

Содержание

.	2
1 Вступление и актуальность темы исследования	3
2 Постановка задачи	4
3 Память на полупроводниковых технологиях	4
3.1 Базовая теория	4
3.2 Обзор и принцип работы динамической памяти (DRAM)	6
4 Обзор динамической сегнетоэлектрической памяти (FRAM)	8
4.1 Понятие сегнетоэлектрика и сегнетоэлектрического конденсатора	8
4.2 Материалы пригодные для создания сегнетоэлектрических конденса- торов	8
4.2.1 Предшествующие поколений сегнетоэлектрической памяти . . .	8
4.2.2 $Hf_{0.5}Zr_{0.5}O_2$ как перспективный материал производства сегне- тоэлектрической памяти нового поколения	10
4.3 Ячейки FRAM памяти	10
4.3.1 1T-1C FRAM ячейка	10
4.3.2 2T-2C FRAM ячейка	11
4.3.3 CFRAM ячейка	11
4.3.4 Необходимый размер ячейки	12
4.4 Схема устройства и операции FRAM памяти	13
4.4.1 1T-1C FRAM компоновка	13
4.4.2 Операция записи	14
4.4.3 Операция чтения	14
4.4.4 Преимущество и недостатки	15
5 Разработка тестового чипа	16
5.1 Описание процесса реализации разработки	16
5.2 Разработка достоверной симуляции поведения сегнетоэлектронического конденсатора	16
5.3 Дизайн цифрового контроллера и режимы работы чипа	19
5.3.1 Reset	20
5.3.2 Запись	20
5.3.3 Чтение	20
5.3.4 Точное чтение заряда в ячейке	21
5.3.5 Чтение емкости	21
5.3.6 Поиск напряжение смещения усилителя	21
5.4 Компоненты чипа	22
5.4.1 Ячейка памяти	22
5.4.2 Усилитель чтения	22
5.4.3 Недостатки обычного усилителя чтения	23
5.4.4 Генератор референсных сигналов	24
5.5 Топология чипа	24
5.5.1 Выбор техпроцесса	24
5.6 Верификация Дизайна	25

5.6.1	LVS	25
5.6.2	Экстракция паразитных параметров	25
6	Анализ оптимизации чипа памяти	25
6.1	Цели анализа: шум усилителя как основной ограничивающий фактор .	25
6.1.1	Проблема поиска шума усилителя использованного в тестовом чипе и симуляция с использованием метода Монте Карло	26
6.2	План Анализа	27
6.3	Результаты Анализа	27
6.3.1	Результат анализа шумовых характеристик усилителя	27
6.3.2	Анализ отношения ёмкости битовых линий, размера ячеек и достоверности чтения	29
7	Итоги работы	31
A	Дополнение	33
A.1	Код для симуляции поведения сегнетоэлектрика	33
A.1.1	Код в Python	33
A.1.2	Код симуляции поведения конденсатора на языке veylogA	35
A.2	Топология столбца памяти	35

1 Вступление и актуальность темы исследования

Растущее развитие цифровых технологий раздвигает границы потребности в хранении информации, причем важен становится не только объем, но скорость доступа, плотность размещения элементов, а так же цена одного бита информации. В современных коммерческих энергонезависимых SSD (Solid State Drive) носителях скорость чтения и записи достигает 3 Гб/с [13]. В различных ЭВМ и цифровых приборах могут использоваться множество различных типов памяти. Среди энергонезависимых типов памяти доминируют два типа памяти: память на магнитных носителях, с высокой плотностью элементов, и низкой стоимостью одного бита информации, однако же низкой скоростью чтения и записи в виду зависимости их от механических деталей. Второй вид памяти доминирующий на рынке энергонезависимой памяти: eFlash память, и ее родственники. В таблице (1) приведено сравнение различных типов памяти, как энергозависимых, так и энергонезависимых. Как можно заметить, главным недостатком eFlash помимо относительной цены за бит является существенно ограниченное количество битов которые могут быть перезаписаны в ячейку. В целом это число не превышает 10^5 Для наиболее доступной памяти это обычно $10^3 - 10^4$ циклов записи. При этом существует потребность в носителях которые могли бы постоянно и быстро записывать большие объемы данных.

	FRAM	DRAM	eFLASH
Циклов чтения	$> 10^{15}$	$> 10^{15}$	$> 10^{15}$
Циклов записи	$> 10^{15}$	$> 10^{15}$	$\approx 10^6$
Напряжение записи	$V_c \approx V_{dd}$	V_{dd}	10-18В
Время хранения информации	> 5 ти лет	—	> 5 ти лет
Время записи	20-60нс	20-60 нс	1 мкс
Время чтения	45-60нс	45-60 нс	50-70 нс

Таблица 1: Сравнение FRAM,DRAM,eFLASH памяти [11].

Исследования проводимые в лаборатории нейровычислительных систем мфти в рамках разработки интегральных схем для анализа работы мозга требуют реализации энергонезависимой и энергоэффективной памяти интегрированной в чип, при этом способной записывать многократно большие объемы данных. Приняв во внимание исследования сделанные в ЦКП МФТИ в течении последних 5ти лет [1][2][3] позволяют сделать вывод о возможности реализации нового поколения динамической памяти на основе конденсаторов из сегнетоэлектрика. Патенты на реализацию такой памяти были получены еще в СССР в 70-х годах [14]. Первые образцы же такой памяти производились еще в ссср в 80х, однако бурный рост eFlash технологий, вместе со сложностью использований прошлого поколения сегнетоэлектрика в производстве привела сперва к ограниченному коммерческому использованию а затем и к упадку данной технологии. Однако недавние открытия в области сегнетоэлектрических свойств уже интегрированного в техпроцесс хай К диелектрика (Оксида Гафния) вполне возможно являются прелюдией к революции в области энергонезависимой памяти. В стенах лаборатории нейровычислительных систем планируется разработать и испытать данную память для реализации хранения информации на чипе используемым внутри организма для считывания сигналов мозга. К такой памяти предъявляются требования по низкому энергопотреблению и высокой скорости работы...

2 Постановка задачи

1. Разработать тестовый прототип FRAM памяти для создания его на отдельном чипе или же в составе другого устройства, разрабатываемого лабораторией нейровычислительных систем МФТИ, включающий в себя так же цифровой контроллер памяти.
 - а Сам чип в режиме памяти способен размещать память объёмом 64 kB
 - б Контроллер и конструкция усилителя чтения позволяют прибору работать в пяти режимах: запись, чтение, измерение емкости ячейки (фактически остаточную поляризацию данной структуры), измерение ёмкости битлайна, измерение напряжение смещения, с помощью 6-ти битного аналого-цифрового преобразователя.
2. Провести симуляцию работы чипа, экстрагировать паразитные параметры, убедиться что они не нарушают работу устройства.
3. Подготовить layout на базе существующей технологии для создания устройства.

3 Память на полупроводниковых технологиях

3.1 Базовая теория

Полупроводниковая память состоит из трех блоков: матрицы, периферийной схемы и схемы ввода-вывода (Рисунок 1)

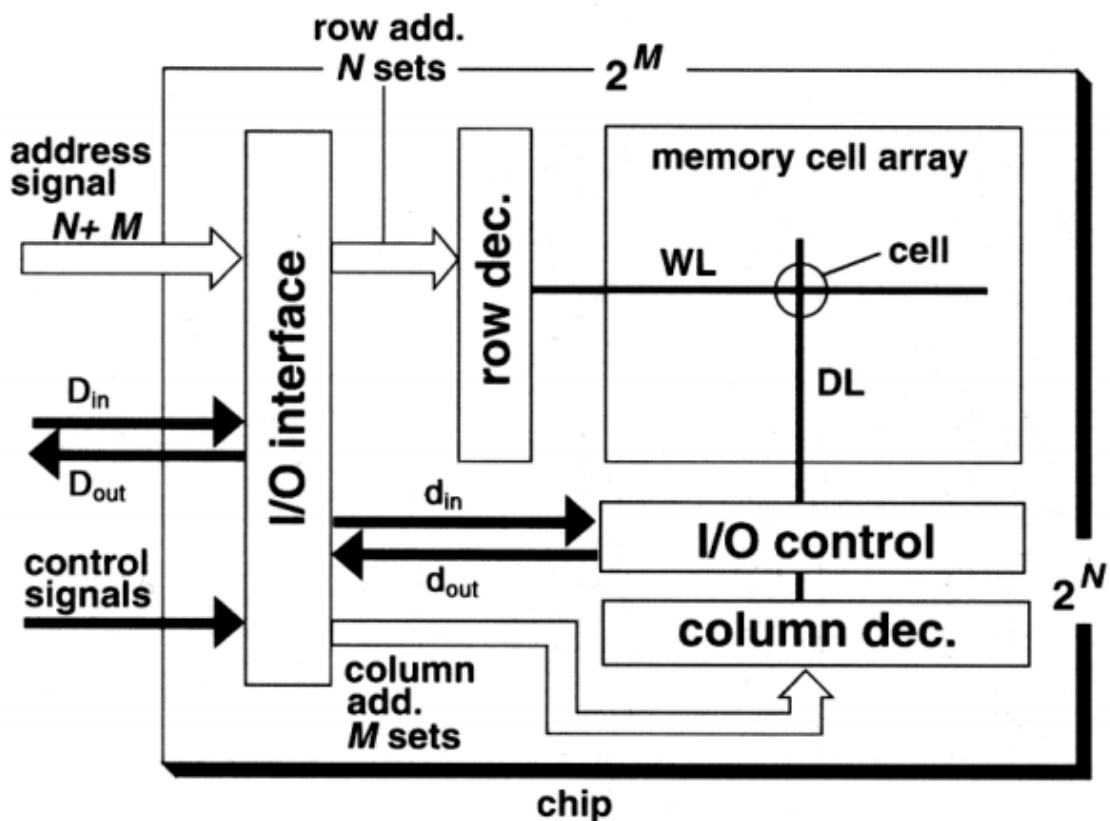


Рис. 1: Общая схема памяти на полупроводниковых технологиях описанная в [6]

Массив, содержащий матрицу из $2N$ строк и $2M$ столбцов, может хранить двоичную информацию из $2N + M + K - 1$ битов. Каждый элемент может хранить K битов (обычно $K = 1$). Например, 4-Мбит информации может быть сохранено для $N + M = 22K = 1$. Любая ячейка может быть доступна произвольно, с помощью выбора соответствующей строки и столбца. Массив ячеек памяти также называется матрицей или ядром. Строка называется строкой X или строкой слова, а столбец называется строкой Y , битовой строкой (линией) или строкой данных. Матричное расположение минимизирует количество цепей возбуждения, потому что один драйвер строки слов совместно используется всеми ячейками одной строки, а усилитель считывания - всеми ячейками одного столбца. Периферийная схема соединяет массив памяти и схему интерфейса ввода / вывода, чтобы они могли обмениваться данными друг с другом. Контроллер отправляет данные записи в ячейку памяти в массиве под управлением схемы ввода-вывода. Типичная схема - это декодер. Выбирается логическая схема, соответствующая одной строке или одному столбцу, на основе сигналов адреса из схемы ввода / вывода. Схема ввода / вывода преобразует внешние сигналы, такие как адреса, управляющие такты, сигналы и входы данных, в соответствующие внутренние сигналы, которые активируют периферийную цепь. Кроме того, он выводит данные чтения из массива в качестве вывода данных чипа. При этом буферы ввода и вывода данных и схемы управления тактовыми импульсами также являются типичными компонентами схемы интерфейса ввода / вывода для разгрузки управляющей схемы.

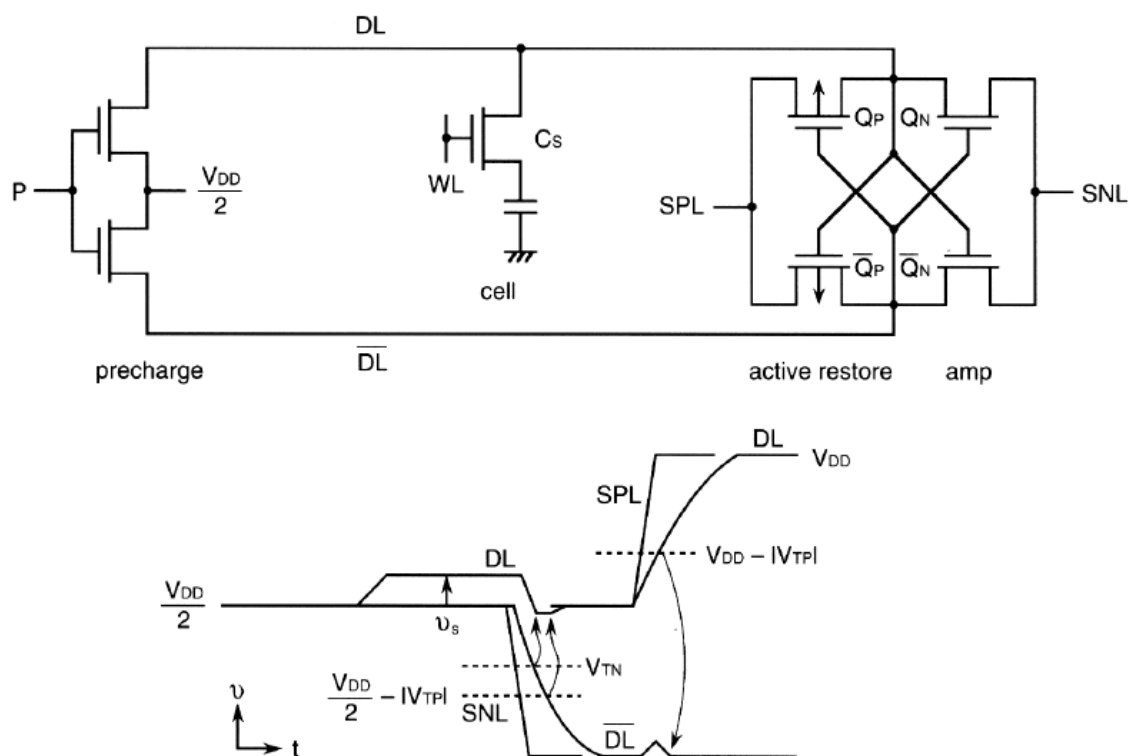


Рис. 2: Простейшая схема устройства DRAM ячейки, доступа к ней и усилителя чтения [6].

