

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Московский физико-технический институт (государственный университет)»

Физтех-школа радиотехники и компьютерных технологий

Кафедра микропроцессорных технологий в интеллектуальных системах управления

**Разработка схемы прецизионного усилителя для
интегратора преобразователя напряжения в
частоту(ПНЧ)**

Выпускная квалификационная работа
(бакалаврская работа)

Направление подготовки: 03.03.01 Прикладные математика и физика

Выполнил:

студент 416 группы _____ Павлюк Юрий Михайлович

Научный руководитель: _____ Агрич Юрий Владимирович

Москва 2018

Содержание

1 Введение	3
2 Обзор литературы	5
2.1 Разновидности архитектур ПНЧ	5
2.1.1 ПНЧ на основе мультивибратора	5
2.1.2 Асинхронный балансирующий ПНЧ	6
2.1.3 Синхронный балансирующий ПНЧ	7
2.2 Операционный усилитель	9
2.2.1 Основные параметры	10
2.2.2 АЧХ и ФЧХ операционного усилителя	12
2.2.3 Устойчивость	13
2.2.4 Режимы работы операционного усилителя	14
2.2.5 Интегратор	16
2.2.6 Типы схем операционных усилителей(ОУ)	17
2.2.6.1 Однокаскадный усилитель	17
2.2.6.2 Свернутый каскод(folded cascode)	18
2.2.6.3 Двухкаскадный усилитель	21
2.2.6.4 Сравнение	22
2.2.7 Методы минимизации смещения нуля	23
2.2.7.1 Чопперная стабилизация	23
2.2.7.2 Калибровка дифференциального каскада	25
3 Разрабатываемый ПНЧ	27
3.1 Параметры ПНЧ	27
3.2 Структурная схема канала разрабатываемого ПНЧ	28
3.3 Режимы работы	29
4 Постановка задачи и требования к ОУ для интегратора	31
5 Разработка ОУ	32
5.1 Структурная схема	32
5.2 Схема проектируемого ОУ	33
6 Моделирование операционного усилителя для интегратора	35
6.1 Схема моделирования	35
6.2 Виды анализа, условия и параметры моделирования	36
6.3 Результаты моделирования в tran-анализе	39
6.4 Результаты моделирования в ac-анализе	40
6.5 Результаты моделирования в ac1-анализе	42
6.6 Результаты моделирования в dc-анализе	43

7 Моделирование канала ПНЧ	43
7.1 Схема моделирования	43
7.2 Анализ результатов моделирования	45
8 Заключение	51
Список литературы	53

Список иллюстраций

1 Узел БСС с использованием: а) АЦП (ADC) б) ПНЧ (VFC)	3
2 ПНЧ на основе мультивибратора: (а)структурная схема, (б)архитектура, (с)выходные сигналы интегратора и ПНЧ	5
3 Асинхронный балансирующий ПНЧ: (а)структурная схема, (б)архитектура, (с)выходные сигналы интегратора и ПНЧ	6
4 Синхронный балансирующий ПНЧ: (а)структурная схема, (б)архитектура, (с)тактовый сигнал (CLK) и выходные сигналы интегратора и ПНЧ . .	8
5 Операционный усилитель	10
6 Определение полосы пропускания	11
7 Время установления	11
8 АЧХ типичного ОУ	12
9 Структурная схема усилителя с обратной связью	13
10 АЧХ ОУ с использованием емкости коррекции	14
11 Емкость коррекции в ОУ	14
12 Операционный усилитель	15
13	15
14	16
15 Интегратор	16
16 Однокаскадный усилитель а)с однополярным выходом б)с дифференциальным выходом	17
17 Однокаскадный усилитель а)с однополярным выходом б)с дифференциальным выходом	18
18 Преобразование телескопического усилителя в свернутый	19
19 Преобразование телескопического(слева) ОУ в свернутый(справа) . . .	19
20 Свернутый каскод как часть ОУ	20
21 Малосигнальная модель усилителя	20
22 Структурная схема двухкаскадного усилителя	21
23 Простейшая схема двухкаскадного усилителя	21
24 Простейшая схема двухкаскадного усилителя	22
25 Чопперная стабилизация	23
26 Реализация чопперной стабилизации в ОУ	24

27	Токовое зеркало	25
28	Калибровка смещения	26
29	Структурная схема канала проектируемого ПНЧ	28
30	Структурная схема проектируемого ОУ	32
31	Схема имплементации чоппера и динамической калибровки в ОУ	32
32	Упрощенная схема проектируемого ОУ	33
33	Схема моделирования интегратора	35
34	Диаграммы работы интегратора в tran анализе	39
35	Типовая АЧХ ОУ с разомкнутой обратной связью	41
36	Типовая АЧХ ОУ с емкостной обратной связью	42
37	схема моделирования интегратора в канале ПНЧ	44
38	Диаграмма работы канала ПНЧ после калибровки	45
39	Типовая зависимость скорости изменения выходного напряжения интегратора dV_o/dt от температуры	46
40	Типовая зависимость скорости изменения выходного напряжения интегратора dV_o/dt от напряжения питания	46
41	Зависимости Efs и INL от температуры	47
42	Зависимости Efs и INL от напряжения питания	47
43	Зависимость Efs от тактовой частоты	48
44	Зависимость INL от тактовой частоты	48
45	Зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения при разном диапазоне	49
46	Зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения .	50

Список таблиц

1	Сравнение различных типов ОУ	22
2	Требования ТЗ на параметры ПНЧ и целевые параметры интегратора .	27
3	Предельный и предельно-допустимый режимы эксплуатации ПНЧ . .	28
4	Переменные моделирования (Global Variables) усилителя-интегратора .	37
5	Режимы моделирования усилителя интегратора	38
6	Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в tran анализе	40
7	Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в AC анализе	41
8	Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в AC1 анализе	42
9	Результаты моделирование смещения нуля усилителя интегратора . .	43
10	Полученные характеристики ОУ и сравнение их с ТЗ	51
11	Характеристики ПНЧ полученные после моделирования	51

1. Введение

В ближайшем будущем сотни миллионов полупроводниковых сенсоров будут являться неотъемлемой частью нашего мира. Датчики будут интегрироваться во все, что только возможно: бытовую технику, автомобили, детские коляски и многое другое. Все они будут в состоянии не только выступать в роли сенсоров, но и выполнять первичную обработку информации, а также взаимодействовать друг с другом, образуя единую беспроводную сенсорную сеть. Главной особенностью этих сенсоров является их низкое энергопотребление. Это необходимо для того, чтобы датчики могли работать автономно, и их встроенных аккумуляторов хватало на несколько лет, то есть на весь срок работы сенсоров. Датчики объединяют в единую сеть – беспроводная сенсорная сеть или Wireless Sensor Networks [1].

Беспроводные сенсорные сети - это новая эпоха в развитии технологий. Если данную сеть разместить в лесу, больше бы не было пожаров, ведь сенсоры будут следить за состоянием каждого участка леса. Аналогичноданную сеть можно использовать в сельскохозяйственной отрасли, чтобы контролировать состояние почвы и выращиваемой культуре.

Для того чтобы воплотить эту мечту в реальность, необходимо создать устройство, способное считывать информацию с датчиков, при этом потреблять мало энергии, и способной передавать данные намикроконтроллер. Для данной задачи идеально подходит преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ). Рассмотрим теперь два типа схем, предназначенных для использования в сенсорных сетях (Рис. 1).

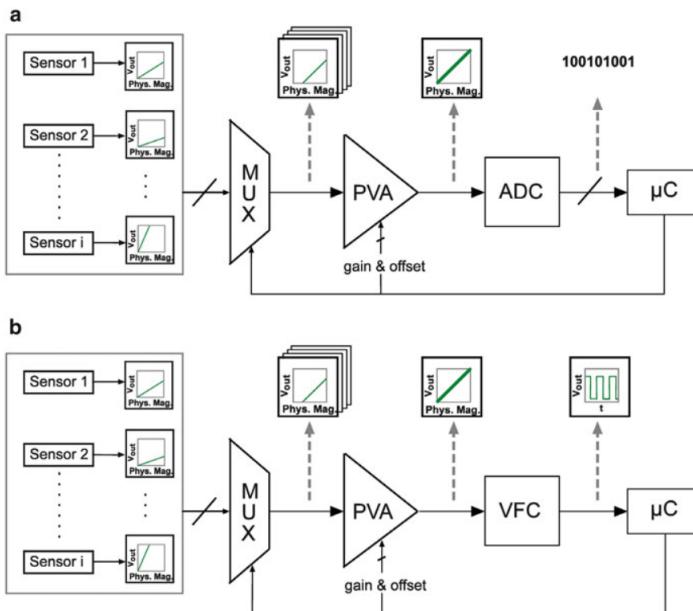


Рис. 1: Узел БСС с использованием: а) АЦП (ADC) б) ПНЧ (VFC)

Рассмотрим работу данного узла. Датчики (sensor i), выходные напряжения которых зависят от того что они измеряют, подают на мультиплексор определенное значение напряжения, далее микроконтроллер посыпает на мультиплексор управля-

ющий сигнал, для того чтобы выбрать показания какого датчика мы будем снимать. Далее сигнал усиливается на программируемом усилителе напряжения(PVA) и подается на ПНЧ или АЦП. Далее на микроконтроллер приходит цифровой сигнал и обрабатывается.

Преимущества реализации схемы узла БСС, в котором используется ПНЧ (рис.2а), над схемой в которой используется АЦП (рис.1а) заключаются в следующем:

1. ПНЧ обладает большей устойчивостью к шумам, интегрируя их.
2. ПНЧ потребляет меньше энергии.

Благодаря данным преимуществам большинство схем узлов создаются на базе преобразователя напряжения в частоту.

Беспроводные сенсорные сети - это будущее к которому мы плавно подходим, но существует также класс систем, для которых тоже эффективно использование ПНЧ - телеметрия. У ПНЧ есть характерная особенность, которой нету у обычных АЦП, что делает его востребованным в приложениях, связанных с телеметрией: отсутствие потери информации. ПНЧ непрерывно следит за сигналом, интегрирует шум и уменьшает ошибку стечением времени, а не накапливает ее, как, к примеру, это происходит в АЦП последовательного приближения.

В телеметрических системах необходимо непрерывно следить за сигналом и не терять информацию, которая необходима для корректировки траектории полета ракеты, движения автомобиля и тд. Подключив ПНЧ как акселерометру + гироскопу, мы сможем получать данные изменения траектории по трем координатам (x, y, z), и подавать эту информацию на микроконтроллер для того, чтобы он смог скорректировать движение. Для этого нужно создать многоканальный ПНЧ, способный непрерывно следить сразу за тремя выходами акселерометра (координаты x, y, z), и обрабатывать большой диапазон напряжений, как положительных, так и отрицательных. Для использования в этих применениях целесообразно также отслеживать информацию по условиям эксплуатации (температуре напряжению питания, опорному напряжению), которая может использоваться для компенсации погрешностей, как самих ПНЧ, так и датчиков входных сигналов, работающих в этих условиях. [2]

2. Обзор литературы

2.1. Разновидности архитектур ПНЧ

Известны два типа ПНЧ: на основе мультивибратора (multivibrator) и балансирующие (charge-balance). В свою очередь балансирующие ПНЧ делятся на синхронные и асинхронные. Рассмотрим эти типы ПНЧ.

2.1.1. ПНЧ на основе мультивибратора

Структурная схема ПНЧ, основанного на мультивибраторе, показана на рисунке 2а, а ее реализация показана на рисунке 2б. Данный тип ПНЧ состоит из входного преобразователя напряжения в ток, за которым следует двунаправленный интегратор тока, управляемый специальной схемой.

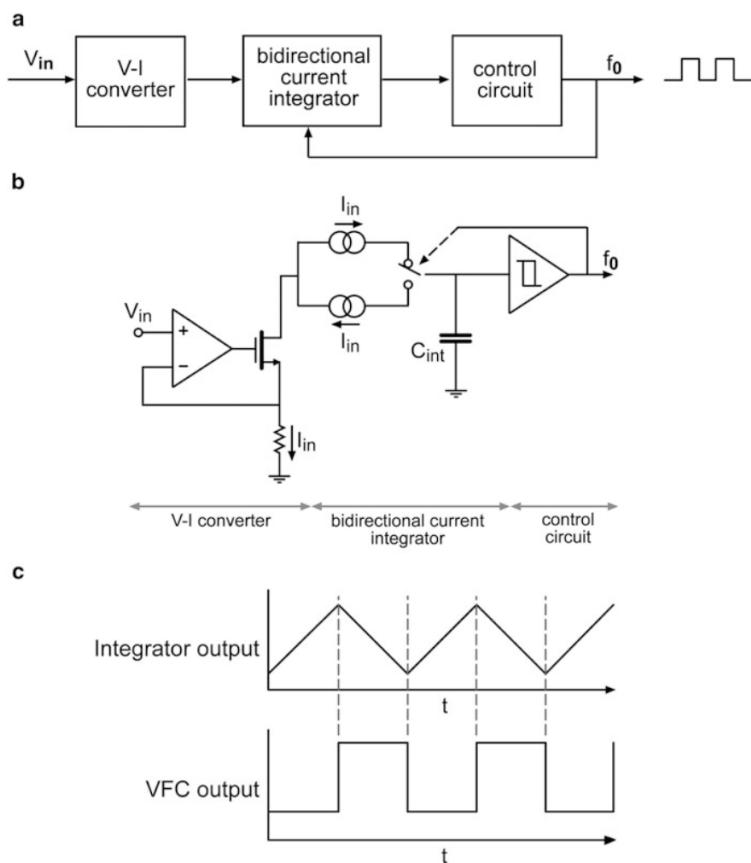


Рис. 2: ПНЧ на основе мультивибратора: (а)структурная схема, (б)архитектура, (в)выходные сигналы интегратора и ПНЧ

Принцип работы заключается в следующем. Входное напряжение V_{in} линейно преобразуется в ток I_{in} . Этот ток заряжает и разряжает интегрирующий конденсатор C_{int} между двумя предельными напряжениями V_H и V_L , определяемыми схемой управления, которая обычно представляет собой компаратор напряжения или триггер Шмитта. Форма выходного сигнала интегратора имеет пилообразную форму, а

выход схемы управления представляет собой прямоугольный сигнал (рис. 2c), который является выходной частотой f_0 ПНЧ. Выходная частота управляет ключом, который контролирует заряд и разряд конденсатора C_{int} .

Зависимость частоты от входного напряжения может быть выражена следующей формулой:

$$F_{out} = \frac{1}{2} I_{in} \frac{1}{C_{int} \Delta V}$$

Из данной формулы следует, что диапазон выходной частоты ПНЧ ограничивается: линейностью перевода V_{in} - I_{in} , шумом компаратора и температурным коэффициентом C_{int} . На практике ПНЧ такой архитектуры способны достигать до 12 бит линейности [3].

2.1.2. Асинхронный балансирующий ПНЧ

Теперь рассмотрим еще один тип ПНЧ - балансирующий. Существуют 2 класса данных схем асинхронные и синхронные. Рассмотрим первую из них. На рисунке 3а представлена структурная схема асинхронного ПНЧ. Данная структура включает в себя преобразователь напряжения в ток (V-I converter), интегратор тока (current integrator), контроллер управления (control circuit) и источник опорного тока(reference current source) [3].

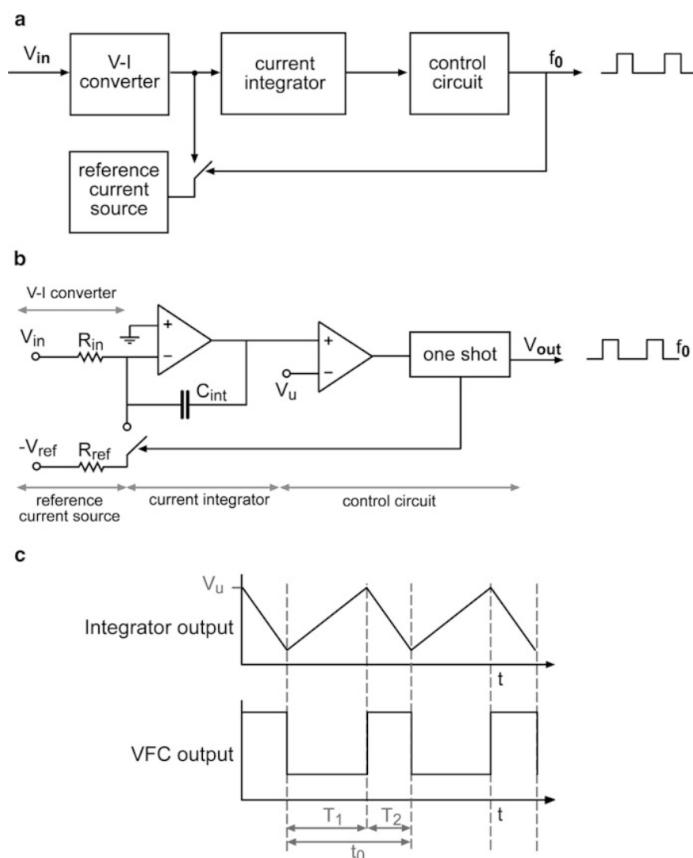


Рис. 3: Асинхронный балансирующий ПНЧ: (а)структурная схема, (б)архитектура, (в)выходные сигналы интегратора и ПНЧ

Реализация данной архитектуры представлена на рисунке 3б. Сигнал, который приходит на вход Rin, преобразовывается в Iin и заряжает Cint. Когда напряжение на выходе интегратора доходит до уровня порогового уровня Vu, происходит переключение компаратора. При переключении, ввиду наличия петли гистерезиса в компараторе, генерируется импульс, открывающий ключ контроля опорного тока. За это время опорный ток Iref, $|I_{ref}| > |I_{in}|$, разряжает конденсатор Cint. Но при этом входной ток непрерывно течет во время разряда, поэтому мы не теряем часть информации о входном сигнале. Как показано на рисунке 3с, форма выходного сигнала ПНЧ представляет собой прямоугольные импульсы, где время T1 - время заряда Cint (зависит от Vin), а T2 - время разряда конденсатора.

Выведем формулу зависимости входного напряжения и выходной частоты:

$$F_{out} = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{I_{in}}{I_{ref}} \frac{1}{T_2}$$

Этот вид ПНЧ более сложный и потребляет намного больше, чем мультивибратор, но при этом способен достигать около 16 - 18 бит линейности. Критические параметры для данного ПНЧ являются: ширина импульса возврата (время открытия ключа) и значение опорного тока, который должен быть очень стабильным. На низких частотах стабильность источников напряжения Vref и Vu ставят под угрозу правильную работу VFC. На высоких частотах эффекты второго порядка, такие как переходные процессы в интеграторе влияют на точность и линейность.

Данный тип ПНЧ способен работать в диапазоне $[-Vdd, +Vdd]$, при условии $|I_{ref}| > |I_{in}|$ и наличия отрицательного напряжения опоры Vref.

2.1.3. Синхронный балансирующий ПНЧ

Итак, нам осталось рассмотреть последний тип ПНЧ - синхронный балансирующий. Такая реализация позволяет добиться до 18 бит линейности и высокой стабильности по температуре, что крайне необходимо для телеметрии (высокая точность) и космоса (стабильность по температуре). Структурная схема такого ПНЧ представлена на рисунке 4а. В таком типе преобразователей фаза разряда Cint наступает не сразу после переключения компаратора, а на следующем такте. Уравнение выходной частоты определяется следующей формулой:

$$F_{out} = \frac{I_{in}}{I_{ref}} f_{clk}$$

Из данного выражения видим, что выходная частота зависит от тактовой частоты. Данная зависимость приводит к неравномерному распределению выходных импульсов. В отличие от ПНЧ, рассмотренных ранее, выходная частота содержит компоненты, гармонически связанные с тактовой частотой. Это является основной причиной путаницы при отображении выхода синхронного ПНЧ (СПНЧ) на осциллографе.

В асинхронном ПНЧ увеличение входного напряжения приводит к увеличению выходной частоты, тогда как изменение напряжения в СПНЧ приводит к изменению плотности вероятности выходных N и $N + 1$ тактовых импульсов, что часто неверно интерпретируется как сильный джиттер. Данная проблема не повлияет на использование СПНЧ(синхронный преобразователь напряжения в частоту) как части АЦП, но данный тип преобразователей невозможно использовать в качестве генератора. Другой недостаток проявляется при близости выходной частоты к субгармоникам тактовой частоты. При выполнении данного условия может образованию небольшая мертвая зона в отклике компаратора.

Несмотря на эти недостатки, СПНЧ имеет лучшие характеристики в сравнении с АПНЧ, что делает его востребованным для устройств, для которых необходим преобразователь с высоким разрешением.

Структурная схема синхронного ПНЧ отличается от структуры асинхронного ПНЧ только наличием тактового сигнала (CLK), подключаемого к контроллеру (control circuit).

