

Технические средства в управлении

PACS 84.30.-г

© 2006 г. Р.Р. БАБАЯН, д-р техн. наук,
Д.Е. ПОЛОННИКОВ, д-р техн. наук
(Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН, Москва)

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА СХЕМ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ С ПАРАМЕТРАМИ, БЛИЗКИМИ К ПРЕДЕЛЬНО ВОЗМОЖНЫМ

Исследованы и предложены новые структуры устройств измерения времени установления. Сделана теоретическая оценка минимально достижимого времени установления при заданных разрешающей способности и спектральной плотности шумов на входе.

1. Введение

Измерители времени установления (ИВУ) предназначены для измерения времени τ_δ , в течение которого при скачкообразном сигнале на входе испытуемого объекта (ИО) его выходное напряжение или ток войдет в “трубку” допустимой относительной погрешности δ , т.е. для $t \geq \tau_\delta$ будет выполняться условие

$$\frac{U_{\text{вых}}(t) - U_{\text{вых}}(\infty)}{U_{\text{вых}}(\infty)} \leq \delta.$$

Величина τ_δ является одним из важнейших параметров, характеризующих быстроедействие таких распространенных элементов как операционные усилители (ОУ), коммутаторы (КМ), цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), устройства выборки-хранения (УВХ) и другие. Измерение τ_δ важно как при разработке новых элементов для оптимизации их быстрогодействия, так и для контроля этого показателя при серийном производстве.

Создание ИВУ для малых $\tau_\delta (< 0,1 \text{ мкс})$ при $\delta \leq 0,01\%$ сопряжено со значительными трудностями, поскольку они должны обладать значительно большими быстродействием и разрешающей способностью, чем испытуемые объекты. Для реализации таких ИВУ требуются специализированные измерительные усилители, формирователи импульсов и источники постоянных напряжений.

Быстродействие и разрешающая способность перечисленных элементов в значительной мере предопределяет эффективность различных измерительных, вычислительных и управляющих систем, в состав которых они входят для преобразования сигналов от аналоговых датчиков.

Таким образом, от быстрогодействия и разрешающей способности ИВУ зависит не только совершенствование упомянутых элементов, но и косвенно – прогресс в развитии многих областей электроники.

Как показали проведенные исследования, быстродействие ИВУ (т.е. минимальная достижимая величина τ_δ) при заданной разрешающей способности имеет фундаментальное ограничение, обусловленное неизбежным ростом шумов при увеличении быстродействия.

Несмотря на актуальность создания ИВУ с предельно малым τ_δ и с высокой разрешающей способностью, в литературе почти нет сведений по их разработке и совершенствованию [1–3].

В связи с изложенным в настоящей работе, выполненной в ИПУ РАН, приведены результаты исследований предельных возможностей ИВУ в зависимости от их структуры и основных параметров.

2. Исследование схем быстродействующих ИВУ с высокой разрешающей способностью

Структура и требования к параметрам ИВУ существенно зависят от типа и параметров измеряемого объекта. При измерении τ_δ элементов, осуществляющих преобразование аналогового сигнала в аналоговый (ОУ, УВХ, КМ), требуется прецизионный источник прямоугольных импульсов. В случае испытания ЦАП входным сигналом служит цифровой код, получаемый от стандартных логических элементов. Помимо этого, выбор схемы ИВУ в значительной мере зависит от параметров измеряемых элементов.

2.1. Исследование мостовых структур ИВУ

ИВУ, предназначенные только для инвертирующих аналоговых объектов, как показал проведенный анализ, целесообразно реализовать по мостовой схеме, приведенной на рис. 1, где ГИ – стандартный генератор прямоугольных импульсов; ФИ – формирователь импульсов, снижающий отклонение импульсов от идеальной прямоугольной формы; ОУ – испытуемый объект, в данном случае операционный усилитель с цепью обратной связи $R1$ и $R2$; $R3$, $R4$ – делитель, обеспечивающий в установившемся режиме компенсацию импульсов в точке A (при условии выполнения соотношения

$$(1) \quad K_n = \frac{R2}{R1} = \frac{R3}{R4},$$

где K_n – коэффициент передачи и компенсации смещения нуля ОУ); Д1, Д2 – ограничивающие диоды Шоттки; ИУ – измерительный усилитель; ЭО – электронный осциллограф.

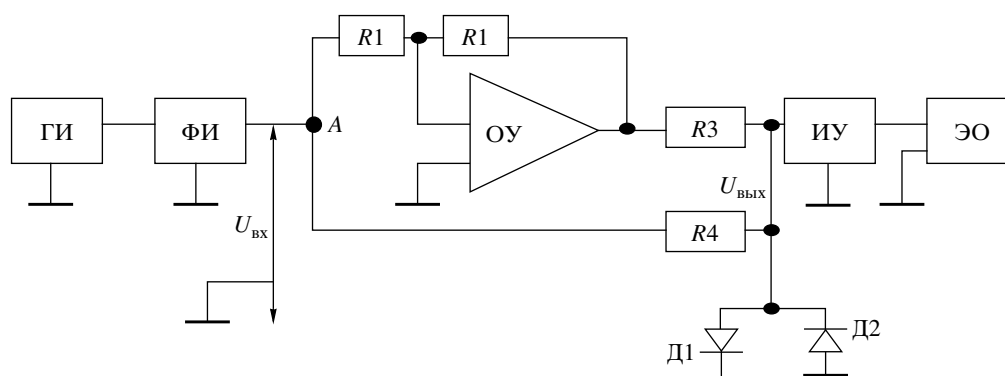


Рис. 1.

