

Создание низкотемпературных аналоговых ИС для обработки импульсных сигналов датчиков

Часть 3

Олег Дворников, Владимир Чеховский, Валентин Дятлов (г. Минск, Беларусь), Николай Прокопенко (г. Шахты, Ростовская обл.)

Рассмотрены малошумящие усилители и аналоговые каскады общего применения, оптимизированные для криогенных температур. Приведены схемотехнические решения, рекомендации по выбору размеров полевых транзисторов, режимов работы и сопротивлений, определяющих коэффициенты передачи.

Малошумящие усилители для криогенных температур

Необходимость размещения всех элементов, а не только «головного» транзистора, при низкой температуре значительно усложняет схемотехнический синтез малошумящего усилителя и требует дополнительного анализа его работы для правильного выбора структуры усилителя, типа применяемых активных и пассивных элементов.

Как отмечалось ранее, зарядочувствительные (ЗЧУ) и трансимпедансные (ТИУ) усилители могут иметь полностью идентичные электрические схемы и отличаться только соотношением активной и реактивной составляющих комплексной проводимости цепи обратной связи (ОС).

Так, на рисунках 1 и 2 приведены упрощённые схемы усилителей, которые могут быть применены как для реализации ЗЧУ, так и ТИУ [1], хотя схема (см. рис. 1) преимущественно применяется в ЗЧУ, а схема (см. рис. 2) – в ТИУ.

Схема рис. 1 предназначена для обеспечения высокого усиления при разомкнутой цепи ОС. Выходной ток

каскада J_1, J_2 (V_{GS2} – постоянный потенциал) поступает в исток n-МОП-транзистора М (V_M – постоянный потенциал), сток которого соединён с нагрузкой в виде источника тока I_1 и является высокоимпедансным узлом А. Рассматриваемая схема содержит два каскада – обычный на J_1, J_2 и «перегнутый» на J_2, M . При замкнутой цепи ОС ток стока транзистора М будет равен I_1 , а ток стока J_1 составит $I_0 - I_1$, при этом из-за предельно малого тока затвора J_1 входное (V_{INP}) и выходное (V_{OUT}) напряжение усилителя по постоянному току будет одинаково:

$$V_{OUT} = V_{INP} = V_{GS1} \approx V_{TH1} - \sqrt{\frac{I_{D1}}{BETA}} = V_{TH1} - \sqrt{\frac{I_0 - I_1}{BETA}}, \quad (1)$$

где V_{GS} , V_{TH} – напряжение затвористок и отсечки полевого транзистора с р-n-переходом (ПТП); I_D – ток стока; BETA – коэффициент пропорциональности (удельная крутизна).

При использовании усилителя по схеме на рисунке 1 в виде ТИУ, т.е. при $C_F \approx 0$, необходимо учитывать, что при разом-

кнутой цепи ОС передаточная функция (ПФ) усилителя будет содержать два полюса: доминирующий полюс усилителя, определяемый ёмкостью C_L и суммарным сопротивлением всех параллельных цепей в высокоимпедансном узле А, и полюс на входе INP с постоянной времени, равной $R_F(C_D + C_{INP})$ [1], где C_{INP} – входная ёмкость усилителя с разомкнутой ОС. Частоты этих полюсов могут быть близкими, что вызовет колебания на импульсной характеристике при замкнутой цепи ОС. Для устранения колебаний в схему ТИУ параллельно R_F вводят небольшой конденсатор C_F . К сожалению, выбор номинала C_F затруднён тем, что выходное сопротивление транзистора М и транзистора, на котором сформирован источник тока I_1 , зависят от тока I_1 и параметра λ и поэтому имеют технологический разброс.

Трансимпедансный усилитель предпочтительнее реализовать по схеме (см. рис. 2), где R_L – резистивная нагрузка несколько килоом. Если номиналы RC-элементов выбрать таким образом, чтобы они удовлетворяли условию $R_F C_F = R_L C_L$, где C_L – суммарная ёмкость, шунтирующая R_L по переменному току, то ПФ ТИУ будет иметь один полюс с постоянной времени $R_F(C_D + C_F + C_{INP})$ [1]. Заметим, что усиление схемы на постоянном токе при разомкнутой ОС составит $g_{M1} \times R_L$, где g_{M1} – крутизна ПТП J_1 .

Наиболее сложным при проектировании усилителей по схемам (см. рис. 1 и 2) является выбор ширины (W) и длины (L) затвора и режимов работы транзисторов каскада J_1, J_2 , для упрощения которого рекомендуется следующая последовательность работ.