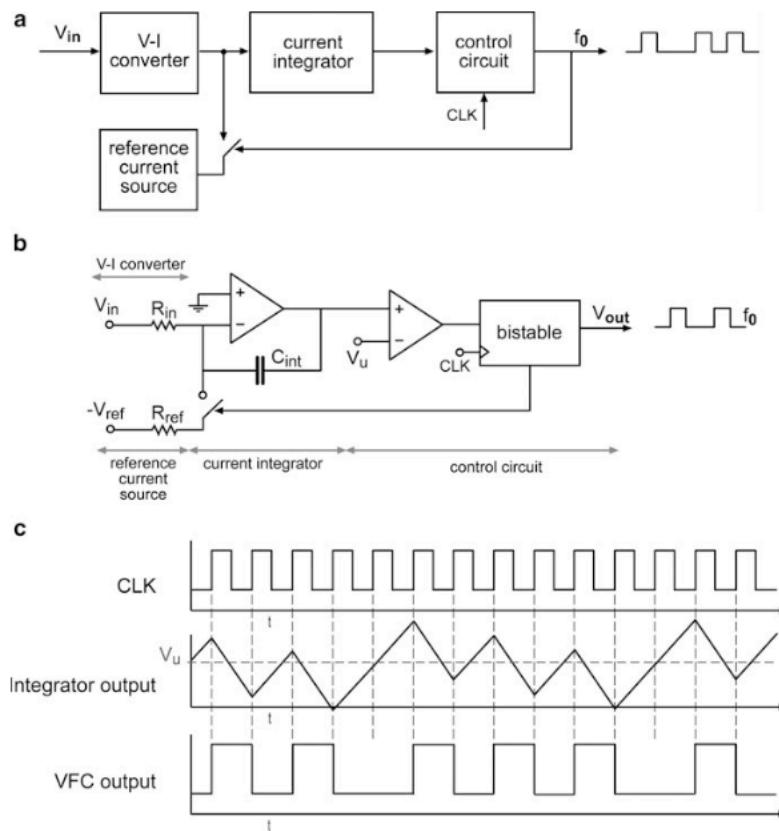


Рис. 4: Синхронный балансирующий ПНЧ: (а)структурная схема, (б)архитектура, (в)тактовый сигнал (CLK) и выходные сигналы интегратора и ПНЧ

Как и в случае с АПНЧ, входное напряжение V_{in} преобразуется в ток I_{in} , после чего интегрируется на конденсаторе C_{int} . Напряжение на конденсаторе сравнивается с пороговым напряжением V_u . Когда напряжение на конденсаторе достигает V_u , выход компаратора изменяется, но, в отличие от АПНЧ, управляющий сигнал для запуска

в систему тока I_{ref} не приходит до тех пор, пока не поступит следующий импульс синхронизации. Аналогично фаза заряда C_{int} будет продолжаться до следующего тактового импульса. Как только ключ открывается, конденсатор начинает разряжаться в течение фиксированного времени (период тактового сигнала) (рис 4б, 4с). [3]

2.2. Операционный усилитель

Операционный усилитель - это линейное устройство, которое обладают всеми свойствами, необходимыми для почти идеального усиления постоянного тока, и поэтому широко используются в формировании сигналов, фильтрации или для выполнения математических операций, таких как сложение, вычитание, интегрирование и дифференцирование.

ОУ предназначен для использования с внешней обратной связью, которая создается с помощью резисторов и конденсаторов, подключенных между его выходными и входными терминалами. Эти компоненты обратной связи определяют результирующую функцию или «работу» усилителя, и в силу различных конфигураций обратной связи, будь то резистивные, емкостные или и те, и другие, усилитель может выполнять множество различных операций. Именно поэтому этот тип усилителей называют операционными.

Операционный усилитель, обычно, представляет собой устройство, состоящее из инвертирующего (-) и неинвертирующего (+) высокомомальных входов и выхода.

В линейном операционном усилителе выходной сигнал равен входному сигналу, умноженному на коэффициент усиления (A). В зависимости от характера входных и выходных сигналов, операционные усилители можно разделить на четыре различных группы по типу усиления:

1. Напряжение: вход-напряжение, выход-напряжение.
2. Ток: вход-ток, выход-ток.
3. Крутизна: вход-напряжение, выход-ток.
4. Сопротивление: вход-ток, выход-напряжение.

Поскольку большинство схем, работающих с операционными усилителями, являются усилителями напряжения, мы ограничимся рассмотрением только первого типа (V_{in} и V_{out}). Выходное напряжение операционного усилителя представляет собой разность входных напряжений, усиленных в A раз. Схематично операционный усилитель изображен на рис. 32. Здесь V_1 и V_2 - входные сигналы: V_1 подается на инвертирующий вход усилителя, V_2 на неинвертирующий. $+V_{supply}$ и $-V_{supply}$ - положительное и отрицательное питание соответственно. V_{dif} - входной дифференциальный сигнал, а V_{out} - выходной сигнал. [4]

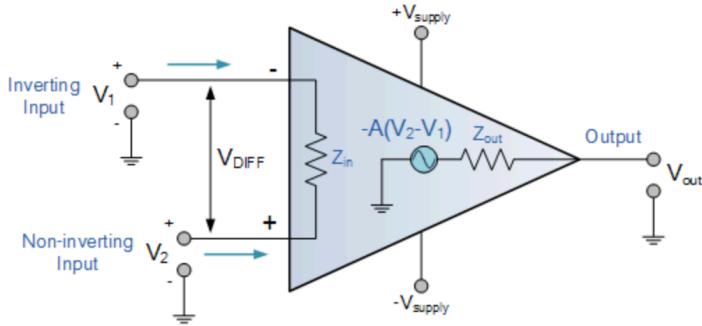


Рис. 5: Операционный усилитель

2.2.1. Основные параметры

Итак, рассмотрим основные параметры операционного усилителя:

1. А- коэффициент усиления при разомкнутой петле, то есть собственный коэффициент усиления ОУ, без обратной связи. В случае идеального операционного усилителя $A = \infty$
2. Z_{in} - входной импеданс, является отношением V_{in}/I_{in} , которое должно стремиться к бесконечности, что приводит к условию $I_{in} = 0$. Наличие входного тока налагает ограничения на максимальное значение сопротивлений в цепи обратной связи, а также на возможности согласования по напряжению с источником сигнала.
3. Z_{out} - выходной импеданс, должен стремиться к нулю. При равенстве выходного сопротивления нулю, операционный усилитель может давать сколь угодно большой ток для нагрузки выходной цепи. [12]
4. Bandwidth (полоса пропускания) - идеальный операционный усилитель имеет бесконечную полосу пропускания. Полоса пропускания реального усилителя ограничена параметром GBW (gain bandwidth product), являющимся произведением его усиления на низкой частоте минус 3дБ на частоту, при которой его усиление уменьшается на 3 дБ (рис. 6). [12]

$$GBW = G_{3db} * f_{3db}$$

5. V_{io} - напряжение смещения. В идеальном усилителе при одинаковых входных сигналах выходной сигнал будет нулевым. В реальности существует напряжение смещения, на выходе усилителя, поэтому даже при равных входных сигналах выход будет не нулевым. Другими словами, реальный ОУ ведет себя как идеальный ОУ, у которого последовательно с одним из входов подключен генератор напряжения V_{io} . [6]

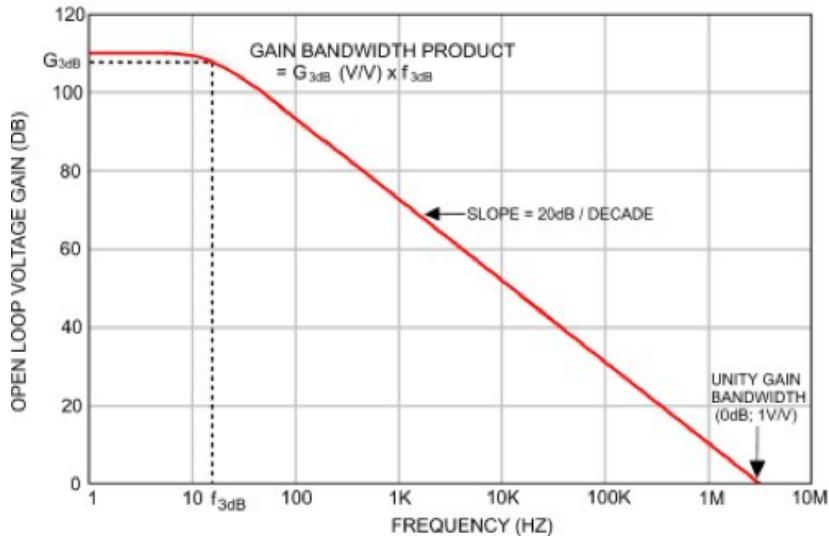


Рис. 6: Определение полосы пропускания

6. PSRR - коэффициент подавления нестабильности питания. У идеального усилителя изменение напряжения питания ОУ не должно влиять на выходное напряжение. Параметр, который характеризует влияние изменения питания на выходное напряжение для реального усилителя - PSRR определяется следующей формулой:

$$PSRR = 20\log_{10}\left(\frac{\Delta V_{supply}}{\Delta V_{out}} * A_v\right)$$

7. Settling time - время установления. На рис 7 обозначен как T_s . Данная характеристика показывает как быстро установится выходной сигнал усилителя, работающего в режиме повторителя, при резком изменении входного сигнала. [5]

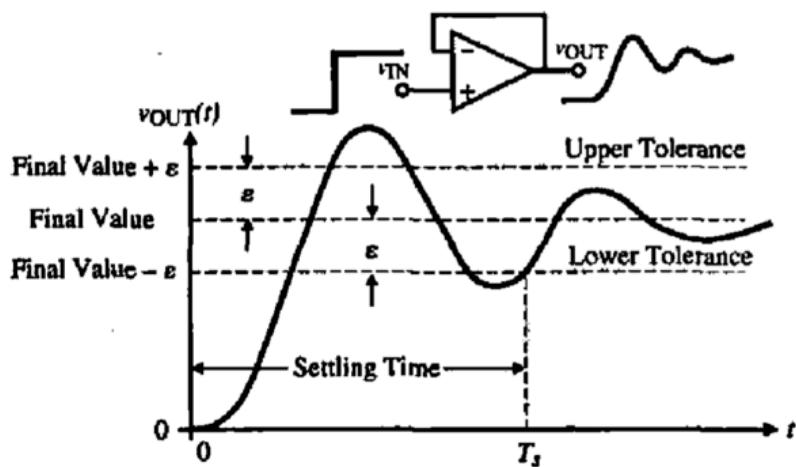


Рис. 7: Время установления

8. Power consumption - энергопотребление. Этот показатель обычно измеряется в 2-х режимах, динамическом и статическом.

9. CMRR – или КОСС (коэффициент подавления симфазного синфазного сигнала) показывает способность усилителя подавлять симфазный синфазный сигнал. Выходной сигнал операционного усилителя определяется формулой $V_O = A_d * (V_+ - V_-)$, но в реальном ОУ симфазный синфазный сигнал тоже усиливается, поэтому: $V_O = A_d * (V_+ - V_-) + \frac{1}{2} * A_{cm} * (V_+ + V_-)$, где A_d – коэффициент усиления дифференциального сигнала, а A_{cm} – коэффициент усиления симфазного синфазного сигнала. Ввиду наличия различных коэффициентов усиления, можем определить CMRR:

$$CMRR = 20 * \lg\left(\frac{A_d}{|A_{cm}|}\right)$$

10. Скорость нарастания и спада выходного напряжения(slew rate). Данная характеристика определяется по реакции ОУ на воздействие скачка напряжения на входе и выражается в виде отношения приращения выходного напряжения к времени на участке изменения от 0.1 U_{вых} до 0.9U_{вых}. [5]

Также важными характеристиками ОУ являются АЧХ, ФЧХ и запас по фазе. Данные частотные характеристики рассмотрим подробнее.

2.2.2. АЧХ и ФЧХ операционного усилителя

Усиление гармонических сигналов зависит от частотных характеристик операционного усилителя. Зависимость коэффициента усиления от частоты представляется в виде кривой, которая называется АЧХ (амплитудно-частотная характеристика). На (рис. 8) представлена АЧХ типичного операционного усилителя, с внутренней коррекцией.

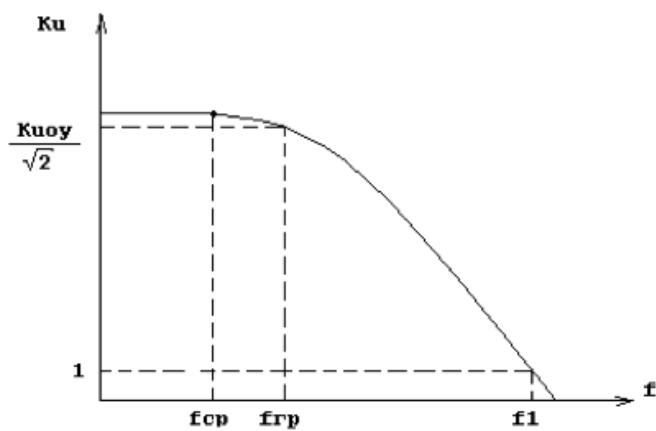


Рис. 8: АЧХ типичного ОУ

На низких частотах коэффициент усиления максимальен и почти не зависит от частоты. АЧХ начинает спадать на частоте f_{cpl} . Причина спада коэффициента усиления заключается в частотной зависимости паразитных емкостей транзисторов схемы ОУ и

емкости коррекции. f_{gr} (частота среза) - частота при которой коэффициент усиления падает в корень квадратный из 2 раз (-3db), данная частота определяет полосу. [5]

2.2.3. Устойчивость

Большинство схем, построенных на ОУ работают в схеме с отрицательной обратной связью, определяемой коэффициентом β . Небольшая часть данных схем будет рассмотрена в §2.2.4. При глубокой отрицательной обратной связи $|\beta K_u| \gg 1$, где K_u - коэффициент усиления ОУ не охваченного обратной связью (рис. 9).. [7]

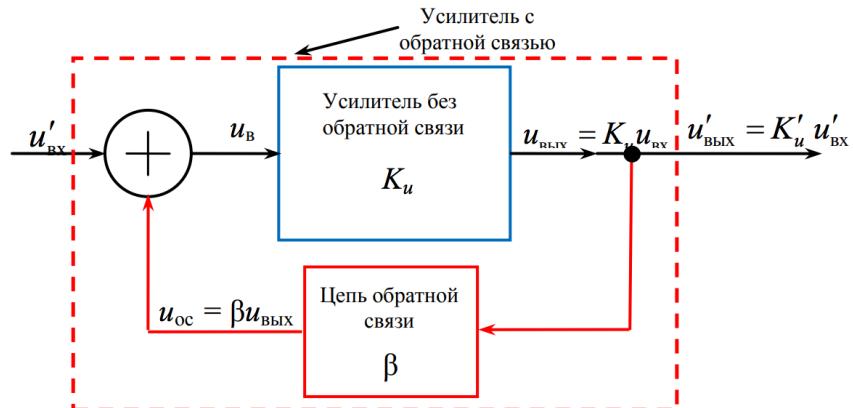


Рис. 9: Структурная схема усилителя с обратной связью

К сожалению, системы такого рода, имеющие большой коэффициент усиления, при наличии обратной связи склонны к неустойчивости. В ОУ могут возникнуть автоколебания при изменении фазы на 180° , то есть выходной сигнал усилителя перестанет зависеть от входного. Генерации возникают при $|\beta K_u| = 1$.

Фазовый сдвиг операционного усилителя, разрабатываемого для универсальных приложений при $|K_u| > 1$ должен быть по абсолютной величине меньше 120° . При этом условии для любого коэффициента $0 < \beta < 1$ запас по фазе будет составлять не менее 60° . [7]

Это требование достигается с использованием коррекции (рис. 10).

Как мы видим из диаграммы при использовании корректировочного конденсатора запас по фазе операционного усилителя, даже при $\beta = 1$, на частоте единичного усиления $\alpha = 65^\circ$.

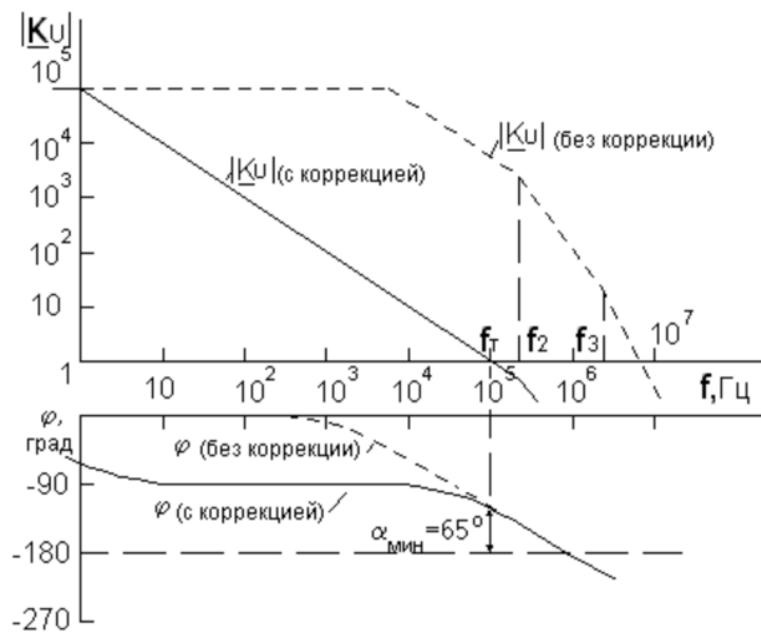


Рис. 10: АЧХ ОУ с использованием емкости коррекции

Многие схемы операционных усилителей имеют внутреннюю коррекцию, которая уменьшает полосу пропускания усилителя и предотвращает генерацию ОУ на высоких частотах. Обычно в роли корректора выступает конденсатор малой емкости. Данный конденсатор помечен красным на рисунке 11.

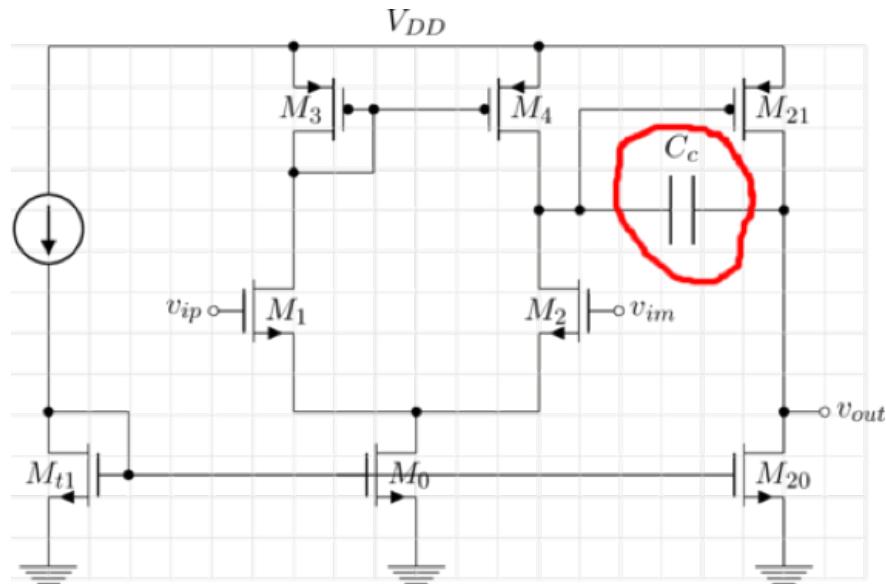


Рис. 11: Емкость коррекции в ОУ

2.2.4. Режимы работы операционного усилителя

Рассмотрим несколько режимов работы операционного усилителя при различных обратных связях:

1. Инвертирующий (рис. 12а) и неинвертирующий (рис. 12б) операционный уси-

лиль:

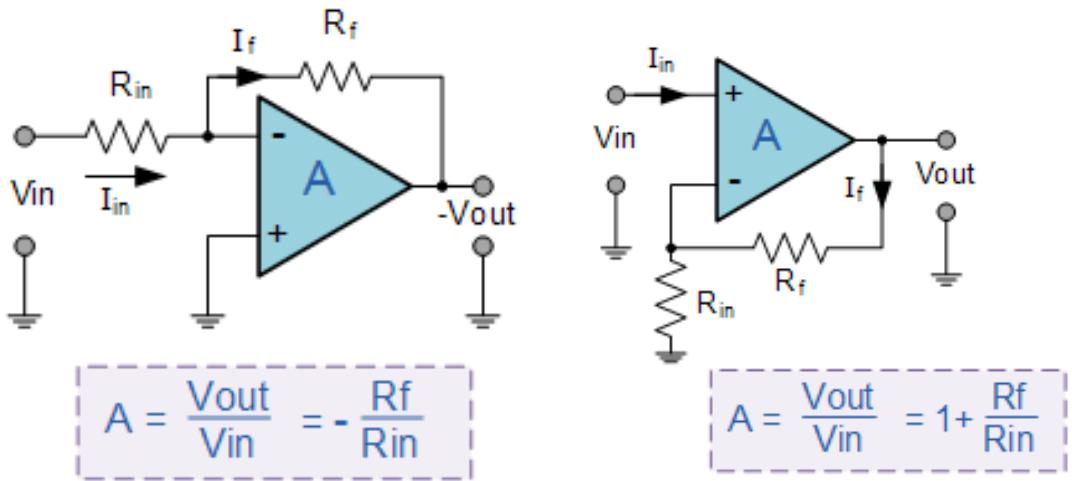


Рис. 12: Операционный усилитель

При условии, что $R_f/R_{in} = 0$ неинвертирующий усилитель будет работать в режиме повторителя.