При такой структуре напряжение в точке $A(U_A)$ возникает в момент скачка $U_{вх}$, а по мере окончания переходного процесса стремится к нулю. Благодаря этому удастся снизить требования к ФИ и ИУ. Для обычной немостовой схемы допустимое изменение вершины (или основания) входного импульса ΔU_i за период измерения $t_{и}$, должны быть значительно меньше величины $U_{вх}\delta$, так как эти изменения неотличимы от погрешности, обусловленной переходным процессом в измеряемом объекте, т.е. в ОУ. В схеме рис. 1 при малых значениях U_A (менее уровня ограничения диодами) ΔU_A пропорционально скорости изменения величины вершины (или основания) импульса ($V_{вх}$) и T_3 – эквивалентной постоянной времени ОУ (T_3).

Предполагая, что после окончания быстрого переходного процесса $V_{вх} \approx \frac{\Delta U_{вх}}{t_{и}}$,
 $\Delta U_A = \frac{\Delta U_{вх}}{t_{и}} T_3 = \frac{\Delta U_{вх}}{t_{и}} \frac{1}{2\pi f_1}$ (здесь f_1 – частота единичного усиления ОУ).

Допустимая величина ΔU_A при заданных δ и $K_{п}$ равна

$$(2) \quad \Delta U_A = U_{вх} \delta \frac{K_{п}}{1 + K_{п}}.$$

Из приведенных соотношений следует, что для мостовой схемы необходимо

$$(3) \quad \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} < \delta \frac{K}{1 + K_{п}} \frac{T_{и}}{T_3} = \delta_m.$$

Для немостовой схемы требуется

$$(4) \quad \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} < \delta.$$

Для затухания переходного процесса до малой величины необходимо $(t_{и}/T_3) \gg 1$, поэтому $\delta_m \gg \delta$, т.е. для мостовой схемы требование малости отклонения формы входного импульса от идеальной прямоугольной во много раз ниже, чем для немостовых схем. В ряде случаев это позволяет обойтись без специального формирователя импульсов.

Другим достоинством мостовой схемы измерения τ_δ является то, что на входе измерительного усилителя большое напряжение (превышающее линейный диапазон ИУ и ЭО) имеет место лишь в начальный момент переходного процесса, а далее оно быстро затухает, не выходя из линейной области. Благодаря этому значительно снижаются требования к ИУ и ЭО быстро выходить из режима перегрузки сигналом. Заметим, что время выхода из режима перегрузки зависит не только от амплитуды сигнала, но и от длительности перегрузки.

Благодаря этому при мостовой схеме измерения величины τ_δ в ряде случаев в качестве ИУ удается использовать серийный быстродействующий ОУ, а иногда (для $\delta > 0,1\%$) можно обойтись без ИУ, используя высокочувствительный осциллограф с чувствительностью 1 мВ/дел и быстрым восстановлением чувствительности после кратковременной перегрузки.

Основным недостатком мостовой структуры ИВУ является сложность, возникающая при испытании неинвертирующих элементов, а также ограничение разрешающей способности из-за дополнительных шумов, вносимых резисторами обратной связи и делителем на входе ОУ.

Как показано ниже, минимально достижимая величина τ_δ при однополюсной передаточной функции усилителя и работе в линейной области определяется следующим соотношением:

$$(5) \quad \tau_\delta \geq \left[\frac{\mu S_{ш}}{1,5 U_{мин}} \right]^2 \ln \frac{U_{вых}}{0,25 U_{мин} K_{п}},$$

где:

μ – отношение учитываемой “амплитуды” шума к его среднеквадратичному значению (обычно принимают $\mu = 3$, тогда вероятность превышения шума одной полярности составляет 0,0014);

$U_{\text{мин}} = U_{\text{вх}}\delta$ – разрешающая способность или заданная минимальная величина напряжения на входе, различимая на фоне шумов при требуемом быстродействии (τ_{δ});

$U_{\text{вых}}$ – амплитуда импульса на выходе усилителя;

$K_{\text{п}}$ – передаточный коэффициент усилителя;

$S_{\text{ш}}$ – суммарная спектральная плотность напряжения шума (в $B_{\text{эфф}}$), приведенная к входу испытуемого усилителя.

В величину $S_{\text{ш}}$ следует включать составляющие $S_{\text{шФИ}}$, $S_{\text{шR}}$, $S_{\text{шОУ}}$, $S_{\text{шИУ}}$, определяемые соответственно шумами ФИ, резисторов на входе и выходе ОУ, шумами собственно ОУ и измерительного усилителя, приведенными ко входу испытуемого усилителя.

Для мостовой схемы рис. 1

$$(6) \quad S_{\text{ш м}}^2 = S_{\text{шФИ}}^2 + 4kTR1 \left[1 + \frac{R1}{R2} + \frac{R3}{(R2)^2} (R1 + R2) \right] + \\ + \left(S_{\text{шОУ}} \frac{R1 + R2}{R2} \right)^2 + \left(S_{\text{шИУ}} \frac{R1 + R2}{R2} \right)^2,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, T – температура в градусах Кельвина.

Для случая $K_{\text{п}} = R2/R1 = 1$ и $R3 = R2$

$$S_{\text{ш м}}^2 = 4(4kTT1 + S_{\text{шОУ}}^2 + S_{\text{шИУ}}^2) + S_{\text{шФИ}}^2.$$

Очевидно, существенное увеличение шумов, а значит и τ_{δ} , будет при

$$R1 > \frac{S_{\text{шОУ}}^2 + S_{\text{шИУ}}^2 + 0,25S_{\text{шФИ}}^2}{4kT}.$$

Используя малоз шумящие элементы, можно обеспечить $S_{\text{шФИ}} \approx S_{\text{шОУ}} \approx S_{\text{шИУ}} \approx 2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. При этом значительное увеличение τ_{δ} (более чем в 2 раза) будет происходить при $R1 > 550 \text{ Ом}$.

