

Создание низкотемпературных аналоговых ИС для обработки импульсных сигналов датчиков

Часть 2

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

В статье представлен анализ аналоговой обработки импульсных сигналов ёмкостных датчиков, на основании которого сформулированы требования к элементам цепи отрицательной обратной связи зарядочувствительных усилителей. Рассмотрены малошумящие усилители с охлаждаемым «головным» транзистором и схемотехнические решения каскадов, направленные на увеличение усиления.

Особенности аналоговой обработки импульсных сигналов ёмкостных датчиков

При схемотехническом моделировании датчик с высоким внутренним сопротивлением можно представить в виде параллельного соединения источника импульсного тока и конденсатора с ёмкостью от единиц пикофард до единиц нанофард. Обычно датчик соединяется с каналом (см. рис. 1), который преобразует входной импульс тока в выходное напряжение с длительностью, достаточной для обработки последующими каскадами [1]. При коротких сигналах датчиков чаще всего применяются зарядочувствительные усилители (ЗЧУ). Если импульс тока датчика имеет протяжённую плоскую вершину, которую необходимо зарегистрировать, то используются трансимпедансные усилители (ТИУ), которые обладают малым входным сопротивлением и благодаря этому применя-

ются при работе с датчиками с большой ёмкостью и/или с высокой частотой импульсов.

В идеальном случае ЗЧУ должен сформировать из короткого токового сигнала, который можно аппроксимировать δ -функцией, выходное ступенчатое напряжение. Чаще всего эту операцию выполняет инвертирующий усилитель с большим коэффициентом усиления и одним доминирующим полюсом, охваченный отрицательной обратной связью (ОС) с помощью конденсатора C_F . Конденсатор C_F заряжается постоянной составляющей входного тока I_{INPDC} , возникающей вследствие наложения импульсов тока, наличия входного тока усилителя DA1 и тока утечки датчика, что приводит к изменению уровня выходного напряжения и уменьшению динамического диапазона, а в предельном случае – к потере работоспособности выходного каскада усилителя DA1. Для устранения влияния постоянной составляющей I_{INPDC} на динамический

диапазон ЗЧУ параллельно конденсатору C_F подключается высокоомный резистор R_F , который осуществляет ОС по постоянному току и, таким образом, устанавливает рабочий режим элементов усилителя DA1:

$$V_{OUTDC} = V_{INPDC} + I_{INPDC}R_F, \quad (1)$$

где V_{OUTDC} , V_{INPDC} – выходное и входное напряжения ЗЧУ по постоянному току.

Отметим, что аналогичную структуру может иметь ТИУ, в котором резистор R_F преобразует входной импульс тока в выходное напряжение, а конденсатор C_F обеспечивает устойчивую работу усилителя с ОС. Различие заключается в соотношении активной и реактивной составляющих комплексной проводимости цепи ОС, поскольку в ЗЧУ преобладает ёмкостная составляющая проводимости, а в ТИУ – резистивная.

Любой токовый сигнал I_{INP} , поступающий на вход ЗЧУ (DA1, R_F , C_F , см. рис. 1), вызывает падение напряжения $V_{INP} = I_{INP}Z_{EQ}$ на эквивалентном входном импедансе Z_{EQ} , который образуется параллельным соединением динамического импеданса обратной связи $Z_F/(1+K_V)$ и суммарного импеданса всех параллельных цепей $Z_{\Sigma INP}$, соединённых с входом:

$$Z_{EQ} = \left(\frac{1}{Z_{\Sigma INP}} + \frac{1+K_V}{Z_F} \right)^{-1}, \quad (2)$$

где K_V – значение коэффициента усиления DA1 при разомкнутой цепи ОС, Z_F , $Z_{\Sigma INP}$ – импеданс ОС и суммарный импеданс всех параллельных цепей, соединённых с входом усилителя DA1 (узел INP, см. рис. 1).

Увеличение входной проводимости обусловлено тем, что каждому изменению входного потенциала схемы соответствует в K_V раз большее изменение потенциала противоположного знака на другом выводе Z_F , а ток, протекающий через импеданс обратной связи, в $(1+K_V)$ раз больше, чем в случае заземлённого вывода Z_F (так называемый эффект Миллера). Так как выход-

