

# Расширение динамического диапазона СВЧ АЦП с помощью логарифмических усилителей

Г. Алексеев<sup>1</sup>, Д. Морозов<sup>2</sup>, И. Мухин<sup>3</sup>, В. Репин<sup>4</sup>

УДК 621.38 | ВАК 05.27.00

Одна из приоритетных задач в развитии современных систем связи – обработка высокочастотного сигнала с широким динамическим диапазоном. С учетом этого повышаются требования к параметрам устройств первичной обработки сигнала, в частности аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Чем выше частота входного сигнала, тем выше должна быть частота преобразования, чтобы выполнялся критерий Найквиста (Теорема Котельникова). Увеличение разрядности СВЧ АЦП представляет собой сложную задачу и ведет к значительному удорожанию разработки и конечного изделия. Предлагается структурное решение данной проблемы без повышения сложности АЦП.

Распространенным методом увеличения частоты преобразования является использование АЦП с параллельной структурой обработки сигналов, где несколько трактов преобразования разнесены между собой во времени с определенным сдвигом фазы входного сигнала.

Для многих вариантов применения, помимо частотного диапазона, важнейшим параметром остается динамический диапазон (DR) – отношение максимально обрабатываемого без линейных искажений входного сигнала к минимальному входному сигналу.

Способ определения динамического диапазона для АЦП [1] отличается от общепринятого для линейных схем с непрерывной обработкой сигнала. В данном случае динамический диапазон для простоты анализа без учета искажений, гармоник и шумов вычисляется как отношение входного сигнала, при котором переполняется выходной код ( $U_{MAX}$ ), к сигналу, при котором происходит первое переключение ( $U_{MIN}$ ):

$$DR = 20 \log \left( \frac{U_{MAX}}{U_{MIN}} \right) = 20 \log \left( \frac{2^N \cdot U_{МЗР}}{U_{МЗР}} \right) = 20 \log 2^N, \quad (1)$$

где  $U_{МЗР}$  – изменение входного сигнала, необходимого для переключения младшего значащего разряда (МЗР),  $N$  – разрядность АЦП.

Например, для восьмиразрядного АЦП динамический диапазон, в соответствии с (1), составит около 48 дБ, что зачастую недостаточно для ряда вариантов применения, например в радиолокации.

Для увеличения данного отношения требуется увеличение разрядности выходного кода АЦП. Однако для этого нужно вносить изменение в архитектуру устройства, что влечет за собой ряд проблем (увеличение размеров кристалла, повышение энергопотребления), особенно для СВЧ-диапазона при работе в частотном диапазоне выше 1 ГГц. Так как увеличение разрядности СВЧ АЦП представляет собой сложную задачу и ведет к значительному росту стоимости разработки и конечного изделия в целом, предлагается структурное решение данной проблемы без повышения сложности АЦП.

Для большинства потребителей важен такой параметр, как относительная ошибка в диапазоне входного напряжения. Как известно, относительная ошибка – это отношение абсолютной погрешности измерения к опорному значению измеряемой величины. Применительно к результатам АЦП относительная ошибка рассчитывается по формуле:

$$\Delta = \frac{U_{ВХ} - D(U_{ВХ}) \cdot U_{МЗР}}{U_{ВХ}} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где  $U_{ВХ}$  – уровень входного сигнала,  $D(U_{ВХ})$  – выходной цифровой код, соответствующий  $U_{ВХ}$ .

Рассмотрим идеальный двухразрядный АЦП с шагом квантования 10 мВ. Абсолютная ошибка преобразования, возникающая из-за конечности выходного кода, представляет собой пилообразную зависимость от входного сигнала (рис. 1а) и не превышает значение МЗР.

<sup>1</sup> НИУ «МИЭТ», аспирант кафедры ИЭМС, g.alekseev@mri-progress.ru.

<sup>2</sup> НИУ «МИЭТ», аспирант кафедры ИЭМС, d.morozov@mri-progress.ru.

<sup>3</sup> АО «НИИМА «Прогресс», начальник отделения, iimukhin@mri-progress.ru.