Например, при $R1 = R2 = R3 = R4 = 1 \text{ Ком}$ $S_{\text{ш}} \approx 10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, минимальное $\tau_{0,001\%} \approx 2,1 \text{ мкс}$ ($T_{\text{э}} = 163 \text{ нс}$, $f_1 \approx 1 \text{ МГц}$, $V_{\text{м}} \geq 30 \text{ В/мкс}$), а минимальное $\tau_{0,001\%} \approx 17,3 \text{ нс}$ ($T_{\text{э}} 1,63 \text{ нс}$, $f_1 \approx 100 \text{ МГц}$, $V_{\text{м}} \geq 3050 \text{ В/мкс}$). Если сопротивления увеличить в 10 раз, то $S_{\text{ш}} = 26,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, $\tau_{0,001\%} = 14,5 \text{ мкс}$ ($T_{\text{э}} = 1,12 \text{ мкс}$, $f_1 \approx 0,143 \text{ МГц}$, $V_{\text{м}} \geq 4,5 \text{ В/мкс}$), $\tau_{0,001\%} = 118 \text{ нс}$ ($T_{\text{э}} = 11,2 \text{ нс}$, $f_1 \approx 1,43 \text{ МГц}$, $V_{\text{м}} \geq 450 \text{ В/мкс}$).

Как видно из приведенного примера, мостовая схема ИВУ может значительно ограничить τ_{δ} из-за дополнительных шумов, вносимых резисторами, особенно, когда требуется обеспечить разрешающую способность порядка 0,05 мВ (0,001% при сигнале 5В).

Увеличение быстродействия за счет снижения величины резисторов в большинстве случаев недопустимо из-за чрезмерного роста тока нагрузки ОУ.

В тех случаях, когда требуется измерять τ_{δ} неинвертирующего усилителя, мостовая схема ИВУ оказывается нецелесообразной, так как приходится применять для ОУ изолированные источники питания, как рекомендуется в [1], см. рис. 2.

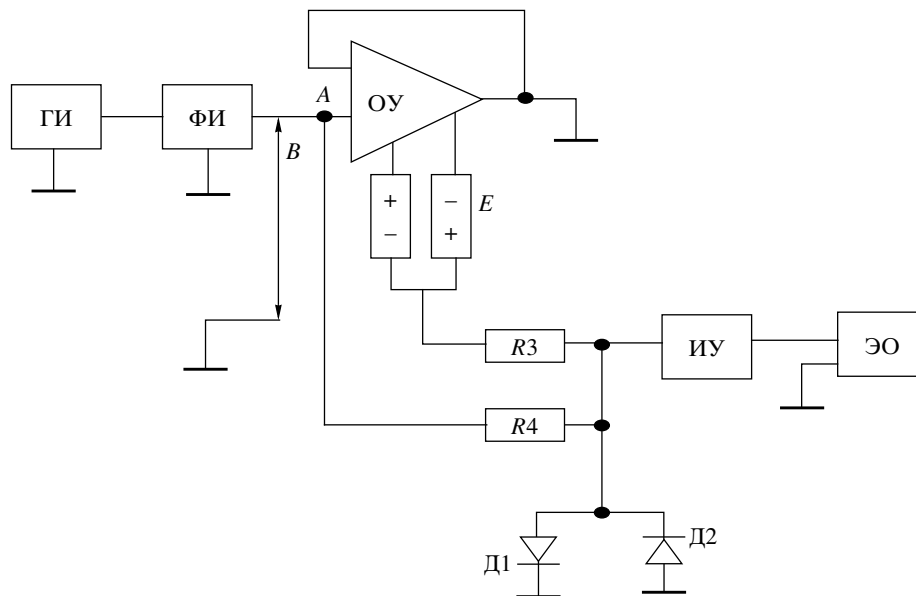


Рис. 2.

Здесь ОУ – испытуемый усилитель в режиме неинвертирующего повторителя, E^+ и E^- – источники изолированного питания. Остальные элементы совпадают со схемой рис. 1. В средней точке источников питания, как утверждается в [1], получается инвертированное значение $U_{вх}$, что позволяет компенсировать его в точке А с помощью $R3$, $R4$, образуя мостовую схему источников питания относительно земли. Кроме того, вызывает сомнение работоспособность схемы, так как инвертирующий вход ОУ заземлен и при подаче $U_{вх}$ на неинвертирующий вход между входами возникает большое напряжение, которое не компенсируется обратной связью. Такой режим недопустим для нормальной работы ОУ.

2.2. Схемы ИВУ компенсационного типа

Для компенсации установившегося значения выходного напряжения измеряемого объекта (ОИ), помимо мостовых схем, возможно применение компенсационных схем, в которых вершина выходного импульса (в установившемся режиме) компенсируется от регулируемого источника напряжения или задатчика напряжения (ЗН).

Один из вариантов такой схемы приведен на рис. 3. Очевидно, если установить $U_{ЗН} = U_{вых ОУ}$ в установившемся состоянии, то при $R1 = R2$ $U_A = 0$. Такая схема позволяет наблюдать на ЭО переходный процесс при подходе $U_{вых ОУ}$ к величине $U_{ЗН}$ и измерять τ_{δ} . Достоинство схемы – ее универсальность. Она позволяет определять τ_{δ} как инвертирующих, так и неинвертирующих элементов, преобразующих аналоговые сигналы, и преобразователей типа ЦАП. Кроме того, отсутствие резисторов обратной связи ($R1$, $R2$) позволяет в принципе получить меньшее значение $S_{ш}$, а значит увеличить разрешающую способность.

Однако для получения высокой разрешающей способности и быстродействия необходимы, как отмечалось выше, более высококачественные элементы для ФИ, ИУ и ЗН.