3.2 Обзор и принцип работы динамической памяти (DRAM)

Принцип работы FeRAM очень похож на принцип работы DRAM, поскольку обе памяти основаны на памяти заряда, то есть информация хранится в конденсаторах. Их ячейки памяти также имеют одинаковую конфигурацию: последовательное соединение одного транзистора и одного конденсатора (1T1C). Единственное отличие состоит в том, что элементом хранения, используемым в FeRAM, является сегнетоэлектрический конденсатор. Он физически отличается от диэлектрического конденсатора путем замены диэлектрика, сегнетоэлектрическим материалом. Кроме того, архитектура памяти современных FeRAM была в значительной степени получена из DRAM. Многие популярные схемы, используемые для DRAM, можно найти и в FeRAM. В следующем разделе описаны принципы работы и базовая архитектура DRAM, а также основные схемы.

На рисунке (2) показан концептуальный массив из одной ячейки и фактическая конфигурация линии данных и усилитель чтения с защелкой (SA). Усилитель подключается к каждой паре линий данных (DL), именуемой так же битовая линия (BL), которые обмениваются данными с парой общих линий ввода / вывода данных. С 1-T ячейкой проводятся операции чтения, записи и обновления. Все операции влекут за собой общие операции: предварительная зарядка всей линии передачи данных к плавающему напряжению $V_{dd}/2$ путем включения и выключения схемы предварительной зарядки, а затем активации выбранного слова строки.

Для записи единицы конденсатор ячейки памяти заряжается через транзистор до V_{dd} , для записи нуля же до V_{ss} . Последующее чтение происходит следующим образом: DL заряжается до напряжения $\frac{V_{dd}}{2}$, после этого открывается транзистор ячейки, и

далее напряжение на DL становится равным $\pm V_s$, если же емкость ячейки есть C_s , а емкость Битлайна C_D , то выражение для напряжения на линии данных запишется как:

$$\pm V_s = \frac{V_{dd}}{2} \frac{C_s}{C_s + C_d}$$

Где знак зависит от того как была заряжена ячейка перед чтением.

К сожалению, V_s по своей природе мал (100-200 мВ), потому что паразитная емкость C_D линии данных намного больше, чем накопительная емкость C_s ячейки. Небольшой C_s и большой C_D возникают из-за необходимости иметь малый размер ячеек и подключения большого их количества на линии данных соответственно. Следовательно, исходный большой компонент сигнала ($\frac{V_{dd}}{2}$, обычно 1,0-2,5 В) в узле хранения падает до V_s . Чтение производится соответствующим каждой отдельной битовой линии усилителем. Характеристики деструктивного считывания (DRO) требуют последовательного усиления и восстановления для каждой из ячеек вдоль строки слова. Это выполняется параллельно с помощью дифференциального чувствительного усилителя с защелкой на каждой линии данных, а другая линия данных (DLB) используется в качестве эталона. Затем один из усиленных сигналов выводится в виде дифференциального напряжения на линии ввода / вывода путем активации выбранной линии столбца, YL. Операция записи всегда сопровождается предшествующей операцией чтения. После почти полного завершения вышеупомянутого усиления набор дифференциальных напряжений данных VDD и 0 В вводится из линий ввода / вывода в выбранную пару линий данных. Следовательно, старые данные ячейки заменяются новыми данными. Следует отметить, что вышеописанная операция чтения (то есть усиление и восстановление) выполняется одновременно для каждой из оставшихся ячеек в выбранной строке слов, чтобы избежать потери информации. Сохраненное напряжение каждой ячейки, ухудшенное током утечки, восстанавливается операцией повторного обновления, которая почти такая же, как и для операции чтения, за исключением того, что все YL остаются неактивными. Это делается путем чтения данных ячеек в строке слова и восстановления их для каждой строки слова, чтобы все ячейки сохраняли данные, по крайней мере, для tREFmax. Здесь tREFmax - это максимальное время обновления для соты. Таким образом, каждая ячейка периодически обновляется с интервалами tREFmax, хотя каждая ячейка обычно имеет время хранения данных, намного большее, чем tREFmax. Основные проблемы проектирования схемы 1-Т соты можно суммировать как отношение сигнал / шум (S/N), рассеяние мощности и скорость из-за следующих присущих характеристик соты [5]

1. Небольшой сигнал чтения и относительно большой уровень шума. Таким образом, операция чтения является нестабильной, пока не будет достигнут высокий уровень отношения сигнал / шум (S / N). Небольшой сигнал чтения вызван тем, что ячейка не имеет усиления. Во время операции чтения существует много источников шума:

2. Конструкция усилителя

- Трудность размещения усилителя считывания и схемы предварительного заряда в пределах небольшого шага разметки линий данных приводит к возникновению электрического дисбаланса на паре линий данных.
- Большое количество усилителей считывания приводит к большому разбросу порогового напряжения (напряжения смещения) между парами транзисторов в усилителе считывания.

- Одновременная зарядка и разрядка многих линий большой ёмкости с высоким напряжением неизменно создают много видов шума.
 - Кроме того, токи утечки элементов и попадания альфа-частиц, которые ухудшают накопленные заряды, эффективно работают как шумы.
3. Замедленная работа усилителя. Относительно плохая управляемость усилителя считывания, обусловленная необходимостью небольшой площади и работой на основе низкого напряжения на половинном VDD, делает работу усилителя считывания медленной. Таким образом, время считывания является самой большой составляющей времени доступа для чипа.

4 Обзор динамической сегнетоэлектрической памяти (FRAM)

4.1 Понятие сегнетолектрика и сегнетоэлектрического конденсатора

В физике сегнетоэлектрик – это материал обладающий перманентной поляризацией, причем таких состояний у него два, и он способен переходить из одного в другое под действием электрического поля. Где поляризацию можно считать дипольным моментом системы.

$$\vec{P} = \sum_j Q_j \vec{R}_j$$

Явление сегнетоэлектричества аналогично явлению ферромагнетизма и в англоязычной литературе носит название ферроэлектричества (англ. ferroelectricity).

В качестве устройства же мы будем рассматривать сегнетоэлектрический конденсатор (ferroelectric capacitor), который представляет из себя конденсатор вместо диэлектрика у которого используется сегнетоэлектрик. Такой элемент будет напоминать своим поведением конденсатор, однако обладать перманентной спонтанной поляризацией, которую возможно изменять прикладывая напряжение к обкладкам, в частности если напряжение выше коэрцессивного, то поляризация меняет знак, а по цепи протекает ток, перераспределяя заряд на обкладках.

4.2 Материалы пригодные для создания сегнетоэлектрических конденсаторов

4.2.1 Предшествующие поколений сегнетоэлектрической памяти

Два сегнетоэлектрических материала, наиболее перспективных для применения в памяти в начале 2000х, представляли собой цирконат-титанат свинца, $Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$ (PZT) и танталит висмута-стронция, слоистый перовскит $SrBi_2Ta_2O_9$ (SBT). Оба относятся к семейству перовскитных кристаллов. Спонтанная поляризация у перовскитов обусловлена смещением катиона из его центрального положения в середине кислородных октаэдров. Как показано на рисунке (4), катион находится в одном из

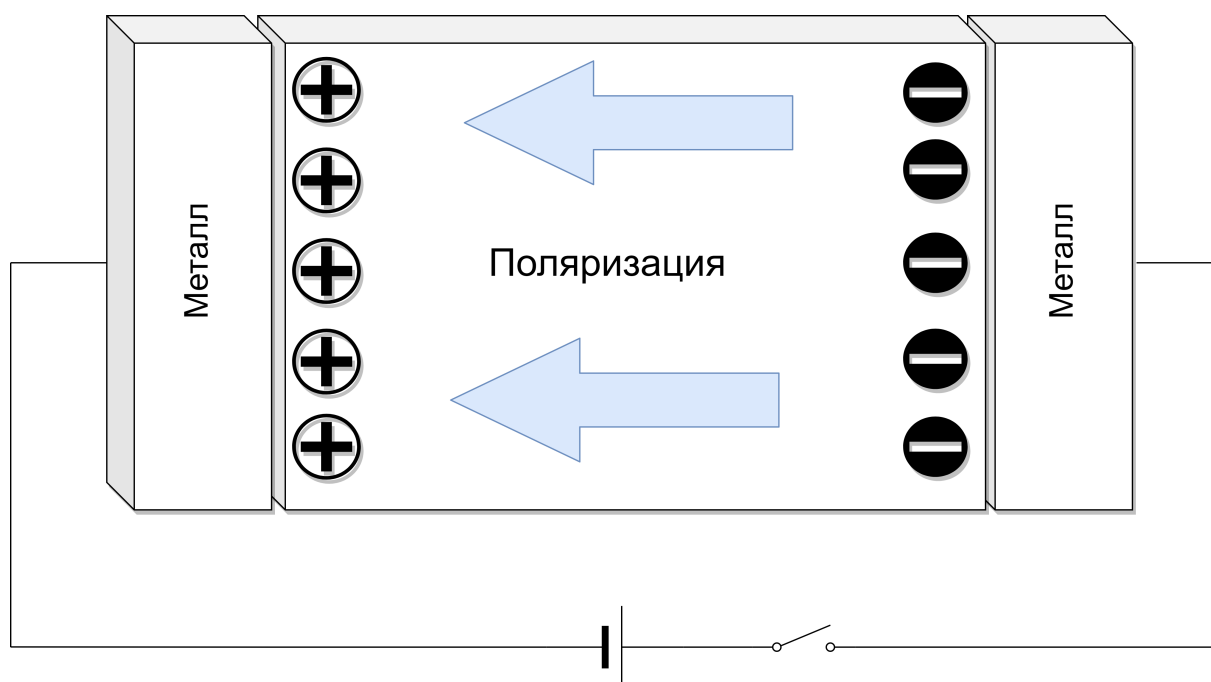


Рис. 3: Схема сегнетоэлектрического конденсатора и создание поля в нем.

двух стабильных положений, и это положение обратимо под действием электрического поля.

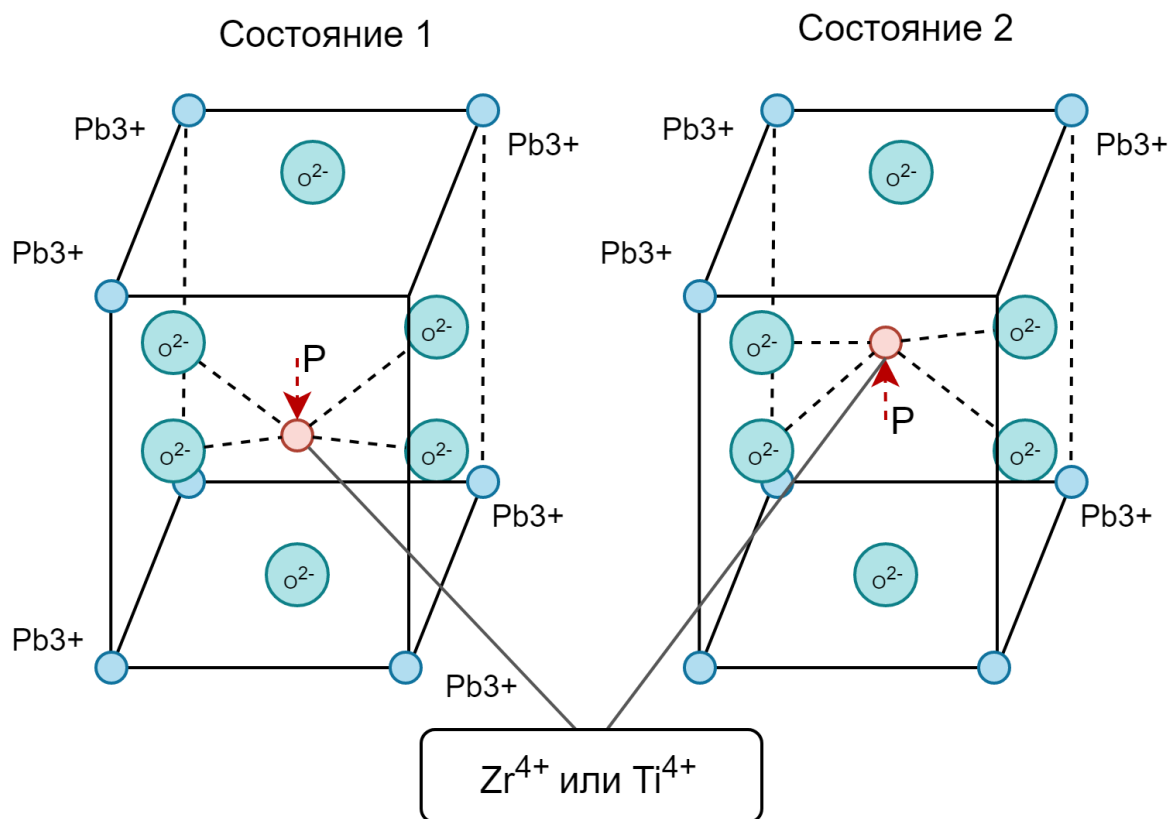


Рис. 4: Перовскитная структура тетрагонального $Pb(Zr_xTi_{1-x})O_3$ (PZT)