2. Суммирующий (рис. 13а) и вычитающий (рис. 13б) усилитель:

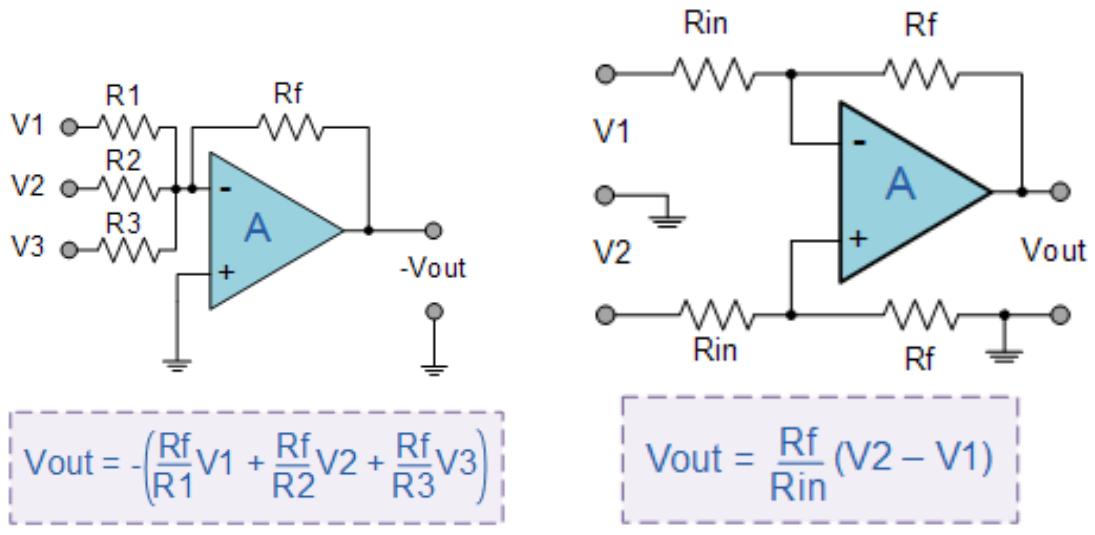


Рис. 13

3. Наконец существует еще 2 различных включения, когда ОУ становится:интегрирующий и дифференцирующий(рис. 14б). Именно схема интегратора важна нам для функционирования ПНЧ, поэтому рассмотрим ее подробнее в следующей главе.

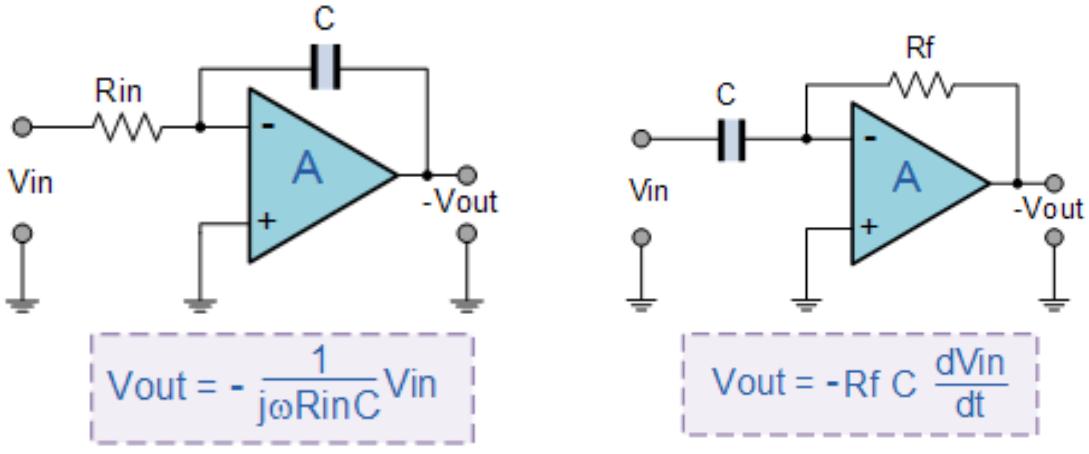


Рис. 14

2.2.5. Интегратор

Рассмотрим подробно работу интегратора, представленного на рисунке 15.

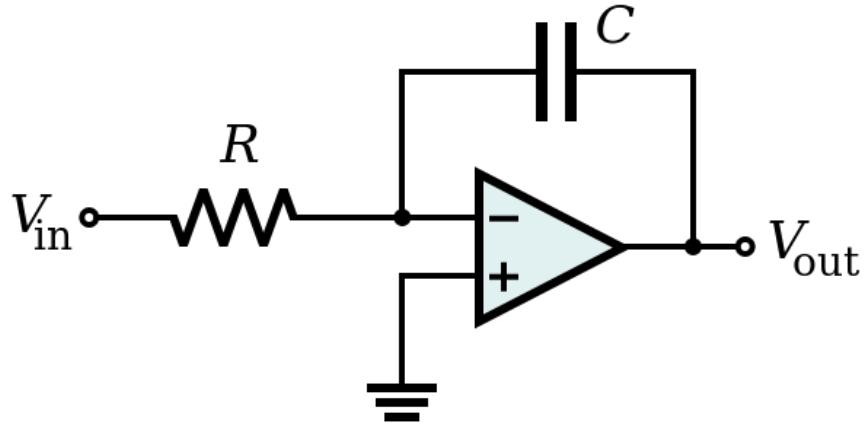


Рис. 15: Интегратор

Входной сигнал интегратора V_{in} преобразовывается в ток, заряжающий конденсатор C .

$$V_{out} = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t I_c(\tau) d\tau$$

Для операционного усилителя можно применить метод виртуальной земли (ввиду наличия отрицательной обратной связи и высокого коэффициента усиления). [15] Тогда выходное напряжение V_{out} можно представить следующим выражением:

$$V_{out} = -\frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_{in}(\tau) d\tau$$

Теперь разделим приделы интегрирования на 2 части $-\infty$ до 0 и от 0 до t . Тогда V_{out} :

$$V_{out} = V_0 - \frac{1}{RC} \int_{-\infty}^t V_{in}(\tau) d\tau$$

Где V_0 - напряжение, которое в начальный момент было на выходе усилителя. Итак, на операционный усилитель накладываются определенные требования, необходимые для повышения точности вычислений. Во-первых, у усилителя должен быть высокий коэффициент усиления. Во-вторых, необходимо обеспечить стабильность нуля: при $V_{in} = 0$, V_{out} тоже должен быть равен нулю (однако, смещение нуля реального усилителя ведет к наличию дрейфа выходного напряжения при $V_{in} = 0$).. [9]

2.2.6. Типы схем операционных усилителей(ОУ)

Параметры, которые определяют качество операционного усилителя, были рассмотрены в разделе 2.2.1. Рассмотрим различные типы схем ОУ, и сравним их по вышеперечисленным параметрам.

2.2.6.1. Однокаскадный усилитель

На рисунке 16 изображены простейшие однокаскадные усилители, на рисунке 16a с однополярным выходом, на рисунке 16b с дифференциальным выходом

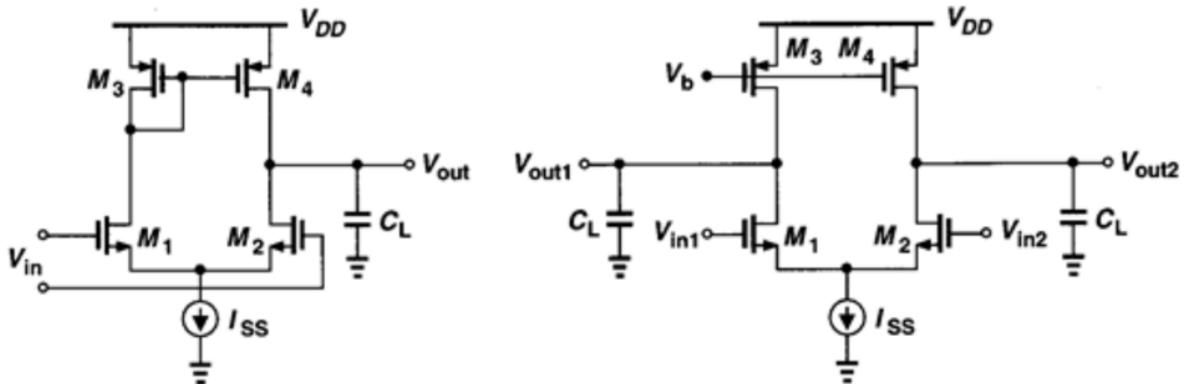


Рис. 16: Однокаскадный усилитель а)с однополярным выходом б)с дифференциальным выходом

При малосигнальном анализе данного усилителя получаем следующие характеристики:

1. Коэффициент усиления $A = g_m N (r_{ON} || r_{OP})$ ($A \leq 20$)
2. GB определяется нагрузочной емкостью C_L .
3. Output swing: $[V_{IC} - V_{TN}; V_{DD} - V_{SG4} + |V_{TP}|]$, следует из условия, что транзисторы M2 и M4 должны находиться в режиме насыщения.. [8]

Также помимо простейшего однокаскадного ОУ можно использовать телескопический каскод(рис. 17).

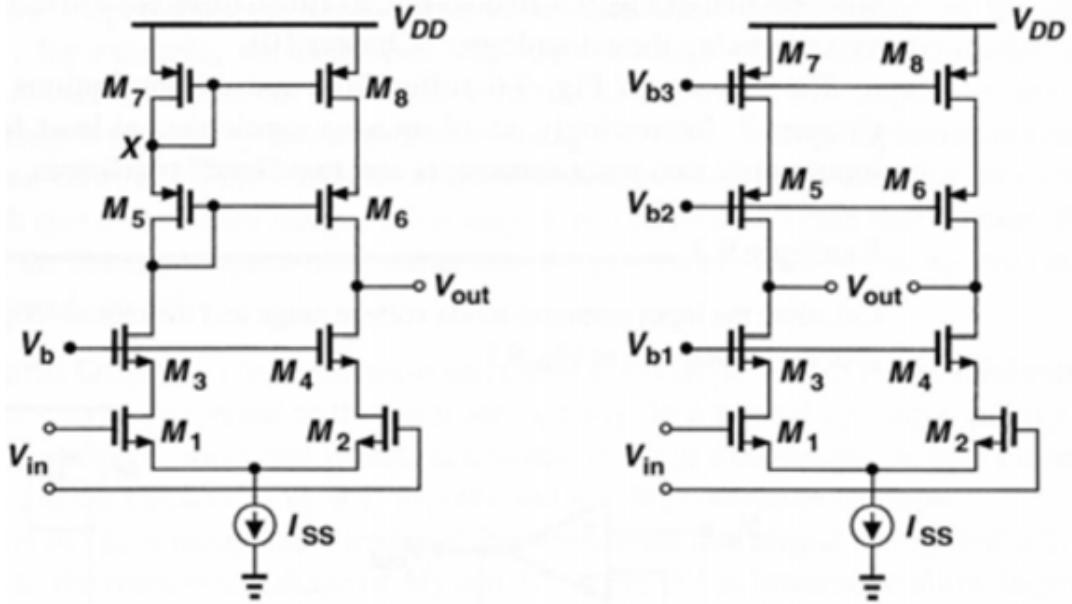


Рис. 17: Однокаскадный усилитель а) с однополярным выходом б) с дифференциальным выходом

Для него справедливы следующие параметры:

1. Коэффициент усиления $A = g_{mN}[(g_{mN} * r_{ON}^2) | (g_{mP} * r_{OP}^2)]$
2. Output swing: $2 * [V_{DD} - (V_{OD1} + V_{OD3} + V_{CSS} + |V_{OD5}| + |V_{OD7}|)]$, где V_{ODj} – превышение напряжения над порогом.

Для каскаода коэффициент усиления становится существенно выше, но при этом диапазон выходных напряжений снижается. [16]

2.2.6.2. Свернутый каскод(folded cascode)

Телескопический каскодный усилитель позволяет достичь высокого коэффициента усиления, но при этом сильно ограничивает диапазон выходных напряжений. Для того, чтобы устранить данную проблему, необходимо использовать свернутый каскод рисунок 18. [5]

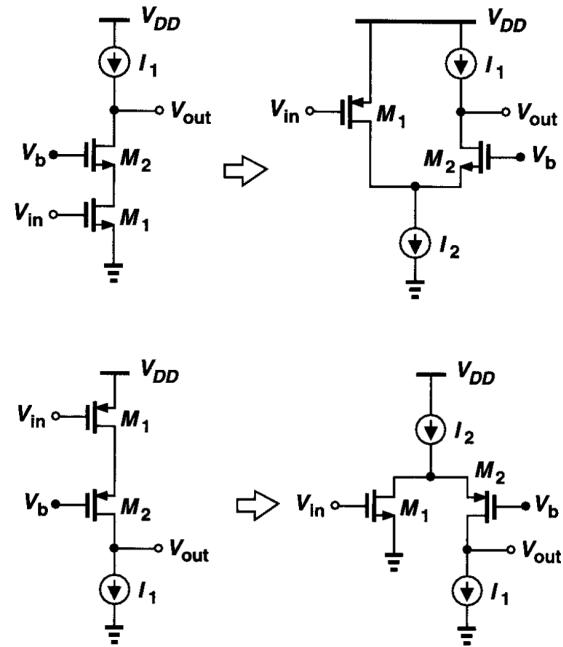


Рис. 18: Преобразование телескопического усилителя в свернутый

Из данного рисунка мы видим, что в преобразованных схемах снижается ограничение по питанию. Данная техника позволяет существенно улучшить параметры ОУ основанного на телескопическом каскоде. На рисунке 19 мы видим дифференциальный усилитель основанный на телескопическом каскоде и на сложенном.. [8]

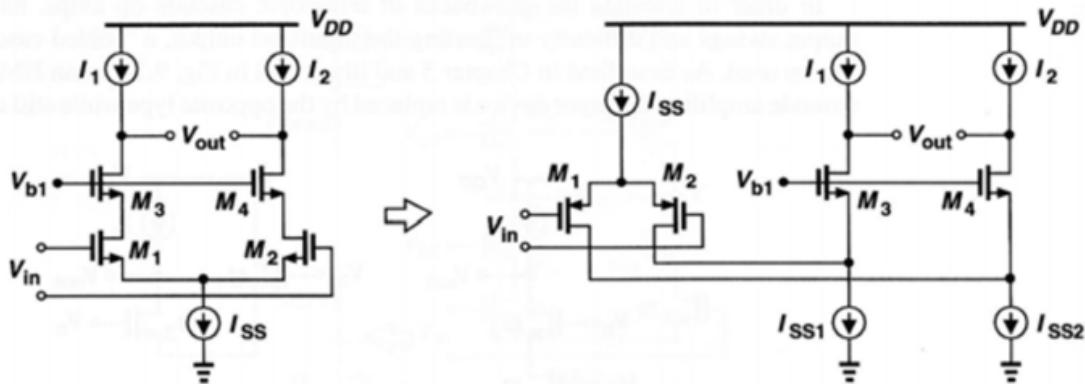


Рис. 19: Преобразование телескопического(слева) ОУ в свернутый(справа)

Отметим отличия этих двух схем:

1. В схеме на рисунке 19(слева) один опорный ток, I_{ss} , задает токи истока одновременно и для входных транзисторов, и для каскода. В схеме на рисунке 19(справа) каждая часть требует свой опорный ток: $I_{ss1} = \frac{I_{ss}}{2} + I_{D3}$
2. Синфазное напряжение в схеме рисунок 19(слева) не может превысить уровень $V_{b1} - V_{GS3} + V_{TH1}$, в свою очередь в схеме рисунок 19(справа) синфазное напряжение не может быть ниже, чем $V_{b1} - V_{GS3} + |V_{TH1}|$

Итого мы получаем следующую схему операционного усилителя - рисунок 20.

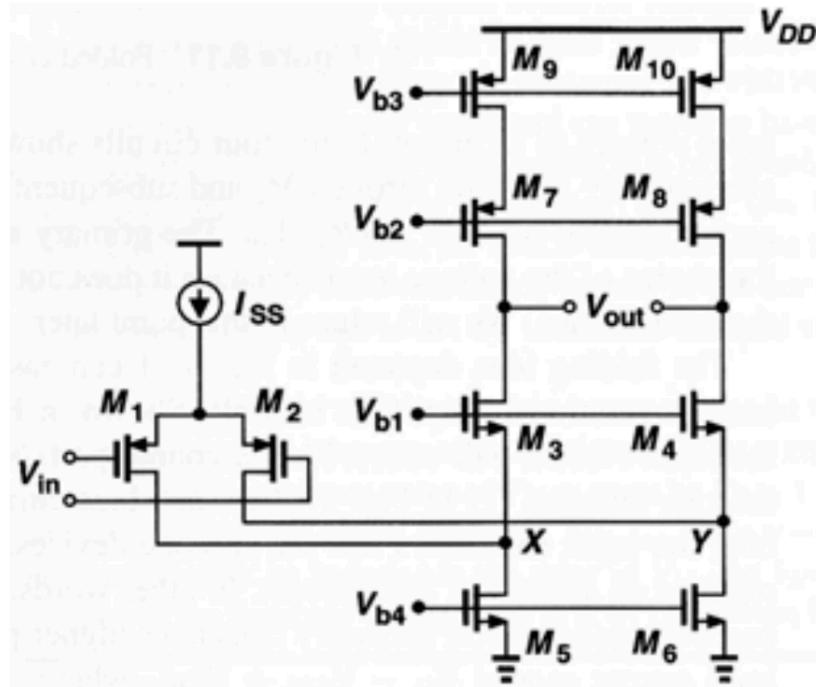


Рис. 20: Свернутый каскод как часть ОУ

Для такой схемы диапазон выходных напряжений составит:

Peak-peak swing = $[V_{DD} - (V_{OD7} + V_{OD9}] - (V_{OD3} + V_{OD5})$ для одной стороны.

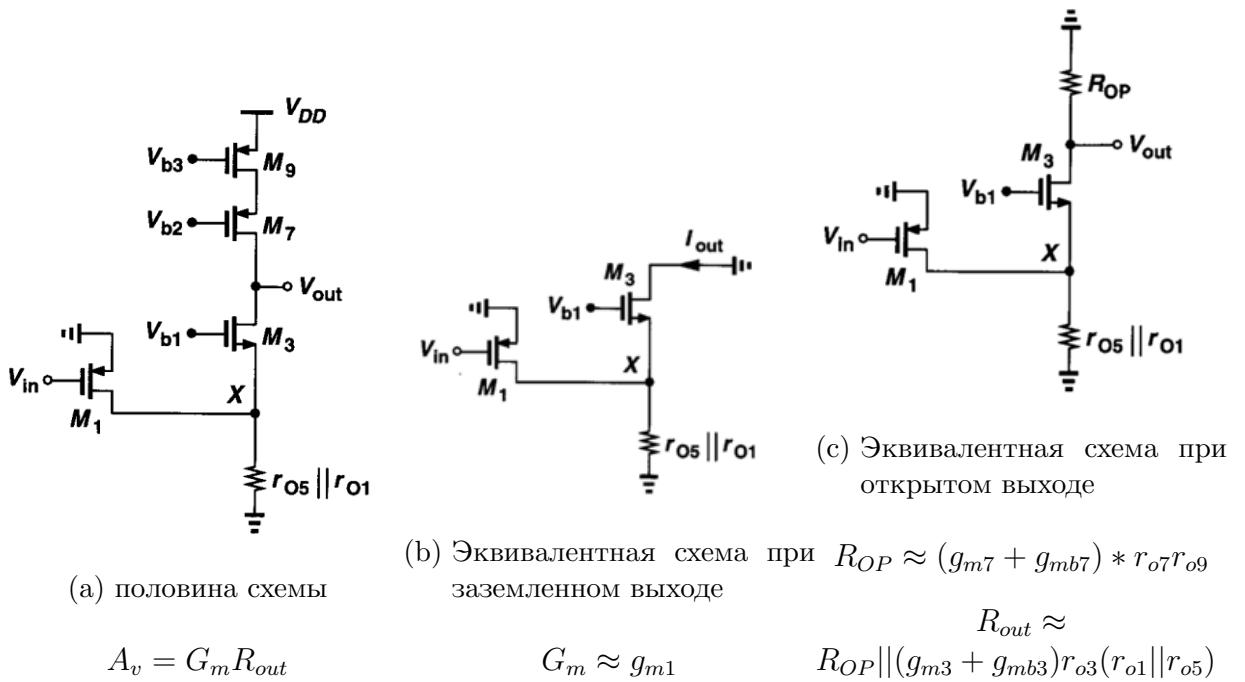


Рис. 21: Малосигнальная модель усилителя

Итак, формула для коэффициента усиления определяется следующей формулой:

$$|A_V| \approx g_{m1} * ((g_{m3} + g_{mb3}) r_{o3} (r_{o1} \parallel r_{o5})) \parallel ((g_{m7} + g_{mb7}) * r_{o7} r_{o9})$$

Обычно коэффициент усиления в 2 или 3 раза ниже, в сравнении с телескопическим каскодом. Итого, мы получаем, что при использовании сложенного каскода диапазон выходного напряжения увеличивается, но при этом падает коэффициент усиления, уменьшается GB, а также схема генерирует больше шума.

2.2.6.3. Двухкаскадный усилитель

Для того чтобы получить преимущества сложенного каскода или телескопического: получить большой коэффициент усиления, и при этом иметь широкий диапазон выходных напряжений - необходимо использовать двухкаскадный ОУ. Схематично он представлен на рисунке 22.

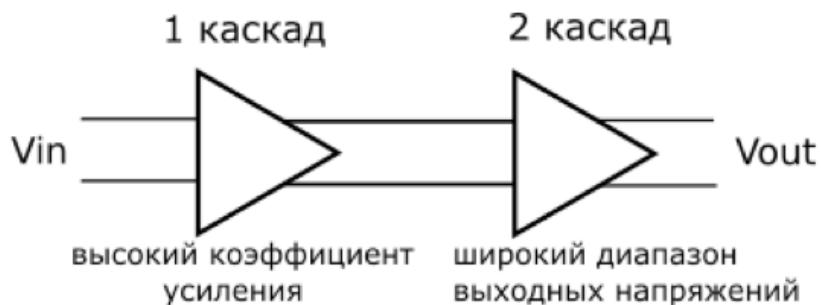


Рис. 22: Структурная схема двухкаскадного усилителя

Данный тип ОУ состоит из двух каскадов, 1 каскад создает большой коэффициент усиления, а второй увеличивает диапазон выходных напряжений. При использовании более 2-х каскадов усложняется обеспечение стабильности (2.2.3), поэтому усилители с числом каскадов более 2-х редко используются.