Допустимое относительное изменение вершины импульса ФИ после окончания быстрого переходного процесса (который должен затухать за время, в 2–3 раза мень-

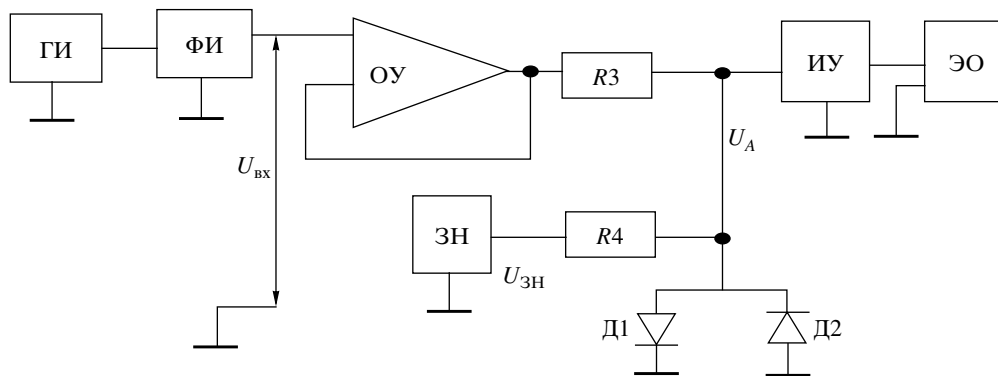


Рис. 3.

шее измеряемого τ_δ) не должно превышать $0,5\delta$. Это значительно усложняет схему ФИ по сравнению с мостовой структурой.

На вход ИУ в такой схеме поступает большое напряжение в течение всего импульса, а не только во время переходного процесса, как в мостовой схеме. Это требует, чтобы ИУ быстро (за время, в 2–3 раза меньшее τ_δ) выходил из режима длительного ограничения.

В процессе выполнения настоящей работы было показано, что отмеченные трудности удается преодолеть в схемах ИУ разомкнутого типа со стробированием или с применением симметричных дифференциальных ключей на входе ИУ.

Была проведена оценка предельно достижимого значения τ_δ собственно ИУ при заданной разрешающей способности. Показано, что предельное τ_δ уменьшается обратно пропорционально $S_{ш}^2$ ИУ. Получены рекомендации по выбору структур и оптимизации параметров ФИ.

Во время переходного процесса напряжение в точке А почти скачкообразно изменяется от 0,5 В (при ограничении диодами Шоттки) почти до нуля. При этом изменяется ток ЗН ($I_{ЗН}$). Очевидно, чтобы исключить дополнительную погрешность, выходное сопротивление ЗН должно быть достаточно малым, а длительность собственного переходного процесса ЗН значительно меньше τ_δ испытуемого элемента. Как показали исследования, значительное снижение $|Z_{вых}|$ ФИ и увеличение его быстродействия достигается за счет применения коррекции АЧХ на выходе ФИ. Показано, что в ЗН минимальное значение τ_δ и $|Z_{вых}|$ для высоких частот принципиально ограничены наличием в конденсаторах паразитных индуктивностей и активных сопротивлений. Реализация ЗН в структуре рис. 3 для быстродействующих объектов сопряжена со значительными трудностями. Остановимся на некоторых модификациях компенсационных схем, в которых требования к малости $|Z_{вых}|$ ЗН удастся снизить и облегчить их построение, увеличив одновременно предельное быстродействие всего ИВУ.

На рис. 4 приведена блок-схема ИВУ, в которой ЗН исключен, так как напряжение компенсации равно нулю, но при этом возможности ИВУ ограничены измерением τ_δ , соответствующего времени спада однополярного импульса до малой величины $U_{вых}\delta$. Измерение τ_δ при нарастании импульса от нуля до $U_{вх}$ оказывается невозможным.

В схеме 4, чтобы избежать перегрузку ИУ большим $U_{вых}$, применен ключ (Кл), заземляющий вход ИУ на все время, пока $U_{вых}$ превышает линейный диапазон ИУ. Для реализации такой работы ключа необходима специальная схема управления (СхУ), обеспечивающая подключение входа ИУ к входу объекта измерения толь-

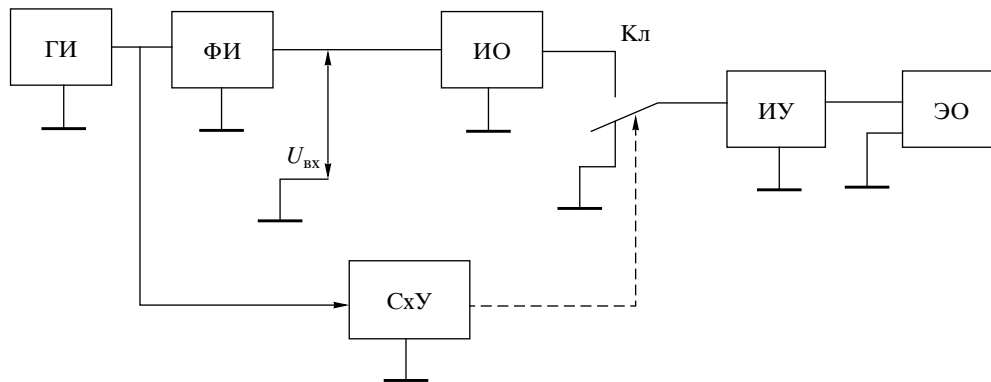


Рис. 4.

