Ф.Ф. Колпаков, Н.Г. Борзяк, В.И. Кортунов

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА В РАДИОТЕХНИКЕ И СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

2006

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

Ф.Ф. Колпаков, Н.Г. Борзяк, В.И. Кортунов

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА В РАДИОТЕХНИКЕ И СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Учебное пособие

Харьков «ХАИ» 2006

УДК 621.39+621.38.049.77

Микроэлектромеханические устройства в радиотехнике и системах телекоммуникаций /Ф.Ф. Колпаков, Н.Г. Борзяк, В.И. Кортунов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 82 с.

Представлен систематизированный аналитический обзор основных современных зарубежных публикаций по тематике разработки и использования микроэлектромеханических устройств. Приведен обширный перечень базовых работ, а также изложен оригинальный материал по результатам научно-исследовательских работ, проведенных в «ХАИ».

Для студентов и специалистов электронных и радиотехнических специальностей.

Ил. 39. Табл. 16. Библиогр.: 61 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. П.Ф. Поляков,
д-р техн. наук, проф. Г.П. Кулемин

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», 2006 г.

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ И ТЕРМИНОВ

ВЧ – высокая частота;
ГУН – генератор, управляемый напряжением;
ИС – интегральная схема;
КИ – катушка индуктивности;
КР – кварцевый резонатор;
КУН – конденсатор, управляемый напряжением;
КЧМ – кварцевый частотный модулятор;
ОАВ – механический резонатор на объемных акустических волнах;
ПАВ – механический резонатор на поверхностных акустических волнах;
ПТ – полевой транзистор;
ПЧ – промежуточная частота;
РЧ – радиочастота;
УМЗ – управляемый межэлектродный зазор;
Q – добротность;
DR – динамический диапазон;
ESR – эквивалентное последовательное сопротивление;
MEMS – микроэлектромеханические системы.

ВВЕДЕНИЕ

Современные коммуникационные системы беспроводной связи, такие, как система сотовой телефонной связи GSM, WCDMA и другие, предъявляют высокие требования к добротности (Q), динамическому диапазону и уровню фазового шума радиочастотных многоканальных фильтров и управляемых напряжением генераторов (ГУН), уровню рабочих напряжений и мощностей, требуют внедрения новых функциональных возможностей, включающих в себя микроминиатюрные запоминающие устройства и микрофоны, на фоне общей тенденции микроминиатюризации, что влечет за собой поиск возможности реализации всего устройства на одном кристалле (on-chip). Возрастание величины Q – необходимое условие снижения уровня фазового шума ГУН, который обратно пропорционален Q_T^2 (где Q_T - обобщенная добротность резонатора), а также увеличения динамического диапазона фильтра, являющегося пропорциональным Q_T^2. Существующая полупроводниковая технология ИС не позволяет осуществить реализацию устройств, удовлетворяющих этим требованиям [1, 2]. Кроме того, варикапы, применяемые для подстройки частоты генераторов, значительно ухудшают отношение сигнал/шум из-за низкой Q и проявления самомодуляции, возникающей при изменении уровня мощности.

Для частотной селекции в подсистемах связи широко используются элементы, представляющие собой механический колебательный контур, такие, как кварцевые резонаторы (КР) и резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ), благодаря их высокой Q (порядка десятков тысяч) и стабильности частоты под воздействием температурных колебаний и старения. Большинство высокодобротных гетеродинных трансиверов, для выделения соответствующей частоты при фильтрации и генерации высокостабильных колебаний, содержат резонаторы ПАВ и механические резонаторы на объемных акустических волнах (ОАВ). В радиочастотном и микроволновом диапазонах находят применение керамические (диэлектрические) резонаторы и волноводные устройства. К тому же для настройки развязки ВЧ тракта и усилителя мощности необходимы катушки индуктивности (КИ) и переменные конденсаторы. Все вышеупомянутые резонаторы и дискретные элементы реализуются off-chip и, соответственно, зачастую занимают значительную часть общего пространства системы, требуя к тому же вспомогательных средств обеспечения их интеграции с электронной частью аппаратуры. В то же время основным и не-

отъемлемым направлением в развитии устройств коммуникации является миниатюризация и портативность. По этой причине все разработки направлены на миниатюризацию элементов, выполненных off-chip, или исключение их вообще.

В связи с этим в последние годы широкое развитие получила принципиально новая технология реализации микроэлектромеханических резонансных устройств, КИ, управляемых напряжением конденсаторов, коммутаторов с низким уровнем вносимых потерь и других устройств on-chip, которая к тому же совместима со стандартной технологией ИС – технологией микроэлектромеханических систем (MEMS) с использованием процесса интеграции на поликремниевой поверхности [2, 3].

Таким образом, фильтры, генераторы и устройства связи, выполняемые сейчас на off-chip-резонаторах и дискретных пассивных элементах, потенциально могут быть реализованы в микроразмере on-chip с помощью MEMS-технологии. Кроме того, одновременно с миниатюризацией применение MEMS-технологии открывает новые возможности в разработке аппаратуры связи, коренным образом изменяя ее архитектуру наряду с улучшением основных характеристик, таких, как Q, потребляемая мощность, уровень шумов, ширина полосы пропускания канала фильтрации.

Предлагаемое пособие представляет собой систематизированный аналитический обзор основных современных зарубежных публикаций по тематике разработки и использования микроэлектромеханических устройств и содержит обширный перечень базовых работ. В нем также представлен оригинальный материал по результатам научно-исследовательских работ, проводимых в Национальном аэрокосмическом университете «ХАИ».

Авторы полагают, что данное пособие не только расширит технический кругозор студентов и специалистов в области передовых микротехнологий, но и окажется полезным при выполнении как учебных, так и практических проектов.

1. MEMS-ТЕХНОЛОГИЯ: ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ

1.1. MEMS-технология и ее средства

Основной особенностью устройств MEMS является то, что они совмещают в себе электронную и механическую части. Условно MEMS для радиотехнических и телекоммуникационных систем подразделяются на сенсоры (микродатчики) и актюаторы (устройства

микроперемещений). Разработка кремниевых микродатчиков часто требует реализации микромеханических частей. Эти части производились путем травления областей в кремниевой пластине для получения требуемой геометрии. Термин «объемная микрообработка» стал использоваться начиная с 1982 года для обозначения механического назначения производимого устройства. В 1985 году с применением технологии жертвенного слоя при микрообработке появилась концепция поверхностной микрообработки, обозначающая тот факт, что кремниевая заготовка первично используется как механическая основа, на которой строятся микромеханические элементы. До 1987 года кремниевая микрообработка применялась для производства множества микромеханических структур, таких, как кремниевые диафрагмы в монокремнии или на пленках, нанесенных на кремниевую подложку. Эти микроструктуры имели ограниченные возможности в движении и ограничивались малыми деформациями, а также были физически закреплены на подложке. С 1987 по 1988 гг. поворотной точкой в данной области стала демонстрация интегрированных технологий производства микромеханизмов на кремнии: появилась возможность реализации механических частей, способных совершать движение и иметь, по крайней мере, одну степень свободы.

Таким образом, с помощью технологии ИС стало возможным интегрировать механическую систему с электронной для реализации MEMS с замкнутой петлей управления.

Производство MEMS базируется на таких технологических процессах, как MUMP с разрешающей способностью по толщине 0,75 мкм [4], BiCMOS с разрешением 0,5 мкм [1], EFAB с разрешением 0,2 мкм [5], LDRD с разрешением 0,05 мкм [6]. Эти технологии развивались и в настоящее время активно применяются ведущими мировыми фирмами Portescap (Швейцария), Mavilor (Испания), American Technical Ceramics (США), MEMSCAP (Германия), ГУ НПК Технологический центр МИЭТ (Россия). Доступность практической реализации MEMS иллюстрирует табл. 1.1 [7].

В MEMS-технологии выделяют три основных направления: объемная микрообработка, поверхностная микрообработка и формовочная технология, включающая в себя наряду с классической гальванической технологией HEXSIL- и LIGA-процессы [3, 8]. Объемная микрообработка заключается в анизотропном травлении кремния независимо от ориентации кристалла и реактива для глубокого реактивного ионного травления (DRIE-реактива) и позволяет выполнять устройства травлением с высоким коэффициентом и очень хорошей анизотропией (более 99 %). Поверхностная обработка в качестве рабочего материала использует кремний, а в качестве материала для

вспомогательного слоя – оксид кремния; реализация устройства осуществляется травлением (с использованием растворов или плазмы) по шаблону, выполненному по стандартным процессам фотолитографии. HEXSIL-технология (разработана UC Berkeley) включает в себя процессы осаждения химически испаряемого материала при низком давлении и травления кристалла кремния DRIE-реактивами. LIGA-технология (разработана Forschungszentrum Karlsruhe, Германия) представляет собой рентгенолитографию с электронапылением металлов (Au, Cu, Ni, NiFe и др.) на вытравленные участки структуры [8].

Таблица 1.1

Цена единичного производства прототипа устройства

Фирма	Технология	Цена
AMS (Austria Microsistems)	0,8 CMOS CYE	200 EURO/mm^2
	0,8 BiCMOS BYE	400 EURO/mm^2
	0,8 SiGe BYS	550 EURO/mm^2
	0,6 BiCMOS BUE	460 EURO/mm^2
	0,35 CMOS CSD	490 EURO/mm^2
STMicroelectronics	0,25 CMOS HCMOS 7	460 EURO/mm^2
PML	0,2 HEMT GaAs ED02AH	900 EURO/mm^2
MCNC	MUMPs	3900 EURO/mm^2

Развитие и активное применение MEMS повлекли за собой разработку ряда прикладных пакетов проектирования: MEMS Design Challenge [5], CoventorWare [9], Corning IntelliSence [9], CoSolve-EM [10], Tanner Tools MEMS Pro фирмы Tanner Research, Sc-Smash фирмы Dolphin [11] и др. Одной из передовых САПР MEMS является интегральная среда проектирования микросистем MEMSCAP фирмы Mentor Graphics, предлагающая полный набор проектных решений в области аналоговых и смешанных схем [11].

1.2. Достижения MEMS-технологии

На сегодня с помощью MEMS-технологии разработаны:

- управляемые высокодобротные микроконденсаторы с добротностью на частотах единицы – десятки мегагерц несколько тысяч, а на частотах микроволнового диапазона - несколько сотен (например, Q=500 на частоте 2 ГГЦ [13]), геометрические размеры которых не превышают (100…500) мкм на сторону при величине зазора (0,75…5,5) мкм, диапазон управляющих напряжений – (3…10) В, наработка на отказ - не менее 10^9 циклов [1, 13 - 18];

- объемные катушки индуктивности с Q>10 на частоте до нескольких гигагерц [19 - 22];

- электромеханические резонаторы, работающие в диапазоне частот (8…1800) МГц и имеющие добротность 20000…3000 соответственно [23 - 33];

- фильтры радиочастотные и промежуточной частоты, узкополосные, многозвенные, коммутируемые, потери которых не превышают 0,2 дБ; смесители–фильтры (конструктивно объединенные) с суммарным уровнем шума не хуже 3,7 дБ;

- управляемые напряжением генераторы (VCO) [25, 34, 35];

- коммутаторы постоянного и переменного тока с частотой коммутации несколько мегагерц, с коммутируемой мощностью до (0,5…2) Вт и вносимыми потерями - 0,1 дБ, частотой коммутируемого сигнала до 60 ГГц, обладающие исключительной линейностью (на частоте 2 ГГц $IIP3 = 66$ дБм) [36 - 41];

- антенны и антенные матрицы [34, 42];

- линии с распределенными параметрами [3, 43];

- микроминиатюрные запоминающие устройства [44 - 46];

- микрофоны [44 - 46];

- управляемые микрозеркала [44 - 46];

- камеры и дисплеи, выполненные на управляемых микрозеркалах, микролинзах и микросканерах [2];

- анемометры [47];

- сенсоры ускорения [48], движения, изменения химического состава, электрического поля, давления, уровня и состава жидкости и многие другие [49];

- линии задержки реального времени [50];

- фазосдвигатели [51].

1.3. Устройства микроперемещений на базе технологии MEMS

В настоящее время разработаны MEMS с различными типами устройств микроперемещений (actuators – актюаторов): электростатическим, пьезоэлектрическим, магнитным, биметаллическим (с применением металлического сплава с эффектом запоминания формы) и термическим [3, 12].

Принцип пьезоэлектрического управления заключается в том, что под действием приложенного напряжения изменяются размеры структуры, термическое управление достигается за счет того, что благодаря изменению температуры происходят нагрев и расширение материала структуры, а электростатическое и магнитное – в результате влияния, соответственно, электрического и наведенного магнит-

ного полей. Принцип преобразования биметаллическим способом заключается в использовании материалов, способных после их деформации при низкой температуре восстанавливать свою первоначальную форму при нагреве.

Однако наиболее освоенными и перспективными являются MEMS с электростатическим управлением, потому что технология их изготовления хорошо совместима со стандартной ИС-технологией [3].

2. УПРАВЛЯЕМЫЕ НАПРЯЖЕНИЕМ ВЫСОКОДОБРОТНЫЕ MEMS-КОНДЕНСАТОРЫ (MEMS-КУН)

Супергетеродинные беспроводные трансиверы обычно состоят из большого количества высокодобротных компонентов, которые не могут быть выполнены на кристалле (off-chip). Применение MEMS-технологии принципиально меняет конструирование трансивера, позволяя выполнить его на одном кристалле, включая пассивные подстроечные элементы, высокоимпедансные дроссели, резонаторы, фильтры, а также элементы коммутации. В этом разделе описаны характерные MEMS-компоненты, позволяющие не только значительно миниатюризировать устройство, но и улучшить его основные характеристики.

MEMS-технология обеспечивает реализацию микроэлектромеханических переменных КУН с Q, более высокой, чем в устройствах, выполненных на p-n-переходе [1]. Помимо возможности их on-chip исполнения в отличие от варикапов им не присуще явление самомодуляции по радиочастоте, так как их механические резонансные частоты не превышают (100…150) кГц, что существенно ниже рабочих частот. Проявление же самомодуляции, вызванной изменением уровня мощности, как показано в работе [52], заметно лишь при $P_{RF} = 3{,}9$ Вт. Следовательно, MEMS-КУН могут работать при амплитудах ВЧ сигналов порядка (300…500) мВ, благодаря чему их использование в управляемых автогенераторах позволяет улучшить отношение сигнал/шум.

Основные параметры MEMS-КУН представлены в табл. 2.3 и 2.4.

По принципу работы MEMS-КУН можно разделить на КУН с электростатическим управлением и КУН с электротермоуправлением. В настоящее время предпочтение отдается электростатическому управлению по ряду причин, которые будут обозначены ниже.

По конструктивному признаку MEMS-КУН можно разделить на такие:

- КУН с сердечником из диэлектрика;

- КУН с перпендикулярным движением электродов, причем в данном случае можно выделить двух- и трехэлектродные устройства;
- КУН с боковым движением параллельных электродов в форме гребня (фрагмент устройства приведен на рис. 2.1) [3].

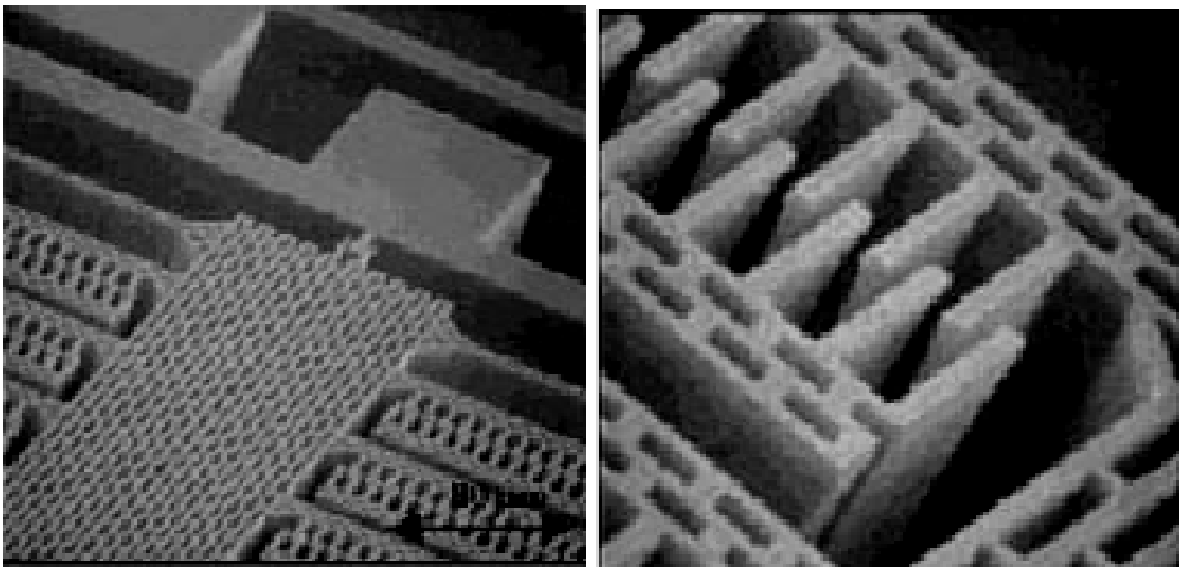


Рис. 2.1. Фрагмент MEMS-КУН с гребневой структурой

2.1. MEMS-КУН с электростатическим управлением

2.1.1. Двухэлектродный МЕМ-КУН с перпендикулярным движением электродов

Конструкция, функциональная модель и градуировочная характеристика простейшего двухэлектродного MEMS-КУН с электростатическим управлением представлена в работе [1] и приведена на рис. 2.2. Нижний электрод устройства механически закреплен на кремниевой подложке и выполнен из поликремния Poly1 с удельным сопротивлением ρ=10 Ом/□, верхний – подвешен над нижним с помощью закрепленного подвеса, обладающего механической упругостью, и технологически выполнен из поликремния Poly2 (ρ=20 Ом/□), покрытого слоем золота с ρ=0,06 Ом/□ для минимизации удельного сопротивления электрода.

При возникновении разности потенциалов между электродами возникает электростатическая сила, вынуждающая подвешенный электрод притягиваться в направлении к нижнему до наступления равновесия между электростатической силой и механической силой упругости подвеса.

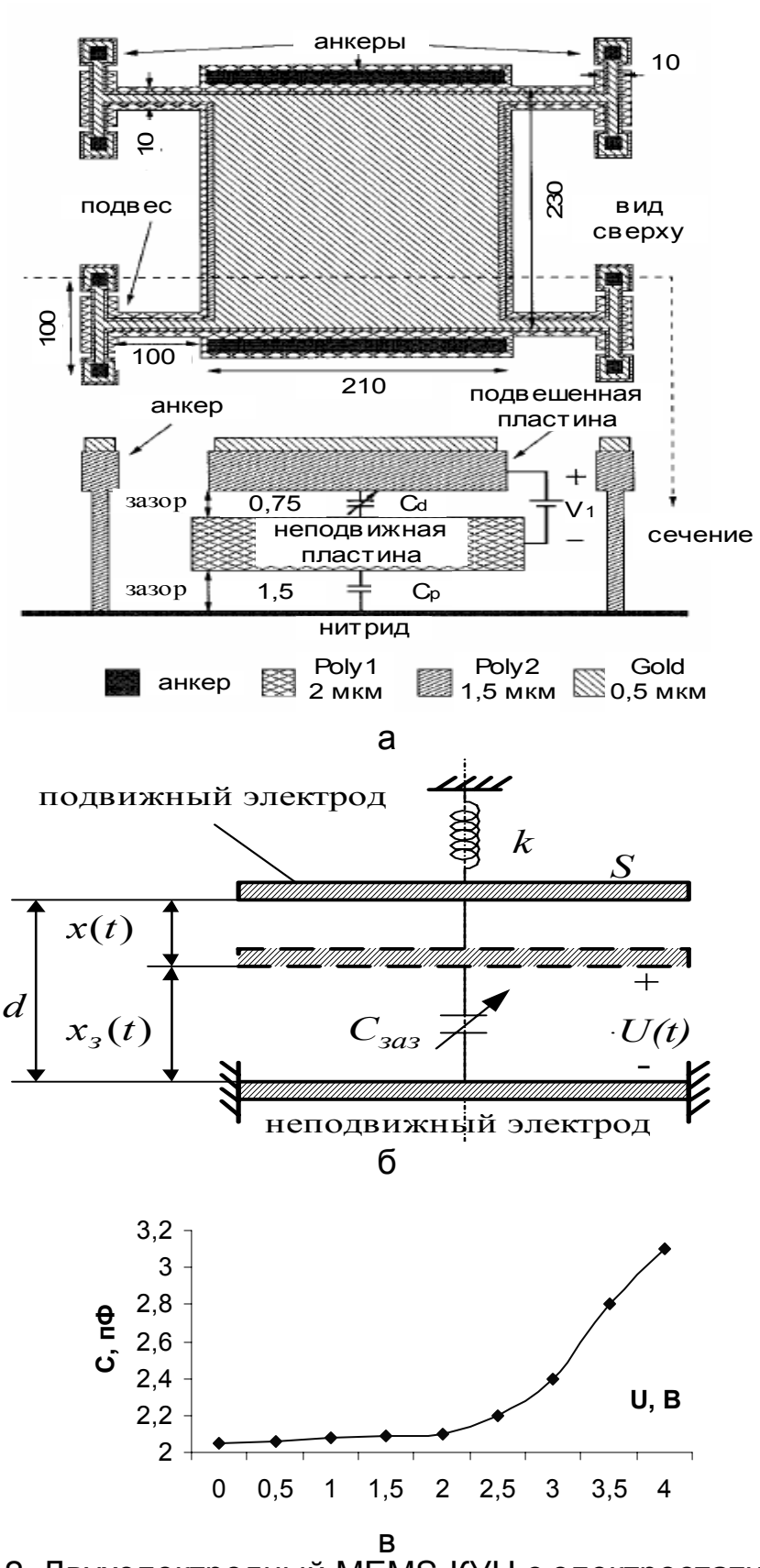


Рис. 2.2. Двухэлектродный MEMS-КУН с электростатическим управлением: а – конструкция (размеры приведены в микронах); б - функциональная модель; в - градуировочная характеристика

Состояние равновесия может быть описано следующим уравнением:

$$kx = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC_{заз}}{dx} \cdot U^2 = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon \cdot S \cdot U^2}{(d+x)^2}, \qquad (2.1)$$

где k – коэффициент упругости подвеса; U – управляющее напряжение; S – площадь электрода; d – зазор между электродами в момент отсутствия разности потенциалов; ε – диэлектрическая постоянная среды.

Условие равновесия выполняется только тогда, когда величина воздушного зазора между электродами составляет 2/3 величины зазора в исходном состоянии. Если электростатическая сила будет больше силы упругости, между электродами может образоваться контакт (явление «слипания» электродов). Таким образом, теоретически максимальный диапазон изменения емкости ограничивается 50 % из-за явления «слипания» электродов. Однако на практике диапазон перестройки часто занижен из-за технологических паразитных емкостей.

Ток через проектируемый КУН может быть рассчитан по формуле

$$i(t) = C_{заз}(t) \cdot \frac{dU(t)}{dt} + U(t) \cdot \frac{dC_{заз}(t)}{dt}. \qquad (2.2)$$

Эквивалентная электрическая добротность КУН определяется выражением

$$\frac{Q+1}{Q-1} = \frac{\sin\left(\sqrt{2w\tau}\right) + 2\cosh\left(\sqrt{\frac{w\tau}{2}}\right)\sin\left(\sqrt{\frac{w\tau}{2}}\right)}{\sinh\left(\sqrt{2w\tau}\right) + 2\sinh\left(\sqrt{\frac{w\tau}{2}}\right)\cos\left(\sqrt{\frac{w\tau}{2}}\right)}, \qquad (2.3)$$

где $\tau = R_p C$; R_p - сопротивление неподвижного электрода КУН, выполненного из поликремния Poly1 (толщина пленки 2 мкм, поверхностное сопротивление 10 Ом/□); C - расчетная емкость КУН.

Величина добротности Q ограничивается, таким образом, активным сопротивлением нижнего электрода, что вызвано конструктивными особенностями. Устранение этого ограничения позволит существенно повысить добротность прибора.

Реализованное устройство характеризовалось следующими параметрами: величина воздушного зазора h=0,75 мкм, площадь элек-

тродов – 210×230 мкм; коэффициент упругости подвеса – 37,2 Н/м; масса подвешенного электрода – 0,6 мкг; частота механического резонанса – 39 кГц; Q=20 на 1 ГГц и Q=11,6 на 2 ГГц; средняя номинальная емкость $c_{ном}$ (по 14 КУН) составила 1,98 пФ при девиации 0,14 пФ; диапазон изменения емкости – (1,5:1)$c_{ном}$ при управляющих напряжениях до 4 В. Частота механического резонанса MEMS-КУН должна быть значительно ниже, чем частота электрического сигнала, в противном случае она может накладываться на основной сигнал так же, как фазовый шум.

2.1.2. Анализ устойчивости движения подвижного электрода электростатического преобразователя [53]

Теоретические предпосылки. Электростатический преобразователь (см. рис. 2.2, б) фактически представляет собой двухэлектродный MEMS-КУН с перпендикулярным движением электродов.

Рассмотрим работу электростатического преобразователя как одного из самых распространенных и перспективных электромеханических преобразователей, применяемых при конструировании MEMS, основываясь на концепции А.А. Харкевича [54]. Согласно этой концепции любой преобразователь физической величины, для которого справедливы закон сохранения энергии и принцип обратимости, может быть представлен как n-полюсник со сторонами, в общем случае разной физической природы, осуществляющий преобразование одного вида энергии в энергию другого вида. Система характеризуется обобщенными силами $\varphi_i\left(i=\overline{1,n}\right)$, перемещениями $x_j\left(j=\overline{1,m}\right)$ и скоростями $\dot{x}_j\left(j=\overline{1,m}\right)$, а также рядом иных обобщенных констант m_{ij}, r_{ij}, k_{ij}, имеющих смысл обобщенной массы сопротивления и упругости соответственно и определяющих энергетическое состояние системы.

Внутренняя энергия системы

$$W_{\Sigma}=W_K+W_{\Pi}+W_T, \tag{2.4}$$

где $W_K\left(\dot{x}_j\right)$ - кинетическая энергия системы;

$W_{\Pi}\left(x_j\right)$ - потенциальная энергия системы;

$W_T\left(\dot{x}_j\right)=2\int\Phi dt$ - энергия рассеивания;

$\Phi\left(\dot{x}_j\right)$ - функция рассеивания.

Следует отметить, что в отличие от выражаемой квадратичной формой перемещений потенциальной энергии системы кинетическая энергия W_K, функция рассеивания Φ и, как следствие, энергия рассеивания W_T выражаются квадратичными формами обобщенных скоростей, представляющих собой производные по времени от соответствующих перемещений:

$$\dot{x}_i \equiv \frac{dx_i}{dt}. \tag{2.5}$$

Полная внешняя сила, обусловленная реакциями системы,

$$\varphi_i = \varphi(K)_i + \varphi(\Pi)_i + \varphi(T)_i = \frac{d}{dt}\left(\frac{dW_K}{d\dot{x}_j}\right) + \frac{dW_\Pi}{dx_j} + \frac{d\Phi}{d\dot{x}_j}, \tag{2.6}$$

или

$$\varphi_i = \sum_{j=1}^{n} \xi_{ij} x_j, \tag{2.7}$$

где $\xi_{ij} = p^2 m_{ij} + p r_{ij} + k_{ij}$, $p \equiv d/dt$ - операторный полином;

m_{ij}, r_{ij}, k_{ij} - константы, имеющие размерность массы, механического сопротивления и упругости соответственно, причем в силу теории взаимности $m_{ij} = m_{ji}$, $r_{ij} = r_{ji}$, $k_{ij} = k_{ji}$.

