$ ]	0.30 (20 V)	0.75 (40 V)
$S_{21}$ ( $S_{11}$ ) in the Up-state at 30 GHz [dB]	-0.78 (-14)	-0.79 (-12)
$S_{21}$ ( $S_{11}$ ) in the Down-state at 30 GHz [dB]	-51 (-0.91)	-50 (-0.97)

図 3・12 は、表 3・3 に示す寸法を持つスイッチの可動電極にスリットを設けたものと設けないものとの周波数特性の違いを、3次元電磁界シミュレータ SONNET を用いて計算した結果を示している。この図より、スリットを設けない場合には、10 GHz 以下の周波数帯の挿入損失は小さい (0.5 dB 以下) が、19 GHz 付近に発生する共振のためにスイッチの挿入損失が著しく増大することが分かる。一方、スリットを設けると (16 GHz の小さなディップを除いて (後述)) 共振が高い周波数に移動するため、30 GHz までの広い周波数範囲にわたって挿入損失が小さ

く抑えられる．このスリットに依存した共振は，図 3・10(a)に示す等価回路の並列分岐を，スリット領域の  $C$  とばね寸法に起因する  $L$  とを直列に接続した  $CL$  共振回路で形成することにより概ね理解できる（演習問題 7.3）． $CL$  共振回路は，特定の周波数 ( $f_r = 1/(2\pi\sqrt{CL})$ )；図 3・12 では 19 GHz 付近) で伝送線路の入力インピーダンスを  $50 \Omega$  以下に変化させるために測定器とのインピーダンスマッチングが悪化する．この共振周波数は  $C$  が減少するに従って高くなるので，スリットを形成してインピーダンスマッチングが悪化する周波数を高周波側に移動することにより，スイッチの高周波特性の悪化を抑制することができる．

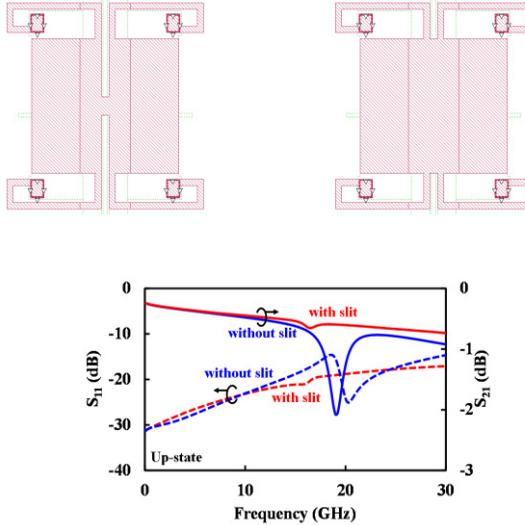


図 3・12 可動電極にスリットを設けたスイッチと設けないものとの高周波周波数特性の比較（計算値）

表 3・3 MEMS スwitch の寸法

gap [ $\mu\text{m}$ ]	0.9
Overall of Upper Structure [ $\mu\text{m}^2$ ]	$660 \times 635$
Each of Movable Electrode [ $\mu\text{m}^2$ ]	$430 \times 225$
Each of Bending Beam [ $\mu\text{m}^2$ ]	$630 \times 20$
Each of Actuation Electrode [ $\mu\text{m}^2$ ]	$350 \times 115$
Transmission Line [ $\mu\text{m}^2$ ]	$900 \times 15$ (signal line that is separated $2 \mu\text{m}$ from each of GND's)

なお，図 3・12 を見ると，スリットを設けたスイッチにおいて 16 GHz 付近に小さなディップが見られる．これは RF 信号の多重反射によって電気長が増大したためにこれに相等して大きな  $L$  が発生し，低い周波数において共振が生じたと推定される．この場合，大きな電気長のため抵抗も増大するために，共振周波数におけるインピーダンスの低減が抑制されたと考えられ