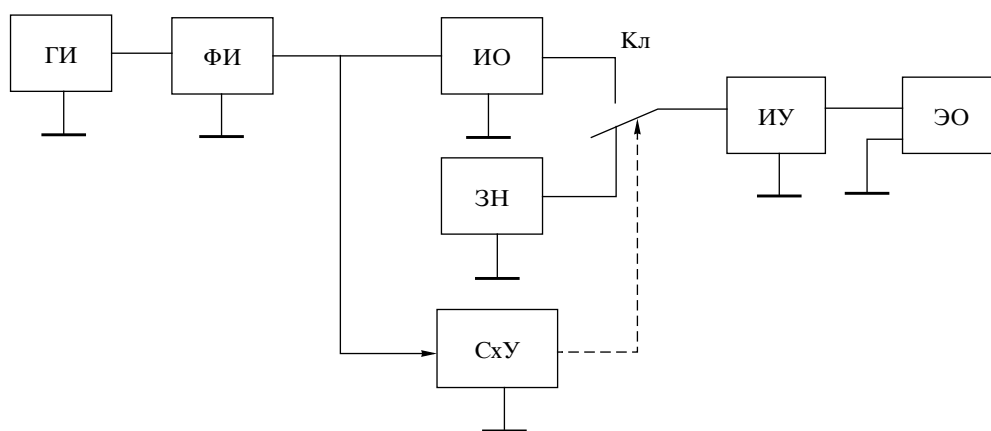


Рис. 5.

ко на период окончания переходного процесса, максимальное напряжение которого не превышает линейный диапазон ИУ. Для этого необходима регулировка длительности управляющего импульса и его запаздывания относительно фронта $U_{\text{вых}}$. Основная сложность при реализации схемы рис. 4 состоит в минимизации помех, поступающих от Кл и СхУ на вход ИУ. Для того чтобы эти помехи существенно не ограничивали разрешающей способности (или быстродействия) необходимо, чтобы они были хотя бы в 2–3 раза меньше уровня собственных шумов и помех измеряемого объекта и ИУ. Кроме того, ключ должен обладать высоким быстродействием, чтобы переходный процесс, обусловленный воздействием цепи управления через проходную емкость на вход ИУ, заканчивался быстрее, чем процесс, обусловленный входным импульсом.

Для того чтобы обеспечить измерения τ_δ как при спаде, так при нарастании импульса, следует ввести в схему ЗН, к выходу которого подключается ИУ на время большого сигнала $U_{\text{вых}}$ (см. рис. 5). При таком включении требуется ИУ с большим диапазоном синфазных сигналов и коэффициентом ослабления (на постоянном токе) $K_{\text{осс}} \geq 2/\delta$. Кроме того, желательно иметь его $R_{\text{вх ИУ}} \geq R_{\text{вых ЗН}} 2/\delta$. Практически с применением на входе ИУ полевых транзисторов легко обеспечить $R_{\text{вх ИУ}} \gg 10 \text{ Мом}$. При этом изменения тока от ЗН при переключении ключа ничтожно малы, поэтому допустимо $R_{\text{вых ЗН}} \leq 50 \text{ Ом}$ даже для $\delta = 0,001\%$. Построение ЗН с таким $R_{\text{вых}}$

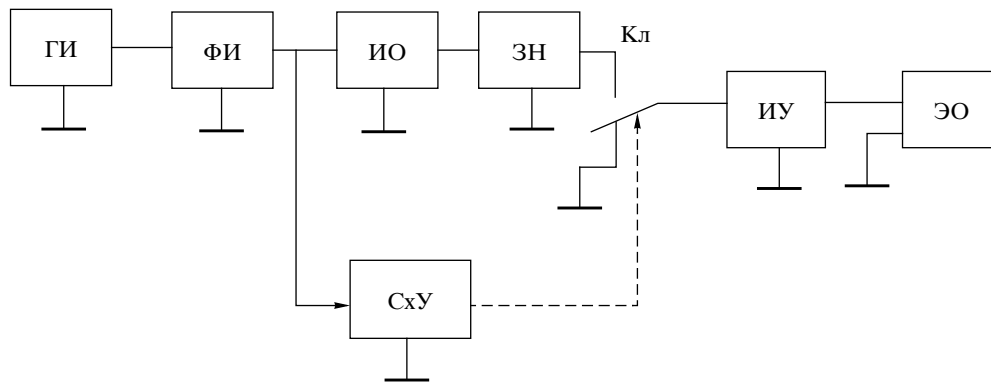


Рис. 6.

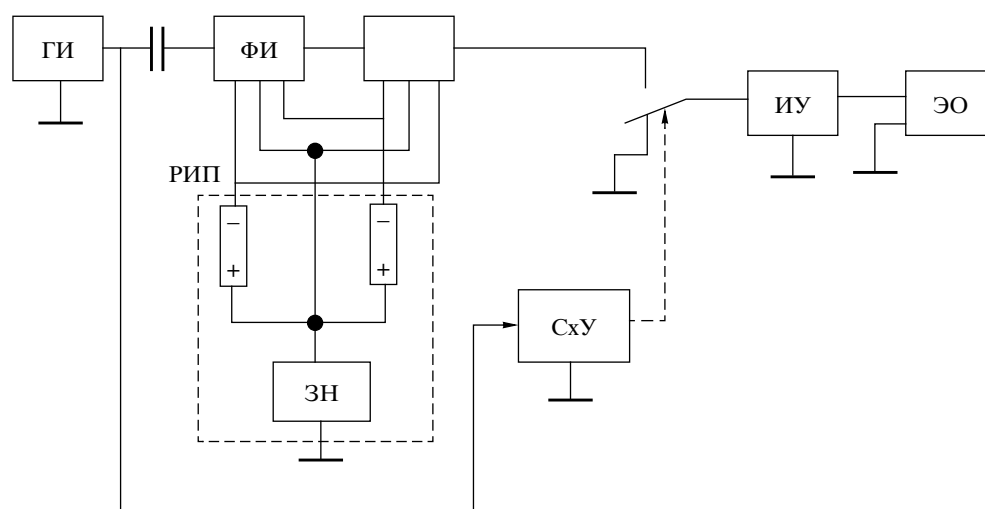


Рис. 7.

не вызывает трудностей. ЗН и его реализация оказывается значительно проще, чем для модификации ИВУ по схеме на рис. 3. Большое $R_{\text{вых}}$ ЗН практически устраняет сложности, связанные с паразитными параметрами выходной цепи. Однако схема ИУ оказывается несколько сложнее из-за необходимости иметь большой $K_{\text{осс}}$ для широкого диапазона $U_{\text{вых}}$.