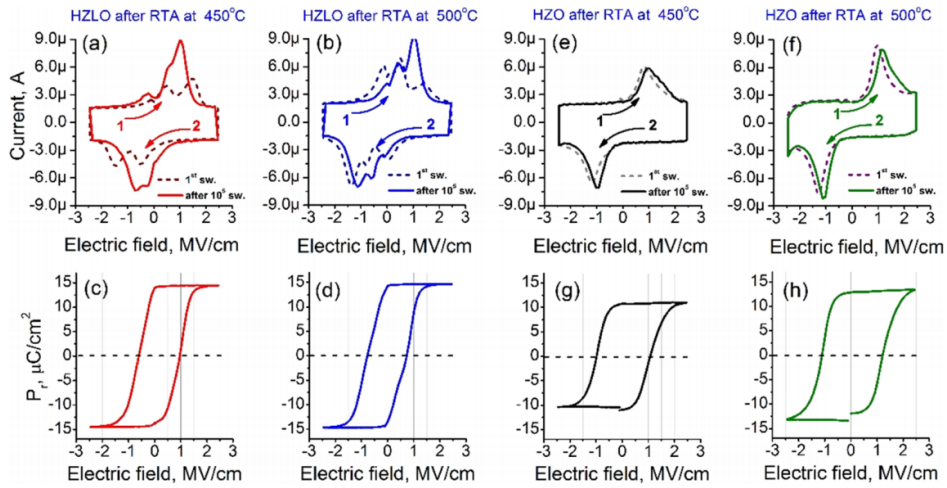


Рис. 5: Графики Поляризации от внешнего поля и ток через элемент при переполяризации, полученные в лабораториях ЦКП в 2016 году [1]

4.2.2 $Hf_{0.5}Zr_{0.5}O_2$ как перспективный материал производства сегнетоэлектрической памяти нового поколения

В последние годы исследования High-K диэлектриков привели к активному исследованию материалов на базе оксидов гафния. В частности в 2016 году ряд авторов из лаборатории атомно-слоевого осаждения МФТИ публикуют статью [1], в которой демонстрируются свойства многообещающего материала, который может применяться в качестве сегнетоэлектрика как в FeFET технологии так и в динамической памяти на основе сегнетоэлектрика (FRAM).

Как видно из рисунка (5) остаточная поляризация таких пленок составила $15 \mu C/cm^2$ в течении двух последующих лет путем легирования лантанными примесями удалось улучшить параметры как выносливости материала (количество смены состояния до тех пор пока остаточная поляризация не уменьшится фатально) так и остаточной поляризации. В 2019 году вышла статья [4], где остаточная поляризация достигает уже $30 \mu C/cm^2$, при этом выносливость индивидуального конденсатора превышает 10^{11} циклов [4]. Что более чем на 5 порядков больше чем у средней ячейки eFlash памяти.

4.3 Ячейки FRAM памяти

4.3.1 1T-1C FRAM ячейка

Принципиальный вид ячейки 1T-1C сегнетоэлектрической памяти представлен на рисунке (6). Как видно он немногим отличается от ячейки DRAM описанной в главе 3.2 настоящей работы, диэлектрический конденсатор попросту заменяется сегнетоэлектрическим, а второй вывод конденсатора подключается не к земле, а к драйверу PL (plate line). Таким образом Ячейка сегнетоэлектрической памяти состоит из транзистора доступа, соединенного последовательно с сегнетоэлектрическим конденсатором (рис. 6). Для записи единицы напряжение выше коэрцессивного прикладывается к ячейке через драйвер присоединенный к линии данных (BL), а запись нуля прикладывая напряжение к контакту PL, при этом сегнетоэлектрик в конденсаторе переходит в одно из двух состояний. При этом как наглядно видно из графика (5),

при этом через конденсатор протекает ток, связанный с зарядом который перетекает при перемене поляризации. Таким образом ток протекает через конденсатор в одну сторону если он переходит из состояния «1» в «0» или из «0» в «1», но не протекает если состояние не меняется.

4.3.2 2Т-2С FRAM ячейка

Ячейка 2Т-2С состоит из двух ячеек 1Т-1С, которые имеют общую линию доступа (WL) и общий плейт лайн (PL), но соединены с двумя отдельными битовыми линиями (рисунк 7). Эта ячейка памяти не требует референсного напряжения, потому что она хранит как данные, так и дополнение данных. Для чтения заряда обоих сегнетоэлектрических конденсаторов одновременно сбрасывается на битовую линию и разрядную линию (BLB), а усилитель чтения выполняет дифференциальное сравнение напряжений на битовой и разрядной линиях. Эта ячейка памяти менее восприимчива к помехам, вызванным производственными изменениями и усталостью материала, так как такие изменения имеют тенденцию оказывать дополнительное влияние на сохраненную поляризацию.

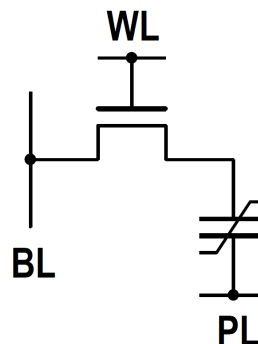


Рис. 6: 1Т1С Ячейка FRAM

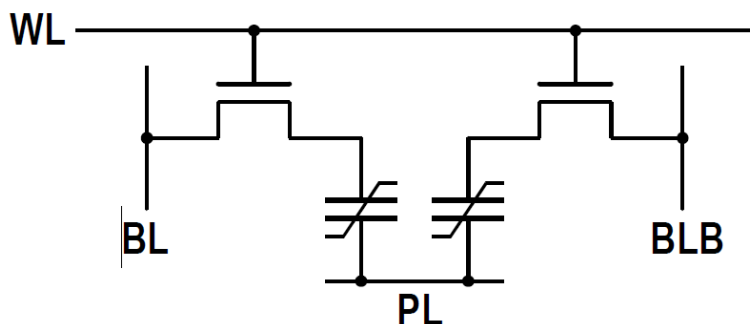


Рис. 7: Схема ячейки 2Т-2С

4.3.3 CFRAM ячейка

Так же существует вид CFRAM ячейки. Для улучшения плотности и скорости, была разработана сегнетоэлектрическая память цепного типа (CFRAM) было предложено [10]. В отличие от обычного FeRAM, транзистор и конденсатор ячейки CFRAM соединены параллельно, а не последовательно (рис. 8а). Отдельные ячейки затем выстраиваются в цепочку (рисунок 8b), обеспечивая очень компактную компоновку (разделение диффузионных областей), таким образом уменьшая среднюю площадь на бит по сравнению с обычным FeRAM. Поскольку размер ячейки является ключевым параметром для полупроводниковой памяти, CFRAM кажется ведущим кандидатом на FeRAM высокой плотности.

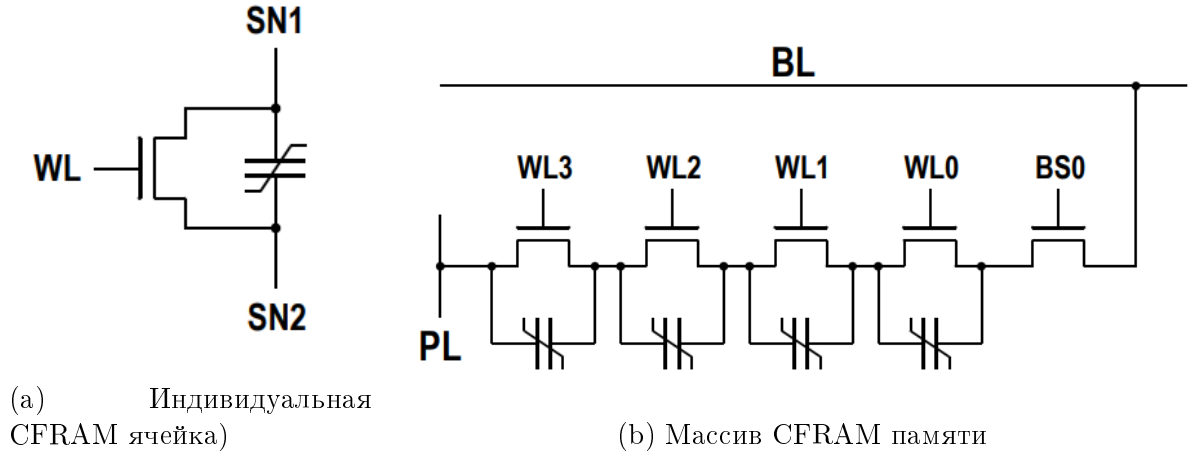


Рис. 8: Конструкция CFRAM памяти.

4.3.4 Необходимый размер ячейки

Определение конденсатора подходящего размера для заданного количества ячеек на битовую линию или наоборот, не является тривиальным для FeRAM. В отличие от DRAM, увеличение размера конденсатора ячейки не всегда приводит к увеличению напряжения сигнала. Это связано с тем, что во время считывания напряжение на плейт линии (например, V_{PL}) распределяется в соответствии с делителем конденсатора, который образован конденсатором ячейки и паразитной емкостью CBL разрядной линии (см.). Чтобы переключить поляризацию внутри сегнетоэлектрика, напряжение на сегнетоэлектрическом конденсаторе V_{pl} должно превышать коэрцитивное напряжение V_c , следовательно, $V_{pl} \geq V_c$. Это обстоятельство накладывает первое требование на емкость разрядной линии, которая выполняется, если выполняется следующее соотношение:

$$V_{pl} \geq V_c \Rightarrow C_{BL} \geq \frac{V_c C_s}{V_{PL} - V_c} \quad (1)$$

На практике вышеприведенное уравнение представляет только минимальное требование, и обычно $V_{FE} = V_c$ недостаточно. Как правило, напряжение на конденсаторе - после того, как конденсатор сбросил свой остаточный заряд Q_r на битовую линию - должно быть в два раза больше его коэрцитивного напряжения, чтобы привести сегнетоэлектрик к полному насыщению [17]. В противном случае напряжение сигнала будет слишком маленьким. Следовательно, более строгие требования к CBL:

$$C_{BL} \geq \frac{2Q_r + 2V_c C_s}{V_{PL} - V_c}$$

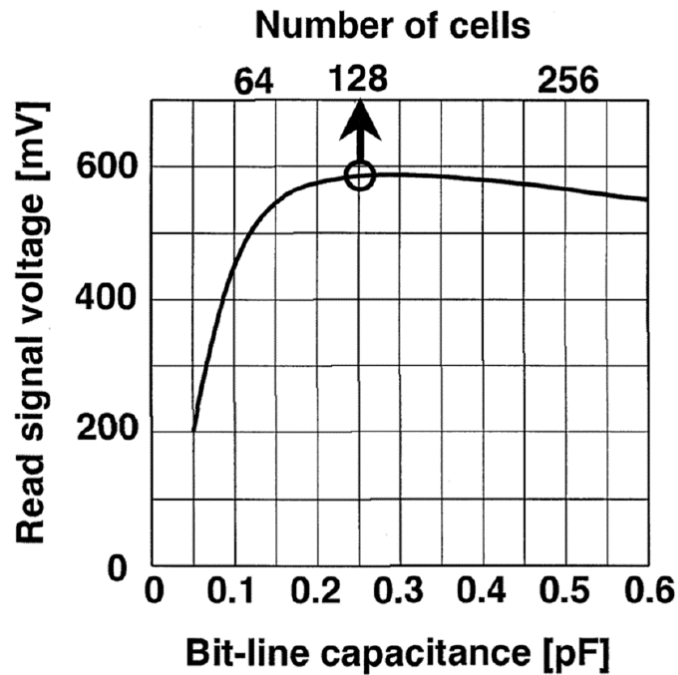


Рис. 9: Зависимость считываемого сигнала в зависимости от ёмкости битлайна из [16]

4.4 Схема устройства и операции FRAM памяти

Из-за множества аналогий между DRAM и FeRAM, некоторые проблемы проектирования FeRAM уже известны из DRAM и были решены путем применения предыдущих решений DRAM. Тем не менее, есть также ряд проблем, которые являются уникальными для FeRAM. Из этих десяти проблем критические проблемы проектирования, требующие инновационных решений. В этой главе представлены некоторые из наиболее актуальных вопросов, затрагивающих настоящие и будущие FeRAM.

Существует несколько компоновок FRAM, но все они похожи по своему устройству. Рассмотрим две базовые из них:

4.4.1 1T-1C FRAM компоновка

Наиболее подробно в данном обзоре я остановлюсь именно на обзоре памяти на 1T-1C ячейках, ибо именно она была использована в нашей работе при разработке тестового чипа (глава 5).