る。

図 3・13 に、可動電極が Up-state (スイッチ ON) の周波数特性の測定値を示す。0.9  $\mu\text{m}$  ギャップを持つスイッチの実測値のデータを見ると、図 3・12 に示すスリットを持つスイッチの計算値 (19 GHz) に見られるディップが少し高い周波数 (22 GHz) に移動したことを除いてよく一致していることが分かる。図 3・12 に示した計算値によると、スリットがない 0.9  $\mu\text{m}$  ギャップを持つスイッチの挿入損失は大きなディップの発生により約 1.3 dB 増加するのに対して、スリットを設けると 0.1 dB の小さなディップが発生することが示される。実際には、図 3・13 に示すように、ディップの発生によって挿入損失が 0.5 dB 増加することが示されたが、スリットがないスイッチの計算で示された挿入損失の増加よりも小さかった。このように、スイッチにスリットを設けると、共振による高周波特性の劣化を低く抑えることができる。図 3・13 に示すように、駆動電圧を低減するためにギャップを狭くしたにもかかわらず、スリットを形成することによって、ギャップが広いスイッチの RF 特性 (30 GHz で反射特性 -14 dB, 通過特性 -0.8 dB) とほぼ似た特性が実現できることは大変興味深い。

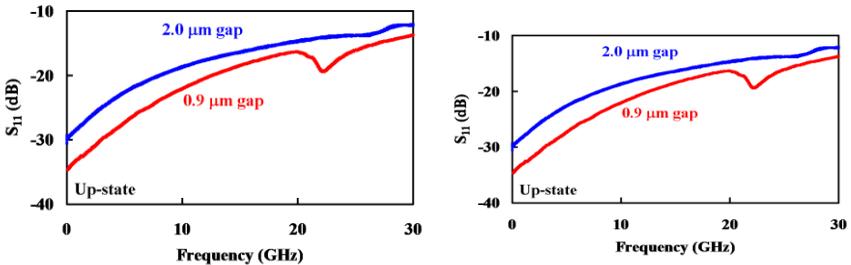


図 3・13 2つのギャップを持つスイッチの Up-state (スイッチ ON) の周波数特性 (測定値)

図 3・14 はこの MEMS スwitch の繰り返し特性を評価した実験結果である。これによると、試作したスイッチは  $6.16 \times 10^6$  サイクルの動作の後に金属接点が信号線と付着したために駆動電圧をゼロにしてもスイッチがオン (可動電極 up) に復帰することがなかった。

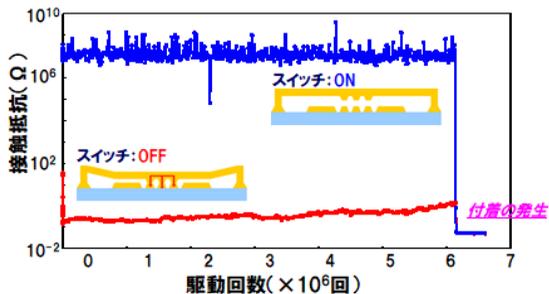


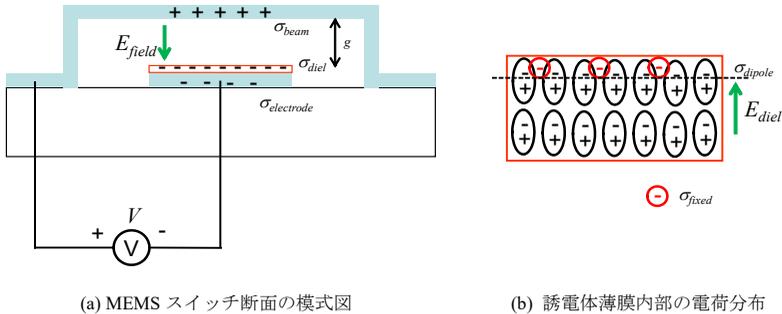
図 3・14 試作した MEMS スwitch の繰り返し特性 (測定値)

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-4 誘電体薄膜の電荷蓄積

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

静電容量型 MEMS スイッチでは、電気短絡を防ぐために金属電極の上に誘電体薄膜が作製されることが多いが、この誘電体薄膜に蓄積される電荷によってスイッチの動作が大きく影響を受ける。図 4・1 に示すモデルを用いてこれを説明する。★



(a) MEMS スイッチ断面の模式図

(b) 誘電体薄膜内部の電荷分布

図 4・1 静電容量型 MEMS スイッチに蓄積した表面電荷分布の模式図

図 4・1(b) に示すように、誘電体薄膜の表面に生成される電荷  $\sigma_{diel}$  には、分極電荷による電荷  $\sigma_{dipole}$  と誘電体薄膜の内部に蓄積した注入電荷  $\sigma_{fixed}$  の 2 種類がある。ここで、 $\sigma_{dipole}$  は印加電圧、時間、温度、履歴などに依存して変化する。また、 $\sigma_{fixed}$  は薄膜を作製したときに生じた電荷  $\sigma_{int,diel}$  と、スイッチの駆動を経るに従って上下の金属電極から移動した電荷  $\sigma_{ext,diel}$  からなっている。すなわち、

$$\sigma_{diel} = \sigma_{dipole} + \sigma_{fixed}, \quad \sigma_{fixed} = \sigma_{int,diel} + \sigma_{ext,diel}, \quad (4 \cdot 1)$$