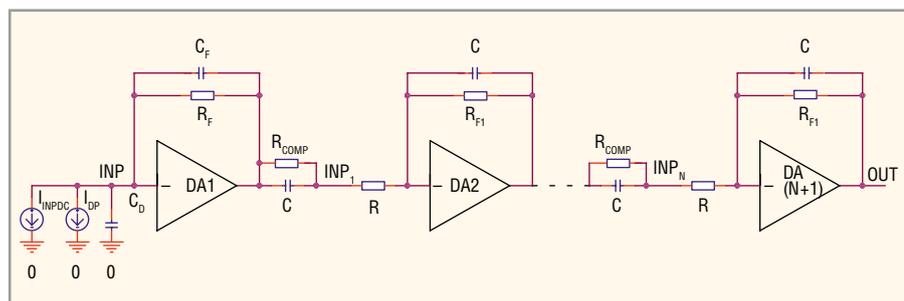


Рис. 1. Типовой канал аналоговой обработки сигнала датчика:

C_D – ёмкость датчика; I_{DP} – импульсный ток датчика; I_{INPDC} – постоянная составляющая суммарного тока, протекающего через входной узел INP; DA1, R_F , C_F – ЗЧУ или ТИУ; DA2 – DA_{N+1}, R, R_{F1} , C – «формирователь»; INP₁ – INP_N – входы интеграторов

ное напряжение V_{OUT} усилителя DA1 в K_V раз больше входного, то для коэффициента передачи с замкнутой ОС справедливо выражение:

$$K_F = \frac{V_{OUT}}{I_{INP}} = K_V Z_{EQ} = - \frac{Z_F}{1 + \frac{\left(1 + \frac{Z_F}{Z_{\Sigma INP}}\right)}{K_V}}, \quad (3)$$

где K_F – значение коэффициента передачи усилителя DA1 при замкнутой цепи ОС, а знак «-» обусловлен тем, что входное и выходное напряжения находятся в противофазе.

В случае с ЗЧУ пренебрегают активной составляющей эквивалентной входной проводимости по сравнению с реактивной. Тогда для коэффициента передачи (коэффициента преобразования входного заряда в выходное напряжение K_{QV}), без учёта влияния АЧХ усилителя DA1, то есть в предположении, что коэффициент усиления K_V сохраняет постоянное значение в спектре частот входного сигнала, справедливо соотношение:

$$K_{QV} \approx - \frac{1}{C_F} \frac{1}{1 + \frac{\left(1 + \frac{C_D + C_{INP}}{C_F}\right)}{K_V}}, \quad (4)$$

где C_D , C_{INP} – ёмкость датчика и входная ёмкость инвертирующего усилителя DA1, соответственно.

Выражение (4) можно пояснить следующим образом. Токковый сигнал датчика, аппроксимируемый δ -функцией, накапливается на суммарной динамической ёмкости обратной связи $C_F(1 + K_V)$, датчика C_D и входной ёмкости усилителя C_{INP} и преобразуется в импульс входного напряжения, который усиливается в K_V раз с помощью усилителя DA1. При этом форма выходного напряжения ЗЧУ имеет экспоненциальный спад с постоянной времени $t_F = C_F R_F$, а постоянная времени фронта нарастания t_R определяется доминирующей постоянной времени t_{AMPL} усилителя DA1 и параметрами элементов ОС:

$$\tau_R = \frac{t_{AMPL}}{1 + K_V \frac{C_F}{C_D + C_{INP}}}. \quad (5)$$

Из выражения (4) следует, что для обеспечения постоянного коэффициента преобразования $K_{QV} \approx -1/C_F$ при разных значениях ёмкостей датчиков необходимо выполнение условия

$$K_V \gg \left(1 + \frac{C_D + C_{INP}}{C_F}\right). \quad (6)$$

Обычно для уменьшения уровня шумов выход ЗЧУ соединяется с полосовым фильтром, который приводит к появлению на выходе аналогового канала (OUT, см. рис. 1) импульса специальной формы. Поэтому такой фильтр часто называют «формирователем».

Схемотехническую структуру интегрального фильтра выбирают с учётом реальной формы сигнала, возможности реализации фильтра в полупроводниковом исполнении и минимизации потребляемой мощности при обеспечении необходимого быстродействия. С учётом этих факторов, а также для дополнительного усиления сигнала, в интегральном исполнении предпочтительно изготовление резистивно-ёмкостных CR^M – RC^N -активных полосовых фильтров (DA2 – DA $_{N+1}$, R, R $_{F1}$, C, см. рис. 1), которые состоят из последовательного соединения M-дифференцирующих и N-интегрирующих цепей [1].