1. Определить ток стока I_{D1} и отношение W/L «головного» транзистора J_1 для получения требуемого уровня шума и рассеиваемой мощности. Если усилитель предназначен для работы в диапазоне температур, и приоритетом является стабильность параметров, то ток стока должен соответствовать оптимальному значению I_{DOP1} при котором

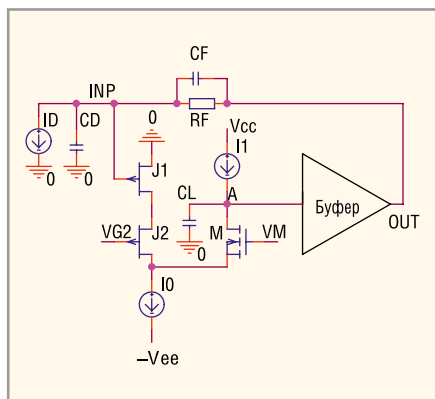


Рис. 1. Упрощённая схема ЗЧУ

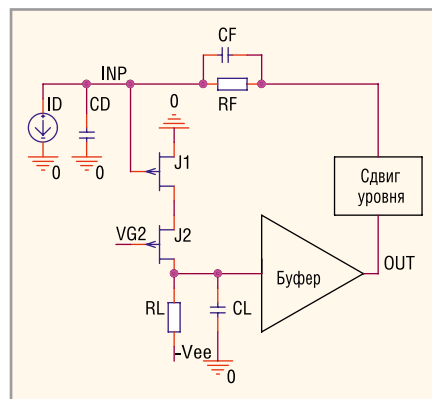


Рис. 2. Упрощённая схема ТИУ

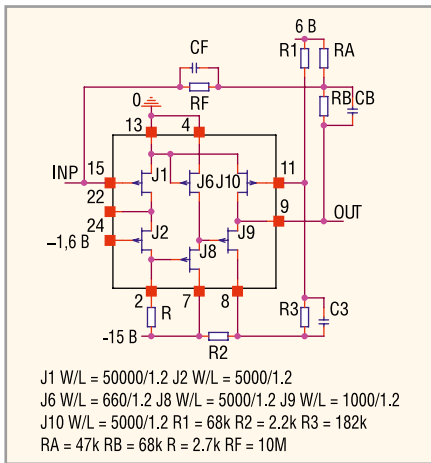


Рис. 3. Упрощённая схема криогенного ТИУ ($C_{\text{инп}} = 130$ пФ) для датчиков с ёмкостью до несколько нФ [1]

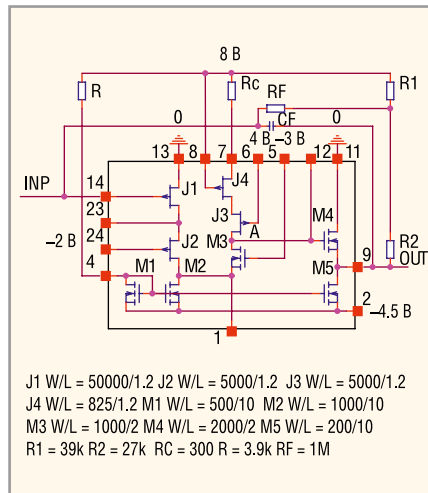


Рис. 4. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ для датчиков с ёмкостью до несколько нФ [1]

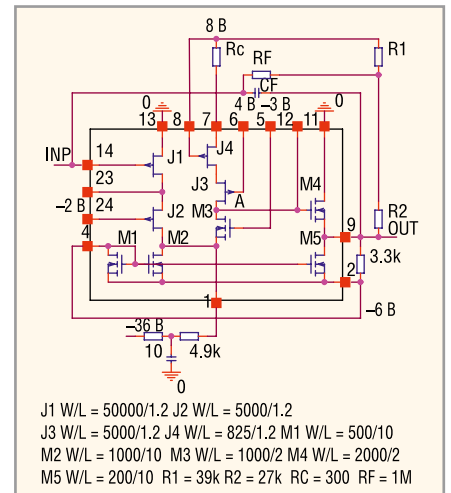


Рис. 5. Включение ЗЧУ по схеме (см. рис. 4) для минимизации уровня шумов [1]

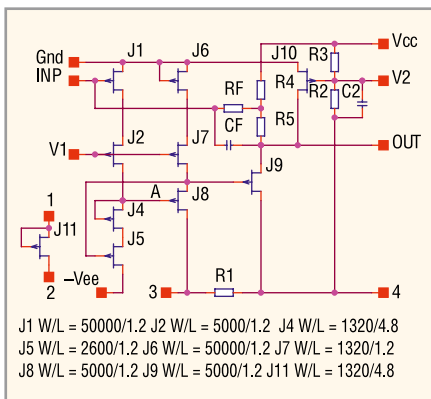


Рис. 6. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ ($C_{\text{инп}} = 130$ пФ) для датчиков с ёмкостью до несколько нФ [2]

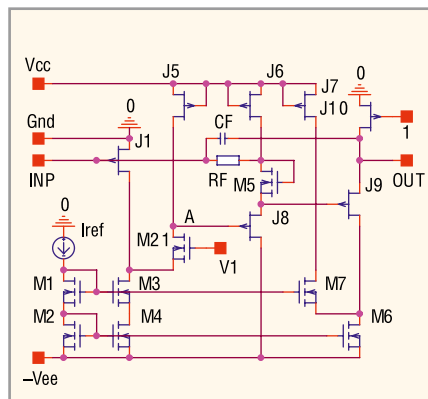


Рис. 7. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ для датчиков с ёмкостью до несколько нФ [2], вариант 1