Простейшая схема двухкаскадного усилителя представлена на рисунке 24.

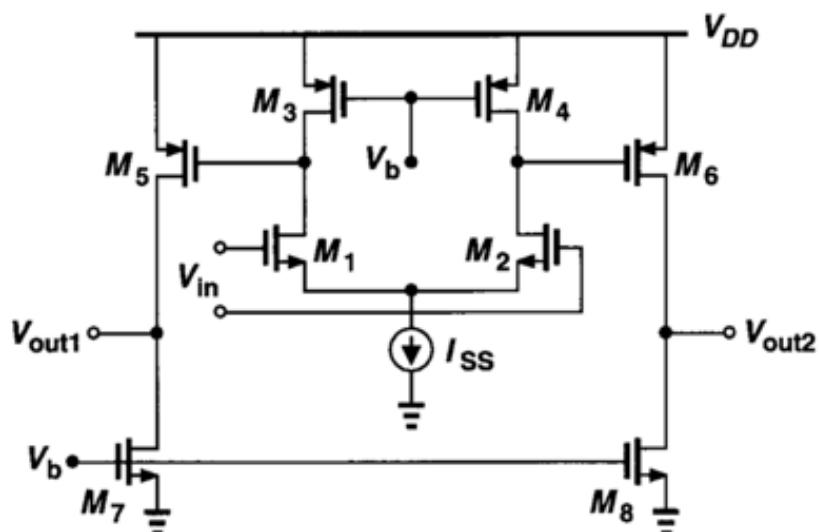


Рис. 23: Простейшая схема двухкаскадного усилителя

Определим коэффициент усиления данной схемы:

$$A_{v,1} = g_{m1,2}(r_{o1,2} || r_{o3,4})$$

$$A_{v,2} = g_{m5,6}(r_{o5,6} || r_{o7,8})$$

Суммарный коэффициент находится по формуле:

$$A_v = A_{v,1} * A_{v,2}$$

Диапазон выходных напряжений = $V_{DD} - |V_{OD5,6}| - V_{OD7,8}$

Если в данной схеме использовать каскод, тогда ОУ будет представлен следующим образом(рисунок 24)

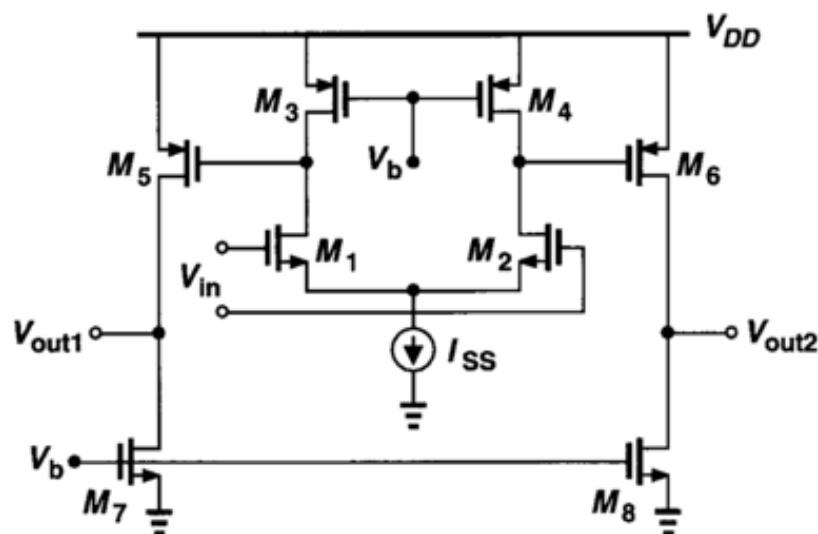


Рис. 24: Простейшая схема двухкаскадного усилителя

2.2.6.4. Сравнение

Результаты сравнения рассмотренных выше схем представлены в таблице 1

Таблица 1: Сравнение различных типов ОУ

	Av	Output Swing	Задержка	Потребление	Шум
Телескопический каскод	Средний	Средний	Высокая	Высокое	Низкий
Сложенный каскод	Средний	Средний	Средняя	Среднее	Средний
Двухкаскадный	Высокий	Высокий	Низкая	Среднее	Средний

Для проектируемого усилителя возьмем за основу двухкаскадный операционный усилитель со свернутым каскодом. Также для уменьшения смещения нуля необходимо будет использовать методы описанные в следующем параграфе. [13]

2.2.7. Методы минимизации смещения нуля

Для увеличения точности ПНЧ необходимо уменьшать смещение нуля (offset) усилителя. Существует множество способов, которые помогают решить эту проблему. Первые два метода основаны на сохранении напряжения смещения усилителя на конденсаторе, который помещается последовательно с усилителем: на вход или на выход, в зависимости от используемой техники («auto-zero» и «zero-drift» technique). Однако при этом конденсаторы оказывают влияние на входной сигнал, блокируя постоянный ток полезного сигнала и ослабляя его на низких частотах. Мы могли бы применять данный тип стабилизации в случае, когда входной сигнал является высокочастотным, но для ПНЧ также важны и низкие частоты, для обработки низкочастотных сигналов поступающих с датчиков. Также существуют такие техники как чопперная стабилизация и различные типы калибровок. Рассмотрим их подробнее. [12]

2.2.7.1. Чопперная стабилизация

Принцип работы данной техники представлен в виде блок схемы на рисунке 25.

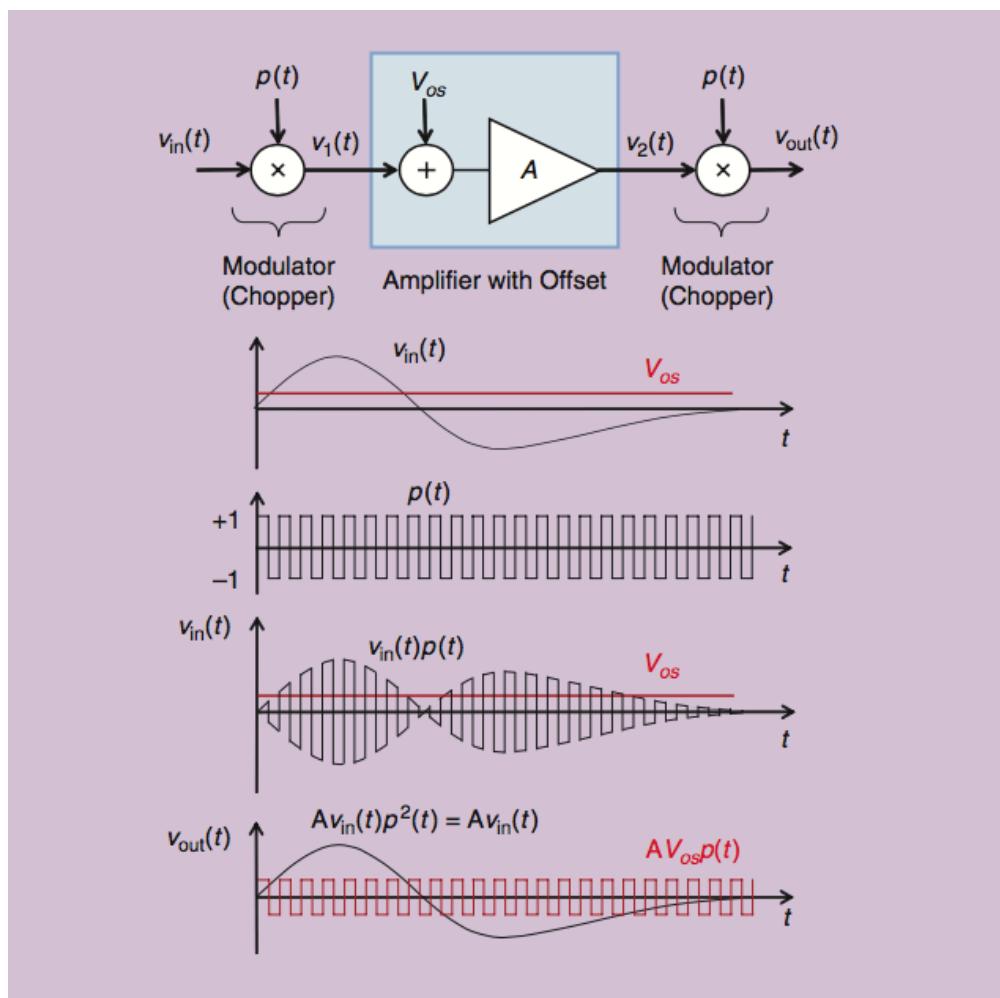


Рис. 25: Чопперная стабилизация

Здесь усилитель представлен в виде идеальной части с коэффициентом A , и неким смещением V_{os} который прибавляется ко входному сигналу. Входной сигнал $V_{in}(t)$

проходит через модулятор (чоппер) после чего выходной сигнал чоппера $V_1(t)$ представляет собой функцию $p(t)$ модулируемую $V_{in}(t)$. Аналогичная модуляция осуществляется и над выходным сигналом усилителя $V_2(t)$. Теперь рассмотрим графики на рисунке 25. На первой временной диаграмме мы видим входной сигнал и напряжение смещение, которое не зависит от времени. Далее представлен сигнал чоппера $p(t)$, который представляет собой периодический прямоугольный сигнал, с максимальным значением 1 и минимальным -1. После того как входной сигнал прошел через чоппер мы получили сигнал $V_1(t) = V_{in}(t) * p(t)$. Далее на вход усилителя приходит сигнал $V = V_1 + V_{os}$, и усиливается в A раз. После прохождение через чоппер выходной сигнал имеет вид, как на последней временной диаграмме (рис. 25), и определяется формулой:

$$V_{out}(t) = A * p^2(t) * V_{in}(t) + A * V_{os} * p(t)$$

Так как $p^2(t) = 1$, чоппер не будет влиять на входной сигнал. При этом если смещение нуля приведенное к выходу усреднить по времени, оно станет равным нулю. На практике чоппер представляет собой наборы ключей, которые синхронно меняют полярность входа и выхода операционного усилителя (рис. 26). [10]

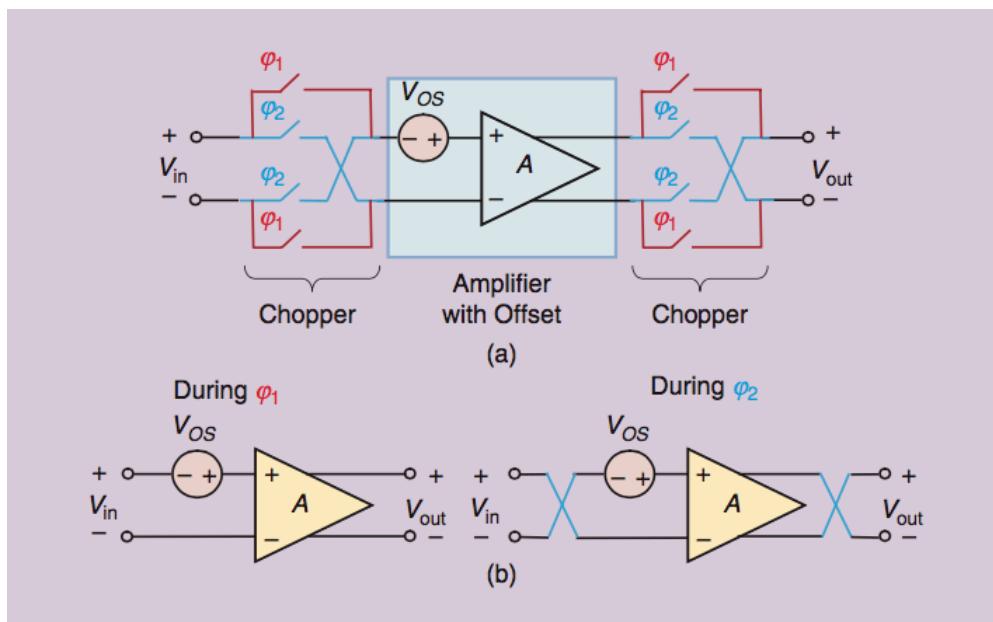


Рис. 26: Реализация чопперной стабилизации в ОУ

Работа чоппера происходит в 2 фазы. В фазу 1 операционный усилитель работает в нормальном режиме, при фазе 2 полярность входа и выхода усилителя меняется.

Чопперная стабилизация позволяет существенно снизить среднее значение смещения нуля, но не может устраниТЬ его полностью.

Однако, чопперная стабилизация вносит в смещение нуля динамическую составляющую, связанную с:

1. асимметрией времен переключения ключей чоппера
2. асимметрией помех от выбросов зарядов при переключении ключей

3. асимметрией фронтов выходного сигнала усилителя при переключении чоппера из-за различия в скоростях нарастания и спада выходного сигнала

Очевидно, что величина такой динамической составляющей смещения, вызванной переключением ключей, пропорциональна частоте переключения чоппера.

Кроме того, чопперная стабилизация применима к усилителю с дифференциальным выходом, поэтому необходимо преобразование дифференциального выхода чоппера в однопроводной выход интегратора. Каскад (или усилитель), реализующий это преобразование, имеет смещение, не устранимое чоппером, которое пересчитывается ко входу делением на коэффициент усиления охваченного чоппером усилителя.. [10]

2.2.7.2. Калибровка дифференциального каскада Рассмотрим дифференциальный усилитель, с нагрузкой в виде токового зеркала. Схема токового зеркала изображена на рисунке 27.

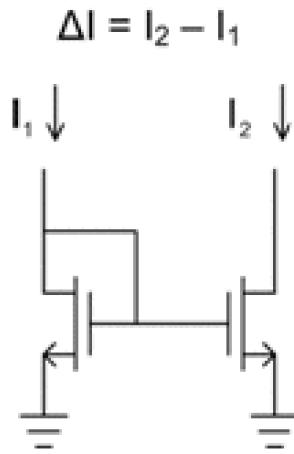


Рис. 27: Токовое зеркало

Для идеального токового зеркала и согласованных пар транзисторов т.е $W1/L1 = W2/L2$ - получаем $I2 = I1$. В реальном токовом зеркале равенства токов не наблюдается, так как $Vds1$ не равно $Vds2$, и существует рассогласование (mismatch) между парами транзисторов P1, P2 и N1, N2. В итоге появляется ΔI , которое влияет на смещение нуля усилителя. Этот эффект также наблюдается и при использовании каскода (рис. 28а), в котором важна согласованность всех пар транзисторов (P1, P2; N1, N2; PT1, PT2). В идеальном случае $I2 = I1$, но из-за рассогласования транзисторов появляется ΔI , который вызывает смещение нуля усилителя. Для того, чтобы уменьшить разность тока, можно использовать калибровку, основанную на использовании ЦАП последовательного приближения и компаратора.. [11]

Структурная схема данной калибровки приведена на рис. 28а.

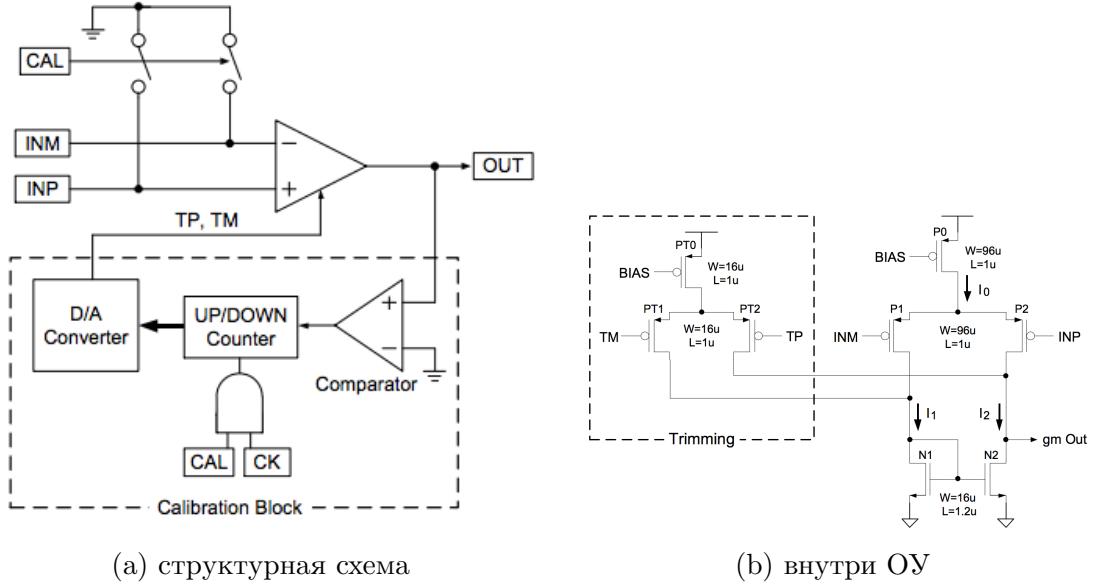


Рис. 28: Калибровка смещения

В фазе калибровки оба входа операционного усилителя INM и INP переключаются на землю (в режиме калибровки $CAL = 1$). В идеальном случае на выходе был бы ноль, но ввиду ранее описанных проблем, выходное напряжение будет не нулевым. Компаратор сравнивает это значение с нулем и передает реверсивный счетчик (регистр последовательного приближения SAR). При СК (тактовый сигнал) и CAL равных 1 счетчик начинает считать, в зависимости от номера такта и результата компарирования. ЦАП берет значение данного счетчика и в зависимости от этого устанавливает величину напряжений на входах ТР и ТМ. На рисунке 28б изменение напряжений на затворах транзисторов PT1 и PT2 изменяют токи I1 и I2, приводя в результате последовательного приближения к уменьшению выходного напряжения усилителя. После окончания калибровки, в усилитель будут добавляться калибровочные токи, минимизирующие выходное напряжение усилителя.

3. Разрабатываемый ПНЧ

С целью создания систем прецизионного непрерывного мониторинга аналоговых сигналов поставлена задача разработки многоканального ПНЧ, удовлетворяющего повышенным требованиям по точностным и скоростным параметрам. Ниже приведены требования к интегратору разрабатываемого ПНЧ. Поскольку точностные параметры ПНЧ определяются параметрами усилителя интегратора, для оценки соответствия параметров разрабатываемого усилителя требованиям ПНЧ рассмотрим подробно параметры ПНЧ и интегратора.

3.1. Параметры ПНЧ

Целевые требования к параметрам интегратора, определяемые требованиями ТЗ на микросхему ПНЧ представлены в таблице Таблица 2. Целевые требования к параметрам интегратора определены с учетом технологического запаса 100%.

Параметр, единица измерения, режим измерения	Обозна- чение	Норма ТЗ на ПНЧ		Целевая норма для интегратора(канала)		Темпера- тура
		не менее	не более	не менее	не более	
Динамический ток потребления	I _{DD}		40		6	-60 ... 85
Выходная частота, кГц при - Vin=4В, Fclk= 8МГц - Vin=4В, Fclk=16МГц - Vin=4В, Fclk=32МГц	F _{O_8} F _{O_16} F _{O_32}	Тип. 200 400 800		Тип. 200 400 800		-60 ... 85
Нелинейность преобразования, % от полной шкалы	E _L	- 0.01	0.01	- 0.005	0.005	-60 ... 85
Погрешность коэффициента преобразования, % от полной шкалы	E _{FS}	- 0.2	0.2	- 0.1	0.1	-60 ... 85
Усредненная выходная частота при заземленном входе, Гц	f ₀	-	0.3	-	0.15	-60 ... 85
Режим преобразования		Непрерывный		Непрерывный		

Таблица 2: Требования ТЗ на параметры ПНЧ и целевые параметры интегратора

В таблице 3 приведены предельный и предельно-допустимый режимы эксплуатации ПНЧ.

Наименование параметра, единица измерения	обозначен ие	Норма параметра			
		Предельно- допустимый режим		Предельный режим	
		не менее	не более	не менее	не более
Напряжение питания положительное. В	V _{DD}	2.85	3.46		3.6
Напряжение питания отрицательное. В	V _{SS}	-1.89	-1.71	-2.0	0
Опорное напряжение. В	V _{I_REF}	1.22	1.28	-	V _{DD}
Входное напряжение на аналоговых входах. В	V _{Ia}	-4	4	-5	5
Входная тактовая частота. МГц	f _C	4.0	32.0	-	-

Таблица 3: Предельный и предельно-допустимый режимы эксплуатации ПНЧ

Требуемую совокупность параметров можно обеспечить только в синхронном балансирующем ПНЧ, позволяющем достичь максимальной точности и стабильности преобразования.

3.2. Структурная схема канала разрабатываемого ПНЧ

Рассмотрим структурную схему канала ПНЧ - Рисунок 29.