Шумовые свойства ЗЧУ характеризует эквивалентный шумовой заряд (ENC, Equivalent Noise Charge), вызывающий на выходе канала сигнал, равный среднеквадратическому значению шумов. При аналитических оценках уровня шумов канала, содержащего ЗЧУ и фильтр, обычно полагают, что преобладающий вклад вносит «головной» транзистор ЗЧУ. Для полевого транзистора с p–n-переходом (ПТП), включённого по схеме с общим истоком, без учёта влияния фликкер-шума, справедливо соотношение [1]:

$$ENC_J^2 = ENC_{PJ}^2 + ENC_{SJ}^2 = \alpha_{S2} T_M q \left(\frac{2kT}{qR_F} + I_{INPDC} \right) + \frac{4}{3} \frac{\alpha_{S1}}{T_M} kTC_{\Sigma INPJ}^2 \frac{1}{g_M} \quad (7)$$

$$C_{\Sigma INPJ} = C_D + C_F + C_{SG} + C_{DG} + C_{STR} \quad (8)$$

где J указывает на принадлежность параметров к ПТП, ENC_{PJ} , ENC_{SJ} – эквивалентный шумовой заряд, обусловленный параллельной и последовательной составляющей шумов, α_{S1} , α_{S2} – коэффициенты формы выходного импульса, T_M – момент времени, соответствующий максимуму (пику) импульсной характеристики, C_{SG} , C_{DG} – ёмкости обратно смещённых p–n-переходов исток-затвор и сток-затвор, C_{STR} – паразитная

SCHAEFER

**НАДЁЖНЫЕ СИСТЕМЫ
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ЭНЕРГИИ**

Импульсные источники питания

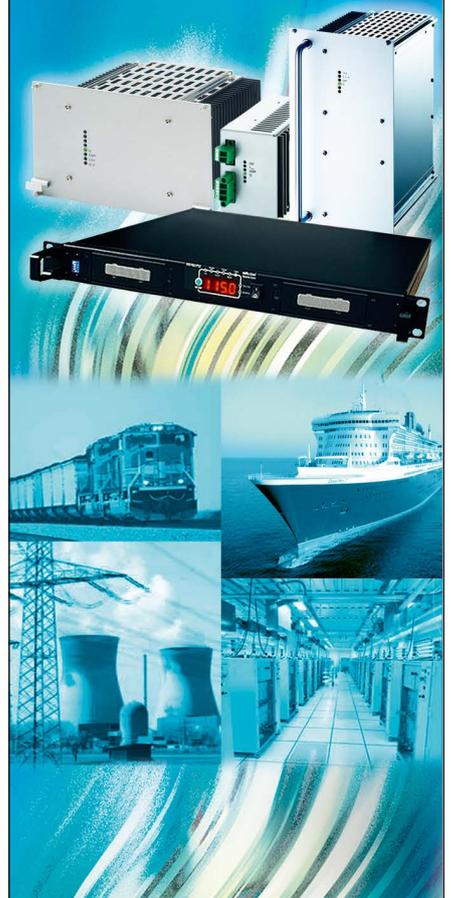
- Преобразователи DC/DC
- Источники питания AC/DC
- Устройства управления зарядом батарей

Импульсные инверторы

- Инверторы DC/AC
- AC/AC-преобразователи

Области применения

- Промышленная автоматизация
- Атомные электростанции
- Железнодорожный транспорт



**ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР
ПРОДУКЦИИ SCHAEFER**

PROSOFT®



Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640
E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

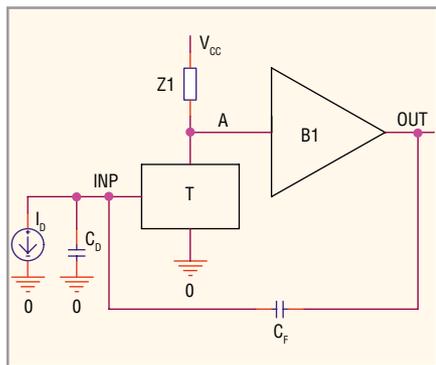


Рис. 2. Упрощённая схема малошумящего усилителя

ёмкость, соединённая с входом ЗЧУ, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, q – заряд электрона, g_m – крутизна ПТП.

Анализ соотношений (7) и (8) показывает, что уровень шумов можно уменьшить следующим образом.

1. При увеличении крутизны ПТП путём увеличения отношения ширины затвора к длине W/L одновременно увеличивается ёмкость C_{SG} , и поэтому существует локальный минимум ENC_{SJ} (второго слагаемого в выражении (7)), имеющий место при выполнении условия так называемого «ёмкостного согласования головного ПТП и датчика»:

$$C_D + C_F + C_{STR} + C_{DG} = C_{SG}. \quad (9)$$

2. Увеличение сопротивления резистора R_F и уменьшение постоянного входного тока способствуют уменьшению ENC_{PJ} . Кроме того, при этом возможно значительное увеличение времени пика T_M для уменьшения ENC_{SJ} . Однако при выборе параметров R_F , I_{INPDC} и T_M целесообразно учитывать следующие факторы: высокоомные резисторы обладают паразитной ёмкостью, которая вызывает изменение формы выходного импульсного сигнала, а большие значения времени пика T_M могут привести к появлению «микрофонного» эффекта.