の関係がある。これらの電荷分布は薄膜の材料及び作製方法に依存している。誘電体薄膜に蓄積される電荷  $\sigma_{fixed}$  に対応して、可動及び固定電極には合計  $-\sigma_{fixed}$  の電荷が蓄積される。この金属電極に蓄積される電荷のうち、 $R$  の比率が上側の可動電極に、残り  $(1-R)$  が下側の固定電極に蓄積すると考える。 $R$  は可動電極の位置によって変化する（スイッチが Up-state のときには  $R \ll 1$ 、スイッチが Down-state のときには  $R \approx 1/2$ ）。なお、2 つの金属電極と誘電体薄膜のそれぞれに蓄積される電荷の総量はゼロであることに留意されたい。このスイッチに外部より駆動電圧  $V$  を図 4・1(a) に示すように印加したとき、可動電極と固定電極のそれぞれに誘導される単位表面積当たりの電荷は

$$\sigma_{beam} = \sigma_V - R\sigma_{fixed} \quad (0 < R < 1), \quad \sigma_V = \varepsilon_0 V / (g + t_f / \varepsilon_{r,f}), \quad (4 \cdot 2a)$$

$$\sigma_{electrode} = -\sigma_V - (1-R)\sigma_{fixed}, \quad (4 \cdot 2b)$$

で与えられる<sup>7)</sup>。ここで、 $g$  は薄膜表面から可動電極までの距離を表しており、誘電体薄膜の厚さ  $t_f$ 、その比誘電率を  $\varepsilon_{r,f}$  とした。 $\sigma_V$  は可動電極と固定電極からなる平行平板キャパシタが駆

動電圧によって蓄積する電荷である。  $\sigma_{\text{fixed}} < 0$  のときには、可動電極に蓄積される電荷は  $\sigma_V$  よりも大きい。また、これに対応して、固定電極に蓄積される電荷の絶対値は  $\sigma_V$  よりも小さくなる。

式(4・2)を用いると、可動電極に働く電場と静電気を

$$E_{\text{field}} = (\sigma_{\text{beam}} - \sigma_{\text{electrode}})/2\epsilon_0 = [\sigma_V + (1/2 - R)\sigma_{\text{fixed}}]/\epsilon_0 \quad (4 \cdot 3a)$$

$$F_e = A\sigma_{\text{beam}}E_{\text{field}} \approx (A/\epsilon_0)[\sigma_V^2 + (1/2 - 2R)\sigma_V\sigma_{\text{fixed}}], \quad (4 \cdot 3b)$$

と表すことができる(平行平板キャパシタモデルでは電場は2枚の金属板の内部のみに形成されることを使った)。ここで  $A$  は固定電極と対向する可動電極の面積である。式(4・3b)の最後の式は  $\sigma_V \gg \sigma_{\text{fixed}}$  の場合に成り立つ近似式である。式(4・3)より、誘電体薄膜に蓄積される電荷によって可動電極に働く静電気が増加することが分かる。このために、スイッチの Pull-in 及び Release 電圧が減少する(図4・2)。  $\sigma_{\text{fixed}}$  が大きくなるとともに Release 電圧が 0 V よりも小さくなる。このとき、スイッチにマイナスの電圧を印加しないと Up-state に戻らないことが起こる。

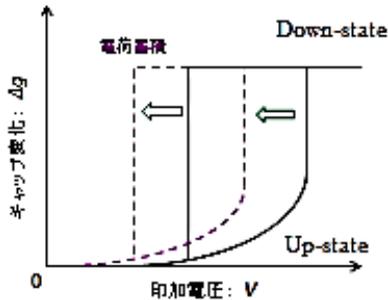


図4・2 誘電体薄膜の蓄積電荷による Pull-in 及び Release 電圧の変化の模式図

誘電体薄膜の電荷蓄積を防ぐのに、極性を時間的に変化させた駆動電圧をスイッチに印加する方法が有効であることが報告されている。しかし、長時間 Down-state に置いたスイッチの電荷蓄積を抑制するのは容易ではない。また、誘電体薄膜を持たないスイッチの構造(図3・8に示すバンプ構造によって短絡を防ぐ)も解決策の一つであるが、可動-固定電極間のギャップが大きいために Down-state のインピーダンスが大きいという課題がある。