<sup>4</sup> АО «НИИМА «Прогресс», заместитель начальника отдела, repin@mri-progress.ru.

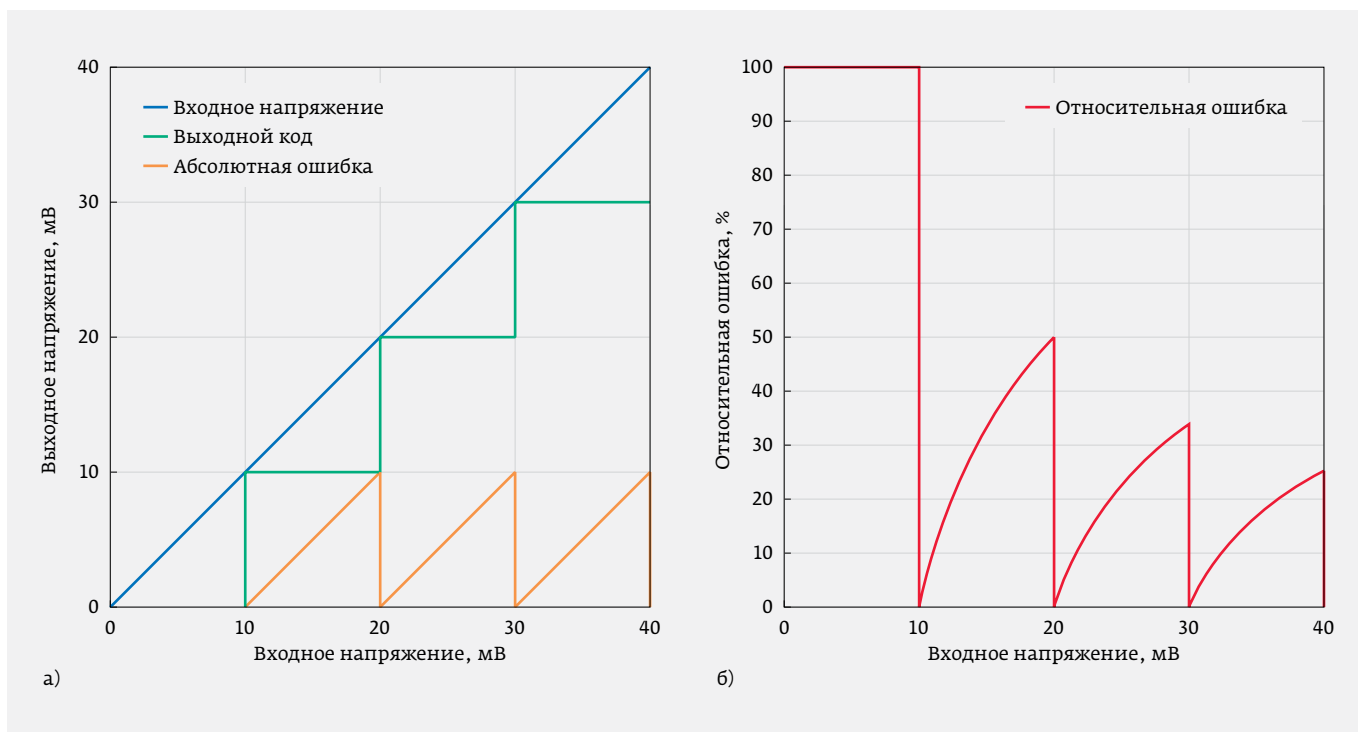


Рис. 1. Ошибки преобразования идеального АЦП: а – абсолютная, б – относительная

Однако относительная ошибка (рис. 1б) при малом сигнале (до  $U_{МЗР}$ ) равна 100% из-за конечной чувствительности АЦП. Выходной код изменяется только при изменении входного сигнала на конечную величину  $U_{МЗР}$ . Поэтому, пока возрастающий от нуля входной сигнал не превысит  $U_{МЗР}$ , восстановленный сигнал по выходному коду АЦП будет равен нулю.

Предлагаемая схема расширения динамического диапазона без ухудшения относительной ошибки представлена на рис. 2.