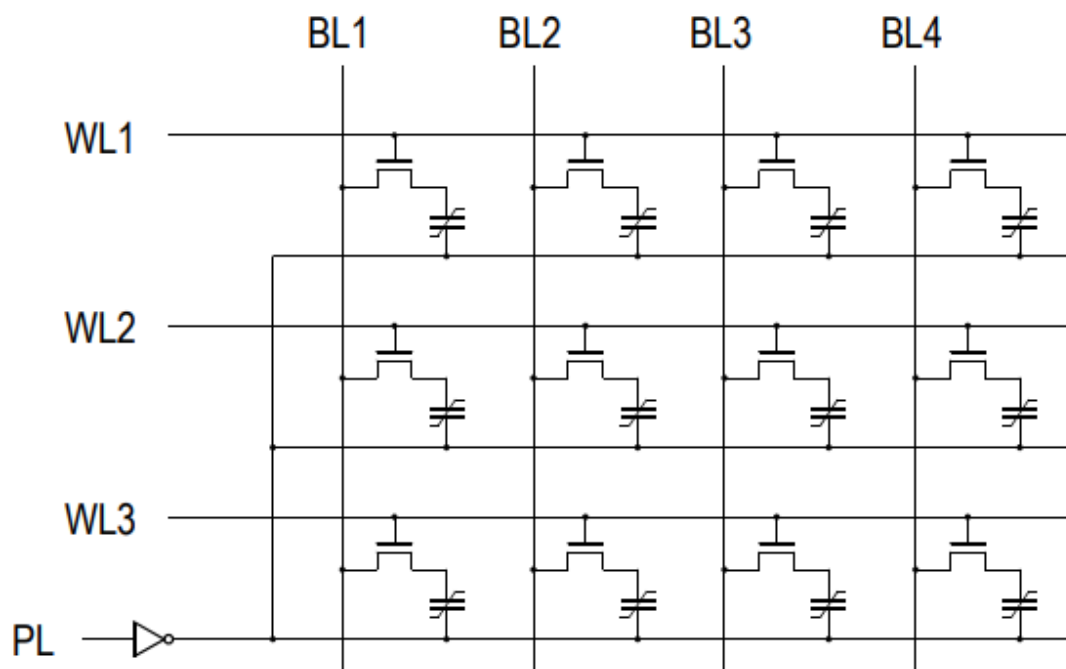


Рис. 10: Схема массива 1T-1C fram памяти

4.4.2 Операция записи

1T-1C ячейки компануются в массивы представленный на рисунке 10

Для записи в выбранную ячейку массива, в битовой линии N и строке доступа M (WL_M), активируется соответствующая WL строка, открывая транзистор доступа к ячейке, далее активируется либо драйвер нужной битовой линии поднимая ее до высокого напряжения, если требуется записать «1», или соответствующий драйвер плейт линии (PL_N) если нужно записать «0». После чего ячейка переходит в соответствующее состояние, и память готова к следующей операции.

4.4.3 Операция чтения

Операция чтения по своей сути сложнее операции записи и занимает больше тактов работы памяти. Для чтения выбранной ячейки в битовой линии N и строке доступа M (WL_M), активируется соответствующая WL строка, при этом битовая линия остается изолированной от земли, и драйвер напряжения битовой линии отключается от питания, таким образом битовая линия превращается в конденсатор. После чего происходит операция сходная с записью нуля в ячейку памяти: поднимается напряжение на соответствующем плейт лайне (PL_N). После чего, если ячейка была в состоянии «1» то при переполяризации заряд остаточной поляризации Q_r , перетечет на битлайн, если ячейка и так была в этом состоянии (записан ноль) то переполяризации не произойдет, и битлайн останется в околонулевом состоянии. На рисунке 11 представлены данные Симуляции вольтажа битовой линии при последовательных операциях записи «1», чтения «1», чтения «0», тестового чипа описанного в пункте 5, при емкости битлайна $C_{BL} = 500pF$ и емкости ячейки 10^{-13} в среде Cadence virtuoso. Как видно заряд стекающий при переполяризации как правило мал по сравнению с

V_{dd} , в данном случае $V_{dd} = 2.5V$, причем как было описано в секции 3.2, напряжение

$$\Delta V = \frac{Q_r}{C_{BL}}$$

зависит как от емкости ячейки, так и от размеров битлайна. Таким образом, чем больше битлайн (как следствие общее количество ячеек) тем меньшую разность напряжений δV мы будем фиксировать при чтении, то же самое будет происходить при уменьшении размеров сегнетоэлектрических конденсаторов, будет уменьшаться читаемый заряд. Размер читаемого заряда будем определять возможность работы памяти, так как шумовые характеристики усилителя чтения описанные в пункте 6.1 настоящей работы, будут определять возможность работы прибора как памяти. Усилителю «Проще» безошибочно прочесть большую разность зарядов. Соответственно скорость работы и размер ячеек при дизайне конкретного чипа будут зависеть от ожидаемых шумовых характеристик усилителя чтения, который далее попросту сравнивает это напряжение с некоторым лежащим между $V_{ss} = 0$ и $V_+ = V_{ss} + \Delta V$. После сравнения уже усилитель возвращает в цифровую логику сигнал уровня V_{ss} или V_{dd} , соответствующий нулю или единице.

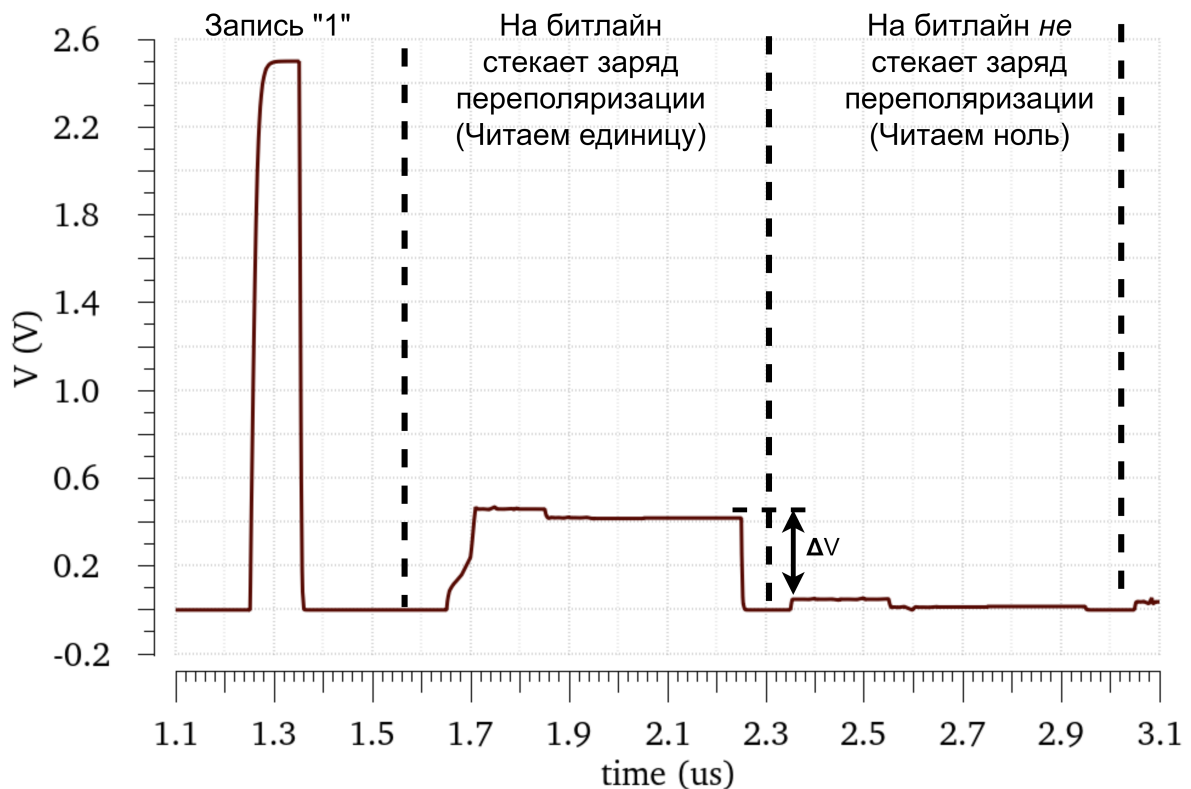


Рис. 11: Симуляция вольтажа битовой линии при последовательных операциях записи «1», чтения «1», чтения «0», тестового чипа описанного в пункте 5, при емкости битлайна $C_{BL} = 500pF$ и емкости ячейки 10^{-13} в среде Cadence virtuoso

4.4.4 Преимущество и недостатки

Преимущество этой архитектуры состоит в том, что один драйвер задействован для работы с одной линией поэтому эффективность области может быть относительно высокой. Недостатком является то, что в любое время есть один активный ряд и

большое количество неактивных строк, которые, тем не менее, вносят вклад в общую емкостную нагрузку. В результате высокая емкостная нагрузка замедляет рост и спад напряжения плейт лайна. Таким образом, скорость FeRAM замедляется соответственно.

5 Разработка тестового чипа

5.1 Описание процесса реализации разработки

Что же есть процесс разработки интегральной схемы памяти? В этой главе мы ответим на вопрос как была проведена разработка. Первым делом нужно заметить что сам кристалл делится на аналоговую и цифровую часть. Цифровая часть отвечает за связь с компьютером эксплуатирующим память, а так же за подачу управляющих сигналов. Аналоговая же часть в свою очередь, отвечает за саму структуру памяти, а так же за цифро аналоговое и аналого-цифровое преобразование. Разработка цифровой части описана подробно в части 5.3. И была проведена путем написания кода `verylog`, который после этого может как быть использован для симуляции управления чипом, так и для синтеза из него набора транзисторов который будет вести себя в точности как написанный код. Для первоначальной отладки была использована открытая версия компилятора кода `verylog`: ModelSim intel FPGA starter edition 18.1. Аналоговая часть делится на два важных этапа разработки. Первый это описать поведение распространенных элементов использованных в дизайне: конденсаторов, резисторов ну и конечно транзисторов. Их поведение описывается многоцелевым симулятором SPICE. Спайс модели компонентов используемых в проектировании аналоговой части чипа содержатся в так называемом PDK (Process design kit) технологического процесса использованного для разработки (см. 5.5.1). Первоначальные же прогоны были выполнены в программе Tanner TSpice. Там необходимо было отладить работу аналоговых компонентов, а так же аналогового компонента симуляция которого не существует в SPICE изначально или с PDK, это сегнетоэлектрический конденсатор. Для того чтобы симулировать его поведение был написан код на языке Verylog A, который позволяет проводить аналоговую симуляцию компонента в SPICE задавая его математические параметры. Подробнее о том какая была использована математическая модель можно почитать в этой главе: 5.2). После чего вся схематика была переведена в САПР среду Cadence Virtuoso, где был получен анализ оптимизации (см. 6). Только после этого в Virtuoso, используя TSMC 65nm PDK было начато проектирование layout. Результаты которого можно посмотреть в приложении (23), и в соответствующей главе (5.5).

5.2 Разработка достоверной симуляции поведения сегнетоэлектрического конденсатора

В данной секции работы мы рассмотрим базовые представления о физике сегнетоэлектрика, в отрыве от его приложения, и построим модель необходимую для его симуляции при разработке памяти.

Чтобы построить способ симулировать модель сегнетоэлектрического конденсатора описанного в главе 4.1, перейдем к краткому рассмотрению теории фазовых переходов Ландау, которая описывает состояние ферромагнетиков и сегнетоэлектриков. В дальнейшем \mathcal{F} есть свободная энергия, а \vec{P} есть параметр порядка.

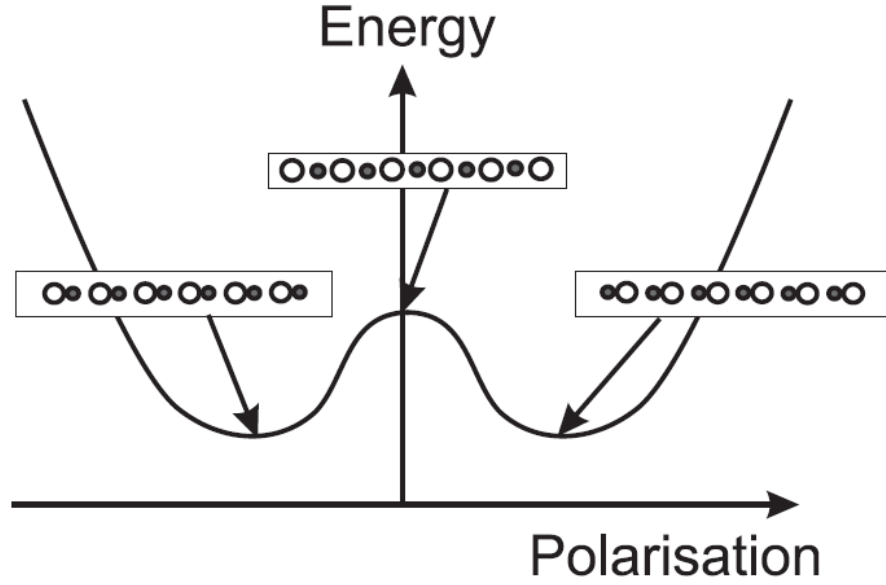


Рис. 12: Примерный график $\mathcal{F}(\vec{P})$ [15]

Тогда справедливо выражение:

$$\mathcal{F} = \frac{1}{2}\alpha\vec{P}^2 + \frac{1}{4}\beta\vec{P}^4 - \vec{E}\vec{P} \quad (2)$$

Где $-EP$ есть энергия внешнего электрического поля: с напряженностью E , находим ее из напряжения, зная толщину сегнетоэлектрика $U = \vec{E}d$. У этого графика при $E = 0$ есть два локальных минимума и один локальный максимум, локальные минимумы представляют собой устойчивые состояния системы (те самые два состояния яегнетоэлектрика), а локальный максимум неустойчивое состояние. Зависимость $\mathcal{F}(\vec{P})$ в общем виде представлена на рисунке 12.