Рассматривая $\Phi = \{\varphi_i\}_{i=1}^{n}$ как вектор обратимо действующих факторов (напряженность электрического поля, температура, влажность и т.д.), образующий входной базис преобразователя, и формируя вектор $X = \{x_j\}_{j=1}^{n}$ выходного базиса (перемещение, резонансная частота, амплитуда колебания и т.д.), получаем возможность идентифицировать основные дестабилизирующие факторы [54]. Это обеспечивает возможность снижения их влияния путем статирования или применением схем компенсации.

Анализ устойчивости работы преобразователя. В анализируемой системе (см. рис. 2.2, б) учитываем только две обобщенные силы – электрического притяжения и упругости, а выходной базис рассматриваем как скалярный, принимая во внимание лишь механическое перемещение подвижного электрода x. Уравнение движения при этом получим из (2.6) в виде

$$m\frac{d^2x(t)}{dt^2} + r\frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = \frac{1}{2}\frac{dC_{заз}(t)}{dx}U^2(t), \tag{2.8}$$

где $C_{заз}$ - емкость преобразователя;

U - управляющее напряжение;

x – величина хода подвижного электрода КУН.

Левая часть выражения (2.8) характеризует механическую сторону преобразователя, а правая – электрическую сторону.

В целях упрощения анализа системы ограничимся рассмотрением статического режима работы преобразователя, для чего примем $t = t_0$. В этом случае силы, действующие на подвижный электрод, определяются следующим образом:

$$f(x,U) = -kx + \frac{1}{2}\frac{dC_{заз}}{dx}U^2, \tag{2.9}$$

$$C_{заз} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{x_з}, \tag{2.10}$$

где ε - диэлектрическая проницаемость среды между электродами; $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; S - площадь электрода КУН; $x_з$ - текущая величина зазора между электродами КУН; k - коэффициент упругости подвеса.

Принимая во внимание, что величина зазора между электродами КУН $d = x + x_з$, с учетом (2.10) выражение (2.9) принимает вид

$$f(x,U) = -kx + \frac{1}{2}\frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{(d-x)^2}U^2 = k\left(-x + \frac{1}{2k}\frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{(d-x)^2}U^2\right). \tag{2.11}$$

Введем параметр $\lambda = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{2k}U^2$. В этом случае уравнение, связывающее параметр λ и координату положения равновесия x, можно записать как

$$f(x,\lambda) \equiv k\left(-x + \frac{\lambda}{(d-x)^2}\right) = 0 \tag{2.12}$$

или

$$x^3 - 2dx^2 + d^2x - \lambda = 0. \tag{2.13}$$

Полученное кубическое уравнение (2.13) в зависимости от значения параметра λ может иметь от одного до трех действительных корней, что, в свою очередь, приводит к неоднозначности определения положения равновесия x системы. Зависимость положения равновесия системы от параметра отображается бифуркационной диа-

граммой (рис. 2.3) – кривой $f(x,\lambda)=0$, построенной в плоскости λ, x [56].

Определим положения точек бифуркации и соответствующие им значения параметра λ.

Согласно работе [56] точки кривой $f(x,\lambda)=0$, для которых $f_x^{'}(x,\lambda)=0$, являются точками бифуркаций, а соответствующие значения параметра λ- бифуркационными значениями. Продифференцировав (2.13) по x, получим

$$f_x^{'}(x,\lambda)=3x^2-4dx+d^2=0. \qquad (2.14)$$

Квадратное уравнение (2.14) имеет два корня:

$$x_1=d, \qquad x_2=d/3. \qquad (2.15)$$

Таким образом, приведенная на рис. 2.3 бифуркационная кривая имеет две точки бифуркации (А и В).

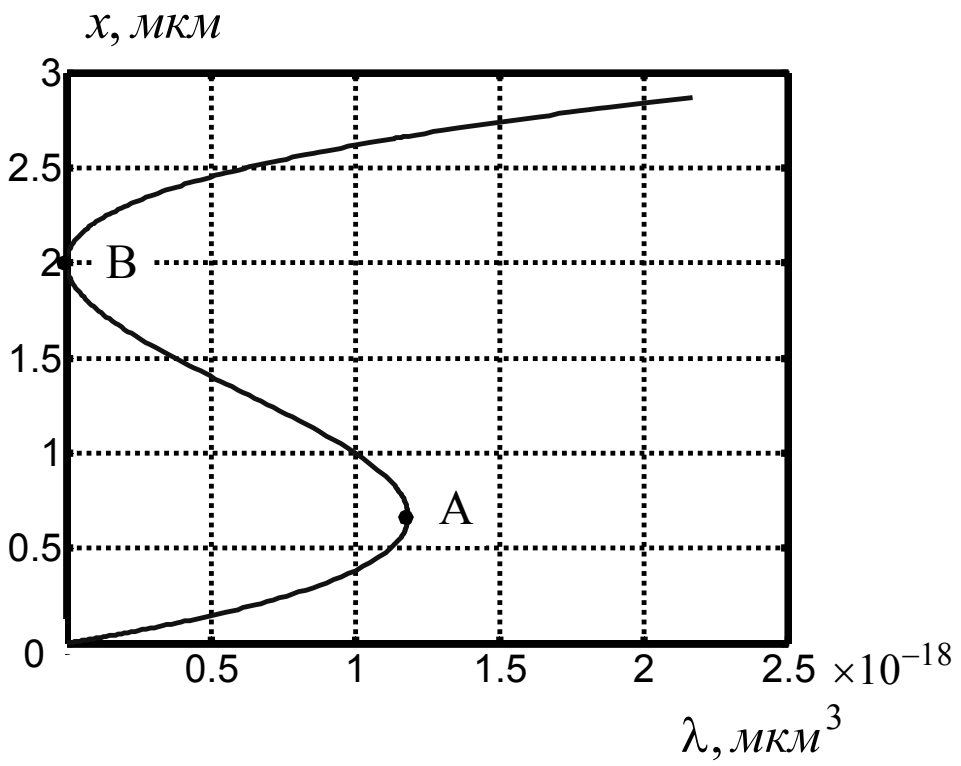


Рис. 2.3. Бифуркационная диаграмма ($k=13$ Н/м, $S=$ (210x230) мкм^2, d = 2 мкм)

Для нахождения значащего корня уравнения (2.13) и в целях аналитического построения модуляционной характеристики представим это уравнение в канонической форме:

$$ax^3+bx^2+cx+d=0. \qquad (2.16)$$

Вводя в (2.16) замену переменной

$$y = x + \frac{b}{3a}, \tag{2.17}$$

приходим к уравнению Кардано [57]:

$$y^3 + 3py + 2q = 0, \tag{2.18}$$

где

$$2q = \frac{2b^2}{27a^2} - \frac{bc}{3a^2} + \frac{d}{a}; \qquad 3p = \frac{3ac - b^2}{3a^2}. \tag{2.19}$$

Число действительных корней уравнения определяется знаком дискриминанта

$$D = q^2 + p^3. \tag{2.20}$$

Если $D > 0$, то уравнение имеет одно действительное решение и два мнимых.

Если $D < 0$, то уравнение имеет три решения (три действительных различных корня).

Если $D = 0$, то при $p = q = 0$ уравнение имеет три нулевых корня, при $p^3 = -q^2 \neq 0$ из трех действительных корней два совпадают.

В общем случае решением уравнения (2.18) являются корни

$$y_1 = -\frac{p}{\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} + \left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}, \tag{2.21}$$

$$y_2 = \frac{\left(1 + i\sqrt{3}\right)p}{2\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}\left(1 - i\sqrt{3}\right)\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}, \tag{2.22}$$

$$y_3 = \frac{\left(1 - i\sqrt{3}\right)p}{2\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}\left(1 + i\sqrt{3}\right)\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}. \tag{2.23}$$

В нашем случае, решая уравнение (2.13) по методу Кардано, производим замену:

$$y = x - \frac{2d}{3}, \tag{2.24}$$

а в уравнение (2.18) вводим

$$p = -\frac{d^2}{9}, \qquad q = \frac{d^3}{27} - \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{4k} U^2. \tag{2.25}$$

Дискриминант (2.20) при этом преобразуется к виду

$$D = q^2 + p^3 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{2k} U^2 \left(\frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{8k} U^2 - \frac{d^3}{27} \right). \tag{2.26}$$

В качестве критерия выбора правильного корня уравнения введем дополнительное условие

$$x\big|_{U=0} = 0. \tag{2.27}$$

При отсутствии управляющего напряжения U найденные корни (2.21) - (2.23) уравнения (2.13) принимают следующие значения: $y_1 = -2d/3$, $y_2 = d/3$, $y_3 = d/3$. Следовательно, только первый корень y_1 с учетом (2.24) удовлетворяет условию (2.27), т.е. $x_1 = 0$.

Таким образом, учитывая (2.24), представим корень (2.21) уравнения (2.18) в терминах (2.13):

$$x = \frac{1}{3}\left[2d - 1{,}6\frac{d^2 k}{A} - 0{,}63\frac{A}{k} \right], \tag{2.28}$$

где

$$A = \left(4d^3k^3 - 27\varepsilon\varepsilon_0 S k^2 U^2 + 5{,}2\sqrt{-8d^3\varepsilon\varepsilon_0 S k^5 U^2 + 27\varepsilon^2\varepsilon_0^2 S^2 k^4 U^4} \right)^{1/3}.$$

В силу (2.26) при $D = 0$ система теряет устойчивость, что проявляется в образовании двух совпадающих вещественных корней ($x_1 = x_2 = d/3$). Бифуркационное значение управляющего напряжения имеет при этом значение

$$U_б = \sqrt{\frac{d^3}{27}\frac{8k}{\varepsilon\varepsilon_0 S}}, \tag{2.29}$$

и, соответственно, бифуркационный параметр принимает значение

$$\lambda = \frac{4d^3}{27}. \tag{2.30}$$

Физически это означает, что при модулирующем $U \geq U_б$ подвижный электрод модулятора войдет в соприкосновение с неподвижным (точка бифуркации В), так как механическая сила упругости будет не в состоянии скомпенсировать действие электростатической.

Из выражений (2.28) и (2.29) следует, что максимальная величина перемещения подвижного электрода $x_{\max} = d/3$, а значит, потенциальная величина изменения управляемой емкости зазора частотного модулятора такой конструкции составляет $\left(\Delta C / C\right)_{\max} = 0{,}5$, что во многих практических задачах вполне приемлемо.

Проведенный анализ позволяет построить основные расчетные зависимости для электростатического преобразователя, в частности, зависимость $U_б$ от величины d, и теоретическую модуляционную характеристику $C_{заз}(U)$.

Пример расчета зависимости $U_б$ от величины d и теоретической модуляционной характеристики $C_{заз}(U)$. В качестве примера выполним соответствующие расчеты для электростатических преобразователей с известными параметрами [1, 18]. В качестве материала для изготовления различного рода микромеханических систем используются поликремниевые вещества, как правило, трех видов – Poly0, Poly1 и Poly2, имеющие ряд стандартных коэффициентов упругости: $k_1 = 13$ Н/м, $k_2 = 37$ Н/м, $k_3 = 122$ Н/м. Величина начального зазора d, определяющая при прочих равных условиях емкость преобразователя, варьируется в пределах (0,75…5,5) мкм, из них обычно используются значения $d_1 = 0{,}75$ мкм и $d_2 = 2$ мкм.

Упругие свойства материала и геометрия конструкции преобразователя в соответствии с (2.29) определяют предельно допустимое управляющее напряжение $U_б$, которое может достигать нескольких сотен вольт, и номинальную емкость преобразователя. Практический интерес вызывает диапазон управляющих напряжений, величина которых не превышает 10 В, а зачастую – 5 В (рис. 2.4, табл. 2.1), что позволяет использовать преобразователи данного типа в современных микроэлектронных устройствах.

Параметры преобразователя и ограничение по величине $U_{упр}$ соответствующим образом влияют и на диапазон значений емкости $C_{заз}$ (рис. 2.5, табл. 2.2).

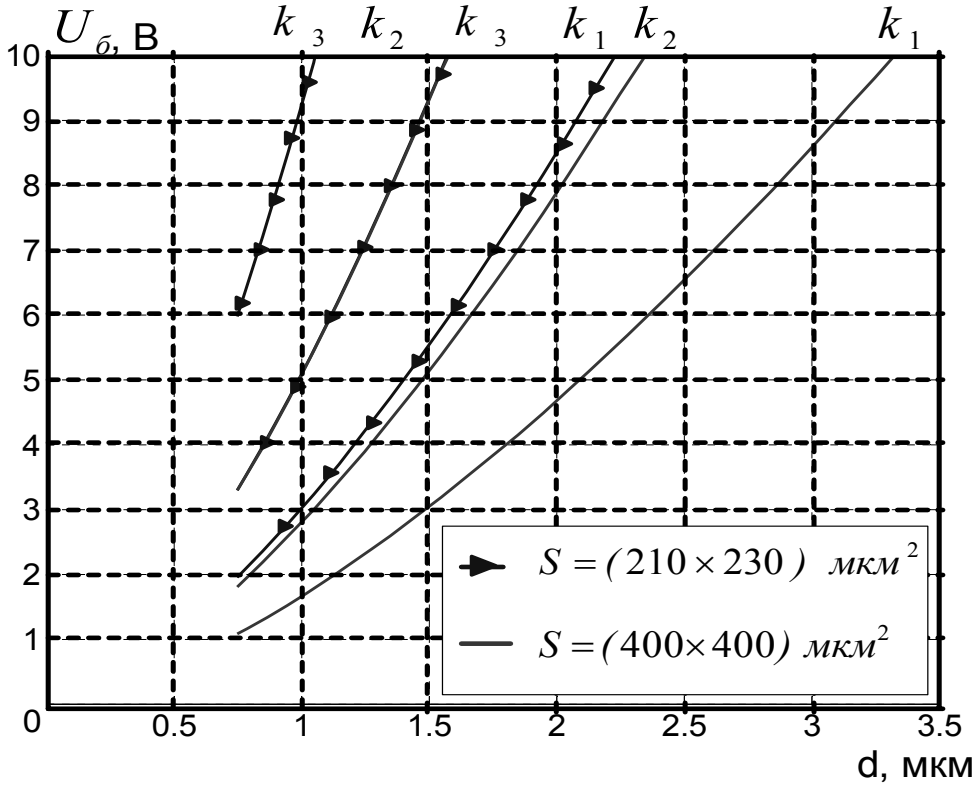


Рис. 2.4. Взаимосвязь бифуркационных значений $U_б$ и конструктивных параметров преобразователя ($U_б \le 10$ В, $k_1 = 13$ Н/м, $k_2 = 37$ Н/м, $k_3 = 122$ Н/м)

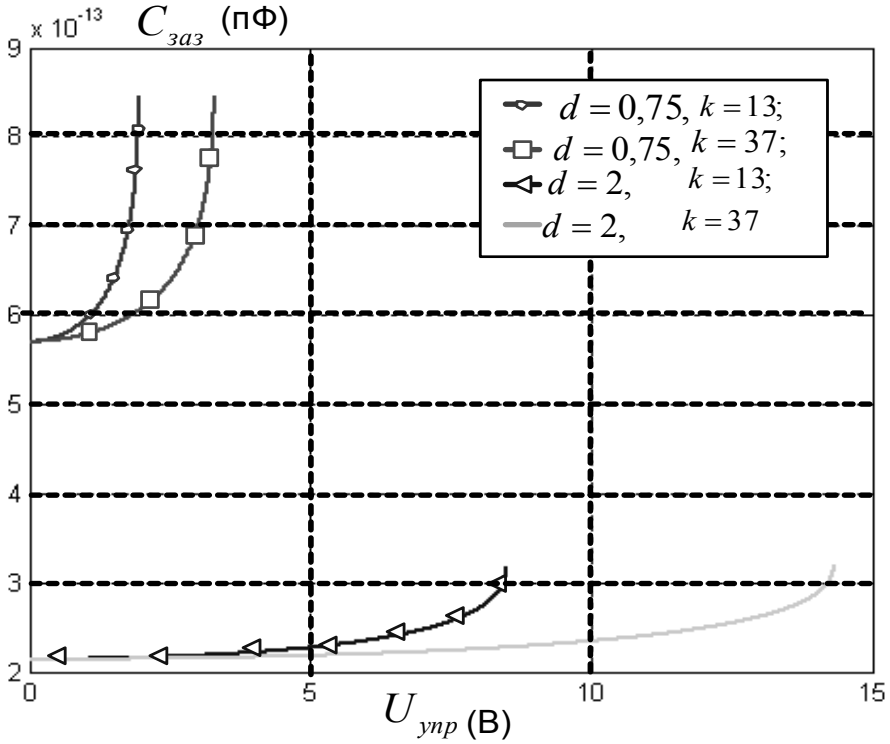


Рис. 2.5. Зависимость $C_{заз}$ от $U_{упр}$ для $S = (210 \times 230)$ мкм^2

Таблица 2.1

Взаимосвязь бифуркационных значений $U_б$ и конструктивных параметров преобразователя

x, мкм	x, мкм	$U_б$, В					
		$S = (210 \times 230)$ мкм^2			$S = (400 \times 400)$ мкм^2		
		k, Н/м			k, Н/м		
		13	37	122	13	37	122
0,75	0,25	1,9	3,3	5,7	1,1	1,8	3,3
1,0	0,33	3,00	5,0	9,2	1,6	2,8	5,1
1,5	0,5	5,5	9,3	16,9	3,0	5,1	9,3
2,0	0,66	8,5	14,3	26,0	4,7	7,9	14,3
2,5	0,83	11,9	20,0	36,3	6,5	11,0	19,9
3,0	1,0	15,6	26,3	47,8	8,6	14,4	26,2
3,5	1,16	19,6	33,1	60,2	10,8	18,2	33,1
4,0	1,33	24,0	40,5	73,5	13,2	22,2	40,4
4,5	1,5	28,6	48,3	87,7	15,8	26,5	48,2
5,0	1,66	33,5	56,6	102,7	18,4	31,1	56,5
5,5	1,83	38,7	65,3	118,6	21,3	35,9	64,3

Таблица 2.2

Зависимость $C_{заз}$ от параметров преобразователя

Начальный зазор d, мкм	0,75			2,0		
Размер, мкм	210x230	295x295	400x400	210x230	295x295	400x400
Расчетная емкость $(U = 0)$, пФ	0,57	1,02	1,89	0,21	0,38	0,7
Изменение емкости, пФ	0,28	0,51	0,94	0,1	0,19	0,35

Анализ приведенных данных позволяет производить рациональный выбор параметров электростатических преобразователей, таких, как площадь подвижного электрода S и жесткость подвеса k, в зависимости от требуемого диапазона изменения емкости и допустимых значений управляющего напряжения.

Таким образом, **к достоинствам** электростатического преобразователя можно отнести:

- простоту и возможность микроэлектронного исполнения по MEMS-технологии;
- малые значения управляющих напряжений ($U_{\max} = 5...10$ В), что позволяет исключить необходимость в использовании дополнительных источников питания или преобразователей DC-DC;

к недостаткам:

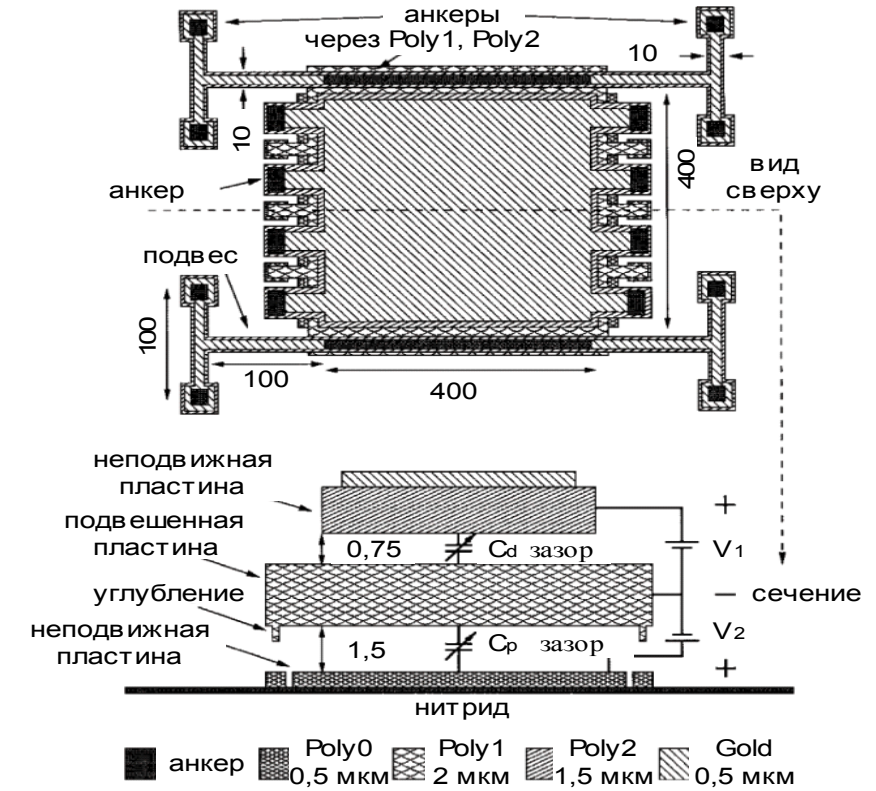
- возможность потери устойчивости работы, что требует дополнительных мер по ограничению управляющего напряжения ($U_{\max} < U_{б}$);
- малую относительную величину хода подвижного электрода, не превышающую $d/3$;
- существенную нелинейность модуляционной характеристики при анализируемых параметрах, характерных для технологии MEMS;
- малое абсолютное значение емкости преобразователя;
- малый диапазон ее перестройки.

Тем не менее малое значение емкости может быть в некоторых пределах устранено изменением параметров и геометрии преобразователя, а также соединением группы однотипных преобразователей в единую матрицу. Диапазон перестройки емкости КУН также может быть увеличен изменением конструктивных параметров преобразователя, например, путем введения третьего параллельного электрода.

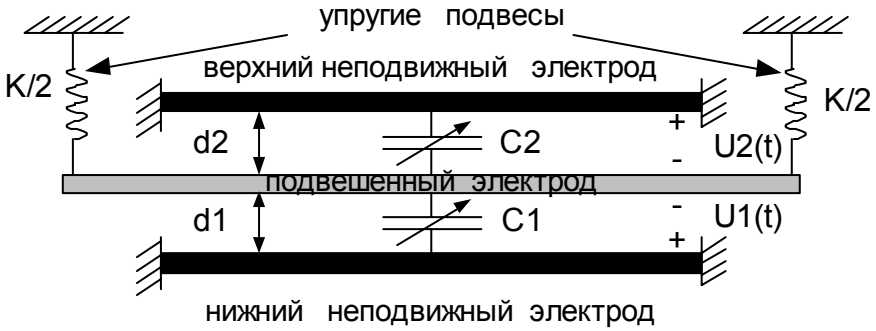
2.1.3. Трехэлектродный MEMS-КУН с перпендикулярным движением электродов

Одна из возможных конструкций трехэлектродного MEMS-КУН с двумя зазорами, функциональная модель и градуировочная характеристика приведены на рис. 2.6 [1].

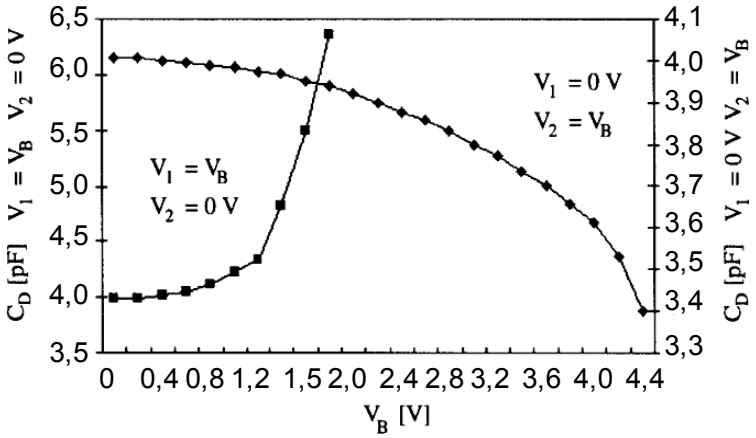
Верхний и нижний электроды конструкции механически закреплены, в то время как средний – закреплен на упругих подвесах. Если между верхним и нижним электродами приложено напряжение, электростатическая сила вызывает перемещение подвешенного электрода в направлении верхнего или нижнего в зависимости от полярности управляющего напряжения.



а



б



в

Рис. 2.6. Трехэлектродный MEMS-КУН с электростатическим управлением: а – конструкция (размеры приведены в микронах); б - функциональная модель; в - градуировочная характеристика

Таким образом, трехэлектродный КУН может работать в двух режимах, отличающихся законом изменения емкости от величины управляющего напряжения.

Уравнение равновесия для такой системы имеет вид

$$kx = \frac{1}{2} \cdot \frac{dC_{заз1}}{dx} \cdot U_1^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{dC_{заз2}}{dx} \cdot U_2^2 = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon \cdot S \cdot U_1^2}{(d_1 + x)^2} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon \cdot S \cdot U_2^2}{(d_2 + x)^2}, \quad (2.31)$$

где k – коэффициент упругости подвеса; S – площадь электрода; ε – диэлектрическая постоянная среды; U_1, U_2 – управляющие напряжения; d_1, d_2 – зазоры между электродами в момент отсутствия разности потенциалов (рис. 2.6, б).

Максимальная емкость трехэлектродного КУН – $\frac{3c_{ном}}{2}$, минимальная – $\frac{3c_{ном}}{4}$ при условии, что расстояния между электродами равны. Таким образом, теоретически максимальный диапазон изменения емкости составляет (2:1)$c_{ном}$. При практической реализации устройства средний электрод должен быть заземлен с целью избежания дополнительной погрешности изменения емкости.

На основе приведенной конструкции был получен КУН с габаритными размерами 400×400 мкм, Q=15,4 на 1 ГГц, диапазоном изменения емкости (1,78:1)$c_{ном}$ при изменении управляющего напряжения до 4,4 В. Верхний и нижний электроды были выполнены из Poly0 с ρ=30 Ом/□, средняя – из Poly1 с ρ=10 Ом/□. Масса среднего электрода составила 0,76 мкг, коэффициент упругости подвеса – 122 Н/м, частота механического резонанса – 39 кГц.

Таким образом, введение в конструкцию MEMS-КУН дополнительного третьего электрода (см. рис. 2.6) позволяет увеличить диапазон его перестройки по сравнению с двухэлектродным до уровня 1,87:1. Кроме того, такой вариант конструкции дает возможность использовать разные динамические диапазоны управляющих напряжений при функционировании устройства. Тем не менее усложнение конструкции и применение двух управляющих источников напряжения позволяет увеличить диапазон перестройки всего на 25 %.

Одним из возможных путей повышения добротности является герметизация устройства. В работе [14] описан вариант герметизированного трехэлектродного КУН с двумя режимами функционирования (конструкция аналогична приведенной на рис. 2.6), в котором верхний неподвижный электрод параллельно выступает в роли защитной

«крышки», выполненной под давлением 1 кг·с/см^2 из никеля (рис. 2.7). Никель выбран благодаря его высоким механическим свойствам, электрической проводимости и технологичности. КУН выполнен на стандартной кремниевой подложке, «крышка» прикрепляется к подложке при температуре 230°С под давлением 10^{-3} кг·с/см^2, по краю «крышки» заливается расплавленный припой, который проникает на подложку через перфорацию края «крышки». Как показало тестирование, герметизация устройства позволяет в 10 раз повысить его добротность, что объясняется отсутствием сопротивления воздуха. Габаритные размеры устройства составили 2200 мкм х 1500 мкм (без контактных площадок), высота корпуса – 40 мкм. Диапазон перестройки реализованного КУН составил 56,5 %, однако авторы предполагают, что потенциально он может быть увеличен до 100 %.