Возможно введение ЗН последовательно с выходом объекта измерения, как показано на рис. 6. В такой структуре суммарное напряжение объекта измерения и ЗН в установившемся режиме равно нулю, поэтому ток от ЗН не отбирается даже при невысоком $R_{\text{вх}}$ ИУ. Требования к $K_{\text{осс}}$ ИУ здесь, естественно, не представляются. Однако реализация такой структуры достаточно сложна, так как ЗН должен питаться от изолированных источников, обладающих малой емкостью относительно земли, которая нагружает выход объекта и может недопустимо увеличить его τ_{δ} .

Для частичного преодоления отмеченных трудностей можно предложить структуру ИВУ, показанную на рис. 7. Здесь введен разделительный конденсатор С1 и регулируемый источник питания (РИП) для ФИ и ОИ. Потенциал средней точки источников устанавливается равным положительной или отрицательной вершине

импульсов с помощью ЗН и тем самым обеспечивается в установившемся состоянии ее потенциал на входе ОИ относительно земли равным нулю. В такой структуре нет дополнительной емкостной нагрузки ОИ, но возникает задача минимизации изменений тока $\Delta I_{ЗН}$ через ЗН. Скачкообразные изменения $I_{ЗН}$ влияют на его напряжения, что вызывает дополнительный переходный процесс на выходе ОИ и нарушает компенсацию вершины импульса. Снизить $\Delta I_{ЗН}$ до пренебрежимо малой величины в общем случае невозможно, поэтому к ЗН в такой структуре предъявляются такие же высокие и трудно выполнимые требования, как и в структуре рис. 3.

Выше приведена лишь качественная оценка различных компенсационных структур ИВУ. Более детальный анализ показал, что наиболее перспективной компенсационной структурой ИВУ является блок-схема рис. 5. Она обеспечивает наиболее высокую разрешающую способность при заданном быстродействии и наиболее проста для практической реализации, причем для изменения τ_δ заднего фронта импульса (когда $U_{\text{вых}}(\tau_\delta) \approx 0$) целесообразно ЗН отключать, а соответствующую точку ключа заземлять, т.е. переходить к схеме рис. 4.

3. Оценка предельного быстродействия ИВУ в зависимости от разрешающей способности

Независимо от структурной схемы ИВУ его быстродействие ограничено, если задана разрешающая способность, т.е. минимальный сигнал ($U_{\text{мин}}$), различимый через время τ_δ на фоне шумов и помех.

При повышении быстродействия необходимо расширять полосу пропускания усилителя, т.е. снижать эквивалентные постоянные времени (T_3), но при этом неизбежно возрастают шумы, которые не должны превышать $U_{\text{мин}}$. Поэтому при заданных $U_{\text{мин}}$ и спектральной плотности шумов ($S_{\text{ш}}$) неизбежно будет ограничено минимальное значение T_3 , а значит и τ_δ .

В простейшем случае, когда передаточная функция усилителя может быть представлена инерционным звеном первого порядка, а максимальное напряжение на входе ограничено величиной $U_{\text{мy}}$, время установления определяется следующим образом:

$$(7) \quad \tau_{\delta 1} = T_3 \ln \frac{U_{\text{мy}}}{\alpha U_{\text{мин}} K_0} = T_3 \ln \frac{U_{\text{мy}}}{\alpha U_{\text{шк}} \delta K_0},$$

где K_0 – коэффициент усиления усилителя, $\alpha < 1$ учитывает, какую долю от $U_{\text{мин}}$ составляет погрешность “недоустановления”, обусловленная неполным затуханием переходного процесса через время τ_δ . При этом на долю шумов приходится $U_{\text{мин}}(1-\alpha)$.

Учитывая широкую полосу пропускания усилителя, составляющей фликер-шумов можно пренебречь и считать, что “пиковое” значение шумов на входе

$$(8) \quad U_{\text{ш}} \approx \mu S_{\text{ш}} \sqrt{f_{\text{ш}}},$$

где $S_{\text{ш}}$ – эквивалентная спектральная плотность шумов (с учетом шумов на выходе испытываемого объекта и входных резисторов), μ – отношение учитываемой “амплитуды” шумов к ее среднеквадратичному значению (обычно $\mu = 3$, тогда вероятность превышения величины одной полярности составляет 0,0014), $f_{\text{ш}}$ – эквивалентная полоса пропускания шумов

$$f_{\text{ш}} = \frac{1}{K_0} \sqrt{\int_0^\infty |K(f)|^2 df}.$$

Для однокаскадного усилителя с $K(j\omega)$ первого порядка $f_{ш} = \frac{\pi}{2} f_{в} = \frac{1}{4T_3}$, для двухкаскадного $f_{ш} = \frac{\pi}{4} f_{в} = \frac{1}{8T}$, при трех каскадах с $K(j\omega)$ третьего порядка $f_{ш} = \frac{3\pi}{16} f_{в} = \frac{3}{32T}$. Здесь T_3 – постоянная времени одного каскада (предполагается, что они имеют равные T_3).