Чуть лучше это можно заметить если перейтик производной энергии. Дифференцируя выражение (2) получаем:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial P} = \alpha P + \beta P^3 - E \quad (3)$$

График выражения 3 представлен на рисунке 13.

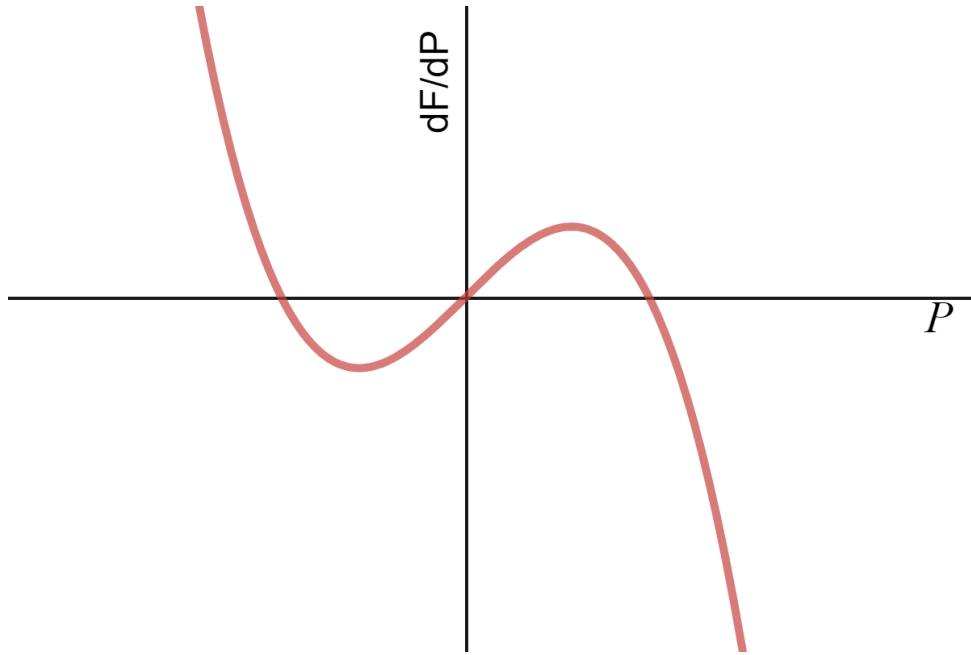


Рис. 13: Примерный график первой производной энергии при $\vec{E} = 0$

Здесь $E = 0$. Устойчивые состояния представлены точками пересечения функцией оси X справа и слева. Пересечение же в нуле является неустойчивым состоянием (локальным максимум функции \mathcal{F} . Приложение же напряжение двигает график вверх и вниз. Заметим, что при движении вверх или вниз при определенном значении $E = E_c$, одно из устойчивых состояний перестанет существовать (график более не будет пересекать ось поляризации). Таким образом если система находилась в этом состоянии то при $E > E_c$ система тут же сместится в другое состояние. Данная теория называется теорией фазовых переходов Ландау и этот принцип описывает поведение сверхпроводника, ферромагнетика, сверхтекучей жидкости и сегнетоэлектрика.

Это пример фазового перехода второго порядка или непрерывного где параметр порядка (здесь спонтанная поляризация) обращается в нуль при температуре перехода $T_c = T_0$. Где $\alpha = \alpha(T, T_c)$. К счастью для сегнетоэлектриков рассмотренных в главе температура T_c во много раз превосходит комнатную [1](стр. D) и колеблется в пределах $(300 - 400)^\circ C$

Для того, чтобы построить гистерезис, нужно найти связь свободной энергии \mathcal{F} с производной поляризации по времени (чтобы интегрировать/дифференцировать ее).

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial P} = -R \frac{\partial P}{\partial t} \quad (4)$$

Где R – аналог сопротивления, есть что-то вроде временной константы, и выбирается исходя из экспериментально ожидаемого характерного времени реакции системы.

Осталось связать заданные нами переменные α и β с физическими, измеримыми величинами: \vec{E}_c и \vec{P}_0 : разрешая уравнение второй производной для минимума энергии ($\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial \vec{P}}$), и пользуясь соотношением (2) для поиска коэрцитивного напряжения, получаем:

$$\alpha = 3\sqrt{3E_c/(8P_0^3)}$$

$$\beta = -3\sqrt{3E_c/(4P_0)}$$

Приравнивая выражение (3) к (4) получаем :

$$-R\dot{\vec{P}} = \alpha\vec{P} + \beta\vec{P}^3 - \vec{E} \quad (5)$$

Теперь, решая это уравнение относительно заданного нами t , строим график в виде $P(E(t))$:

5.3 Дизайн цифрового контроллера и режимы работы чипа

В разработке интегральных микросхем аналогового (Analog) или цифрового (Digital) типа, приняты две совершенно разные парадигмы разработки интегральных схем. Digital разработка подразумевает компиляцию кода на языке verylog в уже готовый layout для CMOS технологии, в ходе так называемого "Синтеза". Соответственно парадигма Analog разработки подразумевает размещение топологий отдельных элементов технологии, или даже отдельную конструкцию элементов поскольку нам часто важны с большой точностью их параметры. Соответственно существуют и технологии соединяющие воедино эти две парадигмы, это смешанная симуляция. Она же бывает в свою очередь Analog on top, когда аналоговый блок включается в процесс синтеза в виде отдельного блока с заданными размерами, или же наоборот, когда цифровая часть есть огромный элемент размещаемый при Analog проектировании. В ходе нашей работы рассматривался как Digital on top так и Analog on top поскольку первая выгодна при размещении памяти как отдельного standalone девайса, а вторая при использовании памяти в виде части другого устройства. В этой части работы же я попробую описать способ работы контроллера блока памяти. Сам контроллер представляет из себя явный пример конечного автомата (State Machine) и далее уместно провести примерную схему устройства управляющей части тестового чипа.

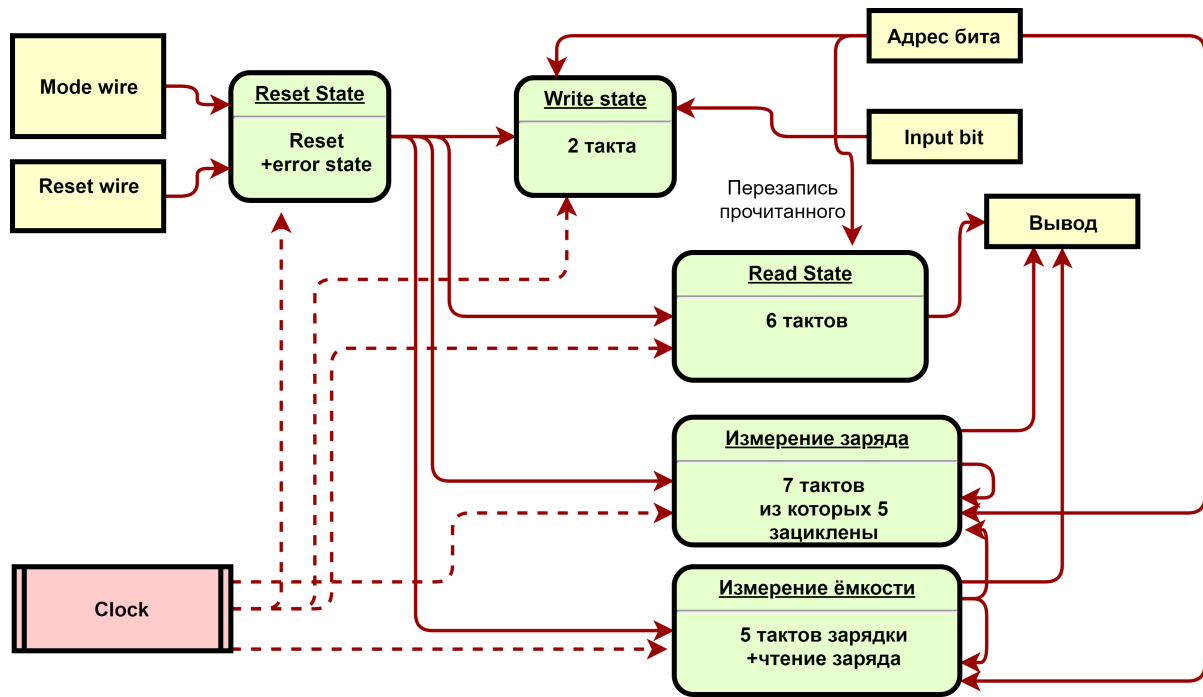


Рис. 14: Упрощенная схема устройства логической последовательности состояний контроллера

5.3.1 Reset

Согласно схеме у контроллера имеется некое исходное Reset состояние куда машина попадает каждый раз когда поднимается напряжение на Reset, или же каждый раз когда заканчивается одна из операций кроме операции чтения, после операции чтения контроллер переходит в состояние записи прочитанного бита. Итак находясь в состоянии Reset контроллер переводит все внутренние переменные и внешние выходы в некое начальное состояние. Тем самым Reset состояние так же является чем то вроде изначальной параметризации устройства. Далее устройство считывает входное состояние и переходит в него.

5.3.2 Запись

Самая короткое по продолжительности состояние, в нем контроллер за 2 такта проводит запись, и уведомляет мастер устройства о том, что запись прошла успешно.

Процесс записи начинается с того что контроллер получает доступ к конкретной ячейке из массива поднимая напряжение на нужной WL линии массива, и нужном плейт лайне или битлайне (в зависимости от того нужно ли записать "0" или "1". При этом если напряжение поднимается на PL то пишется ноль, а если BL, то пишется единица. Второй такт нужен чтобы сообщить контроллеру о выполнении операции.

5.3.3 Чтение

Операция чтения состоит из 7 тактов. Контроллер открывает WL нужной линии, после чего поднимает напряжение на соответствующем плейт лайне, после чего заряд стекает (или не стекает) либо заряжая битлайн до напряжения $V_{BL} \sim 300mV$, после чего сперва опускает напряжение на плейт лайне и только после этого перекрывает

линию WL, тем самым позволяя уйти току который мог уйти на битлайн при переменном напряжении на обкладках конденсатора ячейки. Теперь на битлайне остается либо околонулевое напряжение, либо напряжение $V_{BL} \sim 300mV$, которое далее сравнивается с напряжением $V_{REF_{READ}} \sim 50mV$ поданное от генератора референсных сигналов (см. Главу генератор референсных сигналов).

5.3.4 Точное чтение заряда в ячейке

Фактически операция похожа на обычное чтение, но вместо него используется аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования чтобы точно определить заряд сброшенный на битлайн. Эта операция является частью диагностики ячеек чипа. В ходе операции заряд сбрасывается на битлайн, далее сравнивается теперь уже не с околонулевым потенциалом а с референсным потенциалом (см. Главу генератор референсных сигналов) далее если результат сравнения дает отрицательный результат (референс меньше) то операция повторяется прибавляя единицу к значению 6-ти битного референсного напряжения (от V_{ss} до V_{dd}). Таким образом, изменяя его на небольшую величину. При этом же разрешающая способность чипа будет определяться в первую очередь шумом как описано в секции 6.1.

5.3.5 Чтение емкости

Этот режим внедрен в чип чтобы с хорошей точностью определить ёмкость каждой битовой линии. Сделано это чтобы убедиться что анализ методом извлечения паразитных параметров (см. 5.6.2) дает тот же результат что и фактическая ёмкость битлайна, которая к тому же может отличаться от заданных параметров в виду технологических особенностей, или истоков транзисторов битовой линии в силу charge injection эффекта. Суть метода заключается в том, что на чипе имеются два заранее изготовленных мим конденсатора, с заранее хорошо известной ёмкостью (например C_1 и C_2). Когда требуется провести измерение ёмкости конкретной битовой линии конденсаторы заряжаются до напряжения V_{dd} , после чего открывается транзистор доступа одного из конденсаторов к битлайну, заранее предзаряженного до уровня земли. После чего открывается транзистор связывающий битовую линию и тестовый конденсатор и напряжение на них сравнивается. Первоначальный заряд $V_{dd}C_1 = Q_1$ теперь распределен между битовой линией и тестовым конденсатором. То есть теперь система заряжена до некого напряжения U такого что:

$$C_1U + C_{BL}U = V_{dd}C_1 = Q_1$$

Теперь остается только изолировать линию и провести точный поиск заряда аналогично предыдущему режиму (5.3.4).

5.3.6 Поиск напряжение смещения усилителя

В силу технических неточностей процесса усилитель описанный в части ?? будет обладать неким напряжением смещения, то есть:

$$V_{out} = g(V_{in} - V_{ref} + V_{bias})$$

где V_{bias} есть напряжение смещения, и оно может достигать порядка предельной разницы измерения $\Delta V = V_{in} - V_{ref}$, соответственно хорошей возможностью будет поиск

этого смещения путем внедрения соответствующего режима. Определить напряжение смещения легко можно если начать сравнивать два известных заранее сигнала. Таким образом требуется внедрить возможность так же заряжать битлайн от генератора переменных напряжений (см. ??) .

5.4 Компоненты чипа

5.4.1 Ячейка памяти

Конечный вид топологии ячейки памяти представлен на рисунке 15b. Между слоями металла размещается слой сегнетоэлектрика, при этом плейт лайн проходит по всем обкладкам верхнего слоя металла. Битовая же линия цепляет исток транзистора доступа и имеет произвольный размер. Линия доступа же при это несколькими переходными отверстиями (см. рис 23) выводится в верхние слои металла и перпендикулярно уходит к цифровой части схемы.