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-5 大電力

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

伝送線路に大きな電力が搬送される時、高周波信号によって発生する電界によってスイッチが誤動作するという問題がある。本節では、スイッチ可動電極と伝送線路の初期ギャップ  $g_0$ 、その対向する面積  $A$  を持つ並列接続静電容量型スイッチにおいて高周波信号によって発生する電圧を評価することにする。

#### (1) スイッチが Up-state (スイッチオン) にある場合

スイッチが Up-state にあるときにはスイッチの静電容量は数  $fF$  程度と小さいために、伝送線路に並列に接続されたスタブ回路のインピーダンスは十分に大きい。このため、スイッチの反射は小さいと考えられる (6 章 6-4 節式 (4・5) 参照) ことから、スイッチの位置における伝送線路の電圧振幅  $V_{sw}$  は入力電圧振幅  $V^+$  に近い値である。伝送線路の特性インピーダンスを  $Z_0$  とし、入力信号源のパワーを  $P$  ( $= V^{+2}/(2Z_0)$ ) と置くと、スイッチの位置における RF 信号の電圧は

$$V_{sw} = V_{sw} \cos(\omega t) = (V^+ + V^-) \cos(\omega t) \approx V^+ \cos(\omega t) = \sqrt{2PZ_0} \cos(\omega t) \quad (5 \cdot 1)$$

と与えられる。この RF 信号によって以下に示す静電気力が発生する。

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g_0^2} V_{sw}^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g_0^2} \{PZ_0(1 + \cos 2\omega t)\} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 A}{g_0^2} [V_{dc,rf}^2 + PZ_0 \cos 2\omega t] \quad (5 \cdot 2)$$

ここで、有効 DC 電圧を

$$V_{dc,rf} = \sqrt{PZ_0} \quad (5 \cdot 3)$$

とした。MEMS スイッチの機械可動部は式 (5・2) 最後の式の第二項に示される RF 周波数に追従することができないため、スイッチの機械的動作に働く静電気力は第一項の DC 成分だけとなる。

式 (5・3) に示すように、有効 DC 電圧は電力の平方根に比例する。有効 DC 電圧がスイッチのプルイン電圧よりも大きくなると、スイッチは駆動電圧がゼロであっても RF 信号により Down-state (スイッチオフ) へ遷移する。

#### (2) スイッチが Down-state (スイッチオフ) にある場合

スイッチが Down-state にあるときにはスイッチの静電容量  $C_d$  は数 pF 程度と大きいために、伝送線路のインピーダンスに与える影響を無視できない。このため、スイッチの反射による電圧-を考慮することが必要である。補遺 7B の式 (7・B・2) より、スイッチの位置における伝送線路の電圧振幅  $V_{sw}$  は、伝送線路の特性インピーダンスを  $Z_0$ 、入力信号源のパワーを  $P$  と置くと、

$$|V_{sw}| = \frac{|V^+|}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_d^2 Z_0^2}{4}}} \approx \frac{2|V^+|}{\omega C_d Z_0} = \frac{2\sqrt{2PZ_0}}{\omega C_d Z_0} \quad \text{for } \omega C_d Z_0 \gg 2, \quad (5 \cdot 4)$$

と与えられる。式 (5・4) に示す RF 信号によって発生する静電気力の中でスイッチに影響を与えるのは以下に示す有効 DC 電圧である。

$$V_{dc,rf} = \frac{2\sqrt{PZ_0}}{\omega C_d Z_0} \quad \text{for } \omega C_d Z_0 \gg 2 \quad (5 \cdot 5)$$

この電圧がスイッチのリリース電圧  $V_r$  よりも大きくなると、スイッチは駆動電圧をゼロにしても Up-state (スイッチオン) へ遷移せず、Down-state (スイッチオフ) を維持する。スイッチが Up-state に遷移しなくなる最小のパワーは

$$P_{d,rf} = \frac{V_r^2}{4Z_0} (\omega C_d Z_0)^2 \quad \text{for } \omega C_d Z_0 \gg 2 \quad (5 \cdot 6)$$