Соответственно выразив $U_{ш}$ через T_3 , получим

$$(9) \quad U_{ш1} = \frac{\mu S_{ш}}{2\sqrt{T}}, \quad U_{ш2} = \frac{\mu S_{ш}}{2\sqrt{2T_3}}, \quad U_{ш3} = \frac{\sqrt{3}\mu S_{ш}}{4\sqrt{2T}}.$$

Чтобы обеспечить порог чувствительности, равный $U_{мин}$ при однокаскадном усилителе, необходимо

$$\frac{\mu S_{ш}}{2\sqrt{T_3}} \leq U_{мин} (1 - \alpha), \quad T_{3\text{ мин}} \geq \left[\frac{\mu S_{ш}}{2U_{мин} (1 - \alpha)} \right]^2.$$

С учетом (7)

$$(10) \quad \tau_{\delta} \geq \left[\frac{\mu S_{ш}}{2U_{мин} (1 - \alpha)} \right]^2 \ln \frac{U_{ш\text{ у}}}{\alpha U_{мин} K_0}.$$

Отсюда видно, что τ_{δ} будет минимальным при оптимальном значении $\alpha_{опт}$, которое приближенно можно найти из уравнения

$$(11) \quad \ln \frac{U_{ш\text{ у}}}{\alpha_{опт} U_{мин} K_0} = \frac{1 - \alpha_{опт}}{2\alpha_{опт}}.$$

Соотношение (10) носит фундаментальный характер, так как определяет теоретически предельное быстродействие ИВУ при заданных разрешающей способности ($U_{мин}$), спектральной плотности шумов ($S_{ш}$) и вероятности превышения $U_{мин}$ (μ).

Как показывает расчет, $\alpha_{опт}$ имеет малую величину, т.е. для минимизации τ_{δ} выгодно, чтобы большая часть $U_{мин}$ определялась флуктуационными шумами. Из анализа следует, что для большинства случаев можно принять $\alpha_{опт} = 0,25$. При этом τ_{δ} ничтожно отличается от своего предельного значения, полученного при точном значении $\alpha_{опт}$.

Заметим, что условие (10) получено для однокаскадного усилителя в предположении, что переходный процесс протекает в линейной области без ограничения скорости изменения $U_{вых}$ и что ограничение $U_{вых}$ происходит практически безынерционно. Например, при $\mu = 3$, $S_{ш} = 2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ (типичное значение для малозумящих усилителей), $U_{мин} = 0,05 \text{ мВ}$ ($\delta = 0,001\%$ при шкале 5 В), $\alpha = 0,25$, $U_{м\text{ у}} = 0,5 \text{ В}$; $K_1 = 20$ минимальные $\tau_{0,001\%} = 49 \text{ нс}$, $T_{3\text{ мин}} = 6,4 \text{ нс}$, $V_m = 80 \text{ В/мкс}$.

Для этого случая, но при $U_{мин} = 0,5 \text{ мВ}$ (0,01%) ограничение по шумам возникает лишь при $\tau_{0,001\%} = 0,33 \text{ нс}$, $T_3 = 64 \text{ пс}$, $V_m = 8000$.

В большинстве случаев на входе усилителя приходится включать резисторы $R_{в}$, необходимые для входного диодного ограничителя. Их величина не может выбираться очень малой, чтобы не подгружать измеряемый объект. Обычно $R_{в} \geq 2 \text{ кОм}$. При этом спектральная плотность шумов с тем же, что и выше усилителем, возрастает с $2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ до $5,8 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$. При этом соответствующие T_3 и τ_{δ} увеличиваются примерно 8,5 раз, т.е. $\tau_{0,001\%} \approx 420 \text{ нс}$ ($T_{3\text{ мин}} \geq 55 \text{ нс}$) и $\tau_{0,001\%} \approx 2,85 \text{ нс}$ ($T_{3\text{ мин}} \geq 0,55 \text{ нс}$).

Получение усиления порядка 100 при высоком быстродействии вызывает значительные трудности, так как с увеличением K_0 почти пропорционально возрастает T_3 .

Задача получения малой T_3 облегчается при переходе к двух- или трехкаскадной схеме усилителя. При этом выгодно выбирать каскады с равным K_{0i} , т.е. при двух каскадах $K_{0i} = \sqrt{K_0}$, а при трех каскадах $K_{0i} = \sqrt[3]{K_0}$. Тогда постоянные времени каждого каскада удастся уменьшить приблизительно в $\sqrt{K_0}$ раз для двухкаскадного и $\sqrt[3]{K_0}$ для трехкаскадного усилителя. В действительности снижение T_3 будет несколько меньше, так как при малых K_{0i} , $i = 1, 3$, уменьшение T_3 замедляется за счет инерционностей каскада, не зависящих от коэффициента усиления, а также за счет появления запаздывания.

При двухкаскадном усилителе расчет τ_δ значительно усложняется, так как переходный процесс происходит не по экспоненте. При большом сигнале 2-й каскад находится в ограничении, пока напряжение на выходе 1-го каскада не уменьшится со своего уровня ограничения U_{m1} до верхней границы линейного диапазона 2-го каскада $\frac{U_{m2}}{\sqrt{K_0}}$. Для этого требуется время

$$(12) \quad t_1 = T_3 \ln \frac{U_{m1}\sqrt{K_0}}{U_{m2}}.$$

Величина $T_{3\text{мин}}$, как показывает расчет, находится из условия

$$T_{3\text{мин}} \geq \frac{1}{2} \left[\frac{\mu S_{\text{ш}}}{2(1-\alpha)U_{\text{мин}}} \right].$$

При дальнейшем уменьшении входного напряжения начинают работать оба каскада. При этом $U_{\text{вых}}$ изменяется от уровня ограничения U_{m2} до 0 при $t \rightarrow \infty$. Время, по истечении которого $U_{\text{вых}}$ уменьшится до уровня, соответствующего требуемому порогу чувствительности (т.е. $U_{\text{мин}}\alpha K_0 = U_{\text{шк}}\delta\alpha K_0$), определяется уравнением

$$U_{\text{шк}}\delta\alpha K_0 = U_{m2}e^{\frac{t_2}{T_3}} \left(1 + \frac{t_2}{T_3} \right),$$

или

$$(13) \quad t_2 = T_3 \ln \frac{U_{m2} \left(1 + \frac{t_2}{T_3} \right)}{U_{\text{шк}}\delta\alpha K_0} = \\ = \frac{1}{2} \left[\frac{\mu S_{\text{ш}}}{2(1-\alpha)U_{\text{шк}}\delta} \right] \ln \frac{U_{m2}}{U_{\text{шк}}\delta\alpha K_0} \left[1 + 8t_2 \frac{(1-\alpha)^2 U_{\text{шк}}^2 \delta^2}{\mu^2 S_{\text{ш}}^2} \right].$$