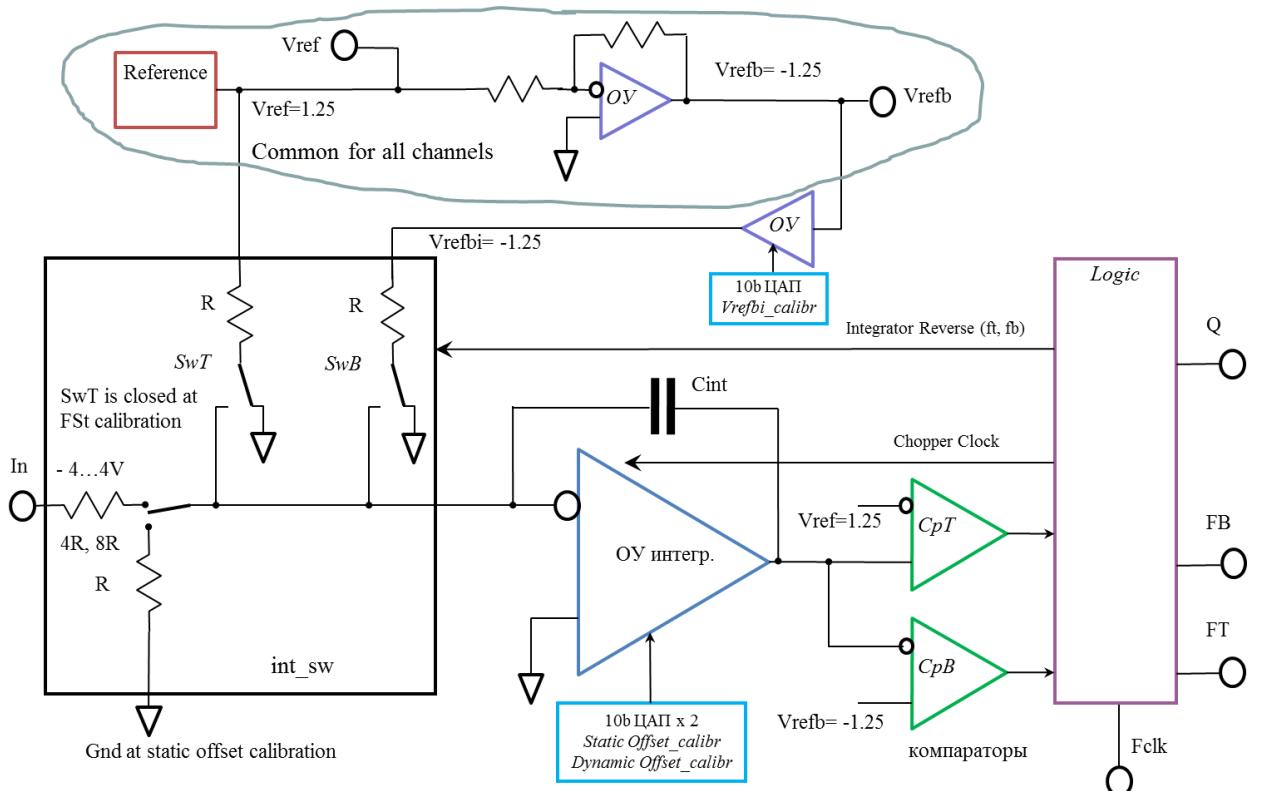


Рис. 29: Структурная схема канала проектируемого ПНЧ

Основой канала интегрирующего преобразователя напряжения в частоту (ПНЧ) является интегратор, включающий усилитель ОУ с конденсатором обратной связи C_{int} и резистивно-ключевая схема коммутации входа интегратора int_sw.

Положительное опорное напряжение V_{ref} можно использовать как внешнее, так и внутреннее. Номинальная величина опорного напряжения $V_{ref} = 1.25$ В. Инвертирующий операционный усилитель формирует общее для всех каналов отрицательное опорное напряжение $V_{refb} = -1.25$ В. Буферные усилители с подстройкой смещения нуля в каждом канале формируют индивидуально калибруемые отрицательные опорные напряжения V_{refbi} .

В нормальном режиме напряжение на входе In преобразуется в ток и попадает на вход интегратора увеличивая или уменьшая выходное напряжение интегратора, в зависимости от полярности входного напряжения. Если напряжение выхода интегратора превысит V_{ref} то сработает компаратор СрТ и откроет ключ SwT. Аналогично, если напряжение выхода интегратора будет меньше V_{refb} сработает компаратор СрВ и откроет ключ SwB. Сигналы ft, fb управления ключами синхронизуются передним фронтом тактового сигнала F_{clk} .

3.3. Режимы работы

Интегрирующий преобразователь напряжения в частоту (и интегратор) работают в соответствии с ниже приведенным уравнением состояния

$$F_{out} = \frac{V_{in}}{V_{ref}} \frac{R_{rev}}{R_{in}} \frac{1}{T_{rev}}$$

$$V_{out} = \frac{V_{ref} * T_{rev}}{R_{rev} * C_{int}}$$

, где:

- F_{out} - выходная частота (100 ... 800 кГц)
- V_{in} - входное напряжение (-4 ... +4 В)
- V_{ref} - напряжение опоры (± 1.25 В)
- C_{int} - ёмкость конденсатора интегратора ($100 \pm 15\%$, $200 \pm 15\%$)
- V_{out} - максимальная (при $V_{in}=0$) амплитуда пульсаций выхода интегратора ($< 2*V_{ref}$)
- T_{rev} - длительность фазы возврата (0.5 4 мкс)
- R_{rev} - сопротивление резистора возврата (16, 8) кОм
- R_{in} - сопротивление резистора входа ($4 * R_{ref}$, $8 * R_{ref}$)

На каждый параметр накладываются ограничения, заданные техническим заданием 3.1. Из уравнений видно, что на выходную частоту пропорциональна отношению входного сигнала к опорному напряжению, отношению сопротивлений цепи возврата к входному и обратно пропорционально времени включения цепи возврата T_{rev} .

Для повышения универсальности ПНЧ предусмотрены различные режимы работы. Каждый режим характеризоваться своим набором параметров.

Ниже представлены следующие основные режимы работы ПНЧ и соответственно интегратора (режим, устанавливаемый по умолчанию при включении питания, выделен зеленым цветом).

- Опора: внутренняя $\pm 1.25\text{В}$ / внешняя 1.25В
- Режим: Нормальный / калибровка /
- Частота чоппера: $F_{ch} = F_{clk}/(512, 256, 128, 64, 32, 16)$
- Длительность импульса возврата: $T_{rev} = T_{clk}^*(8, 16, 32, 64, 128)$
- Потребление : нормальный / power down
- Конденсатор интегратора: $C_{int}= 200\text{пФ}$ / 100пФ Входное сопротивление: $R_{in}= 64\text{ кОм}$ / 128 кОм
- Сопротивление цепи возврата: $R_{rev}=: 8\text{ кОм}$ / 16 кОм
- Уменьшенные опорные напряжения в режиме калибровки: $\pm 10\text{мВ}$
- В режиме по умолчанию: при $F_{clk}=8\text{МГц}$ $F_{out}=200\text{кГц}$

4. Постановка задачи и требования к ОУ для интегратора

Интегратор является основой ПНЧ. Изучив требования к параметрам и архитектурные особенности ПНЧ и интегратора, приступаем к проектированию операционного усилителя для интегратора. Прежде всего, сформулируем базовые требования к схеме ОУ интегратора, определяемые требуемыми параметрами ПНЧ:

1. Использование технологии чоппер-стабилизации для обеспечения малого смещения нуля входа с высокой стабильностью (и соответственно, малой и стабильной выходной частоты ПНЧ при заземленном входе).
2. Токовые входы подстройки смещения нуля усилителя путем введения токов подстройки в плечи каскода вне контура чоппер-стабилизации для обеспечения динамической калибровки смещения нуля усилителя при активном чоппере.
3. Высокий коэффициент усиления усилителя и первого каскада на максимальной частоте выходного сигнала интегратора для обеспечения высокой стабильности смещения нуля и линейности. ($F_{out_{max}}=200\text{кГц}$. максимальная выходная частота интегратора, при которой специфицируются точностные параметры ПНЧ).
4. Низкоомный комплементарный выходной каскад с максимально высокими и равными скоростями нарастания и спада выходного сигнала в диапазоне выходных напряжений $\pm 1.4\text{В}$ в обеспечение малых и стабильных ошибок шкалы преобразования и линейности ПНЧ.

С учетом вышеперечисленных требований, необходимо создать прецизионный усилитель с высоким коэффициентом усиления и малым смещением нуля с высокой стабильностью с применением чоппер-стабилизацией и дополнительной калибровкой.

5. Разработка ОУ

5.1. Структурная схема

Определившись с основными параметрами, которыми должен обладать ОУ, нарисуем его структурную схему (рис. 30).

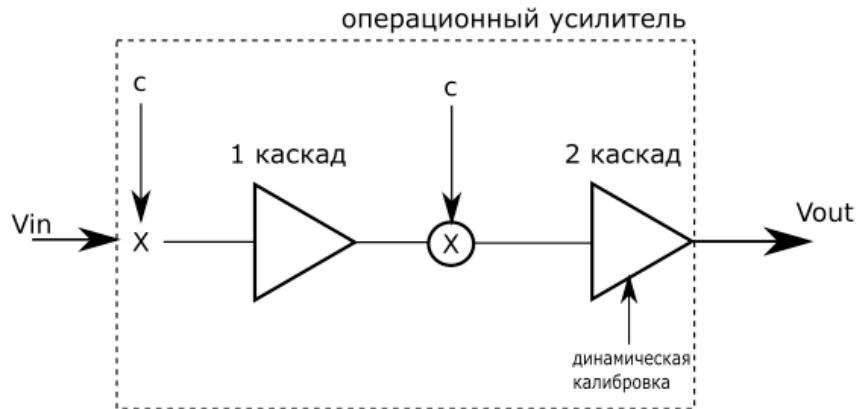


Рис. 30: Структурная схема проектируемого ОУ

ОУ является двухкаскадным, что обеспечит ему высокий коэффициент усиления. Дифференциальный каскад (каскад 1) охвачен чоппером, что позволяет минимизировать смещение нуля и обеспечить его стабильность во времени и в диапазоне условий эксплуатации. Ввиду того что выходной каскад (каскад 2) имеет однополярный выход, его невозможно охватить контуром чоппер-стабилизации, поэтому смещение, выходного каскада не устраняется чоппером. Для уменьшения составляющих смещения, связанных с неидеальностью чоппера и смещением второго каскада введена динамическая калибровка смещения чоппера и второго каскада. Схема имплементации чоппера и динамической калибровки в ОУ изображены на рисунке 31.

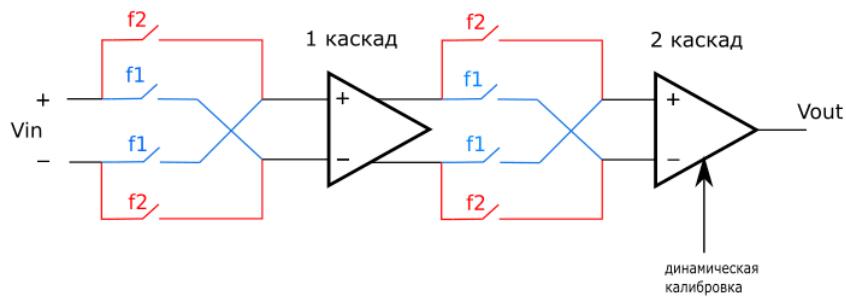


Рис. 31: Схема имплементации чоппера и динамической калибровки в ОУ

Чоппер представлен в виде ключей, которые переключаются в зависимости от текущей фазы работы: f_1 и f_2

5.2. Схема проектируемого ОУ

Упрощенная схема операционного усилителя представлена на рисунке 32

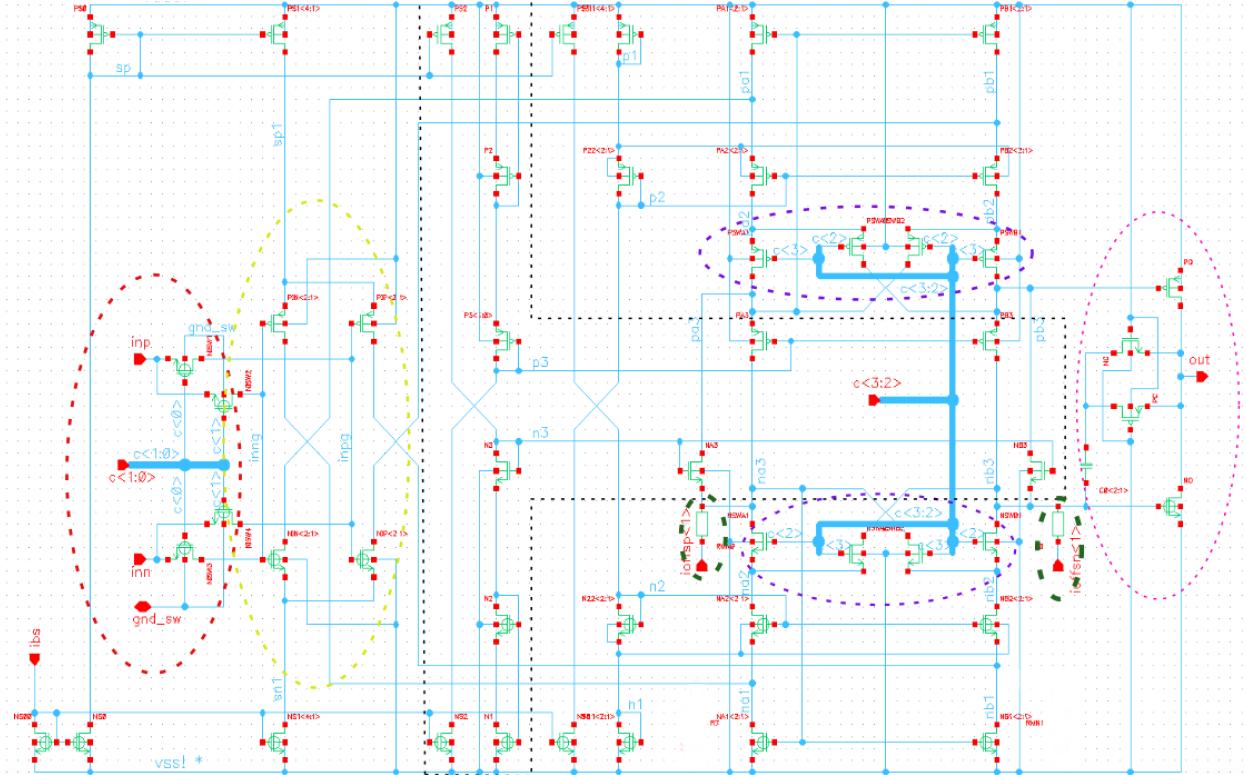


Рис. 32: Упрощенная схема проектируемого ОУ

Усилитель состоит из нескольких основных блоков, обозначенных пунктиром:

1. Входной (---) и выходной (- - -) чоппер.
2. Вход первого каскада (— — —)
3. Формирователь раздельных сигналов управления n- и p-канальными выходными транзисторами (---)
4. Динамическая калибровка (— — —)
5. Выходной каскад (— — —)

Усилитель интегратора выполнен по двух каскадной схеме с комплементарным дифференциальным входом. Первый каскад усиления представлен симметричным комплементарным каскодом с высоким коэффициентом усиления, охваченным контуром чоппер-стабилизации. Комплементарный выходной каскад с активными nMOS и pMOS транзисторами обеспечивает дополнительное усиление и высокие и равные скорости нарастания и спада выходного сигнала.

Входные ключи чоппер-стабилизатора выполнены низковольтными nMOS транзисторами для уменьшения помех переключения и динамического входного тока от

переключения ключей. Две пары выходных ключей чоппер-стабилизатора, выполнены на 5В nMOS и pMOS транзисторах. Входные низковольтные ключи чоппер-стабилизатора управляются 1.8В сигналами $c<1:0>$, а выходные ключи управляются 3В сигналами $c<3:2>$.

Втекающие токи $i_{offsn}<1>$, $i_{offsp}<1>$ динамической калибровки смещения добавляются к токам соответствующих плечей дифференциального каскода, сдвигая смещение нуля выхода усилителя в отрицательную сторону для тока i_{offsn} и в положительную сторону для тока i_{offsp} . Для обеспечения стабильности откалиброванного смещения в диапазоне температур и напряжения питания зависимости токов калибровки и тока смещения усилителя от температур и напряжения питания должна быть аналогичны, что достигается специальной конструкцией токового ЦАП, формирующего токи калибровки.

6. Моделирование операционного усилителя для интегратора

6.1. Схема моделирования

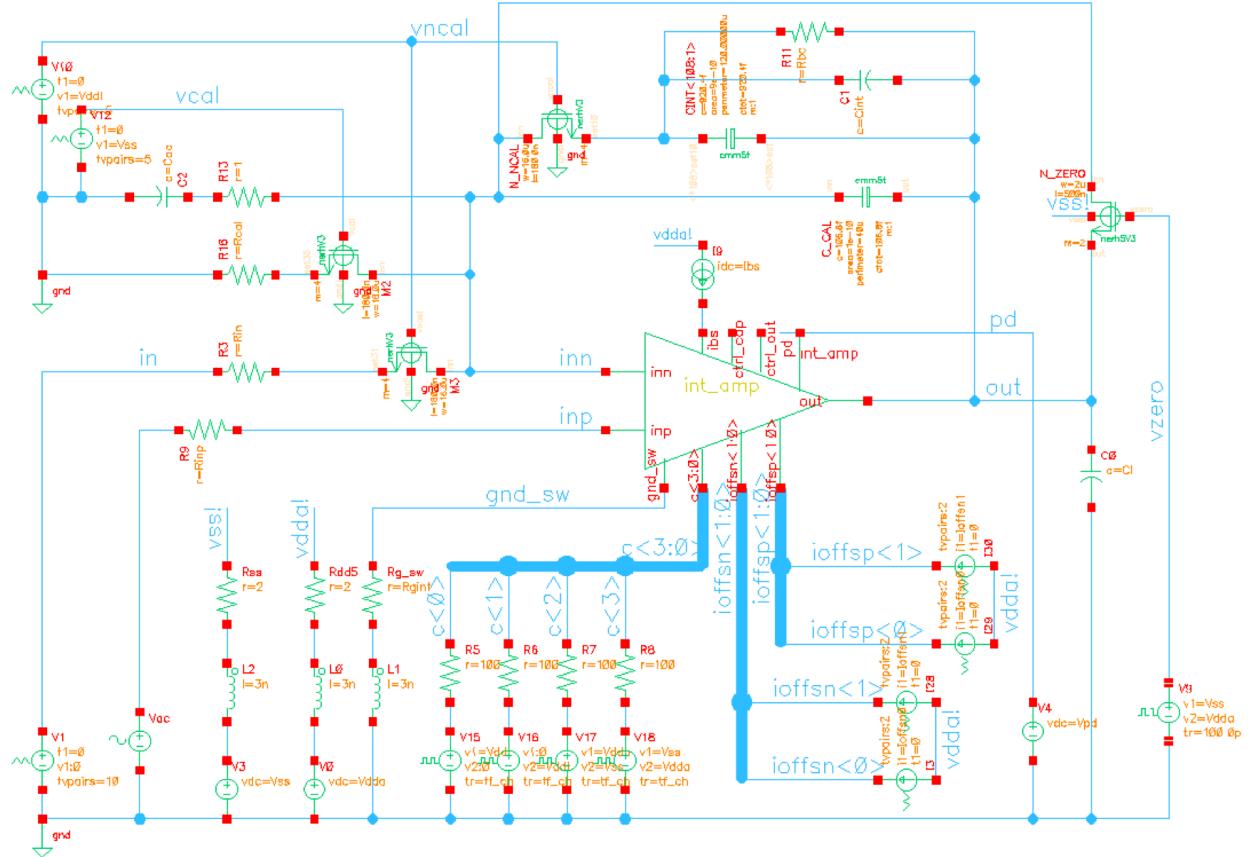


Рис. 33: Схема моделирования интегратора

Схема моделирования усилителя интегратора sim_int_amp1, представленная на рисунке 33 включает:

- Усилитель интегратора int_amp
- MiM конденсатор интегратора (cmm5t) $C_{CAL}=7.36\text{п}\Phi$, режима калибровки;
- MiM конденсаторы интегратора (cmm5t) $CINTC=CINTB=95.7\text{п}\Phi$, $CINTA=49.7\text{п}\Phi$;
- n-канальные ключи NCC, NCB, NCA, коммутирующие соответствующие конденсаторы интегратора для разных режимов преобразования;
- Ключ обнуления выхода интегратора N_ZERO, управляемый сигналом источника V9, с резистором $R0=5.6\text{k}\Omega$;
- Источники сигналов $c<3:0>$ чоппер-коммутатора V15, V16, V17, V18;
- Источники токов калибровки смещения нуля $\Pi_{offsp}<1:0>$, $\Pi_{offsn}<1:0>$;

- Источники положительного $V_0=V_{dda}$ и отрицательного $V_3=V_{ss}$ питания;
- Источники входного сигнала V_1 (vpwl) для tran-анализа и V_{ac} (vsin) для AC-анализа;
- Источник тока смещения $I_9=ibs$ (переменная моделирования);
- Резистор обратной связи усилителя $R_{11}=R_{bc}$ (переменная моделирования);
- Конденсатор нагрузки выхода $C_0=C_1$ (переменная моделирования);
- Конфигурационные элементы схемы $R_3=R_{in}$, $R_9=R_{inp}$, $R_{16}=R_{cal}$, $C_2=C_{ac}$ (R_{in} , R_{inp} , R_{cal} , C_{ac} переменные моделирования);
- vpwl источники V_{11}, V_{12} сигналов v_{cal} , v_{ncal} , управляющие ключами режима работы/калибровки: M2, M3, NCA, NCB, NCC.

Схема моделирования также содержит паразитные резисторы и индуктивности источников питания.