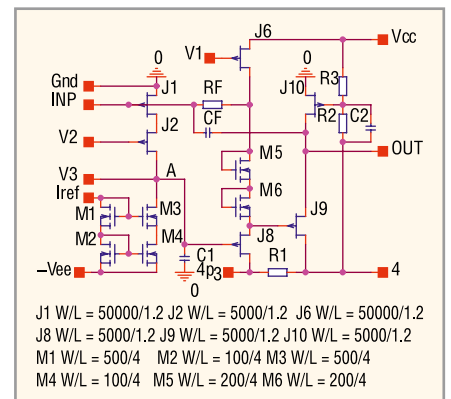


Рис. 8. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ для датчиков с ёмкостью до несколько нФ [2], вариант 2

$dI_D/dT \approx 0$. Обычно $I_{\text{ДОПТ}}$ достигается при напряжении $|V_{\text{ГСОРТ}}| \approx |V_{\text{ТН}}| - 0,66$ В.

2. Определить ширину W затвора каскодного транзистора J_2 ($W_2 < W_1$ при $L_2 = L_1 = L$), чтобы для $I_{D2} = I_{D1}$ напряжение $V_{GS2} \approx 0$.

3. Определить напряжение на затворе J_2 (V_{G2}) с тем, чтобы для р-ПТП выполнялось условие $V_{G2} < -V_{\text{ТН}} + V_{\text{GS1}} + V_{\text{GS2}}$.

На основе приведённых рекомендаций были разработаны малощумящие усилители для криогенных температур с внешними RC-элементами (см. рис. 3–8). Так как параметры ПТП для выбранного технологического маршрута определяются, в основном, отношением длины затвора к его ширине, то на рисунках приведены не только номиналы RC-элементов, но и значения W и L .

Схемы, показанные на рисунках 3–8, имеют следующие особенности.

1. Усилитель по схеме на рисунке 3 соответствует упрощённой схеме на рисунке 2. В качестве буферного каскада используются два последовательно соединённых истоковых повторителя J_8, J_6 и J_9, J_{10} , а сдвиг

постоянного уровня напряжения осуществляет делитель R_A, R_B . В усилителе предусмотрена возможность изменения тока стока и, следовательно, рассеиваемой ТИУ мощности, и крутизны J_8 за счёт включения резистора между истоком J_6 (вывод 4) и его затвором (вывод 13). Как любой однотактный выходной каскад, истоковый повторитель обеспечивает высокую нагрузочную способность только для одной полуволны выходного напряжения, а именно при использовании р-ПТП – для втекающего тока в вывод 9 (отрицательной полуволны выходного сигнала). Увеличению нагрузочной способности по вытекающему току способствует ОС на резистивном делителе $R_1 - R_3$. Если втекающий в вывод 9 ток уменьшается, то уменьшаются ток стока J_9 и падение напряжения на резисторе R_2 , снижается потенциал затвора J_{10} и увеличивается его ток стока. Таким образом, на транзисторе J_{10} реализуется управляемый источник вытекающего тока, величина которого возрастает

с ростом положительной полуволны выходного напряжения.

2. Усилитель по схеме (см. рис. 4) целесообразно применять в качестве ЗЧУ. Он соответствует упрощённой схеме рис. 1: источник тока I_0 сформирован на отражателе тока M_1, M_2 , величина тока в котором устанавливается внешним резистором R ; источником тока I_1 является каскод J_3, J_4 , причём ток стока J_4 задаёт R_C ; к высокоимпедансному узлу А подключён буфер – истоковый повторитель на M_4, M_5 , а выход ЗЧУ соединён с R_F через каскад сдвига уровня – резистивный делитель R_1, R_2 . Регулировка тока стока «головного» транзистора позволяет выбрать оптимальный режим работы для конкретной ёмкости датчика C_D и требуемого быстродействия канала обработки сигналов T_M .

3. Известно, что отражатели тока могут вносить свой вклад в уровень шума усилителей. Обычно для минимизации шума в эмиттерные или истоковые цепи транзисторов отражателей тока включают резисторы. В схеме

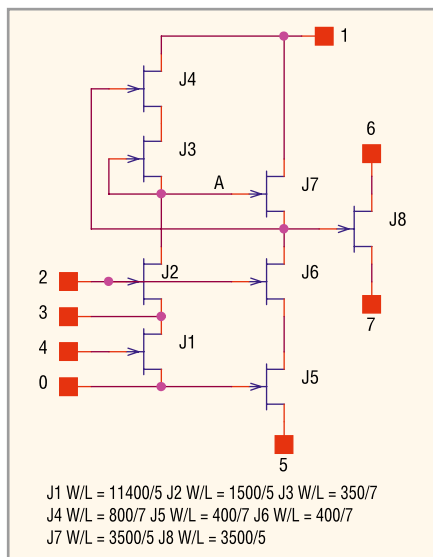


Рис. 9. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ типа IPA3 ($C_{INP} = 60$ пФ) для датчиков с ёмкостью от 100 до 1000 пФ [3–5]