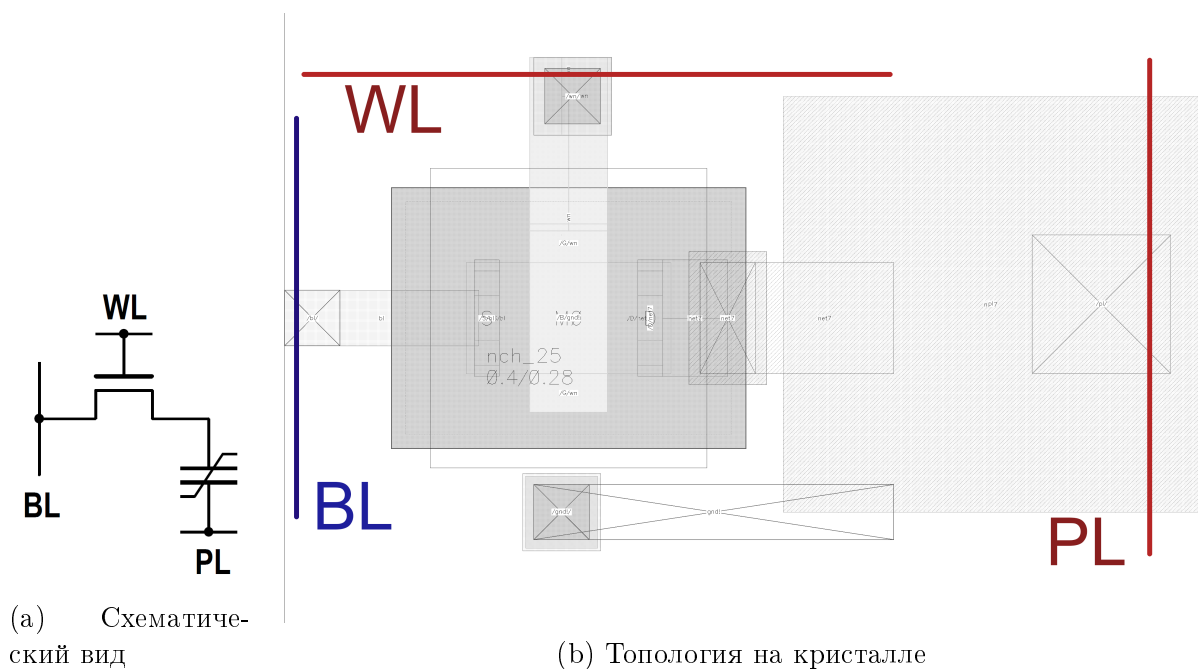
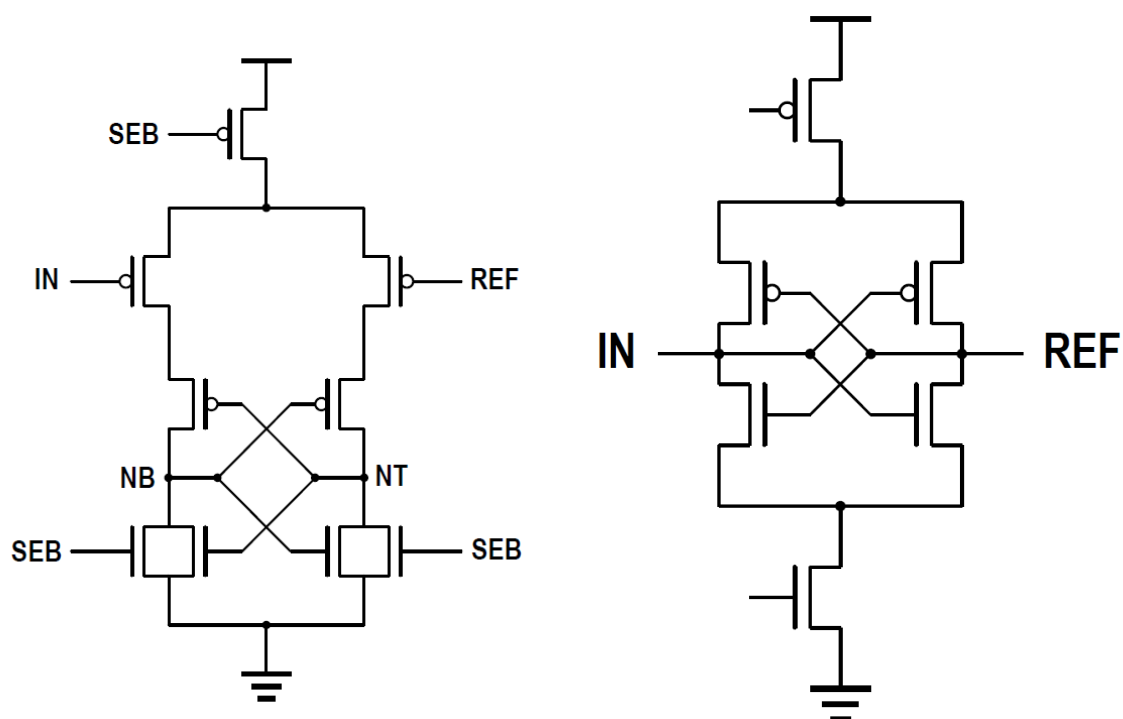


Рис. 15: Ячейка FRAM памяти реализованная в тестовом чипе

5.4.2 Усилитель чтения

Цифровой дифференциальный компаратор, показанный на рисунке 16b , используется в DRAM как также как SRAM. Исток верхнего р канального транзистора подключается к источнику питания, и его сток подключается к левой и правой ветви. Каждая ветвь включает в себя два последовательно соединенных р-канальных транзистора, за которыми следуют два параллельно соединенных п-канальных транзистора. Однако эта схема обычно находит применение на линии данных, внешнем по отношению к самому массиву памяти, усиливая сигнал данных, полученный из массива памяти, и передавая его на выходной буфер. Поскольку в этой схеме отсутствует какая-либо возможность обратной записи на входные узлы, и поскольку она несколько сложнее, чем традиционная защелка. Усилитель, показанный на рисунке



(а) Усилитель неразрушающего чтения (используется в нашем устройстве памяти) (b) Усилитель на защелке (используется в DRAM и SRAM).

Рис. 16: Схемы усилителей чтения

16а, обычно не находит применения в самом массиве памяти. Однако этот компаратор имеет явные преимущества по сравнению с усилителем на защелке. Основным преимуществом, которым он обладает, является его скорость при усилении небольшого дифференциального входного сигнала. Поскольку выходные узлы или узлы фиксации компаратора, узлы NT и NB, как правило, слегка загружены емкостно, они очень быстро доводятся до уровня выходной логики. Отделяя не сильно загруженный выход с сильно загруженного входа, компаратор способен быстро усиливать малый дифференциальный входной сигнал и установить большой дифференциальный выходной сигнал. Есть несколько характеристик сегнетоэлектрической памяти, которые делают применение из компаратора выгодным.

5.4.3 Недостатки обычного усилителя чтения

Как правило, в DRAM битлайны предварительно заряжаются до уровня $\frac{V_{dd}}{2}$ до чтения. Этот уровень обычно достаточно высок, чтобы n-канальные устройства с перекрестными связями в усилителе считывания могли усиливать разностный сигнал. Так как подвижность n-канальных транзисторов обычно в два-три раза больше, чем у p-канальных транзисторов, большая часть усиления происходит от пары n-каналов, а не от p-канала, аналогично для одновременной активации обеих пар. Однако в случае FeRAM разрядные линии предварительно заряжены на землю для более высокого коэрцитивного напряжения. Следовательно, измерение и усиление с помощью N-канала невозможно, поскольку результирующие напряжения разрядной линии равны или ниже пороговых напряжений n-канального МОПа. Если бы использовался традиционный усилитель с защелкой, считывание и усиление выполнялись бы ис-

ключительно с помощью пары кросс-связанных р-каналов, тем самым снижалась бы чувствительность усилителя и скорость усиления.

5.4.4 Генератор референсных сигналов

Генератор опорного напряжения на кристалле способен генерировать ряд возрастающих напряжений от VREFP до VREFM и в основном используется в комбинации со схемой распределения заряда. Его выход VREF подключен к входу опорного напряжения всех усилителей чтения. Несмотря на большую выходную ёмкость, генератор опорного напряжения по-прежнему способен изменять выходное напряжение в течение примерно 2 нс.

В качестве внутреннего генератора сигнала была выбрана простейшая 8-ми битная R2R цепочка состоящая из резисторов в слое поликремния. Чтобы понять что 8 битов достаточно для того чтобы хорошо покрыть точность измерения. 6 битов дают 64 разных значения напряжения. То есть шаг при этом будет вычисляться как

$$\frac{V_{dd}}{N} = \frac{2.5}{128} \approx 20mV$$

Что примерно равно максимально возможно различимому сигналу для усилителя (см. 6.1)

Схема такого цифро-аналогового преобразователя представлена на рисунке 17.

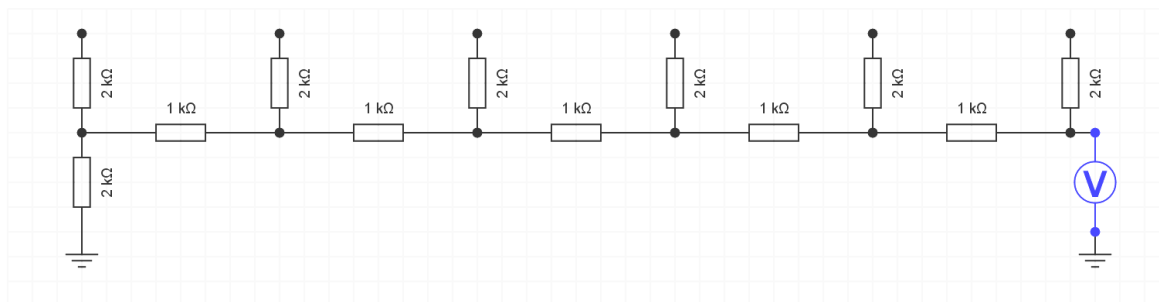


Рис. 17: Схема устройства 6ти битного R2R преобразователя

5.5 Топология чипа

5.5.1 Выбор техпроцесса

Первоначально предполагалось реализовать layout чипа на техпроцессе «Микрон 90нм», однако на данный момент от этой идеи пришлось отказаться в виду сложности работы моделей этого техпроцесса со смешанной аналого-цифровой симуляцией, что делает сложным проектирование прототипа памяти. Поэтому решено было изготовить схему проекта на техпроцессе «TSMC 65 nm». Данный техпроцесс содержит в себе все необходимые элементы для создания памяти, в том числе спайс модели для их симуляции, и возможность работать с layout моделями. Так же одна из причин выбора данного техпроцесса возможность верификации его (подробнее 5.6) путем DRC и LVS верификаций.

5.6 Верификация Дизайна

5.6.1 LVS

LVS (layout versus schematic) используется для проверки того, что топология проекта соответствует изначально схеме во всех возможных аспектах (соединения сигналов, размеры транзисторов, емкости, имена сигналов и т. Д.) И что во время создания топологии не было ошибок. Если есть ошибки в оформлении, которые ухудшают функциональность чипа, которые не учтены в проекте, то предпринимаются меры по устранению ошибок layout. На схеме они не могут быть найдены с помощью схемотехнического моделирования. LVS выявляет любые различия между топологией и чипом и тем самым позволяет разработчику исправить либо топологию, либо схему - в зависимости от того, что не так. Полная проверка LVS была выполнена с использованием нетлистов для топологии и изначально схемой памяти. Этот процесс также очень вычислительно ёмкий, так как этап извлечения нетлиста для топологии занимает время. После того как созданы оба нетлиста, они сравниваются друг с другом, и любые различия помечаются как ошибки или предупреждения. После устранения обнаруженных расхождений весь процесс должен повторяться до полной верификации чипа.

5.6.2 Экстракция паразитных параметров

Как только LVS верификация проведена успешно, проводится экстракция паразитных параметров. Переход от изначально схематики к топологии сопровождается приобретением любой схемой паразитных параметров: проводники превращаются в резисторы и конденсаторы. Иногда этот эффект может быть очень значительным для дизайна, или же наоборот использоваться в целях устройства. Так например битовая линия которая для успешной работы прибора должна иметь четко определенные параметры ёмкости. Для того чтобы заранее предусмотреть влияние паразитных параметров существует так называемая экстракция паразитных параметров. На уровне техпроцесса задаются идеальные паразитные параметры, после чего используется специальный экстрактор паразитных параметров, который эксплуатируя удельные параметры получает новую схему содержащую помимо заложенных дизайнером схему так же набор параметров. В нашем проекте в качестве экстрактора был использован модуль PEX Calibre, который встраивается в среду Cadence Virtuoso.

6 Анализ оптимизации чипа памяти

6.1 Цели анализа: шум усилителя как основной ограничивающий фактор

Как и везде шум является основным ограничивающим фактором. Как и в описанном в главе 3.2 Таким образом шум усилителя ограничивает как возможность работы устройства как памяти, так и работу его как устройство измерения заряда. Для корректной работы компаратора разница сравниваемых напряжений должна быть больше интегрального шума по частотам работы компаратора.

$$\Delta V = |V_{ref} - V_{in}| < V_{noise}$$

, где V_{noise} (эффективное влияние шума) вычисляется как интеграл по спектральной плотности шума, в пределе эффективных частот его работы.

$$V_{noise, total}^2 = \int_{\omega_1}^{\omega_2} V_{noise}^2 df$$

Где V_{N2} , есть спектральная характеристика шума усилителя.