Особенность этой схемы – применение на входе АЦП логарифмического усилителя (ЛУ), увеличивающего малый сигнал и ослабляющего большой.

Для оценки изменения динамического диапазона рассмотрим передаточную характеристику идеального ЛУ (рис. 3). На рисунке также представлена зависимость восстановленного выходного сигнала АЦП от входного сигнала ЛУ.

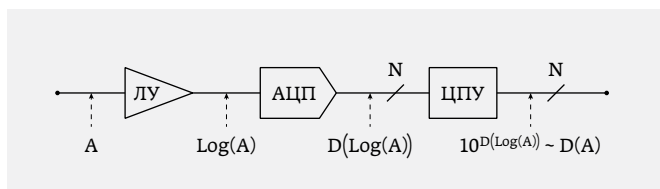


Рис. 2. Структурная схема устройства с широким динамическим диапазоном

Пусть  $U_{ВЫХ} = F_{ЛУ}(U_{ВХ})$  – передаточная функция логарифмического усилителя. Таким образом, входной сигнал, при котором переполняется выходной код АЦП ( $U_{МАХЛУ}$ ), и входной сигнал, при котором происходит первое переключение ( $U_{МИНЛУ}$ ), будут соответственно равны:

$$U_{МАХЛУ} = F_{ЛУ}^{-1}(U_{МАХ}),$$

$$U_{МИНЛУ} = F_{ЛУ}^{-1}(U_{МИН}), \tag{3}$$

где  $F_{ЛУ}^{-1}$  – обратная функция передаточной характеристики ЛУ.

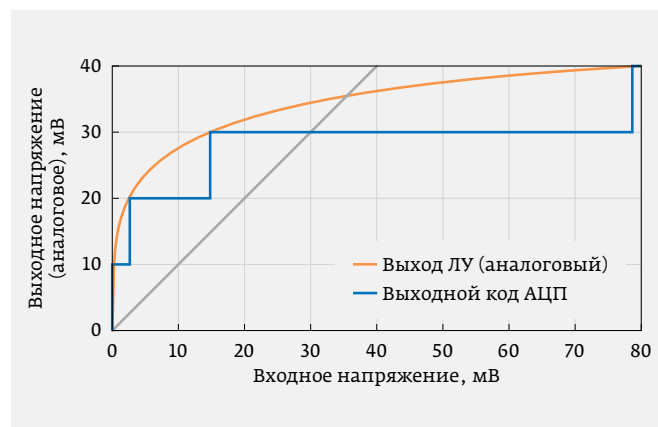


Рис. 3. Передаточная характеристика ЛУ

Передаточная функция реального ЛУ представляет собой объединение линейной зависимости для малого сигнала и логарифмической – для большого:

$$F_{\text{ЛУ}} = \begin{cases} k \cdot U_{\text{ВХ}}, & \text{при } U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ВХО}} \\ m \cdot \log(U_{\text{ВХ}}), & \text{при } U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХО}} \end{cases} \quad (4)$$

где  $U_{\text{ВХО}}$  – входное напряжение перехода от линейной зависимости к логарифмической;  $k$  – коэффициент усиления ЛУ на линейном участке,  $m$  – нормирующий множитель логарифмического преобразования, математически определяется основанием логарифма и характеризуется размерностью напряжения.

В общем случае возможны два варианта: в первом (А) – напряжение первого перехода АЦП, то есть напряжение младшего значащего разряда  $U_{\text{МЗР}}$  для устройства (ЛУ+АЦП) будет ниже, чем напряжение перехода на логарифмический участок  $U_{\text{ВХО}}$ , во втором (Б) – большим, чем  $U_{\text{ВХО}}$ .

Таким образом, учитывая (3) и (4), для варианта А динамический диапазон равен:

$$DR_{\text{ЛУ}} = 20 \log \left( \frac{\exp\left(\frac{2^N \cdot U_{\text{МЗР}}}{m}\right)}{\frac{U_{\text{МЗР}}}{k}} \right) \quad (5)$$

а для варианта Б:

$$DR_{\text{ЛУ}} = 20 \log \left( \frac{\exp\left(\frac{2^N \cdot U_{\text{МЗР}}}{m}\right)}{\exp\left(\frac{U_{\text{МЗР}}}{n}\right)} \right) \quad (6)$$

где  $m$  и  $n$  – нормирующие коэффициенты, для которых характерна размерность напряжения.