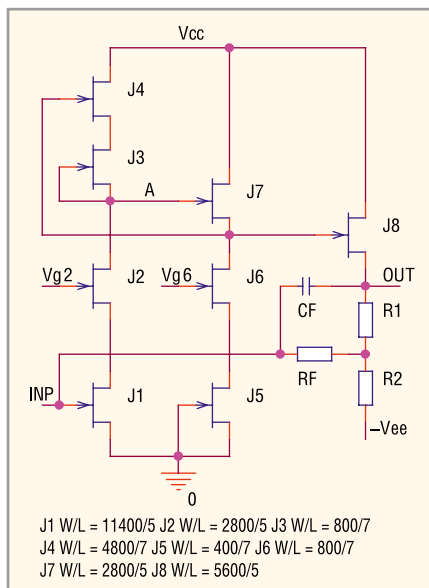


Рис. 10. Типовая схема включения ЗЧУ по схеме (см. рис. 9)

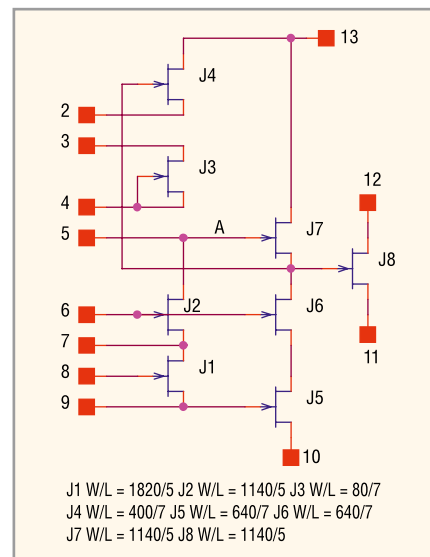


Рис. 11. Упрощённая схема криогенного ЗЧУ типа IPA4 ($C_{INP} = 10$ пФ) для датчиков с ёмкостью от 10 до 100 пФ [6]

(см. рис. 4) это не сделано, поэтому для минимизации её шума источники тока на M_2, M_3 на рисунке 5 заменены внешними резисторами. При таком включении уровень шума усилителя определяется, главным образом, входным транзистором.

4. Усилитель, показанный на рисунке 6, является модернизацией схемы (см. рис. 3), оптимизированной для её применения в качестве ЗЧУ: источник тока на J_6 (см. рис. 3) заменён каскодным источником J_6, J_7 , вместо резистора R применена активная нагрузка J_4, J_5 . Все р-ПТП, за исключением J_4, J_{11} , имеют $L = 1,2$ мкм. Транзисторы J_4, J_{11} являются источниками стабильного тока, выходное сопротивление которых повышено за счёт увеличенной до 4,8 мкм длины затвора. Соединение затвора J_5 с истоком J_8 приводит к тому, что активная нагрузка J_4, J_5 охвачена следящей ОС, значительно увеличивающей малосигнальное сопротивление активной нагрузки. Диодное соединение J_4 обеспечивает стабильный ток в «головном» транзисторе J_1 и постоянное напряжение затвор-исток J_5 , а диодное соединение J_6 является источником стабильного тока для второго каскада. Каскодный транзистор J_7 значительно увеличивает малосигнальное сопротивление нагрузки в истоковой цепи J_8 для увеличения эффективности следящей ОС. Источник тока на J_{11} может быть соединён параллельно источнику тока на J_4 для удвоения тока во входной цепи усилителя.

5. Чаще всего ПТП обладают большим технологическим разбросом параметров (напряжения отсечки, максимального тока стока), поэтому использование источников тока в виде диодного включения ПТП приводит к разбросу тока стока «головного» транзистора и разбросу параметров ЗЧУ в целом. В схемах, показанных на рисунках 7 и 8, предусмотрена установка тока стока «головного» транзистора с помощью источника I_{REF} (в простейшем случае, резистора и источника напряжения), соединённого с входом каскодного отражателя тока на n-МОП-транзисторах. Сдвиг уровня постоянного напряжения осуществляется диодным включением МОП-транзисторов. Назначение остальных элементов на рисунках 7 и 8 рассмотрено ранее.

Криогенные малошумящие усилители на основе р-ПТП, показанные на рисунках 3–8, были созданы в последнее время благодаря появлению технологического маршрута DMILL, обеспечивающего формирование на одной полупроводниковой подложке короткоканальных р-ПТП ($L = 1,2$ мкм) и МОП-транзисторов. Низкотемпературные ЗЧУ на длинноканальных n-ПТП ($L > 5$ мкм) были спроектированы и исследованы ранее. Основные схемные решения ЗЧУ на n-ПТП приведены на рисунках 9–16.