Таким образом можно считать, что шум является ограничивающим фактором, причем сразу в трех направлениях: Скорость работы, плотность ячеек и их размер. Поэтому именно его оценка является определяющей для проектирования аналоговой части чипа.

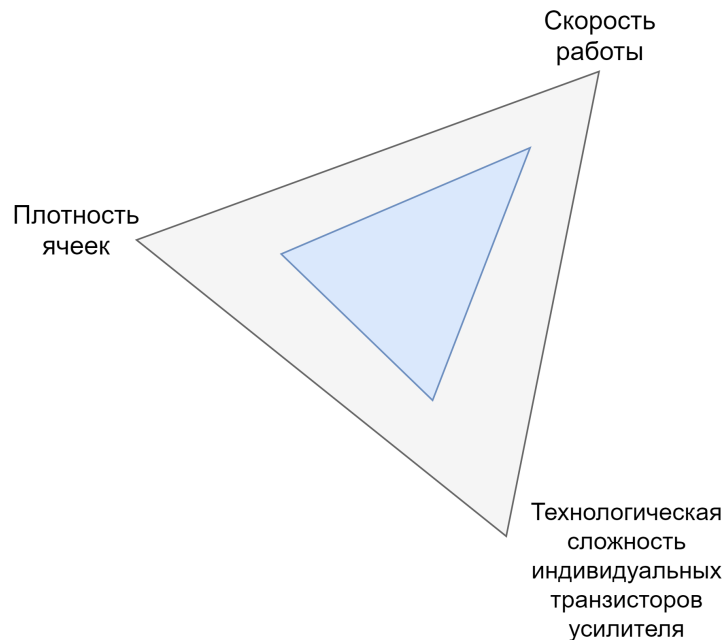


Рис. 18: Трейдофф дизайна вызванный шумами

Таким образом на этапе проектирования схемотехники критично

6.1.1 Проблема поиска шума усилителя использованного в тестовом чипе и симуляция с использованием метода Монте Карло

Как описано в предыдущем параграфе поиск шума при разработке чипа является критичным аспектом оценки возможности его реализации. Усилитель использованный в разработке тестового чипа описанный в главе 5.4.2, не является линейным усилителем, вместо этого он представляет собой бинарный компаратор с защелкой. То есть обратная связь мешает нам получить шумовую характеристику на выходе, и каким то образом ее нужно разорвать, это один из способов получения шумовых характеристик для нелинейных усилителей. К сожалению оказалось что невозможно разорвать обратную связь данного усилителя не повлияв на его передаточную функцию. Исходя из этой особенности пришлось пойти другим путем, используя временную симуляцию с методом Монте Карло [12]. При этом суть метода состоит в интеграции стохастического процесса во временной анализ и повторение данной симуляции многократно. Подробнее о способе анализа которой мы использовали для

оценки производительности усилителя в части 6.3.1. При этом результат предоставляется в виде так называемого "Шму графика представляющего результат бинарного теста по двум параметрам.

6.2 План Анализа

6.3 Результаты Анализа

6.3.1 Результат анализа шумовых характеристик усилителя

Таким образом для достоверного анализа возможности работы усилителя в заданных условиях была проведена временная симуляция с моделированием шумов по методу Монте Карло [12]. То есть шумы добавлялись непосредственно во временной анализ, после чего симуляция проводилось порядка 200-300 раз. Если все 200 считываний расхождений в работе усилителя обнаружено не было, данный тест признавался пройденным (пример безошибочного считывания в условиях работы близких к критическому на рисунке 19). Если же при этом хоть один раз считывание происходило ошибочно (пример ошибочного считывания на рисунке 20 то данный набор частот клона и считываемого напряжения признавался за гранью предельного для усилителя. Если же из 200 прогонов все оказывались достоверными, то можно считать что данная частота и разность напряжений все еще способны считываться усилителем. Для данного измерения было взято сравнение с референсным напряжением 30мВ, при емкостях нагрузки в $50fF$. Такая емкость была выбрана чтобы исключить влияние невозможности считывания из за слишком большой ёмкостной нагрузки, ибо при частоте работы в 1ГГц ёмкость в 500фФ попросту не успевает заряжаться, по нашим расчетам (подробнее в главе про основы дизайна FRAM) емкости в $5 \cdot 10^{-14} = 50fF$ должно , при текущей технологии хватить на размещение более 250 ячеек, что более чем достаточно для высоты одного массива. Более подробные данные о емкостях битовой линии и остаточном заряде ячейки в пункте 6.3.2 . Окончательные данные о проведенном тесте предствлены на рисунке 21

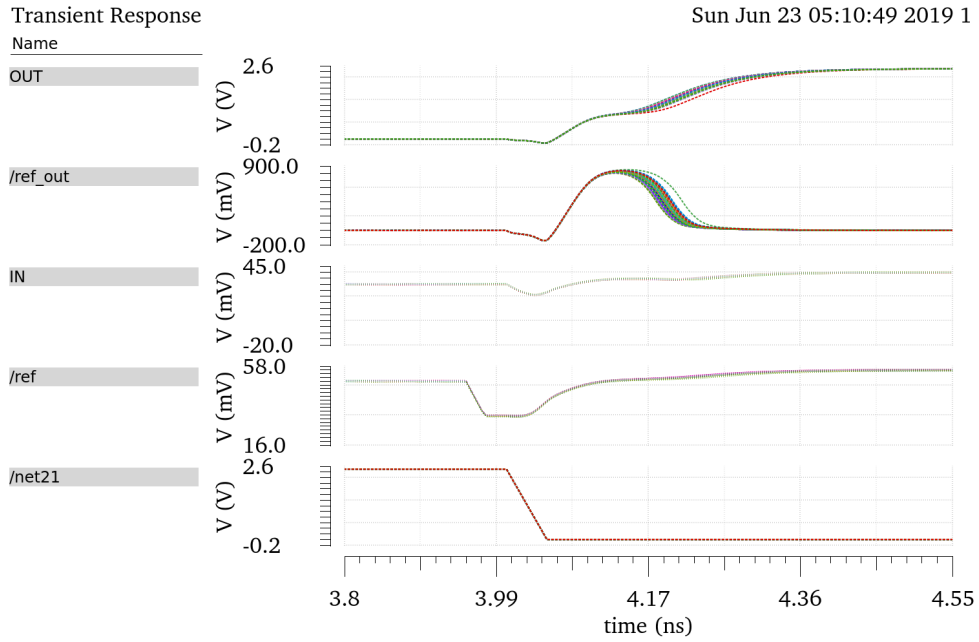


Рис. 19: Пример успешной работы усилителя несмотря на близкие к предельным значения сравниваемого напряжения $V_{in} = 50mV$ $V_{ref} = 30mV$ $C_{in} = 50fF$

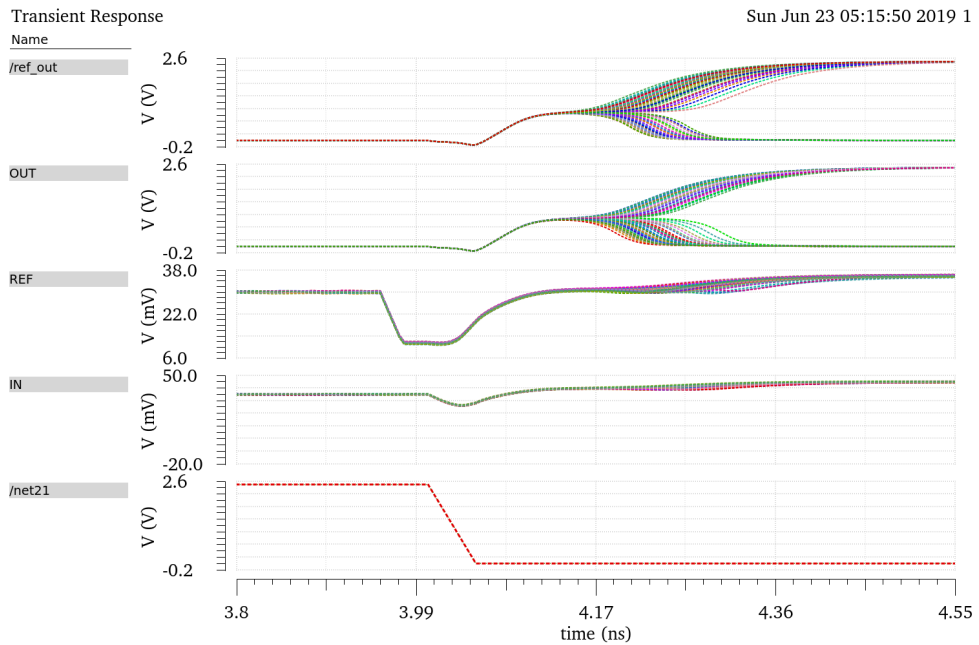


Рис. 20: Пример расщепления результатов теста при $\Delta V < 15mV$, как видно шумы приводят к тому что в ряде случаев усилитель более не может корректно сравнить два напряжения: $V_{in} = 40mV$ $V_{ref} = 30mV$ $C_{in} = 50fF$

	T_clk , nS						
	1	2	5	10	20	30	50
30	1	1	1	1	1	1	1
25	1	1	1	1	1	1	1
20	1	1	1	1	1	1	1
18	1	1	1	1	1	1	1
17	1	1	1	1	1	1	1
16	0	1	1	1	1	1	1
15,95	0	0	0	0	0	0	0
15,9	0	0	0	0	0	0	0
15,8	0	0	0	0	0	0	0
15,5	0	0	0	0	0	0	0
15	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0
ΔV							

Рис. 21: Анализ успеха чтения усилителя при разной разности напряжений $\Delta V, mV$ и разных временах блока контроллера T_{clk}, nS **зеленым** успешное чтение при всех 200 симуляциях, **красным**, напряжения которые усилитель на данной частоте более не может сравнить

Как становится видно из рисунка 21, сравниваемое напряжение в большей степени влияет на успех тестов нежели частота. Ибо как видно даже порядок частот работы более чем в 10 раз не так сильно сказывается на работе как повышение сравниваемого напряжения на целый $1mV$. На тактовых частотах ниже 5нс становится критичным баланс между входной емкостью, ибо напряжение попросту может не успеть вырасти до нужного, даже при ёмкости в $0,5pF$.

6.3.2 Анализ отношения ёмкости битовых линий, размера ячеек и достоверности чтения

В главе 4 было описано, что при создании FRAM приходится брать в учет баланс между плотностью, скоростью, надежностью (фактически возможностью работы). В ходе подготовки итогового дизайна нужно было найти необходимый компромисс между размером ячеек, их количества на одной линии. Для этого был проведен следующий параметрический анализ: для четырех различных емкостей битлайна (50,100,200,500 фФ), для различных значений размеров ячейки замерялся заряд сброшенный при чтении двух состояний. При чтении единицы V_1 (1), и при чтении нуля V_2 (0). Далее это повторялось для различных значений размеров ячейки (S), в пределах длины ячейки от 500 до 100 нм, данные о которых представлены как в виде Таблицы 2 так и в виде графика (рис. 22).

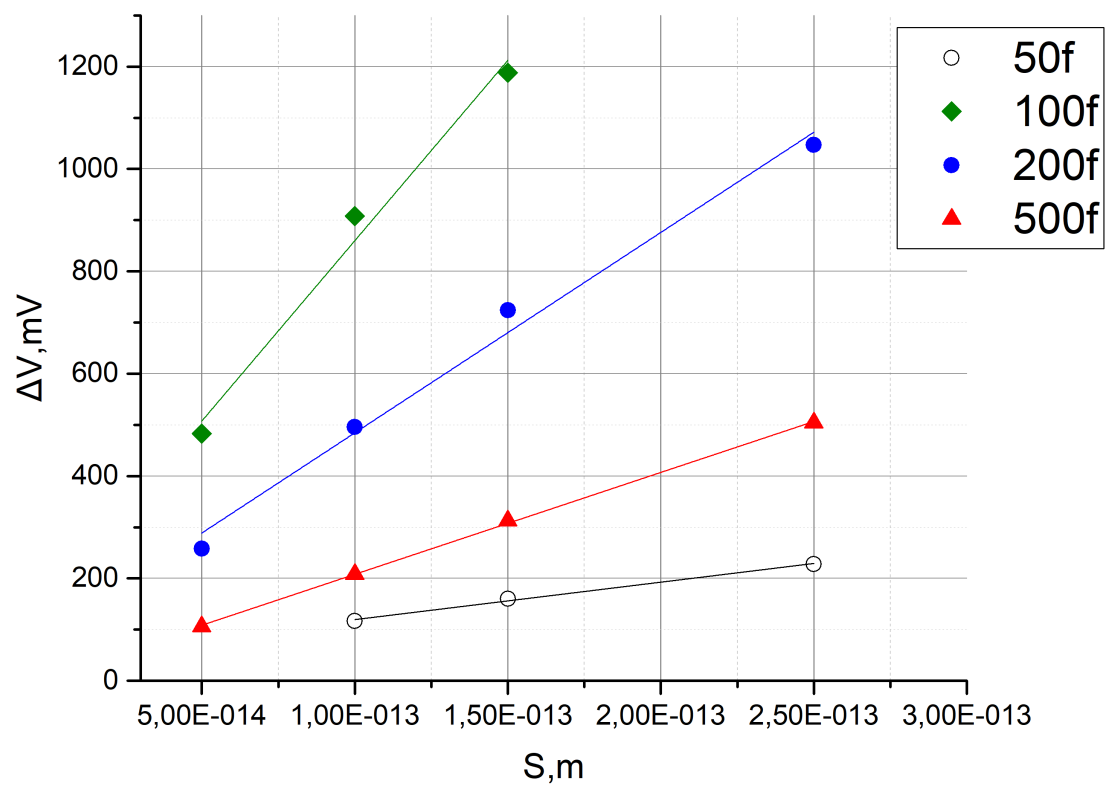


Рис. 22: представление таблицы 2 в виде графика

			V_{BL}, mV							
$p0, \frac{uC}{cm^2}$	S, M^2	$C_{BL}:$	50fF		100fF		200fF		500fF	
		L, M	V1(1)	V2(0)	V1(1)	V2(0)	V1(1)	V2(0)	V1(1)	V2(0)
25	2,50E-13	5,00E-07	305	77	177	33	1143	96	521	17
25	1,50E-13	3,87E-07	210	50	1318	130	762	38	318	5
25	1,00E-13	3,16E-07	157	40	978	70	518	22	214	5,9
25	5,00E-14	2,24E-07	942	78	513	30	270	12	110	4,2