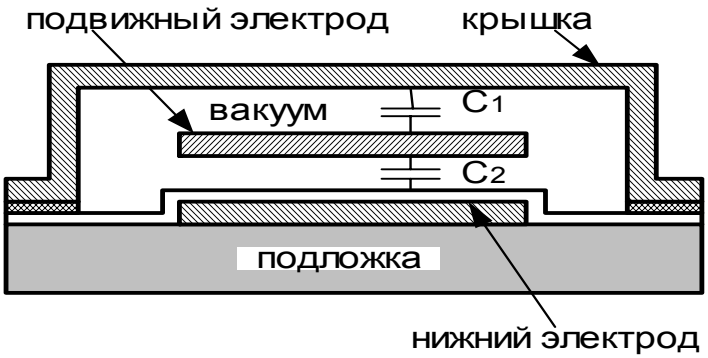


Рис. 2.7. Конструкция вакуумированного MEMS-КУН

2.1.4. Трехэлектродный MEMS-КУН с двумя нижними электродами

В работе [15] предложена конструкция трехэлектродного MEMS-КУН (рис. 2.8), исключающая явление «слипания» электродов. Здесь E1 – верхний электрод, подвешенный на четырех упругих подвесах; E2 – нижний неподвижный электрод, расположенный на подложке; E2 и E1 формируют переменный КУН. E3 – внешний нижний электрод, также расположенный на подложке. E3 и E1 обеспечивают электростатическое управление. Управляющее напряжение прикладывается между E1 и E3, а емкость изменяется между E1 и E2. Таким образом, «слипание» E1 и E2 никогда не наступит, так как верхний электрод может перемещаться только на расстояние $x < d_2/3$. Если $d_1 > d_2/3$, то максимальный диапазон перестройки КУН равен $\frac{d_2}{3d_1 - d_2}$. В предположении, что расстояние между E1 и E2 при пере-

стройке КУН может достигнуть бесконечно малой величины $x = d_1 - \varepsilon$, максимальный диапазон изменения емкости составит $\frac{d_1 - \varepsilon}{\varepsilon} \Rightarrow \infty$.

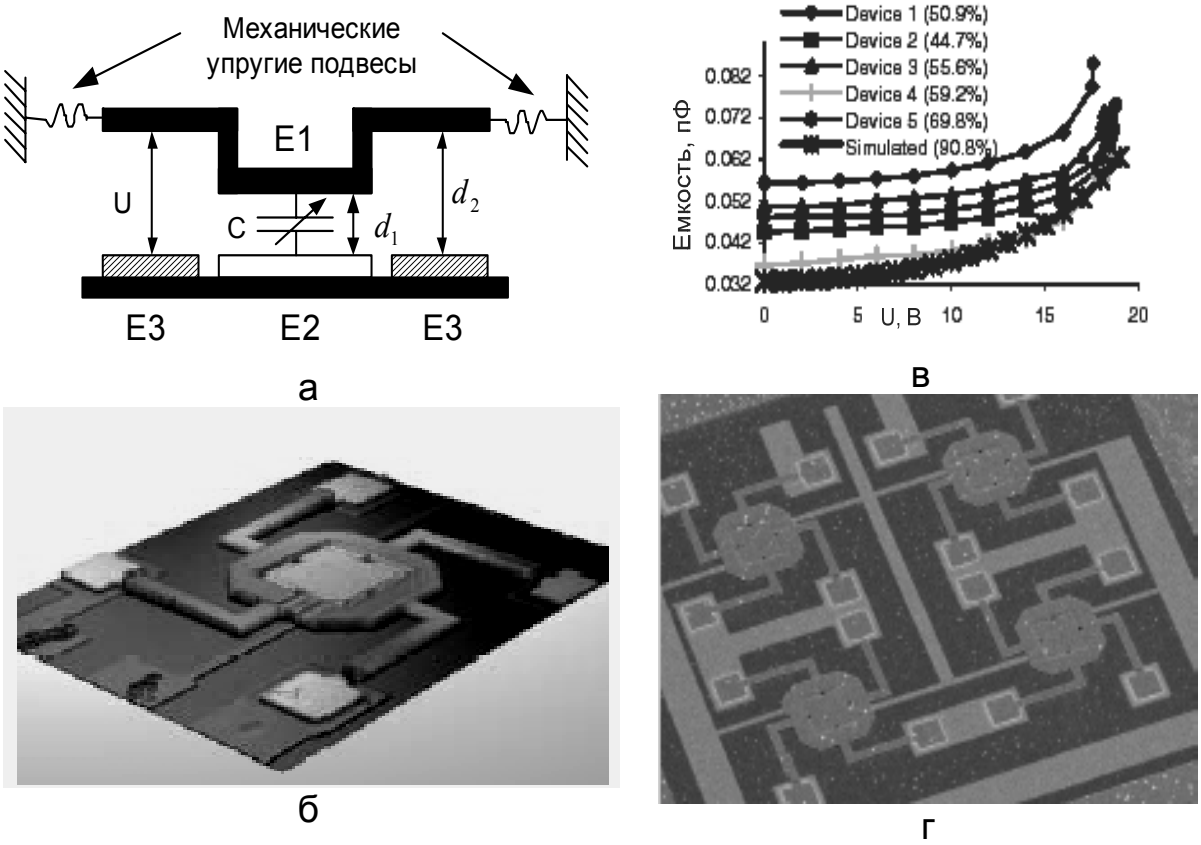


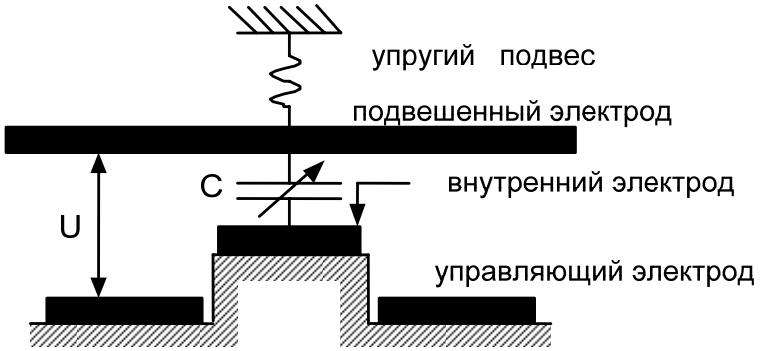
Рис. 2.8. MEMS-КУН с двумя нижними электродами: а - функциональная модель; б - MEMS-КУН; в - градуировочная характеристика; г - матрица из четырех параллельно включенных переменных КУН

Тем не менее на практике максимальный диапазон изменения емкости составил 69,8 % при максимальном управляющем напряжении 17 В. К тому же величина емкости такого КУН ограничена габаритами подвижного электрода. Одним из возможных путей повышения емкости является создание матрицы параллельно включенных переменных КУН (см. рис. 2.8, г).

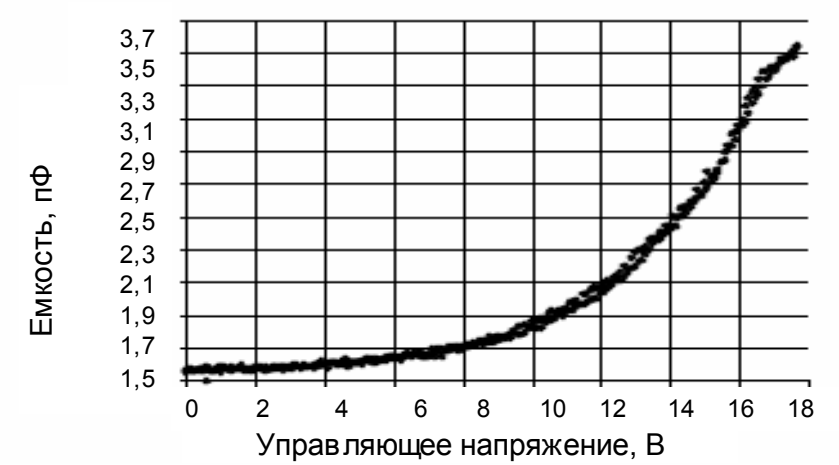
Аналогичная конструкция трехэлектродного MEMS-КУН приведена в работе [16] (рис. 2.9). Если зазор между управляющим нижним и подвешенным электродами в 3 раза больше, чем зазор между внутренним и подвешенным, управляющее напряжение, при котором возникает контакт между внутренним неподвижным и подвешенным электродами, не ограничивает диапазон перестройки. В реальном устройстве диапазон перестройки составил 125 % при управляющих

напряжениях (0...17,7) В, изменение емкости как функции напряжения – (1,53...3,55) пФ, Q=53.

Таким образом, данная конструкция по сравнению с двухэлектродной позволяет значительно увеличить диапазон перестройки емкости, однако для этого требуется повышение управляющих напряжений примерно в 4,5 раза (до 17,7 В).



а



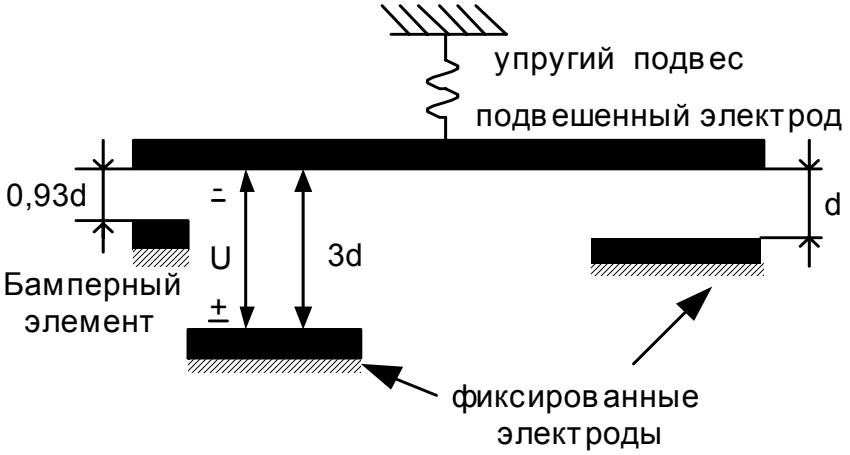
б

Рис. 2.9. MEMS-КУН с двумя нижними электродами:
а - функциональная модель; б - градуировочная характеристика

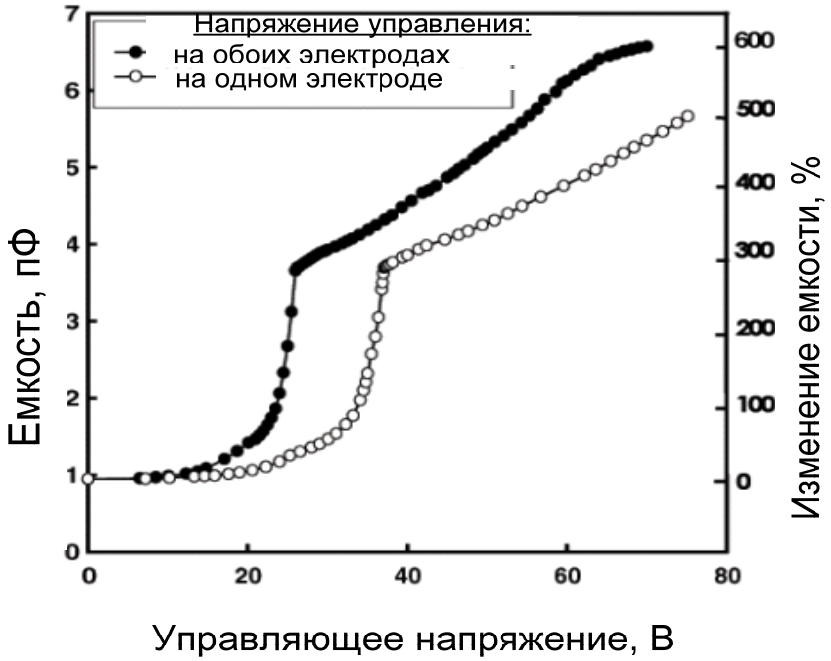
2.1.5. MEMS-КУН с бамперным элементом

Другой возможный способ расширения диапазона изменения емкости (до 600 %) предложен в работе [17] (рис. 2.10). Расширение диапазона перестройки емкости в данном случае достигается введением бамперного элемента и двух фиксированных электродов с зазорами 3d и d. Устройство характеризуется двумя режимами изменения емкости: параболическим и линейным. Функциональная схема КУН (рис. 2.10, а) состоит из двух неподвижных и одного подвешенного электродов, между которыми расположен бамперный элемент. До того момента, как подвешенный электрод коснется бамперного эле-

мента, емкость изменяется по параболическому закону в зависимости от растущего управляющего напряжения, с дальнейшим увеличением напряжения емкость начинает изменяться линейно.



а



б

Рис. 2.10. MEMS-КУН с бамперным элементом:
а - функциональная модель; б - градуировочная характеристика

На практике диапазон изменения емкости по параболическому закону при управляющих напряжениях (0…26) В составил 287 %, при управляющих напряжениях (26...70) В емкость изменялась линейно. Полный диапазон изменения емкости составил 595 %. При напряжении 80 В наступил пробой КУН. Таким образом, предложенная конструкция позволяет получить, возможно, максимальный на сегодня диапазон перестройки емкости, однако применение этого решения нецелесообразно в связи с необходимостью приложения управляющих

напряжений (до 70 В), а также из-за формы градуировочной характеристики, характеризующейся резким изломом (рис. 2.10, б).

2.1.6. MEMS-КУН с подвижным диэлектриком

Для многополосных фильтров требуется высокая Q (порядка 200 и выше), а в конструкциях с металлическими электродами она ограничена резистивными потерями. Более перспективной с точки зрения увеличения добротности КУН является конструкция КУН с подвижным диэлектриком [13] (рис. 2.11). Функциональная схема устройства (рис. 2.11, а) состоит из нижнего электрода, механически закрепленного на подложке, верхнего – жестко закрепленного над нижним, и диэлектрического сердечника, подвешенного на упругом подвесе между ними. Диэлектрический слой подвешен с одной стороны на упругом боковом подвесе и при воздействии электростатического поля может перемещаться на различное расстояние. При подведении к электродам разностного потенциала заряды электродов КУН образуют электростатическое поле, и диэлектрик электризуется.

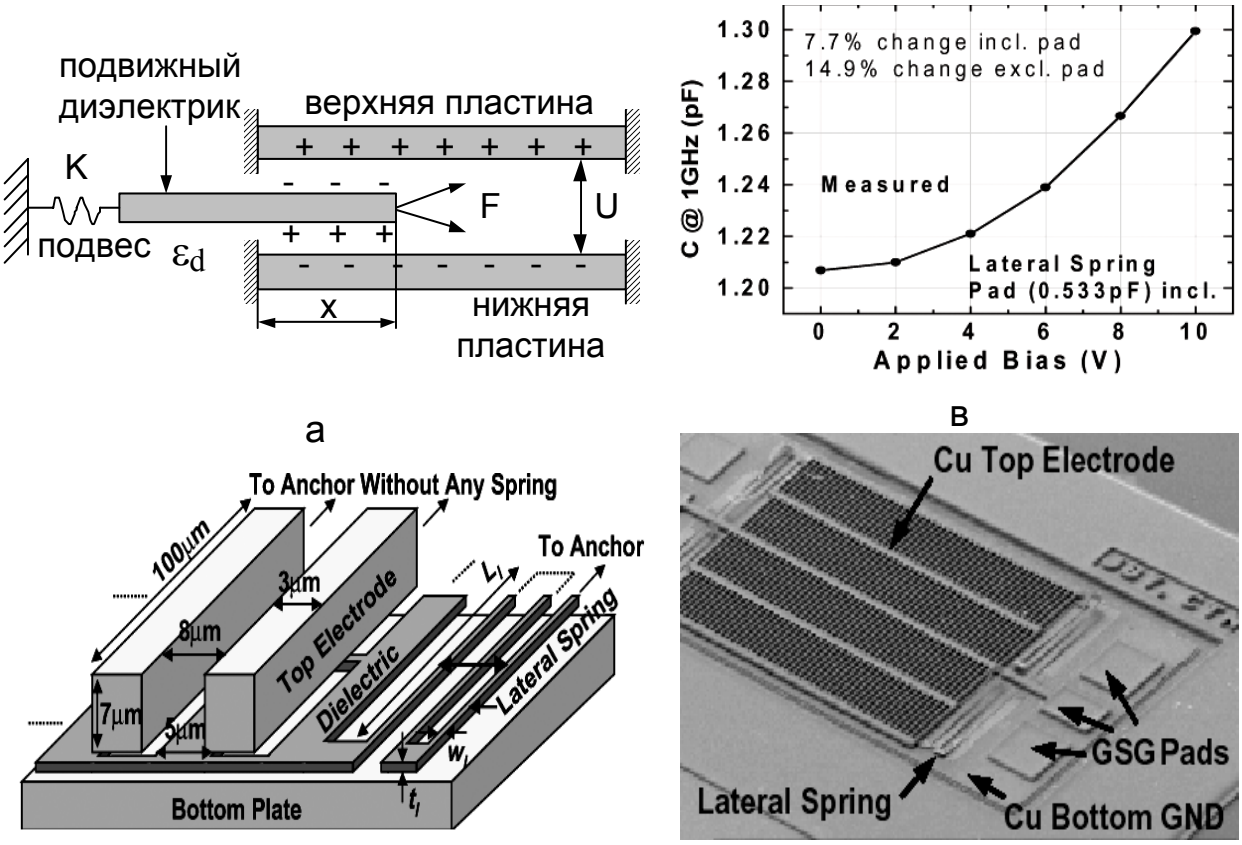


Рис. 2.11. MEMS-КУН с подвижным диэлектриком: а - функциональная модель; б - структура; в - градуировочная характеристика; г - MEMS-КУН

Приближенное аналитическое выражение для определения емкости C такого КУН как функции смещения x может быть представлено следующим образом [13]:

$$C = \frac{\varepsilon_a \cdot L}{t_0} + \left[\frac{\varepsilon_a \cdot \varepsilon_d}{(\varepsilon_a - \varepsilon_d) \cdot t_d + \varepsilon_d \cdot t_0} - \frac{\varepsilon_a}{t_0} \right] \cdot x, \qquad (2.32)$$

где ε_a и ε_d - диэлектрические постоянные воздуха и диэлектрика соответственно; t_0 - зазор между двумя параллельными электродами; t_d - толщина диэлектрика; L - длина электрода.

При условии $\varepsilon_d >> \varepsilon_a$, $a = \frac{t_d}{t_0}$ (2.32) можно записать как

$$C = \frac{\varepsilon_a}{t_0} \cdot \left[L + \frac{a}{a-1} \cdot x \right]. \qquad (2.33)$$

Смещение диэлектрика в состоянии равновесия под воздействием управляющего напряжения U определяется выражением

$$x_{eq} = \frac{\varepsilon_a \cdot a \cdot U^2}{2k \cdot t_0 \cdot (1-a)}, \qquad (2.34)$$

где k - коэффициент упругости подвеса.

После подстановки (2.34) в (2.33) уравнение для определения емкости КУН принимает вид

$$C = \frac{\varepsilon_a}{t_0} \cdot \left[L + \frac{\varepsilon_a \cdot a^2 \cdot U^2}{2k \cdot t_0 \cdot (1-a)^2} \right]. \qquad (2.35)$$

Представленная конструкция исключает явление «слипания» электродов, а также увеличивает Q за счет конструктивного снижения сопротивления потерь. Диапазон изменения емкости такого КУН определяется как отношение толщины диэлектрического слоя к величине зазора между электродами. При практической реализации в одном случае Q составила 291 на 1 ГГц, диапазон изменения емкости – 7,7 % при управляющих напряжениях до 10 В; в другом случае была получена Q=218 на 1 ГГц с более широким диапазоном перестройки (до 40 %) при тех же управляющих напряжениях.

Таким образом, добротность КУН с подвешенным диэлектриком возрастает не менее чем в три раза благодаря уменьшению сопротивления неподвижного электрода. Градуировочная характеристика такого КУН (рис. 2.11, в) не имеет изломов, однако диапазон перестройки не превышает 10 %. К недостаткам таких КУН можно также отнести конструктивную сложность.

2.1.7. MEMS-КУН типа «молния»

Альтернативная конструкция двухэлектродного MEMS-КУН разработана в работе [4]. На рис. 2.12, а представлена упрощенная функциональная модель устройства типа «молния».

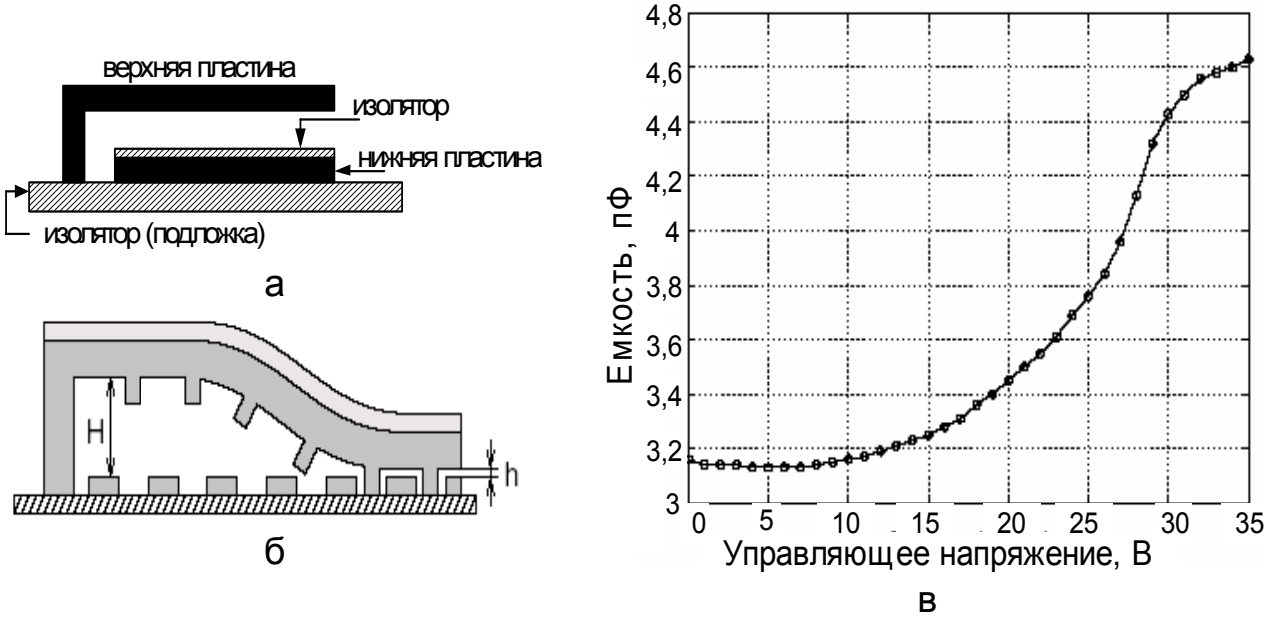


Рис. 2.12. Двухэлектродный MEMS-КУН типа «молния»:
а - концептуальная модель;
б - практическое конструктивное решение;
в - градуировочная характеристика

Принципиальным отличием конструкции от предыдущей является то, что верхний электрод жестко закреплен с одной стороны. При отсутствии разности потенциалов электроды параллельны. При наличии напряжения незакрепленная сторона верхнего электрода притягивается в направлении к нижнему. Во избежание возникновения контакта электродов на нижнем электроде нанесен изолирующий слой. После того, как верхний электрод с одной стороны коснется изоляционного слоя, при дальнейшем увеличении управляющего напряжения происходит его деформация до S-образной формы. При практической реализации устройства изоляционный слой между электродами не наносится, а его функцию выполняют упоры на верхнем электроде и отверстия на нижнем (рис. 2.12, б). Предполагается, что изоляционный слой и подложка проектируются из одного материала (в данном случае – оксид кремния). Нижний электрод выполнен из поликремния Poly0 с ρ=30 Ом/□, верхний – из Poly2 с ρ=20 Ом/□, покрытого слоем золота (ρ=60 мОм/□) с целью снижения сопротивления потерь, а следовательно, и повышения Q.

Диапазон изменения емкости с учетом рис. 2.12, б определяется следующим образом:

$$\frac{c_{\max}}{c_{\min}} \le \frac{H}{h}. \qquad (2.36)$$

Однако вопреки ожиданиям диапазон изменения емкости в реальном устройстве составил только 46 % при управляющих напряжениях до 35 В, так как при реализации устройства разработчики столкнулись с эффектом закручивания свободного края верхнего электрода вверх при комнатной температуре, за счет которого увеличивается зазор и, следовательно, требуется более высокое управляющее напряжение. Возникновение описанного явления авторы объясняют тем, что оба слоя верхнего электрода выполнены при высокой температуре и имеют значительно отличающиеся коэффициенты теплового расширения (для кремния – 2,6 мкм/К, для золота – 14 мкм/К). К тому же габаритные размеры устройства составили 1,6×0,6 мм без учета контактных площадок. Не лучшим образом характеризует конструкцию данного типа ее градуировочная характеристика, обладающая провалом в области (0…10) В управляющего напряжения и появлением изгиба при управляющих напряжениях выше 30 В (рис. 2.12, в). Такая конструкция MEMS-КУН в большей степени иллюстрирует возможности технологии MEMS, чем ее практическую целесообразность.

Основные характеристики MEMS-КУН с электростатическим управлением обобщены в табл. 2.3.

2.2. КУН с электротермоуправлением

Переменный MEMS-КУН с электротермоуправлением описан в работе [18]. Авторы выделяют КУН первого и второго поколений (табл. 2.4). В предложенных устройствах применяется гребневый преобразователь с «защелкой», предотвращающей заклинивание и разрушение штырей структуры при их встречном движении. Принцип работы такого устройства основан на использовании материалов с разными коэффициентами теплового расширения (в данном случае – алюминий и оксид кремния). В качестве нагревательного элемента использовался поликремниевый резистор.

При повышении температуры из-за разности коэффициентов теплового расширения происходит смещение электродов и, таким образом, изменяется расстояние между ними, а следовательно, и емкость.