で与えられる。式(5・6)に示すように、スイッチが動作しなくなるパワーが周波数の 2 乗に比例することから、MEMS スイッチでは高周波になるほど大電力による有効 DC 電圧の吸引力が弱くなり、スイッチを伝送線路から切り離すことが容易になる。これは、キャパシタのインピーダンスが周波数が高くなるに従って減少するために、スイッチに印加される電圧が小さくなるためである。一方、スイッチ可動構造が電線線路から離れている場合には、大電力になるほど有効 DC 電圧による伝送線路への吸引力が強くなることから、伝送線路に接触するようになる。この結果、スイッチは駆動電圧に関係なくオンとオフの誤動作を繰り返すようになる (自己アクチュエーション)。

## ■10 群-8 編-7 章

### 7-6 まとめ

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

実用的な MEMS スイッチは、RF 信号による有効 DC 電圧や固体界面接着などに起因する可動-固定電極との付着を防ぐために十分に大きなばね復元力を持つ構造としなければならない。しかし、ばね定数の増大は一方で駆動電圧の増大につながる。今日の社会で普及する携帯情報端末では 2V 以下の低い電圧で動作することが要求されている。MEMS スイッチの駆動電圧を低減させるために、可動電極の共振現象を利用して低電圧化に成功した研究が報告されている<sup>8)</sup>。

可動電極が変位するとき、機械構造体固有の過渡応答が生じる<sup>9)</sup>。すなわち、可動電極がダウン状態に変位するとき、固定電極と衝突して定常状態に落ち着くまでにチャタリングと呼ぶ過渡応答が発生する。また、可動電極がアップ状態に変位するときには、可動電極のオーバッシュートと振動が生じる。これらの過渡応答はスイッチ切り替え時間を長くする原因となる。更に、可動-固定電極との機械衝突は機械構造体が損傷する原因となる。

MEMS スイッチは当初単結晶シリコンを使用して作製されたが、高周波回路との集積化を容易にするために金属から作製されることが多くなった。金メッキ技術を利用した例が数多く報告されている。また、可動-固定電極の間にごみや水分が侵入しないようにスイッチを密封したパッケージング技術が開発された。今日、100 億回の繰り返しに耐え、また 1W 以上の大きな RF 信号を切り替えることができるスイッチが実現している。

一方、半導体回路の進歩は依然として著しいスピードで進んでいるために、MEMS スイッチが実用化されるのが遅れている。半導体と MEMS スイッチの単体としての特性だけを比較するのではなく、システム構築のなかで作製容易さやコストなどの集積化要素を検討することにより、今後、MEMS スイッチを利用したシステムが創造されるだろうと期待する。

## ■10 群-8 編-7 章

### 補遺 7-A スイッチを接続したときの伝送線路の $S$ パラメータ

(執筆者：鈴木健一郎) [2018年9月 受領]

ここでは、インピーダンス  $Z$  (アドミタンス  $Y$ ) を持つ MEMS スイッチを伝送線路に直列あるいは並列に接続した場合の  $S$  パラメータを計算する方法を示す<sup>3)</sup>。

#### (1) 直列接続

図補 A・1(a)は特性インピーダンス  $Z_0$  の伝送線路にインピーダンス  $Z$  のスイッチが直列に接続されたものを示している。同図の  $V_{01}$  及び  $V_{02}$  は図の黒丸の位置の電圧を示しており、 $Z$  に入力する方向と  $Z$  から出ていく方向を持つそれぞれの波に対して+と-を右肩に添えて区別する。このとき、ポート 1 から見た入力インピーダンスは

$$Z_{in} = Z_0 + Z \quad (7\cdot A\cdot 1)$$

である。 $Z_0$  の伝送線路に  $Z_{in}$  の負荷が接続されたときに負荷の位置で発生する反射係数は、6 章 6-4 節式(4・5b)より

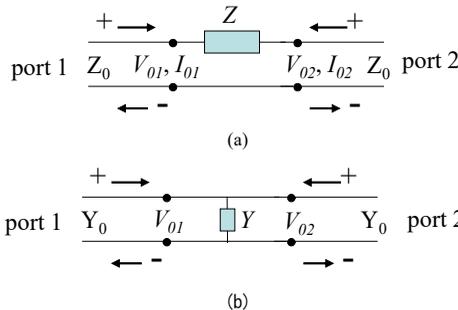
$$\Gamma = \frac{z_{in}-1}{z_{in}+1} = \frac{(z+1)-1}{(z+1)+1} = \frac{z}{z+2}, \quad z_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_0}, z = \frac{Z}{Z_0} \quad (7\cdot A\cdot 2)$$