Таблица 2: Зависимость разности заряда между нулем и единицей при разных размерах ячейки и разных емкостях битовой линии

Как видно избыточно малая или большая ёмкость приводит к уменьшению зазора напряжения между 0 и 1. При большой ёмкости это следствие закона сохранения заряда: заряд ячейки превращается в малое напряжение в виду большой емкости битовой линии. Численно данная закономерность описана в главе 3.2. Так же при избыточно малой емкости, значительной становится нижняя граница напряжения на которую начинают влиять малейшие шумы и утечки (учитывались в процессе анализа). Таким образом данный анализ помогает нам выбрать идеальную емкость битлайна. Причем большая ёмкостная нагрузка будет обеспечивать прибору большую защищенность от помех (особенно при чтении нуля), но в то же время будет особенно сильно влиять на максимальную частоту работы, ибо при емкости в $500fF$ на частоте работы в 1 ГГц входной терминал усилителя чтения попросту не успеет зарядиться даже до напряжения 200mV, таким образом нам приходится еще брать в учет проблемы ограничения частоты при использовании большой ёмкости. Так же при создании прибора с малой емкостью битовой линии придется еще сильнее учитывать ранее не актуальную ёмкость ячейки памяти как конденсатора, которая при увеличении частоты может так же вносить вклад в напряжение битлайна (напряжение попросту не будет успевать стекать обратно в ячейку).

7 Итоги работы

Я надеюсь эта работа найдет реализацию в развитии технологии полупроводниковой памяти, для чего в ней были получены следующие результаты:

1. Произведен обзор основных проблем создания динамической памяти на сегнетоэлектрических технологиях и их решения (см. 4).
2. Освоен способ относительно достоверной симуляции сегнетоэлектрического конденсатора при аналоговой спайс симуляции.
3. Произведена оценка отношения плотности памяти и объема ее ядер для тестового образца (см. 6.3.2).
4. Произведена оценка возможности стабильной работы усилителя, а как следствие частотный и габаритный предел создания FRAM на данной технологии.
5. Создана топология для запуска тестового чипа в производство.

Основным лимитирующим фактором для создания данного чипа сейчас является только не интегрированность сегнетоэлектрических конденсаторов в существующий техпроцесс. Однако общая популярность чем то схожей в конструкции DRAM памяти может дать необходимую базу для стремительного развития данной технологии, особенно в местах где необходима большая частота записи данных, и большой ресурс работы энергонезависимой памяти.

А Дополнение

А.1 Код для симуляции поведения сегнетоэлектрика

А.1.1 Код в Python

```
# -*- coding: utf-8 -*-
"""
Created on Mon Apr 16 18:34:51 2018

@author: Mikhail Solovyanov
"""

import matplotlib.pyplot as plt
import numpy as np
from scipy.optimize import fsolve
from scipy.integrate import odeint

num=1000

E_c = 1/8

P_0 = 1

R = 0.001

alpha = (np.sqrt(27/4)*(E_c))/P_0
beta = (P_0**2)*alpha

t= np.linspace(0, 10, num)
#t = np.linspace(0, itimes[-1], num)
p=np.zeros(len(t))
def u(t):
    return np.sin(t)*1
    #return np.interp(t, itimes, ivolts)

def u_i(t,i):
    return np.sin(t[i])*1

U=u(t)

#alpha = 0.5
#beta = 0.5

def gibbs(p,t):
    return (-beta*p**3 + alpha*p + u(t)) / R
```

```

p[0]=0

p = odeint(gibbs,0,t)
p = p[:, 0];
j=np.zeros(len(t))
j = np.concatenate(([0], np.diff(p)))

#for i in range(len(t)):
#    j[i]= (p[i]-(p[i]**3)+u_i(t,i))
uvec = list(map(u, t))

plt.clf()
#print(p)
plt.plot(t, uvec, label = 'p')
plt.plot(t, j, label = 'j')
plt.plot(t, U, label = 'U')
#plt.plot(uvec, p, label = 'j')
plt.grid(True)
plt.legend()
plt.savefig("fsolve.png")
plt.show()

```

A.1.2 Код симуляции поведения конденсатора на языке veylogA

```
'include "disciplines.vams"

module conder (a, b) ;
    inout a, b ;
    electrical a, b ; // access functions are V() and I()

    parameter real Ec = 2;
    parameter real dT = 1e-9;

    parameter real p0 = 1e-12;

    localparam real alpha = 3*sqrt(3)*Ec/(8*p0*p0*p0);
    localparam real beta = -3*sqrt(3)*Ec/(4*p0);

    real p;
    real de;
    real Rdamp;

    analog begin
        //@(initial_step("tran")) p = p0;
        de = V(a, b) - 2*beta*p - 4*alpha*p**3;
        Rdamp = (+beta+(24*alpha*p0*p0))*dT;
        p = idt(de/Rdamp, p0);
        I(a, b) <+ ddt(p);
        // $display(p);
        // $display("%e %e", p0, p);

    end

endmodule
```

A.2 Топология столбца памяти

Данная топология для того чтобы уместиться здесь содержит 6 ячеек, однако способна масштабироваться вверх.

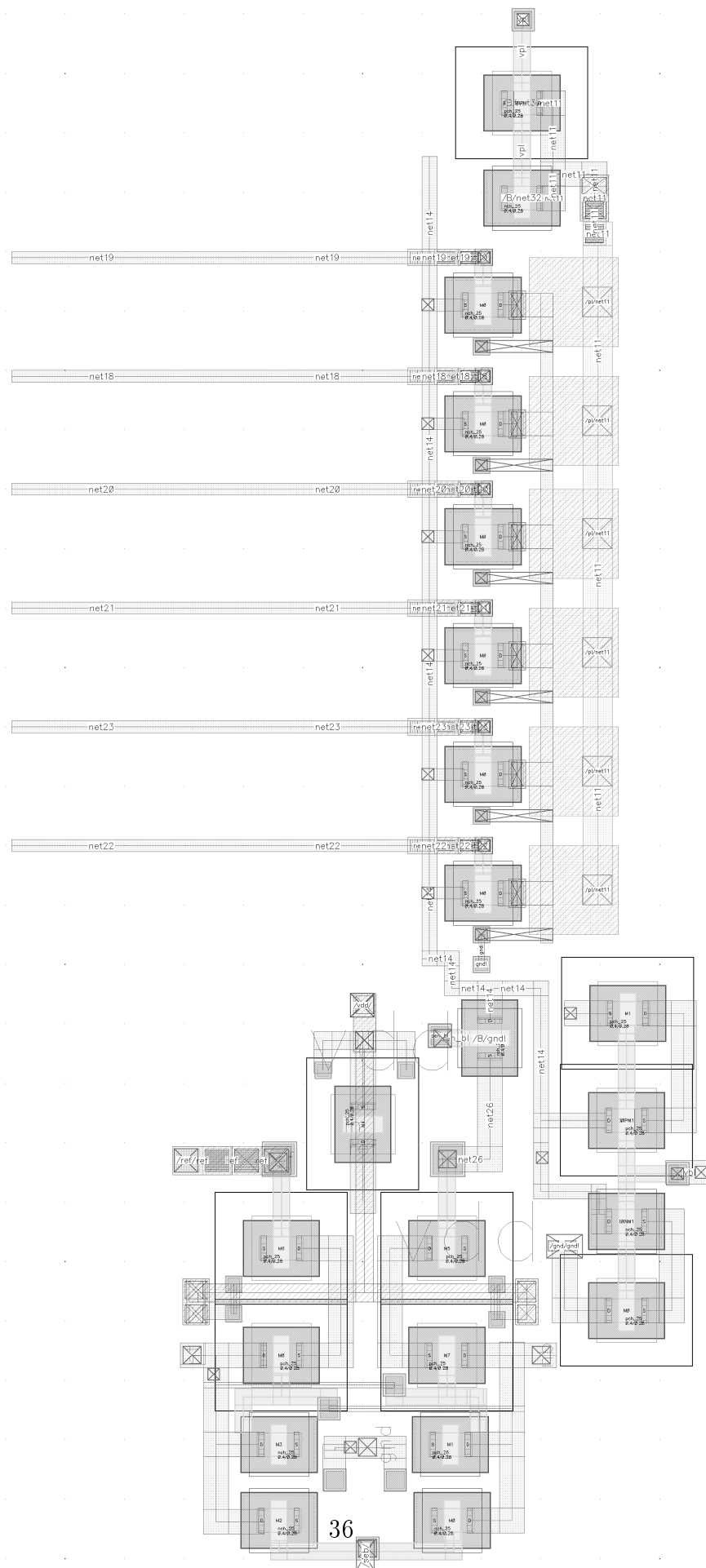


Рис. 23: Топология столбца памяти

Список литературы

- [1] Improved Ferroelectric Switching Endurance of La-Doped $Hf_{0.5}Zr_{0.5}O_2$ Thin Films
Anna G. Chernikova, Maxim G. Kozodaev, Dmitry V. Negrov, Evgeny V. Korostylev,
Min Hyuk Park, Uwe Schroeder, Andrey M. Markeev,
- [2] Ultrathin $Hf_{0.5}Zr_{0.5}O_2$ Ferroelectric Films on Si Anna Chernikova, Maksim Kozodaev,
Andrei Markeev, Dmitrii Negrov, Maksim Spiridonov, Sergei Zarubin, Ohheum Bak,
Pratyush Buragohain, Haidong Lu, Elena Suvorova, Alexei Gruverman, and Andrei
Zenkevich*
- [3] La-doped $Hf_{0.5}Zr_{0.5}O_2$ thin films for high-efficiency electrostatic supercapacitors
Maxim G. Kozodaev, Anna G. Chernikova, Roman R. Khakimov, Min Hyuk Park,
Andrey M. Markeev, and Cheol Seong Hwang⁴
- [4] Mitigating wakeup effect and improving endurance of ferroelectric $HfO_2 - ZrO_2$ thin
films by careful La-doping - Maxim G. Kozodaev , Anna G. Chernikova , Evgeny V.
Korostylev , Min Hyuk Park , Roman R. Khakimov , Cheol S. Hwang , and Andrey M.
Markeev
- [5] Itoh, K.: VLSI Memory Chip Design. Springer 2001. ISBN 3-540-67820-4.
- [6] Itoh, K.: VLSI Memory Design. Tokyo (in Japanese): Baifukan 1994.
- [7] Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits
- [8] CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation Third Edition R. Jacob Baker
- [9] NTUEE Electronics III: 17.1 Latches and Filp-Flops
- [10] Takashima, D. et al.: High-Density Chain Ferroelectric Random-Access Memory
(CFRAM). Symp.VLSI Circuits Dig.Tech.Papers (1997), pp. 83-84.
- [11] Advanced Circuit Design of Gigabit-Density Ferroelectric Random-Access Memories
Jürgen Thomas Rickes aus Neuwied
- [12] Demir, Alper & W. Y. Liu, Edward & Sangiovanni-Vincentelli, Alberto. (1996).
Time-Domain Non-Monte Carlo Noise Simulation for Nonlinear Dynamic Circuits with
Arbitrary Excitations. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems,
IEEE Transactions on. 15. 493 - 505. 10.1109/43.506137
- [13] 9200 NVMe(TM) SSDs MTFDHAL1T6TCU, MTFDHAL1T9TCT,
MTFDHAL3T2TCU, MTFDHAL3T8TCT, MTFDHAL6T4TCU,
MTFDHAL7T6TCT, MTFDHAL8TATCW, MTFDHAL11TATCW datasheet
- [14] патент AC СССР 690564
- [15] Physics of ferroelectrics PBLittlewood January 27, 2002
- [16] Yamada, J. et al.: A 128kb FeRAM Macro for a Contact/Contactless Smart Card
Microcon-troller. ISSCC Dig.Tech.Papers (2000), pp. 270-271.
- [17] Chung, Y., Jeon, B.-G., and Suh, K.-D.: A 3.3-V, 4-Mb Nonvolatile Ferroelectric
RAM with Selectively Driven Double-Pulsed Plate Read/Write-Back Scheme. IEEE
J.of Solid-State Circuits vol. 35 (2000) no. 5, pp. 697-704.