Для случая, когда верхний предел сигнала с ЛУ и без него можно считать одинаковым, а напряжение младшего значащего разряда соответствует границе линейного участка ЛУ, увеличение диапазона всего устройства – ЛУ с АЦП – будет равно значению коэффициента усиления ЛУ на линейном участке, выраженному в децибелах. Например, для восьмиразрядного АЦП предварительное усиление ЛУ всего на 20 дБ обеспечивает расширение диапазона до 68 дБ, что соответствует увеличению разрядности более чем на два разряда (до 10 разрядов).

Отметим, что расширение динамического диапазона возможно и за счет увеличения верхнего предела обрабатываемого АЦП сигнала путем его логарифмирования (ослабления максимального сигнала).

Рассмотрим изменение относительной ошибки при использовании логарифмического усилителя на примере двухразрядного АЦП (рис. 4 а, б). Наблюдается существенное увеличение абсолютной ошибки при возрастании входного сигнала (рис. 4 а), однако относительная ошибка

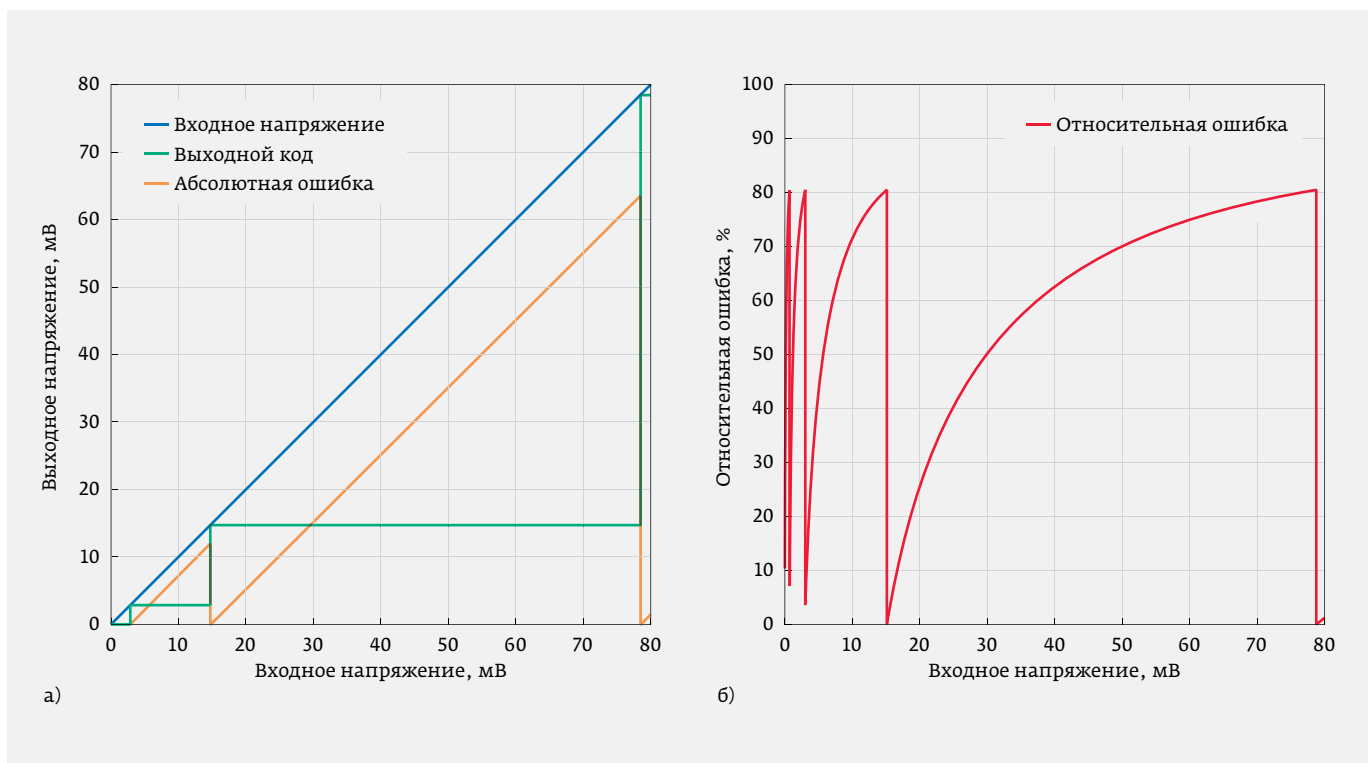


Рис. 4. Ошибки преобразования АЦП с ЛУ: а – абсолютная, б – относительная

не превышает фиксированного значения (рис. 4 б). Максимальное значение относительной ошибки тем меньше, чем выше разрядность выбранного АЦП для данного ЛУ.

Описанные метод и расчеты позволяют сделать положительное заключение о целесообразности использования ЛУ в качестве входного каскада АЦП, но при этом нужно учитывать изменения входного сигнала по логарифмической зависимости на этапе обработки цифрового сигнала, а также погрешность логарифмирования реального ЛУ, которая приводит к увеличению общей абсолютной ошибки.