Таблица 2.3

Основные характеристики MEMS-КУН с электростатическим управлением

КУН	Габариты, мкм^2	C, пФ	Диапазон перестройки, %	Q	$U_{упр}$, В	Материалы
с двумя электродами (рис. 2.2)	210 x 230	0,6±0,14	50	20	0 - 4	подложка – Si, нижний электрод– Poly1, верхний – Poly2/Au
	295 x 295	1,0±0,28	50	13,6	0 - 3,5	
трехэлектродный (рис. 2.6)	400 x 400	1,9±0,52	75	15,4	0 - 1,8 0 - 4,4	подложка – Si, нижний и средний электроды – Poly1, верхний – Poly2/Au
трехэлектродный (рис. 2.8)	500 x 500	0,047±0,0125	69,8	-	0 - 17	подложка – пирекс, E1 – пермаллой, E2, E3 – Au
трехэлектродный (рис. 2.9)	308 x 464	1,58	125	53	0 - 17,7	подложка – низкоомный Si, электроды – Au
трехэлектродный (рис. 2.10)	-	1	595	100	0 - 70	поликремний
с диэлектрическим сердечником (рис. 2.11)	-	1,21	7,7	291	0 - 10	подложка – Si, электроды – Cr/Cu, сердечник – диэлектрик
	-	1,14	40	218	0 - 10	

Таблица 2.4

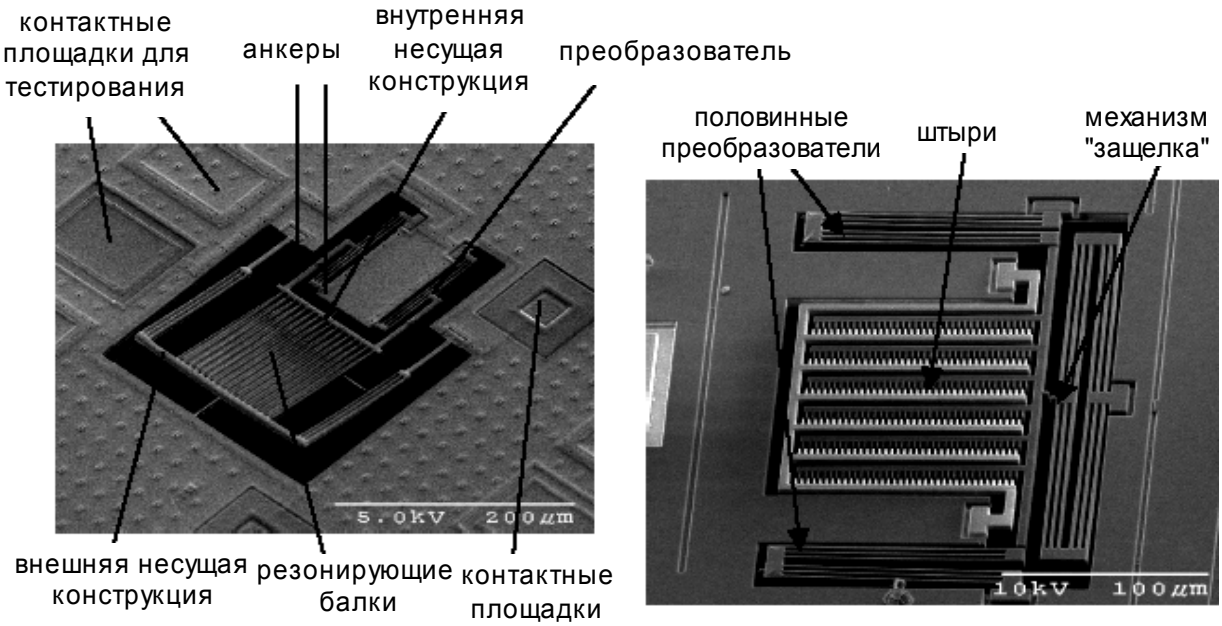
Основные характеристики MEMS-КУН с электротермоуправлением

Устройство	Габариты, мкм^2	$C_{\min}$, фФ	$C_{\max}$, фФ	Диапазон перестройки, %	Q	P, мВт	$U_{упр}$, В
первого поколения, AMS	170 x 220	153	175	14,4	24	25,5	12
первого поколения, Agilent	230 x 270	209	284	35,9	28	72,4	24
TSMC с полным преобразователем	228 x 250	42	148	352,4	52	34,2	12
TSMC с полным преобразователем	228 x 230	40	98	245	40	27,1	12
TSMC с половинным преобразователем	150 x 250	53	108	203,8	35	22,4	6
TSMC с половинным преобразователем	150 x 230	35	102	291,4	48	18,3	6

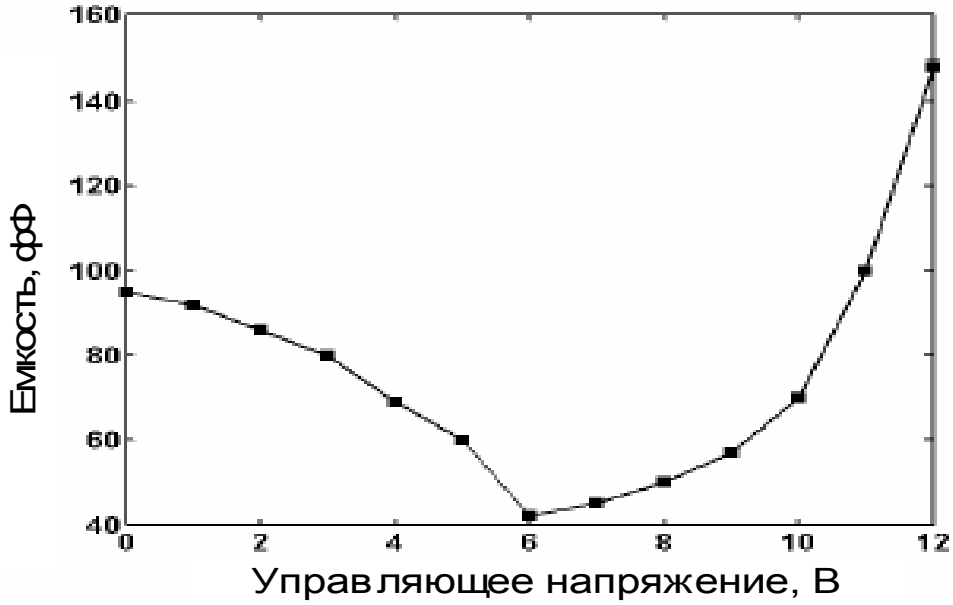
Электротермоконденсаторы первого поколения были выполнены с использованием КМОП-технологий: AMS (Austria Microsistems) – 0,6 мкм (рис. 2.13, а) и Agilent – 0,5 мкм, КУН второго поколения (рис. 2.13, б) – TSMC – 0,35 мкм. При этом ***КУН второго поколения*** отличались более широким диапазоном перестройки и большей эффективностью использования мощности. Кроме того, были применены два типа преобразователей: полный и половинный. Половинный преобразователь отличается от полного большей эффективностью использования площади и меньшим уровнем потребляемой мощности (примерно в 2 раза).

В отличие от электростатического управления при использовании электротермоуправления изменение емкости происходит линейно при низких управляющих напряжениях, но для продолжительной работы требуется значительная потребляемая мощность (до 72,4 мВт). Также одним из недостатков электротермоконденсаторов является наличие экстремума на градуировочной характеристике (рис. 2.13, в). Как видно из рис. 2.13, в при нулевом управляющем напряжении емкость составляет 95 фФ, затем снижается до 42 фФ при 6 В, а далее начинает расти до 148 фФ при 12 В. Это явление связано с тем, что при управляющем напряжении 6 В параллельные соседние штыри смыкаются и зазоры между ними отсутствуют, тем не

менее преобразователь не остается в таком положении благодаря действию остаточного напряжения.



а б



в

Рис. 2.13. Электротермоконденсаторы: а - устройство AMS; б - устройство TSMC; в - градуировочная характеристика КУН TSMC с полным преобразователем

Таким образом, MEMS-технология делает принципиально возможным создание высокодобротных КУН с широким диапазоном перестройки, которые могут быть выполнены на одном кристалле с остальными составляющими устройств (фильтров, ГУНов). Тем не ме-

нее на сегодня существует ряд проблем при разработке MEMS-КУН, приводящих к поиску путей повышения Q и расширения диапазона изменения емкости.

Во-первых, теоретический диапазон изменения емкости, как правило, оказывается выше полученного на практике. Это связано в основном с наличием паразитной емкости за счет контактных площадок (до 0,6 пФ).

Во-вторых, проектируемая Q оказывается также завышенной из-за резистивных потерь и по причине того, что реальное значение емкости оказывается выше проектируемого.

В-третьих, на диапазон изменения емкости и Q MEMS-КУН большое влияние оказывает температурное воздействие, вызывающее деформацию электродов за счет теплового расширения, а также влияющее на свойства упругого подвеса.

В будущем планируется исследовать проблему создания альтернативного подвеса с постоянным коэффициентом упругости и низким сопротивлением потерь [1], что позволит увеличить Q.

Проблема температурного воздействия в настоящее время частично решается вакуумированием MEMS-КУН. К тому же в вакууме снижаются механическое сопротивление, а также уровень механического шума за счет теплового движения молекул, что позволяет повысить Q. К преимуществам вакуумирования можно также отнести уменьшение вероятности пробоя КУН.

Наиболее перспективным направлением в разработке MEMS-КУН является создание высокодобротного вакуумированного устройства с электростатическим управлением, низкими управляющими напряжениями и широким диапазоном изменения емкости.

3. ИНДУКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ, ВЫПОЛНЕННЫЕ ПО MEMS-ТЕХНОЛОГИИ

3.1. Реализация высокодобротных катушек индуктивности (КИ) для устройств связи

При создании радиочастотных ИС возникает необходимость разработки КИ для пассивных цепей настройки и высокоимпедансных дросселей. В настоящее время существует множество новых технологий для исполнения монолитных КИ, однако передовой технологией признана кремниевая технология ИС, позволяющая создавать КИ с незначительным дрейфовым постоянным током. Тем не менее кремниевая планарная технология не позволяет выполнить КИ с

Q>10, индуктивностью 1 нГн на рабочей частоте порядка нескольких ГГц, что связано с образованием паразитных емкостей между шиной заземления и проводниками КИ, ведущим к снижению собственной частоты КИ, а также с зависимостью Q от электропроводности подложки. Существует множество подходов снижения потерь, создаваемых вихревыми токами, наведенными магнитным полем (например, введение блокирующих p-n-p-переходов или металлических экранов со сложной топологией), однако эффективность таких подходов недостаточна [58].

Таким образом, использование Si-процессов для создания высокочастотных беспроводных устройств неизменно ведет к применению MEMS-технологии, позволяющей повысить собственную частоту КИ до нескольких гигагерц и значительно уменьшить потери, увеличив Q за счет «подвешивания» структуры КИ над поверхностью подложки или внутри объема, устраняя, таким образом, основной источник ухудшения характеристик.

Для создания КИ по MEMS-технологии используются поверхностная и объемная микрообработки [20].

3.2. Основные типы MEMS-КИ

Объемные (3-D) MEMS-КИ, аналогичные приведенной на рис. 3.1, реализуются размещением подложки под индуктивной спиралью путем травления через верхнюю грань структуры. При этом величину углубления выбирают так, чтобы минимизировать вихревые токи, наводимые на металлический рисунок. В КИ такого типа достигнутая собственная резонансная частота составляет 800 МГц – 3 ГГц, Q=22 на частоте 270 МГц, индуктивность – 115 нГн; индуктивность на один виток – 5 нГн; кроме того, КИ отличаются минимальной чувствительностью к электромагнитным воздействиям [19].

Реальное устройство (рис. 3.1) характеризуется следующими параметрами: Q=30 на частоте 8 ГГц, индуктивность – 10,4 нГн, индуктивность на один виток – 1,48 нГн, собственная резонансная частота – 10,1 ГГц.

На рис. 3.2, а приведен ***спиральный соленоид*** с Q=16,7 на частоте 2,4 ГГц, индуктивностью 2,67 нГн, индуктивностью на один виток – 0,136 нГн. Преимуществом такой конструкции является линейная зависимость индуктивности от числа витков [21].

Рис. 3.2, б иллюстрирует ***КИ, созданные по принципу самосборки***, который заключается в том, что в результате припоя планарной КИ создается поверхностное натяжение, приводящее струк-

туру в положение, перпендикулярное подложке. Такой подход позволяет повысить Q меандровой КИ с индуктивностью 2 нГн от 4 на частоте 1 ГГц (в планарной реализации) до 20 на 3 ГГц (в самосборке), индуктивность на один виток при этом составила 0,44 нГн [22].

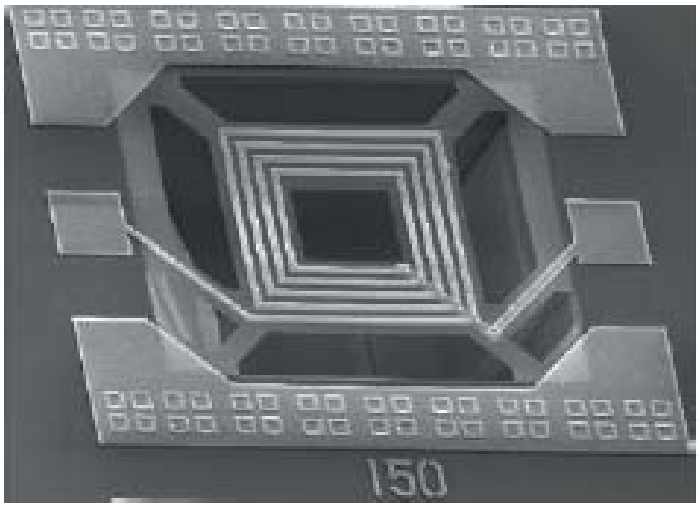
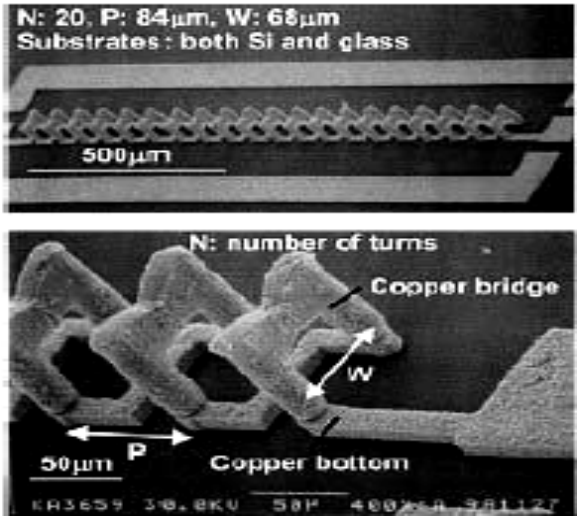
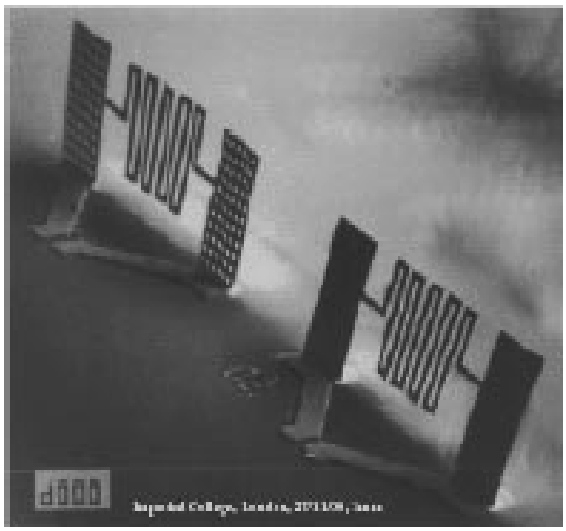


Рис. 3.1. КИ, выполненная с помощью объемной микрообработки



а



б

Рис. 3.2. MEMS-КИ: а - 20-витковый медный соленоид с воздушным сердечником, выполненный на Si; б - меандровые КИ после самосборки

Добротность КИ определяется в основном тремя факторами, описанными следующим выражением:

$$Q = \frac{wL}{R(w)} \times S1 \times S2, \qquad (3.1)$$

где w - рабочая частота; L - индуктивность; $R(w)$ - сопротивление потерь; $S1$ - фактор, учитывающий потери в подложке; $S2$ - фактор, зависящий от паразитных емкостей КИ на собственной резонансной частоте КИ [2].

Таким образом, наилучшим отношением индуктивность / сопротивление потерь характеризуются объемные КИ, в связи с чем наиболее перспективным и требующим внимания является реализация 3-D соленоидов on-chip.

4. МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ

В коммуникационных цепях для высокодобротной фильтрации радиочастоты (РЧ) и промежуточной частоты (ПЧ), а также генерации прецизионных колебаний широко используются микромеханические резонаторы.

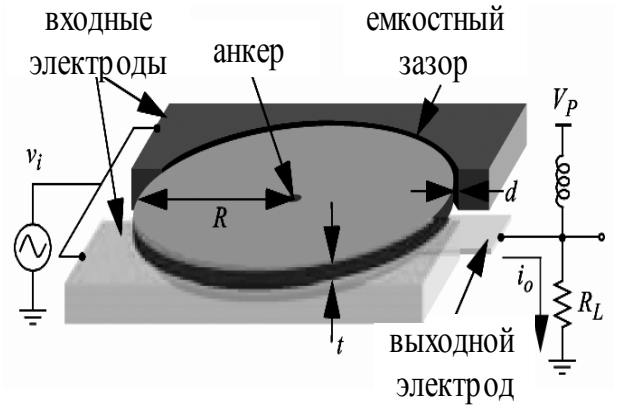
Микромеханические резонаторы по способу реализации можно разделить на резонаторы с радиальной, продольной и поперечной вибрациями резонирующего элемента.

В общем случае микромеханический резонатор состоит из неподвижных управляющих электродов, на один из которых подается постоянное управляющее напряжение, на другие – переменный входной сигнал, и подвижной резонирующей части. При этом резонирующая часть и сигнальные электроды образуют емкостные зазоры. Для функционирования устройства на структуру подается постоянное управляющее напряжение, а при воздействии на электроды переменного входного сигнала образуется переменное во времени электростатическое поле, вызывающее колебание подвижной части конструкции. Топология микрорезонаторов, реализуемых с помощью MEMS-технологии, разнообразна. Выбор топологии диктуется частотным диапазоном и стабильностью. Резонансная частота MEMS-резонатора зависит от свойств материала структуры и ее геометрии [16 - 22]. Различия в устройстве электромеханических преобразователей, конфигурациях и размерах резонирующего элемента, его защемлениях позволяют варьировать основные параметры эквивалентного колебательного контура, такие, как резонансная частота, добротность, эквивалентное последовательное сопротивление и уровень фазовых шумов.

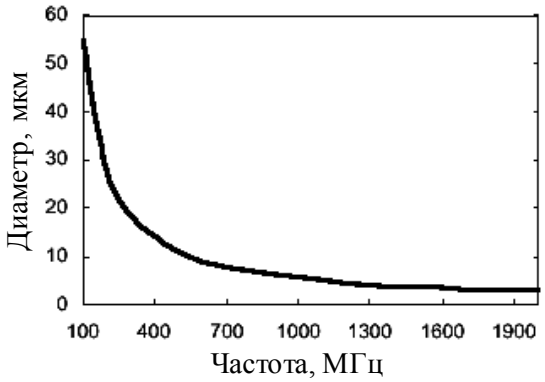
4.1. Дисковый резонатор

На рис. 4.1, а показан дисковый резонатор [23], состоящий из диска, подвешенного над подложкой на расстоянии 5000 Å на одном

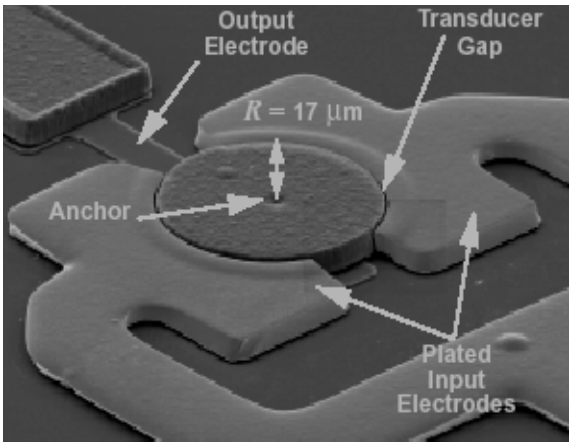
подвесе в центре, входных сигнальных электродов, окружающих диск по его периметру с узким воздушным (или вакуумным) зазором, обеспечивая емкостное электростатическое управление устройством, и входного электрода.



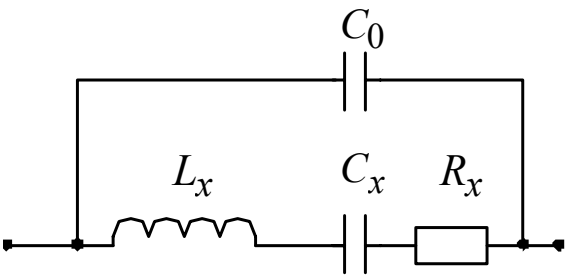
а



в



б



г

Рис. 4.1. Дисковый MEMS-резонатор: а - конструкция и схема включения; б - реальный дисковый резонатор; в - зависимость диаметра диска резонатора от резонансной частоты; г - эквивалентная электрическая RLC-модель

Такой резонатор предназначен для работы в метровом и дециметровом диапазонах и может быть реализован на одном кристалле с микросхемой трансивера (рис. 4.1, б). Здесь используется емкостное преобразование закрепленного в центре диска как для механического возбуждения, так и электрического съема сигнала. Эффективность преобразования определяется минимально возможной реализуемой величиной емкостного зазора, которая должна составлять несколько сот - тысяч ангстрем. На сегодня наименьшая практически реализованная величина зазора составляет 0,03 мкм.

Равномерное распределение электростатической силы обеспечивается симметричностью сигнальных электродов. Для работы

устройства постоянное разностное напряжение V_p прикладывается к структуре при подаче переменного входного сигнала на сигнальные электроды, возникает результирующая переменная во времени электростатическая сила, воздействующая на диск в радиальном направлении и вызывающая его колебание.

Переменный КУН, образованный диском и электродами, генерирует выходной ток, который можно определить следующим образом:

$$i_0 = V_p \cdot \frac{\partial c \cdot \partial x}{\partial x \cdot \partial t}, \tag{4.1}$$

где x - радиальное смещение диска; $\frac{\partial c}{\partial x}$ - изменение емкости между электродами и диском в зависимости от изменения расстояния между ними; t - время.

Выходной ток может быть определен по напряжению на нагрузочном резисторе или с помощью усилителя напряжения, управляемого током.

Резонансная частота дискового резонатора зависит от конфигурации диска, свойств материала, радиуса и может быть определена по формуле

$$f_0 = \frac{\alpha}{R} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \tag{4.2}$$

где α - параметр, зависящий от коэффициента Пуассона и проектируемой формы резонатора (α=0,342 для поликремния и формы, представленной на рис. 4.1, а); R - радиус диска; E - модуль Юнга; ρ - плотность материала. Зависимость диаметра диска резонатора от резонансной частоты показана на рис. 4.1, в.

Эквивалентная электрическая RLC-модель дискового резонатора приведена на рис. 4.1, г, где C_0 - статическая емкость между выходным электродом и диском; R_x, L_x, C_x - эквивалентные параметры модели резонансного поведения устройства, которые определяются соотношениями

$$C_x = \frac{\eta^2}{k_r}, \qquad L_x = \frac{m_r}{\eta^2}, \qquad R_x = \frac{\sqrt{k_r m_r}}{Q\eta^2}, \qquad \eta = V_P \frac{\partial C}{\partial x}, \tag{4.2}$$

где η - коэффициент электромеханической связи; m_r – эффективная масса; k_r – жесткость; t – толщина резонатора.

Здесь

$$m_r = \frac{\rho\pi t}{4hJ_1(hR)}\int_0^R hJ_1(hr)\partial r\,, \quad k_r = w_0^2 m_r\,, \quad h = \sqrt{\frac{w^2\rho}{\frac{2E}{2+2\sigma}+\frac{E\sigma}{1-\sigma^2}}}\,. \quad (4.3)$$

Передаточная характеристика резонатора, включенного по схеме рис. 4.1, а, приведена на рис. 4.2, а и характеризуется заниженной величиной резонансного пика, что вызвано подавляющим воздействием высокочастотных паразитных токов. При таком включении Q резонатора с радиусом 17 мкм, высотой диска 2 мкм, зазором 1000 Å, резонансной частотой 156 МГц при управляющем напряжении 35 В составляет 3090. Простейшим решением данной проблемы является повышение управляющего напряжения с 35 до 70 В. Между тем другим путем устранения этой проблемы, позволяющим повысить Q в 3 раза (до 9400) при управляющем напряжении 35 В, является использование дискового резонатора как двухпортного устройства (рис. 4.1, б), при этом один его электрод является входным, а второй - выходным. При таком включении проходной КУН C_0 (рис. 4.1, г) разделяется на два шунтирующих КУН, что позволяет значительно уменьшить паразитные связи.

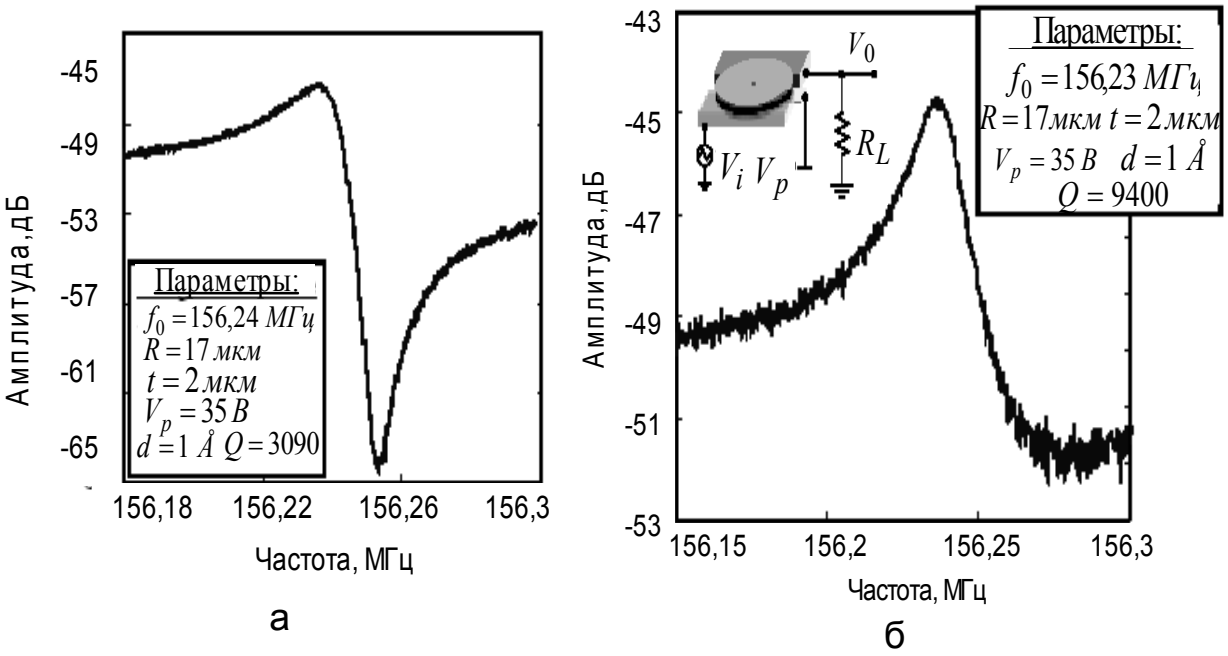


Рис. 4.2. Передаточная характеристика резонатора: а - включенного по схеме рис. 16, а; б - включенного по схеме двухпортного устройства

Параметры различных реализаций дисковых резонаторов приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Параметры дисковых резонаторов [31]

Материал	поликремний	поликристалл алмаза
Частота, ГГц	Диаметр диска, мкм	
0,5	11	20,8
0,8	6,8	13
1	5,4	10,4
2	2,8	5,2

Достоинством дисковых резонаторов является их высокая добротность.

К недостаткам таких резонаторов могут быть отнесены значительная величина напряжения смещения ($V_P = (35...70)$ В) [23] и высокое эквивалентное сопротивление R_x, в частности, при величине зазора 0,1 мкм $R_x = 29$ кОм, а наименьшее полученное значение R_x составляет порядка 1 кОм, что весьма далеко от требуемого значения 50 Ом.

Перспективной областью применения резонаторов данного типа являются устройства мобильной связи.

4.2. MEMS-резонатор с ограничителем и поперечной вибрацией (CC-beam)

На рис. 4.3 схематически представлен емкостноуправляемый MEMS-резонатор с ограничителем и поперечной вибрацией балочного упругого элемента (CC-beam) [24 - 28]. Устройство состоит из отдельной балки, зафиксированной на подложке с обоих концов, и электрода, расположенного под ней в центре. Электрод и балка выполнены из проводящего материала, например легированного кремния, и, по сути, образуют двухэлектродный КУН, управляемый суммарным напряжением: постоянным V_b и переменным напряжением входного сигнала V_e, которое вызывает вибрацию балки. При этом между стационарным электродом и резонирующей балкой возникает электростатическая сила, которая может быть описана следующим выражением:

$$F_d = \frac{\partial E}{\partial x} = \frac{1}{2} \cdot (V_e - V_b)^2 \cdot \frac{\partial c}{\partial x}, \qquad (4.4)$$

где $\frac{\partial c}{\partial x}$ - изменение емкости между резонатором и электродом;

E - напряженность электрического поля;

x - смещение резонатора относительно первоначального положения.