と求まる。これより、以下の  $S$  パラメータが得られる。

$$S_{11} = \frac{V_{01}^-}{V_{01}^+} (V_{02}^+ = 0) = \Gamma = \frac{z}{z+2}, \quad z = \frac{Z}{Z_0} \quad (7\cdot A\cdot 3a)$$

$$S_{21} = \frac{V_{02}^-}{V_{01}^+} (V_{02}^+ = 0) = \frac{Z_0(V_{01}^+ + V_{01}^-)}{V_{01}^+} = \frac{1}{z+1} (1 + S_{11}) = \frac{2}{z+2} \quad (7\cdot A\cdot 3b)$$

式(7・A・3b)の第三式の分子は分圧の規則を用いて導いた。インピーダンス  $Z$  が実数の値を持たない場合、図補 A・1(a)は無損失回路となる。このとき、



図補 A・1 特性インピーダンス  $Z_0$  の伝送線路に直列及び並列にインピーダンスが接続した回路

$$|S_{11}| = \sqrt{1 - |S_{21}|^2} \quad (V_{02}^+ = 0) \quad (7\cdot A\cdot 4)$$

の関係が成り立つ。

## (2) 並列接続

次に、図補 A・1(b)に示すように、特性アドミッタンス  $Y_0$  の伝送線路にアドミッタンス  $Y$  を持つスイッチを並列に接続した回路を考える。このとき、ポート 1 からみた入力アドミッタンスは以下ようになる。

$$Y_{in} = Y_0 + Y \quad (7\cdot A\cdot 5)$$

$Y_0$  の伝送線路に  $Y_{in}$  の負荷が接続されたときには負荷の位置で生じる反射係数は 6 章 6-4 節式(4・5b)より

$$\Gamma = \frac{\frac{1}{y+1} - 1}{\frac{1}{y+1} + 1} = \frac{-y}{y+2}, \quad y = \frac{Y}{Y_0} \quad (7\cdot A\cdot 6)$$

となる。これより、以下の  $S$  パラメータが得られる。

$$S_{11} = \frac{V_{01}^-}{V_{01}^+} (V_{02}^+ = 0) = \Gamma = \frac{-y}{y+2}, \quad (7\cdot A\cdot 7)$$

$$S_{21} = \frac{V_{02}^-}{V_{01}^+} (V_{02}^+ = 0) = 1 + \Gamma = \frac{2}{y+2}$$

式(7・A・7)の第二式は、並列接続の接続点における以下の関係を利用して求めた。

$$V_{02}^- = V_{01}^+ + V_{01}^- \quad (V_{02}^+ = 0) \quad (7\cdot A\cdot 8)$$

## ■10 群-8 編-7 章

### 補遺 7-B 並列接続静電容量型スイッチを接続したときの伝送線路の RF 電圧

(執筆者：鈴木健一郎) [2018 年 9 月 受領]

伝送線路を搬送する電圧には、スイッチに入射する電圧  $V^+$  とスイッチから反射する電圧  $V^-$  の 2 つがある。伝送線路の電圧は、これら 2 つの電圧の和として求められる。

$Z_0$  の特性インピーダンスを持つ伝送線路に静電容量  $C$  を持つキャパシタを並列に接続するとき、図補 A・1(b) で  $Y = j\omega C$  とおいた回路となる。式(7・A・6)より、スイッチが接続される位置における電圧の反射係数が以下のように得られる。

$$\Gamma = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1} = \frac{-j\omega CZ_0}{j\omega CZ_0 + 2} \quad (7\cdot B\cdot 1)$$

したがって、スイッチの位置における伝送線路の電圧は

$$V_{sw} = V^+ + V^- = (1 + \Gamma)V^+ = \frac{2}{j\omega CZ_0 + 2} V^+ \quad (7\cdot B\cdot 2)$$