3. Увеличение крутизны ПТП повышением тока стока I_D приводит к слабому уменьшению последовательной составляющей шумового заряда, поскольку

$$ENC_{SJ}^2 = \frac{4}{3} \frac{\alpha_{S1}}{T_M} kTC_{SINPJ}^2 \frac{1}{g_{MMAX}} \sqrt{\frac{I_{SDMAX}}{I_D}}, \quad (10)$$

где g_{MMAX} – максимальная крутизна ПТП при максимальном токе стока I_{SDMAX} при $V_{GS} = 0$, $V_{SD} \geq V_{TH}$, V_{GS} , V_{SD} , V_{TH} – напряжение затвор-исток, сток-исток и отсечки ПТП, соответственно, I_D – ток сто-

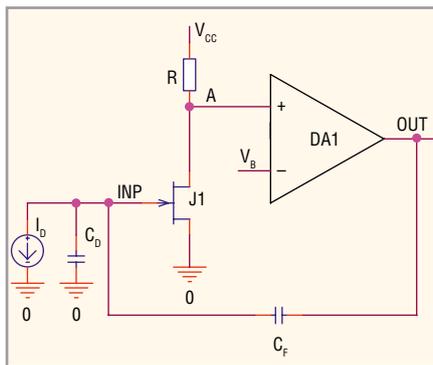


Рис. 3. Упрощённая схема малошумящего усилителя с дополнительным ОУ

ка. При этом существенно возрастает потребляемая мощность.

УСИЛИТЕЛИ С ОХЛАЖДАЕМЫМ «ГОЛОВНЫМ» ТРАНЗИСТОРОМ

Наиболее распространённым видом криогенных аналоговых микросхем для датчиков является малошумящий усилитель с охлаждаемым «головным» элементом, упрощённая схема которого показана на рисунке 2 [2]. Он содержит преобразователь напряжение-ток (T) на биполярном или полевом транзисторе, нагрузку ($Z1$) и буферный каскад ($B1$). Каскад T преобразует входное напряжение малой величины в ток, который, протекая по нагрузке $Z1$, создаёт на ней большое падение напряжения. Буферный каскад $B1$ (чаще всего, повторитель напряжения) обеспечивает работу усилителя с внешней нагрузкой и управляет цепью ОС (конденсатором C_F).

Коэффициент усиления напряжения на низкой частоте при разомкнутой цепи ОС определяется произведением крутизны «головного» элемента на суммарное сопротивление всех параллельных цепей, соединённых с высокоимпедансным узлом (A на рис. 2). Поэтому при проектировании усилителя необходимо максимально увеличивать крутизну «головного» элемента, сопротивление нагрузки $Z1$, а также обеспечивать высокое входное сопротивление буферного каскада.

Для усилителей, работающих с высокоимпедансным источником входного сигнала, в качестве «головного» элемента обычно используют малошумящий ПТП. При этом максимальный коэффициент усиления напряжения K_{MAX} в предположении бесконечно большого $Z1$ и с учётом $g_{SD} \approx \lambda I_D$, составит [1]:

$$K_{MAX} = -\frac{g_m}{g_{SD}} \approx -\frac{2}{\lambda} \sqrt{\frac{BETA}{I_D}}, \quad (11)$$

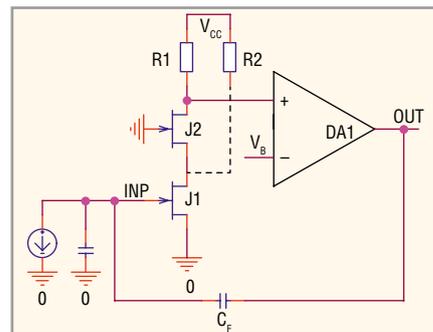


Рис. 4. Упрощённая схема малошумящего усилителя с «головным» транзистором в касковом включении

где g_{SD} – малосигнальная выходная проводимость ПТП, λ – коэффициент модуляции длины канала напряжением V_{SD} , $BETA$ – коэффициент пропорциональности (удельная крутизна).

При максимальном токе стока ПТП, обеспечивающем максимальную крутизну, K_{MAX} уменьшится до величины, определяемой выражением:

$$K_{MAX} \approx -\frac{2}{\lambda V_{TH}}. \quad (12)$$

В современных ПТП для увеличения крутизны уменьшают длину канала, но при этом возрастает коэффициент l и уменьшается усиление. Например, для DMILL p-ПТП $K_{MAX} = 20$ [3].

Для увеличения коэффициента усиления с разомкнутой ОС обычно применяют следующие схемотехнические решения.