Резонансная частота устройства определяется формулой

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{k}{m}}, \tag{4.5}$$

где m - масса резонатора; k - коэффициент упругости системы.

Этот тип резонаторов предназначен для работы в мегагерцевом диапазоне, характеризуется малыми габаритами ((40x10) мкм) и требует подачи исходного напряжения смещения $V_b = (5...16)$ В (рис. 4.3, а).

Резонатор конструкции CC-beam, включенный в стандартную автогенераторную схему Пирса, описывается электрической схемой замещения, представленной на рис. 4.3, б, в [27].

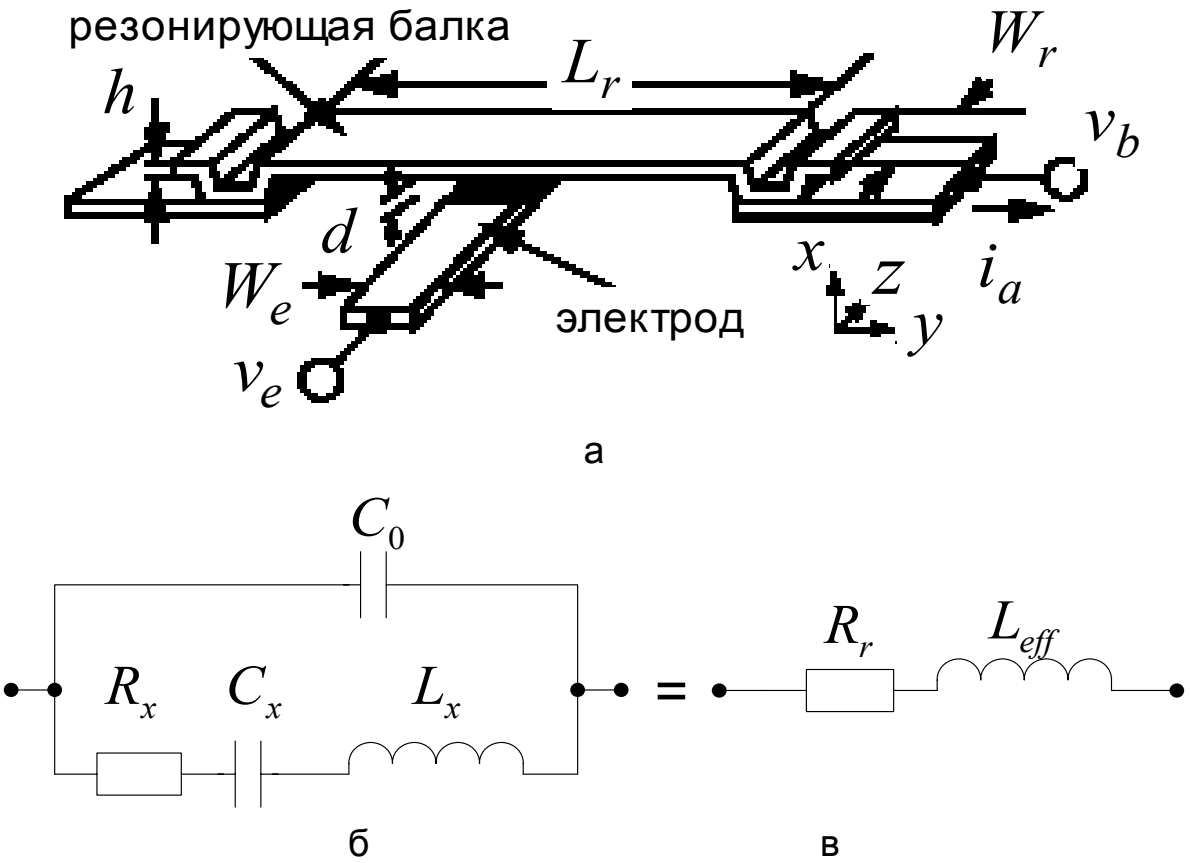


Рис. 4.3. CC-beam MEMS-резонатор с ограничителем (а), его эквивалентная электрическая схема замещения (б) и эквивалентная схема включения в генератор Пирса (в)

При включении резонатора в схему Пирса выражение для петлевого усиления приобретает следующий вид:

$$G(jw_0) = G_m \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}, \tag{4.6}$$

где $Z_1(jw_0) = \dfrac{R_i}{1 + jw_0 C_1 R_i}$; $Z_2(jw_0) = \dfrac{R_0}{1 + jw_0 C_2 R_0}$;

$Z_3(jw_0) = jw_0 L_{eff} + R_r$; G_m - стационарный сквозной коэффициент усиления усилителя; Z_1 и Z_2 – импедансы входа и выхода усилительной части схемы соответственно; Z_3 – эквивалентный импеданс резонатора; R_i и R_0 – входное и выходное активные сопротивления усилителя соответственно.

При этом

$$L_{eff} = \frac{\left[w_0^2 C_{eff}\left(1 + C_0/C_{eff}\right)^2\right]^{-1} - R_x^2 C_0}{1/\left(1 + C_0/C_{eff}\right)^2 + w_0^2 R_x^2 C_0^2}; \tag{4.7}$$

$$R_r \approx R_x = \frac{k_r}{w_0 Q V_P^2 (\partial C/\partial x)^2}, \quad C_{eff} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \tag{4.8}$$

где C_1 и C_2 - входная и выходная емкости усилителя соответственно.

Для такого автогенератора спектральная плотность фазовых шумов определяется соотношением [27]

$$L\{f_m\} = \frac{1}{4Q_l^2 V_P^2}\left[\frac{1}{4} + \frac{Q_l^2}{k_{eff}^2}\frac{(\varepsilon_0 A_0)^2}{d_0^6}\right] \cdot 2qK_1 I_B R_s^2 \cdot \frac{f_0^2}{f_m^3}, \tag{4.9}$$

где K_1 – коэффициент фликкерных шумов биполярного транзистора; I_B – ток базы; R_s – эквивалентное последовательное сопротивление резонатора. При $I_B = 0{,}5$ мА, $R_s = 14$ кОм и угле $1/f$ шума 50 кГц на частоте генерации 9,75 МГц реальная величина фазового шума $L\{f_m\} = -81$ дБн/Гц для расстройки 1 кГц [27].

Основные параметры различных реализаций CC-beam-резонаторов приведены в табл. 4.2, 4.3.

Таблица 4.2

Параметры CC-beam-резонаторов

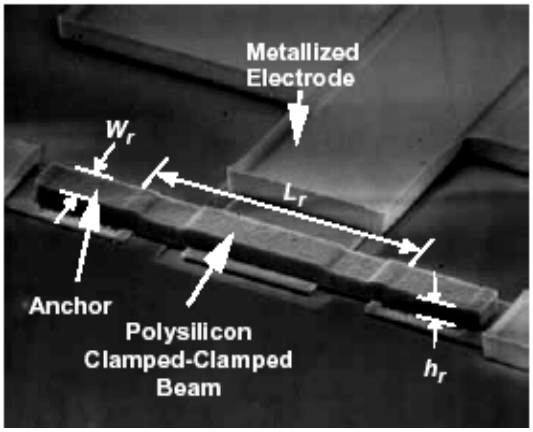
Частота, МГц	9,2	17,4
Длина балки L_r, мкм	40	29
Ширина балки W_r, мкм	8	8
Толщина балки h_r, мкм	1,93	1,79
Ширина электрода W_e, мкм	20	14
Величина зазора d, Å	1031	1120
Постоянное смещение V_P, В	16	16
Q	1371	1261
Эквивалентное сопротивление резонатора, кОм	8,46	23,77
Уровень интермодуляционных искажений $IIP3$, дБм	-11,77	-5,57

Таблица 4.3

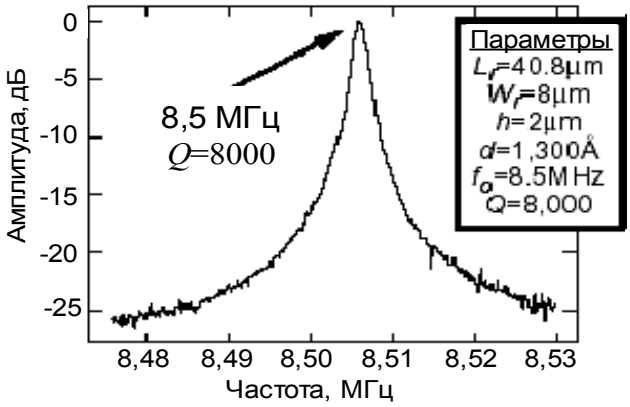
Частота CC-beam-резонаторов в зависимости от размеров и материала

Частота, МГц	Материал	Мода	h, мкм	W_r, мкм	L_r, мкм
70	кремний	1	2	8	15,18
110	кремний	1	2	8	11,86
250	кремний	1	2	4	7,34
870	кремний	2	4	4	7,13
870	алмаз	1	4	4	6,47
1800	кремний	2	4	8	4,98
1800	алмаз	2	4	4	7,58

Реальный CC-beam-резонатор на 9,65 МГц и его АЧХ приведены на рис. 4.4 [25].



а



б

Рис. 4.4. Реальный CC-beam-резонатор (а) и его АЧХ (б)

Недостатком такого типа резонаторов является значительное эквивалентное сопротивление (8…4) кОм. Резонаторы CC-beam, реализованные в настоящее время, работают в диапазоне частот (5…17,5) МГц и характеризуются низким уровнем интермодуляционных искажений $IIP3$ (-5,57...11,77) дБм [27, 28].

4.3. Двухпортный CC-beam-резонатор

Конструкция двухпортного емкостноуправляемого MEMS-резонатора с ограничителем (двухпортный CC-beam) [26, 29] приведена на рис. 4.5. Добротность резонатора составляет 10470 на частоте 10,47 МГц. Такой резонатор является многомодовым. Частота каждой моды существенно зависит от свойств материала структуры и ее геометрии.

Резонансная частота f_n для моды n определяется выражением

$$f_n = \frac{K_n}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cdot \left(\frac{W}{L^2}\right), \qquad (4.10)$$

где E - модуль Юнга; ρ - плотность материала; W и L - геометрические параметры (рис. 4.5). Для резонатора на 100 МГц W =2 мкм, L=12,9 мкм, h=2 мкм, реальное устройство занимает площадь 420 мкм^2.

Моды зависят от коэффициента K_n, приведенного в табл. 4.4 для первых пяти частот, и достигаются сложным управлением электродами с соответствующим фазированием управляющих сигналов.

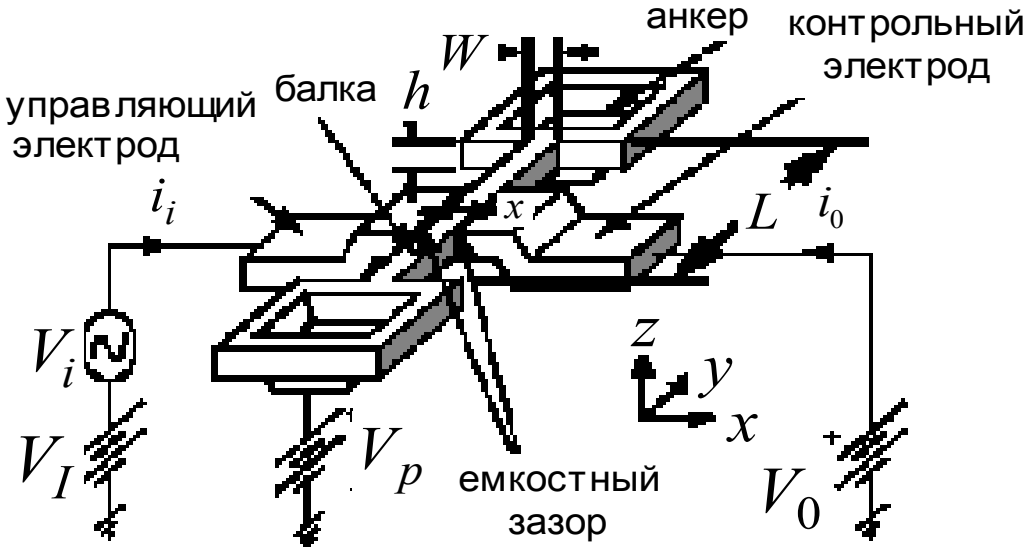


Рис. 4.5. Двухпортный CC-beam MEMS-резонатор с ограничителем

Устройство состоит из ограниченной резонирующей балки, расположенной под ней заземленной пластины, находящейся с балкой в электрическом контакте, и двух (или более) электродов, осуществляющих емкостное управление. На резонирующую балку подается постоянное напряжение V_p, переменное напряжение входного сигнала подается на один (или несколько) управляющий электрод.

Когда на управляющие электроды подается входной сигнал, микрорезонатор начинает совершать поперечные колебания, при этом между резонатором и электродами образуется изменяемая во времени емкость.

Выходной ток через порт n можно определить по формуле

$$i_n = -Vp_n \cdot \frac{\partial C_n}{\partial t} = -Vp_n \cdot \frac{\partial C_n \cdot \partial x}{\partial x \cdot \partial t}, \qquad (4.11)$$

где x - смещение резонирующей балки от центра;

$\frac{\partial C_n}{\partial x}$ - изменение емкости в зависимости от смещения, которое приближенно может быть описано следующей зависимостью:

$$\frac{\partial C_n}{\partial x} = \begin{cases} -\frac{C_{0n}}{d_n} \cdot \left(1 + \frac{x}{d_n}\right)^{-2} & \textit{при смещении влево}, \\ \frac{C_{0n}}{d_n} \cdot \left(1 - \frac{x}{d_n}\right)^{-2} & \textit{при смещении вправо}, \end{cases} \qquad (4.12)$$

где C_{0n} - статическая емкость между балочным элементом и электродом (порт *n*); d_n - величина зазора между электродом и резонирующей балкой в исходном состоянии.

Таблица 4.4

Модовые характеристики двухпортного MEMS-резонатора с ограничителем

Мода	n	K_n	f_n / f_0
Основная (f_0)	1	1,028	1
1-я гармоника (f_2)	2	2,833	2,757
2-я гармоника (f_3)	3	5,552	5,404
3-я гармоника (f_4)	4	9,182	8,932
4-я гармоника (f_5)	5	13,717	13,344

Как видно из (4.12), величина $\frac{\partial C_n}{\partial x}$ должна быть большой для обеспечения подавления шумов микрорезонатора и возможности корректного использования его для проектирования высокочастотных генераторов и микромеханических фильтров. Выражение (4.12) свидетельствует также о нелинейности зависимости полной емкости C_n от смещения x, которая обусловлена нелинейностью передаточной характеристики, резонансной частотой и управляющим напряжением V_p. Для уменьшения этой нелинейности и устранения ее влияния на стабильность частоты микрорезонатор необходимо проектировать так, чтобы изменение емкости между электродом и резонирующим элементом в зависимости от смещения x происходило линейно [29].

4.4. Гребневый MEMS-резонатор продольных колебаний (F-beam)

Существенно более линейное, чем в двухпортных CC-beam MEMS-резонаторах с ограничителем, изменение емкости в зависимости от смещения резонирующей части обеспечивается в MEMS-резонаторах продольных колебаний (F-beam) с использованием гребневой структуры для осуществления емкостного управления [29, 30] (рис. 4.6, а).

MEMS-резонатор состоит из двух соединенных гребневых структур, внутренние части которых, подвешенные над подложкой на 2 мкм на упругих вилочных подвесах в двух центральных точках, являются резонатором, а внешние – управляющими электродами. Смещение задается тремя источниками постоянного тока: V_0, V_1 и V_P.

Изменение емкости в зависимости от смещения $\frac{\partial C_n}{\partial x}$ для F-beam MEMS-резонатора с гребневой структурой приближенно определяется выражением

$$\frac{\partial C_n}{\partial x} = \begin{cases} -\dfrac{\alpha N_g \varepsilon_0 h}{d} & \textit{при смещении влево}, \\ \dfrac{\alpha N_g \varepsilon_0 h}{d} & \textit{при смещении вправо}, \end{cases} \tag{4.13}$$

где N_g - число зазоров между штырями структуры; h - толщина пленки; d - величина зазора между электродом и резонирующей частью. Для гребневой геометрии α=1,2 [29]. Следует заметить, что $\frac{\partial C_n}{\partial x}$ обратно пропорционально величине зазора d.

Основная резонансная частота такого MEMS-резонатора определяется следующим образом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \left[\frac{2 \cdot E \cdot h \cdot \left(\frac{W}{L}\right)^3}{M_p + \frac{1}{4} M_t + \frac{12}{35} M_b} \right]^{\frac{1}{2}}, \qquad (4.14)$$

где M_p - масса подвижной части гребневой структуры; M_t - масса внешней части гребневой структуры; M_b - суммарная масса подвеса; W и h - ширина и толщина сечения резонирующей балки; L - геометрический параметр (рис. 4.6); E - модуль Юнга.

Электрическая эквивалентная схема резонатора (рис. 4.6, б) обычно представляется в виде линейного резонансного четырехполюсника, в котором C_{0i} и C_{00} - емкости входного и выходного преобразователей соответственно ($C_{0i}, C_{00} = 15$ фФ). Значения C_x, L_x, R_x определяются из соотношений

$$C_x = \frac{\eta^2}{k}, \quad L_x = \frac{m}{\eta^2}, \quad R_x = \frac{\sqrt{km}}{Q\eta^2}, \quad \eta = V_P \frac{\partial C}{\partial x}, \qquad (4.14)$$

где m – эффективная масса, приведенная к точке преобразователя; k – коэффициент упругости системы; $\partial C_n / \partial x$ – изменение емкости, отнесенное к порту n ($n = (1,2)$).

Однако, хотя применение электростатического гребневого преобразователя позволяет значительно снизить нелинейность по сравнению с CC-beam-резонаторами, ее величина в несколько раз выше, чем в высокодобротном кварцевом резонаторе, что является существенным недостатком резонаторов такого типа. Проявление нелинейности наблюдается уже при амплитудах возбуждения порядка единиц милливольт (рис. 4.6, б), а причиной служит нелинейная упругость подвеса, описываемая уравнением Дуффинга [30]:

$$F_{sp} = k_1 x + k_3 x^3, \qquad (4.15)$$

где x – возвратно-поступательное перемещение колеблющейся части; k_1, k_3 – коэффициенты упругости. На практике $k_1 = 0{,}6$ Н/м, $k_3 = 1{,}3 \cdot 10^7$ Н/м^3 [30].

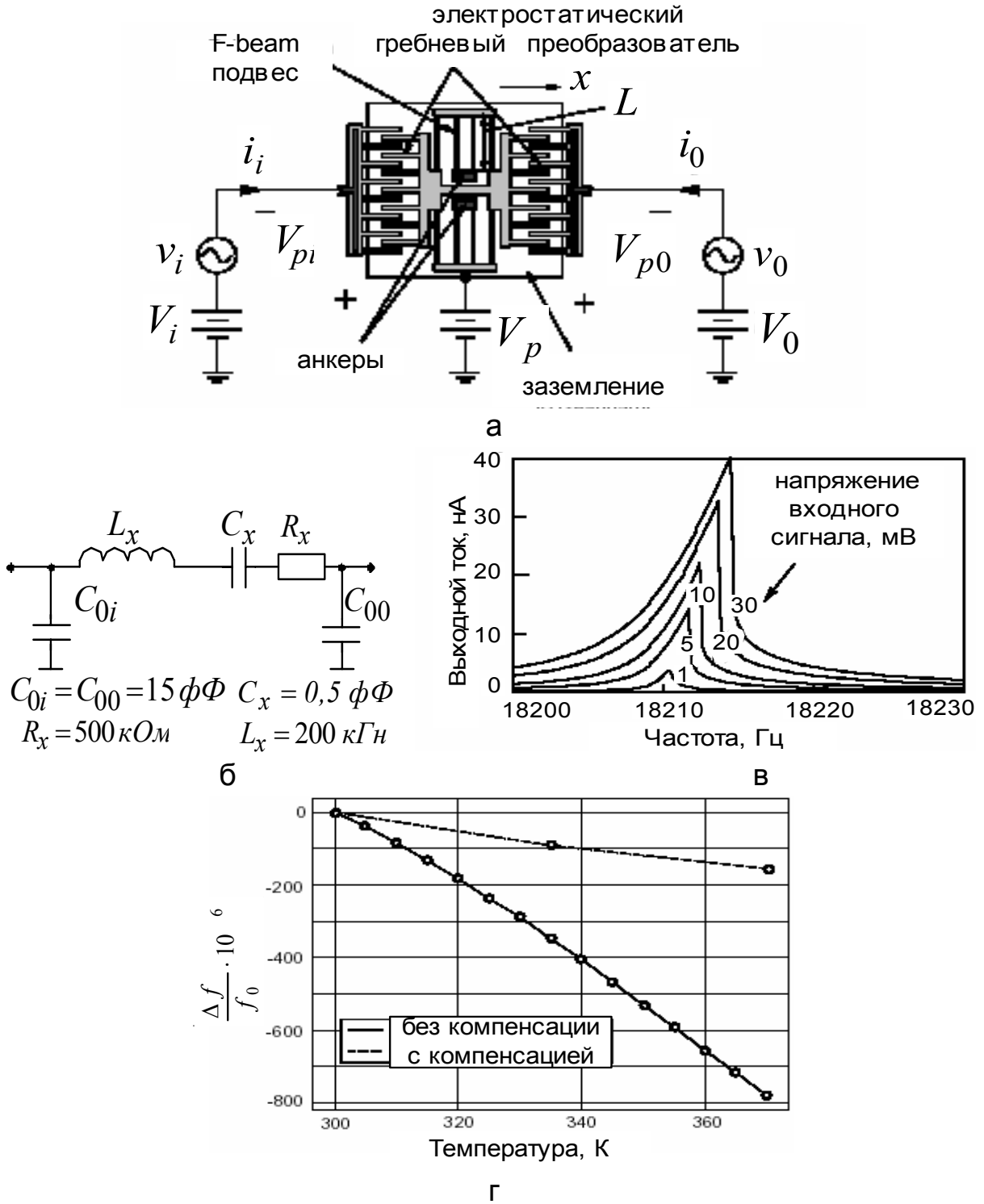


Рис. 4.6. F-beam MEMS-резонатор с гребневой структурой:
а - конструкция и схема включения; б - электрическая эквивалентная схема; в - деформация АЧХ резонатора при изменении амплитуды сигнала возбуждения; г - частотно-температурная характеристика

Используя (4.14) можно получить следующую зависимость:

$$\frac{\partial|i_x|}{\partial|v_i|}=\frac{Q}{k_1}w_0V_P^2\left(\frac{\partial C}{\partial x}\right)^2-\frac{81}{64}\frac{k_3Q}{k_1^4}w_0V_P^4\left(\frac{\partial C}{\partial x}\right)^4|v_i|^2=\frac{1}{R_x}, \qquad (4.16)$$

где R_x – эквивалентное последовательное сопротивление.

Величина амплитуды v_i контролируется в резонаторе напряжением смещения V_P.

Температурный коэффициент (ТКЧ) на резонансной частоте для поликремниевого F-beam-резонатора с гребневой структурой в диапазоне температур от 330 до 370 К составляет порядка -10×10^{-6} °C^{-1}, что выше, чем у кварца АТ-среза, температурный коэффициент которого находится в диапазоне $(-2...2)\times10^{-6}$ °C^{-1} при температурах (200…370) °К. На рис. 4.6, г представлена частотно-температурная характеристика резонатора при использовании его с температурной компенсацией и без нее [29]. Применение температурной компенсации резонатора позволяет снизить его ТКЧ примерно в 5 раз.

Данный резонатор на сегодня является самым высокодобротным среди MEMS-резонаторов, выполняемых из поликремния. Устройство ориентировано на применение в автогенераторах с возбуждением на частоте последовательного резонанса и в узкополосных одно- и многозвенных фильтрах.

Значения добротности для таких резонаторов – $Q=(50...500)\cdot10^3$. Уровень фазовых шумов составляет -168 дБм/Гц при расстройке на 5 кГц от несущей и мощности несущей не более -14,5 дБм.

Основным недостатком F-beam-резонаторов такого типа является низкая резонансная частота $f_0=(15...100)$ кГц, ограничивающая область их применения.

Практическое использование F-beam-резонатора с гребневой структурой [29] позволило создать сверхузкополосный фильтр с центральной частотой 18 кГц и полосой пропускания на уровне 3 дБ не более 0,36 Гц.

4.5. FFC-beam-микрорезонаторы

Микрорезонаторы со свободно колеблющимися концами резонирующего элемента в поперечной плоскости (FFC-beam) [32] предназначены для работы в диапазоне частот (30…1800) МГц, имеют

высокую добротность (порядка 10000) и меньшее эквивалентное последовательное сопротивление (3 - 5 кОм).

Резонирующая балка в этой конструкции (рис. 4.7) подвешена на четырех четвертьволновых торсионных балках, обеспечивающих изгибные резонансные колебания относительно точек подвеса с малыми потерями, а ее резонансная частота определяется соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\alpha\sqrt{\frac{k_{ri}}{m_{ri}}} = \frac{1}{2\pi}\alpha\sqrt{\frac{k_{mi}}{m_{ri}}}\left(1-\frac{k_e}{k_m}\right)^{\frac{1}{2}}, \qquad (4.17)$$

где $k_{mi} = \left(1{,}03\sqrt{\frac{E}{\rho}}\frac{h}{L_r^2}\right)^2 m_{ri}$, $\qquad \frac{k_e}{k_m} = \int\limits_{\frac{1}{2}(L_r-W_e)}^{\frac{1}{2}(L_r+W_e)} \frac{V_P^2\varepsilon_0 W_r}{d^3 k_m(y')}dy'$,

k_{ri} и m_{ri} – эффективные жесткость и масса резонирующей балки соответственно; α - эмпирический коэффициент, учитывающий конфигурацию балки и конечную эластичность защемления.