К минусам схемы включения, представленной на рис. 2, относится ухудшение шумовых характеристик, так как к шуму АЦП добавляется собственный шум ЛУ, ограничивающий уровень минимального детектируемого сигнала. В то же время при незначительном увеличении размера кристалла и суммарной потребляемой мощности обеспечиваются преимущества, связанные с расширением динамического диапазона и уменьшением относительной ошибки преобразования. Существенно также, что дальнейшая обработка, в том числе экспандер выходного сигнала, выполняется цифровым способом, то есть могут быть получены коды, соответствующие сигналам с амплитудой, превышающей напряжение питания обрабатывающих устройств.

Для практической реализации метода (см. рис. 2) был разработан логарифмический усилитель, который производит сжатие входного сигнала, поступающего на АЦП [2]. Для этого необходимо использовать ЛУ «истинного» типа. Известно множество серийно выпускаемых ЛУ, но большая их часть выполнена по схеме последовательного детектирования и предназначена в основном для работы с продетектированным сигналом. Основное преимущество «истинного» ЛУ в том, что сохраняется информация об амплитуде и фазе высокочастотной составляющей входного сигнала. Логарифмические усилители различаются архитектурой и могут быть разделены на два основных типа: последовательного и параллельного логарифмирования. Структурная схема предлагаемого ЛУ параллельного типа, который является усовершенствованным вариантом схемы, предложенной в [3], показана на рис. 5.

В литературе [3] показано, что:

$$V_{\text{ВЫХ}} = (k-m)V_{\text{Н}} + V_{m_{\text{ВЫХ}}} = (k-m+1)V_{\text{Н}} + V_{\text{Т}} = (k-m+1+\frac{1}{A})V_{\text{Н}}, \quad (7)$$

$$\left(k-m+1+\frac{1}{A}\right)V_{\text{Н}} = \left[k+\frac{1}{A}+\log_{(1+A)}\left(\frac{V_{\text{ВХ}}}{V_{\text{Н}}}\right)\right], \quad (8)$$

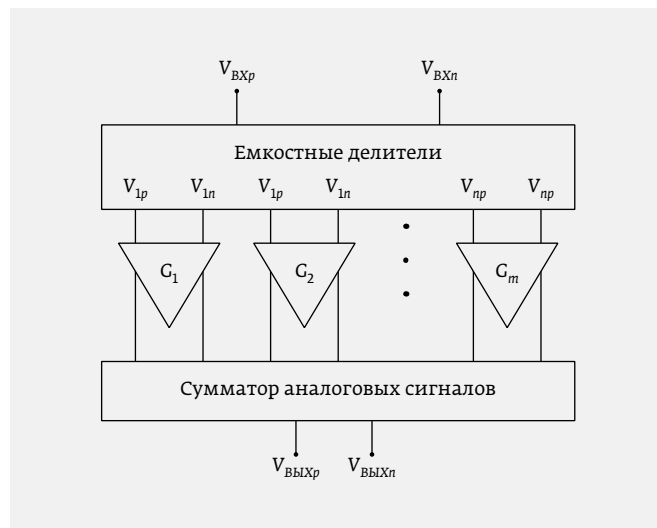


Рис. 5. Структурная схема истинного ЛУ.