1. Добавляют усилительный каскад (см. рис. 3). Однако при этом усложняется частотная коррекция, так как необходимо обеспечить большой разнос по частоте для трёх полюсов: дополнительного усилителя ($DA1$ на рис. 3), высокоимпедансного узла (A на рис. 3) и входа INP , на частоту полюса которого влияет ёмкость p–n-перехода затвор-сток C_{GD} , усиленная в $(1+K)$ раз благодаря эффекту Миллера, где K – коэффициент усиления входного напряжения на стоке $J1$.

2. Касковное включение «головного» транзистора с дополнительным токозадающим резистором ($R2$, см. рис. 4). В таком включении один из транзисторов с высоким выходным сопротивлением соединён со вторым транзистором, имеющим низкое входное и высокое выходное сопротивления. Например, касковыми являются соединения типа общий эмиттер (ОЭ) и общая база (ОБ), ОЭ и общий затвор (ОЗ), общий исток (ОИ) и ОБ, ОИ и ОЗ (см. рис. 4). Каскоды обладают рядом преимуществ, а имен-

но: стабилизация потенциала на стоке «головного» транзистора J1 нейтрализует эффект Миллера и динамическую входную ёмкость C_{INP} усилителя. Каскодное соединение также уменьшает мало-сигнальную выходную проводимость J2, что позволяет увеличить усиление. На рисунке 5 показан фрагмент выходной вольтамперной характеристики (ВАХ) в схеме с общим истоком обычного и каскодного р-ПТП АБМК-1.3 [4], из которого следует, что каскодное соединение уменьшило выходную проводимость более чем в 80 раз. Дополнительный резистор R2 обеспечивает большой ток стока J1 для увеличения его крутизны и уменьшения шумов и малый ток стока J2 для уменьшения его g_{SD} и повышения усиления напряжения в высокоимпедансном узле.

3. В качестве нагрузки Z1 используют выходное малосигнальное сопротивление биполярных транзисторов (БТ) и ПТП и, что предпочтительнее, каскодных соединений БТ и ПТП. На рисунке 6 приведены схемы включения р-ПТП в качестве резисторов, а рисунки 7 и 8 иллюстрируют их статические и частотные характеристики.

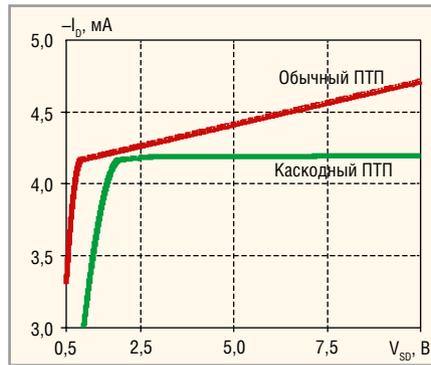


Рис. 5. Фрагмент выходной ВАХ в схеме с общим истоком обычного и каскодного р-ПТП АБМК-1.3

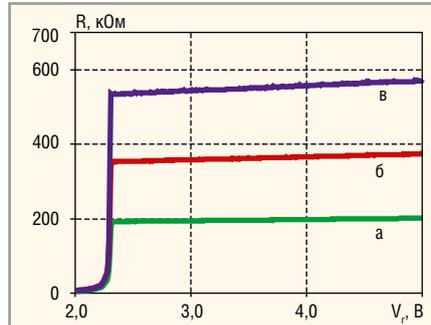


Рис. 7. Зависимость сопротивления резисторов от падения напряжения на них (V_D) при $R_{S1} = R_{S2} = R_{S3} = 1 \text{ кОм}$. Обозначения графиков (а, б, в) соответствуют схемам включения на рисунке 6

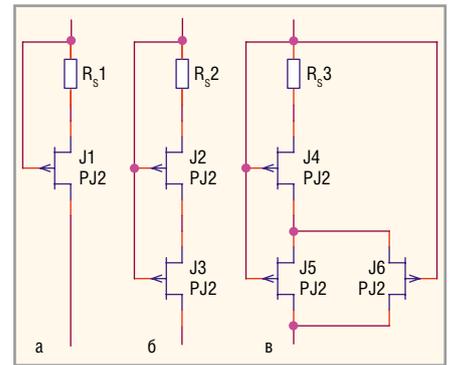


Рис. 6. Схемы включения р-ПТП в качестве высокоомного резистора

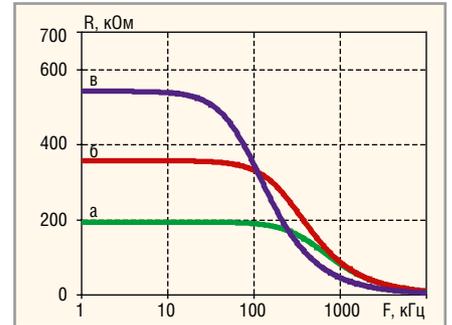


Рис. 8. АЧХ резисторов при $R_{S1} = R_{S2} = R_{S3} = 1 \text{ кОм}$, $V_D = 3 \text{ В}$. Обозначения графиков (а, б, в) соответствуют схемам включения на рисунке 6



МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ СВЕТОДИОДНЫХ ДРАЙВЕРОВ



MP4001 без гальванической развязки, внешний силовой ключ
MP4034 для драйверов с гальванической развязкой, встроенный силовой ключ 700 В

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ MPS



Активный компонент вашего бизнеса

ТЕЛ.: (495) 232-2522 / ФАКС: (495) 234-0640 / INFO@PROCHIP.RU / WWW.PROCHIP.RU



Реклама

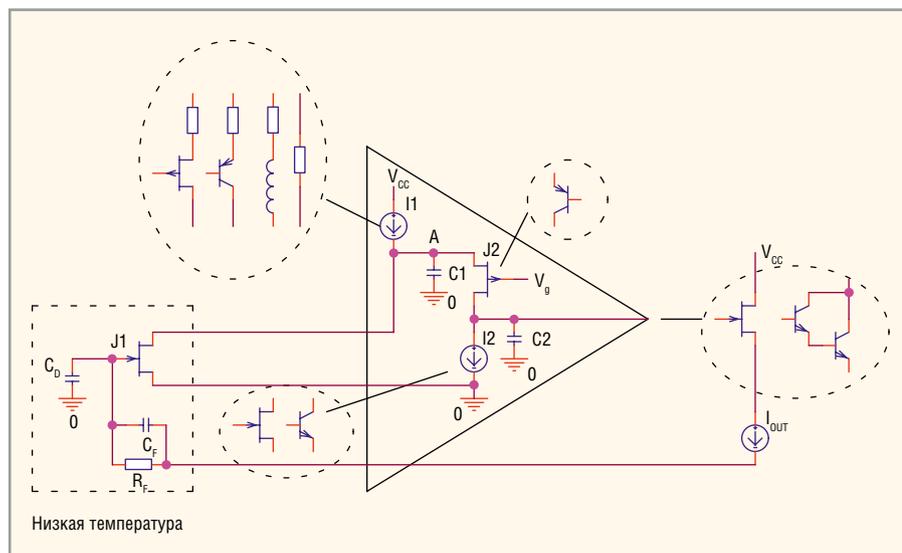


Рис. 9. Типовая схема ЗЧУ (ТИУ) с охлаждаемым «головным» ПТП

4. Следящие ОС для увеличения импеданса Z1.

5. Каскодное включение элементарных транзисторов (см. рис. 9), так называемый «перегнутый» каскод (Folded Cascode), совместно с активной нагрузкой часто обеспечивает усиление, достаточное для выполнения условия выражения (6), что упрощает частотную коррекцию и расширяет полосу пропускания. Кроме того, «перегнутые» каскоды осуществляют сдвиг уровня постоянного напряжения для увеличения динамического диапазона.

Как видно из рисунка 9, только «головной» транзистор J1, элементы обратной связи R_f , C_f и датчик C_D находятся при низкой температуре, а остальные элементы – при комнатной. При использовании в качестве «головного» элемента n-ПТП, каскодным транзистором может быть как p-ПТП J2, так и биполярный p–n–p-транзистор, а активной нагрузкой I2 – n-ПТП или биполярный n–p–n-транзистор. Режим работы J1 задаёт источник тока I1, который может быть и активным, и пассивным. Буферный каскад желательно сформировать в виде истокового повторителя на ПТП.

В соответствии со схемой, показанной на рисунке 9, создан и испытан ряд микросхем с охлаждаемым «головным» транзистором [5–8], причём основное внимание при их разработке было сосредоточено на решении проблем, актуальных для любых ЗЧУ:

- на выборе режима работы и размеров «головного» ПТП для минимизации потребляемой мощности и шумов при работе с конкретным датчи-

ком, в том числе за счёт «ёмкостного согласования» ЗЧУ и датчика [9–11];

- на оптимизации схемотехнической структуры [12–15];
- на использовании активных и пассивных элементов в цепи ОС для восстановления начального уровня выходного напряжения ЗЧУ после регистрации входного сигнала [12,15–17].