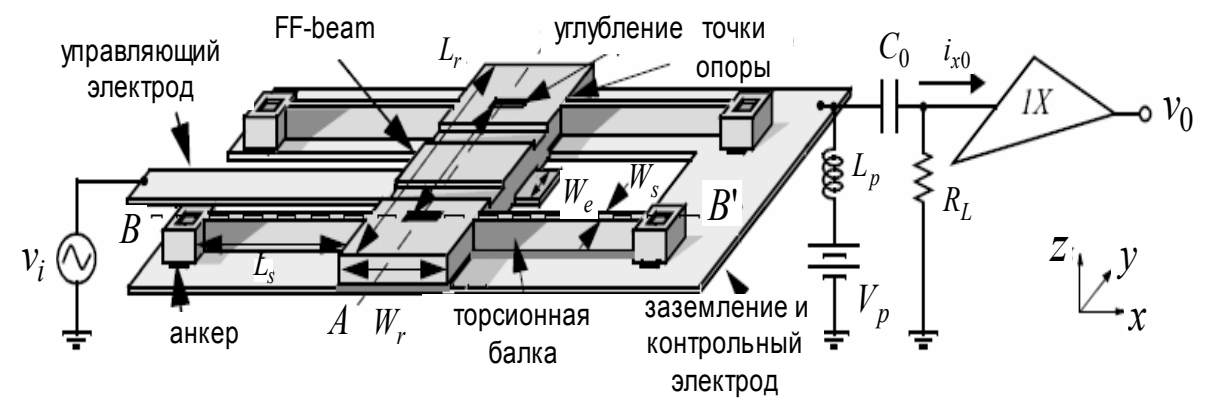


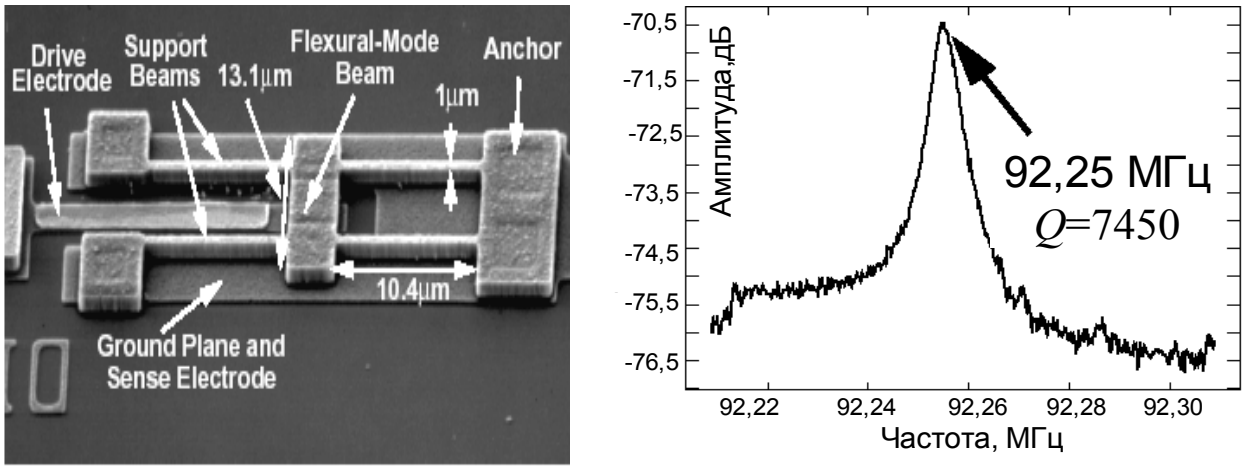
Рис. 4.7. Конструкция и схема подключения FFC-beam-резонатора

Величина последовательного сопротивления электромеханического преобразователя

$$R_z = \frac{V_I}{I_z} = \left[\int\limits_{L_1}^{L_2}\int\limits_{L_1}^{L_2} \frac{w_0 Q V_P^2(\varepsilon_0 W_r)^2}{d^4 k_m(y')}\frac{Z_{\mathrm{mod}\,e}(y)}{Z_{\mathrm{mod}\,e}(y')}dy'\,dy\right]^{-1}. \qquad (4.18)$$

Реальный FFC-beam-резонатор на 92 МГц, выполненный из поликремния, и его АЧХ приведены на рис. 4.8 [31].

Основные параметры различных реализаций FFC-beam-резонаторов приведены в табл. 4.5.



а б

Рис. 4.8. Реальный FFC-beam-резонатор (а) и его АЧХ (б)

Таблица 4.5

Частота FFC-beam резонаторов в зависимости от размеров и материала [31]

Частота, МГц	Материал	Мода	h, мкм	W_r, мкм	L_r, мкм
70	кремний	1	2	8	15,54
110	кремний	1	2	8	11,26
250	кремний	1	2	4	6,74
870	кремний	2	2	4	4,38
1800	кремний	3	1	4	3,09
1800	алмаз	3	1	4	6,16

Существенным недостатком микрорезонаторов является высокая температурная чувствительность (рис. 4.9).

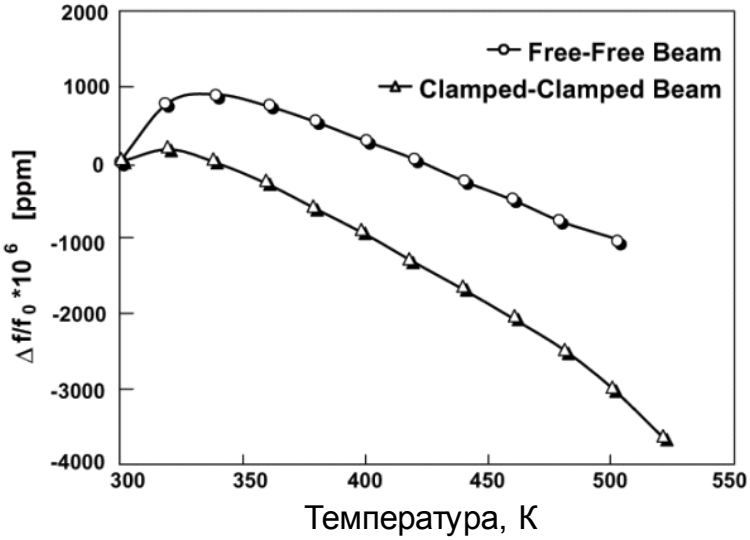


Рис. 4.9. Температурно-частотные характеристики резонаторов типа CC-beam и FF-beam

Типичные ТКЧ для резонаторов CC и FF типов: CC-beam – $12{,}5\times10^{-6}\ °C^{-1}$, FF-beam – $16{,}7\times10^{-6}\ °C^{-1}$ [32].

Недостатком резонатора FFC-beam кроме большого ТКЧ является также наличие паразитных мод (для данного резонатора $f_{sp}=1{,}7$ МГц), уровень подавления которых относительно рабочей моды составляет 25 дБ. Экспериментально полученная добротность резонатора $Q=8400$.

4.6. FFL-beam-резонаторы

Резонаторы с продольной вибрацией упругого элемента (FFL-beam) [33] используют изгибные колебания резонирующей балки (рис. 4.10, а) и планарные колебания балок подвеса на второй моде относительно точек закрепления (рис. 4.10, б). В этой конструкции резонансная балка присоединена к структуре в локальных опорных точках и закреплена с помощью подвесов крепления и анкеров, что обеспечивает минимальный перенос энергии между элементами структуры, а следовательно, минимальные потери энергии и высокую добротность. Подвесы крепления помимо своей непосредственной функции выполняют роль ограничивающих опорных балок. MEMS-резонатор имеет два электрода и является двухпортным.

По сравнению с резонаторами FFC-beam с поперечной вибрацией упругого элемента этот вид резонаторов обеспечивает в том же диапазоне частот существенно большую величину добротности [33].

Резонансная частота данного типа резонаторов определяется следующим соотношением:

$$f_0 = f_{nom}\left[1-\frac{k_{ei}}{k_m}-\frac{k_{e0}}{k_m}\right]^{1/2}, \qquad (4.19)$$

где f_{nom} – резонансная частота идеального FF-beam упругого элемента без учета электромеханической связи, отношения $\frac{k_{ei}}{k_m}$ и $\frac{k_{e0}}{k_m}$ - коэффициенты электромеханических жесткостей для входа и выхода соответственно, зависящие от величины напряжения смещения V_P и величины межэлектродного зазора d_0.

Реально исполненный резонатор (рис. 4.10, в) на частоте $f_0=10{,}472$ МГц при $V_P=30$ В обеспечил добротность 10743 [26].

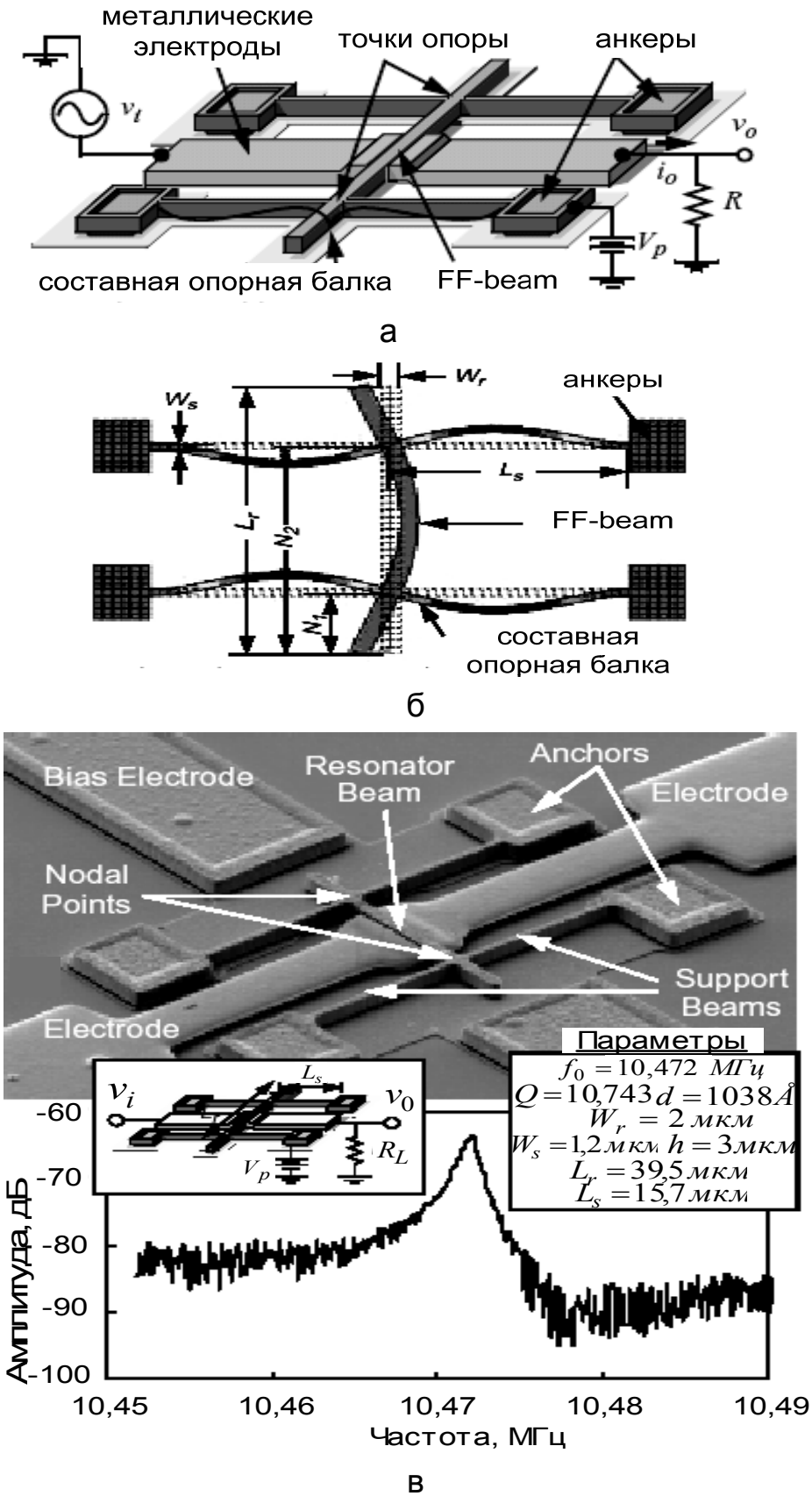


Рис. 4.10. FFL-beam резонатор: а - конструкция и схема подключения; б - схема деформации упругого элемента; в - реальное устройство и его АЧХ

Длина подвеса крепления упругого элемента L_S, обеспечивающая максимальную добротность, определяется следующим образом:

$$L_S = 1{,}683\left[\sqrt{\frac{E}{\rho}}\frac{W_S}{f_0}\right]^{1/2}, \qquad (4.20)$$

где E и ρ – модуль Юнга и плотность соответственно.

Параметры резонаторов FFL-beam приведены в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Параметры FFL-beam-резонаторов

Расчетный параметр	10 МГц	20 МГц
Длина балки L_r, мкм	39,8	28,6
Ширина балки W_r, мкм	2	2
Длина крепления балки L_s, мкм	25,6	18,4
Ширина крепления балки W_s, мкм	1,2	1,2
Толщина h, мкм	2	2
Ширина электрода W_e, мкм	14	9
Постоянное смещение V_P, В	30	30
Величина зазора d_0, мкм	0,1	0,1

Значение ТКЧ для этого резонатора составляет 55×10^{-6} °С$^{-1}$. Ухудшение ТКЧ объясняется применением золотой пленки на электродах. Улучшение температурных характеристик FFL-beam-резонатора может быть достигнуто введением дополнительной температурно-компенсирующей структуры. В этом случае среднее значение ТКЧ составляет $-2{,}5\times10^{-6}$ °С$^{-1}$ в диапазоне температур (30…80)°С [26].

Обобщенные параметры MEMS-резонаторов приведены в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Обобщенные параметры MEMS-резонаторов

Тип MEMS-резонатора	V_P, В	Q	f_0, МГц	R_x, кОм	ТКЧ, $°C^{-1}$
Дисковый	35…70	3090…9400	156…2000	1…29	-
CC-beam	5…16	1261…3600	8,5…1800	8…24	$12{,}5\times10^{-6}$
F-beam с гребневой структурой	10…50	$(50\ldots500)\times10^{3}$	0,015…0,1	500	$-22{,}5\times10^{-6}$
FFL-beam	30	10743	10…20	-	55×10^{-6}
FFC-beam	30	~10000	30…1800	3…5	$16{,}7\times10^{-6}$

Таким образом, существующие виды MEMS-резонаторов обладают следующими характеристиками: добротностью в диапазоне (1261…500000), эквивалентным сопротивлением (1…500) кОм, ТКЧ>($12{,}5\times10^{-6}\,°C^{-1}$), напряжением смещения V_P - (5…70) В, и применяются в широком диапазоне частот – (0,015-2000) МГц. Использование устройств термокомпенсации позволяет максимально приблизить величину ТКЧ MEMS-резонаторов к значению ТКЧ кварцевого резонатора АТ-среза, температурный коэффициент которого (при температурах (-73…97)$°C$) находится в диапазоне $(-2\ldots2)\times10^{-6}\ °C^{-1}$. Эквивалентное сопротивление МЭМС-резонаторов и нелинейность преобразования значительно превышают аналогичные характеристики высокодобротных кварцевых резонаторов, тем не менее MEMS-устройства обладают значительно меньшими габаритами и могут быть реализованы on-chip, что делает перспективным их применение в устройствах беспроводной связи, в частности, для создания MEMS-фильтров с высокой Q, низким уровнем вносимых потерь, узкой полосой пропускания канала и резким спадом АЧХ.

5. MEMS-ФИЛЬТРЫ

5.1. Принципы построения фильтров

В общем случае MEMS-фильтр представляет собой ряд MEMS-резонаторов, соединенных гибкими подвесами, образуя энергетически связанную резонансную систему. Функционирование устройства аналогично работе MEMS-резонатора: постоянное разностное на-

пряжение V_p прикладывается к кондуктивной механической структуре, и переменный сигнал подается на входной электрод, однако через согласованную нагрузку для обеспечения сглаживания полосы пропускания. Сопротивление выходного резонатора фильтра также должно быть соответствующим образом подобрано, чтобы не допустить искажений полосы пропускания. В случае если фильтр симметричный и Q резонаторов значительно выше добротности фильтра Q_{fr}, ***передаточное сопротивление*** может быть определено выражением

$$R_Q \cong \frac{k_r}{w_0 q Q_{fr} \eta^2}, \qquad (5.1)$$

где k_r - коэффициент жесткости резонатора; q - нормированная постоянная фильтра; η - электромеханический коэффициент связи.

Экспериментально установлено, что η пропорционален $\left(\frac{Vp}{d^2}\right)$, где d - зазор между электродом и резонатором. Зависимость R_Q от d для двухрезонаторного CC-beam-фильтра (рис. 5.1) приведена в табл. 5.1.

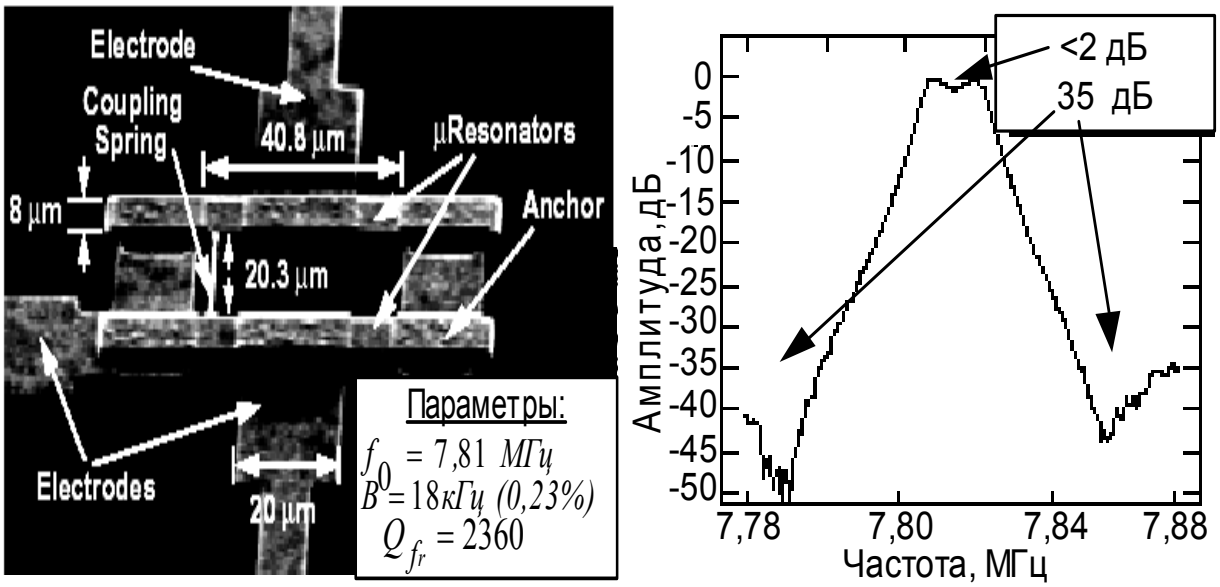


Рис. 5.1. MEMS-фильтр, состоящий из двух CC-beam-резонаторов, и его спектр

Таблица 5.1

Зависимость R_Q от d для двухрезонаторного CC-beam-фильтра

Параметр	d, Å				
R_Q, Ом	300	500	1000	2000	5000
f_0=70 МГц	195	223	266	317	399
f_0=870 МГц	78	81	80	95	119
При фиксированных Q_{fr}=10000 B=1,25 МГц, V_p=10 В					

5.2. Эквивалентная схема и основные параметры MEMS-фильтра

Эквивалентная схема MEMS-фильтра (рис. 5.2) фактически имитирует многозвенный LC полосовой фильтр с очень высокой Q. Здесь в качестве каждого внешнего звена используется MEMS-резонатор с емкостным преобразователем, эквивалентная схема которого, как было обозначено выше, представляет собой LRC колебательный контур. Устройство работает как акустическая передающая линия и, таким образом, может быть представлено Т-схемой, содержащей элементы накопления энергии, формирующие фильтрующую функцию с резким спадом и высоким уровнем подавления сигнала в полосе задерживания.

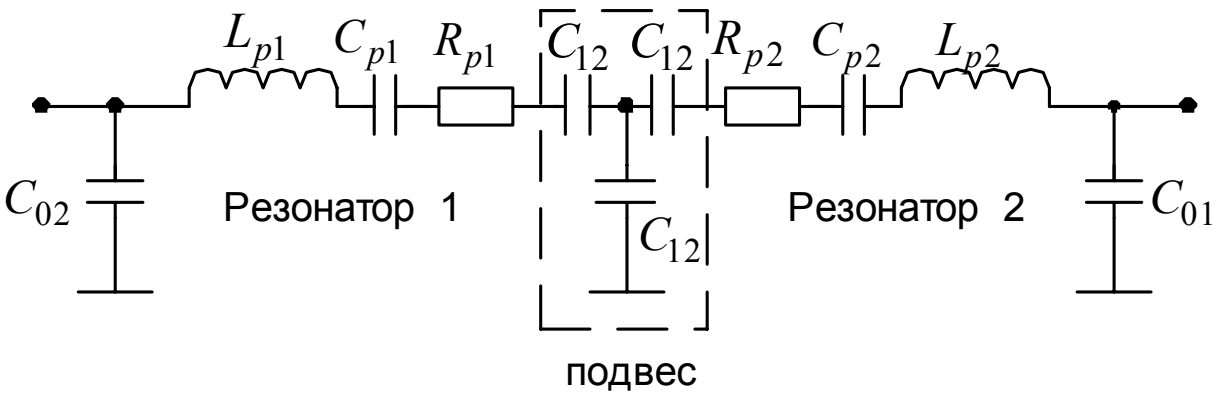


Рис. 5.2. Эквивалентная схема MEMS-фильтра

Порядок фильтра определяется количеством входящих в него резонаторов. Проектирование фильтра высшего порядка усложнено ограничением массы соединяющих подвесов, так как неравномерное

распределение массы в центре и по краям резонаторов влечет за собой изменение частоты резонаторов и в результате – искажение полосы пропускания фильтра, которая к тому же зависит от отношения коэффициентов жесткости соединяющего подвеса и резонаторов.

Центральная частота фильтра f_0 обусловливается в основном резонансной частотой однотипных резонаторов.

Ширина полосы пропускания фильтра может быть рассчитана следующим образом:

$$B = \left(\frac{f_0}{k_{ij}}\right) \cdot \left(\frac{k_{Sij}}{k_r}\right), \tag{5.2}$$

где k_{ij} - нормированный коэффициент связи;

$\left(\frac{k_{Sij}}{k_r}\right)$ - отношение коэффициентов жесткости подвеса и резонатора.

Динамический диапазон фильтра (DR) ограничен наличием шума: если в электронном фильтре основным источником является электронный шум, то в случае MEMS-фильтра – это шум, вызванный броуновским движением, который может быть уменьшен за счет конструкции. DR MEMS-фильтра определяется выражением

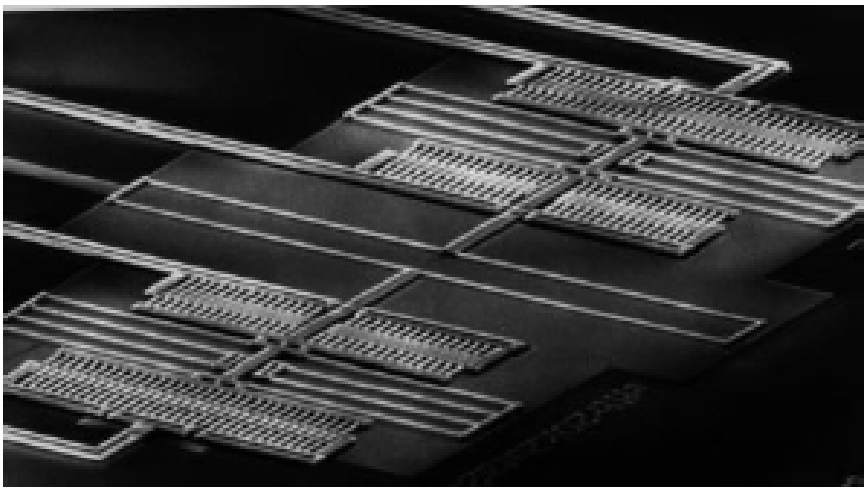
$$DR = 10 \cdot log\left[\frac{ka^2d^2}{4k_BT}\right], \tag{5.3}$$

где k - коэффициент упругости системы; a - постоянная, определяющая уровень допустимых искажений; d - зазор между электродом и резонатором; k_B - постоянная Больцмана; T - температура. Таким образом, с увеличением зазора d возрастает DR, но также усиливается и входной шум, что при разработке конструкции MEMS-фильтра требует принятия компромиссного решения между DR и минимальным уровнем детектируемого сигнала.

MEMS-фильтр с f_0=20 кГц и Q_{fr}=50000, состоящий из двух гребневых резонаторов, и его спектр приведены на рис. 5.3.

Основные параметры разработанных на сегодня MEMS-фильтров следующие: f_0 – в диапазоне (300 кГц…2,5 ГГц); Q_{fr} – (1000…50000); уровень вносимых шумов – менее 2 дБ; для двухрезонаторных фильтров B = 0,2 %, уровень подавления шумов в полосе задерживания – 30 дБ, для трехрезонаторных – B = 0,09 %, уровень

подавления шумов в полосе задерживания – 64 дБ; ТКЧ – порядка $10^{-6}\,{}^{\circ}C^{-1}$.



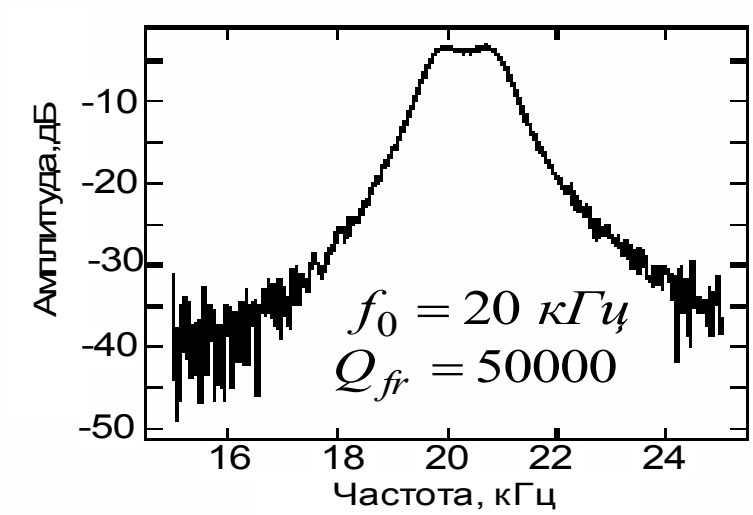


Рис. 5.3. MEMS-фильтр, состоящий из двух гребневых резонаторов, и его спектр

Таким образом, при разработке и применении MEMS-фильтров необходимо учитывать ряд факторов: Q_{fr} изменяется с частотой для определенного материала, что связано с частотно-зависимыми механизмами потери энергии; внесенное сопротивление электромеханического преобразователя должно быть минимизировано для обеспечения подавления входного шума и сглаживания паразитных искажений в полосе пропускания; значение f_0 зависит от технологии и способа реализации подстройки частоты; на стабильность f_0 оказывают влияние перепады температуры, равномерность распределения массы, изменения свойств материала в результате старения и другие внешние воздействия.

6. МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОММУТАТОРЫ (КМ)

6.1. Основные типы MEMS-КМ

Для коммутации каналов мультиполосных фильтров с малым уровнем вносимых потерь применяются MEMS-КМ. Кроме того, в последние годы MEMS-технология стала широко использоваться в области коммутации сигналов микроволнового диапазона. Впервые микромеханические КМ были применены в 1971 г. [36] для переключения низкочастотных электрических сигналов и конструктивно представляли собой электростатически управляемые консольные балки. В настоящее время существует множество топологий для MEMS-КМ, которые успешно применяются в широком диапазоне волн.

Преимуществами использования MEMS-КМ по сравнению с твердотельными приборами, такими, как полевые транзисторы (ПТ) и p-i-n-диоды, являются низкий уровень вносимых потерь, низкая потребляемая мощность, линейность характеристик. Для сравнения в табл. 6.1 представлены обобщенные параметры полупроводниковых и MEMS-приборов [3].

Таблица 6.1

Основные характеристики коммутаторов, выполненных по различным технологиям

Тип устройства	MEMS-КМ	p-i-n-диод	ПТ с барьером Шоттки
Уровень вносимых потерь на 1 ГГц, dB	0,1	0,5…1	0,5…1
Уровень подавления помех на 1 ГГц, dB	>40	40	20…40
Скорость коммутации	~мкс	~мкс	~нс
Управляющее напряжение, В	3…30	3…5	8
Габариты, мм^2	<0,1	0,1	1…5
Управляющий ток	<10 мкА	10 mA	<10 мкА

MEMS-КМ можно классифицировать по типу используемого контакта следующим образом: ***резистивные с контактом «металл - металл»*** [37] (рис. 6.1, а) и ***емкостные*** [36, 38 - 40] (рис. 6.1, б, в), в которых контакт осуществляется через изоляционный диэлектрический слой.