$V_{\text{ВХр}}/V_{\text{ВХп}}$  – входное дифференциальное напряжение,  $V_{\text{ВЫХр}}/V_{\text{ВЫХп}}$  – выходное дифференциальное напряжение,  $V_{n/p}$  – входное дифференциальное напряжение каждой усилительной ячейки

где  $V_{m_{\text{ВЫХ}}}$  – выходное напряжение каждой усилительной ячейки,  $V_{\text{Н}}$  – напряжение насыщения усилительной ячейки,  $V_{\text{Т}}$  – тангенциальная точка чувствительности сигнала,  $k$  – число дифференциальных усилителей,  $m$  – номер ячейки, соответственно,  $A$  – коэффициент, определяющий динамический диапазон каждого блока, рассчитанный следующим выражением [2]:

$$A = D^{1/N}, \quad (9)$$

где в соответствии с [2]  $D$  – динамический диапазон ЛУ, а  $m$  – количество каскадов ЛУ. Таким образом, каждая усилительная ячейка дифференциального усилителя должна быть настроена на определенный входной динамический диапазон. С помощью блока емкостных делителей на входе ЛУ можно корректировать рабочие области каждой ячейки без изменения ее внутренней конфигурации, что позволит сохранить путь прохождения сигнала симметричным (без учета задержки на конденсаторах). Согласно уравнению (9) определяются границы работы каждого каскада двух усилителей. Считается, что напряжение на входе первого  $V_1$  равно  $V_{\text{ВХЛУ}}$  (входное напряжение ЛУ), поскольку сигнал для первой усилительной ячейки проходит через первую емкость без потери мощности. Имеем:

$$D_1 = V_1 - V_2 \quad (10)$$

$$D_n = V_n - V_{n+1} \quad (11)$$

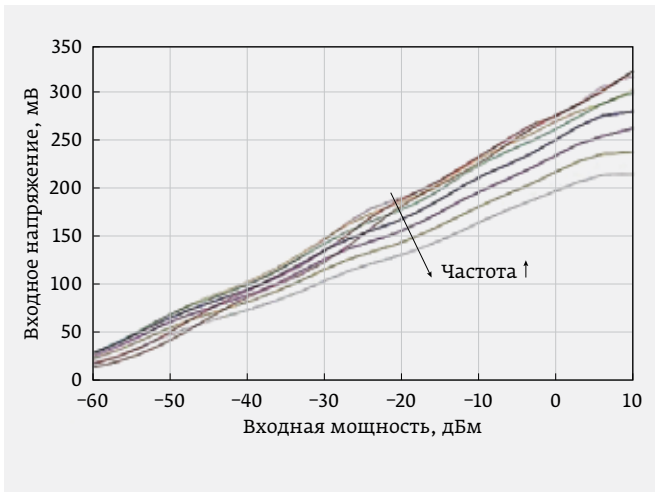


Рис. 6. Передаточная характеристика ЛУ

$$V_n = V_{n-1} \cdot A^{(1-n)}, \quad (12)$$

где  $n$  – порядковый номер входного напряжения дифференциальных усилителей. Дальнейшая замена:  $A^{(1-n)}$  на  $C_{(n-1)} / (C_{(n-1)} + C_{(n+2)})$ , где  $C_n$  – номер емкости в блоке емкостных делителей. В результате получаем зависимость динамического диапазона от емкости:

$$V_n = V_{n-1} \cdot \frac{C_{n-1}}{(C_{n-1} + C_{n+2})}. \quad (13)$$

Передаточная характеристика от входной мощности на частотах от 200 МГц до 4 ГГц и результат моделирования ЛУ с АЦП представлены на рис. 6 и 7.