Окончание следует.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Абрамов И.И., Дворников О.В.* Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. Минск. 2006.
2. *Fabris L., Madden N.W., Yaver H.* A Fast, Compact Solution for Low Noise Charge Pre-amplifiers. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1999. Vol. A424. Pp. 545–551.
3. *Ardelean J., Hrisobo A., Truong K., Manfredi P.F., Speziali V., Svetlo F., Citterio M.* Pre-amplifiers for Room Temperature and Cryogenic Calorimetry Applications Based on DMILL Technology. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1996. Vol. A376. Pp. 217–224.
4. *Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутинский С.Г.* Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем. Шахты. ФГБОУ ВПО «ЮРПУЭС». 2011.
5. *Pullia A., Zocca F., Riboldi S., Budjas D., D'Andragora A.* A Cryogenic Low-Noise JFET-CMOS Pre-amplifier for the HPGe Detectors of GERDA. IEEE Nuclear Science Symposium Conference Record. 2008. NSS'08. Pp. 2056–2060.
6. *Pullia A., Zocca F., Oberlack U., Olsen S., Sbagin P.* A Cold Low Noise Pre-amplifier for Use in Liquid Xenon. IEEE Nuclear Science

Symposium Conference Record. 2007. NSS'07. Vol. 1. Pp. 424–428.

7. *Yvon D., Cummings A., Stockwell W., Barnes P.D., Stanton C., Sadoulet B., Shutt T., Stubbs C.W.* Low Noise Voltage and Charge Pre-amplifiers for Phonon and Ionization Detectors at Very Low Temperature. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1996. Vol. A368. Pp. 778–788.
8. *Дворников О., Чеховский В., Дятлов В., Прокопенко Н.* Модуль на малошумящих полевых транзисторах для обработки сигналов лавинных фотодиодов. Современная электроника. 2014. №7. С. 2–4.
9. *Radeka V., Rescia S., Manfredi P.F., Re V., Speziali V.* Monolithic Pre-amplifier Employing Epitaxial N-Channel JFETS. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1993. Vol. A326. Pp. 77–81.
10. *Radeka V., Rescia S., Rebn L.A., Manfredi P.F., Speziali V.* Monolithic Junction Field-Effect Transistor Charge Pre-amplifier for Calorimetry at High Luminosity Hadron Colliders. IEEE Transactions on Nuclear Science. 1993. Vol. NS-40. №5. Pp. 1321–1324.
11. *Manfredi P.F., Re V., Speziali V.* JFET-Based Monolithic Pre-amplifiers for Spectrometry Applications. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 1996. Vol. A380. Pp. 308–311.
12. *Pichler B.J., Pimpl W., Buttler W., Kotoulas L., Boning G., Rafecas M., Lorenz E., Ziegler S.I.* Integrated Low-Noise Low-Power Fast Charge-Sensitive Pre-amplifier for Avalanche Photodiodes in JFET-CMOS Technology. IEEE Transactions on Nuclear Science. 2001. Vol. NS-48. №6. Pp. 2370–2374.
13. *Yu B., Zojceski Z., Harder J.A., Hrisobo A., Radeka V., Smith G.C.* Front-End Electronics for High Rate, Position Sensitive Neutron Detectors. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 2002. Vol. A485. Pp. 645–652.
14. *Дворников О.В., Просандеев Д.Е., Володкевич А.А.* Способ включения полевого транзистора с управляющим p–n-переходом. Патент N2046455 (РФ). Заявл. 03.04.92. Опубл. 20.10.95.
15. *Дворников О.В.* Проблемы проектирования аналоговых устройств с входными полевыми транзисторами. Компоненты и технологии. 2005. №8. С. 184–189.
16. *Manfredi P.F., Re V., Speziali V.* Monolithic JFET Pre-amplifier with Nonresistive Charge Reset. IEEE Transactions on Nuclear Science. 1998. Vol. 45. Pp. 2257–2260.
17. *Guazzoni C., Sampietro M., Fazzi A.* Detector Embedded Device for Continuous Reset of Charge Amplifiers: Choice Between Bipolar and MOS Transistor. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research. 2000. Vol. A443. Pp. 447–450.



Новости мира News of the World Новости мира

Инновационные решения в области осциллографии на пресс-конференции Tektronix

9 апреля 2015 года в Москве состоялась пресс-конференция Tektronix, на которой компания представила своё новое революционное решение в области осциллографии. Ведущий производитель контрольно-измерительного оборудования объявил о выпуске производимого осциллографа DPO70000SX AT1 с полосой пропускания 70 ГГц, обладающего самым малым уровнем собственных шумов и самым большим эффективным разрешением среди имеющихся на рынке сверхширокополосных осциллографов реального времени. Новый осциллограф содержит целый ряд инновационных решений, позволяющих удовлетворять не только текущие, но и будущие потребности инженеров и учёных, занятых разработкой высокоскоростных когерентных оптических систем или ведущих передовые исследования.