Найдя численным методом минимальное значение $t_1 + t_2$ (путем минимизации по α), получим теоретический минимум τ_δ . Аналогичным образом можно найти предельное значение τ_δ при трехкаскадном усилителе. При этом только надо изменить соответствующим образом T_3 и учесть, что переходный процесс будет состоять из трех участков: первый, когда 2-й и 3-й каскады находятся в режиме ограничения; второй, когда в ограничении находится только 3-й каскад; третий, когда все три каскада работают в линейной области. При этом (8) для этого интервала времени примет следующий вид:

$$U_{\text{шк}}\delta\alpha K_0 = U_{m3}e^{\frac{t_3}{T_3}} \left(1 + \frac{t_3}{T_3} + \frac{t_3^2}{2T_3^2} \right).$$

Анализ уравнений для определения $\tau_{\delta\text{мин}}$ показал, что $\tau_{\delta\text{мин}}$ в основном определяется допустимой величиной $T_{3\text{мин}}$, ограниченной спектральной плотностью шумов и требуемой разрешающей способностью $U_{\text{мин}} = U_{\text{шк}}\delta$. Уменьшение отношения $\frac{S_{\text{ш}}}{U_{\text{мин}}}$ вдвое позволяет уменьшить τ_δ почти в 4 раза.

Переход к двух- или трехкаскадной схеме усилителя существенно облегчает получение $T_{э, \text{мин}}$ за счет ослабления усиления каждым каскадом.

Помимо фундаментального ограничения минимального значения τ_δ , обусловленного флуктуационными шумами, при реализации усилителя возникают и другие факторы, ограничивающие быстродействие, особенно при необходимости обеспечить высокую разрешающую способность (малое δ). Эти ограничения в значительной мере зависят от структурной схемы ИВУ и связаны с протеканием более медленных процессов, вызванных несимметричным нагревом входных транзисторов ИУ при большом $U_{\text{вх}}$, а также абсорбционными эффектами во входных цепях.

Длительность паразитных переходных процессов может во много раз превышать величину τ_δ , обусловленную основными постоянными времени ИУ.

Авторами были предложены и экспериментально исследованы два метода снижения влияния паразитных инерционностей. Один из них состоит в том, что в ИУ вводятся специальные корректирующие цепи, которые вызывают дополнительный переходный процесс той же величины и формы, что и паразитный процесс, но противоположного знака. Экспериментальная проверка показала, что при использовании цепи 2-го порядка при оптимальном выборе их параметров такой путь позволяет в 5–10 раз снизить минимальную величину τ_δ при $\delta = 0,01\%$ и выходном напряжении испытуемого ОУ ± 5 В.

Однако компенсация паразитных переходных процессов плоха тем, что требует индивидуальной подгонки параметров корректирующих цепей ИУ, так как параметры паразитных переходных процессов имеют значительный разброс.

Лучший результат удается получить, если в ИВУ применить стробируемый ИУ. Стробирующее устройство может быть реализовано в самом ИУ за счет выключения (обесточивания) входного дифференциального каскада на все время, пока его $U_{\text{вх}}$ значительно превышает линейный диапазон ИУ.

Стробирование может быть также реализовано за счет введения на входе ИУ специальных быстродействующих ключей, которые отключают оба входа дифференциального ИУ от объекта измерения на время большого сигнала.

Применение стробирования практически полностью исключает ограничения, обусловленные паразитными процессами в ИУ, и позволяет обеспечить измерение T_s , близкое по величине к своему теоретическому пределу, определяемому соотношением (10). Однако для этого необходимо, чтобы устройство стробирования обеспечивало приводимые ниже условия.

1. Переходный процесс, вызванный коммутацией при включении ИУ, должен затухать до уровня $\delta U_{\text{вх}}$ в несколько раз быстрее по сравнению с затуханием сигнала с выхода объекта измерения.

2. Время подачи команды на включение ИУ должно устанавливаться так, чтобы в момент включения ИУ сигнал на его входе не превышал линейный диапазон хотя бы первого каскада ИУ. Однако включение должно произойти не слишком поздно. Иначе измеряемый (полезный) сигнал на выходе ИУ затухнет до уровня шумов и помех. При этом отсчет τ_δ , т.е. определение момента его вхождения в “трубку” заданной погрешности, станет невозможен.

3. Стробирующее устройство должно нормально работать во всем диапазоне выходных напряжений измеряемого объекта.

4. Заключение

1. Фундаментальное ограничение измерения величины времени установления определяется спектральной плотностью шумов на входе измерительного усилителя.

2. Для реализации измерителей малых τ_δ при малых δ целесообразнее применение разомкнутых усилителей без общей обратной связи.

3. Для снижения паразитных переходных процессов (тепловых и абсорбционных) целесообразно применять усилители со стробированием и схемы компенсации частотных характеристик.

4. Наибольшим динамическим диапазоном при минимальных шумах и высоком быстродействии обладают усилители со стробированием на входе с помощью специальных ключей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Schoenwetter H.K.* High-accuracy setting time measurements // IEEE Trans. Instrum. Meas. 1983. 32. № 1. P. 22–27.
2. *Данилов А.А., Погосов А.Ю., Полонников Д.Е.* Измерение времени установления быстродействующих аналоговых, аналого-цифровых преобразователей // ПТЭ. 1987. № 3. С. 5.
3. Каталог фирмы Analog Devices (USA). Amplifier reference manual. 1992. P. 185, 235.

Статья представлена к публикации членом редколлегии Б.В. Лункиным.

Поступила в редакцию 31.10.2005