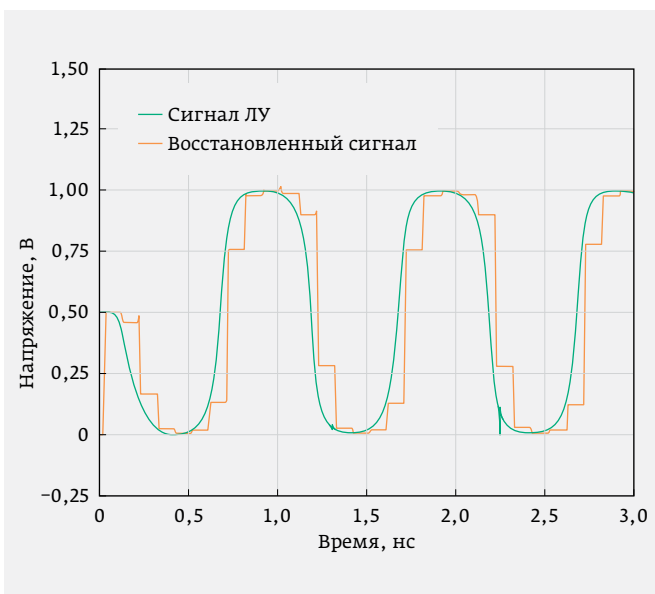


Рис. 7. Результат моделирования ЛУ с АЦП

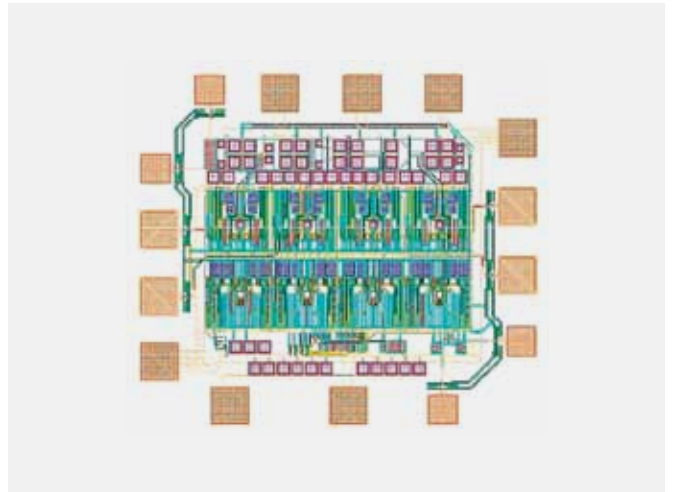


Рис. 8. Топология ЛУ

Топология ЛУ (рис. 8) разработана с использованием SiGe БИКМОП-технологии с проектными нормами 180 нм.

\*\*\*

Предложенная структура, содержащая логарифмический усилитель и АЦП, расширяет динамический диапазон сигналов, обрабатываемых АЦП при сохранении постоянной заданной относительной погрешности. Данный метод позволяет использовать АЦП с ограниченной разрядностью для обработки сигналов в широком динамическом диапазоне, что особенно важно для СВЧ АЦП.

Разработаны принципиальная схема и топология ЛУ истинного типа на емкостных делителях сигнала с возможностью дополнительной внешней корректировки с полосой 3,5 ГГц. Динамический диапазон составляет 70 дБ, а коэффициент усиления на малом сигнале – 30 дБ. Потребление тока – менее 90 мА при напряжении питания 5 В. Размер топологии ЛУ 0,8 × 0,9 мм<sup>2</sup>. Использование емкостных делителей сигнала и корректировка позволяют регулировать логарифмический выходной сигнал для применения с конкретным АЦП.

## ЛИТЕРАТУРА

1. **Кестер У.** Аналого-цифровое преобразование. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2007. 1016 с. ISBN978-5-94836-146-8.
2. **Holdenried C. D.** A DC-4-GHz True Logarithmic Amplifier: Theory and Implementation // IEEE journal of solid-state circuits. V. 37. № 10. October 2002.
3. **Holdenried C. D. and Haslett J. W.** A DC-6 GHz, 50 dB dynamic range SiGe HBT Logarithmic Amplifier // International Symposium on Circuits and Systems. V. 4. P. 289–292. Vancouver. Canada. May 23–26. 2004.