Схема ЗЧУ типа IPA3 (см. рис. 9) для датчиков с ёмкостью от 100 до 1000 пФ за исключением буферного каскада идентична схеме на рисунке 6 при замене р-ПТП на n-ПТП. Различные модификации IPA3 заключаются в отдельных

или объединённых выводах затворов J_2 и J_6 , отдельном выводе стока J_8 или его соединении с шиной положительного питания, небольшом отличии ширины затворов транзисторов при сохранении одинаковых параметров «головного» ПТП J_1 , для которого $C_{INP} \approx 60$ пФ при $W/L = 11400/5$ мкм [3–5]. Отдельный вывод стока J_8 используется для суммирования выходных токовых сигналов нескольких ЗЧУ. При соединении стока J_8 с шиной положительного питания в усилителе реализуется рассмотренный ранее буферный каскад со схемой сдвига постоянного уровня напряжения (см. рис. 10). Несмотря на простоту схемотехнического решения, коэффициент усиления напряжения IPA3 в режиме холостого хода превышает 85 дБ [3].

Усилитель IPA4 (см. рис. 11) предназначен для обработки сигналов датчиков с ёмкостью от 10 до 100 пФ и отличается от IPA3, прежде всего, меньшими размерами «головного» транзистора J_1 ($W/L = 1820/5$ мкм) и расширенными возможностями подключения J_3 . Источник тока на диодном включении транзистора J_3 обеспечивает ток через «головной» транзистор на уровне 600 мкА для уменьшения рассеиваемой мощности усилителя типа «А». При необходимости увеличения тока стока J_1 рекомендуется подключение внешнего резистора R_{BL} . Ток стока J_3 определяет скорость перезарядки суммарной ёмкости в высокоимпедансном узле А и, следовательно, скорость нарастания выходного напряжения. Если необходимо повысить быстродействие, рекомендуется применить ЗЧУ типа «В» с током перезарядки,

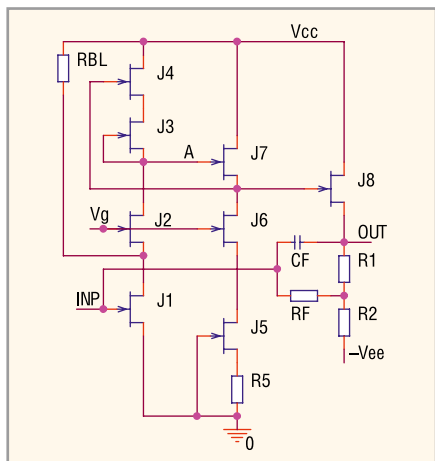


Рис. 12. Схема включения типа «А» усилителя по схеме рис. 11 [6]

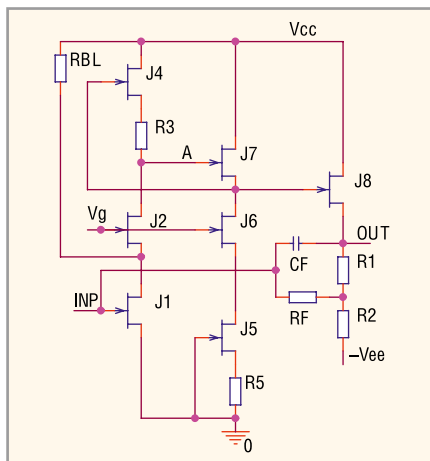


Рис. 13. Схема включения типа «В» усилителя по схеме рис. 11 [6]

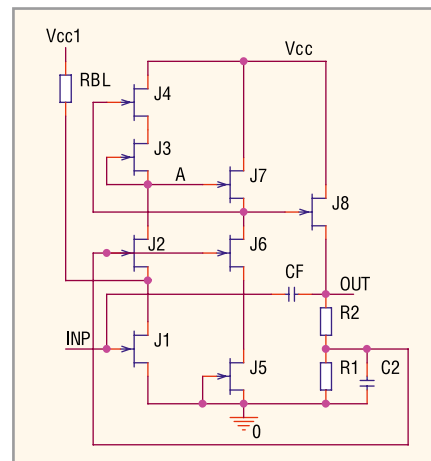


Рис. 14. Включение 3ЧУ типа IPA4 без резистора RF [7]

определяемым резистором R_3 . Таким образом, в 3ЧУ типа «В» можно независимо установить скорость нарастания выходного напряжения (выбором сопротивления R_3) и уровень входного шума (сопротивлением R_{BL}). Заметим также, что в усилителе IPA4 возможно соединение стока J_2 с чисто резистивной нагрузкой при реализации ТИУ.

Для уменьшения уровня шума предназначено включение усилителя IPA4 (см. рис. 14) со схемой компенсации входного тока за счёт прямого смещения р-n-перехода затвор–исток «головного» ПТП [7]. Транзистор J_1 работает при токе, превышающем максимальный ток стока, что возможно только в случае прямого смещения перехода истока. Как показали экспериментальные исследования, компенсация входного тока позволяет исключить резистор R_p , что обеспечивает значительно меньший уровень эквивалентного шумового заряда при временах пика, превышающих 6 мкс при $C_D = 0$ [7].