6.2. Виды анализа, условия и параметры моделирования

Нижеприведенные переменные моделирования (Global Variables) конфигурируют схему моделирования для 4-х видов анализа:

- tran -моделирование ОУ в режимах калибровки и нормальной работы интегратора
- AC - моделирование АЧХ ОУ с разомкнутой обратной связью
- AC1 - моделирование АЧХ ОУ с замкнутой емкостной обратной связью
- DC - моделирование напряжения смещения нуля ОУ по постоянному току

AC моделирование АЧХ ОУ с разомкнутой обратной связью (при $C_{ac}=10$) позволяет определить коэффициенты усиления усилителя и его каскадов, однако, в этом моделировании емкости интегратора подключены через большую емкость C_{ac} на землю, то есть добавляются к емкости нагрузки выхода усилителя, что сильно уменьшает запас по фазе, по сравнению с нормальной работой усилителя в режиме интегратора. Для более корректной оценки запасов по фазе и усилинию используется AC1 моделирование АЧХ ОУ с замкнутой емкостной обратной связью (при $C_{ac}=0.5 \text{ пФ}$).

№	Обозна- чение	Назначение параметра	Значение параметра		
			tran	AC, DC	AC1
1	Rcal	Входное сопротивление в режиме калибровки	1 kOhm	1 kOhm	1 kOhm
2	Vdda	Напряжение положительного питания	3 V	3 V	3 V
3	Vddl	Напряжение низковольтного питания	1.8 V	1.8 V	1.8 V
4	Vss	Напряжение отрицательного питания	-1.8 V	-1.8 V	-1.8 V
5	Vinmax	Максимальное входное напряжение	1.25 V	1.25 V	1.25 V
6	ibs	Ток смещения усилителя	20 uA	20 uA	20 uA
7	del_ch	Задержка включения чоппера	1000.003us	1 s	1 s
8	per_ch	Период тактовой частоты чоппера	10 us	10 us	10 us
9	tf_ch	Фронты тактового сигнала чоппера	100 ps	100 ps	100 ps
10	tint	Фронт переключения входного сигнала	1 ns	1 ns	1 ns
11	Cint	Внешняя (дополнительная) емкость интегратора	0	0	0
12	Cac	Емкость на инверсном входе усилителя	1 pF	10 F	0.5 pF
13	Cl	Емкость нагрузки выхода интегратора	2 pF	2 pF	2 pF
14	Ioffsn0	Ток статической калибровки смещения в минус	4.615 nA	0	0
15	Ioffsn1	Ток динамической калибровки смещения в минус	6.665 nA	0	0
16	Ioffsp0	Ток статической калибровки смещения в плюс	0	0	0
17	Ioffsp1	Ток динамической калибровки смещения в плюс	0	0	0
18	Rgint	Паразитное сопротивление земли ключей чоппера	2 Ohm	2 Ohm	2 Ohm
19	Rin	Входное сопротивление интегратора	64 kOhm	100TOhm	100TOhm
20	Rinp	Паразитное сопротивление земли входа интегратора	0	10	10
21	Rbc	Сопротивление обратной связи усилителя (разомкнутой по постоянному току)	1G*Rin	10G	10G
22	Vpd	Напряжение на входе PD усилителя (активный режим=Vss)	Vss	Vss	Vss

Таблица 4: Переменные моделирования (Global Variables) усилителя-интегратора

Моделирование во всех видах анализа проводилось в ADEXL Monte-Carlo с 3 сигма вариациями технологии и mismatch для следующих комбинаций условий эксплуатации (Таблица 5).

Примечания:

- Управляющие логические сигналы ctrl_cap, ctrl_out при высоком уровне подключают дополнительные емкость коррекции и секцию выходного nMOS транзистора.
- Жирным шрифтом выделен предполагаемый основной режим работы усилителя.
- В каждом режиме моделирования проводилось 500 runs со случайными параметрами технологического процесса и mismatch.

№	Темпера- тура, °C	Vddi=	Vdda,	ctrl_cap	ctrl_out	Cint, пФ	Обозначение режима
		-Vss, В	В				
1	125	1,7	2,85	0	0	199	125_1.7_2.85_CapVss_OutVss
2	125	1,9	3,15	0	0	199	125_1.9_3.15_CapVss_OutVss
3	125	1,9	3,6	0	0	199	125_1.9_3.6_CapVss_OutVss
4	25	1,7	2,85	0	0	199	25_1.7_2.85_CapVss_OutVss
5	25	1,9	3,15	0	0	199	25_1.9_3.15_CapVss_OutVss
6	25	1,9	3,6	0	0	199	25_1.9_3.6_CapVss_OutVss
7	-60	1,7	2,85	0	0	199	m60_1.7_2.85_CapVss_OutVss
8	-60	1,9	3,15	0	0	199	m60_1.9_3.15_CapVss_OutVss
9	-60	1,9	3,6	0	0	199	m60_1.9_3.6_CapVss_OutVss
10	125	1,7	2,85	1	0	199	125_1.7_2.85_CapVdd_OutVss
11	125	1,9	3,15	1	0	199	125_1.9_3.15_CapVdd_OutVss
12	125	1,9	3,6	1	0	199	125_1.9_3.6_CapVdd_OutVss
13	25	1,7	2,85	1	0	199	25_1.7_2.85_CapVdd_OutVss
14	25	1,9	3,15	1	0	199	25_1.9_3.15_CapVdd_OutVss
15	25	1,9	3,6	1	0	199	25_1.9_3.6_CapVdd_OutVss
16	-60	1,7	2,85	1	0	199	m60_1.7_2.85_CapVdd_OutVss
17	-60	1,9	3,15	1	0	199	m60_1.9_3.15_CapVdd_OutVss
18	-60	1,9	3,6	1	0	199	m60_1.9_3.6_CapVdd_OutVss
19	125	1,7	2,85	0	1	199	125_1.7_2.85_CapVss_OutVdd
20	125	1,9	3,15	0	1	199	125_1.9_3.15_CapVss_OutVdd
21	125	1,9	3,6	0	1	199	125_1.9_3.6_CapVss_OutVdd
22	25	1,7	2,85	0	1	199	25_1.7_2.85_CapVss_OutVdd
23	25	1,9	3,15	0	1	199	25_1.9_3.15_CapVss_OutVdd
24	25	1,9	3,6	0	1	199	25_1.9_3.6_CapVss_OutVdd
25	-60	1,7	2,85	0	1	199	m60_1.7_2.85_CapVss_OutVdd
26	-60	1,9	3,15	0	1	199	m60_1.9_3.15_CapVss_OutVdd
27	-60	1,9	3,6	0	1	199	m60_1.9_3.6_CapVss_OutVdd
28	125	1,7	2,85	1	1	199	125_1.7_2.85_CapVdd_OutVdd
29	125	1,9	3,15	1	1	199	125_1.9_3.15_CapVdd_OutVdd
30	125	1,9	3,6	1	1	199	125_1.9_3.6_CapVdd_OutVdd
31	25	1,7	2,85	1	1	199	25_1.7_2.85_CapVdd_OutVdd
32	25	1,9	3,15	1	1	199	25_1.9_3.15_CapVdd_OutVdd
33	25	1,9	3,6	1	1	199	25_1.9_3.6_CapVdd_OutVdd
34	-60	1,7	2,85	1	1	199	m60_1.7_2.85_CapVdd_OutVdd
35	-60	1,9	3,15	1	1	199	m60_1.9_3.15_CapVdd_OutVdd
36	-60	1,9	3,6	1	1	199	m60_1.9_3.6_CapVdd_OutVdd
37	125	1,7	2,85	0	0	103	125_1.7_2.85_CapVss_OutVss_Cint
38	125	1,9	3,15	0	0	103	125_1.9_3.15_CapVss_OutVss_Cint
39	125	1,9	3,6	0	0	103	125_1.9_3.6_CapVss_OutVss_Cint
40	25	1,7	2,85	0	0	103	25_1.7_2.85_CapVss_OutVss_Cint
41	25	1,9	3,15	0	0	103	25_1.9_3.15_CapVss_OutVss_Cint
42	25	1,9	3,6	0	0	103	25_1.9_3.6_CapVss_OutVss_Cint
43	-60	1,7	2,85	0	0	103	m60_1.7_2.85_CapVss_OutVss_Cint
44	-60	1,9	3,15	0	0	103	m60_1.9_3.15_CapVss_OutVss_Cint
45	-60	1,9	3,6	0	0	103	m60_1.9_3.6_CapVss_OutVss_Cint

Таблица 5: Режимы моделирования усилителя интегратора

6.3. Результаты моделирования в tran-анализе

На рисунке 34 представлена диаграмма сигналов моделирования усилителя интегратора в tran анализе.

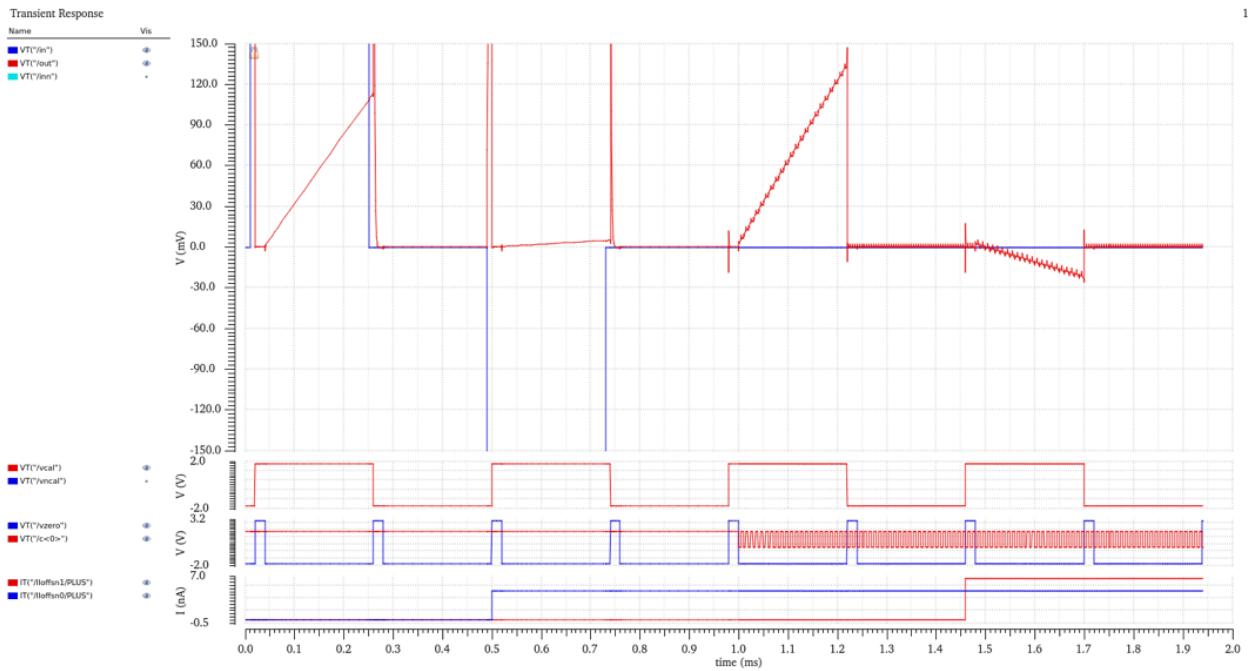


Рис. 34: Диаграммы работы интегратора в tran анализе

На диаграмме приведена работа усилителя с замкнутой обратной связью с интегрирующей емкостью в режимах калибровки ($C_{int}=7.4\text{пФ}$, $R_{cal}=R_{int}=1\text{k}\Omega$) при высоком уровне сигнала v_{cal} (второй стрип сверху) и нормального преобразования ($C_{int}=199\text{пФ}$, $R_{in}=R_{int}=64\text{k}\Omega$) при низком уровне v_{cal} и нулевом входном сигнале.

На верхнем стрипе диаграммы приведены входной ($VT(/in)$ - синий) и выходной ($VT(/out)$ - красный) сигналы усилителя (и интегратора). Отметим, что положительный и отрицательный импульсы входного сигнала, не влияют на выходной сигнал усилителя, поскольку в это время вход усилителя закрывается и переключается на землю высоким уровнем сигнала v_{cal} .

На втором снизу стрипе приведены сигналы тактовой частоты чоппера $VT(/c<0>)$ – красный и обнуления выхода усилителя $VT(/zero)$ – синий. Последний необходим для быстрого возврата выхода усилителя в ноль, независимо от его предшествующего состояния.

На нижнем стрипе приведены токи калибровки смещения нуля: статической $IT(I_{offsetn0}/PLUS)$ – синий и динамической $IT(I_{offsetn1}/PLUS)$ – красный. Величины токов калибровки подобраны для компенсации статического (без чоппера) и динамического (с активным чоппером с $F_{ch}=100\text{кГц}$) смещения усилителя в нормальных условиях ($T=25^\circ\text{C}$, $V_{dd}=3\text{В}$, $V_{ss}=1.8\text{В}$) при типовых параметрах технологии. Естественно, эти величины токов в других условиях работы и параметрах технологии, будут компенсировать смещение усилителя с некоторой ошибкой. Однако, наибольшее влияние на

величину требуемых для компенсации смещения токов калибровки оказывает составляющая смещения нуля реального усилителя, обусловленная случайными ошибками согласования идентичных транзисторов.

Моделируются 4 фазы работы усилителя:

1. 0 – 0.5 мс - Токи калибровки и чоппер отсутствуют;
2. 0 – 1 мс - Включен ток статической калибровки $I_{offs0} = 4.615\text{nA}$. Чоппер отсутствует;
3. 1 – 1.5 мс - Включен ток статической калибровки $I_{offs0} = 4.615\text{nA}$. Чоппер включен;
4. 1.5 – 2 мс - Включены токи статической $I_{offs0} = 4.615\text{nA}$ и динамической $I_{offs1} = 6.665\text{nA}$ калибровок. Чоппер включен.

Скорость дрейфа выходного напряжения усилителя интегратора (В/сек) при $V_{in}=0$																	
РЕЖИМ ---->		No chopper				No chopper				Active Chopper ($f_{ch}=100\text{kHz}$)				Active Chopper ($f_{ch}=100\text{kHz}$)			
		No lcal_offs				Static lcal_offs= $I_{offs0}=4.615\text{nA}$				Static lcal_offs= $I_{offs0}=4.615\text{nA}$				Static lcal_offs= $I_{offs0}=4.615\text{nA}$			
V														Dynamic lcal_offs= $I_{offs1}=6.665\text{nA}$			
ctrl_out=low; Cint=198		Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev
25_1.9_3.15	калибров	-8865	14940	2851	9297	-8861	14930	2796	9303	415,9	860,2	583,1	66,34	-288,4	122,8	-131	63,04
_CapVss	преобраз	-257	241,7	1,16	91,16	-258	241	0,531	91,15	0,671	1,136	0,861	0,0772	-0,28	0,176	-0,07	0,074
25_1.9_3.15	калибров	-8852	14960	2830	9409	-8855	14970	2777	9415	391,4	810	549,8	60,44	-269,6	119,3	-120	57,78
_CapVdda	преобраз	-257	241,6	1,17	91,14	-258	241	0,533	91,14	0,663	1,125	0,856	0,0773	-0,288	0,166	-0,07	0,075
TOTAL:	калибров	-8929	17150	3100	9309	-8924	17150	3045	9315,6	236,4	1408	632,2	75,277	-350,3	575,5	-50	72,58
(All corners)	преобраз	-262	242,3	1,26	91,43	-263	241,7	0,634	91,429	0,383	1,934	0,962	0,0933	-0,385	0,807	0,039	0,09
ctrl_out=high; Cint=198.8pF																	
25_1.9_3.15	калибров	-8900	14910	2782	9303	-8911	14930	2727	9310	-286	163,7	-94,91	75,4	-997,3	-567,6	-803	76,54
_CapVss	преобраз	-258	240,9	0,43	91,15	-258	240,3	-0,194	91,15	-0,5	0,036	-0,202	0,088	-1,449	-0,883	-1,13	0,094
25_1.9_3.15	калибров	-8903	14920	2763	9416	-8897	14920	2710	9423	-258	156,7	-85,45	68,36	-928,6	-528,7	-750	69,91
_CapVdda	преобраз	-258	240,9	0,44	91,14	-258	240,2	-0,191	91,14	-0,5	0,028	-0,206	0,0882	-1,455	-0,888	-1,14	0,095
TOTAL :	калибров	-8952	17110	3019	9315	-8950	17120	2964	9321,3	-484	210,8	-111,4	79,749	-1275	-375,3	-788	80,86
(All corners)	преобраз	-263	241,7	0,41	91,43	-263	241,1	-0,214	91,427	-0,79	0,117	-0,23	0,0977	-1,901	-0,672	-1,15	0,104
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=103.1pF																	
25_1.9_3.15	калибров	-8865	14950	2852	9298	-8861	14930	2797	9303	416,9	861	584,2	66,38	-287,7	123,5	-130	63,06
_CapVss_Cint	преобраз	-257	241,7	1,16	91,16	-258	241	0,532	91,15	0,671	1,136	0,862	0,0772	-0,28	0,177	-0,07	0,074
TOTAL:	калибров	-8929	17150	3111	9256	-8924	17160	3057	9262,1	236,8	1408	652	78,911	-350,2	575,3	-52,5	75,87
(All corners)	преобраз	-262	242,3	1,26	91,44	-263	241,7	0,634	91,436	0,397	1,934	0,965	0,0932	-0,372	0,807	0,043	0,09

Таблица 6: Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в тран анализе

6.4. Результаты моделирования в ас-анализе

На рисунке 35 приведена типовая АЧХ, а в Таблице 7 выборка результатов моделирования усилителя интегратора с разомкнутой обратной связью в АС анализе.

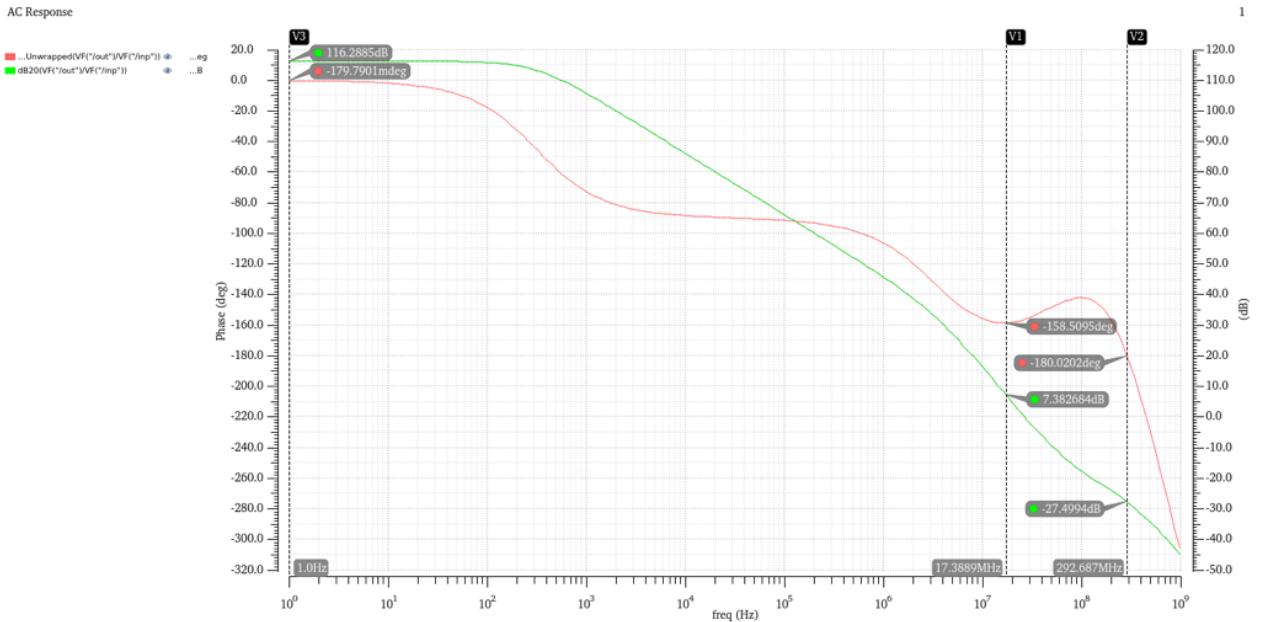


Рис. 35: Типовая АЧХ ОУ с разомкнутой обратной связью

	Ku, дБ				Ku200k, дБ				phase_m, град				gain_m, дБ			
	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=198.8pF																
125_1.7_2.85	109.5	113.6	112	0.698	58.33	59.59	58.94	0.229	33.7	39.83	37.02	1.13	-22.59	-21.24	-21.8	0.209
125_1.9_3.6	109.6	114.1	112.2	0.771	58.41	59.66	59.02	0.229	30.7	36.43	33.75	1.06	-23.95	-22.65	-23.19	0.195
25_1.7_2.85	114.7	116.8	115.8	0.398	59.75	61.06	60.4	0.241	29.1	34.98	32.42	1.08	-23.95	-22.45	-23.07	0.216
25_1.9_3.6	114	116.8	115.6	0.478	59.84	61.13	60.48	0.239	26.3	31.71	29.31	1	-25.26	-23.85	-24.44	0.201
m60_1.7_2.85	116.3	118.2	117.3	0.35	61.67	63	62.36	0.251	22.9	29	26.24	1.11	-25.62	-23.91	-24.64	0.283
m60_1.9_3.6	115.7	117.7	116.8	0.387	61.75	63.06	62.42	0.247	20.4	26.05	23.49	1.03	-26.86	-25.28	-25.95	0.269
TOTAL:	109.50	118.20	114.95	0.51	58.33	63.06	60.60	0.24	20.39	39.83	32.28	1.02	-26.86	-21.24	-24.63	0.22
ctrl_out=low; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF																
TOTAL:	109.50	117.70	114.87	0.52	53.43	58.17	55.72	0.24	28.98	45.87	32.28	1.02	-28.44	-23.79	-24.63	0.22
ctrl_out=high; ctrl_cap=low; Cint=198.8pF																
125_1.7_2.85	106.4	110.6	108.9	0.711	58.16	59.4	58.76	0.225	32.1	38.2	35.36	1.12	-21.89	-20.6	-21.14	0.204
125_1.9_3.6	109.7	114.7	112.6	0.898	58.25	59.48	58.85	0.225	29.2	35	32.29	1.05	-23.23	-21.99	-22.5	0.19
25_1.7_2.85	111.6	114.1	112.8	0.458	59.58	60.86	60.22	0.237	27.8	33.54	31.01	1.07	-23.2	-21.77	-22.37	0.213
25_1.9_3.6	113.3	116.5	114.9	0.588	59.68	60.94	60.3	0.235	25	30.37	28.02	0.99	-24.54	-23.18	-23.76	0.198
m60_1.7_2.85	113.2	115.5	114.4	0.431	61.5	62.81	62.17	0.247	21.7	27.59	24.95	1.09	-24.87	-23.17	-23.92	0.279
m60_1.9_3.6	113.5	116.2	114.9	0.472	61.58	62.86	62.24	0.243	19.2	24.69	22.25	1.02	-26.16	-24.59	-25.27	0.266
TOTAL:	106.40	116.50	113.08	0.59	58.16	62.86	60.42	0.24	19.23	38.20	32.28	1.02	-26.16	-20.60	-24.63	0.22
ctrl_out=high; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF																
TOTAL:	106.40	116.50	113.08	0.59	53.34	58.06	55.61	0.24	27.58	44.57	32.28	1.02	-27.98	-23.06	-24.63	0.22
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=103.1pF;																
TOTAL:	109.50	118.20	114.95	0.51	58.33	63.06	60.60	0.24	20.37	39.81	32.28	1.02	-26.85	-21.24	-24.63	0.22

Таблица 7: Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в AC анализе

Минимальный коэффициент усиления Ku=106.4 дБ на частоте 1 Гц и Ku200k=53.2 дБ на частоте 200к Гц, при которой нормируются точностные параметры ПНЧ. Минимальный запас по фазе с разомкнутой обратной связью (phase_m) при максимальной суммарной емкости нагрузки 250 пФ всего 19.2 град., что может быть приемлемо с учетом того, что в рабочем режиме интегратора емкость нагрузки существенно меньше (не более 150пФ).