Также компания пополнила линейку генераторов сигналов новым векторным генератором TSG4100A и генератором сигналов произвольной формы AFG1022.

TSG4100A представляет собой векторный генератор сигналов, предлагаемый по цене доступных базовых моделей. Новый генератор РЧ-сигналов дополняет другие ведущие радиочастотные контрольно-измерительные решения среднего класса компании Tektronix, такие как USB-анализатор спектра RSA306 и комбинированные осциллографы MDO4000B и MDO3000.

Генератор сигналов произвольной формы и стандартных функций начального уровня AFG1022 с лучшими в своём классе характеристиками и функциональностью поддерживает широкий диапазон приложений. Генератор AFG1022 полностью поддерживается новым решением для беспроводного управления лабораторными приборами TekSmartLab™, которое также было представлено в ходе пресс-конференции.

TekSmartLab™ является решением для управления лабораторными приборами, которое позволяет быстро их настраивать

и эффективно управлять занятиями в учебных лабораториях вузов. Новое решение TekSmartLab™ поддерживает управление 400 приборами (100 измерительных стендов) на одной платформе.

www.tektronix.ru

Приложение MultiScope от Keysight для тестирования устройств, содержащих до 40 высокоскоростных последовательных каналов

Компания Keysight Technologies представила приложение N8834A MultiScope, которое позволяет объединять несколько осциллографов реального времени для выполнения коррелированного захвата сигналов по 40 аналоговым каналам. Разработчики систем с высокоскоростными последовательными каналами, таких как оптические сети, антенные системы MIMO (несколько входов и выходов), системы питания, память DDR и последовательные шины, могут повысить эффективность своей работы с минимальными затратами, выполняя одновременные измерения по нескольким каналам.



Приложение представляет данные на управляющем ПК с установленным ПО автономного анализа N8900A Infiniium. Инженер может последовательно включить один ведущий осциллограф и до девяти ведомых через кабели и разветвители. Компьютер управляет осциллографами по сети с помощью LAN-интерфейса или через порт USB. Если же инженеру понадобится не более четырёх каналов, он может разделить осциллографы и использовать их независимо. Приложение N8834A MultiScope поддерживает совместную работу осциллографов одной серии или осциллографов семейства Infiniium, принадлежащих разным сериям. Оно предлагает методы автоматической калибровки, которые позволяют согласовать между собой каналы нескольких приборов. Например, точная калибровка осциллографов серии 90000-Q и серии Z позволяет достичь вносимый джиттер между осциллографами 150 фс.

«Простота и точность измерений, выполняемых приложением Keysight MultiScope, позволила нам провести уникальные эксперименты с оптическими системами передачи данных,

одновременно наблюдая до четырёх каналов на двух осциллографах реального времени с частотой дискретизации 80 Гвыб/с», – отметил представитель подразделения промышленных исследований компании Alcatel-Lucent С. Чандрасехар (S. Chandrasekhar).

«Приложение MultiScope удовлетворяет растущую потребность в многоканальном тестировании в самых передовых технологиях, – сказал вице-президент и генеральный менеджер подразделения осциллографов и анализа протоколов компании Keysight Дэйв Киприани (Dave Cipriani). – Новая архитектура MultiScope компании Keysight означает, что пользователи осциллографа Infiniium могут измерять сигналы до 40 каналов, не покупая нового оборудования, что является самым доступным способом тестирования высокоскоростных многоканальных систем».

Приложение N8834A MultiScope поддерживается программным обеспечением анализа N8900A Infiniium, установленным на компьютере, что позволяет инженерам наблюдать живые сигналы. Инженеры могут использовать ПО анализа N8900A Infiniium для сохранения настроек и сигналов для автономного анализа на ПК. Вместо применения нескольких отдельных осциллографов и выполнения трудоёмких измерений инженеры могут для автономного анализа результатов измерений и более глубокого понимания происходящих процессов использовать установленное на ПК приложение MultiScope с ПО N8900.

www.keysight.com

10 технологий, которые изменят наш мир

Компания IHS Technology назвала 10 технологий, которые в ближайшее время изменят мир. Для этого она собрала ведущих экспертов из всех технологических областей и попросила назвать наиболее перспективные технологии на ближайшие пять лет. Места в десятке расположились по возрастанию.

10. Искусственный интеллект.
9. Биометрия.
8. Гибкие дисплеи.
6. Продвинутые пользовательские интерфейсы.
5. Графен.
4. Хранение энергии и новые технологии аккумуляторов.
3. 3D-печать в промышленности.
2. Облачные расчёты и большие массивы данных.
1. Интернет всего.

www.linkedin.com