Аналоговые каскады общего применения для криогенных температур

Типовой канал аналоговой обработки сигнала датчика содержит не только 3ЧУ или ТИУ, но и многокаскадный полосовой фильтр. Хотя фильтр можно реализовать на малошумящих усилителях, применяемых в 3ЧУ/ТИУ, но во многих случаях лучшее сочетание параметров и энергопотребления достигается при использовании ИС общего применения, – операционных усилителей, дифференциальных преобразователей напряжение–ток (Operational Transconductance Amplifier, ОТА) и двухтактных буферных каскадов. Некоторые схемотехниче-

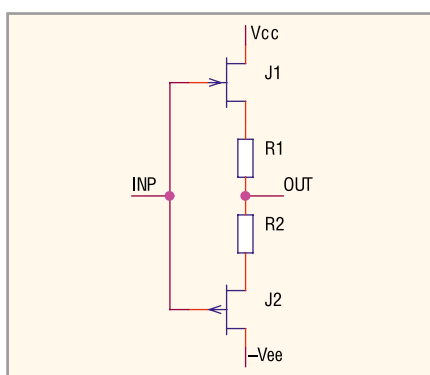


Рис. 15. Буферный каскад на комплементарных ПТП [8]

ские решения указанных аналоговых устройств, работоспособные при низких температурах, рассмотрены далее.

Буферный каскад (см. рис. 15) на комплементарных ПТП [8] представляет собой аналог двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах, работающих в классе АВ. Выбором соотношения резисторов R_1/R_2 можно установить выходное напряжение, равное нулю, при отсутствии входного сигнала $V_{OUT} = V_{INP}$. Этот режим работы описывают выражения

$$I = \frac{V_{GS1}}{R_1} = \frac{V_{GS2}}{R_2}, \quad (2)$$

$$V_{GS1} = V_{TH1} \left(1 - \sqrt{\frac{I}{I_{SDMAX1}}} \right), \quad (3)$$

$$V_{GS2} = V_{TH2} \left(1 - \sqrt{\frac{I}{I_{SDMAX2}}} \right), \quad (4)$$

где I_{SDMAX} – максимальный ток стока ПТП.

Если буферный каскад должен обеспечить высокую нагрузочную способность, то транзисторы J_1 и J_2 должны иметь большую крутизну, которая обеспечивается за счёт увеличения отношения W/L . Однако такие транзисторы обладают значительной входной ёмкостью, которая непосредственно соеди-

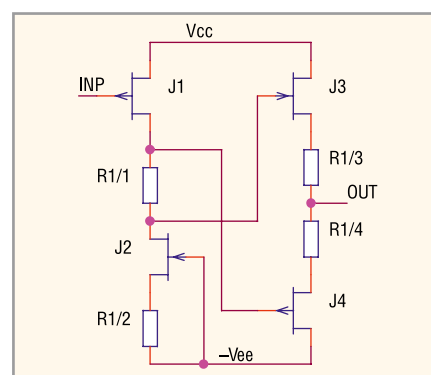


Рис. 16. Буферный каскад с малой входной ёмкостью [9]

нена с входом буфера INP и снижает быстродействие. Поэтому в широкополосных аналоговых ИС рекомендуется применение буферного каскада с малой входной ёмкостью (см. рис. 16) [9].

На рисунках 17 и 18 показаны источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН), которые при подключении между входом INP и шиной нулевого потенциала резистора R_{IN} выполняют функцию источников напряжения, управляемых током (ИНУТ). Для работы схемы на рисунке 17 необходима идентичность параметров транзисторов J_1 и J_2 , J_4 и J_5 , а также равенство сопротивлений резисторов $R_{1/1} = R_{1/2}$, $R_{4/1} = R_{4/2}$, при этом [8]

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_3}{R_2} \quad (5)$$

Источник, реализованный по схеме (см. рис. 17), можно применять в качестве усилителя напряжения со стабильным усилением, ориентировочно не превышающем 100 В/В, а 1% погрешность коэффициента усиления обеспечивается при $R_2 \geq 100R_1$.

Условиями работоспособности схемы (см. рис. 18) являются: идентич-

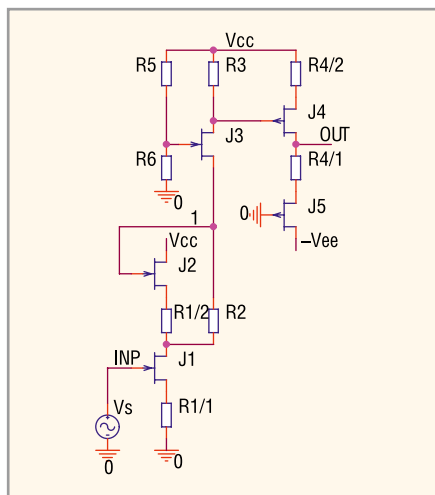


Рис. 17. Источник напряжения, управляемый напряжением положительной полярности [8]