6.5. Результаты моделирования в ac1-анализе

На рисунке 36 приведена типовая АЧХ, а в Таблице 8 выборка результатов моделирования усилителя интегратора с емкостной обратной связью в AC1 анализе.

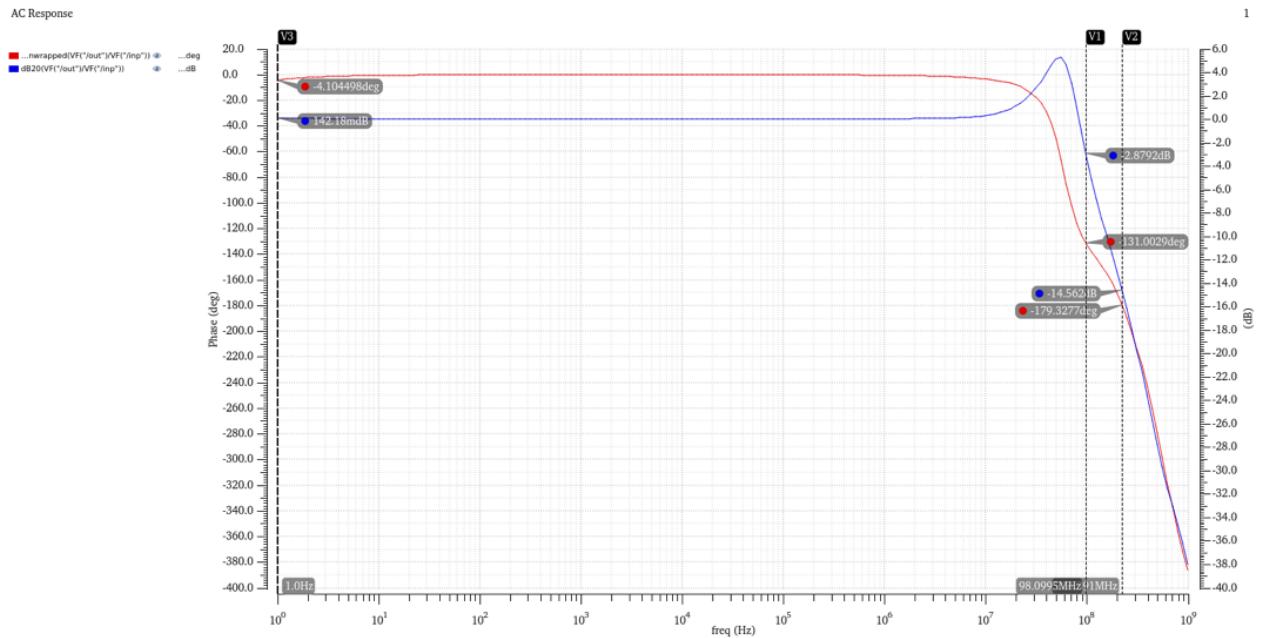


Рис. 36: Типовая АЧХ ОУ с емкостной обратной связью

	Ku200k, дБ				phase_m, град				gain_m, дБ			
	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev	Min	Max	Mean	Std Dev
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=198.8pF												
125_1.7_2.85	0.09911	0.1142	0.1062	0.00275	74.69	88.86	81.64	2.475	-15.82	-14.5	-15.15	0.2305
125_1.9_3.6	0.09716	0.1119	0.1041	0.0027	76.41	92.67	84.19	2.723	-17.37	-16.08	-16.76	0.215
25_1.7_2.85	0.09978	0.1149	0.1069	0.00277	70.53	84.64	77.52	2.448	-17.37	-16.11	-16.7	0.2338
25_1.9_3.6	0.09771	0.1125	0.1046	0.00272	70.26	85.81	77.81	2.633	-18.79	-17.63	-18.17	0.2232
m60_1.7_2.85	0.1004	0.1156	0.1075	0.00279	61.45	75.81	68.64	2.49	-19.12	-17.59	-18.37	0.2924
m60_1.9_3.6	0.09818	0.1131	0.1052	0.00273	60.14	74.82	67.44	2.504	-20.32	-18.79	-19.58	0.2833
TOTAL:	0.09872	0.1137	0.1058	0.00274	68.913	83.768	76.2067	2.5455	-18.132	-16.783	-17.455	0.24637
ctrl_out=low; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF												
TOTAL:	0.09876	0.1137	0.1058	0.00274	91.827	113.09	102.46	3.5535	-20.912	-19.6	-20.3	0.23428
ctrl_out=high; ctrl_cap=low; Cint=198.8pF												
125_1.7_2.85	0.09909	0.1141	0.1062	0.00275	71.34	85.08	78.04	2.403	-14.85	-13.64	-14.22	0.2231
125_1.9_3.6	0.09714	0.1119	0.1041	0.0027	73.88	88.94	81.09	2.506	-16.43	-15.24	-15.86	0.2048
25_1.7_2.85	0.09976	0.1149	0.1069	0.00277	68.23	81.98	75.02	2.395	-16.49	-15.17	-15.77	0.2274
25_1.9_3.6	0.0977	0.1125	0.1046	0.00272	68.3	82.9	75.4	2.475	-17.93	-16.79	-17.31	0.2145
m60_1.7_2.85	0.1003	0.1156	0.1075	0.00279	59.57	73.52	66.59	2.43	-18.31	-16.81	-17.54	0.2814
m60_1.9_3.6	0.09818	0.1131	0.1051	0.00273	58.38	72.65	65.44	2.446	-19.54	-18.08	-18.82	0.2719
TOTAL:	0.0987	0.1137	0.1057	0.00274	66.617	80.845	73.5967	2.4425	-17.258	-15.955	-16.5867	0.23718
ctrl_out=high; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF												
TOTAL:	0.0972	0.1156	0.1058	0.00274	77.49	122.9	99.5083	3.32383	-22.05	-17.2	-19.7567	0.22107
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=103.1pF												
TOTAL:	0.09872	0.1137	0.1058	0.00274	68.743	83.597	76.04	2.5445	-18.1	-16.753	-17.4233	0.24667

Таблица 8: Выборка результатов моделирования усилителя интегратора в AC1 анализе

Отметим, что режим моделирования в AC1 анализе с емкостной обратной связью соответствует режиму нормальной работы усилителя в интеграторе ПНЧ. В этом

режиме обратная связь обеспечивает единичный коэффициент усиления ($Ku200k=0.1$ дБ mean). В этом включении усилитель имеет хорошие запасы по фазе (минимальный $phase_m = 66$ град) и усилию (минимальный $gain_m = -17$ дБ). 5 дБ пик усиления на высокой частоте соответствует 80 град. запасу по фазе, что безопасно.

6.6. Результаты моделирования в dc-анализе

В Таблице 9 приведены результаты моделирования смещения нуля входа усилителя в DC анализе.

	Vin_offs, мВ				
	Min	Max	Mean	Median	Std Dev
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=198.8pF					
125_1.7_2.85	-1.6710	2.0640	0.0133	0.0536	0.5896
125_1.9_3.6	-1.6720	2.0650	0.0127	0.0526	0.5897
25_1.7_2.85	-1.6970	2.0980	0.0109	0.0613	0.5867
25_1.9_3.6	-1.6990	2.1010	0.0108	0.0616	0.5868
m60_1.7_2.8	-1.7150	2.1500	0.0099	0.0694	0.5890
m60_1.9_3.6	-1.7210	2.1560	0.0102	0.0698	0.5893
TOTAL:	-1.7210	2.1560	0.0113	0.0614	0.5885
ctrl_out=low; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF					
TOTAL:	-1.7210	2.1560	0.0113	0.0614	0.5885
ctrl_out=high; ctrl_cap=low; Cint=198.8pF					
125_1.7_2.85	-1.6780	2.0540	0.0046	0.0448	0.5896
125_1.9_3.6	-1.6790	2.0570	0.0049	0.0449	0.5897
25_1.7_2.85	-1.7010	2.0930	0.0059	0.0564	0.5867
25_1.9_3.6	-1.7040	2.0960	0.0059	0.0565	0.5868
m60_1.7_2.8	-1.7180	2.1460	0.0063	0.0659	0.5890
m60_1.9_3.6	-1.7240	2.1520	0.0062	0.0660	0.5893
TOTAL:	-1.7240	2.1520	0.0056	0.0558	0.5885
ctrl_out=high; ctrl_cap=high; Cint=198.8pF					
TOTAL:	-1.7240	2.1520	0.0056	0.0558	0.5885
ctrl_out=ctrl_cap=low; Cint=103.1pF					
TOTAL:	-1.7210	2.1560	0.0113	0.0614	0.5885

Таблица 9: Результаты моделирование смещения нуля усилителя интегратора

Типовое (mean) смещения нуля в основном режиме работы усилителя ($ctrl_out=high$) составляет 5-6 мкВ, практически не зависит от напряжения питания и очень слабо (± 1 мкВ) зависит от температуры.

7. Моделирование канала ПНЧ

7.1. Схема моделирования

На рисунке 37 приведена схема моделирования интегратора в канале ПНЧ.

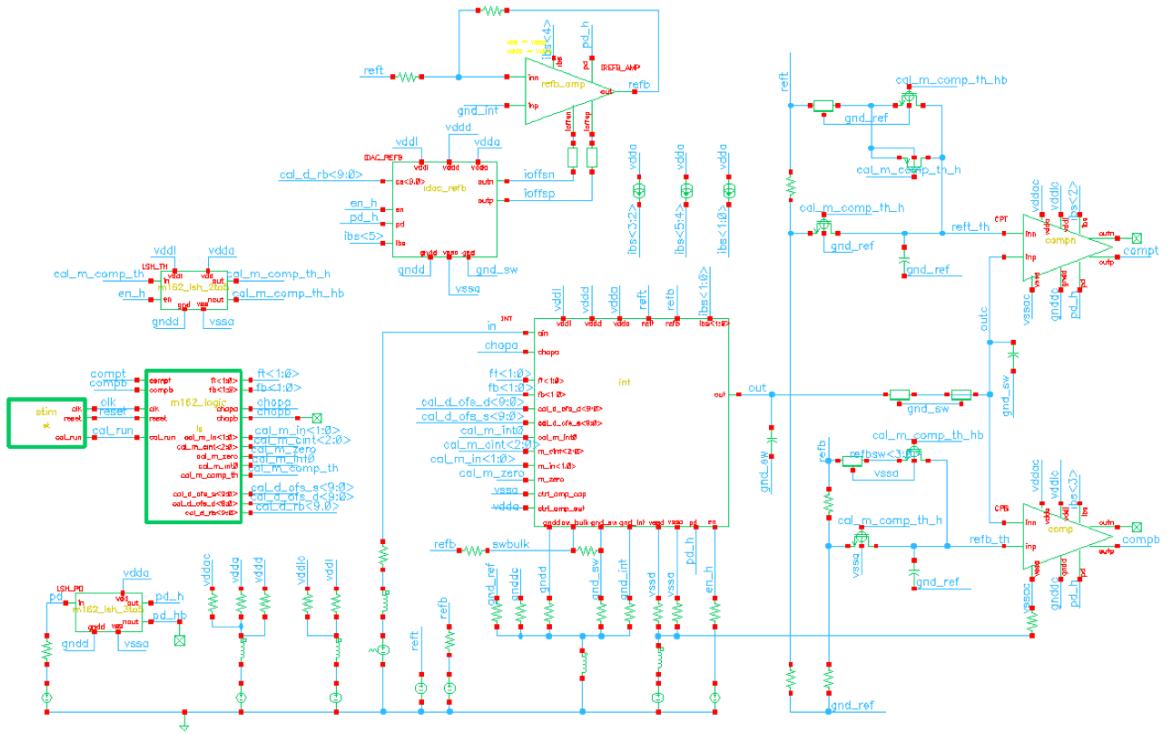


Рис. 37: схема моделирования интегратора в канале ПНЧ

Схема моделирования интегратора включает:

- блок интегратора (NT)
- компараторы (PT, CPB) фиксации пересечения напряжением выхода интегратора положительного `reft_th` и отрицательного `refb_th` пороговых уровней;
- резистивные делители, формирующие положительный `reft_th` и отрицательный `refb_th` пороговые уровни компараторов из опорных напряжений `reft` и `refb` соответственно;
- инвертор `IREFB_AMP`, формирующий отрицательное опорное напряжение `refb` из положительного `reft`;
- токовый ЦАП `IDAC_REFB` калибровки смещения нуля усилителя – инвертора `IREFB_AMP` отрицательного опорного напряжения `refb`;
- блок `lg` логики управления (`m162_logic`);
- блок `st` стимулов (`stim`);
- схемы сдвига уровней `m162_lsh_2to5` и `m162_lsh_3to5` сигналов `cal_m_comp_th` и `pd` соответственно.
- источники питания, входного сигнала, сигналов управления и токов смещения;

- R, C, L паразитные элементы критичных цепей.

На рисунке 38 представлена работа ПНЧ после калибровки.

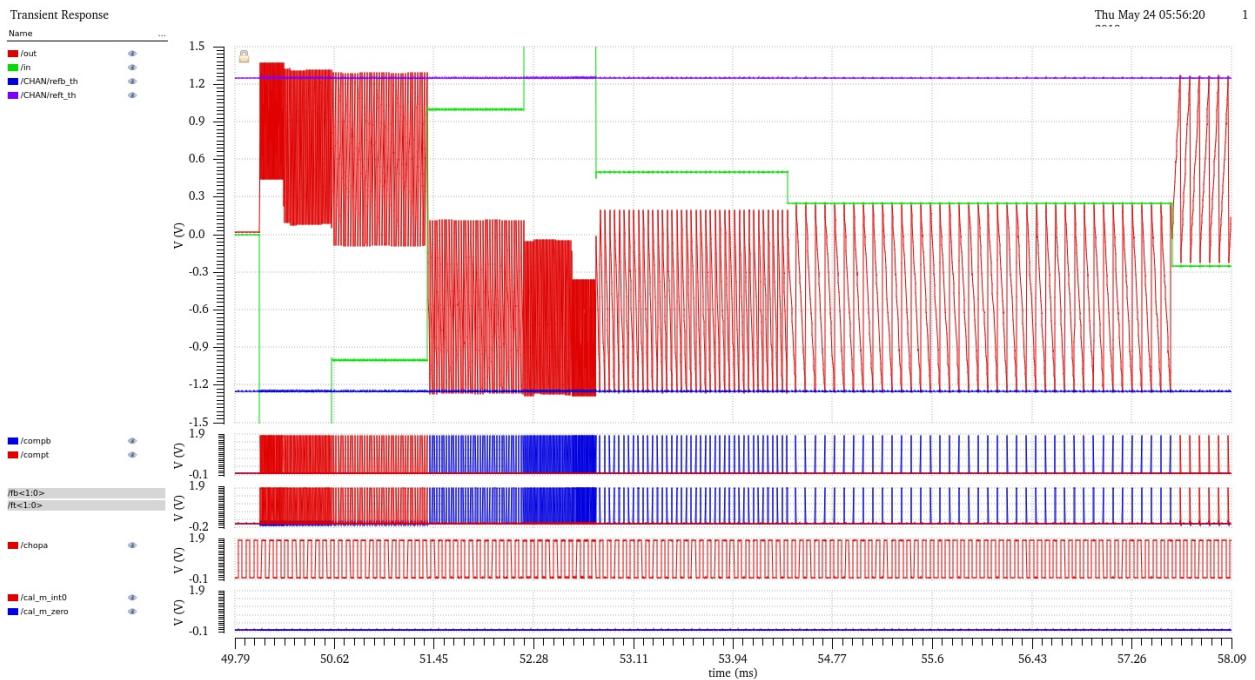


Рис. 38: Диаграмма работы канала ПНЧ после калибровки

На диаграммах показаны: изменяющийся входной сигнал (*/in*), сигнал выхода интегратора(*/out*), сигналы выходов компараторов (*/compb* */compt*), опорное напряжение (*/refb_th = Vrefb* и */reft_th = Vref*), частоту чопперной стабилизации(*/chopa*) и сигналы начала калибровки(*cal_m_int0*). Видно, что выходная частота изменяется пропорционально *Vin*.

7.2. Анализ результатов моделирования

Важнейшими параметрами ПНЧ, определяемыми в основном усилителем интегратора, являются:

- величина и стабильность смещения нуля (выходной частоты f_0 при нулевом входном напряжении);
- нелинейность преобразования INL и погрешность Efs шкалы преобразования;
- шум преобразования (нестабильность выходной частоты, определяемая низкочастотным шумом, частотой тактового сигнала и амплитудой пульсаций выходного напряжения интегратора при переключениях чоппера)

Все эти параметры зависят от точности калибровки и ее зависимости от условий эксплуатации. На рисунках 39 и 40 приведены типовые зависимости скорости дрейфа выходного напряжения в зависимости от температуры и напряжения питания

соответственно. Важным параметром, определяющим величину и стабильность выходной частоты (f_0) при нулевом входном напряжении является скорость изменения выходного напряжения интегратора при нулевом входном сигнале (dV_o/dt) после калибровки. Выходную частоту при нулевом входном напряжении можно приблизенно оценить по формуле: $f_0 < (\frac{dV_o}{dt})/V_{oppl}$, где V_{oppl} – амплитуда пульсаций выходного напряжения интегратора при минимальном входном напряжении (0.25В). Знак меньше в вышеприведенной формуле учитывает, что реально достижимая величина dV_o/dt будет меньше при увеличении времени timeout, а амплитуда пульсаций выходного напряжения интегратора при входном напряжении менее 0.25В увеличится. Типовое значение f_0 меньше 0.1Гц.