となる。

## ■7 章演習問題

- [7.1] 図 2・3 に示す 2 つの力の傾きが等しくなる条件から、式(2・3)及び式(2・4)を導け。
- [7.2] 可動構造が固定電極に接触している場合の 2 つの力のつり合いを考えて、式(2・5)を導け。
- [7.3] 図 3・8 に示す可動電極は、GND に接続されたばね (Bending Beam) によって RF 信号線の上 に支持されている。このため、図 3・10(a)に示す Up-state スイッチの等価回路は可動電極からなる短絡スタブ回路が RF 信号線に並列に接続されたものである。
- A) 短絡スタブの長さが  $l$  のとき 6 章 6-6 節式(6・1)に示す入力インピーダンスから図 3・10(a)の  $L$  が以下のように表されることを確かめよ。

$$L = \frac{Z_{stb}}{2\pi f} \tan(2\pi \frac{fl}{c}) \approx \frac{l}{c} Z_{stb}$$

ここで、 $c$  は光速、 $Z_{stb}$  はスタブの特性インピーダンスを示す。

B) 短絡スタブの長さ  $l$  を接点からばねが GND に接続する位置までの長さ (表 3・3 に示すばね長 + 可動電極幅/2) に相当すると考えて、 $L$  を求めよ。ただし、 $Z_{stb}$  を  $377 \Omega$  (電波インピーダンス) とする。

【答】 1.06 nH

C) 表 3・3 に示す導波路の寸法を使って、スリットがないときの RF 信号線と可動電極との間のキャパシタ ( $15 \times 430 \times 0.9 \mu\text{m}$ ) の静電容量  $C$  を求めよ。

【答】 63.5 fF

D) 図 3・10(a)に示す分岐回路の共振周波数を求めよ。

【答】 18.8 GHz ; シミュレーションでは 19 GHz

- [7.4] 式(7・A・3b)の右边を  $I_{01} - I_{01} = I_{02}$  の関係を用いて導け。ここに、 $I_{01}$ 、 $I_{02}$ は図 7・26(a)の黒丸の位置の電流を示しており、 $Z$ に入力する方向と  $Z$ から出ていく方向を持つそれぞれの波に対して+と-を右肩に添えて区別している。
- [7.5] 式(7・A・3)を使って無損失回路において式(7・A・4)が成り立つことを確かめよ。

## ■参考文献

- 1) P.D. Grant, M.W. Denhoff, and R.R. Mansour : "A comparison between RF MEMS switches and semiconductor switches," Proc. 2004 Int. Conf. on MEMS, NANO and Smart Sys. (ICMENS'04), pp.515-521, 2004.
- 2) S. Kasai, K. Suzuki, Y. Ota, and T. Ide : "An Electro-Staticly Driven MEMS Relay," Proc. of the 49th International Relay Conference (NARM 2001), Chicago, Apr. 2001.
- 3) P.R. Karmel, G.D. Colef, and R.L. Camisa : "Introduction to electromagnetic and microwave engineering," John Wiley & Sons, Inc., New York, p.577, p.595, 1998.
- 4) K. Suzuki, S. Chen, T. Marumoto, Y. Ara, and R. Iwata : "A micromachined RF microswitch applicable to phased-array antennas," Dig. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Anaheim, pp.1923-1926, 1999.
- 5) C.L. Goldsmith, Z. Yao, S. Eshelman, and D. Denniston : "Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches," IEEE Microwave and Guided Wave Lett. 8, no.8, pp.269-271, 1998.
- 6) S. Yamamoto, K. Maeda, and K. Suzuki : "Integrated MEMS Switch with a Submicron Narrow Gap," IEEE Transactions on Sensors and Micromachines, vol.131, no.11, pp.394-401, 2011.
- 7) B. Lakshminarayanan, D. Mercier, and G.M. Rebeiz : "High-Reliability Miniature RF-MEMS Switched Capacitors," IEEE Trans. on Microwave theory and techniques, vol.56, no.4, pp.971-981, 2008.
- 8) H. Izawa, Y. Komai, R. Kitamura, H. Tanigawa, T. Furutsuka, Y. Higo, and K. Suzuki : "Low-Driving-Voltage MEMS Switched-Capacitor Utilizing Resonant Phenomenon," Proceedings of the 4th Integrated MEMS

Symposium, Kitakyushu City, The Japan Society of Applied Physics, pp.50-55, Oct. 2012.

- 9) N. Higashinaka, H. Izawa, H. Tanigawa, T. Furutsuka, Y. Higo, and K. Suzuki : “Lifetime evaluation on low driving-voltage MEMS switches using dynamic excitation,” Proceedings of the 30th Sensor Symposium, Sendai, The Institute of Electrical Engineers of Japan, 5PM1-A-2, Nov. 5-7, 2013.