Основные характеристики MEMS-КМ с электростатическим управлением приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

Основные параметры MEMS-КМ с электростатическим управлением

Параметр	Конструкция (рис. 6.1, а)	Конструкция (рис. 6.1, б)	Конструкция (рис. 6.1, в)
Уровень потерь, dB	0,1	0,25	-0,06
Рабочая частота, ГГц	40	35	8
Габариты, мкм^2	150x200	170x150	1300x1100
Материалы:			
подложка	арсенид галия	кремний	p-кремний (>4000 Ом/см)
управляющие электроды	Au, покрыт Si_3N_4	кремний (>10 Ом/см), покрыт Si_3N_4	Ti + Au, покрыт Si_3N_4
подвесы	Au	сплав Al	Au или Al
мембрана	Au	Al	Au или Al

6.2. Реализация емкостных и резистивных MEMS-КМ

Емкостные MEMS-КМ с электростатическим управлением с двумя состояниями. Фактически MEMS-КМ с электростатическим управлением представляет собой MEMS-КУН с двумя состояниями. Емкость такого КУН в исходном состоянии мала (порядка фФ), а при воздействии управляющего напряжения – высокая (порядка пФ), при этом на нижний электрод чаще всего нанесен тонкий слой диэлектрика для предотвращения «слипания» управляющего и подвешенного (мембраны) электродов. Конструкция такого КМ приведена на рис. 6.1, б [39].

Емкостные MEMS-КМ с электростатическим управлением с тремя состояниями. MEMS-КМ с аналогичным принципом работы, но с двумя управляющими электродами (трехэлектродный КУН) представлен в работе [36] (рис. 6.1, в). Данное устройство может находиться в трех состояниях: разомкнутом, образовывать «контакт» с верхним электродом или с нижним. Такой КМ представляет собой однополюсный переключатель на два направления.

Конструкция резистивного MEMS-КМ с контактом «металл - металл» [37] принципиально отличается тем, что при воздействии управляющего напряжения мембрана притягивается электростатической силой вниз, образуя непосредственный контакт с сигнальной линией и замкнутую цепь, при этом обеспечивается очень низкий уровень вносимых потерь в верхнем положении КМ и возмож-

ность функционирования в широком диапазоне волн за счет контакта «металл - металл» в нижнем положении.

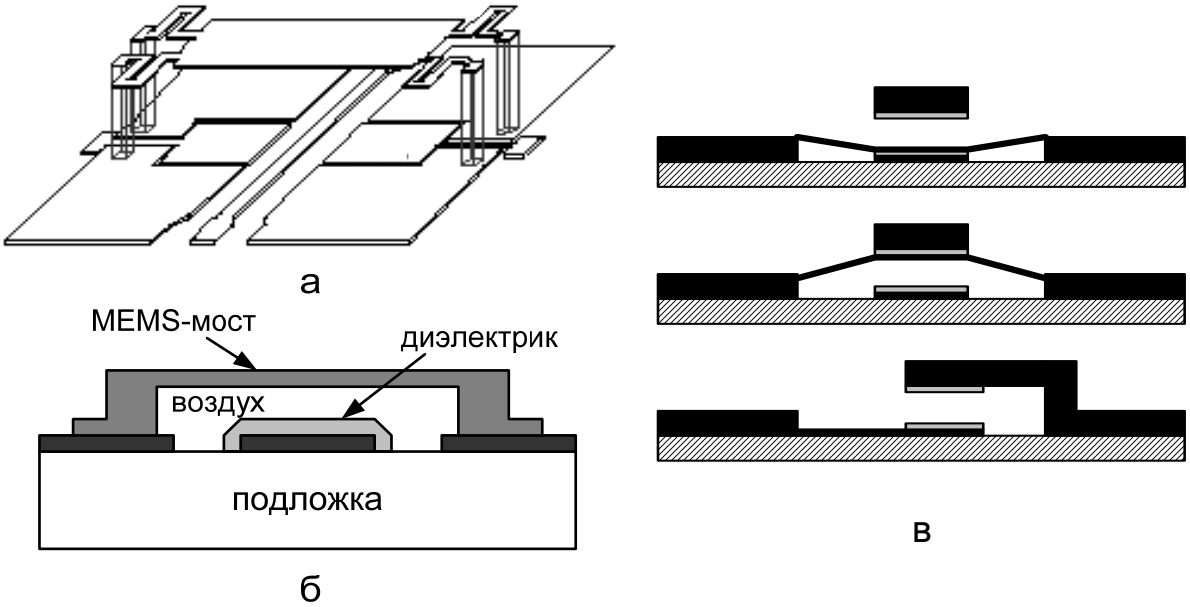


Рис. 6.1. MEMS-КМ: а - резистивный с контактом «металл - металл»; б - емкостной с диэлектриком; в - емкостной с тремя состояниями

Практически реализованные MEMS-КМ показаны на рис. 6.2 [37], 6.3 [41].

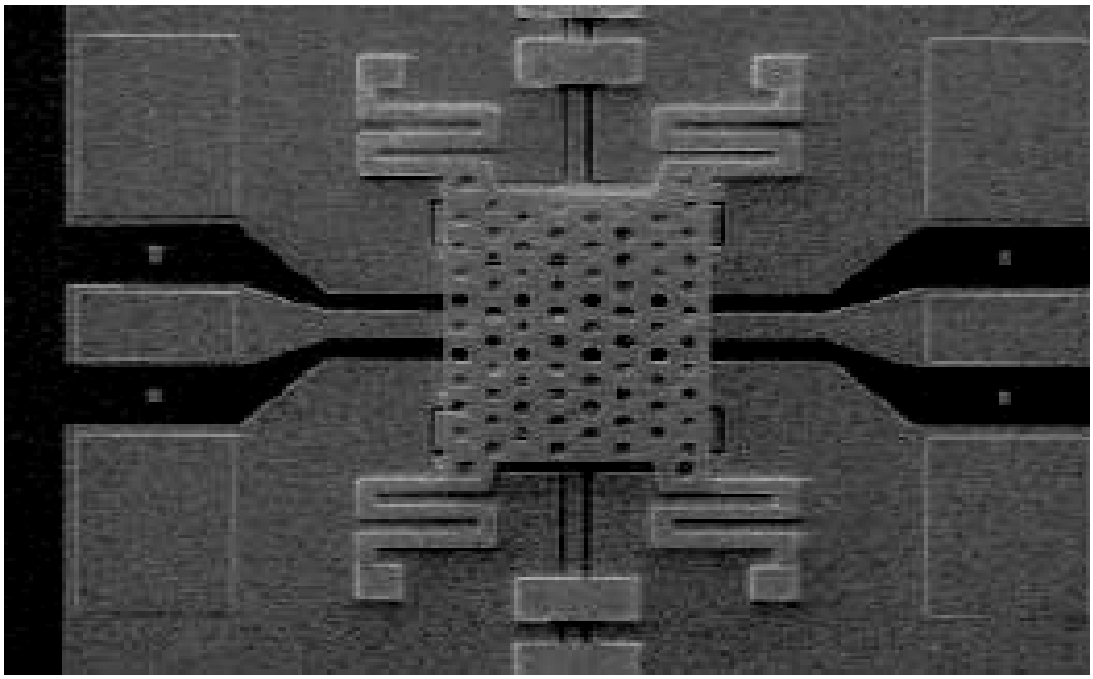


Рис. 6.2. MEMS-КМ с контактом

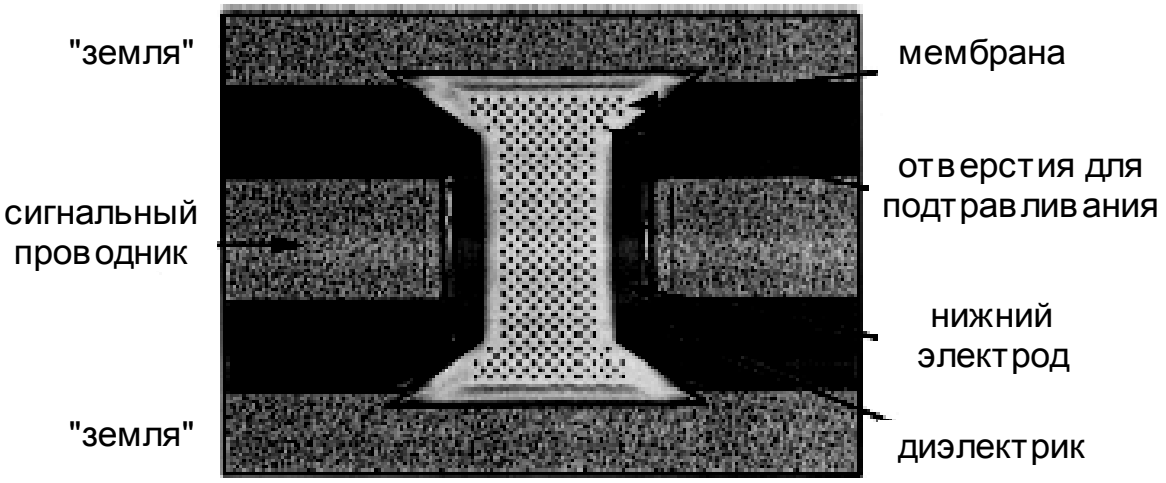


Рис. 6.3. MEMS-КМ с диэлектриком

Таким образом, основными достоинствами MEMS-КМ являются низкий уровень вносимых потерь, низкая потребляемая мощность, линейность характеристик, наименьшие габариты по сравнению со всеми существующими в настоящее время устройствами, выполняющими коммутирующую функцию. Тем не менее разработанные на сегодня MEMS-КМ требуют решения таких проблем, как повышение надежности электрического контакта и уменьшение длительности коммутации, так как надежность электрического контакта коммутации ограничивается требованием миниатюризации, к тому же кондуктивный контакт подвержен износу, а уменьшение времени коммутации связано с повышением управляющих напряжений.

7. ПРИМЕНЕНИЕ MEMS-КУН В КВАРЦЕВОМ ЧАСТОТНОМ МОДУЛЯТОРЕ (КЧМ)

7.1. Эквивалентная схема и характеристики КЧМ [59]

В системах мобильной связи широко используются устройства частотной и фазовой манипуляции, представляющие собой КЧМ. Непосредственно частотная модуляция в таких устройствах осуществляется за счет изменения сопротивления управляющего элемента, включенного в электрическую схему по закону модулирующего напряжения. В качестве управляющего элемента чаще всего применяются варикапы.

Однако, как было отмечено, для варикапов характерно явление самомодуляции по ВЧ, которое отсутствует в MEMS-КУН за счет того, что электрические резонансные частоты значительно превышают механические.

В связи с этим MEMS-КУН с электростатическим управлением целесообразно использовать в качестве конструктивных элементов КЧМ благодаря их высокой электрической добротности ($Q \in (400...500)$ на частотах (1,5…2,0) ГГц), низкому уровню шумов ($\Lambda(f) = -136$ дБн/Гц при отстройке 3 МГц на несущей $f_н = 860$ МГц) и низкому управляющему напряжению (3…10) В. В данном случае MEMS-КУН реализуется как неотъемлемая часть частотного модулятора, образуя, таким образом, кварцевую колебательную систему с управляемым межэлектродным зазором (КЧМ УМЗ).

Эквивалентная схема такой системы (рис. 7.1) содержит управляемый КУН емкостью $C_{заз}(E_{упр})$ и включает в себя динамические L_q, C_q, R_q, статические $C_{ПЭ}$, C_0 параметры пьезорезонатора и управляемый параметр $C_{заз}(E_{упр})$.

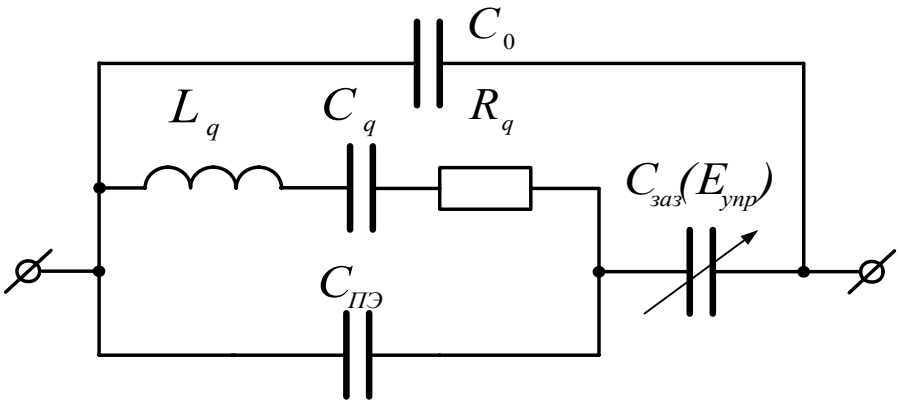


Рис. 7.1. Эквивалентная схема КЧМ УМЗ

Конструктивно пьезоэлемент и $C_{заз}(E_{упр})$ совмещены в одной конструкции так, что левый (по схеме рис. 7.1) электрод конденсатора $C_{заз}(E_{упр})$ нанесен на поверхность пьезоэлемента, а правый является подвижным электродом MEMS-КУН 2 на рис. 7.2. Такая конструкция обеспечивает весьма малое влияние паразитной емкости C_0 на характеристики колебательной системы.

Модуляционная характеристика КЧМ УМЗ и зависимость эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) как функции от управляющего напряжения при использовании MEMS-КУН с площадью электродов $S = (210 \times 230)$ мкм^2, выполненного из Poly0 с коэффициентом упругости $k_1 = 13$ Н/м, и $S = (400 \times 400)$ мкм^2, выполненно-

го из Poly1 с коэффициентом упругости $k_2 = 37$ Н/м, приведены соответственно на рис. 7.3 и 7.4.

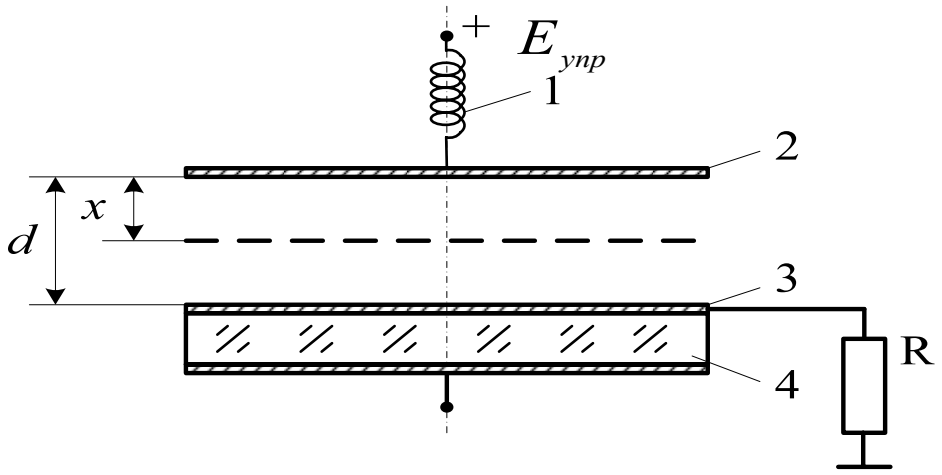


Рис. 7.2. Модель КЧМ УМЗ: 1 – упругий подвес;
2 – подвижный электрод; 3 – неподвижный электрод
межэлектродного КУН емкостью $C_{заз}(E_{упр})$;
4 – пьезоэлемент

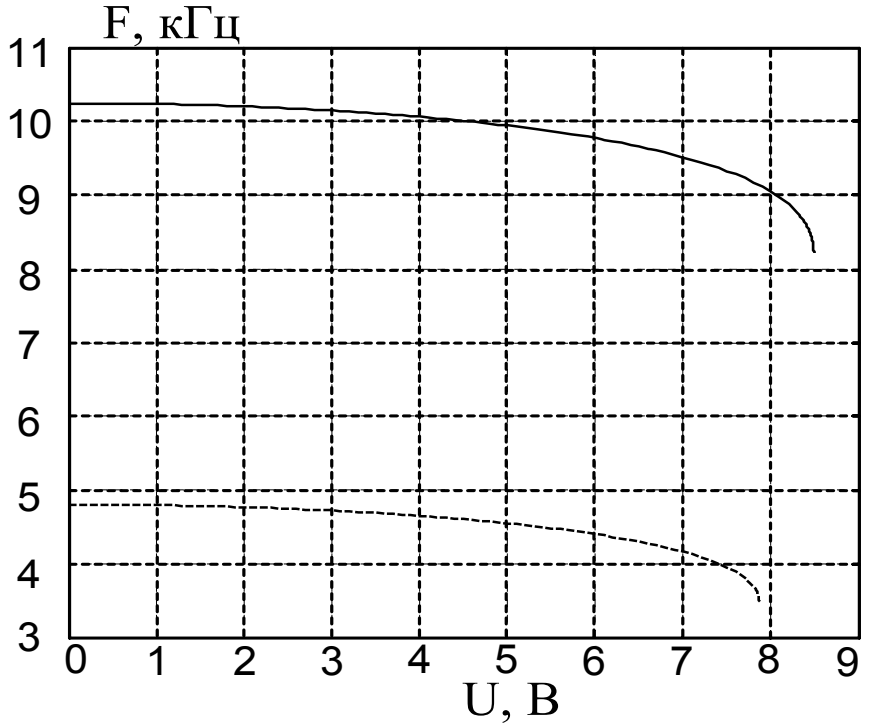


Рис. 7.3. Модуляционная характеристика КЧМ УМЗ
с величиной межэлектродного зазора $d = 2$ мкм:
—— - $S = (210 \times 230)$ мкм^2, $k_1 = 13$ Н/м;
----- - $S = (400 \times 400)$ мкм^2, $k_2 = 37$ Н/м

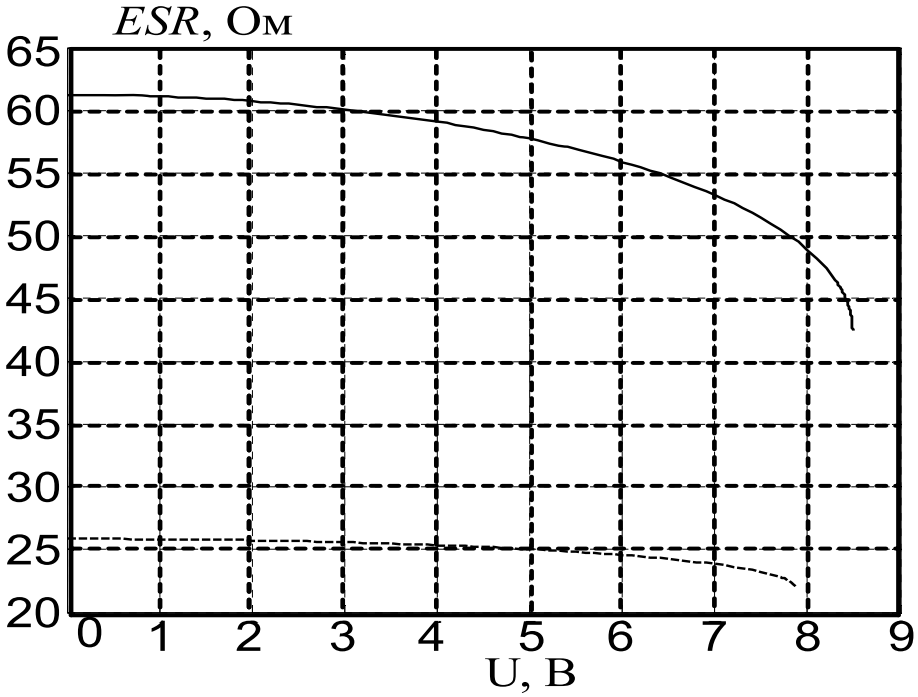


Рис. 7.4. Величина ESR КЧМ УМЗ с величиной межэлектродного зазора $d = 2$ мкм:
—— - $S = (210 \times 230)$ мкм^2, $k_1 = 13$ Н/м;
----- - $S = (400 \times 400)$ мкм^2, $k_2 = 37$ Н/м

Анализ этих рисунков показывает, что форма представленных на них зависимостей в точности соответствует характеристикам частотного модулятора с использованием в качестве подвижного электрода металлической мембраны.

Таким образом, применение технологии MEMS позволяет разрабатывать частотные модуляторы на основе кварцевых резонаторов с электростатически управляемым межэлектродным зазором, которые в отличие от варикапов обладают более высокой добротностью, низким уровнем шумов, а малая величина ESR колебательной системы обеспечивает хорошие условия их возбуждения интегральными микросхемами передатчиков и трансиверов.

7.2. Анализ влияния температуры окружающей среды на характеристики электростатического преобразователя [61]

Температурное воздействие является наиболее существенным фактором, влияющим на работоспособность и характеристики MEMS. Проблема исследования поведения устройства под действием температурных вариаций является актуальной, поскольку изменение температуры окружающей среды вызывает деформацию электродов за счет теплового расширения, а также влияет на свойства упругого

подвеса, что, в свою очередь, приводит к вариациям основных параметров устройства.

Для оценки влияния температуры на характеристики устройства проведем тепловое моделирование поведения подвижного электрода электростатического преобразователя в диапазоне температур $(-40...+100)$°С.

Тепловая модель поведения устройства основана на квазилинейном итерационном алгоритме, каждый шаг которого состоит из трех основных этапов:

1. **Определение температурного распределения.** Температурный профиль подвижного электрода можно получить, решив уравнение теплопроводности для изотропного тела методом конечных элементов [60]:

$$\nabla^2 t = \frac{c_p \rho}{\lambda} \cdot \frac{dt}{d\tau}, \tag{7.1}$$

где λ - теплопроводность; c_p - удельная теплоемкость; ρ - плотность материала.

2. **Определение деформации подвижного электрода под действием температуры.** Изменение температуры окружающей среды приводит к изменению размеров электродов и подвесов вследствие температурного расширения материалов, что вызывает деформацию структуры и смещение начального положения подвижного электрода, а следовательно, и изменение величины зазора между электродами преобразователя, что, в свою очередь, приводит к изменению емкости $C_{заз}$.

Изменение размеров структуры может быть определено следующим образом:

$$\begin{cases} \Delta L_{xjk} = \alpha L_{xjk} \Delta t_{xjk} ; \\ \Delta L_{iyk} = \alpha L_{iyk} \Delta t_{iyk} ; \\ \Delta L_{ijz} = \alpha L_{ijz} \Delta t_{ijz} , \end{cases} \tag{7.2}$$

где α - коэффициент теплового расширения; ΔL_{ijk} - изменение расстояния между соседними точками сетки итерационного алгоритма вследствие теплового расширения по соответствующей координате; Δt_{ijk} - изменение температуры в заданной точке.

3. **Определение емкости электростатического преобразователя** $C_{заз}$ по динамической модели (2.1) [1].

Рассмотрим поведение преобразователя с геометрией подвижного электрода, показанной на рис. 7.5 [1], под действием температуры. Нижний электрод устройства выполнен из поликремния Poly1 на стандартной кремниевой подложке, подвижный – из слоя поликремния Poly2 толщиной 1,5 мкм и слоя золота – 0,5 мкм по стандартному технологическому процессу MUMP. Зазор между электродами составляет 0,75 мкм, площадь электрода – (210x230) мкм.

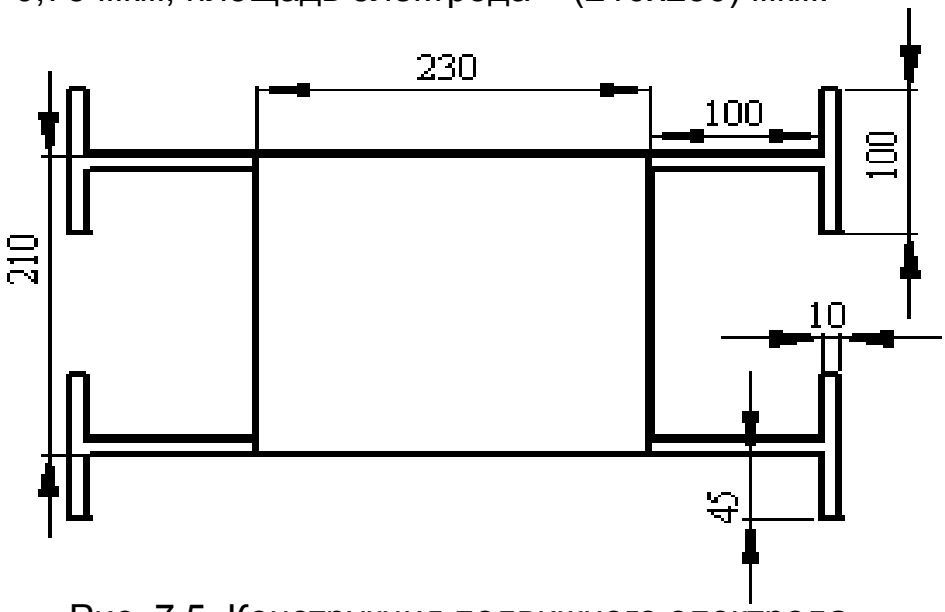


Рис. 7.5. Конструкция подвижного электрода
(размеры приведены в микрометрах)

Рис. 7.6 иллюстрирует деформацию подвижного электрода при t^o=20ºС под действием управляющего напряжения U =3,8 В. Максимальное смещение электрода по координате x составляет 0,247 мкм, тем не менее профиль деформации неравномерный и имеет прогиб, что вносит дополнительную погрешность в значение проектируемой емкости в соответствии с формулой

$$C_{заз}(U) = \frac{\varepsilon\ S}{d + X(U)}. \qquad (7.3)$$

Профили деформации при отсутствии управляющего напряжения и температуре окружающей среды t^o = +100ºС и t^o = –40ºС приведены соответственно на рис. 7.7, а и 7.7, б. Как видно из рисунка, при t^o = +100ºС электрод прогибается вверх, а при t^o = –40ºС – вниз, что объясняется значительным различием коэффициентов температурного расширения материалов его слоев (для кремния $\alpha = 2{,}6 \cdot 10^{-6}\, 1/K$, для золота $\alpha = 14 \cdot 10^{-6}\, 1/K$). Следовательно, в данном случае при повышенных температурах для достижения требуемой величины емкости необходимо более высокое управляющее напряжение, чем в

нормальных условиях, так как возникающий прогиб электрода увеличивает зазор, в то время как при низких температурах зазор уменьшается и при том же управляющем напряжении величина емкости будет больше требуемой. Однако такое поведение характерно только для устройств, выполненных по технологическому процессу MUMP. Если же подвижный электрод изготовлен гальваническим методом из однородного металла, то прогибание его не возникает, а зазор между электродами изменяется за счет изменения упругих свойств подвесов. Кроме того, в любом случае изменяются линейные размеры структуры: при повышении температуры наблюдается расширение, а при низких температурах – сжатие электрода и подвесов.