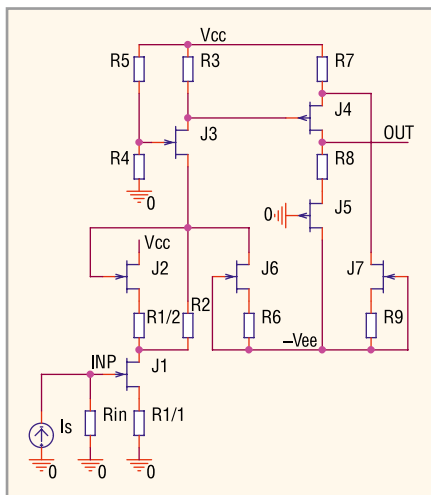


Рис. 18. Источник напряжения, управляемый биполярным входным током [8]

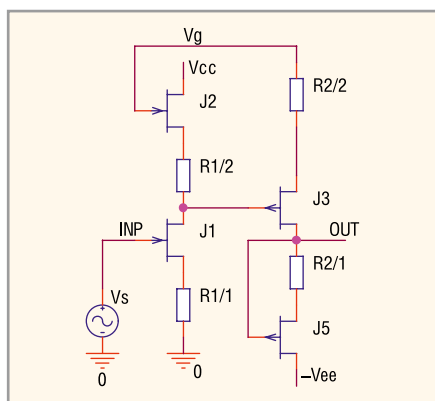


Рис. 19. Источник вытекающего тока, управляемый напряжением [8]

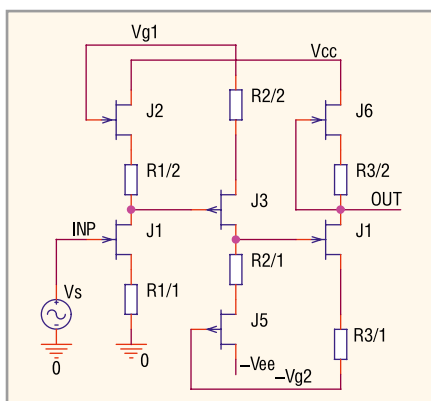


Рис. 20. Источник втекающего тока, управляемый напряжением [8]

ность параметров J_1 и J_2 , J_4 и J_5 , $R_{1/1} = R_{1/2}$ и выполнение условия [8]

$$\frac{R_9}{R_6} = \frac{R_7}{R_3} \quad (6)$$

При выполнении условия (6) коэффициент преобразования входного тока I_{IN} в выходное напряжение будет равен

$$\frac{V_{OUT}}{I_{IN}} = R_{IN} \frac{R_3}{R_2} \quad (7)$$

а при удалении резистора R_{IN} коэффициент усиления напряжения составит

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_3}{R_2} \quad (8)$$

Усилительные схемы ОТА широко применяются при синтезе различных типов фильтров. К ним предъявляются следующие основные требования:

- бесконечно большой входной импеданс;
- бесконечно большой выходной импеданс;
- постоянный коэффициент преобразования входного напряжения в выходной ток в широком диапазоне сигналов;
- бесконечно малый входной ток;

- бесконечно малое выходное напряжение при отсутствии входного токового сигнала, т.е. малый входной ток смещения (аналог напряжения смещения ОУ);
- температурная и временная стабильность коэффициента преобразования.

На рисунках 19 и 20 показаны источники тока, управляемые напряжением (ИТУН), которые отличаются от ОТА, в основном, тем, что имеют один вход, на который поступает напряжение относительно шины нулевого потенциала – «земли», в то время как входным сигналом ОТА является напряжение между двумя входами.

Для схемы на рисунке 19 коэффициент преобразования составляет [8]:

$$I_{OUT} \approx \frac{V_{IN}}{R_2} \quad (9)$$

а для схемы на рисунке 20:

$$I_{OUT} \approx -\frac{V_{IN}}{R_3} \quad (10)$$

Сравним источники напряжения, управляемые током (см. рис. 19 и 20) с идеальным ОТА.

1. Входным импедансом схем является сопротивление обратно смещённых p-n-переходов, которое определяется размерами ПТП и может быть сделано очень малым, если не предъявляются повышенные требования к крутизне «головного» транзистора.
2. Выходной импеданс источников – выходной импеданс двух параллельно соединённых ПТП. Для увеличения выходного импеданса целесообразно применять каскодное соединение ПТП.
3. Диапазон входных сигналов определяется, главным образом, напряжением отсечки применяемых ПТП и составляет от ± 1 до ± 6 В. Диапазон выходных токовых сигналов определяется сопротивлением преобразующего резистора R_{CONV} . В идеальном случае

$$I_{OUT} \approx \pm \frac{V_{IN}}{R_{CONV}} \quad (11)$$

В реальном случае на коэффициент преобразования влияет крутизна ПТП:

$$I_{OUT} = \pm \frac{V_{IN}}{R_{CONV} + \frac{1}{g_M}} \quad (12)$$

Для обеспечения высокой линейности преобразования, т.е. независимости коэффициента преобразования от уровня входного (выходного) сигналов, необходимо, чтобы $R_{CONV} \gg 1/g_M$.