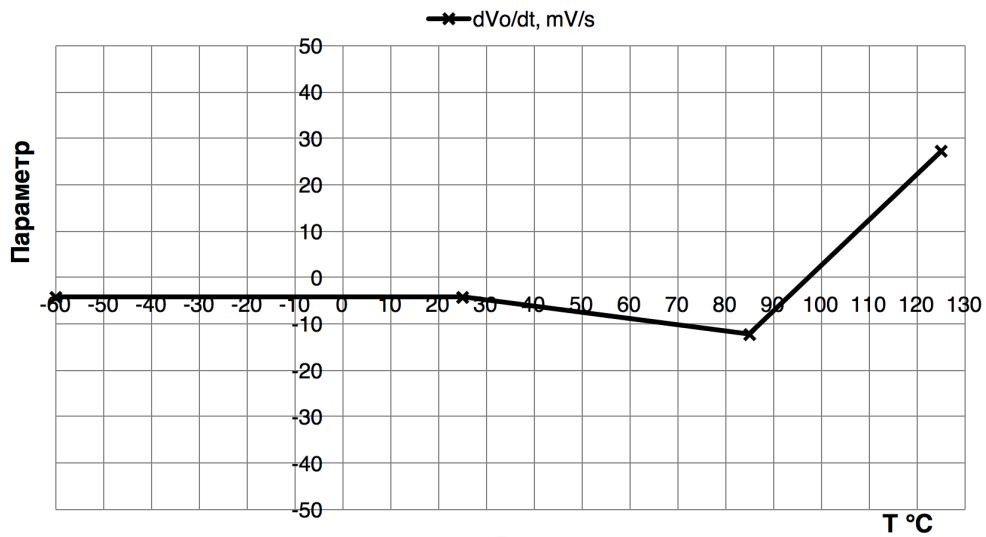


Рис. 39: Типовая зависимость скорости изменения выходного напряжения интегратора dV_o/dt от температуры

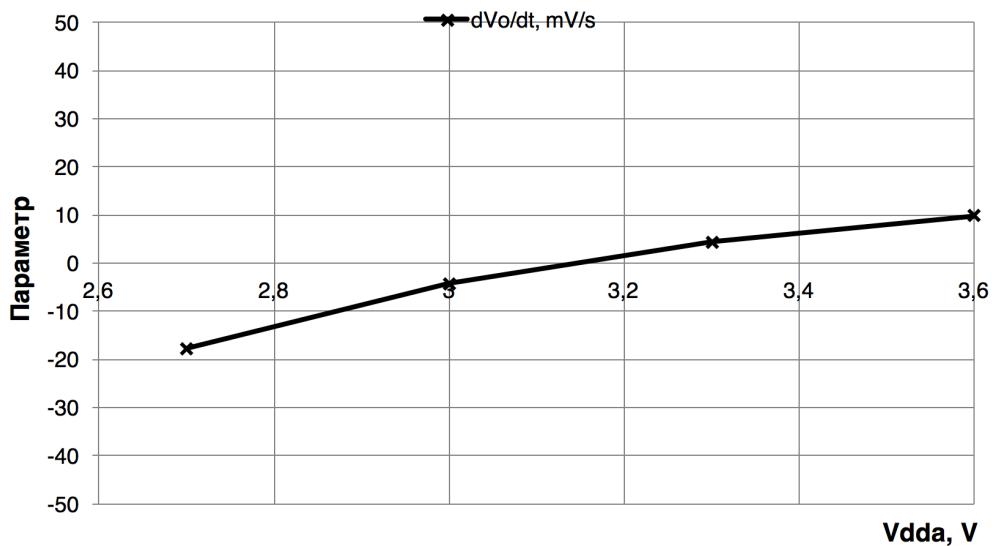


Рис. 40: Типовая зависимость скорости изменения выходного напряжения интегратора dV_o/dt от напряжения питания

На рисунках 41 и 42 представлены типовые зависимости нелинейности (INL) и

погрешности шкалы преобразования (Efs) от температуры и напряжения питания. Нелинейность определялась как максимальное отклонение измеренного значения выходной частоты ($f_{o_{real}}$) от прямой наилучшего приближения, проведенной через нулевую точку ($f_0=0$, $V_{in}=0$), для положительного и отрицательного входных напряжений.

$$INL = \max|f_{o_{err_i}}| = \frac{\max|f_{o_{ideal_i}} - f_{0_{real_i}}|}{2f_{o_{max}}}$$

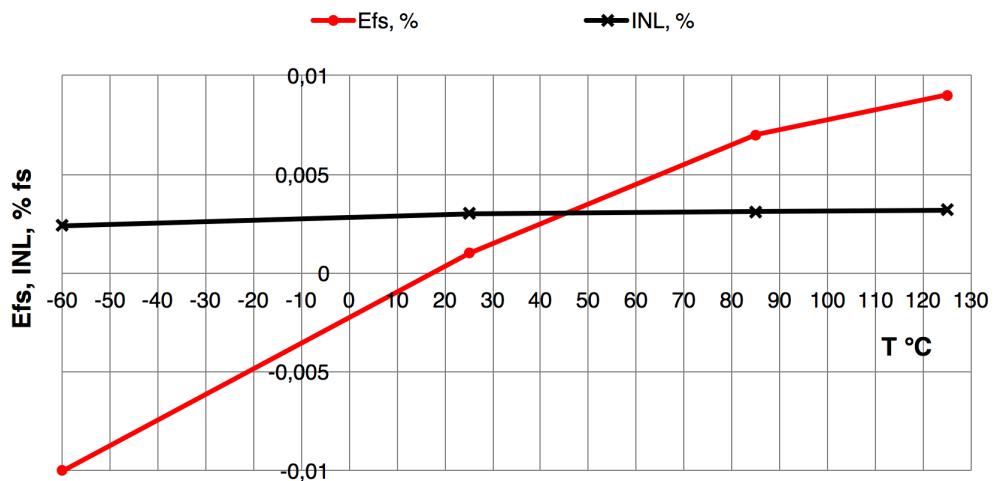


Рис. 41: Зависимости Efs и INL от температуры

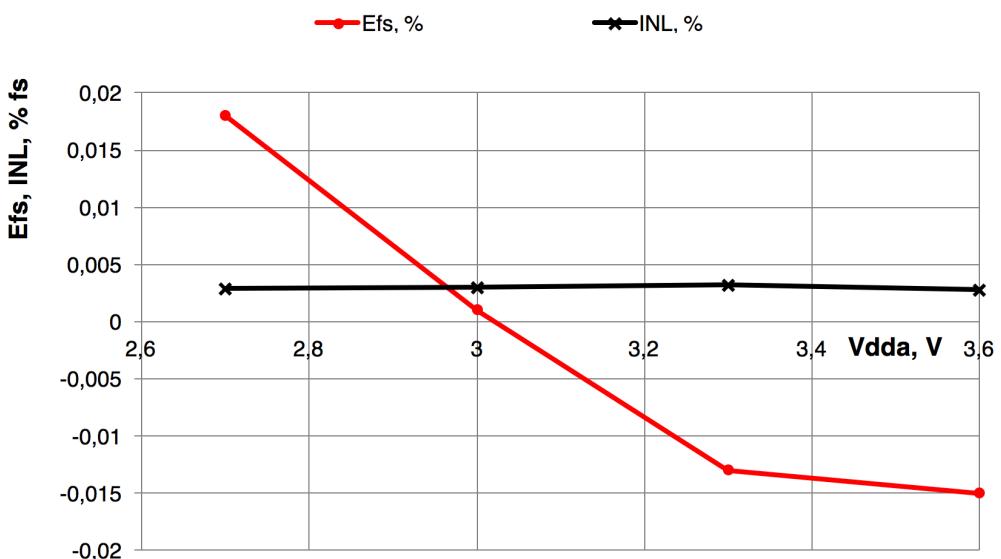


Рис. 42: Зависимости Efs и INL от напряжения питания

На рисунках 43 и 44 представлены зависимости погрешности шкалы преобразования и нелинейности от входной тактовой частоты (Fclk) для типовых условий (tm models, 25°C, Vdda=3V, Vss=1.8V) и условий, наихудших для нелинейности (wp models, 85°C, Vdda=2.7V, Vss=1.7V). Видно, что при увеличении тактовой частоты с соответствующим уменьшением времени возврата интегратора (Trev), без изменения величины емкости интегратора ведет к линейному увеличению погрешности шкалы, но

практически не влияет на нелинейность. Независимость нелинейности от тактовой частоты объясняется тем, что при увеличении тактовой частоты с соответствующим уменьшением времени возврата интегратора, пропорционально T_{rev} уменьшается и амплитуда выходного сигнала интегратора. Уменьшение емкости интегратора ведет к увеличению нелинейности, обусловленному увеличением амплитуды выходного сигнала интегратора.

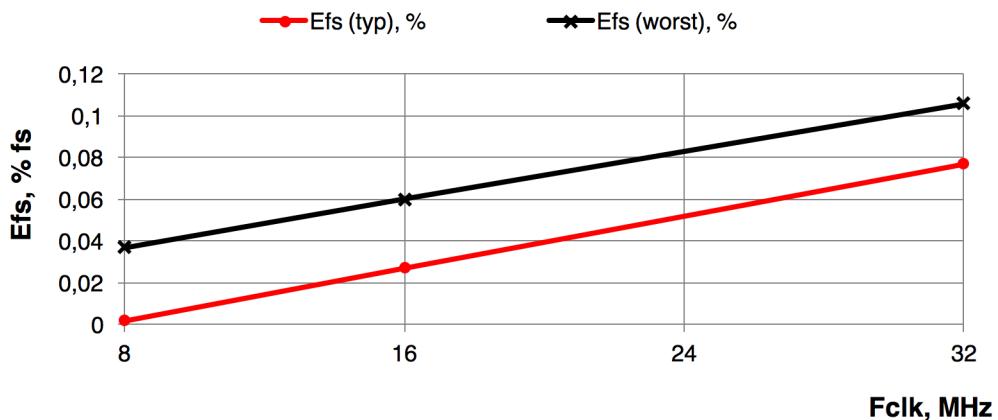


Рис. 43: Зависимость E_{fs} от тактовой частоты

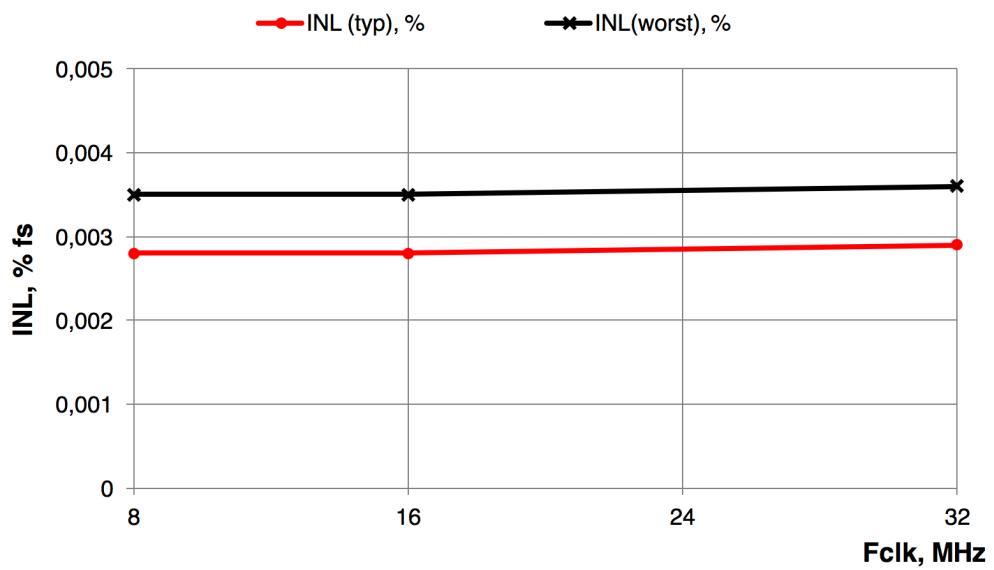


Рис. 44: Зависимость INL от тактовой частоты

На рисунке 46 приведены зависимости относительной погрешности выходной частоты от входного напряжения, показывающие зависимость линейности характеристики преобразования частоты от диапазона входных напряжений (4В, 3В, 2В). Можно видеть, что максимальная нелинейность характеристики преобразования ПНЧ строго пропорциональна диапазону входных напряжений:

$$INL_{4V} = \frac{4}{3} * INL_{3V} = 2 * INL_{2V}$$

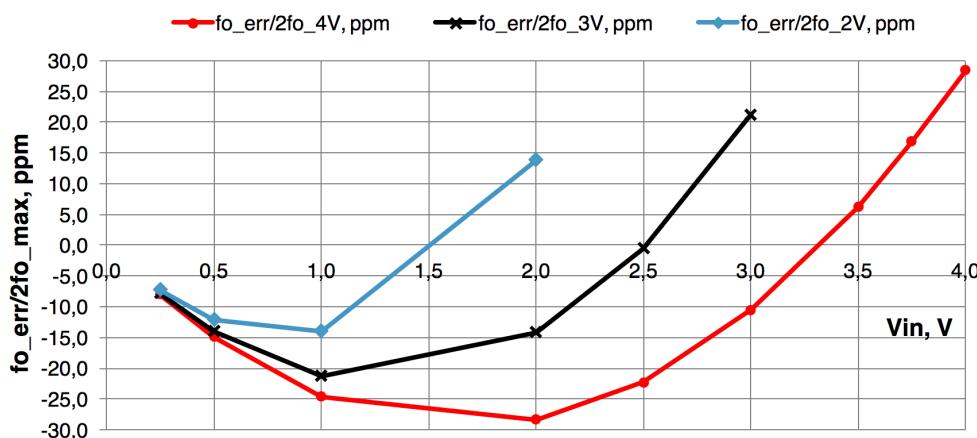


Рис. 45: Зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения при разном диапазоне

Следует отметить, что и нелинейность, и погрешность шкалы преобразования зависят от скоростных параметров усилителя интегратора. Так, увеличение емкости коррекции АЧХ усилителя и увеличение паразитной емкости нагрузки ведут к увеличению нелинейности и погрешности шкалы преобразования. В нелинейность преобразования вносит вклад и зависимость емкости MiM конденсаторов интегратора от напряжения с коэффициентами $VC1=-15$ ppm/V, $VC2=3.5$ ppm/V, однако, ее влияние невелико. Так при типовом преобразовании с входной частотой 8МГц и емкостью интегратора 208 пФ разность амплитуд пульсаций выхода интегратора при нуле и максимальном входном сигнале 4В составляет 0.5В max, то есть вклад нелинейности емкостей в нелинейность преобразования составит всего $(0.6*15 - 0.36*3.5)/2 = 4$ ppm.

На рисунке ?? приведена эмпирическая зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения вблизи нуля. Эта зависимость построена по зависимости скорости изменения напряжения выхода откалиброванного интегратора с нулевым входным сигналом от величины напряжения выхода, проявляющейся по результатам множества моделей интегратора в разных условиях.

Проблема в том, что напряжение выхода интегратора после перехода из режима калибровки в режим преобразования в процессе моделирования устанавливается на не прогнозируемом уровне в диапазоне от V_{refl} до V_{refb} , в зависимости от условий моделирования. И сама динамическая калибровка смещения в моделировании имеет достаточно большую погрешность, так как последовательное приближение при этой калибровке практически никогда не доходило до конца (прерывание по timeout) из-за ограниченного времени моделирования. Прямое моделирование зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения вблизи нуля также невозможно, так как требует нереально большого времени моделирования.

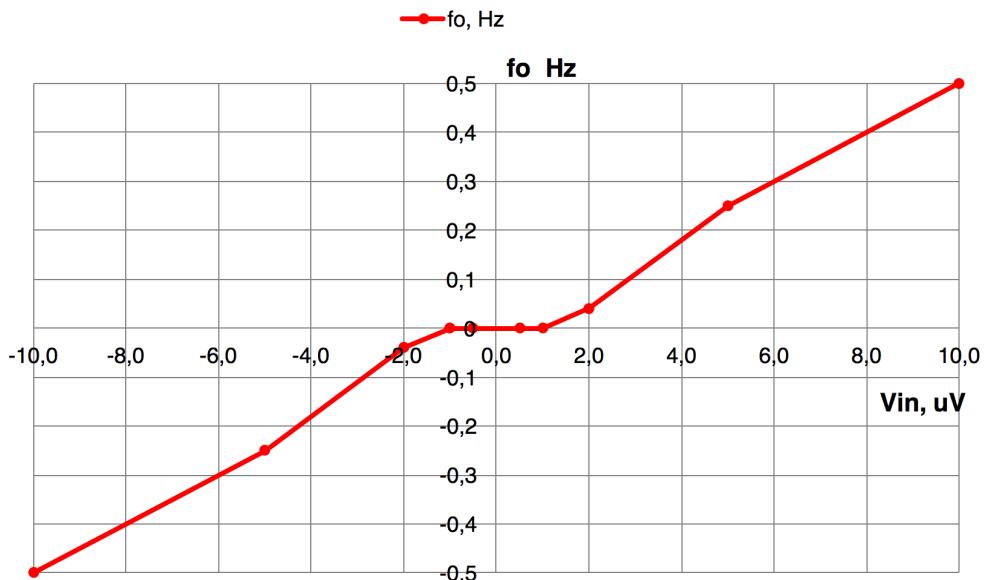


Рис. 46: Зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения

Зависимость погрешности выходной частоты от входного напряжения вблизи нуля имеет «мертвую зону» порядка $\pm 1\text{мкВ}$ по входному сигналу, в которой выходная частота будет близка к нулю. Этот эффект обусловлен зависимостью коэффициента усиления выходного каскада усилителя интегратора, не охваченного контуром чоппер-стабилизатора, и как следствие напряжения смещения усилителя, от выходного напряжения. Так, при отклонении выходного напряжения усилителя от точки максимального коэффициента усиления в любую сторону, коэффициент усиления выходного каскада уменьшается и не компенсируемое чоппер-стабилизатором смещение нуля изменяется, компенсируя малые входные сигналы, и стабилизирует выходное напряжение усилителя на некотором уровне в диапазоне V_{reft}, V_{refb} . При этом малое возрастание входного сигнала не приводит к изменению выходного напряжения усилителя и появлению частотных импульсов на выходе ПНЧ до тех пор, пока абсолютная величина входного сигнала не превысит величины напряжения смещения усилителя при выходном сигнале близком к пороговому напряжению компараторов (V_{reft}, V_{refb}). Таким образом, «мертвая зона» обусловлена величиной коэффициента усиления выходного каскада реального усилителя и его зависимостью от выходного напряжения. Уменьшить напряжение «мертвой зоны» можно двумя путями:

- увеличением коэффициента усиления выходного каскада усилителя;
- уменьшением пороговых уровней компараторов выхода интегратора (V_{reft}, V_{refb}).

8. Заключение

Целью данной работы была разработка прецезионного операционного усилителя для интегратора ПНЧ. В разработке использовалось известное техническое решение, минимизирующее смещение нуля - чопперная-стабилизация. Дополнительно предложено введение динамической калибровки для повышения точности ПНЧ. Чопперная-стабилизация уменьшает смещение создаваемое 1 каскадом. Динамическая калибровка уменьшает нелинейность вносимую ключами чоппера, а также выходного каскада. В результате моделирования ОУ были получены его основные характеристики, которые представлены в таблице 10.

Таблица 10: Полученные характеристики ОУ и сравнение их с ТЗ

Характеристика	Целевая норма	Значение по моделированию
Slew rate up [В/мкс]	>0.15	0.196 тип.
Slew rate down [В/мкс]	>0.15	0.196 тип.
Ku [дБ]	>100	106.4 мин.
Ku_200k [дБ]	>52	53.2 мин.
Phase_m [град.]	>60	66 мин.
F_3db [МГц]	>20	30 мин.
PSRR [мкВ/В]		<0.1 тип.
Vioffs [мкВ]	5 тип	5 тип.

Моделирование в tran-анализе показало, как калибровка влияет на смещение нуля:

- При чоппере скорость дрейфа выходного напряжения интегратора уменьшается в 200 раз
- Динамическая калибровка дополнительно уменьшает среднюю скорость дрейфа при активном чоппере в 20 раз

Операционный усилитель интегратора в большей мере определяет характеристики ПНЧ, поэтому для подтверждения эффективности разработанного ОУ было проведено моделирование всего канала ПНЧ. В таблице 11 приведены основные характеристики ПНЧ, полученные при моделировании, а также их целевая норма, заданная в ТЗ.

Таблица 11: Характеристики ПНЧ полученные после моделирования

Характеристики	Целевая норма	Значение
Ф0 [Гц]	<0.3	0.15 макс.
Нелинейность [%п.шк.]	<0.01	0.005 макс.
Погрешность шкалы [%п.шк.]	<0.2	0.1 макс.

Данные таблицы показывают, что полученные характеристики ОУ интегратора обеспечивают требуемые точностные параметры ПНЧ.

Список литературы

- [1] CHONG, C.-Y. and KUMAR, S. P. Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges. Proceedings of the IEEE 91(8), 2003, pp. 1247-1256.
- [2] Paul Klonowski, "Analog-to-Digital Conversion Using Voltage-to-Frequency Converters," Application Note AN-276, Analog Devices, Inc. (a good application note on VFCs).
- [3] Cristina Azcona Murillo, Belén Calvo Lopez, and Santiago Celma. Pueyo. 2013. Voltage-to-Frequency Converters CMOS Design and Implementation, New York, NY: Springer New York.
- [4] P. R. Gray and R. G. Meyer, "MOS operational amplifier design-a tutorial overview," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 17, no. 6, pp. 969-982, Dec. 1982. doi: 10.1109/JSSC.1982.1051851
- [5] Allen, P. E., Douglas R. Holberg, and P. E. Allen. PowerPoint Overheads to Accompany CMOS Analog Circuit Design, 2nd Ed. Oxford: Oxford University Press, 2002.
- [6] Graells, Francesc Serra, Huertas Díaz José Luis, and Adoracion Rueda Rueda. VLSI CMOS Subthreshold Log Companding Analog Circuit Techniques for Low-Voltage Applications. 2001.
- [7] Аналоговая электроника: [учеб. пособие], Автор: Анатолий Леонидович Ларин Издатель: МФТИ, 2007; ISBN: 5741701833, 9785741701836
- [8] Behzad Razavi. 2001. Design of analog CMOS integrated circuits, Boston, MA: McGraw-Hill.
- [9] Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / В 2-х томах. Пер с англ. М.: «Мир» 1983. — Т.1 590 с. Т.2 — 598 с., илл.
- [10] Brumbach, Michael E. Electronic Variable Speed Drives. Albany, NY: Delmar, 2002.
- [11] Smithrck, John J., and Ira T. Myers. Effects of Cable and Circuit Parameters on the Precision Calibration of a Charge Amplifier. Washington, D.C.: National Aeronautics and Space Administration, 1968.
- [12] Irvine, Robert G. Operational Amplifier Characteristics and Applications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1994.
- [13] K. D. Layton, "Low-Voltage Analog CMOS Architectures and Design Methods," thesis, Phd Thesis, Brigham Young University, Dec. 2007.

- [14] A. P. C. Genz, “Operational Amplifier Bandwidth Extension Using Negative Capacitance Generation,” MS thesis, Brigham Young University, August 2006.
- [15] P. R. Gray and R. G. Meyer, “Analysis and Design of Analog Integrated Circuits,” 4th edition, John Wiley Sons, 2001.
- [16] H. T. Ng, R. Ziazzadeh, and D. Allstot, “A Multistage Amplifier Technique with Embedded Frequency Compensation,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 34, no. 3, pp. 339–347, Mar. 1999.