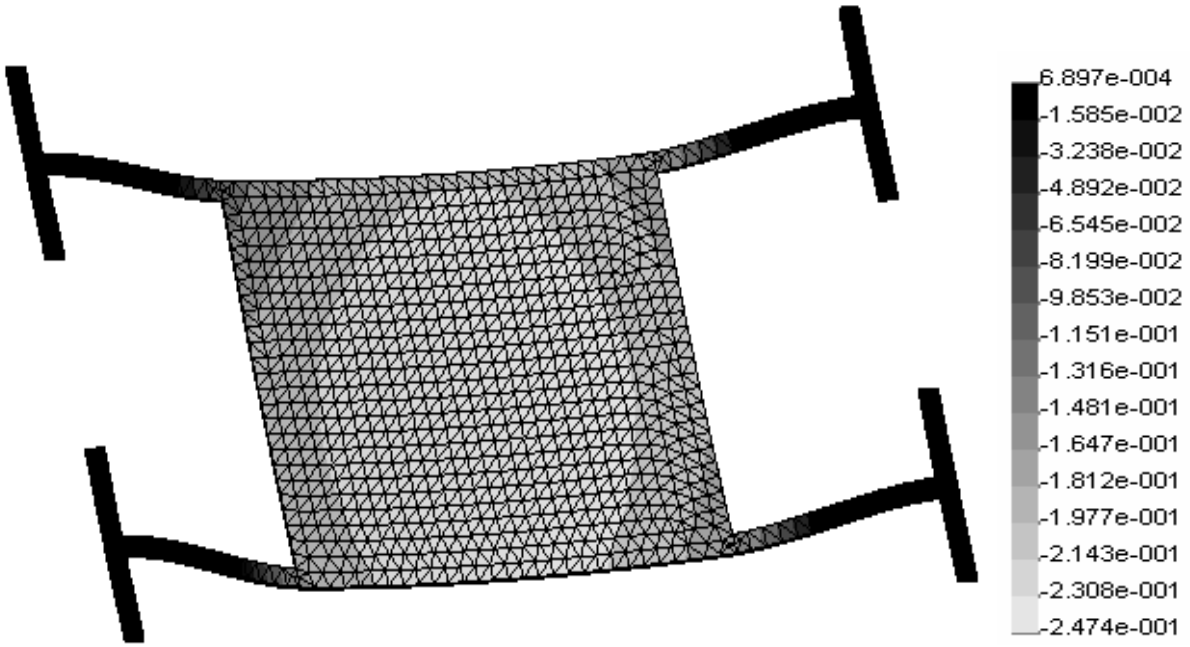
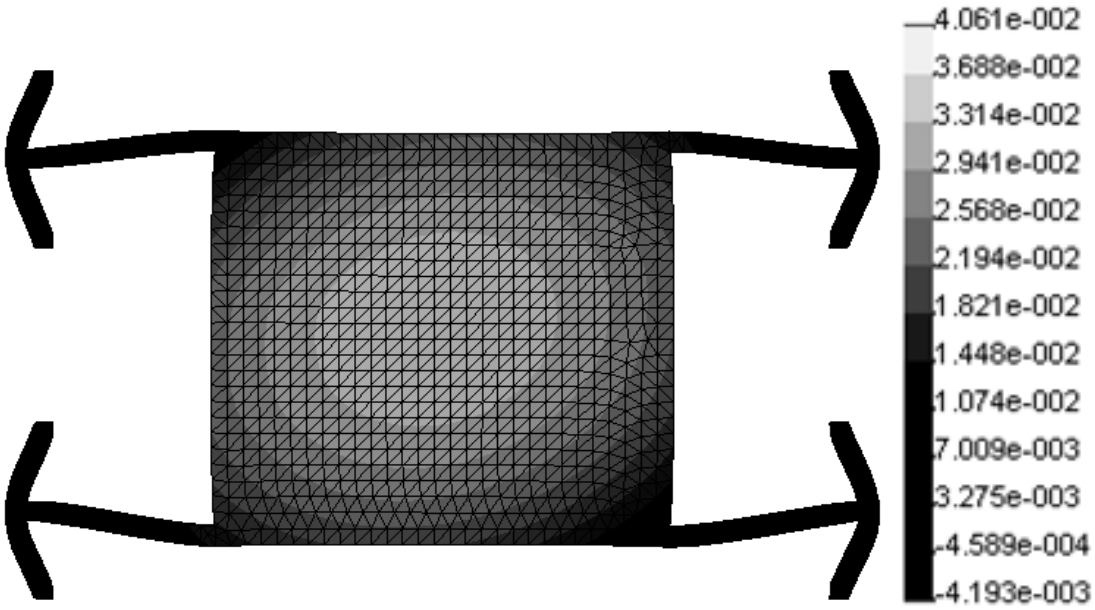


Рис. 7.6. Деформация электрода при 20ºС, $U = 3{,}8$ В
(на шкале – величина деформации по координате x
в микрометрах)

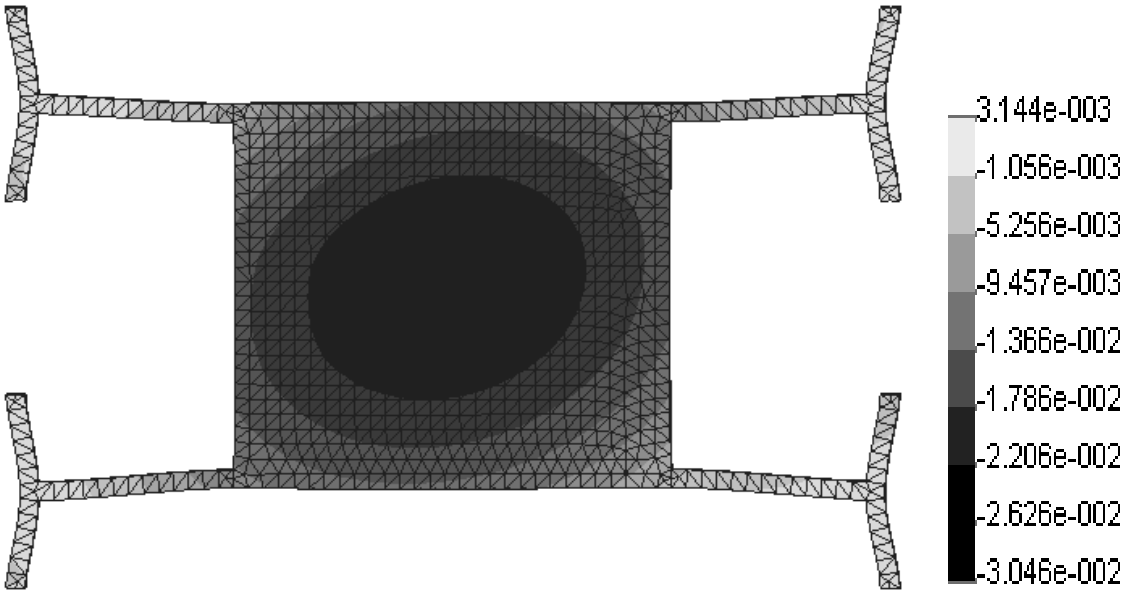
Таким образом, под действием температуры прослеживается не только изменение исходной величины зазора между электродами преобразователя за счет их деформации и изменения размеров подвесов, но и изменение площади поверхности электродов; к тому же, как оказалось, подвижный электрод также деформируется под действием управляющего напряжения. Все эти факторы влияют на величину емкости устройства и вносят дополнительные погрешности.

В табл. 7.1 представлены результаты моделирования в диапазоне рабочих температур $(-40...+100)$°С при разной величине управ-

ляющего напряжения U: $X_{\max}$ - максимальное смещение подвижного электрода по координате x и емкость преобразователя $C_{заз}$.



а



б

Рис. 7.7. Деформация электрода при $U = 0$ В: а - при t^o =+100ºС; б - при t^o = -40ºС (на шкале – величина деформации по координате x, в микрометрах)

Зависимость величины емкости от температуры окружающей среды при различной величине управляющего напряжения приведена на рис. 7.8. Максимальный разброс величины емкости, вызванный температурным воздействием, составляет при этом 0,1 пФ.

Таблица 7.1

Результаты теплового моделирования

t^o, °C	$U=0$		$U=2{,}9$ В		$U=3{,}7$ В		$U=3{,}8$ В	
	$X_{\max}$, мкм	$C_{заз}$, пФ	$X_{\max}$, мкм	$C_{заз}$, пФ	$X_{\max}$, мкм	$C_{заз}$, пФ	$X_{\max}$, мкм	$C_{заз}$, пФ
-40	-0,03	0,594	-0,169	0,736	-0,248	0,852	-0,278	Явление «слипания» электродов
-10	-0,015	0,582	-0,154	0,718	-0,233	0,827	-0,2625	
0	-0,01	0,578	-0,149	0,712	-0,228	0,819	-0,257	
20	0,00025	0,570	-0,139	0,700	-0,218	0,804	-0,247	0,850
50	0,015	0,559	-0,127	0,686	-0,204	0,783	-0,234	0,829
100	0,04	0,541	-0,114	0,672	-0,19	0,764	-0,22	0,807

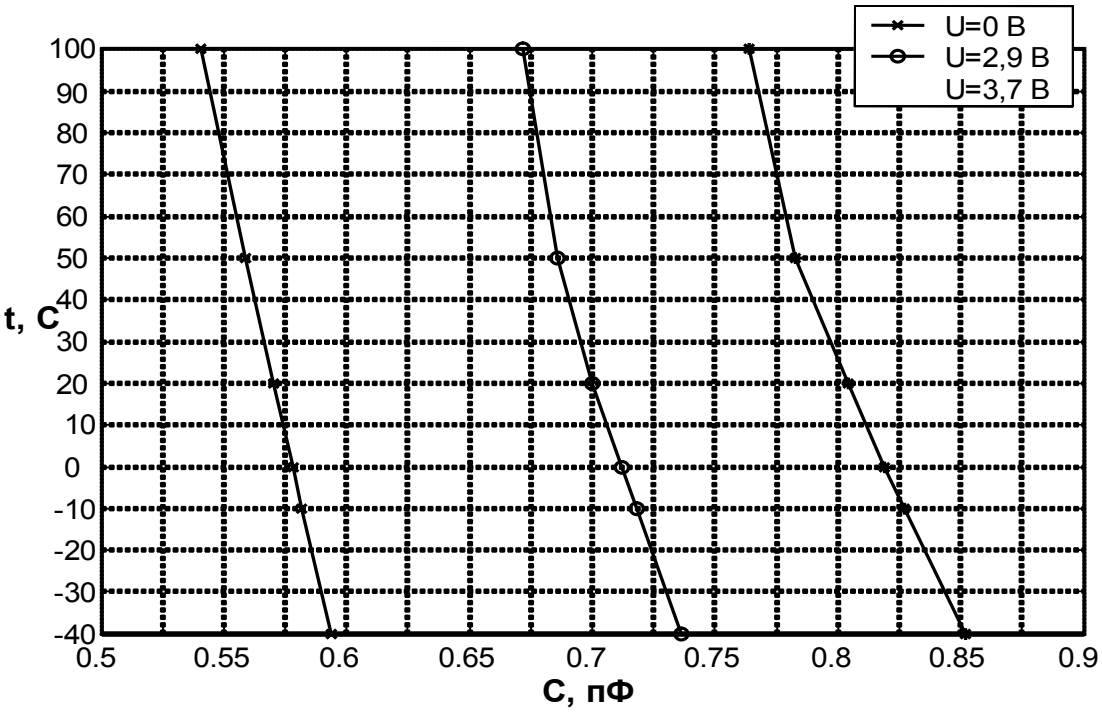


Рис. 7.8. Зависимость величины емкости от температуры

Из табл. 7.1 видно, что изменение величины зазора между электродами преобразователя под действием температурного фактора при максимальном управляющем напряжении $U=3{,}8$ В может вызвать явление «слипания» электродов, так как функционирование

устройства возможно только при величине зазора в диапазоне $0 \geq z \geq -d/3$ (в данном случае – (0…–0,25) мкм).

Таким образом, исследуемый электростатический преобразователь характеризуется следующими параметрами: номинальная емкость при нормальных условиях (t^o=20ºС) – $C_{заз.ном}$=0,57 пФ, диапазон изменения емкости – (0,57…0,85) пФ при управляющих напряжениях (0…3,8) В, девиация емкости под действием температурного фактора – 6,5%.

Однако помимо изменения емкости под действием температуры при максимальном управляющем напряжении возникает опасность выхода из строя MEMS-КУН из-за явления «слипания» электродов.

Следовательно, для повышения надежности работы устройства необходимо предусмотреть температурную компенсацию. Поскольку двумя основными факторами, влияющими на величину смещения электрода, являются температура окружающей среды и управляющее напряжение, одним из способов термокомпенсации может быть введение дополнительного контрольного компенсирующего источника напряжения, который, кроме того, может быть одновременно использован и для расширения диапазона перестройки емкости, как предложено в работе [1].

ВЫВОДЫ

Таким образом, MEMS-технология на сегодня – наиболее перспективное направление микроэлектроники, позволяющее реализовывать высокодобротные элементы и электронные устройства, выполненные на одном кристалле. Применение микромеханических резонаторов и других микромеханических элементов является альтернативным подходом миниатюризации и улучшения характеристик аппаратуры связи, упрощения архитектуры гетеродинов, а также создания мультиполосных трансиверов на основе высокодобротных MEMS-фильтров. Использование MEMS-технологии в комплексе со стандартной полупроводниковой технологией ИС позволит в дальнейшем повысить уровень интеграции, значительно уменьшить габариты устройств, улучшить их характеристики. Кроме того, применение MEMS в КЧМ дает возможность существенно улучшить основные характеристики устройства.

MEMS-технология открывает новые функциональные перспективы на фоне ультраминиатюризации для создания мультиполосных и мультимодовых беспроводных терминалов нового поколения, которые позволят обеспечить принципиально новый сервис [2].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. A. Dec, K. Suyama Micromachined Electro-Mechanically Tunable Capacitors and Their Applications to RF IC's, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, N 12, december 1998, pp. 489-492.
2. V. Ermolov, H. Nieminen, K. Nybergh, T. Ryhänen and S. Silanto "MEMS-for Mobile Communications", Circuits Assembly, june 2002, p.p. 42-44.
3. Randy J. Richards, Héctor J. De Los Santos MEMS-for RF/microwave wireless applications: the next wave microwave journal, March 2001, Horizon House Publications, Inc.
4. Gregory V. Ionis, Aleksander Dec, Ken Suyama A Zipper-Action Differential Micro-Mechanical Tunable Capacitor, MEMS Conference 2001, August 24–26, Berkeley, USA
5. www.microfabrica.com
6. www.coventor.com
7. TIMA Laboratory. Annual Report 1997 / B. Courtois, May, 1998, 312 p.
8. Linda P. B. Katehi and Stephen V. Robertson RF MEMS and Si-Micromachining in High-Frequency Circuit Applications, Proceedings IEEE, vol. 76, N 5, 1999, pp. 1893-1907.
9. www.corning.com
10. J.R. Gilbert, R. Legtenberg and S.D. Senturia "3D Coupled Electromechanics for MEMS: Applications of CoSolve-EM", MEMS'95, p.p. 122-127.
11. Ланцов В.Н., Рудаков О.В., Маскеев С.В. Состояние в области проектирования микроэлектромеханических систем. - Владимир, 1999.- 31 с.
12. Chang Liu, and Y. Bar-Cohen Scaling Laws of Microactuators and Potential Applications of Electroactive Polymers in MEMS, Proceedings of SPIE's 6th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials, 1-5 March, 1999, Newport Beach.
13. J.-B. Yoon and C. T.-C. Nguyen A high-Q tunable micromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications, Technical Digest, IEEE Int. Electron Devices Meeting, San Francisco, California, Dec. 11-13, 2000, p.p. 489-492.
14. Chia-Hua Chu, Long-Sun Huang, Jen-Yi Chen, I-Lien Lee, and Peizen Chang a new integration of device-scale micropackaging with bi-directional tunable capacitors, MEMS'97, p.p. 234-237.

15. Jun Zou, Chang Liu, Jose Schutt-Aine, Jinghong Chen, Sung-Mo Kang Development of a Wide Tuning Range MEMS Tunable Capacitor for Wireless Communication Systems, IEEE, 2000.
16. H. Nieminen, V. Ermolov, T. Ryhänen Microelectromechanical capacitor with wide tuning range, IEDM Tecnical Digest Int., 2001, p.p. 405-406.
17. Z. Xiao, W. Peng, R. F. Wolffenbuttel, K. R. Farmer Micromachined variable capacitor with wide tuning range, Solid-State Sensor, Actuator and Microsystems Workshop Hilton Head Island, South Carolina, June 2-6, 2002.
18. A. Oz, G. K. Fedder RF CMOS-MEMS capacitor having large tuning range, Transducers '03. The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, June 8-12, 2003.
19. Héctor J. De Los Santos "On the Ultimate Limits of IC Inductors-An RF MEMS Perspective", 2002 Electronic Components and Technology Conference.
20. Jiang., H., Y. wang, J.-L.A. Yeh, and N.C. Tien., "Fabrication of High-Performance On-Chip Suspended Spiral Inductors by Micromachining and Electroless Copper Plating," 2000 IEEE IMS Digest of Papers, Boston, MA.
21. Yoon, J.-B, B.K. Kim, C.H. Han, E. Yoon, and C.K. Kim., "Surface Micromachined Solenoid On-Si and On- Glass Inductors for RF Applications," IEEE Electron Device Letters, Vol. 20, (1999), pp. 487.
22. Dahlmann, G.W., E.M. Yeatman, P.R. Young, I.D. Robertson, and S.Lucyszyn, "MEMS High Q Microwave Inductors Using Solder Surface Tension Self-Assembly", IEEE IMS Digest of Papers, 2001.
23. J. R. Clark, W.-T. Hsu, and C. T.-C. Nguyen, "High-Q VHF micromechanical contour-mode disk resonator," Technical Digest, IEEE Int. Electron Devices Meeting, San Francisco, California, Dec. 11-13, 2000, pp. 493-496.
24. C. T.-C. Nguyen, "Micromechanical circuits for communications," Proceedings, 2000 International Conference on Conference on High Density Interconnect and Systems Packaging, Denver, Colorado, April 25-28, 2000, pp. 112-117.
25. C. T.-C. Nguyen, "Micromechanical circuits for communication transceivers (invited)," Proceedings, 2000 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), Minneapolis, Minnesota, September 25-26, 2000, pp. 142-149.
26. W.-T. Hsu, J. R. Clark, and C. T.-C. Nguyen, "A sub-micron capacitive gap process for multiple-metal-electrode lateral micromechanical resonators,", Technical Digest, IEEE Int. Micro Electro Mechanical

Systems Conf., Interlaken, Switzerland, Jan. 21-25, 2001, pp. 349-352.
27. S. Lee, M. U. Demirci, and Clark T.-C. Nguyen, “A 10-MHz micromechanical resonator Pierce reference oscillator for communications,” Digest of Technical Papers, the 11th Int. Conf. on Solid-State Sensors & Actuators (Transducers’ 01), Munich, Germany, June 10-14, 2001, pp. 1094-1097.
28. . R. Navid, J. R. Clark, M. Demirci, and C. T.-C. Nguyen, “Third-order intermodulation distortion in capacitively-driven CC-beam micromechanical resonators,” Technical Digest, Int. IEEE Micro Electro Mechanical Systems Conference, Interlaken, Switzerland, Jan. 21-25, 2001, pp. 228-231.
29. C. T.-C. Nguyen, “Micromechanical resonators for oscillators and filters,” Proceedings of the 1995 IEEE International Ultrasonics Symposium, Seattle, WA, pp. 489-499, Nov. 7-10, 1995.
30. C. T.-C. Nguyen and R. T. Howe, “CMOS micromechanical resonator oscillator,” Technical Digest, IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, D. C., December 5-8, 1993, pp. 199-202.
31. C. T.-C. Nguyen, “Vibrating RF MEMS for low power wireless communications (invited),” Proceedings, 2000 Int. MEMS Workshop (MEMS’01), Singapore, July 4-6, 2001, pp. 21-34.
32. K. Wang, Y. Yu, A.-C. Wong, C. T.-C. Nguyen “VHF free-free beam high-Q micromechanical resonators”, Technical Digest, 12th International IEEE Micro Electro Mechanical Systems Conference, Orlando, Florida, Jan. 17-21, 1999, p.p. 453-458.
33. W.-T. Hsu, J. R. Clark, and C. T.-C. Nguyen “Q-optimazed lateral free-free beam micromechanical resonators”, Digest of Technical Papers, the 11th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators (Transducers’01), Munich, June 10-14, 2001, p.p. 1110-1113.
34. C. T.-C. Nguyen, L.P.B. Katehi “Micromechanical devices for wireless communication (invited),” Proceedings IEEE, vol. 86, N8, 1998, pp. 1756-1768.
35. C. T.-C. Nguyen, “High-Q micromechanical oscillators and filters for communications,” Proceedings of the 1997 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Hong Kong, June 9-12, 1997, pp. 2825-2828.
36. K. E. Petersen, "Micromechanical Switches on Silicon", IBM J. Res. Develop., Vol. 23, No. 4, pp. 376-385, 1979.
37. D. Becher, R. Chan, M. Hattendorf, and M. Feng Reliability Study of Low-Voltage RF MEMS Switches, - GaAs MANTECH conference, 2002.

38. Elliott R. Brown, RF-MEMS Switches for Reconfigurable Integrated Circuits, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, No. 11, november 1998.
39. D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, L. P. B. Katehy Electromechanical Considerations in Developing Low-Voltage RF MEMS Switches, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 51, No. 1, january 2003.
40. Ch. L. Goldsmith, Zh. Yao, S.Eshelman and D. Denniston Performance of Low-Loss RFMEMS Capacitive Switches,- IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 8, No. 8, august 1998.
41. Bruce Liu High- performance and Low- cost Capacitive Switches for RF Applications, Frequency Agile Materials for Electronics, 2001.
42. William H. Weedon and William J. Payne, Gabriel M. Rebeiz, Ann Arbor MEMS-Switched Reconfigurable Antennas, Submitted to 2001 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (Boston, MA), July 8-13, 2001.
43. Yu Liu, Andrea Borgioli, Amit S. Nagra, Robert A. York Distributed MEMS Transmission Lines for Tunable Filter Applications, Receied 23 October 2000; accepted 28 March 2001.
44. C. Marxer, M. Gretillant, N.de Rooij, R. Batting, O.Anthamaten, B.Valk, P.Vogel, “Vertical mirrors fabricated by reactive ion etching for fiber optical switching applications”, MEMS’97, 1997, p.p. 49-54.
45. P. Helin, M. Mita, H. Fujita “Self aligned vertical mirrors and V-grooves applied to a self-latching matrix switch for optical networks”, MEMS’95, p.p. 98-101.
46. R.A. Miller, Yu-Ch. Tai “Electromagnetic MEMS scanning mirrors,” – Proceedings of the 8th Int. Conf. on solid-state sensors and actuators (Transducers’95), vol. 1, 1995, p.p. 183-195.
47. Fukang Jiang, Yu-Chong Tai, Chih-Ming Ho, Rainer Karan, Michael Garstenauer Theoretical And Experimental Studies Of Micromachined Hot-Wire Anemometers, Dig. Tech Papers, Transducers ‘85, 1985, pp. 354-357.
48. S. Beibner, M. Puppich, S. Butefisch, T. Elber “Analog Force Feedback Circuit for Capacitive Micromechanical Acceleration Sensors”, MEMS’98, p.p. 137-141.
49. A.A. Seshia, W. Low, S.A. Bhave, R.T. Howe, S. Montague “Micromechanical pierce oscillator for resonant sensing applications”, - Modelling and simulation of microsystems, 2002, p.p. 162-165.
50. M. Kim, J. B. Hacker, R. E. Mihailovich, and J. F. DeNatale A DC-to-40 GHz Four-Bit RF MEMS True-Time Delay Network, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 11, No. 2, february 2001.

51. Joseph S. Hayden and Gabriel M. Rebeiz Low-Loss Cascadable MEMS Distributed X-Band Phase Shifters, Submitted for publication in the IEEE Microwave and guided wave letters, november 1999.
52. L. Dussopt, G. M. REbeiz “Intermodulation Distortion and Power Handling in RF MEMS Switches, Varactors and Tunable Filters”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, N 4, April, 2003, p.p. 1247-1256.
53. Акулиничев А.А. Пьезорезонансные колебательные системы с электромеханическим управлением: Дис. … канд. техн. наук: 05.12.13. – Х., 2004. – 164 с.
54. Харкевич А.А. Теория электроакустических преобразователей. Избр. труды: В 3 т., М.: Наука, 1973. – Т. 1. – 400 с.
55. Колпаков Ф.Ф. Многочастотный подход к проблеме инвариантности пьезорезонансных устройств // Радиотехника.- 1997. – № 9. – С. 46 – 48.
56. Андронов А.А., Вит А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний, – М.: Гос. изд.-во физ.-мат. лит., 1959. – 915 с.
57. Математическая энциклопедия: В 5 т., – М.: Сов. энцикл., 1977 – 1985. – Т. 5. – 722 с.
58. D.J. Young, J.-J. Ou, A.F. Bernhardt, B.E. Boser “Monolitic high-performance three-dimensional coil inductors for wireless communication applications”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, N 4, p.p. 1038-1041, 1997.
59. Акулиничев А.А. Электромеханический кварцевый частотный модулятор на базе технологии MEMS// Радиотехника. – Х.: ХНУРЭ. – 2004. – Вып. 138. – С. 197 - 205.
60. Дульнев Г.Н., Тарновский Н.Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры.- Л.: Энергия, 1971. – 248 с.
61. Колпаков Ф.Ф., Борзяк Н.Г. Тепловое моделирование MEMS-конденсатора с электростатическим управлением // Вісник технол. ун-ту Поділля. – Ч. 1. – Т. 2. Технічні науки. – Хмельницький. – 2005. - № 4. – С. 37 – 41.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Перечень сокращений и терминов 3
Введение 4
1. MEMS-технология: основные характеристики и области применения 5
1.1. MEMS-технология и ее средства 5
1.2. Достижения MEMS-технологии 7
1.3. Устройства микроперемещений на базе технологии MEMS 8
2. Управляемые напряжением высокодобротные MEMS-конденсаторы (MEMS-КУН) 9
2.1. MEMS-КУН с электростатическим управлением 10
2.1.1. Двухэлектродный МЕМ-КУН с перпендикулярным движением электродов 10
2.1.2. Анализ устойчивости движения подвижного электрода электростатического преобразователя 13
2.1.3. Трехэлектродный MEMS-КУН с перпендикулярным движением электродов 22
2.1.4. Трехэлектродный MEMS-КУН с двумя нижними электродами 25
2.1.5. MEMS-КУН с бамперным элементом 27
2.1.6. MEMS-КУН с подвижным диэлектриком 29
2.1.7. MEMS-КУН типа «молния» 31
2.2. КУН с электротермоуправлением 32
3. Индуктивные элементы, выполненные по MEMS-технологии 36
3.1. Реализация высокодобротных катушек индуктивности (КИ) для устройств связи 36
3.2. Основные типы MEMS-КИ 37
4. Микроэлектромеханические резонаторы 39
4.1. Дисковый резонатор 39
4.2. MEMS-резонатор с ограничителем и поперечной вибрацией (CC-beam) 43
4.3. Двухпортный CC-beam-резонатор 47
4.4. Гребневый MEMS-резонатор продольных колебаний (F-beam) 49
4.5. FFC-beam-микрорезонаторы 52
4.6. FFL-beam-резонаторы 55
5. MEMS-фильтры 58
5.1. Принципы построения фильтров 58
5.2. Эквивалентная схема и основные параметры MEMS-фильтра 60
6. Микроэлектромеханические коммутаторы (КМ) 63

6.1. Основные типы MEMS-КМ 63
6.2. Реализация емкостных и резистивных MEMS-КМ 64
7. Применение mems-кун в кварцевом частотном модуляторе (КЧМ)..... 66
7.1. Эквивалентная схема и характеристики КЧМ 66
7.2. Анализ влияния температуры окружающей среды на характеристики электростатического преобразователя 69
Выводы 75
Библиографический список 76

Колпаков Федор Федорович
Борзяк Наталья Григорьевна
Кортунов Вячеслав Иванович

МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА
В РАДИОТЕХНИКЕ И СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Редактор Л.А. Кузьменко

Св. план, 2006
Подписано в печать
Формат 60x84 1/16. Бум. офс. №2. Офс. печ.
Усл. печ. л. 4,5. Уч.-изд. л. 5,12. Т. 100 экз. Заказ Цена свободная

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
http:/www.khai.edu
Издательский центр «ХАИ»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
izdat@ khai.edu