4. Входным током источников напряжения является ток обратного смещённого p-n-перехода, который обычно удваивается при увеличении температуры на 10°C и поэтому крайне мал при криогенных температурах.
5. Из-за технологического разброса параметров ПТП, для уменьшения входного тока смещения необходимо применять подстройку сопротивлений резисторов выходного каскада.
6. Температурная стабильность может быть обеспечена работой всех ПТП при одинаковой температуре и оптимальном токе стока.

Выводы

Низкотемпературные ИС находят применение в разных областях: космической аппаратуре, ядерной электронике, научном приборостроении, криогенных измерительных и медицинских приборах, приборах для исследований Арктики и Антарктики.

Одним из важнейших направлений низкотемпературной электроники является создание малощумящих аналоговых ИС для обработки импульсных сигналов датчиков с использова-

нием в качестве «головного» элемента кремниевого полевого транзистора с р-п-переходом, обеспечивающего наименьший уровень шума.

Функционально завершённый канал аналоговой обработки импульсных сигналов датчиков содержит малошумящий усилитель, включённый по схеме зарядочувствительного или трансимпедансного усилителя, и полосовой фильтр.

В наиболее распространённом канале обработки сигналов датчиков «головной» транзистор малошумящего усилителя, элементы его цепи отрицательной обратной связи и датчик находятся при криогенной температуре, а остальные элементы – при комнатной. Такие усилители с охлаждаемым «головным» транзистором обычно реализуют в виде «перегнутого» каскода, обобщённая схема которого приведена в статье.

При необходимости размещения всех элементов канала, а не только «головного» транзистора, при низкой температуре, например в космической аппаратуре, синтез малошумящего усилителя и аналоговых каскадов общего применения осуществляют чаще всего на одном типе активного элемента –

полевым транзисторе с р-п-переходом и каналом р- и/или п-типа.

В статье приведены и проанализированы схемотехнические решения, направленные на улучшение параметров усилителей, выполненных на полевых транзисторах с р-п-переходом: каскодное включение транзисторов, активная нагрузка в виде различного соединения полевых транзисторов, следящие обратные связи, истоковые повторители с увеличенной нагрузочной способностью.

Рассмотренные схемы и сформулированные рекомендации по выбору типа активных элементов и режима их работы могут быть использованы при разработке малошумящих усилителей для криогенных температур.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Ardelean J.* On the Noise Behaviour of DMILL Charge and Current-Sensitive Preamplifier Architectures. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Vol. A406. 1998. P. 127–138.
2. *Ardelean J.* Preamplifiers for Room Temperature and Cryogenic Calorimetry Applications Based on DMILL Technology. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Vol. A376. 1996. P. 217–224.

3. *Radeka V.* Monolithic Preamplifier Employing Epitaxial N-Channel JFETS. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Vol. A326. 1993. P. 77–81.
4. *Radeka V.* Monolithic Junction Field-Effect Transistor Charge Preamplifier for Calorimetry at High Luminosity Hadron Colliders. IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. NS-40. No 5. 1993. P. 1321–1324.
5. *Radeka V.* JFET Monolithic Preamplifier with Outstanding Noise Behaviour and Radiation Hardness Characteristics. IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. 40. 1993. P. 744–749.
6. *Manfredi P.F.* JFET-Based Monolithic Preamplifiers for Spectrometry Applications. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. Vol. A380. 1996. P. 308–311.
7. *Manfredi P.F.* Monolithic JFET Preamplifier with Nonresistive Charge Reset. IEEE Transactions on Nuclear Science. Vol. 45. 1998. P. 2257–2260.
8. *Black G.G.A.* A JFET Circuit for Instrumentation Applications. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 22. 1973. P. 2–8.
9. *Forssell F.* A Simple Class A JFET Operational Amplifier. www.forsselltech.com/media/attachments/JFET_Opamp.PDF. ©

PROCHIP

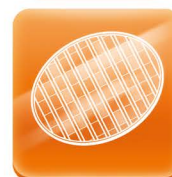
POWERED BY PROSOFT

Активный компонент вашего бизнеса

- + Различные решения по подбору элементной базы
- + Осуществление поставок комплектующих для серийного производства и новых разработок
- + Поддержка склада
- + Оказание технической и информационной поддержки



+7 (495) 232-2522
INFO@PROCHIP.RU
WWW.PROCHIP.RU



Реклама

BULGIN

Grayhill

HARTING
Pushing Performance

SHARP

anadigm

International
IOR Rectifier

MPS
Monolithic Power Systems

SEMILEDS

RFHIC
www.rfhic.com

CREE

LUMINEO
POWERED BY SIBERCO
Primary System for Power LED Lighting

AUO

XP Power

MICROMETALS

APSENERG

RAYSTAR
OLED Display Provider

PHILIPS
LUMILEDS